

MARZO DE 1984.

1. ING. EUSEBIO AMENEYRO AGUILAR  
Ingeniero de Ventas  
Depto. Ingeniería y Ventas  
Leed and Northrup Mexicana, S. A.  
Blvd. Avila Camacho No. 225  
Col. San Francisco Cuautlalpan  
53560 Naucalpan, Edo. de México  
576-8033
2. M. EN I. ORLANDO BULFEDA DE LA LUZ  
Asesor de la Sección Eléctrica, Electrónica  
Departamento de Laboratorio  
Sistema de Transporte Colectivo METRO  
Delicias No. 67-8° Piso  
Col. Centro  
Deleg. Cuauhtémoc  
06000 México, D. F.  
521-8620 ext. 2883
3. M. EN I. ROBERTO DAZA-GÓMEZ TORRES  
Profesor  
D.E.P.F.I. U.N.A.M.  
Ciudad Universitaria  
Deleg. Alvaro Obregón  
04510 México, D. F.  
550-5215 ext. 4477, 4485, 4487
4. ING. RICARDO GARIBAY JIMENEZ  
Jefe de Laboratorio de Instrumentación  
Depto. Ingeniería de Control  
DIME División de Ingeniería, Mecánica y Eléctrica  
U.N.A.M. Ciudad Universitaria 2° Piso  
Deleg. Alvaro Obregón  
04510 México, D. F.  
550-5215 ext. 3762
5. ING. MANUEL HERNANDEZ MONROY  
Jefe de Depto. de Servicio  
Leed and Northrup Mexicana, S. A.  
Blvd. Avila Camacho No. 225  
Col. San Francisco Cuautlalpan  
53560 Naucalpan, Edo. de México  
576-8033
6. M. EN C. CAUPOLICAN MUÑOZ GAMBOA (COORDINADOR)  
Profesor e Investigador  
D.E.P.F.I. U.N.A.M.  
Ciudad Universitaria  
Deleg. Alvaro Obregón  
04510 México, D. F.  
550-5215 ext. 4477, 4485, 4487

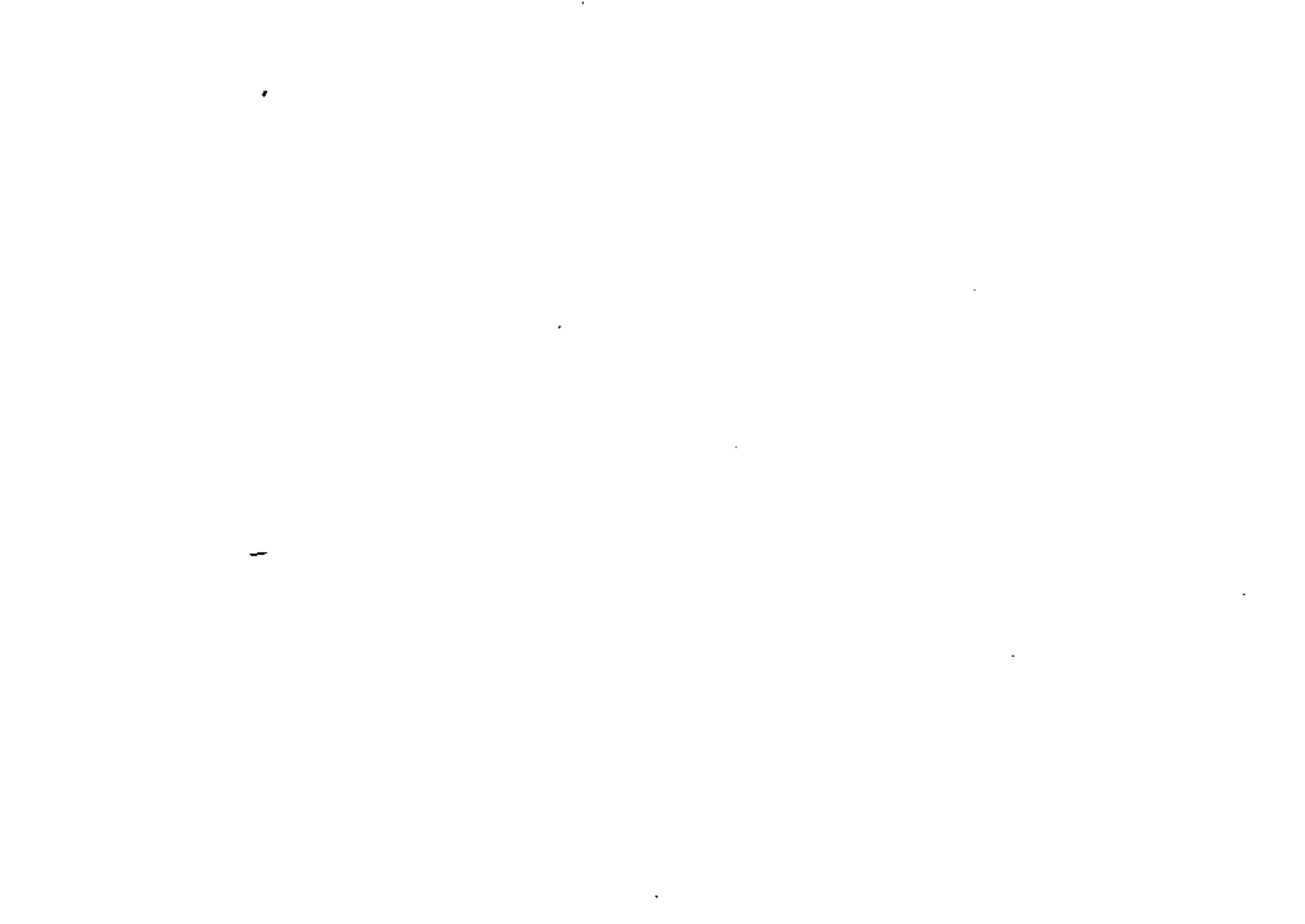


7. ING. JOSE SERRANO VILLEGAS  
Técnico Académico Asociado "C"  
Depto. de Mantenimiento, Centro de Instrumentos  
U.N.A.M. Ciudad Universitaria-Circuito Exterior  
Deleg. Alvaro Obregón  
04510 México, D. F.  
550-5215 ext. 4696
  
8. ING. JAVIER VALENCIA FIGUEROA  
Profesor  
Facultad de Ingeniería  
DIME División de Ingeniería, Mecánica y Electrica  
U.N.A.M. Ciudad Universitaria  
Deleg. Alvaro Obregón  
04510 México, D. F.  
550-5215 ext. 3725
  
9. ING. ROBERTO VEGA GONZALEZ  
Gerente de Ventas -Región Superior-  
Harch Internacional  
Nuevo Leon No. 159 4° Piso  
Cbl. Condesa  
06140 México, D.F.  
286-4733
  
10. ING. EDUARDO RAMIREZ SANCHEZ  
Coordinador del Laboratorio de Electrónica  
Depto. de Comunicación y Electrónica  
U.N.A.M. Ciudad Universitaria  
Deleg. Alvaro Obregón  
04510 México, D. F.  
550-5215 ext. 3755

INTRUMENTACION ELECTRONICA 1984

Fecha	Tema	Horario	Profesor
Marzo 10	INTRODUCCION A LA INSTRUMENTACION Y AL MANEJO ESTADISTICO DE DATOS	10 a 14 h	M. EN C. CAUPOLICAN MUÑOZ GAMBOA
	¿Qué es la Instrumentación? Sistemas de medición, de adquisición y de procesamiento de datos. Realimentación y controladores		
Marzo 12	El problema de la medición Variables aleatorias y sus características El experimento en ingeniería Análisis de los datos	17 a 21 h	
Marzo 13	TRANSDUCTORES	17 a 21 h	M. EN I. ORLANDO BULPEDA DE LA LUZ
	Transductores de desplazamiento, velocidad y aceleración. Transductores de fuerza torque y potencia		
Marzo 14	Transductores de presión y sonido Transductores de flujo Transductores de temperatura	17 a 21 h	ING. RICARDO GARIBAY JIMENEZ
Marzo 15	PROCESAMIENTO DE SEÑALES Y TRANSFORMACION DE POTENCIA	17 a 21 h	ING. JAVIER VALENCIA FIGUEROA
	Amplificación y filtrado de señales analógicas Fuentes de poder Modulación analógica y digital		
Marzo 16	Conversión A/D y D/A Microprocesadores, arquitectura y programación	17 a 21 h	M. EN I. ROBERTO DAZA-GONZALEZ TORRES
Marzo 17	Práctica I Instrumentos de laboratorio Práctica II Transductores	10 a 12 h 12 a 14 h	ING. JAVIER VALENCIA FIGUEROA ING. RICARDO GARIBAY JIMENEZ
Marzo 18	INSTRUMENTOS ELECTRONICOS	17 a 21 h	ING. JAVIER VALENCIA FIGUEROA
	Medidores de voltaje, corriente, inferencia y potencia Generadores de señales y de funciones Dispositivos de despliegue y presentación de datos		
Marzo 20	Instrumentos de análisis: Osciloscopio, analizador de espectros y analizador lógico. Contadores, frecuencímetros y medidores de tiempo	17 a 21 h	ING. EDUARDO RAMIREZ SANCHEZ





Marzo 22	<b>INSTRUMENTACION PARA PROCESOS INDUSTRIALES</b>	17 a 18 h	ING. ROBERTO VEGA GONZALEZ
	<i>Lazos de control en operaciones unitarias industriales</i>	18 a 19:30 h	ING. MANUEL HERNANDEZ MONROY
	<i>Transmisores electrónicos</i>	19:30 a 21 h	ING. ROBERTO VEGA GONZALEZ
Marzo 23	<i>Medición, registro e indicación</i>	17 a 19 h	ING. MANUEL HERNANDEZ MONROY
	<i>Controladores</i>	19 a 21 h	ING. EUSEBIO AMENEYRO AGUI- LAR.
	<i>Sistema de control distribuido</i>		
Marzo 24	<i>Práctica 3 Filtros activos</i>	10 a 12 h	ING. JAVIER VALENCIA FIGUE- ROA
	<i>Práctica 4 Amplificadores de señal pequeña</i>	12 a 14 h	ING. JAVIER VALENCIA FIGUE- ROA.

1950

INTRODUCTION

ENGINEERING

1950



DIVISION DE EDUCACION CONTINUA  
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

1. INTRODUCCION A LA INSTRUMENTACION Y AL MANEJO  
ESTADISTICO DE DATOS

M. en C. CAUPOLICAN MUÑOZ GAMBOA  
Marzo, 1984

The first part of the document discusses the importance of maintaining accurate records of all transactions. It emphasizes that every entry should be supported by a valid receipt or invoice. This ensures transparency and allows for easy auditing of the accounts.

In the second section, the author details the various methods used to collect and analyze data. This includes both primary and secondary research techniques. The primary research involved direct observation and interviews with key stakeholders. The secondary research focused on reviewing existing literature and industry reports. The data collected was then analyzed using statistical software to identify trends and correlations.

The findings of the study are presented in the third section. It shows that there is a significant positive correlation between the variables being studied. This suggests that the factors being investigated are closely related and can influence each other. The results are supported by the data analysis and the statistical tests conducted.



The fourth section discusses the implications of the findings. It highlights the practical applications of the research and how the results can be used to inform decision-making. The author also addresses the limitations of the study and suggests areas for future research. This includes exploring the long-term effects of the variables and testing the findings in different contexts.



In conclusion, the document provides a comprehensive overview of the research process, from data collection to the final findings. It demonstrates the value of thorough data analysis and the importance of supporting claims with evidence. The results of the study are clear and provide valuable insights into the relationship between the variables being studied.

dar valores muy próximos al repetir las mediciones, independientemente de su exactitud, y a los grupos de datos que presentan poca dispersión.

En resumen, exactitud es proximidad estadística al valor conocido y precisión es repetitividad de los valores. Los errores de exactitud se manifiestan entonces cuando el promedio de los valores observados no se acerca al valor conocido, aunque se tome un número muy grande de mediciones. Por el contrario, los errores de precisión se presentan cuando bajo las mismas circunstancias se obtienen valores diferentes.

Un instrumento puede ser muy impreciso, pero muy exacto, cuando entrega valores muy diferentes entre sí (impreciso), pero cuyo promedio se acerca al valor calibrado (exacto). También un instrumento puede ser muy inexacto, pero preciso, cuando proporciona valores muy alejados del valor conocido (inexacto), pero muy próximos entre sí (preciso). De forma similar, los grupos de datos que presentan las distribuciones de la figura 1.1 caen en las siguientes clasificaciones:

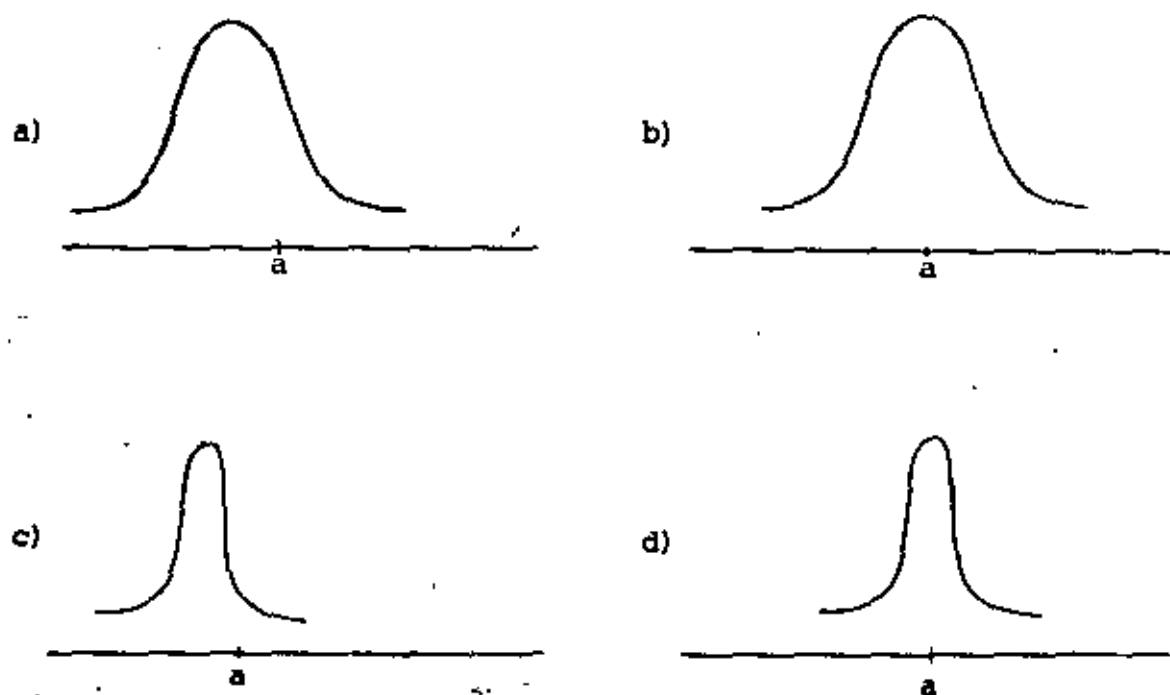


Figura 1.1 Distribuciones extremas de un grupo de datos

1. Figura 1.1a Imprecisos e inexactos.
2. Figura 1.1b Imprecisos, pero exactos.
3. Figura 1.1c Precisos, pero inexactos.
4. Figura 1.1d Precisos y exactos.

Nótese que el valor conocido se denota con  $a$ , que la dispersión determina precisión y que el promedio determina exactitud.

Finalmente, cabe hacer notar que el caso de la figura 1.1a es totalmente inútil, aún cuando podía mejorarse con un adecuado ajuste o calibración de los instrumentos. El caso de la figura 1.1b es perfectamente útil si se realizan suficientes mediciones para asegurarse que el promedio es exacto. El de la figura 1.1c es también inútil, aunque podía corregirse ventajosamente con una adecuada calibración del instrumento. Por último, el grupo de datos de la figura 1.1d corresponde a la situación ideal.

#### 1.4 Fuentes y naturaleza del error.

En un sistema de medición, el error puede presentarse por las más diversas razones y proceder de distintas fuentes. En general, puede decirse que el error proviene básicamente de:

1. Falla o mal funcionamiento del elemento sensor principal, por falta de calibración o de ajuste del mismo, por envejecimiento, o por diversos efectos de inestabilidad.
2. Falla o mal funcionamiento del resto del instrumento, por causas similares al caso anterior, aunque por la interacción de diversos factores o componentes.
3. Falla humana al emplear, conectar, medir o leer el resultado que presenta el instrumento, o por descuido o falta de precaución al realizar las mediciones.

En realidad, las fuentes pueden producir errores de exactitud y precisión, aun-

En general se presentan ambos en forma simultánea. Por supuesto, los errores debidos a los instrumentos pueden disminuirse considerablemente por medio de buenos diseños, ajustes y calibraciones; en tanto que los errores humanos pueden minimizarse con el debido cuidado, precaución y meticulosidad.

Como habrá podido suponerse, el error de exactitud no amerita un tratamiento muy profundo, ya que se elimina con una calibración. Más complejo es en cambio el error de precisión, puesto que se refiere a la dispersión de los resultados. Por ello, el tratamiento del error de precisión exige el empleo de probabilidad y estadística.

Al realizar una serie de mediciones por medio de diferentes instrumentos y métodos, los resultados obtenidos se desviarán del valor conocido o calibrado dependiendo del error que contengan, por lo que si estos valores se registran podrá comprobarse que se distribuyen alrededor del valor conocido en forma similar a lo que indica la figura 1.2a). Al tomarse más mediciones y disminuirse el intervalo  $\Delta x$ , se tendrá que el diagrama tiende a suavizarse, tendiendo en el límite a una curva de distribución como en la figura 1.2b). Suponiendo que se ha eliminado el error de exactitud, algún punto elevado de la curva corresponde al valor

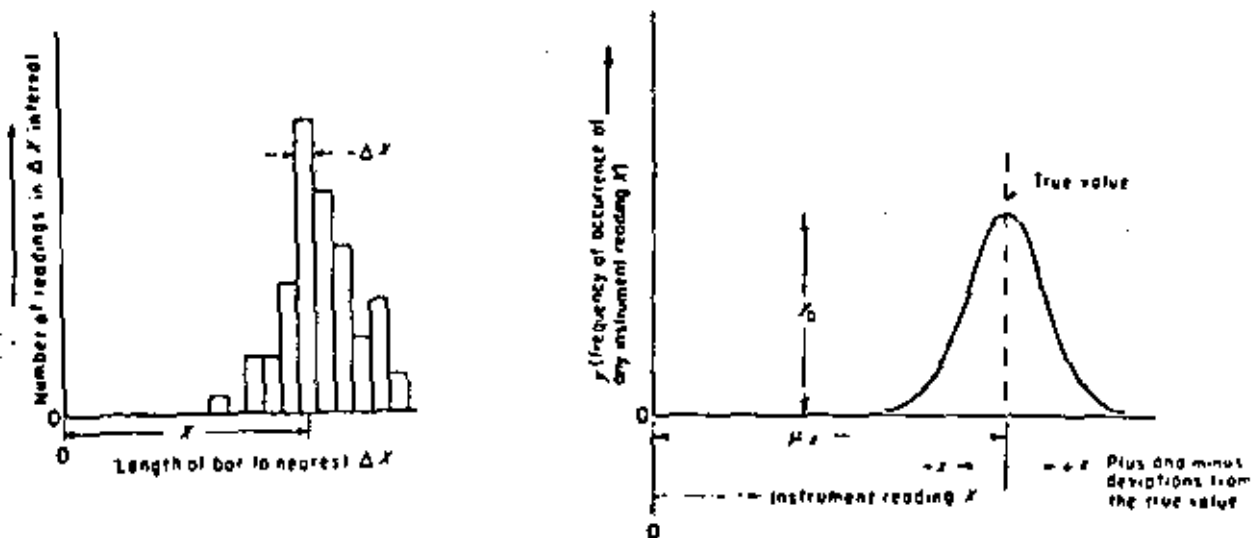


Figura 1.2a) Distribución de un grupo de mediciones con error b) Distribución normal.



conocido, siendo entonces las desviaciones hacia la derecha valores superiores al conocido y hacia la izquierda, valores inferiores al conocido.

La forma de la curva (dispersión) deberá además corresponder con el error de precisión, en tanto que el valor real deberá ser algún promedio de la curva.

## 2. VARIABLES ALEATORIAS Y SUS CARACTERISTICAS

Al realizarse múltiples mediciones de una magnitud conocida o calibrada, puede encontrarse que los resultados forman una serie aleatoria discreta o que llenan por completo un intervalo. Esto quiere decir que se tendrán variables aleatorias discretas (discontinuas) y continuas.

Como las variables discretas no pueden tomar un valor cualquiera, su distribución se parecerá a la figura 1.2a), en tanto que la distribución de una variable continua se parecerá en el límite a la de la figura 1.2b). En el primer caso (variables discretas), se tendrá que si cada valor posible tiene una cierta probabilidad de ocurrencia, esta relación se llama ley de distribución de la variable y constituye la caracterización más completa de ella.

La ley o función de distribución de las variables discretas se formula simplemente señalando la probabilidad de ocurrencia de cada valor posible en una lista o un diagrama. Es el caso de las variables continuas, sin embargo, esto no es posible ya que en virtud de que hay infinitos valores posibles la probabilidad de ocurrencia de cada uno de ellos es cero. Esta aparente contradicción se analizará más adelante.

### 2.1 Caracterización de las variables aleatorias

Para las variables continuas es mejor observar la probabilidad de ocurrencia de todos los valores inferiores a un cierto número  $x$ , lo que se denota  $F(x)$  y se conoce como función integral de distribución.

Las propiedades fundamentales de  $F(x)$  son

1.  $F(-\infty) = 0$  Esta es la mínima probabilidad.
2.  $F(+\infty) = 1$  Máxima probabilidad.
3.  $F(x) \geq 0$  Por ser probabilidad no puede ser menor que cero.
4. Si  $x_2 > x_1$ , entonces  $F(x) > F(x_1)$ , o sea,  $F(x)$  es una función monótonamente creciente.

Algunas otras propiedades interesantes se señalan a continuación, donde  $P(X < x) = F(x)$  y  $P(X > x)$  es la probabilidad de ocurrencia de los valores superiores a  $x$  de la variable  $X$ .

5.  $P(X > x) = 1 - P(X < x) = 1 - F(x)$
6.  $P(x_1 \leq X < x_2) = P(X < x_2) - P(X < x_1) = F(x_2) - F(x_1)$
7.  $P(X = x) = 0$

En la práctica, sin embargo, se emplea la función diferencial de probabilidad o función de densidad de probabilidad  $\phi(x)$ , que se define

$$\phi(x) = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \left[ \frac{P(x < X < x + \Delta x)}{\Delta x} \right] \quad (1.1)$$

o bien

$$\phi(x) = \frac{d}{dx} F(x) \quad (1.2)$$

Al analizar las ecuaciones anteriores, así como las definiciones, se tiene que  $F(x)$  es de la forma que indica la figura 1.3a), que  $\phi(x)$  es de la forma que aparece en la figura 1.3b), donde se señala además que  $F(x)$  es el área bajo la curva de  $\phi(x)$ , mientras que  $\phi(x)$  es a su vez la pendiente de la curva de  $F(x)$ .

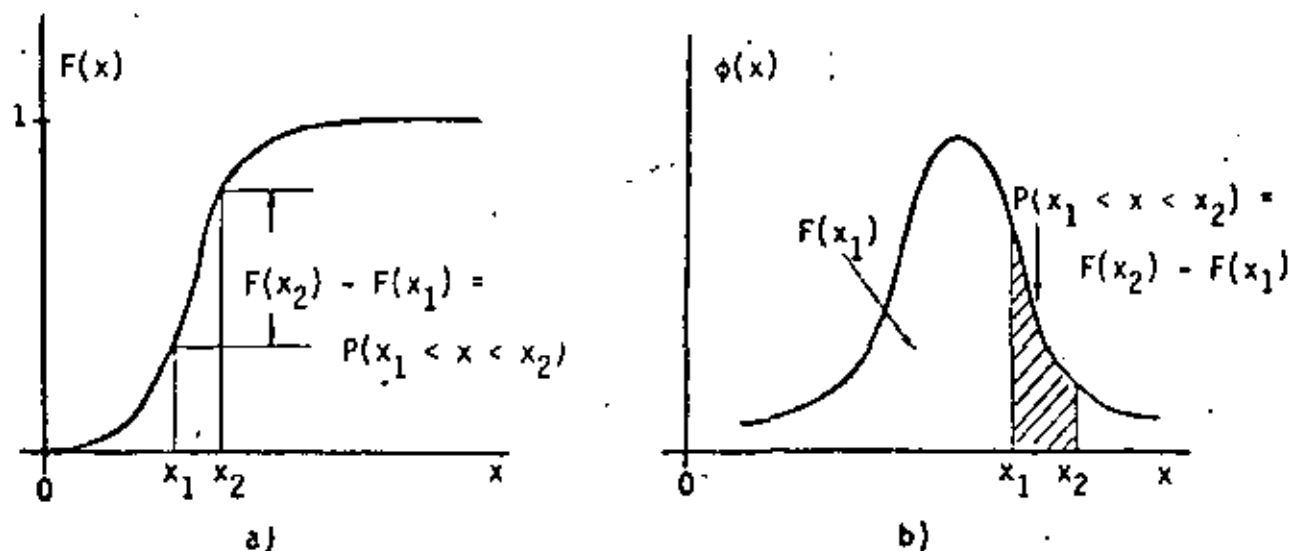


Figura 1.3 a) Función integral de distribución. b) Función diferencial de distribución.

Esto quiere decir que se cumplen las siguientes ecuaciones

$$\int_{x_1}^{x_2} \phi(x) dx = F(x_2) - F(x_1) \quad (1.3)$$

$$\int_{-\infty}^x \phi(z) dz = F(x) \quad (1.4)$$

$$\phi(x) \geq 0 \quad (1.5)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \phi(x) dx = 1 \quad (1.6)$$

Puesto que  $\phi(x)$  [y por tanto, también  $F(x)$ ] constituyen la caracterización más completa de una variable aleatoria, estas funciones deben ser capaces de propor-

cionar alguna información respecto a la forma en que se distribuyen las variables. Los parámetros que realizan esta función son el valor medio y la dispersión que, como ya se ha dicho, caracterizan el valor exacto y el error de precisión (respectivamente) del grupo de mediciones, valores o datos que se ha tomado como base al inicio de este análisis.

En una situación real, por supuesto, no es posible contar con colecciones infinitas de valores, ni con infinitas observaciones de una variable física, por lo que el experimentador habrá de conformarse con tener una colección finita o muestra de un universo mayor. Por ello, se distinguirá entre el conjunto general y la muestra, definiéndose los conceptos de media general, media muestral, desviación general y desviación muestral.

**Media general.** El valor medio  $\mu$  de una variable aleatoria  $x$  para el conjunto general se define como el valor esperado o esperanza matemática de la variable, o sea,

$$\mu = M(x) = \int_{-\infty}^{\infty} x \phi(x) dx \quad (1.7)$$

Algunas propiedades de la esperanza matemática se indican a continuación

$$M(c) = c \quad (1.8a)$$

$$M(cx) = cM(x) \quad (1.8b)$$

$$\text{Si } x = x_1 + \dots + x_n, \quad M(x) = M(x_1) + \dots + M(x_n) \quad (1.8c)$$

$$\text{Si } y = f(x_1, \dots, x_n), \quad M(y) = f(M(x_1), \dots, M(x_n)) \quad (1.8d)$$

donde  $c$  es una constante e  $y$  es una función no lineal de las  $x_n$  que varía suavemente en pequeños intervalos de variación de los argumentos.

**Media muestral.** El valor medio de la muestra se define como el promedio de los  $n$  valores observados  $x_i$ , o media aritmética

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \quad (1.9)$$

Nótese que para  $\bar{x}$  también son válidas las propiedades de la esperanza matemática que se indican en la ecuación (1.8).

**Dispersión general.** Para el conjunto general se define la dispersión  $\sigma^2(x)$  como la media general de los cuadrados de las desviaciones respecto de la media general  $\mu$ , o sea, como la esperanza matemática de la función  $y = (x - \mu)^2$

$$\sigma^2(x) = M \{(x - \mu)^2\} = \int_{-\infty}^{\infty} (x - \mu)^2 \phi(x) dx \quad (1.10)$$

La raíz positiva de la dispersión, o sea,  $\sigma(x)$ , se conoce como desviación cuadrática media general o desviación normal. Algunas propiedades de la dispersión son

$$\sigma^2(c) = 0 \quad (1.11a)$$

$$\sigma^2(cx) = c^2 \sigma^2(x) \quad (1.11b)$$

$$\text{Si } x = x_1 + \dots + x_n, \quad \sigma^2(x) = \sigma^2(x_1) + \dots + \sigma^2(x_n) \quad (1.11c)$$

$$\text{Si } y = f(x_1, \dots, x_n), \quad \sigma^2(y) = \left(\frac{\partial f}{\partial x_1}\right)^2 \sigma^2(x_1) + \dots + \left(\frac{\partial f}{\partial x_n}\right)^2 \sigma^2(x_n). \quad (1.11d)$$

donde  $c$  es una constante e  $y$  es una función con las mismas características de la ecuación (1.8d).

**Dispersión muestral.** La dispersión de una muestra de  $n$  valores observados de la variable aleatoria  $x$  se define con la expresión

$$s^2(x) = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2 \quad (1.12)$$

donde se observa que el denominador disminuye el valor de  $n$  en 1, lo que se debe a que la dispersión de la muestra se determina con respecto a la medida aritmética y no con respecto a la esperanza matemática. El valor positivo de la raíz de la dispersión se llama, como antes, desviación cuadrática media de la muestra o desviación normal. También, las propiedades de las ecuaciones (1.11) se aplican a la desviación normal de la muestra.

## 2.2 Algunas distribuciones estadísticas.

Siendo el error una magnitud aleatoria que se encuentra sometida a determinadas restricciones que dependen de cada caso particular, se tienen varias distribuciones estadísticas que pueden aplicarse para describir su comportamiento. Las principales se detallan a continuación.

**Distribución normal.** Conocida ampliamente como ley de distribución de Gauss, resulta ser la distribución más importante puesto que se deduce de suponer que el error total es el resultado de un gran número de pequeños errores que se distribuyen aleatoriamente y de que los errores positivos y negativos alrededor del valor correcto son igualmente probables. La función de densidad de probabilidad de la distribución normal se define

$$\phi(x) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp \left[ -\frac{(x - \mu)^2}{2\sigma^2} \right] \quad (1.13)$$

donde  $\mu$  y  $\sigma$  ya han sido definidos como la media general y la desviación cuadrática media general, respectivamente.

En la figura 1.4 se muestra la función de densidad de probabilidad de la distribución normal, donde  $\mu$  indica el eje de simetría (media) y  $\sigma$  la forma de la curva, o sea, el ancho y el alto (dispersión). Nótese que el área bajo la curva se mantiene constante y es igual a la unidad.

Finalmente se mencionará que si se toma como media el valor cero (origen del

sistema de coordenadas) y como dispersión la unidad, se encuentra que la ecuación (1.13) toma la forma en que normalmente se encuentra en tablas:

$$\phi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right) \quad (1.14)$$

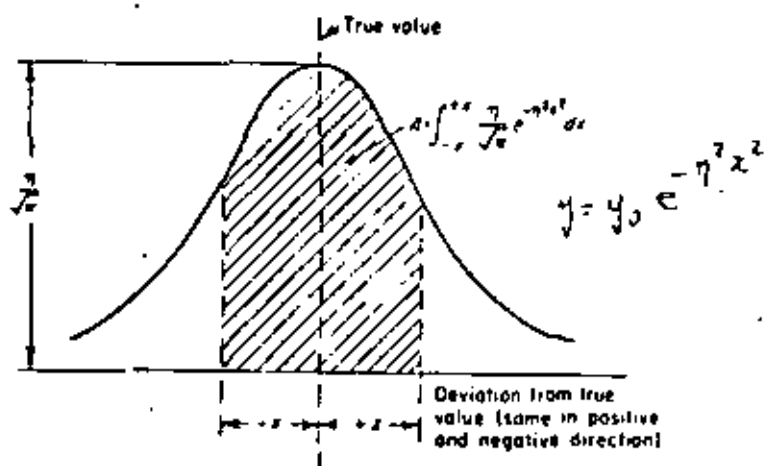


Figura 1.4 Función de densidad de probabilidad de la distribución normal.

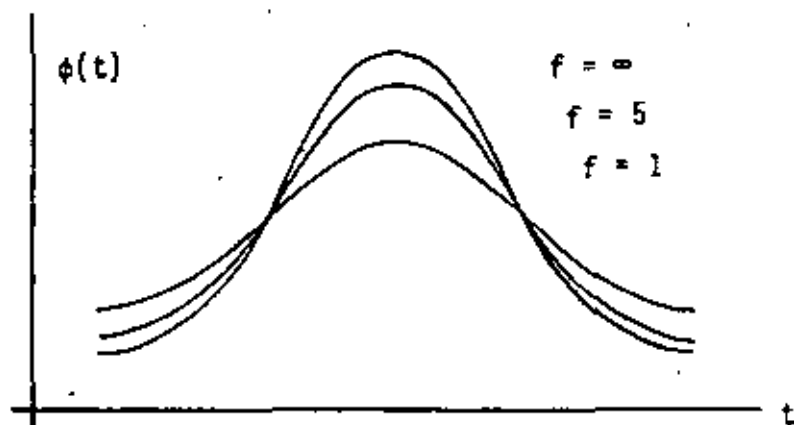


Figura 1.5 Función de densidad de probabilidad de la distribución de Student.

Distribución de Student. Como la distribución normal está referida al conjunto general de valores, observaciones o datos, no tiene una aplicación real sino cuando se cuenta con muchísimos elementos independientes. En los casos prácticos, entonces, puede aplicarse la distribución de Student donde

$$t = \frac{x - \mu}{s(x)} \quad (1.15a)$$

$$\phi(t) = \frac{1}{\sqrt{\pi f}} \frac{\Gamma(\frac{f+1}{2})}{\Gamma(\frac{f}{2})} \left(1 + \frac{t^2}{f}\right)^{-\frac{f+1}{2}} \quad (1.15b)$$

- En las ecuaciones anteriores  $f$  son los grados de libertad de la dispersión de la muestra  $s^2(x)$  y  $\Gamma(z)$  la función gamma de Euler, definida por la integral

$$\Gamma(z) = \int_0^{\infty} e^{-y} y^{z-1} dy \quad (1.16)$$

Para un número grande de grados de libertad, la distribución de Student tiende a la distribución normal, como se observa en la figura 1.5.

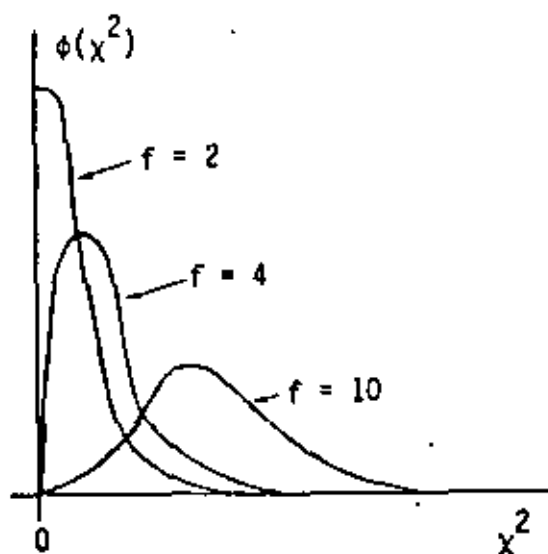


Figura 1.6 Función de densidad de probabilidad de distribución  $\chi^2$



Distribución  $\chi^2$  (chi-cuadrado). La función de distribución chi-cuadrado se define (véase la figura 1.6)

$$\phi(\chi^2) = \frac{1}{2^{f/2} \Gamma(\frac{f}{2})} (\chi^2)^{\frac{f}{2} - 1} e^{-\chi^2/2} \quad \chi^2 \geq 0 \quad (1.17)$$

Esta función corresponde a la distribución a la cual obedece la variable

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^n \left[ \frac{x_i - \mu}{\sigma} \right]^2 \quad (1.18)$$

donde las  $x_i$  son  $n$  variables aleatorias independientes que se distribuyen según la ley de distribución normal con los parámetros  $\mu$  y  $\sigma$ .  $f$  es el número de grados de libertad de la distribución chi-cuadrado y es igual a  $n$ . El símbolo  $\Gamma$  es nuevamente la función gamma de Euler.

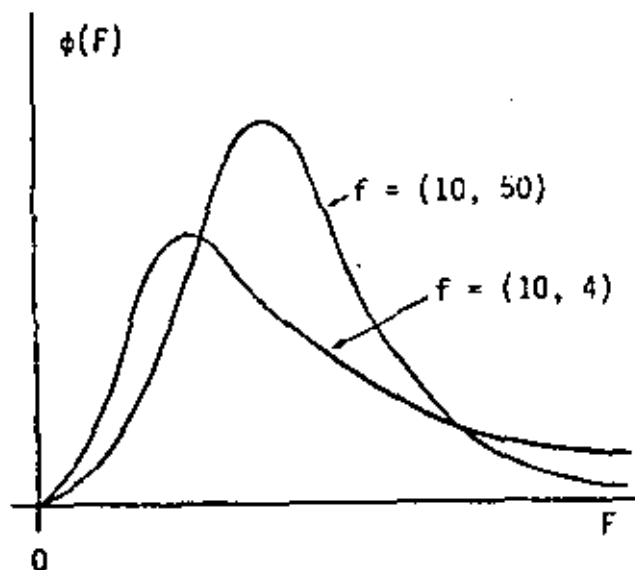


Figura 1.7 Función de densidad de probabilidad de la distribución de Fisher.

Distribución de Fisher. Cuando se tienen dos grupos independientes de observaciones de una misma variable aleatoria  $x$ , denominados  $x'_i$  y  $x''_j$ , de los cuales se dispone de  $n_1$  y  $n_2$  elementos y cuyas dispersiones son  $s_1^2$  y  $s_2^2$ , respectivamente, las dispersiones generales pueden satisfacer la relación

$$\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = \sigma^2 \quad (1.19)$$

En este caso, la relación de las dispersiones de las muestras

$$F = s_1^2 / s_2^2 \quad (1.20)$$

obedece a una distribución cuya función de densidad de probabilidad se determina por

$$\phi(F) = \frac{\Gamma\left(\frac{f_1 + f_2}{2}\right)}{\Gamma\left(\frac{f_1}{2}\right) \Gamma\left(\frac{f_2}{2}\right)} \frac{f_1^{\frac{f_1}{2}} f_2^{\frac{f_2}{2}} F^{\frac{f_1}{2} - 1}}{(f_2 + f_1 F)^{\frac{f_1 + f_2}{2}}}, \quad F \geq 0 \quad (1.21)$$

En la ecuación (1.21) el símbolo  $\Gamma$  representa la función gamma de Euler, en tanto que  $f_1$  y  $f_2$  representan, respectivamente los grados de libertad de las dispersiones  $s_1^2$  y  $s_2^2$ .

La función de distribución de Fisher, que se muestra en la figura 1.7 tiene la característica de que al intercambiar los grados de libertad de las dispersiones  $s_1^2$  y  $s_2^2$  no se obtiene igualdad.

### 2.3 Verificación de hipótesis estadísticas.

Cuando se trabaja con datos experimentales de una variable, el mismo hecho de que estos datos sean limitados impide conocer con certeza si una determinada variable obedece a una ley de distribución supuesta. Como es deseable tener alguna seguridad o poder evaluar hasta que punto la suposición es verdadera, será necesario tomar como hipótesis estadística el hecho de que la variable obedece a la distribución supuesta.

Una vez realizada la hipótesis se aplicarán criterios estadísticos para estimar si la hipótesis corresponde con los datos experimentales de que se dispone y, dado el caso de que se justifique su aceptación, evaluar con qué propiedad se acepta. Esto quiere decir que, con los datos que se dispone, puede suponerse con un nivel de significación determinado que la hipótesis es correcta y que los datos no la contradicen. Sin embargo, la recopilación de una mayor cantidad de datos pudiera poner en duda esta misma hipótesis, ya que los criterios que se emplean de ninguna manera demuestran la validez absoluta de lo que se supone, sino que sólo se limitan a evaluar la significación de su aceptación.

### 2.3.1 Metodología de la verificación.

Supóngase que se dispone de un sólo valor ( $x_0$ ) de la variable aleatoria que se analiza. Se supondrá a continuación que la variable aleatoria satisfase una determinada función de densidad de probabilidad  $\phi_0(x)$ , lo que constituye la hipótesis nula  $H_0$ . Se tratará entonces de considerar una segunda hipótesis alternativa  $H_1$  que consiste en que la variable obedece a otra ley de distribución  $\phi_1(x)$ . El propósito de la verificación de las hipótesis estadísticas se traduce entonces en suponer que la hipótesis  $H_1$  es correcta en tanto que  $H_0$  es falsa, tomando como base únicamente el valor  $x_0$  de que se dispone.

El procedimiento que se sigue a continuación consiste simplemente en dividir el intervalo de variación de  $x$  en dos partes por medio de la determinación del punto  $x(R_0/R_1)$  que separa la región  $R_0$  (donde se cumple la hipótesis  $H_0$ ) y la región  $R_1$  (donde se cumple  $H_1$ ), como se muestra en la figura 1.8

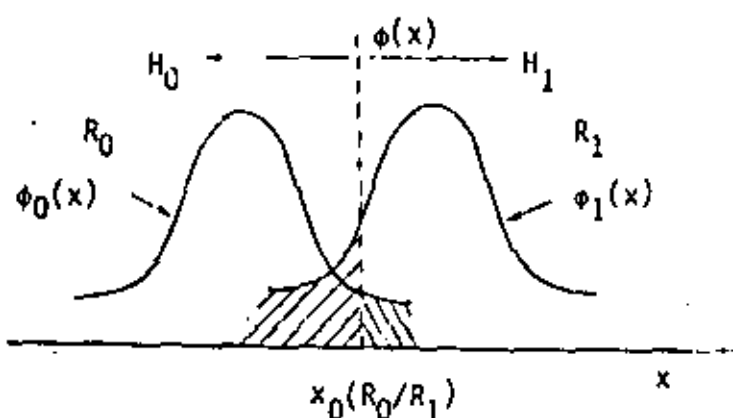


Figura 1.8 Determinación del punto  $x(R_0/R_1)$ , que separa las regiones  $R_0$  y  $R_1$

Habiéndose encontrado el punto  $x(R_0/R_1)$ , el problema se resuelve puesto que si

$$x_0 < x(R_0/R_1) \quad (1.22)$$

la hipótesis  $H_0$  es correcta. En cambio, si

$$x_0 > x(R_0/R_1) \quad (1.23)$$

la hipótesis nula  $H_0$  debe despreciarse.

Desafortunadamente la elección del punto  $x(R_0/R_1)$  no es tarea sencilla y aún así es posible llegar a una conclusión incorrecta. Puede no tomarse la hipótesis nula ( $H_0$ ) cuando en realidad es correcta o tomarse como verdadera esta misma hipótesis cuando es falsa. La probabilidad del primer suceso (error de primer género) es

$$P_0 = \int_{x(R_0/R_1)}^{\infty} \phi_0(x) dx \quad (1.24)$$

es decir corresponde al área bajo la cola de  $\phi_0(x)$  que se encuentra a la derecha de  $x(R_0/R_1)$ . La probabilidad del segundo suceso (error de segundo género) es

$$P_1 = \int_{-\infty}^{x(R_0/R_1)} \phi_1(x) dx \quad (1.25)$$

que a su vez corresponde al área bajo la cola de  $\phi_1(x)$  hacia la izquierda de  $x(R_0/R_1)$ . En la figura 1.8 podrá notarse que disminuir la probabilidad  $P_0$  implica aumentar  $P_1$  y viceversa. Por otra parte, el procedimiento descrito presenta algunas deficiencias básicamente porque no siempre es posible conocer la función  $\phi_1(x)$ , ni determinar óptimamente  $x(R_0/R_1)$ .

Otro criterio, de aplicación más general y sencilla consiste en la evaluación de la proximidad que presenta  $x_0$  con respecto a la media  $\mu$  a los extremos de

la distribución  $\phi(x)$ , como se indica en la figura 1.9, que se denomina región crítica y cuyo valor total es  $\beta$ . El criterio se fundamenta en que la probabilidad de ocurrencia de la variable en la zona marcada por el área  $\beta$  es muy baja, lo que lleva a concluir que el valor  $x_0$  es un suceso de difícil ocurrencia o que la hipótesis es definitivamente inadmisibile. La probabilidad de que la variable aleatoria se manifieste en la región crítica se llama nivel de significación del criterio.

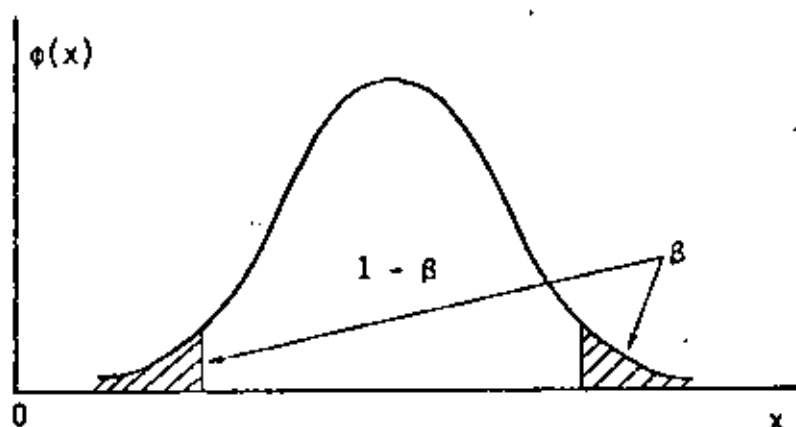


Figura 1.9 Región crítica  $\beta$  de la función de densidad de probabilidad.

Podrá notarse que cuando se ha definido sólo una área en la figura 1.9, el nivel de significación es la probabilidad de despreciar la hipótesis cuando es correcta. Esto podría llevar a suponer que cuanto menor sea el nivel, es mejor, pero la disminución de éste hace que el criterio pierda sensibilidad y no resuelve nada. Por el contrario, un nivel de significación elevado aumenta la probabilidad de despreciar la hipótesis cuando en realidad es cierta. Por ello se recomienda lo siguiente:

1. Admitir la hipótesis con un nivel de significación superior al 5%
2. Admitir, rechazar, o sólo poner en duda hipótesis con un nivel de significación comprendido entre el 1% y el 5%, dependiendo si el criterio es aceptar o rechazar la hipótesis, aunque es mejor acumular más anteceden

tes.

3. Despreciar la hipótesis si su nivel de significación es inferior al 1%.

Como podrá notarse, en este segundo caso la elección del nivel de significación es el punto vulnerable del criterio, aunque su aplicación se ve facilitada por la posibilidad de cuantificar la elección.

#### 2.4 Aproximación de números

En las condiciones reales de la experimentación se trabaja normalmente con números aproximados, ya sea porque no es posible determinarlos con exactitud, por las limitaciones del sistema numérico o porque simplemente se toman como tales. Algunos ejemplos son

1. Constantes físicas universales.
2. Números y constantes trascendentes.
3. Fracciones que en decimal resultan series infinitas.
4. La mayor parte de los resultados de operaciones matemáticas.
5. Los números resultado de una observación o medición.
6. Todos los números cuando se manejan en computadoras.

En tales condiciones, el uso del redondeo es una práctica muy normal para aproximar números que, debido a esta razón, pasan a ser números aproximados o, mejor, números que contienen una incertidumbre o error.

Puesto que por lo general el valor exacto de un número no se conoce, se acostumbra definir el valor absoluto como la magnitud de la diferencia entre el valor exacto y el valor aproximado, el cual se denomina  $\epsilon$ . Un número aproximado  $a$  se esfuerza entonces en función del número exacto  $A$ , de la siguiente forma

$$A = a \pm \epsilon \quad (1.26)$$

El error absoluto límite  $\epsilon$ , se define con la desigualdad

$$a - \epsilon_L \leq A \leq a + \epsilon_L \quad (1.27)$$

donde se observa que  $\epsilon_L$  es el máximo error a considerar, siendo en extremo arbitrario, aunque es deseable que su valor se minimice tanto como sea posible.

El error relativo  $\delta$ , se define

$$\delta = \frac{\epsilon}{|A|} \quad (1.28)$$

Análogamente el error relativo límite se define

$$\delta_L \geq \frac{\epsilon_L}{|A|} \quad (1.29)$$

Algunas propiedades de las definiciones anteriores (para aproximaciones suficientemente razonables) son

$$\delta = \frac{\epsilon}{|a|} \quad (1.30a)$$

$$\delta_L = \frac{\epsilon_L}{|a|} \quad (1.30b)$$

$$\frac{\epsilon}{A} = \frac{\epsilon}{a} \left( 1 \pm \frac{\epsilon}{a} \right) \quad (1.30c)$$

$$A = a \left( 1 \pm \frac{\epsilon}{a} \right) \quad (1.30d)$$

$$A = a (1 + \delta) \quad (1.30e)$$

Las igualdades (1.30) son en realidad fórmulas aproximadas y válidas sólo si  $\epsilon \ll |A|$ ,  $\epsilon \ll |a|$ , y  $A \approx a$ .

Una conclusión inmediata de las definiciones (que se demuestra fácilmente) se

refiere a que en los instrumentos que tienen escalas analógicas lineales, el error absoluto se mantiene constante en toda la escala, aunque la exactitud no sea la misma. En cambio, las escalas analógicas logarítmicas tienen la propiedad que el error relativo se mantiene constante en toda la escala.

Al trabajar con números aproximados cuyos errores relativos y absolutos difieren, se produce la necesidad de definir algún criterio para el redondeo de los números, puesto que es deseable que los resultados obtenidos no contengan errores mayores que el mayor error de las cifras originales. Al mismo tiempo, se querrá evitar la carga que significan una serie de cifras decimales de los resultados que no representan nada porque no son correctas, sino producto de los errores acumulados.

Los errores que se producen al realizar operaciones se encuentran fácilmente y se puede demostrar que se cumplen las siguientes relaciones en las operaciones aritméticas básicas.

Suma. El error absoluto límite de la suma de números aproximados es igual a la suma de los errores límites de los sumandos

$$\epsilon_{\Sigma m} = \sum_{i=1}^n (\epsilon_{\Sigma m})_i \quad (1.31)$$

Esto significa que el menor error posible de la suma será mayor que el mayor de los errores de los sumandos. Aunque la influencia en el error por parte de las demás cifras también cuenta, por lo regular los demás sumandos no se toman con demasiada exactitud, es decir, no se toman con muchas cifras decimales.

Resta. Para este caso también se aplica la ecuación (1.31) ya que se trata en realidad de suma algebraica. Sin embargo, cabe hacer notar que el error relativo límite de la diferencia de dos números,  $a_1$  y  $a_2$ , resulta ser

$$\delta_{\Sigma m} = \frac{\epsilon_{\Sigma m}}{a_1 - a_2} \quad (1.32)$$



Entonces, cuando los números son próximos, el resultado pierde exactitud ya que el error relativo límite del resultado tiende a aumentar ilimitadamente. Este resultado, por supuesto, también es aplicable a sumas algebraicas de muchos factores cuando existen sustracciones entre ellos.

**Multiplicación.** Ahora se cumple una expresión similar a la de la suma, excepto que válida para los errores relativos

$$\delta_{lim} = \sum_{i=1}^n (\delta_{lim})_i \quad (1.33)$$

o sea, el error relativo límite del producto de  $n$  factores es igual a la suma de los errores relativos límites de estos factores.

Nótese, sin embargo, que al multiplicar un número exacto con otro aproximado, el error relativo límite del resultado será el mismo que el del número aproximado; en cambio, el error absoluto límite del producto se verá multiplicado por el número exacto, como puede comprobarse fácilmente.

**División.** Como podría suponerse, la ecuación (1.33) también se aplica para la división, ya que  $a/b$  podía escribirse como producto:  $a(1/b)$ . Entonces, el error absoluto máximo del cociente de dos números aproximados es igual a la suma de los errores absolutos máximos del divisor y del dividendo.

**Funciones.** Cuando se trata de encontrar el error en la determinación del valor de una función cuyo argumento es aproximado, se tiene lo siguiente:

1. El error absoluto de una función de una variable aproximada es igual al valor absoluto del argumento multiplicado por la derivada de esta función, o sea,

$$\epsilon_{f(x)} = \epsilon_x |f'(x)| \quad (1.34)$$

2. El error relativo de una función de una variable aproximada es igual al

error absoluto del argumento multiplicado por la derivada de un logaritmo natural, o sea,

$$\delta_{f(x)} = \epsilon_x \left| \frac{d}{dx} \ln f(x) \right| \quad (1.35)$$

3. El error absoluto límite de una función de varias variables independientes aproximadas es igual a la sumatoria de los errores absolutos de cada argumento multiplicado cada uno de ellos por las respectivas derivadas parciales con respecto a dichos argumentos, o sea,

$$(\epsilon_{1fm})_f = \sum_{i=1}^n \epsilon_i \left| \frac{\partial f}{\partial x_i} \right| \quad (1.36)$$

donde la función es  $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$

4. El error relativo límite de una función de varias variables independientes aproximadas es igual a la suma de los errores absolutos de cada argumento, multiplicado cada uno de ellos por las respectivas derivadas parciales de su logaritmo natural, o sea,

$$(\delta_{1fm})_f = \sum_{i=1}^n \epsilon_i \left| \frac{\partial}{\partial x_i} \ln f \right| \quad (1.37)$$

**Redondeo de números.** Como quiera que sea, los números con que se trabaja en la práctica serán aproximados, por lo que en su representación decimal tendrán un determinado número de cifras exactas y un determinado error absoluto límite. Los dos métodos que se plantean a continuación definen más exactamente estos conceptos.

**Método 1.** Las  $n$  primeras cifras de un número aproximado se llaman exactas, si el error absoluto máximo de dicho número es menor o igual a 0.5 del orden de la última cifra que se conserva.

Es decir,

$$\epsilon \leq 0.5 \times 10^{m-n-1} \quad (1.38)$$

donde  $m$  es el exponente que caracteriza el orden decimal superior del número.

**Método 2.** Las primeras  $n$  cifras decimales de un número aproximado se llaman exactas, si el error absoluto de este número es menor o igual a la unidad del orden de la última cifra que se conserva, es decir,

$$\epsilon \leq 10^{m-n-1} \quad (1.39)$$

Este último método corresponde a la truncación de los números, en tanto que el primero, más estricto, se satisface simplemente siguiendo la siguiente regla.

Al redondear un número en el que deben permanecer  $n$  cifras,

1. Si la primera cifra eliminada ( $n+1$ ) es menor que 5, la última cifra conservada no varía (truncación).
2. Si la primera cifra eliminada ( $n+1$ ) es mayor que 5, la última cifra conservada se aumenta en uno.
3. Cuando se produce la igualdad (la primera cifra eliminada es igual a 5) y además hay otras cifras eliminadas diferentes de cero, la última cifra conservada se aumenta en uno.
4. Cuando se produce la igualdad y todas las cifras eliminadas restantes son ceros, la última cifra conservada se aumenta en uno si es impar y no se varía si es par.

$\epsilon$	$P_{\epsilon}$	$\epsilon$	$P_{\epsilon}$	$\epsilon$	$P_{\epsilon}$
0.00	0.000	0.477	0.500 (*)	0.90	0.797
0.05	0.056	0.50	0.521	0.95	0.821
0.10	0.113	0.55	0.503	1.00	0.843
0.15	0.168	0.60	0.604	1.1	0.880
0.20	0.223	0.65	0.642	1.2	0.910
0.25	0.278	0.70	0.678	1.3	0.934
0.30	0.329	0.707	0.682 (*)	1.4	0.952
0.35	0.379	0.75	0.711	1.5	0.966
0.40	0.428	0.80	0.742	2.0	0.993
0.45	0.476	0.85	0.771	=	1.000

Tabla 1.1 A

### 3. EL EXPERIMENTO EN INGENIERIA

Tal como se ha mencionado anteriormente, el experimento en ingeniería no difiere en principio de los que se realizan en otras ramas de la ciencia o de la técnica; sin embargo, tiene algunas peculiaridades que justifican un análisis más profundo de ciertos detalles especiales.

En particular, se encuentra que algunos aspectos de los instrumentos, ciertas fuentes de error, la secuencia y la planificación del experimento merecen especial atención.

#### 3.1 Análisis del experimento

En términos generales, no sólo para ingeniería, el experimento es una secuencia de acciones u operaciones que se realizan sobre un fenómeno físico (normalmente) con el propósito de cuantificarlo.

El acceso que se tiene a este fenómeno son algunas variables que deben medirse o probarse a través de uno o más instrumentos.

Hay involucrados en esta tarea una serie de efectos que se traducen en una cierta incertidumbre sobre dichas variables, por lo que se hace necesario siempre considerar:

1. Las fuentes de error y los errores producidos en cada aparato.
2. Las fuentes de error y los errores producidos por un grupo de aparatos.
3. La reducción de las variables en consideración.
4. Algunos aspectos especiales de los instrumentos empleados.
5. La secuencia, espaciado y plan del experimento y sus variables.
6. La comprobación y prueba de los resultados experimentales.
7. El análisis y la interpretación de los datos.

Los dos primeros puntos se han analizado en el capítulo 1. Para reducir las variables en consideración, el método más común en el análisis dimensional, que permite su reducción en un experimento o prueba al distinguir entre las variables fundamentales (o independientes) y las controladas (o dependientes). En esta forma se logra aislar las fuentes de incertidumbre al hacer más compactos e independientes los resultados. Este método no se tratará aquí.

En el resto de este capítulo se analizarán a detalle los tres puntos siguientes - (4, 5 y 6), en tanto que el último punto (7) se desarrollará en el capítulo próximo.

### 3.2 La influencia de los instrumentos

Siempre que se realice una medición o prueba existirá un instrumento encargado de transformar la variable (o grupo de ellas) a un dominio observable. Este instrumento tendrá entonces la responsabilidad de efectuar con fidelidad esta transformación; sin embargo, siempre se tendrán que considerar algunas fuentes de incertidumbre o de falla inherentes al mismo. Aunque todo parezca estar bien, es posible que algunos aspectos no evidentes del proceso de lectura, toma de datos o medición tengan serias anomalías. Entre estos aspectos se mencionan los siguientes: las interfaces del instrumento, las cuestiones de la impedancia, la carga, el tratamiento o procesamiento interno y los dispositivos de salida o lectura.

En instrumentación electrónica las interfaces se presentan normalmente en dos puntos: al detectar la variable de interés y transformarla a variable eléctrica y en los dispositivos de salida. Para el ingeniero eléctrico o electrónico que conoce perfectamente el funcionamiento de los instrumentos, la transducción de variable no eléctricas a eléctricas se presenta como el aspecto negativo del sistema y, en ocasiones, no adquiere suficiente confianza en él. Esta situación puede, al menos en parte, justificarse ya que los transductores como cualquier componente están sometidos a limitaciones por temperatura, choque, vibraciones, envejecimiento, frecuencia etc. También, existen otras limitaciones, que se refieren al propio mecanismo de transducción, como son las inercias (de velocidad o temperatura), fricciones, fuerzas magnéticas o gravitacionales, envejecimiento de los componentes mecánicos, resolución, aproximaciones realizadas, etc. Sin embargo, debe tenerse cuidado de distinguir entre las limitaciones reales y las ficticias, es decir, aquellas que, sin dejar de ser limitaciones, no impiden el funcionamiento del instrumento puesto que su efecto puede compensarse o desprejiciarse.

El segundo punto a interfaz (los dispositivos de salida) presenta también algunas otras características que inducen a errores, ya que en algunos dispositivos de salida la intervención humana puede influir en exceso. Esto es típico de los dispo-

salidas de salida analógicas, aunque los digitales presentan otra clase de incertidumbre: el error de la última cifra, la no linealidad, el procesamiento de cifras aproximadas, etc.

Hasta ahora se ha considerado como interfaz únicamente a los puntos en donde se produce el cambio de las variables eléctricas o no eléctricas, o viceversa, sin embargo, podría considerarse que al pasar de un circuito a otro se tiene también una interfaz. Esto aclara la magnitud del problema porque el número de interfaces tiene influencia sobre la calidad de la medición, ya que es allí donde se encuentran las fuentes de errores y los efectos extremos que alteran el funcionamiento del aparato.

Otro aspecto importante es el de la impedancia o resistencia que presentan los aparatos reales. Al tratarse de detectar o medir una variable, usualmente se inserta el dispositivo sensor alterando las características propias del fenómeno o dispositivo en prueba. Esto es típico de la medición de corriente y voltaje en circuitos eléctricos, ya que al medir corriente se aumenta la impedancia del circuito y al medir voltaje se extrae una corriente de éste.

En términos generales puede decirse que, siempre que se realiza una medición, debe extraerse una pequeña cantidad de energía para cuantificar proporcionalmente la medición o prueba. Por supuesto, esta interacción resulta ser casi siempre despreciable, especialmente en el mundo macroscópico, pero puede concluirse con seguridad que el acto de medir, probar o detectar el mundo físico produce algún tipo de alteración del mismo. En cuanto a la impedancia, ésta influye directamente en la transferencia de energía a través de la interfaz entre la variable que se desea medir y el instrumento de medición, por lo cual constituye de alguna manera una carga.

Por lo general es conveniente que el instrumento provoque una carga mínima y que ésta sea constante en todo el intervalo de variación de la variable a medir o en el intervalo de utilización del instrumento. Esto significa que también es deseable que la impedancia no interfiera en el intervalo de variación de la variable, por efectos capacitivos o inductivos.

En cuanto al procesamiento interno, debe considerarse que muchos instrumentos analógicos requieren ajustes o sintonías que se pierden con el tiempo, la temperatura

y otros agentes externos. También, ciertos procesos pueden acarrear de por sí alguna incertidumbre, introducir ruido o alterar ciertas características de la variable que se analiza. Los instrumentos que emplean el procesamiento digital, por su parte, introducen una incertidumbre en la última cifra, por la no linealidad de las conversiones A/D y D/A y por trabajar con números aproximados. Si además se incluye algún tipo de procesamiento por software, entonces habrá que agregar algún retraso adicional a la salida de resultados o a la operación que se realice a partir de la medición efectuada. Otra limitación que presenta el procesamiento digital se refiere a la velocidad de operación. Puesto que al digitalizar se consume un tiempo, toda la operación se realiza con muestras de la señal que deben espaciarse en el tiempo lo menos posible para tomar suficientes de ellas (según el teorema del muestreo, deben tomarse con más de dos veces la frecuencia máxima de la variable en consideración), pero mientras más muestras se tomen por unidad de tiempo, mayor velocidad de operación será necesaria para el procesamiento. Este compromiso se resuelve con el teorema del muestreo ya mencionado.

Por último, el contacto final entre el instrumento y el usuario: los dispositivos de salida. Tradicionalmente habían sido una fuente de incertidumbre a causa de que exigían la intervención humana pero, el advenimiento de los instrumentos con salida digital ha disminuido notablemente este problema. Sin embargo, aún quedan y permanecerán muchos instrumentos que por su carácter requieren la intervención humana y el riesgo de aumentar de incertidumbre. Afortunadamente, este problema se resuelve con la práctica y teniendo cuidado en el momento de tomar los datos.

### 3.3 Secuencia del experimento

Antes de iniciar propiamente la toma de datos de una variable o fenómeno en consideración, se habrá realizado el análisis previo del experimento para comprobar la exactitud de los instrumentos, la eficacia del método de prueba y, si es el caso, la reducción de las variables. Ya que se han efectuado estas operaciones previas, todavía será conveniente considerar, antes de empezar, algunas cuestiones de importancia, como son el espaciamiento de los puntos de prueba, la secuencia en que se realizarán las mediciones y el plan general del experimento.

El espaciamiento de los puntos de prueba pareciese ser una cuestión obvia, sin --

embargo tomar pocos puntos de prueba puede significar que no se obtenga con seguridad la relación o ley que se busca, a causa del espaciamento. Por otro lado, muchos puntos de prueba pueden significar un gasto innecesario de tiempo y también -- que se oculte entre el total de incertidumbres alguna información importante.

En términos generales existen dos criterios para la selección del número y espaciamento de los puntos de prueba: la exactitud relativa de los datos y la forma de la curva experimental. El primero de ellos se basa en que las diferentes zonas de variación de las variables no tienen la misma exactitud relativa. Los instrumentos normalmente presentan mayor información para los valores bajos de las variables, por ejemplo, por lo cual se hace necesario tomar mayor número de puntos (menor espaciamento) en estas regiones. Esto no tiene una regla fija, aunque ya se sabe que la precisión se incrementa con la raíz cuadrada del número de mediciones, por ello, cuatro puntos son el doble de efectivos que uno y nueve son sólo tres -- veces más efectivos. Como el mejoramiento de la precisión es entonces muy limitado debe emplearse en cada caso un criterio más amplio.

El segundo criterio se refiere principalmente a que, como las curvas no son lineales, la elección de puntos equidistantes en una coordenada provoca puntos desigualmente espaciados en la otra. Por ejemplo, si se quiere tratar la curva de un diodo con incrementos constantes de voltaje, los incrementos de la corriente serán pequeños para corrientes bajas, pero elevados para corrientes altas. Por el contrario, si se eligen puntos a incrementos constantes de corriente se produce una "acumulación" de los puntos de voltaje más altos. Una alternativa sería tomar puntos equidistantes a lo largo de la curva del diodo, con lo cual se obtendrían espaciamientos desiguales de voltaje y corriente, pero mejor repartidos que en los dos casos anteriores. Por desgracia, no siempre se conoce con precisión la forma de la curva pero, si se tiene una idea aproximada de ella, podría resolverse el -- problema tratando con diversas modificaciones (coordenadas semilogarítmicas para el diodo, por ejemplo) para transformar la curva en una línea aproximadamente recta -- como se hace en el método de los mínimos cuadrados que se verá en el siguiente capítulo.

De cualquier forma, el objetivo a alcanzar es la definición de una curva continua y desconocida a partir de unos cuantos puntos, por lo que se deberá tratar de cumplir el requisito de que la definición final que se obtenga de esta curva tenga --



la misma precisión en todos sus puntos.

### 3.4 Plan del experimento

Independientemente del criterio empleado para determinar el espaciamiento (y cantidad) de los puntos para obtener un mínimo de confiabilidad en los resultados obtenidos, sólo se ha resuelto uno de los problemas para definir con precisión la curva o resultado experimental. Hace falta evitar que la secuencia en que se realicen las mediciones implique una alteración de los resultados. Ya se ha mencionado que el acto de medir tiene alguna influencia en la variable o fenómeno en observación, por lo que en algunos casos se tendrá que la observación misma (o algún otro factor) producirá cambios irreversibles que no se detectarán si se efectúan mediciones "orientadas" o que no permiten distinguir la variable del cambio inducido.

La mayor parte de los casos en los cuales se producen cambios irreversibles al medir comprenden a los valores extremos de las variables (puntos de ruptura, límites de elasticidad, fatiga, sobrecalentamiento etc.) aunque otros factores externos también pudieran influir (temperatura, presión, humedad, etc.).

Cuando se presentan situaciones como ésta, lo más conveniente es evitar seguir secuencias obvias para la modificación de las variables, como lo son los cambios monotónicamente crecientes o decrecientes. En oposición al plan secuencial, que consiste entonces en modificar cada variable desde un valor extremo al otro, se tiene el plan aleatorio, que consistirá en realizar las observaciones siguiendo una secuencia aleatoria entre los puntos de medición.

El plan secuencial se aplica mejor en los casos donde no se producen cambios irreversibles o si éstos tienen lugar en ciertas zonas extremas de la variación de las variables. El plan aleatorio, en cambio, tiene en términos generales una validez más amplia debido fundamentalmente a que:

1. Las variables extremas pueden tener alguna tendencia definida a lo largo de la medición o prueba.
2. Los efectos del cansancio y del aburrimiento que se producen al tomar una larga serie de datos, se hacen más notorios al final de la prueba.
3. Algunos efectos mecánicos adquieren importancia con las variaciones regulares y monótonas de las variables (Histéresis).
4. La secuencia de la toma de datos deja de ser una variable externa al proceso con el plan aleatorio.

Puesto que lo que se desea es tener el máximo de control de las variables externas, el plan secuencial sólo tiene justificación si parte de la prueba es irreversible, la secuencia aleatoria no es práctica o si el experimento exige que los datos se tomen en forma regular y con determinada secuencia.

Tomando los puntos de prueba en forma aleatoria se eliminan las variables extremas de tipo continuo como la temperatura, pero cuando se tienen variables de tipo discreto, este método pudiera no ser suficiente. Supóngase que se tiene una variable independiente y otra dependiente (lo que se llama experimento de un solo factor), que se desean aislar de la influencia que significan, por ejemplo, diferentes personas, distintos días de la semana o del mes, diversas máquinas o aparatos, varios lotes de material o condiciones específicas.

El siguiente ejemplo puede aclarar esta situación.

Supóngase que se desea probar una nueva máquina en condiciones de operación siendo variable independiente la velocidad de trabajo y variable dependiente la tasa de producción (cociente entre el número de piezas aceptadas y el número total producido). Aparentemente se trata de un experimento sencillo, pero se presenta una variable extraña porque cada uno de los operadores presentará diferentes habilidades y capacidades que influirán en el resultado. En otros casos se eliminaría la influencia de la variable extraña por medio de la elección de los elementos promedio; sin embargo, en este caso esto no tendría sentido. De modo que habría que seleccionar un grupo de operadores que opere las máquinas a una velocidad constante durante un día completo de trabajo. Pase que se tenga una distribución apropiada de los operadores y de las velocidades se tomará un período de cuatro días durante los cuales cada persona seleccionada (por algún procedimiento dado) trabajará con una máquina determinada durante cada día a una velocidad diferente. Si los operadores se designan con letras A, B, C y D, y las velocidades con los números 1, 2, 3 y 4, se tendría como posible plan

Operador	Lunes	Martes	Miércoles	Jueves
A	1	2	3	4
B	1	2	3	4
C	1	2	3	4
D	1	2	3	4

Con esta estrategia se tendrá que los resultados serían más independientes de cada operador, en virtud de que se ha tratado de eliminar su influencia en el desarrollo de la prueba. A pesar de todo se presentan aquí efectos que no están controlados, porque en la secuencia presentada la influencia humana no está totalmente eliminada. Es lógico que en el primer día haya mayor interés por el nuevo trabajo, que se presente algún tipo de aprendizaje o de aburrimiento con el paso de los días, o, como se sabe, que los niveles de trabajo varíen durante la semana. Una forma de evitar esta situación es sorteando las velocidades asignadas entre los días, de manera que se tenga una distribución aleatoria de las velocidades en la semana para cada sujeto, pudiendo resultar como se muestra a continuación.

Operador	Lunes	Martes	Miércoles	Jueves
A	4	2	1	3
B	2	3	1	4
C	3	2	1	4
D	1	3	4	2

Este nuevo plan es evidentemente mejor que el anterior, pero todavía presenta algunas deficiencias destacables como que las velocidades <sup>ES</sup> no se distribuyen uniformemente durante todo el desarrollo de la prueba. Una mejor forma de asignar velocidades a cada día y a cada sujeto sería distribuir cada velocidad para que se trabaje una sola vez por cada operador durante un día de trabajo, pero que no trabajen en un mismo día dos velocidades iguales. Esto queda:

Operador	Lunes	Martes	Miércoles	Jueves
A	1	2	3	4
B	3	4	1	2
C	2	1	4	3
D	4	3	2	1

Este plan se conoce con el nombre de cuadrado latino y es un caso particular de plan experimental general conocido como experimentos factoriales. Otro ejemplo se obtiene al considerar que no se ha tomado en cuenta la variación que puede presentarse entre diferentes máquinas, entre varios lotes distintos de material, etc. En el primer caso, si se desea evitar que cada operador trabaje más de una vez con cada máquina se tendría el siguiente plan, donde W, X, Y y Z denotan las cuatro má

quinas.

Operador	Lunes	Martes	Miércoles	Jueves
A	1W	2X	3Z	4Y
B	3X	4W	1Y	2Z
C	2Y	1Z	4X	3W
D	4Z	3Y	2W	1X

Este plan se conoce como cuadrado grecolatino y en él se tiene la característica - que cada operador trabaja sólo una vez en cada máquina, con una velocidad diferente cada día, toda las máquinas trabajan diariamente y con distintas velocidades entre sí, distribuyéndose máquinas, velocidades y hombres en forma equilibrada durante la semana.

Al agregarse otras variables se tendrían cuadrados de orden superior pero la necesidad de tales estrategias es muy rara, al mismo tiempo que las variables extrañas podían evaluarse más estrictamente por procedimientos estadísticos. En el ejemplo, los días de la semana, los diversos operadores, las distintas máquinas y los diferentes lotes de material son variables normales y probablemente conocidas en cuanto a su influencia y su comportamiento estadístico (media y dispersión) en el ambiente de trabajo.

Hasta el momento sólo se ha analizado la influencia de las variables extrañas en experimentos de un par de variables (de un factor); cuando se presentan varias variables en diferentes niveles de variación, hay dos clases de plan que podían emplearse: clásico y factorial. El plan clásico consiste simplemente en tomar todos los puntos que resultan al fijar todas las variables independientes (menos una) en sus valores medios y modificarla última en todo su intervalo de variación. Este plan es apropiado para relaciones matemáticas simples entre las variables consideradas, por lo que si la relación que se analiza o se trata de determinar es compleja, podría considerarse un plan en que todas las variables (menos una) se fijan no en un nivel promedio, sino en varios niveles, cuando la última variable se mueve en todo su intervalo. Los diagramas siguientes muestran los puntos seleccionados para experimentos de dos factores, donde A y B son las variables independientes que se modifican en los niveles 1, 2, 3, 4 y 5. Las cruces indican las combinaciones

elegidas que configuran puntos de medición.

		(B)				
		1	2	3	4	5
(A)	1			+		
	2			+		
	3	+	+	+	+	+
	4			+		
	5			+		

Primer caso

		(B)				
		1	2	3	4	5
(A)	1	+	+	+	+	+
	2	+		+		+
	3	+	+	+	+	+
	4	+		+		+
	5	+	+	+	+	+

Segundo caso

El plan factorial de dos o más factores se aplica también con ventaja en ingeniería, aunque presenta una fuerte limitación en el sentido que solo pueden tratarse los casos en que la variable dependiente es una suma (o producto) de funciones de cada variable independiente.

Desafortunadamente, este tipo de relación es muy poco común en ingeniería, por lo que se recomienda al lector interesado recurrir a la literatura correspondiente.

### 3.5 Comprobación de datos.

Aún cuando hasta el momento todas las acciones se han encaminado a que los instrumentos estén bien calibrados, ajustados y que den valores exactos, aún cuando se ha tratado de elegir la secuencia y el plan del experimento para que los errores no se produzcan o sean mínimos, los datos capturados pueden contener errores por diversas razones de mal funcionamiento, fallas humanas, deficiencia en el control de las variables extrañas o diversas otras causas no previstas. Al concluir el proceso de toma de datos se hace entonces necesario proceder a comprobarlos o someterlos a alguna prueba que permita descartar los que presentan mayores indicios de ser incorrectos.

Los procedimientos que se siguen para comprobar los datos, y los criterios que se aplican para asegurarse de que son adecuados, son los siguientes:

1. Aplicación de ecuaciones de balance o conservación
2. Aplicación de criterios al extrapolar
3. Rechazo de los puntos muy apartados del promedio
4. Repetición de las mediciones

El primer procedimiento consiste en tratar de comprobar que una o varias ecuaciones de balance o conservación se cumplen a través de los resultados obtenidos. Esta situación se encuentra con frecuencia en todas las ramas de la ciencia y la técnica. En ingeniería eléctrica las ecuaciones más comunes corresponden a las leyes de Kirchhoff de corriente y voltaje, la conservación de la carga etc. Por supuesto debe tenerse cuidado al aplicar las ecuaciones de balance en los casos en que las pérdidas, la dificultad de estimar los errores o las eficiencias de transformación de un tipo de energía a otro, oculten los resultados reales obtenidos o interpongan algún tipo de incertidumbre no fácilmente evaluable.

El segundo criterio consiste en la extrapolación de las curvas (usualmente hasta cero), para proyectar el conjunto de puntos obtenidos hasta una condición previamente conocido u obvia. En esta forma se comprueba realmente la consistencia total del grupo de datos y no sólo de uno o algunos en particular. No es, sin embargo, una prueba absoluta porque un conjunto de datos deficientes puede extrapolarse bien pero, si la extrapolación no es la que se espera, entonces los datos definitivamente presentan deficiencias. Este método se aplica mejor cuando los ejes coordenados de la curva (o curvas) han sido transformados para que la gráfica sea una línea recta, lo que permite extrapolar con mayor seguridad. Debe tenerse cuidado sin embargo, con ignorar efectos que podían presentarse fuera del intervalo en el que se ha tomado los datos y que hicieran curvarse a la línea recta, porque lógicamente harían fallar al método. También hay que considerar que otro factor que puede comprobarse en esta misma forma es la pendiente de la curva que se traza, lo que puede ser muy útil al dibujar familias de curvas.

El rechazo de los puntos muy alejados del promedio es un criterio que debe aplicarse con cuidado, ya que en algunos casos podían no ser puntos defectuosos sino, al contrario muy significativos. En este sentido habría que distinguir entre los puntos del centro del conjunto, para las cuales el criterio de rechazarlos por meras consideraciones estadísticas es el más adecuado, y los puntos de los extremos del grupo de datos. Estos últimos pueden ser muy significativos cuando se apartan del promedio, puesto que podían señalar una tendencia efectiva de la curva en lugar de un error evidente. En estos casos, por supuesto, lo mejor es tomar más datos para confirmar si se trata de un punto "extraño" o de una tendencia real. Posiblemente, ha sucedido que en esta región no se ha elegido un espaciado adecuado, lo que impediría observar la verdadera trayectoria de la curva.

El rechazo de cualquier punto debe tener, entonces, el objetivo de mejorar el ajuste de las curvas y evitar la degradación del promedio y de los análisis estadísticos. Un excesivo celo por rechazar lo que se aleja del promedio podría llevar a perder información importante del fenómeno o de la variable en consideración. Algunos criterios para rechazar los datos que parecen estar fuera de un valor nominal son:

1. Aplicación de una regla estadística de rechazo
2. falla obvia de un instrumento
3. Detección clara de control defectuoso de una variable extraña
4. Diferencia notable al aplicar un criterio de balance o conservación.

Cada vez que existan dudas sobre la calidad de los datos obtenidos, lo mejor es comprobar repitiendo las mediciones u observaciones. Aún así, la falla en la comprobación podría implicar que el proceso o los instrumentos presentan envejecimiento, lo cual puede medirse o evaluarse con una prueba o medición especialmente preparada para ello.

## 4. ANALISIS DE LOS DATOS

Habiendo reunido una cantidad adecuada de datos, consistentes y conteniendo incertidumbres suficientemente pequeñas, puede iniciarse el trabajo de análisis e interpretación de estos resultados experimentales. En ingeniería los análisis que se realizan comprenden normalmente algún tipo de gráfica o diagrama, tratamiento numérico, estadístico o algebraico. Para la realización de este tipo de análisis existen una gran cantidad de técnicas y metodologías de la más diversa capacidad, por lo que aquí se analizarán únicamente las técnicas más elementales.

### 4.1 Análisis estadístico

Una de las cuestiones básicas que pueden responderse por medios estadísticos es la referente a si dos grupos de datos corresponden a una misma población o no. Otra consiste en resolver el problema de si una serie de sucesos son el resultado de muchos eventos independientes o si, por el contrario, su distribución sigue o parece seguir una tendencia o patrón.

El primer problema puede cuantificarse con la prueba de significancia de chi cuadrado ( $\chi^2$ ), que consiste en evaluar  $\chi^2$  de la ecuación

$$\chi^2 = \sum \frac{(O-E)^2}{E} \quad (1.40)$$

donde O representa el número de sucesos observados en la realidad y E, el número de sucesos esperados o que se supone deberían haber ocurrido. Esto supone la existencia de una hipótesis (E) o que se realiza una comparación con un segundo grupo de observaciones. Una vez que se ha encontrado el valor de  $\chi^2$ , se determina mediante tablas o una gráfica como la de la figura 1.10. El concepto grados de libertad que aparece en las tablas o diagramas corresponde al número de grupos independientes de datos de que se dispone. La aplicación de la prueba de chi cuadrado se aclarará con el siguiente ejemplo.

Supóngase que se tienen los datos de la tabla 1.2 correspondientes a sucesos con



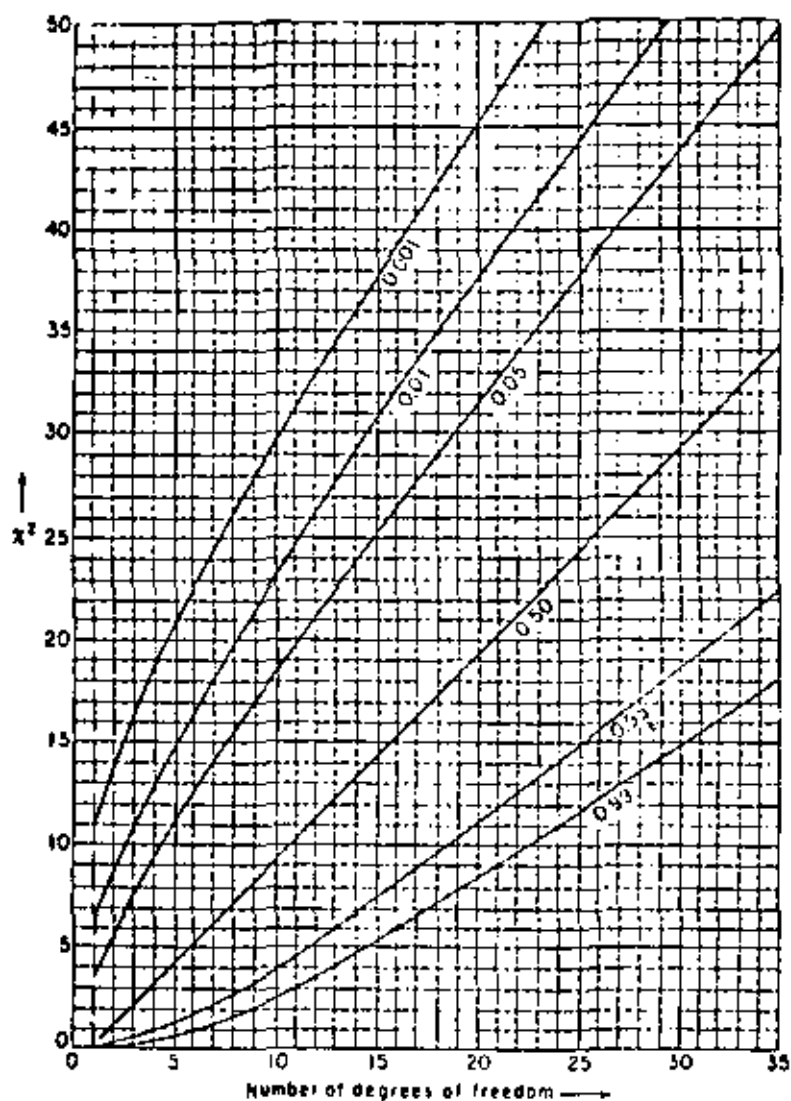


Fig. 1.10 Diagrama de  $\chi^2$  para la probabilidad de ocurrencia

Número de elementos por junta	Fallas del Sahara	Ferrocarriles de Ohio	Canales de Marte
1	37	2	13
3	82	17	31
4	31	75	68
5	6	22	27
6	1	14	13
7	0	9	5
8 o más	1	19	1
<b>Total</b>	<b>158</b>	<b>158</b>	<b>158</b>

Tabla 1.2 Comparación de tres conjuntos de datos fotográficos.

tabilizados de fotografías de grietas, vías de ferrocarril o canales de Marte que se contabilizan en función de las juntas que se observan en cada fotografía. Nótese que la población ha sido estandarizada a 158 sucesos y que no se han tomado las juntas donde coinciden dos elementos, por no ser posible distinguirlas fácilmente de curvas cerradas.

Al suponer que los tres grupos de datos podrían corresponder a poblaciones similares, se trata de evaluar la hipótesis de que los canales de Marte se distribuyen de manera similar a las grietas del Sahara (que es una distribución natural típica) o de manera similar a los Ferrocarriles de Ohio (que es una distribución típica de las construcciones humanas). En ambos casos debe satisfacerse una condición adicional de la prueba, la cual consiste en que el número mínimo de sucesos debe ser entero y al menos de cinco para cada término.

La hipótesis de que la distribución de las grietas del Sahara es similar a la de los canales de Marte lleva al siguiente resultado

$$\chi^2 = \frac{(13-37)^2}{37} + \frac{(31-82)^2}{82} + \frac{(68-31)^2}{31} + \frac{(46-8)^2}{8} = 309.3 \quad (1.41)$$

donde el número de grados de libertad es tres y donde las últimas tres filas de la tabla (6, 7 y 8 juntas) se han reunido en un sólo término para evitar la limitación de cinco o más sucesos por término. Al buscar en la figura 1.10 (o en una tabla) se encuentra que la probabilidad de que ambas poblaciones sean similares es muchísimo menor del uno por mil, por lo que se puede asegurar que no son similares en absoluto. (Se rechaza la hipótesis).

La segunda suposición consistente en imaginar que los canales de Marte se distribuyen en forma similar a los ferrocarriles de Ohio, da los siguientes resultados para cinco grados de libertad

$$\chi^2 = \frac{(44-19)^2}{19} + \frac{(68-75)^2}{75} + \frac{(27-22)^2}{22} + \frac{(13-14)^2}{14} + \frac{(5-9)^2}{9} + \frac{(1-19)^2}{19} = 55.2 \quad (1.42)$$

Como según la figura 1.10 la probabilidad de que ambos grupos de datos provengan

de la misma población es también mucho menor del uno por mil, puede decirse que los tres grupos de datos pertenecen a tres poblaciones diferentes.

Utilizando técnicas similares puede determinarse (al menos en forma estadística) otras cuestiones, como son si los promedios de diferentes grupos de datos provienen de la misma población, para lo que se utiliza la prueba  $t$  de Student, o si las dispersiones de dos grupos de datos pertenecen a la misma población, para lo cual se emplea la prueba  $F$  de Fisher. Estos temas no se abordarán aquí, por lo que el lector interesado podrá consultar la bibliografía.

#### 4.2 Análisis algebraico

Los principales métodos de análisis algebraico de datos se refieren al ajuste de curvas con polinomios, la interpolación o extrapolación de valores y al manejo de los polinomios resultantes del ajuste. También conviene aclarar que en cualquier procesamiento que se haga con los datos recabados debe tenerse en consideración que el número de cifras significativas con que se trabaje debe ser apropiado a la exactitud que se busca. Como usualmente la última cifra de un número puede contener una incertidumbre, si se desea una exactitud del 1% deberán emplearse al menos tres cifras significativas. Por ello con dos cifras sólo se logra un 10% de exactitud, con cuatro un 0.1% etc. Por otra parte, debe tenerse en cuenta que algunas operaciones pueden degradar la exactitud que se tiene. Concretamente la suma de números muy próximos o el cociente entre ellos es un caso ya analizado. En general, es conveniente que todos los números con los que se trabaje sean de similar exactitud, de lo contrario, el resultado no ofrecerá ninguna garantía en sus cifras.

El ajuste de polinomios a los datos es una forma de ajuste que permite en general resolver el problema, sin importar la distribución de los puntos, aunque si estos son muchos se encontrarán también muchas constantes que calcular. El método consiste en hacer pasar un polinomio de orden  $n$  por los  $(n+1)$  puntos de que se dispone.

El polinomio tiene la forma

$$y = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + \dots + a_n x^n$$

y el método obviamente consiste en evaluar las variables  $x$  e  $y$  en cada uno de los puntos observados. Al resolver las  $(n+1)$  ecuaciones simultáneas resultantes se encontrarán los valores de las constantes  $a_j$ . Algunos trucos que facilitan el ajuste de polinomios de orden superior (cuando no se tienen facilidades automáticas de cómputo) son: forzar a que la curva pase por  $(0,0)$ , ya que entonces  $a_0 = 0$ ; tomar los puntos más representativos del total (empleando algún criterio), y comprobar el ajuste con el resto de los puntos. En este último caso conviene tomar puntos más próximos en los lugares en que la curva presenta las máximas variaciones de pendiente.

La interpolación puede hacerse, por supuesto, una vez que se ha calculado un polinomio que se ajuste al grupo de datos; sin embargo, cuando no se ha realizado tal ajuste, la interpolación puede realizarse con el método de Lagrange. Supóngase que se tiene un grupo de  $n$  datos  $(x_j, y_j)$  para el cual se desea conocer el valor de  $y$  para una cierta  $x$  conocida y comprendida dentro del intervalo de variación de las  $x_j$ . Entonces

$$y = \sum_{i=1}^n y_i \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n \frac{x - x_j}{x_i - x_j} \quad (1.43)$$

En cuanto a la extrapolación de puntos, se trata de un asunto que requiere mucho cuidado puesto que en general no existe ninguna razón para suponer que los puntos exteriores a los obtenidos experimentalmente tienen que seguir la misma tendencia, ser consistentes con los demás o mantener algún tipo estrecho de relación. Sin embargo, cuando se emplea con cuidado y sin exageraciones puede rendir buenos frutos. Por supuesto, también aquí puede emplearse la ecuación (1.43).

#### 4.3 Análisis gráfico

En ingeniería la gráfica juega un papel muy importante, tanto para analizar los datos como para presentarlos. Casi todos los métodos de análisis consisten en la reducción de los datos, en entregar apreciaciones probabilísticas, señalar una sola cifra global etc. En cambio, la gráfica permite, al mismo tiempo que

proporciona una idea global del conjunto, comprimir los datos sin que por ello se pierda información, sino al contrario, se muestre enriquecida.

Los métodos gráficos que se analizarán aquí son el ajuste de un grupo de puntos por medio del método de los mínimos cuadrados y la presentación de las curvas en forma de líneas rectas. Puesto que para el método de los mínimos cuadrados es imprescindible que resulte una línea recta, se tratarán primero las formas en que esto puede lograrse.

Ya es sabido que una ecuación exponencial (el diodo, por ejemplo) se observa mejor como línea recta en coordenadas semilogarítmicas. Este resultado sugiere que cuando se dispone ciertos datos que se sospecha obedecen a cierta ecuación, una forma de comprobación es intentar graficarlos mediante alguna transformación apropiada. Algunas de ellas se indican en la tabla 1.3. Nótese que se incluyen algunas funciones que podrían graficarse también en otra clase de papel y que

FUNCION	TRANSFORMACION A LINEA RECTA
$y = ax + b$	Coordenadas lineales (papel lineal)
$y = kx^a$	Coordenadas logarítmicas (papel log-log)
$y = k(10)^{ax}$	Coordenadas semilog. (papel semilog)
$y = k e^{ax}$	Coordenadas lineales. Para $x/y$ , $x$ o bien $1/x$ , $1/y$
$y = x/(a + bx)$	Coordenadas lineales. Para $(y - y_1)/(x - x_1)$ , $x$ donde $x_1, y_1$ es un punto
$1/y = a/x + b$	Coordenadas lineales. Para $(\log y - \log y_1)$ , $x$ donde $x_1, y_1$ es un punto
$y = a + bx + cx^2$	
$y = x/(a + bx) + c$	
$y = k(10)^{bx + cx^2}$	
$y = k e^{bx + cx^2}$	

Tabla 1.3 Transformaciones que producen líneas rectas en ciertas funciones

mediante algunas manipulaciones se obtienen resultados satisfactorios para los casos difíciles.

#### 4.3.1 El método de los mínimos cuadrados

Tal como ya se ha comentado, la gráfica que es el objetivo de este método se obtiene a partir de los datos procesados finales que en términos generales tienen las siguientes características:

1. Presentan una incertidumbre estadística tanto para la variable dependiente, como para la independiente.
2. El error no es el mismo para todos los puntos.
3. No siempre es una línea recta la gráfica que se desea obtener.

El problema se reduce entonces a obtener una curva que se aproxime a los puntos de manera que el error total (el que hay entre la curva trazada y los puntos obtenidos) sea mínimo de alguna forma. En aproximación de funciones el error que se minimiza es normalmente la integral del cuadrado de la diferencia entre ambas funciones. En el caso que se analiza aquí conviene tomar los cuadrados de las desviaciones entre la curva trazada y los puntos obtenidos, en razón de que hay un número finito de éstos.

El método clásico de aproximación de curvas por medio de los mínimos cuadrados se especifica en términos exactos como aquél método que permite ajustar una línea recta a un grupo de puntos distribuidos en el plano  $xy$ , de manera que sea mínima la suma total de las diferencias al cuadrado entre los puntos y la línea recta. Hacer que la suma total sea mínima es equivalente a obtener cuadrados mínimos, de donde proviene el nombre del método.

Este método tiene algunas limitaciones que se resumen en lo siguiente:

1. La curva real, de la que sólo se disponen algunos puntos, debe ser exactamente una línea recta.
2. La variable independiente ( $x$ ) está determinada con exactitud, por lo que todos los errores deben concentrarse únicamente en la variable dependiente ( $y$ )

3. El error de precisión aceptado para la variable  $y$  presenta las mismas características para todos los valores de  $y$ .

Las tres restricciones del método se cumplen por lo general (o pueden llegar a cumplirse de acuerdo a ciertas transformaciones) con relativa facilidad. Si la curva con la cual se va a trabajar no es exactamente una línea recta, las transformaciones mencionadas al inicio de esta sección permitirán satisfacer la primera restricción. Por otra parte, usualmente se elige como variable independiente la que puede controlarse con mayor seguridad, por lo que los errores en  $x$  son casi siempre pequeños, lo que implica que todo el error de precisión (o al menos casi todo) se concentra en la variable  $y$ .

Por último, la restricción referente a que el error se distribuya exactamente igual en todo el intervalo de variación de  $y$ , puede ser más difícil de satisfacer, aún cuando en muchos casos esto se produzca en forma automática. En caso de que los datos con que se cuenta presenten serias anomalías, en el sentido de que se aparten excesivamente de las exigencias del método, se dispone de mecanismos para transformarlos de manera que se aproximen al ideal.

Suponiendo entonces que la línea recta a encontrar es de la forma

$$y = mx + b \quad (1.44)$$

se deben encontrar los valores de  $m$  y  $b$ , tales que la suma de los cuadrados de las desviaciones de esta recta con respecto a los puntos experimentales sea mínima. Considerando que se dispone de  $n$  puntos, los valores de  $m$  y  $b$  están dados por

$$b = \frac{\sum_{i=1}^n x_i^2 \sum_{j=1}^n y_j - \sum_{i=1}^n x_i \sum_{j=1}^n x_j y_j}{n \sum_{i=1}^n x_i^2 - \left( \sum_{i=1}^n x_i \right)^2} \quad (1.45a)$$

$$m = \frac{n \sum_{i=1}^n x_i y_i - \sum_{i=1}^n x_i \sum_{j=1}^n y_j}{n \sum_{i=1}^n x_i^2 - \left( \sum_{i=1}^n x_i \right)^2} \quad (1.45b)$$

Cuando la recta pasa por el origen (lo que puede forzarse con una transformación adicional), se tiene que  $b = 0$ , y

$$m = \frac{\sum_{i=1}^n x_i y_i}{\sum_{i=1}^n x_i^2} \quad (1.45c)$$

Como ya habrá podido notarse, el método implica una gran cantidad de cálculos que pueden hacerlo muy ineficiente. Por fortuna, existen en la actualidad una gran cantidad de facilidades de cómputo que se traducen en el ajuste rápido y eficiente de cualquier cantidad de puntos, lo que hará que el trabajo sea más rápido y agradable.

Por esta razón sólo se comentará un método gráfico de encontrar la recta para un pequeño número de puntos. El método se conoce con el nombre de su autor (Askovitz) y es eficiente para una colección pequeña de puntos. Además de las limitaciones propias del método general de ajuste de curvas con mínimos cuadrados, que ya se han mencionado, el método de Askovitz exige que la variable independiente ( $x$ ) se haga variar en intervalos regulares e iguales. Si esto no se cumple la solución encontrada será sólo una aproximación.

El método consiste simplemente en

1. Comenzando por un extremo, conéctense los dos primeros puntos con una línea recta y encuéntrese el punto a  $2/3$  de la distancia entre ellos a partir del primero (Véase la figura 1.11).
2. Unase este último punto encontrado con el tercero y procédase en idéntica forma, hasta que se haya llegado al último punto experimental. El último punto encontrado pertenece a la línea de mínimos cuadrados buscada.
3. Repítase toda la operación desde el otro extremo y se encontrará un segundo punto de la línea.
4. Aunque ya puede trazarse la recta de los mínimos cuadrados, a modo de comprobación pueden localizarse un par de puntos adicionales si se usa  $1/2$  en



lugar de  $1/3$ .

Aunque el método parece complicado, es de fácil aplicación porque la distancia  $2/3$  (y también  $1/2$ ) puede tomarse con respecto a la mínima separación de la variable independiente, la que no contiene incertidumbre, por lo cual es fácil y rápido encontrar la recta para un conjunto de puntos relativamente grande.

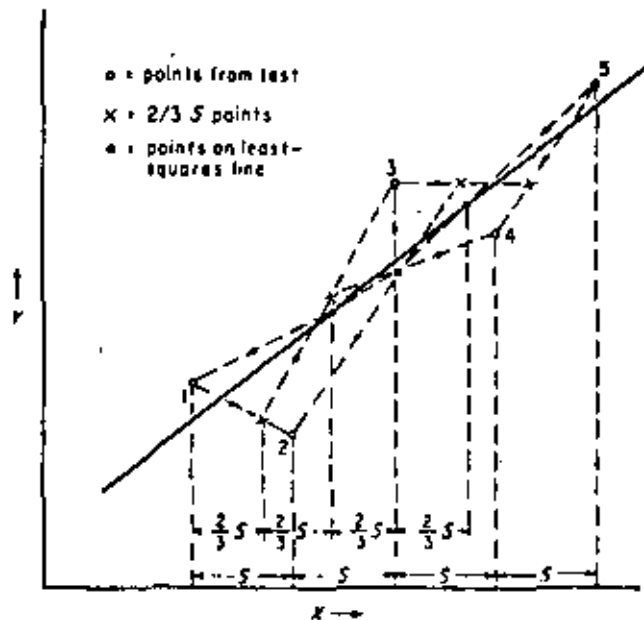


Figura 1.11 Ejemplo del método de Askovitz para encontrar la recta de los mínimos cuadrados.

## TABLA 1.1 DEFINICION DE TERMINOS

### ANALISIS DE LOS RESULTADOS

Esta parte del experimento o de la prueba constituye el paso más importante del mismo, sin el cual todo el trabajo no tendría sentido. Aún cuando en una condición de prueba industrial el análisis pudiera ser la aceptación o el rechazo del dispositivo en prueba, en esta parte del experimento por lo regular se consideran métodos estadísticos o matemáticos de otro tipo para extraer conclusiones del trabajo realizado. (Véase Interpretación de los Resultados).

### APARATO DE PRUEBA

Lo constituyen normalmente el instrumento que se emplea para analizar o medir y el dispositivo en prueba. Puede considerarse, además, todo lo que se requiera para realizar físicamente la prueba.

### CALIBRACION

Es la operación que debe realizarse con cierta frecuencia para asegurarse de que el instrumento cumple con las condiciones mínimas para efectuar la prueba dentro de ciertos márgenes de confiabilidad. Si el instrumento no cumple tales condiciones debe ajustarse por contraste con un patrón adecuado. El objetivo es la reducción del error de las mediciones.

### COMPROBACION DE DATOS

Consiste en aplicar uno o una serie de criterios a los valores obtenidos para determinar la validez relativa de ellos. Esto se realiza normalmente por comparación con los demás valores o por ciertas suposiciones que se aplican al experimento.

### DATOS PROCESADOS

Son los valores obtenidos del experimento que han sido previamente comprobados mediante la aplicación de ciertos criterios matemáticos o por comparación con los demás. Los datos procesados se ajustan más exactamente a los valores

reales del experimento porque se ha reducido el error del conjunto.

#### DATOS SIN PROCESAR

Estos son los resultados obtenidos directamente del experimento o prueba a través de los instrumentos o aparatos de prueba, sin que se haya hecho con ellos ninguna operación salvo almacenarlos.

#### DISPOSITIVO EN PRUEBA

Lo constituye la máquina, el aparato, componente, pieza, circuito, sistema u objeto que se desea medir o probar. Normalmente es reemplazable, aunque no siempre tiene una forma física, por ejemplo, cuando se trata de métodos o sistemas humanos.

#### ERROR

Se define como la diferencia que hay entre el valor calibrado o conocido de la variable medida y el valor obtenido por el instrumento de medición.

#### ESTANDAR

Es una magnitud cualquiera que se ha definido de antemano para ser tomada como referencia particular o universal. En instrumentación se aplica en forma especial a las definiciones de las unidades básicas del sistema internacional (SI)

#### EXACTITUD

Se refiere a la capacidad de un instrumento de acercarse en promedio al valor calibrado o conocido de una variable después de que el experimento se ha repetido muchas veces. Se aplica generalmente a un conjunto de datos que se aproximan en promedio al valor conocido o calibrado de una variable, independientemente de la dispersión que presenten alrededor de dicho valor.

#### EXPERIMENTO CONTROLADO

Es el experimento en el cual los efectos de las variables extrañas ha sido minimizado o eliminado por completo y en el que, además, las variables inde-

pendientes pueden variarse exactamente en la forma que desea el experimentador. Este es un concepto básico de la experimentación.

#### INCERTIDUMBRE

Se define normalmente como el error que se supone que existe en un determinado caso. La incertidumbre, como error supuesto, no debería diferir demasiado del que se determine por calibración en un momento dado.

#### INSTRUMENTACION

Es la operación de trasladar (o mapear) una variable o un conjunto de ellas que se encuentran inmensas en un proceso físico o real a un dominio en el que pueda ser observada o determinada.

#### INSTRUMENTO

Es el dispositivo, aparato o sistema que lleva a cabo la operación de traslado de la variable o conjunto de ellas al dominio observable. Es el medio o mecanismo para realizar esta operación.

#### INTERPRETACION DE LOS RESULTADOS

Junto con el análisis de los resultados, es la operación que permite extraer conclusiones del trabajo realizado y sintetizarlas en leyes físicas o en resultados fácilmente manejables que representen el fenómeno estudiado o la prueba realizada.

#### MEDICION

Lo constituye el acto puro y simple de obtener, por medio de un instrumento, el valor de una variable de un proceso. Finalmente, es el contraste del valor de esta variable con un estandar o con un patrón previamente definido e instalado en el instrumento.

#### MUESTRA DE LECTURAS O RESULTADOS

Es el conjunto de datos observados y almacenados que se ha obtenido del universo de datos que podrían obtenerse de las variables medidas. Como los uni

versos de datos son normalmente infinitos, el conjunto observado es en realidad una muestra finita de ellos que se supone estará más próxima a la distribución del universo mientras más grande sea dicha muestra.

#### PATRON

Instrumento o medida que sirve de referencia especial o general para mediciones posteriores. Al proceder a calibrar un instrumento de trabajo, se emplea un patrón como referencia de contraste.

#### PLAN DEL EXPERIMENTO

Es cualquier conjunto específico de instrucciones de operación para realizar la prueba, de manera que se otorgue una secuencia determinada al trabajo, a las modificaciones de las variables y a la repetición o toma de datos.

#### POBLACION DE DATOS

Es cualquier conjunto total de datos, errores, valores etc, con los cuales se trabajará como un grupo.

#### PRECISION

Se refiere a la capacidad de un instrumento de dar valores muy próximos entre sí al proporcionársele el mismo valor conocido o calibrado de una variable, aún cuando estos resultados no se acerquen a dicho valor. Se aplica a conjuntos de datos que presentan por dispersión, independientemente de la exactitud de ellos.

#### PRUEBA DE SIGNIFICANCIA DE LOS RESULTADOS

Una vez que se ha obtenido un conjunto de datos, una prueba que se realiza con ellos es la de verificar si son razonables. La prueba consiste en aplicar criterios para aceptar los datos con errores tolerables o para rechazar los que manifiesten no cumplir los criterios aplicados.

#### PUNTO DE PRUEBA

Es una condición específica para la cual se realiza una medición o prueba.

Es el conjunto de valores de las variables controladas que define un estado del proceso en prueba.

#### REPETICION

Constituye la realización por segunda o más veces de una prueba o medición, aunque en general se considera repetición (o réplica) sólo cuando se regresa a una condición o estado ya modificado del proceso.

#### SECUENCIA DE PRUEBA

En un determinado plan experimental, secuencia es el orden en que se llevan a cabo los cambios operativos del aparato de prueba o la toma de lecturas.

#### SISTEMA DE MEDICION

Para distinguir lo que es una unidad indivisible (equipo o instrumento) de un grupo o conjunto de ellos que interaccionan entre sí para realizar la medición, se emplea esta expresión. Usualmente se refiere al conjunto de componentes físicos (hardware) y de programación (software) incluidos en un dispositivo complejo de prueba o de medición.

#### VARIABLES

Son todas las cantidades físicas que se relacionan al proceso o dispositivo en prueba y que pueden cambiar durante el desarrollo de un experimento. Si la variable puede modificarse a voluntad en forma independiente de las demás, se llama variable independiente. Si sus cambios son producto de las modificaciones realizadas en las variables independientes, se trata de una variable dependiente. Por último, si los cambios se producen en forma incontrolada, aleatoria y alteran el desarrollo de la prueba, se tiene una variable extraña.

BIBLIOGRAFIA

1. H.V. MALMSTADT, C.G. ENKE y S.R. Crouch,  
"Electronic Analog Measurements and Transducers"  
W.A. BENJAMIN INC., 1973.
2. H.V. MALMSTADT, C.G. ENKE y S.R. Crouch,  
"Control of Electrical Quantities in Instrumentation",  
W.A. BENJAMIN INC., 1973
3. H.V. MALMSTADT, C.G. ENKE y S.R. Crouch,  
"Digital and Analog Data Conversions".  
W.A. BENJAMIN INC., 1974
5. E.O. Doebelin,  
"Measurement Systems. Application and Design"  
Edición revisada Mc Graw Hill, 1975.
6. P. Polak  
"Sistematic Errors in Engineering Experiments"  
The Mac Millan Press, 1978.
7. H. Schenck Jr.  
"Theories of Engineering Experimentation"  
3a. Edición, Mc Graw-Hill, 1974.
8. K.S. Lion,  
"Elements of Electrical and Electronic Instrumentation"  
Mc Graw Hill, 1975.
9. J.P. Holman  
"Experimental Methods for Engineers"  
3a. Edición, Mc Graw Hill, 1978.
10. P.H. Sydenham (Ed.)  
"Handbook of Fundamentals of Measurement Systems"  
Vol. I, John Wiley, 1982.
11. V.P. Spiridonov y A.A. Lopatkin,  
"Tratamiento matemático de datos físico químicos"  
MIR, 1973.
12. M. Schwartz,  
"Information Transmission, Modulation, and Noise"  
2a. Edición, Mc Graw Hill, 1980.
13. Ch. A. Harper (Ed.)  
"Handbook of Electronic System Design"  
Mc Graw-Hill, 1980.
14. C.F. Coombs (Ed.)  
"Basic Electronic Instrument Handbook"  
Mc Graw-Hill, 1972.

15. D.M. Considine (Ed.)  
"Basic Electronic Instrument Handbook"  
Mc Graw-Hill, 1972.
16. H.P. Kallen (Ed.)  
"Handbook of Instrumentation and Controls"  
Mc Graw-Hill, 1961.
17. V.P. Preobrazhenski,  
"Mediciones termotécnicas y aparatos para efectuarlas"  
(2 tomos), MIR, 1978.
18. W.D. Cooper,  
"Electronic Instrumentation and Measurement Techniques"  
Prentice Hall, 3a. Edición, 1978.
19. C.D. Johnson,  
"Process Control Instrumentation Technology"  
J. Wiley, 2a. Edición, 1982.
20. P. Kontrowitz, G. Kousourou y C. Zucker,  
"Electronic Measurements"  
Prentice Hall, 1979.
21. A. Creus  
"Instrumentación Industrial"  
Marcombo, 1979.
22. A. de Sa  
"Principles of Electronic Instrumentation"  
Edward Arnold, 1981.



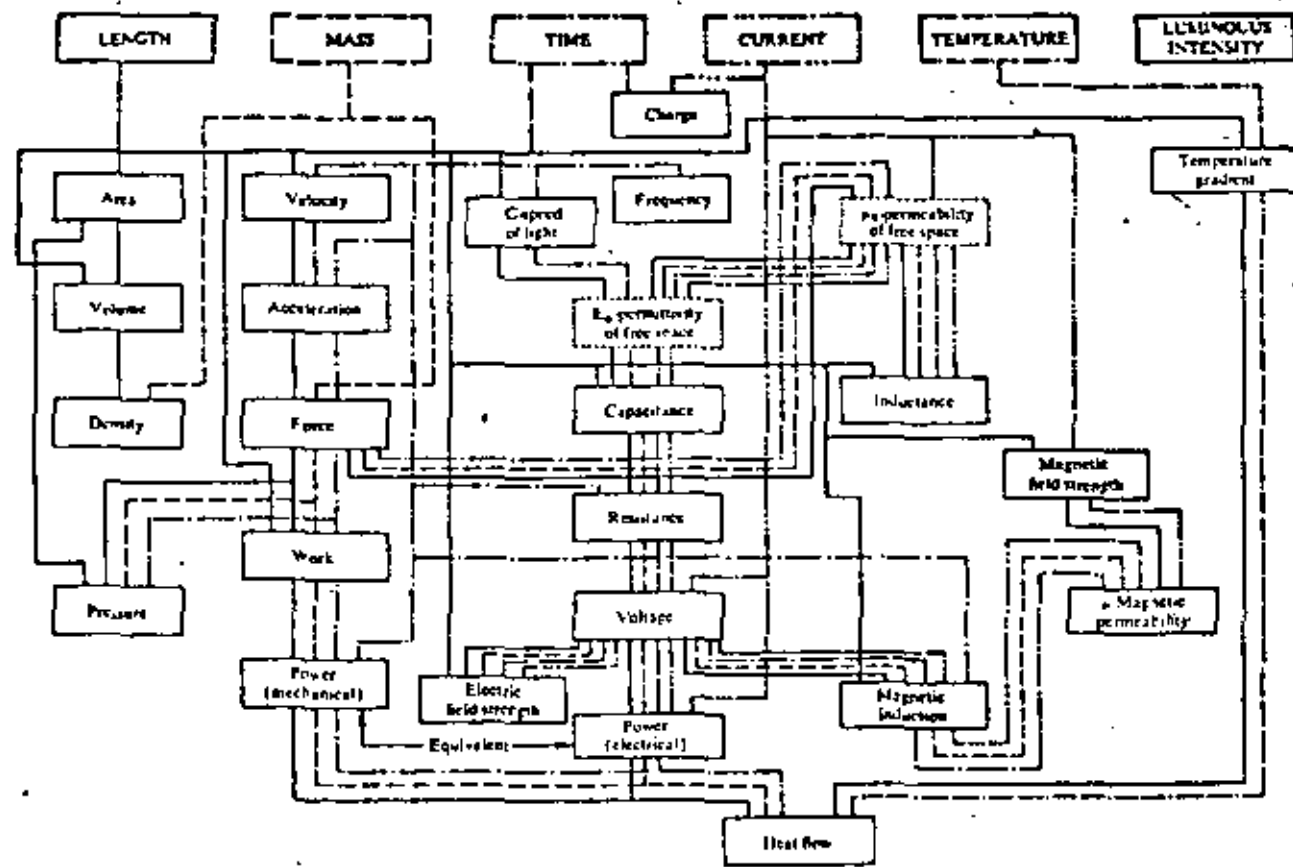
APENDICE I El Sistema Internacional de Unidades (SI)

Variable	Unidad	Símbolo	Equivalencia
<b>UNIDADES BASICAS</b>			
Longitud	metro	m	
Masa	kilogramo	kg	
Tiempo	segundo	s	
Corriente Eléctrica	ampere	A	
Temperatura	kelvín	K	
Intensidad Luminosa	candela	cd	
<b>UNIDADES ADICIONALES</b>			
Angulo Plano	radián	rad	
Angulo Sólido	estéreo-radián	sr	
<b>UNIDADES DERIVADAS</b>			
Area	metro cuadrado	m <sup>2</sup>	
Volumen	metro cúbico	m <sup>3</sup>	
Frecuencia	hertz	Hz	(1/s)
Densidad	kilogramo por metro cúbico	kg/m <sup>3</sup>	
Velocidad	metro por segundo	m/s	
Velocidad Angular	radián por segundo	rad/s	
Aceleración	metro por segundo al cuadrado	m/s <sup>2</sup>	
Aceleración Angular	radián por segundo al cuadrado	rad/s <sup>2</sup>	
Fuerza	newton	N	(kg m/s <sup>2</sup> )
Presión	newton por metro cuadrado	N/m <sup>2</sup>	
Viscosidad Cinemática	metro cuadrado por segundo	m <sup>2</sup> /s	
Viscosidad Dinámica	newton segundo por metro cuadrado	N s/m <sup>2</sup>	
Trabajo, Energía y Cantidad de Calor	joule	J	(N m)
Potencia	watt	W	(J/s)
Carga Eléctrica	coulomb	C	(A s)
Voltaje	volt	V	(W/A)
Campo Eléctrico	volt por metro	V/m	
Resistencia Eléctrica	ohm	Ω	(V/A)
Capacitancia Eléctrica	farad	F	(A s/v)
Flujo Magnético	weber	Wb	(V s)
Inductancia	henry	H	(V s/A)
Densidad de Flujo Magnético	tesla	T	(Wb/m <sup>2</sup> )
Campo Magnético	ampere por metro	A/m	
Flujo Luminoso	lumen	lm	(cd sr)
Luminancia	candela por metro cuadrado	cd/m <sup>2</sup>	
Iluminación	lux	lx	(lm/m <sup>2</sup> )

APENDICE II DEFINICIONES DE LAS UNIDADES BASICAS DEL  
SISTEMA INTERNACIONAL (SI) - ESTANDARES

---

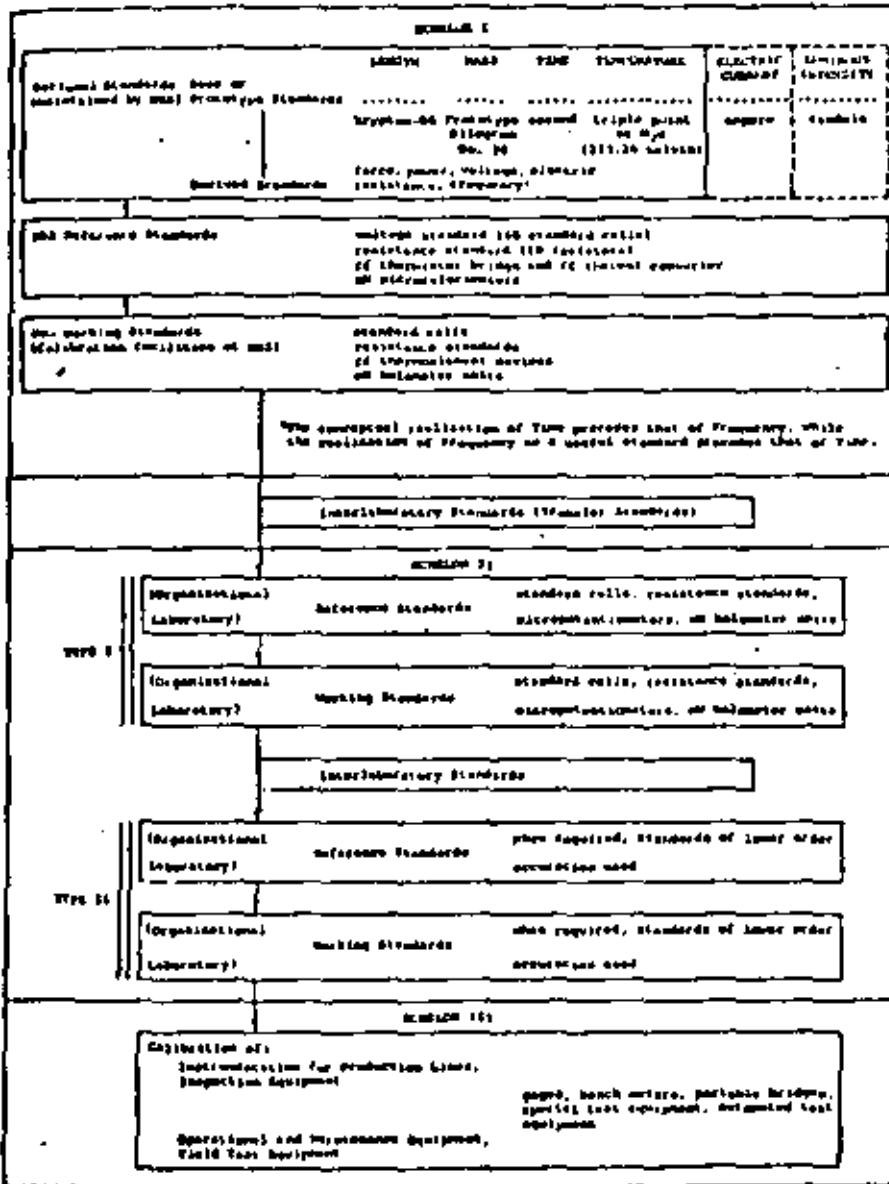
- Metro (m). El metro es la longitud igual a 1,650,763.73 longitudes de onda en el vacío de la radiación emitida por el átomo de kriptón 86, correspondiente a la transición entre los niveles  $2p_{10}$  y  $5d_5$ .
- Kilogramo (kg). Es la cantidad de masa igual a la del prototipo internacional del kilogramo.
- Segundo (s). Es la duración correspondiente a 9,192,631.770 periodos de la radiación emitida por el átomo de cesio 133 debida a la transición entre los dos niveles hiperfinos del nivel inferior.
- Ampere (A). Es la corriente constante que cuando circule por dos conductores paralelos de longitud infinita y diámetro despreciable, situados a una distancia de 1 metro en el vacío, produce una fuerza entre ellos igual a  $2 \cdot 10^{-7}$  newton/m.
- Kelvin (K). Es la temperatura correspondiente a  $1/273.16$  de la temperatura termodinámica del punto triple del agua.
- Candela (cd). Es la intensidad luminosa, en sentido perpendicular, de una superficie de  $1/600,000 \text{ m}^2$  de un cuerpo negro a la temperatura de solidificación del platino a una presión de 101,325 newton/m<sup>2</sup>.



1-59

APENDICE III Relación entre las Unidades Básicas y las Derivadas en el Sistema Internacional de Unidades (SI)

# APENDICE IV Jerarquía de Patrones y Estándares de un Sistema de Medición.



APENDICE V Fórmulas Dimensionales

Mechanics

Quantity	Dimensional formula
Length $L$ .....	$L$
Volume $V$ .....	$L^3$
Curvature.....	$L^{-1}$
Velocity $V$ .....	$Lt^{-1}$
Acceleration $A$ or $g$ .....	$Lt^{-2}$
Angular velocity $\omega$ .....	$t^{-1}$
Density $\rho$ .....	$ML^{-3}$
Momentum.....	$MLt^{-1}$
Angular momentum.....	$ML^2t^{-1}$
Force $F$ .....	$MLt^{-2}$
Work and energy.....	$ML^2t^{-2}$
Power.....	$ML^2t^{-3}$
Viscosity $\mu$ .....	$ML^{-1}t^{-1}$
Kinematic viscosity.....	$L^2t^{-1}$
Surface tension.....	$Mt^{-2}$
Pressure $P$ .....	$ML^{-1}t^{-2}$

Thermal Quantities

	Thermal formula	Dynamical formula
Quantity of heat $H$ .....	$H$	$ML^2t^{-2}$
Specific heat $C_p$ .....	$HM^{-1}T^{-1}$	$L^2t^{-2}T^{-1}$
Thermal conductivity $k$ .....	$HL^{-1}t^{-1}T^{-1}$	$LMt^{-3}T^{-1}$
Heat-transfer coefficient $h$ .....	$HL^{-1}t^{-1}T^{-1}$	$Mt^{-3}T^{-1}$
Entropy $s$ .....	$HT^{-1}$	$ML^2t^{-2}T^{-1}$
Coefficient of thermal expansion $\beta$ .....	$T^{-1}$	$T^{-1}$

Magnetic and Electrical Quantities

	Electromagnetic	Electrostatic
Magnetic field strength.....	$M^{1/2}L^{-1/2}t^{-1}\mu^{-1/2}$	$M^{1/2}L^{1/2}t^{-1}K^{-1/2}$
Magnetic pole strength.....	$M^{1/2}L^{1/2}t^{-1}\mu^{-1/2}$	$M^{1/2}L^{1/2}t^{-1}K^{-1/2}$
Electric current.....	$M^{1/2}L^{1/2}t^{-1}\mu^{-1/2}$	$M^{1/2}L^{1/2}t^{-1}K^{-1/2}$
Quantity of electricity.....	$M^{1/2}L^{1/2}\mu^{-1/2}$	$M^{1/2}L^{1/2}K^{-1/2}$
Potential difference.....	$M^{1/2}L^{3/2}t^{-1}\mu^{-1/2}$	$L^{3/2}M^{1/2}t^{-1}K^{-1/2}$
Resistance.....	$L^2t^{-2}\mu^{-1}$	$L^2t^{-2}K^{-1}$
Capacitance.....	$L^{-1}t^2\mu^{-1}$	$LK$
Inductance.....	$L\mu$	$L^2t^2K^{-1}$
Permeability.....	$\mu$	$L^2t^2K^{-1}$
Permittivity.....	$L^{-1}t^2\mu^{-1}$	$K$

M = masa

L = longitud

$\Theta$  = tiempo

T = temperatura

H = calor

K = constante dieléctrica

$\mu$  = constante del campo magnético

APENDICE VI Cuadros Grecolatinos

3 x 3		
A1	B3	C2
B2	C1	A3
C3	A2	B1

4 x 4			
A1	B3	C4	D2
D4	C2	B1	A3
B2	A4	D3	C1
C3	D1	A2	B4

5 x 5				
A5	B3	C2	D1	E4
B1	C4	D5	E3	A2
C3	D2	E1	A4	B5
D4	E5	A3	B2	C1
E2	A1	B4	C5	D3

6 x 6 (only the Latin square possible)

A	B	C	D	E	F
B	F	D	C	A	E
C	D	E	F	B	A
D	A	F	E	C	B
E	C	A	B	F	D
F	E	B	A	D	C

LA INSTRUMENTACION ELECTRONICA Y SU  
PERSPECTIVA EN SISTEMAS AUTOMATICOS

*Carpólichi Muñoz Gamboa  
Javier Valencia Figueroa*

División de Estudios de Posgrado  
Facultad de Ingeniería, UNAM  
Ap. postal 70-256, Tel. 550.52.15 ext. 4477  
04510 México, D.F.

RESUMEN

Desde los aspectos básicos de medición, detección y adquisición de datos, la instrumentación electrónica juega un importante papel en el desarrollo de los modernos sistemas automáticos, por lo que comprender sus posibilidades y alcances es vital para imaginar la forma en que determinará el avance de ellos en el futuro.

En este trabajo se plantean las cuestiones básicas de la instrumentación electrónica y se analizan las conexiones que tienen con los sistemas automáticos, haciendo especial énfasis en la influencia que ejercen en el actual desarrollo de la robótica.

Se dedica atención, además, a los aspectos de software que se relacionan con esta problemática y que gravitan cada vez con mayor fuerza tanto en instrumentación, como en robótica.

## INTRODUCCION

El desarrollo de los sistemas automáticos modernos tiene, entre sus principales características, la capacidad de reunir con una meta común a una serie de disciplinas que prestan importantes contribuciones al logro de sus objetivos. Entre estas disciplinas se encuentra la instrumentación electrónica, que tiene la responsabilidad de encargarse de los aspectos básicos de medición, adquisición de datos y procesamiento de datos, con lo que permite que los sistemas efectúen una cuantificación de las variables físicas que deben manejar, lo que le confiere precisión a sus operaciones.

En este sentido cabe destacar que es la instrumentación, entendida como una actividad de medición o cuantificación del mundo físico, la que confiere a la ciencia su carácter de tal [1]. Por ello, la instrumentación requiere avanzar a la vanguardia del desarrollo tecnológico y científico, ya que paralelamente al descubrimiento debe desarrollarse el mecanismo de evaluación o medición.

Entre las demás disciplinas que se reúnen en los sistemas automáticos, se tiene a la mecánica, el control automático, las comunicaciones, la programación y diversos aspectos de la física o de la ingeniería, dependiendo del objetivo del sistema automático. Aunque estas cuestiones también se mencionarán en el presente trabajo, se hará mayor hincapié en la influencia que tiene principalmente la instrumentación electrónica, en los sistemas automáticos, sin desconocer la importancia de las demás disciplinas.

Una de las cuestiones más significativas de la instrumentación electrónica es que por su carácter debe adaptarse a muy diversos objetivos, por ello es que la confluencia de la instrumentación electrónica y la medicina, por ejemplo, da origen a la instrumentación médica; la unión con las ciencias de la tierra, da lugar a la instrumentación geológica, geofísica, etc. En el caso de los sistemas automáticos, la instrumentación electrónica tiene la responsabilidad de conectar el mundo físico de un proceso con los dispositivos o aparatos responsables de controlar, tomar decisiones o efectuar acciones para modificar, corregir o conducir el proceso bajo control. Por ello es que el objetivo del presente trabajo es plantear las cuestiones básicas de la instrumentación electrónica y de los sistemas automáticos para



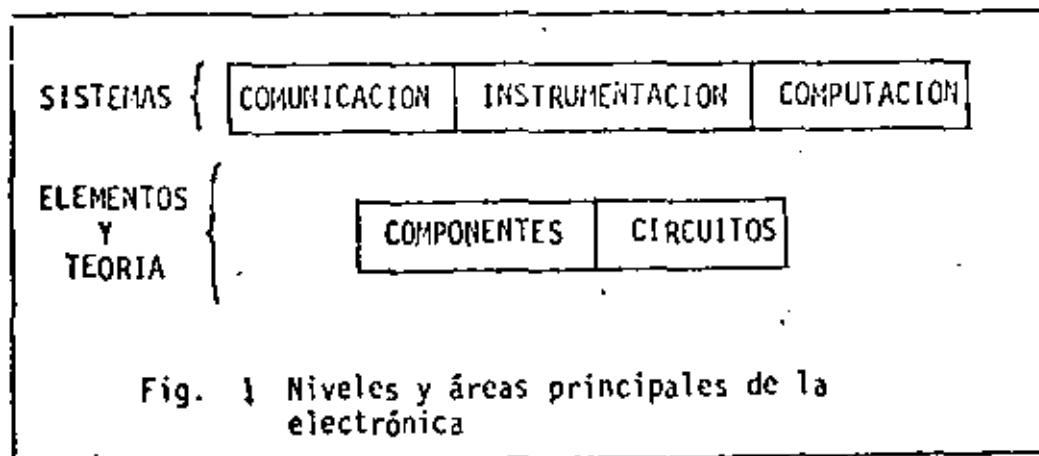
sentar las bases del análisis de las conexiones que tienen entre sí y de cómo se ejercen sus influencias.

### LA INSTRUMENTACION ELECTRONICA

Al iniciar el análisis, es conveniente precisar lo que se entiende por instrumentación electrónica, en qué contexto se encuentra y cuales son las formas que adopta.

Es un lugar común muy difundido que debe entenderse por instrumentación prácticamente toda actividad en la que se precisa de instrumentos; sin embargo, aunque esto puede ser verdad en el lenguaje común, no puede aplicarse completamente a la ingeniería. Por ello se le considera como el área que se relaciona con la medición, evaluación o análisis de variables físicas, así como con los mecanismos, métodos e instrumentos encargados de realizar efectivamente estas operaciones.

En el caso específico de la instrumentación electrónica esta concepción se restringe a los mecanismos, métodos e instrumentos electrónicos, aunque las variables no tienen porqué ser únicamente eléctricas. En este contexto, la instrumentación electrónica pasa a ser una parte muy importante de la electrónica, como se observa en la figura 1, donde se consideran como las bases de ellos a los elementos o componentes y a la teoría. Las



comunicaciones, la instrumentación y la computación constituyen entonces productos elaborados a partir de estas bases y que tienen múltiples interacciones entre sí, las que se destacan en la figura 2.

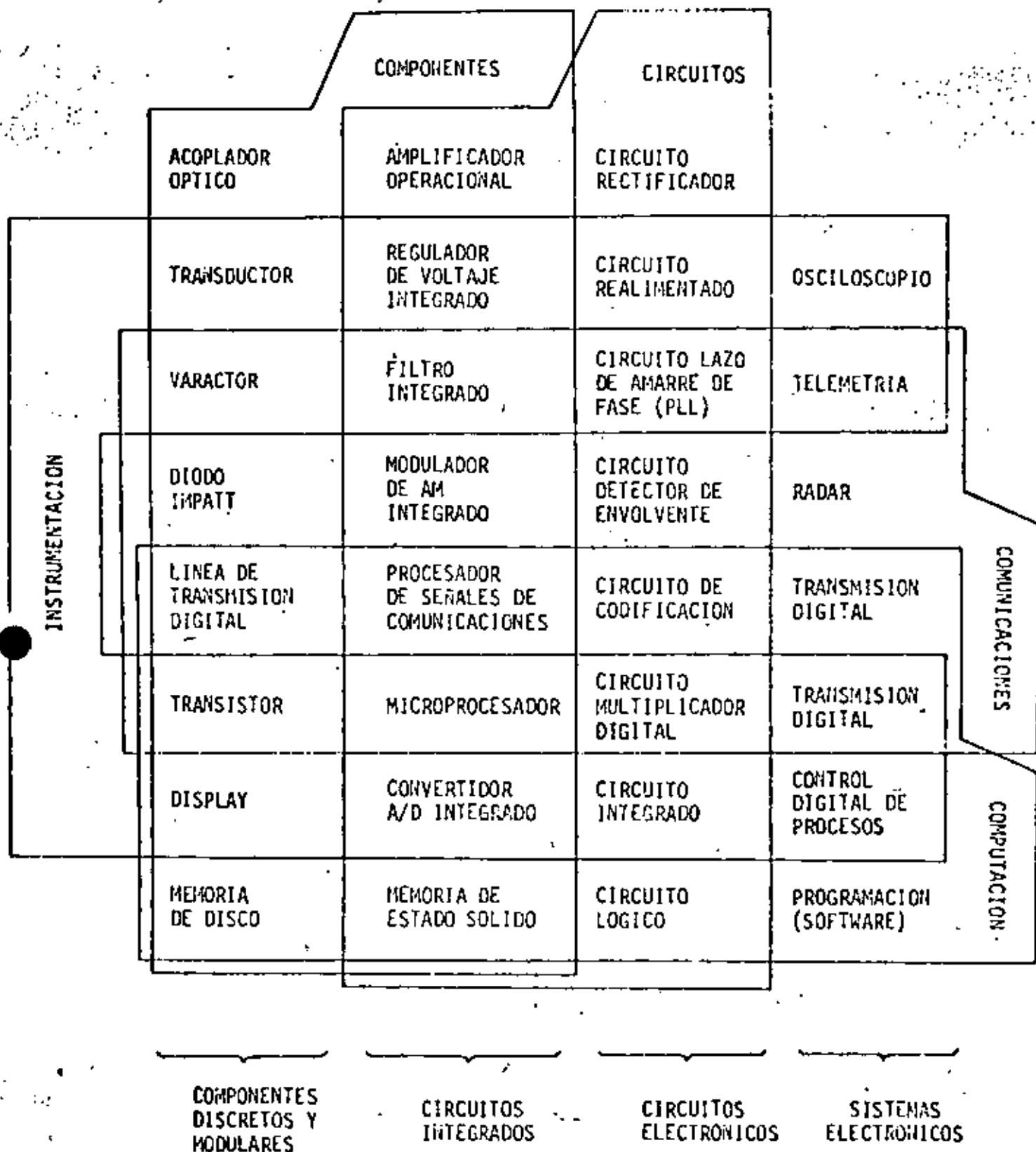


FIG. 2 Areas en que se divide la electrónica y elementos representativos de las intersecciones entre ellas.

Puesto que este planteamiento pudiera ser un poco arbitrario, se aclarará lo que se entiende por cada una de estas áreas. Es evidente que los componentes electrónicos son fácilmente reconocibles como tales, especialmente porque se basan en los fenómenos eléctricos que ocurren en los gases, el vacío y principalmente en los semiconductores. Debe destacarse, sin embargo, que muchos componentes no son de este tipo (como inductores, capacitores, etc.) y algunos no son ni siquiera eléctricos (son mecánicos o magnéticos), pero está claro que no son los más importantes, sino que son únicamente de apoyo y están hechos en forma especial para uso electrónico.

Por otra parte, la teoría de circuitos no sólo es útil en electrónica sino que también en ingeniería eléctrica, pero ya se sabe que los circuitos que se emplean en electrónica son muchos más, más específicos y bastante más interesantes. Hecha la salvedad, queda claro que los componentes y los circuitos son las bases físicas y teóricas de los sistemas que se desarrollan a partir de ellos, los que se indican en la figura 1 como comunicaciones, instrumentación y computación.

Las comunicaciones son, en síntesis, el área que trata de la aplicación de técnicas y elementos al análisis, procesamiento, transmisión y posterior recuperación, procesamiento y aplicación de información, por lo que constituye un área bastante específica.

La computación, por otro lado, es el área vinculada al desarrollo y aplicación de las computadoras; sin considerar, por supuesto, lo que actualmente se conoce como ciencia de la computación que ha adquirido fuerza e independencia.

Al hacer estas distinciones, queda claro que la definición de instrumentación electrónica no limita la interacción entre las diferentes áreas, ya que tanto en comunicaciones como en computación serán necesarios los instrumentos de análisis, medición y prueba. También en todos los sistemas se tendrá la influencia o aplicación de técnicas de comunicaciones o de computación al procesarse o transmitirse señales o datos dentro de un sistema o en una red de ellos.

Puesto que la definición planteada es muy general, es conveniente especificar con mayor claridad las formas que adopta la instrumentación elec

trónica o las partes en que se le puede dividir. Para este efecto se considerarán los sistemas de medición, los sistemas de adquisición de datos, los sistemas de adquisición y procesamiento de datos y los sistemas automáticos.

### Los Sistemas de Medición (SM)

En la figura 3 se muestra un diagrama esquemático de un sistema de medición generalizado, que permitirá reconocer que cualquier instrumento de medición es un buen ejemplo de un SM. Se tiene una etapa detectora

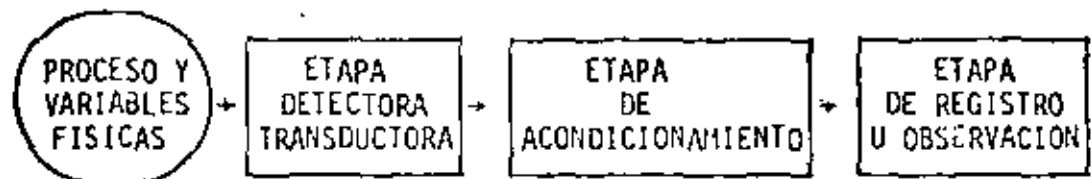


Fig. 3 Diagrama esquemático de un sistema de medición generalizado (SM)

transductora, que transforma a las variables a medir a su forma eléctrica, una etapa de acondicionamiento, responsable de efectuar algunas modificaciones a las señales con el objeto de adecuarlas al procedimiento mismo de medición, o del procesamiento necesario para determinar el valor que se desea medir. La etapa final tiene por objeto, como puede suponerse, registrar el valor obtenido o permitir que sea observado por el usuario.

En esta forma simple implica únicamente una transformación de la variable en observación desde el dominio del mundo físico a un dominio observable. Esta transformación es la esencia de todo proceso de medición y por ende de la instrumentación. Por ello cada vez que se tenga que realizar este proceso, se tendrá algún tipo de SM, aunque esta transformación no es exclusiva de ellos, sino que es compartida por los demás sistemas que se analizarán.

Otra forma, un poco más compleja, que adoptan los SM incluye el uso de la comparación con referencias internas para obtener la diferencia entre el valor medido y un valor que "debió ser", la realimentación y uso de esta diferencia o error y, por último, el control del valor obtenido. En esta forma, el SM adquiere además características de controlador, aunque todo el proceso se basa en la determinación de los valores de la variable, es de

cir, en la medición.

### Los Sistemas de Adquisición de Datos (SAD)

En el caso anterior se trataba de obtener (y a veces manipular) el valor de una sola variable (o de algunas variables, aunque nunca en forma simultánea), lo que producía instrumentos sencillos y de aplicación muy local. En ocasiones, sin embargo, se requiere la obtención y el tratamiento de los valores de muchas variables, función que ejecutan los sistemas de adquisición de datos. En la figura 4 se observa un diagrama esquemático



Fig. 4 Diagrama esquemático de un Sistema de Adquisición de datos generalizado (SAD).

co que representa a los SAD, el que no difiere esencialmente de los SM, excepto porque ahora existe una obtención y un tratamiento múltiple de las variables en observación. La diferencia, sin embargo, tiene muchas facetas que no son evidentes en el diagrama, pero que son importantes, como son los procedimientos (principalmente de acondicionamiento y de registro) que se aplican a los datos que se obtienen. Al mismo tiempo, el objetivo ahora es principalmente obtener no un valor (o un conjunto de ellos), sino más bien una "visión" específica del proceso en observación. Esto se conoce como estado del proceso y tiene por lo general la intención de caracterizarlo o controlarlo.

En esta forma es como surge en forma natural la idea de controlar el proceso con un lazo de realimentación, similar al de los SM realimentados. Esta vez, sin embargo, no se trata de un solo lazo que se cierra, sino que de un sistema complejo de interacciones entre los valores obtenidos del proceso en cada momento, los que se desean obtener, el error que resulte entre ambos conjuntos y de los múltiples mecanismos que puede haber para controlar o dirigir el proceso. En cualquier caso, es preciso señalar que el volumen de la información que se maneja obliga al empleo de mecanismos de registro o almacenamiento, por lo que la etapa final va per

diendo su característica de ser de observación y se va convirtiendo cada vez más en una etapa para uso del sistema, es decir, donde el SAD puede encontrar información útil para su operación.

### Los Sistemas de Adquisición y Procesamiento de Datos (SAPD)

Tal como se mencionó en el caso anterior, el volumen de la información recolectada por un SAD va obligando a considerar como una actividad importante el procesamiento de ellos, lo que conduce directamente a los SAPD.



Fig. 5 Diagrama esquemático de un sistema de adquisición y procesamiento de datos generalizado (SAPD).

En la figura 5 se muestra un diagrama esquemático de estos sistemas donde se observa que se ha agregado, una etapa de procesamiento posterior al acondicionamiento múltiple. Esta nueva etapa es la más importante del SAPD, porque es la responsable de obtener, a partir de toda la información recogida, los elementos de juicio necesarios y resumidos para evaluar, corregir, conducir o controlar el proceso en cuestión.

Los elementos de juicio a que se hace referencia son curvas, cifras de mérito (como medias, dispersiones, etc.), diagramas, relaciones y todo tipo de información condensada que permitirá evaluar la evolución del proceso en observación y eventualmente tomar decisiones en forma automática para controlarlo.

De acuerdo a lo que se ha planteado queda la idea de que en estos sistemas lo más importante no es la detección, el acondicionamiento o la medición de los valores, sino que por el contrario, el procesamiento de los datos obtenidos. En este sentido cabe destacar que, aunque la etapa detectora transductora sea sólo una especie de canal de comunicaciones entre las variables físicas y los datos, se requiere que ésta trabaje eficientemente como SM independientes, de cuya exactitud dependerán las decisiones toma

das o los resultados obtenidos por el procesamiento. Y puesto que se hace énfasis en el procesamiento de los datos, la síntesis, y no sólo el análisis, forma parte de él. Un ejemplo serían los sintetizadores de señales.

Por otra parte, debe notarse que se ha hecho a propósito la distinción entre acondicionamiento y procesamiento, ya que en el primer caso no hay una transformación real de la información, en tanto que en el segundo, sí la hay. En la etapa de acondicionamiento, por ejemplo, se realizan las siguientes operaciones típicas:

1. Muestreo y retención
2. Conversión analógica digital
3. Filtrado, amplificación o atenuación
4. Sincronía entre las distintas variables
5. Medición

Todas estas operaciones están encaminadas principalmente a obtener valores confiables de la medición. En la etapa de procesamiento, por el contrario, el objetivo de las operaciones es muy diverso, como se destaca al mencionar algunas de las más simples de ellas:

1. Cálculo de estimaciones de probabilidad
2. Solución de integrales y diferenciales
3. Correlación y convolución
4. Cálculo y manejo de errores
5. Análisis espectral

La más importante diferencia, entonces, que puede observarse entre los SAPD y los SAD (incluyendo a los SM), es que los primeros logran condensar la información obtenida, además de obtenerla, por lo que su utilidad se incrementa notablemente, dando origen a los sistemas automáticos al emplear los recursos de la programación, de los sistemas de cómputo y de la realimentación a través de actuadores que influyan en el proceso.

#### Los Sistemas Automáticos (SA)

En la figura 6 se observa un diagrama esquemático de un SA obtenido

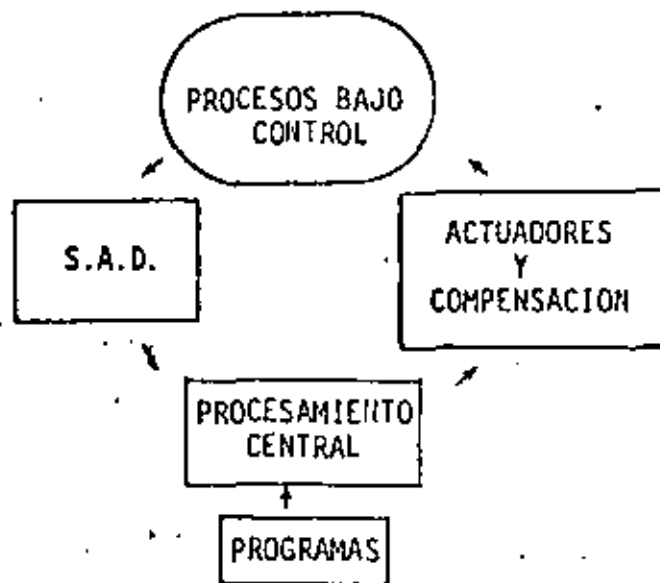


Fig. 6 Diagrama esquemático de un sistema automático generalizado (SA)

en forma natural y por evolución desde el SM. Se ha querido destacar al procesamiento como el punto más importante del sistema, por lo que se le ha dividido en un SAD, la unidad de procesamiento central, la correspondiente programación y los actuadores o etapa de salida.

Además de la realimentación, pareciera no haber mayor diferencia entre el SA y los SAPD, pero pueden hacerse notables distinciones entre la forma de operación de ambos sistemas y entre sus objetivos.

Los SAPD son por lo general dedicados y de programación más rígida, en tanto que los SA son más flexibles, dependen en gran medida de los recursos de programación, tienen a su cargo normalmente varios procesos y, lo que es más importante, no dependen del usuario durante la operación ni están diseñados para considerar como su función más importante la observación o registro de datos (salvo, tal vez, en la información a través de monitores). Para los SAPD es más importante el procesamiento de los datos obtenidos (evaluación del proceso), mientras que para los SA son vitales las decisiones a tomar sobre las acciones futuras (control del proceso).

La robótica es un ejemplo muy actual e interesante de los SA, ya que ha pasado a ser un importante ingrediente de la industria moderna, llegando se a observar desde ya sus influencias económicas, sociales y políticas. En el siguiente capítulo se analizarán con mayor detalle los SA y la robótica.



## LOS SISTEMAS AUTOMÁTICOS Y LA ROBOTICA

Considerando al SA como un sistema capaz de obtener datos del mundo físico, de procesarlos apropiadamente para tomar decisiones basadas en ellos y, posteriormente, ejecutar acciones precisas y definidas con el fin de lograr ciertos objetivos, se tiene un sistema de alta complejidad, del que pueden mencionarse algunos ejemplos relevantes como los sistemas de control de plantas industriales, los vehículos y sondas automáticas empleadas en la exploración espacial y los robots industriales. Estos últimos han generado sus propias bases de análisis y desarrollo dentro de lo que se conoce actualmente como robótica.

Los robots destacan entre los ejemplos anteriores fundamentalmente porque tienen la capacidad potencial de sustituir al ser humano en labores rutinarias, repetitivas o peligrosas, característica que no es compartida por la totalidad de los demás SA que están principalmente orientados a ejecutar acciones que por su velocidad o dificultad no son humanamente posibles. Tal vez por esta razón, la robótica se ha desarrollado más rápidamente en los países industrializados donde la mano de obra es cara o escasa, en donde importa bajar los costos de producción por la competencia internacional, o en la industria más avanzada, a causa de la complejidad o dificultad que presenta el control de sus procesos.

En este sentido, la robótica plantea un desafío similar a la introducción de la máquina, que condujo a la revolución industrial, por lo que es de esperarse que muy pronto sea necesario adaptarse a nuevas y muy distintas condiciones de operación de la industria.

En la actualidad se ha tenido un desarrollo acelerado de la robótica que puede caracterizarse en los siguientes puntos [2]:

1. Lento avance del control dinámico y del diseño mecánico en comparación con los otros aspectos de la tecnología.
2. Factibilidad de las realizaciones como consecuencia del avance de la microelectrónica.

3. Es un campo de amplias aplicaciones y de investigación a largo plazo.
4. Fuerte impulso del desarrollo motivado por la competencia industrial internacional y por las implicaciones militares y gubernamentales.
5. Es un campo que exige la coordinación o niveles nacionales de la investigación, para impulsar en forma dirigida y eficiente la tecnología.

Los sistemas automáticos (y de robótica en particular) consideran aspectos de diferentes campos y los integran en un solo bloque de conocimientos. Los principales aspectos que se considerarán aquí son mecánicos, de detección, de adquisición de datos, de reconocimiento, de control, de comunicaciones y de programación. Todos estos aspectos son vitales y muchos de ellos presentan problemas en vías de solución, e incluso, aún no resueltos, por lo que se analizarán por separado.

#### Aspectos Mecánicos

Orientados básicamente a la tracción y al movimiento, los aspectos mecánicos tienen la responsabilidad final de la manipulación (robots manipuladores) [3] o del desplazamiento (vehículos exploradores). Por esta razón se enfrentan principalmente a dos cuestiones: la imitación de los movimientos hechos por brazos humanos (o a su sustitución por otros diferentes) en lo que se refiere a la ubicación en el espacio y libertad de posición, y la solución del problema del desplazamiento y transporte de todo el sistema en un terreno no apto para los mecanismos tradicionales de tracción.

En este último caso (los vehículos exploradores), la solución no se parece en nada a la humana, es decir, los sistemas no imitan una caminata, sino que se desplazan apoyados en ruedas u orugas muy adaptables al terreno en que se posan. Tal vez por eso la manipulación es más atractiva, ya que se observa en los robots manipuladores una grotesca imitación del movimiento de los brazos humanos. No debe olvidarse, tampoco, que estos robots sustituyen una actividad humana más productiva que el desplazamiento.

## Aspectos de Detección y Adquisición

En sus formas más simples, la detección y adquisición de datos se relacionan estrechamente con los SM y SAD, aunque cuando se trata de SA o de robots, el problema no consiste simplemente en detectar y obtener un conjunto de datos. Con mucha frecuencia se trata de seleccionar de entre un grupo de variables la más significativa, para determinar en mejor forma los elementos necesarios que servirán para lograr el objetivo deseado. Por esta razón, aunque la detección de contacto, de proximidad, de formas, de distribuciones, de voz humano, etc. sean problemas resueltos en principio, es más importante el reconocimiento o análisis de lo detectado. La detección o adquisición de datos en sí no constituye realmente un obstáculo serio, aunque los mecanismos de detección han progresado notablemente (por ejemplo, con los arreglos de sensores) [4] y se han desarrollado nuevas técnicas digitales de adquisición de datos.

## Aspectos de Control

Es indiscutible que la realización de acciones por parte del robot trae como consecuencia la necesidad de controlar su operación. Los sistemas físicos, en general, y los mecánicos en particular presentan características tales que obligan a considerar diversos aspectos de la teoría del control digital [5].

Por otra parte, la acción de los SA (y de los robots) está dirigida no sólo a controlarse a sí mismos, sino que también a controlar los procesos en consideración. Y por supuesto que es lógico que los mecanismos de detección, adquisición, procesamiento y realimentación del sistema requieran ser controlados.

El empleo generalizado de técnicas digitales, así como de variables muestreadas obliga también a considerar los sistemas desde puntos de vista más generales y modernos.

## Aspectos de Comunicaciones

Entendiendo las comunicaciones como los procesos de transferencia de

## Aspectos de Detección y Adquisición

En sus formas más simples, la detección y adquisición de datos se relacionan estrechamente con los SM y SAD, aunque cuando se trata de SA o de robots, el problema no consiste simplemente en detectar y obtener un conjunto de datos. Con mucha frecuencia se trata de seleccionar de entre un grupo de variables la más significativa, para determinar en mejor forma los elementos necesarios que servirán para lograr el objetivo deseado. Por esta razón, aunque la detección de contacto, de proximidad, de formas, de distribuciones, de voz humano, etc. sean problemas resueltos en principio, es más importante el reconocimiento o análisis de lo detectado. La detección o adquisición de datos en sí no constituye realmente un obstáculo serio, aunque los mecanismos de detección han progresado notablemente (por ejemplo, con los arreglos de sensores) [4] y se han desarrollado nuevas técnicas digitales de adquisición de datos.

## Aspectos de Control

Es indiscutible que la realización de acciones por parte del robot trae como consecuencia la necesidad de controlar su operación. Los sistemas físicos, en general, y los mecánicos en particular presentan características tales que obligan a considerar diversos aspectos de la teoría del control digital [5].

Por otra parte, la acción de los SA (y de los robots) está dirigida no sólo a controlarse a sí mismos, sino que también a controlar los procesos en consideración. Y por supuesto que es lógico que los mecanismos de detección, adquisición, procesamiento y realimentación del sistema requieran ser controlados.

El empleo generalizado de técnicas digitales, así como de variables muestreadas obliga también a considerar los sistemas desde puntos de vista más generales y modernos.

## Aspectos de Comunicaciones

Entendiendo las comunicaciones como los procesos de transferencia de

información entre dos puntos, el manejo interno de los datos requiere el uso de técnicas digitales de análisis de señales y de comunicaciones [6]. También es importante considerar que las señales se transportan en forma analógica desde los detectores a la etapa de acondicionamiento; que en este punto se utilizan muchas técnicas de tratamiento típicas de comunicaciones, como son el filtrado, la modulación, etc.; que en ocasiones será necesario la transmisión de datos o instrucciones de control en situaciones de comandos a distancia; y que dependiendo del medio en que se realicen las transmisiones puede ser necesario el empleo de técnicas de protección de la información respecto al ruido por medio de códigos.

Por otra parte, los robots emplean profusamente en sus detectores técnicas de comunicaciones para la localización del entorno en que se desenvuelven, los que van desde simples detectores de proximidad hasta sistemas cerrados de TV.

#### Aspectos de Reconocimiento.

Entre las funciones características que deben desempeñar los robots está su relación con el entorno, por lo que la etapa de detección y adquisición de datos debe ser lo suficientemente compleja como para llegar a desempeñar sus funciones aunque se presentan cambios en el medio. Esto hace que las formas de detección sean similares a las humanas, debiendo ser capaces de reconocer sonidos, patrones, figuras, etc. Sin embargo, la principal dificultad no está en la adquisición de los datos, sino en los procedimientos necesarios de procesamiento para reconocer lo que se desea.

El tratamiento a que es sometida la información adquirida llega a ser el punto clave del proceso. Las señales se procesan por medio de apropiadas transformaciones que facilitan la tarea del reconocimiento. La problemática general se relaciona estrechamente con los modelos empleados para la representación de lo que se desea reconocer y con las herramientas matemáticas sobre las que se basan los modelos.

#### Aspectos de Programación (Software)

Al describirse el diagrama general de un SA se destacó que una de las

partes vitales del sistema corresponde al procesamiento central, individualizado por una computadora, por lo cual la programación se convierte en una herramienta indispensable para la operación de los SA. En el caso de los robots, la programación adquiere características especiales, ya que se hace preciso el empleo de lenguajes orientados al desempeño de la máquina [7].

La programación de los robots cumple entonces, entre otras funciones, las siguientes:

1. "Visualizar" el medio ambiente a través del tratamiento apropiado de las señales o datos adquiridos por el sistema.
2. "Adecuarse" a un determinado medio para realizar determinadas funciones, frente a cambios que se produzcan.
3. Controlar la ejecución de determinadas acciones, de acuerdo a los requerimientos de sus etapas de salida o de los procesos que se requiere controlar.
4. Supervisar la realización de una secuencia de actividades de acuerdo a la función que realiza.
5. Administrar óptimamente los recursos de cálculo al desarrollar las distintas operaciones, puesto que todas deben llevarse a cabo en tiempo real.
6. Coordinar las diferentes actividades entre sí, para que vayan culminando en una secuencia dependiente de la operación que se realiza y de acuerdo a lo que el medio ambiente vaya requiriendo.
7. Autocomprobar la operatividad de sus diferentes partes y diagnosticar las fallas o mal funcionamientos que se produzcan.

Como habrá podido notarse, la complejidad de las funciones que debe desempeñar la programación transforman al procesamiento central en la pieza clave de todo el sistema. Prácticamente no hay posibilidades de desarrollar funciones de ningún tipo si la programación no es adecuada o es inexistente.

Las funciones más simples de control residen en esta parte, así como la responsabilidad del reconocimiento, o del proceso de los datos se caen en ellos.

De allí que es de vital importancia reconocer que el desarrollo de los robots (y en general de los SA) depende en gran medida del avance de estas técnicas y, por supuesto, de lo que se apoyen en las cuestiones básicas del reconocimiento y del control.

### CONCLUSIONES

Se ha planteado una estructura general de la Instrumentación Electrónica, en la que los SA constituyen el ingrediente más elaborado. Al mismo tiempo, se han destacado las diferencias entre las partes constitutivas y se incluye a la robótica dentro de los SA. Esta visión de conjunto implica también reconocer que los SA (y la robótica, en particular) han comenzado a independizarse como disciplinas y que reúnen en su seno a una serie de conocimientos provenientes de distintas áreas.

En la figura 6 se mencionan como elementos constitutivos de un SA generalizado: un SAD, un sistema de procesamiento central, los actuadores y la compensación, la programación, y los lazos de realimentación respectivos de la arquitectura del SA, lo que también es aplicable a los robots. Debe reconocerse que todos estos elementos son importantes y que en cada uno de ellos se presentan los aspectos que se han analizado.

Los aspectos mecánicos son típicos de los actuadores y de la compensación; los aspectos de detección, de adquisición, así como algunos de reconocimiento se refieren al SAD; los aspectos de comunicaciones y control están relacionados con la totalidad del SA; los aspectos de reconocimiento, programación, control y algunos de comunicaciones están vinculados con el sistema de procesamiento central y con la programación. Esta perspectiva pone de manifiesto que sobre estas dos partes recae la mayor parte de la responsabilidad de la operación del sistema, lo que las transforma en las más importantes.

Esta situación tenderá a agudizarse a causa de que en el futuro los sistemas de control computarizado tenderán a ser redundantes y de múltiples

grados de libertad; se mejorará la confiabilidad con el procesamiento distribuido; se obtendrán mejores modelos dinámicos y cinemáticos para el control en tiempo real; se desarrollarán lenguajes orientados y de alta especialización; y se espera un fuerte avance en los sistemas de reconocimiento.

#### REFERENCIAS

1. Bernard M. Oliver y John M. Cage (Eds.), "Electronic Measurements and Instrumentation", Mc Graw Hill, 1971.
2. D. Tesar, "Conclusions for the NSF Robotics Workshop" Proceedings of the National Science Foundation, Febrero 1978, Florida.
3. J. Angeles, "Aspectos Teóricos de la Robótica", Revista Ingeniería, Vol LII No. 4, Diciembre 1982
4. J.M. Kates, "A Generalized Approach to High-Resolution Array Processing". International Conference on Acoustics, Speech, and Processing, ICASSP 83, Boston MA.
5. Robert B. McGhee, "Dynamics and Control of Manipulators and Robotics Systems", Proceedings of the National Science Foundation, Feb. 1978.
6. C. Richmond y V.K. Jain, "Systems Modeling by Digital Signal Processing and Laboratory Verification", International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP 83, Boston MA.
7. W.T. Park, "Robotics Research Trends", Proceedings of the National Science Foundation, Feb. 1978.



## APENDICE VIII. Definiciones

**SISTEMA.** Es un conjunto de elementos (no necesariamente físicos) que interactúan entre sí para lograr un determinado objetivo. Por ello, ante un estímulo (entrada) el sistema responde de una cierta forma (Salida) característica.

**PROCESO.** Es una operación continua o discreta que es susceptible de ser controlada.

**PLANTA.** Es un objeto físico, equipo o conjunto de ellos que funcionan juntos, cuyo propósito es realizar una determinada función u operación que puede controlarse.

**PERTURBACION.** Es una señal que tiende a afectar de manera negativa la salida de un sistema.

**REALIMENTACION.** Es una operación que consiste en utilizar la salida de un sistema como referencia a su entrada, con el objeto de reducir la diferencia entre ambas variables, lográndose con ello también un mejor control de la salida por parte de la entrada en presencia de perturbaciones.

**SISTEMA DE CONTROL REALIMENTADO.** Es un sistema en el cual se trata de obtener una relación predeterminada y fija entre la entrada y la salida, comparando ambas señales y utilizando la diferencia entre ellas como medio de control.

**SISTEMA DE REGULACION.** Es un sistema de control realimentado cuya función principal es mantener la salida dentro de un intervalo deseado, a pesar de las perturbaciones externas o variaciones de la entrada.

**SISTEMA DE CONTROL DE PROCESOS.** Es un sistema de regulación en el cual la salida se somete a una determinada variación predeterminada por un programa o itinerario.

**SISTEMA DE CONTROL DE LAZO CERRADO.** Es un sistema de control realimentado, ya que la salida se emplea para afectar directamente a la entrada, con lo

cual se tiene un lazo cerrado.

**SISTEMA DE CONTROL DE LAZO ABIERTO.** Es un sistema de control en el que la salida no tiene ninguna influencia en la entrada.

**CONTROL DIRECTO.** Se denomina así a los mecanismos de control que utilizan la variable de salida en forma directa para influenciar la entrada. De no ser esto posible, la variable de salida puede determinarse indirectamente a través de otras mediciones.

**SISTEMA DE CONTROL ADAPTABLE.** Es el sistema de control que tiene la habilidad de automodificarse o ajustarse para compensar las variaciones no predecibles del medio ambiente o de su propia estructura interna.

**CONTROLADOR.** Es la parte del sistema de control que produce una o más variables de control para alimentar a la planta en función de las variables de referencia o de entrada y de las variables de salida de la planta.

**SISTEMA DE CONTROL DIGITAL DIRECTO.** Es el sistema de control que está constituido por un dispositivo digital, el que se encarga de generar directamente las señales o variables que alimentan a los elementos finales de control (actuadores).

**SISTEMA DE CONTROL SUPERVISORIO.** Es el sistema de control, en el que los lazos de control operan en forma casi totalmente independiente, ya que son susceptibles de ser ajustados o corregidos por la acción independiente de otros lazos de control (supervisores), normalmente digitales.

**COMPENSACION.** Mecanismo adicional de control que permite anular o contrarrestar los efectos debidos a las fuentes conocidas de error en un sistema de control dado.

**CONTROL PROPORCIONAL.** Es una forma de control en la que existe una relación lineal entre la salida del controlador y la señal de error de la entrada.

**CONTROL DE DOS POSICIONES.** Es una forma de control en la que el elemento final o actuador tiene sólo dos posibles estados, típicamente encendido y

apagado.

**CONTROL INTEGRAL.** Es una forma de control en la que la salida del controlador varía a una razón proporcional a la señal de error de entrada, o sea, es proporcional a la integral de esta señal.

**CONTROL PROPORCIONAL E INTEGRAL (PI).** Es una forma de control en la cual la salida del controlador responde a una combinación lineal de proporcionalidad y de la integral de la señal de error de entrada.

**CONTROL PROPORCIONAL Y DERIVADO (PD).** Es una forma de control en la que la salida del controlador es una combinación lineal de proporcionalidad y de la derivada de la señal de error de entrada.

**CONTROL PROPORCIONAL, INTEGRAL Y DERIVADO (PID).** Es una forma de control en la que la salida del controlador es una combinación lineal de la señal de error de entrada, de la integral, de la derivada de ésta.

REALIMENTACION

El concepto de realimentación es uno de los más importantes en el control y la instrumentación industrial. De hecho, la realimentación marca el inicio del control moderno y éste es inconcebible sin aquélla. Por ello, es importante conocer perfectamente los fundamentos de la realimentación, la terminología empleada en esta técnica y los resultados que se obtienen al realimentar un sistema.

La forma canónica de representar la realimentación es la que se muestra en la figura 1, donde se observa que la salida  $y$  de la planta  $A$  se hace pasar por el bloque  $B$  y a continuación se reintroduce a la entrada restándola a la entrada original  $x$ . Esto produce la señal de error  $e$ , que es igual a  $x - By$ , la que se constituye en la nueva entrada de la planta  $A$ . También se observa que la salida de  $A$  se altera con la perturbación  $d$ , por lo que la salida está dada por

$$y = d + A(x - By)$$

$$\therefore \frac{y}{x} = \frac{A+d/x}{1+AB} \quad (1)$$

Nótese en esta ecuación que el efecto de la realimentación en  $A$  es diferente del efecto en la perturbación  $d$ , por lo que se tomará  $d=0$  de ahora en adelante, excepto cuando se indique.

Tomando  $d=0$ , resulta entonces que

$$\frac{y}{x} = \frac{A}{1+AB} \quad (2)$$

la que se conoce como fórmula fundamental de la teoría de control y cuyas aplicaciones llegan hasta campos tan alejados como la sociología y la electrónica.

En la figura 1 debe destacarse que la planta  $A$  es normalmente activa, es

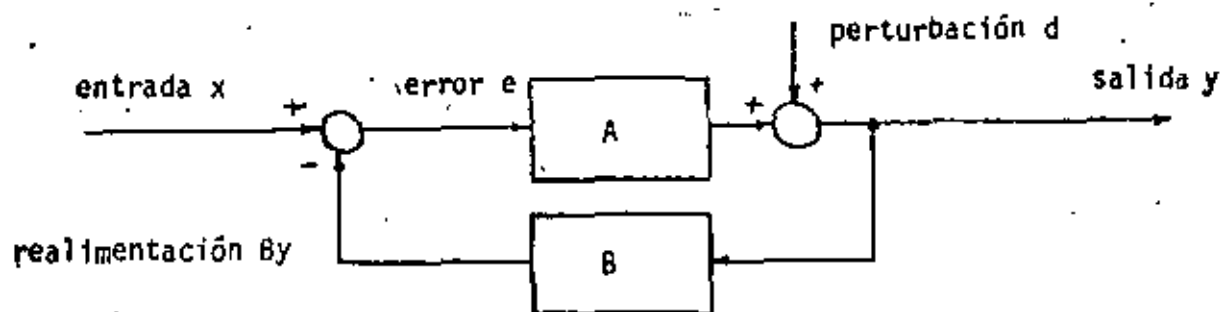


Figura 1. Diagrama canónico de la realimentación.

decir A representa amplificación; B es menor que cero, de modo que es una fracción de y la que se realimenta; y el elemento sumador no debe restar necesariamente, ya que por lo general el amplificador A proporciona el signo negativo a través de una inversión de fase. En el caso que  $AB < 0$ , se tiene inestabilidad del sistema.

También conviene destacar que la perturbación d a la salida del amplificador A es equivalente a una perturbación  $d/A$  a la entrada de éste. De la misma forma, una perturbación  $d_1$  en el interior de A es equivalente a otra a la entrada de valor  $d_1/A_1$ , o a otra a la salida del valor  $d_1A_2$ , donde  $A_1 \cdot A_2 = A$  señala el punto de influencia.

Los efectos de la realimentación en el sistema pueden resumirse en tres elementos principales:

- a) Reduce la distorsión.
- b) Estabiliza la ganancia
- c) Mejora la relación señal o ruido para idénticos niveles de la señal de salida.

Para considerar el primer caso, supóngase que d representa una señal generada por la distorsión del amplificador A. Al realimentar se tiene que:

$$y = \frac{A}{1+AB} x + \frac{d}{1+AB} \quad (3)$$

En esta última ecuación se observa que d aparece disminuida por un factor

$1+AB > 1$ , con lo que se demuestra que la distorsión disminuye con la realimentación.

Por otro lado, el segundo efecto anotado puede considerarse al definir la sensibilidad del parámetro  $M$  del sistema a las variaciones del parámetro  $n$ ,  $S_n^M$ , de la siguiente forma:

$$S_n^M = \frac{dM/M}{dn/n} = \frac{d \ln M}{d \ln n} \quad (4)$$

Este factor describe la razón de la variación por unidad de  $M$  a la variación por unidad de  $n$ . Entonces se tiene, por ejemplo, que

$$S_A^{(y/x)} = \frac{d(y/x)}{dA} \cdot \frac{Ax}{y} = \frac{1}{1+AB} \quad (5)$$

Esto significa que una variación de  $A$  tiene muy poca influencia en  $y/x$  [Si  $A$  cambia  $\pm 1\%$ ,  $y/x$  se modifica apenas en un  $1/(1+AB)\%$ ].

La relación entrada salida ( $y/x$ ) se ve más afectada por las variaciones en  $B$ , ya que

$$S_B^{(y/x)} = \frac{AB}{1+AB} \quad (6)$$

Como  $AB/(1+AB) \sim 1$ , si  $AB \gg 1$ ; debe suponerse que  $B$  es un factor sobre el cual se tiene mucho control o que no es susceptible de experimentar variaciones importantes. Esto es correcto en la realidad ya que  $B=1$  o bien es una relación de resistencias que es muy estable.

El último efecto anotado, correspondiente a la mejoría que experimenta la relación señal ruido para idénticos niveles de la señal de salida, se aprecia al considerar que la señal  $d$  de la figura 1 es el ruido agregado, por lo que según la ecuación (3), el ruido aparece dividido por  $(1+AB)$ , al igual que  $Ax$ . Como el sistema sin realimentación tenía una salida dada por

$$y = Ax + d \quad (7)$$

resulta que para idénticos niveles de salida, la señal de entrada es mayor en el caso realimentado y como  $d$  se mantiene constante, la relación señal a ruido es mejor  $1/(1+AB)$  veces.

Los tres factores analizados, que pueden interpretarse como beneficios obtenidos no son los únicos. Recuérdese que en circuitos electrónicos se obtienen mejoras en las impedancias de entrada y de salida, así como en el ancho de banda del circuito.

Sin embargo, entre las desventajas importantes que pueden mencionarse están la disminución de la ganancia, ya que

$$\frac{y}{x} = \frac{A}{1+AB} \quad (8)$$

y los efectos del retraso de la señal, que puede provocar inestabilidad, oscilaciones, sobretiros, etc. Cuando estos efectos son tolerables, la realimentación siempre acarrea beneficios.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA  
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

**INSTRUMENTACION ELECTRONICA**

**2. TRANSDUCTORES: FUNCIONAMIENTO Y APLICACIONES**

M. en I. ORLANDO BULFEDA DE LA LUZ  
ING. RICARDO GARIBAY JIMENEZ  
Marzo, 1984





DIVISION DE EDUCACION CONTINUA  
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

- 2.1 TRANSDUCTORES DE DESPLAZAMIENTO VELOCIDAD Y ACELERACION
- 2.2 TRANSDUCTORES DE FUERZA, TORQUE Y POTENCIA

M. en I. ORLANDO BULFEDA DE LA LUZ  
Marzo, 1984

## C O N T E N I D O

### 2.- TRANSDUCTORES: FUNCIONAMIENTO Y APLICACIONES

- 2.1.- CARACTERISTICAS DE LOS TRANSDUCTORES
- 2.2.- TRANSDUCTORES DE RESISTENCIA VARIABLE
- 2.3.- TRANSFORMADOR DIFERENCIAL
- 2.4.- TRANSDUCTORES DE CAPACITANCIA
- 2.5.- TRANSDUCTORES PIEZOELECTRICOS
- 2.6.- TRANSDUCTORES FOTOELECTRICOS
- 2.7.- TRANSDUCTORES FOTOCONDUCTIVOS
- 2.8.- CELDAS FOTOVOLTAICAS
- 2.9.- TRANSDUCTORES DE IONIZACION
- 2.10.-TRANSDUCTORES DE EFECTO HALL
- 2.11.-EJEMPLOS DE APLICACION
- 2.12.-BIBLIOGRAFIA

## 2.- TRANSDUCTORES FUNCIONAMIENTO Y APLICACIONES.

Un transductor es un elemento sensor que mide una variable física efectuando una transformación de la misma para proporcionarnos una señal en su forma más útil. Esta señal es generalmente eléctrica debido a la facilidad que ofrece en su manejo y medición.

Los transductores pueden utilizarse en sistemas de medición-controlados o en instrumentos meramente indicativos dependiendo si la señal de salida retroalimenta o no a la variable física a ser medida, entendiéndose por la variable física al objeto de la medición, siendo las más comunes: aceleración, velocidad, desplazamiento, presión, torque, esfuerzo, fuerza, temperatura, gastos, sonido, luz, voltaje, campos magnéticos, niveles de energía, ionización, etc.

Por otra parte, de acuerdo a la forma de actuación de los transductores estos pueden ser Activos o Pasivos dependiendo si cuentan o no con una fuente auxiliar de potencia la cual proporciona toda la energía a la señal de salida, tal como son los transistores, acelerómetros piezoresistivos, generadores de efecto Hall, micrófonos, etc. para los activos y manómetros, termómetros de presión, galvanómetros, etc. para los pasivos.

En esta parte, lo que se pretende es describir en forma breve los tipos de transductores más comúnmente usados en la rama de la instrumentación electrónica haciendo énfasis en aquellos más fáciles de conseguir y aplicar en sistemas de medición que uno mismo puede implementar.

### 2.1.- CARACTERÍSTICAS DE LOS TRANSDUCTORES.

Las características que deben tomarse en cuenta para la correcta operación y aplicación de los transductores son:

**Sensibilidad.**- Definida como la razón de su salida eléctrica a su entrada física y viene dada en cartas de calibración en unidades de milivolts/unidades de ingeniería (  $mV/V$ ,  $mV/m/seg^2$ ,  $mV/psi$ , etc.). Esta sensibilidad se ve afectada por la temperatura, presión, humedad, campos magnéticos y eléctricos, carga, etc. dependiendo del transductor de que se trate. Estos efectos vienen especificados también en las cartas de calibración con el fin de poder evaluar el error que podemos cometer en la medición de una variable.

**Impedancia de Salida.**- Es el efecto que se opone a la señal de salida provocándole una atenuación cuando dicha señal llega a la carga. Este efecto se desprecia si la señal de salida del transductor la acoplamos a un amplificador por medio de una etapa de tipo diferencial con alta impedancia de entrada.

**Rango Dinámico.**- Especificado por el límite superior e inferior de amplitud sobre el cual debe medir el transductor a sensibilidad constante.

**Respuesta en Frecuencia.**- Es el rango de la frecuencia de la señal producida por la variable física a medir, sobre el cual mide el transductor sin variaciones apreciables de la sensibilidad del transductor.

Con el rango de respuesta en frecuencia que generalmente viene dada en la carta de calibración nos podemos dar cuenta que tan rápido es el transductor en su respuesta a una excitación para algunos transductores que se utilizan en la medición de excitaciones impulsivas, los fabricantes agregan en las cartas de calibración las gráficas de respuesta al escalón y al impulso donde se aprecia que dichos transductores tienen baja relación de amortiguamiento ver fig. (2-1) para el caso del acelerómetro.

**Desplazamiento de Fase.**- Se define como el tiempo de retardo entre la entrada a medir de la variable física y la señal de salida

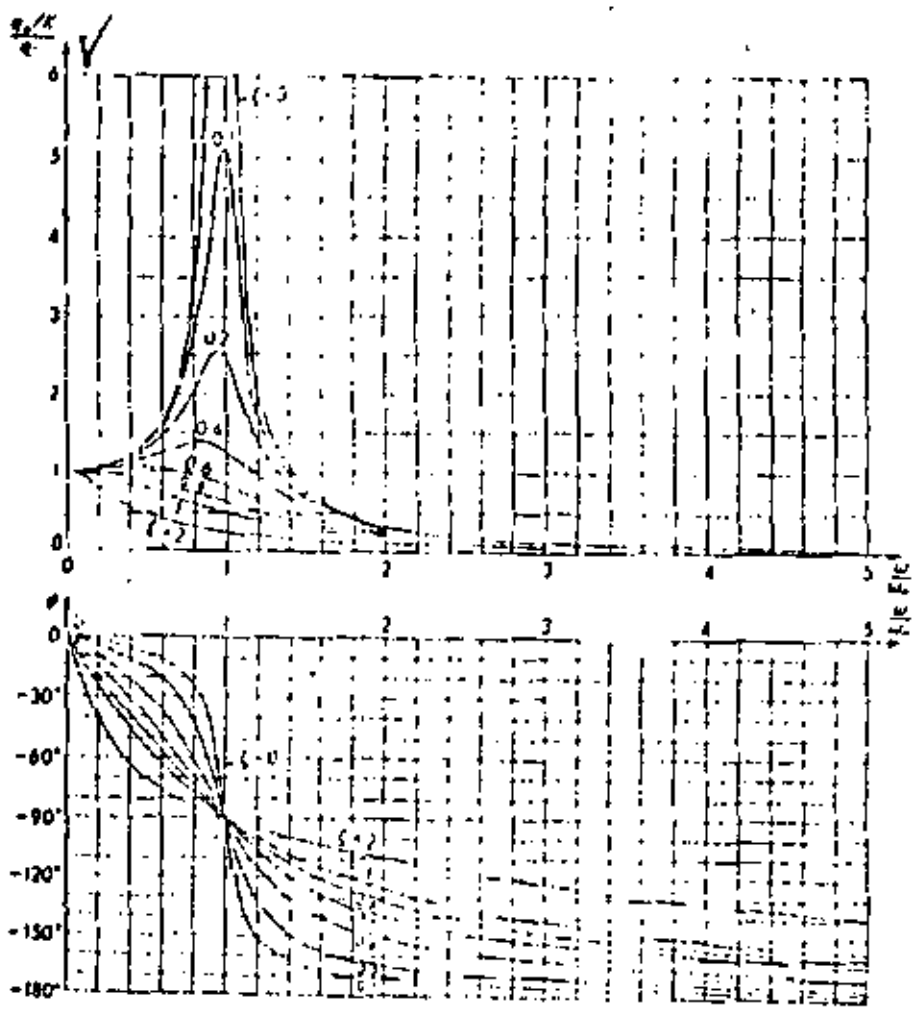


Fig. 2.1

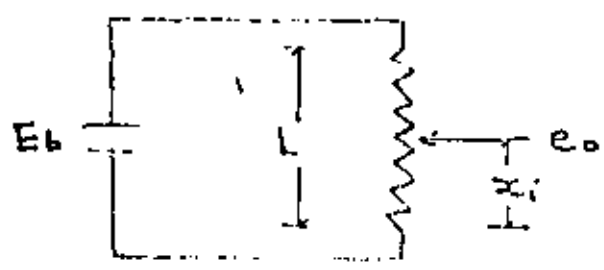


Fig 2.2

da. Para el caso de transductores que responden a frecuencias altas la forma de medir estos retardos se realiza por medio de excitaciones en forma de onda cuadrada registrándose simultáneamente la señal de entrada y la de salida. Y, para transductores de respuesta lenta se recomienda excitar con un escalón y tomar lectura a intervalos de tiempo o registrarla en registradores lentos.

## 2.2.- TRANSDUCTORES DE RESISTENCIA VARIABLE.

2.2.1.- Potenciómetros.- Son elementos muy comunes construídos con contacto móvil deslizante sobre una bobina de cable através de cualquier movimiento angular o linear. Comercialmente existen en todos los tamaños, rangos y costos y su aplicación fundamental está en la medición de desplazamientos lineales o angulares.

Es un transductor de orden cero, con efectos inductivos y capacitivos despreciables por lo que su rango en frecuencia es idealmente infinito con coeficiente de amortiguamiento cero y retardo de tiempo de entrada a salida nulo. Su modelado es el de la fig. 2.2 del cual se tiene que:

$$e_o = \frac{x_l}{L} E_b = k x_i \quad ( 2-1 )$$

$$k = \frac{E_b}{L} = \text{sensibilidad estática}$$

## 2.2.2.- Extensómetros (Strain Gage)

Extensometría.- La extensometría es la técnica que tiene por objeto, la medida de las deformaciones unitarias experimentadas por los cuerpos sometidos a determinadas acciones exteriores y la obtención a través de ellas, del estado superficial de tensiones existentes en cada punto.

Dado el desarrollo experimentado por la electrónica en estos últimos años, su aplicación se ha facilitado de tal modo que

ha hecho que la extensometría deje de estar al servicio exclusivo de los laboratorios y sea cada vez más utilizada en los procesos industriales de fabricación.

La unidad de medida utilizada es adimensional y se denomina "deformación unitaria", cuya magnitud es la microdeformación con un valor de  $10^{-6}$  m/m =  $\frac{\Delta L}{L}$ , donde  $\Delta L$  es el incremento o decremento sufrido por el material bajo tensión o compresión de longitud original  $L$ .

La medida es realizada por un transductor llamado strain-gage o extensómetro el cual va sólidamente unido al cuerpo cuya deformación se quiere medir, experimentando sus mismas variaciones y manifestándose en variaciones de resistencia eléctrica que son directamente proporcionales a aquéllas y cuya relación de estas deformaciones viene dada por la ecuación fundamental.

$$\frac{\Delta R}{R} = k \frac{\Delta L}{L} = K E \quad (2-2)$$

donde  $R$  = Resistencia eléctrica del strain-gage.

$\Delta R$  = Variación de resistencia bajo variación del material.

$K$  = Factor de conversión (gage factor).

$E$  = Deformación unitaria.

2.2.2.1.- Métodos de Medida y Dominio de Utilización.- Normalmente las deformaciones unitarias medibles son del orden de 50 a 50 000  $\mu$ strain o  $\mu$ deformación, sin embargo, en condiciones especiales pueden medirse de 1 hasta 200 000  $\mu$ deformación. Los rangos de temperatura también son del orden de 50°C a 200°C, pero, con strain-gage de fabricación de base especial se pueden alcanzar hasta 1100°C en la operación.

El dominio de utilización de los strain-gage sólo se ve limitado por los factores ambientales, como son: presión, humedad, aceites, sustancias corrosivas y abrasivas, campos eléctricos y-

magnéticos y cambios de temperatura entre otros. Pero si se cuida adecuadamente la selección del strain-gage y se protege de la misma manera, dicho dominio será tan amplio como se desee.

### 2.2.2.2.- PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

Un strain-gage o extensómetro está constituido por un hilo metálico cilíndrico replegado varias veces como se indica en la fig. (2-3)

Si partimos de la expresión de la resistencia del filamento para el extensómetro en reposo se tiene que

$$R = \rho \frac{L}{A} = \rho \frac{L}{\pi r^2} \quad (2-3)$$

donde L = Longitud del filamento

$\rho$  = Resistividad

A = Area transversal de filamento de radio r.

diferenciando (2-3)

$$dR = d\rho \frac{L}{\pi r^2} + \rho \frac{1}{\pi r^2} dL - \rho L \frac{2dr}{\pi r^3} \quad (2-4)$$

dividiendo (2-4) entre (2-3)

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + \frac{dL}{L} - \frac{2}{r} dr \quad (2-5)$$

Según Poisson si un hilo cilíndrico sufre deformaciones axiales, a estos cambios longitudinales les corresponden otras deformaciones en la dimensión transversal y cuya relación viene dada en -- función de deformaciones unitarios por

$$\mu_p = - \frac{\epsilon_t}{\epsilon_a} = - \frac{d \frac{D/D}{L/L}}{d \frac{L/L}{L/L}} = - \frac{d r/r}{d L/L} \quad (2-6)$$



donde  $\mu_p$  = Coeficiente de Poisson

D = Diámetro del filamento

si (2-6) la sustituimos en (2-5) se tiene que

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + \frac{dL}{L} (1 + 2\mu_p) \quad (2-7)$$

para fines prácticos  $\frac{d\rho}{\rho}$  se desprecia puesto que su sensibilidad debido a los cambios de temperatura, se disminuye por los diferentes métodos de compensación existentes al respecto. Por lo tanto

$$\frac{dR}{R} = \frac{dL}{L} (1 + 2\mu_p) = \frac{dL}{L} K = \epsilon K \quad (2-8)$$

que es la ecuación fundamental de operación del extensómetro, - - siendo K el "gage factor" o factor de medición.

### 2.2.2.3.- CARACTERISTICAS GENERALES.

Las características generales de funcionamiento más importantes son proporcionadas en catálogos comerciales por los fabricantes, siendo las más importantes las siguientes.

- a) Resistencia de extensómetro. Es la resistencia en reposo con valor que puede variar de 120 a 1000 ohms.
- b) Factor de medición (K) o (F). Normalmente su valor nominal es de 2, sin embargo, para extensómetros hechos de materiales semiconductores sus valores llegan hasta 200.
- c) Límite de fatiga. Viene expresado por el número de ciclos que soporta a un determinado esfuerzo.
- d) Sensibilidad transversal. Normalmente la sensibilidad transversal es del 1% con respecto a la sensibilidad longitudinal.
- e) Deformación máxima. En los tipos normales el valor alcanzado máximo es de 3000  $\mu$ deformaciones.

- f) Efecto de la temperatura. Las deformaciones sufridas -- por el filamento no son lineales con respecto a los cambios de temperatura, por lo que el fabricante proporciona la curva que los relaciona.

#### 2.2.2.4.- TIPOS DE EXTENSOMETROS Y SELECCION.

De acuerdo a la composición de los extensómetros se clasifican de la siguiente manera:

- a) Extensómetros de hilo. Son hilos cilíndricos con diámetro de 10 a 30  $\mu\text{m}$ . constituidos de níquel-cromo con -- factor de medición de 2. También existen en forma de -- solenoide aplastada las cuales tienen base de papel fenólico o baquelita con espesores de 500 a 700  $\mu\text{m}$ .
- b) Extensómetros de film. Es una trama pelicular compuesta de níquel-cobre los cuales llevan nombres comerciales de Constantan, Selcom, Ferry y Karma, tienen espesores de 4 a 10  $\mu\text{m}$ . con material base formado por epoxy y poliéster de 20 a 80  $\mu\text{m}$ . de espesor. Normalmente el factor -- de medición varía de 2.1 a 2.4.
- c) Extensómetros semiconductores. Sus filamentos están compuestos de silicio, germanio y arsenio de galio con materiales base de epoxy y poliéster. El gage factor es de 200 y su precio es 10 veces mayor que el Film.

De acuerdo a su forma de construcción pueden ser:

- a) Uniaxiales. Utilizados para medir deformaciones en un -- solo eje cuando las direcciones de esfuerzo son conocidos.
- b) Biaxiales. Generalmente situados a 90° y se aplican --- cuando las direcciones principales son conocidas o para la medida de par de torsión.
- c) Triaxiales. Estan situados sobre 3 ejes los cuales pueden estar a 0°, 60° y 120°. Generalmente se aplican -- en la determinación del estado de tensiones superficia-- les.

d) Multiaxiales. Normalmente son de 4 ejes y se aplican en estructuras muy complicadas donde la distribución de esfuerzos no es de fácil determinación.

También existen extensómetros de usos especiales de los cuales podemos citar:

- a) Los formados por varios elementos. Que actúan sobre ejes paralelos y se aplican en la determinación de gradientes de tensiones superficiales.
- b) Espirales. Que se aplican como diafragmas para la medida de presiones.
- c) De bases especiales. Como son las metálicas que se fijan al material objeto de la medición por medio de soldadura para obtener deformaciones cuyas temperaturas de operación son de hasta 1000°C.

Finalmente están los extensómetros de elongación que se aplican en la obtención de deformaciones en la zona plástica.

Con el fin de seleccionar adecuadamente los extensómetros es conveniente tomar en cuenta las características señaladas en las siguientes tablas por lo que a ciertos materiales base, cementos y elementos repelentes a la humedad se refiere.

TABLA 2-1

PROPIEDAD	GAGE DE PAPEL	GAGE DE BAKELITA	GAGE DE POLIESTER	GAGE DE LM METAL
R.A ENVEJECIMIENTO DEL GAGE	X	O	Δ	O
UNIFORMIDAD DEL FACTOR DEL GAGE	Δ	Δ	Δ	O
REPELENCIA A LA HUMEDAD	X	Δ	Δ	O
REPELENCIA AL CALOR.	X	O	Δ	Δ
VIDA UTIL	X	Δ	Δ	O
SIMPLICIDAD AL ADHERIR.	O	Δ	X	Δ
SENSITIVIDAD TRANSVERSAL.	Δ	Δ	Δ	O
MAXIMA CORRIENTE PERMITIDA.	Δ	Δ	Δ	O
RESISTENCIA ESFUERZO.	Δ	X	X	O
RESISTENCIA AL ESFUERZO REPETIDO	Δ	X	X	O
POSIBILIDAD DE SER MINIATURIZADO	Δ	X	X	O
POSIBILIDAD DE TOMAR FORMA ESP.	Δ	X	X	O
DURABILIDAD	Δ	O	Δ	O
ABUNDANCIA EN VARIEDAD.	O	Δ	Δ	O
BAJO COSTO.	O	Δ	Δ	O

donde O : Mejor

Δ : Regular

X : Insatisfactorio

Para seleccionar el cemento que pega al extensómetro al material objeto de la medición se debe tomar en cuenta lo siguiente:

- a) Variedad del material a ser medido
- b) Variedad de la base del gage.
- c) Condiciones de temperatura de operación.
- d) Tamaño de la deformación a ser medida.
- e) y período de medición.

AGENTE ADHERENTE	RANGO DE TEMPERATURA APLICABLE	CONDICIONES DE TRABAJO	GAGE APLICABLE	OBSERVACIONES
Resina tipo fenólica	de <50 a 200 °C	300°C; 2 a 3 h.	GAGE DE BAKELITA.	Necesita aplicación de presión por ser solvente; puede producir burbujas de aire.
Resina tipo poliéster (doble o triple fluido)	de <50 a 150°C	Temperatura ambiente: 10 min a 2 h; 100°C: 3 min.	Gage de papel de poliéster y gage de lam. de metal.	Alta repelencia a productos químicos y al agua; período de trabajo abierto.
Resina epoxi triple fluido	de <50 a 120°C	Temperatura ambiente 5 a 24 h. 80°C: 80 min a 2 hrs. 100°C: 15 min. a 1 hr.	Gage de bakelita, gage de lam. de metal semiconductor.	Alta repelencia a productos químicos y al agua; gran fragilidad.
Resina de silicón	de <20 a 250°C	160°C: 4 a 5 hr.	de alta temperatura.	Poca habilidad a la adherencia con metales; alta repelencia a productos químicos y al agua.
Tipo nitrocelulosa	de <20 a 70°C	Temperatura ambiente: sobre 6 hrs.	De papel	Aplicable solamente a los gages que son absorbentes y permeables a solventes volátiles.
Tipo cianoacrilato	de <10 a 100°C	Temperatura ambiente: 10 a 20 seg.	De bakelita, lam. de metal y para deformación grande.	De rápida adhesión al aplicársele a una presión únicamente de 10 a 20 seg. se adhiere mejor a superficies toscas.

TABLA 2-2

2-11

Agente repelente a la humedad	Rango de temperatura	Condiciones de trabajo
Resina Poliéster	-50 a 150 °C	Temperatura ambiente: 10 min. a 3 hrs. 100 °C: dentro 3 min.
Resina Epoxi	+50 a 120 °C	Temperatura ambiente: 5 a 24 hrs. 80°C: 30 min. a 2 hrs.
Cera microcristalina	Temperatura ambiente a 70°C	Fusión por calentamiento
Hule silicón	-50 a 250°C	Temperatura ambiente: 24 hrs. 70°C: 5 a 8 hrs.

TABLA 2-3

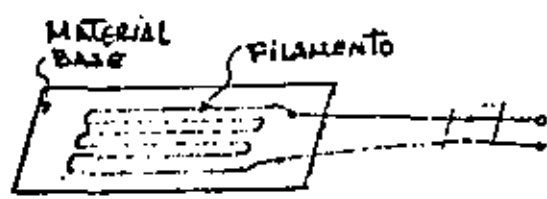


Fig 2.3

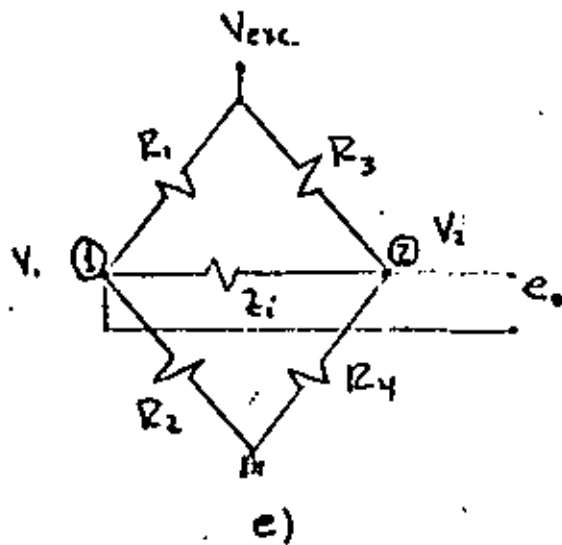
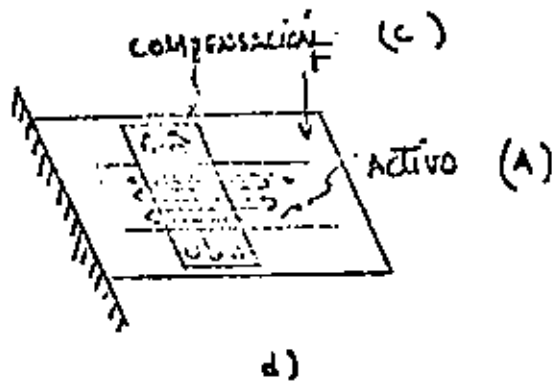
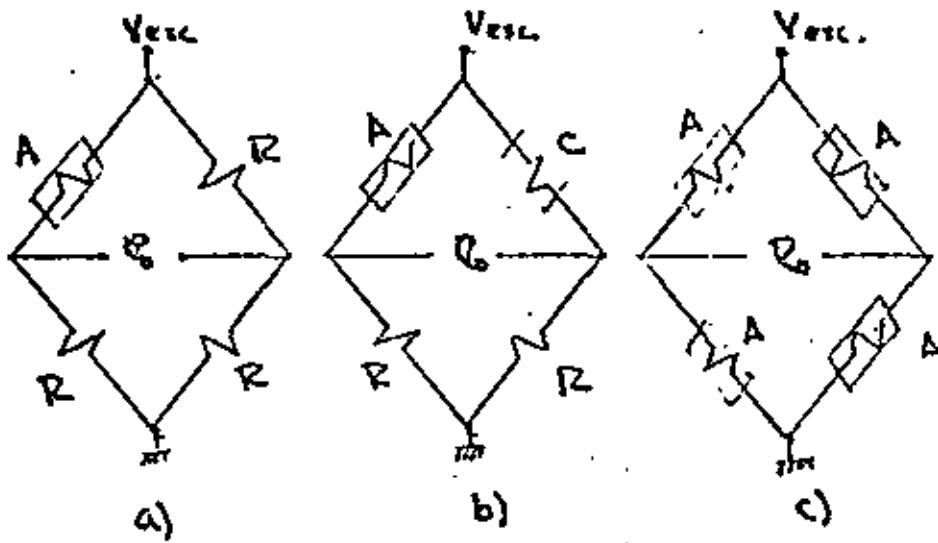


Fig. 2.4

### 2.2.2.5.- INSTRUMENTACION Y ACONDICIONAMIENTO.

Puente de Wheatstone. Es el puente más utilizado como parte detectora de esfuerzos dada su sencillez de implementación y su alta confiabilidad en resultados, también se puede decir que es un instrumento de orden cero sin límite en respuesta en frecuencia. Su configuración básica es la de la fig. 2.4 .

Si despreciamos los efectos de  $Z_j$  por ser muy alta con respecto a las componentes restantes se tiene que

$$V_1 = \frac{V_{Exc.} R_2}{R_1 + R_2} \quad (2-9)$$

$$y \quad V_2 = \frac{V_{exc.} R_4}{R_3 + R_4} \quad (2-10)$$

Así se tiene que

$$e_0 = V_1 - V_2 = V_{Exc.} \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \quad (2-11)$$

Si el puente se encuentra en reposo debe estar equilibrado y  $e_0 = 0$

$$\begin{aligned} e_0 &= R_2 (R_3 + R_4) - R_4 (R_1 + R_2) = 0 \\ &= R_2 R_3 + R_2 R_4 - R_4 R_1 - R_4 R_2 \\ &= R_2 R_3 - R_4 R_1 = 0 \end{aligned} \quad (2-12)$$

que viene siendo la condición para lograr dicho equilibrio.

Si consideramos que estamos bajo condiciones de esfuerzo y el extensómetro detector es  $R_2$ , en (2-11) se tiene que

$$e_0 = V_{Exc.} \left( \frac{R_2 + \Delta R_2}{R_1 + R_2 + \Delta R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \quad (2-13)$$



si además hacemos  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$  y sustituimos en (2-13) tenemos que

$$\begin{aligned}
 e_0 &= V_{Exc.} \left( \frac{R + \Delta R}{2R + \Delta R} - \frac{R}{2R} \right) \\
 &= V_{Exc.} \frac{2R(R + \Delta R) - R(2R + \Delta R)}{(2R + \Delta R)(2R)} \\
 &= V_{Exc.} \frac{R \Delta R}{4R^2 + 2R \Delta R} = V_{Exc.} \frac{\Delta R}{4R + \Delta R} \quad (2-14)
 \end{aligned}$$

puesto que los cambios de resistencia son muy pequeños,  $4R \gg \Delta R$  y la ecuación (2-14) toma finalmente la forma

$$e_0 = \frac{V_{Exc.}}{4} \frac{\Delta R}{R} \quad (2-15)$$

de (2-15) la sensibilidad del puente con respecto a los cambios de resistencia es

$$\frac{e_0}{\Delta R} = \frac{V_{Exc.}}{4R}$$

para un extensómetro.

Si la expresión (2-8) la sustituimos en (2-15)

$$e_0 = \frac{V_{Exc.}}{4} \epsilon K \quad (2-16)$$

o  $e_0/\epsilon = \frac{V_{Exc.}}{4} K$  que es la sensibilidad con respecto a la deformación unitaria.

Por otra parte si lo que se desea es la sensibilidad con respecto a la fuerza aplicada en la dirección de la deformación se tiene que

$$\epsilon = \frac{\sigma}{E} = \frac{F}{A E} \quad (2-17)$$

donde A es el área del elemento transversal a la fuerza aplicada y E su módulo de elasticidad. Así,

$$e_0/F = \frac{V_{Exc.}}{4} K \cdot A E \quad (2-18)$$

La salida  $e_0$  puede crecer el doble en (2-15), (2-16) y (2-18) si el puente está compuesto por dos extensómetros en las ramas opuestas, teniéndose.

$$e_0 = \frac{V_{Exc.}}{2} \frac{\Delta R}{R} \quad (2-19)$$

o crecer cuatro veces si el puente está formado por 4 extensómetros activos montados adecuadamente, por lo que

$$e_0 = V_{Exc.} \frac{\Delta R}{R} = V_{Exc.} \epsilon K \quad (2-20)$$

ACONDICIONADORES. Los acondicionadores existentes para adaptar y acoplar la señal de salida del puente de Wheatstone a los aparatos de medición tienen, las siguientes características.

- a) Resistencias de puente: 120Ω nominales con rango de 60 a 1000 Ω.

- b) Sensitividad de  $0.5V/10 \times 10^{-6}$  Strain para un cuarto de puente.
- c) Rango de salida  $\pm 10$  volts.
- d) Respuesta en frecuencia  $2000 \pm 10$  % Hz.
- e) Relación señal-ruido  $-40$  db típico, y
- f) Balance de puente automático con valores para calibración a diferentes escalas o rangos.

La configuración básica de los acondicionadores es la de la fig. (2-5)

#### CALIBRACION Y AJUSTE.

La calibración es el proceso de determinación de las escalas de registro de las magnitudes medidas en ensayo, siendo los métodos, los siguientes:

- a) Calibración Directa. Consiste en aplicar sobre el sistema de medida una acción de valor conocido, obteniéndose en el registro una marca que permite hallar la escala correspondiente.
- b) Calibración Indirecta. Consiste en introducir en el circuito eléctrico una modificación prefijada, ya sea una tensión de referencia o una resistencia de calibración de acuerdo a la ecuación (2-8) ya que  $I^2 R$  es constante por ser el valor inicial. En estas condiciones podemos hacer una correspondencia entre la marca de calibración obtenida en el registro y un determinado valor de la magnitud objeto de la medida.

Para el caso de la resistencia de calibración la configuración comúnmente usada es la de la fig. 2.6., donde el cambio de resistencia debido a la resistencia de calibración es

$$\Delta R = R - \frac{R_c R}{R_c + R} \quad (2-21)$$

si en la ecuación (2-8) hacemos  $\Delta R = dR$  y la igualamos con (2-21)

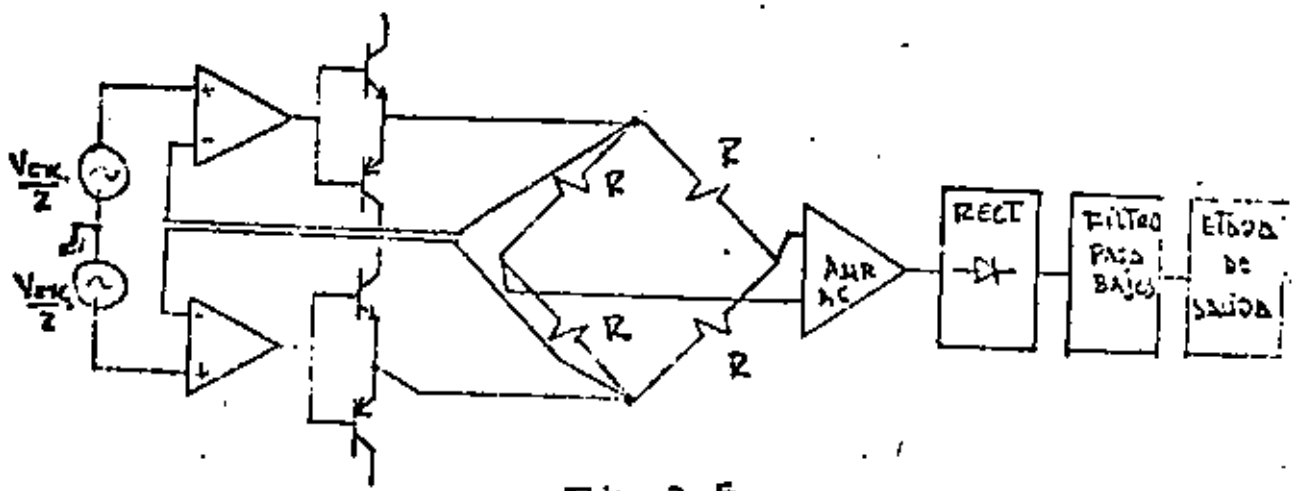


FIG. 2.5

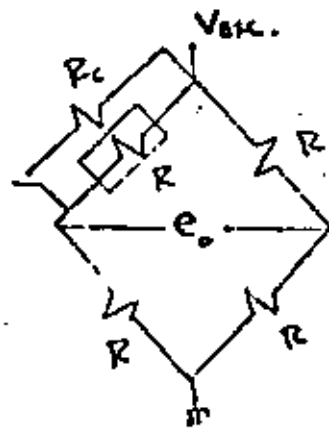


FIG. 2-6

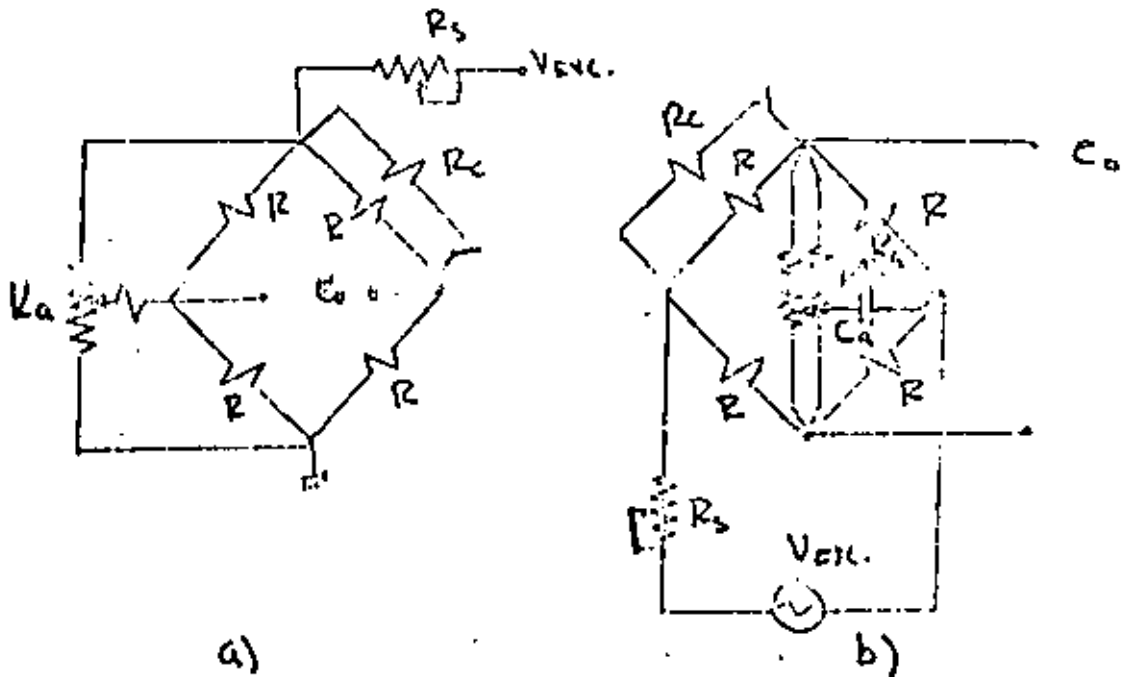


FIG. 2.7

se tiene que

$$EK_R = R - \frac{R_c R}{R_c + R}$$

$$y \quad R_c = \frac{R(1 - KE)}{KE} \quad (2-22)$$

con la cual se pueden calcular diferentes valores de la resistencia de calibración para distintas deformaciones dadas en  $\mu\text{strain}$ , siendo los valores más usuales de : 30, 100, 300, 1000 y 3000  $\times 10^{-6}$  strain.

Debido a que las resistencias del puente no son exactamente del mismo valor así como la sensibilidad a los cambios de temperatura es inevitable, los puentes se descompensan aún estando en reposo, por lo que es recomendable utilizar ajustadores de balance siendo las principales configuraciones las de la fig. 2.7 , donde  $R_a$  y  $C_a$  son elementos de ajuste que se realiza generalmente en forma automática por medio de servosistemas, ya que en mediciones continuas quedan ciertas deformaciones residuales además de las señales que se introducen por cambios de temperatura y por consiguiente resulta muy tedioso estar realizando ajustes a cero manualmente después de cada lectura.

Por último  $R_s$  es una resistencia de ajuste de sensibilidad, puesto que, de acuerdo a las expresiones(4-15),(4-16)y(4-18) ésta se ve afectada por el voltaje de excitación.

#### OBTENCION DE LOS RESULTADOS.

La salida de los acondicionadores son voltajes relativamente grandes (  $\pm 10$  volts generalmente ) con relación de ruido/señal muy baja ( -40 db ) y con impedancia de salida también muy baja. Estos voltajes son fácilmente manipulados en las entradas de los oscilógrafos, que son los que comúnmente se utilizan y que tienen como elementos sensores de las señales de entrada, unos galvanómetros que son transductores del grupo de los magne

tómetros. Estos galvanómetros reciben de una fuente luminosa - (generalmente lámparas de mercurio) un rayo de luz que incide - en un espejo el cual va montado en la parte superior de la bobina sufriendo los mismos movimientos de ésta debido al par que - proporciona la señal de entrada.

El rayo de luz reflejado por el espejo del galvanómetro -- incide en papel sensible a dicha luz, obteniéndose así el graficado de las señales que como ya se dijo antes están calibradas en unidades de deformación unitaria.

Para fines prácticos la deformación unitaria no es necesariamente el valor deseado, si no la fuerza o el esfuerzo aplicado a la muestra.

La tabla que a continuación se anexa, da las expresiones matemáticas para evaluar estos esfuerzos a partir de las deformaciones unitarias para 4 tipos de rosetas y utilizando el método de la construcción del círculo de Mohr.

#### 2.2.2.6.- APLICACIONES

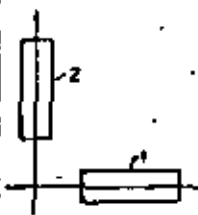
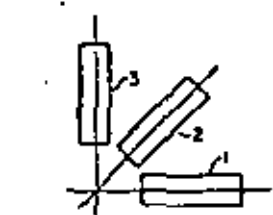
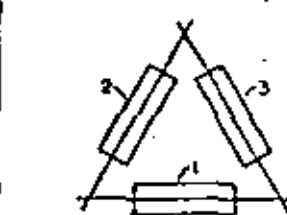
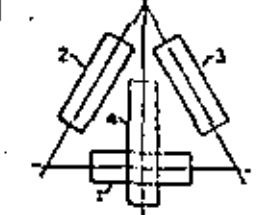
No se pueden tratar todas las aplicaciones en donde los extensómetros intervienen, pues este campo es bastante amplio, ya que con ellos se realizan trabajos de instrumentación muy especiales de lo cual podríamos decir que sólo son útiles mientras dura la prueba pudiendo después destruirse su instalación. Por otra parte son también aplicables en la elaboración de instrumentos o transductores, en donde su instalación se requiere que sea lo más perdurable posible.

A continuación se dan ejemplos en forma muy somera de algunas aplicaciones de los extensómetros pertenecientes al segundo grupo señalado en el párrafo anterior.

#### CELDA DE CARGA

Las celdas de carga se usan como transductores de fuerza, cubriendo un intervalo que va desde 10 lbf. hasta 250 000 lbf., con sensibilidades de 1.5 m V/V y 2 mV/V por lo general.

TABLA 2.4

Tipo de Roseta 				
$\sigma_{max}$	$\frac{E}{1-\nu^2} (\epsilon_1 + \nu \epsilon_2)$	$\frac{E}{2} \left[ \frac{\epsilon_1 + \epsilon_2}{1-\nu} + \frac{1}{1+\nu} \sqrt{(\epsilon_1 - \epsilon_2)^2 + [2\epsilon_3 - (\epsilon_1 + \epsilon_2)]^2} \right]$	$E \left[ \frac{\epsilon_1 + \epsilon_2 + \epsilon_3}{3(1-\nu)} + \frac{1}{1+\nu} \sqrt{\left( \epsilon_1 - \frac{\epsilon_2 + \epsilon_3}{3} \right)^2 + \left( \frac{\epsilon_2 - \epsilon_3}{\sqrt{3}} \right)^2} \right]$	$\frac{E}{2} \left[ \frac{\epsilon_1 + \epsilon_2}{1-\nu} + \frac{1}{1+\nu} \sqrt{(\epsilon_1 - \epsilon_2)^2 + \frac{4}{3} (\epsilon_3 - \epsilon_1)^2} \right]$
$\sigma_{min}$	$\frac{E}{1-\nu^2} (\epsilon_1 + \nu \epsilon_2)$	$\frac{E}{2} \left[ \frac{\epsilon_1 + \epsilon_2}{1-\nu} - \frac{1}{1+\nu} \sqrt{(\epsilon_1 - \epsilon_2)^2 + [2\epsilon_3 - (\epsilon_1 + \epsilon_2)]^2} \right]$	$E \left[ \frac{\epsilon_1 + \epsilon_2 + \epsilon_3}{3(1-\nu)} - \frac{1}{1+\nu} \sqrt{\left( \epsilon_1 - \frac{\epsilon_2 + \epsilon_3}{3} \right)^2 + \left( \frac{\epsilon_2 - \epsilon_3}{\sqrt{3}} \right)^2} \right]$	$\frac{E}{2} \left[ \frac{\epsilon_1 + \epsilon_2}{1-\nu} - \frac{1}{1+\nu} \sqrt{(\epsilon_1 - \epsilon_2)^2 + \frac{4}{3} (\epsilon_3 - \epsilon_1)^2} \right]$
$\tau_{max}$	$\frac{E}{2(1+\nu)} (\epsilon_1 - \epsilon_2)$	$\frac{E}{2(1+\nu)} \sqrt{(\epsilon_1 - \epsilon_2)^2 + [2\epsilon_3 - (\epsilon_1 + \epsilon_2)]^2}$	$\frac{E}{1+\nu} \sqrt{\left( \epsilon_1 - \frac{\epsilon_2 + \epsilon_3}{3} \right)^2 + \left( \frac{\epsilon_2 - \epsilon_3}{\sqrt{3}} \right)^2}$	$\frac{E}{2(1+\nu)} \sqrt{(\epsilon_1 - \epsilon_2)^2 + \frac{4}{3} (\epsilon_3 - \epsilon_1)^2}$
$\psi_r$	0	$\frac{1}{2} \tan^{-1} \left[ \frac{2\epsilon_3 - (\epsilon_1 + \epsilon_2)}{\epsilon_1 - \epsilon_2} \right]$	$\frac{1}{2} \tan^{-1} \left[ \frac{\frac{1}{\sqrt{3}} (\epsilon_2 - \epsilon_3)}{\epsilon_1 - \frac{\epsilon_2 + \epsilon_3}{3}} \right]$	$\frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{2(\epsilon_3 - \epsilon_1)}{\sqrt{3}(\epsilon_1 - \epsilon_2)}$

El miembro sensible a la carga es lo suficientemente corto para evitar la flexión transversal de la columna bajo la carga de régimen, además su elevada rigidez, afecta la sensibilidad -- por lo que en celdas de carga de poca capacidad se emplea un -- miembro hueco sin sacrificar la estabilidad de la columna y el área de la superficie para pegar los extensómetros.

Las configuraciones de las columnas más comúnmente usadas son las de la fig. 2.9, donde 1 y 3 son los elementos activos y 2 y 4 están libres de esfuerzo y sirven para -- compensar el puente contra cambios de temperatura.

Cuando se requiere de celdas de carga, con el doble de sensibilidad que las anteriores, se utilizan para su instrumentación las configuraciones de la fig. 2.8. En este caso los 4 extensómetros son activos y el puente está automáticamente -- compensado por cambios de temperatura puesto que los cuatro registran lo mismo.

La configuración 2.8 a) es también ampliamente usada en la elaboración de dinamómetros.

## TORQUIMETROS

Los torquímetros consisten básicamente de una flecha rotatoria, sobre la cual 4 extensómetros están adheridos a 45° del eje de la flecha formando un puente de wheatstone básico, ver fig. 2.10.

Las cuatro señales del puente se conectan a cuatro anillos de cobre con aleaciones de plata por donde las señales son recogidas con escobillas de grafito con mínima resistencia de contacto.

Los torquímetros existentes, cubren un rango de 2 Kg-cm a 2000 kg-m normalmente y las sensibilidades son de 1 a 1.5 mV/V, con voltaje de excitación de puente de 6 a 15 volts DC o AC -- típicos.



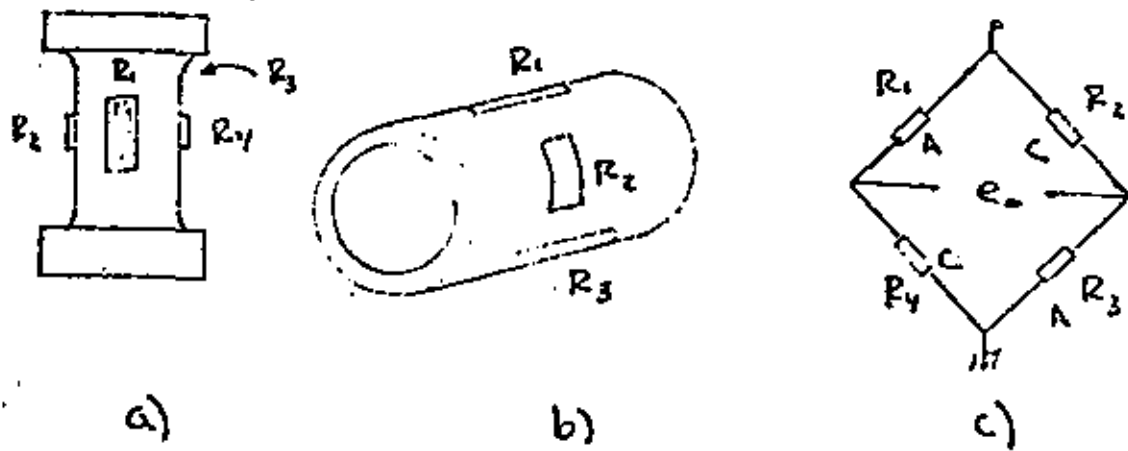
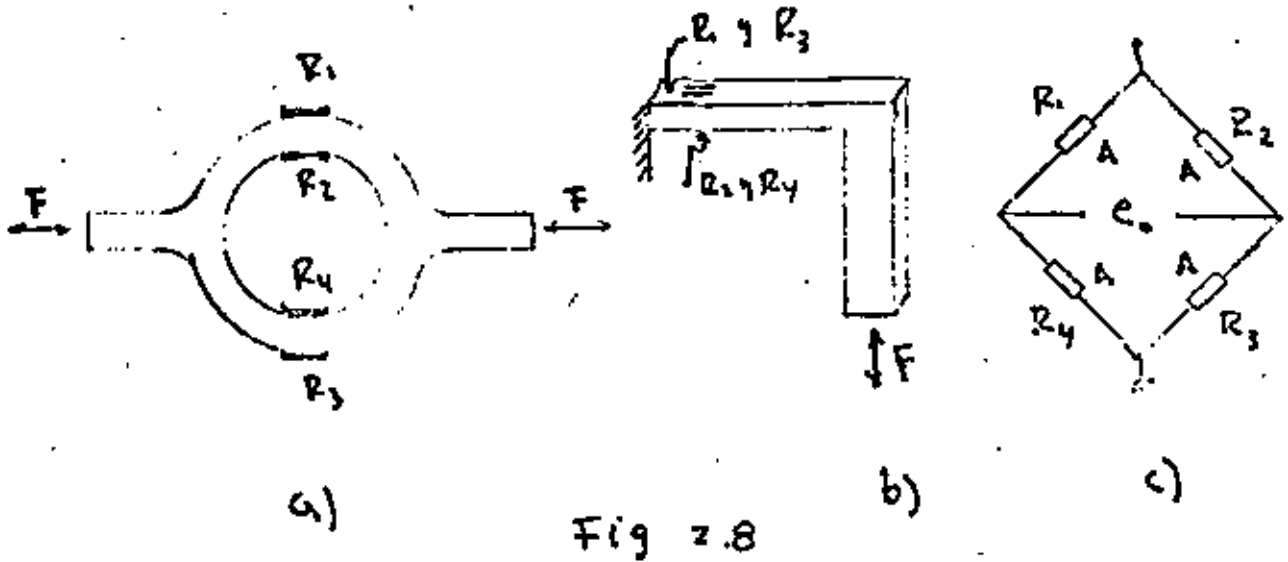


Fig 2.9

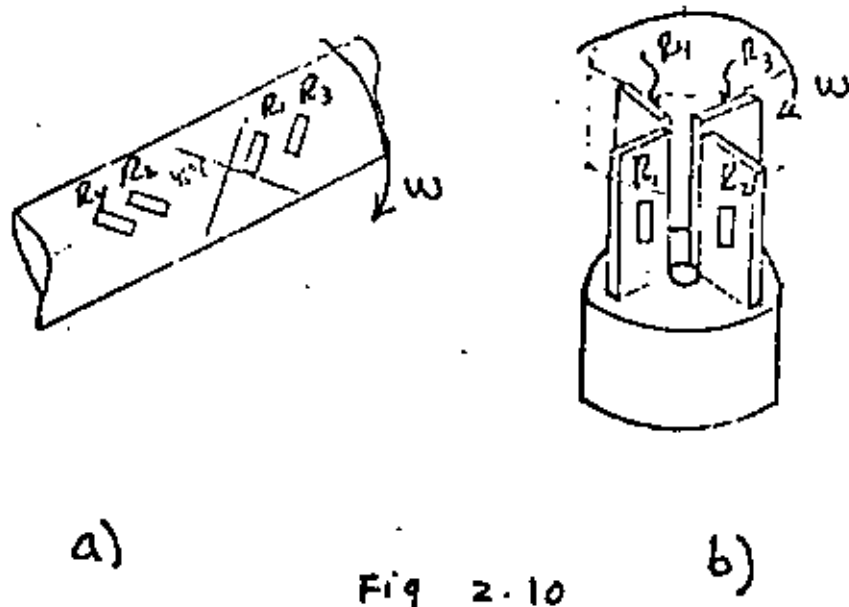


Fig 2.10

## SEPARADORES DE FUERZA.

Estos instrumentos separan en componentes  $x$ ,  $y$  y  $z$  una fuerza que esté aplicada en cualquier dirección, donde los principios de funcionamiento son esquematizados en la fig. 2.11, en a)  $R_1$  y  $R_3$  se anulan para la componente vertical, siendo sensibles aditivamente para la horizontal.  $R_2$  y  $R_4$  pueden conectarse como compensación. En b) los cuatro extensómetros son sensibles para la vertical y se anulan los efectos para la horizontal.

Para el caso de 3 dimensiones la configuración es trazada en la fig. 2.12.

## ACELEROMETROS.

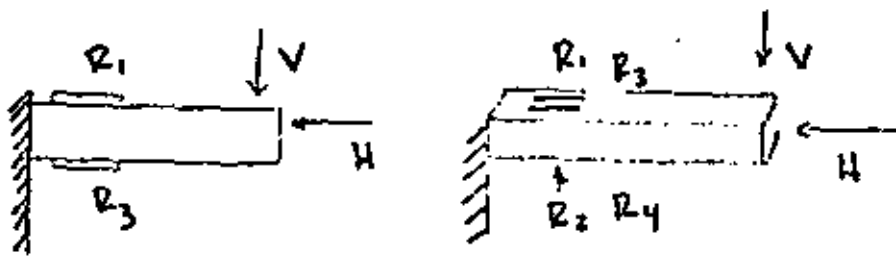
Los primeros acelerómetros instrumentados con extensómetros fueron del tipo como se muestra en la fig. 2.13, siendo a) un acelerómetro de respuesta en frecuencia muy baja (10-20 Hz) y con rango de aceleraciones de  $\pm 10$  g., en cambio con los del tipo b) se alcanzan aceleraciones de  $\pm 5000$  g. y frecuencia de 5000 Hz.

## MEDIDORES DE PRESION.

La parte sensora física de estos instrumentos, es un diafragma sobre el cual se montan los extensómetros. Como la distribución de esfuerzos es la misma en el diafragma, los extensómetros se pueden adherir en las posiciones como se observa en la fig. 2.14.

Existen en una enorme variedad en cuanto a tamaño y capacidades ( $2 \text{ g/cm}^2$  a  $200 \text{ kg/cm}^2$ ) con sensibilidades de 1, 1.5 y 2 mV/V normalmente.

Para las presiones de bajo valor es común utilizar strain-gage de espiral.



a) COMP. HORIZONTAL

b) COMP. VERTICAL

Fig. 2.11

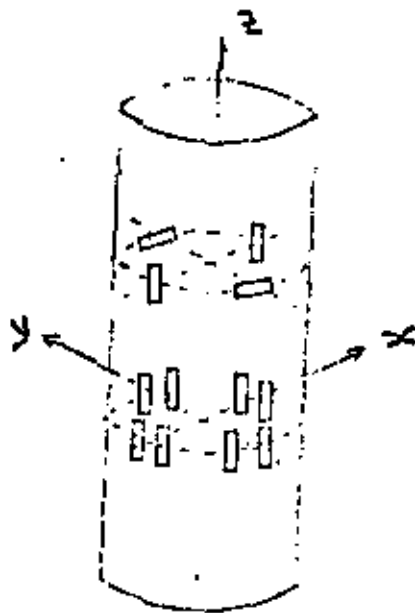


Fig. 2.12

## MEDIDORES DE DESPLAZAMIENTO.

Son transductores en forma de tijeras y son aplicables para medir carreras de pistones o deformaciones en muestras bajo tensión. En la fig. 2.15 vemos la parte sensora de este transductor.

## OTRAS APLICACIONES.

Cabe mencionar por último que los extensómetros piezo-resisivos tienen un gage factor de 120 pudiendo ser operados con temperaturas hasta de 700°F y siendo utilizados en la fabricación de acelerómetros con voltajes de excitación de 10 V<sub>DC</sub>. con rangos de medición de hasta  $\pm 1000$  g. y respuesta en frecuencia de 1 a 25 Khz. típico y sensibilidades de 1.2 a 18 mV/g. Existen también extensómetros que miden temperaturas muy bajas (-300°F o menos) hechos con aleaciones de Armour, así como muy altas (hasta 2000°F) como son los de nicrome y platino-iridio entre otros.

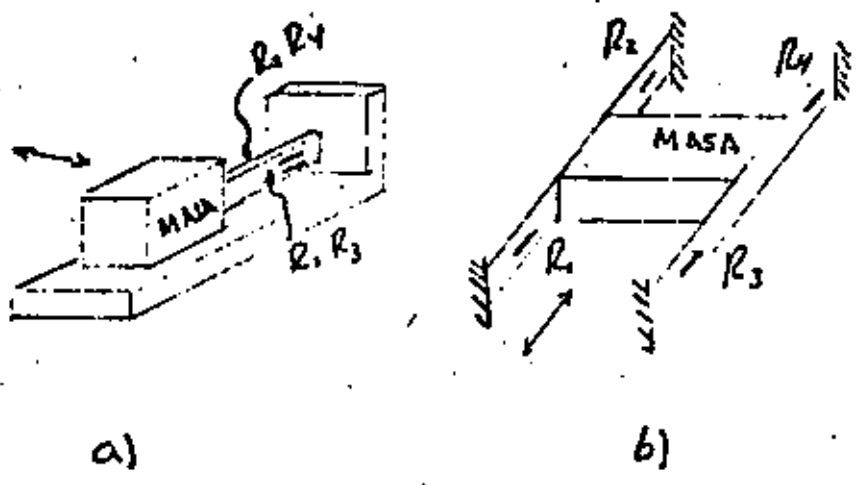


Fig. 2.13

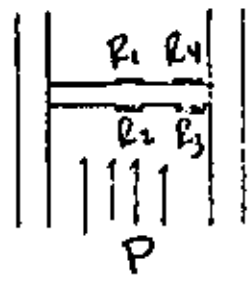


Fig. 2.14

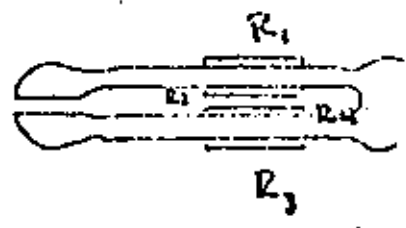


Fig. 2.15

### 2.3.- TRANSFORMADOR DIFERENCIAL (L V D T).

Es un transformador con un devanado primario el cual va al centro de dos devanados secundarios y opuestos. El diagrama esquemático es el de la figura 2.16.

La excitación normal de estos transductores es de 3 a 15 - - volts efectivos de amplitud y con frecuencias que varían de 60 - - Hz. a 20kHz.

Cuando el núcleo no existe o está perfectamente centrado - - (posición cero), la inductancia mutua de  $L_p$  a las dos bobinas secundarias son iguales y la salida  $E_0$  es idealmente cero. Sin embargo, los armónicos en el voltaje de excitación y el acoplamiento por la capacitancia parásita entre el primario y los secundarios producen un voltaje pequeño.

Dos métodos son los comúnmente empleados para reducir este error los cuales esquemáticamente quedan explicados en la fig.2.17

El funcionamiento del LVDT se entiende más perfectamente si se parte del siguiente modelo. Ver fig. 2.18.

$$\text{donde } e_{ex} = L_p \frac{di_p}{dt} + i_p R_p \quad ( 2-23 )$$

$$e_{s1} = M_1 \frac{di_p}{dt}$$

$$e_{s2} = M_2 \frac{di_p}{dt}$$

$M_1$  y  $M_2$  = Inductancias mutuas de los secundarios respectivamente.

$$\text{y en vacio } e_0 = e_{s1} - e_{s2} = (M_1 - M_2) \frac{di_p}{dt} \quad ( 2-24 )$$

donde se ve que la cantidad  $(M_1 - M_2)$  es la que varía linealmente con la variación del núcleo. La combinación de (2-24) y 2-23) -- nos da

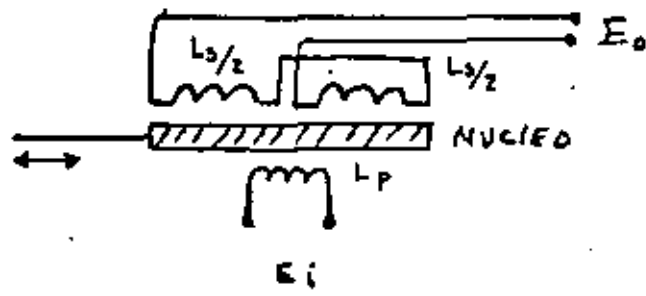


Fig. 2.16

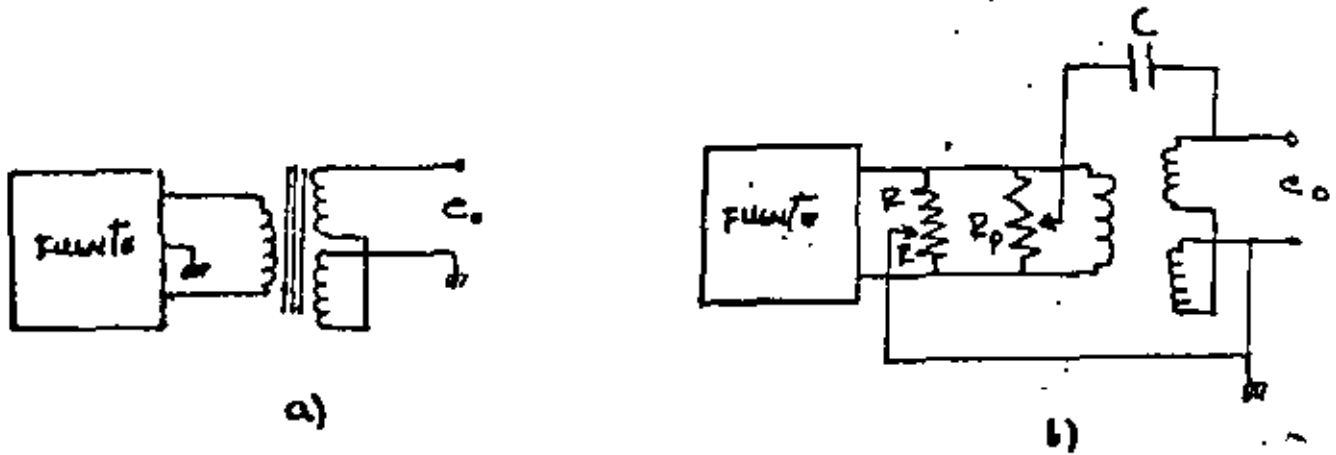


Fig. 2.17

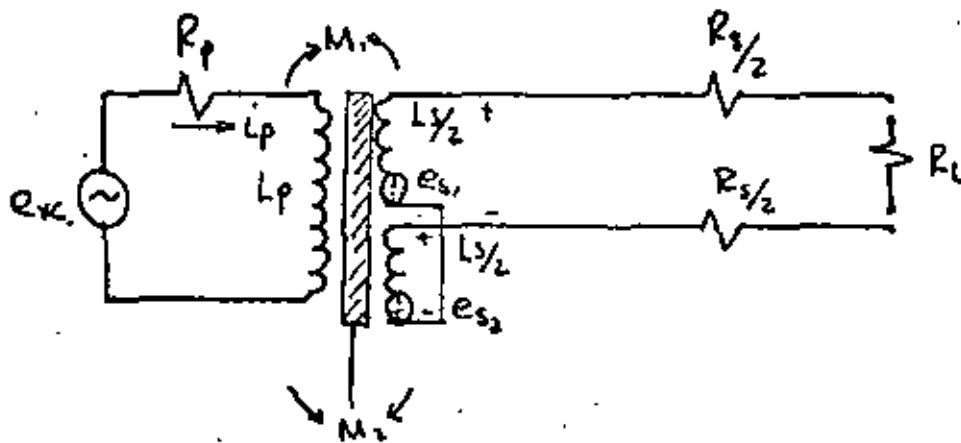


Fig. 2.18

$$e_o = (M_1 - M_2) \frac{D}{L_p D + R_p} e_{ex} \quad (2-25)$$

donde D= Operador diferencial.

Si en la salida hay una carga  $R_L$ , se tiene

$$\frac{-(M_1 - M_2)D}{L_p D + R_p} e_{ex} + (R_s + R_L) i_s + L_s \frac{di_s}{dt} = 0 \quad (2-26)$$

como  $e_o = i_s R_L$ , la ecuación anterior puede tomar la siguiente forma

$$\frac{e_o(D)}{e_{ex}} = \frac{(M_1 - M_2) R_L}{R_p(R_s + R_L)} \frac{D}{(\tau_p D + 1)(\tau_s D + 1)} \quad (2-27)$$

siendo  $\tau_p = L_p/R_p$

$\tau_s = L_s/(R_s + R_L)$

de donde se ve que tiene un ángulo de fase de  $+90^\circ$  a bajas frecuencias y  $-90^\circ$  a las altas. Por lo tanto en algún lugar intermedio -- de frecuencias y con el núcleo en la posición cero la salida debe ser cero, por lo que para cada LVDT existe una frecuencia de operación especificada por el fabricante.

Las aplicaciones más comunes son para medición de desplazamientos cuyos rangos estén comprendidos desde  $\pm 0.005$  a  $\pm 3$  pulgadas -- con voltajes de salida de 0 a 20 Vpp, respuesta en frecuencia dependiente de la respuesta del sistema al cual le midan desplazamiento y frecuencia de la excitación mayor que 10 veces la respuesta en -- frecuencia.

#### 2.4.- TRANSDUCTORES DE CAPACITANCIA.

La forma más común de capacitor variable que se usa en los -- transductores es el capacitor de placas paralelas cuya expresión de capacitancia variable viene dada por la siguiente relación.



$$C = \frac{\epsilon A}{x}$$

$\epsilon$  = cte. dieléctrica

donde A = área de placas

x = separación de las placas

Si a la expresión (2-28) la derivamos con respecto a x tenemos que

$$\frac{dc}{dx} = - \frac{\epsilon A}{x^2} \quad ( 2-29 )$$

de donde se aprecia que para pequeños cambios de x aumenta la sensibilidad de C y puesto que no es una relación lineal se debe trabajar en un rango pequeño de x.

Sin embargo, el porcentaje de cambio en C es igual al porcentaje de cambio en x para pequeños cambios con relación a cualquier posición ya que la expresión (2-29) se puede poner en la forma

$$\frac{dc}{dx} = - \frac{c}{x}$$

$$o \quad \frac{dc}{c} = - \frac{dx}{x} \quad ( 2-30 )$$

El circuito básico para este tipo de transductores es el de la figura 2.19

donde  $E_b$  = Voltaje de polarización

$R_l$  = Carga

$x_0$  = Espaciamiento inicial entre placas

$c_0$  = Capacitancia inicial a  $x_0$

Si existe una fuerza que comprima a las placas paralelas, - habrá un desplazamiento  $x$ , relativo al espaciamiento inicial  $x_0$ , trayendo como consecuencia un incremento en la capacitancia  $c_0$  - la cual se puede representar en paralelo con ésta.

En estas condiciones se tiene que

$$C_0 \frac{de_0}{dt} + e_0 \frac{dc}{dt} + \frac{e_i}{R_i} = 0 \quad (2-31)$$

$$y \quad e_0 = e_i + E_b$$

donde  $e_i$  es el voltaje que se produce debido al desplazamiento  $x$  relativo a  $x_0$  y  $C$  es el incremento de capacitancia.

Si en (2-31) sustituimos el valor de  $e_0$  y tomamos en cuenta que  $E_b$  es constante, aquélla toma la siguiente forma

$$C_0 \frac{de_i}{dt} + e_i \frac{dc}{dt} + E_b \frac{dc}{dt} + \frac{e_i}{R_i} = 0$$

puesto que  $e_i \ll E_b$ ,  $e_i \frac{dc}{dt}$  se puede despreciar para expresarse como

$$C_0 \frac{de_i}{dt} + \frac{e_i}{R_i} = - \frac{dc}{dt} E_b \frac{dx}{dx} = - \frac{dc}{dx} E_b \frac{dx}{dt}$$

que de acuerdo con (2-30)

$$C_0 \frac{de_i}{dt} + \frac{e_i}{R_i} = \frac{C_0}{x_0} E_b \frac{dx}{dt}$$

$$\frac{de_i}{dt} + \frac{e_i}{C_0 R_i} = \frac{E_b}{x_0} \frac{dx}{dt} = K \frac{dx}{dt}$$

$$De_i + \frac{e_i}{C_0 R_i} = K Dx$$

de donde

$$\frac{e_1}{x} (0) = \frac{K \tau D}{\tau D + 1} \quad (2-32)$$

donde  $K = \frac{E_b}{x_0}$  volts/pulg.

$$\tau = \frac{\epsilon A}{x_0} R \text{ seg.}$$

de la expresión (2-9) se ve fácilmente que la respuesta a la frecuencia es

$$\frac{e_1}{x} (j\omega) = \frac{K \tau j\omega}{j\omega \tau + 1}$$

de donde para  $\omega \gg 1$

$$\frac{e_1}{x} (j\omega) \approx K \quad (2-33)$$

así para una determinada frecuencia mayor que la unidad e, sigue fielmente a x.

Ejemplo de estos transductores son los micrófonos, donde generalmente sus frecuencias de trabajo en los límites inferiores son 60 Hz. y sus frecuencias de calibración son de 250 Hz proporcionadas por un pistófono de 120 db.

Existen micrófonos especiales que trabajan abajo de 60 Hz, en los cuales predomina su constante de tiempo muy grande.

## 2.5.- TRANSDUCTORES PIEZO-ELECTRICOS.

Los elementos piezo-eléctricos son aquéllos que cuando se deforman debido a fuerzas externas, generan dentro de ellos una-

carga eléctrica. La conversión de energía mecánica a eléctrica es el principio de funcionamiento de los transductores construidos con estos elementos y de acuerdo al grado útil de propiedades se clasifican en los siguientes grupos:

- a) Naturales: Cuarzo y sal de rochelle.
- b) Sintéticos: Sulfato de litio, bifosfato de amonio.
- c) Cristales y cerámicas ferroeléctricas polares: Titanato de bario.

Los materiales cristalinos producen el efecto piezo-eléctrico con solo deformarlos debido a su estructura natural asimétrica, mientras que las cerámicas ferroeléctricas deben polarizarse aplicando un fuerte campo eléctrico al material cuando -- éste se calienta hasta el punto de Curie (-donde el material -- pierde sus propiedades ferroeléctricas). Cuando el campo eléctrico se retira del material ya frío, éste retiene una polarización permanente presentando el efecto piezo-eléctrico.

El esquema del elemento piezo-eléctrico es el de la fig.2.20 , de donde se definen las siguientes constantes

$$g = \frac{e_n / t}{f_i / \omega L} \quad \frac{\text{volts/metro}}{\text{Newtons/m}^2} \quad \text{sensitividad de voltaje}$$

$$d = \frac{\varphi}{f_i} \quad \frac{\text{Coulombs/m}^2}{\text{Newtons /m}^2} \quad \text{constante piezo-eléctrica}$$

En la tabla 2-5 se contemplan algunos valores para las constantes d y g de ciertos materiales.

## 2.6.- TRANSDUCTORES FOTOELECTRICOS.

Son transductores que convierten un rayo de luz a una señal eléctrica útil. El principio de funcionamiento se muestra en la fig. 2.21.

La luz golpea al cátodo fotoemisor transmitiéndole su energía a los electrones existentes en éste, los cuales se liberan emigrando al ánodo produciendo así una corriente  $I$  al circuito externo que es directamente proporcional a la intensidad de luz y expresada por:

$$I = S \Phi \quad ( 2-34 )$$

donde  $I$  = Corriente fotoeléctrica

$\Phi$  = Intensidad de luz

$S$  = Sensibilidad

El cátodo y el ánodo están encerrados por una envoltura de vidrio o cuarzo, lleno generalmente de gas inerte. Tanto las características de transmisión de la envoltura como los fotoemisores del cátodo influyen en la respuesta a diferentes longitudes de onda de luz, dicho cátodo está formado por óxido de plata y cesio.

Materiales fotoemisores disponibles responden a la luz sobre el rango de 0.2 a 0.8  $\mu m$ . Siendo el vidrio un transmisor de luz con longitudes de onda de 0.4 a 0.8  $\mu m$  y el cuarzo abajo de 0.2  $\mu m$ . La sensibilidad de estos transductores es de 0.002 a 0.1  $\mu A / \mu watt$  para tubo de vacío y de 0.01 a 0.15  $\mu Amp / \mu Watt$  para tubo lleno de gas con respuesta en frecuencia de 500 Hz típico y con temperaturas de operación de 100°C máximo.

Estos transductores se utilizan en la elaboración de instrumentos, como son: fotómetros, espectrómetros y dispositivos de conteo para medir velocidades angulares y lineales.

## 2.7.- TRANSDUCTORES FOTOCONDUCTIVOS.

Los transductores fotoconductores están hechos a base de materiales semiconductores los cuales decrecen su resistencia interna bajo la intensidad de una radiación incidente con determinada longitud de onda o bajo la detección de fotones los cuales liberan electrones en la estructura del detector produciendo

un efecto eléctrico medible.

Los factores que afectan el funcionamiento de estos transductores son la constante de tiempo, la responsividad definida por

$$R_v = \frac{V_{rms}}{P_{irms}} \quad ( 2-35 )$$

donde  $V_{rms}$  = Voltaje de salida del detector

$P_{irms}$  = Potencia incidente al detector

y la potencia equivalente al ruido, definida como la radiación de entrada mínima que producirá una relación señal a ruido de la unidad. Ruido que proviene de fuentes eléctricas dentro del mismo detector.

Por otra parte el grado de detección de estos sensores está dado por

$$D = \frac{R_v}{V_{or}} \quad ( 2-36 )$$

donde  $V_{or}$  = Voltaje de salida de ruido rms.

Una detectividad normalizada se define como

$$D^* = (A \Delta f)^2 D \quad ( 2-37 )$$

donde  $D^*$  = Detectividad normalizada dada en gráficas para cada material sensor

$A$  = Área del detector

$f$  = Ancho de banda del ruido equivalente

Las gráficas de la fig. 2.22 ilustran el funcionamiento de varios detectores fotoconductivos en cuanto a detectividad normalizada sobre un rango de longitudes de onda donde se ve que estos detectores tienen una respuesta relativa sensible a la longitud

Material	Orientation	Charge sensitivity $d$ , $\frac{\text{coulombs/m}^2}{\text{newtons/m}^2}$	Voltage sensitivity $g$ , $\frac{\text{volts/m}}{\text{newtons/m}^2}$
Quartz	X cut; length along Y length longitudinal	$2.25 \times 10^{-12}$	0.055
	X cut; thickness longitudinal	-2.04	-0.050
	Y cut; thickness shear	4.4	-0.108
Rochelle salt	X cut 45°; length longitudinal	435.0	0.098
	Y cut 45°; length longitudinal	-78.4	-0.29
Ammonium dihydrogen phosphate	Z cut 0°; face shear	48.0	0.354
	Z cut 45°; length longitudinal	24.0	0.177
	To polarization	130-160	0.0106
Commercial barium titanate ceramics	To polarization	-56.0	0.0042-0.0053

TABLE 2.5

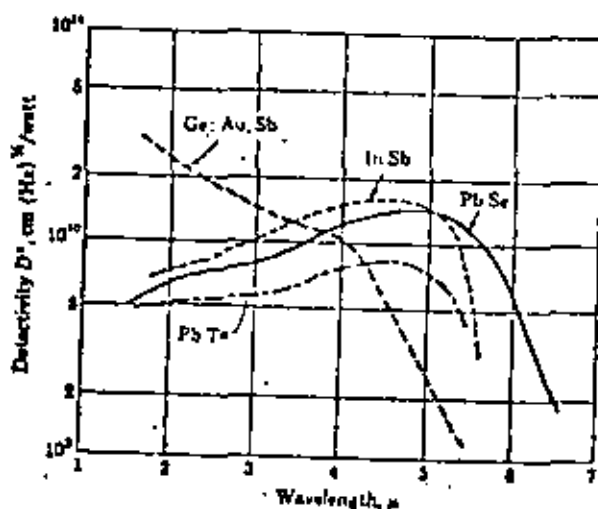
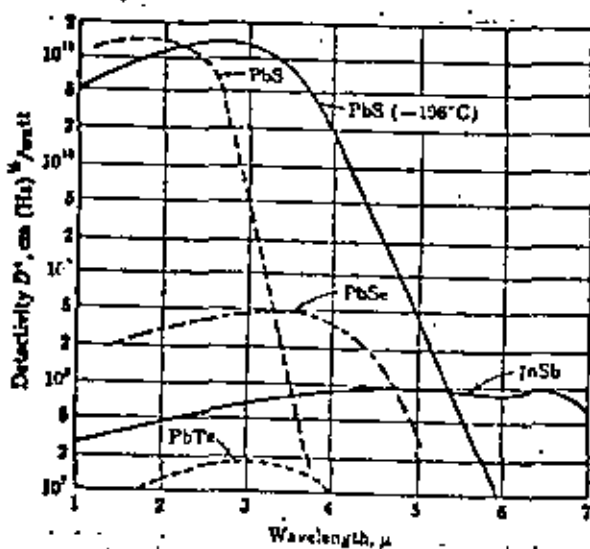


Fig. 2.22

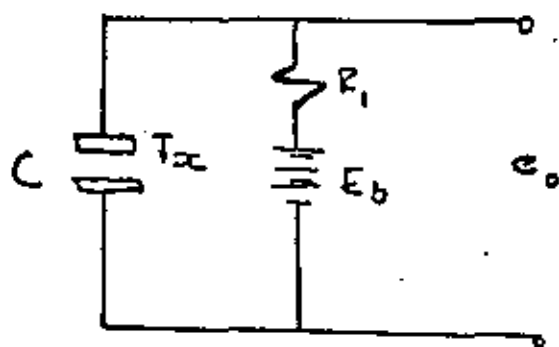


Fig. 2.19

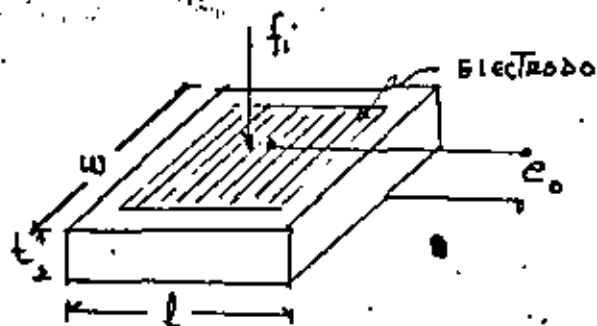


Fig. 2.20

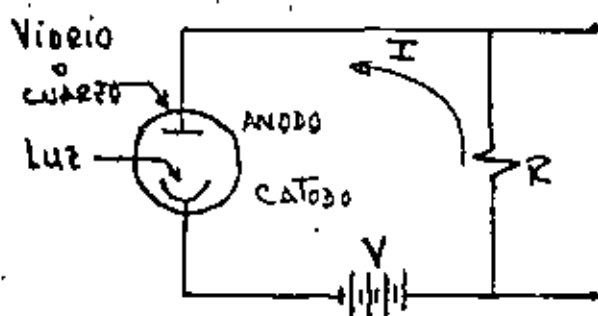


Fig. 2.21

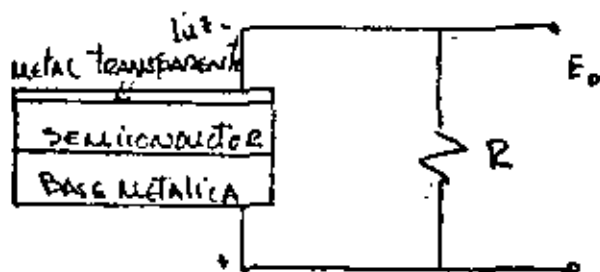


Fig. 2.23



de onda.

El sulfuro de plomo ( $PbS$ ) es el más usado como termómetro de radiación y el antimonio de indio ( $InSb$ ) como fotoceldas con longitudes de onda mayores a aquél. Por último diremos que los rangos de medición de estos transductores son del orden de  $1 \text{ \AA}$  a  $25 \mu\text{m}$  con sensibilidad típica de  $300 \mu\text{A}/\mu\text{watt}$ .

## 2.8.- CELDAS FOTOVOLTAICAS

Son transductores en cuya construcción intervienen 3 capas en forma de sandwich: una capa metálica transparente delgada por donde incide la luz, un material semiconductor en la parte media y una placa metálica sirviendo como base. Ver fig. 2.23.

La capa transparente es generalmente una conductora formada con plata aplicada por rocío, el material semiconductor es selenio, óxido de cobre o germanio y la base metálica esta formada por metal ferroso.

Las características de entrada de estos transductores, son: sensibles a la luz con longitudes de onda de  $0.2$  a  $0.7 \mu\text{m}$  para celdas de selenio,  $1.0$  a  $1.7 \mu\text{m}$  para germanio y sensibilidad típica de  $1 \text{ mA/Lumen}$ .

Cuando la luz golpea la barrera formada por el metal transparente y el semiconductor un voltaje es generado el cual en vacío se aproxima a una función logarítmica. Sin embargo, cuando la resistencia de carga es baja, las variaciones son aproximadamente lineales en un rango determinado.

Su uso es muy frecuente en la elaboración de celdas fotovoltaicas, medidoras de exposición de luz en trabajos de fotografías y en celdas detectoras de rayos X.

## 2.9.- TRANSDUCTORES DE IONIZACION

Son transductores que operan de acuerdo a la configuración mostrada en la fig. 2.24.

El tubo contiene gas inerte a baja presión y un par de electrodos que detectan un voltaje  $e_0$  que se crea cuando el generador

de RF manda un potencial a las placas creando una descarga luminosa en el gas. El voltaje  $e_0$  depende del espaciado entre electrodos y la capacitancia de acoplamiento entre las placas de RF y el gas, de tal manera que cuando el tubo está centrado entre placas, la diferencia de potencial entre los electrodos es cero. Si el tubo se desplaza hacia uno u otro lado de esta referencia, la diferencia de potencial se incrementa cambiando de polaridad en el cruce por cero.

La sensibilidad de estos transductores es muy alta, de 1 a 10 volts por milímetro, típico, por lo cual su utilización es recomendable en la medición de desplazamientos menores a un mm. y su respuesta en frecuencia es aproximadamente de 0 a 3 KHz.

Otra configuración que resulta útil para hacer medidas de movimiento en general es la mostrada en la fig. 2.25 la cual tiene una sensibilidad de 4V/pf.

## 2.10.- TRANSDUCTORES DE EFECTO HALL.

El efecto Hall se presenta cuando en una barra conductora o semiconductor que lleva una corriente  $I$ , es atravesada en forma perpendicular a la corriente por un campo magnético  $B$ , generando una diferencia de voltaje entre las caras paralelas a la dirección del campo.

La creación de este voltaje se debe a la fuerza que produce el producto de  $I \times B$  la cual hace que los electrones se desvíen hacia una cara y la cantidad de electrones desviados depende de las características del material conductor o semiconductor.

El principio básico se muestra en la fig. 2.26 donde el potencial generado es

$$E_H = K_H \frac{IB}{t} \quad ( 2-38 )$$

siendo  $K_H$  = Coeficiente Hall

$t$  = Espesor de la muestra

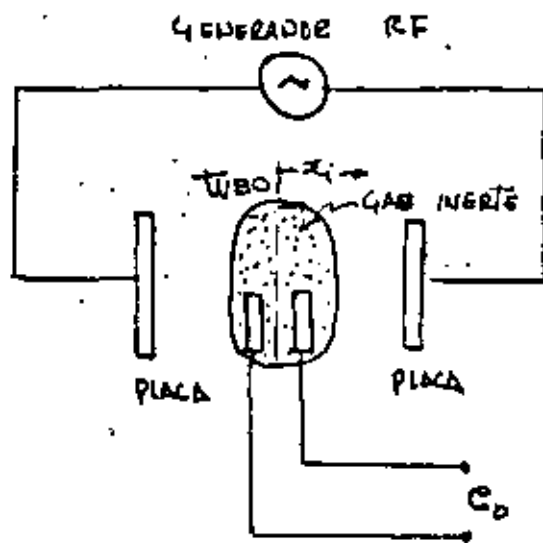


Fig. 2.24

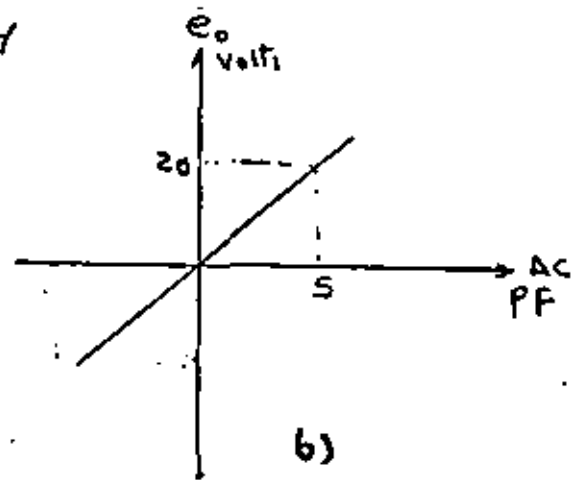
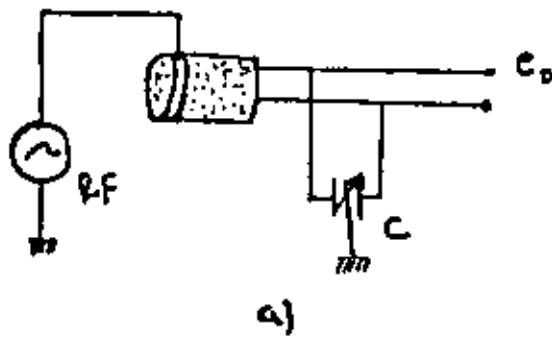


Fig. 2.25

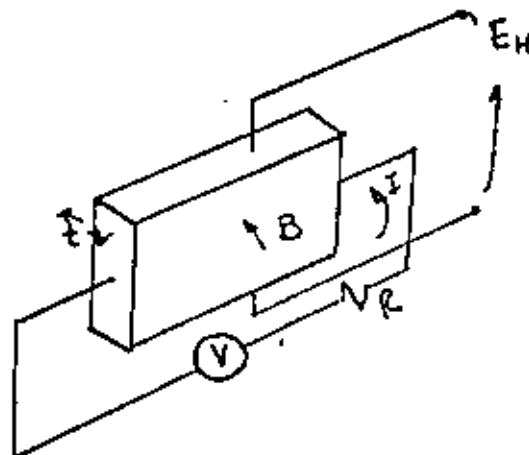


Fig. 2.26

De los materiales más sensibles al efecto Hall está el germanio el cual con una densidad de flujo magnético de 100 a 8000 gauss tiene una  $K_H = -8.0 \times 10^{-5} \frac{\text{V-cm}}{\text{Amp-G}}$  el telurio que con  $B=3000-9000$  gauss tiene una  $K_H = 4.1 \times 10^{-8} \frac{\text{V-cm}}{\text{Amp-G}}$  entre otros.

Valores típicos para estos transductores son los siguientes:

- a) Voltaje de alimentación  $3 V_{DC}$  o  $A_C$
- b) Corriente de alimentación  $150 m_A$
- c) Resistencia de carga 100
- d) Sensibilidad de 6 mV/kilogauss a 55 mV/kilogauss
- e) Rango de 0 a 20 000 gauss.
- f) Respuesta en frecuencia del orden de 100 KHz. o más.

siendo las aplicaciones más comunes de medidores de flujo, corriente y velocidades angulares.

## 2.11 EJEMPLOS DE APLICACION DE TRANSDUCTORES

### 2.11.1 BASCULA ELECTRONICA

#### MATERIALES

- 4 ángulos con fijación al piso o a una plataforma rígida o seleccionar segunda alternativa de la figura 2.27 b).
- 4 vigas en cantiliver de acero y de preferencia tratadas termicamente con el fin de conseguir mayor endurecimiento, mejor linealidad y mayor vida útil.
- 4 extensómetros de preferencia del tipo LWK-09-W2S0B-350 con las siguientes características:

Resistencia = 350 ± 0.4% ohms.

Gage factor = 2.03 ± 1.0%

Base del extensómetro = Lámina de acero inoxidable.

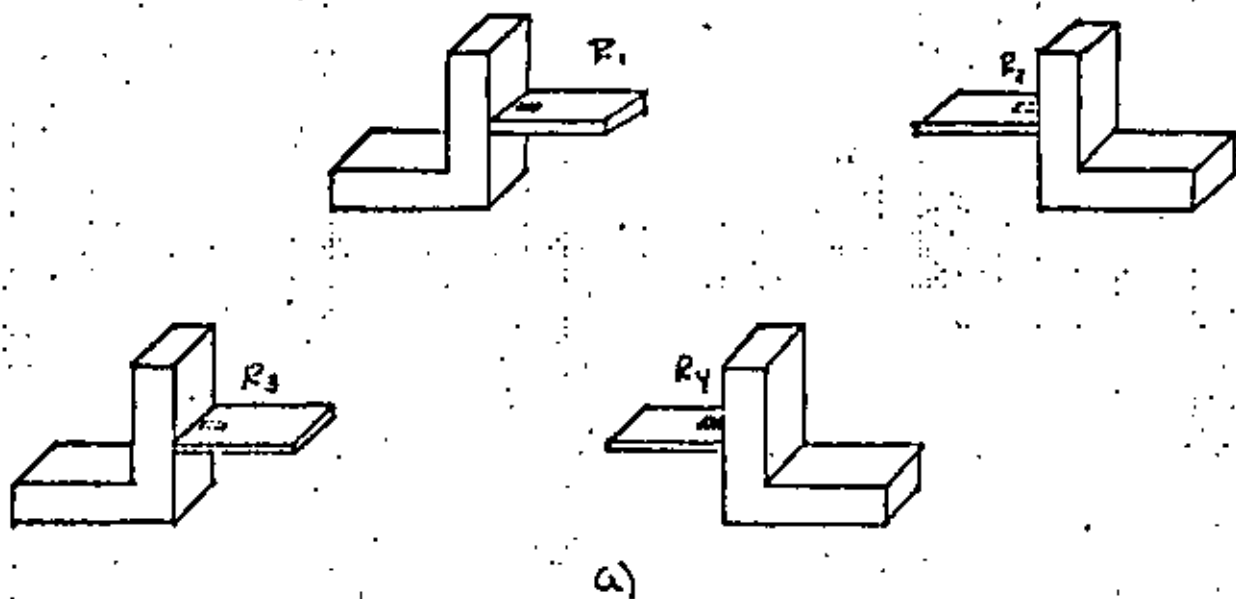
- Plataforma de madera o lámina, ambas con refuerzos de acuerdo a la capacidad de la báscula.
- Acondicionador de acuerdo al diagrama mostrado en la figura 2.28

#### PROCEDIMIENTO

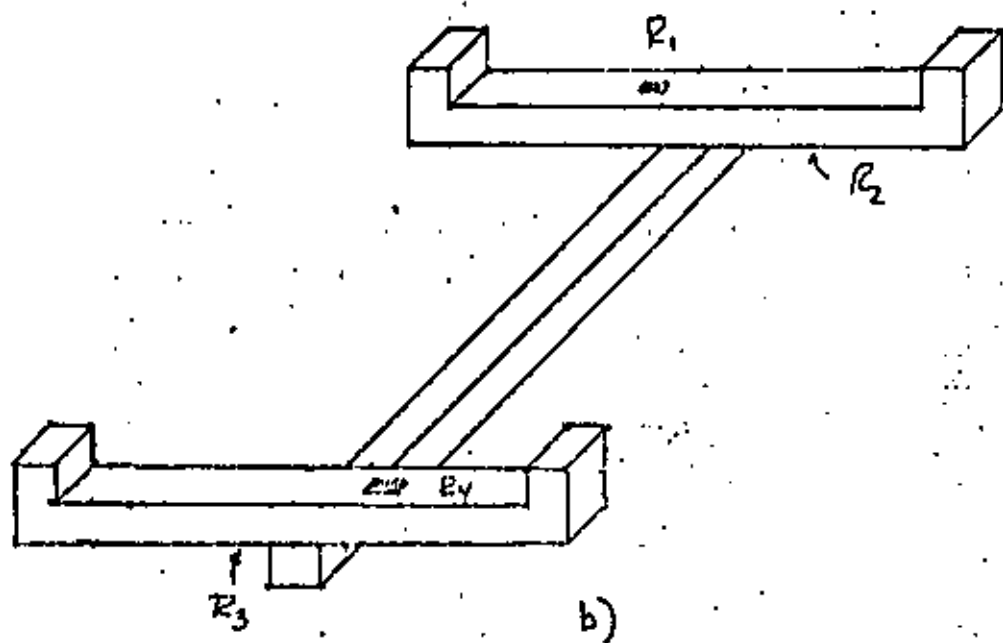
Los extensómetros se deberán instalar como se muestra en la figura,  $R_1$  y  $R_4$  en la cara superior de la viga y,  $R_2$  y  $R_3$  en la cara inferior para que trabajen en extensión y compresión respectivamente.

#### MONTAJE DE LOS EXTENSOMETROS

En una viga en cantiliver los máximos esfuerzos se presentan en la vecindad del empotramiento, por lo que los extensómetros deberán colocarse lo mas cerca posible. Sin embargo, no es conveniente



a)



b)

FIG. 2-27



te deformar el extensómetro mas allá de sus límites, así como tampoco se debe trabajar a altas deformaciones puesto que el puente de Wheatstone se comporta alinealmente cuando aquéllos se presentan, para trabajar dentro de un buen margen de seguridad, se puede tomar como deformación máxima 3000  $\mu$ train, lo cual se puede evaluar con la expresión (2-20), colocando el apoyo del peso conocido a diferentes distancias del empotramiento y midiendo el voltaje de salida  $e_o$  correspondiente.

Suponiendo que el peso a medir está uniformemente repartido entre los cuatro soportes, se tiene que en cada uno de éstos, se recibe el 25% de la carga, por lo que los extensómetros sometidos en tensión aumentarán su resistencia proporcionalmente y los sometidos a compresión la disminuirán de la misma manera, por lo que el puente de Wheatstone adquirirá el siguiente valor. Ver figura 2.29

$$e_o = V_1 - V_2 = \frac{V_{exc} \times 0.75R}{2.0R} - \frac{V_{exc} \times 1.25R}{2.0R}$$

Suponiendo que el peso no está centrado y que  $R_1$  y  $R_2$  sostienen el 60% de la carga en partes iguales y que  $R_3$  y  $R_4$  el 40% en la misma forma, se tiene (ver figura 2.30).

$$e_o = V_1 - V_2 = \frac{V_{exc} \times 0.8R}{2.1R} - \frac{V_{exc} \times 1.2R}{1.9R}$$

$$= 0.25 V_{exc}$$

Lo cual indica que aunque el peso esté descentrado, la lectura en la salida siempre será la misma, sin embargo, para fines prácticos se recomienda que permanezcan siempre al centro.

Para evitar los problemas anteriores, se instrumenta cada apoyo -- como celdas de carga independientes de tal manera que las cuatro -- salidas de los puentes de Wheatstone se sumen, como se muestra en la figura 2.31.



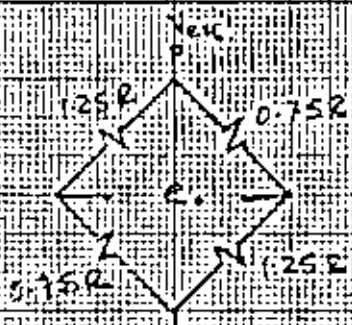


Fig. 2-29

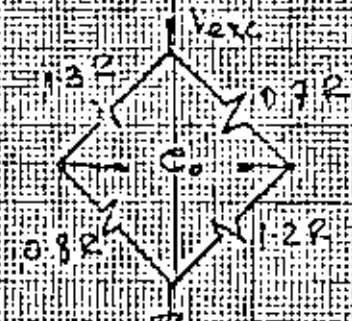


Fig. 2-30

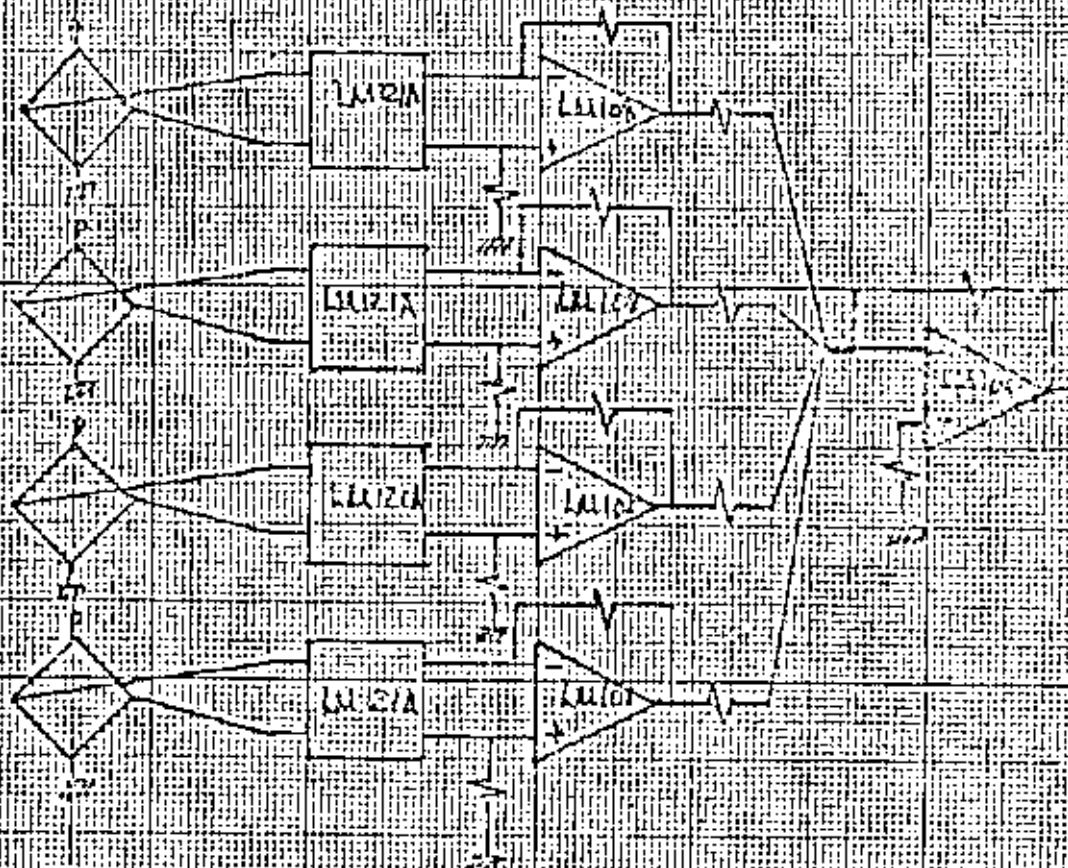


Fig. 2-31

En donde el tamaño del acondicionador se incrementa así como los -- costos (16 extensómetros).

### ACONDICIONADOR

Una de las alternativas mas simples para acondicionar la señal, se muestra en el diagrama de la figura 2.28, el cual consta de las siguientes etapas.

### OSCILADOR

Formado por el elemento LM119 con frecuencia de oscilación dada por

$$f = \frac{1}{2 \pi R C} \quad (2-39)$$

y que proporciona la excitación del puente, cuyo ajuste de voltaje se obtiene con el potenciómetro  $P_1$ , teniéndose a continuación un -- seguidor y etapa de salida push - pull para proporcionar ganancia de corriente. Así como también realiza la función de comando del -- switch analógico CD 4016.

### PUNTE DE WHEATSTONE

Consta de 4 extensómetros activos y una resistencia de calibración -- la cual proporciona un desbalance al puente y cuyo voltaje de salida  $V_0$ , se puede hacer coincidir con un peso de valor conocido. Así como consta también de un potenciómetro de ajuste a cero,  $P_2$ .

### ETAPA DE ENTRADA

La etapa de entrada deber ser de tipo diferencial, con alta impedancia de entrada, alta razón de rechazo en modo común y bajos cambios de corrientes de polarización por efectos de temperatura.

El elemento LM121A acoplado al LM108 logra los objetivos anteriores proporcionando una ganancia de 1000 y 2 V/°C en la salida del LM108.

#### ETAPA DE GANANCIA

El operacional OP<sub>1</sub> proporciona una etapa de amplificación más, con ganancias de amplificación definidas por la razón de R<sub>18</sub> a R<sub>14</sub> hasta R<sub>17</sub> para cuatro diferentes rangos de medición y con potenciómetros P<sub>5</sub> a P<sub>8</sub> de ajuste fino de ganancia para cada rango.

La impedancia del capacitor C<sub>2</sub> de módulo  $Z_c = (2\pi f c)^{-1}$  debe seleccionarse de tal manera que provoque una caída de voltaje de relación máxima de 1 a 10 con respecto a la resistencia R<sub>13</sub>. Las mismas consideraciones se deben de tomar en cuenta para la selección de C<sub>3</sub> y R<sub>19</sub>.

#### DEMODULADOR

El elemento CD 4016 es un switch analógico que funciona como rectificador comandado por la señal de salida del oscilador con amplitud regulada por el potenciómetro P<sub>9</sub> a V<sub>cc</sub> y V<sub>ss</sub> que son los voltajes de polarización del circuito integrado CD 4016 donde V<sub>cc</sub> = 7.5 volts máximo y V<sub>ss</sub> = -7.5 V max.

#### FILTRO PASA BAJO

Los amplificadores operacionales OP<sub>2</sub> y OP<sub>3</sub> forman el filtro pasa-bajo Butterworth de cuarto orden, en donde es conveniente que R<sub>21</sub>, R<sub>22</sub>, R<sub>25</sub> y R<sub>26</sub> sean iguales a R y C<sub>4</sub> = C<sub>5</sub> = C<sub>6</sub> = C<sub>7</sub> = C.

En estas condiciones la frecuencia de corte estará dada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

Para calcular la ganancia a frecuencia cero de cada amplificador operacional  $Av_{o1} = 1 + \frac{R_{24}}{R_3}$  y  $Av_{o2} = 1 + R_{27}/R_{28}$  de OP<sub>2</sub> y OP<sub>3</sub> respectivamente, se debe tomar en cuenta que cada uno es de segundo orden con función de transferencia

$$\frac{V}{V_e} = Av_o \frac{(1/RC)^2}{s^2 + \left(\frac{3 - Av_o}{RC}\right)s + \left(\frac{1}{RC}\right)^2}$$

$$= Av_o \frac{1}{(s/\omega_o)^2 + 2K\left(\frac{s}{\omega_o}\right) + 1} \quad (2-40)$$

donde K es el factor de amortiguamiento.

$$y \quad 3 - Av_o = 2K$$

Los factores de amortiguamiento están evaluados en los polinomios normalizados de Butterworth y que para este caso de cuarto orden - el polinomio es

$$P(s) = (s^2 + 0.765s + 1) (s^2 + 1.848s + 1)$$

siendo  $2K_1 = 0.765$  y  $2K_2 = 1.848$  para OP<sub>2</sub> y OP<sub>3</sub> respectivamente.

$$\text{Por tanto, } Av_{o1} = 3 - 0.765 \quad y \quad Av_{o2} = 3 - 1.848$$

$$= 2.235 \quad \quad \quad = 1.152$$

#### ETAPA DE SALIDA

Esta formada esencialmente por P<sub>3</sub> y P<sub>4</sub> y la finalidad es proporcio-

nar mayor corriente de salida.

95 se activa cuando  $R_{32}$  sensea un exceso de corriente mandando a la región de corte a  $Q_3$  y  $Q_4$ , por lo que constituye una protección contra corto circuito. Por otra parte,  $R_{30}$  y  $R_{31}$  constituyen la malla de polarización.

## 2.11.2 CONTROL DE VELOCIDAD EN MOTOR DE DC.

En el diagrama de la figura 2.32 se tiene un sistema de control de velocidad de motor de DC por medio de un transductor de velocidad-TV componiéndose de los siguientes módulos.

### MODULO DE POTENCIA

Alimentación trifásica de 220 V entre fases a 60 Hz y puente rectificador de rueda completa controlado por los tiristores  $Q_1$ ,  $Q_3$  y  $Q_5$ , 3 bobinas  $L_1$ ,  $L_2$  y  $L_3$  para limitar los cambios bruscos de corriente y tres redes de amortiguamiento para limitar los cambios bruscos de voltaje  $V_k$  en los tiristores, así como tres diodos  $D_2$ ,  $D_4$  y  $D_6$  como complemento del puente.

El motor es de DC con 300 volts de alimentación máxima de 150 HP y 4050 RPM máximas.

### CONTROL DE DISPARO

Formado por los transformadores  $T_1$  y  $T_2$  los cuales proporcionan aislamiento del circuito de control al módulo de potencia, fuente de corriente  $Q_2$  y  $Z_1$ , que alimenta al capacitor  $C_4$  proporcionando una rampa y cuya descarga se realiza cuando se activa  $Q_1$  comandado por el comparador LM119 en el medio ciclo positivo.

La rampa generada por  $C_4$  se compara con el voltaje de realimentación  $V_f$  en las entradas del segundo comparador LM119, obteniéndose

# CONTROL DE MOT DE DC.

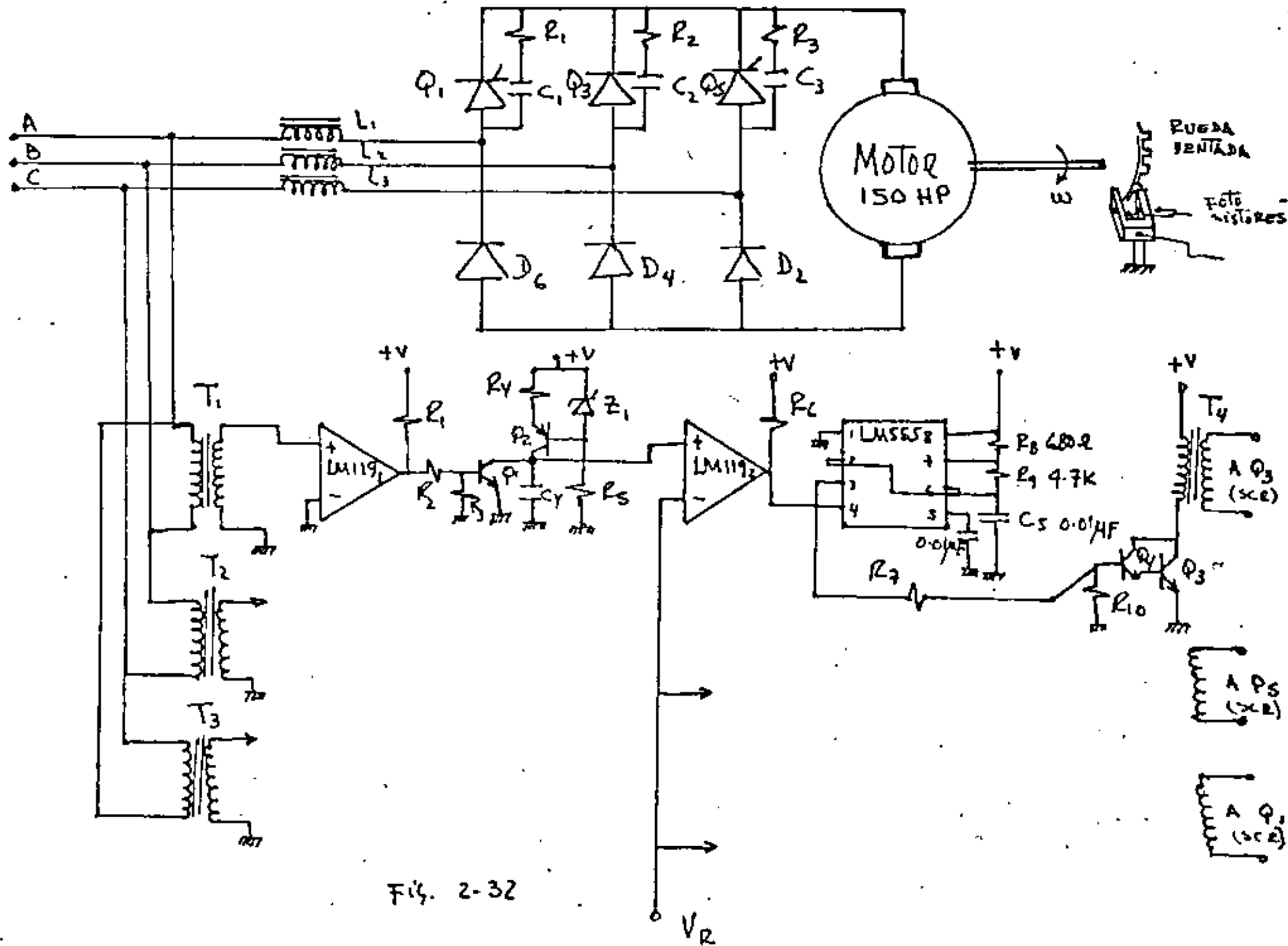


Fig. 2-32

$V_R$

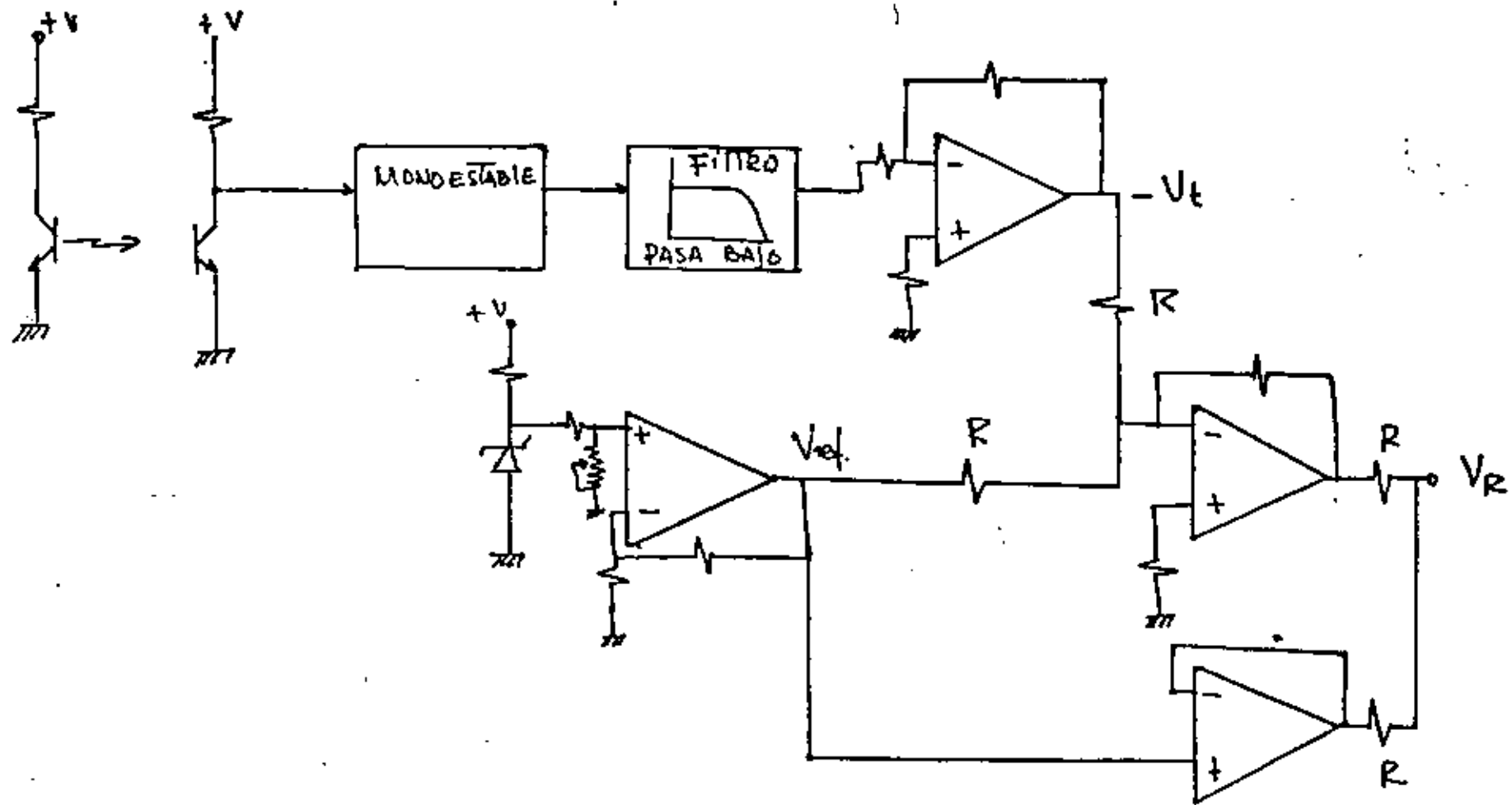


Fig. 2.32 cont.

en la salida un ancho de pulso controlado y activando, cuando dicho pulso existe, la oscilación de LM555 y por tanto el encendido y apagado del darlington formado por Q<sub>3</sub> y Q<sub>4</sub> que tiene como carga al transformador T<sub>4</sub>.

La salida de T<sub>4</sub> dispara la compuerta del tiristor Q<sub>3</sub>.

Para disparar se tendría que hacer con las fases B-C y Q<sub>1</sub> con las fases C-A.

### TRANSDUCTOR DE VELOCIDAD

El transductor de velocidad esta formado esencialmente por una rueda dentada con ancho de diente igual al claro de la ventana y debe contener el mayor número de dientes posibles para manejar señales de alta frecuencia con el fin de disminuir rizo en el filtrado, dicha rueda debe estar montada en la flecha del motor. Consta también de dos fototransistores, (emisor y receptor de luz), los cuales generan la onda cuadrada cuando la luz pasa por las ventanas y se interrumpe con los dientes de la rueda; un monoestable para proporcionar siempre el mismo ancho de pulso; filtrado de segundo orden y operacionales para proporcionar el voltaje de realimentación  $V_R$  a partir del voltaje de referencia  $V_{ref}$  y el generado por el voltaje del transductor  $V_t$ .

#### 2.11.3 MEDIDA DE POTENCIA INSTANTANEA EN LA FLECHA DE UN MOTOR

La combinación de los transductores anteriores nos puede producir un sistema de medición de potencia instantánea en la flecha de un motor, para lo cual se utilizará un acondicionador del tipo de la balanza electrónica pero con la configuración de la figura 2-10 a), que sirve para medir par en la flecha y el transductor de velocidad visto en el ejemplo anterior.

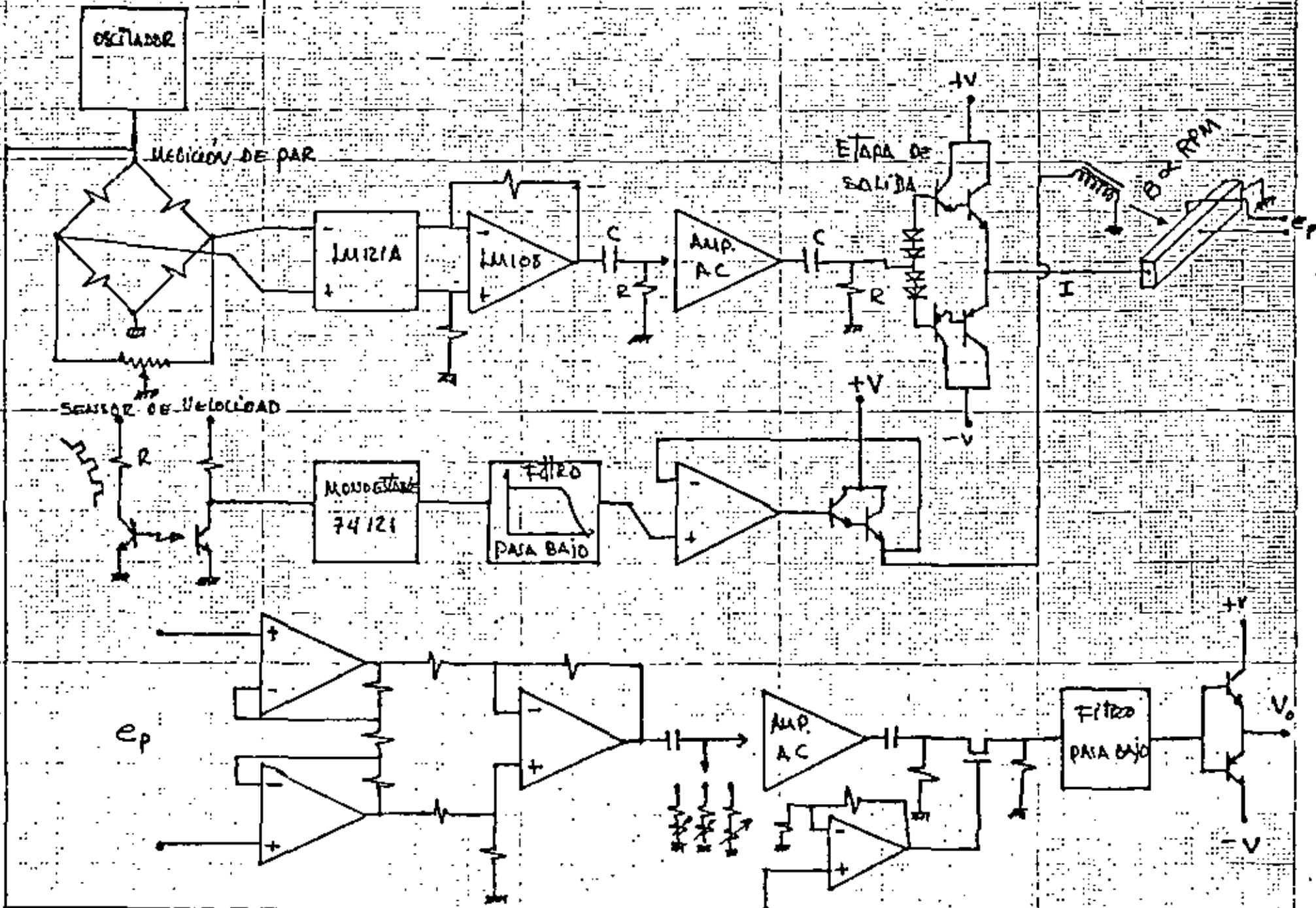


Para no repetir los diagramas antes vistos, la figura 2.33 muestra a bloques el sistema de medición en donde el transductor multiplicador es de efecto Hall y cuyo voltaje de salida es proporcional - al flujo producido por la bobina  $B_1$  multiplicado por la corriente de excitación  $I$  de acuerdo a la expresión (2-38).

Para este caso el flujo  $B$  es directamente proporcional al voltaje de salida del transductor de velocidad y la excitación del transductor de efecto Hall al voltaje de salida del puente de Wheatstone sensor del par en la flecha.

El voltaje de salida del transductor de efecto Hall a su vez es -- acondicionado como se muestra en la figura.

FIG. 2-33 - MEDICIÓN DE POTENCIA EN LA FLECHA.



## BIBLIOGRAFIA

- 1.- DISEÑO Y APLICACION DE SISTEMAS DE MEDICION  
Ernest O. Doebelin,  
Diana.
- 2.- EXPERIMENTAL METHODS FOR ENGINEERS  
J.P. Holman,  
McGraw-Hill.
- 3.- SOLUTIONS OF ENGINEERING PROBLEMS BY DINAMICAL ANALOGIES  
Harry F. Olson,  
A.S.L.
- 4.- ELECTROACOUSTICS MICROPHONES, EARPHONES AND LOUDSPEAKERS  
M.L. Gayford,  
Standard Telephones and Cables.
- 5.- ACCELEROMETERS INSTRUCTIONS AND APPLICATIONS  
Bruel & Kjaer.
- 6.- MECHANICAL VIBRATION AND SHOCK MEASUREMENTS  
Jens Trampe Broch,  
Bruel & Kjaer
- 7.- ENSAYOS Y MEDIDAS MECANICAS EN DINAMICA FERROVIARIA  
Asociación de Investigación de Transporte  
Madrid, España.
- 8.- THE STRAIN GAGE PRIMER  
C.C. Perry,  
H.R. Lissner,  
McGraw-Hill.
- 9.- APPLICATION OF B&K EQUIPMENT TO STRAIN MEASUREMENTS.  
John Vaughan,  
Bruel & Kjaer.
- 10.- HANDBOOK OF TRANSDUCERS FOR ELECTRONIC MEASURING SYSTEMS  
Harry R. Norton,  
Prentice-Hall.



DIVISION DE EDUCACION CONTINUA  
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

- 4.2 INSTRUMENTOS DE ANALISIS
- 4.3 GENERADORES DE SEÑALES
- 4.4 CONTADORES Y MEDIDORES DE TIEMPO

ING. JOSE SERRANO VILLEGAS  
Marzo, 1984

## 4.2 INSTRUMENTOS DE ANALISIS

### 4.2.1 Osciloscopio

El elemento principal de un Osciloscopio es el tubo de rayo catódicos (TRC) y la parte restante del osciloscopio son circuitos que hacen trabajar al TRC. Fundamentalmente, el TRC produce un haz de electrones enfocado agudamente, el cual se mueve a una velocidad muy alta. El haz viaja desde su fuente hasta el frente del TRC, donde golpea a una pantalla recubierta de material fluorescente produciendo un pequeño punto luminoso en ella.

En la figura (4.2.1) se muestra la estructura básica de un TRC.

Sus principales componentes son:

#### 1. Cañón Electrónico

Los electrones se emiten por un cátodo calentado indirectamente. El cátodo está rodeado por un cilindro metálico llamado reja de control, el cual tiene un orificio por donde pasan los electrones. La magnitud de la corriente de electrones se puede variar con el control de intensidad del Osciloscopio. Dicho control varia el potencial negativo, respecto al del cátodo, aplicado a la reja.

Los electrones que pasan por el orificio son acelerados por el alto potencial positivo aplicado a dos ánodos aceleradores. Dichos ánodos están separados por un ánodo de enfoque el cual también se le aplica potencial positivo, pero su magnitud es menor al de los de aceleración.

Los 3 ánodos son de forma cilíndrica, con pequeños orificios en el centro, lo cual permite acelerar y enfocar el haz lo necesario para producir un punto fino en la pantalla.

El segundo ánodo acelerador se conecta internamente a un recubrimiento que le hace el TRC llamado Aquadag. El propósito de este recubrimiento es atraer los electrones que resultan del choque del haz en la pantalla (emisión secundaria), evitando así que se reduzca la velocidad del haz.

#### 2. Placas Deflectoras

Al salir el haz del cañón pasa por 2 pares de placas deflectoras, una para deflexionar el haz en el eje horizontal y otra para el eje vertical.

La magnitud de la desviación del haz depende de varios factores, los principales son:

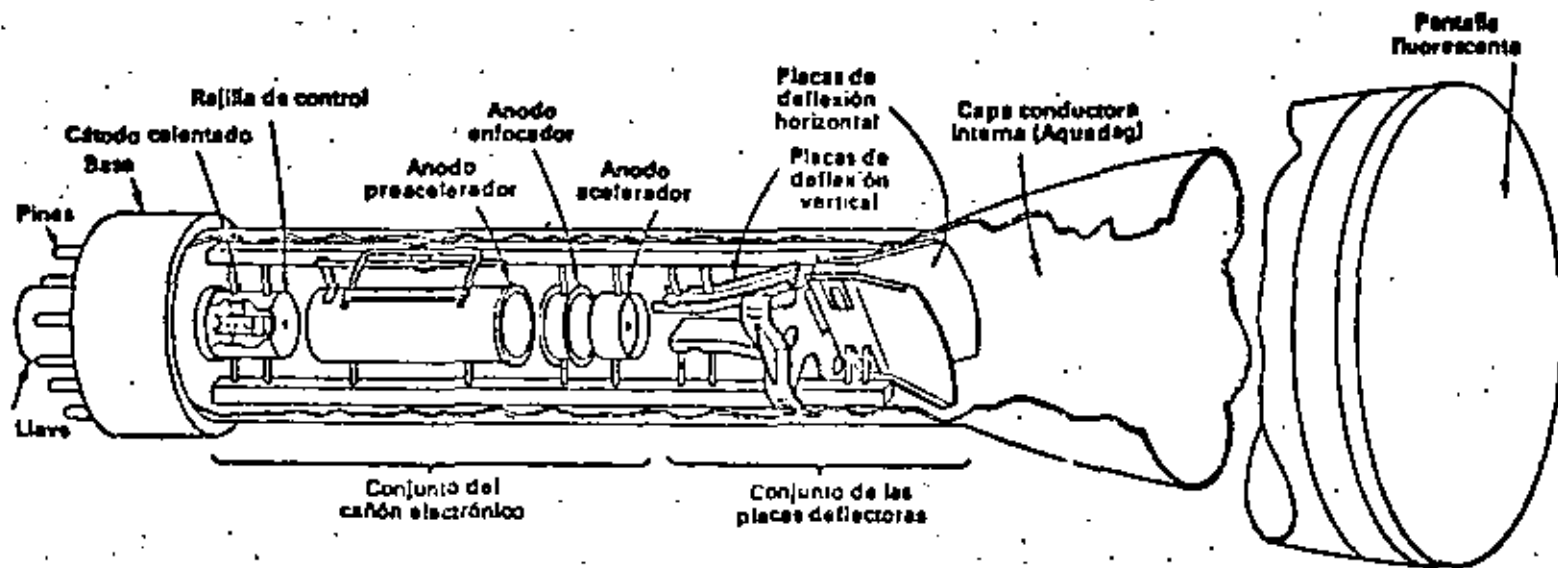


Fig. 4.2.1.- Estructura interna de un Tubo de Rayos Catódicos.-

Las dimensiones físicas del conjunto desviador y su situación respecto a la pantalla, el potencial que se les aplica, así como el que se aplica al sistema de aceleración.

En un sistema simple de desviación, representado en la figura (4.2.2), la distancia  $a$  que se desplaza el haz respecto al centro de la pantalla se puede calcular con la ecuación (4.2.1).

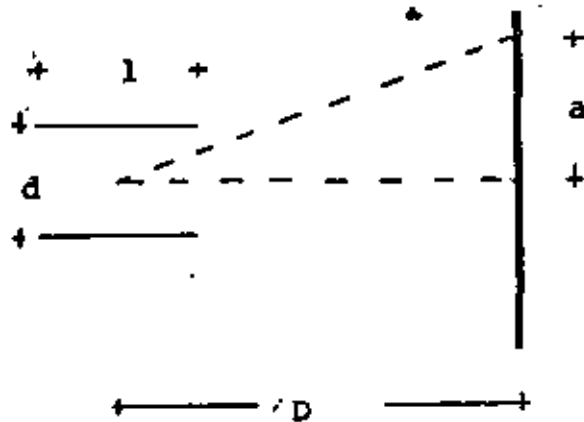


Fig. (4.2.2) Sistema de desviación.

$$a = k \frac{Dl}{d} \frac{V_d}{V_a} \quad (4.2.1)$$

Siendo  $D$ , la distancia que hay entre el centro del sistema desviador y la pantalla;  $l$ , la longitud de las placas;  $d$ , la separación de las placas;  $V_d$ , la diferencia de potencial entre las placas,  $V_a$ , el potencial de aceleración.

La ecuación (4.2.1) indica que para un potencial de aceleración  $V_a$  dado, y para las dimensiones particulares del TRC de que se trate la deflexión del haz sobre la pantalla es directamente proporcional a la diferencia de potencial,  $V_d$ , entre las placas. Esta proporcionalidad directa indica que el tubo se puede usar como un indicador lineal de potencial.

La sensibilidad de deflexión  $S$  de un TRC se define como la cantidad de deflexión sobre la pantalla, en mm/Volt.

De la ecuación (4.2.1) se obtiene:

$$S = \frac{a}{V_d} = \frac{Dl}{2dV_a} \quad (\text{mm/Volt}) \quad (4.2.2)$$

Como se observa en la ecuación (4.2.2), la sensibilidad del TRC es independiente del potencial de deflexión  $V_d$ , y varía inversamente con el potencial de aceleración. Así aunque con un potencial de aceleración muy alto se logró una imagen más brillante, será necesario una diferencia de potencial  $V_d$  mayor, para una deflexión determinada.

El factor de deflexión  $G$  de un TRC es el inverso de la sensibilidad  $S$  y típicamente varía de 10 Volts/cm., a 100 Volts/cm.

Así, si se tiene un tubo cuyo radio es igual a 5 cm. para máxima deflexión se requerirá de un potencial de 50 Volts a 500 Volts, dependiendo del TRC de que se trate.

Conociendo las necesidades del TRC es posible deducir los circuitos necesarios para hacer trabajar el TRC:

Se requiere una fuente de alto voltaje para los elementos del cañón electrónico.

La señal a analizar se aplica a las placas de deflexión vertical y puede ser de unos cuantos milivolts a varios cientos de Volts, así que se requerirá un atenuador y un amplificador que entregue la amplitud adecuada a las placas.

Con el fin de poder desplegar la señal en el tiempo, en las placas de deflexión horizontal, se aplica una rampa de duración conocida. Así que entonces es necesario un circuito que genere la rampa y un amplificador para que le de la amplitud adecuada.

Cuando se tiene para analizar una señal periódica, es posible obtener un trazo estable, si se sincroniza el generador de la rampa con la señal de entrada.

Es necesario, por otro lado, aplicar una señal de borrado al tubo, para evitar que se vea el retroceso del haz.

En la fig. (4.2.3), se muestra el diagrama a bloques del circuito del Osciloscopio básico descrito.



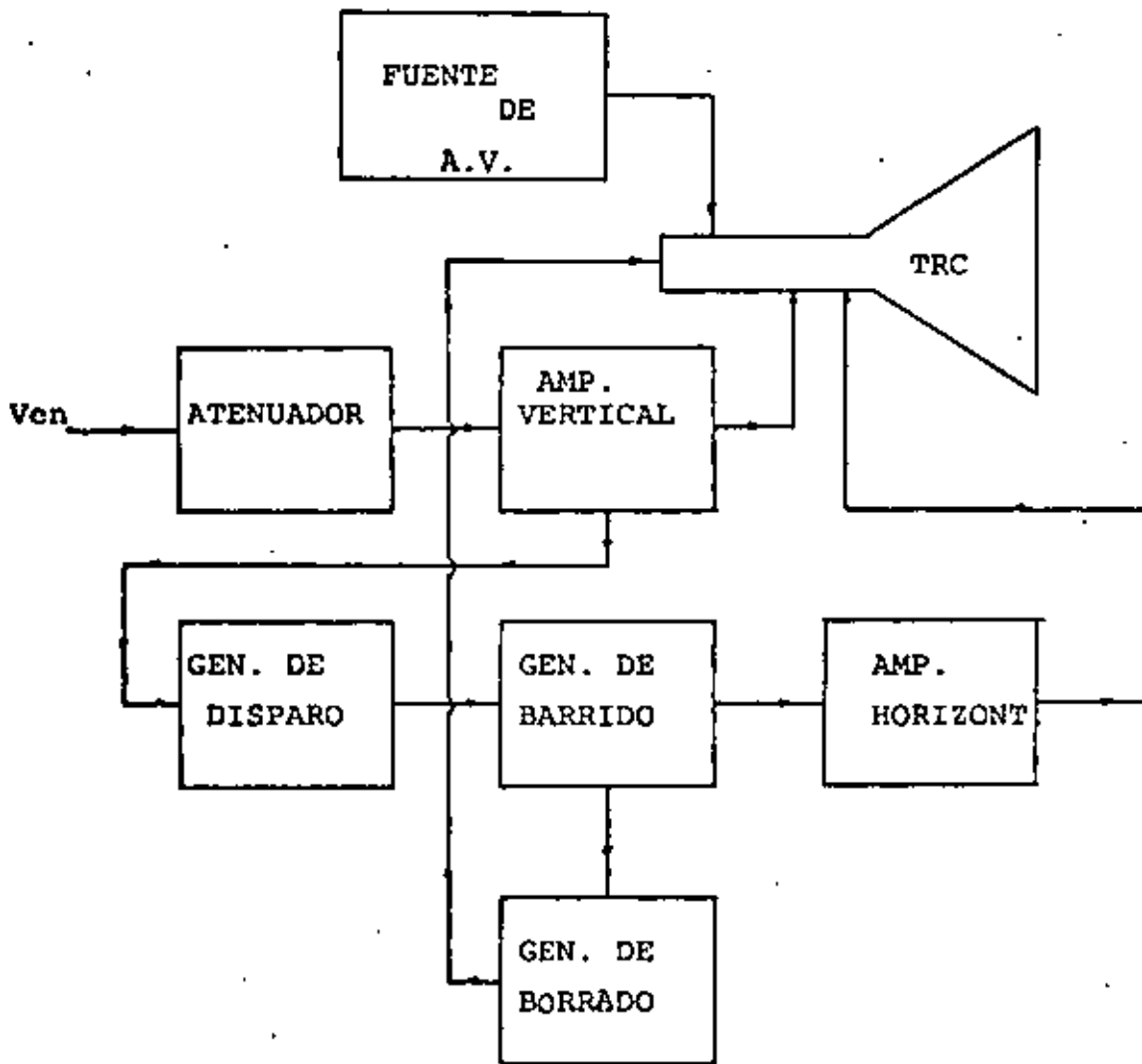


Fig. (4.2.3) Diagrama a bloque de un Osciloscopio Básico

## OSCILOSCOPIO DE DOBLE TRAZO

La capacidad de un sólo trazo del TRC convencional se puede modificar para reproducir señales simultáneamente introduciendo un circuito conmutador que permita elegir una de dos señales provenientes de dos preamplificadores verticales.

Hay dos formas de realizar la elección:

El modo alternado en el cual durante un barrido completo se exhibe en la pantalla un canal y en el siguiente barrido se exhibe el otro canal. Y el modo de muestreo (Chopped) en el cual en cada barrido se toman muestras de cada canal en una razón, determinadas por una señal, llamada de muestreo, con una frecuencia que varía dependiendo del aparato particular de que se trate.

Los circuitos que se requieren para realizar las funciones anteriores son:

- a) Un circuito que permita seleccionar uno de los dos modos.
- b) Un circuito que realice la elección, dependiendo del modo seleccionado.
- c) Un circuito que genere la señal de muestreo.

En la figura (4.2.4) se muestra el diagrama a bloques del Osciloscopio "Hewlett Packard" Modelo 1220A.

Como se puede observar se tienen los circuitos mencionados anteriormente, más algunos otros que son:

El separador de sincronía de TV.

Este circuito se utiliza cuando se desea observar la señal de video de TV. Su función es discriminar la señal de video y permitir el paso de los pulsos de sincronía horizontal, cuando se desea observar una línea o bien permite el paso de los pulsos de sincronía vertical cuando se desea observar un campo; generando así el pulso de disparo con dichos pulsos de sincronía.

El circuito generador de onda cuadrada de 2 KHz cuya señal se utiliza para checar que el aparato está funcionando.

Un circuito amplificador que se utiliza en el caso que se desee generar el disparo con una señal externa.

También se tiene una línea de retardo de aproximadamente 60 segundos, cuya función se explicará posteriormente.

En la figura (4.2.4), se muestra un diagrama a bloques más detallado del mismo aparato.

En la figura (4.2.5), se muestra un diagrama a bloques del Osciloscopio "Tektronix" Modelo 246G.

En este aparato se tienen un generador de disparo y un generador de barrido, así como un amplificador del eje Z.

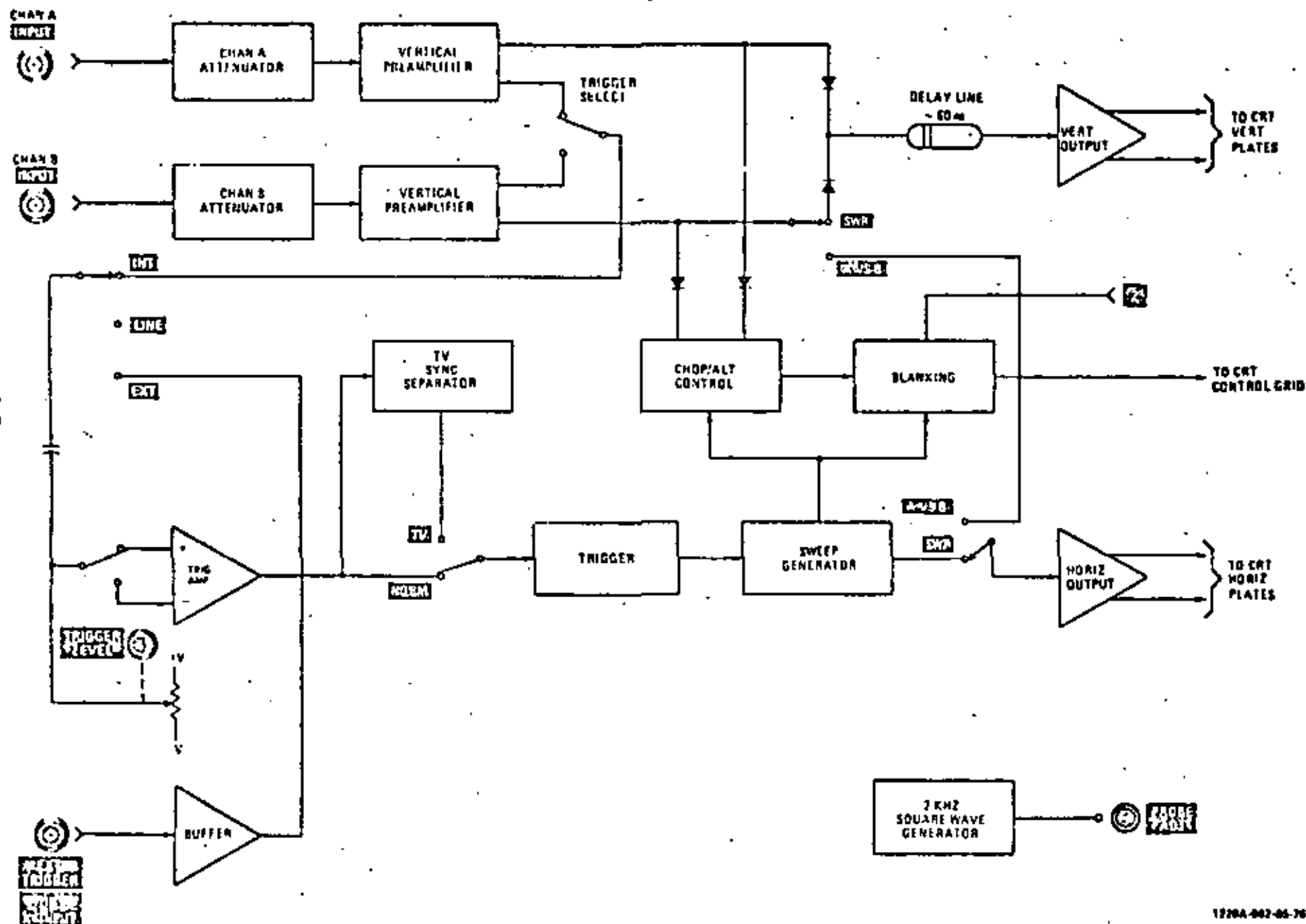
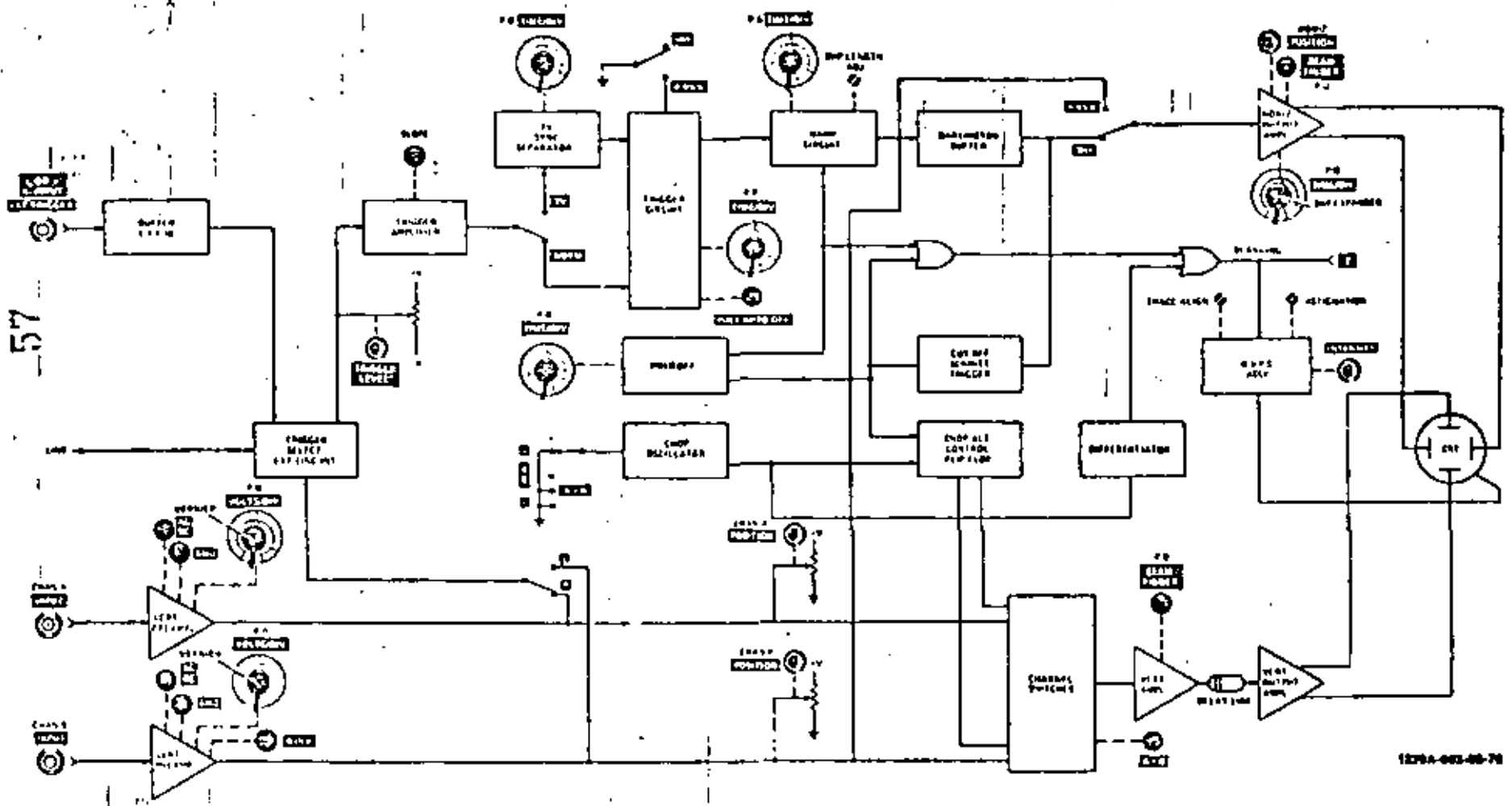


Figura 4.2.4

Di grama a Bloques Simplific do.

95

57



1270A-003-00-70

Figura 4.2.4.a Diagrama a Bloques Funcional.

57

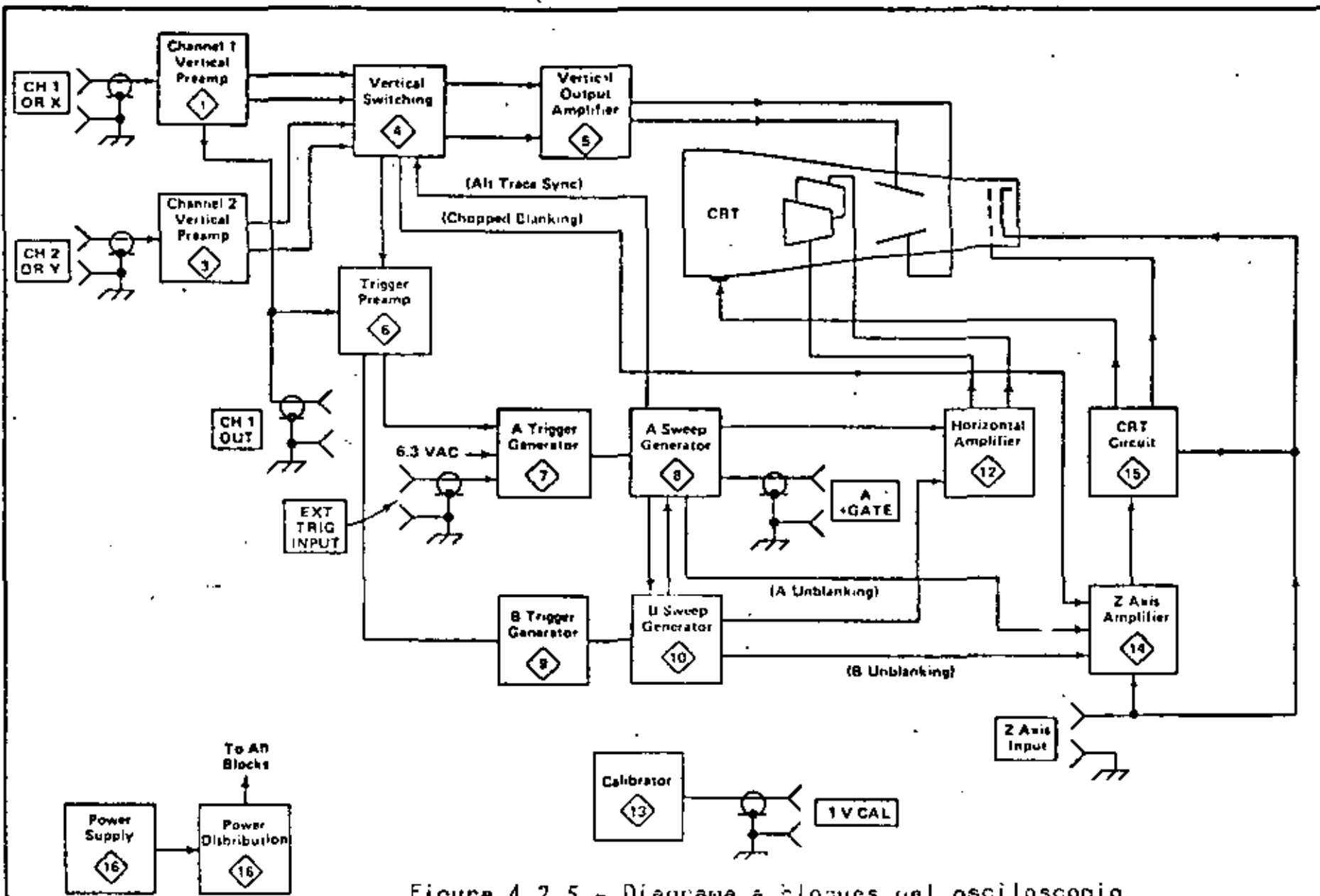


Figura 4.2.5.- Diagrama a bloques del osciloscopio Tektronix mod. 246g.

La función del generador de disparo y del barrido son los que generan un barrido que se superpone al principal, con el fin de intensificar una determinada zona de la señal a analizar. El amplificador de eje Z recibe las señales de borrado de ambos generadores y las pasa al circuito de TRC, para que se apliquen a la reja de control del tubo.

### Descripción de los Circuitos

Como la función básica de los circuitos ya se describió anteriormente en esta sección, únicamente se resaltarán algunos detalles de importancia en algunas etapas.

### Amplificadores de las Placas de Deflexión

Los potenciales de desviación se pueden aplicar de dos posibles formas a las placas:

En la forma llamada desviación simétrica, se aplican de modo tal que los potenciales de las dos placas de cada par sean simétricas; o en la forma asimétrica en la cual una placa de cada par se conecta al punto común del circuito del TRC, aplicándose los potenciales de desviación a la otra placa de cada par. En esta disposición, el campo existente entre las dos placas no es simétrico respecto al punto común.

La desviación asimétrica requiere de un circuito más sencillo que la simétrica, sin embargo, tiene el inconveniente de que las mediciones con él efectuadas, no son tan exactas, como las que proporciona el sistema simétrico, además de que el trazo está sujeto a distorsión trapezoidal, la cual se debe a la interacción de las placas de deflexión horizontal y vertical, ya que de hecho tienen un punto en común.

### Línea de Retardo

Comparando los circuitos de deflexión vertical y horizontal en los diagramas a bloques, se observa que la señal horizontal se inicia por medio de la señal de entrada aplicada a los circuitos de deflexión vertical. El proceso de la señal en la sección horizontal consiste en generar y formar un pulso disparador que arranque el generador de barrido; cuya salida se amplifica y posteriormente se aplica a las placas de deflexión horizontal. Todo este proceso causa que la señal de la sección horizontal llegue a las placas con un retardo con respecto a la llegada de la señal a las placas de deflexión vertical, así que si se quiere observar el inicio de la señal a analizar es necesario intro

ducir un retardo en el amplificador vertical y su duración depende del aparato particular de que se trate. Algunos equipos además de la línea de retardo introducen también una red de igualación de fase, cuyo propósito es compensar el cambio de fase que sufre la señal en la línea de retardo.

En la figura (4.2.6), se muestra el amplificador vertical del Osciloscopio "Hewlett Packard" Modelo 1220, y en la figura (4.2.7) se muestra el de salida horizontal del mismo aparato.

En la figura (4.2.8) se muestra el amplificador vertical del Osciloscopio "Tektronix", y en la figura (4.2.8) se muestra el de salida horizontal del mismo aparato.

### Fuente de Alta Tensión

Este circuito también es llamado Circuito del TRC.

Cuando se trabaja con circuitos que tienen bulbos, normalmente se aplica potencial positivo a la placa con respecto al que se aplica al cátodo.

En el caso del TRC es diferente los ánodos de aceleración se polarizan con un potencial cercano al del punto común o tierra; mientras que al cátodo se aplica un alto potencial negativo.

El segundo ánodo del TRC debe de estar aproximadamente al mismo potencial que las placas de deflexión a fin de impedir el desarrollo de campos electrostáticos entre el ánodo y las placas, las cuales causarían trastornos en la trayectoria del haz. Así que si el ánodo estuviera a un alto potencial positivo, entonces también las placas tendrían que estar así, lo cual causaría demasiados problemas en el diseño de los circuitos de excitación de las placas.

En la figura (4.2.10), se muestra el circuito de TRC para el "Hewlett Packard" Modelo 1220.

En la figura (4.2.11), se muestra el circuito de TRC para el "Tektronix" Modelo 246 y en la figura (4.2.12), se muestra el amplificador del eje Z.

### Generador de Disparo

Hay varios modos de generar la señal de disparo.

#### a) Interno.

En este caso se utiliza la señal a analizar para la generación del pulso.

#### b) Externo.

Se cuenta en el Osciloscopio con un conector, al cual se le

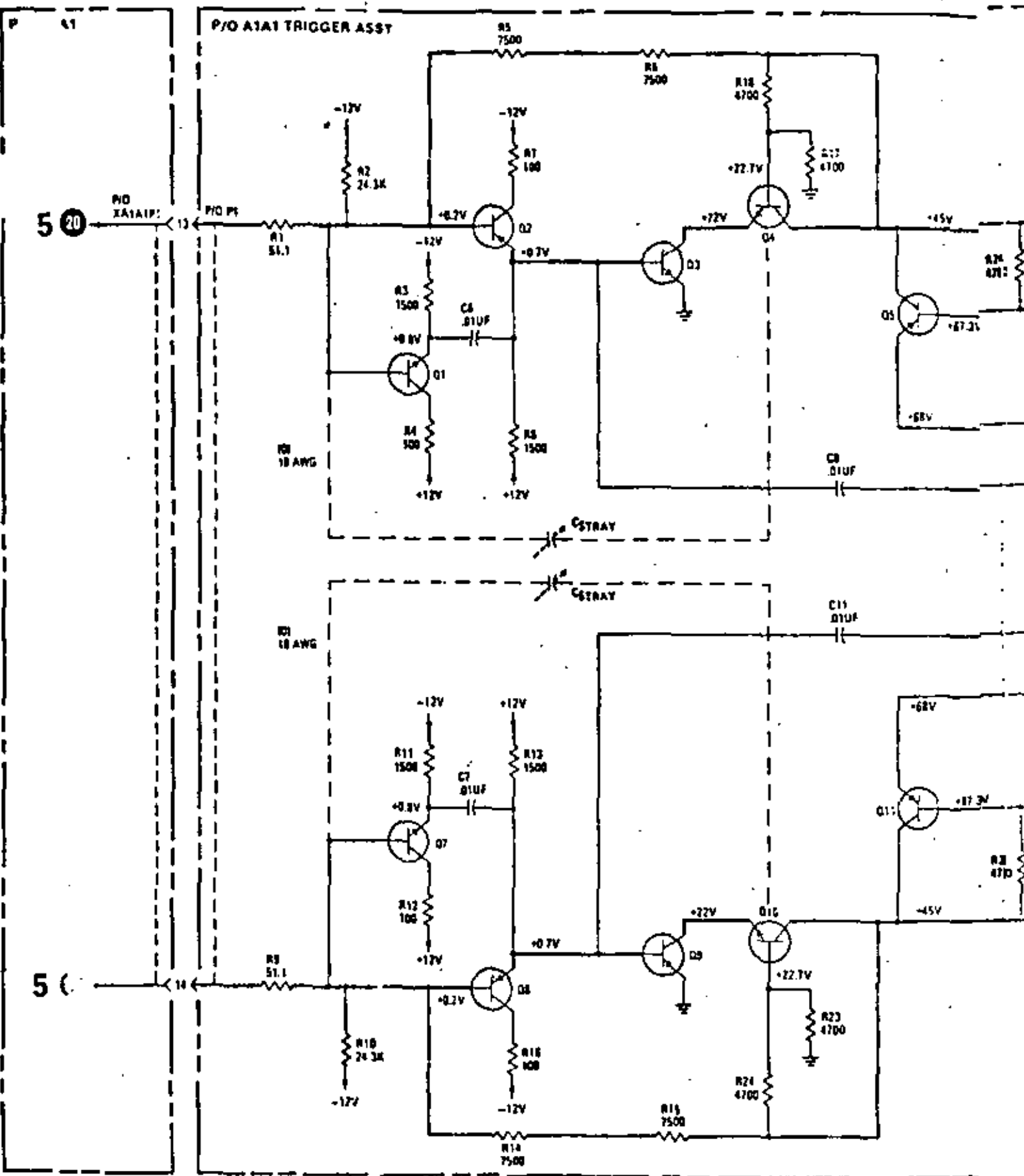


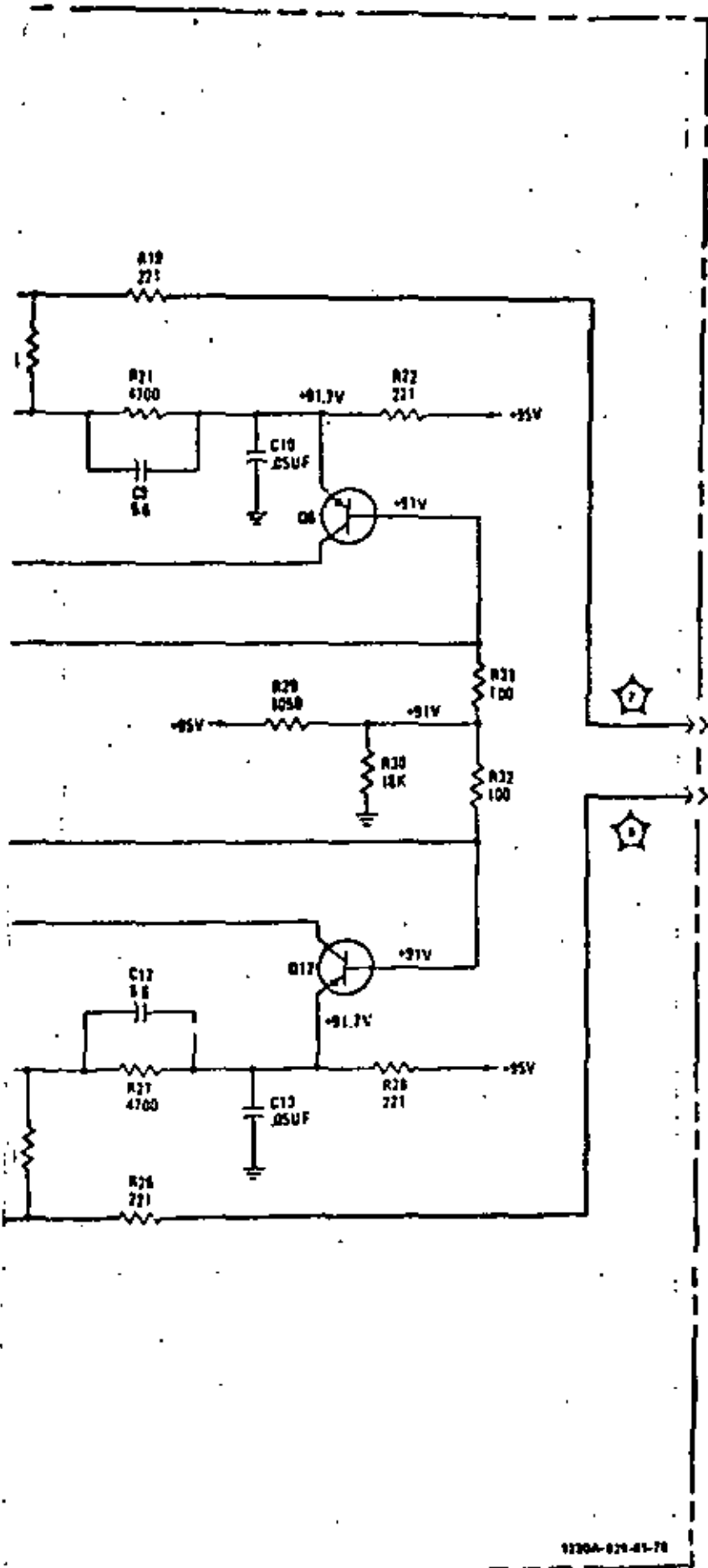


60-A

1220A

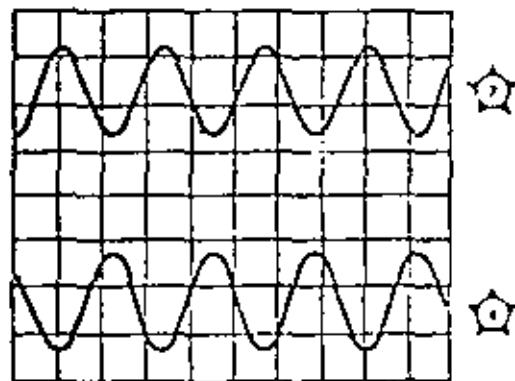
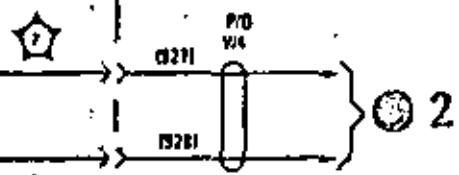
Figura 4.2.1 - Amplificador de Salida Vertical del A.P. 1220





WAVEFORM MEASUREMENT CONDITIONS  
SCHEMATIC 6

1. Set front-panel controls in accordance with paragraph 5-9, Section V, except as follow:  
TIME/DIV ..... 0.2 ms/div
2. Set monitor oscilloscope VOLTS/DIV and TIME/DIV controls as indicated under waveform(s).
3. Apply a 2-kHz, 0.6-V p-p sine wave to channel A INPUT connector.



20 V/div  
0.2 ms/div

PARTS ON THIS SCHEMATIC

P/O A1A1	CHASSIS
C6-18	P/O W4
Q1-12	
R1-32	
U1	

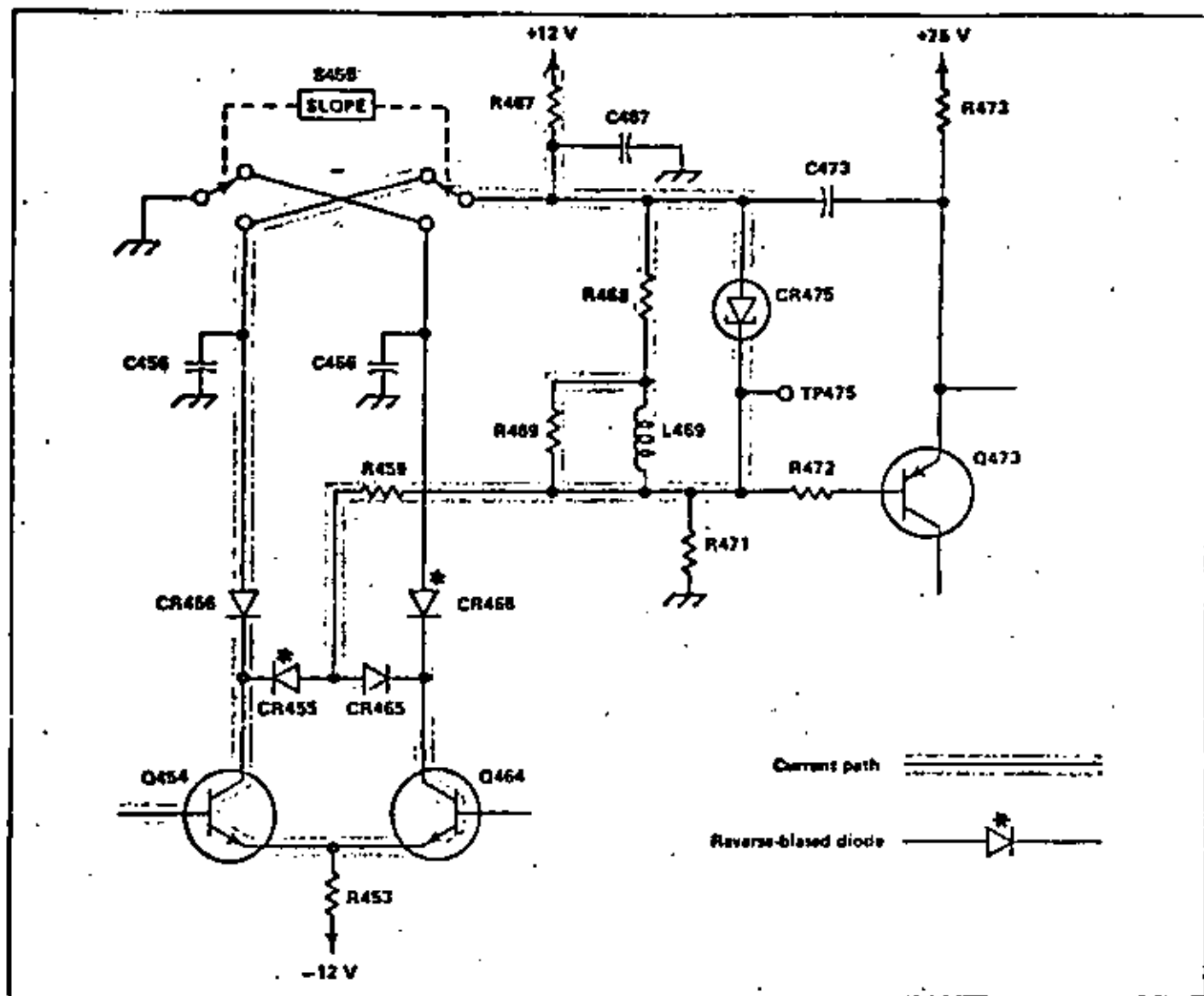


Figura 4.2.15 · Circuito Simplificado donde se observa la Acción del Conmutador de Pendiente del Osciloscopio "Tektronix".

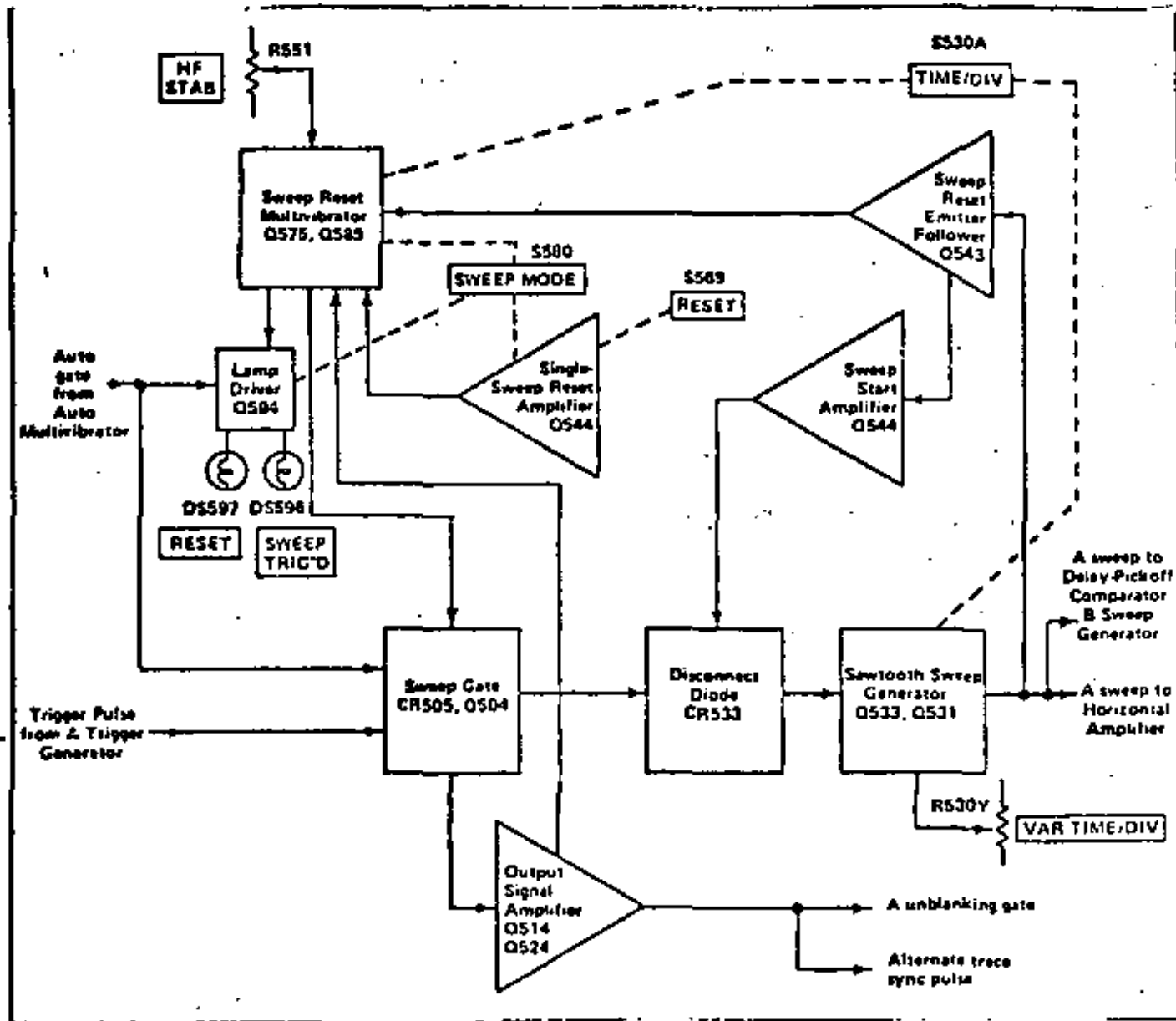


Figura 4.2.16

Diagrama a.Bloques del Generador de Barrido del Osciloscopio "Tektronix".

63 A

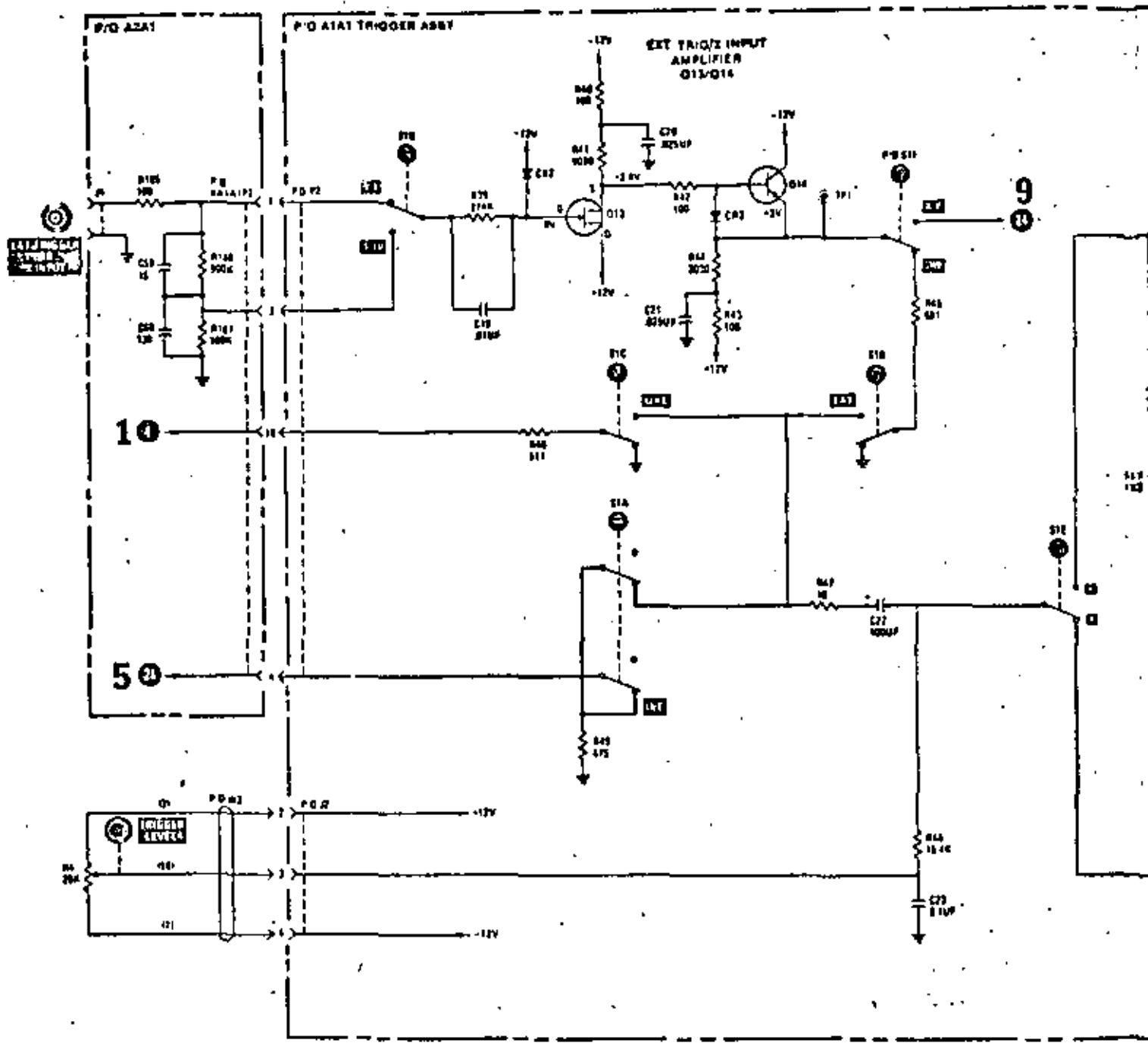
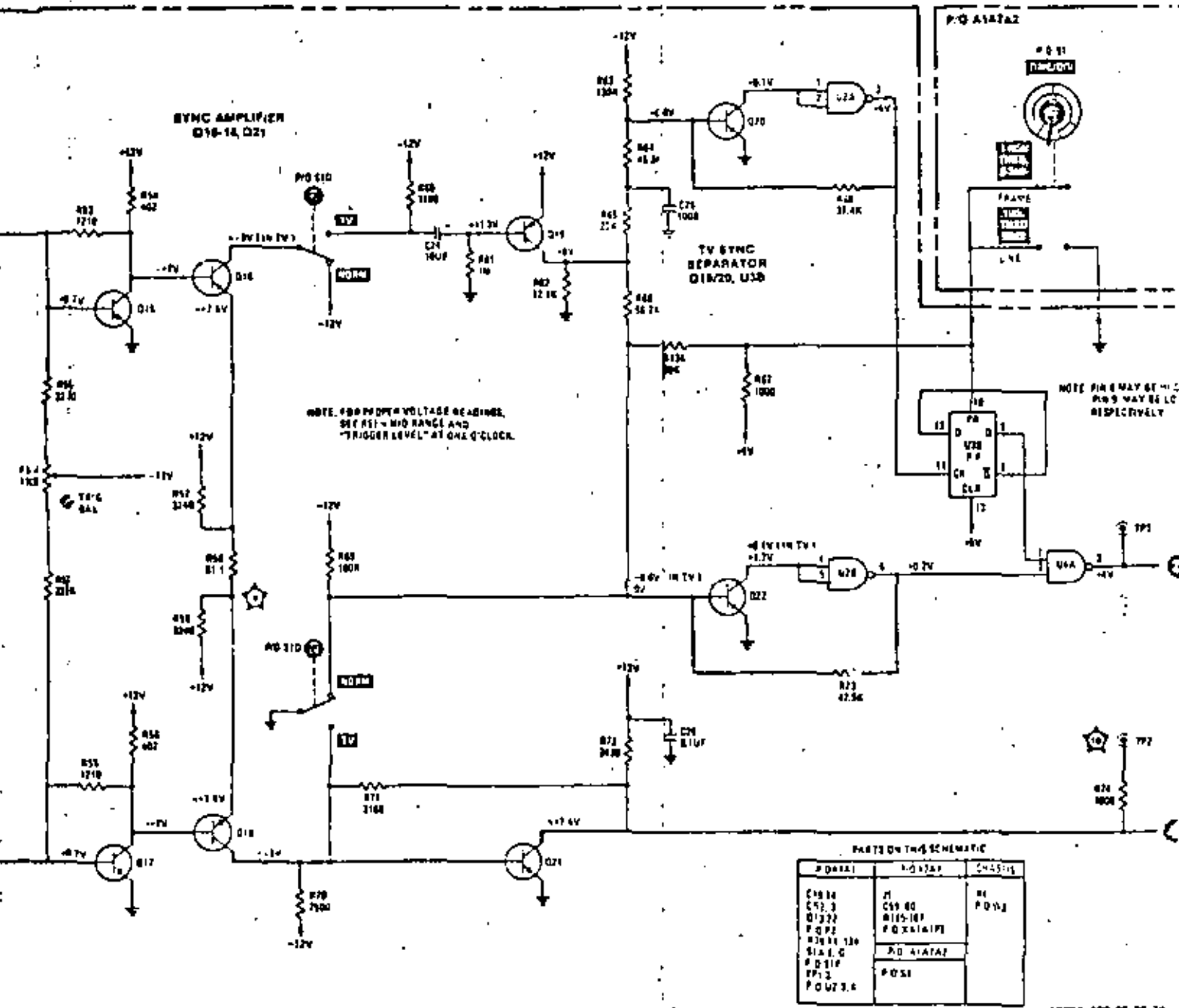


Figura 4.2.13

Circuito de Disparo del Osciloscopio "Hewlett Packard" Modelo 1220.



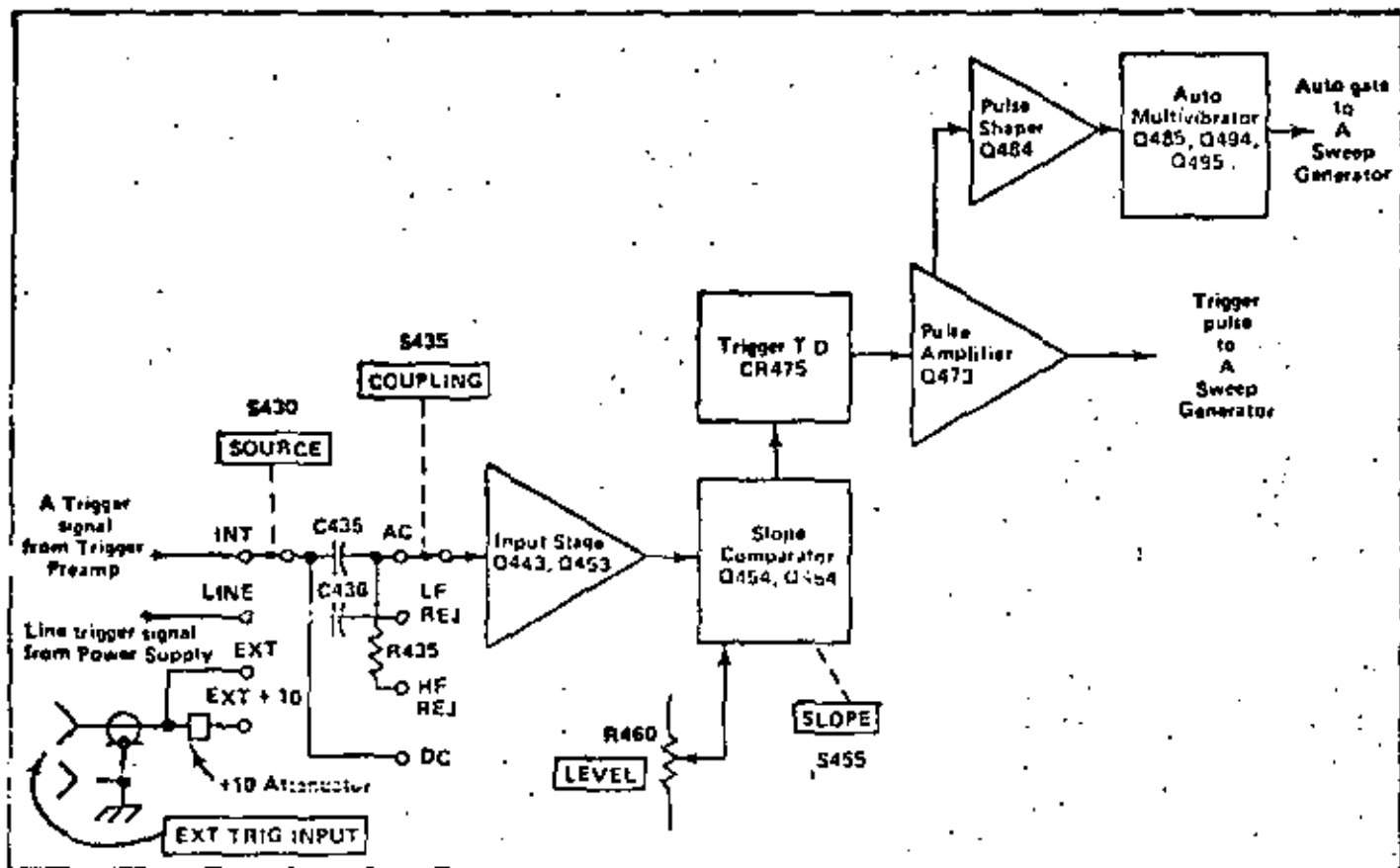


Figura 4.2.14 Diagrama a Bloques del Circuito de Acoplamiento y Selección de Señal de Referencia de Disparo - del Osciloscopio "Tektronix".

puede aplicar una señal con la cual se aplica al generador de disparo.

c) Línea.

En este caso al generador se le aplica una muestra de la potencial de C.A. de alimentación del aparato.

En este circuito se tiene un control (TRIG ELEVEL), con el cual se aplica un nivel de potencial C.D. a un circuito comparador que también recibe la señal de cualquiera de los modos anteriormente mencionados. Su propósito es el permitir variar el momento de la generación del pulso respecto al nivel de la señal de entrada; se tiene también un conmutador para seleccionar si el disparo se genera en la subida o en la bajada de la señal de referencia.

Para el caso del "Hewlett Packard" Modelo 1220 se cuenta en el circuito con un conmutador más (como se puede observar en la figura (4.2.13), cuya función es seleccionar el modo de TV o normal.

Para el caso del "Tektronix" Modelo 246; se tiene un conmutador con el cual se pueden seleccionar diferentes modos de aplicación de la señal de referencia al circuito de disparo, que son:

a) Modo de C.A. en el cual sólo se permite el paso de la componente alterna de la señal de disparo.

b) Modo de C.D. en el cual la conexión es directa.

c) Modo LF REJ.

En este caso las partes de baja frecuencia se rechazan y sólo pasan las altas.

d) Modo HF REJ.

En este caso es al contrario del anterior y su función es similar al modo de TV del "Hewlett Packard".

En la figura (4.2.14) se muestra un diagrama simplificado donde se observan los modos de acoplamiento y la selección de la señal de referencia.

En la figura (4.2.15), se muestra un diagrama más detallado donde se observa la acción del conmutador de pendiente.

### Generador de Barrido

En el caso del Tektronix Modelo 246 se puede escoger uno de varios modos de funcionamiento.

a) Modo normal.



En este caso sólo se genera barrido cuando está presente la señal de disparo.

b) Modo Automático.

En este caso se cuenta con un multivibrador estable, el cual se encarga de presentar la señal para la generación de barrido. Cuando hay señal de disparo ésta se aplica directamente a un circuito de compuertas que automáticamente le da paso.

c) Modo de un sólo barrido.

En este caso la señal de disparo se genera manualmente mediante un interruptor, generando así una sólo rampa de barrido.

El circuito se muestra en la figura (4.2.16).

Electronix

67A

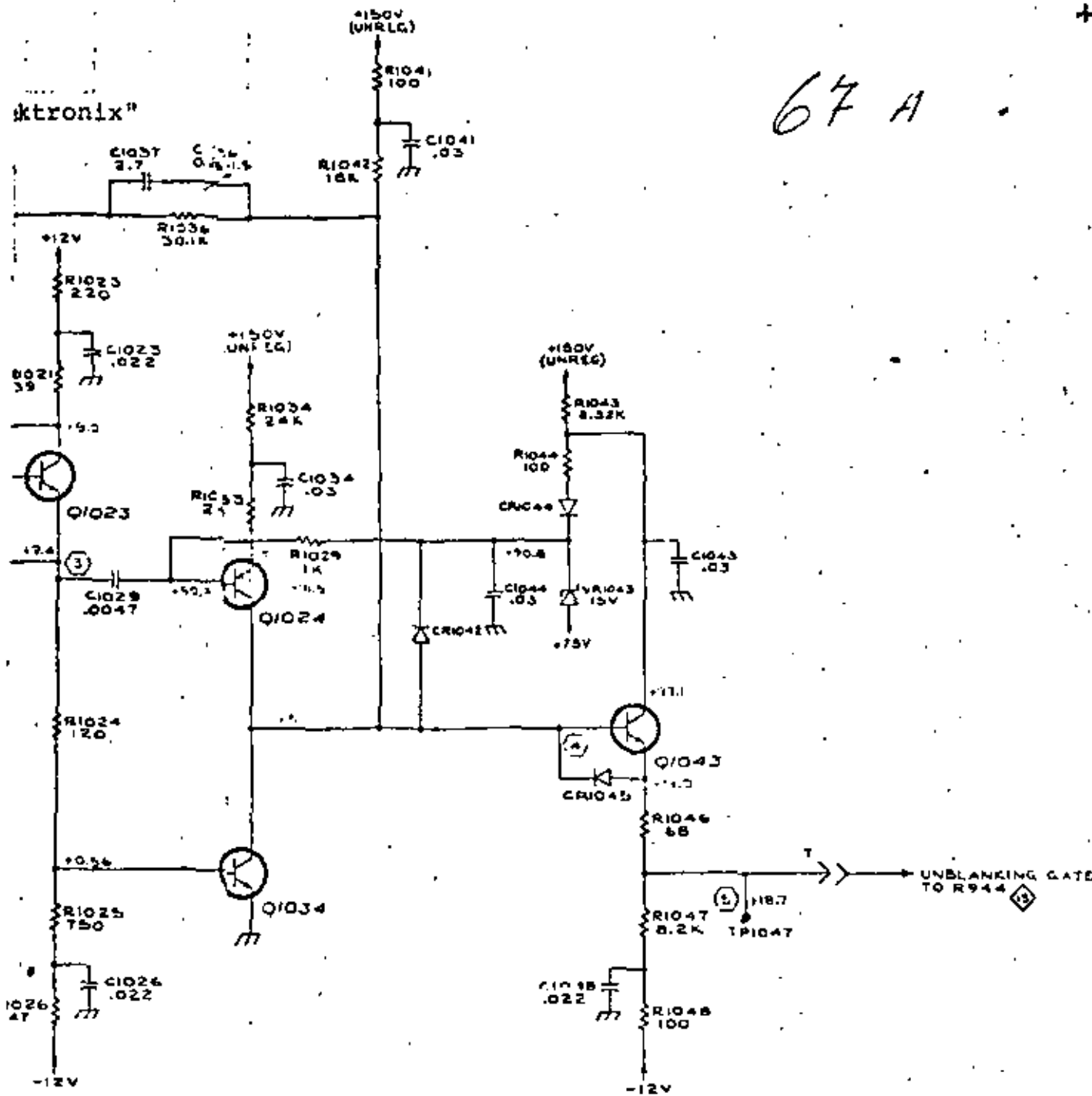
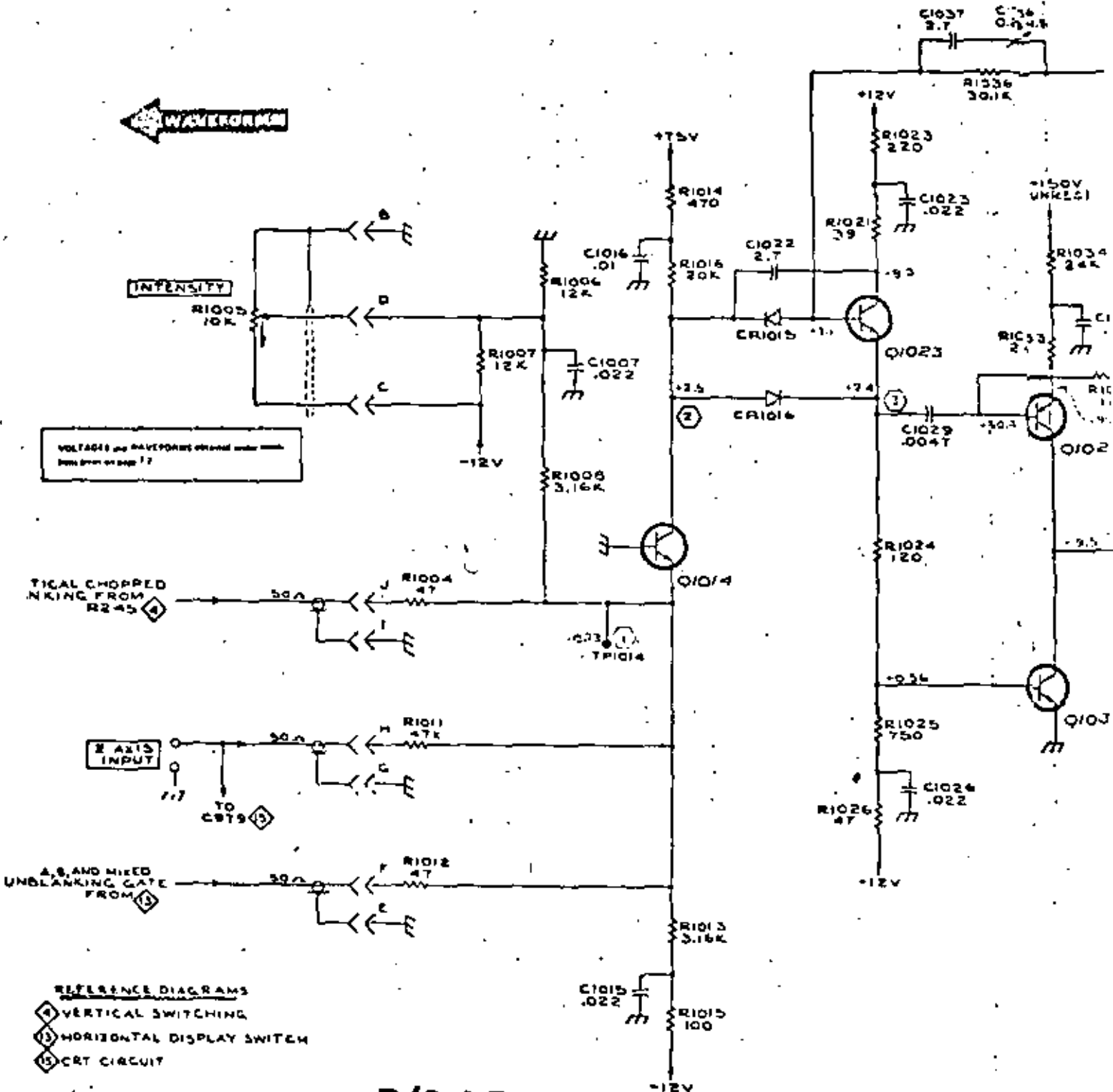


Figura 4.2.12

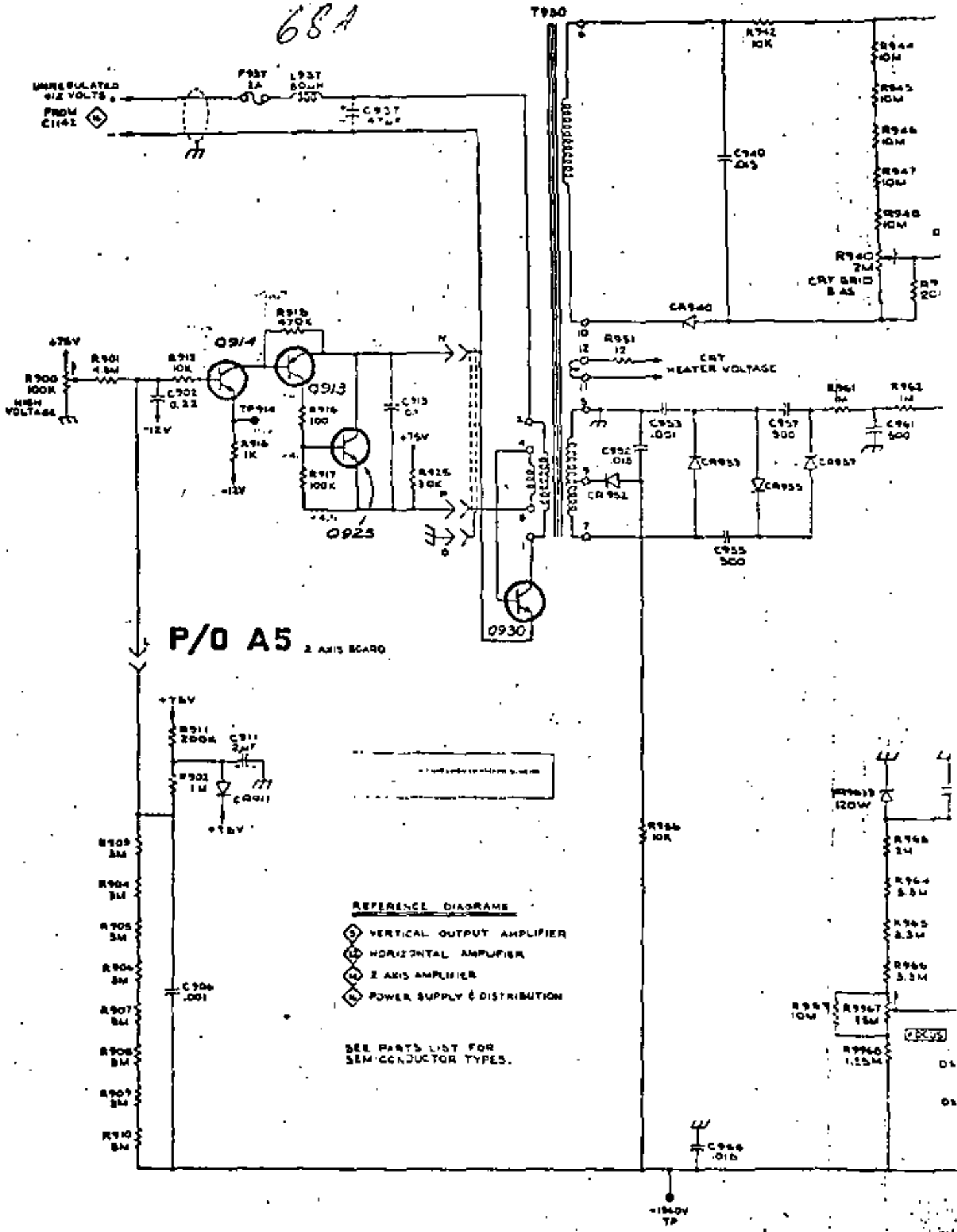
Amp. del Eje Z del Osciloscopio "Tektronix"



P/O A5 2 AXIS BOARD

SEE PARTS LIST FOR SEMICONDUCTOR TYPES

68A



**P/O A5** 2 AXIS BOARD

- REFERENCE DIAGRAMS**
- ① VERTICAL OUTPUT AMPLIFIER
  - ② HORIZONTAL AMPLIFIER
  - ③ Z AXIS AMPLIFIER
  - ④ POWER SUPPLY & DISTRIBUTION

SEE PARTS LIST FOR SEMICONDUCTOR TYPES.



61A

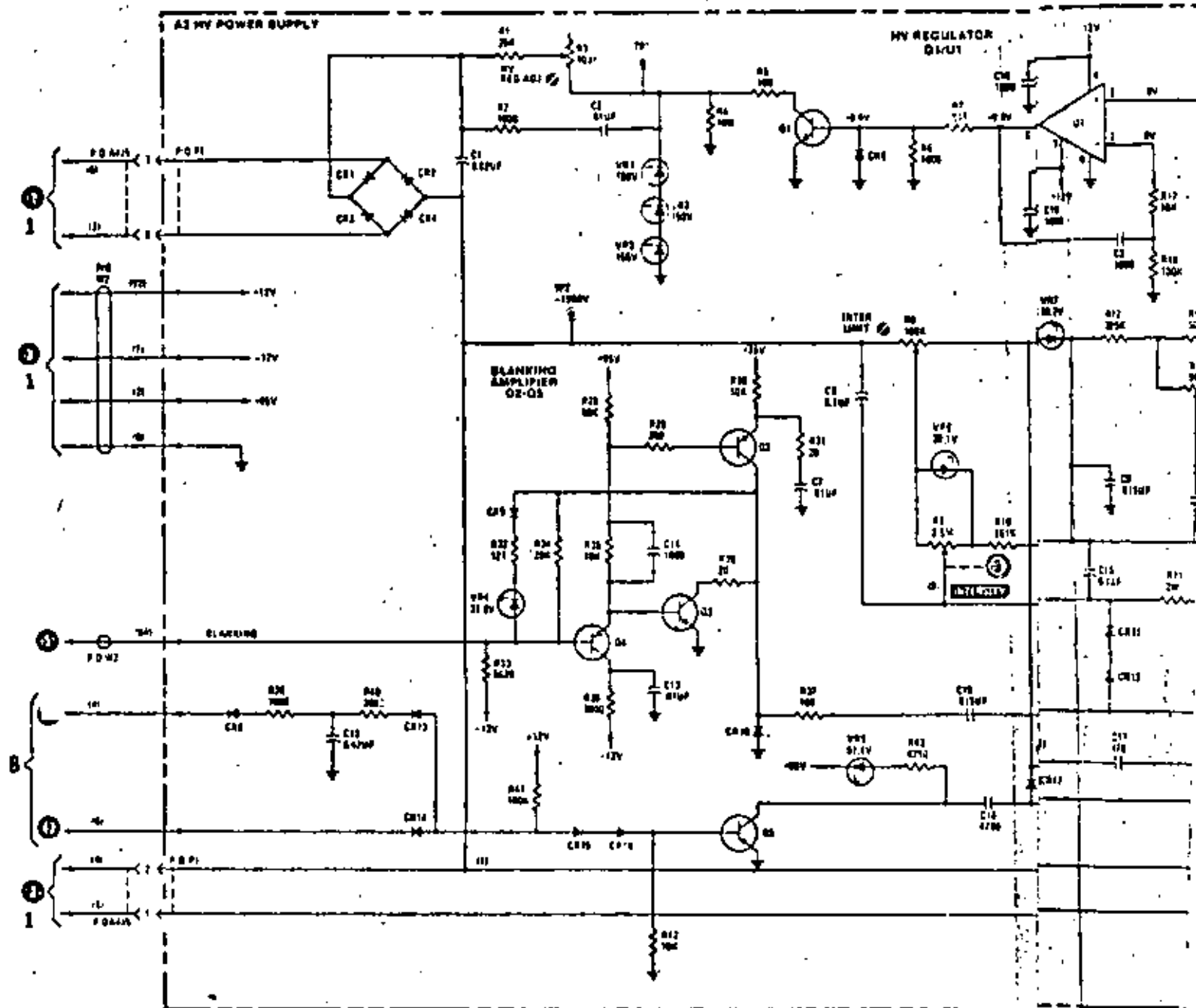
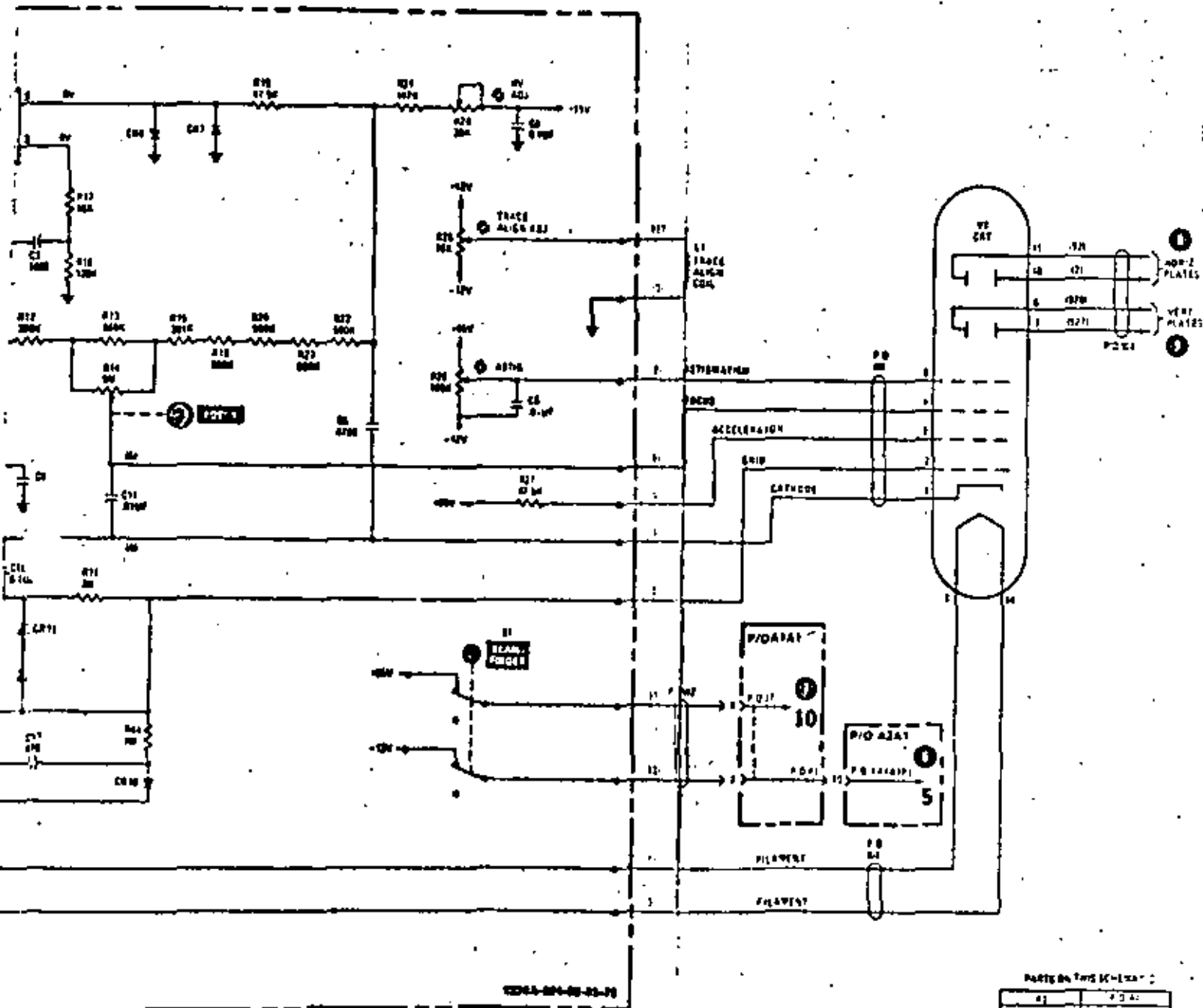


Figura 4.2.10

Circuito del T.R.C. del Osciloscopio  
"Hewlett Packard".



1000-201-00-00-70

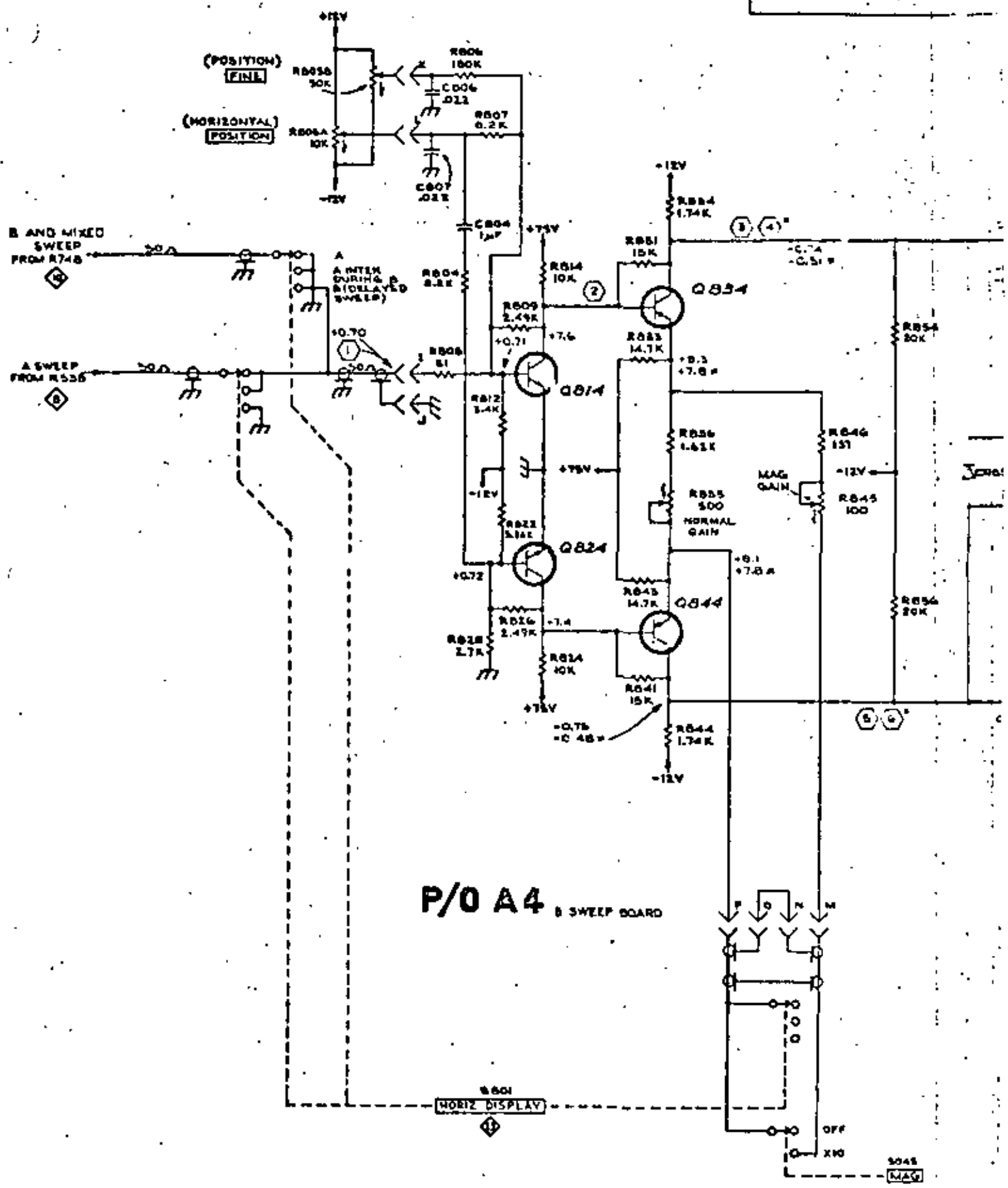
PARTS ON THIS SCHEMATIC

QTY	PART
1	6X4
1	6X5
1	6X6
1	6X8
1	6X4
1	6X5
1	6X6
1	6X8
1	6X4
1	6X5
1	6X6
1	6X8

← WAVEFORM

70 A

VOLTAGE AND WAVEFORMS shown are from test set on page 13 shown in figure  
MAG 8W



P/O A4 B SWEEP BOARD

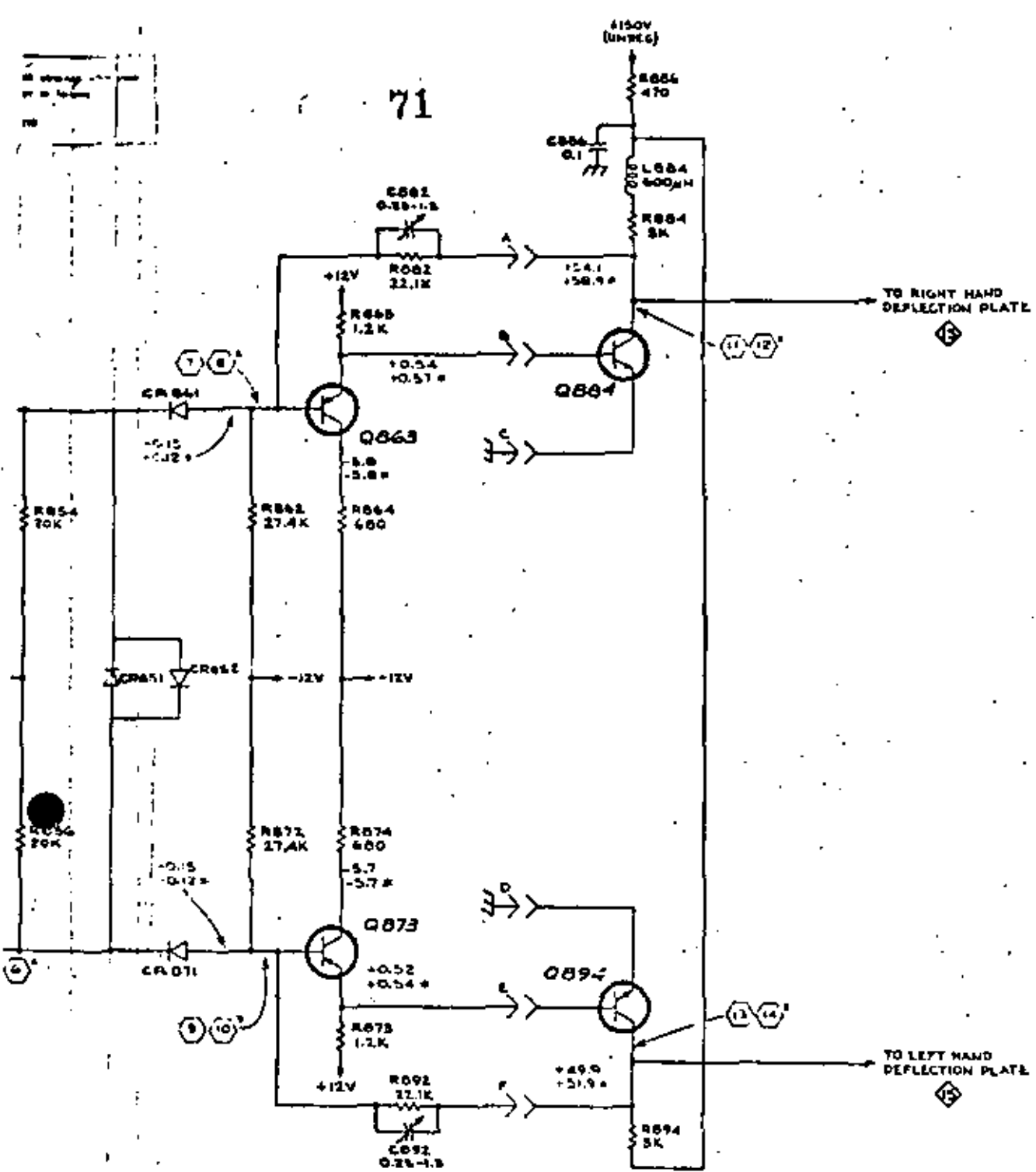
HORIZ DISPLAY

MAG

Figura 4.2.9  
Amp. de Salida Horizontal del  
Osciloscopio "Tektronix"



71



REFERENCE DIAGRAM

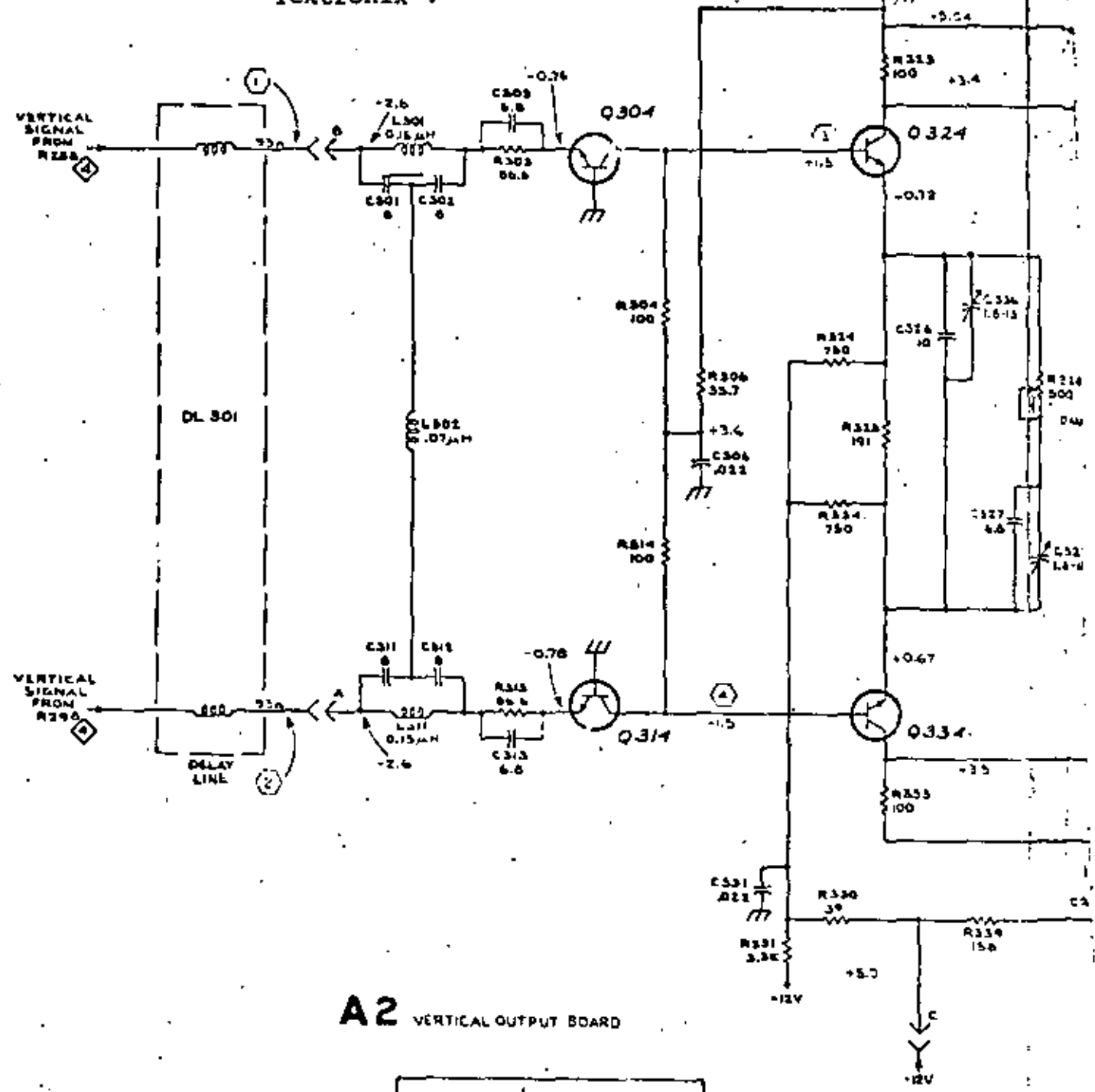
- ⑥ A SWEEP GENERATOR
- ⑩ B SWEEP GENERATOR
- ⑪ A & B TIMING SWITCH
- ⑬ CALIBRATOR (HORIZONTAL DISPLAY SWITCH)
- ⑮ CRT CIRCUIT

SEE PARTS LIST FOR SEMICONDUCTOR TYPES.



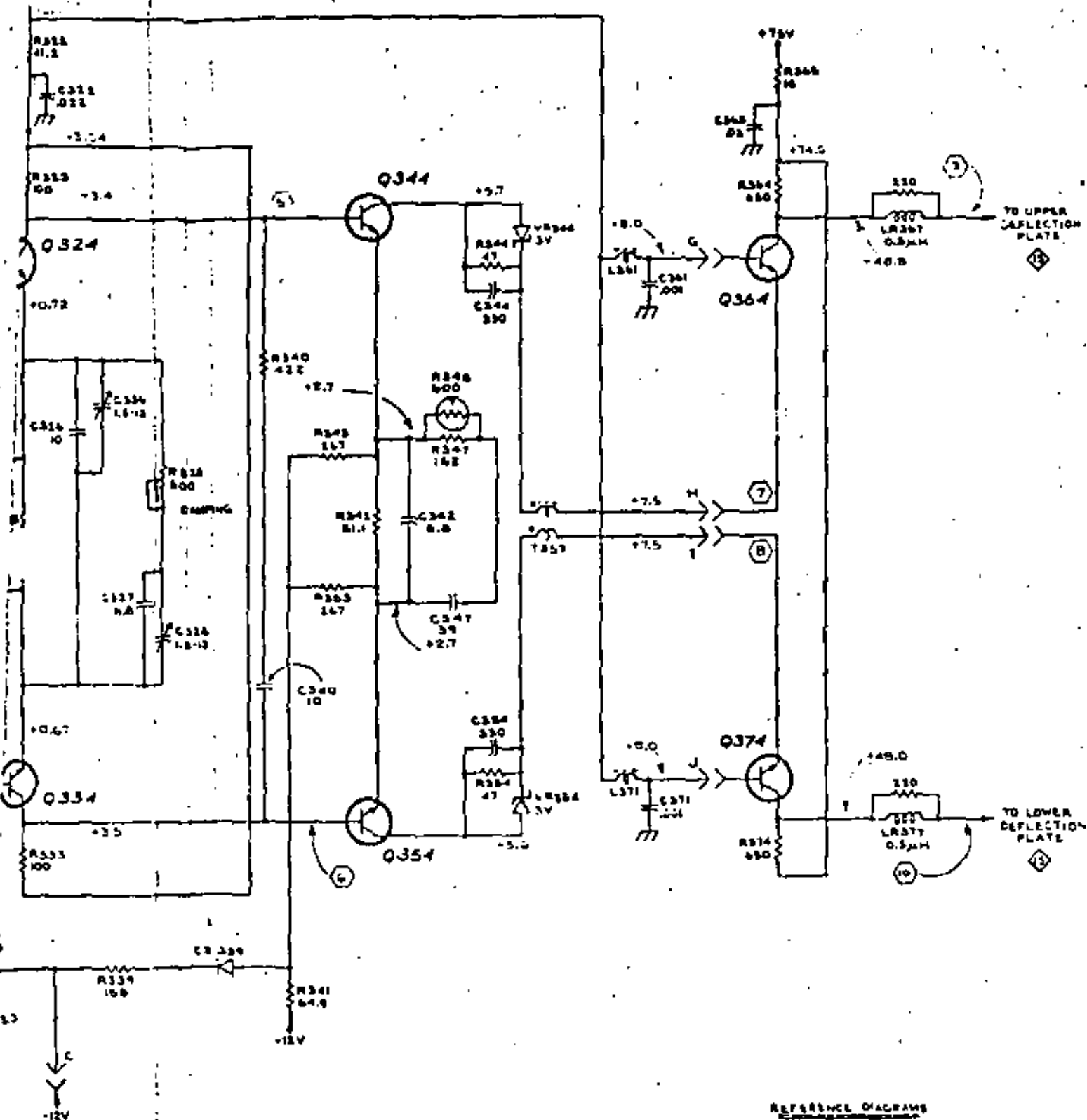
Figura 4.2.8

Amp. de Salida Vertical del Osciloscopio "Tektronix".



A2 VERTICAL OUTPUT BOARD

VOLTAGES and WAVEFORMS shown from same  
tube port as page 7.7.



REFERENCE DIAGRAMS  
 (4) VERTICAL SWITCHING  
 (5) CRT CIRCUIT

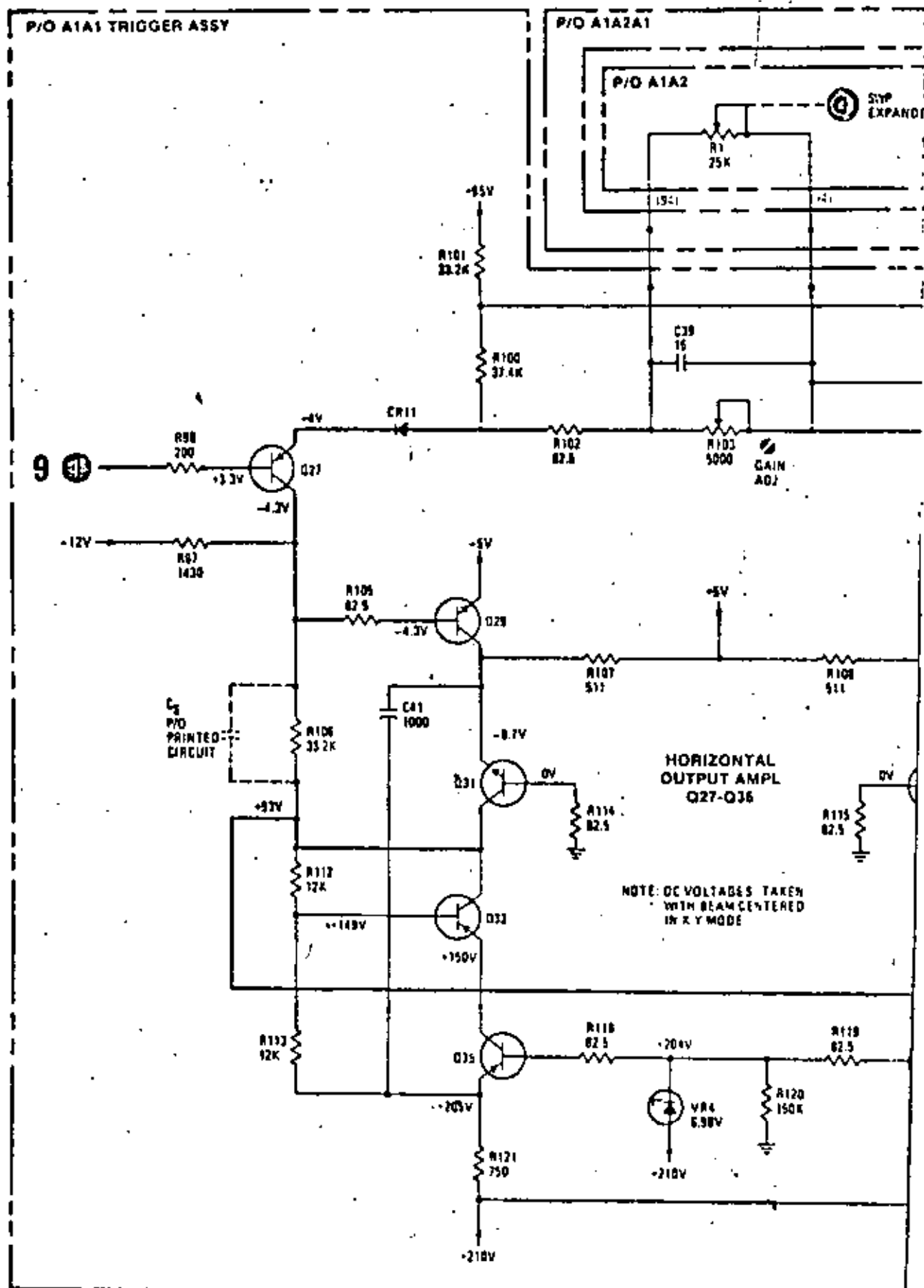
SEE PARTS LIST FOR SEMICONDUCTOR TYPES

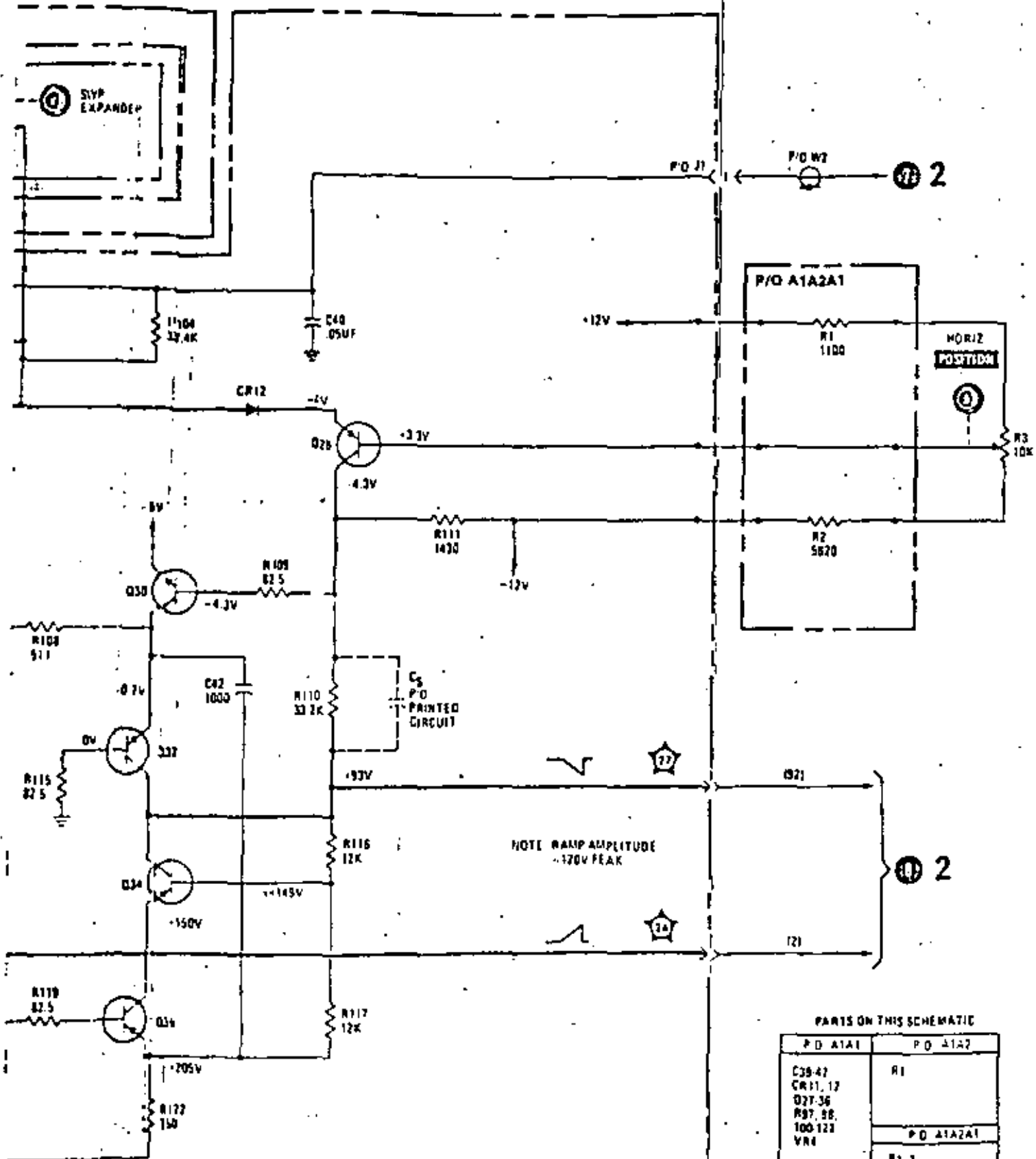
CMD  
 9571

VERTICAL OUTPUT AMPLIFIER

(5)

Figura 4.2.7.- Amp. de Salida Horizontal del H.P. 1220





PARTS ON THIS SCHEMATIC

P/O A1A1	P/O A1A2
C39-47	R1
CR11, 12	
Q27-36	
R97, 98,	
100-123	
VR1	P/O A1A2A1
	R1, 2
CHASSIS	
A)	
P/O 1-7	

## OSCILOSCOPIO DE ALMACENAMIENTO

En este tipo de Osciloscopio se usa un TRC de construcción diferente.

El TRC de almacenamiento tiene los elementos de un TRC convencional, más los siguientes elementos:

a) La pantalla de almacenamiento.

Consiste de una delgada capa de óxido, llamada colector o placa de atrás de la tarjeta. Dicha capa de óxido está recubierta con un material aislante que contiene material fluorescente y se le llama la tarjeta.

b) Un cañón electrónico de baja energía.

El cual consiste de un cátodo y un ánodo de aceleración, así como de un filamento de calentamiento.

c) Un electrodo colimador.

Que consiste de una banda metálica alrededor de la pared inercial de la envolvente del TRC.

La forma de operación del tubo depende principalmente del potencial aplicado al colector.

Cuando al colector se le aplica un potencial positivo (respecto al cátodo del cañón de baja energía) y la tarjeta está recibiendo únicamente electrones del cañón de baja energía, ésta se polariza a un potencial muy cercano al del cátodo de dicho cañón y se dice que el TRC está en el estado listo para escritura. Con el mismo potencial en el colector, pero ahora con la tarjeta recibiendo electrones provenientes del cátodo principal se dice que el TRC está en el estado de almacenamiento.

En este caso el haz de alta energía provoca que de la tarjeta se tenga una emisión secundaria de electrones los cuales son atraídos por el colector. En los lugares de la tarjeta donde se presentó dicha emisión, se tendrá una polaridad mayor, respecto a la del cátodo de baja energía causando así que se intensifique el haz que proviene de él, en dichas regiones. La energía con que emite dicho cátodo es suficiente para conservar el estado, dando así la apariencia de tener la señal almacenada.

Cuando la señal no se necesita más, la información se borra, primero llevando la tarjeta completa al estado de almacenamiento y después quitando la carga. El proceso se lleva a cabo aplicando un pulso positivo de corta duración al colector, provocando una circulación de corriente entre la tarjeta y el colector, lo que permite que se intensifique el haz de baja energía en toda la tarjeta. Posteriormente se aplica al colector un pulso negativo que lo llevará a un potencial por abajo del primer estado, lo que provoca que la tarjeta tienda hacia el primer estado y permanezca así lista, para la próxima escritura.

De la descripción anterior, es posible deducir los circuitos que se necesitan para hacer actuar al TRC en el modo de almacenamiento, los cuales son:

- a) Una fuente de alimentación para polarizar el cañón de baja energía y el colector.
- b) Una fuente de alimentación para el electrodo colimador.
- c) Un circuito generador de pulsos de borrado.
- d) Un circuito de control de aplicación de potenciales al colector.
- e) Un circuito para controlar la brillantes del despliegue en el modo de almacenamiento.

En la figura (4.2.17), se muestra el diagrama a bloques del Osciloscopio "Tektronix" Modelo 577 y en la figura (4.2.18), se muestra el diagrama detallado de dicho aparato de la sección de almacenamiento.

En la figura (4.2.19), se muestra el diagrama a bloques de la sección de almacenamiento del Osciloscopio "Tektronix" Modelo SC503. En dicho diagrama se puede observar que se tienen 2 posibles modos de operación más.

#### Modo de Operación de Realce.

Cuando se tienen barridos muy rápidos, el haz principal no provoca la emisión secundaria suficiente en la porción de la tarjeta explorada para que se alcance el modo de almacenamiento. El generador de realce produce un pulso de 5 a 15 msecs. el cual se aplica al amplificador del colector, para que entregue un potencial más positivo del normal, durante ese tiempo. Así que se requiere menos corriente del haz principal para cambiar la sección explorada a el estado de almacenamiento.

#### Modo de Integración.

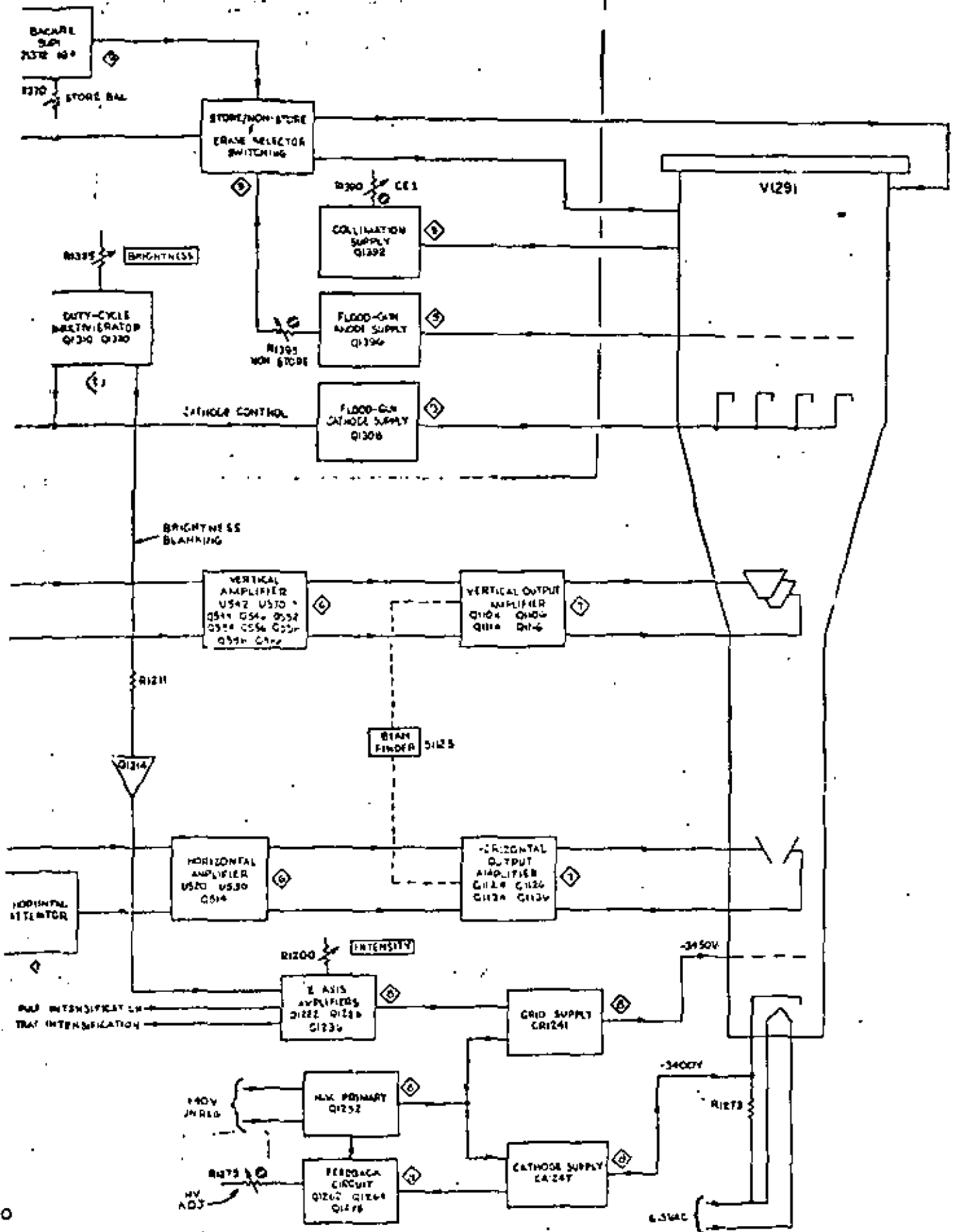
En este caso, cuando se oprime el interruptor de integración se suspende la emisión del cañón de baja energía, permitiendo que el haz principal acumule determinada carga en la tarjeta en barridos sucesivos y las áreas donde se acumule la carga cambian al estado de almacenamiento, cuando se suelta el interruptor.

### Características Principales de los Osciloscopios

Ancho de banda y tiempo de subida.







BLOCK DIAGRAM

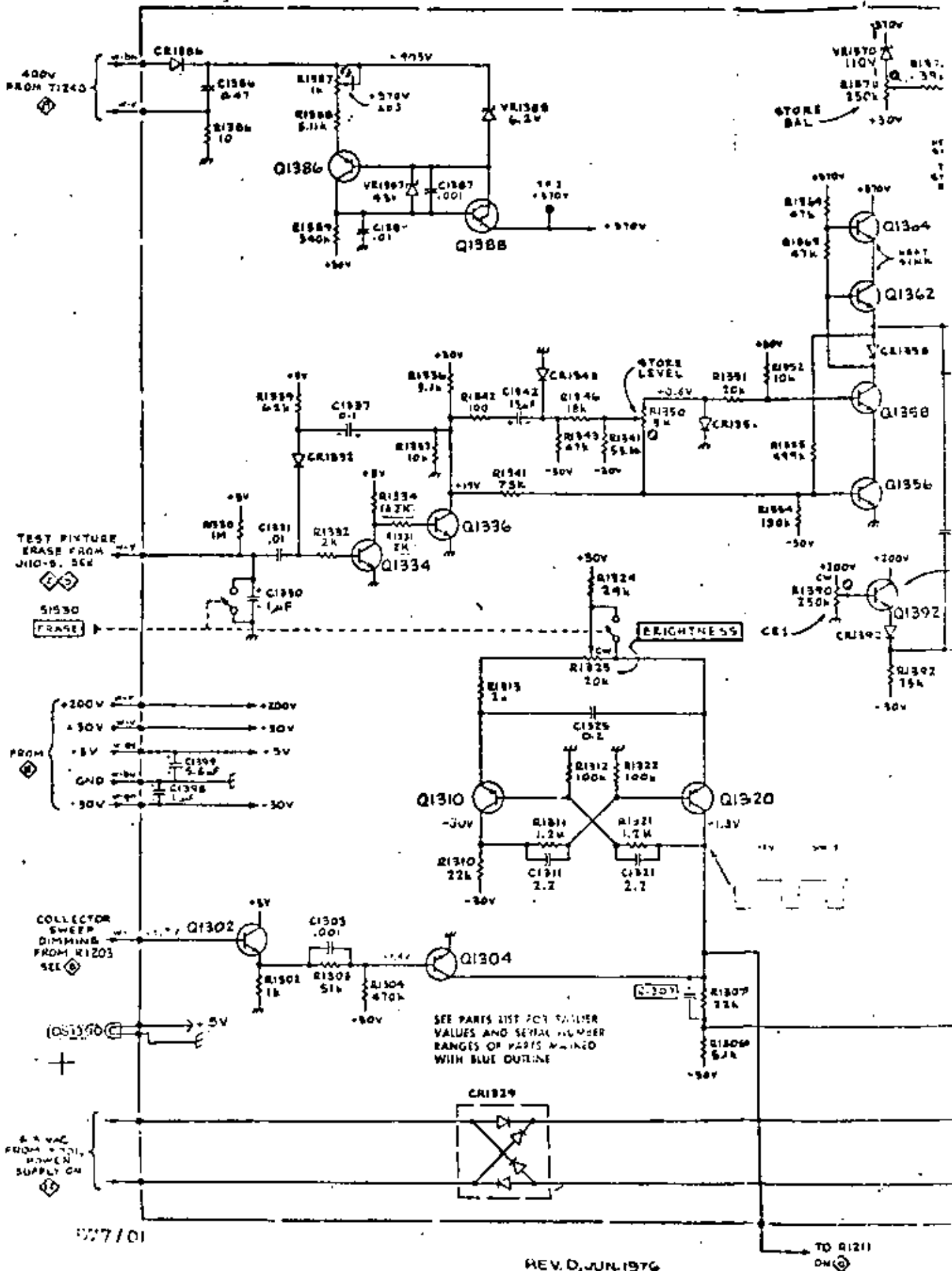
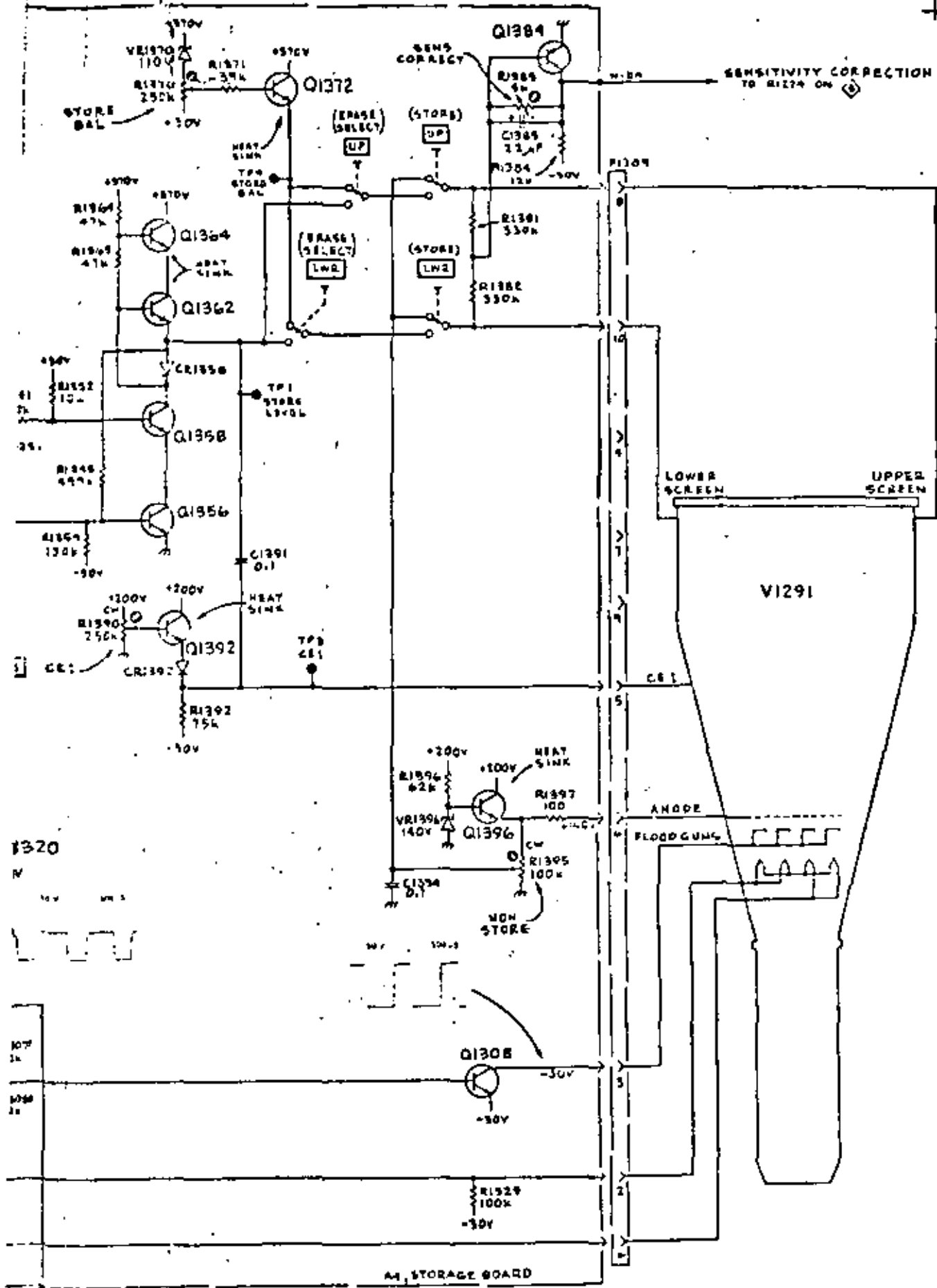


Figura 4.2.16

Circuito de Almacenamiento del Osciloscopio

REV. D, JUN. 1976



STORAGE CIRCUIT 4

# STORAGE BLOCK DIAGRAM

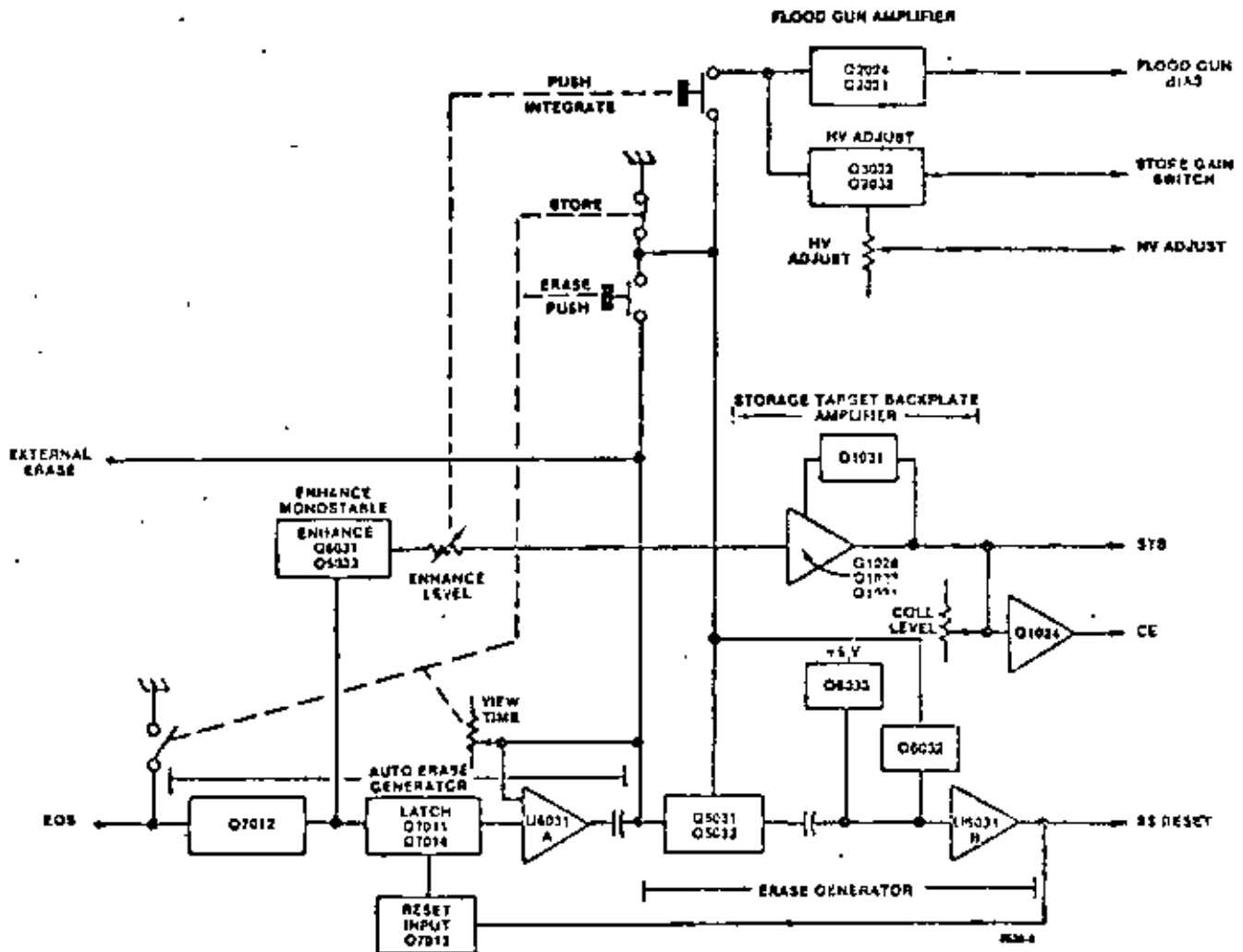


Figura 4.2.19

Diagrama de la Sección de Almacenamiento del Osciloscopio "Tektronix" SC503 Modelo.

Generalmente se consideran como principales las características:

Ancho de banda y tiempo de subida.

La respuesta en frecuencia de la mayoría de Osciloscopios se diseña de tal forma que está relacionado al ancho de banda y el tiempo de subida, por una constante. Esta constante es 0.35 y el tiempo de subida y el ancho de banda se relacionan por esta aproximación:

$$TR = \frac{0.35}{Bw}$$

Donde:

TR.- Tiempo de subida

Bw.- Ancho de banda

El ancho de banda se define como el rango de frecuencia en el cual se manejan las señales con una atenuación menor a 3 dbs. Dado que los Osciloscopios modernos trabajan bien en las bajas frecuencias y en C.D., el ancho de banda se refiere a la frecuencia más alta que se puede desplegar con un error de 3 dbs.

En términos de tiempo de subida, los Osciloscopios deberán de tener un sistema vertical, capaz de responder por lo menos 5 veces más rápido que la señal de escalón más rápida aplicada. (y que tenga un tiempo de subida menor que 1/5 de su duración total). Así en el caso extremo, el tiempo de subida de la señal indicada en el Osciloscopio tendrá un error menor que el 2%.

Usando juntos los factores 0.35 y 1/5, los requisitos mínimos de ancho de banda para realizar mediciones exactas de tiempo de subida, se pueden calcular aproximadamente usando la siguiente regla:

$$\text{Ancho de banda (mínimo)} = \frac{1.7}{\text{Tiempo de subida más rápido}}$$

### Sensitividad

Aunque las especificaciones de sensibilidad se asocian a menudo con el canal vertical, también se pueden proveer para el canal horizontal y para las entradas externas de los circuitos de disparo.

La sensibilidad, se refiere a la entrada necesaria para producir una determinada deflexión en el TRC. Las especificaciones se dan típicamente en milivolts por centímetro o división.

La sensibilidad está estrechamente relacionada con el ancho de banda. Cuando se incrementa el ancho de banda se incrementa el ruido recogido por los amplificadores, requiriéndose así una

amplitud mayor de la señal de entrada, para crear un despliegue claro. Como consecuencia de esta relación muchos Osciloscopios altamente sensitivos, proveen controles de limitación de ancho de banda. Para estos aparatos se especifica la sensibilidad para diferentes frecuencias y en el rango rotal.

#### 4.2.2 Analizador de Espectros

El análisis espectral se define como el estudio de la distribución de energía a través del espectro de frecuencia de una señal eléctrica. De este estudio se obtiene información acerca del ancho de banda, efectos de diferentes tipos de modulación, generación de señales transitorias, lo cual es útil en el diseño y pruebas de circuitos de R.F. y pulsos.

Básicamente el análisis espectral se divide en dos categorías:

- a) Análisis de Espectros de Audio
- b) Análisis de Espectros de R.F.

Originalmente diseñado para observar la energía de las señales de R.F. en las aplicaciones de radar, el analizador espectral ha llegado a ser un instrumento capaz de presentar amplitudes en función de la frecuencia en una porción del espectro de R.F. El instrumento tiene aplicaciones como herramienta para la medición de atenuación y desviación de F.M., frecuencia y características de pulsos.

#### Analizador de Espectros Básico

Está formado por un receptor super-heterodino de banda angosta y un osciloscopio. El diagrama simplificado a bloques de la figura (4.2.20) muestra los elementos de un analizador de Espectros que emplea el método de barrido de frecuencia.

El generador de diente de sierra entrega un voltaje al elemento de control de frecuencia del oscilador local sintonizado por voltaje, el cual barre su banda de frecuencia.

La misma señal diente de sierra se aplica a las placas de deflexión horizontal de un osciloscopio. La señal de R.F. bajo investigación se aplica a la entrada de una etapa mezcladora. A medida que se barre la banda de frecuencia del oscilador, su señal de salida se mezcla con la señal de entrada para producir la señal de frecuencia intermedia (F.I.); la señal resultante se amplifica y se aplica a las placas de deflexión vertical del osciloscopio.

A diferencia de un osciloscopio común, en el que se usa para este análisis se calibra el eje horizontal en frecuencia en lugar de tiempo.

Así que las mediciones realizadas son el dominio de la frecuencia.

Se presenta enseguida la descripción del Analizador de Espectros "Hewlett Packard" Modelo 8553B, así como de la sección de frecuencia intermedia (F.I.) Modelo 8552B. La salida de la sección

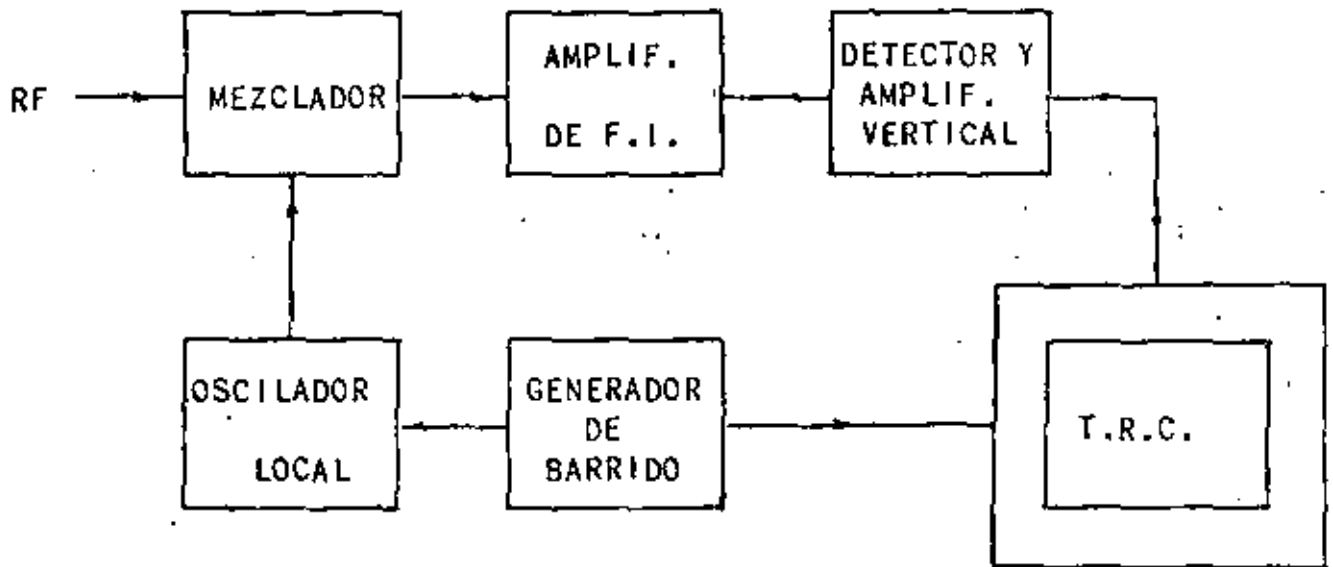


Figura 4.2.20.- Elementos de un analizador de espectros de barrido.



de F.I. se conecta a un TRC Modelo 141T (el cual no se describe).

Este analizador es un receptor super-heterodino con capacidad de barrido de espectro de hasta 110 MHz. La salida de video de los circuitos del receptor se aplican al TRC; de este modo se pueden analizar una señal o grupo de señales en el dominio de la frecuencia.

El eje Y del TRC está calibrado en microVolts/miliVolts y en decibeles y el X en frecuencia.

En la figura (4.2.21) se muestra un diagrama a bloques del Analizador y en la figura (4.2.22) se tiene un diagrama también a bloques pero un poco más detallado de la sección de Radio de frecuencia (R.F.).

Descripción de la Sección de R.F.

#### 1. Capacitor de Entrada.

Su función es bloquear la componente de C.D. que llegue a tener la señal.

#### 2. Atenuador de Entrada y Filtro Pasabajo.

Esta sección está compuesta por tres atenuadores de 10, 20 y 30 debs. Y con el conmutador se combinan para proveer un rango de 0 a 50 debs. de atenuación en pasos de 10 debs.

La respuesta del filtro pasa bajo es esencialmente plana de cero a 110 MHz. Su atenuación en 130 MHz es aproximadamente de 3 debs y la reflexión máxima de señal es entre 400 y 510 MHz.

#### 3. Circuito de F.I. de 200 MHz.

Está formado por un mezclador balanceado que recibe una señal (200 a 310 MHz) proveniente del primer oscilador local, el resultado es una señal de bandas laterales con portadora suprimida. La salida del mezclador se aplica a un amplificador que selecciona y amplifica la banda lateral de frecuencia más baja.

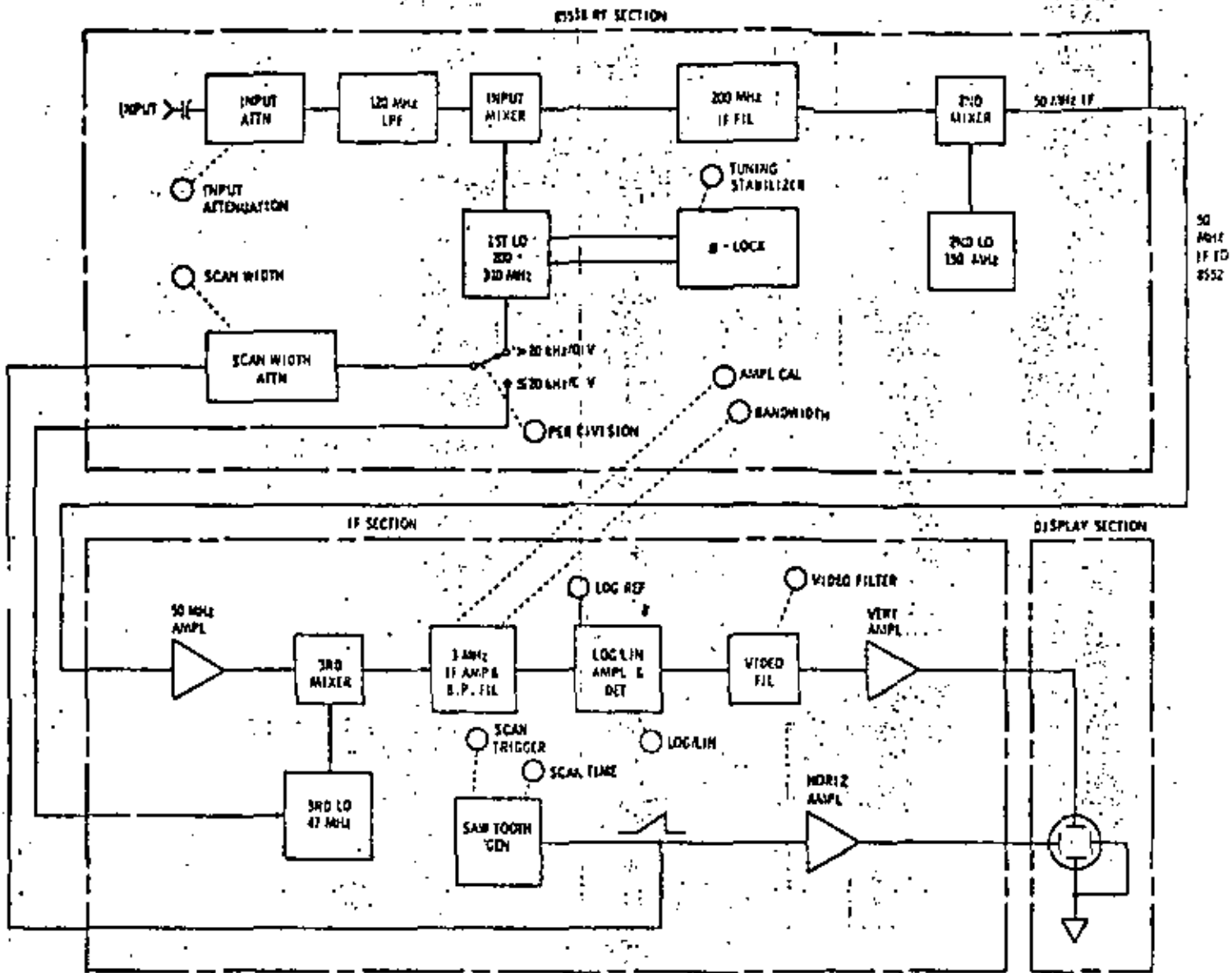
#### 4. Primer Oscilador Local.

El elemento que determina la frecuencia (de 200 a 310 MHz) es un varactor al cual se le aplica un nivel de C.D. o una rampa que proviene del circuito de control de voltaje.

El circuito tiene además un amplificador de potencia y etapas de amplificadores separadores que entregan las señales para: el primer mezclador, para el circuito de Auto compensación de fase y para monitoreo (a un conector).

El oscilador se puede barrer a través de su rango completo (con una rampa) o se pueden seleccionar porciones de él. En modos de exploración estrechos o en modos de exploración cero se amarra en fase a la señal de referencia de 100 KHz.

#### 5. Circuito de Compensación de Fase Automático.



Simplified Analyzer Block Diagram

Figure 4.2.21....

84-A

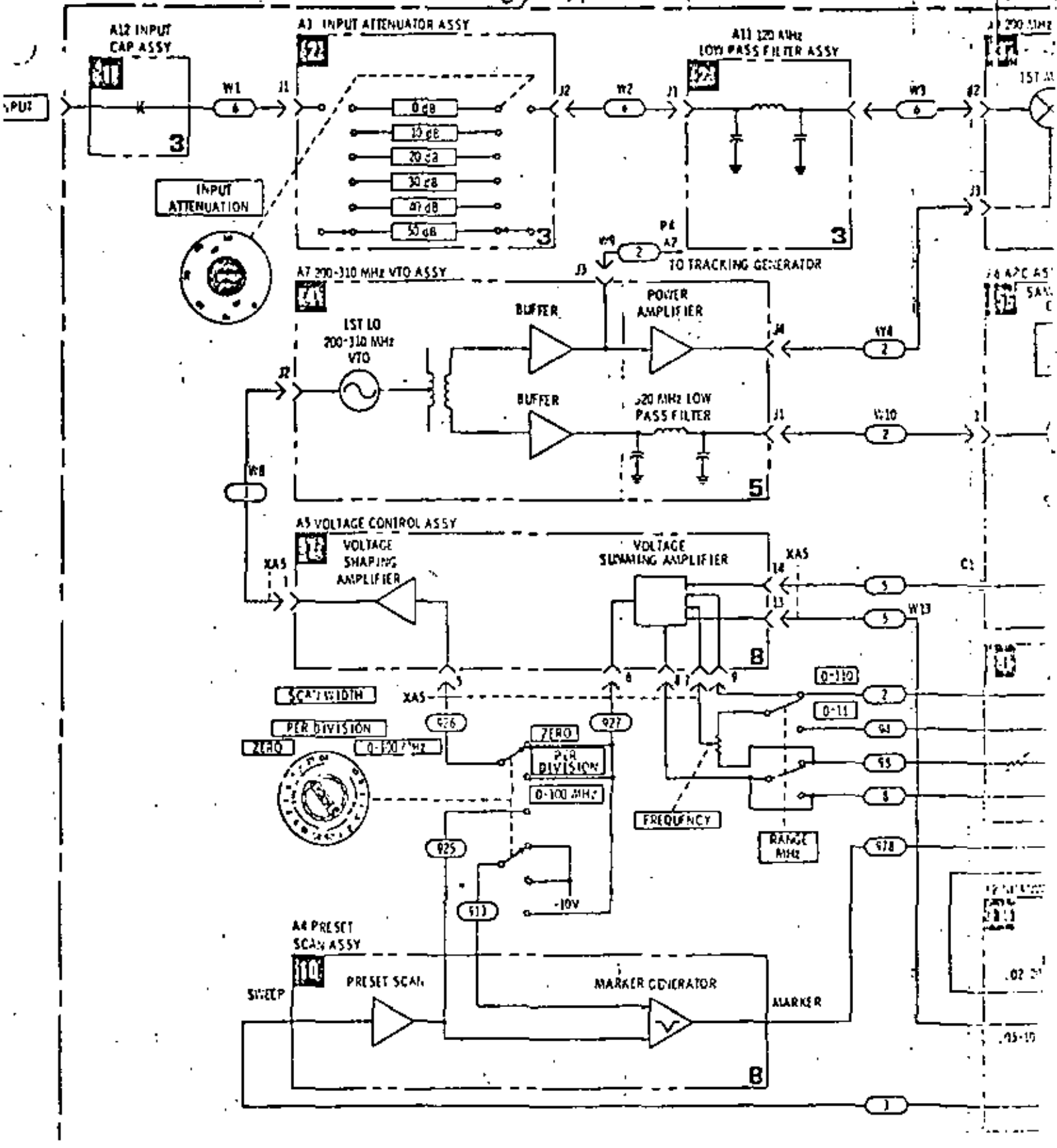
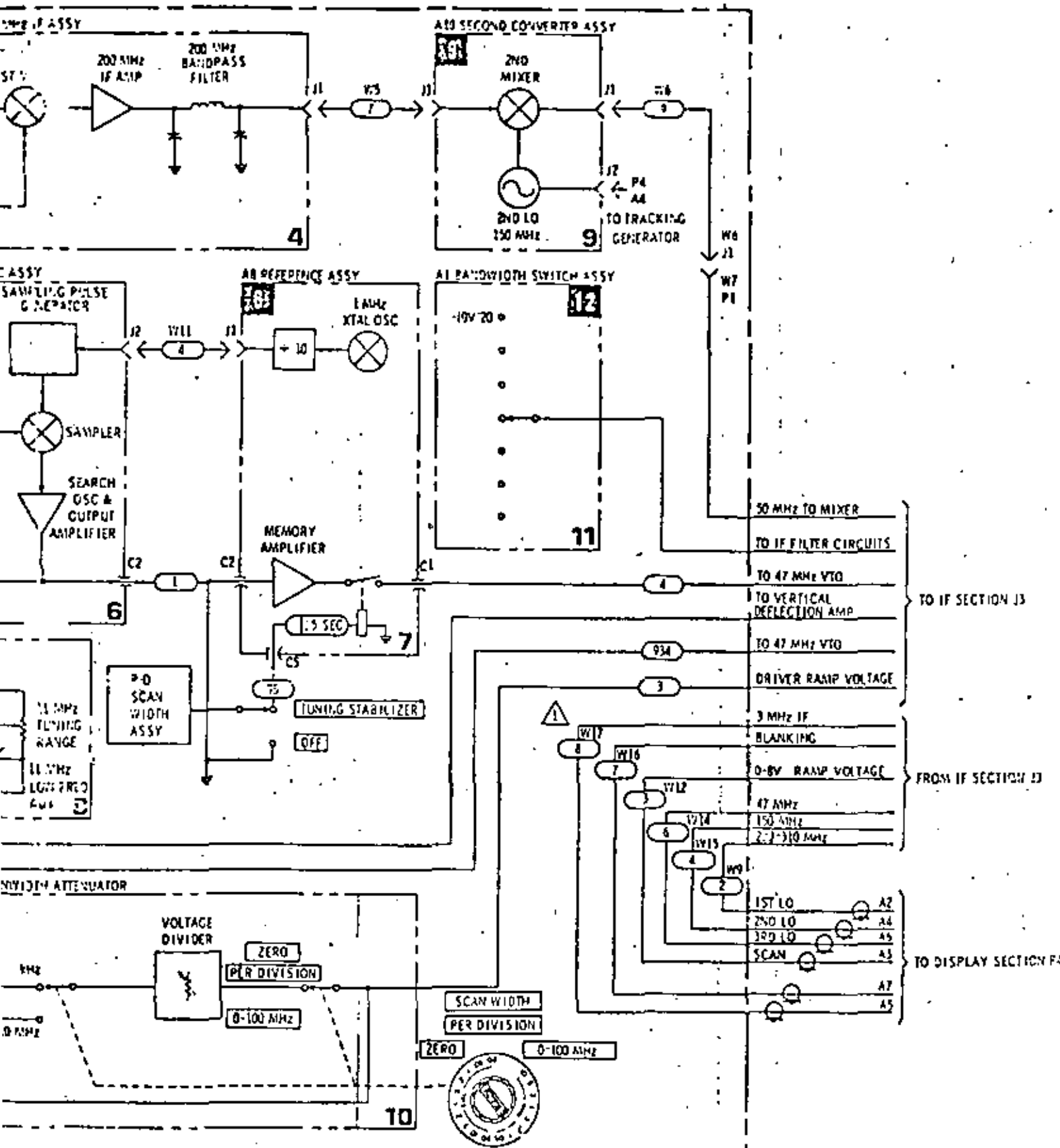


Figure 1-2-1-1



ON SERIAL PREFIXED 1144A AND BELOW, DELETE W17.

REFERENCE DESIGNATIONS WITHIN OUTLINED ASSEMBLIES ARE ABBREVIATED. FULL DESIGNATION INCLUDES ASSEMBLY NUMBER, e.g., A1 OF ASSEMBLY IS A1A1. DESIGNATIONS OF OTHER COMPONENTS ARE COMPLETE AS SHOWN.

8552B

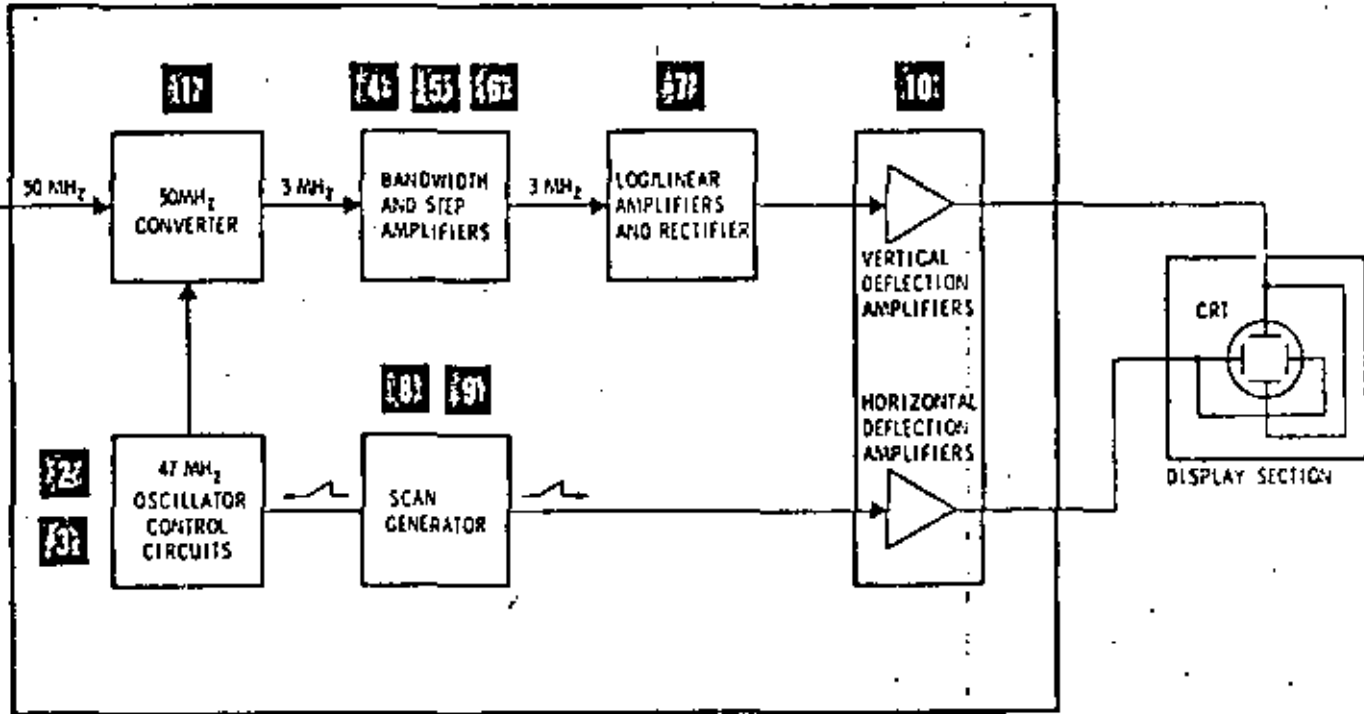


Figure 4.2.23.....Figure 8-9. Simplified Block Diagram

Cuando se seleccionan las funciones "SCAN WIDTH" de 20 KHz - por división o menor y estabilización de sintonía. El primer oscilador local se estabiliza (amarra en fase) a una armónica del oscilador de referencia de 100 KHz. Para que el oscilador se amarre en fase, con cada variación negativa de la señal de 100 KHz se genera un pulso que muestrea la señal de salida del oscilador. La muestra se convierte a una señal de error de C.D y se retro-alimenta al circuito de control del oscilador como señal de corrección. Cuando el interruptor - "TUNING STABILIZER" está en la posición "OFF", se manda a tierra la señal de C.D. de error y también cuando el ancho de exploración es mayor de 20 KHz.

#### 6. Circuito de Referencia.

La señal de referencia de 100 KHz se obtiene a partir de un oscilador a cristal de 1 MHz, la señal que se obtiene se divide por un divisor por cinco y por un divisor por dos. Por medio de una etapa de amplificación se obtiene un voltaje de control para cambiar la frecuencia del oscilador de 47 MHz por una cantidad igual al cambio que se requiere para el amarre de fase del primer oscilador local. Esto es necesario para prevenir el cambio en el TRC cuando se opere el analizador en el modo estabilizado.

#### 7. Circuitos de Control de Voltaje.

El amplificador sumador del primer oscilador local combina el voltaje de rampa del interruptor "SCAN WIDTH", la señal de amarre de fase automático (APC) y el nivel de C.D. establecido por el control de frecuencia "FREQUENCY" y se aplican al amplificador formador del primer oscilador local. Dicho amplificador forma la rampa de barrido de sintonía. Conforme se incrementa el voltaje de barrido, se hacen conducir una serie de diodos en forma secuencial para controlar la ganancia de dicho amplificador. La salida del amplificador se aplica al varactor, el cual va variando su capacidad para producir el cambio de la frecuencia del oscilador con respecto al tiempo.

#### 8. Circuito de Rango de Frecuencia.

Controla el rango de variación del control de frecuencia "FREQUENCY". El control lo hace dividiendo el voltaje de control entre diez para proveer la escala de 0 a 11 MHz.

#### 9. Circuito del Segundo Convertidor.

Consiste de un oscilador de 150 MHz controlado por cristal y un mezclador. La salida del amplificador de F.I. de 200 MHz - se convierte a otra F.I. de 50 MHz y se aplica al amplificador de 50 MHz.

#### 10. Circuito de Preajuste de Exploración.

Aplica un voltaje de preajuste al amplificador formador en la exploración de cero a 100 MHz. Este voltaje también genera -

un pulso que se manda al TRC para desplegar una marca.

#### 11. Circuito Atenuador de Ancho de Exploración.

Está formado por una red resistiva que atenúa el voltaje de rampa al nivel correcto para los modos de división de 0.02 KHz a 10 MHz.

#### 12. Este circuito provee de diversos voltajes a los circuitos pasabanda LC y cristal de la sección de F.I.

### Descripción de la Sección de F.I.

El diagrama a bloques simplificado de la sección de F.I. se muestra en la figura (4.2.23) y en la figura (4.2.24) se muestra en diagrama a bloques más detallado.

#### 1. Convertidor de 50 MHz a 3 MHz.

Consiste de un amplificador de F.I., un filtro pasabanda, un oscilador de 47 MHz y un mezclador.

El amplificador de F.I. provee una ganancia de 10 dbs.

El oscilador de 47 MHz se controla con un varactor y la frecuencia se fija o se barre dependiendo del voltaje de control recibido del circuito de control de fase.

#### 2. Fuente de Alimentación.

Está formado por dos amplificadores, una red de formación, un amplificador excitador de focos.

Los amplificadores combinan los niveles de C.D. y la rampa recibidos de la sección de R.F. Con los niveles de C.D. se obtiene la frecuencia central del oscilador de 47 MHz y la rampa lo barrera simétricamente alrededor de esa frecuencia. Las entradas de la sección de R.F. pueden o no estar presentes, dependiendo de la sección de R.F. usada y la posición de sus interruptores.

La red de formación controla un oscilador de 2 MHz, haciéndolo variar su frecuencia.

El excitador de f-cos se controla por los interruptores "VIDEO FILTER" y "SCAN TIME PER DIVISION" en la sección de F.I. y por los interruptores "SCAN WIDTH PER DIVISION" y "BANDWIDTH" de la sección de R.F.

#### 3. Control Automático de Fase de 47 MHz.

Amarra el oscilador de 47 MHz a una referencia estable: el oscilador de 45 MHz a cristal más el oscilador de 2 MHz. La salida del oscilador de 47 MHz se mezcla con la referencia de 45 MHz, se filtra y la salida nominal de 2 MHz se compara a la salida de oscilador de 2 MHz (el cual puede o no estar barriéndose). Cualquier diferencia de fase se detecta y se usa para corregir el oscilador de 47 MHz.

#### 4. Amplificador de F.I. de MHz.

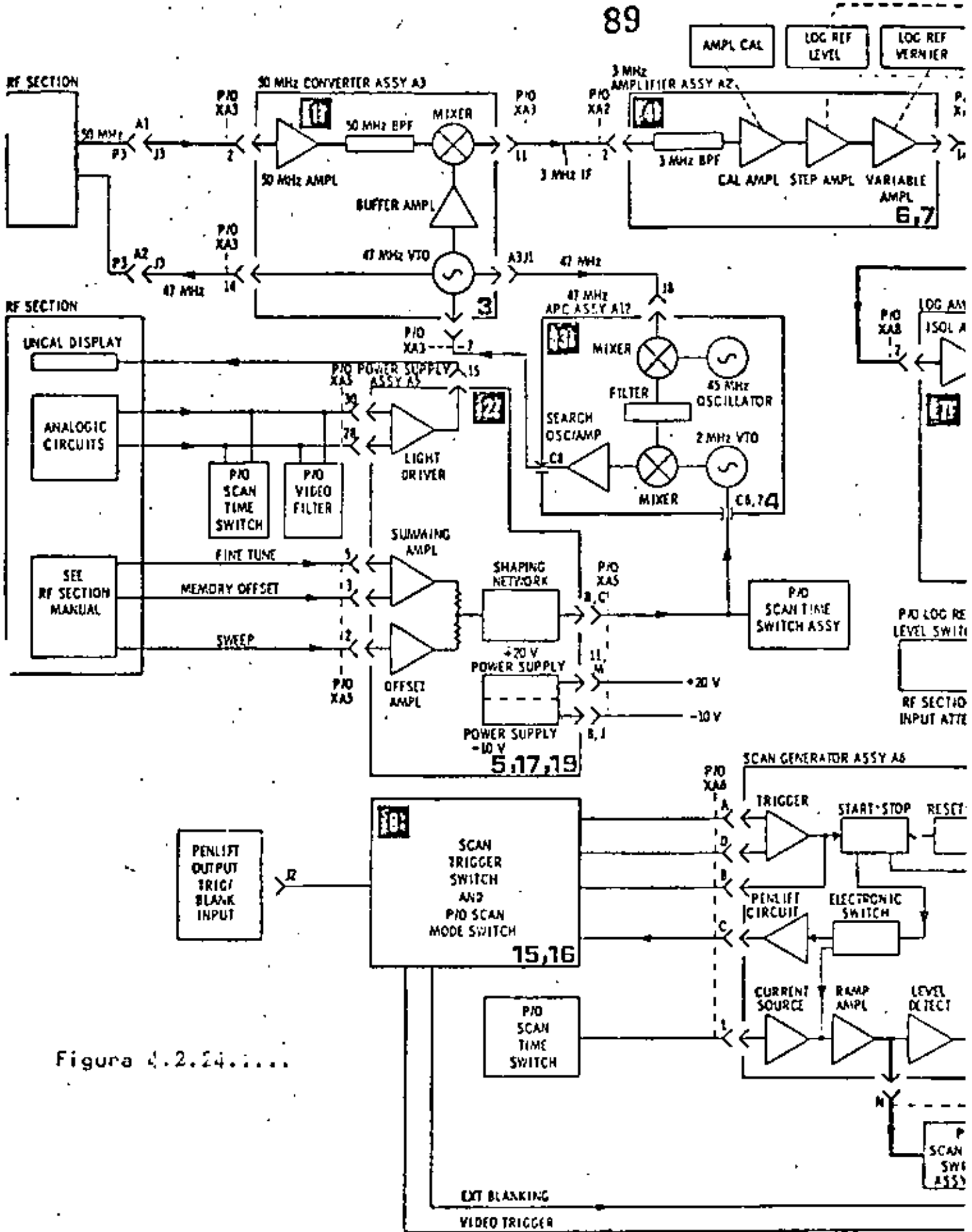


Figura 4.2.24.....



89A

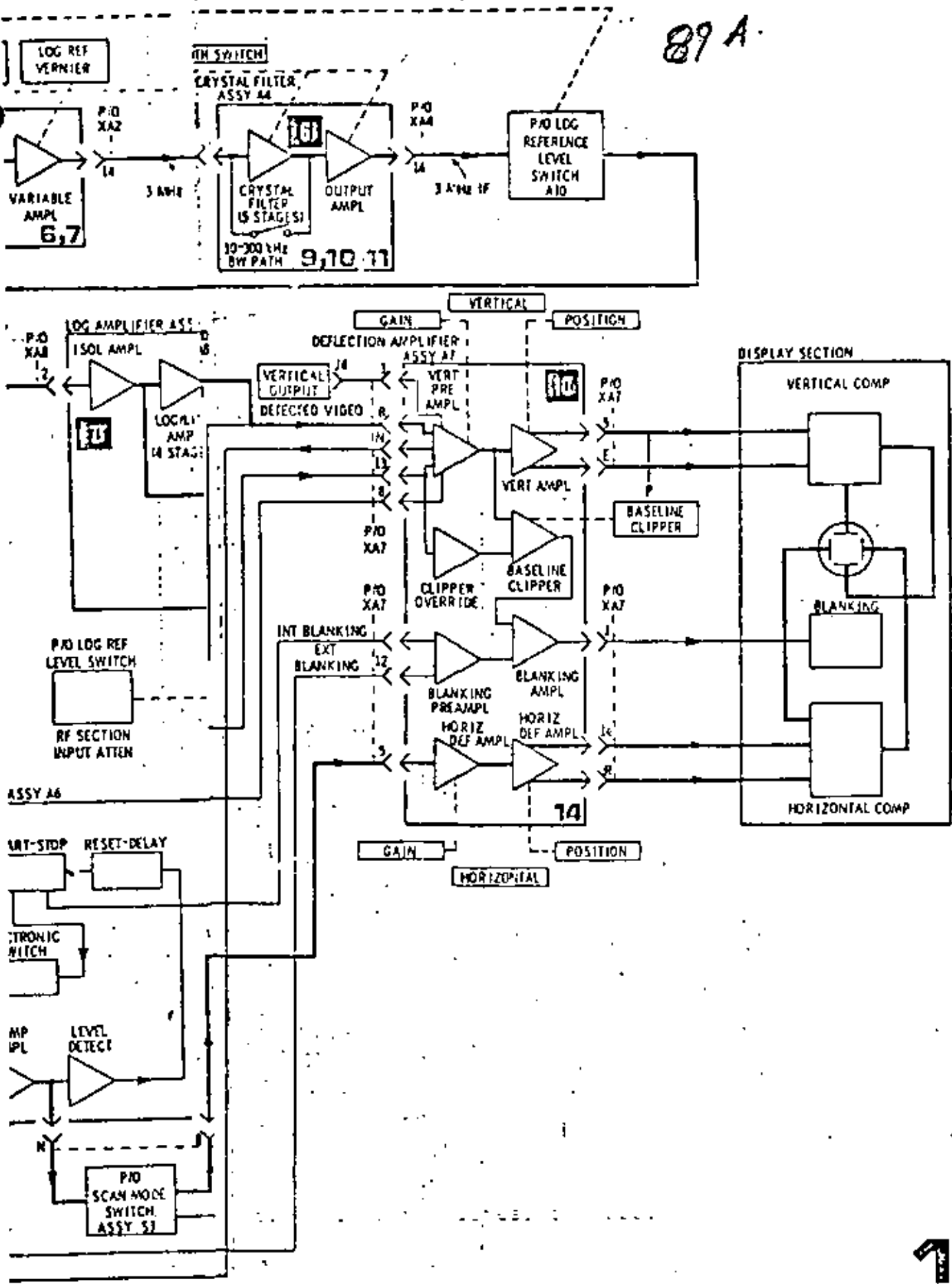


Figure 4.2.24... Figure 8-10. 8552B Block Diagram

Consiste de un filtro pasabanda, un amplificador con ganancia de 30, 40 ó 50 dbs., un amplificador de ganancia variable de 0 a 12 dbs. y una etapa seguidor - emisor. La frecuencia del filtro pasabanda se ajusta para proveer una banda de 300 KHz centrada en 3 MHz.

#### 5. Filtro de Banda Ancha.

Contiene cuatro filtros, un amplificador con ganancia de 10 ó 20 dbs y un circuito de salida de acoplamiento, con baja impedancia de salida. El ancho de banda de los filtros se controla desde la sección de R.F. con el interruptor "BAND WIDTH" - el cual polariza diodos directamente, para conectar resistencias en paralelo con la trayectoria de la señal. Cuando se opera el analizador en el ancho de banda de 300 KHz se puentean los cuatro filtros.

Los filtros proveen anchos de banda seleccionables de 100 KHz, 30 KHz y 10 KHz.

#### 6. Filtro a Cristal.

Consiste de cinco filtros y un amplificador de salida. Cuando se opera el analizador en anchos de banda de 10 KHz o mayores se puentean los filtros y sólo procesa la señal el amplificador.

Los filtros proveen anchos de banda de 3 KHz, 1 KHz, 300 Hz, 100 Hz, 30 Hz y 10 Hz.

#### 7. Amplificador LOG/LIN.

Consiste de una entrada seguidor - emisor, ocho amplificadores (seis de los cuales se usan el modo lineal), un amplificador de factor de escala lineal, dos amplificadores de suma y aislación y un detector lineal.

#### 8. Circuitos de Control de Disparo y de Modo de Exploración.

Estos circuitos controlan la operación de exploración del analizador en conjunto con los siguientes conmutadores:

a) "SCAN TIME PER DIVISION"

Selecciona el tiempo de exploración interno.

b) "SCAN MODE"

Selecciona la fuente de exploración: externa, interna, manual o sencilla.

c) "SCAN TRIGGER"

Selecciona la fuente de disparo de exploración: automático, externo, lineal o video.

#### 9. Generador de Exploración.

El circuito de disparo se habilita con un voltaje de - 12.6 -- proveniente de los circuitos de control. Los circuitos de dis-

pero excitan un flip - flop.

El conmutador de tiempo de exploración selecciona la red RC - para controlar el tiempo de exploración del circuito o generador de exploración. Una fuente de corriente constante carga a un capacitor, para asegurar que la rampa sea lineal.

La rampa pasa a través de un amplificador y posteriormente se aplica a las placas de deflexión del TRC y al circuito atenuador de ancho de exploración de la sección de R.F.

También se provee una salida al conectar "SCAN IN/OUT", en el modo de operación "INT" y "SINGLE".

El conector se usa en el modo "EXT" de exploración.

El oscilador de calibración a cristal entrega una señal de - 30 MHz y - 30 dbm, para usarse en la calibración del analizador. Las armónicas de la frecuencia fundamental son útiles - también para evaluar el analizador.

#### 10. Amplificador de Deflexión.

El amplificador y preamplificador proveen la señal de excitación de las placas de deflexión vertical del TRC. La ganancia y posición vertical se controlan por estos circuitos.

Los circuitos "base line clipper" y "clipper override" borran el TRC cuando el control "BASE LINE CLIPPER" se ajusta para - activar el circuito. Cuando se presenta la marca generada en la sección de R.F., el circuito "clipper override" se activa - y el TRC no se borra.

El amplificador y preamplificador horizontal proveen la señal para las placas de deflexión horizontal. La ganancia y posición horizontal se controla con estos circuitos.

### 4.2.3.- ANALIZADOR DE ESTADOS LOGICOS

El Analizador de Estados Lógicos es un instrumento que se utiliza en el área de circuitos digitales, ya sea en el diseño o bien en el mantenimiento.

El Analizador de Estados Lógicos puede ser visto como un Osciloscopio Digital y que a diferencia del Osciloscopio Analógico es poco lo que trata con niveles de voltaje (unicamente en el rebase de un cierto umbral); pero que sin embargo con él - se van a poder observar datos en "tiempos negativos" en varios canales simultaneamente.

Básicamente, la función que realiza un Analizador de Estados Lógicos es tomar muestras de datos digitales a través de varios canales en forma simultánea. Almacena una determinada cantidad de dichos datos y los exhibe posteriormente en un TRC.

Por medio de un circuito de disparo, es como se van a poder observar datos en "tiempos negativos", ya que se pueden exhibir los datos que sucedieron antes del disparo ( $T < 0$ ), durante el disparo ( $T = 0$ ) y después del disparo ( $T > 0$ ).

Algunos Analizadores poseen también la característica de reconocer una palabra binaria y utilizarla para generar el disparo.

Para reconocer la palabra se utiliza un circuito que genere al disparo cuando se cumplan determinadas condiciones simultaneamente.

#### EL ANALIZADOR LOGICO 7D01

El desarrollo del presente tema, se basa en el Analizador Lógico, marca "Tektronix" Modelo 7D01.

Sus características principales son las siguientes:

1. Exhibe hasta 16 canales de datos binarios.
2. Almacena 4096 bits en una de 3 formas seleccionables.

- a) Cuatro canales ( 0-3 ) con 1016 bits/canal.
- b) Ocho canales ( 0-7 ) con 508 bits/canal.
- c) Dieciseis canales ( 0-15 ) con 254 bits/canal.

Como se observa, algunos bits no se exhiben, debido a que se utilizan internamente.

- 3. El intervalo de muestreo se puede variar de 10 ns/muestra a 5 mseg/muestra y se puede realizar en forma asíncrona o bien sincronizado con una señal externa (Sample Interval).
- 4. Tiene varias formas de generar el disparo (Trigger Source).
  - a) Por la señal del canal cero (Pata 0 ).
  - b) Por medio de una señal externa (Ext Trig/Qualifier - Input).
  - c) Por la señal entregada, por el reconocedor de palabra.
- 5. Es posible seleccionar si el dato se almacena posteriormente al disparo, antes del disparo o bien se almacena - alrededor del disparo (la mitad antes y la mitad después) (Data Position).
- 6. Se puede seleccionar el voltaje de umbral en un intervalo de -12 a + 12 Volts.

#### DESCRIPCION DEL FUNCIONAMIENTO DEL ANALIZADOR

El Analizador está formado por las siguientes etapas:

- 1. Circuito reconocedor de palabra.  
Sus funciones principales son:
  - a) Fijar el voltaje de umbral para el reconocimiento de nivel.
  - b) Provee "buffers" para la señal de entrada.
  - c) Generar la señal de disparo.

2. Circuito de memoria.

Sus funciones son:

- a) Almacenar datos.
- b) Mandar los datos a exhibición en el TRC.

Ambas funciones se realizan en una razón seleccionada por el circuito de base de tiempo.

3. Circuito de disparo.

Sus funciones son:

- a) Controlar los modos de almacenamiento y exhibición del circuito de memoria.
- b) Controlar la posición relativa al disparo del dato exhibido.

4. Circuito de base de tiempo.

Su función es proveer las señales de reloj de almacenamiento y exhibición usadas por el circuito de memoria.

Es posible también seleccionar una señal de reloj externa, por medio del interruptor "Sample Interval"

5. Circuito de salida vertical.

Sus funciones son:

- a) Proveer la conversión paralelo-serie necesaria para exhibir los datos almacenados en el TRC.
- b) Provee un control de posición de los datos y un control de magnificación.
- c) Genera la separación entre canales exhibidos.

6. Circuito de salida horizontal.

Su función es generar las señales de barrido horizontal y de borrado del TRC.

7. Circuito de cursor.

Sus funciones son:

- a) Intensificar una cierta zona en la pantalla.
- b) Presentar los estados lógicos de cada canal.

La posición del cursor se selecciona con los controles "Cursor Coarse" y "Fine Pos" y es relativa a la señal de disparo. Los estados lógicos se presentan en bytes de 3 o 4 bits.

El diagrama a bloques se presenta en la figura (4.2.25).

### DESCRIPCION DEL FUNCIONAMIENTO DE LAS ETAPAS DEL ANALIZADOR

#### 1. Circuito reconocedor de palabra.

Está constituido por 3 sub-etapas principales:

##### a) La etapa del voltaje de umbral.

Fija el voltaje de comparación para el reconocimiento de los niveles de la señal de entrada.

##### b) Etapa "Buffer de entrada".

La salida del comparador de la sub-etapa anterior se conecta a "Buffers". Las salidas de los "Buffers" se conectan a los circuitos de memoria. Una salida del "Buffer" del canal cero se conecta también a la etapa selectora de disparo del circuito reconocedor de palabra.

Las salidas también se conectan a la etapa reconocedora de palabra.

##### c) Etapa de reconocimiento de palabra.

Su función es la de generar una señal de disparo la cual se va a utilizar cuando se selecciones por medio del interruptor "Trigger Source".

Dicha señal de disparo va a depender de que se cumpla ciertas condiciones dependiendo del modo de trabajo de esta etapa que se seleccione.

Se tienen 2 modos:

##### 1 Modo Síncrono.

Las condiciones que se deben cumplir, para que se genere la señal de disparo son:

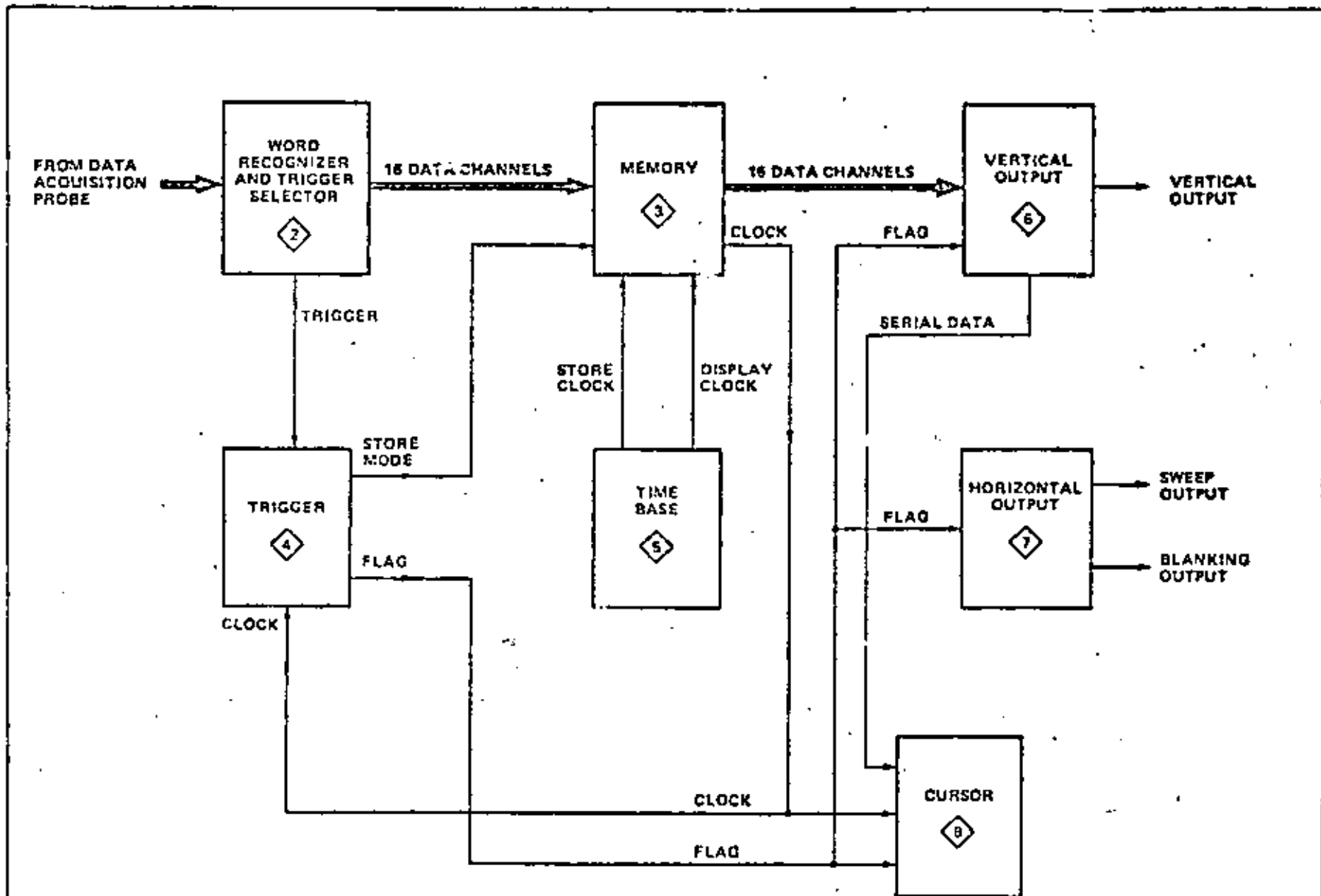


Figura 4.2.25

Diagrama a bloques del Analizador de Estados Lógicos.



Que las señales de entrada coincidan simultáneamente en cada canal, con el nivel elegido por los interruptores 0 a 16 (Reconocedor de Palabra).

Que la señal de entrada en el conector marcado "Ext Trig/Qualifier" coincida en nivel, con lo señalado por el interruptor "External Qualifier", ya sea activo bajo o alto y que el nivel de la señal de reloj externa conectada a través de la pata 0 del conector de los canales 0 - 7 coincida con lo señalado por el interruptor "Probe Qualifier".

### 11 Modo Asíncrono.

Las condiciones que se deben de cumplir, son las presentadas por los interruptores 0 - 16.

Finalmente un filtro de 0. a 300 nsecs inhibe la salida del reconocedor de palabra durante el lapso de tiempo elegido para prevenir disparos falsos por señales muy breves.

### 2. Circuito de memoria.

Consiste de 16 Ram's de 256 bits c/u y de los circuitos de control y selectores de datos y "Latches" necesarios.

Dependiendo de la posición del control "Data Channels", se almacenará en la memoria y se exhibirán 1016 bits/canal en los canales 0 - 3, 508 bits/canal; de los canales 0 - 7, ó bien 254 bits/canal en los canales 0 - 15. Su modo de trabajo, ya sea de almacenamiento o de exhibición se controla con el circuito de disparo.

### 3. Circuito de disparo.

Esta formado por las siguientes sub-etapas:

#### a) De autoregistro.

Controla el tiempo en que se exhibe la información, antes de que se regrese al modo de almacenamiento.

El tiempo de exhibición se controla con "Display Time" y se puede variar de 1 a 10 segundos.

#### b) Contador de posición de disparo.

Determina la posición del dato a ser exhibido, relativo a la señal de disparo, entregando un retardo entre el momento del disparo y el comienzo del modo de exhibición.

Si el modo de exhibición empezó inmediatamente después de la señal de disparo, la memoria tendrá almacenados datos que se guardaron antes de la señal de disparo. Si se retarda el comienzo del modo de exhibición, la memoria contendrá datos almacenados antes y después (o únicamente antes), de la señal de disparo.

c) Circuito deshabilitador de disparo.

Previene al circuito de disparo de aceptar una señal de disparo, antes de que la memoria haya realizado el ciclo de almacenamiento completo y asegura de esta forma que todos los datos en la memoria son nuevos.

d) Circuito intensificador de disparo.

El punto de disparo se muestra en la pantalla, como una zona de intensidad luminosa mayor.

4. Circuito de base de tiempo.

Consiste de un oscilador de 100 MHz, una serie de contadores que dividen por 2 y por 5 y por selectores de datos.

El control "Sample Interval" selecciona la salida del contador deseada.

5. Circuito de salida vertical.

Está constituido por las siguientes etapas:

a) Contador de canal.

Determina el canal de datos que se acopla a través del convertidor paralelo-serie al amplificador de salida vertical. Su salida depende del control "Data Channels".

b) Convertidor paralelo a serie.

Es un selector de datos de 16 canales.

El canal de datos al ser conectado a la salida, se determina

por conteo binario de las direcciones.

c) Circuito de posición de los canales.

Entrega un voltaje determinado para que cada canal se exhiba en el lugar adecuado en el TRC.

La cantidad de voltaje se determina por el conteo binario del contador de canal.

d) Amplificador de salida vertical.

Combina los datos con los voltajes que entrega el circuito de posición y entrega la señal necesaria para el circuito vertical de un osciloscopio.

6. Salida horizontal.

Consiste de las siguiente sub-etapas:

a) Generador de barrido.

Entrega la señal de barrido del osciloscopio y su frecuencia se determina con el control "Data Channels".

b) Circuito de borrado.

Entrega la señal de borrado, para el retraso del haz y de borrado para el tiempo de almacenamiento.

c) Indicador de modo inválido.

Causa que el foco que está atrás del control "Sample Interval" encienda intermitentemente, si el control se ajusta en una posición en que se exceda la máxima velocidad de operación del circuito de memoria. Lo cual ocurre si el control selecciona 10 nseg. 6 20 nseg. con operación de 16 canales o si se selecciona 10 nseg. en operación de 8 canales.

7. Cursor.

Está formado por las siguientes sub-etapas:

a) Circuito contador de cursor.

Los controles de posición de cursor (Coarse And Fine Pos) son interruptores rotatorios que actúan para producir una secuencia de pulsos en cada paso, en

conjunto con el circuito contador.

b) Circuito de posición del cursor.

La posición del cursor se va a determinar por el número de pulsos que se suceden antes ( - ) o después ( + ) del pulso de disparo.

Además del diagrama de tiempos que se obtiene con el Analizador Lógico (7D01) es posible obtener 2 imágenes más, por medio del módulo llamado "Formador de Imágenes" (DFI).

Con el 7DFI es posible obtener una imagen de la tabla de estados lógicos y la otra imagen está formada por puntos (mapa).

I Modo de Mapa:

En este caso se obtiene una vista de la memoria del 7D01 en forma de puntos, donde cada punto representa una combinación de hasta 16 entradas en 7D01. En el eje vertical se representa la mitad más significativa de la palabra y en el eje horizontal la menos significativa.

Con un cursor, indicado por el símbolo ( + ), es posible secuenciar automáticamente las localidades de los datos en el orden en el cuál se cargó el dato en la memoria. Una lectura binaria mostrará el estado lógico de la palabra en la que esté situado el cursor y en la otra lectura la posición del cursor, relativa al pulso de disparo.

II Modo de tabla de estados lógicos.

Con este modo es posible obtener una imagen con formato tabular de los datos grabados en la memoria del 7D01.

Las tablas se pueden presentar en términos binarios octales o bien hexadecimales.

Se pueden mostrar hasta 2 tablas de 17 líneas de palabras de 16 bits cada una.

La tabla del lado izquierdo contendrá los datos que se almacenaron por última vez en la memoria del 7D01 y la del lado derecho la que se obtuvo previamente.

El DFI compara las 2 tablas y reinicializa el 7001, cuando el contenido de las 2 son iguales.

En la imagen se podrá observar:

La palabra que coincide con el cursor, las 16 palabras siguientes y la palabra de disparo.

En el caso de que la palabra de disparo esté contenida dentro de los primeros 17, se indicará por una condición de intermitencia.

También se indica, en una lectura, la posición del cursor relativa al pulso de disparo.

#### 4.3.1 Generador de Señales

El Generador de Señales se usa a menudo en las mediciones de ganancia, ancho de banda, relación señal a ruido y otras propiedades de los circuitos. Se usa ampliamente en las pruebas de radioreceptores y transmisores.

El instrumento es capaz de modular una portadora o bien centrarla en una frecuencia. Los tipos comunes de las señales moduladoras son la senoidal, la cuadrada y los pulsos; la señal de salida se puede modular en Amplitud (AM) o en Frecuencia (FM).

Cuando en el sistema FM se varía sobre un amplio intervalo de frecuencias en una razón cíclica relativamente baja, al instrumento se le conoce como generador de barrido de frecuencia.

La estabilidad de frecuencia del instrumento está limitada por el diseño del circuito LC del oscilador patrón.

En la figura (4.3.1) se muestra el diagrama a bloques de un generador de señal y se describe a continuación:

La salida del oscilador patrón, después de pasar a través de un amplificador separador de sintonizado ( $B_1$ ), entra a la unidad amplificadora de potencia. En el rango de frecuencia más alto (34 MHz a 80 MHz para este caso particular), la señal de RF pasa a través de un separador adicional ( $B_2$ ) hacia el amplificador principal (A). Para los rangos de frecuencia más bajos, la señal del oscilador se aplica a una serie de divisores de frecuencia y desde allí se lleva al amplificador de potencia a través de otro separador ( $B_3$ ). Los nueve divisores  $\frac{1}{2}$  de un divisor máximo de 512. Así que el rango de frecuencia más bajo es de 67 KHz a 156 Hz. Los amplificadores separadores suministran un grado muy alto de separación entre el oscilador patrón y el amplificador de potencia y prácticamente eliminan todos los efectos de desvío de frecuencia de los cambios en la operación y condiciones de carga de la etapa de salida. Se eliminan también los efectos de conmutación de rango, ya que se usa el mismo oscilador para todas las bandas.

El oscilador patrón se sintoniza con un condensador variable que se mueve con un motor.

La disponibilidad de un control de frecuencia dirigido por un motor presenta la oportunidad para sintonizar automáticamente en forma local y remota.

La modulación se efectúa en la etapa amplificadora de potencia variando el voltaje de la base del transistor de potencia. Se generan dos señales moduladoras (400 Hz y 1 KHz). La amplitud de la señal moduladora se puede ajustar para obtener un nivel de modulación de 95% máximo. También se pueden aplicar -

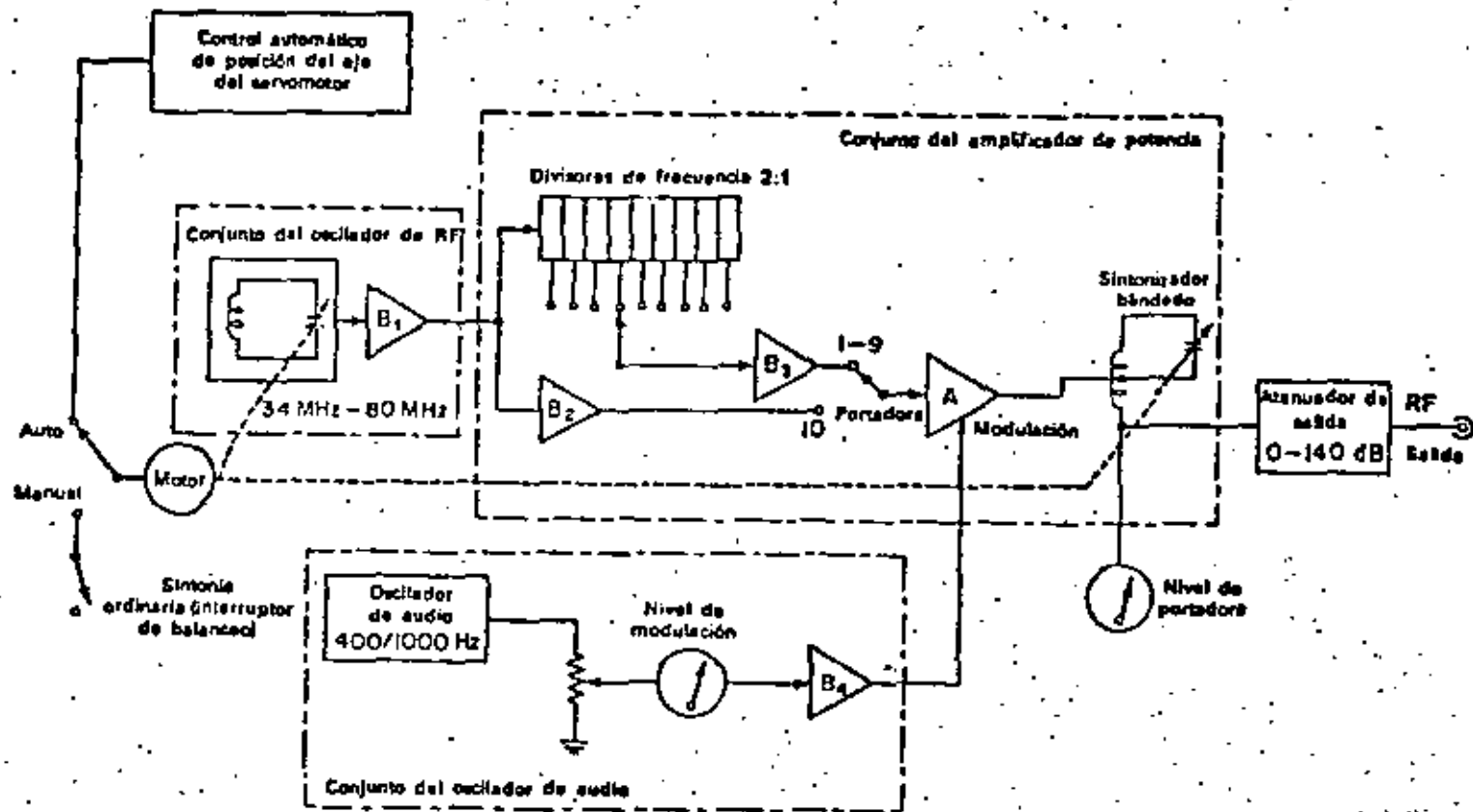


Figura 6.2.1.- Diagrama a bloques de un generador de señales.

señales moduladoras externas.

### Generador de Frecuencia de Barrido

Suministra un voltaje de salida sinusoidal, normalmente en el rango de R.F., cuya frecuencia se varía continua y suavemente sobre una banda completa de frecuencia, normalmente en la de audio baja. El proceso de modulación en frecuencia (FM) se puede lograr electrónicamente o mecánicamente.

El método mecánico consiste en mover el condensador variable del circuito LC con un motor.

El método electrónico se basa en la modulación, con una señal diente de sierra.

En la figura (4.3.2) se muestra el diagrama a bloques del generador de alta frecuencia "Philips" Modelo PM5324.

Este aparato tiene un generador de señal senoidal de 1 KHz la cual modula una portadora cuya frecuencia puede variar de 0.1 MHz a 110 MHz. Con un nivel de modulación de 30% en AM. Cuenta también con un generador de diente de sierra para realizar la función de barrido de frecuencia. En el mismo generador se produce un pulso de borrado para inhibir la salida del aparato, cuando se efectúa la bajada del diente de sierra. Se tiene también la posibilidad de realizar la modulación por medio de una señal externa.

#### 4.3.2 Generador de Funciones

El Generador de funciones es un instrumento que entrega diferentes formas de onda cuyas frecuencias se pueden ajustar en un amplio rango. Las salidas más comunes son:

Senoidal, triangular, cuadrada y diente de sierra. Puesto que la frecuencia más baja de un oscilador RC es limitada, se emplea otro método en el generador de funciones.

El método que se emplea se basa en la carga y descarga de un capacitor ampliándole corriente constante.

La ecuación con la que se determina el potencial de un capacitor es:

$$v_c = \frac{1}{c} \int i(t) dt$$

Pero si  $i(t)$  es A. constante  $i(t) = I$  se tendrá



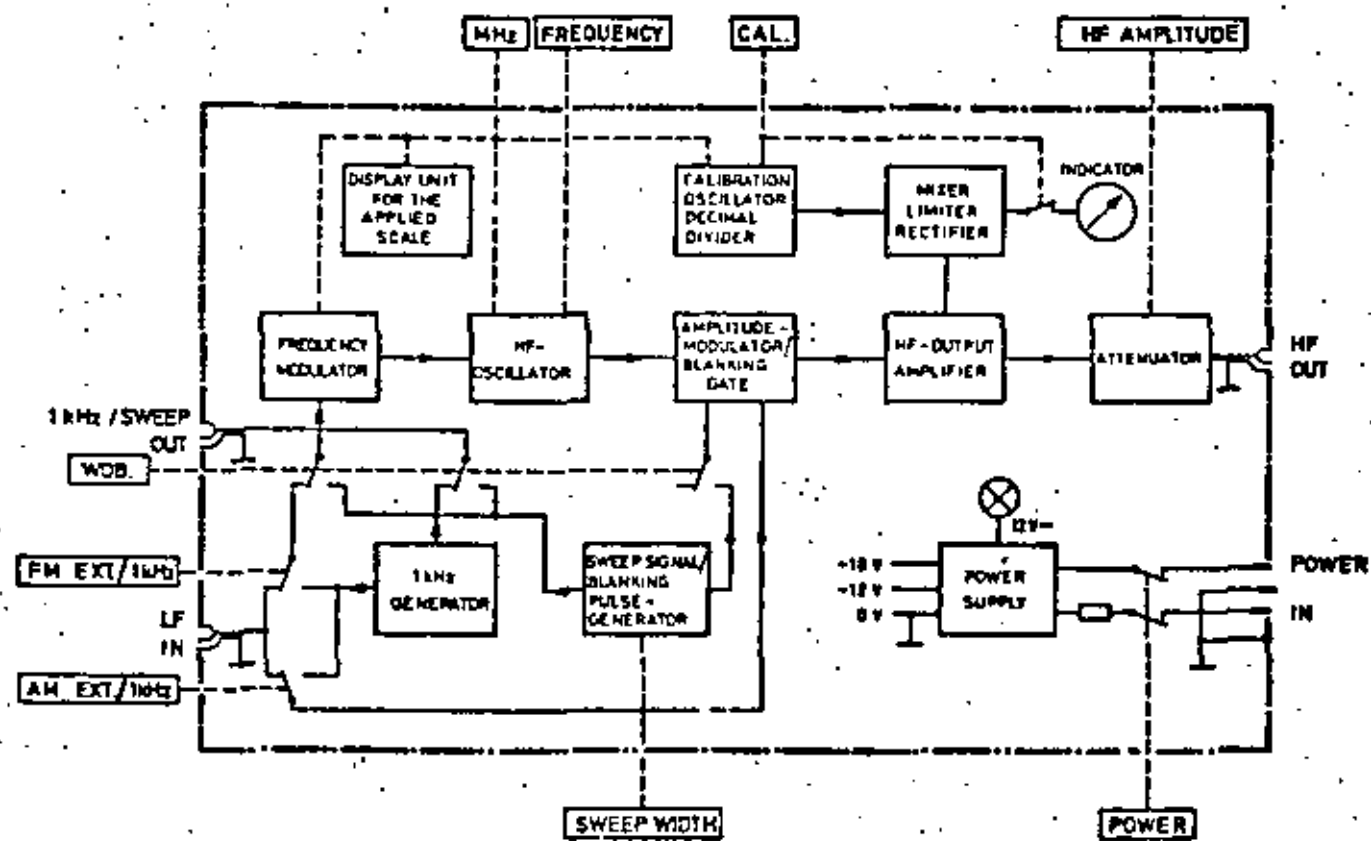


Figure 4.3.2.-Generador de señales Philips PM5324

$$v_c = \frac{I t}{C}$$

Así que el tiempo de carga del capacitor se podrá determinar despejando  $t$  de la ecuación anterior.

$$t = \frac{C}{I} v_c$$

Excepto para valores muy pequeños del potencial base-colector, la corriente del colector en un transistor, en la configuración base común es casi constante si se mantiene fija la corriente de emisor.

Un análisis detallado lleva a la conclusión que - la causa principal del error, en la linealidad de la rampa obtenido, se debe a la alta impedancia de salida de este tipo de configuraciones por lo que se debe tener en la siguiente etapa una impedancia de entrada bastante grande.

En la figura (4.3.3) se muestra el diagrama a bloques del Generador de Funciones marca "Hewlett Packard" Modelo 33-12A, el cual se basa en el principio descrito anteriormente.

Este aparato combina 2 Generadores de función en un sólo instrumento, un Generador principal y un Generador de modulación. El rango de frecuencia del Generador principal es de 0.1 Hz a 13 MHz en ocho escalas diferentes.

El rango del Generador de modulación es de 0.01 Hz a - 10 KHz. Ambos pueden entregar formas de onda senoidal, - triangular, cuadrada y rampa.

La simetría de todas las formas de onda, pueden variar - de una razón de 80:20 a 20:80 en el Generador principal y en el Generador de modulación se puede seleccionar una razón fija de 90:10.

El Generador principal se puede modular o dispararse por el Generador de modulación para obtener AM, FM, barrido de frecuencia o ráfaga (burst). También se puede modular por medio de una señal externa. La frecuencia del Generador principal se puede controlar externamente aplicando señales de C.A. o C.D.

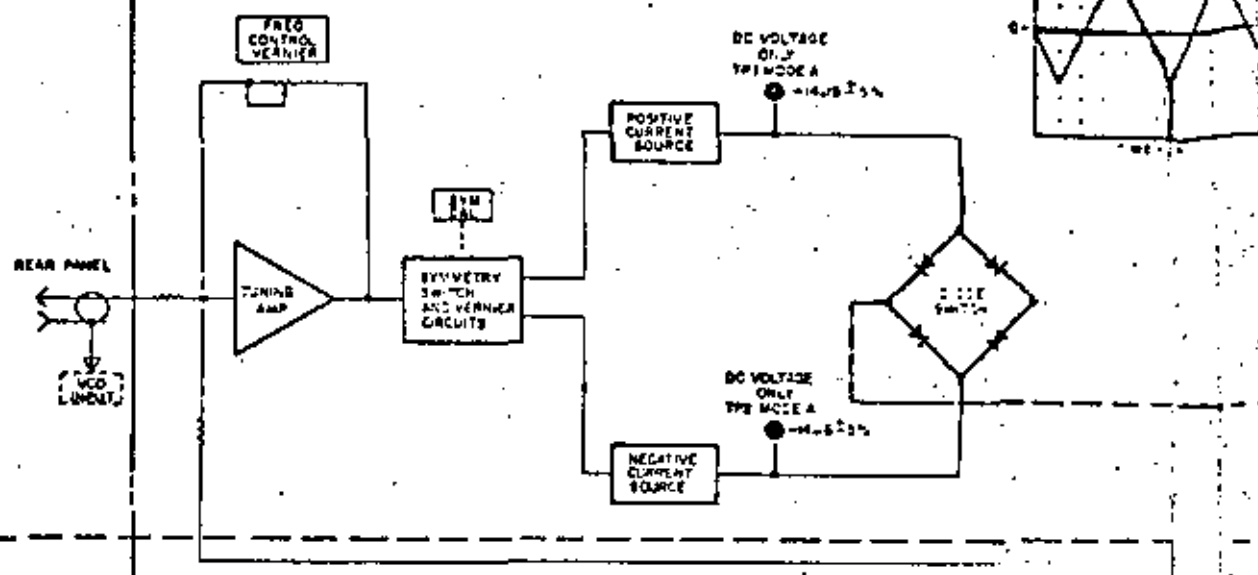
Los niveles de salida que se obtienen son de 1 mVolt p-p a 10 Volt p-p con una impedancia de salida de 50 ohms.

La salida usualmente es alterna, pero su nivel de C.D. - se puede variar en un intervalo que va de - 10 Volts a + 10 Volts.

El Generador principal tiene una salida extra, para sincronía la cual entrega un pulso rectangular de un Volt de amplitud y que está fuera de fase 180° con respecto a la salida principal.

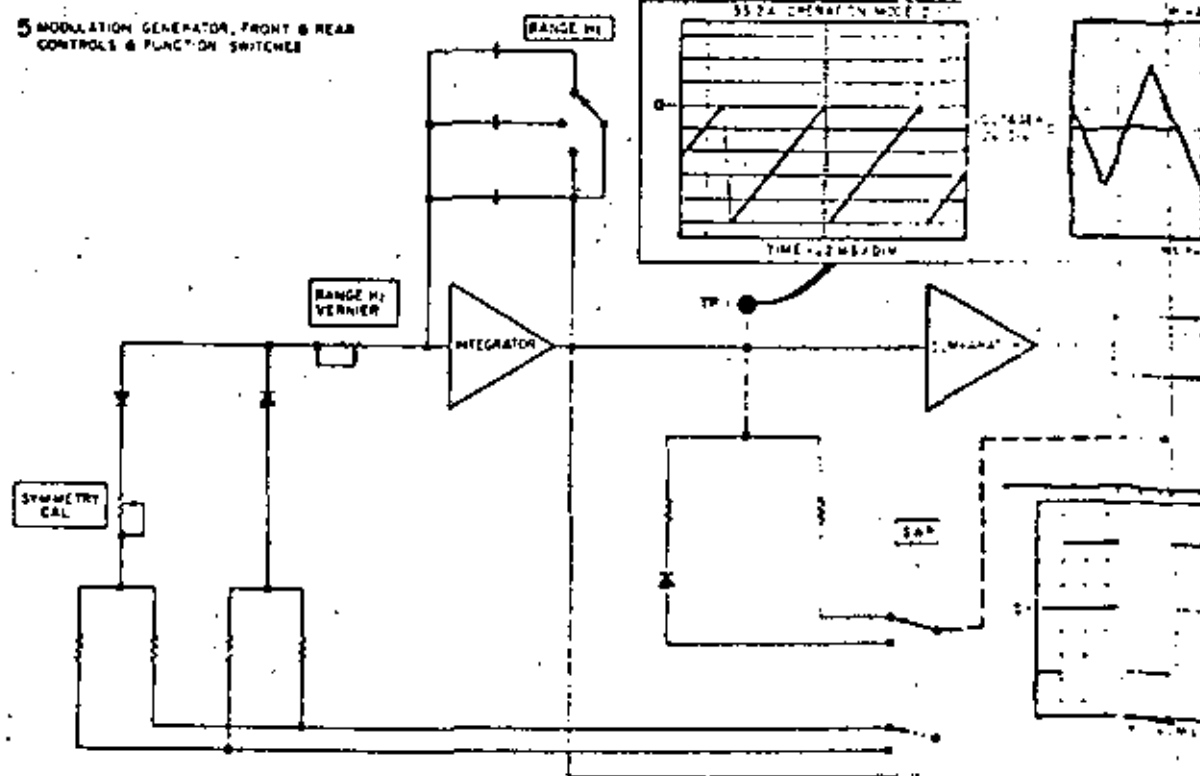
FIG A2

## 2 TUNING AMP &amp; INTEGRATOR



A1

## 5 MODULATION GENERATOR, FRONT &amp; REAR CONTROLS &amp; FUNCTION SWITCHES





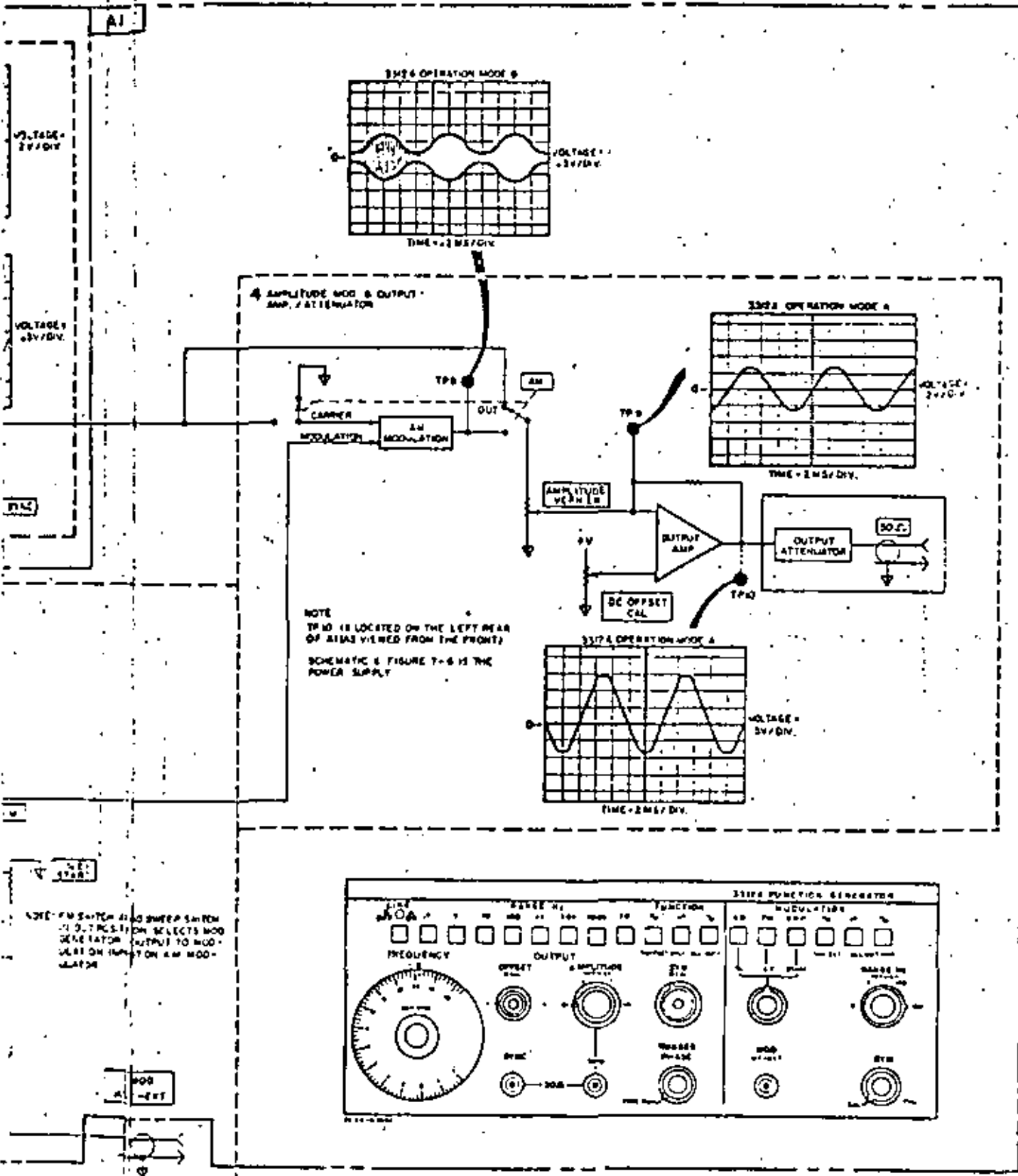


Figure 4.3.3.....

Figure 7-1. Functional Block Diagram.

## Descripción de Funcionamiento

Para su descripción el 3312A se divide en 3 partes principales (obsérvese la figura 4.3.4):

El Generador principal, la sección de salida y la sección de modulación.

### 1. El Generador Principal

#### a) Amplificador de Sintonía.

Es un amplificador sumador el cual suma las corrientes de entrada al VCO.

El control de frecuencia varía la cantidad de voltaje visto en la salida del amplificador de sintonía, el cual determina la frecuencia.

#### b) Interruptor de Simetría y Control de Variación de Simetría.

El interruptor de simetría actúa en dos modos:

En la posición de calibración la salida del amplificador de sintonía se conecta a través de 2 resistencias de 5 Kohms, a 1 Amp. inversor (V103) y a 1 Amp. no inversor (V102), cuya ganancia son iguales, así que el voltaje en los emisores de Q101 y Q102 (ver figura 4.3.5) son iguales en magnitud pero opuestos en signo respecto a tierra, así que en esa posición, fluye igual corriente a través de R122 y R123.

Cuando el interruptor de simetría, se encuentra en la posición de simetría variable, la salida del amplificador de sintonía se conecta a V103 y V102 a través del potenciómetro R608 (ver figura 4.3.6), variando la posición del potenciómetro, se variará la resistencia de entrada de los Amps., lo que causará que varíe la ganancia por tanto el voltaje en los emisores de Q101 y Q102 variará causando que varíe la corriente a través de R122 y R123 variando así la corriente de carga del capacitor de integración. La variación del ciclo, que se puede lograr es de 20% a 80% o bien 80% a 20%.

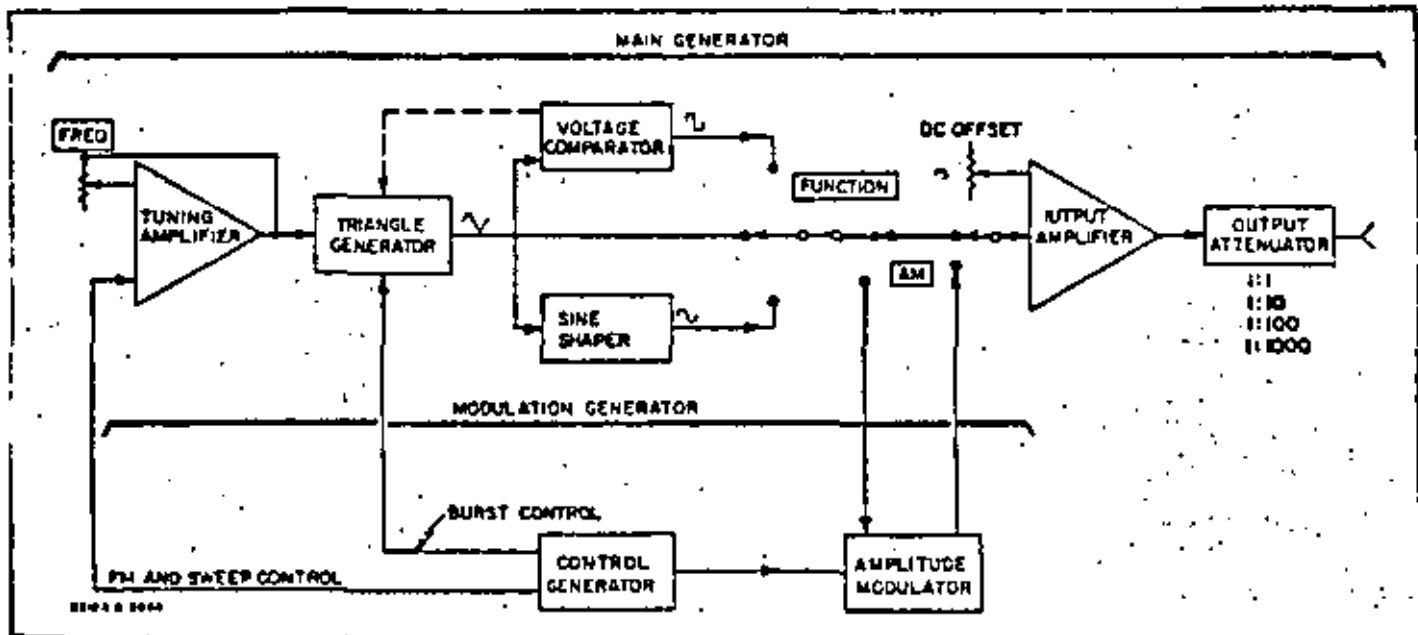


Figure 4.3.4.-Diagrama a bloques básico.

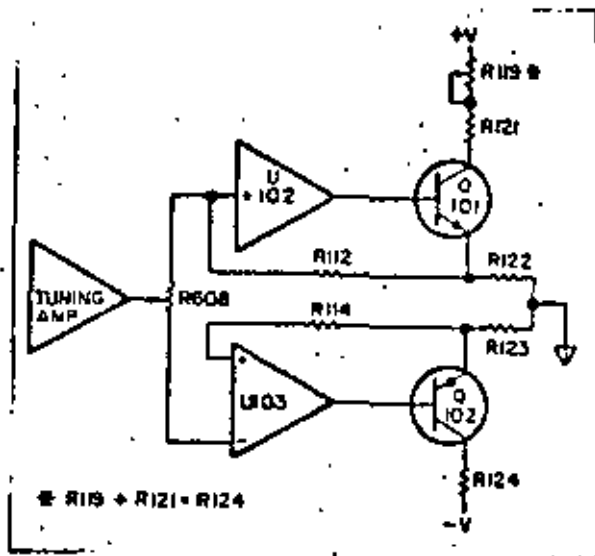


Fig.4.3.6. Simetria variable

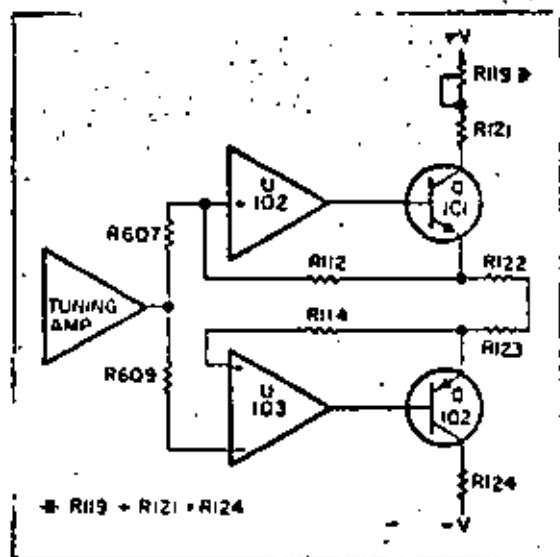


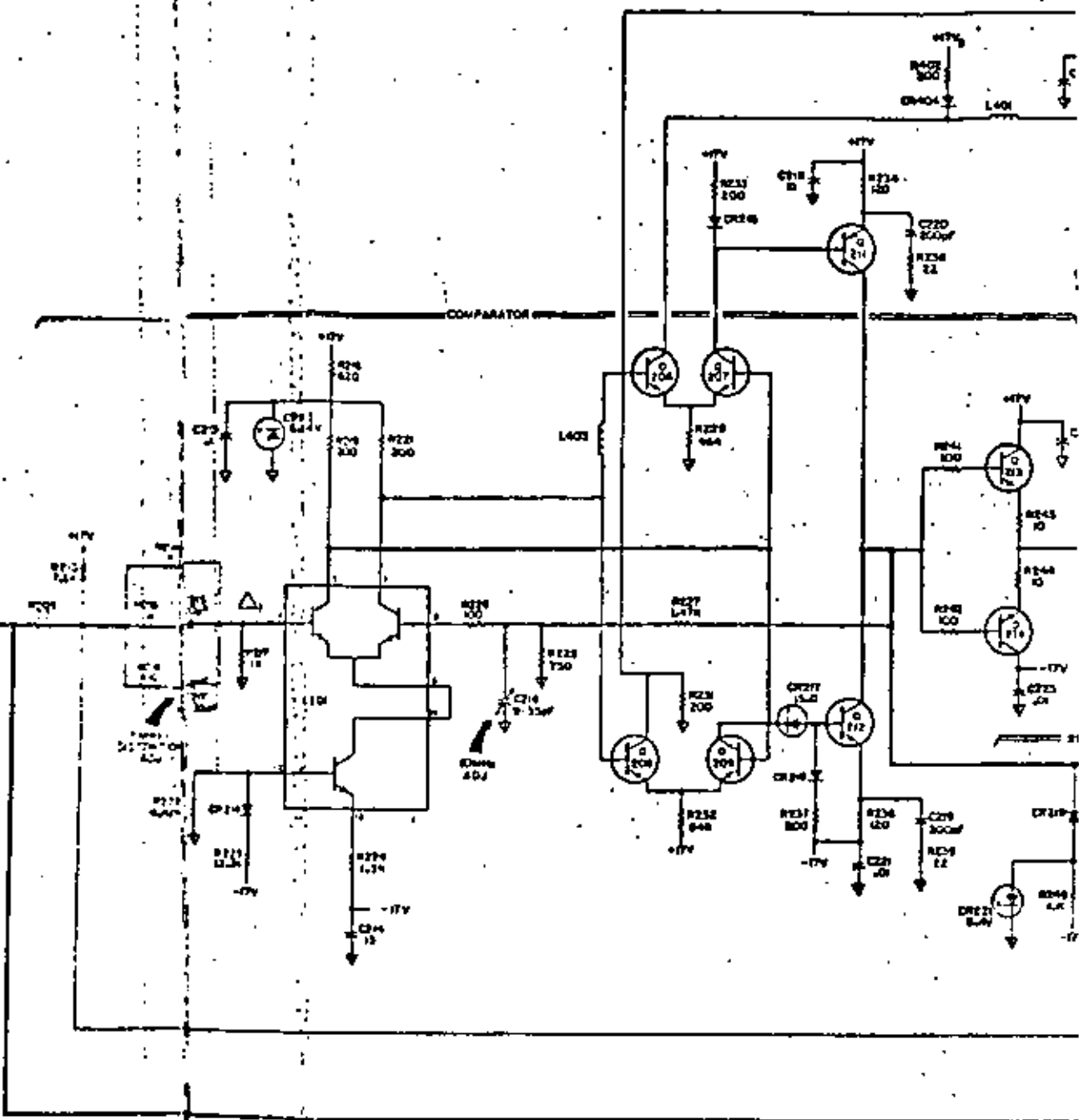
Fig.4.3.5. Simetria fija.

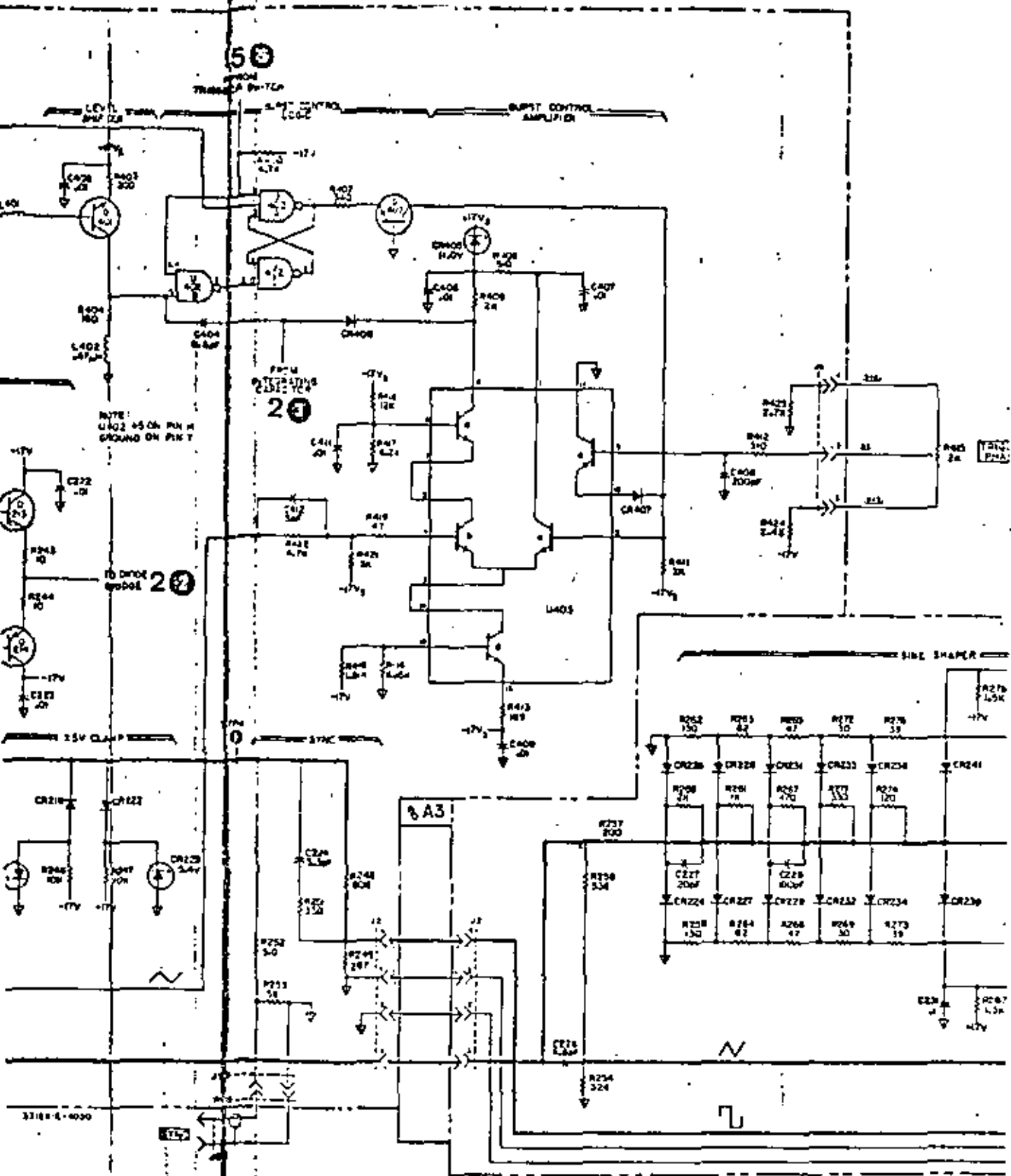




A2 COMPARATOR, FIRST CONTROL  
0382-64524

20  
FROM  
BUFFER AMP.





33181-4-4000

17V

17V

17V

17V



c) Fuentes de corriente negativa y positiva.

Los voltajes de V102 y V103 se transfieren a las fuentes de corriente a través de 2 amplificadores operacionales. Dado que la impedancia de entrada del amplificador es casi infinita, prácticamente fluye cero corriente dentro del amplificador consecuentemente el voltaje a través de R119 + R121 (ver figura 4.3.7) y R124 aparecerá a través de R117 y R126.

Las corrientes de los emisores de Q106 y Q107 se controlan mediante R117 y R126. El interruptor de rango de frecuencia cambia las resistencias paralelas a R117 y R126 lo cual hace variar la corriente de emisor de Q106 y Q107 y por tanto a la de colector que es la corriente de carga del capacitor de integración.

d) Interruptor de Diodos.

El comparador de alta velocidad V201 (figura 4.3.7) controla la trayectoria de la señal a través de dicho interruptor.

Cuando la pata 2 de V201 presenta un nivel alto, los diodos CR204 y CR206 conducen. CR203 y CR207 están polarizados inversamente y se carga el capacitor de integración.

Cuando el nivel en la pata 2 es bajo CR203 y CR207 conducen CR204 y CR206 se polarizan inversamente y el capacitor de integración se descarga.

Cuando los diodos del interruptor están polarizados inversamente presentan una capacitancia que distorsiona el pico del triángulo. Esta distorsión se quita mediante Q401 y C404 que forman parte del circuito de cambio de nivel. La onda cuadrada en el colector de Q401 se pasa a través del divisor de voltaje formado por C204 y C205 y se suma a la onda triangular, de esta forma se elimina la distorsión.

e) Capacitor de Integración.

Los capacitores son C205, C201, C202, C203, C204 y C206.

Como la corriente a través de este capacitor es constante, excepto en dirección, el voltaje resultante a través del capacitor será de forma triangular.

f) Amplificador Separador.

El Amplificador Separador tiene ganancia unitaria

y consiste de FET a la entrada y una salida "Push-Pull". La alta impedancia de entrada del FET provee aislación y los seguidores emisor Q202 y Q203, forman un circuito "Push-Pull". Los diodos CR209 y CR211 son diodos para compensación de temperatura.

g) Comparador.

Mientras que se carga el capacitor de integración, la rampa, pendiente positiva, se aplica a la pata 4 de V201 (figura 4.3.8).

La rampa positiva se compara en magnitud a la onda cuadrada de la pata 2. En el momento en que coinciden el comparador cambia de estado, invirtiendo polaridad de los diodos del interruptor.

La coincidencia de la rampa negativa con la onda cuadrada ahora en su límite negativo, cambia el estado del comparador, completando así un ciclo.

h) Generador de Sincronía.

La salida de V201 se procesa por una red de diodos para establecer un nivel adecuado de la onda cuadrada ( $\pm 5$  Volts).

Por medio de un divisor se atenúa dicha señal. El pulso de sincronía, está siempre en fase con el generador principal pero  $180^\circ$  fuera de fase con la salida debido a la inversión que realiza el amplificador de salida.

i) Formador de la Onda Senoidal.

La onda triangular del amplificador separador, se conecta a través de R257 a los diodos sintetizadores de la senoide. Dichos diodos se polarizan inversamente por el divisor resistivo. Conforme el nivel de la rampa aumenta se supera la polarización y los diodos de la mitad de abajo (ver figura 4.3.8), conducen produciendo un efecto de carga no lineal en la señal triangular.

Cuando la rampa alcanza un nivel negativo, la mitad superior de la red de diodos es la que actúa y formanda con ellos la mitad inferior de la senoide.

Los transistores Q216, Q217, Q218 y Q219 ayudan a asegurar que se mantenga el nivel de polarización apropiado sobre un intervalo amplio de temperatura. Después del formador de onda senoidal se tiene un filtro, pasa bajo con una frecuencia de corte en 14 MHz. El filtro atenúa la tercera armóni-

ca en frecuencia arriba de 5 MHz.

## 2. Sección de Salida.

La sección de salida está formada por el amplificador de salida y el atenuador de salida (figura 4.3.9).

### a) Amplificador de Salida.

El sistema de amplificación tiene una ganancia en voltaje de 16. La señal de C.A. se acopla a través de Q501 a Q502 y Q503.

Para obtener una respuesta en frecuencia que se extiende a cero, la salida principal se acopla directamente a V501 y entonces a la etapa complementaria de Q504 y Q507. El desbalance (offset) de C.D. se suma a la pata 2 de V501 vía R504. En la posición de calibrado (CAL) R504 se anula y no se suma voltaje de desbalance al amplificador de salida.

b) La salida se acopla directamente al atenuador de salida.

El atenuador está formado por resistencias con secciones de 20 db por paso con una impedancia de 50 ohms.

## 3. Generador de Modulación.

### a) Generador de Señal.

Las partes básicas de este circuito son:

El integrado V301 y el comparador V302 (figura 4.3.10), integrando la onda cuadrada en su entrada el integrador genera una onda triangular. El nivel del triángulo se compara a la onda cuadrada y cuando el voltaje en el modo de entrada del comparador es igual a cero  $[R_1 (E_3 - E_2 / R_1 + R_2 )$

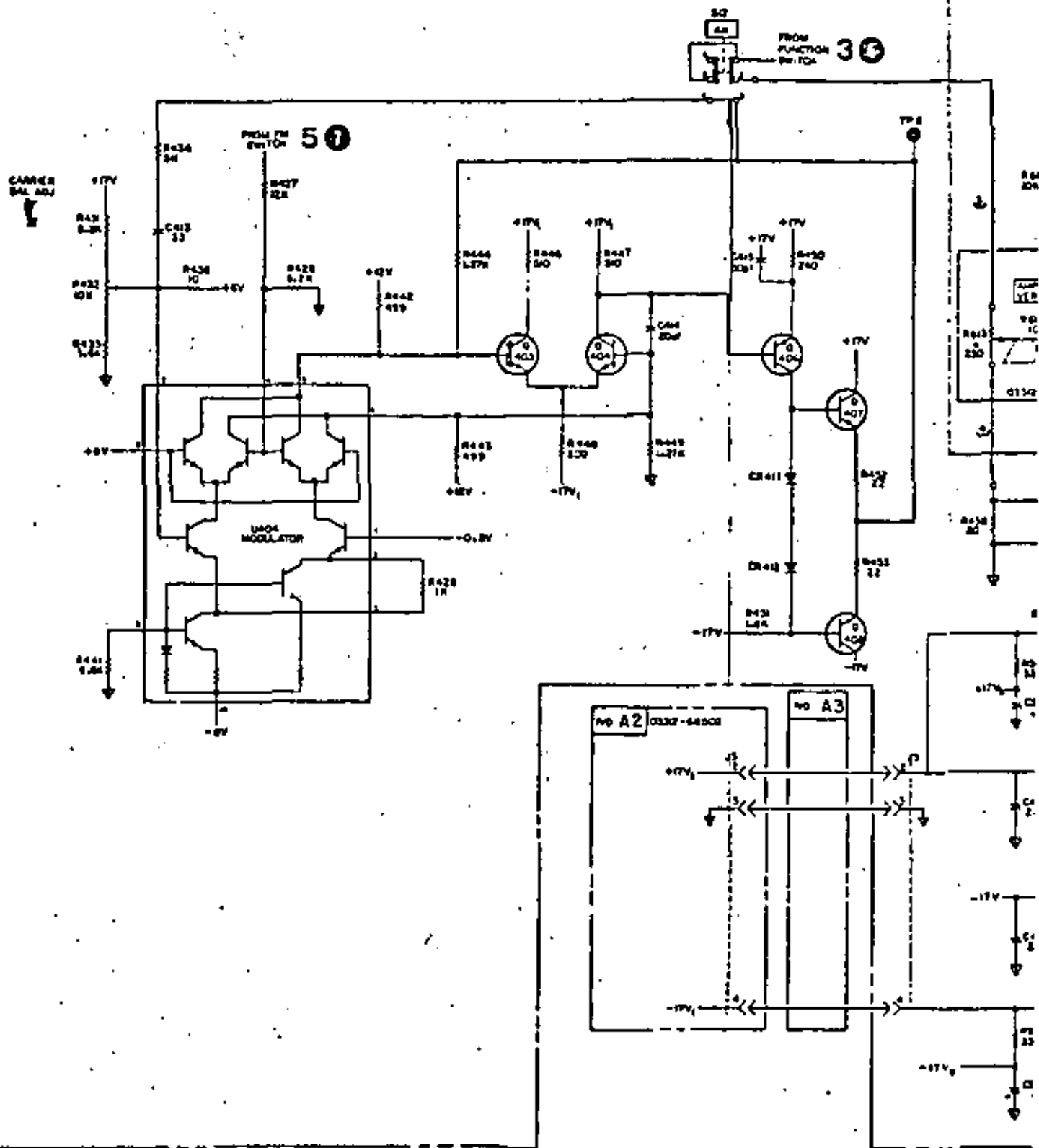
$= E_2 ]$  la salida del comparador invierte su estado. La salida del comparador se invierte, se amarra a un cierto nivel y se retroalimenta a el inversor, para controlar la generación de la triangular.

b) Modulación en Amplitud.

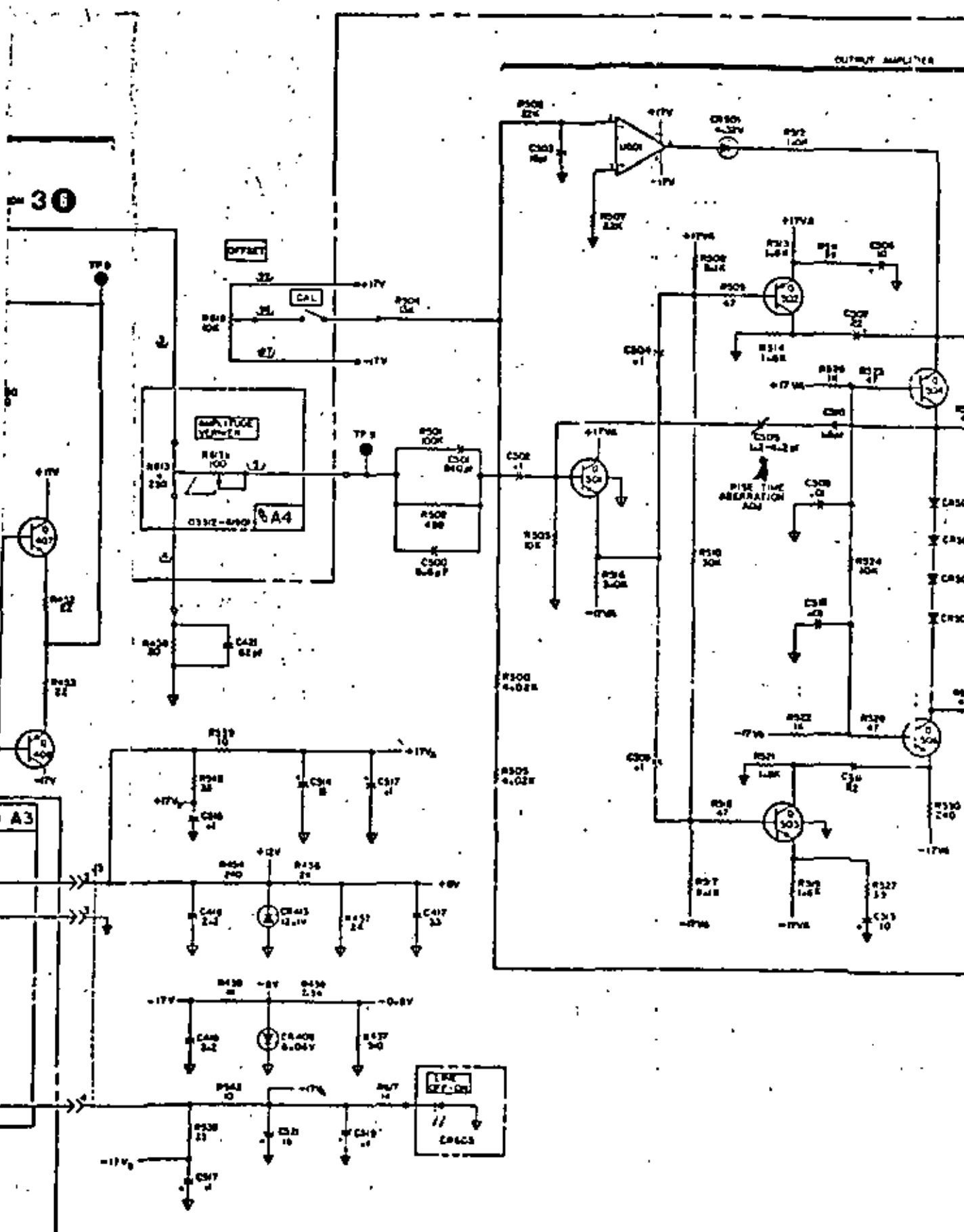
El modulador de AM (figura 4.3.9) es con un sistema balanceado el cual mezcla la señal portadora - proveeniente del generador principal con la señal de modulación proveeniente del generador de modula

FIG A1 AM MODULATOR AND OUTPUT AMP. 0332-6400

AM MODULATION



30





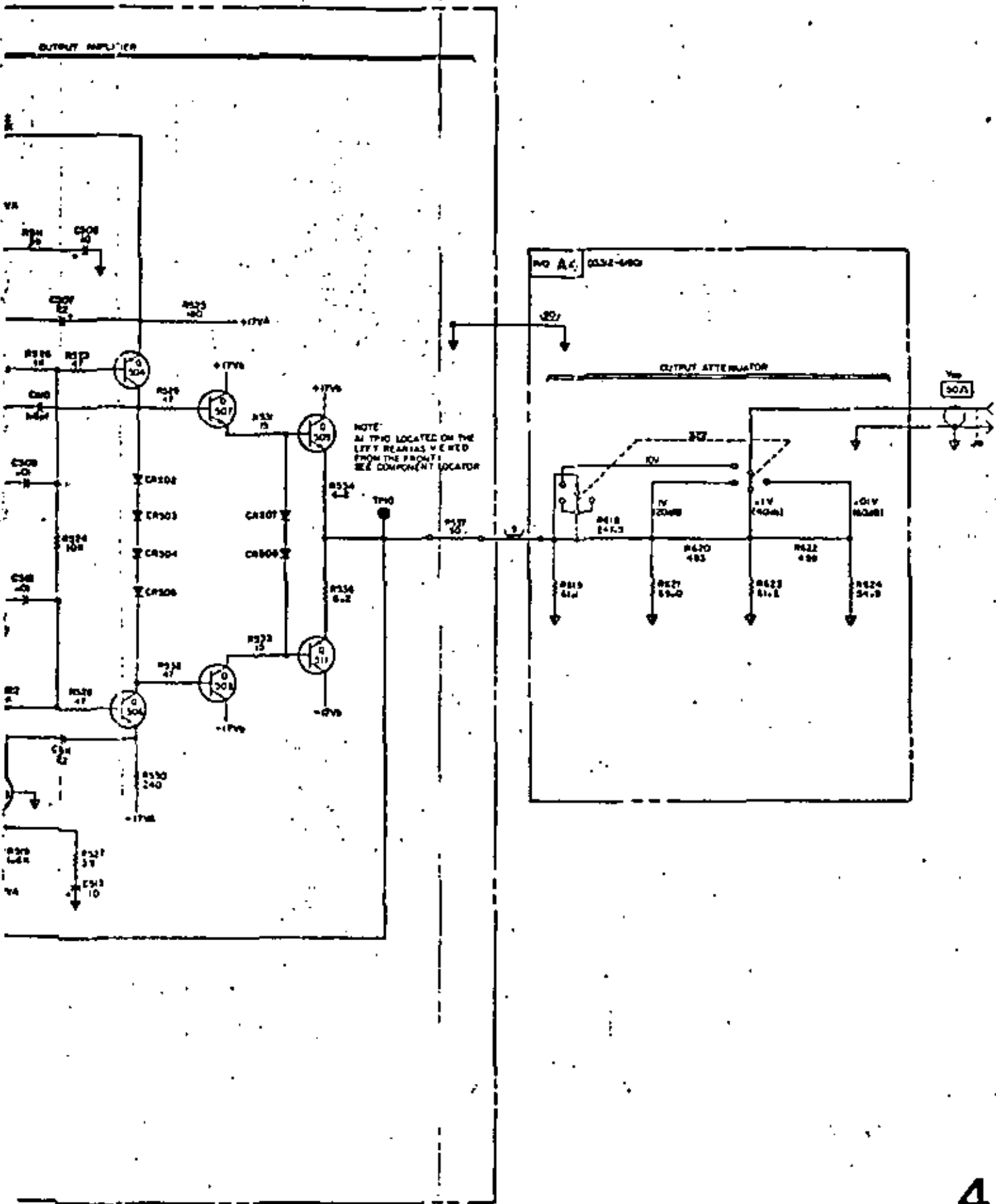


Figure 7-4. Amplitude Modulator and Output Amplifier Attenuator.

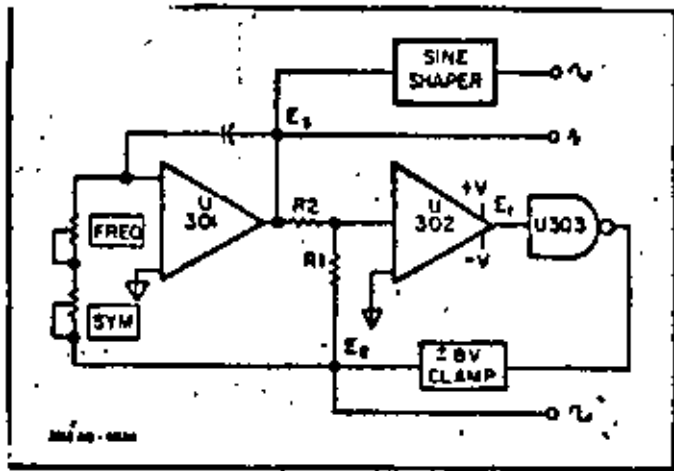


Fig. 4.3.10.-Generador de Señal.

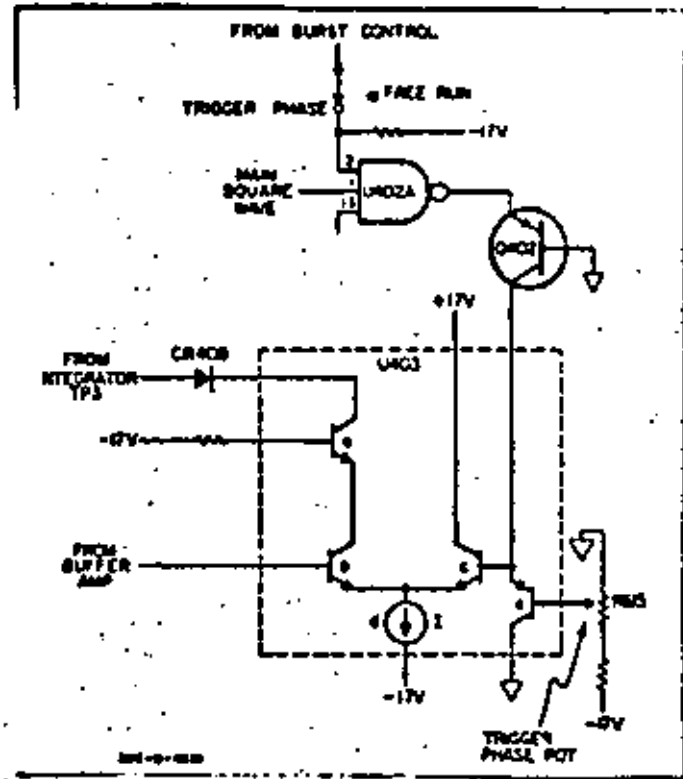


Fig. 4.3.12.a.-Amplificador de ráfaga.

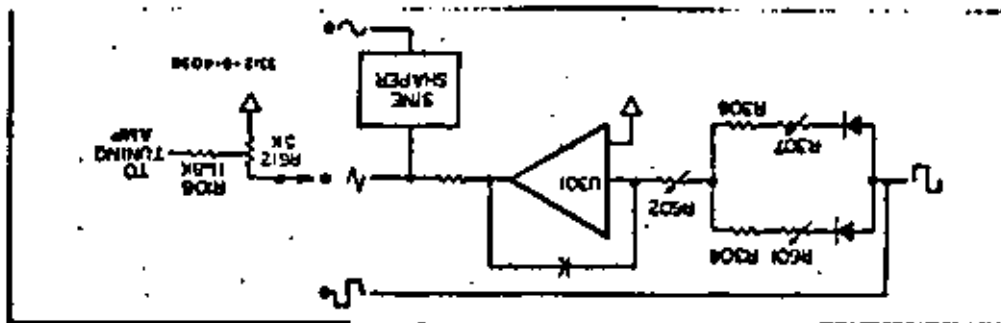
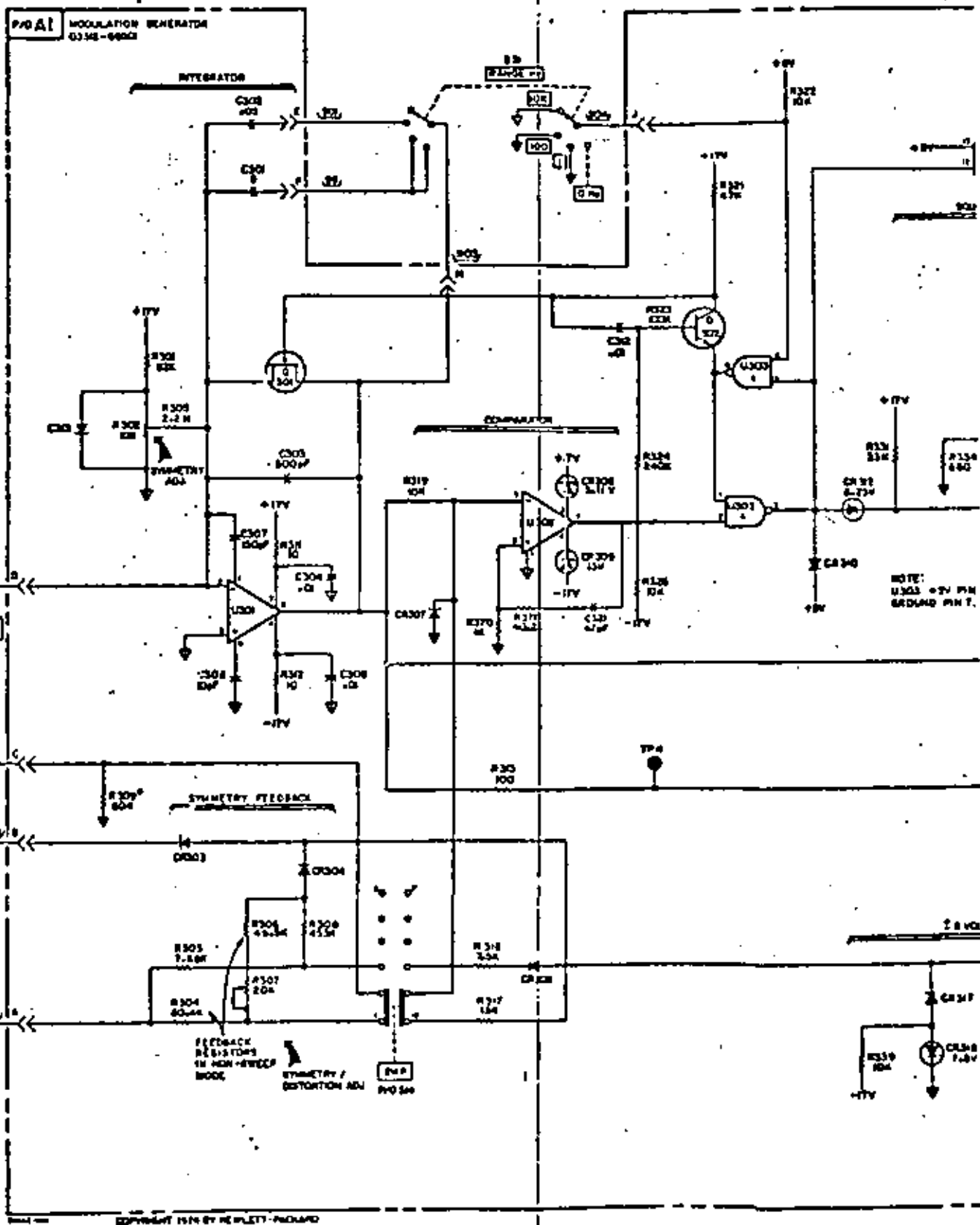


Fig. 4.3.11.- Circuito para operación de F.K.





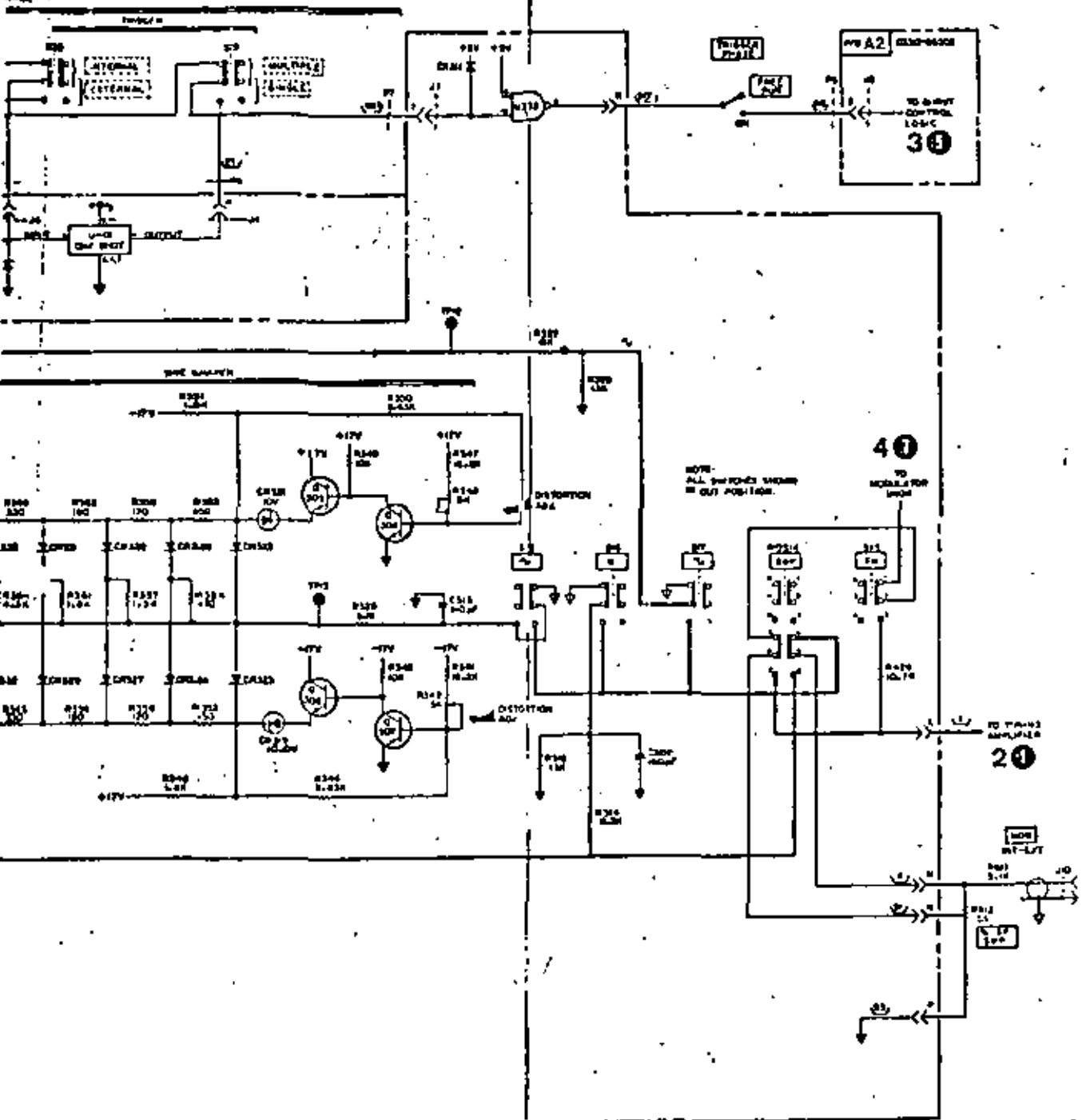


Fig. 4-3-13... Figure 7-5. Modulation Generator, Burst Control, Front and Rear Panel Controls and Function Switches.

#### 4.4 C O N T A D O R E S:

La parte esencial de todo dispositivo digital de medidas es el contador. Los elementos básicos que constituyen un contador convencional se muestra en la Fig. 4.4.1

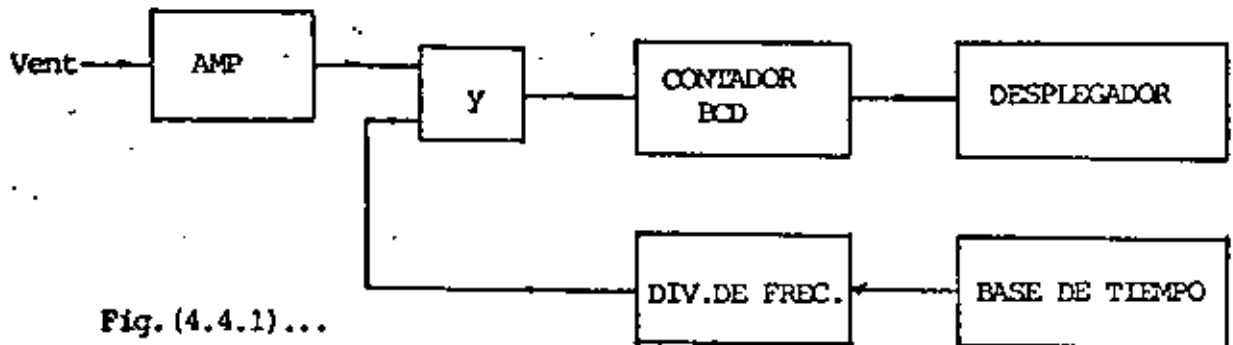


Fig. (4.4.1)...

1. El amplificador de entrada (A) está formado básicamente por un atenuador, un amplificador y un disparador de Smith. Su función básicamente es cambiar la forma de onda analógica, en la entrada, a una forma cuadrada.

La ganancia del amplificador y la diferencia de potencial entre los niveles de disparo, histéresis, del disparador de Smith determinan la sensibilidad del contador.

La sensibilidad del contador se define como la señal mínima de entrada que se puede detectar y por tanto, contar.

Se podría pensar que el contador más sensible sería el mejor, pero esto no necesariamente es cierto, pues las señales de entrada se pueden encontrar en un margen amplio de amplitudes y frecuencias, incluyendo ruido, y por tanto una entrada muy sensible puede ocasionar una gran cantidad de falsos disparos. La sensibilidad óptima depende en gran medida de la impedancia de entradas ya que con una alta impedancia de entrada se es más susceptible al ruido y a las falsas cuentas.

Para 1 Mohm de impedancia de entrada la sensibilidad típica es de 100 milivolts y para 50 ohms es de 10 milivolts.

2. El elemento esencial de los contadores es el oscilador de base de tiempo, la mayor parte de los contadores emplean un cristal de cuarzo como elemento oscilador. Hay tres tipos fundamentales de oscilador a cristal utilizados en los contadores, teniendo como diferencia principal entre ellos las precauciones tomadas para minimizar los errores que ocurren al cambiar la frecuencia del oscilador con temperatura.
  - a) Temperatura ambiente.- Estos osciladores se desvían alrededor de  $\pm 5 \times 10^{-6}$  de la frecuencia central con respecto a ella para una variación de temperatura de 0° a 50°C.

- b) Compensador de temperatura.- Poseen componentes en el circuito que se encargan de compensar la variación de las características del cristal con la temperatura y llegan a mejorar hasta en cinco veces a los del tipo no compensado.
- c) Temperatura regulada.- En este caso se reducen los cambios en las características del cristal, debido a cambios en la temperatura, reduciendo los cambios de temperatura. Esto se hace colocando el oscilador en un horno de temperatura regulada.

Independientemente de la temperatura, hay otros factores que alteran la frecuencia del oscilador:

- a) Voltaje de línea.- En este caso se puede minimizar la variación por medio de una fuente de alimentación bien regulada.
  - b) Relación de envejecimiento.- Conocida también como estabilidad a largo plazo, es una característica inherente a todos los cristales y se refiere al pequeño corrimiento acumulativo con el tiempo, de la frecuencia. La magnitud del cambio depende fundamentalmente de la calidad del cristal. Para los cristales de alta calidad, usados en los osciladores estabilizados por horno, hay relaciones del orden de  $5 \times 10^{-10}$  por día ó bien  $1.5 \times 10^{-8}$  por mes. Por otro lado para cristales en temperatura ambiente se tiene  $3 \times 10^{-7}$  por mes.
  - c) Estabilidad a corto plazo.- Se refiere al ruido (son fluctuaciones aleatorias de la frecuencia y de la fase, generadas por el oscilador). El efecto de este ruido usualmente varía inversamente con el tiempo de medición; así que para que la medición sea efectiva se debe hacer en tiempos breves (1 segundo).
3. La compuerta principal del contador (Y) se encuentra normalmente abierta y deja pasar los pulsos provenientes de la entrada cuando hay también presente una señal proveniente de las décadas divisoras del oscilador. Es decir, el control de apertura y cierre de la compuerta principal lo hace el divisor de décadas.
  4. El contador BCD totaliza los pulsos provenientes de la compuerta principal, y codifica este total para poder ser mostrado en forma decimal.
  5. El elemento de despliegue es aquel en el cual se va a mostrar la señal codificada proveniente del BCD.

Fuentes de error en la medida.

Las fuentes principales de error al medir con estos dispositivos son la ambigüedad de  $+1$  en la cuenta, el error en la base de tiempo y el error en el disparo.

- a) Ambigüedad de  $+1$  en la cuenta.- La señal de entrada a la compuerta principal del contador y la señal de reloj no son coherentes lo que trae como consecuencia un error en la cuenta, en una cantidad de  $+1$ .

El error anteriormente mencionado supone que la compuerta principal, por sí misma no contribuye al error; pero como cualquier circuito, le toma un tiempo finito conmutar de un estado a otro; así que se tendrá una incertidumbre en el intervalo de tiempo en que la compuerta este abierta. Esta incertidumbre se traduce en un error de medida que incrementa el  $+1$  que ya se tenía.

Así por ejemplo para un equipo que tenga la capacidad de medir señales cuya frecuencia sea de 500 MHz. período de 2 nanosegundos, se requiere que la compuerta conmute en un tiempo menor que un nanosegundo.

- b) El error en la base de tiempo se traduce directamente en un error de medida. Por tanto, si se tuviera un error en base de tiempo de  $1 \times 10^{-6}$ , se tiene que la contribución total debido al oscilador cuando se mide una señal de 10 MHz es de  $1 \times 10^{-6} \times 10^7 = 10$  Hz. Igualmente para la medición de un período de 100 milisegundos, el error será de 100 nanosegundos.
- c) El error en el disparo se debe a la presencia de ruido en la señal que entra, el cual causará que se tenga incertidumbre en el punto, en el cual cambia de estado el disparador de Smith. Si el ruido no es tan grande como para causar disparos falsos, no se introduce error en una medición de frecuencia; ya que el error de incertidumbre se absorbe por el  $+1$ . Sin embargo para mediciones de período esta incertidumbre produce errores similares en el tiempo que esta abierta la compuerta, ya que la señal de entrada controla a la compuerta.

Pre-escalamiento o Aumento de la respuesta en frecuencia.

Si se cuenta con un amplificador de entrada con una banda amplia de respuesta, los parámetros que determinarán la frecuencia máxima que se puede medir, son la velocidad de respuesta de la compuerta principal y de los contadores BCD. Si se divide la frecuencia de la señal de entrada antes de ser aplicada a la compuerta principal, se reduce la limitación de velocidad de los dos elementos mencionados y se puede elevar el límite de la frecuencia que se puede medir. Dicha opo



ción. La frecuencia portadora se aplica a la pata 7 de V404 y la señal de modulación se aplica a la pata 4. El control de amplitud de modulación R612 atienda la señal de modulación para controlar la envolvente de la señal de salida.

#### c) Modulación en Frecuencia y Barrido.

En la operación de FM y barrido la salida del generador de modulación se aplica directamente al amplificador de sintonía del generador principal. En operación FM (figura 4.3.11), R612 controla el porcentaje de desviación en frecuencia de la forma de onda portadora.

El cambio en frecuencia se limita a  $\pm 5\%$  de la frecuencia portadora por medio de la resistencia de limitación A<sub>1</sub> R426. Las tres funciones del generador de modulación son disponibles para modular la salida del generador principal.

Cuando se presiona el botón SWP, las resistencias R303 y R308 se seleccionan, si R601 está en la posición de calibrado (CAL), la salida de V301 es una rampa 90 : 10. Conforme R601 se varía (ver figura 4.3.12),  $t_2$  varía cambiando así el tiempo de retorno.

La posición de cero Hz del botón de "RANGE Hz" - permite que la pata 5 de V303 (figura 4.3.12) pase a nivel alto lo que produce un nivel bajo, en la pata 6 de V303 y en el emisor de Q302; Q302 entonces permite que Q301 conduzca y forme una espira de retro con V302, Q302, Q301 y V301. Si se tiene elegido el modo de barrido (presionando SWP) la onda cuadrada permanece en el nivel alto y la onda triangular cambia a - 10 Volts y se detiene.

La frecuencia de inicio, para el barrido del generador principal, se puede seleccionar con R612.

#### d) Ráfaga.

La fase de empieza y terminación de la ráfaga se determina por R615 (figura 4.3.12) y el arreglo de transistores V403.

La señal se detiene en la misma fase en donde empezó. Cuando el control (TRIGGER PHASE) está en la posición (FREE RUN), la línea del control de ráfaga está abierta y la pata 2 de V402 se encuentra en un nivel bajo, así que en la salida de V402 se presenta un nivel alto. Como consecuencia Q402 y Q403 (c) conducen y V403 (a) y (b) dejan de conducir. Con V403 (a) cortado, CR408 se polariza inversamente, lo que permite que el capacitor de integración se cargue normalmente, permitiendo así que el generador principal trabaje libremente.

Cuando el control se cambia a la posición (TRIGGER PHASE), aparece un nivel bajo en V402 pata 2 forzando la salida de V402 al Nivel alto y empieza la ráfaga. Cuando la conexión de control de ráfaga va al nivel alto seguido por una transición positiva de la onda cuadrada (pata 1 de V402) la salida de V402 cambia al nivel bajo. Q402 ahora deja de conducir, permitiendo que R615 (TRIGGER PHASE) determine el voltaje en la base de V403 (c). Cuando el voltaje del generador principal (vía el amplificador separado) que se presenta en la base de V403 (b) es igual al de la base de V403 (c), V403 (a) y (b) conducen y V403 (3) deja de conducir, CR408 queda directamente polarizado y "amarra" la salida del integrado al voltaje en la base de V403 (c) el cual se determinó originalmente por R615.

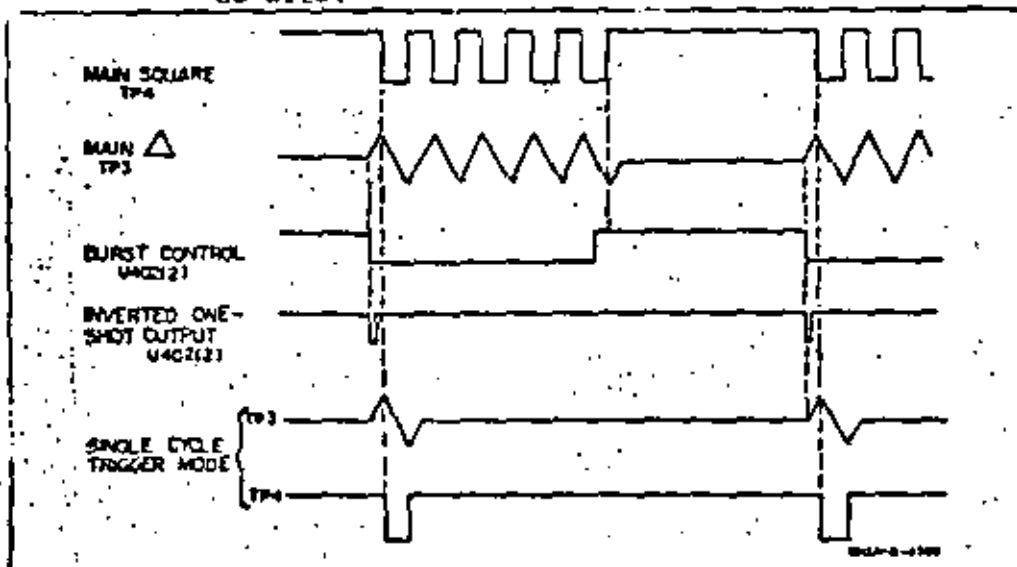
Con la salida del integrador detenida en ese nivel, el comparador no conmuta las fuentes de corriente resultando un nivel de C.D. en la salida de la onda cuadrada. Cuando el control de ráfaga cambia a nivel bajo otra vez el voltaje en el capacitor de integración determinará la fase en la cual la ráfaga vuelve a empezar.

a) Modo de Ráfaga de Ciclo Múltiple.  
(figura 4.3.8)

El generador principal se corta cuando la lógica de ráfaga ve una transición positiva de la onda cuadrada, después de que la pata 2 de V402 cambia a nivel alto. Si la onda cuadrada principal está alta todavía el generador principal no será cortado, hasta que la onda cuadrada principal primero baje y después vuelva a subir. Las formas de onda en la figura (4.3.13) sirve para visualizar la operación de la lógica de ráfaga.

f) Modo de Ráfaga de un sólo Ciclo.

En esta operación la pata 2 de V402 es excitada por V401, que es un multivibrador monoestable. El disparo de V401 causa que la pata 2 de V402 baje por 40 nanosegs, después del cual regresa a su estado alto.



130

Fig. 4.3.13.- Formas de onda de la lógica de ráfaga (burst).

ración se conoce como pre-escalamiento.

Si el factor de pre-escalamiento es  $n$ , la compuerta principal debe permanecer abierta un tiempo  $n$  veces mayor para tener una cuenta correcta.

#### CONTADOR DIGITAL MARCA FLUKE MODELO 1952A

Con este equipo es posible hacer mediciones de frecuencia, período e intervalos de tiempo. Su diagrama a bloques se muestra en la Fig. (4.4.1). Cada modo de medición y sus rangos asociados se seleccionan individualmente. Se tienen dos entradas separadas (canal A y canal B), las cuales proveen los controles de nivel de disparo necesarios para poder medir - frecuencias a 515 MHz cuando se instala la opción que provee pre-escalación (entrada C). Todas las mediciones se exhiben en un desplegador de dígitos emisores de luz de 7 décadas en conjunto con los anunciadores de rango y punto decimal. Se puede ajustar el tiempo entre mediciones sucesivas sobre una base continua o se puede seleccionar un disparo externo (RESET).

- a) Los amplificadores de entrada, condicionan las señales de entrada por medio de acoplamiento c.a. ó c.d. con atenuación  $\times 1$  ó  $\times 10$ , con selección del disparo en la pendiente (+) o con (-) de la señal de entrada y con un control de nivel de disparo se puede ajustar el voltaje de umbral, positiva o negativamente, en forma continua.
- b) La lógica de control de Modo, recibe las salidas de los canales A y B junto con la del generador de la base de tiempo y, dependiendo de la posición del conmutador de Modo, los enruta a el divisor de Base de tiempo y/o al contador principal (BCD).

Cuando se usa el divisor de la base de tiempo, divide la frecuencia de referencia del generador por una potencia - seleccionable de 10 para proveer un período de salida de  $10^0$  a  $10^{-5}$  de la señal de referencia.

El período de salida seleccionado controla el tiempo durante el cual se permite que se acumule la señal de entrada.

- c) La lógica de ciclo de medición controla el tiempo entre mediciones sucesivas, y provee al contador del desplegador (BCD) con un señal de reinicio (RESET) siguiendo cada ciclo de medición.

Cuando se completa un ciclo, se deshabilita el contador y se envía una señal de FIN DE MEDICION (EOM) a la lógica de ciclo. La señal EOM causa que la lógica de ciclo genere dos señales, la de reinicio y la de transferencia del dato. El tiempo entre los dos pulsos es variable dependiendo de la posición del control "CYCLE RATE".

El pulso de transferencia de dato, habilita la memoria del desplegador para guardar el dato que entrega el contador. El dato nuevo se transfiere inmediatamente al desplegador. Cuando termina el período del ciclo se genera el pulso de reinicio (RESET).

- d) Cuando se habilita el contador del desplegador, cuenta o acumula cada pulso de reloj que recibe de la lógica de control de Modo. Los contadores son BCD. Cuando se deshabilitan los contadores al final de cada medición, se transfiere el dato acumulado a la memoria.

## M O D O S D E M E D I C I O N .

### 1. Modo de Frecuencia

En este caso la configuración del contador es como se muestra en la Fig. (4.4.2).

La frecuencia se mide contando el número de ciclos de la señal desconocida en un intervalo de tiempo controlado.

La señal de entrada se enruta, a través de la lógica de control de Modo, del Canal A a la entrada de reloj del contador del desplegador. La señal del generador de Base de Tiempo se usa como la señal de referencia para el divisor de Base de Tiempo. El período de salida resultante, generado por el divisor de la bse de tiempo, se puede seleccionar con potencias de 10 (de 0.1 milisegundo a 10 segundos), usando el conmutador de rango. El período de salida se usa para habilitar el contador del desplegador y permite que la entrada de reloj se acumule.

La resolución de Frecuencia, se incrementa conforme el período de salida se incrementa.

### 2. Modo de Razón

En este caso las mediciones se efectúan con el sistema configurado como se observa en la Fig. (4.4.3). La señal de entrada A se enruta a la entrada de reloj del contador. La señal de entrada B se usa como la señal de referencia para el divisor de base de tiempo. La salida del divisor se puede seleccionar con el conmutar "RANGE" para proveer un período de salida de  $10^0$  a  $10^5$  veces el período de la señal de referencia.

### 3. Modo de Período

El período se mide tanto el número de pulsos provenientes del generador de base de tiempo en un período proporcionado por la señal de entrada. La configuración del sistema ahora es el que se muestra en la Fig.(4.4.4). Una señal de 100 KHz, proveniente del generador de base de tiempo se enruta a la -

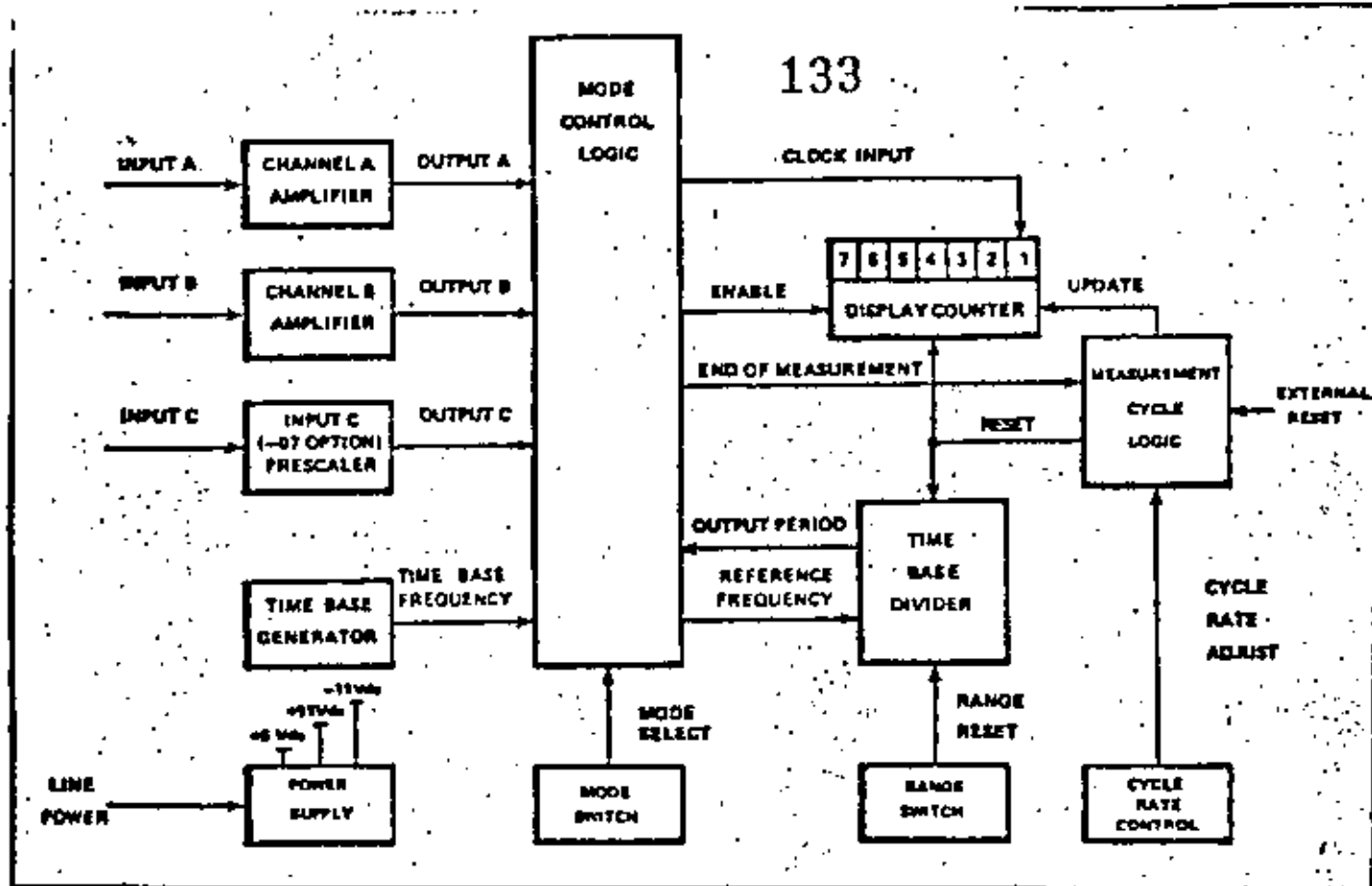


Fig. 4.4.1.- Diagrama a blocos simplificado.

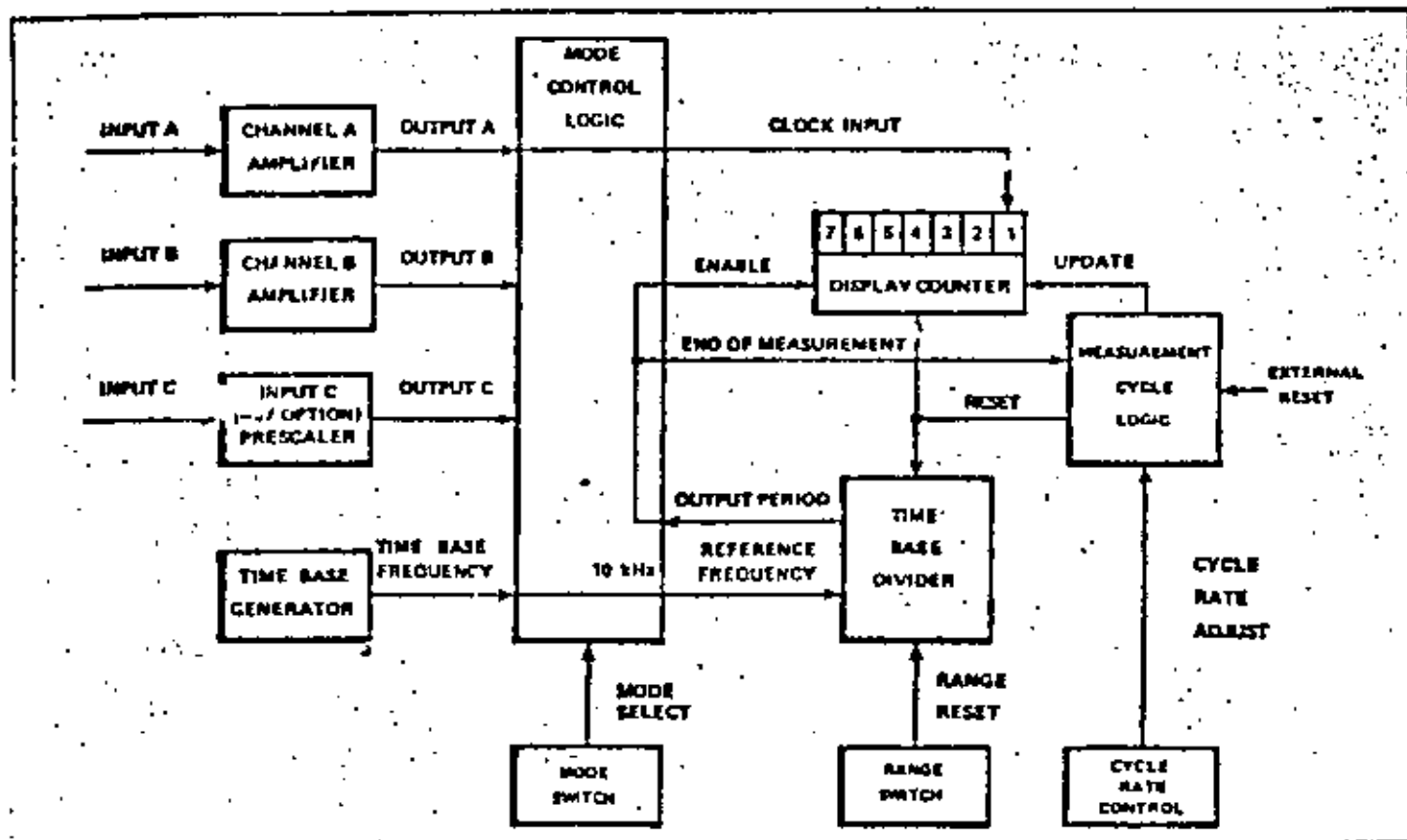


Fig. 4.4.2.- Modo de Frecuencia A

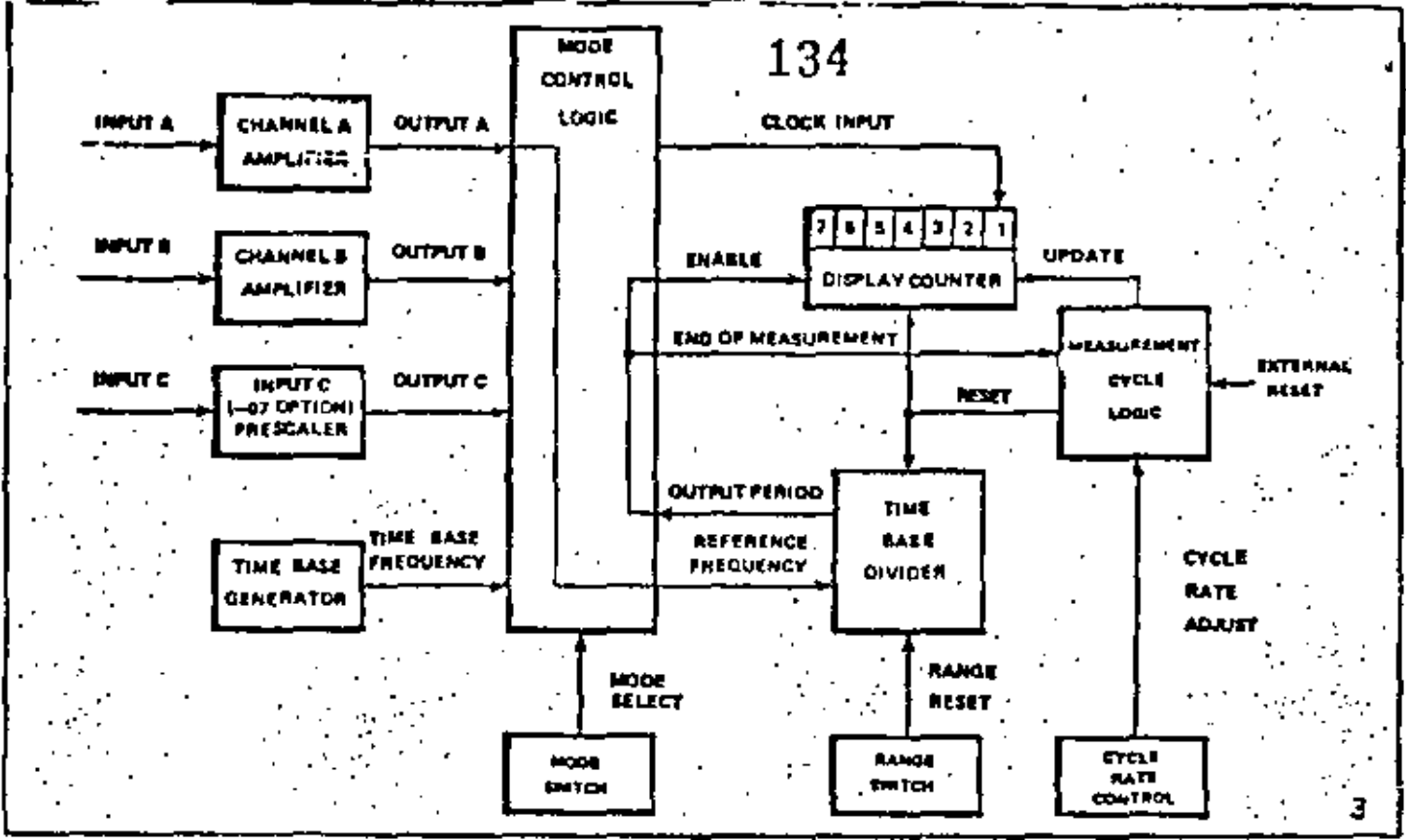


Fig. 4.4.3. - Modo de frecuencia (razón A/s).

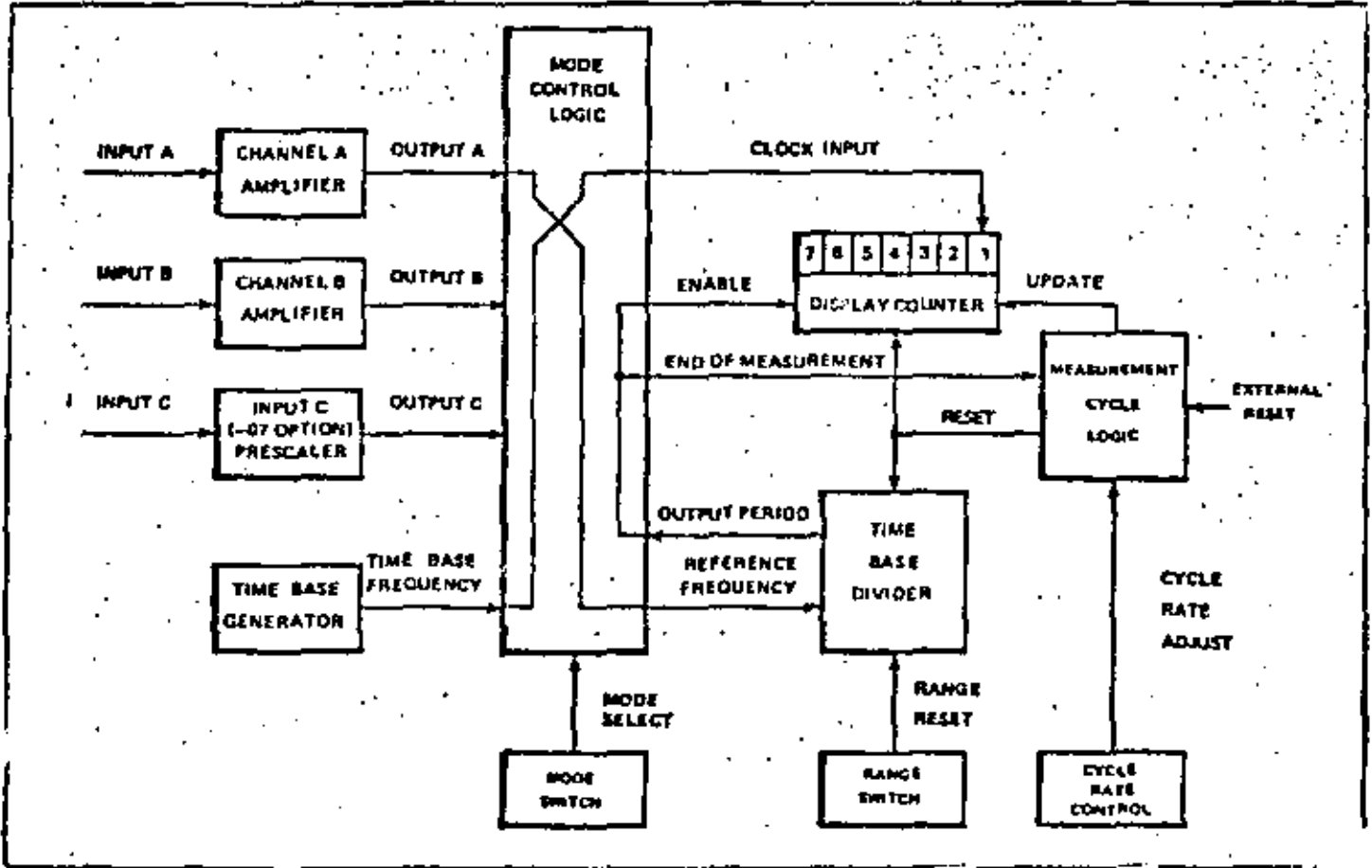


Fig. 4.4.4. - modo de Período.

entrada de reloj del contador. La señal de la entrada A se enruta al divisor de base de tiempo y otra vez se puede elegir una salida de  $10^0$  a  $10^5$  veces el período de la señal de entrada. Dicha señal se usa para habilitar el contador. Al final del período seleccionado, se deshabilita el contador y se genera la señal EOM.

#### 4. Modo de Intervalo de Tiempo

En este modo, como se muestra en la Fig. (4.4.5) el contador acumula pulsos de reloj por intervalo de tiempo iniciado por A y se termina con B. La salida del divisor de base de Tiempo, seleccionable de 10 MHz a 100 Hz en potencias de 10, se enruta a la entrada de reloj del contador.

La primera transición detectada en el canal A causa que un flip-flop RS (en la lógica de modo de control) habilite el contador. Posteriormente, con la primera transición en el canal B, se logra que el flip-flop deshabilite el contador y se genere la señal EOM.

#### 5. Modo de Totalización

En este Modo, como se muestra en la Fig. (4.4.6) se enruta la entrada B para habilitar el contador para totalizar los pulsos de entrada de reloj provenientes de la entrada A. El contador, con las habilitaciones y deshabilitaciones provenientes de B, no se borra, sino que secuencialmente totaliza los pulsos de entrada de reloj que ocurren durante cada período de totalización. El contador se borra (RESET) hasta que se aplica una señal externa (RESET).

#### 6. Modo de Auto-chequeo

Como se puede observar en la Fig. (4.4.7) se utilizan dos salidas del generador de base de tiempo, la de 10 KHz que se aplica al divisor para proveer un período de salida el cual se puede seleccionar en potencias de 10 para dar intervalos de tiempo de 0.1 msecs. a 10 secs. El intervalo de tiempo seleccionado se usa para habilitar el contador y permite que se cuente la señal de 100 KHz que se aplica a la entrada de reloj. Así que cuando la parte lógica del aparato trabaja apropiadamente, el conteo desplegado será 10, 100, 1000, 10000, 100000 ó 1000000 dependiendo de la posición del conmutador "RANGE".

### ANÁLISIS DEL DIAGRAMA A BLOQUES.

1. El amplificador de entrada (A o B), como se muestra en la Fig. (4.4.8), consiste de un amplificador diferencial de alta ganancia, de un circuito seleccionador de acoplamiento (c.a. ó c.d.) y de un atenuador, de un circuito para ajuste

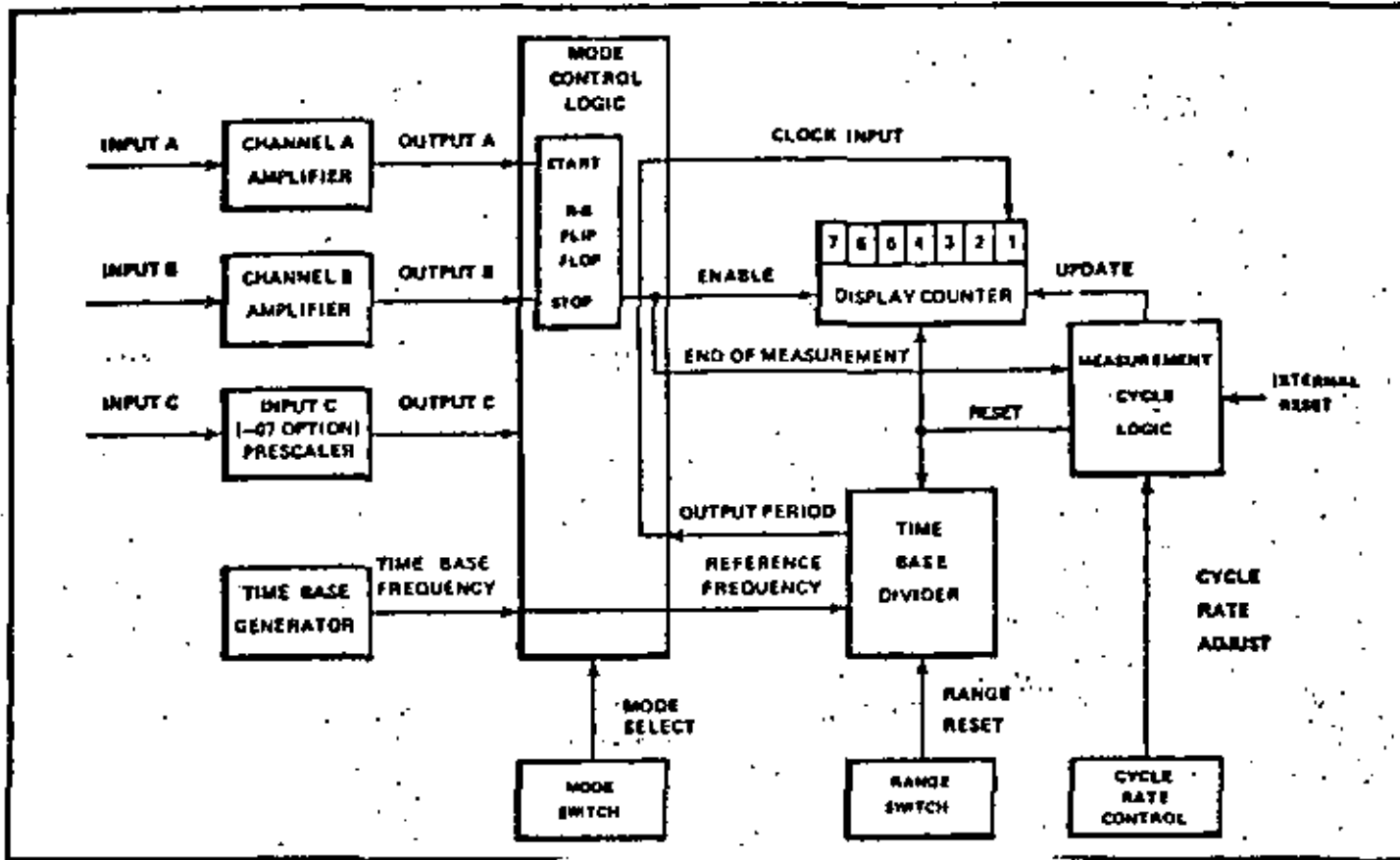


Fig. 4.4.5- modo de Intervalo de tiempo.

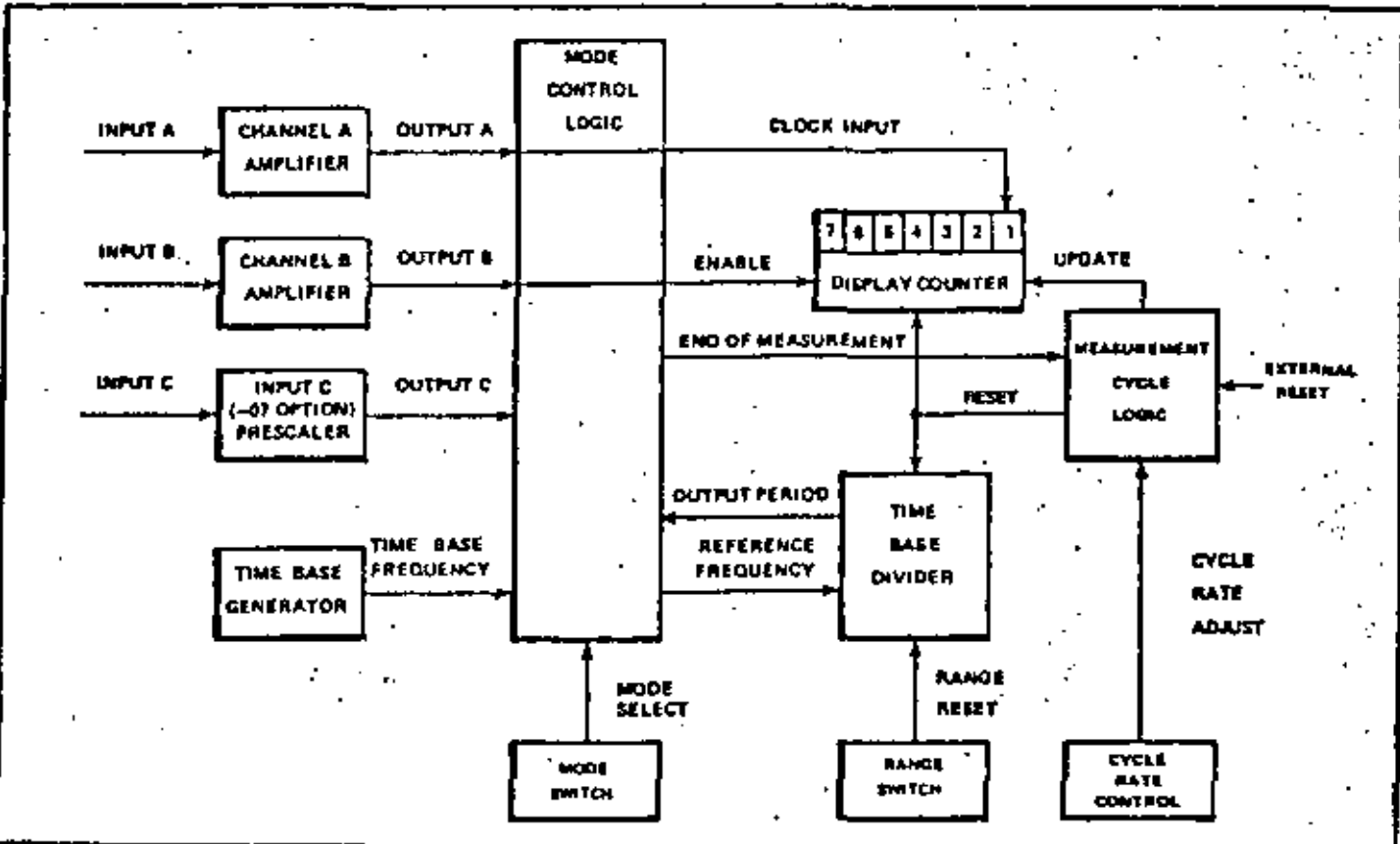


Fig. 4.4.6.- Modos de Totalización.



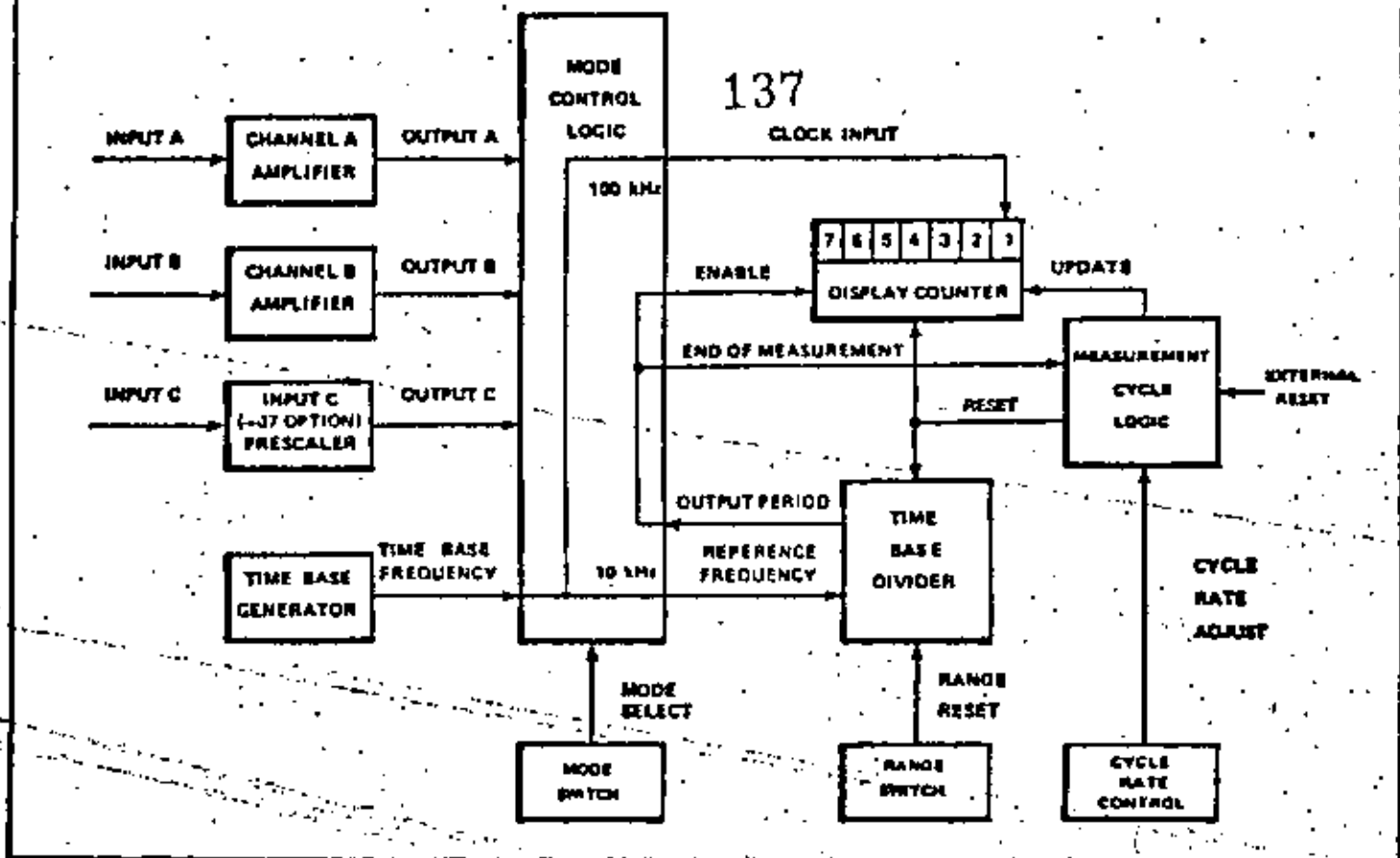


Fig. 4.4.7.- Modo de auto chequeo.

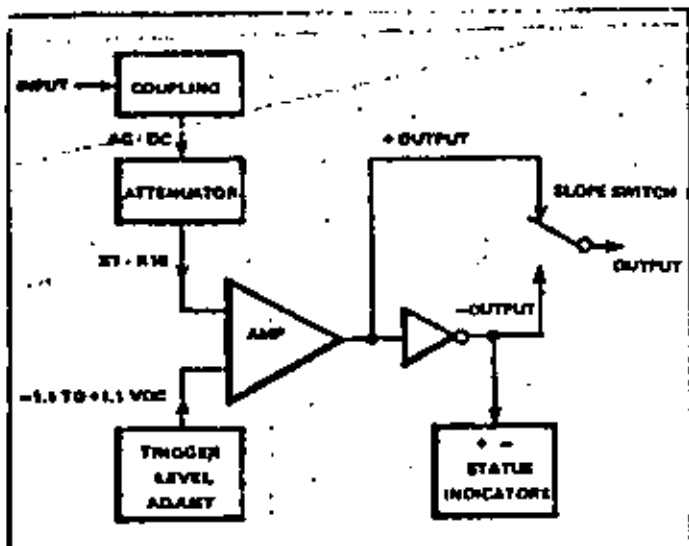


Fig. 4.4.8.- Amplificador de entrada.

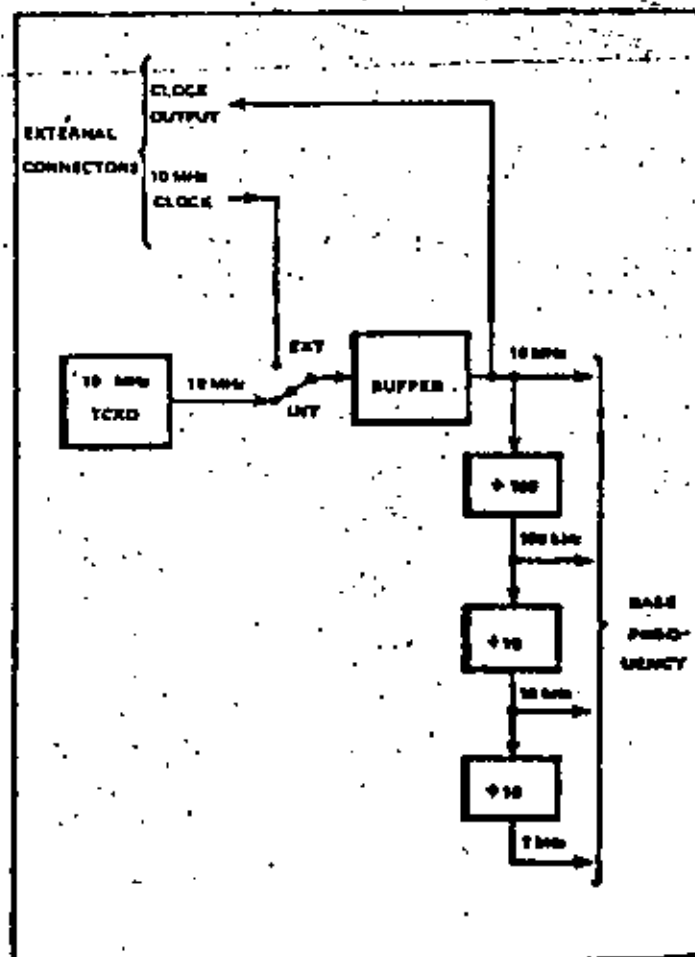


Fig. 4.4.9.- Gen. de base de tiempo.

de nivel de disparo, de un seleccionador dependiente y de un inversor. Su función es producir una salida compatible con TTL por cada ciclo de entrada aceptado.

La señal de entrada atenuada de 1 a 10 se conecta al amplificador, el cual trabaja como un comparador de espira abierta. Su voltaje de referencia se puede ajustar de + 1.1 a - 1.1 volts con el control de ajuste de nivel de disparo.

## 2. Generador de Base de Tiempo

Su configuración básica se muestra en la Fig. (4.4.9). Consiste de un oscilador en cristal compensado en temperatura, de un amplificador separador y cuatro contadores BCD. Su función es generar cuatro frecuencias de salida separadas (10 MHz, 100 KHz, 10 KHz y 1KHz). El amplificador separador convierte la señal de entrada de 10 MHz en una salida compatible con TTL. La función de los contadores es dividir la frecuencia base para entregar las salidas ya mencionadas.

## 3. Divisor de Base de Tiempo

Como se muestra en la Fig. (4.4.10) consiste de cinco contadores BCD que se conectan en serie para proveer sus frecuencias de salida diferentes. Cada frecuencia es un múltiplo de 10 de la anterior y se pueden seleccionar para usarse como la señal de período de salida por medio del conmutador "RANGE".

## 4. Contador del Desplegador

Su función es totalizar, almacenar y exhibir los pulsos que recibe en su entrada de reloj mientras que su señal de habilitación se encuentre en el estado lógico 1. Dado que la década de conteo menos significativa debe ser capaz de operar en 80 MHz, dicha década la constituye un contador rápido. La salida de acarreo "CARRY" del contador rápido se usa como reloj para la segunda década significativa, mientras que su salida BCD se usa para desplegar el dato del dígito menos significativo.

Mientras que la señal de habilitación es 1, se acumula la señal de reloj pero no se despliega sino hasta que se recibe la señal de transferencia de Dato. Dicha señal habilita una serie de "latch's" (memoria). La salida de los latch's se decodifica y despliega y continúa así hasta que desaparece la señal de transferencia de dato, después de la cual los contadores se borran usando la señal de reinicio (RESET). La Fig. (4.4.11) muestra su diagrama simplificado.

## 5. Lógica del Ciclo de Medición

Como se muestra en la Fig. (4.4.12), consiste de un flip-flop, un contador BCD, un decodificador de 1 a 10 y un multivibrador monoestable ajustable.

Su función es controlar las acciones del ciclo de medición y de transferencia del dato acumulado al sistema de despliegue.

Cuando se aplica una señal de reinicio (RESET) se indica que se va a iniciar una nueva medición. Dicha señal se puede generar usando, ya sea el interruptor "RESET", una entrada externa un "EXT RST" o cuando el interruptor "INT-EXT" se encuentra en la posición "INT"; cuando la señal es externa o manual, la cuenta de salida del contador es cero, mientras que la salida del multivibrador habilita el contador.

Cuando la cuenta es nueve se retroalimenta al flip-flop, y la secuencia de conteo se inhibe. En cualquier caso la señal de reinicio causa que se inicie una nueva medición y que la salida del contador se lleve a cero por la señal EOM.

La señal EOM permanece baja durante el ciclo de medición o -regresa a su estado alto para indicar que se termina el ciclo. Cuando se termina el ciclo de medición, se habilita el contador y avanza.

En la cuenta uno, se genera la señal de transferencia de Dato.

En la cuenta dos, se dispara el multivibrador (en el caso "INT").

En la cuenta cuatro, se regresa la lógica de medición de ciclo a la posición inicial.

Cuando el multivibrador se usa para reempezar el conteo, la cuenta siete se usa para generar el pulso de reinicio (RESET).

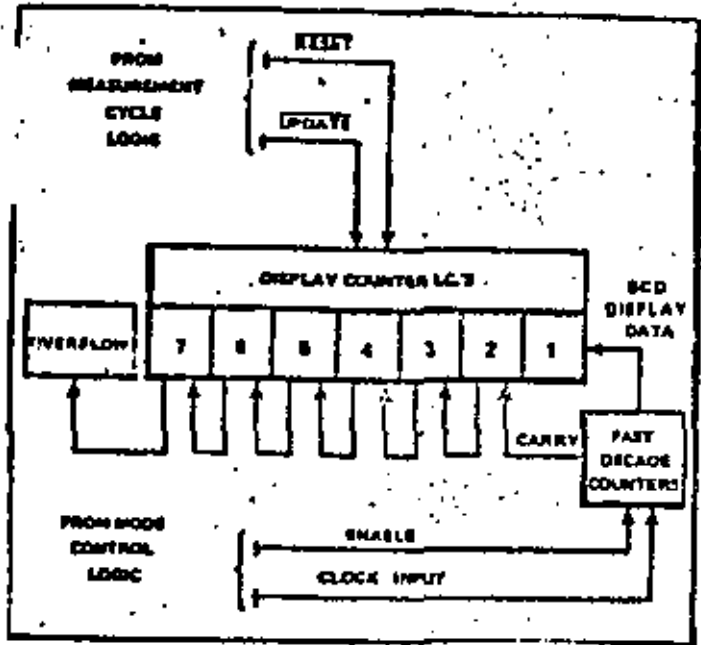


Fig. 4.4.10.- Divisor de base de tiempo.

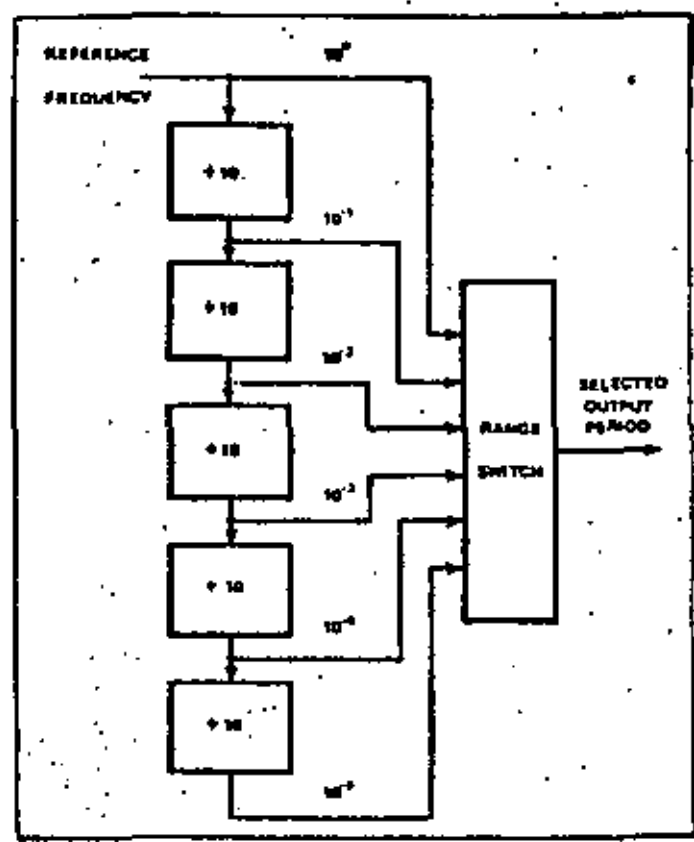


Fig. 4.4.11.- Contador principal.

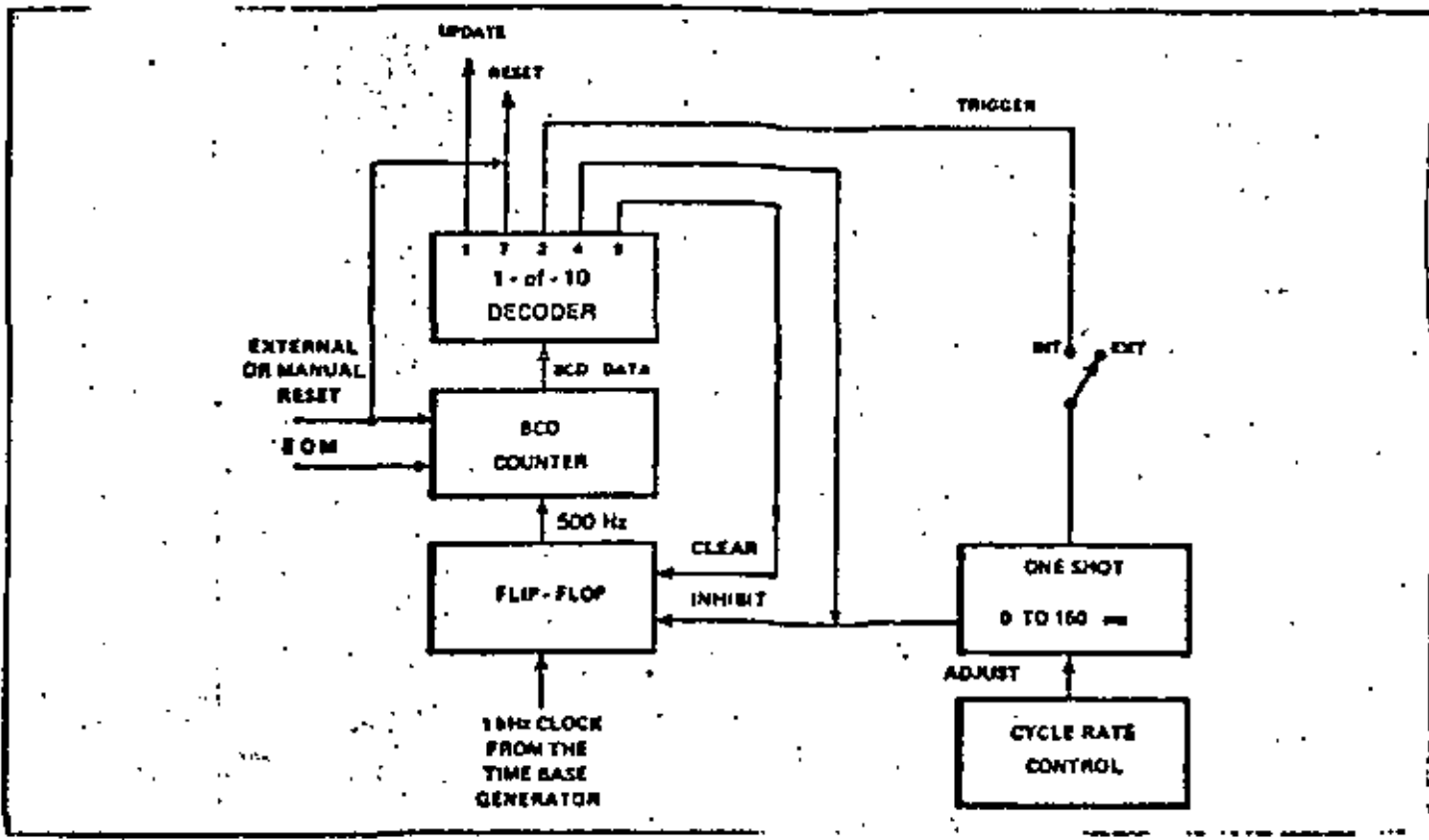


Fig. 4.4.12.- Lógica de ciclo de medición.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA  
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

**INSTRUMENTACION ELECTRONICA**

**5. INSTRUMENTACION PARA PROCESOS INDUSTRIALES**

**ING. ROBERTO VEGA GONZALEZ  
ING. MANUEL HERNANDEZ MONROY  
ING. EUSEBIO AMENEYRO AGUILAR  
Marzo, 1984**



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA  
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

**INSTRUMENTACION ELECTRONICA**

**5.1 LAZOS DE CONTROL EN OPERACIONES UNITARIAS  
INDUSTRIALES**

**ING. ROBERTO VEGA GONZALEZ  
Marzo, 1984**

## LA INSTRUMENTACION EN LOS PROCESOS INDUSTRIALES.

Dentro del campo de la instrumentación existen diferentes ramas y una de las más importantes es la que se refiere a la instrumentación empleada en el control de los procesos industriales.

Dichos procesos requieren de la aplicación de técnicas que permitan su adecuado control debido a la complejidad, sofisticación y costo de las materias primas.

Actualmente dichas técnicas de control alcanzan altos niveles de operación, pero para alcanzar tales niveles ha tenido que transcurrir un largo proceso histórico y de estrechamiento de lazos entre los aspectos teórico y práctico ya que muchos de los avances logrados en la instrumentación industrial primero fueron realizados empíricamente y la posterior aplicación de los conocimientos físicos y matemáticos permitieron su perfeccionamiento.

En países como el nuestro se aplican todo tipo de técnicas, desde aquellas en las que la mayoría de las funciones de monitoreo y control se hace manualmente, hasta las grandes plantas en donde se emplean sistemas computarizados y de control distribuido, para implementar el control de los procesos.

Además se emplea todo tipo de tecnologías para instrumentar los procesos: hidráulicos, electromecánicos, equipos eléctricos, electrónicos analógicos y aún digitales, ya sea de la magnitud de las grandes computadoras para control digital directo o supervisorio, y de los dispositivos basados en microprocesadores, empleados para construir controladores de un sólo lazo o sistemas de control distribuido.

Debido al empleo de tal diversidad de técnicas, el ingeniero encargado de diseñar o mantener en operación un proceso debe reunir atributos tan específicos como: capacidad de seleccionar el tipo de equipos a emplearse en la operación de la planta; de evaluación de los diferentes sistemas existentes; de decisión de mantener un equipo en operación o sustituirlo. Solamente reunien

②

do semejantes características podrá seleccionar adecuadamente los instrumentos que permitan a su proceso alcanzar su máxima eficiencia al menor costo.

- Definición de proceso.

Se conoce como proceso a una colección de equipos (motores, máquinas, tuberías, conexiones, etc.) interconectados entre sí, accionando de acuerdo a una trayectoria fijada de cambios graduales, con el propósito de lograr un objetivo único: la obtención de un producto o un grupo de productos de la mejor calidad, a un costo aceptable y desarrollando la capacidad óptima de la planta.

Ejemplos de procesos son los hornos de vidrio o de cemento, las centrales termoeléctricas, los altos hornos, las torres de destilación, los reactores químicos y las calderas.

Los sistemas de control son implementados con el fin de manejar las variables más importantes del proceso, manteniéndolas el mayor tiempo y tan cerca como sea posible de sus valores especificados (puntos de ajuste), asegurando con esto la consecución de los objetivos de la producción.

Todos los sistemas de control, aún los más complejos, pueden reducirse en su forma más elemental al esquema descriptivo mostrado en la siguiente figura.



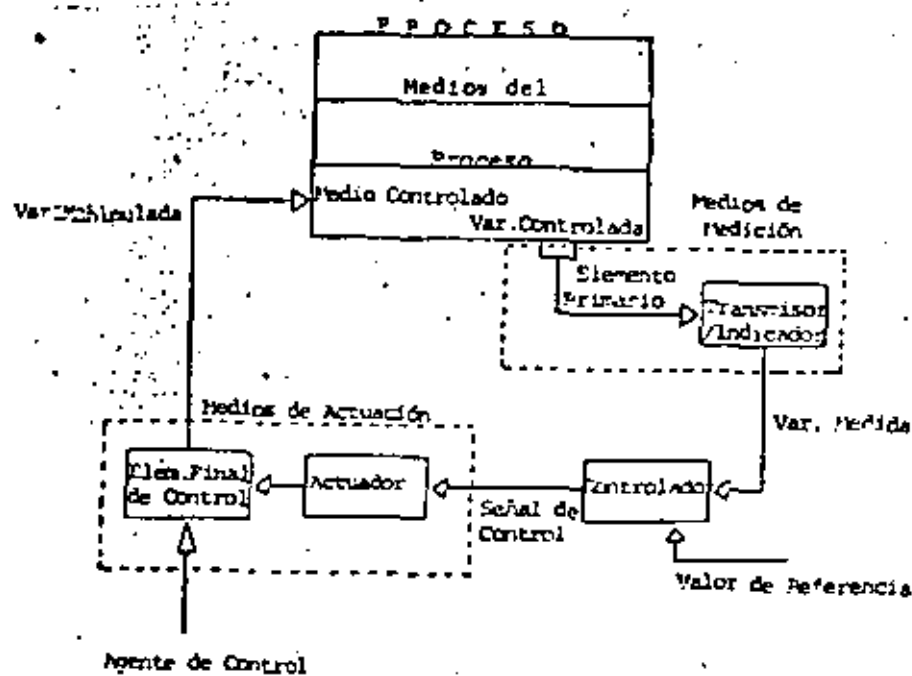


Fig. 1. Esquema de los sistemas de control.

El lazo de control se inicia sensando la variable a controlar, a través de lo que se conoce como elemento primario (termopares, electrodos, celdas de presión, etc.). El elemento primario envía, normalmente pero no necesariamente, su señal de bajo nivel a un transmisor, dispositivo encargado de acondicionar la señal para que pueda ser enviada a grandes distancias a los instrumentos colocados en el cuarto de control, que comúnmente se encuentra a cierta distancia del proceso. El elemento primario y los transmisores son lo que se conoce como instrumentos de campo.

Una vez que la señal ha llegado al cuarto de control puede pasar por otros instrumentos, conocidos como de atrás de tablero, que se encargan de hacer las funciones iniciales en lo que realmente es la técnica de control (sumadores, divisores, extractores de raíz cuadrada, etc.).

Al frente del tablero se encuentran los equipos que proporcionan lecturas a los operadores (indicadores y registradores),

además de los controladores, que son la parte más importante del lazo de control, ya que reciben el valor de la variable de la variable de campo, lo comparan con el punto de ajuste deseado, deciden que acción debe tomarse para corregir el proceso y ejecutan dicha acción, generando una señal de control que envían de regreso al campo, para manejar los dispositivos finales de control (servomecanismos, actuadores de válvulas, resistencias eléctricas, etc.).

Deben definirse algunos conceptos que se manejan en el lenguaje de los instrumentistas e ingenieros de control:

- Medios del proceso: Son los diversos entes materiales o energéticos que desempeñan una función específica, como son: insumos, productos o equipos.

- Medio controlado: Es aquel medio en donde existe una condición o variable clave que debe controlarse.

- Variable controlada: Es aquella variable o condición que por tener una influencia notable en la operación del proceso es medida y controlada.

- Agente de control: Es el medio del proceso que al interactuar con el medio controlado determina el comportamiento y la magnitud de la variable controlada.

- Variable manipulada: Es la condición del agente de control que es manejada por el lazo de control para influir sobre la variable controlada.

En cuanto a los instrumentos:

- Punto de ajuste: Es el valor en el cual se desea mantener a la variable controlada y que se ajusta en el controlador.

- Rango: Es la región entre los límites dentro de los cuales una cantidad es medida.

- Gama (Span): Es la diferencia algebraica entre los límites superior e inferior del rango.

Para su concepción, desarrollo, comprensión e interpretación

las técnicas de control emplean los "diagramas de tuberías e instrumentación" (DTI's). Dichos diagramas emplean diferentes símbolos para la representación de los procesos e instrumentos en ellos.

Si cada individuo, compañía o firma de ingeniería empleara símbolos arbitrariamente sería imposible la interpretación de un diagrama fuera de su lugar de elaboración.

Para evitar la anarquía se han hecho diferentes esfuerzos con el fin de normalizar el uso de los símbolos de instrumentos. La norma más aceptada actualmente es la conocida como ISA S5.1, "Símbolos e identificación de instrumentos", propuesta por la Sociedad de Instrumentistas de América (ISA).

En tal norma se recomienda que los instrumentos sean identificación de letras y números que determinan de que tipo de instrumento se trata y cual es su ubicación en la planta:

T R C - 2 A

PRIMERA LETRA	LETRAS SIGUIENTES	NUMERO DE CIRCUITO	SUFIXO (GENERALMENTE NO NECESARIO)
IDENTIFICACION FUNCIONAL		IDENTIFICACION POR CIRCUITO	
CLAVE DE IDENTIFICACION DEL INSTRUMENTO			

Fig. 2. Ejemplo de etiqueta de identificación.

En primer lugar se emplean letras que, de acuerdo con la tabla anexa, identifican la función del instrumento, y luego números que definen cuantos instrumentos del mismo tipo existen y en donde están localizados.

Las letras identifican a los instrumentos por su relación con la función que realizan, de acuerdo al idioma inglés. La posición de la letra indica la variable que se monitorea, si está -

TABLA 1

## SIGNIFICADO DE LAS LETRAS DE IDENTIFICACIÓN

ESTA TABLA SOLO SE APLICA A LA IDENTIFICACION FUNCIONAL DE LOS INSTRUMENTOS.

PRIMERA LETRA		LETRAS SIGUIENTES		
VARIABLE MEDIDA O DE INICIACION	MODIFICANTE	FUNCION PASIVA O DE PRESENTACION DE DATOS	FUNCION DE SALIDA	MODIFICANTE
A	Análisis (5)	Alarma		
B	Flama de quemador	Elección del usuario (1)	Elección del usuario (1)	Elección del usuario (1)
C	Conductividad (eléctrica)		Controlar (13)	
D	Densidad (masa) o densidad relativa	Diferencial (4)		
E	Voltaje (FEM)	Elemento primario		
F	Flujo	Relación (Fracción) (4)		
G	Calibre	Milímetros (9)		
H	Manual			Año (7, 15, 16)
I	Corriente eléctrica	Indicar (10)		
J	Potencia	Escribir (7)		
K	Tiempo o secuencia		Estación de control	
L	Nivel	Luz (piloto) (11)		Año (7, 15, 16)
M	Humedad			Medio o intermedio (7, 15)
N (1)	Elección del usuario	Elección del usuario	Elección del usuario	Elección del usuario
O	Elección del usuario (1)	Orificio (restricción)		
P	Presión o vacío	Punto (conexión) de prueba		
Q	Cantidad o evento	Integrar o totalizar (4)		
R	Radioactividad	Registrar o imprimir		
S	Velocidad o frecuencia	Seguimiento (3)	Interrumpir (13)	
T	Temperatura		Transmitir	
U	Multivariable (6)	Multifunción (12)	Multifunción (12)	Multifunción (12)
V	Viscosidad		Valvula, compuerta o persiana (13)	
W	Peso o fuerza	Termopozo		
X (2)	No clasificada	No clasificada	No clasificada	No clasificada
Y	Elección del usuario (1)		Relevar o computar (12, 13)	
Z	Posición		Actualizar, operar o elemento final de control no clasificado	

en primer lugar en la etiqueta, o el tipo de instrumento, si está en segundo o tercer lugar. Así por ejemplo un TT será un transmisor de temperatura (Temperature transmitter) y PRC será un transmisor controlador de presión (Pressure Recorder Controller).

Para distinguir los diferentes tipos de instrumentos en los DTI's se emplean círculos de acuerdo a la siguiente figura:

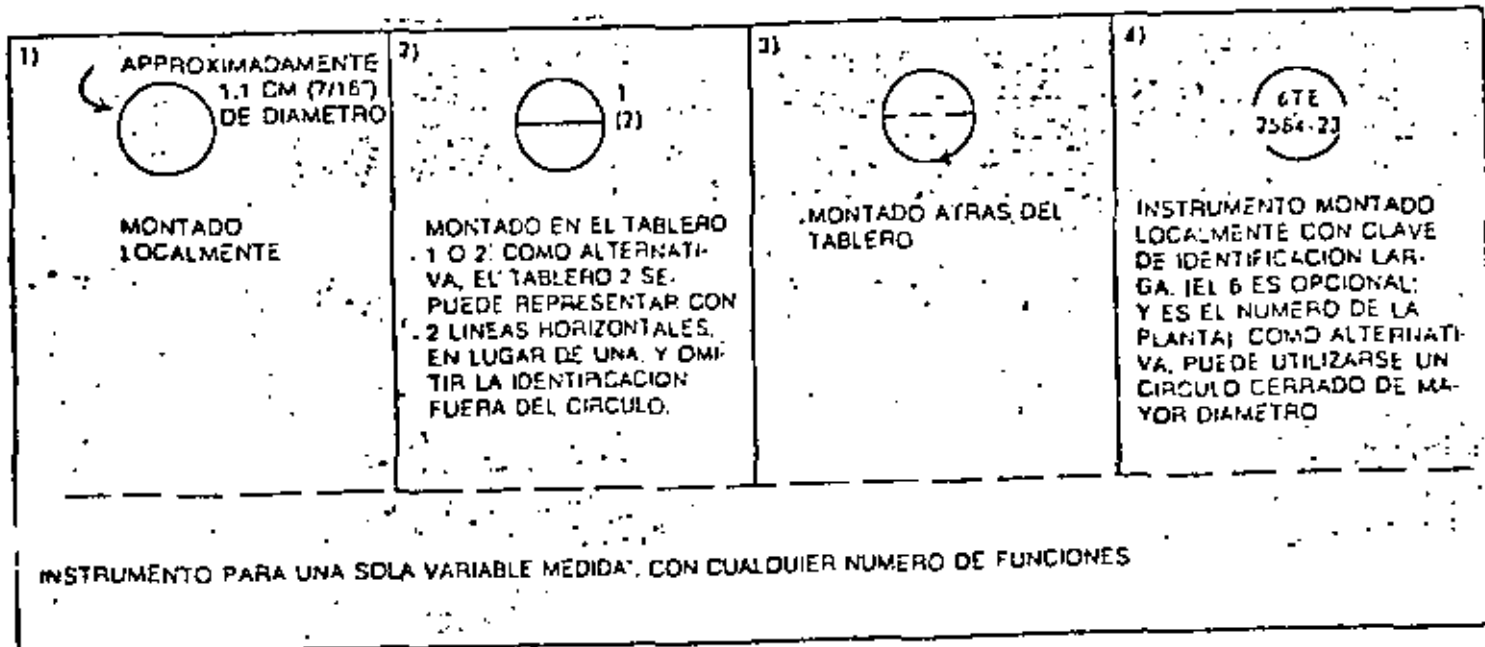


Fig. 3. Representación de los instrumentos en los DTI's

Dentro de los círculos se escribe la etiqueta del instrumento, para su total identificación.

Las señales que comunican a los instrumentos pueden ser de diferentes tipos: neumáticas, eléctricas, hidráulicas, electro--magnéticas, etc. Se recomienda que su representación en los DTI's se haga de acuerdo a la siguiente figura:

nica, o suministro a instrumentos.

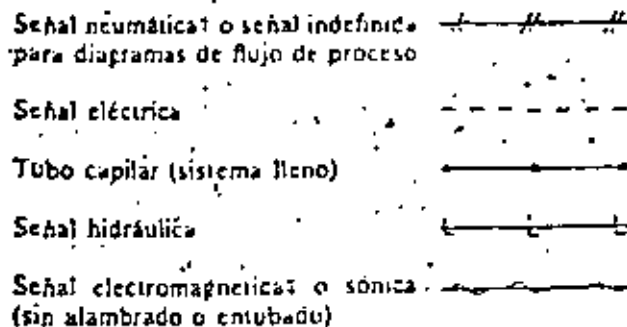


Fig. 4. Señales de proceso.

Para representar los equipos del proceso (turbinas, hornos, cambiadores de calor, torres de destilación, etc.) se acostumbra emplear dibujos que representan la silueta del equipo en cuestión, como se muestra en la siguiente figura.

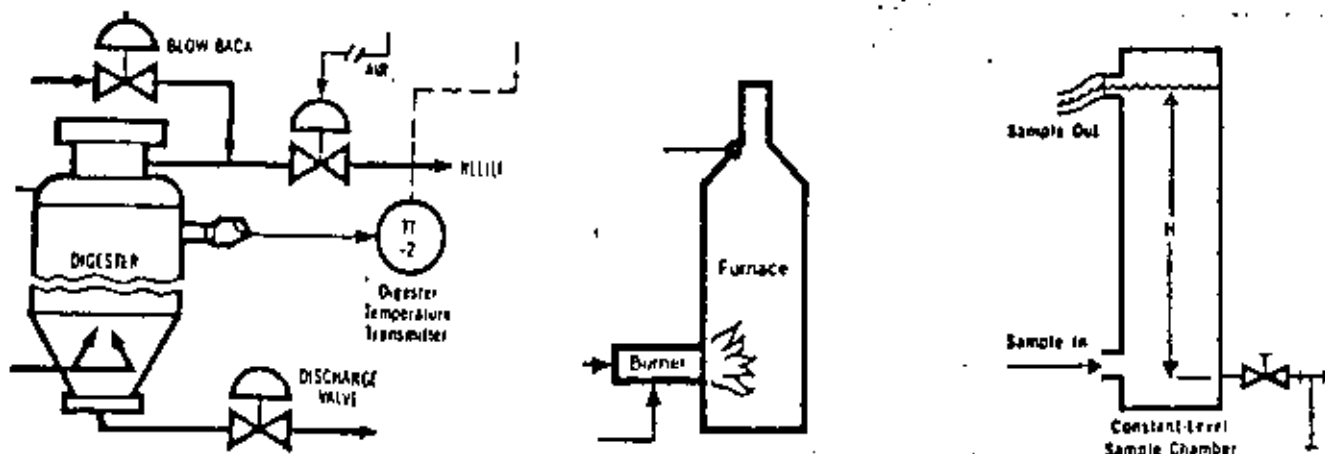


Fig. 5. Representación de equipos de proceso.

Independientemente del tipo de simbología que se emplee para que un diagrama de instrumentación o el desarrollo de una técnica de control, para su total aprovechamiento, debe contar con la información y documentación adecuada.

Finalmente, en las figuras nos. 6, 7 y 8 a continuación, se presentan algunos ejemplos sobre la instrumentación utilizada para el control de reactores, torres de destilación y calderas. Cabe señalar que el objetivo de los mismos es mostrar diagramas de instrumentación un poco más completos, donde se muestran algunas gazas de control completas.

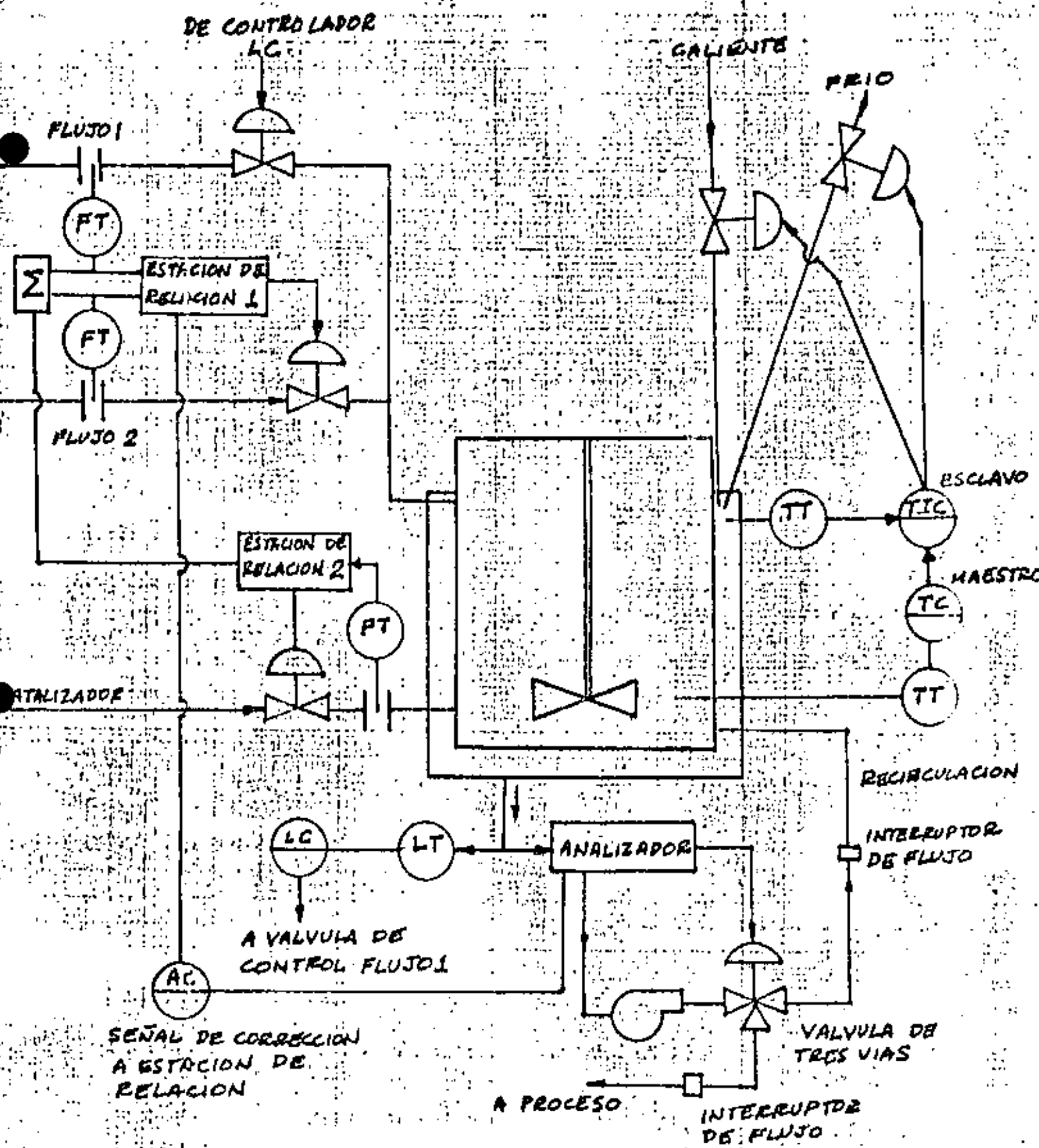
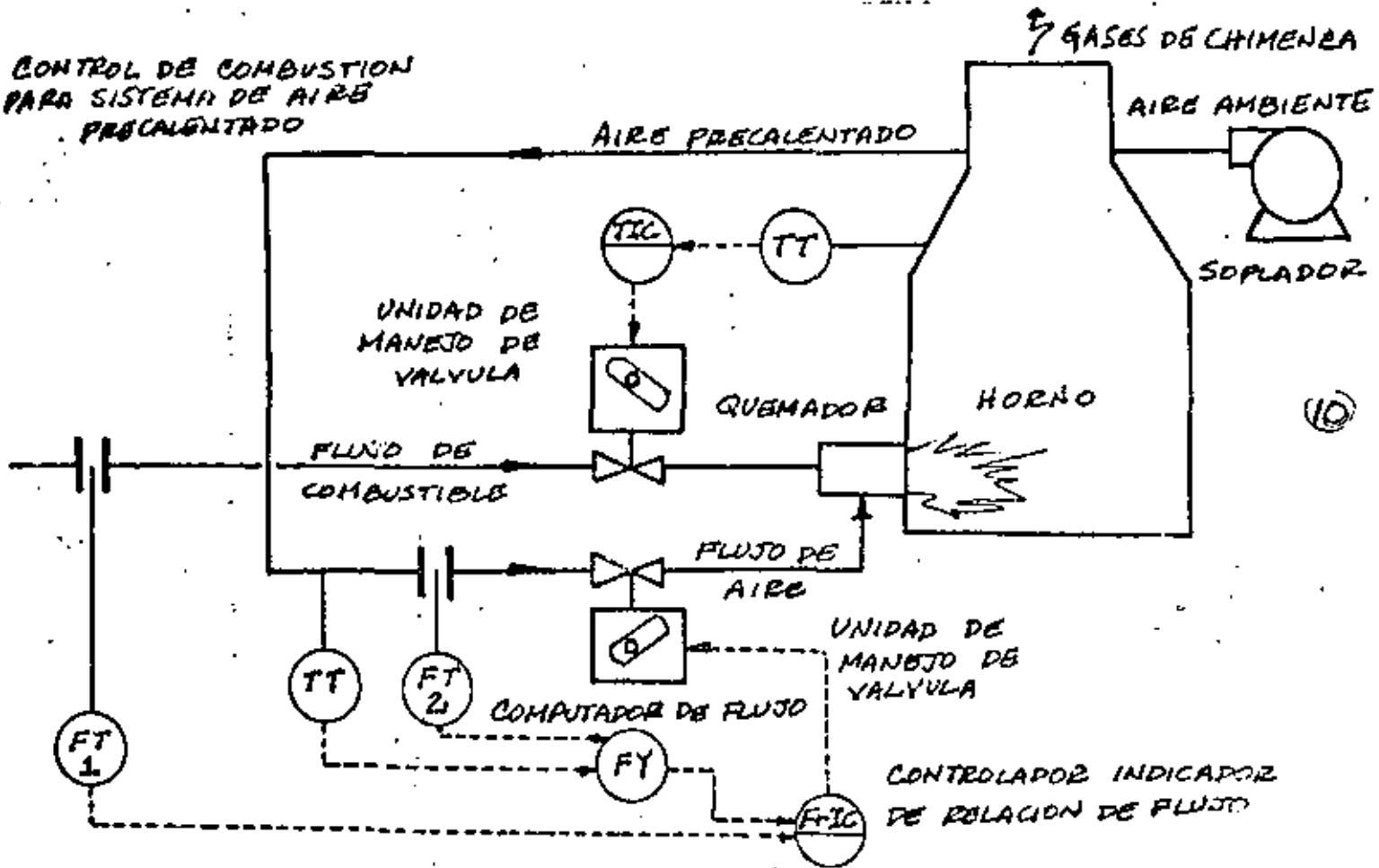
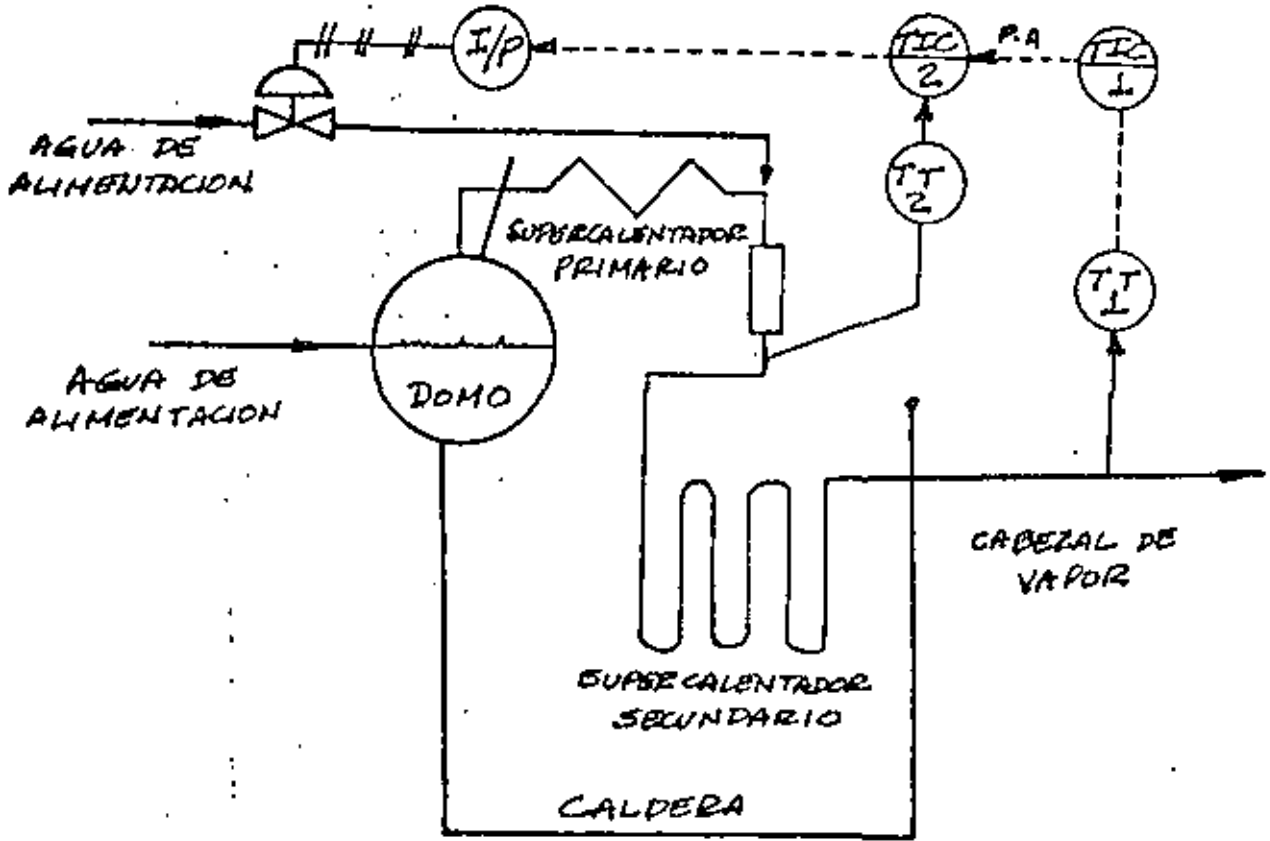


FIGURA 11.6

CONTROL DE COMBUSTION  
PARA SISTEMA DE AIRES  
PRECALENTADO



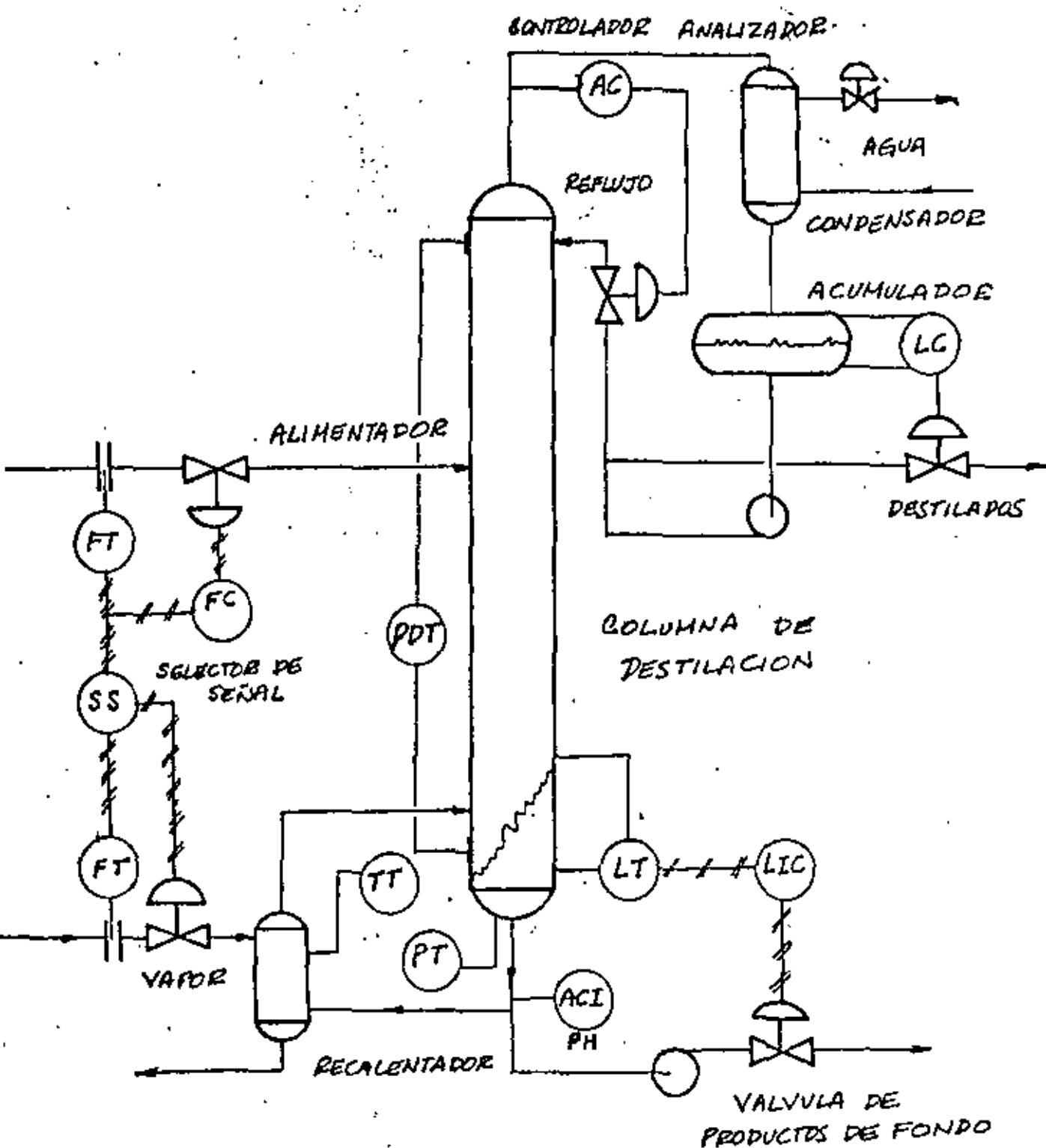
- FIGURA C # 7 -



CONTROL DE TEMPERATURA DE VAPOR

FIGURA C # 8 -





CONTROL INTEGRAL  
 FIGURA CD#9



DIVISION DE EDUCACION CONTINUA  
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

5.3 MEDICION, REGISTRO E INDICACION

ING. ROBERTO VEGA GONZALEZ  
Marzo, 1984

## REGISTRADORES ELECTRONICOS INDUSTRIALES.

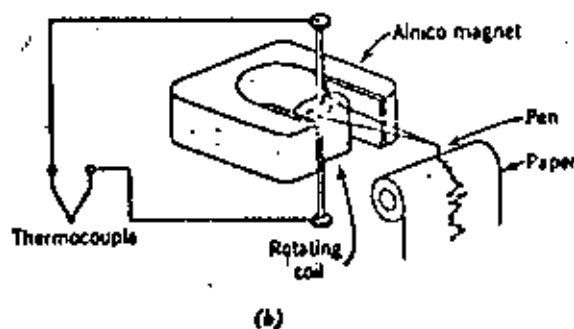
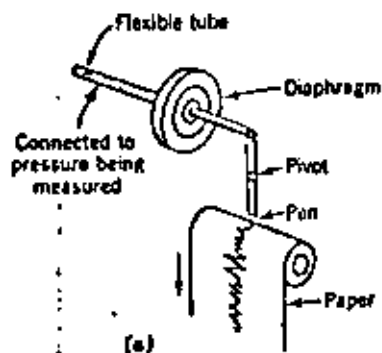
Un Registrador puede ser definido como un dispositivo que hace el registro de algo que esta siendo medido. Es uno de los instrumentos más importantes disponible por los analistas Químicos u operadores de plantas de proceso , dado que continuamente puede medir , indicar , registrar y aún controlar un fenómeno completamente desatendido por varios días. Hay Registradores de varias formas y configuraciones .

En la mayoría de los casos los registros se producen por el trazo de tinta sobre el papel.

La industria de los registradores es tan extensa que todas las compañías que los manufacturan lo hacen con tamaños y formas similares .

Los primeros registradores fuerón del tipo de "escritura directa" en los cuales la pluma se sujetaba a el sistema activo del registrador.

El elemento activo del sistema mecánico era un diafragma, - fuelles , tubo helicoidal, el cual era energizado por aire , - fluidos o movimiento mecánico.



En sistemas eléctricos el elemento activo fué el galvanómetro de deflexión el cual requería de una señal eléctrica para energizarse (Figura 1 b)

Los Registradores de "escritura - directa" producían registro en tinta de un a o más variables en una gráfica de rollo o circular. Si se deseaba un registro continuo el sistema de deflección fué diseñado para reducir la fricción de la pluma y para tener suficiente par que venciera esta fricción.

Se hicieron muchos intentos para desarrollar un registrador , que no tuviera las limitaciones de los instrumentos de escritura directa .

Hacia 1898 se desarrolló el registro llamado Callendar, el cual fué de tipo balance eléctrico continuo . El balance en un circuito puente o potenciómetro se detectaba por un galvanómetro , el cual actuaba a través de relevadores el circuito de balance . El sistema detector era muy delicado por lo cual no fué satisfactorio para uso Industrial.

No fué sino hasta 1913 en que la compañía Leeds & Northup desarrolló un registrador de uso industrial general, el cual fué de tipo mecánico y de construcción simple el cual requería 30 segundos para balancear en una escala total de 10 pulgadas , Este instrumento fué utilizado hasta 1956 , utilizaba un galvanómetro para detectar el grado de desbalance del circuito de medición y un amplificador mecánico que proveía el par para rebalancar el circuito . Cuando el circuito de medición estaba desbalanceado el galvanómetro se llevaba a una posición de " fuera de cero" o los sensores del motor detectaban la posición "fuera de cero" y provocaban que la resistencia "slide wire" de el circuito de medición , se moviera hasta la posición de balance . En cada ciclo de operación el galvanómetro actuaba con movimiento libre , y el tiempo restante regresaba a su posición original con proposito de rebalanceo .

Este instrumento se conoce como un registrador "paso por paso"

La potencia total de operación se tomaba de un motor que operaba continuamente.

El puntero en la escala indicaba el valor desconocido que se medía y una pluma registraba continuamente la indicación en el papel.

El amplificador mecánico de este instrumento producía el par suficiente para manejar la pluma registradora, señales de alarma, contactos de control, resistencias de control -- "slidewires", motores sensores, todo lo cual se motivaba -- por la flecha del "slide wire" o resistencia de control.

Para proveer registros de entrada múltiple se utilizaron interruptores, selectores accionados por motor.

En los circuitos de medición que empezaron a usarse en los registradores la corriente en el detector era esencialmente cero para todas las posiciones en balance, por lo cual estos instrumentos fueron llamados "Medidores de Balance Nulo".

Para mediciones de voltaje el efecto de la resistencia de carga, y la carga de la fuente de voltaje se hizo despreciable.

Entre las características de operación de estos instrumentos tenemos:

12 segundos como mínimo para rebalancear en la escala total y Rango de voltaje limitado a 8 mv. Además falla en operación expuesta a vibraciones.

En 1932, aparecieron los primeros registradores electrónicos de medición tipo balance nulo. El instrumento tomó el nombre de Speedomax, y su inventor el Sr. Williams (ver Fig. 2)

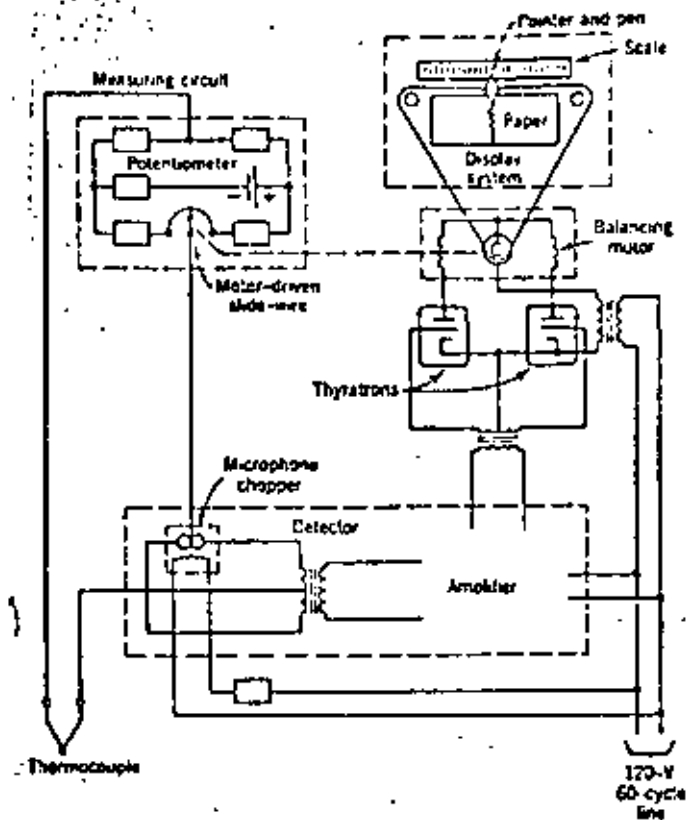


FIG # 2

REGISTRADOR DE BALANCE NULO.

Este registrador usaba un circuito de medición tipo potenciométrico en el cual el desbalanceo C.D. se convertía en una corriente alterna por un circuito "Choper", entonces se amplificaba y el voltaje resultante se usaba para encender rectificadores de tipo controlado llamados tiratrones. Cada tiratrón controlaba la corriente a través de un campo del motor, manejando el slide wire.

Cuando un desbalanceo ocurría el tiratrón apropiado encendía y el motor llevaría el slide wire a la nueva posición de balance. En este instrumento se lograrán rangos de hasta 2 mV con un error de  $\pm 0.25\%$  y una velocidad de balanceo de aproximadamente 1 segundo. El desarrollo de este instrumento sólo fue posible con la invención del Tiratrón, el cual provee de la amplificación requerida para el manejo del motor.

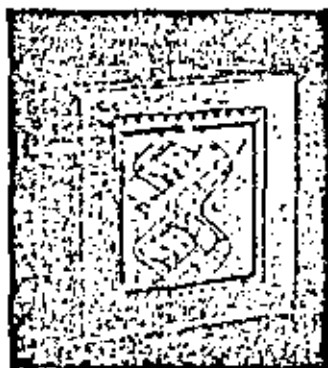
Es interesante hacer notar que en ese tiempo, dado que no había disponibilidad de material de larga vida y confiable para resortes, al no existir un "Choper" mecánico, se utilizaba un micrófono de carbón manejado mecánicamente, para convertir CD en CA.

Otros tipos de registradores electrónicos aparecieron en el mercado hacia 1933, Bailey Meter Co. produjo el Galvatrón; en el mismo año la Compañía Tagliabue Mfg. Co. fabricó otro registrador de balance nulo, usando un haz de luz, y un galvanómetro tipo espejo, un fototubo, un amplificador, un relevador y un motor.

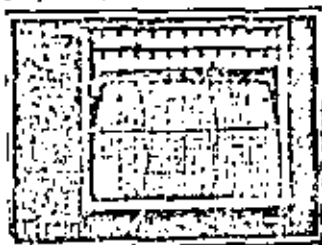
Posteriormente muchas compañías produjeron registradores de "balance -nulo"; pero en general los circuitos mecanismos y principios usados son alguna modificación o adaptación del utilizado en el Speedomax. )

REGISTRADORES DE BALANCE NULO:

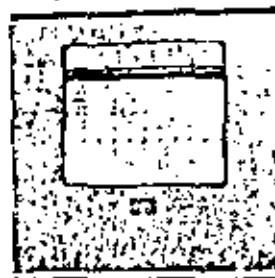
La figura numero 3 muestra algunos de los registradores electrónicos de balance nulo disponibles actualmente.



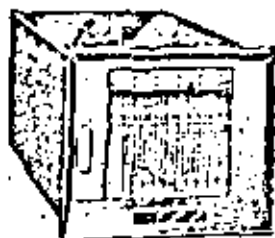
(a)



(b)



(c)



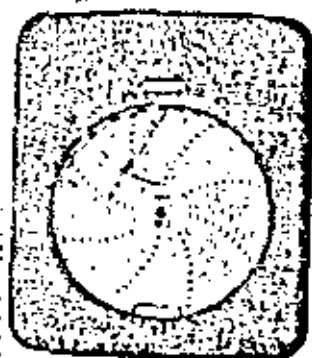
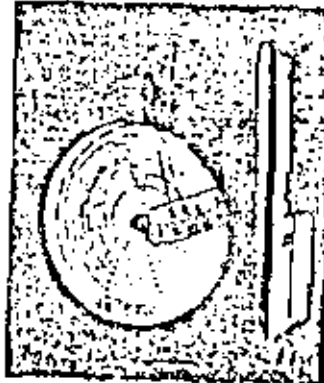
(d)



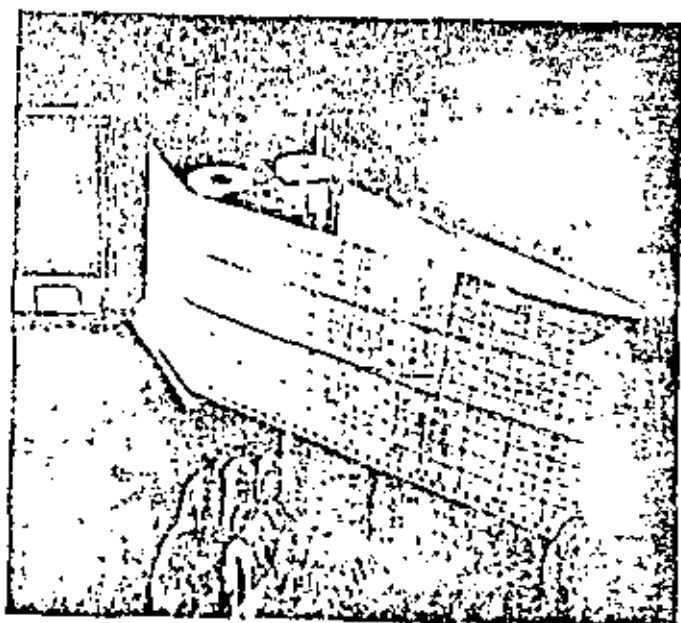
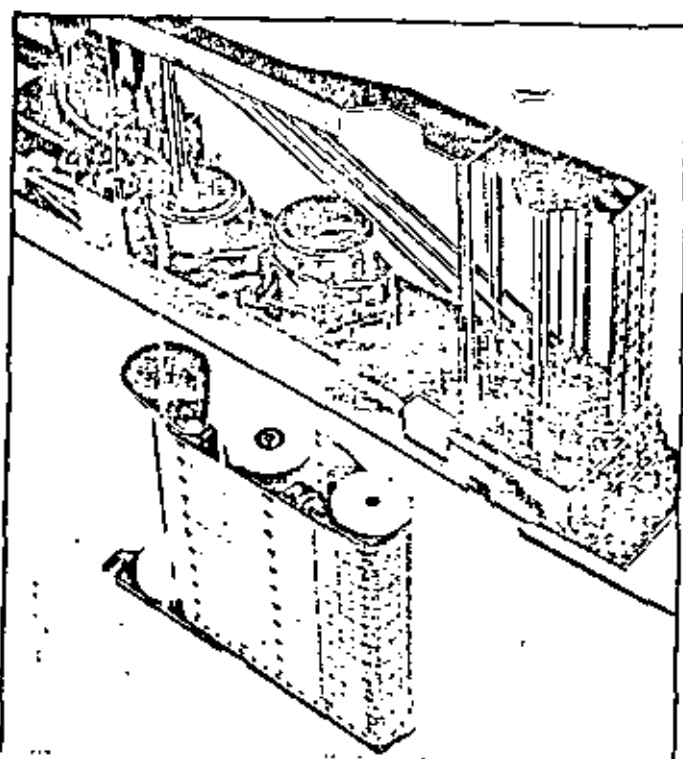
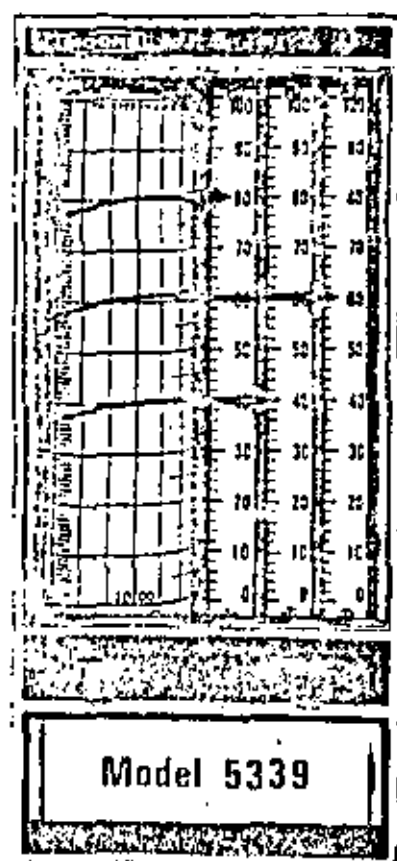
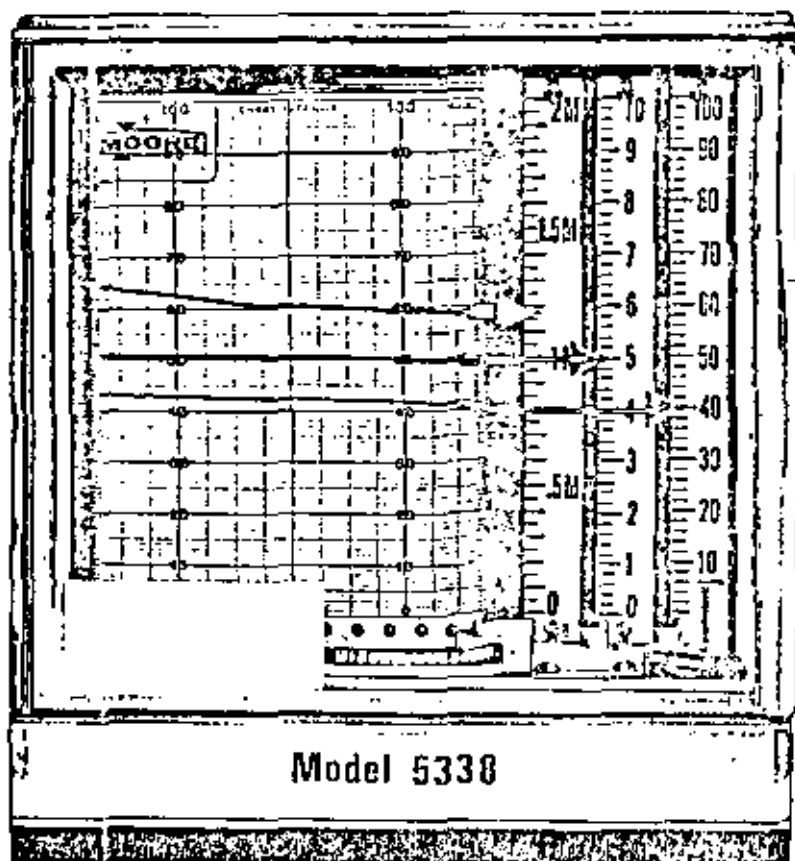
(e)



(f)







Existen instrumentos de una pluma o plumas múltiples en configuraciones de gráfica de rolo o circular. Los registradores múltiples producen dos o más registros continuos en una misma gráfica.

Cada pluma tiene un sistema de registro completo propio. Los registradores múltiples usan un interruptor manejado por motor para cambiar las entradas no conocidas a el sistema de medición.

El mismo motor puede ser usado para cambiar el punto -- identificando el numero al operar el mecanismo de impresión.

Actualmente se pueden acomodar hasta 30 puntos de registro, o un ciento de ellas en un sólo registrador; con una caja de interruptores actuando con el registrador, se pueden registrar hasta varios cientos de puntos.

Para ahorrar el tiempo de un ciclo completo de mediciones algunos registradores imprimen tan pronto como balancean.

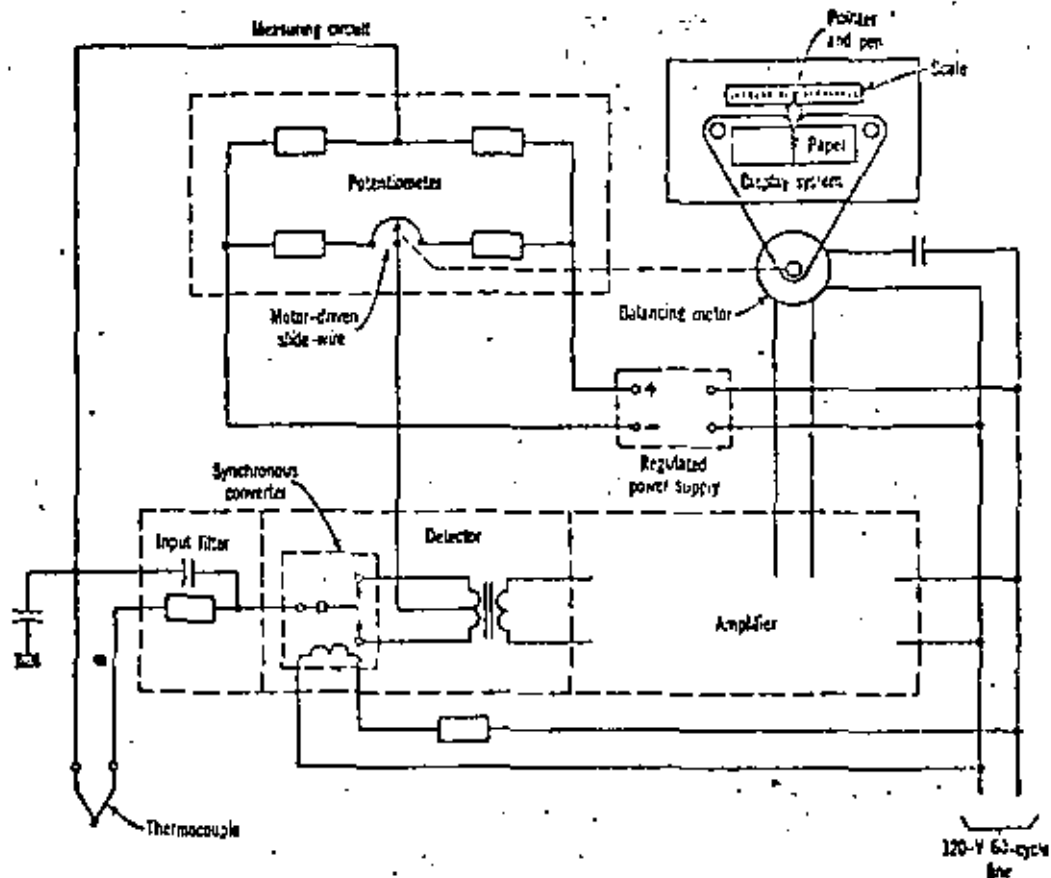
Se puede usar un color diferente para cada punto para ayudar a la identificación. Otro auxiliar es la impresión de puntos cada ciclo y hacer identificaciones esporádicas del punto registrado.

REGISTRADORES X - Y ; permiten 2 medidas dimensionales de dos variables no conocidas, y son de uso muy importante en el laboratorio.

En la mayoría de los casos uno de los ejes de los registradores mide tiempo, pero en un registrador X-Y la pluma provee un registro simultaneo de 2 dimensiones de acuerdo con las variaciones en el eje X y el eje Y. Actualmente la mayoría de este tipo de registros son de tipo "cama-Plana" y permiten la colocación de papek en un plano horizontal, lo cual es útil para hacer anotaciones pertinentes en las gráficas.

Los Servo-Sistemas para activar la pluma de señales de entrada de bajo nivel son similares en ambos ejes y son similares a los usados en los registradores convencionales de tipo servomotor.

SERVO SISTEMAS: el diagrama de alambrado esquemático de la mayoría de los registradores de tipo servo es similar a - el mostrado en la figura # 4



Las partes esenciales para estos registradores son:

- a) circuitos de medición (En la Fig. Potenciométrico C.D.
- b) Detector.
- c) Amplificador.
- d) Motor de balance con su acoplamiento a el "slide wire" de medición .
- e) Sistema de despliegue, que son los dispositivos de registro o indicación.

La operación del registrador es como sigue: La Fem. que se mide es opuesta por una fem ajustable calibrada . El valor exacto de esta fem depende de la posición del contacto del slide wire propio . Si esas dos valores de fem no son iguales un error o corriente en desbalance fluye y es recibida por el detector .El detector cambia la corriente directa de entrada de el circuito de medición a un voltaje de salida C.A. el cual es amplificado. La salida resultante se usa para manejar el motor de balance reversible. El motor trabaja através de su acoplamiento mecánico para mover el "slide -wire" del registrador y ajustar la fem calibrada. El sistema es sensitivo a la corriente de error , de tal forma que la corriente siempre ajusta la fem calibrada en la dirección propia para reducir la magnitud de la corriente de error .El movimiento(balaneo) continua hasta que la corriente de error .Es tan pequeña que la señal amplificada no puede producir una mayor rotación del motor.

Cuando la corriente de error es cero la fem calibrada es igual a la fem medida , dentro de la exactitud del registrador . Cuando lo anterior ocurre se dice que existe la condición de balance -Nulo.

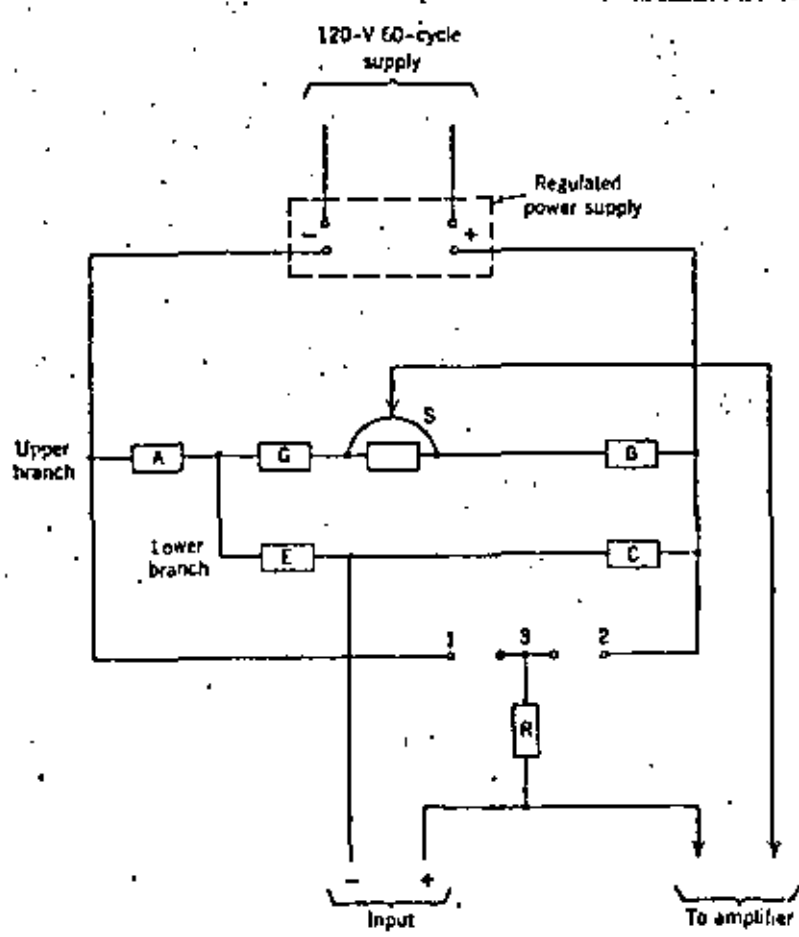
El motor también mueve un sistema de despliegue ,en el cual la posición del puntero , la cual es también la posición de la pluma registradora , indica el valor de la fem calibrada , y por lo tanto el valor de la fem medida.

CIRCUITOS DE MEDICION:

El tipo de circuito de medición usado en un instrumento-- en particular depende de la clase de medición para la cual se va a emplear. En la mayoría de los casos el circuito es una variación del circuito potenciométrico para medición de femo un circuito puente de Wheatstone para medición de resistencia , o un circuito de corriente. Los circuitos se montan en tarjetas de circuito impreso llamadas "Tarjetas de rango y son facilmente intercambiables.

CIRCUITO POTENCIOMETRICO:

Un circuito típico se muestra en la fig. 5



El circuito se arregla con dos ramas de igual resistencia al cual se le suministra corriente por una fuente de poder regulada . La magnitud de estas corrientes esta controlada por un reostato el cual es una parte integral de la fuente de alimentación . Con la fuente ajustada , la salida permanece constante e independiente del voltaje , frecuencia de línea y aún de las variaciones de temperatura. La corriente de salida normal y típica es del orden de 10 mA. para las 2 ramas .

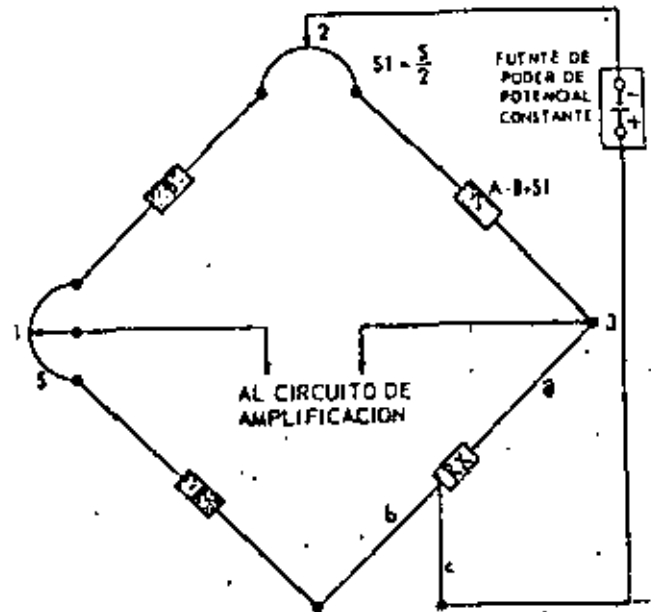
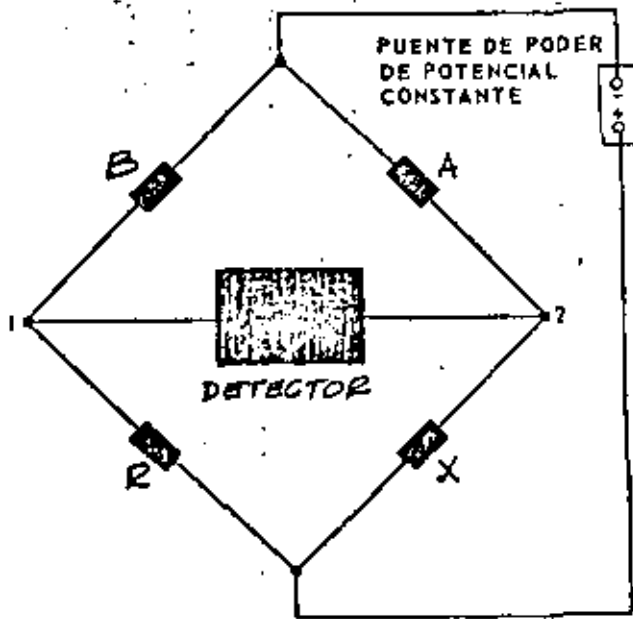
Durante la medición normal el motor de balance mueve el contacto de el slide-wire hasta que la fem medida se balancea por la diferencia de potencial existente entre el contacto del slide -wire y la unión de las resistencias E. y C.

Por medio de una selección apropiada de las resistencias S.E. y G. esta diferencia de potencial puede hacerse para cubrir el rango de medición deseado.

Los valores de las resistencias se encuentran para proveer Supresión y elevación del cero , y la resistencia B se selecciona para hacer la resistencia total de la rama superior igual a la de la rama inferior.

## CIRCUITO PUENTE.

La Fig #6 A muestra la forma más sencilla de un circuito "puente de Wheatstone". En este circuito la diferencia de potencial entre los puntos 1 y 2 es de cero cuando :



Por consiguiente si la resistencia R se va alterando hasta llegar al punto de balance del puente, la resistencia X que se desea medir puede calcularse de la Ecuación anterior a las resistencias A y B se les llama resistencias de relación del puente.

Si A y B son iguales, entonces  $X=R$  cuando el circuito del puente esta balanceado.

La Fig # 6B muestra la forma del circuito puente usado en los instrumentos Speedomax H para medición de temperatura con "Thermohms" o algún otro tipo de termómetro de resistencia. Como se indica en la figura, se utilizan dos resistencias variables S y S1 estas resistencias están construidas por alambres deabanados en un mandril común y sus contactos deslizantes se mueven simultáneamente. Con las relaciones entre resistencias que se indican en la figura 6B puede verse claramente que

para una posición dada de los contactos , la resistencia entre los puntos 1 y 2 es siempre igual a la resistencia entre los puntos 2 y 3 . Esto es, los brazos de la relación del puente son siempre iguales , de tal manera que en el balance del puente  $R_x$  (La resistencia que se desea medir , es igual a la resistencia del Brazo que incluye R . La gama de medición del circuito puente es por consiguiente desde el valor R hasta el valor  $R + S$  . Como en cualquier otro circuito de balance nulo , cualquier desequilibrio hace circular la corriente de error a través del circuito de entrada al amplificador .

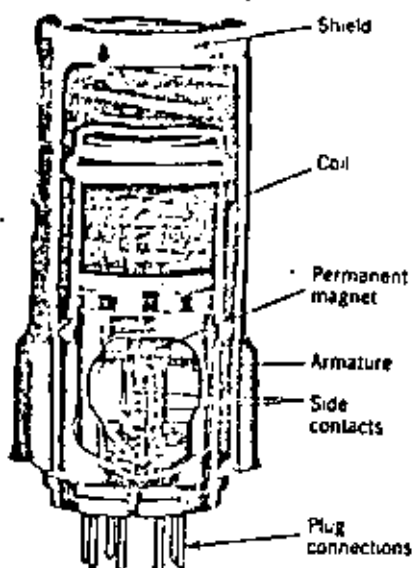
Como hemos dicho antes, una vez que ha sido amplificada esta señal se aplica al motor de balance que ha su vez mueve los contactos deslizantes , en la dirección adecuada para restablecer el equilibrio.



## DETECTOR.

En el sistema de balance los registradores pueden contar actualmente con los siguientes tipos de convertidores :

1) Convertidores Electromecánicos : Son de tipo síncrono como el mostrado en la figura # 8



Se trata en principio de un interruptor de un polo, doble-tiro , operado por el movimiento de un relevador . Se le suministra corriente de 60 ciclos de el amplificador del transformador de potencia con lo que produce un campo magnético-alterno , lo que causa que la armadura vibre a la frecuencia de manejo .

Como puede verse en la figura # 4 , cualquier voltaje desbalanceado del circuito de medición se conecta alternadamente a el embobinado primario , por la acción del convertidor.

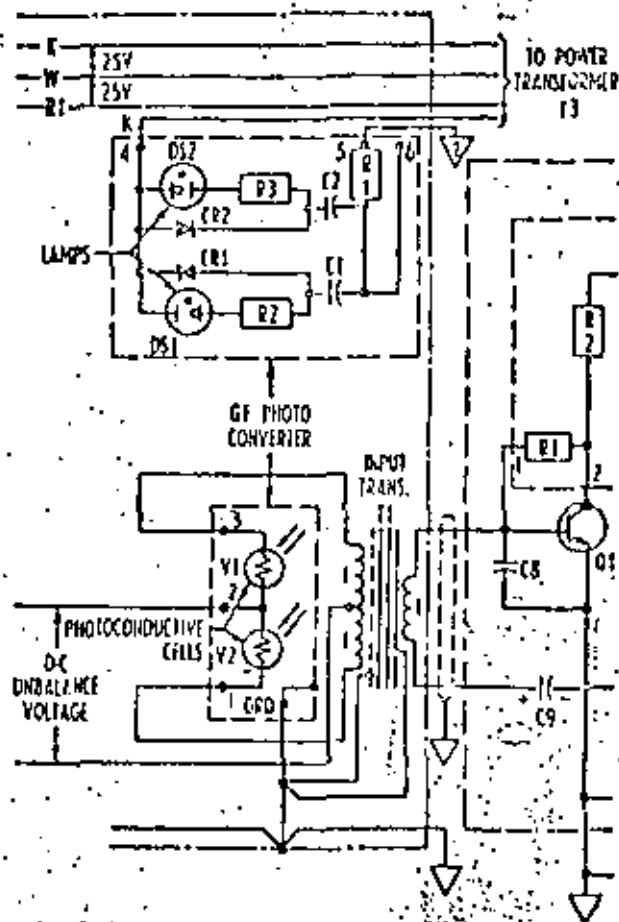
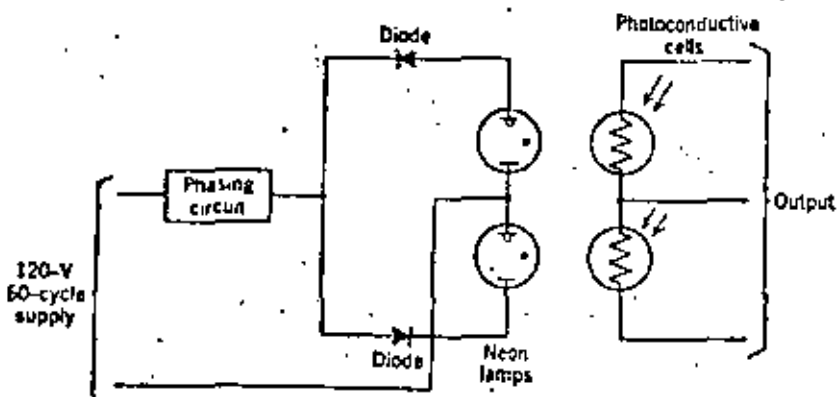
Entonces la corriente directa fluye primero en la mitad de

el embobinado y luego en la otra mitad .

En consecuencia un voltaje alterno de 60 ciclos , semejante a una onda cuadrada se produce en el secundario del transformador y se aplica al amplificador. La magnitud del voltaje inducido en el secundario del transformador es proporcional a la magnitud de la corriente directa del circuito de medición en el primario.

### B) CONVERTIDORES FOTOCONDUCTIVOS.

Son de aplicación más reciente y eliminan partes mecánicas en movimiento sujetas a falla . Se usan en aplicaciones donde el rango del registrador es aproximadamente 1mV o mayores .El circuito es el indicado en la figura # 9



Dos lamparas de neon se manejan con circuitos de defasamiento de una linea de 60 Hz .Están arreglados de forma que durante la mitad del ciclo una este prendida, y durante la otra mitad del ciclo la otra este prendida .La luz de la lámpara de neon activa los elementos fotoconductorivos . Esto en escencia es un "choper" eléctrico , para el cual, durante la mitad del ciclo ,el primer convertidor tiene muy alta resistencia mientras el otro convertidor la tiene muy baja y viceversa.

#### AMPLIFICADOR.

El detector produce un voltaje AC cuya magnitud y fase depende de la magnitud y polaridad de la señal C.D. desbalanceada .El amplificador incrementa este voltaje a un nivel en el que pueda operar el motor de balance .

Actualmente contamos con amplificadores transistorizados que puedan trabajar a un rango de aproximadamente 1mV.

Un ejemplo de un amplificador de este tipo lo tenemos en el mostrado en las figuras # 10 y # 11

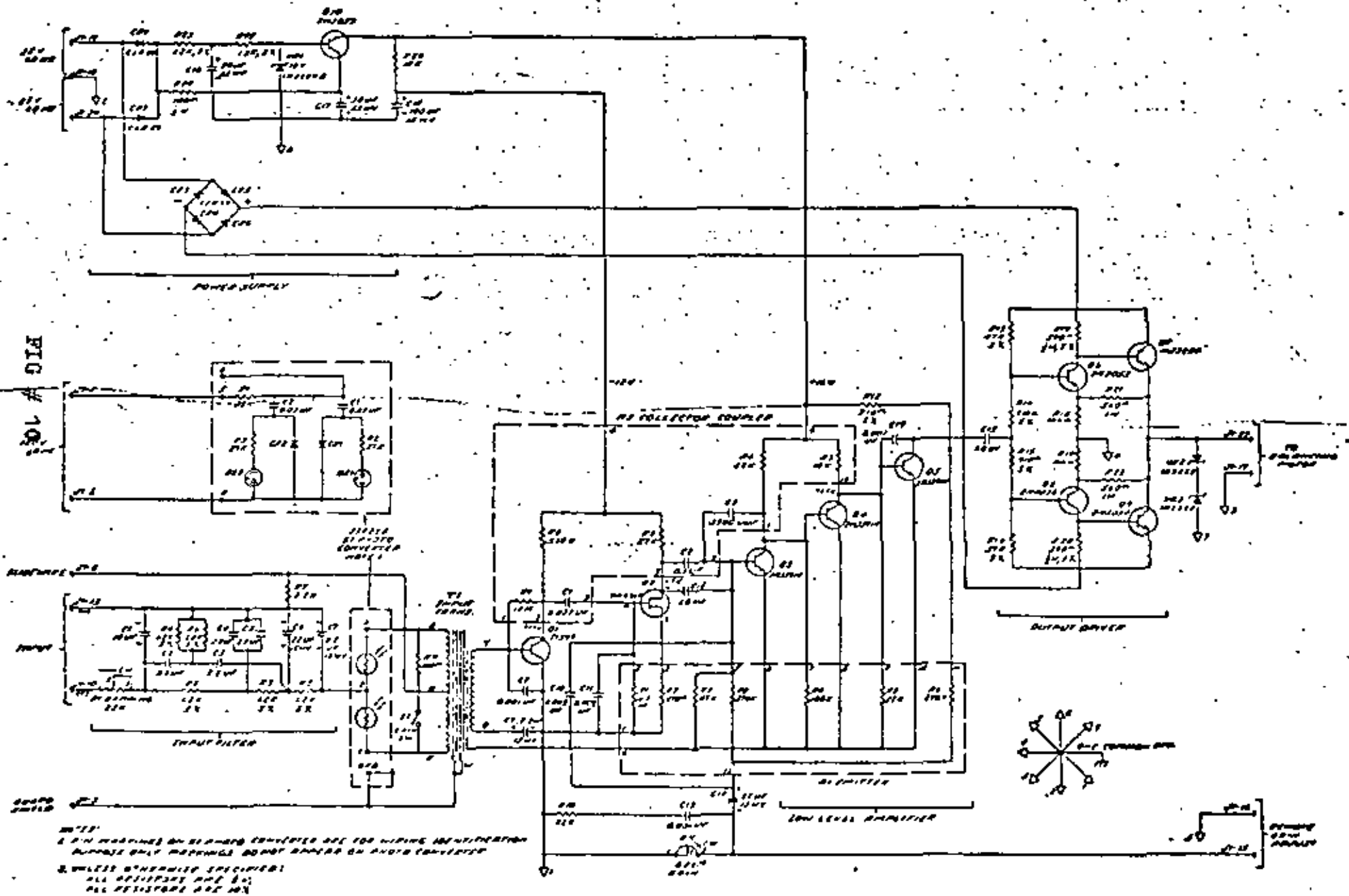


Fig. 4-Schematic diagram of solid state amplifier.

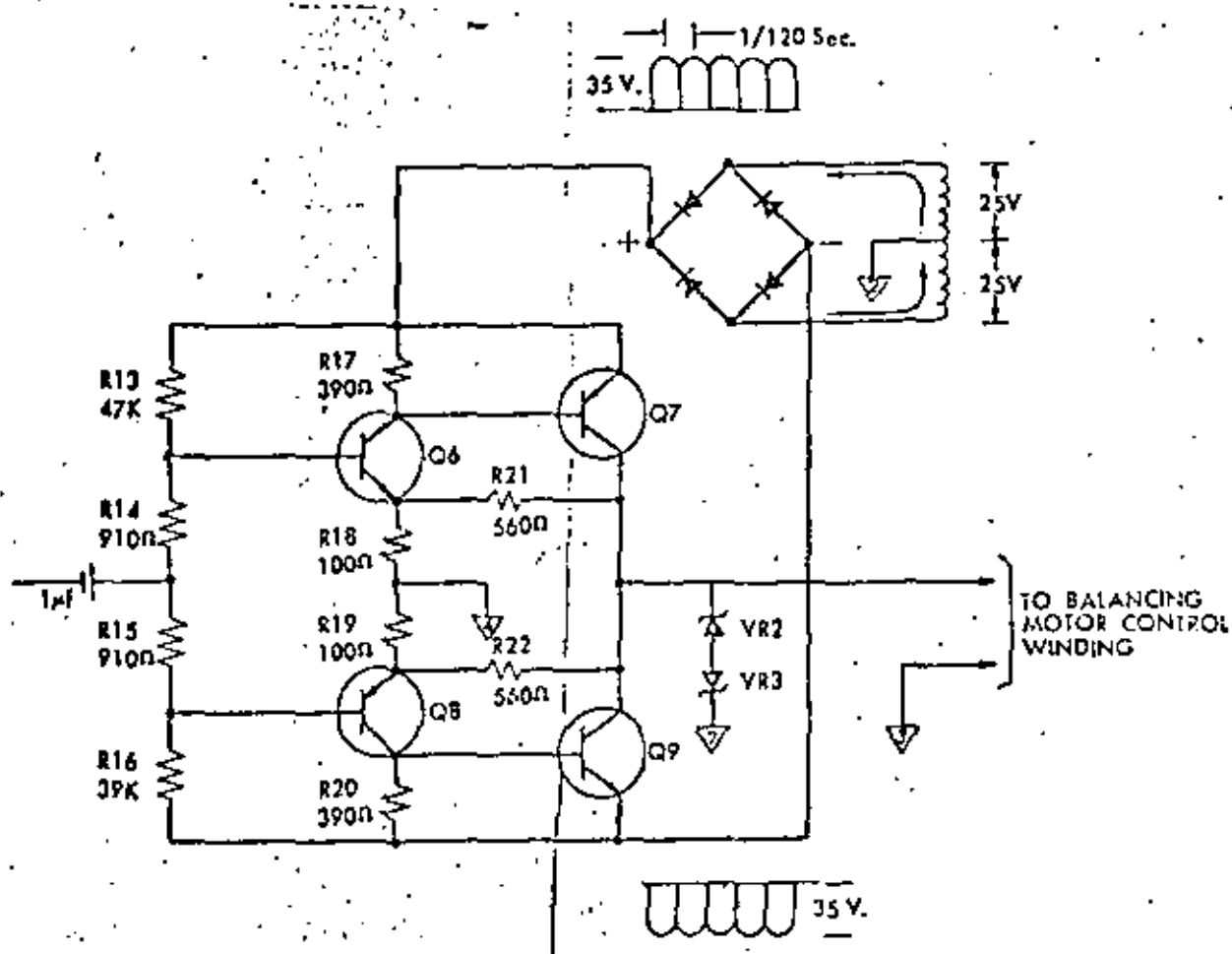


FIG # 11

ETAPA DE SALIDA DEL AMPLIFICADOR.

Se trata de un amplificador de cinco etapas y una salida tipo "push - pull".

La primera etapa de un amplificador de voltaje seguido por un transistor de efecto de campo Q2. Este último transistor actúa como un dispositivo de acoplamiento de impedancias entre la relativamente alta impedancia de salida de Q1 y la baja impedancia de entrada de las tres etapas amplificadoras de corriente Q3, Q4, Q5. El acoplamiento entre etapas es del tipo convencional resistencia-capacitancia. El voltaje de polarización se suministra de la fuente de alimentación.

Dada la pequeña magnitud de la señal AC en la primera etapa de amplificación, se toma un cuidado especial para prevenir la entrada de interferencia en esta etapa. El capacitor C8 actúa como filtro evitando la entrada de voltajes transitorios de alta frecuencia al amplificador.

#### OPERACION DE BALANCE DEL MOTOR.

La figura # 17 representa la salida del amplificador de potencia la cual produce la acción de balance del motor. Un lado del devanado de control del motor de balance se conecta al Tap central del transformador el cual va a tierra común y el otro lado se conecta a el común de dos transistores de salida Q7 y Q9. La señal que maneja el circuito viene de las etapas de corriente y se suministra a través de Q5 el cual está acoplado por C15.

Consideremos los voltajes de alimentación a los colectores de los 4 transistores en el circuito de salida. Los diodos CR3 a CR6 forman el circuito puente rectificador. La terminal positiva de este puente (con referencia al Tap central aterrizado) proporciona señal con rectificación de onda completa de aproximadamente 35 Vpp pico-pico, y en la terminal (-) del puente se tendrán 35 Vpp, 120 hz rectificadas de onda completa negativa respecto a la tierra.

La señal que viene de Q5 estará a 60 hz , tipo sinusoidal la cual esta en fase o 180 grados de fasada de la fase de linea dependiendo de la polaridad de la señal de entrada D.C.

Despues de pasar por C15 , esta onda Senoidal tiene un nivel arriba y abajo del potencial de tierra . Cuando la mitad positiva de esta onda Senoidal , en la fase de Q6, aparece en sincronía con los pulsos de la alimentación del colector a Q6 Q6 conducirá provocando que a la salida de Q7 llegue la mitad de la onda senoidal , hacia el debanado de control.

Los pulsos negativos no tienen efecto en Q6 ni Q7.

Similarmenete la mitad negativa de la onda senoidal de Q5 provocará que Q8 y Q9 conduzcan la mitad negativa de la onda senoidal hacia el debanado de control , en el siguiente medio ciclo , formando una onda completa a el motor.

Si una señal defasada 180 grados proviene de Q5 entonces la mitad de la onda senoidal considerada coincidirá con los pulsos proveyendo polarización para el siguiente medio ciclo - encendiendo el circuito de manejo 180 grados más tarde provocando un voltaje en el motor de fase opuesta . La señal de salida del motor de balance será proporcional a la señal desbalanceada que aparezca a la entrada del amplificador .

Consideremos ahora que el sistema está balanceado esto es cuando no hay señal a la salida del transistor Q5.

Puede verse que R13 tiene un valor mayor que R16 y que con esa sola excepción , el circuito es completamente complementario

Se trata de que R13 sea lo suficientemente grande para que Q6 pueda encenderse con parte de su corriente de alimentación al colector, pero aún no fluye corriente de base en él o en Q7 Sin embargo Q8 está polarizado de forma que la corriente de base fluye en él y Q9 siempre encendidos , poniendo una forma de onda pasiva similar a la polarización negativa del colector - en todo tiempo .Esto mantiene al motor "vivo" obteniendose maxima sensibilidad de el. La magnitud de esta señal de polarización es de 10 volts pp

### FASE:

De la discusión anterior puede verse que las relaciones de fase son de gran importancia en la operación de un sistema de balance .

El requerimiento final es que el voltaje de 60 hz el cual el amplificador libera hacia el debanado de control del motor de tierra en fase del voltaje de línea 90 grados . Esta condición se obtiene con un ajuste de fase apropiado en el debanado de línea del motor .

La figura # 12 muestra las relaciones de fase por el debanado de línea del motor . Como se indica con el uso de un capacitor de 1 mf. en serie con el debanado , se logra un defasamiento en el voltaje de 120 v aplicado , adelantando el voltaje de línea en 90 grados eléctricos.

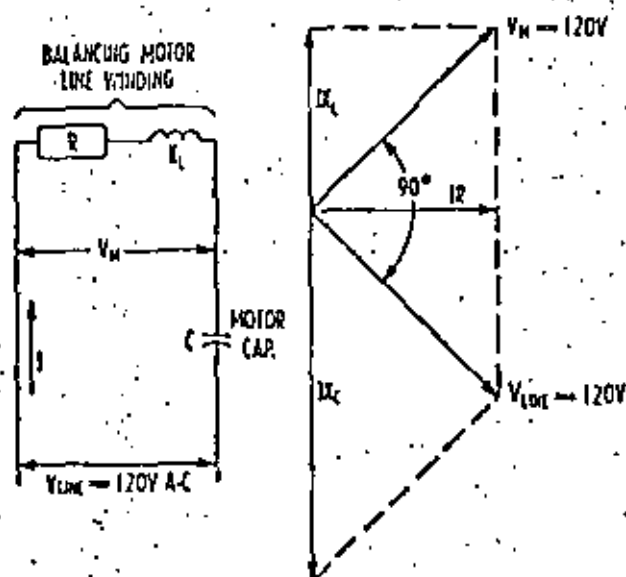


FIG # 12

RELACIONES DE FASE.



## REGISTRADORES MULTIPUNTO DIGITALES.

### 1.-GENERAL.

Con la incorporación de los circuitos digitales de tipo CMOS se han agregado a los registradores electrónicos industriales una serie de características que los hacen más atractivos y versátiles y generalmente adecuados y adaptables a cualquier necesidad de registro. Dentro de las características principales de este tipo de registro están:

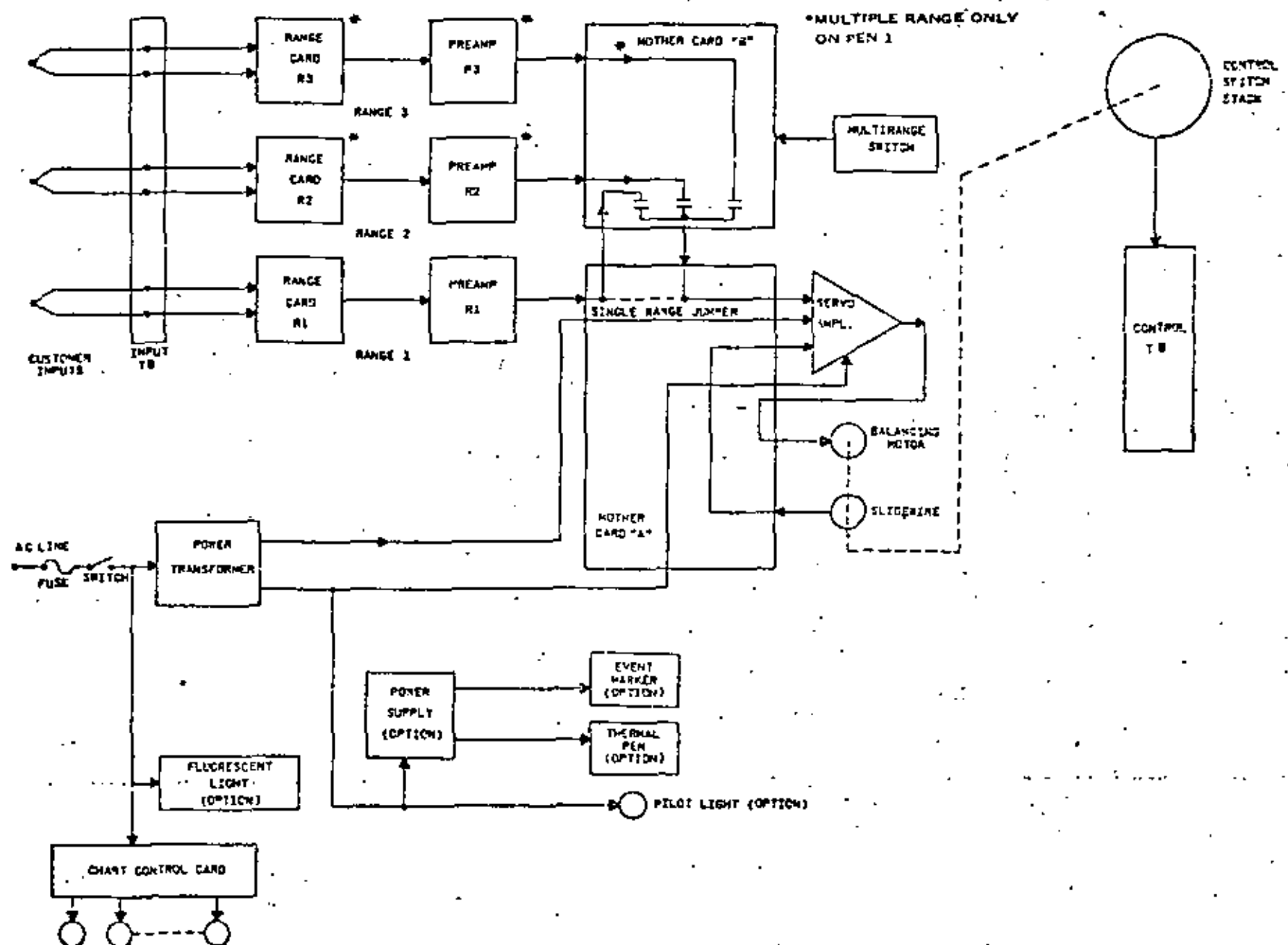
- Tipo automático de balance nulo, con servo C.D.
- Capacidad de entrada múltiple.
- Despliegue digital del punto medido.
- Impresión en papel termosensible, evitando el uso de tinta - (también lo hay en versión registro a tinta)
- Capacidad de distintos arreglos de alarmas.
- Selección apropiada para la impresión e identificación de puntos.
- Multirango.

La figura # 13 muestra el diagrama de bloques típicos de un instrumento de tipo pluma de registro. Los bloques en general representan tarjetas y componentes en el registrador, las líneas representan flujo de información básica de tarjeta a tarjeta.

Las entradas del usuario se conectan a una tarjeta de rango la cual incluye ajustes de cero y gama. La tarjeta de rango alimenta a un preamplificador el cual amplifica la señal de bajo nivel a un nivel nominal de 0 a 1.5 volts. Si el instrumento es de rango sencillo, la salida del preamplificador se conecta al servoamplificador a través de la tarjeta "madre" A en la cual se lleva a cabo toda la lógica. Para instrumentos multirango, las varias salidas del preamplificador pasan a través de la tarjeta "madre" B, donde son multiplexadas hacia la entrada del servo. La tarjeta "madre" A es la interconexión de todas las partes del sistema, motor de balance, slide-wire transformador de potencia, etc.

2

La parte superior derecha muestra el sistema de control, con  
 sistema en una serie de Interruptores montados sobre la flie-  
 cha del servomotor.

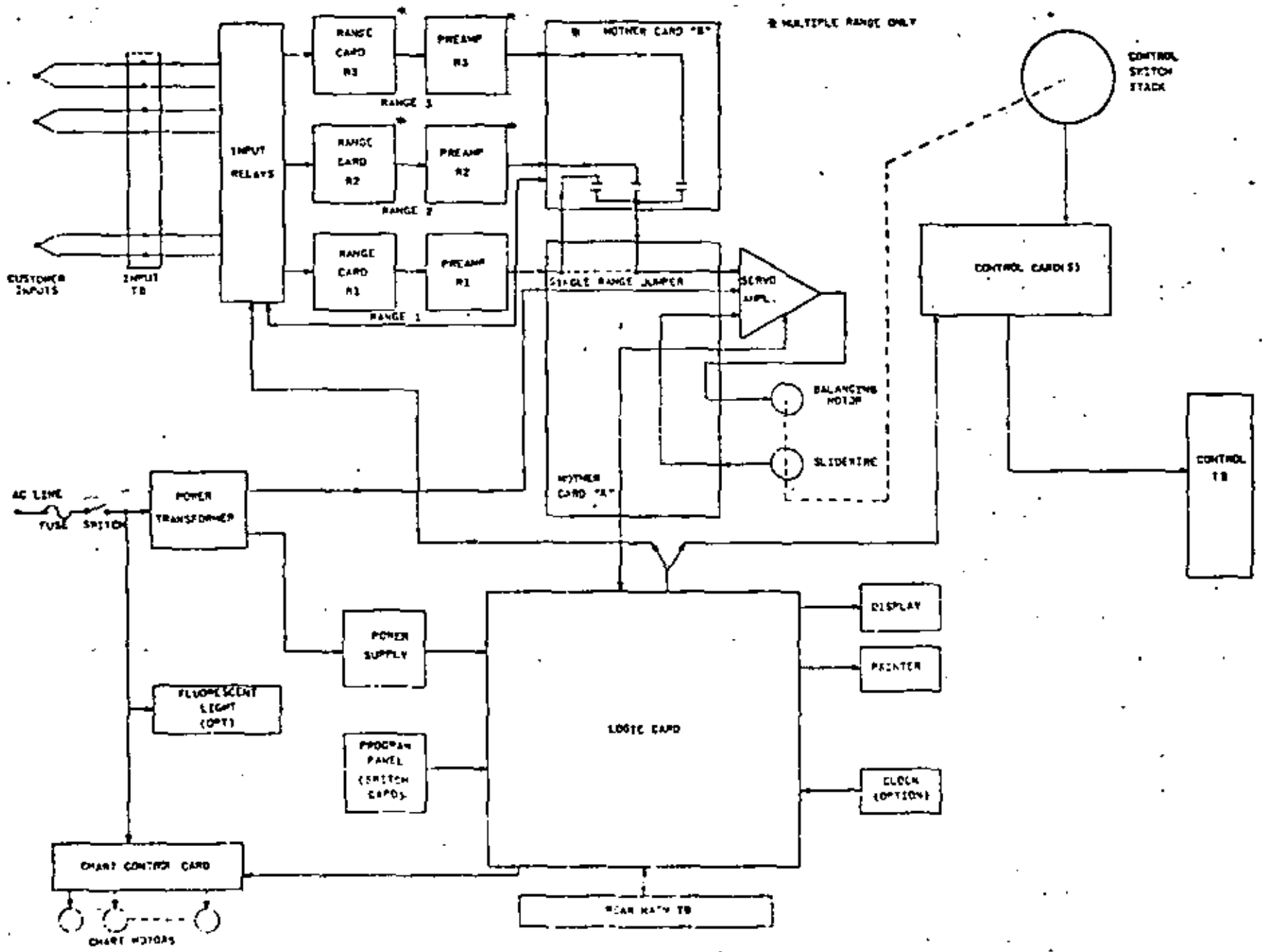


La figura #14 muestra el diagrama de bloques básico para un registrador multipunto . Las entradas del usuario se conectan a los relevadores de entrada donde son multiplexadas a un cable común de entrada . En el caso de un instrumento de rango múltiple hay dos o tres cables de entrada . La señal después va a el circuito de medición , el cual es del mismo tipo que el tipo del registrador tipo pluma.

En la parte inferior del diagrama de bloques , se observa la capacidad lógica de impresión y otras funciones del registrador .

La tarjeta de lógica es el elemento clave y enlaza todos los dispositivos , los cuales actúan en sincronía.

FIG # 14 : REGISTRADOR MULTIPUNTO-MULTIRANGO.





Finalmente en la figura # 16 se muestra el arreglo de la cabeza impresora térmica , y un arreglo de alarmas de indicación momentanea, en la figura # 16A

El arreglo mostrado provee indicación momentanea de alarma para los puntos alarmados alto o bajo , a través de sus respectivas terminales comunes.

Los contactos de relevadores de control KCO-1 al KC14-1 -- son contactos de los relevadores del conmutador de alarmas y -- cierran cuando el registrador mide los diferentes puntos conectados (del Oal 15 ) . Si el valor medido de un punto de alarma está sobre el punto de ajuste para un interruptor alto , el contacto H cerrará . Este cierre más el del contacto KCO1 por ejemplo asociado con el No. 0 y el contacto del relevador interruptor KI-2 establece un circuito completo para indicación de alarma en el punto cero. Hay que observar que el pulso del interruptor causa cierre en los contactos de KI, despues que el instrumento balancea. , por lo tanto no hay falsa alarma de un punto mientras vamos hacia afuera el balance.

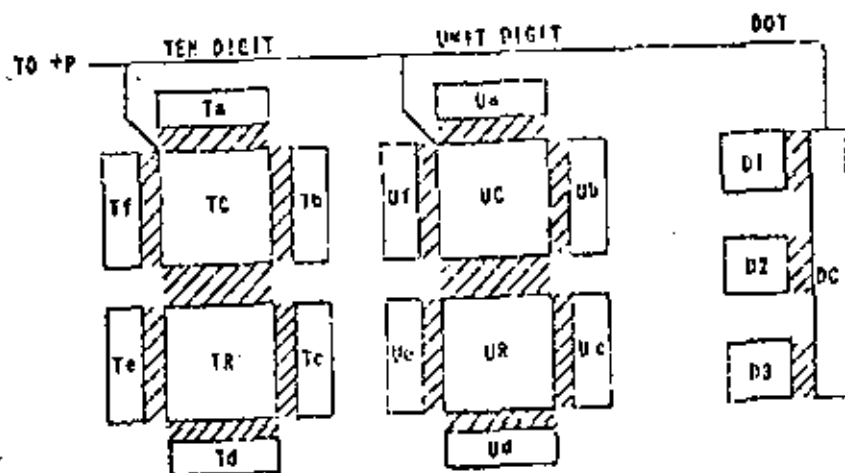


FIG # 16

ARREGLO CABEZA IMPRESORA TERMICA.

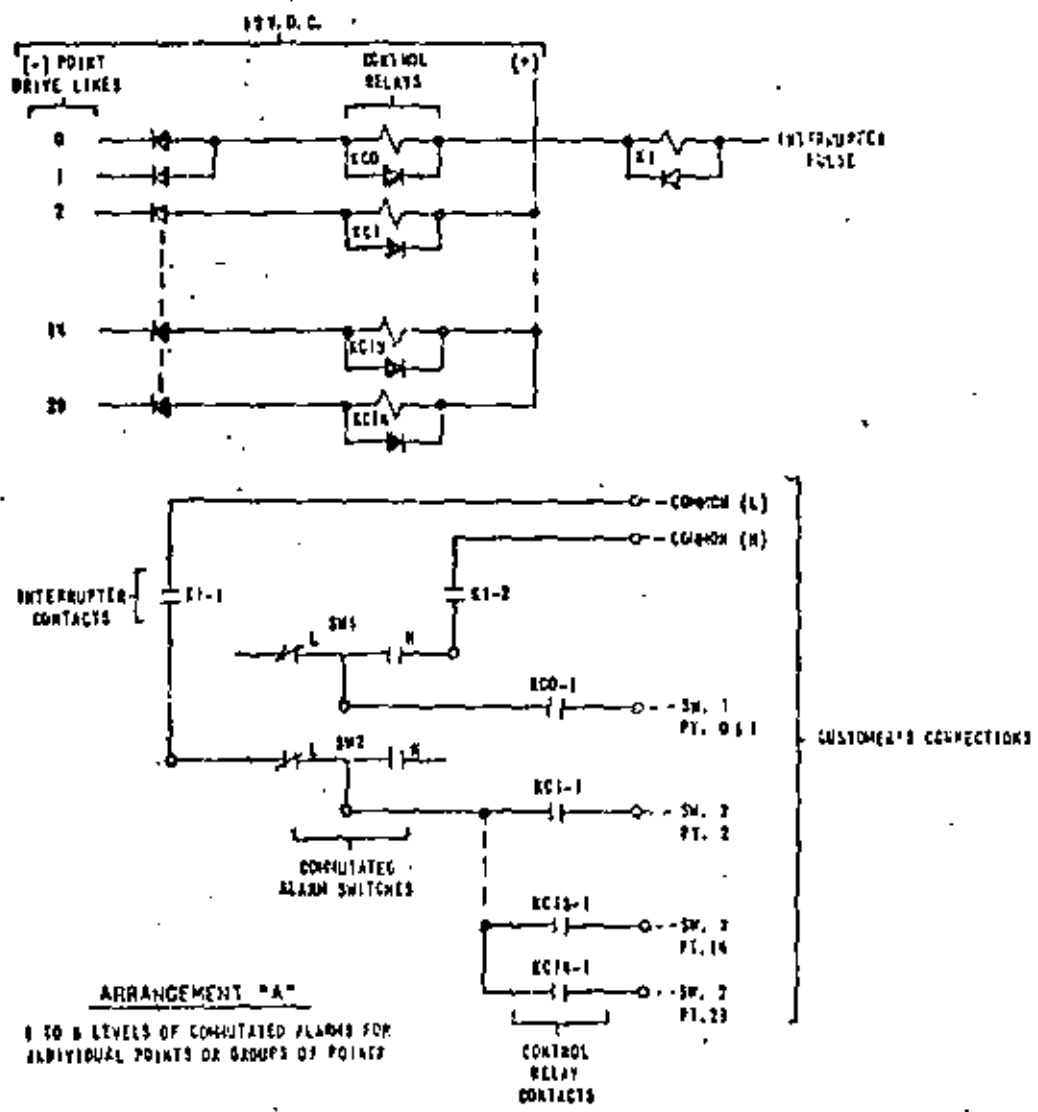


FIG # 16A  
 ARREGLO DE ALARMAS MOMENTANEAS.

30

B I B L I O G R A F I A .

-RECORDERS : Dr. W.R. Clark , L&N Co.  
Reprinted from Enciclopedia of Industrial Chemical Analysis  
Volumen 3; 1966 John Wiley & Sons, Inc.

-Manual de Instrucciones 077990 Edición 17 Speedomax H; Leeds  
& Northrup Co.

-Suplemento # 8 para manuales 077990 y 177232 Amplificadores-  
de estado Sólido para Instrumentos Speedomax H&W.

-Manual de Operación y servicio 177976 Rev B.  
Registadores Industriales Speedomax 165 & 250 L&N.





DIVISION DE EDUCACION CONTINUA  
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

5.5. SISTEMA DE CONTROL DISTRIBUIDO

ING. EUSEBIO AMENEYRO AGUILAR  
Marzo, 1984

## CONTROL DISTRIBUIDO

Al surgir la necesidad de controlar los procesos industriales, cuando estos empezaron a hacerse más grandes y complicados y cuando los costos de producción y materias primas obligaron a la búsqueda de sistemas de control que permitieran el manejo de dichos procesos con alta eficiencia y bajos costos, empezó el desarrollo de diversas técnicas y tecnologías enfocadas a resolver este problema.

En los primeros intentos se requerían muchos operadores circulando a través de la planta para vigilar grandes indicadores y manejar válvulas manuales. Con este método cada operador realizaba su labor de acuerdo a su propio sentimiento, adquiriendo el proceso características de artesanía, además de que era difícil coordinarlos, tanto de su propia unidad como sus actividades con el resto de las unidades que conforman el proceso. Debido a estas y otras razones la eficiencia de operación y calidad del producto variaba de acuerdo al tipo de operadores con que se contaba y aun con el estado emocional de dichos operadores.

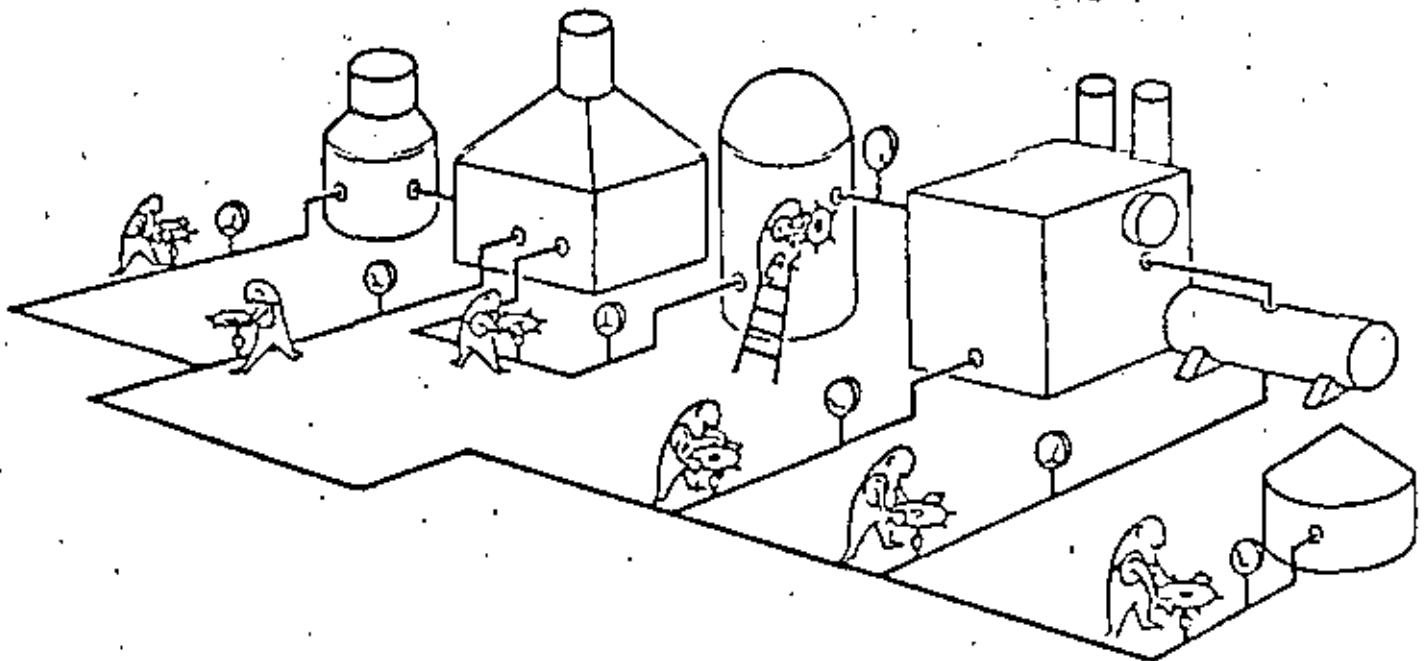


Fig. 1. Primeras técnicas de control

Con el avance de la tecnología surgió la posibilidad de transmitir las señales (originalmente de tipo neumático únicamente) a cierta distancia. De esta manera se pudo trasladar los grandes indicadores locales a una sola localización y montarlos, junto con algunos controladores que enviaban señales de mando a las válvulas en campo, en un tablero en el cuarto de control. Ahora se podía tener varios operadores en el cuarto, sin necesidad de enviarlos a la planta, llevando registro de las variables en sus bitacoras y con la posibilidad de hacer algunos ajustes en la operación del proceso, desde el mismo cuarto de control.

Este fué el origen de la idea de traer la planta al operador, en vez de que el operador fuera a la planta. Esto redujo el tiempo de retraso en las decisiones de operación gracias a la disponibilidad de información. Fué más fácil y rápido detectar las interacciones entre las diferentes porciones del proceso.

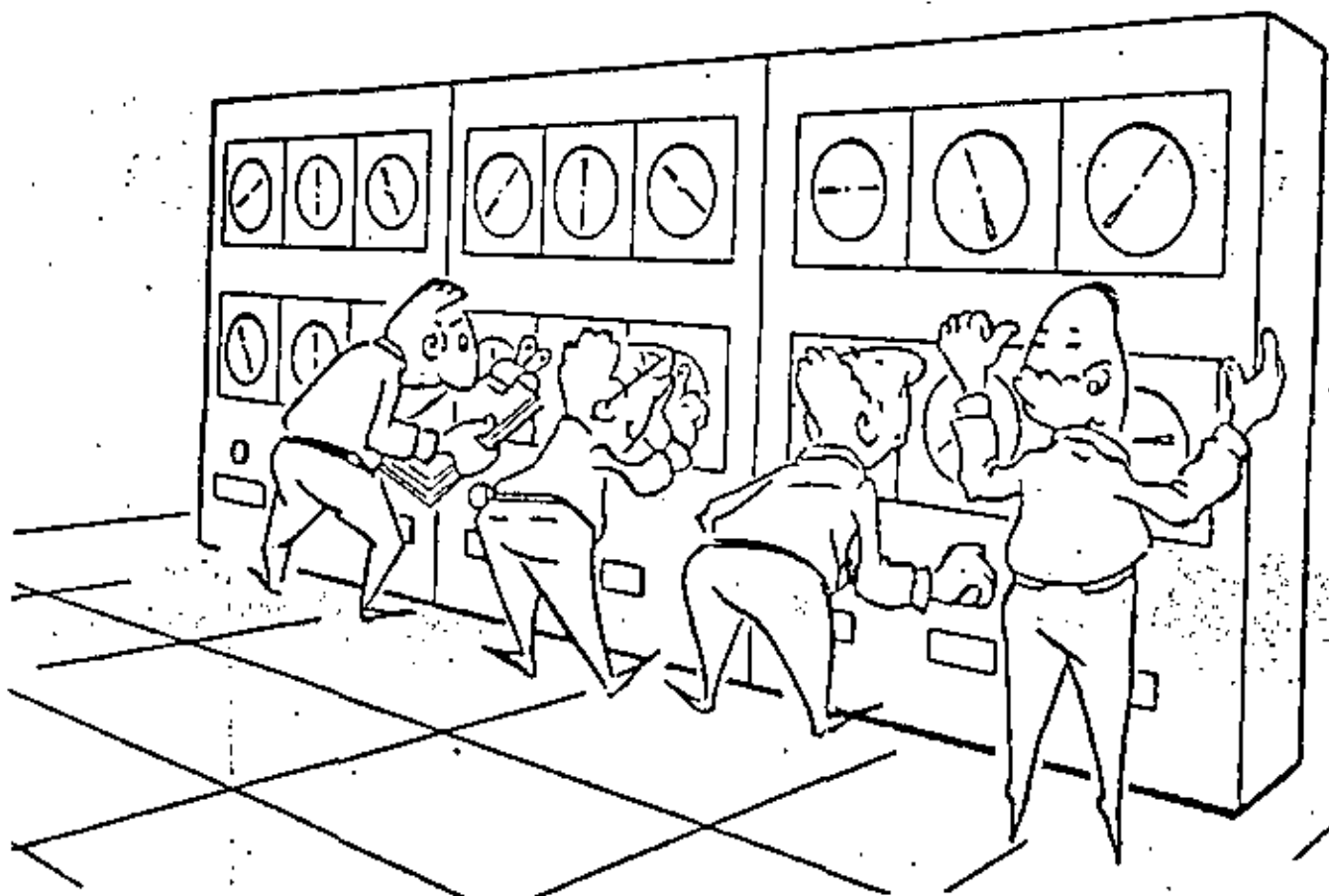


Fig. 2. Principios del control centralizado

Todo esto sucedía antes de la Segunda Guerra Mundial. Esta trajo el desarrollo de nuevas tecnologías, siendo una de las más importantes la electrónica. Las líneas de instrumentación electrónica empezaron a ser ofrecidas por los diferentes fabricantes en la década de 1950. Originalmente eran grandes instrumentos contruídos básicamente con válvulas de vacío, pero poco a poco empezaron a reducir su tamaño hasta llegar a los instrumentos tipo miniatura. Con ellos se construyeron los grandes tableros de instrumentación electrónica de alta densidad.

Con estos tableros se disponía de una gran cantidad de información en un espacio relativamente reducido. De hecho, la mayoría de las plantas que actualmente se encuentran en operación en nuestro país, están controladas por tableros de este tipo.

Ahora se podían tener pocos operadores para el control total de la planta y un operador podía ver, comprender y controlar segmentos de la planta más grandes y complicados.

Los instrumentos más comunes de este tipo están contruídos con elementos electrónicos analógicos convencionales, ya sea del tipo discreto (un elemento por encapsulado) o de circuitos integrados a baja escala (SSI) o a lo sumo a media escala (MSI).

No debe perderse de vista que el objetivo de estos avances no es eliminar operadores para ahorrar en salarios, sino asegurar la consistencia en la calidad del producto, con la más alta eficiencia del proceso.

Con la ayuda de la electrónica fué posible construir instrumentos que permitieron la implementación de técnicas de control cada vez más eficientes. Los instrumentos a los que nos referimos son: controladores en sus diferentes versiones, sumadores, extractores de raíz cuadrada, divisores, selectores de señal, etc., sin los cuales las técnicas de control desarrolladas por medios teóricos no podrían haber sido implementadas físicamente.

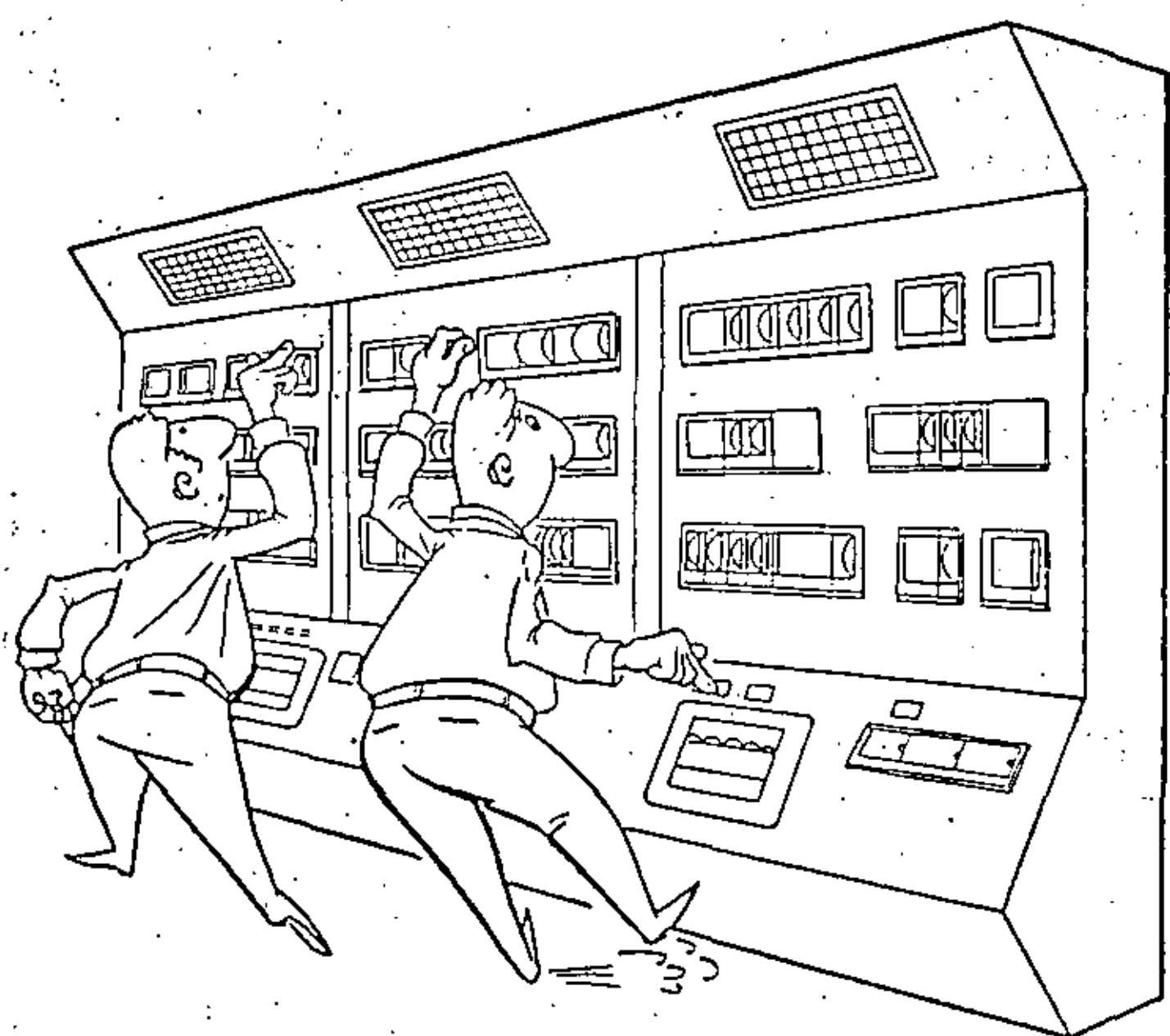


Fig. 3. El cuarto de control electrónico

El deseo de incrementar aun más la eficiencia de los procesos y el abatimiento de los costos en las computadoras llevó a la integración de ellas en los procesos industriales, bajo dos esquemas básicos:

- Control Digital Supervisor.- En este esquema la computadora se encarga de procesar toda la información necesaria bajo las estrategias de control que se hayan programado, para determinar los mejores puntos de ajuste e indicárselos a controladores analógicos convencionales, que enviarán las señales de control al campo. Así pues, conviven dos tipos de tecnologías (electrónica digital y electrónica analógica) para lograr un mismo objetivo.



- Control Digital Directo.- En este tipo de arquitectura de control se dejan totalmente de lado los instrumentos analógicos convencionales para asignar a una computadora todas las funciones concernientes al control de la planta. A través de convertidores analógico-digital se le entregan las señales de campo, para que las proceso, también bajo las estrategias de control previamente programadas y, a través de convertidores digital/analógicos, envíe las señales de control directamente al campo.

Las ventajas de estos esquemas son: posibilidad de realizar cambios en las estrategias de control; aumento en la eficiencia del proceso gracias al uso de estrategias de control sofisticadas, que serían muy difíciles de implementar analógicamente; permite la optimización de los procesos.

Pero también presentan grandes desventajas: los operadores deben ser altamente capacitados; emplean lenguajes de alto nivel para su programación; los costos crecen si se consideran los gastos de cableado, elementos de manejo, diseño de ingeniería, instalación complicada, etc., y la desventaja más grande: ya que toda la inteligencia del control radica en un solo ente inteligente (la computadora) si ésta falla se pierde todo el control de la planta, llegandose al absurdo caso de que es necesario disponer de una computadora completa de respaldo.

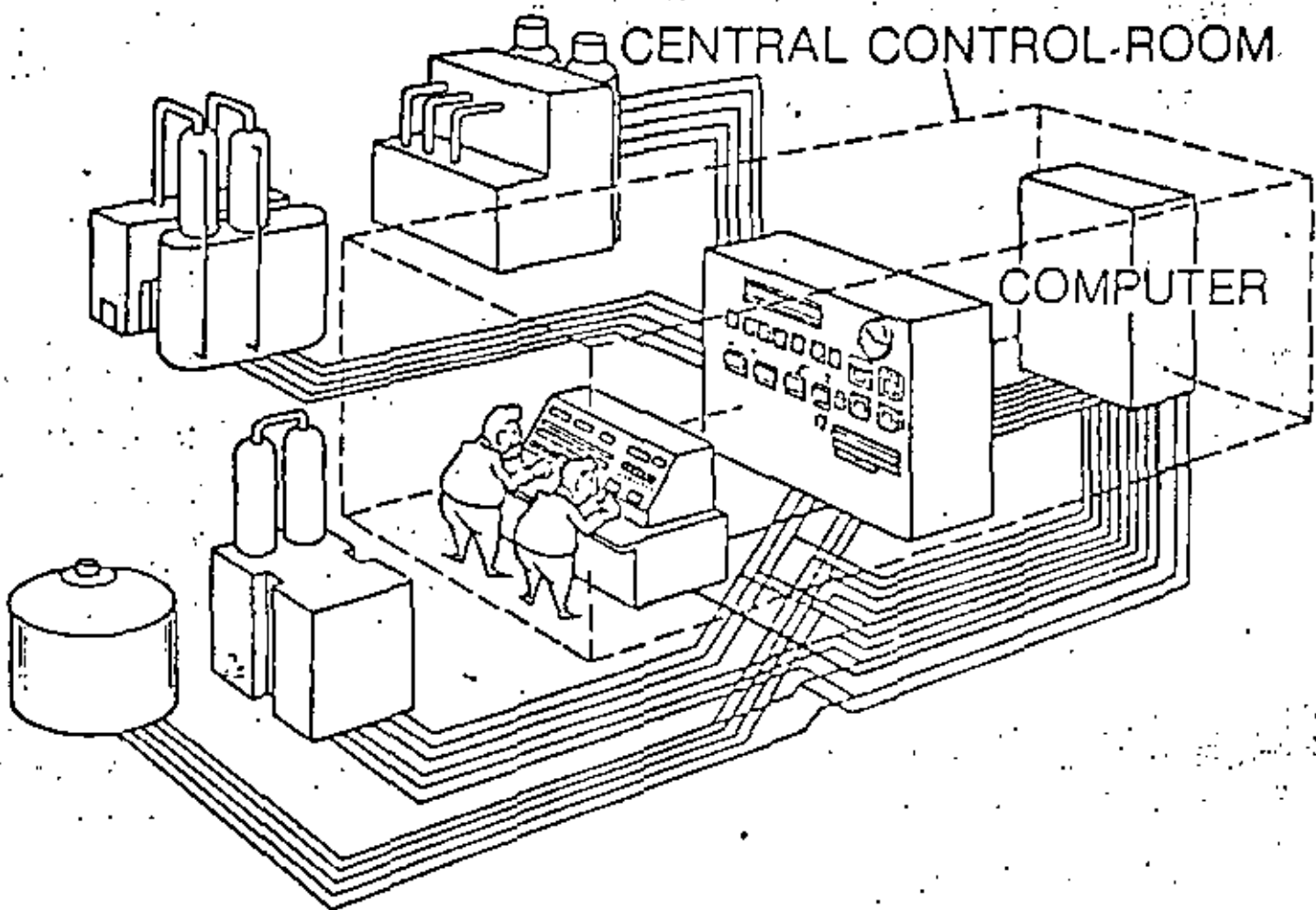


Fig. 4. Control por computadora

Debido a estas desventajas y gracias al constante desarrollo de la electrónica, que permitió la aparición de los microprocesadores, surge el control distribuido.

El control distribuido es el concepto del control analógico tradicional, pero realizado a través de técnicas digitales, con todas las bondades y beneficios que estas técnicas proporcionan.

Decimos que se emplea el concepto del control analógico convencional ya que se emplean los mismos instrumentos a los que los operadores están acostumbrados en los grandes tableros de instrumentación analógica (controladores, sumadores, divisores, extractores de raíz cuadrada, selectores de señal, etc.), pero implementados en forma de algoritmos de control.

El concepto básico del control distribuido basado en microprocesadores es, como su nombre lo indica, la distribución del equipo a todo lo largo y ancho del área a controlar, distribuyén



dose la inteligencia en el área bajo control. El hecho de distribuir la inteligencia es posible gracias al uso de los microprocesadores, capaces de realizar tareas tan complicadas como puede hacerlo la más capaz de las grandes computadoras.

El cuarto de control no desaparece pero se sustituyen los grandes tableros de instrumentación analógicos por "ventanas" a la planta (monitores contruídos con tubos de rayos catódicos).

Dichos monitores se conectan a los entes inteligentes distribuidos en la planta (llamados controladores básicos) a través de cables prefabricados o pistas de datos, eliminándose la complejidad de cableado, ya que la acometida de campo se hará directamente a los controladores básicos, a través de tablillas de señales analógicas y digitales, y no será necesario llevar todas las señales de campo hasta el cuarto de control.

De ésta manera el operador no tiene absolutamente necesidad alguna de ir a la planta; se dice que el operador deja que "sus dedos hagan el recorrido", ya que puede llamar grupos de controladores a un controlador o instrumento específico a su pantalla para monitorear el progreso de su proceso. Las acciones que estaba acostumbrado a realizar (como cambios en los puntos de ajuste y en las salidas, responder a señales de alarma, etc.), aún las realiza, a través de su teclado.

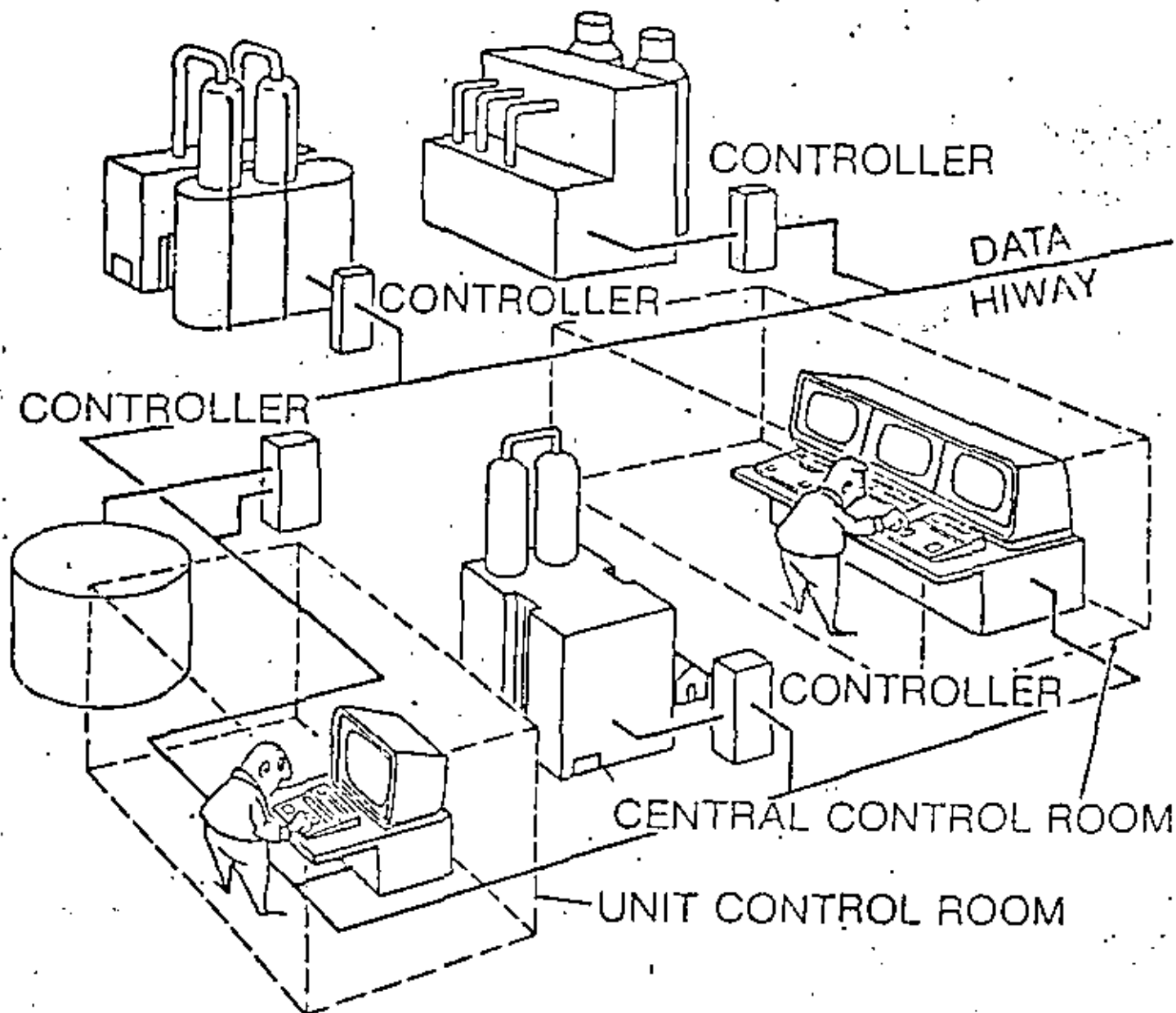


Fig. 5. Control distribuido

Si el proceso a controlar es muy grande existe la posibilidad, como se ve en la figura 5, de localizar cuartos de control para alguna unidad específica del proceso. En dicho cuarto de control local se localizarían estaciones de operador que pudieran monitorear la zona del proceso que se le hubiera asignado, mientras que en el cuarto de control central se pueden observar y controlar todas las variables de toda la planta.

Pero como ya se mencionó, los verdaderos cerebros del control distribuido son los controladores básicos, que son realmente quienes se encargan de la tarea de controlar. La figura 6 -

muestra un diagrama de bloques del flujo que tendrían las señales en el controlador básico.

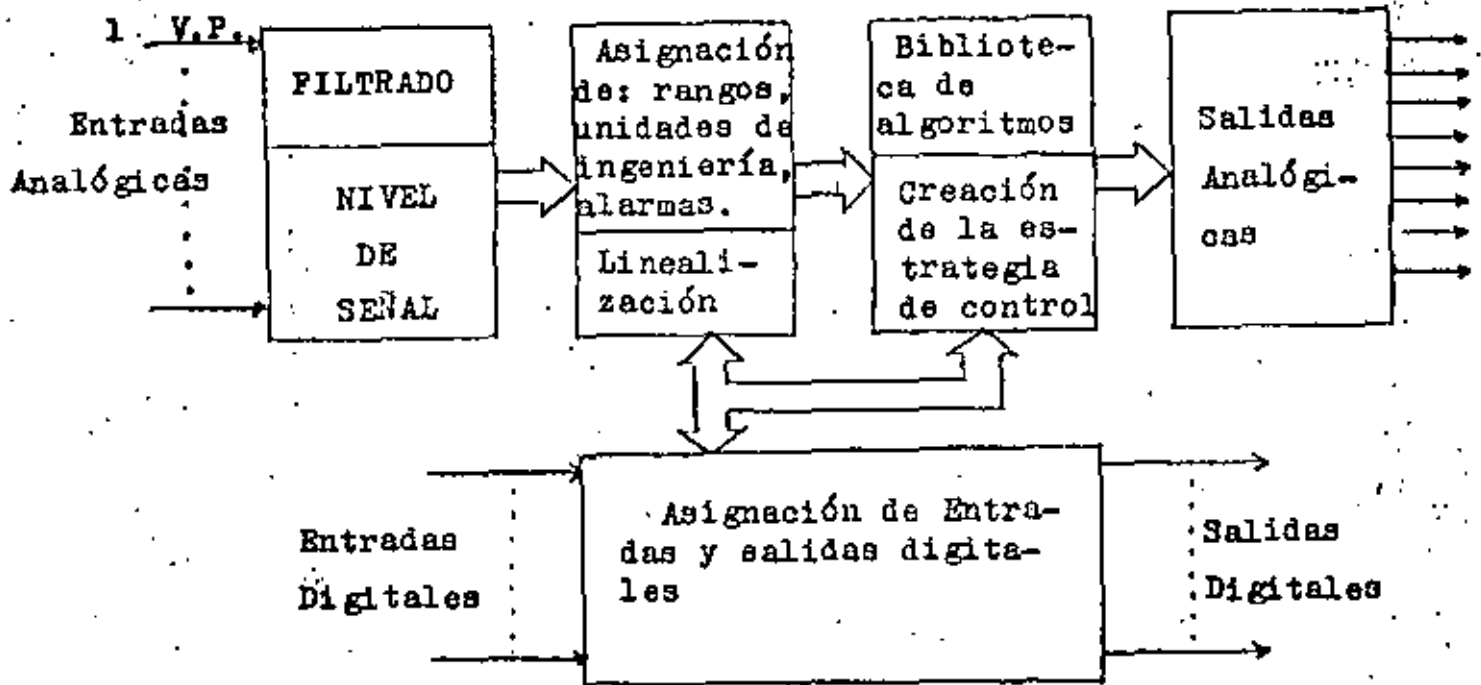


Fig. 6. Manejo de Señales en el Control Distribuido

Las señales eléctricas provenientes de campo son filtradas para la eliminación de los posibles ruidos eléctricos. El número N de señales de entrada analógicas varía de fabricante a fabricante, pero típicamente se puede hablar de 30. Una vez que se han eliminado los ruidos se asignan rangos y unidades de ingeniería a cada una de ellas y además se linealizan aquellas que lo necesitan (señales de termopar, elementos de flujo, etc.).

Grabados en memoria de estado sólido se encuentran los diferentes algoritmos de control (su número también cambia de acuerdo al fabricante, pero normalmente son más de 40) y se encuentran siempre disponibles.

En un controlador básico se realiza una función de multiplexaje en tiempo, por medio de la cual se comparten las habilidades de los microprocesadores para realizar diferentes tareas, creándose lo que se conoce como ranuras de tiempo. Si por ejemplo un contro-

lador básico se divide en 16 ranuras y el ciclo de trabajo del microprocesador es de  $1/32$  de segundo realizará las 16 funciones asignadas en  $1/2$  segundo.

Los algoritmos disponibles para realizar el control pueden ser empleados cuantas veces sea necesario, sin que dichos algoritmos sufran "desgaste", es decir que no existe limitación al número de ranuras que pueden alimentar. Si, por ejemplo, en un controlador básico de 16 ranuras (éste número también depende del fabricante) se decide que se necesita emplear 16 algoritmos de tipo PID, se puede hacer sin riesgo de "agotar" los PID's disponibles.

Haciendo una analogía con la instrumentación analógica convencional, cada uno de los algoritmos de control disponibles representaría un diferente tipo de instrumento analógico. Esto significa que al adquirir un control distribuido estamos adquiriendo toda una línea de instrumentos analógicos, que están a nuestra disposición en el momento que se les requiera.

La estrategia de control, elaborada por los ingenieros de proceso, es programada en los equipos de control distribuido sin necesidad de emplear las lenguas de alto nivel, sino que normalmente se emplea el método de "llenar los espacios", empleando los códigos que designe el proveedor.

Esto significa que: La estrategia de control puede ser cambiada con extrema facilidad; los operadores no tienen que ser de tan alto nivel como los operadores de control por computadora; los gastos de cableado se reducen enormemente, en comparación al control electrónico analógico y al control por computadora ya que:

- 1) No es necesario enviar todas las señales de campo hasta el cuarto de control central, ya que los controladores básicos están localizados en campo y se comunican al cuarto de control a través de cables prefabricados, llamados "Pistas de Datos" (Data Highway).

- 2) Para las estrategias de control donde se deben de interconec



tar dos o más instrumentos (del tipo cascada) se emplea la interconexión llamada "softwiring" (cableado programado); es decir que las interconexiones entre las diferentes ranuras también se hace por programación.

Respecto a este último punto debemos mencionar que la mayoría de los fabricantes proporcionan en sus controladores básicos dos tipos de ranuras de tiempo: Primarias y auxiliares.

Las ranuras primarias tienen capacidad de enviar una señal analógica al mundo exterior y por lo tanto en ellas se programan aquellos algoritmos que enviarán señales a los elementos finales de control (como los algoritmos tipo PID).

Las ranuras auxiliares NO pueden enviar una señal analógica al mundo exterior, por lo cual son empleadas para programar aquellos algoritmos que normalmente envían su señal a otros instrumentos dentro de la estrategia de control y que normalmente son conocidos como instrumentos de "atras de tablero" (sumadores, integradores, extractores de raíz cuadrada, etc.). En esta categoría se pueden colocar los algoritmos encargados de realizar funciones digitales (secuenciadores, álgebra booleana, etc.).

Tanto a las ranuras primarias como auxiliares es posible asignar los niveles de alarma necesarios (de variable de proceso, desviación, alta o baja señal, etc.) y asignarles o no una salida digital (relevadores de estado sólido) al mundo exterior. Además todas las condiciones de alarma, tanto de proceso como de operación del sistema, son indicadas en los monitores. Esto implica que también se realiza, en el control distribuido, la función que ejecutan los tradicionales anunciadores de alarmas.

Los sistemas de control distribuido pueden ir desde sistemas pequeños (8 lazos de control) hasta sistemas muy grandes (1000 ó más lazos de control) y cuanto más crecen en tamaño más versatilidad tienen. Así, por ejemplo, en los sistemas grandes de algunas marcas es posible tener despliegues de gráficas de



proceso (como los antiguos mímicos) en las mismas estaciones de operador, con la ventaja sobre los cuadros mímicos de que dichos despliegues son, normalmente, de tipo dinámico o sea que todos los cambios en el proceso son vistos simultáneamente en los monitores.

En las versiones más modernas de control distribuido se tiene otra opción, muy importante para la optimización de los procesos; que es el de llevar tendencias de las variables que se consideren más importantes dentro del proceso, para posteriormente realizar el análisis de tendencias que se considere necesario y determinar los cambios y ajustes que sea necesario realizar en el proceso. El almacenamiento de este tipo de información requiere de gran cantidad de memoria por lo que para poder realizarlo debe recurrirse a dispositivos de almacenamiento masivo de datos (discos flexibles o duros).

Nótese que las anteriores virtudes del control distribuido se tienen, en algunos fabricantes (no en todos), sin necesidad de recurrir a una computadora, pero también existe la posibilidad de conectar los sistemas de control distribuido, a una computadora, a través de una adecuada interface. Esto se realiza cuando se desea realizar tareas que caen fuera de los objetivos de control, como son las labores de optimización. Algunos fabricantes ofrecen, junto con la interface, paquetes de programación y dejan al usuario la libertad de seleccionar la computadora que considere más conveniente, mientras que otros ofrecen alguna marca específica de computadora.

De cualquier manera no debe perderse de vista el hecho de que no se depende de un sólo ente inteligente (la computadora), sino que todos los controladores básicos son independientes entre sí y que además es posible crear estrategias de respaldo (sobre todo un controlador básico, sobre alguna ranura de tiempo crítica o sobre todo el sistema) empleando ya sea controladores básicos -



redundantes, ranuras de un controlador asignadas a respaldar ranuras de otro controlador, o estaciones manuales de carga, para el manejo de la salida de una ranura específica.

Otro detalle, en cuanto a la confiabilidad del sistema, es el hecho de que los controladores básicos son absolutamente independientes de las estaciones de los operadores, siendo éstas, como ya se mencionó, únicamente "ventanas" al proceso. Esto significa que si en un momento dado dejan de operar las estaciones, los controladores básicos seguirán ejecutando las funciones de control asignadas, ya que toda la programación se encuentra residente en ellos.



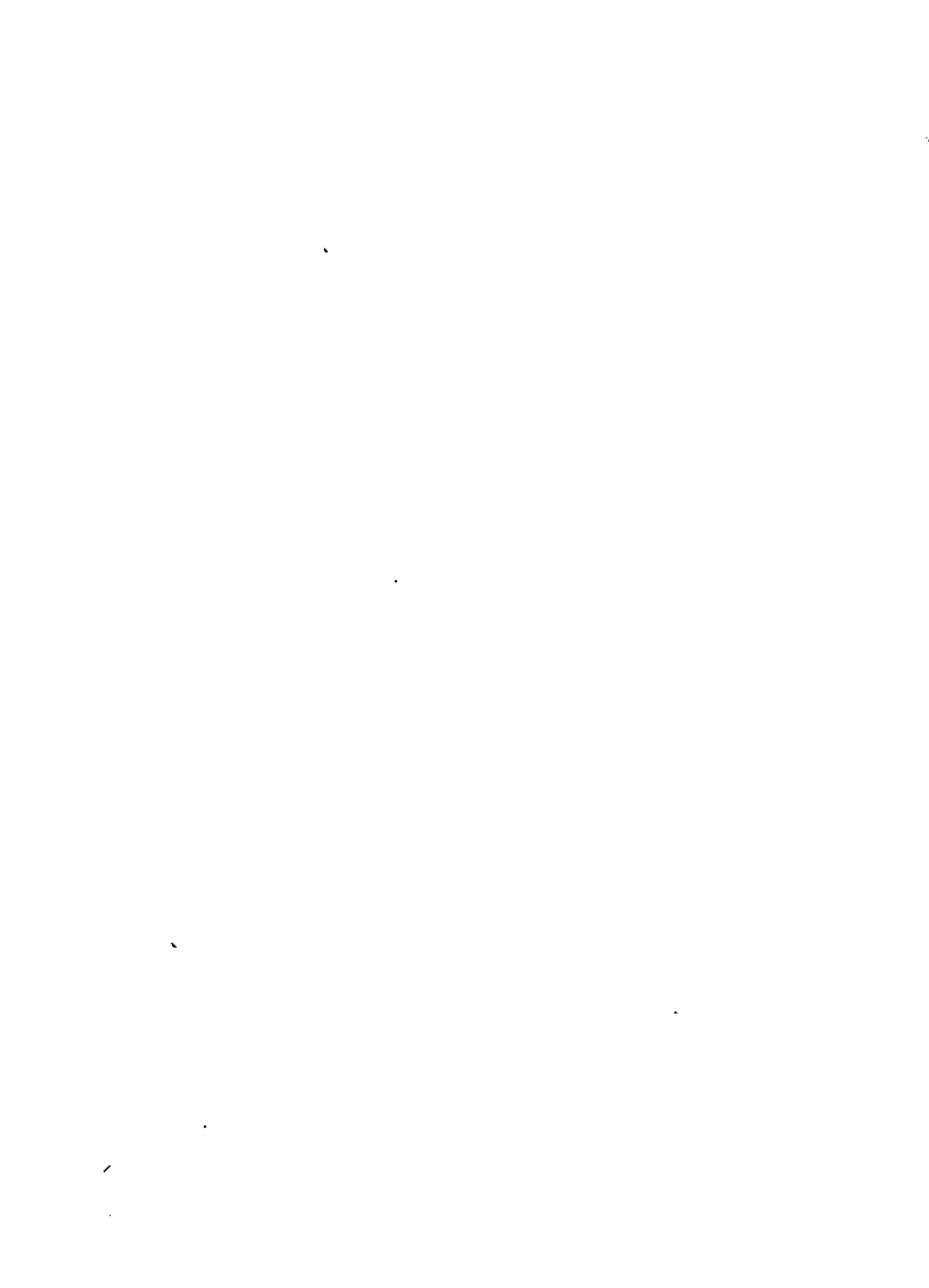
**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA  
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

**INSTRUMENTACION ELECTRONICA**

**TEMA 2,1.  
ANEXO**

**M. EN I. ORLANDO BULFEDA**

**MARZO, 1984**



## ANEXO I

### SISTEMA DE ENSAYOS DINAMICOS

El siguiente ejemplo tiene como objeto, mostrar el funcionamiento de un sistema de medición de los parámetros carga, - desplazamiento y deformación en un sistema de ensayos dinámicos.

El desplazamiento y la deformación lo experimenta el espécimen a prueba bajo los efectos de carga ó fuerza de tensión ó compresión aplicados a él.

Los especímenes pueden ser probetas metálicas ó plásticas a las cuales se les desee medir deformación bajo carga y equipos ó materiales cuyas características de funcionamiento se deseen conocer bajo efectos vibratorios.

El diagrama a bloques del sistema de medición se contempla en la figura 1.

A continuación se describe brevemente el funcionamiento de cada bloque así como se acompañan de sus diagramas respectivos.

#### ACONDICIONADOR DE CELDA DE CARGA

##### EXCITACION

Proporcionada por fuente de voltaje de DC regulada (AR<sub>1</sub>)

##### ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL

La señal de salida de la celda es filtrada contra ruido de RF por el circuito RLC compuesto por L<sub>1</sub>, R<sub>1</sub>, R<sub>3</sub>, C<sub>18</sub>, C<sub>19</sub> Y C<sub>20</sub>.

La etapa de entrada del acondicionador es de tipo diferencial formada por AR<sub>1</sub>, AR<sub>2</sub>, AR<sub>3</sub>, AR<sub>4</sub> Y AR<sub>5</sub>

#### ACONDICIONADOR DE TRANSDUCTOR LVDT

El acondicionador de señal consta de las etapas mostradas en el diagrama de bloques de la fig. 4

##### EXCITACION DEL TRANSDUCTOR

Proporcionada por el oscilador maestro através del operacional AR<sub>12</sub> y el buffer Q<sub>6</sub> y Q<sub>7</sub> así como también comanda al demodulador Q<sub>3</sub> previo desplazamiento de fase formado por AR<sub>10</sub> y AR<sub>11</sub>.

## ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL

Formado por la etapa diferencial de entrada ( $AR_4, AR_5$  Y  $AR_6$ ); etapa de amplificación en AC ( $AR_1$  y  $AR_2$ ); aislamiento del demodulador  $Q_3$  ( $AR_7$  y  $AR_8$ ); filtro pasa bajo ( $AR_3$ ); Amplificador de DC ( $AR_9$ ) y etapa de salida  $Q_4$  y  $Q_5$ .

## SERVOCONTROLADOR

En esta etapa convergen: la señal del programa que es la que realmente deseamos llegue al espécimen bajo prueba ya sea como carga, carrera ó deformación, por medio del SPAN 1 ó SPAN 2; Un nivel de voltaje estático proporcionado por el SET POINT, el cual se suma a la señal dinámica anterior formando un comando compuesto y la señal de realimentación proveniente de la salida del acondicionador de celda de carga, LVDT ó extersometro, comparandose con el comando compuesto en  $AR_4$ , de donde se tiene un error  $e =$  señal realimentación - comando, el cual se amplifica en  $AR_7$  y cuya salida es el DC ERROR amplificado que manejará a la servoválvula.

## CONTROLADOR DE VALVULA

El diagrama de bloques simplificado de la fig 7 muestra las partes esenciales de que consta el controlador.

A la señal DC ERROR se le sustrae la señal de realimentación producida por la carrera del vástago de la electroválvula, produciendose un segundo error de DC el cual se amplifica através de  $AR_1, AR_7$  y  $Q_{20}$  siendo proporcionada finalmente a la electroválvula en la terminal 17.

Cuando la electroválvula reciba señal proporcional al DC ERROR, el vástago se desplaza permitiendo el paso del fluido en una dirección (señal positiva produce tensión en el espécimen bajo prueba y negativa, compresión) y desplazandose también el núcleo del LVDT para finalmente producir la señal de realimentación que se compara en el circuito suma.

Se tiene además un controlador de voltaje automático (AVC) el cual detecta la frecuencia de la señal de entrada atenuando la amplitud del oscilador cuando aquella aumenta.

La señal del dither es de alta frecuencia que se suma al DC ERROR con el fin de provocar vibraciones al vástago y libe- rario de depósitos de sustancias contaminantes.

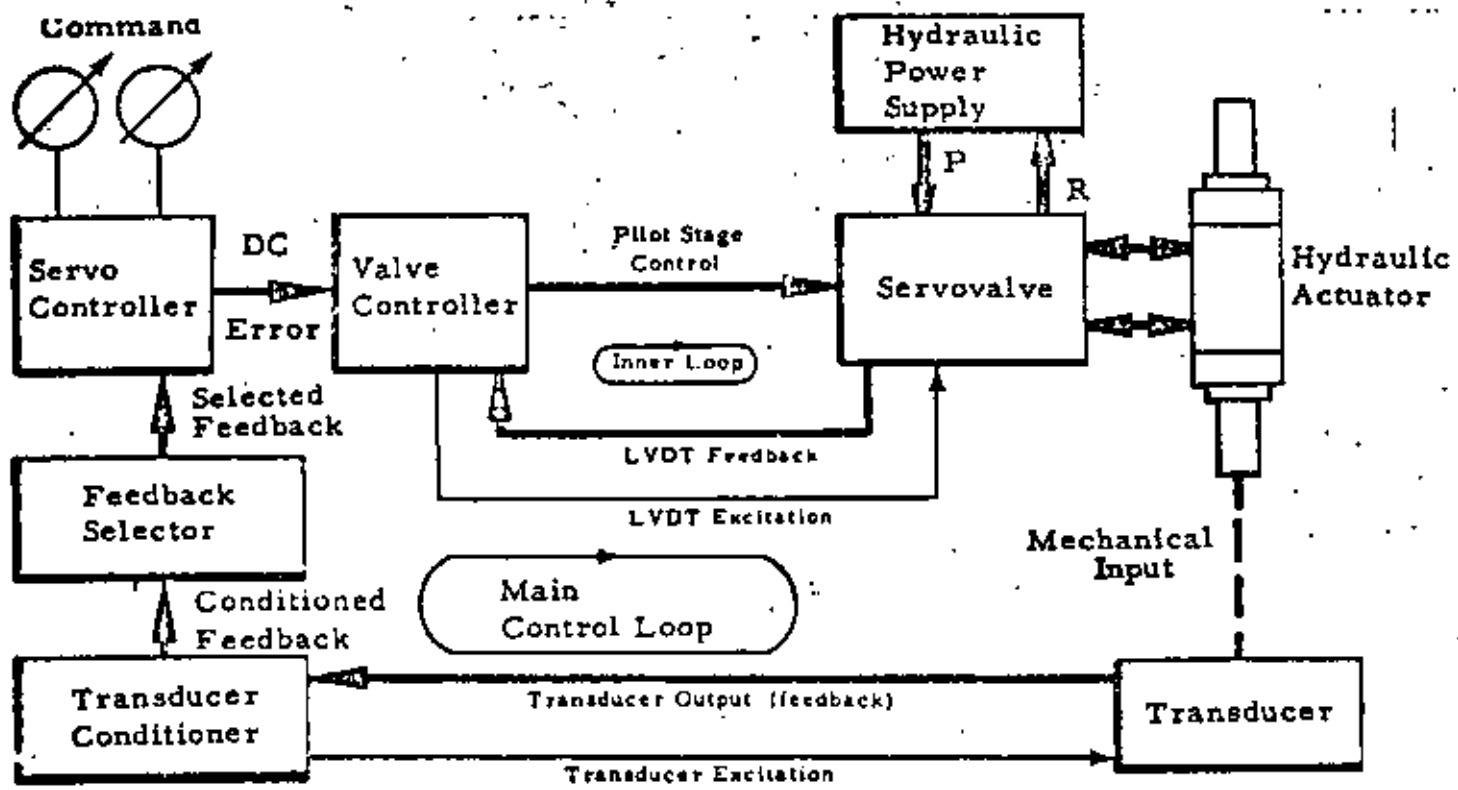
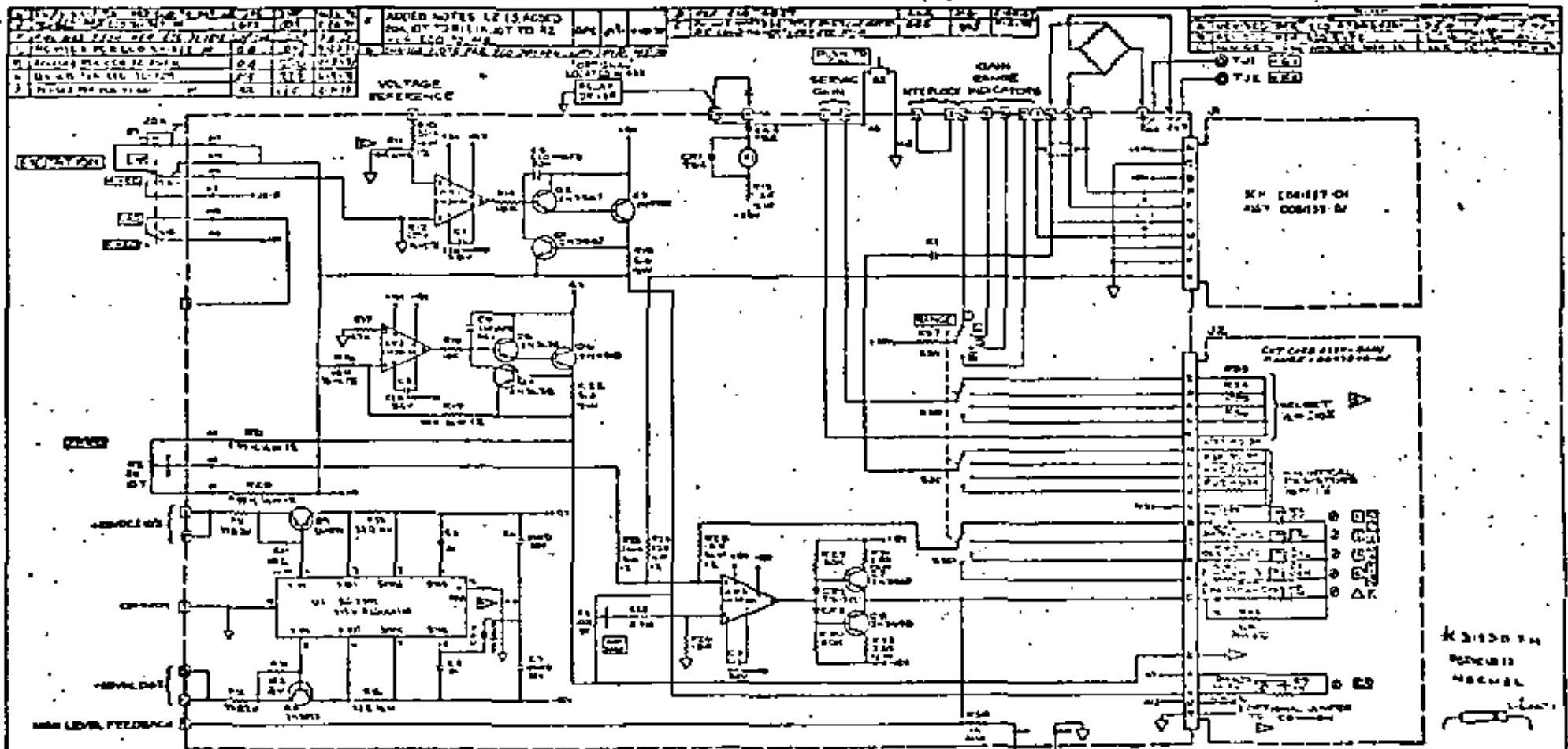


Fig. 1



REV	DATE	BY	CHKD	APP	DESCRIPTION
1	10/15/54	...	...	...	...
2	...	...	...	...	...
3	...	...	...	...	...
4	...	...	...	...	...
5	...	...	...	...	...

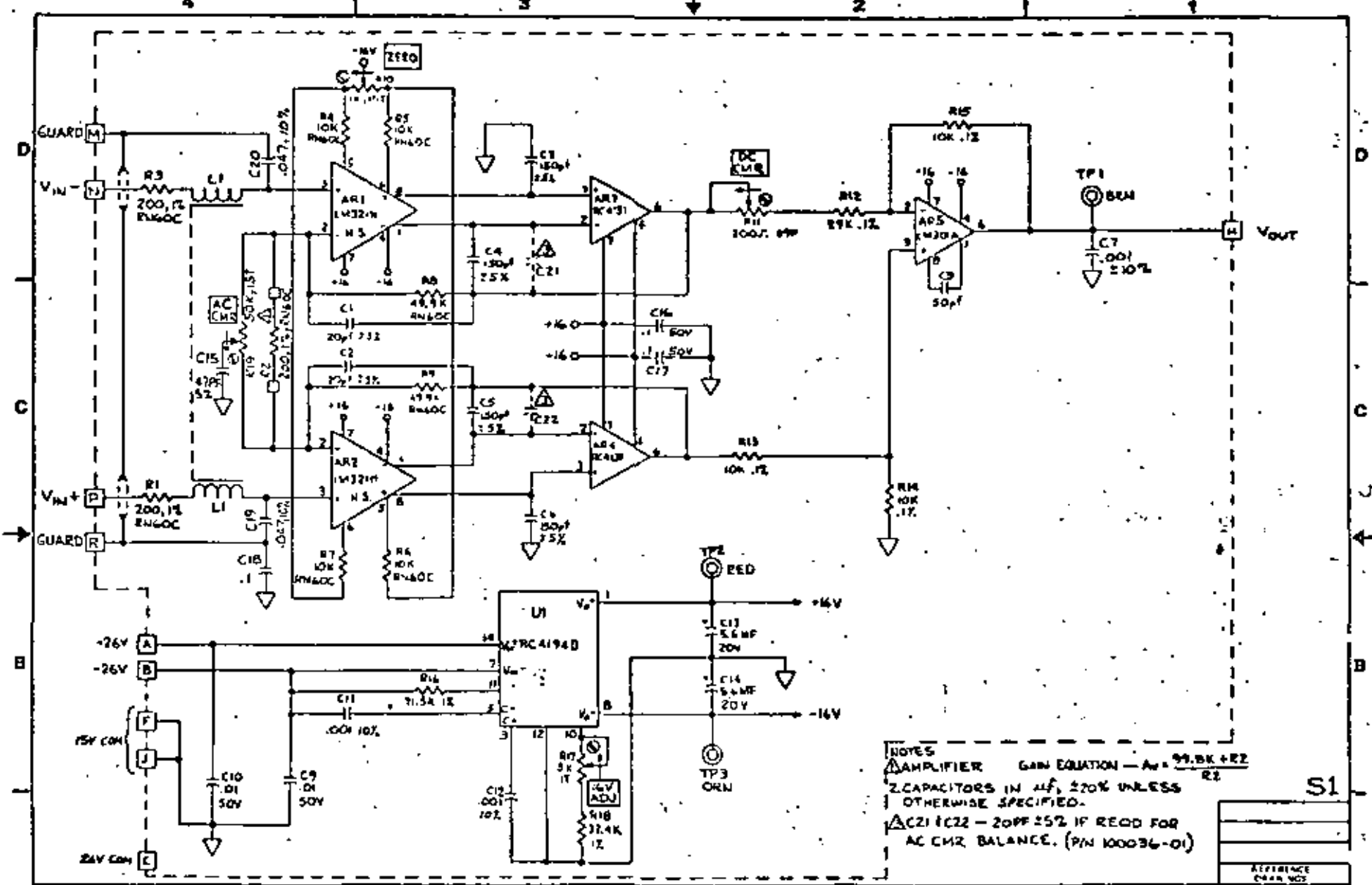
ADDED NOTES: U2 IS ADDED FOR 25-VOLT OPERATION TO BE IN LINE WITH R2. SEE FIG. 2 FOR U2. U2 IS ADDED FOR 25-VOLT OPERATION.

REV	DATE	BY	CHKD	APP	DESCRIPTION
1	10/15/54	...	...	...	...
2	...	...	...	...	...
3	...	...	...	...	...
4	...	...	...	...	...
5	...	...	...	...	...

- ▽ FOR 25-VOLT OPERATION NUMBERED BY FIG. 2-25 FOR OPERATION NUMBER U2-2
- ▽ FOR LESS THAN 10-VOLT OPERATION SEE FIG. 1-10
- ▽ FIELD EXCITATION MAX. 100-1000 FOR 25-VOLT RANGE
- ▽ FOR VOLTAGE GREATER THAN 10V U2 MAY BE ADDED (SEE FIG. 2)
- ▽ ALL METALS, PRINT SYSTEMS SHOULD BE MILLIBED.

Fig. 2

+	...	...	...
+	...	...	...
CONDONER SCHEMATIC - D.C.		...	...
44671		...	...



NOTES  
 1. AMPLIFIER GAIN EQUATION —  $A_v = \frac{R_2 + R_1}{R_2}$   
 2. CAPACITORS IN  $\mu$ F, 20% UNLESS OTHERWISE SPECIFIED.  
 3. AC C15, C16 — 20PF 5% IF USED FOR AC CMR BALANCE. (PIN 100036-01)

FIG. 3

REVISIONS	DESCRIPTION
LETTER	DATE
A	75-1023

UNLESS OTHERWISE SPECIFIED		APPROVAL	
TYPICAL	ANGLE	DATE	INITIALS
1.00	90°	7/1/77	CAF
MATERIAL		FILE	
NONE		LKT CARD SCHEMATIC	
NONE		LOW LEVEL AMPLIFIER	
NONE		C081559-01	
NONE		C081557-01	





# SECTION V THEORY OF OPERATION

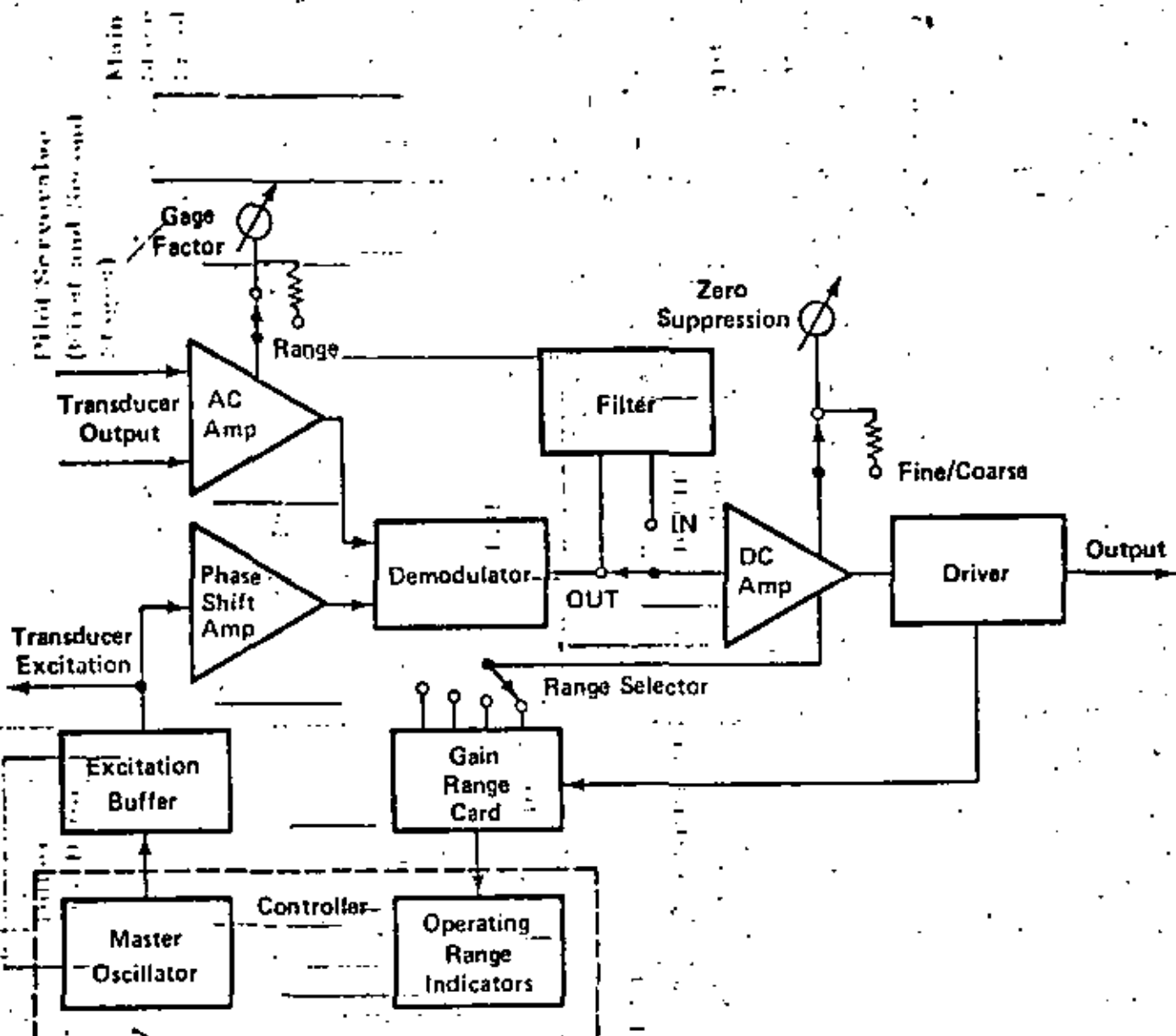
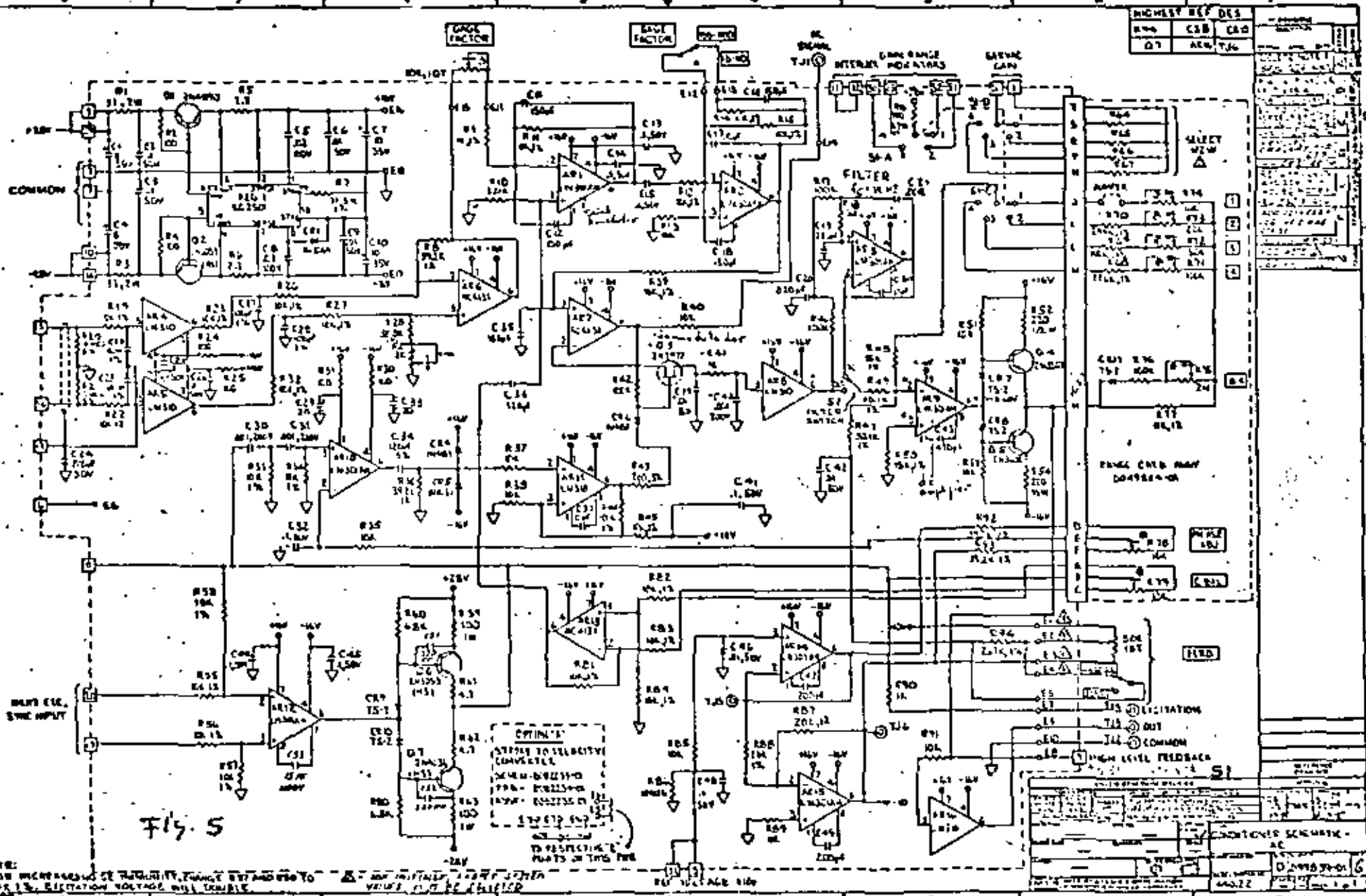


Fig. 4



HIGHEST REF	DES	DES
R44	C5B	C4D
Q7	AKV	TJ6

Fig. 5

NOTE: UPON INCREASE OF THROUGHPUT, RANGE SET POINTS TO FOR 1% DISTORTION VOLTAGE WILL DOUBLE.

WARNING: DO NOT OPEN THIS UNIT WHILE POWER IS ON.

SYMBOL	VALUE	DESCRIPTION
R1	11.2K	RESISTOR
R2	100K	RESISTOR
R3	100K	RESISTOR
R4	100K	RESISTOR
R5	100K	RESISTOR
R6	100K	RESISTOR
R7	100K	RESISTOR
R8	100K	RESISTOR
R9	100K	RESISTOR
R10	100K	RESISTOR
R11	100K	RESISTOR
R12	100K	RESISTOR
R13	100K	RESISTOR
R14	100K	RESISTOR
R15	100K	RESISTOR
R16	100K	RESISTOR
R17	100K	RESISTOR
R18	100K	RESISTOR
R19	100K	RESISTOR
R20	100K	RESISTOR
R21	100K	RESISTOR
R22	100K	RESISTOR
R23	100K	RESISTOR
R24	100K	RESISTOR
R25	100K	RESISTOR
R26	100K	RESISTOR
R27	100K	RESISTOR
R28	100K	RESISTOR
R29	100K	RESISTOR
R30	100K	RESISTOR
R31	100K	RESISTOR
R32	100K	RESISTOR
R33	100K	RESISTOR
R34	100K	RESISTOR
R35	100K	RESISTOR
R36	100K	RESISTOR
R37	100K	RESISTOR
R38	100K	RESISTOR
R39	100K	RESISTOR
R40	100K	RESISTOR
R41	100K	RESISTOR
R42	100K	RESISTOR
R43	100K	RESISTOR
R44	100K	RESISTOR
R45	100K	RESISTOR
R46	100K	RESISTOR
R47	100K	RESISTOR
R48	100K	RESISTOR
R49	100K	RESISTOR
R50	100K	RESISTOR
R51	100K	RESISTOR
R52	100K	RESISTOR
R53	100K	RESISTOR
R54	100K	RESISTOR
R55	100K	RESISTOR
R56	100K	RESISTOR
R57	100K	RESISTOR
R58	100K	RESISTOR
R59	100K	RESISTOR
R60	100K	RESISTOR
R61	100K	RESISTOR
R62	100K	RESISTOR
R63	100K	RESISTOR
R64	100K	RESISTOR
R65	100K	RESISTOR
R66	100K	RESISTOR
R67	100K	RESISTOR
R68	100K	RESISTOR
R69	100K	RESISTOR
R70	100K	RESISTOR
R71	100K	RESISTOR
R72	100K	RESISTOR
R73	100K	RESISTOR
R74	100K	RESISTOR
R75	100K	RESISTOR
R76	100K	RESISTOR
R77	100K	RESISTOR
R78	100K	RESISTOR
R79	100K	RESISTOR
R80	100K	RESISTOR
R81	100K	RESISTOR
R82	100K	RESISTOR
R83	100K	RESISTOR
R84	100K	RESISTOR
R85	100K	RESISTOR
R86	100K	RESISTOR
R87	100K	RESISTOR
R88	100K	RESISTOR
R89	100K	RESISTOR
R90	100K	RESISTOR
R91	100K	RESISTOR
R92	100K	RESISTOR
R93	100K	RESISTOR
R94	100K	RESISTOR
R95	100K	RESISTOR
R96	100K	RESISTOR
R97	100K	RESISTOR
R98	100K	RESISTOR
R99	100K	RESISTOR
R100	100K	RESISTOR
C1	100pF	CAPACITOR
C2	100pF	CAPACITOR
C3	100pF	CAPACITOR
C4	100pF	CAPACITOR
C5	100pF	CAPACITOR
C6	100pF	CAPACITOR
C7	100pF	CAPACITOR
C8	100pF	CAPACITOR
C9	100pF	CAPACITOR
C10	100pF	CAPACITOR
C11	100pF	CAPACITOR
C12	100pF	CAPACITOR
C13	100pF	CAPACITOR
C14	100pF	CAPACITOR
C15	100pF	CAPACITOR
C16	100pF	CAPACITOR
C17	100pF	CAPACITOR
C18	100pF	CAPACITOR
C19	100pF	CAPACITOR
C20	100pF	CAPACITOR
C21	100pF	CAPACITOR
C22	100pF	CAPACITOR
C23	100pF	CAPACITOR
C24	100pF	CAPACITOR
C25	100pF	CAPACITOR
C26	100pF	CAPACITOR
C27	100pF	CAPACITOR
C28	100pF	CAPACITOR
C29	100pF	CAPACITOR
C30	100pF	CAPACITOR
C31	100pF	CAPACITOR
C32	100pF	CAPACITOR
C33	100pF	CAPACITOR
C34	100pF	CAPACITOR
C35	100pF	CAPACITOR
C36	100pF	CAPACITOR
C37	100pF	CAPACITOR
C38	100pF	CAPACITOR
C39	100pF	CAPACITOR
C40	100pF	CAPACITOR
C41	100pF	CAPACITOR
C42	100pF	CAPACITOR
C43	100pF	CAPACITOR
C44	100pF	CAPACITOR
C45	100pF	CAPACITOR
C46	100pF	CAPACITOR
C47	100pF	CAPACITOR
C48	100pF	CAPACITOR
C49	100pF	CAPACITOR
C50	100pF	CAPACITOR
C51	100pF	CAPACITOR
C52	100pF	CAPACITOR
C53	100pF	CAPACITOR
C54	100pF	CAPACITOR
C55	100pF	CAPACITOR
C56	100pF	CAPACITOR
C57	100pF	CAPACITOR
C58	100pF	CAPACITOR
C59	100pF	CAPACITOR
C60	100pF	CAPACITOR
C61	100pF	CAPACITOR
C62	100pF	CAPACITOR
C63	100pF	CAPACITOR
C64	100pF	CAPACITOR
C65	100pF	CAPACITOR
C66	100pF	CAPACITOR
C67	100pF	CAPACITOR
C68	100pF	CAPACITOR
C69	100pF	CAPACITOR
C70	100pF	CAPACITOR
C71	100pF	CAPACITOR
C72	100pF	CAPACITOR
C73	100pF	CAPACITOR
C74	100pF	CAPACITOR
C75	100pF	CAPACITOR
C76	100pF	CAPACITOR
C77	100pF	CAPACITOR
C78	100pF	CAPACITOR
C79	100pF	CAPACITOR
C80	100pF	CAPACITOR
C81	100pF	CAPACITOR
C82	100pF	CAPACITOR
C83	100pF	CAPACITOR
C84	100pF	CAPACITOR
C85	100pF	CAPACITOR
C86	100pF	CAPACITOR
C87	100pF	CAPACITOR
C88	100pF	CAPACITOR
C89	100pF	CAPACITOR
C90	100pF	CAPACITOR
C91	100pF	CAPACITOR
C92	100pF	CAPACITOR
C93	100pF	CAPACITOR
C94	100pF	CAPACITOR
C95	100pF	CAPACITOR
C96	100pF	CAPACITOR
C97	100pF	CAPACITOR
C98	100pF	CAPACITOR
C99	100pF	CAPACITOR
C100	100pF	CAPACITOR

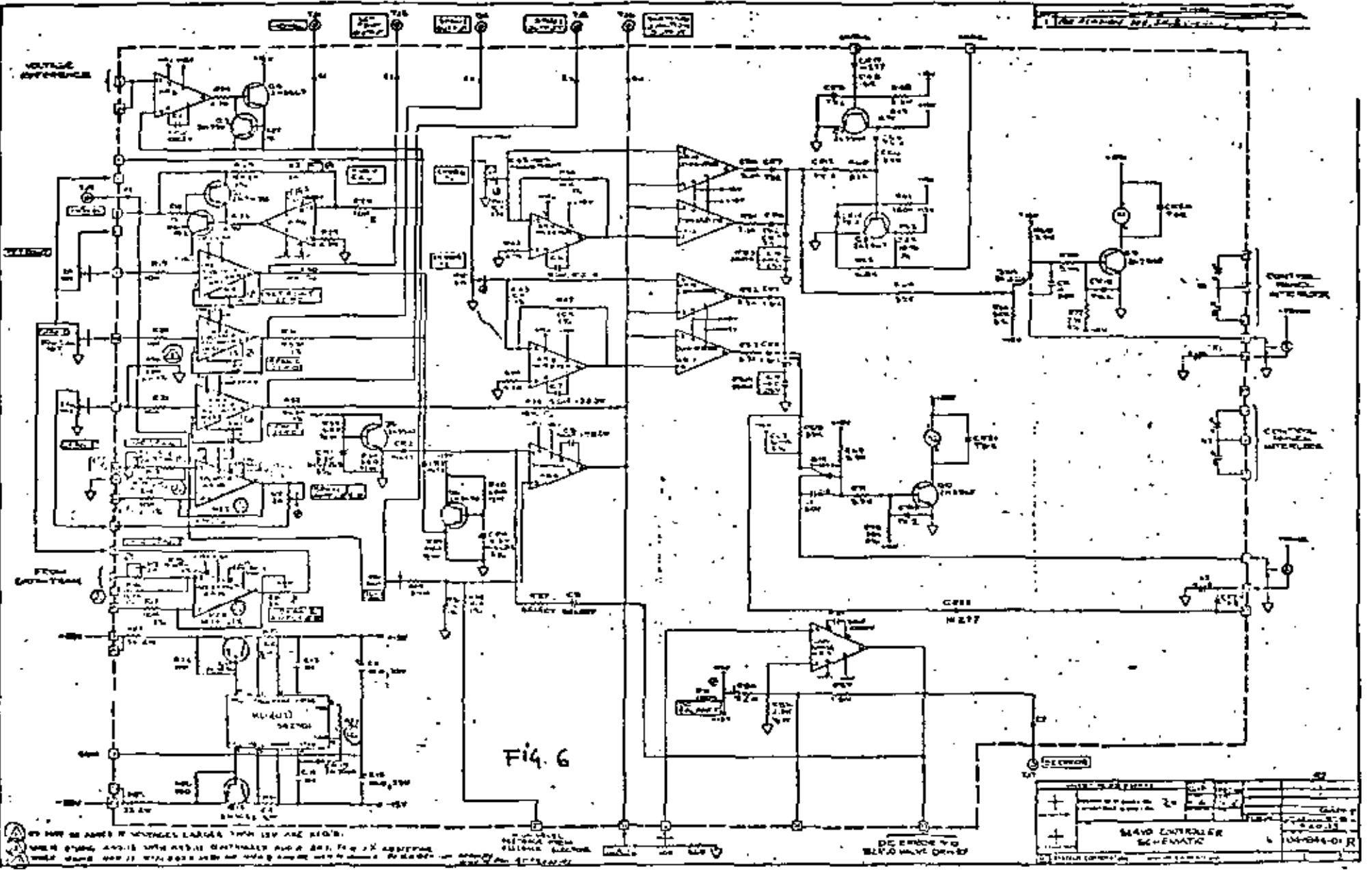


Fig. 6

BY THE USE OF AMPLIFIER STAGES LARGER THAN 15V ARE REQUIRED.  
 WHEN USING 400-15 WITH 400-15 CONTROLLER AND 400-15 FOR DC ERROR  
 WITH 400-15 WITH 400-15 CONTROLLER AND 400-15 FOR DC ERROR

RESISTOR VALUES  
 CAPACITOR VALUES

DC ERROR TO  
 SERVO MOTOR DRIVE

SERVO MOTOR DRIVE		SERVO MOTOR DRIVE	
RESISTOR	CAPACITOR	RESISTOR	CAPACITOR
R1	C1	R2	C2
R3	C3	R4	C4
R5	C5	R6	C6
R7	C7	R8	C8
R9	C9	R10	C10
R11	C11	R12	C12
R13	C13	R14	C14
R15	C15	R16	C16
R17	C17	R18	C18
R19	C19	R20	C20
R21	C21	R22	C22
R23	C23	R24	C24
R25	C25	R26	C26
R27	C27	R28	C28
R29	C29	R30	C30
R31	C31	R32	C32
R33	C33	R34	C34
R35	C35	R36	C36
R37	C37	R38	C38
R39	C39	R40	C40
R41	C41	R42	C42
R43	C43	R44	C44
R45	C45	R46	C46
R47	C47	R48	C48
R49	C49	R50	C50
R51	C51	R52	C52
R53	C53	R54	C54
R55	C55	R56	C56
R57	C57	R58	C58
R59	C59	R60	C60
R61	C61	R62	C62
R63	C63	R64	C64
R65	C65	R66	C66
R67	C67	R68	C68
R69	C69	R70	C70
R71	C71	R72	C72
R73	C73	R74	C74
R75	C75	R76	C76
R77	C77	R78	C78
R79	C79	R80	C80
R81	C81	R82	C82
R83	C83	R84	C84
R85	C85	R86	C86
R87	C87	R88	C88
R89	C89	R90	C90
R91	C91	R92	C92
R93	C93	R94	C94
R95	C95	R96	C96
R97	C97	R98	C98
R99	C99	R100	C100

DC ERROR TO  
 SERVO MOTOR DRIVE

SERVO MOTOR DRIVE SCHEMATIC

10-104-01 R

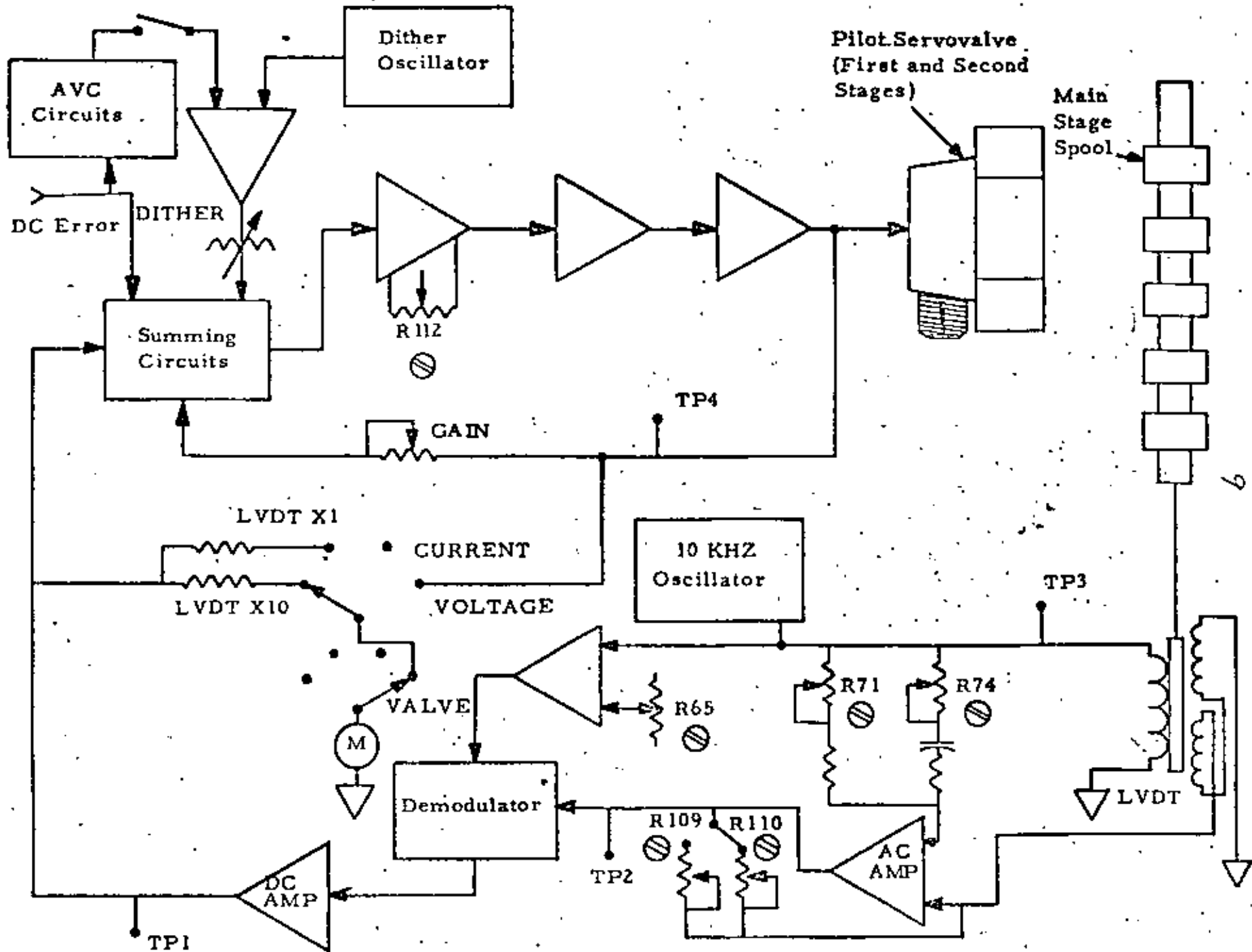


FIG. 7

THIS SCHEMATIC DIAGRAM IS TO BE USED FOR SERIAL TO ANALOG  
 CONVERTER CONTROL TO BE USED FOR SERIAL TO ANALOG CONVERTER

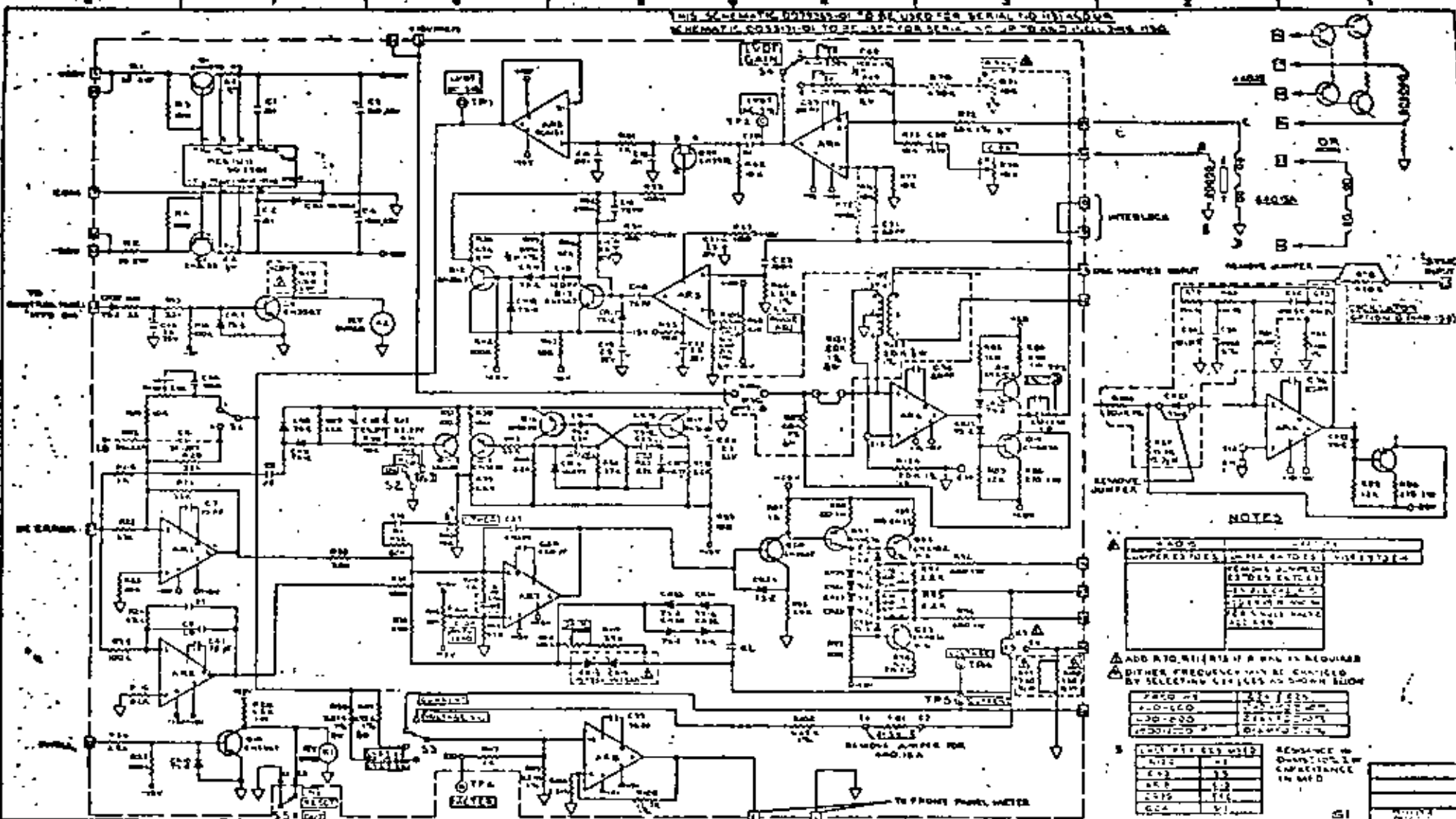


Fig. B

**NOTES**

1. SUPPLIES FOR THE SCHEMATIC ARE LISTED IN THE TABLE BELOW.

RESISTORS	10K	100K	1M	100Ω
CAPACITORS	0.01	0.1	1	10
IC'S	741	741	741	741

2. ADDITIONAL NOTES ARE REQUIRED FOR OTHER FREQUENCIES OR COMPONENT VALUES. SELECT THE VALUES FROM THE TABLE BELOW.

FREQ. (Hz)	10	100
R1 (Ω)	100	1000
R2 (Ω)	1000	10000
C1 (μF)	0.01	0.1
C2 (μF)	0.1	1

3. REQUIRE IN QUANTITY OF CAPACITANCE IN μF.

REV.	DATE	BY	DESCRIPTION
1			
2			

**VALVE CONTROLLER SCHEMATIC**

DESIGNER: [Signature]

DATE: [Date]





DIVISION DE EDUCACION CONTINUA  
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

- 2.3. TRANSDUCTORES DE PRESION
- 2.4. TRANSDUCTORES DE FLUJO
- 2.5. TRANSDUCTORES DE TEMPERATURA

ING. RICARDO GARIBAY JIMENEZ

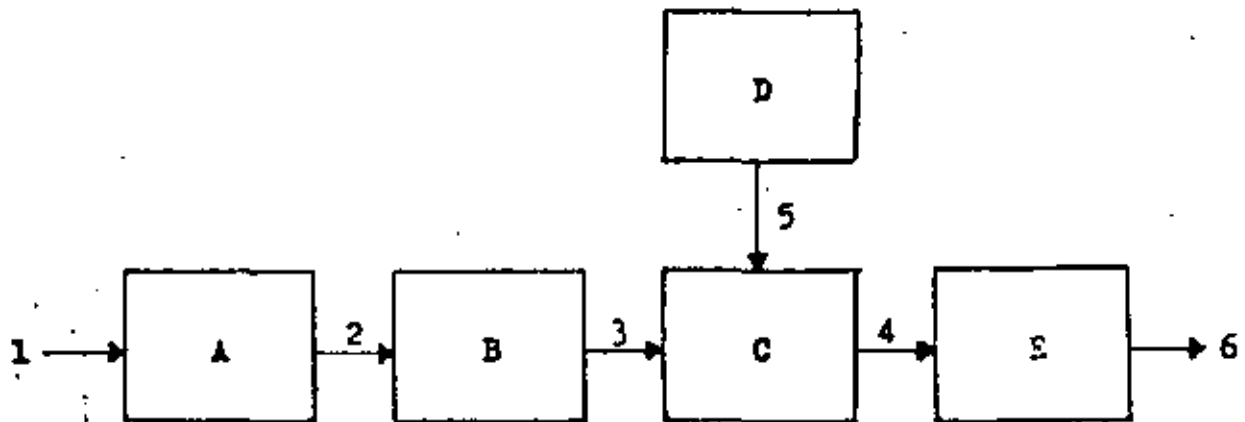
MARZO, 1984



### 2.3.- Transductores de Presión y Sonido.

En este tema haremos una breve exposición acerca de los principales dispositivos empleados en la detección y traducción de la variable física presión. Mencionaremos los elementos que operan con esta variable en sus formas: manométrica, diferencial, de vacío y absoluta.

Podemos considerar que los instrumentos electrónicos de medición de presión comúnmente se configuran de acuerdo al diagrama mostrado en la figura 2.3-1



1. Variable  $P$  ó  $\Delta P$

2. Primer efecto inducido: desplazamiento o deformación.

3. Efecto eléctrico secundario.

4. Efecto escalado.

A. Elemento primario de detección o transducción.

B. Transductor eléctrico.

C. Etapa de Escalamiento: Red electrónica para el procesamiento del efecto eléctrico.

D. Patrón de Referencia.

5. Referencia.

E. Etapa de Indicación-Transmisión: Red electrónica para el despliegue o transmisión del valor de la variable.

6. Valor de la Variable.

Fig. 2.3-1 Proceso de Medición de Presión en un instrumento electrónico.

El diagrama muestra al elemento primario que induce, a partir de la presión, un efecto de fácil manejo, generalmente un desplazamiento o una deformación. El elemento secundario, un transductor eléctrico, toma la señal mecánica para convertirla en una de tipo eléctrico procesable en los diversos circuitos diseñados para tal propósito.

La etapa de escalamiento precisamente consiste en una red electrónica que procesa la señal eléctrica para cuantificarla y determinar su magnitud, pero no como variable eléctrica sino como un equivalente escalar de la variable fundamental. El escalamiento se efectúa de acuerdo a una referencia precisa obtenida de la relación efecto inducido-variable física, la cual se establece previamente.

La señal eléctrica escalada es tomada por el circuito que determina el despliegue de la información o el tratamiento encaminado a la transmisión de dicha señal.

De acuerdo al esquema anterior y considerando que es el elemento primario de medición quien se incorpora al medio del proceso para producir un efecto con las mejores

características de sensibilidad, linealidad, resolución, potencia, etc., ésto sin cargar energéticamente y sin interferir al proceso, conviene hacer una revisión de los principales elementos primarios, es decir de los elementos encargados de la detección de la variable y de la obtención del efecto representativo de ella. También se mencionarán brevemente los más importantes transductores eléctricos aplicados a la medición de presión y algunos de los métodos por medio de los que se procesa la señal eléctrica generada, sin entrar en detalles respecto a las técnicas empleadas en la obtención de la indicación y la transmisión.

### 2.3.1.- Elementos Primarios de Medición de Presión.

La exposición de los elementos primarios de presión, ya sea absoluta, manométrica, de vacío o diferencial, se centrará en los de uso más frecuente, los cuales como ya apuntamos traducen la presión en un desplazamiento o una deformación que es fácilmente cuantificada y escalada.

La clasificación que consideraremos es la siguiente:

- Columna de líquido
- Elementos elásticos
  - Tubo de Bourdon
  - Fuelles
  - Diafragmas

#### Elemento de Columna de líquido.

Estos dispositivos representan el medio más simple para medir presión. Consiste en un tubo de vidrio llenado parcialmente por un líquido que puede ser agua, mercurio u otro de densidad conocida.

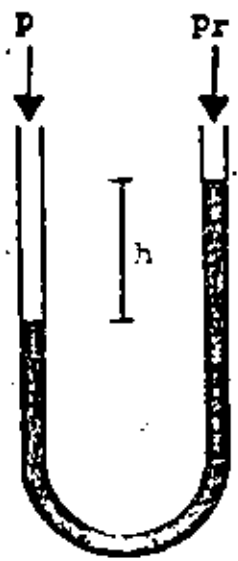


Fig. 2.3.1-1 Elemento de Columna de Líquido.

Uno de los extremos del tubo se conecta a la toma de la presión desconocida (p), mientras que en el otro extremo se aplica la presión de referencia (p<sub>r</sub>). Por la diferencia de presiones se desplaza la columna de líquido hasta alcanzar una altura diferencial h en donde la diferencia de presiones se equilibra con el peso del líquido desplazado. En el equilibrio se cumple que:

$$p - p_r = \frac{\rho_m}{\rho_c} h (\rho_m - \rho_f)$$

- donde: p - presión desconocida
- p<sub>r</sub> - presión de referencia
- h - altura diferencial del líquido desplazado
- ρ<sub>m</sub> - densidad del líquido en la columna
- ρ<sub>f</sub> - densidad del fluido cuya presión es medida

Si el extremo de la presión de referencia es cerrado y puesto al vacío obtendremos la medición de presión absoluta; si se encuentra libre a la atmósfera se obtiene la presión manométrica. Si p<sub>r</sub> toma un determinado valor obtendremos una medición de presión diferencial.

**Elementos elásticos.**

La medición de presión por medio de elementos elásticos

se fundamenta en el efecto de deformación que manifiestan éstos al ser presurizados. Idealmente la deformación elástica producida es proporcional a la presión aplicada.

#### Tubo de Bourdon.

Consiste en un tubo de sección transversal elíptica construido en forma de "C", espiral o helicoidal con un extremo cerrado. Ver figura 2.3.1-2

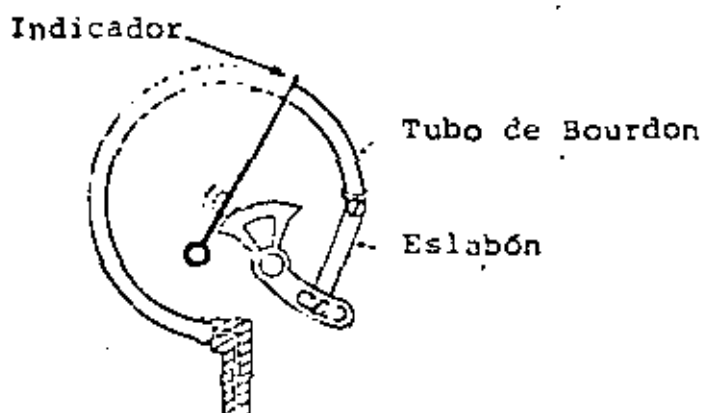


Fig. 2.3.1-2.- Tubo de Bourdon.

Cuando la presión aplicada en el extremo abierto del tubo es mayor que la presión externa, la deformación en el tubo determina que su extremo libre se desplace hacia arriba: expansión del tubo. El desplazamiento del extremo libre es hacia abajo cuando la diferencia de presiones es a la inversa: contracción del tubo. En ambos casos el movimiento del extremo libre se amplifica y escala mediante algún mecanismo para producir una indicación o para actuar sobre un dispositivo de transmisión y/o control. El grado de linealidad depende de la calidad del tubo.

En general el tubo en "C" es el menos sensible, mientras que el de forma espiral es el que proporciona mayor sensibilidad.

Se dispone de medidores de gama tan pequeña como 5 pulgadas de columna de agua. La exactitud varía entre 0.5% y 1% de la gama. Se fabrican de bronce, latón, acero inoxidable y otros materiales.

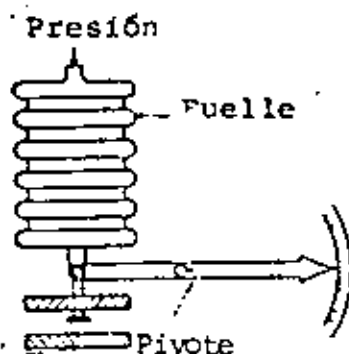


Fig. 2.3.1-3.- Elemento tipo Fuelle.

#### Elementos de Diafragma.

Los diafragmas son placas delgadas de material flexible metálico y no metálico. El diafragma sufre una deflexión lineal con respecto a los incrementos de presión, siempre que dicha deflexión sea menor a la tercera parte del espesor del diafragma. Esta condición constituye una gran limitación en cuanto a la magnitud de la respuesta del elemento y hace necesario emplear un mecanismo de salida que proporcione un amplio factor de multiplicación.

Para facilitar una respuesta lineal en un mayor rango de deflexiones se utilizan elementos de tipo corrugado, que aunque pueden dar una respuesta errática, son más adecuados para aquellas aplicaciones en donde un dispositivo mecánico complementa la medición. En general cuando se emplean dispositivos de amplificación mecánica es necesario que las deflexiones sean mayores que cuando se recurre a dispositivos eléctricos.

En estos elementos podemos encontrar gamas tan pequeñas como 23 psi o tan grandes como 100 000 psi, con exactitudes que varían entre  $\pm 1\%$  y  $\pm 0.5\%$  de la gama.

Los materiales usados para la fabricación del tubo son principalmente: bronce, latón, acero inoxidable 304 y 316.

#### Elemento tipo Fuelle.

Estos elementos pueden emplearse en la medición de presión manométrica, absoluta, diferencial o de vacío. Son de mayor sensibilidad que los tubos de Bourdon y consecuentemente son usados para medir bajas presiones: entre 0 psia y 30 psig.

La presión se aplica a uno de los lados del fuelle con lo que se provoca la expansión o contracción del mismo, resultando de esto un desplazamiento de la cara opuesta del fuelle. Ver figura 2.3.1-3.

Al igual que con el tubo de Bourdon, el desplazamiento producido se comunica a un mecanismo apropiado para generar una indicación o una señal para control.

Como se observa en la figura mencionada, el dispositivo puede incluir un resorte de oposición que limita la deformación del elemento con el fin de aumentar su vida útil. Generalmente el fuelle no es aplicable para medir transitorios debido a que efectúa un movimiento relativamente grande y su masa es considerable. El rango de operación del elemento está determinado por el área efectiva del fuelle y por la constante de deformación del resorte.

Los diafragmas metálicos se usan en mediciones de baja presión su deflexión es lineal y depende del diámetro del disco, del espesor del metal y del módulo de elasticidad del material. Se fabrican de bronce fosforado, acero inoxidable, monel y otros materiales. En la figura 2.3.1-4 se muestra el esquema de un medidor de presión diferencial con diafragma metálico.

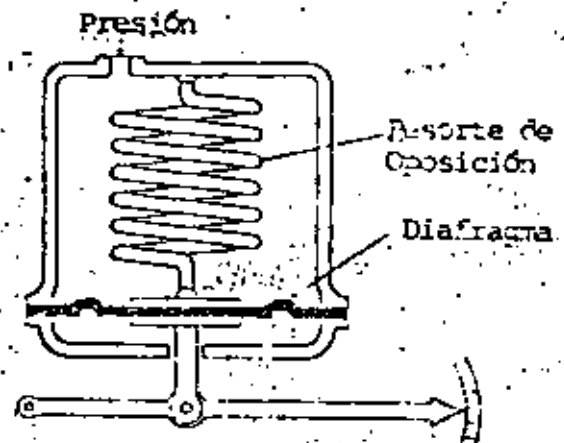
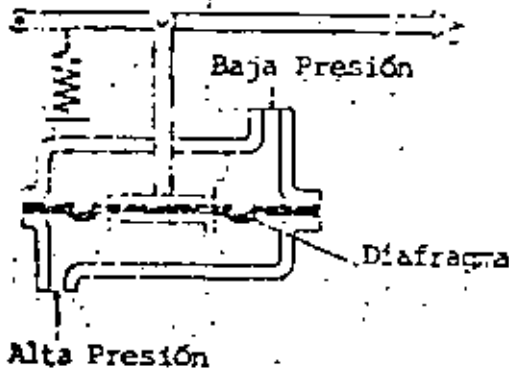


Fig. 2.3.1-4 Diafragma Metálico Fig. 2.3.1-5 Diafragma no metálico

Los diafragmas no metálicos se emplean en la medición de presiones bajas y de vacío. Disponen de un resorte que limita su deflexión. Se fabrican de materiales como neofreno, polietileno, teflón, seda, piel y otros. En la figura 2.3.1-5 se ilustra un medidor de diafragma no metálico.



### 2.3.2 Transductores eléctricos.

El efecto mecánico producido por el sensor actúa como agente de cambio en el transductor para determinar la variación de alguno de los parámetros o características eléctricas del mismo. En el presente desarrollo nos avocaremos a algunos de dichos transductores:

Extensómetros eléctricos.

Transductor de tipo capacitivo

Transductor piezoeléctrico

Extensómetros eléctricos.

En la figura 2.3.2-1 se muestra un medidor de presión por efecto eléctrico. En él la presión ejercida sobre el diafragma provoca un desplazamiento del vástago y con ello que el contacto eléctrico modifique su posición. Dado que la resistencia eléctrica que presenta el dispositivo es tomada entre la punta inferior del bobinado y el contacto, los cambios de presión

son traducidos en cambios de resistencia del elemento de medición.

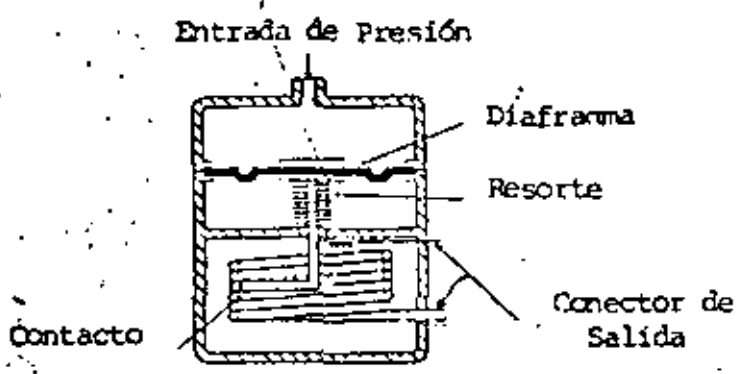


Fig. 2.3.2-1 Transductor de presión resistivo.

Los extensómetros eléctricos son elementos, que al igual que el dispositivo descrito, traducen la presión en variaciones de resistencia; sin embargo su funcionamiento es completamente distinto.

A diferencia del anterior, el extensómetro no toma el desplazamiento como efecto para la medición, su operación se basa en el hecho de que la resistencia eléctrica de un conductor cambia cuando éste sufre una deformación al ser sometido a presión.

Existe una relación directa entre el cambio de resistencia y la deformación del extensómetro, observándose en la mayoría de ellos que la relación es la misma tanto para deformaciones por tensión como por compresión.

En la figura 2.3.2-2 se muestra el tipo de extensómetro más empleado: consiste en un alambre, una laminilla o un semiconductor firmemente pegado a una membrana elástica (un diafragma o un pedazo de tela). Si se trata de un alambre el diámetro varía entre 0.0005 y 0.001 de pulgada; el extensómetro laminar emplea una hoja de menos de 0.001 de pulgada de espesor y el material semiconductor, hecho a base de silicio sensible a la deformación, tiene un espesor de 0.01 de pulgada

aproximadamente.

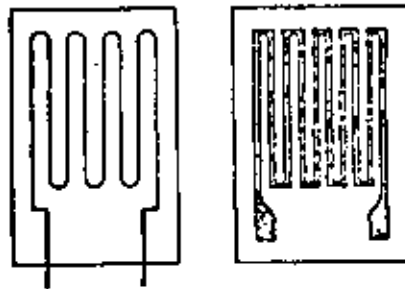


Fig. 2.3.2-2 Extensómetros Eléctricos.

El extensómetro no adherido se muestra en la figura 2.3.2-3

En éste los filamentos de alambre delgado se mantienen estirados por medio de postes aislantes entre dos placas, una fija (A) y una móvil (B). Cuando la placa B se mueve los filamentos sufren una deformación. El diámetro de los alambres en general es menor a 0.001 de pulgada.

Filamentos  
Sensores

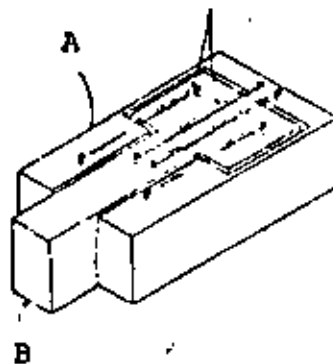


Figura 2.3.2-3 Extensómetro no adherido.

Los extensómetros determinan un cambio en su resistencia en base a la deformación producida por la presión: la resistencia varía proporcionalmente con la presión. El valor de la resistencia es fácilmente detectado y procesado por medio de un circuito puente para generar una señal eléctrica

de indicación, transmisión o control. En la figura 2.3.2-4 se muestra esquemáticamente la configuración de un transmisor de presión de tipo comercial.

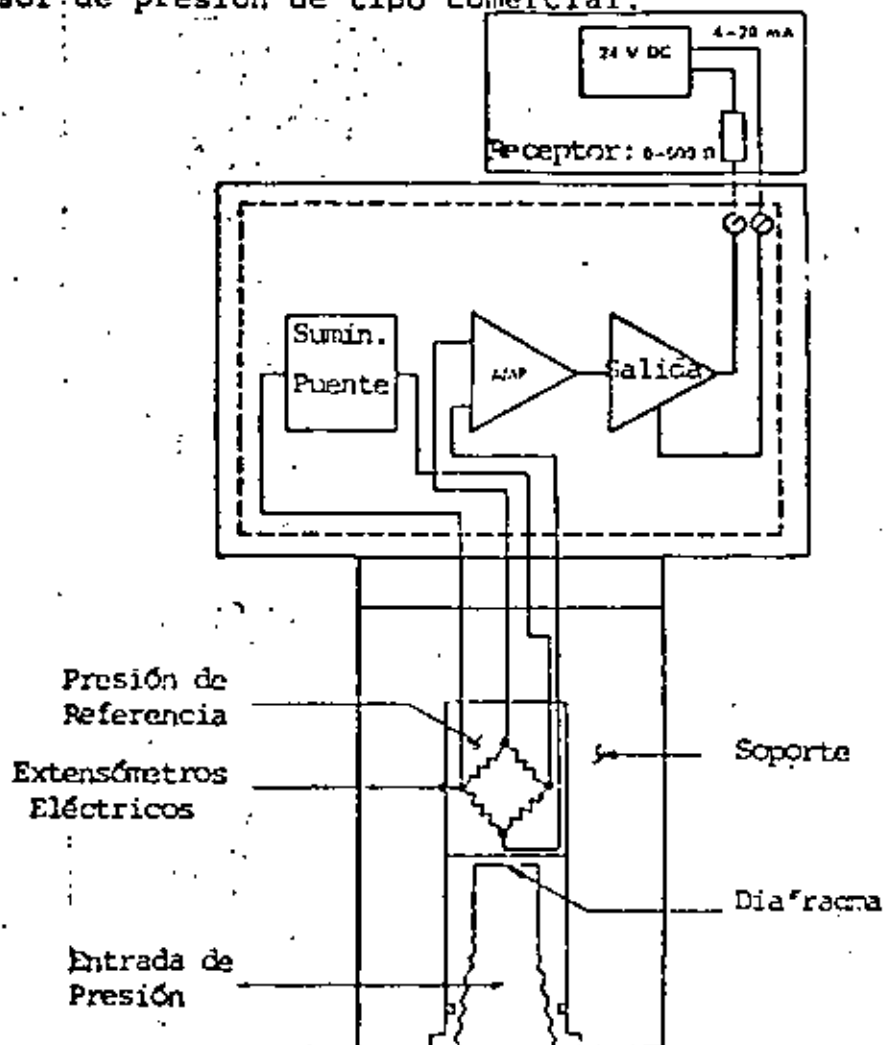


Fig. 2.3.2-4 Transmisor de Presión.

Los extensómetros se aplican en la medición dinámica de presión ya que son de respuesta rápida, baja impedancia, operación mecánica mínima, de tamaño pequeño y bajo peso. Tienen la desventaja de que el dispositivo eléctrico de salida es costoso relativamente, además de ser notablemente sensibles a la temperatura (existe deformación térmica en los materiales y cambios resistivos también por efecto térmico), por lo que es necesario que la medición deba compensarse contra esta variable.

Los extensómetros no adheridos ofrecen alta sensibilidad y exactitud alrededor del 1%, sin embargo presentan, a largo plazo, corrimiento de cero como resultado de cambios de resistividad y relajamiento mecánico del alambre. Los extensómetros adheridos son afectados en menor escala por el deslizamiento de sus parámetros pero su sensibilidad es aproximadamente la mitad de los anteriores.

Los materiales empleados en la fabricación de extensómetros son principalmente: aleaciones de cobre-níquel, aleaciones de platino y semiconductores de silicio. Los semiconductores proporcionan una mayor sensibilidad, pero tienen la desventaja de ser inestables con los cambios de temperatura y de comportamiento no lineal.

#### Transductor de Presión capacitivo.

Consideremos el dispositivo mostrado en la figura 2.3.2-5. Al aplicar una presión sobre el diafragma se produce un movimiento de la placa central con respecto a la placa exterior, lo cual significa una variación en la capacitancia ya que hay un cambio en la superficie de coincidencia de las placas que forman el capacitor.

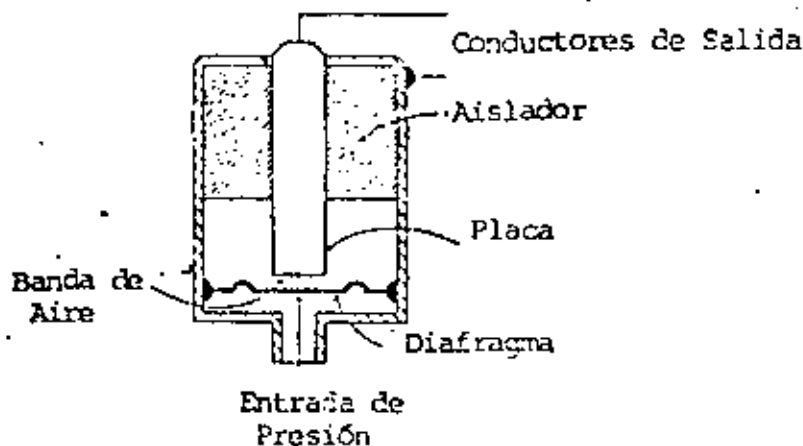


Fig. 2.3.2-5 Transductor de presión capacitivo.

El transductor de presión de tipo capacitivo actúa en base al movimiento relativo de sus placas produciendo un cambio de capacitancia. La capacitancia puede ser medida por un circuito puente, considerando siempre que su impedancia de salida es alta.

El rango de medición de los transductores capacitivos es amplio, tiene buena sensibilidad, mínima histéresis, rápida respuesta y mínimos efectos por calentamiento. En cuanto a sus limitaciones debemos mencionar que su salida es no lineal, el circuito de salida es costoso y complejo y puede llegar a presentar capacitancias parásitas.

#### Transductor de Presión piezoeléctrico.

Los cristales piezoeléctricos se utilizan ampliamente como transductores de presión. Uno o más cristales se colocan entre un par de placas distribuidoras de carga y conectados a electrodos de plata. Cuando el cristal se deforma como consecuencia de la presión aplicada, se induce en su superficie un voltaje proporcional a la presión y al espesor del cristal. En la figura 2.3.2-6 se muestra la construcción típica de un transductor piezoeléctrico.

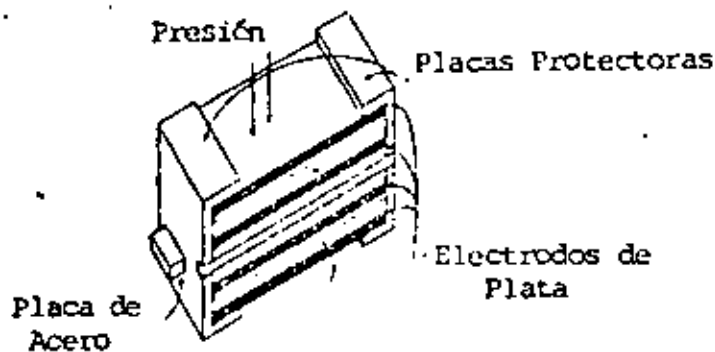


Fig. 2.3.2-6 Transductor Piezoeléctrico.

Los materiales empleados en la fabricación de este tipo de elementos son principalmente: cuarzo, titanato de bario, sal de Rochelle, fosfato de hidrogenado de amonio y otros.

Los cristales de cuarzo presentan entre otras ventajas, las siguientes: es aplicable para medir variaciones de presión de baja frecuencia, son de alta resistencia mecánica y pueden operar en altas temperaturas. Los cristales sintéticos como la sal de Rochelle pueden generar mayores voltajes a la salida.

En general los transductores piezoeléctricos responden a altas frecuencias, proporcionan una salida lineal y de alto nivel: bajo una fuerza de 300 lb, un cristal de cuarzo de 0.5 pulg. de diámetro y 1/16 pulg. de espesor produce una salida de 3000 mv, aunque con una impedancia de salida alta.

2.4.- Medición de Flujo.

El flujo es la variable dominante en las industrias que procesan fluidos. Es la variable que al ser manejada adecuadamente mantiene a las restantes condiciones del proceso en sus valores requeridos, asegurando una producción con la calidad y velocidad deseadas.

El flujo es el medio físico determinado por el fluido desplazándose. La condición más importante de este medio es el Gasto, el cual se define como la cantidad de fluido desplazado por unidad de tiempo y se le identifica como la magnitud del flujo. Dependiendo de si se evalúa la cantidad de fluido por su volumen o por su masa, el Gasto puede ser Volumétrico o Másico.

Aunque el flujo es una de las variables de proceso más frecuentemente medidas, es indudablemente la medición física que mayor dificultad presenta para hacerse con exactitud, lo que determina una amplia variedad de medidores con diversas características de operación y aplicación, costos, complejidad, etc. Hacer una exposición de cada uno de ellos sería una tarea muy larga y exhaustiva, por lo que en el presente trabajo mencionaremos solamente a algunos de los más importantes.

Excepto en los medidores de flujo por desplazamiento positivo, la medición se realiza indirectamente, es decir, la magnitud del gasto se determina midiendo alguna variable o efecto dependiente de dicho gasto. Por esta razón conviene revisar brevemente el principio de operación de los dispositivos tratados para comprender mejor sus características de comportamiento y aplicación.



Los medidores de flujo que analizaremos son, de acuerdo a su principio de operación, los siguientes:

- A.- Medición de Flujo por presión diferencial
- B.- Medidores de Flujo de área variable.
- C.- Medidor Electromagnético.
- D.- Medidor Ultrasónico.

A.- Medición de Flujo por presión diferencial.

Este método de medición se basa en la caída de presión provocada por la presencia de una restricción en el conducto. La restricción consiste en un elemento que reduce el área de la tubería para convertir la energía cinética del fluido ( velocidad ) en energía potencial ( presión ): la velocidad del fluido se transforma en una presión diferencial, variable que es fácilmente medible, y a partir de ella se infiere la magnitud del flujo.

Aunque casi cualquier tipo de restricción puede ser usada, es deseable el empleo de una cuyas características sean conocidas y permitan predecir la caída de presión que tendrá lugar para una determinada velocidad.

El efecto de presión diferencial producido por una restricción se muestra en la figura 2.4-1 y el análisis se desarrolla en los párrafos siguientes

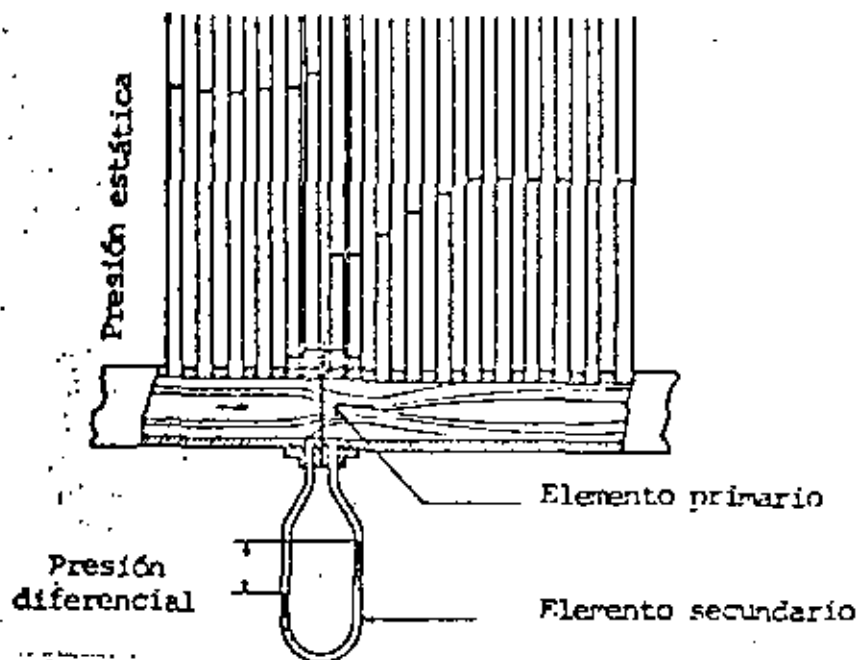


Fig. 2.4-1 Variación de presión estática alrededor de una restricción.

Consideremos el sistema de flujo unidimensional mostrado en la figura 2.4-2. La ecuación de continuidad para el sistema es

El diagrama muestra un tubo horizontal que se estrecha de izquierda a derecha. El flujo va de izquierda a derecha. En la sección más ancha a la izquierda, se indican las variables  $p_1, \rho_1, u_1, A_1$ . En la sección más estrecha a la derecha, se indican las variables  $p_2, \rho_2, u_2, A_2$ . El tubo está etiquetado como 'Flujo'.

$$\dot{m} = \rho_1 A_1 u_1 = \rho_2 A_2 u_2 \quad (1)$$

Fig. 2.4-2 Sistema de flujo unidimensional.

La ecuación de Bernoulli para un fluido incompresible es

$$\frac{p_1}{\rho} + \frac{u_1^2}{2g_c} = \frac{p_2}{\rho} + \frac{u_2^2}{2g_c} \quad (2)$$

$$\rho_1 = \rho_2 = \rho - \text{peso específico del fluido.}$$

De la ecuación (1) encontramos que

$$u_1 = u_2 \frac{A_2}{A_1} \quad (3)$$

sustituyendo ésta última en la ecuación de Bernoulli y despejando  $u_2$ , se obtiene

$$u_2 = \sqrt{\frac{2g_c (p_1 - p_2) / \rho}{1 - \left(\frac{A_2}{A_1}\right)^2}} \quad (4)$$

El gasto volumétrico está dado por

$$Q = A_2 u_2 = A_2 \sqrt{\frac{2g_c / \rho (p_1 - p_2)}{1 - \left(\frac{A_2}{A_1}\right)^2}} \quad (5)$$

Definiendo los siguientes parámetros

Relación de diámetros

$$\beta = \frac{d}{D} = \sqrt{\frac{A_2}{A_1}} \quad (6)$$

Factor de velocidad

$$K = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{A_2}{A_1}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 - \beta^4}} \quad (7)$$

obtenemos

$$Q = K A_2 \sqrt{\frac{2g_c}{\rho}} \sqrt{p_1 - p_2} \quad (8)$$

La última ecuación define el gasto a partir de la presión diferencial provocada por la restricción; tomando como parámetros la relación de diámetros de la restricción-tubería y las características físicas del ducto y el fluido. Sin embargo esta ecuación ha sido obtenida para un flujo ideal sin fricción y sin pérdidas energéticas, por lo que debe considerarse en el cálculo del gasto real un factor de desviación  $C$  empírico que introduzca los factores secundarios no involucrados en la deducción de la fórmula.

Coefficiente de descarga

$$C = \frac{Q_{\text{real}}}{Q} \quad (9)$$

Por tanto

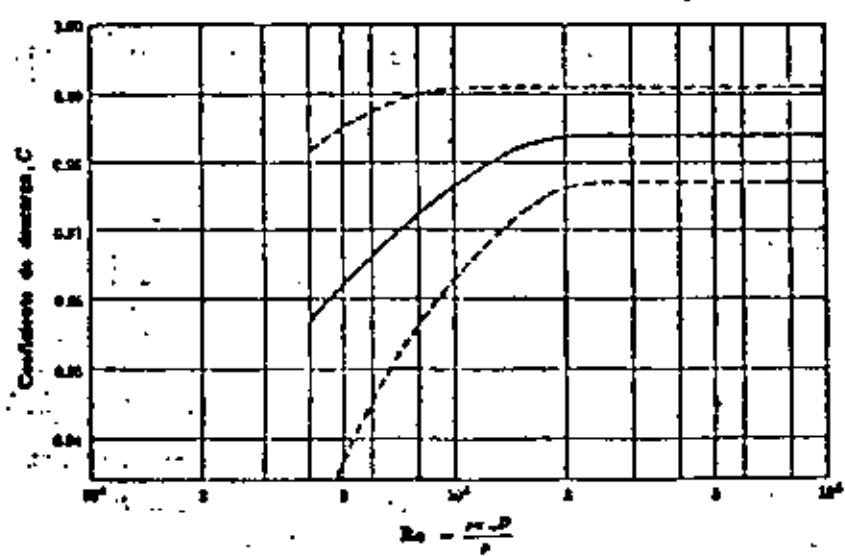
$$Q_{real} = C M A_2 \sqrt{\frac{2g_c}{\rho}} \sqrt{P_1 - P_2} \quad (10)$$

Se llama coeficiente de flujo K al producto CM y en algunos casos se maneja este coeficiente como parámetro.

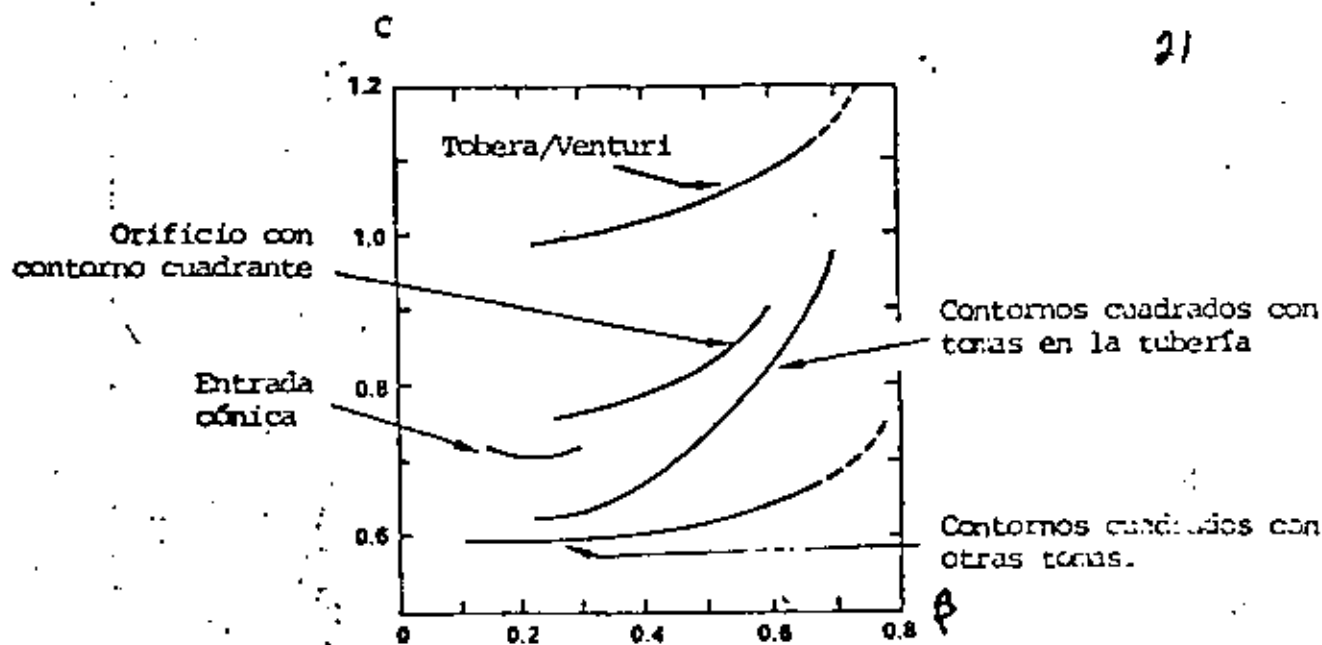
$$K = C M$$

$$Q_{real} = K A_2 \sqrt{\frac{2g_c}{\rho}} \sqrt{P_1 - P_2} \quad (11)$$

Los coeficientes de descarga y de flujo no son constantes, varían para cada tipo de elemento de obstrucción y dependen del número de Reynolds (Re), de la relación de diámetros ( $\beta$ ) y de la geometría del ducto y elemento. En la figura 2.4-3 (a) y (b) se muestran las características de variación del coeficiente de descarga C de un tubo Venturi como función de Re y de diversos elementos de obstrucción como función de  $\beta$ .



a) Coeficiente de descarga para tubo Venturi respecto al número de Reynolds.



- b) Coeficiente de descarga para diferentes tipos de restricciones respecto a la relación de diámetros.

Fig.- 2.4-3

El número de Reynolds está determinado por las condiciones y características del fluido y se define por la relación siguiente:

$$R_e = \frac{\rho u_m D}{\mu}$$

en donde  $\rho$  - densidad del fluido

$\mu$  - viscosidad dinámica

$u_m$  - velocidad media del flujo.

$D$  - diámetro de la sección particular del ducto para la cual se especifica el número Re

El producto  $\rho u_m$  se puede calcular de la definición de gasto másico.

Respecto a los medidores de flujo por obstrucción deben considerarse diversos aspectos:

Relación cuadrática.- La relación cuadrática establecida entre el gasto y la caída de presión hace impráctico medir flujos menores del 30% del rango del elemento, ya que esto ocasiona pérdida de exactitud. La misma relación cuadrática determina el empleo, en el sistema de medición, de complejos dispositivos totalizadores de flujo.

Recuperación de presión.- Debe considerarse que una vez cruzada la restricción, el fluido fluye nuevamente por el conducto de área transversal  $A_1$  donde la velocidad vuelve a su valor original  $u_1$ . Sería deseable que la presión retornara también a su valor  $p_1$ , sin embargo no ocurre así: la restricción causa turbulencia y pérdidas energéticas por lo que no se logra la recuperación total de la presión. En la figura 2.4-4 se muestran las curvas de recuperación para diversos medidores operando con una capacidad equivalente.

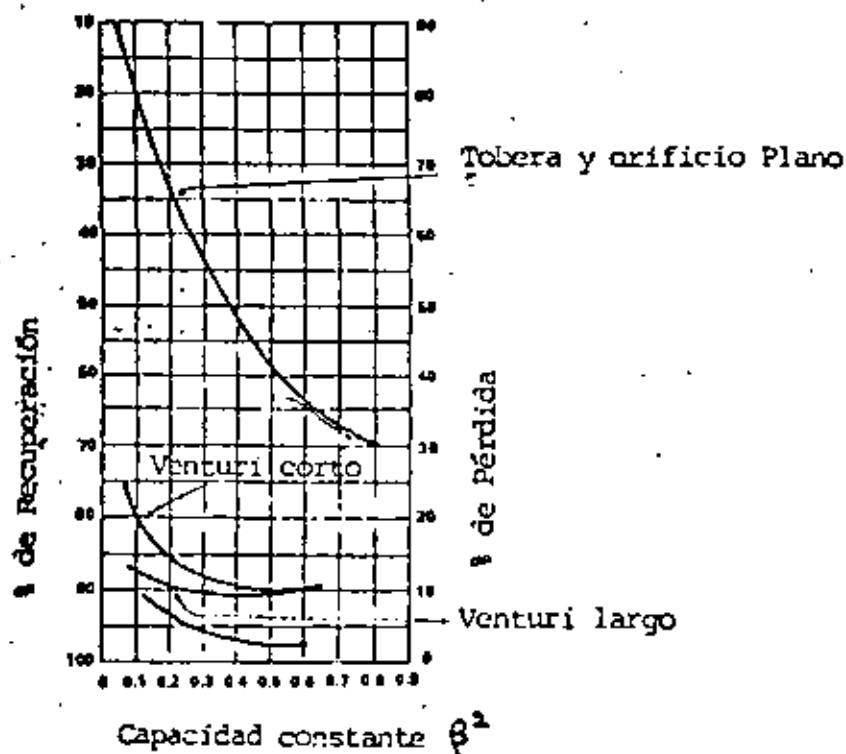


Fig. 2.4-4 Curvas de recuperación de presión.

Ubicación del elemento y de las tomas de presión.- La exactitud de la medición depende también de la ubicación que se le dé al elemento de obstrucción. Es importante que se instale en un tramo recto de la tubería alejado de cualquier tipo de conexión o dispositivo que perturbe el flujo o cause turbulencia, ya que ésto propicia cambios en la velocidad y por tanto mediciones erróneas. El distanciamiento se mide en múltiplos del diámetro de la tubería y debe asegurarse un mínimo antes y después del elemento..

Por otra parte, considerando que la restricción provoca que la velocidad se incremente al pasar por ella, encontramos que dicha velocidad (y con ella la presión) varía en diferentes puntos de la misma y en algunos casos en puntos más allá. Esto determina que la ubicación de las tomas de alta y baja presión (taps) influya también en la medición, por lo cual debe tomarse en cuenta la variación del coeficiente de descarga con respecto al sitio en donde se toma la presión.

Exactitud de la medición.- Debido a que la medición es indirecta, dependiente de diversos parámetros y condiciones que no siempre son controladas, la exactitud se ve comprometida por la incertidumbre involucrada por los componentes que intervienen en la medición completa. Puede suceder que teniendo el elemento de obstrucción una buena exactitud, digamos  $\pm 0.5\%$ , la exactitud total se desvíe hasta 5 ó 10% a causa de los factores que se enumeran:

- exactitud del transmisor	$\pm 1\%$
- exactitud del receptor	$\pm 1\%$
- incertidumbre en la medición de presión	$\pm 0.75\%$
- incertidumbre en la determinación de temperatura	$\pm 0.5\%$
- incertidumbre del coeficiente de descarga	$\pm 0.5\%$
- incertidumbre dependiente de la instalación del elemento	$\pm 0.5\%$
- total	$\pm 4.25\%$

Principales elementos de obstrucción.

En los párrafos siguientes trataremos los principales elementos de obstrucción enunciando sus características más importantes.



### Placa de Orificio.

Es el más simple y utilizado de los elementos de obstrucción. Consiste en una placa delgada con un orificio, instalada transversalmente, por medio de bridas, en un tramo recto de la tubería. Su construcción es sencilla aunque debe tenerse cuidado con las dimensiones y maquinado del contorno del orificio, ver figura 2.4-5.

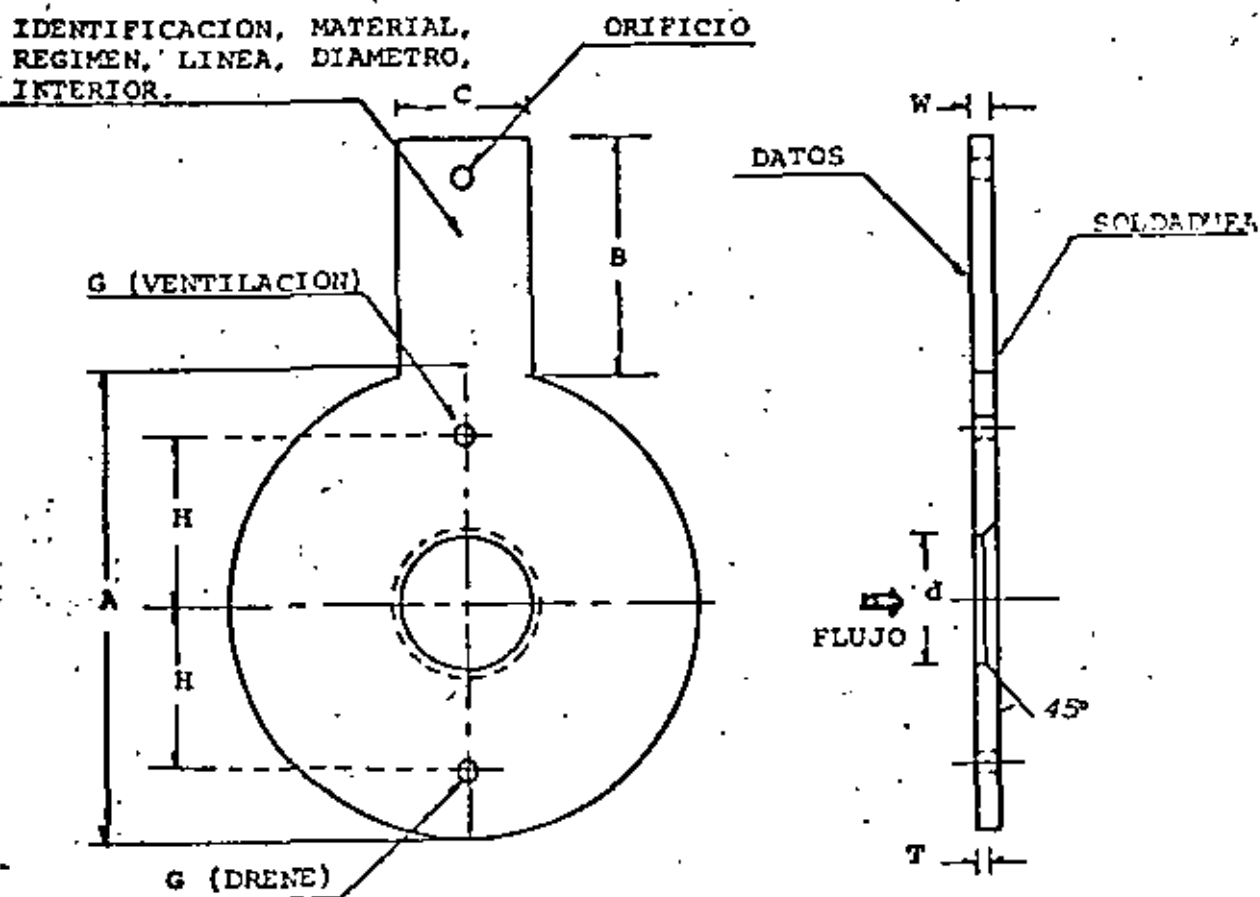


Fig. 2.4-5 Placa de Orificio.

El diámetro del orificio normalmente es del orden de entre 20 y 70 % del diámetro interno de la tubería. El

espesor de la placa no debe ser mayor de  $\frac{d}{8}$ ,  $\frac{D}{50}$  o  $\frac{D-d}{8}$ .

Pueden disponer de una pequeña perforación adicional ya sea en la parte superior para ventear gases cuando se mide líquido, o en la parte inferior para drenar líquidos cuando se miden gases.

La ecuación aplicada a orificios es

$$Q = K A_2 \sqrt{\frac{2g_c}{\rho}} \sqrt{p_1 - p_2}$$

El parámetro K es el coeficiente de flujo y depende, como se habia apuntado, del número de Reynolds y de la relación de diámetros.

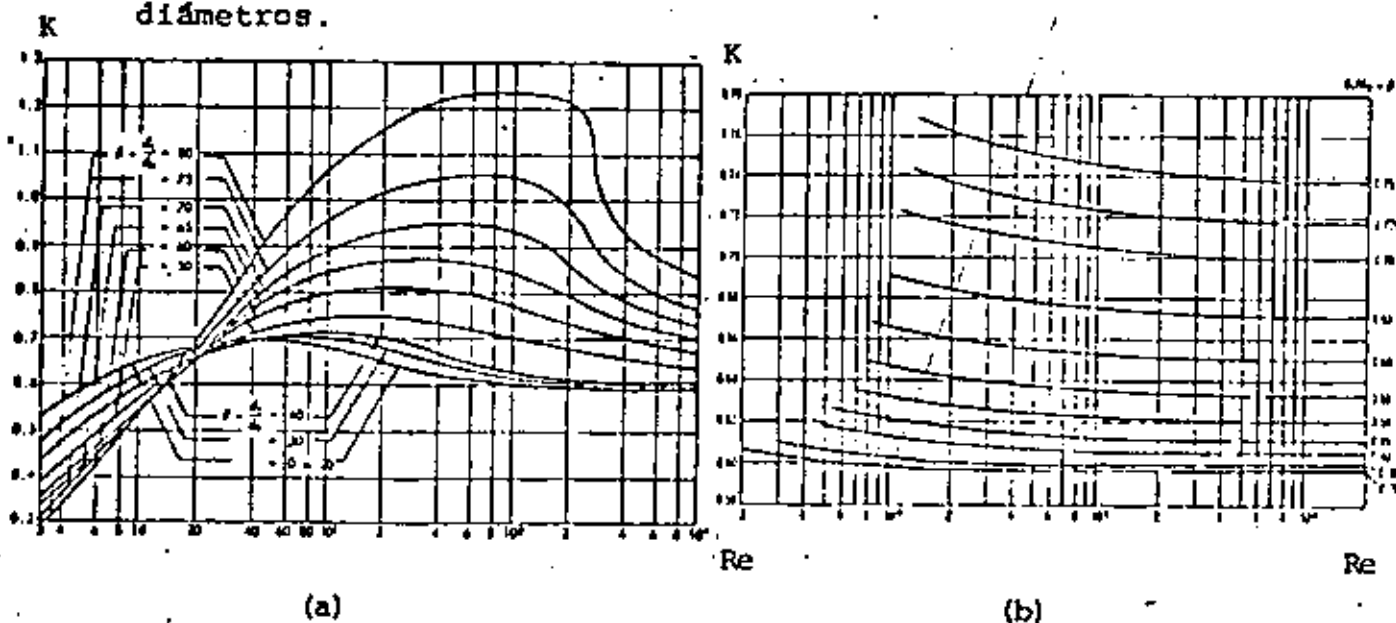


Fig.- 2.4-6 Coeficiente de flujo.

La instalación debe hacerse tomando una distancia aproximada de 20 diámetros de tubería (D) antes de la placa y de 5 diámetro después con respecto a cualquier dispositivo que cause turbulencia.

En la gráfica 2.4-7 se muestra el porcentaje de error causado en la medición por diversos tipos de conexiones de acuerdo a la ubicación de la placa.

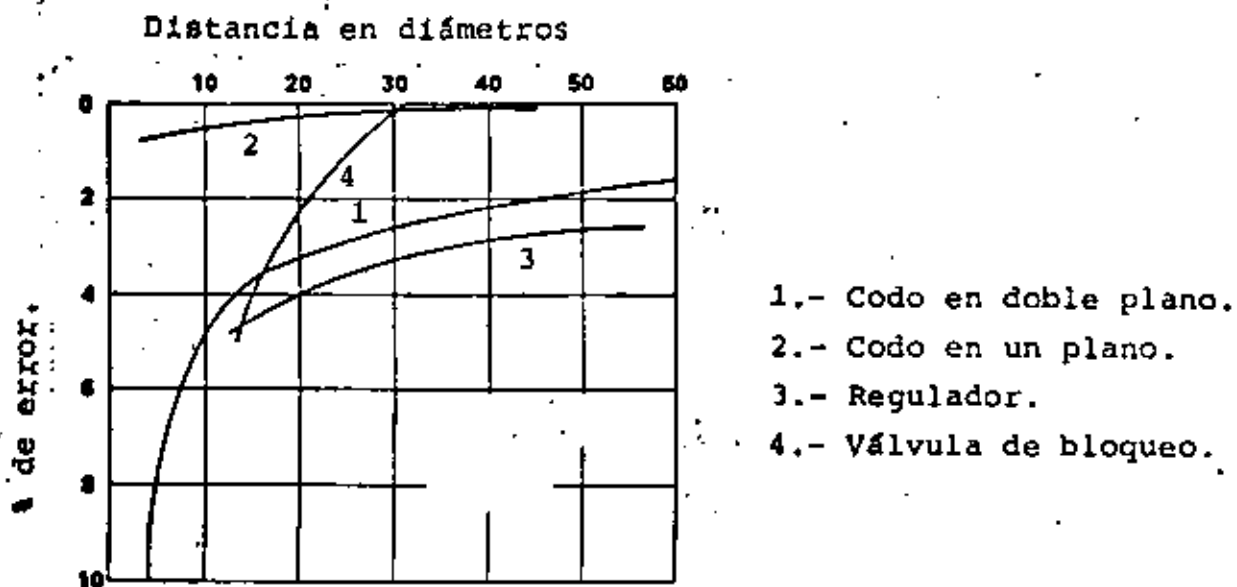


Fig. 2.4-7 : Perturbación al Flujo.

Respecto a la localización de las tomas de presión hay tres formas mayormente recomendadas: a) hacer la conexión sobre cada una de las bridas a ambos lados de la placa; b) ubicar la toma de alta presión sobre el tubo a una distancia  $D$  antes del elemento y la toma de baja presión a una distancia  $1/2 D$  adelante del orificio; c) la toma de alta presión de acuerdo a lo indicado en el inciso b y la de baja en el punto de vena contracta (punto de mínima presión). Lo anterior se muestra en la figura 2.4-8.

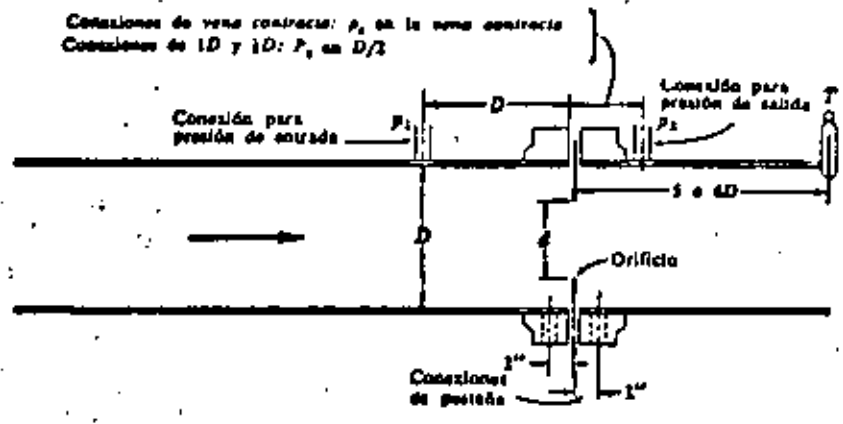


Fig. 2.4-8 Ubicación de tomas de presión en placas de orificio.

La placa de orificio más empleada es la de tipo concéntrico, sin embargo cuando se trabaja con fluidos sucios o con materiales en suspensión, es necesario emplear orificios de tipo excéntrico o segmental. Este tipo de orificios permiten el paso de materiales que un orificio concéntrico normalmente bloquearía. Los coeficientes para orificios excéntricos y segmentales no han sido establecidos con precisión, pudiendo emplearse los datos de orificios concéntricos equivalentes, aunque esto acarreará errores en la medición. En la figura 2.4-9 se muestran los tres tipos de orificios que hemos mencionado.

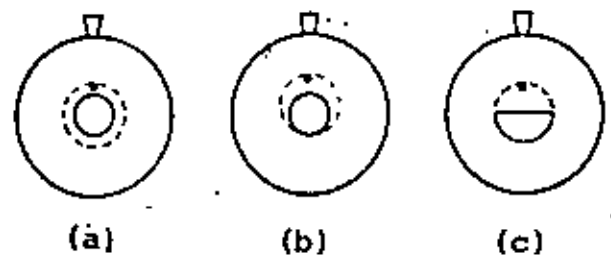


Fig. 2.4-9 Tipos de orificio: (a) Concéntrico, (b) Excéntrico (c) Segmental.

Las placas de orificio se fabrican en acero inoxidable (con mayor frecuencia), monel, bronce fosforado y otros materiales. Por su sencillez son de fácil fabricación, instalación, mantenimiento y sustitución. Son las restricciones de más bajo costo, aunque también las que causan mayor pérdida de presión permanente.

Tobera de Flujo.

La tobera de flujo tiene una sección longitudinal plana que hace convergir la descarga de flujo más paralelamente al eje del tubo. Su extremo de salida tiene la forma de un tubo corto de diámetro igual al de la vena contracta de un orificio de igual capacidad. Ver figura 2.4-10.

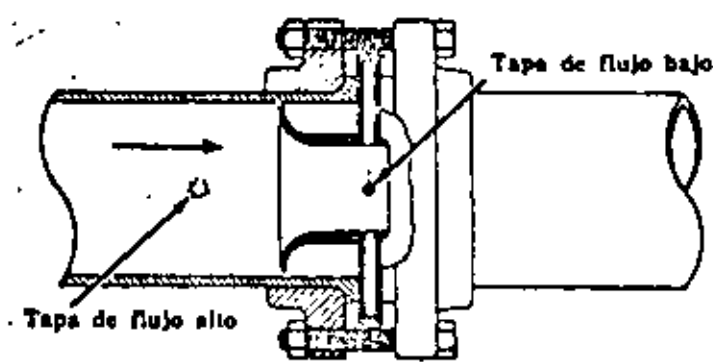


Fig. 2.4-10, Tobera de Flujo.

Se emplea generalmente para flujos de alta velocidad, sobre todo en la medición de flujo de vapor de agua.

Se rige por la ecuación:

$$Q = C M A_2 \sqrt{\frac{2g_c}{\rho}} \sqrt{P_1 - P_2}$$

El coeficiente de descarga depende de  $Re$  y de  $\beta$ .

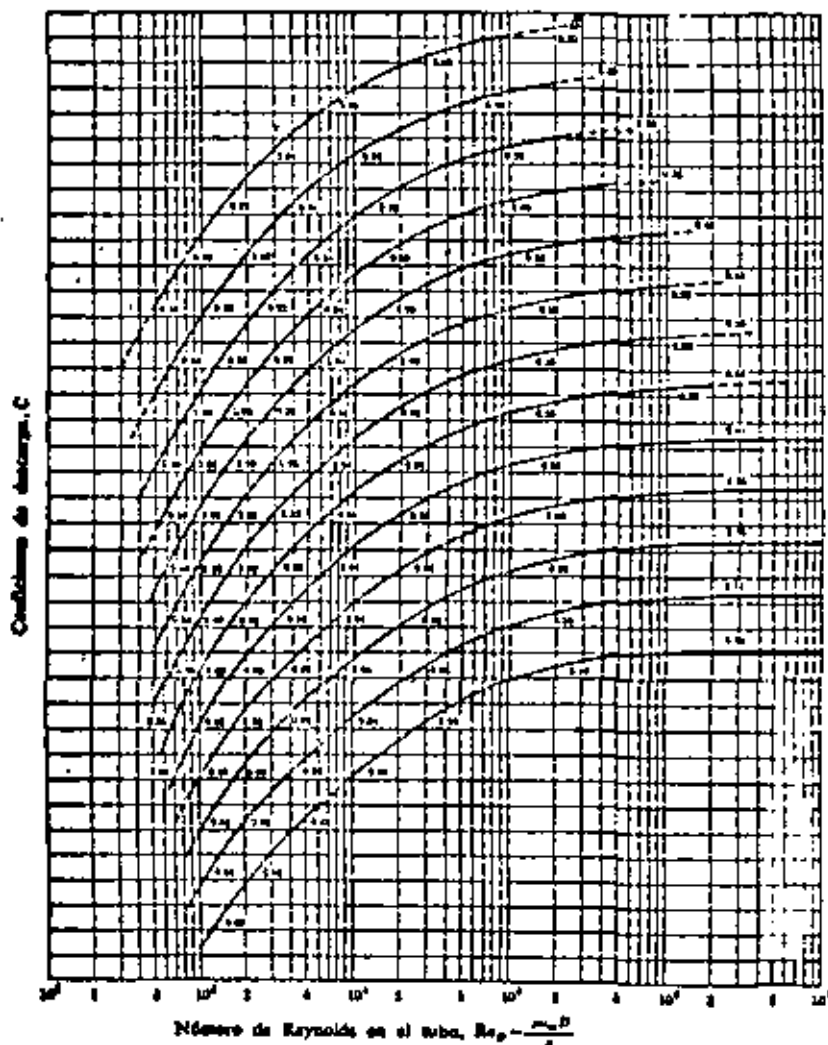


Fig. 2.4-11 Variación del coeficiente de descarga en toberas.

La instalación debe hacerse en un tramo recto de la tubería buscando el mayor distanciamiento de las conexiones o accesorios que causan perturbaciones al flujo. Las tomas de presión se localizan a una distancia  $D$  antes de la entrada y  $1/2D$  adelante de la salida.

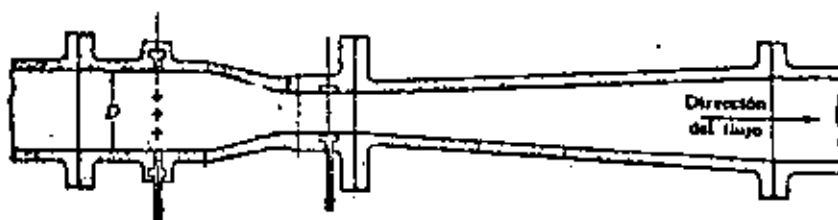
Las toberas son de fácil mantenimiento. Con respecto a los orificios tienen 60% de mayor capacidad, pérdidas de presión equiparables y su costo es mayor.

### Tubo Venturi.

En redes de tubería extensas y de grandes capacidades, como gasoductos y sistemas de distribución de agua en las ciudades, es indispensable que la medición de flujo se efectúe sin pérdidas de carga. Es en este tipo de aplicaciones en donde el tubo Venturi tiene amplia utilización ya que su principal característica es precisamente permitir una alta recuperación de presión (ver figura 2.4-4 ).

El Venturi está compuesto de tres partes principales, figura 2.4-12.

El cono de entrada que determina la reducción gradual del área transversal de la tubería hasta alcanzar la sección mínima llamada garganta, en donde la velocidad es máxima. La garganta, que es la parte más importante del elemento, consiste en un tramo recto de conducción que desemboca en el cono de descarga, a través del cual vuelve a incrementarse el área de conducción hasta su dimensión original.



$D$  = Diámetro del tubo a la entrada y la salida  
 $d$  = Diámetro de la garganta según se requiera

Fig. 2.4-12 Tubo Venturi.

La geometría del tubo Venturi además de proporcionar bajas pérdidas de presión hace posible su empleo en fluidos altamente viscosos, con sólidos en suspensión.

La toma de alta presión se localiza a la entrada del elemento, la de baja en la garganta. Ambas tomas están conectadas a un múltiple que circunda las porciones de entrada y garganta del tubo para hacer más confiable la toma de presión; a estos múltiples se les llama anillos piezométricos.

La ecuación que se aplica convencionalmente a Venturis es

$$Q = C M A_2 \sqrt{\frac{2g_c}{\rho}} \sqrt{P_1 - P_2}$$

El coeficiente de descarga  $C$  depende de  $Re$  y de  $\beta$  tal como se muestra en la gráfica de la figura 2.4-3 (a). Es importante mencionar que el Venturi es el elemento de obstrucción que ofrece mayor exactitud.

La instalación del tubo no necesariamente tiene que ser horizontal, puede instalarse con alguna inclinación e incluso verticalmente. Se requieren tramos de tubería rectos antes y después del elemento, aunque dichos tramos son menores que los especificados para las placas de orificio.

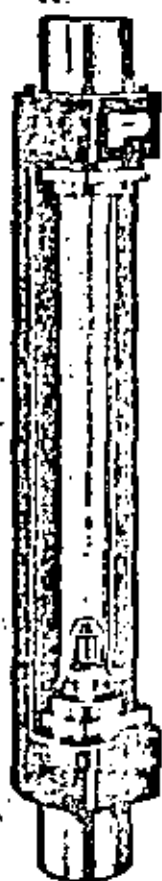
Otras características importantes de los Venturis son las siguientes: su vida útil es mayor que la de los orificios, su capacidad es 60% mayor que la de éstos, y requieren poco mantenimiento. Considerando su alta exactitud y recuperación de presión es posible afirmar que dichas características compensan su elevado costo en aplicaciones donde tales factores son importantes.

#### B.- Medidores de Flujo de Area Variable.

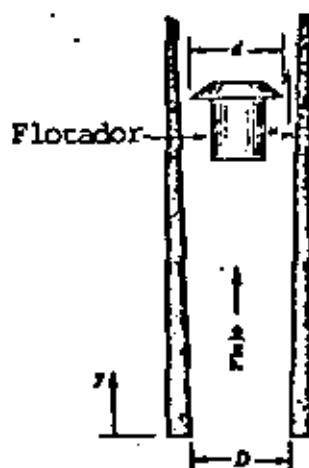
Rotámetro.



El rotámetro es el medidor de área variable más conocido. En la figura 2.4-13 (a) se muestra uno de tipo comercial.



(a)



b).- Principio de operación.

Fig. 2.4-13 Rotámetro.

Consta de un tubo de vidrio con cierta conicidad en cuyo interior se instala un flotador de dimensiones específicas que se mueve libremente obstruccionando al flujo. Se instala verticalmente, dando entrada al flujo por su extremo inferior; de acuerdo a la conicidad del tubo, la sección de mayor área se ubica en la parte superior.

En presencia de flujo el flotador ocupa una cierta posición vertical determinada por el equilibrio de las fuerzas que actúan sobre él. La fuerza descendente, el peso del flotador, se contrarresta por la fuerza de flotación que el fluido ejerce sobre el cuerpo sumergido (la fuerza

de flotación es igual al peso del fluido desplazado por el flotador y depende directamente de la densidad del fluido), por la caída de presión ocasionada por la obstrucción al flujo y por la fuerza de arrastre viscoso que el fluido ejerce sobre el flotador. Ver figura 2.4-13 (b).

Al incrementarse la velocidad del flujo el flotador es arrastrado hacia arriba en donde el área del tubo es mayor, por lo que el incremento de velocidad no se traduce en un cambio de la caída de presión, sino en un cambio en la posición de éste dentro del tubo cónico. Para la nueva posición se alcanza el equilibrio de fuerzas, permaneciendo invariable la caída de presión ya que el área de conducción se ha incrementado. Cualquier cambio en la velocidad del flujo causa que el flotador suba o baje hasta encontrar una nueva condición de equilibrio: cada posición obtenida por el flotador corresponde solamente a un valor particular de la velocidad del flujo.

Recordando que el flujo en presencia de una obstrucción cumple con la ecuación

$$Q = C A \sqrt{2g_c (P_1 - P_2)}$$

si la caída de presión se mantiene constante, entonces el gasto es proporcional al área de conducción.

El tubo del medidor dispone de una escala lineal calibrada en unidades de flujo y la medición se obtiene de acuerdo a la posición del flotador.

En las aplicaciones donde el tubo debe ser de metal o cuando se requiere transmisión de la medición, la posición del flotador se detecta magnética o eléctricamente.

Aunque la medición se ve afectada considerablemente por la densidad y viscosidad del fluido, existen diversos diseños del flotador que permiten compensar el comportamiento del medidor contra esos factores.

Los rotámetros se fabrican en una amplia variedad de materiales y tamaños, desde 1/8 hasta 6 pulgadas (aunque raramente son usados en tamaños mayores a 2 pulgadas), con capacidad desde 2cc/min hasta 900 gpm.

Normalmente su exactitud es aproximadamente 2% de la escala, pudiendo mejorarse hasta 1% con calibración especial. Algunas características de los rotámetros son las siguientes: funcionamiento lineal, caída de presión constante y muy baja, pueden medir fluidos de densidad y viscosidad variables o corrosivos, la lectura indica el gasto directamente sin necesidad de accesorios.

#### C.- Medidor Electromagnético de Flujo.

Este instrumento mide el flujo volumétrico en base al principio electromagnético que indica que una fuerza electromotriz es inducida en un conductor cuando éste se mueve dentro de un campo magnético.

El dispositivo produce un campo magnético uniforme que se aplica sobre la tubería, el fluido representa al conductor que se mueve dentro del campo, resultando de estos factores un voltaje inducido en la masa del fluido. La tensión inducida esta dada por

$$E = B l u$$

dónde B - densidad de flujo magnético

l - longitud del conductor

u - velocidad del conductor

la longitud del conductor es proporcional al diámetro del tubo y la velocidad  $u$  es proporcional a la velocidad media del fluido. Para un medidor electromagnético de campo constante, el flujo volumétrico es directamente proporcional al voltaje inducido.

El voltaje generado se detecta por medio de un par de electrodos aislados situados perpendicularmente a la dirección del campo, ver figura 2.4-14.

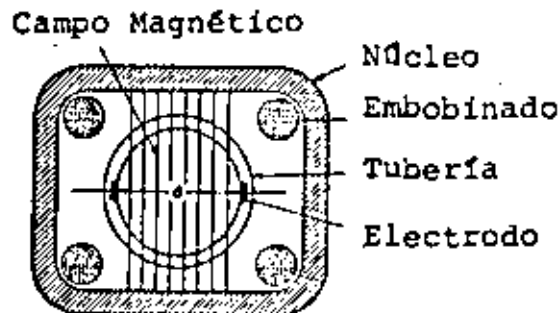


Fig. 2.4-14 Sección transversal de un medidor magnético de flujo.

El fluido medido debe tener una conductividad eléctrica mínima de  $50 \mu\text{V}/\text{cm}$ . Los medidores para fluidos de baja conductividad tienen electrodos de área amplia insertados en contacto con el fluido, su salida generalmente es baja y requiere amplificación.

En fluidos de alta conductividad los electrodos van colocados externamente y producen una salida suficientemente alta que puede utilizarse para obtener una lectura directa.

Los medidores magnéticos de flujo son preferentemente aplicados para medir metales en estado líquido. Entre otras de sus características destacan las siguientes: medición sin obstrucción al flujo, no es afectado por fluidos sucios o viscosos, la medición puede efectuarse en ambas direcciones

y tienen buena exactitud (1%).

D.- Medidor Ultrasónico de Flujo.

Los medidores ultrasónicos de flujo operan en base al principio físico que establece que la velocidad del sonido en un fluido en movimiento es igual a la velocidad del sonido en el fluido en reposo más la velocidad con que se mueve el fluido.

Existen dos métodos principales de medición ultrasónica:

- 1.- Medición por la diferencia de tiempo de viaje, en donde ondas sónicas son transmitidas en direcciones opuestas con respecto al flujo y al ser recibidas en los sensores del dispositivo manifiestan una diferencia en el tiempo de viaje, la cual es una medida de la velocidad del flujo. Ver figura 2.4-15.

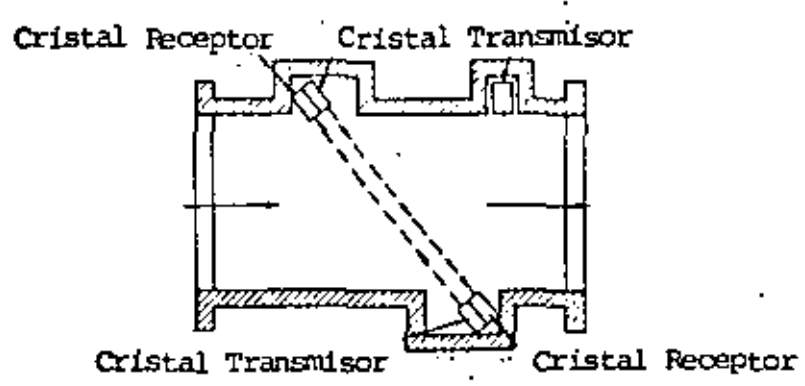


Fig. 2.4-15 Medidor de flujo ultrasónico.

La diferencia de tiempo se obtiene enviando simultáneamente pulsos en ambas direcciones. La velocidad del flujo hace que la emisión que viaja a contra corriente se atrase con respecto a la que viaja a favor de la corriente.

2.- Medición por efecto Doppler. En estos medidores se dispone de un transmisor-receptor que envía ondas sónicas hacia el flujo, éste las devuelve hacia el dispositivo nuevamente por la acción reflejante de impurezas o burbujas presentes en el medio. La medición se efectúa considerando el corrimiento en frecuencia de las ondas reflejadas, de acuerdo al efecto ondulatorio descrito por C. Doppler. El corrimiento de frecuencia en las ondas recibidas por el sensor del instrumento es proporcional a la velocidad del cuerpo que las ha reflejado y consecuentemente a la velocidad del flujo que transporta dicho cuerpo. En la figura 2.4-16 se muestra un medidor ultrasónico comercial tipo Doppler.

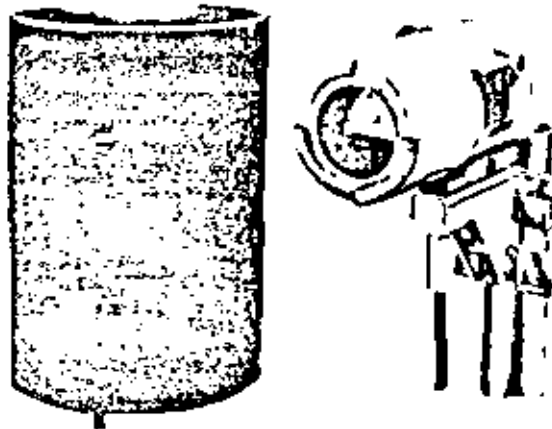


Fig. 2.4-16 Medidor de flujo tipo Doppler.

Algunas características destacadas de los medidores ultrasónicos son las siguientes: medición sin obstrucción al flujo, aplicación en líquidos, gases y sólidos, aplicación a cualquier tamaño de tubería, medición en ambas direcciones, exactitud del 1%, respuesta rápida (1  $\mu$ seg), y costo alto.

## 2.5.- Medición de Temperatura.

Una de las variables más importantes y comunes dentro de los procesos industriales es la temperatura, ya que se encuentra involucrada prácticamente dentro de todos ellos.

La temperatura se define como una medida del estado relativo de calor o frío. También se puede decir que es una manifestación del promedio de energía cinética de las moléculas de una sustancia debido a la presencia de calor. Existen diferentes escalas para la medición de temperatura, las cuales han sido definidas asignando un valor numérico arbitrario a diferentes puntos definiéndose la unidad de medición, grado, como la diferencia entre dos puntos fijos de la variable. A continuación definiremos las escalas de temperatura más aceptadas:

### - Escala de Celsius.

En esta escala, también llamada centígrada, el intervalo básico es de  $100^{\circ}$ , designándose  $0^{\circ}$  como el punto de congelación del agua y  $100^{\circ}$  como el punto de evaporación. El símbolo del grado de la escala Celsius es  $^{\circ}\text{C}$ .

### - Escala Fahrenheit.

G. Fahrenheit definió el punto de congelación del agua como  $32^{\circ}$  y el punto de ebullición como  $212^{\circ}$ , creando un intervalo básico de  $180^{\circ}$ . El símbolo de la escala Fahrenheit es  $^{\circ}\text{F}$ .

### - Escalas Absolutas.

En un esfuerzo por excluir de las escalas de temperatura todos aquellos factores que las hicieran dependientes, se decidió asignar un valor a una temperatura

determinada en vez de a la diferencia entre dos puntos. Se eligió la temperatura del punto triple del agua y se le asignó el valor de  $273.16^{\circ}$  absolutos. A esta escala se le denomina escala Kelvin y sus símbolo es  $^{\circ}\text{K}$ .

También existe una escala absoluta relacionada a la de Fahrenheit, llamada escala Rankine. En esta escala se asignó un valor de  $491.69^{\circ}$  a la temperatura del punto triple del agua. El símbolo de la escala es  $^{\circ}\text{R}$ .

En este tema se estudiarán aquellos elementos sensores de temperatura que de alguna manera son capaces de generar una señal (eléctrica, hidráulica o mecánica) que pueda ser medida a distancia, para incorporarse al lazo de control. Los elementos que se tratarán son los siguientes:

**A.- Medición de Temperatura por efectos mecánicos .**

Sistemas termales llenos.

**B.- Medición de Temperatura por efectos eléctricos.**

**B1.- Elementos termoresistivos.**

Termómetros de resistencia.

Termistores.

**B2.- Elementos Termoeléctricos.**

Termopares.

Sensores por Radiación.

**AA- Medición por efectos mecánicos.**

Sistemas termales llenos.

Los sistemas termales llenos están contruidos básicamente, por una unidad cerrada bajo presión, un capilar flexible conectado a un tubo y un resorte helicoidal sensitivo a la presión, el cual actúa un mecanismo de transmisión o un elemento indicador. El resorte sensor a la presión es un tubo de Bourdon. El fluido que se encuentra en la unidad cerrada (bulbo) se expande con los incrementos de temperatura.



incrementando la presión, causando que el tubo de Bourdon accione.

El fluido utilizado para llenar los sistemas puede ser vapor, gas, mercurio u otro líquido. La tabla 2.5-I muestra algunos de los principios de operación de los sistemas termales, con los diferentes fluidos utilizados, mencionando algunas de sus principales características.

Para seleccionar un sistema termal deben considerarse las siguientes clases:

- Clase II.- Presión de vapor.
- Clase IB.- Expansión de líquido, caja compensada.
- Clase IA.- Expansión de líquido, totalmente compensado.
- Clase IIIB.- Presión de gas.

La clase II es la más simple y barata, tiene una respuesta rápida y los cambios de temperatura en la caja y elementos no afectan la exactitud por lo que no es necesario utilizar un compensador. Dentro de esta clase existen las siguientes subdivisiones:

Clase IIA.- La temperatura del bulbo está siempre sobre la temperatura del resto del sistema.

Clase IIB.- La temperatura del bulbo está abajo del resto del sistema.

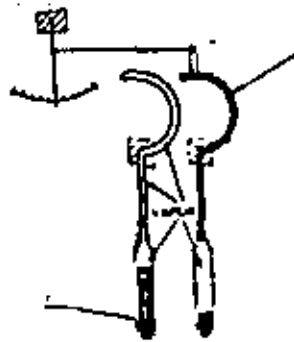
Clase IIC.- La temperatura del bulbo puede estar arriba o abajo de la temperatura del resto del sistema.

Tabla 2.5-I.- Comparación de Sistemas Termales Llenos.

Principio de Operación	EXPANSION DE LIQUIDO			PRESION	
	V Mercurio	1-B Monolex	1-A Ducalex	II Vapor	III Gas
Clasificación SAMA * Tipo					
Medio de Actuación	Mercurio	Líquido Orgánico ( Hidro - Carbon )		Líquido Orgánico	Gas Inerte.
Límite Inferior de Temperatura	-39°C	-87°C	-87°C	-40°C	-240°C
Límite Superior de Temperatura	649°C comprimido; 315°C sin comprimir	+260°C	+260°C	315°C	538°C
Gama Mayor	649°C	Líneal hasta 138°C No líneal hasta 192°C		138°C	538°C
Gama Menor	25°C	30°C	30°C	50°C	60°C
Límite Superior para la gama menor	+288°C	+260°C	+260°C	+288°C	+38°C
La gama está determinada por:	Tamaño del Bulbo	Tamaño del Bulbo	Tamaño del Bulbo	Medio de Actuación y Bourdon	Presión del medio de actuación
Escala	Líneal	Líneal	Líneal	Líneal	Líneal
Máxima longitud del capilar	63.5 cm no compensado 508 cm compensado	38 cm	508 cm	508 cm	508 cm
Tipo de Compensación por temperatura en el capilar.	Mediante un alambre de Invar.	Ninguna	Doble Bourdon	Ninguna	Ninguna
Tipo de Compensación en la caja	Tira Bimetálica	Tira Bimetálica	Doble Bourdon	Generalmente no es necesaria	Tira Bimetálica
Elevación del bulbo sobre o bajo la caja	Debe especificarse Si está a más de 76 cm abajo ó 152 cm arriba	No afecta	No afecta	Se corrige durante la calibración	No afecta
Capacidad de sobre-rango, en % de la gama	100%	100%	Varía con la longitud del capilar hasta un máximo de 120%	Generalmente pequeño	Depende de la gama y del rango. Hasta 300%

\* Sociedad de Fabricantes de Aparatos Científicos.

Posición del líquido cuando la temperatura del bulbo es mayor que la temperatura del resto del sistema.



Posición del líquido cuando la temperatura del bulbo es menor que la temperatura del resto del sistema.

Fig.- 2.5-1, Medición sobre y bajo de la temperatura del Sistema.

Las clases IA y IB, sistemas llenos de líquido, son los sistemas más pequeños con la ventaja de utilizar escalas lineales. Son recomendados particularmente para medir temperaturas cercanas a la ambiente, además permiten gamas muy estrechas.

La clase IA, la cual es totalmente compensada, es de precisión más alta que la clase II, pero son sistemas más caros. La clase IB, que no es totalmente compensada, tiene la limitación de que la temperatura en la caja y a lo largo del tubo debe ser siempre la misma o de lo contrario se introducirían errores en la lectura.

En la clase IIIB el volumen del bulbo debe ser mucho mayor que los volúmenes combinados del capilar y del tubo y los cambios de temperatura ambiente a lo largo del tubo y en la caja sólo deben causar cambios de presión despreciables en el sistema. De esto se intuye que se requieren bulbos de gran volumen, pero afortunadamente existen muchas aplicaciones que no están limitadas por el espacio. Estos sistemas siguen la ley de los gases perfectos:

44

$$T_{\text{abs}} = K P V$$

Entonces si el volumen es constante y el gas es ideal la presión en el sistema es proporcional a la temperatura, pero el volumen no es constante ya que varía con las deflexiones del Bourdon y ningún gas es ideal.

Los gases más cercanos a la perfección son el helio y el hidrógeno, pero tienden a transpirar a través de los poros de los sistemas metálicos. Algunas veces se usa helio, pero el gas más comúnmente utilizado es el nitrógeno, que a pesar de no ser un gas perfecto permite la utilización de escalas graduadas uniformemente.

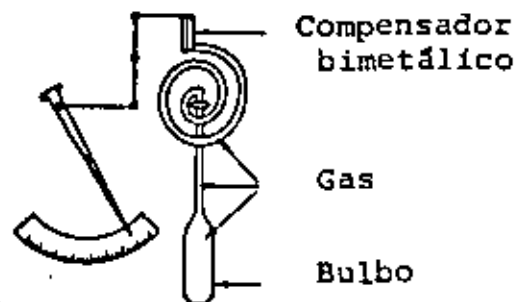


Fig. 2.5-2 Sistema Compensado.

B.- Medición por efectos eléctricos.

B1.- Elementos termoresistivos.

El principio básico de operación de los elementos termoresistivos consiste en el hecho de que la resistencia de los metales y materiales semiconductores varía con la temperatura y esta variación es reproducible a altos grados de exactitud.

La relación de las variaciones de la resistencia de acuerdo a la temperatura se expresa mediante la siguiente ecuación.

$$R_T = R_0 (1 + aT + bT^2 + cT^3 + \dots)$$

donde  $R_0$  - resistencia a la temperatura de referencia (normalmente el punto de congelación del agua), en ohms.

$R_T$  - resistencia a la temperatura T, en ohms.

a - coeficiente de variación de resistencia con respecto a la temperatura,  $\text{ohm}/^\circ\text{C}$ .

b, c - coeficientes calculados en base a dos o más puntos de resistencia a temperaturas conocidas.

La mayoría de los metales presentan coeficientes de temperatura positivos, dando incrementos en su resistencia a incrementos en la temperatura, mientras que la mayoría de los elementos semiconductores presentan coeficientes negativos.

Para la fabricación de elementos termoresistivos de metal (termómetros de resistencia) se cuenta con muy pocos de ellos ya que deben de cumplir con características muy específicas como es el tener una extrema estabilidad en la relación resistencia-temperatura, de tal manera que ni el valor  $R_0$  ni los coeficientes a, b y c cambien con los repetidos calentamientos y enfriamientos a que estarán expuestos, además la resistencia específica del material, en  $\text{ohm}/\text{cm}^3$ , debe tener tal valor que permita la fabricación de elementos de tamaño práctico. Debe ser fácilmente localizable en estado puro y permanecer puro durante su

uso ( ser resistente a la corrosión ). Debe ser lo suficientemente dúctil para permitir la fabricación de hilo fino y además ser comercialmente accesible. A continuación mencionamos algunos de los materiales para fabricación de termómetros de resistencia, así como sus características más importantes.

**Platino.**- Tiene una razonable alta resistividad y un coeficiente resistivo relativamente grande. Es un metal noble y su resistencia varía casi linealmente con la temperatura. Aunque es caro, de hecho es el material más usado para la fabricación de termómetros de resistencia.

**Níquel.**- Es muy usado debido a su bajo costo y alto coeficiente de temperatura, pero es difícil de obtener con alta pureza y es susceptible a la contaminación. Pierde su linealidad sobre los 300°C, por lo que no se puede usar más allá de este límite.

**Cobre.**- Tiene la relación resistencia temperatura más lineal de todas las conocidas, es barato y se le consigue fácilmente, pero debido a su baja resistividad se requiere fabricar detectores de gran tamaño, se oxida rápidamente y tiene una pobre estabilidad y reproducibilidad.

Para conectar los termómetros de resistencia a los instrumentos de medición se utiliza alambre de cobre, el cual da un buen enlace entre ellos pero a la vez representa una resistencia en serie con el sensor, la cual es necesario compensar. Para realizar estas compensaciones se utilizan las configuraciones de tres y cuatro hilos, en las cuales se utilizan hilos extras para balancear los instrumentos de medición.

Para proteger los elementos termoresistivos de los ataques atmosféricos en aplicaciones industriales se utilizan termopozos. Ver figura 2.5-3.

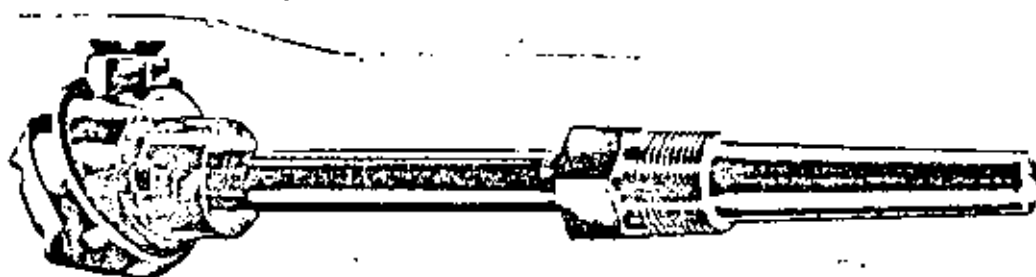


Fig. 2.5-3 Elemento Termoresistivo.

Dentro de la clasificación de elementos termoresistivos se encuentran los termistores, que son dispositivos hechos de material semiconductor con alto coeficiente de temperatura. La relación resistencia temperatura está determinada por la siguiente expresión, que es válida para casi todos los termistores.

$$R_T = R_0 \exp B \left( \frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)$$

donde  $R_0$  - valor de resistencia a la temperatura de referencia, ( $T_0$ ), en ohms.

$R_T$  - resistencia a la temperatura  $T$ , en ohms.

$B$  - constante sobre el rango de temperatura. Depende del proceso de construcción y está dado por

$$B = \frac{E}{K}$$

$E$  - nivel energético, en electrón-volt.

$K$  - constante de Boltzman ( $8.625 \times 10^{-5}$  eV/o<sub>K</sub>)

Las temperaturas de referencia y de medición deberán ser absolutas (escala Kelvin).

La aplicación de los termistores sigue los mismos lineamientos que el resto de los elementos termoresistivos. Aunque muchas de las aplicaciones de los termistores están limitadas a los laboratorios, su uso en aplicaciones industriales se está incrementando, principalmente en técnicas avanzadas de control.

## B2.- Elementos termoeléctricos.

### Termopares.

Los termopares son, prácticamente, los elementos más usados para hacer mediciones de temperatura en la industria debido a que son capaces, en sus diferentes aleaciones, de medir desde temperaturas muy bajas, aproximadamente  $-200\text{ }^{\circ}\text{C}$ , hasta temperaturas muy altas, más de  $+1800\text{ }^{\circ}\text{C}$ , por lo que cubren todos los rangos de trabajo existentes.

La teoría de los termopares está basada en los siguientes principios y leyes:

Principio de Seebeck.- T. J. Seebeck descubrió que si se forma un lazo con dos metales diferentes, como el mostrado en la figura 2.5-4 y cada uno de los extremos o juntas se encuentra a una temperatura diferente se genera una fuerza electromotriz y su magnitud es proporcional a la diferencia entre las temperaturas de las dos juntas.



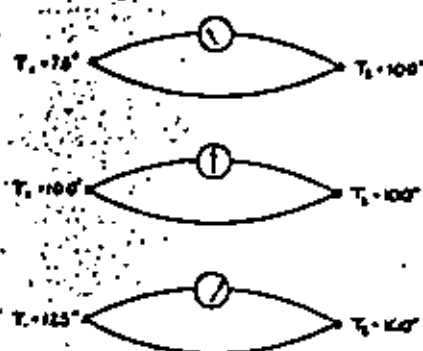


Fig. 2.5-4. Efecto Seebeck.

**Principio de Peltier.**- Cuando una corriente fluye a través de un lazo termoeléctrico una de las juntas absorberá calor mientras que la otra lo liberará.

**Principio Thompson.**- Sir William Thompson, más tarde Lord Kelvin, descubrió que cuando un material metálico es conectado a una fuente externa de fem y existe un gradiente de temperatura a través del conductor, el flujo de corriente causará un incremento de temperatura en una de las juntas y un decremento en la otra.

Los tres efectos anteriores dieron origen a las leyes en que está basada la tecnología de mediciones termoeléctricas:

- 1.- Ley de los circuitos homogéneos. No se puede mantener una corriente eléctrica en un circuito construido por un solo metal homogéneo por la sola aplicación de calor.
- 2.- Ley de los metales intermedios.- La suma algebraica de las fuerzas termoelectromotrices en un circuito compuesto por cualquier número de materiales disímiles es cero, si todo el circuito está a una temperatura uniforme.

3.- Ley de las temperaturas intermedias. Si dos metales disímiles homogéneos producen una fem térmica  $E_1$ , cuando las juntas están a temperatura  $T_1$  y  $T_2$  y una fem térmica  $E_2$  cuando están a  $T_2$  y  $T_3$ , la fem generada, cuando las juntas están a  $T_1$  y  $T_3$ , sería

$$E_3 = E_1 + E_2$$

como se muestra en la figura 2.5-5 .

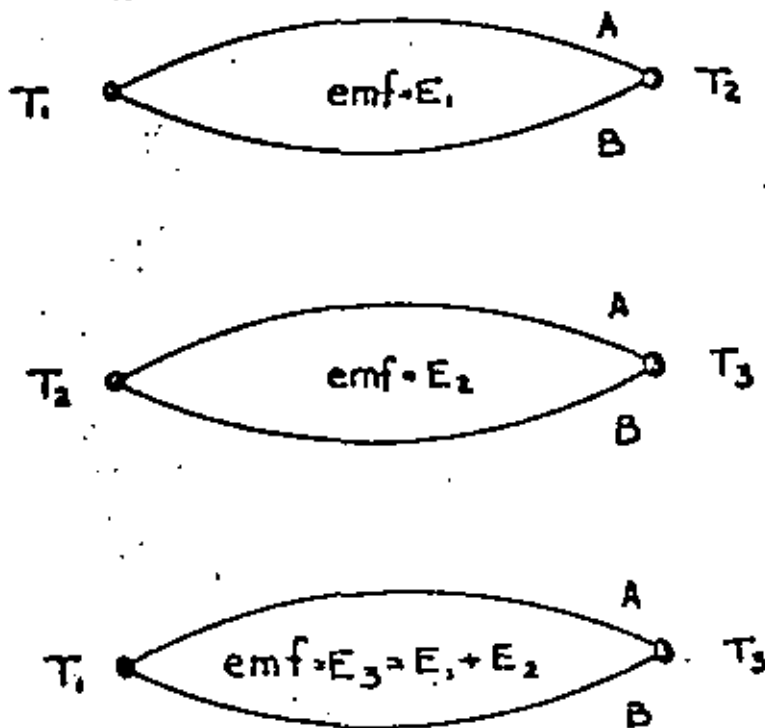


Fig. 2.5-5 | Ley de las temperaturas intermedias.

La tabla 2.5-II muestra algunas de las aleaciones más comunmente usadas para la fabricación de termopares, así como su nomenclatura y rango recomendado de operación.



Tipo ANSI	Elemento Positivo	Elemento Negativo	Rango Util	
			°F	°C
B	Platino 30% rodio	Platino 6% rodio	1600 - 3100	870 - 1700
E	Originalmente Cromel	Constantano	32* - 1600	0 - 870
J	Hierro	Constantano	32 - 1400	0 - 760
K	Originalmente Cromel	Originalmente Alumel.	32* - 2300	0 - 1260
R	Platino 13% rodio	Platino	32 - 2700	0 - 1480
S	Platino 10% rodio	Platino	32 - 2700	0 - 1480
T	Cobre	Constantano	- 300 a + 700	-180 a + 370

\* Puede ser usado a - 400°F (-240°C), pero los límites de error no están establecidos para rangos de subcero.

Tabla 2.5-II; Rango de Aplicación de los Termopares.

La adecuada selección de un termopar depende de diversos factores. Algunos de los más importantes son:

**Rango de trabajo.**- Como se mencionó anteriormente existen diferentes aleaciones para la construcción de termopares y cada uno de ellos se recomienda para usarse en un determinado rango de operación, debido a la certeza en la generación de milivoltaje que se tendrá dentro de esos rangos. Fuera de ellos la incertidumbre en la cantidad de milivoltaje generado por grado será mayor.

**Selección de acuerdo a la atmósfera.**- Debe tenerse muy en cuenta que tipo de atmósfera existirá en el punto en el que el termopar estará trabajando. La tabla 2.5-III menciona los efectos de la atmósfera en los diferentes tipos de termopares.

**Selección de acuerdo al tamaño del cable.**- Es muy importante considerar la velocidad de respuesta que se desea tener a los cambios de temperatura. Si se tiene un alambre de diámetro

Tipo de Tempopar	Influencias de la Temperatura y gases de la atmósfera *
B, R, S	1.- Muy buena resistencia a la oxidación. 2.- Pobre resistencia a atmósferas reductoras. 3.- El platino se corroe fácilmente sobre 1000°C. Deben usarse tubos de cerámica. No deben usarse tubos metálicos.
K	1.- Buena resistencia a la oxidación. 2.- Pobre resistencia a atmosferas reductoras. 3.- Se ve afectado por gases de azufre, sulfurosos o reductores.
J	1.- Las atmósferas oxidantes y reductoras tienen poco efecto sobre su exactitud. Es preferentemente usado en atmósferas secas. 2.- Buena resistencia a la oxidación hasta + 400°C, pero pobre sobre los + 700°C. 3.- Buena resistencia a atmósferas reductoras hasta + 400°C. 4.- Debe protegerse del oxígeno y del azufre.
T	1.- Resistente a la corrosión en atmósferas húmedas. 2.- Buena resistencia a atmósferas oxidantes. 3.- Buena resistencia en atmósferas reductoras. 4.- Requiere protección a los humos ácidos.
E	1.- El cromel es atacado por atmósferas sulfurosas. 2.- Buena resistencia a la oxidación. 3.- Buena resistencia en atmósferas reductoras.

\* Una atmósfera oxidante principalmente ataca oxidando los elementos del metal base de los tempopares. El efecto de una atmósfera reductora ( $\text{CO}$ ,  $\text{H}_2$ ) en los tipos B, R y S es el de reducir parcialmente los refractarios con los que están en contacto los alambres del tempopar, para en seguida atacar el tempopar mediante el producto de la reducción, frecuente illicio.

muy pequeño la velocidad de respuesta será muy rápida, pero los efectos de corrosión se presentarán también más rápidamente que si se tuvieran alambres gruesos, los que responden en forma más lenta. Este factor es muy importante, principalmente si los termopares se utilizan desnudos.

**Selección de acuerdo al costo.**- El costo de los termopares es función directa del tipo de material que se emplee para su construcción. Así por ejemplo los termopares contruidos con cromel-alumel costarán el doble que los contruidos con cobre-constantano o hierro-constantano y los que están contruidos con platino-rodio costarán mucho más que cualquiera de los anteriores.

Es muy común encontrar en la industria que el punto donde se desea realizar la medición está muy alejado del punto donde se encuentra el instrumento de medición, por lo que es necesario utilizar algún tipo de cable para conectar los dos elementos... La primera solución en que se piensa es en utilizar cable termopar para llevar la señal desde una caja terminal cercana al punto de medición hasta el punto donde está el instrumento. Esto solo será posible si todas las uniones se encuentra exactamente a la misma temperatura, ya que de no ser así se crearían puntos de generación de fem térmica, introduciendo errores en la medición.

Una solución sería poner un segundo termopar midiendo la temperatura de la caja terminal y conectarlo en serie con el primer termopar para de esta manera eliminar el error generado, pero la solución más conveniente es utilizar un cable de extensión que genere la cantidad de milivoltaje necesaria para compensar los cambios de temperatura en la terminal de conexión remota y en la tablilla de conexiones del instrumento de medición. La tabla 2.5-IV muestra el tipo de cable de extensión que se recomienda utilizar para cada tipo de termopar.

T E R M O P A R	ALAMBRE DE EXTENSION
Cobre - Constantano	Cobre - Constantano
Hierro - Constantano	Hierro - Constantano
Cromel - Alumel	Cromel - Alumel Hierro - Cuproniquel Cobre - Constantano
Cromel - Constantano	Cromel - Constantano
Pt. - Pt., 10% Rodio Pt. - Pt., 13% Rodio	Cobre - Aleación 11

Tabla 2.5-IV. Uso de Cables de extensión.

Cuando se desea dar una mayor protección al termopar o a cualquier otro elemento de medición de temperatura, se utilizan los tubos de protección o termopozos, los cuales los protegen de la corrosión, contaminación, presión, efectos eléctricos, etc., además permite retirar los sensores, para reparación o calibración, sin interrumpir el proceso.

El material de construcción de los termopozos depende básicamente de su aplicación y van desde los construidos con acero inoxidable, bronce, aluminio, hasta cerámicos y termopozos con estructura metálica y superficies expuestas cubiertas de vidrio, tantalio, plomo o algún otro material.

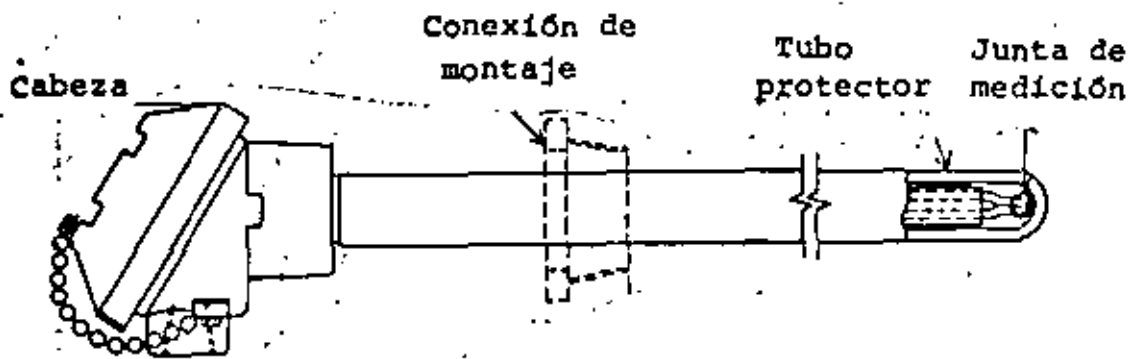


Fig. 2.5-6 Termopar.

Elementos sensores por radiación.

El objetivo inicial de los sensores de temperatura por radiación era exclusivamente determinar la temperatura solar. El primer pirómetro de este tipo fué creado por Pouillet y usaba la ley de Dulong y Petit:

$$J = aT^4$$

donde J - es la energía total recibida

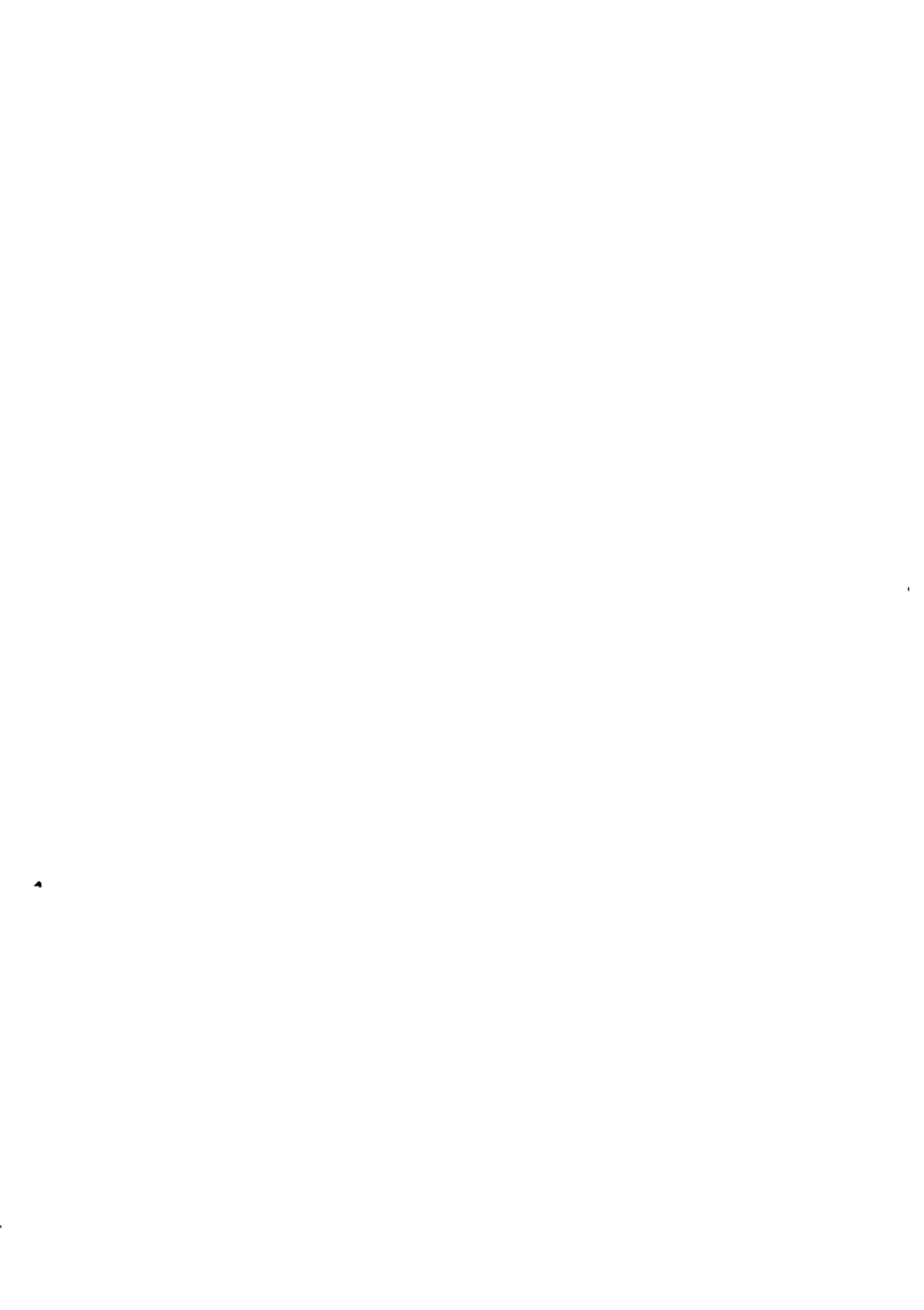
a - constante del aparato

T - temperatura de la fuente.

Con esta ley se determinó una temperatura solar de 1300°C.

No fué sino hasta la formulación de la ley de la cuarta potencia para la radiación total de un cuerpo negro, por Stefan y su derivación teórica de Boltzmann, que se aplicaron satisfactoriamente los métodos de radiación. La ley de Stefan-Boltzmann establece que la radiación total por unidad de área y por segundo de un cuerpo negro (un cuerpo con emisividad unitaria) es proporcional a la cuarta potencia de su temperatura absoluta:





$$W = \sigma T^4$$

donde  $W$  - flujo radiante por unidad de área.

$\sigma$  - constante de Stefan-Boltzmann

$T$  - temperatura absoluta en grados Kelvin

Una consecuencia de esta ley es que si un cuerpo negro de área  $A$  a una temperatura  $T$  es colocado en un depósito con las paredes a una temperatura  $T_0$ , perderá por radiación una cantidad de energía por segundo dada por:

$$U = \sigma A (T^4 - T_0^4)$$

Se ha encontrado que el valor de la constante de Stefan-Boltzmann es  $5.6699 \times 10^{-12}$  watt/cm<sup>2</sup> (°K)<sup>4</sup>.

Como una consecuencia de la relación entre la temperatura de un cuerpo negro y la energía que radia es posible, medir la temperatura de una fuente midiendo la intensidad de la radiación que emite.

Prácticamente la energía que reciben los sensores no proviene de cuerpos negros, por lo que la ley de Stefan-Boltzmann no se cumple. La energía absorbida por un sensor es  $E = \sigma T^n$ , donde  $n$  es mayor que cuatro y crece mientras  $T$  disminuye. Esto es consecuencia de la absorción selectiva de radiación por la atmósfera, lentes, espejos y el sensor mismo, por lo que es necesario medir la fuente a varias temperatura conocidas para establecer una relación empírica entre  $T$  y la señal que generará el elemento sensor, para de esta manera hacer mediciones útiles.

Los pirómetros de radiación más comúnmente usados son:

- Pirómetro de banda ancha o radiación total. Es el más simple y barato de los pirómetros de radiación. Las unidades comerciales responden a la radiación desde  $0.3 \mu\text{m}$  de longitud de onda hasta una longitud de corte que va de  $2.5$  a  $20 \mu\text{m}$ , dependiendo del material empleado en los lentes.



Son llamados de radiación total porque en las aplicaciones típicas la mayor parte de la radiación emitida por el blanco u objeto es de la longitud de onda a la cual el elemento es sensitivo.

- Pirómetros de brillantez. Miden la intensidad de la radiación en una región espectral estrecha del rango visible.
- Pirómetros paso banda. En este tipo de pirómetros se selecciona la banda de respuesta espectral seleccionando las características del detector, interponiendo filtros infrarrojos en el sistema óptico del sensor, para obtener la banda de longitud de onda deseada. Una aplicación típica es en la industria del vidrio, el cual es opaco y tiene emisiones fuertes en la banda de 5 a  $7\mu\text{m}$  pero fuera de ella sus emisiones son débiles.
- Pirómetros de relación. Miden la energía en dos bandas, la del espectro infrarrojo y la del espectro visible y calculan la temperatura basados en la relación de las energías medidas. Son muy aplicados en atmósferas sucias ya que los cambios en la vía de conducción tienen el mismo efecto, porcentualmente, en la energía en ambas bandas, no alterándose la lectura de temperatura.

Los elementos sensores empleados en los pirómetros de radiación son elementos que convierten la energía térmica en una señal eléctrica. Están contruidos por un sistema óptico que colecta la radiación del blanco y la enfoca en el detector mismo. Los detectores pueden ser agrupados en dos clases:

- Detectores térmicos. Producen una salida debido a que absorben energía y cambian su propia temperatura.



- Detectores fotónicos. Producen una salida debido a que la energía térmica crea cargas eléctricas en el cuerpo del detector.

Las termopilas son los detectores térmicos más comunes y están construidas por un gran número de junturas de termopar conectadas en serie, como se muestra en la figura 2.5-7 .

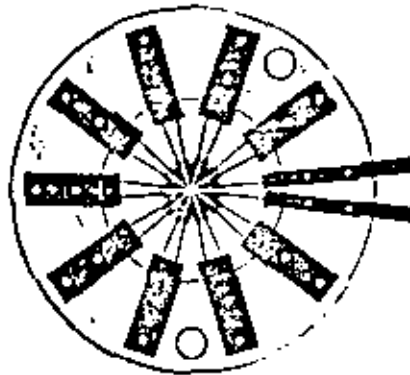


Fig.- 2.5-7 Termopila.

En ellas la radiación incidente calienta las junturas de medición mientras que las junturas de referencia permanecen a la temperatura del medio que las rodea. La fem generada por la termopila es una medida de la temperatura en las junturas de medición. Cuando la radiación de una fuente a una temperatura constante es enfocada en el receptor (la termopila) se absorbe la energía de acuerdo a una relación constante  $E_r$ , la cual es función de la temperatura de la fuente, de la cantidad de radiación absorbida en el camino de la fuente al detector y del hecho de que el receptor no absorbe el total de la radiación sino que una cantidad de ella se refleja.



Otro tipo de sensores son los detectores bolométricos, en los cuales la resistencia cambia de acuerdo a la radiación que reciben, pero los detectores térmicos más comunes son las termopilas, debido a que su generación de fem está bien controlada, se les puede proteger de la contaminación y no requieren de fuente de poder externa.

Los detectores fotoeléctricos son elementos semiconductores que pueden ser de tres tipos distintos:

- Celdas fotoconductoras, en las cuales se producen cambios de resistencia debido a la radiación incidente. A este tipo de sensores tradicionalmente se les ha dado una aplicación diferente a la piro-metría de radiación. Celdas construidas con selenito de cadmio o alambres de sulfuro y selenito han sido usadas en aplicaciones como interruptores electrónicos y otras similares.
- Celdas fotovoltaicas, las cuales producen una salida de voltaje en función de la radiación incidente. Son muy utilizadas en las porciones visibles y de onda corta del espectro, pero sus aplicaciones prácticas están muy limitadas, como a las aplicaciones de tipo espacial.
- Celdas fotoelectromagnéticas. Generan un voltaje cuando se les coloca dentro de un campo magnético.

Todos estos tipos de celdas tienen la ventaja de no necesitar una fuente de polarización para su utilización.







**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA  
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

**INSTRUMENTACION ELECTRONICA**

**3.1.2. FILTROS ANALOGICOS**

**ING. JAVIER VALENCIA FIGUEROA**

**MARZO, 1984**

FILTRADO DE ONDAS ELECTRICAS  
(DE SEÑALES ANALOGICAS).

TEMARIO.

- I.- DEFINICIÓN DE INSTRUMENTACION .
  - II.- DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN INSTRUMENTO EN GENERAL.
  - III.- DEFINICION DE FILTRO IDEAL.
  - IV.- CLASIFICACION DE FILTRO REAL.
  - V.- NOTAS HISTORICAS DEL FILTRADO DE ONDAS ELECTRICAS.
  - VI.- METODOS DE APROXIMACION.
  - VII.- PLANTILLAS DE DISEÑO.
  - VIII.- UN METODO PARA LA SINTESIS DE FILTROS ANALOGICOS PASA BAJAS (ALL-POLE)
  - IX.- HARDWARE PARA FILTROS ANALOGICOS.
  - X.- CASOS PRACTICOS.
- TABLAS Y ARTICULOS
- BIBLIOGRAFIA.

## I. DEFINICION DE INSTRUMENTACION.

DEF. 1.- ES UN MAPEO DE UNA VARIABLE O UN CONJUNTO, DE UN PROCESO FISICO-QUIMICO, A UN DOMINIO EN EL QUE PUEDA SER OBSERVADO.

## II. DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN INSTRUMENTO EN GENERAL.

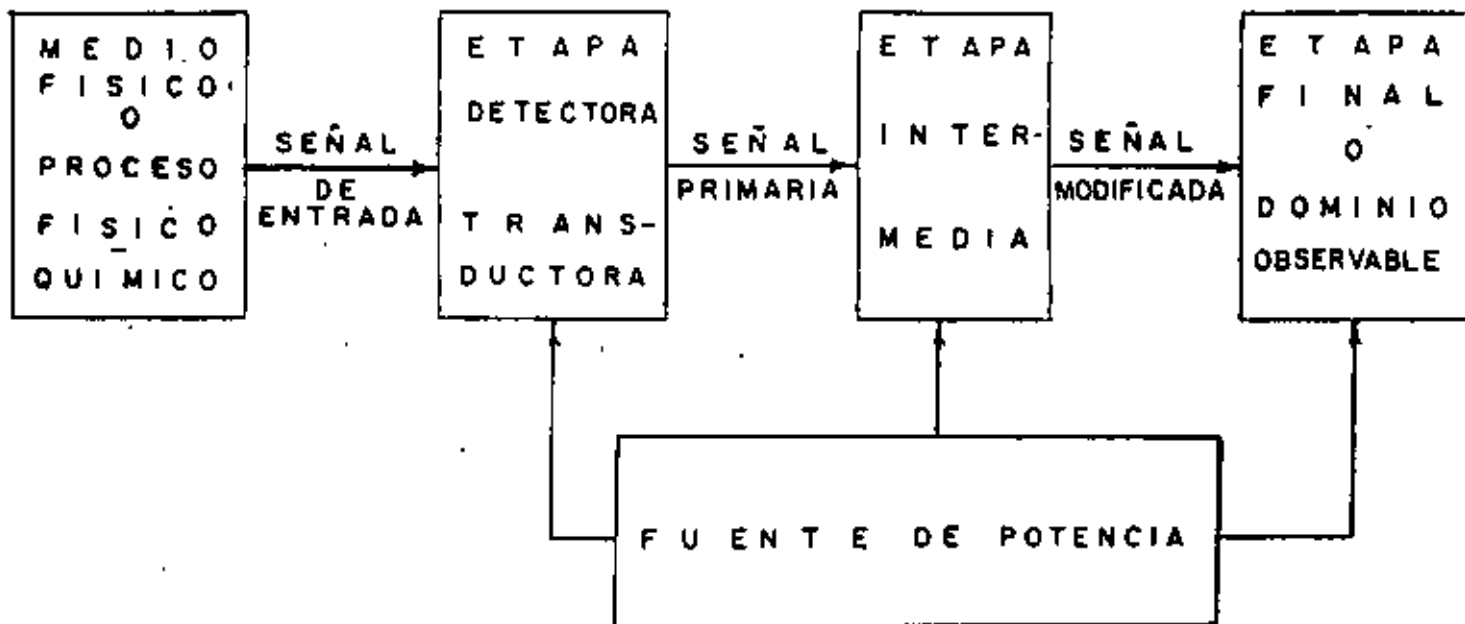


FIG. # 1

EN LA FIG. # 1 SE OBSERVAN LAS DIFERENTES PARTES QUE FORMAN UN INSTRUMENTO EN GENERAL, LA FINALIDAD DE LA ETAPA INTERMEDIA ES PROCESAR LA SEÑAL PRIMARIA, PARA ADECUARLA AL DOMINIO OBSERVABLE; EN ESTA ETAPA PUEDE EXISTIR REALIMENTACION ENTRE LOS DISPOSITIVOS QUE LA FORMAN.

¿ CON QUE PROCESA LA SEÑAL PRIMARIA?

SOLUCION:

CON, AMPLIFICADORES,  
CONVERTIDORES A/D Y D/A,  
OSCILADORES,  
MEMORIAS,  
MICROPROCESADORES,  
" FILTROS ",  
INTEGRADORES,  
CIRCUITOS DIGITALES, etc.

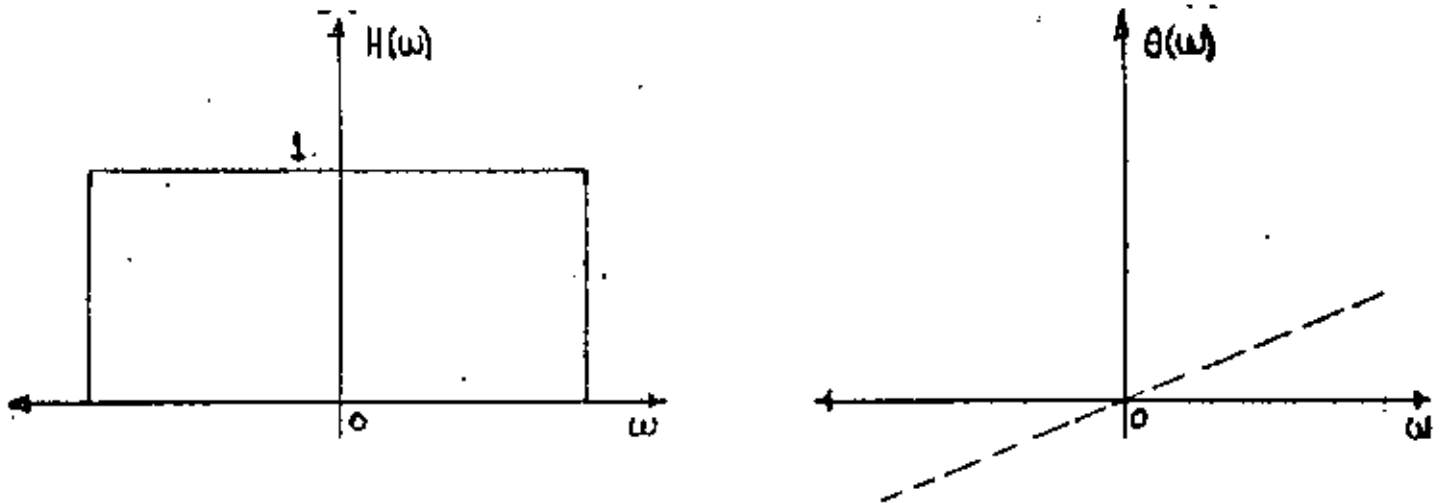
EN LOS ANEXOS SE PUEDEN OBSERVAR LOS ARTICULOS TITULADOS, INSTRUMENTACION -- PARA USO GENERAL, OSCILOSCOPIOS, GENERADORES DE FUNCIONES, CONTADORES Y MULTIMETROS EN LOS QUE SE OBSERVAN LAS DIFERENTES ETAPAS DE ESTOS INSTRUMENTOS.

## III. FILTRO IDEAL.

LA DEFINICION DE UN FILTRO IDEAL PUEDE DARSE EN EL DOMINIO DEL TIEMPO O LA FRECUENCIA, NOSOTROS LO DEFINIREMOS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA.

DEF. 2.- UN FILTRO IDEAL ES UN SUBSISTEMA QUE TRANSMITE SIN DISTORSION TODAS LAS FRECUENCIAS EN CIERTA BANDA, (LLAMADA BANDA PASANTE), SU ESPECTRO DE AMPLITUD EN LA BANDA ES CONSTANTE Y EL ESPECTRO DE FASE ES LINEAL EN DICHA BANDA. EN LA FIG. 2 SE MUESTRA ESTAS CARACTERISTICAS.

FIG # 2 (a) ESPECTRO DE AMPLITUD DEL FILTRO IDEAL.  
(b) ESPECTRO DE FASE DEL FILTRO IDEAL.



LOS FILTROS IDEALES SE PUEDEN CLASIFICAR EN; FILTROS PASA BAJAS, FILTROS PASA ALTAS, FILTROS PASA BANDA Y FILTRO PASA TODAS O RETARDADOR.

### III.1 FILTRO PASA BAJAS IDEAL.

ESTE FILTRO TIENE LA PARTICULARIDAD DE PERMITIR EL PASO DE FRECUENCIAS DE CERO HERTZ (CORRIENTE DIRECTA) HASTA UNA FRECUENCIA DETERMINADA LLAMADA FRECUENCIA DE CORTE ( $\omega_c$ ), A PARTIR DE ESTE VALOR DE FRECUENCIA EL ESPECTRO DE AMPLITUD ES CERO (BANDA DE RECHAZO), EL ESPECTRO DE FASE EN LA BANDA PASANTE ES LINEAL, VER FIGURA # 3.

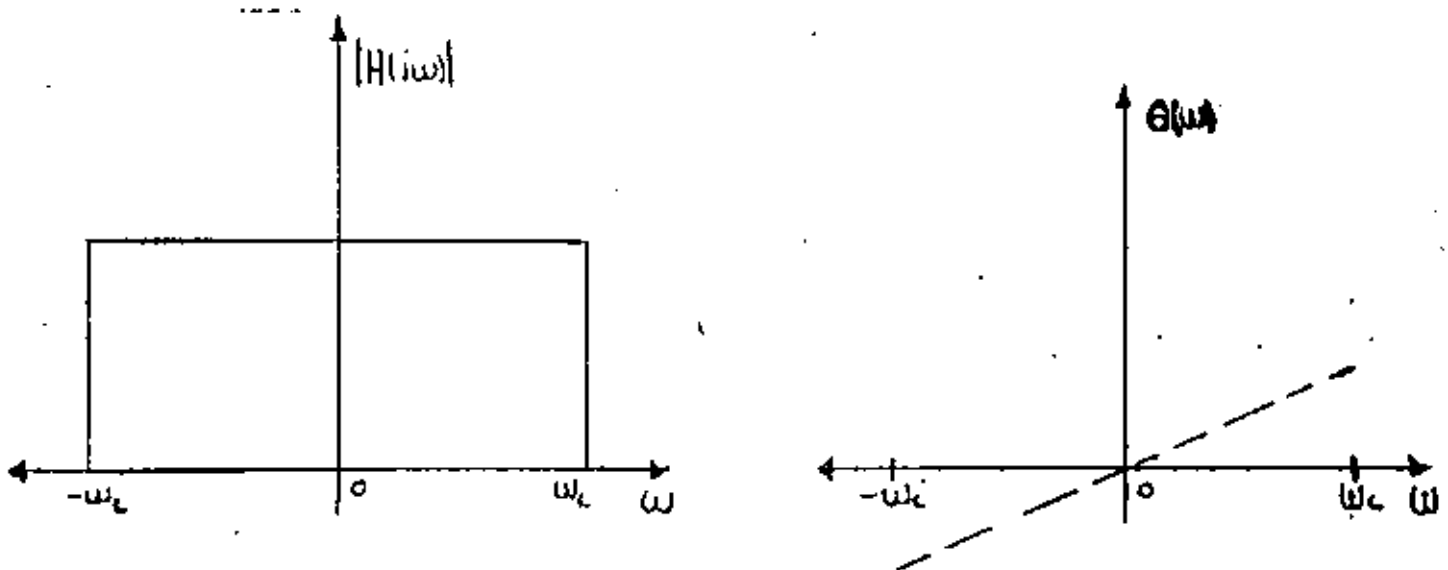


FIGURA # 3 (a) ESPECTRO DE AMPLITUD DEL FILTRO PASA BAJAS IDEAL.  
(b) ESPECTRO DE FASE DEL FILTRO PASA BAJAS IDEAL.

### III. 2 FILTRO PASA ALTAS IDEAL.

ESTE FILTRO PRESENTA PROPIEDADES INVERSAS AL ANTERIOR, MAXIMO ESPECTRO DE AMPLITUD PARA FRECUENCIAS MAYORES A LA FRECUENCIA DE CORTE, Y CERO ESPECTRO DE AMPLITUD PARA FRECUENCIAS MENORES QUE LA DE CORTE, SU ESPECTRO DE FASE ES LINEAL EN LA BANDA DE PASO, VER FIGURA # 4.

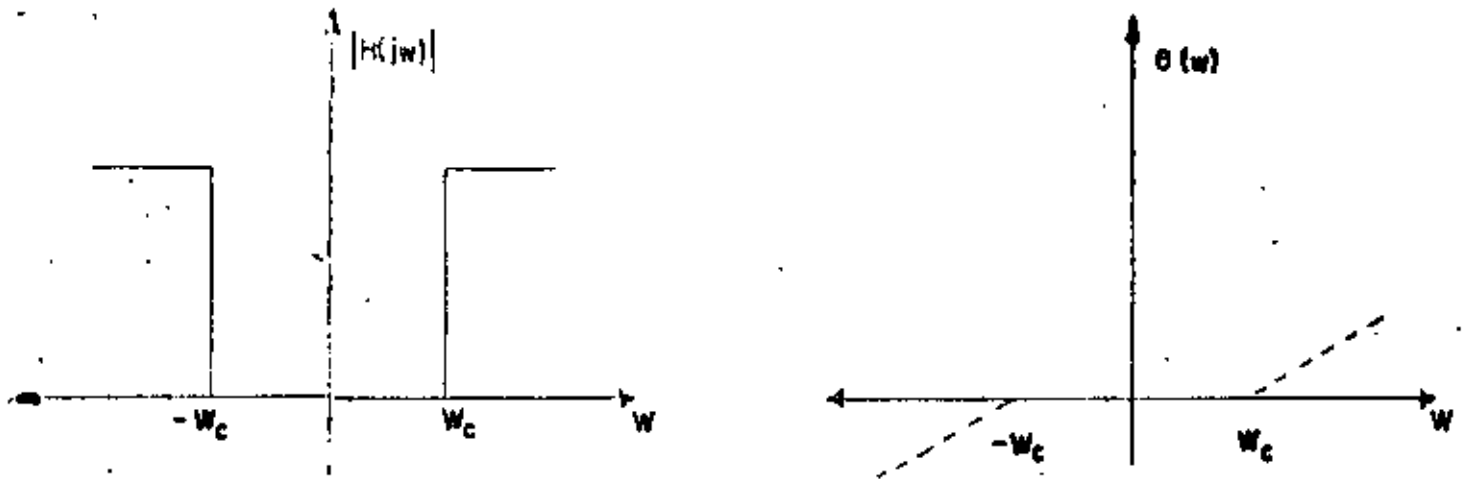


FIGURA # 4 (a) ESPECTRO DE AMPLITUD.  
(b) ESPECTRO DE FASE.

### III.3 FILTRO PASO BANDA IDEAL.

ESTE FILTRO TIENE LA PROPIEDAD DE PERMITIR EL PASO DE FRECUENCIAS EN UN CIERTO RANGO, ACOTADO DICHO RANGO POR UNA FRECUENCIA DE CORTE INFERIOR ( $\omega_{c1}$ ) Y UNA FRECUENCIA DE CORTE SUPERIOR ( $\omega_{c2}$ ). EL ESPECTRO DE AMPLITUD FUERA DE ESE RANGO ES CERO, EL ESPECTRO DE FASE ES LINEAL EN LA BANDA DE PASO, VER FIGURA # 5.

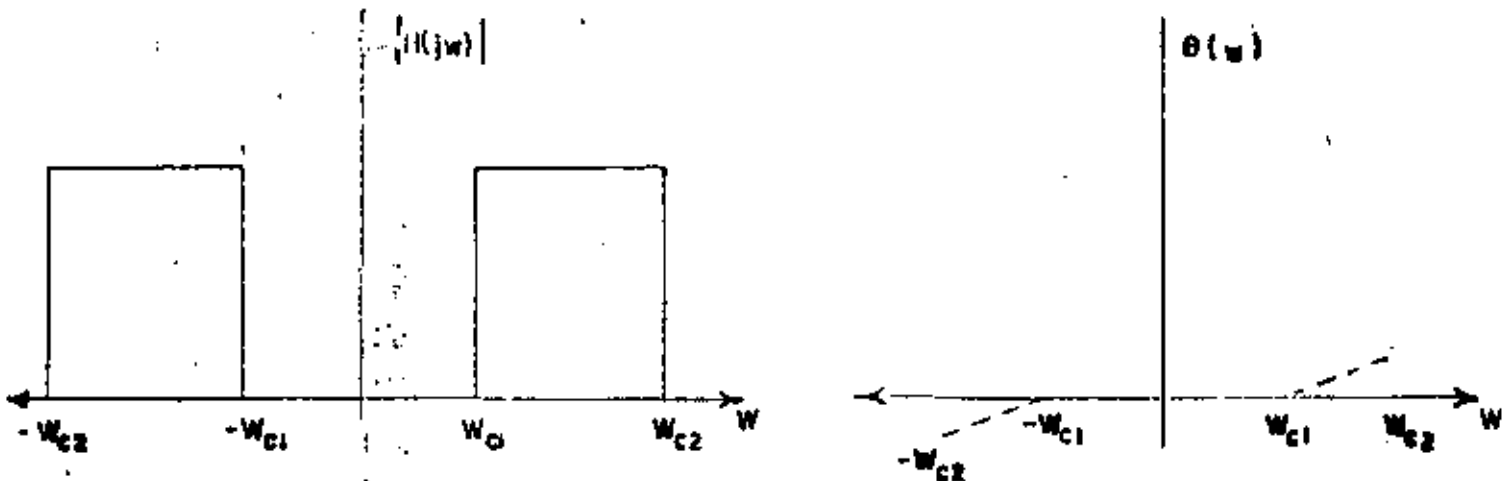


FIGURA # 5 (a) ESPECTRO DE AMPLITUD.  
(b) ESPECTRO DE FASE.

### III. 4 FILTRO SUPRESOR DE BANDA IDEAL.

ESTE FILTRO SE COMPORTA EN FORMA INVERSA AL ANTERIOR, PERMITE PASAR TODAS LAS FRECUENCIAS QUE NO DEJABA PASAR EL FILTRO PASA BANDA, Y SU ESPECTRO DE AMPLITUD ES CERO EN EL RANGO COMPRENDIDO DE  $\omega_{c2}$  A  $\omega_{c1}$ . SU ESPECTRO DE FASE ES LINEAL FUERA DEL RANGO DE  $\omega_{c2}$  A  $\omega_{c1}$ , VER FIGURA # 6.

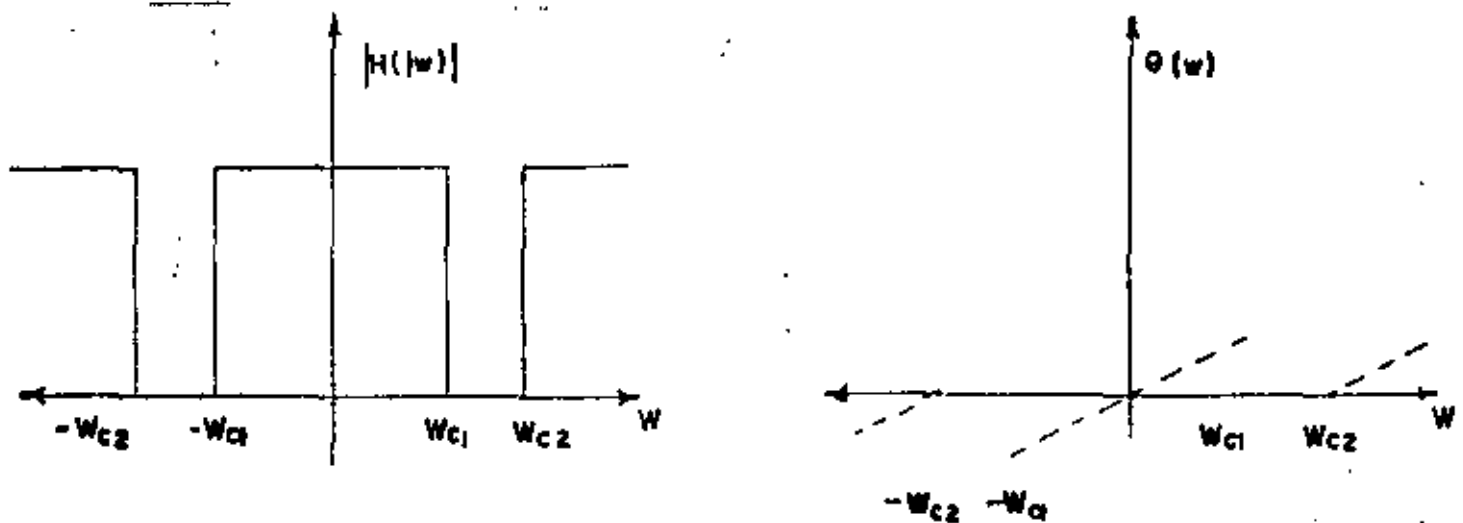


FIGURA # 6. (a) ESPECTRO DE AMPLITUD.  
(b) ESPECTRO DE FASE.

### IV. CLASIFICACION DE FILTRO REAL:

IV.1.- SE PUEDEN CLASIFICAR LOS FILTROS REALES, DESDE EL PUNTO DE VISTA DE LOS COMPONENTES QUE LO FORMAN, SI DICHS COMPONENTES SON DE PARAMETROS CONCENTRADOS, PUEDEN SER:

FILTROS PASIVOS.- ESTAN FORMADOS POR CAPACITORES, INDUCTORES Y RESISTENCIAS. EN LA FIGURA 7 SE OBSERVAN DICHS FILTROS.

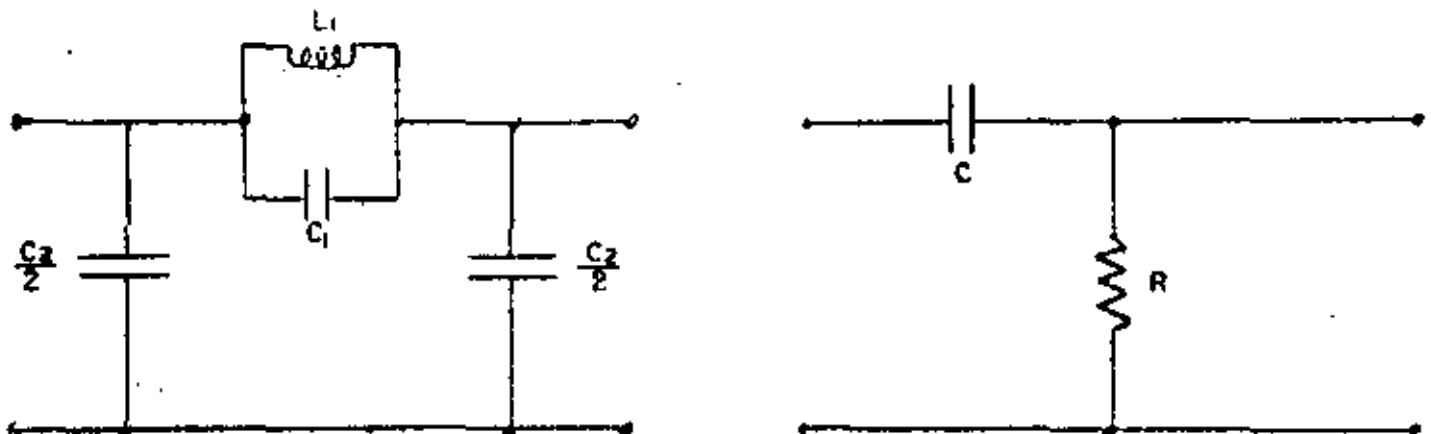


FIGURA # 7. (a) FILTRO PASA BAJAS, SECCION  $\Pi$  DERIVADA.  
(b) FILTRO PASA ALTAS RC.

FILTROS ACTIVOS.- ESTAN FORMADOS POR ELEMENTOS PASIVOS REALIMENTADOS A UN ELEMENTO ACTIVO (AMPLIFICADOR OPERACIONAL), EN LA FIGURA 8 SE OBSERVAN DICHS FILTROS.

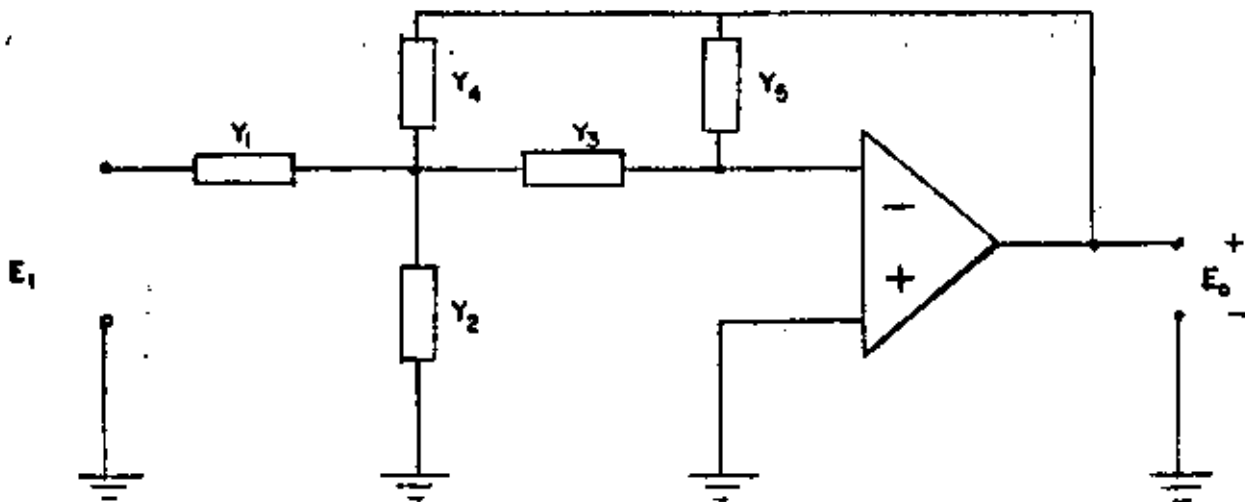
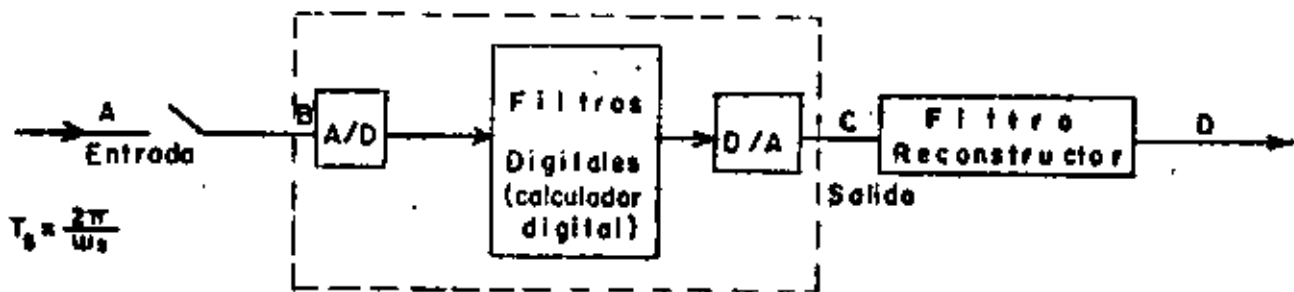
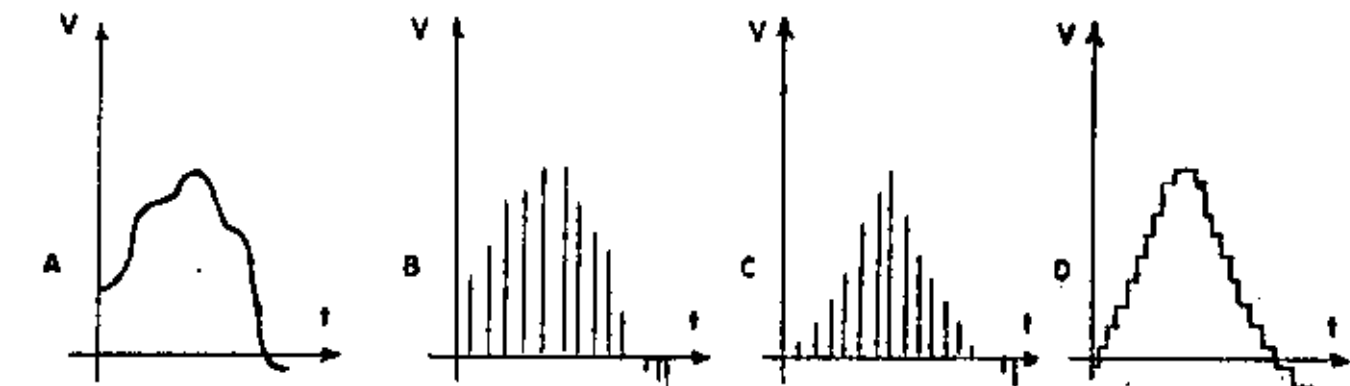


FIGURA # 8. (a) FILTRO ACTIVO DE REALIMENTACION MULTIPLE DE GANANCIA FINITA.

FILTROS DIGITALES.- ESTAN FORMADOS POR CIRCUITOS DIGITALES, ACTUALMENTE SE VENDEN MULTIPLICADORES EN TIEMPO REAL PARA SU IMPLEMENTACION, DICHS FILTROS SE PUEDEN REALIZAR CON MICROPROCESADORES. VER FIGURA 9.



A



B





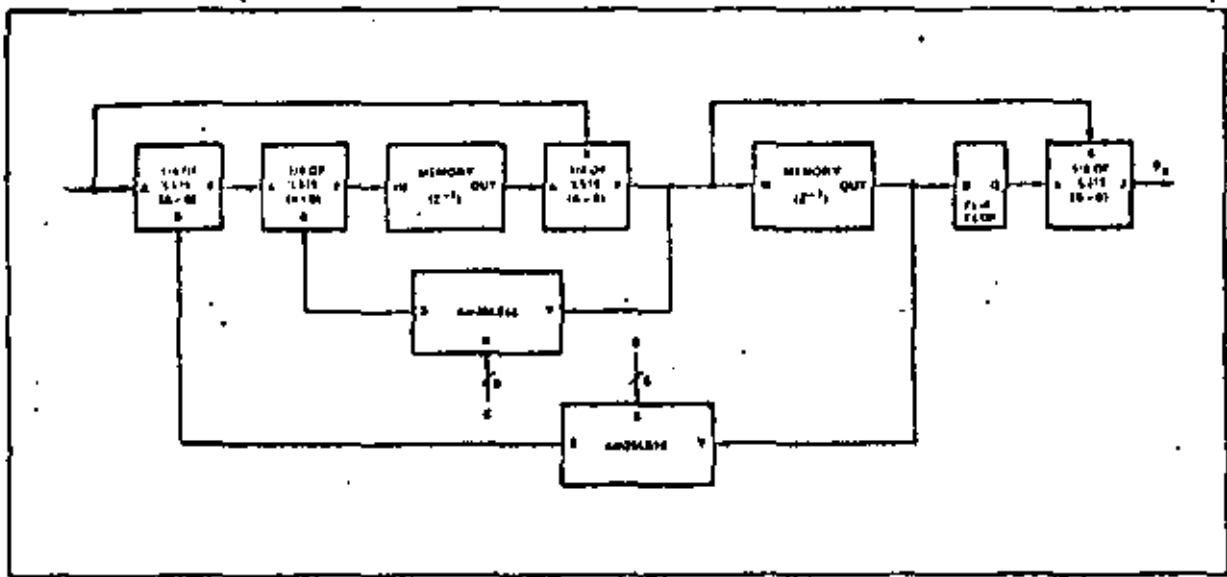


FIGURA # 9 FILTRO DIGITAL RECURSIVO USANDO LOS INTEGRADOS Am 25LS14 y Am25LS15.

FILTROS DE CRISTAL.- ESTAN FORMADOS CON ELEMENTOS PASIVOS Y UNO O VARIOS CRISTALES DE CUARZO, VER FIGURA 10.

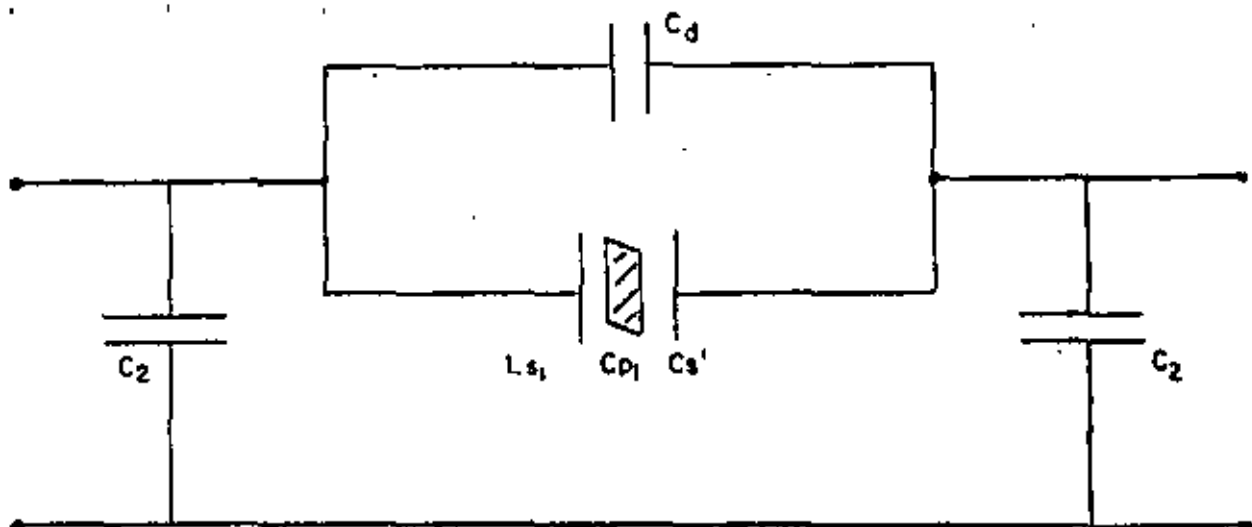


FIGURA # 10. (a) SECCION CON UN CRISTAL.

IV.2 .- SI LOS COMPONENTES SON DE PARAMETROS DISTRIBUIDOS EN:

- 1.- FILTROS STRP-LINE
- 2.- FILTROS CON GUIAS DE ONDAS.

## PARAMETROS CONCENTRADOS.

DEF.3.- SE LLAMA UN COMPONENTE DE PARAMETROS CONCENTRADOS, CUANDO LAS DIMENSIONES FISICAS DEL ELEMENTO SON PEQUEÑAS, COMPARADAS CON LA LONGITUD DE ONDA DE LA SEÑAL EXCITADORA.

## PARAMETROS DISTRIBUIDOS.

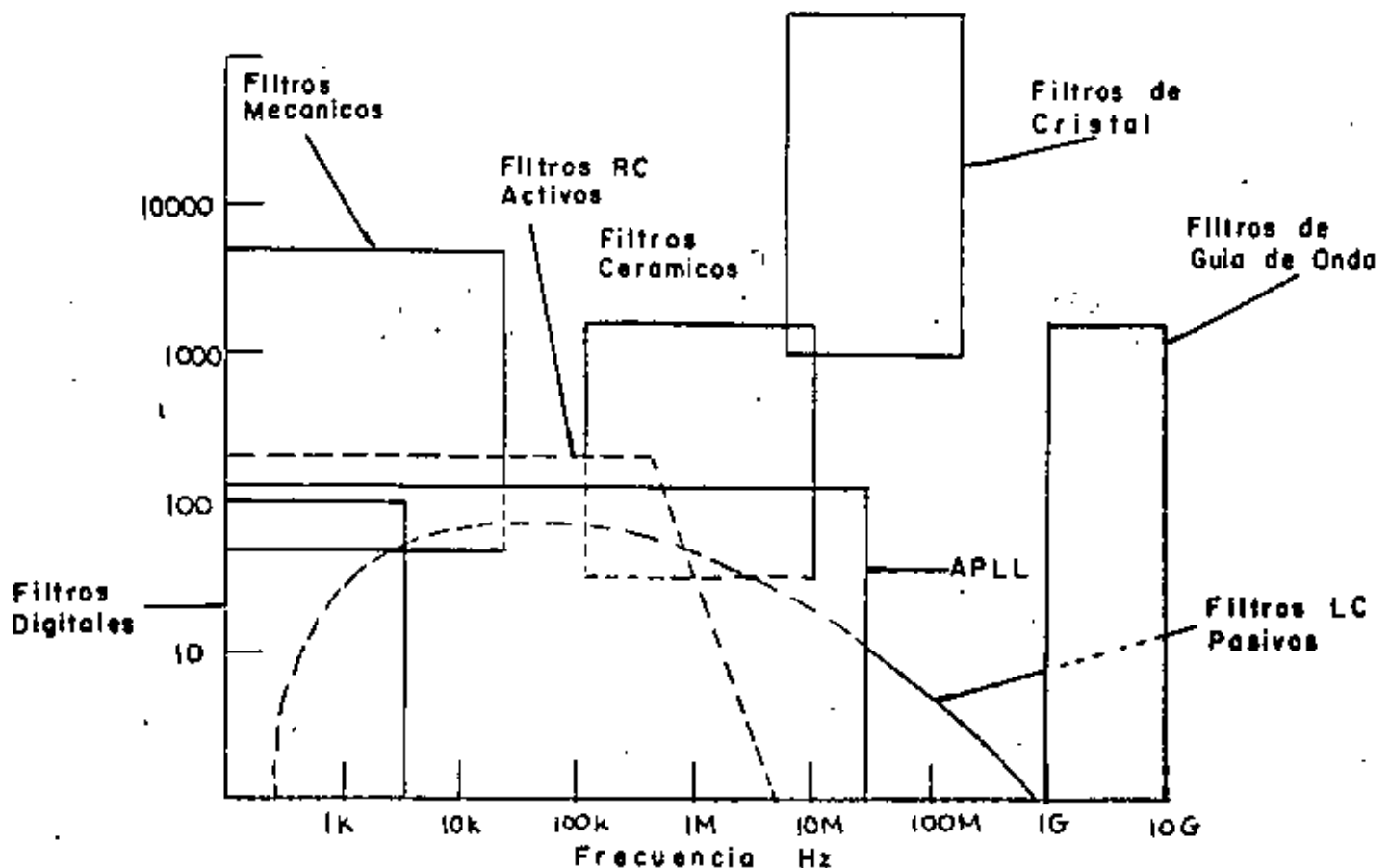
DEF.4.- SE LLAMA UN COMPONENTE DE PARAMETROS DISTRIBUIDOS CUANDO SUS DIMENSIONES FISICAS SON IGUALES O MAS GRANDES, QUE LA LONGITUD DE ONDA DE LA SEÑAL EXCITADORA.

IV.3.- SI LA TEORIA PARA SU REALIZACION ES ANALITICA O ESTOCASTICA EN:

- 1.- FILTROS DETERMINISTICOS.
- 2.- FILTROS NO DETERMINISTICOS. (FILTRADO DE WIENER Y KALMAN).

EN LA FIGURA # 11, SE PRESENTA EL RANGO DE FRECUENCIAS DE TRABAJO DE LOS DIFERENTES TIPOS DE FILTROS REALES VERSUS EL FACTOR Q.

FIGURA # 11.



V.- NOTAS HISTORICAS DE FILTRADO DE ONDAS

- 1822 ..... FOURIER, B.J., ESCRIBE SU ARTICULO, "THE ANALYTICAL THEORY OF HEAT", DEMUESTRA QUE TODA FUNCION PUEDE REPRESENTARSE COMO UNA SUMATORIA DE FUNCIONES QUE FORMEN UNA BASE COMPLETA Y ESTABLE PRIMERA TRANSFORMADA INTEGRAL, TODO ESTO PARA FENOMENOS DE CALOR.
- 1827 ..... OHM, G.S., DA EL PRIMER PASO PARA EL ANALISIS DE CIRCUITOS ELECTRICOS.
- 1829 ..... JACOBI, C. G. J., ESCRIBE SU ARTICULO SOBRE FUNCIONES ELIPTICAS, "FUNDAMENTA NOVA THEORIAE FUNCTIONUM ELLIPTICARUM", KONIGSBERG PUBLICADA POSTERIORMENTE EN GESAMMELTE WERKE, VOL. 1 ; pp 44-239 BERUN, REIMER.
- 1845 ..... KIRCHHOFF, R.G., PUBLICA SUS LEYES PARA EL ANALISIS DE CIRCUITOS ELECTRICOS, "UBER DEN DURCHGANG EINES ELEKTRISCHEN STROMES DURCH EINE EBENE, INSBESONDERE DURCH EINE KREISFORMIGE", PROGG. ANN., VOL. 64.
- 1880 ..... HEAVISIDE, O., ESTABLECE SU CALCULO OPERACIONAL, DEFINE IMPEDANCIA, ADMITANCIA, ETC., ESTABLECE LAS LINEAS DE TRANSMISION SIN DISTORSION (BASE DE LA PRIMERA TEORIA DE FILTROS).
- 1883 ..... THEVENIN, L., ESCRIBE SU ARTICULO "SUR UN NOUVEAU THEOREME D'ELECTRICITE DYNAMIQUE", COMPT. REND (PARIS), 97; - pp. 159-161.
- 1890 ..... LAPLACE, S., ESCRIBE SU ARTICULO SOBRE LA FUNCION GENERATRIZ, QUE POSTERIORMENTE SE LLAMA TRANSFORMADA Z.
- 1892 ..... PADE, H.E., ESCRIBE SU ARTICULO "SUR LA REPRESENTATION APPROCHEE D'UNE FONCTION PAR DES FRACTIONS RATIONELLES, ANN, SCI, EC. NORM. SUP. PARIS (3), 9: pp 1-93.

- 1899 ..... CHEBYSHEV, P.L., ESCRIBE SU ARTICULO "SUR LES QUESTIONS DE MINIMA QUI SE RATTACHENT A LA REPRESENTATION APPROXIMATIVE DES FONCTIONS", IN OEUVRES, VOL I, ST. PETERBURG.
- 1904 ..... FLEMMING., INVENTO EL DIODO DE VACIO.
- 1906 ..... DEFOREST., INVENTO EL TRIODO DE VACIO, LLAMADO AUDION.
- 1915 ..... CAMPBELL, G.A., Y WAGNER, K.W., INVENTARON INDEPENDIENTE EL FILTRO DE ONDAS ELECTRICAS (SE BASAN EN LOS RESULTADOS DE LINEAS DE TRANSMISION).
- 1917 ..... CARSON, BROW WICH, DOETSCH Y VAN DER PUL, DAN LAS BASES TEORICAS AL CALCULO OPERACIONAL DE HEAVISIDE, CON BASE A UNA TRANSFORMADA INTEGRAL, CARSON LO DEMUESTRA, DESARROLLOS POSTERIORES CREAN EL ANALISIS DE CIRCUITOS ELECTRICOS ACTUALES (TECNICAS EN EL DOMINIO DEL TIEMPO Y TECNICAS EN EL DOMINIO DE LAS TRANSFORMADAS INTEGRALES, DE SISTEMAS LINEALES).
- 1923 ..... ZOBEL, O.J., PROPUSO SU METODO PARA SINTETIZAR FILTROS DE ONDAS ELECTRICAS (METODO DE FILTROS PASIVOS m DERIVADOS).
- 1924 ..... FOSTER, R.M., PUBLICA SUS ARTICULOS, "A REACTANCE THEOREM.", BELL SYSTEM TECHNICAL JOURNAL, 3: pp.259-267, APRIL. "THEOREM'S REGARDING THE DRIVING-POINT IMPEDANCE OF TWO MESH CIRCUIT", BELL SYSTEM TECHNICAL JOURNAL, 3:pp.651--685, OCT.
- 1926 ..... CAUER, W., PUBLICA SU TRABAJO SOBRE FUNCIONES REALES POSITIVAS, "DIE VERWIRKLICHUNG VON WECHSELSTROMWIDERSTANDEN VORGESCHRIEBENER FREQUENZABHANGIGKEIT", ARCH. ELECTROTECH 17, pp. 355-388 DEMUESTRA QUE LAS FUNCIONES REALES POSITIVAS PUEDEN REPRESENTARSE POR FUNCIONES CONTINUAS.
- 1927 ..... SE CREA EL METODO FOSTER-CAUER, PARA SINTETIZAR REDES R-L, R-C Y L-C.

- 1930 ..... BRUNE, O., ESCRIBE SU TESIS DOCTORAL, "SYNTHESIS OF A FINITE TWO TERMINAL NETWORK WHOSE DRIVING-POINT IMPEDANCE IS A PRESCRIBED FUNCTION OF FREQUENCY", SCD. MIT, (ELEC. ENGG.).
- 1930 ..... BUTTERWORTH, S., PUBLICA, "ON THE THEORY OF FILTER AMPLIFIERS, EXP. WIRELESS, 7, pp. 556-591, OCT.
- 1932 ..... SE REALIZAN FILTROS ACTIVOS SIN INDUCTORES.
- 1937 ..... MARK I, LA PRIMERA CALCULADORA PRACTICA ELECTROMECHANICA, CONSTRUIDA POR LOS ING. DE IBM. BAJO DIRECCION DEL PROFESOR AIKER DE HARWARD.
- 1938 ..... SE CREA EL METODO CAUER-DARLINGTON PARA SINTETIZAR FILTROS, EL CUAL REQUIERE DE MUCHOS CALCULOS PESADOS, BASADO EN TRES PASOS.
- a). SINTESIS DE APROXIMACION.
  - b). SINTESIS DE LA FUNCION DE TRANSFERENCIA
  - c). SINTESIS DE RELACION.
- 1941 ..... KOLMOGOROV. A. N., PUBLICA, "INTERPOLATION AND EXTRAPOLATION VON STATIONAREN ZUFALLIGEN FOLGEN", BULL. ACAD. SCI. USSR, SER. MATH, 5, pp. 3-14.
- 1941 ..... WINER, N., ESCRIBE SU TRABAJO CON PUBLICACIONES LIMITADAS, EXTRAPOLATION, INTERPOLATION, AND SMOOTHING OF STATIONARY TIME SERIES WITH ENGINEERING APPLICATIONS, PUBLICADO POSTERIORMENTE POR WILEY, NEW YORK, 1949, BASE DEL FILTRADO NO DETERMINISTICO.
- 1946 ..... LINVILL, J.G., REALIZA SU TESIS EN EL MIT "AN EXPERIMENTAL APPROACH OF THE APROXIMATION PROBLEM FOR DRIVING-POINT AND TRANSFER FUNCTIONS".
- 1946 ..... ENIAC, LA PRIMERA CALCULADORA ELECTRONICA ( COMPUTADORA E INTEGRADORA NUMERICA ELECTRONICA), DISEÑADA POR ECKERT Y MAUCHLY, EN LA UNIVERSIDAD DE PENNSYLVANIA.

- 1947 ..... SHOCKLEY, BARDEN Y BRATTAIN, INVENTARON EL TRANSISTOR BIPOLAR DE JUNTURA, EN LOS LABORATORIOS BELL.
- 1948 ..... TELLEGEN, B.O.H., INVENTA EL GIRADOR (SUSTITUYE A LOS INDUCTORES DE LOS FILTROS).
- 1948 ..... SHANNON, BODE Y OTROS CIENTIFICOS DE LOS LABORATORIOS - BELL, CONVERSAN SOBRE LA POSIBILIDAD DE UN FILTRO DIGITAL.
- 1951 ..... SHOCKLEY, INVENTO EL TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO (FET)
- 1953 ..... LINVILL, J.G., PROPONE EL METODO DE DISEÑO USANDO CONVERTIDORES NEGATIVOS DE IMPEDANCIA.
- 1954 ..... SE CONSTRUYO EL CALCULADOR IBM 650 (SE VENDEN AL REDEDOR DE MIL MAQUINAS).
- 1955 ..... SALLEY-KEY., PUBLICARON UN CATALOGO DE SECCIONES DE SEGUNDO ORDEN ACTIVAS R-C.
- 1956 ..... APARECE LA CONFIGURACION BIQUAD.
- 1960 ..... SE CREA EL PRIMER CIRCUITO INTEGRADO PARA USO MILITAR, TEXAS INSTRUMENTS.
- 1960 ..... KALMAN, R.E., PUBLICA SU TRABAJO, "A NEW APPROACH TO LINEAR FILTERING AND PREDICTION PROBLEM", J. BASIC ENG., ASME, 82 pp.35-45, TRABAJO FUNDAMENTAL PARA APLICACIONES EN EL CAMPO DE MISSILES GUIADOS Y NAVEGACION ESPACIAL, EN LAS MISIONES RANGER, MARINER Y APOLO.
- 1961 ..... BUCY, R.S., Y KALMAN, R.E., PUBLICAN SU TRABAJO, "NEW RESULTS IN LINEAR FILTERING AND PREDICTION THEORY", J. BASIC ENG., ASME., 83, pp 95-108, TRABAJO FUNDAMENTAL PARA ING. DE CONTROL.
- 1962 ..... BUCY, R.S., Y FOLLIN J.W., PUBLICAN SU TRABAJO "ADAPTIVE FINITE TIME FILTERING ", IRE TRANS. AUTOMATIC CONTROL, VOL. 4, pp. 10-19.

- 1963 ..... KAISERF, J., PUBLICA SU TRABAJO, "DESING METHODS FOR SAMPLED DATA FILTERS", PROC. FRIST ALLERTON CONF. CIRCUIT SYST. THEORY, pp.221-236, NOV.
- 1965 ..... BUCY, R.S., PUBLICA SU TRABAJO "NON LINEAR FILTERING", IEEE TRANS. AUTOMATIC CONTROL, pp. 198.
- 1967 ..... RADER, M.C., Y GOLD., PUBLICAN SU ARTICULO "DIGITAL FILTER DESING TECHNIQUES INTHE FREQUENCY DOMAIN", PROC. IEEE No. 55, pp. 149-171.
- 1970 ..... STEIGLITZ.K., PUBLICA SU ARTICULO, "COMPUTERAIDED DESING OF RECURSIVE DIGITAL FILTER'S", IEEE, TRANS. ON AUDIO AND ELECTROACOUSTICS, No. 18, pp. 123-129.
- 1971 ..... RABINER, L.R., PUBLICA SU ARTICULO, "TECHNIQUES FOR DESIGNING FINITE-DURATION IMPULSE RESPONSE DIGITAL FILTERS, IEEE TRANS. ON COMMUNICATION TECHNOLOGY, 19, No. 2 pp. 188-195.
- 1971 ..... INTEL, FABRICA EL PRIMER MICROPROCESADOR, EL 4004.
- 1972 ..... PARKER, S.R., Y HESS, S. PUBLICAN SU ARTICULO "CANONIC REALIZATION OF SECON ORDER DIGITAN FILTER DUE TO FINITE PRECISION ARITHMETICS.", IEEE TRANS. CIRCUIT THEORY CT-19 pp. 410-413.
- 1973 ..... McCLELLAN, J.H., PARKS, T.W., Y RABINER,R.L., PUBLICAN SU ARTICULO, "A COMPUTER PROGRAM FOR DESIGNING OPTIMUN FIR LINEAR PHASE DIGITAL FILTERS,IEEE, TRANS. AUDIO ELECTROACUST., VOL. AU-21, pp.506-526, DECEMBER.
- 1974 ..... RABINER, L.R., GRAHAM, N.Y., AND HELMS, D.H.,PUBLICAN SU ARTICULO, "LINEAR PROGRAMMING DESING OF IIR DIGITAL FILTERS WITH ARBITRARY MAGNITUDE FUNCTION", IEEE TRANS. - AUDIOELECTROACUSTIC ,VOL. AU-21, pp. 506-526, DEC.
- 1975 ..... APARECEN FILTROS ACTIVOS INTEGRADOS.
- 1979 ..... APARECEN ARTICULOS SOBRE FILTROS CON CAPACITORES SWITCH.





VI.- METODOS DE APROXIMACION AL FILTRO IDEAL.

EN EL PUNTO 3 SE DEFINE EL FILTRO IDEAL, PERO LA PREGUNTA FORZADA ES:

¿SE PUEDE REALIZAR UN FILTRO IDEAL?

SOLUCION:

NO.

DEMOSTRACION # 1.

SEA

UN FILTRO IDEAL PASA BAJAS DEFINIDO POR LA FUNCION DE TRANSFERENCIA  $H(\omega)$  DADA POR:

$$H(\omega) = \begin{cases} e^{-j\omega t_0} & \omega < |\omega_m| \\ 0 & \omega > |\omega_m| \end{cases} \quad (1)$$

DONDE  $\omega_m$  ES LA FRECUENCIA DE CORTE DEL FILTRO IDEAL.

ENTONCES.

SI TOMAMOS LA RESPUESTA AL IMPULSO DE ESTE FILTRO, QUE NO ES OTRA COSA QUE TOMAR LA TRANSFORMADA INVERSA DE FOURIER, NOS QUEDA:

$$\begin{aligned} h(t) &= \mathcal{F}^{-1} [H(\omega)] \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) e^{j\omega t} d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} e^{j\omega(t-t_0)} d\omega = \frac{1}{2\pi j(t-t_0)} e^{j\omega(t-t_0)} \Big|_{-\omega_m}^{\omega_m} \\ &= \frac{\omega_m}{\pi} \text{SINC} [\omega_m(t-t_0)] \end{aligned} \quad (2)$$

¿ POR QUE SE SACA LA TRANSFORMADA INVERSA ?.

SOLUCION:

CON LA FINALIDAD DE VER EL COMPORTAMIENTO EN EL TIEMPO DEL FILTRO IDEAL PASA BAJAS Y APARTIR DE ESTO DETERMINAR SI EL FILTRO ES REALIZABLE O NO.

SI GRAFICAMOS (2) SE TIENE, VER FIG. (12).

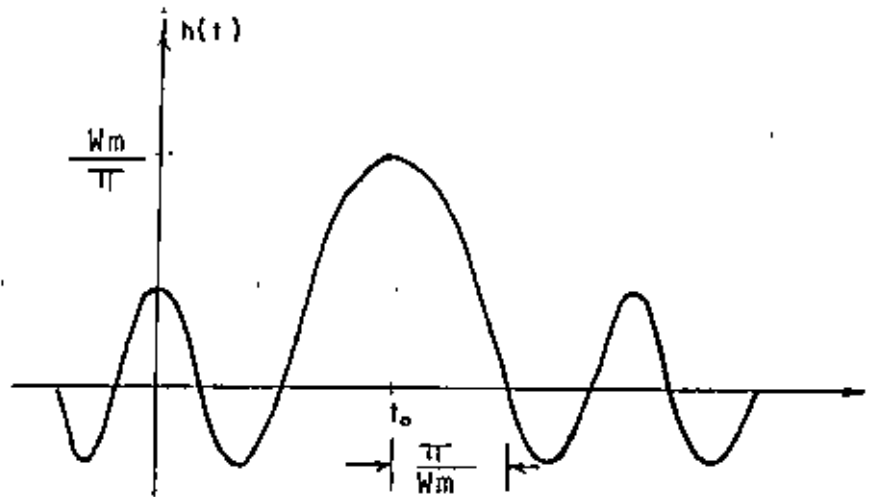


FIGURA # 12.

SE OBSERVA DE LA FIGURA (11), QUE EL FILTRO PARECE ANTICIPARSE A LA FUNCION DE EXCITACION, EN VISTA DE QUE SE APLICO EN  $t=0$ . PRACTICAMENTE ES IMPOSIBLE CONSTRUIR UN SISTEMA CON ESTA PROPIEDAD, POR LO TANTO, SE DEBE CONCLUIR QUE, AUN CUANDO SERIA MUY CONVENIENTE TENER UN FILTRO IDEAL DE PASA BAJAS, NO ES FISICAMENTE REALIZABLE. SE PUEDE DEMOSTRAR DE MANERA PARECIDA, QUE TAMPOCO SON REALIZABLES FISICAMENTE OTROS FILTROS IDEALES COMO LOS PASA ALTA Y PASA BANDA.

¿ QUE HACER ENTONCES ?

SOLUCION:

APROXIMARSE AL FILTRO IDEAL

¿ COMO ?

SOLUCION:

UNA FORMA CON POLINOMIOS, ETC., ETC., ETC.

¿ COMO CUALES ?

SOLUCION:

- a) APROXIMACION BUTTLERWORTH,
- b) APROXIMACION TSCHBYCHEFF,
- c) APROXIMACION TSCHBYCHEFF INVERSO,
- d) APROXIMACION ELIPTICA, CAUER O ZLOTAREV,
- e) APROXIMACION BESSEL O THOMSON,
- f) APROXIMACION DE PADE, ETC.

## VI.1 FUNCION DE TRANSFERENCIA.

CUANDO SE IRAIA DE MODELAR UN SISTEMA LINEAL E INVARIANTE (FILTRO IDEAL), PARA SU REPRESENTACION ANALITICA, SE OBTIENE UNA ECUACION DIFERENCIAL, LA CUAL AL RESOLVERLA NOS PERMITE DETERMINAR EL COMPORTAMIENTO EN EL DOMINIO DEL TIEMPO DEL

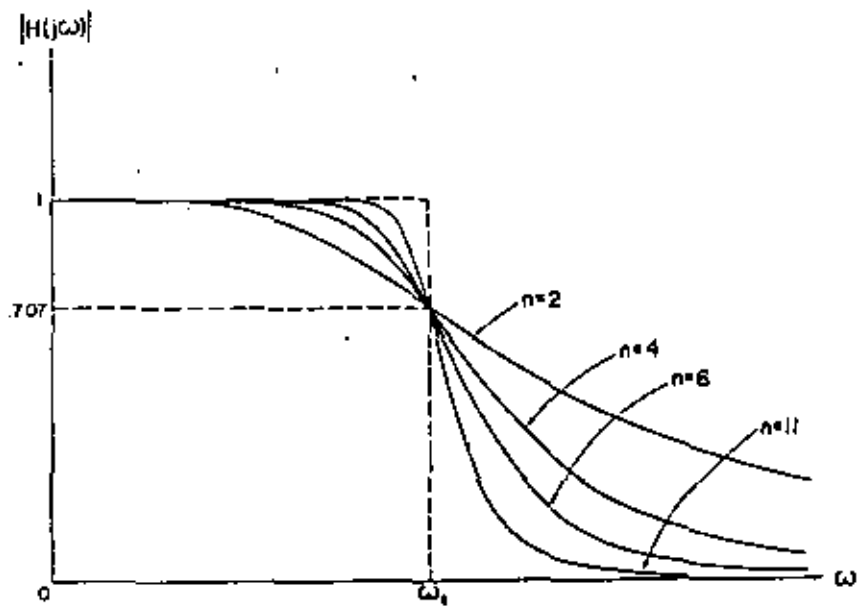


FIGURA # 13. APROXIMACION BUTTERWORTH (RESPUESTA DE AMPLITUD DE UN FILTRO PASA BAJAS).

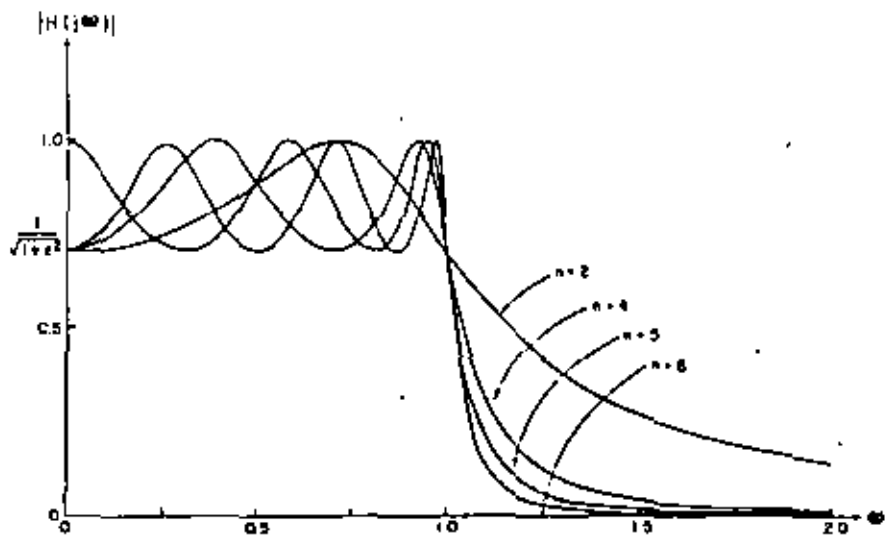


FIGURA # 15. APROXIMACION TSCHEBYCHEFF (RESPUESTA DE AMPLITUD DE UN FILTRO PASA BAJAS).

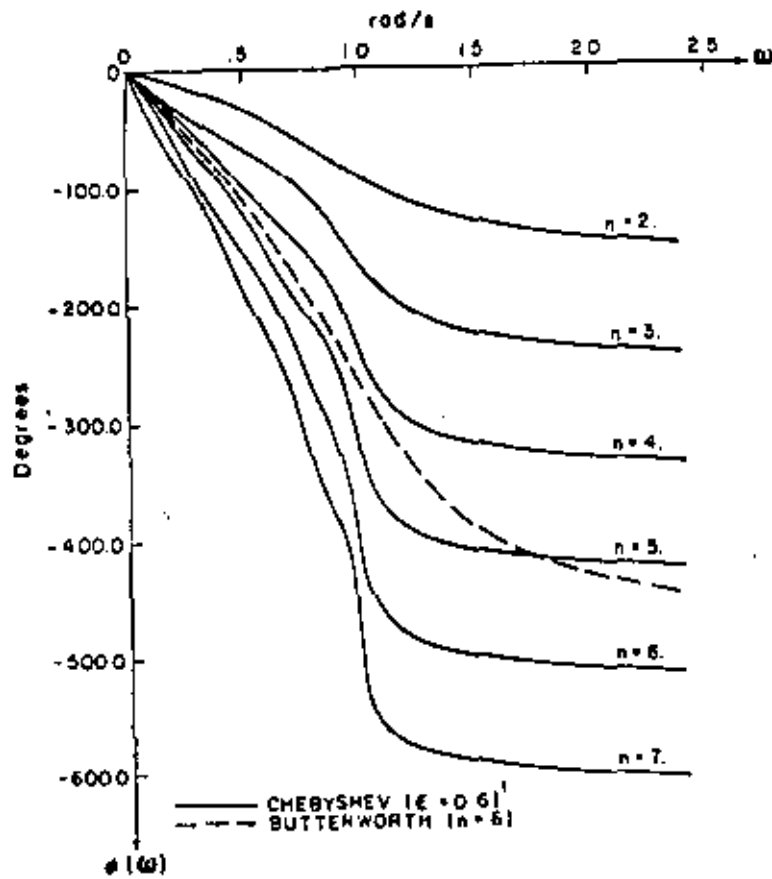


FIGURA # 14. RESPUESTA DE FASE DE UNA APROXIMACION BUTTERWORTH Y TSCHEBYCHEFF.

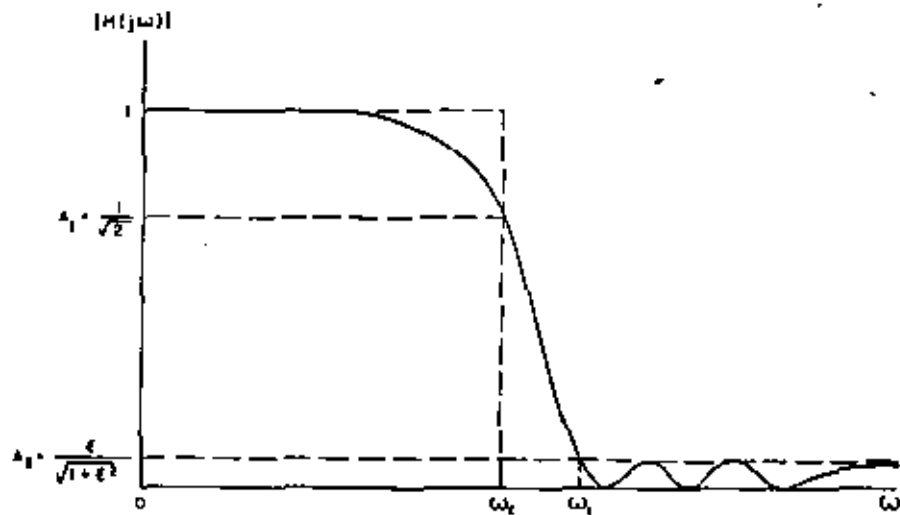


FIGURA # 16. APROXIMACION TSCHEBYCHEFF INVERSA (RESPUESTA DE AMPLITUD DE UN FILTRO PASA BAJAS DE ORDEN 6).

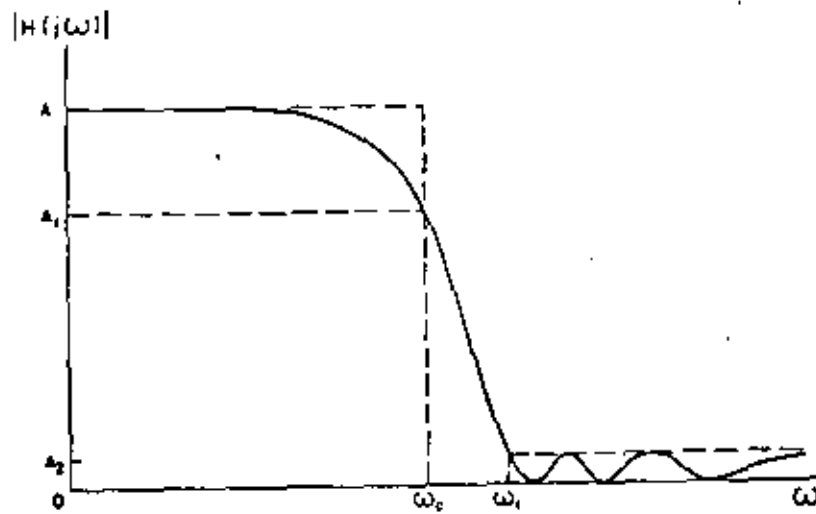


FIGURA # 16' APROXIMACION TSCHEBYCHEFF INVERSA

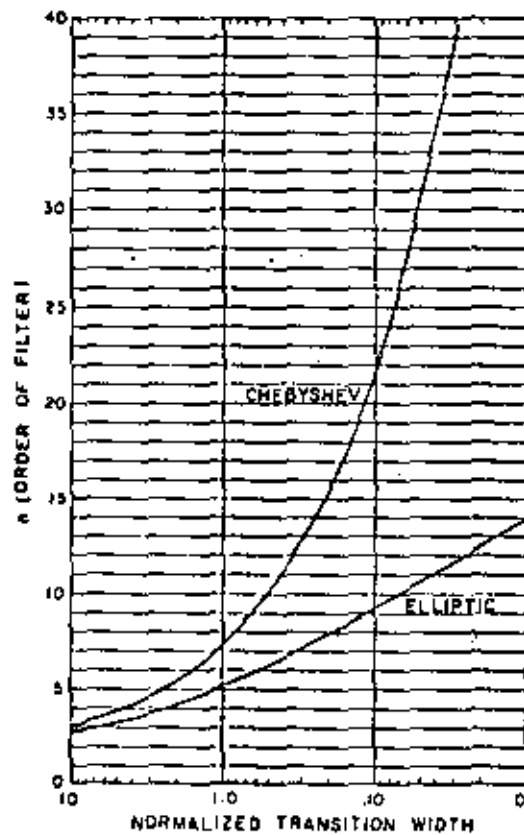


FIGURA # 16'', UNA COMPARACION DE LA APROXIMACION TSCHEBYCHEFF Y ELIPTICA EN LA BANDA DE TRANSICION.

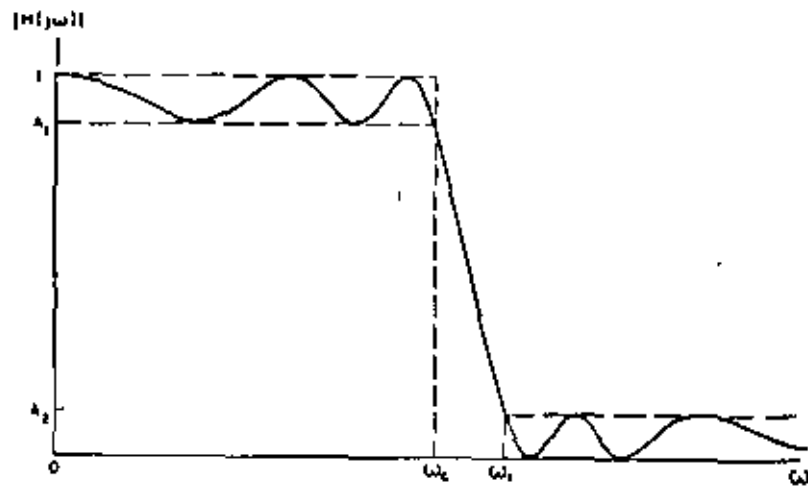


FIGURA # 17. APROXIMACION ELIPTICA (RESPUESTA DE AMPLITUD DE UN FILTRO PASA BAJAS DE ORDEN 5)

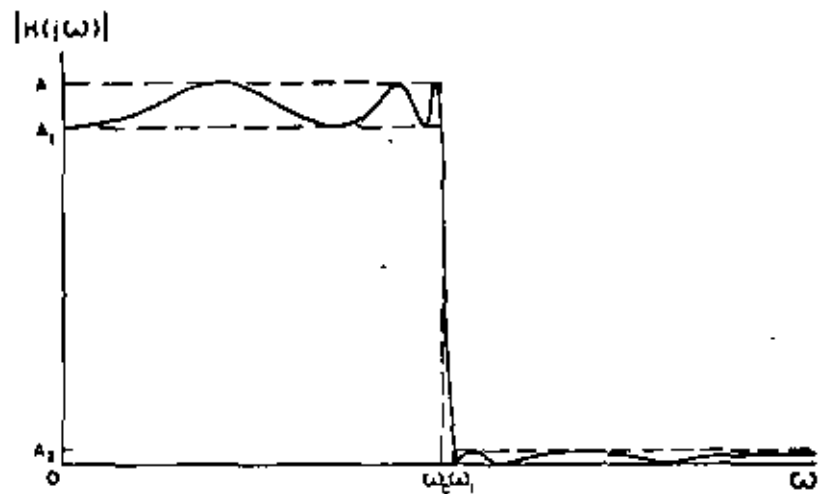


FIGURA # 17'. APROXIMACION ELIPTICA (RESPUESTA DE AMPLITUD DE UN FILTRO PASA BAJAS DE ORDEN 6).

DEL SISTEMA, UNA FORMA DE CONVERTIR UNA ECUACION DIFERENCIAL EN UNA ECUACION ALGEBRAICA ES, APLICARLE UNA TRANSFORMADA INTEGRAL, UN EJEMPLO DE ESTE TIPO DE TRANSFORMADAS LA CONSTITUYE LA TRANSFORMADA DE LAPLACE, LA CUAL REALIZA UN CAMBIO DE DOMINIO, ES DECIR PASA DEL DOMINIO DEL TIEMPO AL DOMINIO S, DONDE S ES UN COMPLEJO DE LA FORMA  $S = A + j\omega$ .

DICHA ECUACION ALGEBRAICA SE EXPRESA COMO UN COCIENTE DE DOS POLINOMIOS, AL COCIENTE SE LE LLAMA FUNCION DE TRANSFERENCIA Y DESCRIBA EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA AL SISTEMA LINEAL E INVARIANTE (FILTRO IDEAL).

$H(S)$ , LA FUNCION DE TRANSFERENCIA, ES UNA FUNCION RACIONAL DE LA FORMA:

$$H(S) = \frac{b_0 s^m + \dots + b_m}{a_0 s^n + \dots + a_n} = \frac{N(S)}{D(S)} \quad (3)$$

DONDE, LAS RAICES DEL POLINOMIO DEL NUMERADOR  $N(S)$  SE LES LLAMA CEROS Y LAS RAICES DEL POLINOMIO DEL DENOMINADOR POLOS. LOS POLOS SON RAICES COMPLEJAS A LAS CUALES LA  $H(S)$  TIENE EL VALOR CERO, MIENTRAS QUE, LOS POLOS SON AQUELLAS RAICES QUE HACEN  $H(S)$  TENGA UN VALOR INFINITO. TODO SISTEMA QUEDA CARACTERIZADO POR SUS POLOS, CEROS Y UNA CONSTANTE DE GANANCIA  $H_0$ . DE TAL SUERTE QUE  $D(S)$  PUEDE APROXIMARSE POR UN POLINOMIO (APROXIMACION DE BUTTERWORTH, TS CHEBYCHEFF, ETC.) O BIEN UN COCIENTE DE POLINOMIOS (APROXIMACION ELIPTICA O CAUER).

SI EN  $H(S)$  REALIZAMOS UN CAMBIO DE VARIABLES  $S=j\omega$  SE TIENE  $H(\omega)$ , LA JUSTIFICACION FORMAL DE LO DICHO HASTA AQUI SALE FUERA DEL ALCANCE DEL CURSO.

EN TEORIA DE FILTROS ES PRACTICA COMUN CONSIDERAR A LA FUNCION DE TRANSFERENCIA, ESTO ES LA RAZON DE SALIDA A ENTRADA DE LA SIGUIENTE FORMA:

$$H(s) = \frac{1}{T(s)} = \frac{b_0 + b_1 s + \dots + b_n s^n}{a_0 + a_1 s + \dots + a_m s^m} \quad (4)$$

DONDE LA ATENUACION PUEDE SER EXPRESADA COMO:

$$A(\omega) = 20 \log |H(\omega)| = 10 \log |H(\omega)|^2 = 10 \log (1 + |K(j\omega)|^2) \quad (5)$$

DONDE  $K(j\omega)$  SE LE LLAMA LA FUNCION CARACTERISTICA, DEFINIDA POR:

$$H(s)H(-s) = 1 + K(s)K(-s) \quad |H(j\omega)|^2 = 1 + |K(j\omega)|^2 \quad (6)$$

NOTA: AL TRABAJAR CON FILTROS IDEALES, ES COSTUMBRE NORMALIZARLOS, ES DECIR LA AMPLITUD DEL FILTRO TOMA UN VALOR UNITARIO EN LA BANDA DE PASO  $H(j\omega)=1$ , ADEMÁS, TRABAJAR CON UN FILTRO IDEAL PASA BAJAS.

¿ POR QUE ?

SOLUCION:

PORQUE EXISTEN TRANSFORMACIONES PARA PASAR DE UN FILTRO PASA BAJAS, A UN PASA ALTAS Y UN PASA BANDA.



¿ POR QUE NORMALIZAR SU AMPLITUD A 1 ?

SOLUCION:

PARA NO TENER QUE TRABAJAR CON UN NUMERO GRANDE DE TABLAS, TODAS A DIFERENTES FRECUENCIAS DE CORTE Y PARA FACILIDAD DE DISEÑO.

## VI. 2 APROXIMACION BUTTERWORTH.

UN POLINOMIO BUTTERWORTH  $B_n(w) = w^n$  DE ORDEN N SATISFACE LAS SIGUIENTES CONDICIONES:

1.  $B_n(w)$  ES UN POLINOMIO DE ORDEN N
2.  $B_n(0) = 0$
3.  $B_n(w)$  ES MAXIMAMENTE PLANO AL ORIGEN.
4.  $B_n(1) = 1$ .

DONDE:

$$|K(jw)|^2 = w^{2n} \quad (7)$$

$$|H(jw)|^2 = 1 + w^{2n} \quad (8)$$

DE (6) SE TIENE:

$$A(w) = 10 \text{ LOG } (1 + w^{2n}) \quad (9)$$

A PARTIR DE (9) SE PUEDE DESPEJAR EL ORDEN DEL FILTRO N, TENIENDOSE:

$$N = \frac{\text{LOG.} \left[ \frac{(10^{0.1A_{\min}} - 1)}{(10^{0.1A_{\max}} - 1)} \right]}{2 \text{ LOG.} \left( \frac{W_H}{W_B} \right)} \quad (10)$$

DONDE:

$A_{\min}$  ES IGUAL A LA ATENUACION EN LA BANDA DE NO-PASO.

$A_{\max}$  ES IGUAL A LA ATENUACION EN LA BANDA DE PASO

$W_b$  ES LA REFERENCIA DE CORTE.

$W_h$  ES LA REFERENCIA DE MARGEN O INICIO DE LA BANDA DE NO PASO.

NOTA; ESTO SE OBSERVA MEJOR AL VER LAS PLANTAS DE DISEÑO.

EJEMPLO # 1 . SE DESEA DETERMINAR EL ORDEN DE UN FILTRO CUYAS CARACTERISTICAS SON LAS SIGUIENTES.

$$A_{\max} = 0.1 \text{ db.}$$

$$A_{\min} = 30 \text{ db} \quad \text{y} \quad \frac{W_h}{W_b} = 1.3$$

SOLUCION:

DE (10),

$$N = \frac{\text{LOG} \left[ \frac{(10^{0.1(30)} - 1)}{(10^{0.1(0.1)} - 1)} \right]}{2 \text{ LOG } 1.3}$$

$$N = \frac{\text{LOG} \left( \frac{999}{0.2329} \right)}{0.22788} = \frac{\text{LOG} 42888.4356}{0.22788}$$

$$= 20.327$$

EL ORDEN DEL FILTRO DEBE SER NUMERO ENTERO; POR TANTO;  $N = 21$ .

EL ORDEN DEL FILTRO DETERMINA EL NUMERO DE SECCIONES DE SEGUNDO ORDEN Y PRIMER ORDEN, QUE DEBEN CONECTARSE EN CASCADA, PARA CONSTRUIR EL FILTRO.

### VI.3 APROXIMACION TSCHBYCHEFF.

UN POLINOMIO TSCHBYCHEFF  $T_n(x) = \cos(N \cos^{-1} x)$  SI  $|x| < 1$  Y  $T_n(x) = \cosh(N \cosh^{-1} x)$  SI  $|x| > 1$ . DE ORDEN  $N$  DEBE SATISFACER LAS SIGUIENTES CONDICIONES:

1.  $T_n(x)$  ES PAR (IMPAR) SI  $N$  ES PAR (IMPAR).
2.  $T_n(x)$  TIENE TODOS LOS CEROS EN EL INTERVALO  $-1 < x < 1$ ,
3.  $T_n(x)$  OSCILA ENTRE LOS VALORES DE  $-1 \leq x \leq 1$ .
4.  $T_n(1) = +1$ .

DONDE:

$$|K(j\omega)|^2 = \epsilon^2 T_n^2(\omega) \quad (11)$$

DE (6) SE TIENE:

$$A(\omega) = 10 \text{ LOG} \left[ 1 + \left( T_n(\omega)^2 \right) \right] \quad (12)$$

EL ORDEN DE LA APROXIMACION ES IGUAL:

$$N = \frac{\cosh^{-1} \left[ \frac{\left( 10^{0.1 A_{\text{MIN}}} - 1 \right) / \left( 10^{0.1 A_{\text{MAX}}} - 1 \right)}{\cosh^{-1} \left( \frac{\omega_H}{\omega_0} \right)} \right]^{1/2}}{\cosh^{-1} \left( \frac{\omega_H}{\omega_0} \right)} \quad (13)$$

EJEMPLO # 2. SE DESEA DETERMINAR EL ORDEN DE UN FILTRO CUYAS CARACTERISTICAS SON LAS SIGUIENTES:

$$A_{max} = 0.1 \text{ db}$$

$$A_{min} = 30 \text{ db}$$

$$\frac{W_h}{W_b} = 1.3$$

SOLUCION:

$$N = \frac{\cosh^{-1} \left[ \frac{(10^{0.1(30)} - 1)}{(10^{0.1(0.1)} - 1)} \right]^{\frac{1}{2}}}{\cosh^{-1}(1.3)} = 7.9$$

DONDE:

$$\cosh^{-1} = \ln(x + \sqrt{x^2 - 1})$$

POR TANTO

$$N = 8.$$

#### VI.4 APROXIMACION ELIPTICA O CAUER.

LA APROXIMACION DE BUTTERWORTH, TSCHBYCHEFF Y TSCHBYCHEFF INVERSO PUEDE -  
COSIDERARSE COMO CASOS ESPECIALES DEL ELIPTICO.

LA FUNCION RACIONAL DE TSCHBYCHEFF  $R_n(x, L)$  SE USA PARA ENCONTRAR LA A -  
PROXIMACION ELIPTICA. LA  $R_n(x, L)$  CUMPLE CON LAS SIGUIENTES PROPIEDADES:

1.  $R_n$  ES PAR (IMPAR) SI  $n$  ES PAR (IMPAR).
2.  $R_n$  TIENE TODOS LOS  $n$  CEROS EN EL INTERVALO  $-1 < x < 1$ .
3.  $R_n$  OSCILA ENTRE LOS VALORES DE  $\pm 1$  EN EL INTERVALO  $-1 \leq x \leq 1$ .
4.  $R_n(1, L) = +1$ .
5.  $\frac{1}{R_n}$  OSCILA ENTRE LOS VALORES DE  $\frac{1}{L}$  EN EL INTERVALO  $|x| < x_L$ .

LA FORMA RACIONAL DE TSCHBYCHEFF PUEDE SER ESCRITA COMO:

SI  $n$  ES IMPAR:

$$R_N(x, L) = C_1 x \prod_{v=1}^{\frac{N-1}{2}} \frac{x^2 - \text{SN}^2(2vK/N)}{x^2 - \left[ \frac{x_L \text{SN}(2vK/N)}{\text{SN}(2vK/N)} \right]^2} \quad (14)$$

$n$  ES PAR:

$$R_N(x, L) = C_2 x \prod_{v=1}^{\frac{N}{2}} \frac{x^2 - \text{SN}^2[(2v-1)K/N]}{x^2 - \left[ \frac{x_L \text{SN}[(2v-1)K/N]}{\text{SN}[(2v-1)K/N]} \right]^2} \quad (15)$$

DONDE:

$$C_1 = L^{\frac{1}{2}} \prod_{i=1}^{\frac{N}{2}} \frac{x_i^2}{x_L} \quad (16) \quad C_2 = \left(\frac{L}{x_L}\right)^{\frac{1}{2}} \prod_{i=1}^{\frac{(N-1)}{2}} \left(\frac{x_i}{x_L}\right)^2 \quad (17)$$

EN LA ECUACION (15), EL MODULO  $k$  DE LA FUNCION ELIPTICA SENO ES  $k = \frac{1}{x_L}$ . EL MODULO  $K = x_L^{-1}$  TAMBIEN ESTA AFECTADO POR EL PARAMETRO  $K$ , EL CUAL SE OBTIENE CON LA INTEGRAL ELIPTICA, DONDE:

$$K = \mathcal{K}(k) = \mathcal{K}(x_L^{-1})$$

Y LA INTEGRAL ELIPTICA ES IGUAL A:

$$u(\phi, k) = \int_0^{\phi} (1 - k^2 \sin^2 x)^{\frac{1}{2}} dx \quad (18)$$

LOS  $R_n(x, L)$  DEFINIDOS POR LA ECUACION (15) SON GENERADOS POR LA ECUACION DIFERENCIAL:

$$\frac{CN dRN}{[(1 - RN)^2 (L^2 - RN^2)]^{\frac{1}{2}}} = \frac{dx}{[(1 - x^2)(x_L^2 - x^2)]^{\frac{1}{2}}} \quad (19)$$

EN CUYA SOLUCION PARTICIPA LA INTEGRAL ELIPTICA, LA SOLUCION DE LA ECUACION DIFERENCIAL (19) ES RESUELTA POR JACOBI, CON LAS FUNCIONES ELIPTICAS, CUYA ECUACIONES SON:

$$\begin{aligned} SN(u, k) &= \text{SEN } \phi \\ CN(u, k) &= \text{COS } \phi \end{aligned} \quad (20)$$

COMO SE PUEDE OBSERVAR, LA JUSTIFICACION MATEMATICA DE LAS ECUACIONES EXPRESADAS, SALE FUERA DEL ALCANCE DEL CURSO. PERO LAS APROXIMACIONES TRATADAS ES TAN TABULADAS Y SOLO NOS INTEREZAN PARA DETERMINAR EL ORDEN DEL FILTRO.

EL ORDEN DE UN FILTRO ELIPTICO VIENE DADO POR:

$$N = \frac{K(x_L^{-1}) K'(L^{-1})}{K'(x_L^{-1}) K(L^{-1})} \quad (21)$$

DONDE EL VALOR DE K SE OBTIENE DE TABLES. (VER ANEXO).

$$X_L = \frac{\omega_H}{\omega_B} \quad (22)$$

$$L^2 = \frac{10^{0.1 \Delta_{\min}} - 1}{10^{0.1 \Delta_{\max}} - 1} \quad (23)$$

EJEMPLO # 3 . SE DESEA DETERMINAR EL ORDEN DE UN FILTRO CUYAS CARACTERISTICAS SON LAS SIGUIENTES:

$$A_{\max} = 0.1 \text{ db.} \quad A_{\min} = 30 \text{ db.} \quad \frac{\omega_H}{\omega_B} = 1.3$$

SOLUCION:

$$X_L = 1.3$$

DE TABLAS  $m = K^2$ .

$$K\left(\frac{1}{1.3}\right) = 1.9407 \quad K'\left(\frac{1}{1.3}\right) = 1.7833 \quad L = 207.1$$

SE TIENE:

$$K\left(\frac{1}{L}\right) = 1.5708 \quad K'\left(\frac{1}{L}\right) = 6.7193 \quad N = \frac{1.9407 \times 6.7193}{1.7833 \times 1.5708} = 4.66$$

EL ORDEN DEL FILTRO ES 5.

DE LOS EJEMPLOS 1, 2 Y 3 SE OBSERVA QUE LA APROXIMACION ELIPTICA ES LA QUE PRESENTA EL CORTE MAS ABRUPTO EN LA BANDA DE TRANSICION.

SI EL ORDEN DEL FILTRO ES PAR, LA GANANCIA DEL FILTRO PARA  $\omega = 0$  SERA LA QUE MARCA EL UMBRAL INFERIOR DEL RIZO EN LA BANDA DE PASO, VER FIG. 18.

SI EL ORDEN DEL FILTRO ES IMPAR, LA GANANCIA DEL FILTRO PARA  $\omega = 0$  SERA LA QUE MARCA EL UMBRAL SUPERIOR DEL RIZO EN LA BANDA DE PASO. VER FIGURA 18.

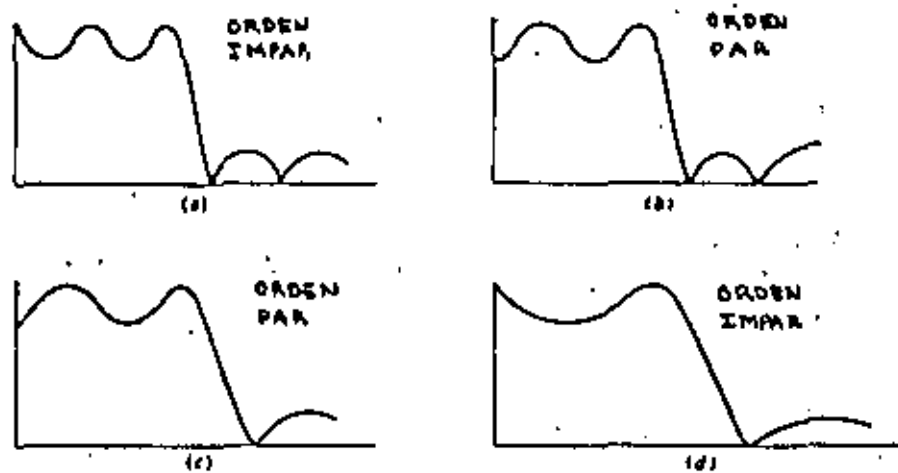


FIGURA # 18. FORMAS DE MAGNITUD DE RESPUESTA EN FRECUENCIA DE FILTROS ELIP TICOS DE ORDEN PAR E IMPAR.

### VII. PLANTILLAS DE DISEÑO.

A CONTINUACION SE PRESENTAN LAS PLANTILLAS DE DISEÑO NORMALIZADAS PARA UN FILTRO PASA BAJAS, PASA ALTAS, PASA BANDA Y SUPRESOR DE BANDA. CUYA FI-NALIDAD ES DETERMINAR LAS CARACTERISTICAS NECESARIAS PARA EL DISEÑO.

PASA BAJAS.

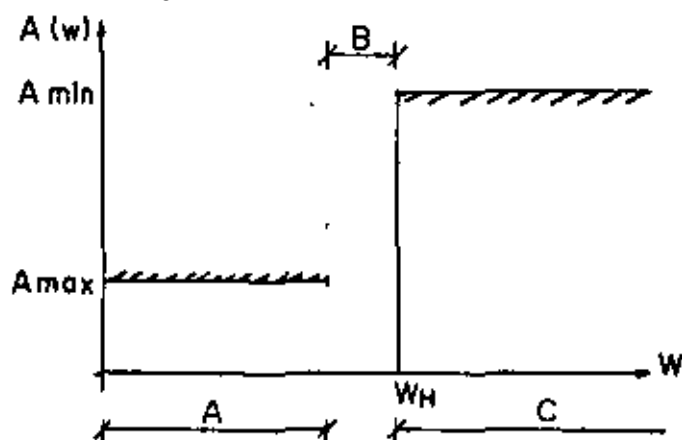


FIGURA 19.

DONDE:

$A_{min}$ , ES LA ATENUACION MINIMA EN LA BANDA DE NO PASO.

$A_{max}$ , ES LA ATENUACION MAXIMA EN LA BANDA DE PASO.

$\omega_B$ , ES LA FRECUENCIA DE CORTE DEL FILTRO, IGUAL A UNO (NORMALIZADA)

$\omega_H$ , ES LA FRECUENCIA DE INICIO DE LA BANDA DE NO PASO.

A, ES LA BANDA DE PASO.

B, ES LA BANDA DE TRANSICION

C, ES LA BANDA DE NO PASO.

DE IGUAL FORMA:

PASA ALTAS.

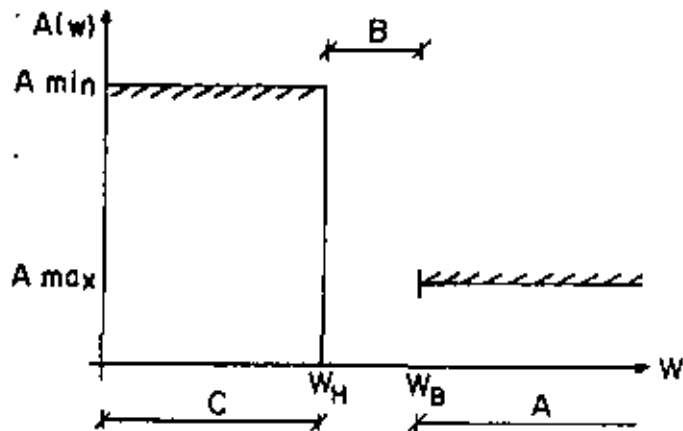


FIGURA 20.

PASA BANDA.

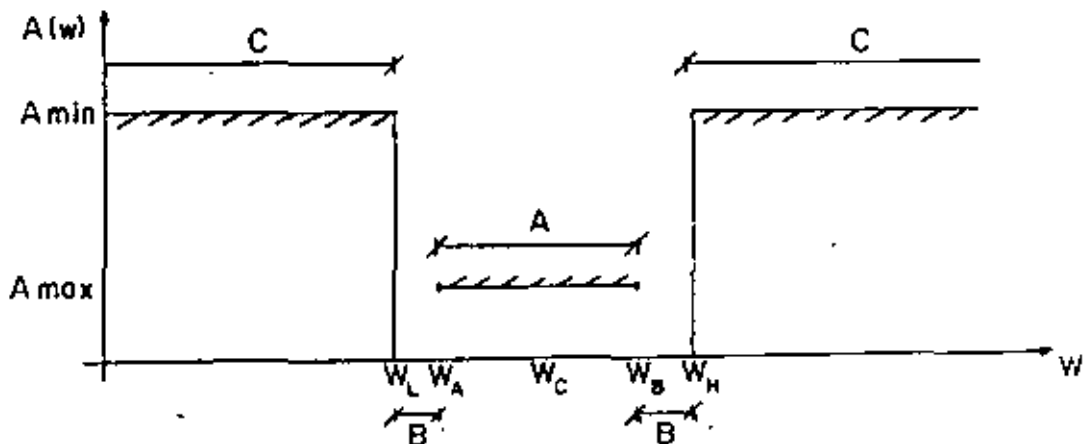


FIGURA 21.

DONDE:

10-11

12

13

14

15

16

17

18

19

20

21



- A<sub>min</sub>, ES LA ATENUACION EN LA BANDA DE NO PASO.
- A<sub>max</sub>, ES LA ATENUACION EN LA BANDA DE PASO.
- W<sub>L</sub>, ES LA FRECUENCIA INFERIOR DE LA BANDA DE NO PASO.
- W<sub>H</sub>, ES LA FRECUENCIA SUPERIOR DE LA BANDA DE NO PASO.
- W<sub>A</sub>, ES LA FRECUENCIA INFERIOR DE LA BANDA DE PASO.
- W<sub>B</sub>, ES LA FRECUENCIA SUPERIOR DE LA BANDA DE PASO.
- W<sub>C</sub>, ES LA FRECUENCIA CENTRAL.
- A , LA BANDA DE PASO.
- B , LA BANDA DE TRANSICION.
- C , LA BANDA DE NO PASO.

DE IGUAL FORMA

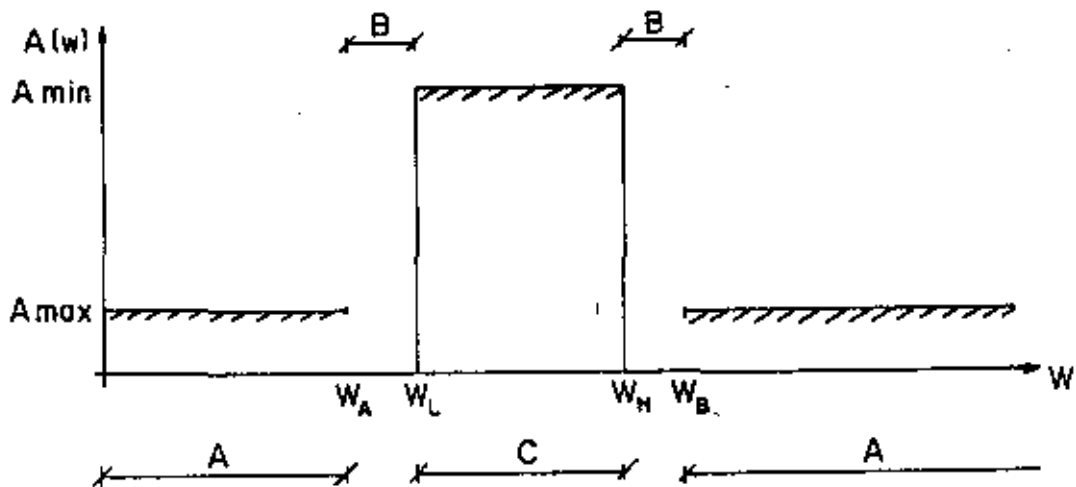


FIGURA 22.

NOTA:

OTROS DE LOS PARAMETROS IMPORTANTES EN UN FILTRO PASA BANDA ES EL FACTOR DE CALIDAD "Q" DEFINIDO COMO:

$$Q = \frac{W_C}{W} \quad (24)$$

DONDE; W ES EL ANCHO DE BANDA DEL FILTRO Y W<sub>C</sub> LA FRECUENCIA CENTRAL .

EL ANCHO DE BANDA DE UN FILTRO SE DEFINE COMO EL VALOR DE 3 DB. ABAJO DEL MAXIMO VALOR DE LA BANDA DE PASO.

VIII.- UN METODO PARA LA SINTESIS DE FILTROS ACTIVOS PASA BAJAS (ALL-POLE).

EL METODO CONSISTE EN FACTORIZAR LA FUNCION DE TRANSFERENCIA EN SECCIONES DE SEGUNDO ORDEN (PARA N PAR) MAS UNA DE PRIMER ORDEN (SI N IMPAR).

PASO # 1.

ESPECIFICAR  $A_{min}$  (ATENUACION MINIMA EN LA BANDA DE NO PASO),  $A_{max}$ . (ATENUACION EN LA BANDA DE PASO), FRECUENCIA DE INICIO DE LA BANDA DE NO PASO  $\omega_H$  NORMALIZADA Y  $\omega_B$  FRECUENCIA DE CORTE NORMALIZADA ( $\omega_B = 1$ ).

EJEMPLO # 1.

SE DESEA NORMALIZAR UN FILTRO, CUYAS CARACTERISTICAS SON LAS SIGUIENTES:

$A_{min} = 30$  DB.

$A_{max} = 0.5$  DB

$f_H = 3500$  Hz.

$f_B = 2500$  Hz

SOLUCION:

$\omega_H = 2 (3.1416) (3500) = 21991.148$

$\omega_B = 2 (3.1416) (2500) = 15707.963$

$\omega_H$  NORMALIZADA =  $\frac{15707.963}{15707.963} = 1$

$\omega_H$  NORMALIZADA =  $\frac{21991.148}{15707.963} = 1.399$

PASO # 2.

DE ACUERDO A LAS NECESIDADES DEL FILTRO, ELEGIR LA APROXIMACION (BUTTERWORTH, TSCHEBYCHEFF, BESSEL, ETC) QUE MAS LAS SATISFASE Y CALCULAR EL ORDEN DEL FILTRO.

EJEMPLO # 2.

ENCONTRAR EL ORDEN DEL FILTRO PARA LAS SIGUIENTES ESPECIFICACIONES (APROXIMACION BUTTERWORTH):

$A_{min} = 30$  DB.

$A_{max} = 0.5$  DB

$f_B = 2500$  Hz

$f_H = 3500$  Hz

SOLUCION:

$$N = \frac{\log \left[ \frac{(10^{0.1 A_{min}} - 1)}{(10^{0.1 A_{max}} - 1)} \right]}{2 \log \left( \frac{\omega_H}{\omega_B} \right)}$$

$N = \log \frac{999}{0.1220} = 13.389 \quad \therefore N = 14.$

PASO # 3.

ARMAR LA FUNCION DE TRANSFERENCIA QUE CARACTERIZA AL FILTRO? ENCONTRANDO LOS VALORES DE LOS COEFICIENTES DEL POLINOMIO DEL DENOMINADOR  $D(s)$  DE ACUERDO A LA APROXIMACION ESCOGIDA (VER TABLAS).

EJEMPLO # 3.

DE CIERTA APLICACION SE REQUIERE UN FILTRO BUTTERWORTH DE 5 ORDEN, - PASA BAJAS.

SOLUCION:

DE LA TABLA II.1 SE BUSCA EL ORDEN DEL FILTRO, ES DECIR  $N=5$  - Y LOS VALORES DE LOS COEFICIENTES DEL POLINOMIO, DADOS PARA SECCIONES DE SEGUNDO ORDEN Y UNA DE PRIMER ORDEN.

$$H(s) = \left( \frac{H_{01}}{s^2 + 0.61804s + 1} \right) \left( \frac{H_{02}}{s^2 + 1.61804s + 1} \right) \left( \frac{H_{03}}{s + 1} \right)$$

DONDE EL PRODUCTO DE LAS  $H_0$ , ES LA GANANCIA DEL FILTRO DESEADA.

PASO # 4.

DESNORMALIZAR A LA FRECUENCIA DE CORTE ESCOGIDA.

EJEMPLO # 4.

SE DESEA DESNORMALIZAR UN FILTRO PASA BAJAS BUTTERWORTH DE 2 ORDEN - CUYA FRECUENCIA DE CORTE ES DE 2500 Hz.

SOLUCION:

$$H(s) = \frac{H_0}{s^2 + 1.4142s + 1} = \frac{H_0 B}{s^2 + A s + B} \quad A = 1.41421 \quad B = 1$$

$$A' = 1.41421 \times 2\pi \times 2500 = 22214.8299$$

$$B' = [1 \times 2\pi \times 2500]^2 = [15707.9632]^2$$

ENTONCES, LA FUNCION DE TRANSFERENCIA DESNORMALIZADA ES:

$$H(s) = \frac{[15707.9632]^2 H_0}{s^2 + 22214.8299s + (15707.9632)^2}$$

PASO # 5.

DE UNA CONFIGURACION DE HARDWARE PARA EL FILTRO ANALOGICO (REALIMENTACION MULTIPLE DE GANANCIA INFINITA, BIQUAD, ETC. ) DETERMINAR SU FUNCION DE TRANSFERENCIA (REALIZAR EL ANALISIS DE LA RED Y SI ES POSIBLE SINTETIZAR SU PROPIA CONFIGURACION). UGUALAR LOS COEFICIENTES DEL POLINOMIO D(S) CON LOS COEFICIENTES A' Y B'.

EJEMPLO # 5.

LA FUNCION DE TRANSFERENCIA DE UNA RED DE REALIMENTACION MULTIPLE DE GANANCIA INFINITA, DE UN FILTRO PASA BAJAS DE SEGUNDO ORDEN ES:

$$\frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{\frac{1}{R_1 R_3 C_2 C_5}}{s^2 + \left(\frac{s}{C_2}\right) \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_4}\right) + \frac{1}{R_3 R_4 C_2 C_5}}$$

ENTONCES.

$$A' = \frac{1}{C_2} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_4} \right) ; B' = \frac{1}{R_3 R_4 C_2 C_5} = \omega_0^2$$

$$\omega_0^2 H_0 = \frac{1}{R_1 R_3 C_2 C_5}$$

IGUALANDO EL NUMERADOR TENEMOS;

$$H_0 \omega_0^2 = \frac{1}{R_1 R_3 C_2 C_5}$$

PERO  $\omega_0^2 = B' = \frac{1}{R_3 R_4 C_2 C_5}$

SUSTITUYENDO EN LA ECUACION ANTERIOR

$$\frac{H_0}{R_3 R_4 C_2 C_5} = \frac{1}{R_1 R_3 C_2 C_5} \Rightarrow H_0 = \frac{R_3 R_4 C_2 C_5}{R_3 R_1 C_2 C_5} = \frac{R_4}{R_1}$$

LA GANANCIA ESTARA DADA POR

$$\frac{R_4}{R_1}$$

PASO # 6.

SUPONER EL VALOR DE LOS CAPACITORES (VALORES COMERCIALES) Y CALCULAR LOS VALORES DE LAS RESISTENCIAS (VALORES COMERCIALES). SI NO SE ENCUENTRAN ESOS VALORES COMERCIALMENTE NO TOMAR EL VALOR MAS PROXIMO, PONER EN TAL CASO PRESETS Y AJUSTARLOS A ESE VALOR.

CUANDO SE COMPRAN CAPACITORES O RESISTENCIAS EXISTE CIERTA TOLERANCIA DADA POR EL FABRICANTE EN SUS COMPONENTES, POR TANTO, EL HECHO DE COMPRAR UNA RESISTENCIA DE 100K NO DETERMINA QUE EL VALOR DE LA RESISTENCIA SEA DE 100 K (MIDALA).

EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL A UTILIZAR, ES NECESARIO QUE SUS CARACTERÍSTICAS DE FABRICACION SEAN LAS ADECUADAS PARA SU DISEÑO.

PASO # 7.

CONSTRUYA EL FILTRO, AJUSTE LOS VALORES DE RESISTENCIAS Y CAPACITANCIAS

## IX. HARDWARE PARA FILTROS ANALOGICOS.

A CONTINUACION SE DESCRIBEN REDES DE PRIMER ORDEN (UN SOLO POLO) Y DE SEGUNDO ORDEN (UN PAR DE POLOS COMPLEJOS), QUE PERMITEN SINTETIZAR FILTRO DE ORDEN MAYOR COMO SE EXPUSO EN EL PUNTO VIII. ESTE ENFOQUE PARA SINTETIZAR FILTROS ANALOGICOS PERMITE UNA FACIL SINTONIZACION DE LAS REDES QUE LO CONSTITUYEN, ASI COMO UNA MINIMA INTERACCION ENTRE SUS ELEMENTOS QUE LOS FORMAN.

ADEMAS SE EXPRESAN LAS FUNCIONES DE TRANSFERENCIA GENERALES DE FILTROS PASA BAJAS, PASA ALTAS, PASA BANDA Y SUPRESOR DE BANDA.; DESCRIBIENDOSE LAS EXPRESIONES DE AMPLITUD Y FASE DE CADA UNO.

LAS REDES EXPUESTAS SON:

- RED DE REALIMENTACION MULTIPLE DE GANANCIA INFINITA
- RED CON FUENTES CONTROLADAS.
- RED DE REALIMENTACION DE ESTADO VARIABLE (VARIABLES DE ESTADO) Y GANANCIA INFINITA.
- RED CON CONVERTIDORES DE IMPEDANCIA NEGATIVA.

### IX.1 FUNCIONES DE TRANSFERENCIA.

FILTRO PASA BAJAS UN POLO SENCILLO:

$$H(s) = \frac{H_0 \omega_0}{s + \omega_0} \quad (25)$$

LA MAGNITUD ES:

$$|H(j\omega)| = \left( \frac{H_0^2 \omega_0^2}{\omega^2 + \omega_0^2} \right)^{1/2} \quad (26)$$

LA FASE:

$$\phi(\omega) = -\text{ARCTAN} \frac{\omega}{\omega_0} \quad (27)$$

FILTRO PASA BAJAS DE UN PAR DE POLOS CONJUGADOS COMPLEJOS.

$$H(s) = \frac{H_0 \omega_0^2}{s^2 + \alpha \omega_0 s + \omega_0^2} \quad (28)$$

LA MAGNITUD ES:

$$|H(j\omega)| = \left[ \frac{H_0^2 \omega_0^4}{\omega^4 + \omega^2 \omega_0^2 (\alpha^2 - 2) + \omega_0^4} \right]^{1/2} \quad (29)$$

LA FASE:

$$\phi(\omega) = -\text{ARCTAN} \left[ \frac{1}{\alpha} \left( 2 \frac{\omega}{\omega_0} + \sqrt{4 - \alpha^2} \right) \right] - \text{ARCTAN} \left[ \frac{1}{\alpha} \left( 2 \frac{\omega}{\omega_0} - \sqrt{4 - \alpha^2} \right) \right] \quad (30)$$

FILTRO PASA ALTAS UN POLO SENCILLO:

$$H(s) = \frac{H_0 s}{s + \omega_0} \quad (31)$$

LA MAGNITUD ES:

$$|H(j\omega)| = \left( \frac{H_0^2 \omega^2}{\omega^2 + \omega_0^2} \right)^{1/2} \quad (32)$$

LA FASE:

$$\phi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \text{ARCTAN} \frac{\omega}{\omega_0} \quad (33)$$

FILTRO PASA ALTAS DE UN PAR DE POLOS COMPLEJOS CONJUGADOS:

$$H(s) = \frac{H_0 s^2}{s^2 + \alpha \omega_0 s + \omega_0^2} \quad (34)$$

LA MAGNITUD ES:

$$|H(j\omega)| = \left[ \frac{H_0^2 \omega^4}{\omega^4 + \omega^2 \omega_0^2 (\alpha^2 - 2) + \omega_0^4} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (35)$$

LA FASE:

$$\phi(\omega) = \pi - \text{ARCTAN} \left[ \frac{1}{\alpha} \left( 2 \frac{\omega}{\omega_0} + \sqrt{4 - \alpha^2} \right) \right] - \text{ARCTAN} \left[ \frac{1}{\alpha} \left( 2 \frac{\omega}{\omega_0} - \sqrt{4 - \alpha^2} \right) \right] \quad (36)$$

FILTRO PASA BANDA:

$$H(s) = \frac{H_0 \alpha \omega_0 s}{s^2 + \alpha \omega_0 s + \omega_0^2} \quad (37)$$

DONDE

$$\alpha = \frac{1}{Q} \quad Q = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \quad (38)$$

LA MAGNITUD ES:

$$|H(j\omega)| = \left[ \frac{H_0^2 \alpha^2 \omega_0^2 \omega^2}{\omega^4 + \omega^2 \omega_0^2 (\alpha^2 - 2) + \omega_0^4} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (39)$$

LA FASE:

$$\phi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \text{ARCTAN} \left( \frac{2Q\omega}{\omega_0} + \sqrt{4Q^2 - 1} \right) - \text{ARCTAN} \left( 2Q \frac{\omega}{\omega_0} - \sqrt{4Q^2 - 1} \right) \quad (40)$$

FILTRO DE RECHAZO DE BANDA.

PUEDA OBTENERSE UN FILTRO DE RECHAZO DE BANDA EJECUTANDO LA OPERACION  $1 - H_{BP}(s)$ , DONDE  $H_{BP}(s)$  ES UNA FUNCION DE TRANSFERENCIA, DE PASA BANDA, VER FIGURA # 23.

$$H(s) = - \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \alpha \omega_0 s + \omega_0^2} \frac{R_F}{R} \quad (41)$$

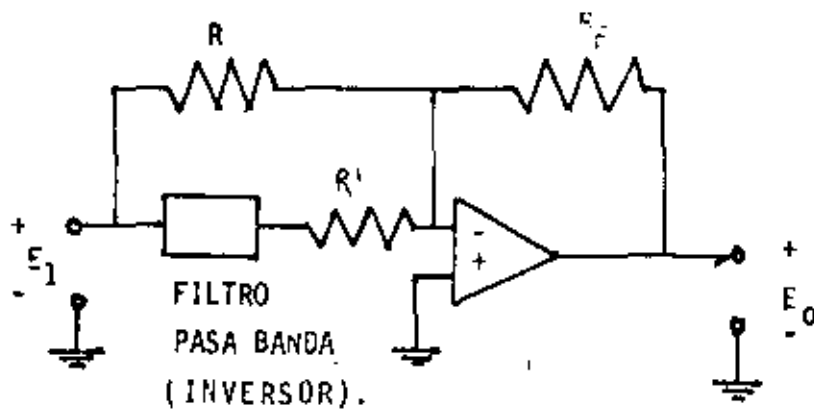


FIGURA # 23. FILTRO DE RECHAZO DE BANDA.

IX.2 RED DE REALIMENTACION MULTIPLE DE GANANCIA INFINITA.

LA FIGURA 24 ILUSTR LA CONEXION DE REALIMENTACION MULTIPLE Y GANANCIA INFINITA PARA UN PAR DE POLOS EN EL PLANO S COMPLEJOS CONJUGADOS CON LOS CEROS RESTRINGIDOS AL ORIGEN O AL INFINITO. EL AMPLIFICADOR SE USA EN LA FORMA QUE INVIERTE, CON LA ENTRADA + CONECTADA A TIERRA. CADA ELEMENTO - Y<sub>i</sub> REPRESENTA UN SOLO RESISTOR O CAPACITOR. LA FUNCION DE TRANSFERENCIA DE VOLTAJE ES:

$$\frac{E_o}{E_i}(s) = \frac{-Y_1 Y_3}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4 + \left(\frac{1}{A_{ol}}\right) [(Y_3 + Y_5)(Y_1 + Y_2 + Y_4) + Y_3 Y_5]} \quad (42)$$

EN EL CASO LIMITE, COMO A<sub>ol</sub> SE APROXIMA AL INFINITO, OBTENEMOS

$$\frac{E_o}{E_i}(s) = \frac{-Y_1 Y_3}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4} \quad (43)$$

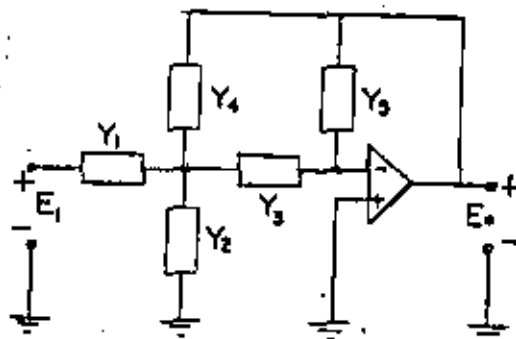


FIGURA # 24. RED DE REALIMENTACION MULTIPLE DE GANANCIA INFINITA.

FILTRO PASA BAJAS.

SU FUNCION DE TRANSFERENCIA ES:



$$\frac{E_o(s)}{E_i} = \frac{-\frac{1}{R_1 R_3 C_2 C_5}}{s^2 + \left(\frac{s}{C_2}\right) \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}\right) + \frac{1}{R_3 R_4 C_2 C_5}} \quad (44)$$

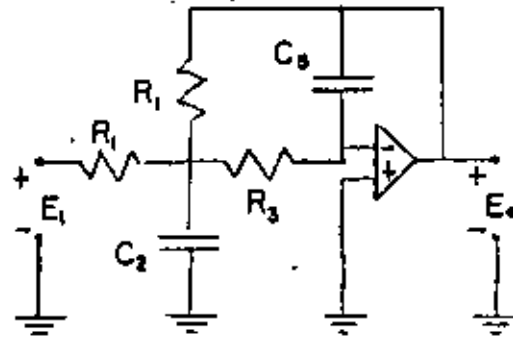


FIGURA # 25. FILTRO PASA BAJAS DE REALIMENTACION MULTIPLE.

FILTRO PASA ALTAS.

SU FUNCION DE TRANSFERENCIA ES:

$$\frac{E_o(s)}{E_i} = \frac{-\left(\frac{C_1}{C_4}\right) s^2}{s^2 + s \left(\frac{1}{R_5}\right) \left(\frac{C_1}{C_3 C_4} + \frac{1}{C_4} + \frac{1}{C_3}\right) + \frac{1}{R_2 R_5 C_3 C_4}} \quad (45)$$

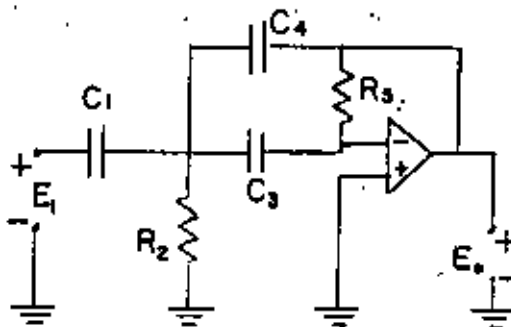


FIGURA # 26. FILTRO PASA ALTAS CON REALIMENTACION MULTIPLE.

FILTRO DE PASO DE BANDA NO. 1.

SU FUNCION DE TRANSFERENCIAS ES:

$$\frac{E_0}{E_1}(s) = \frac{-s \left( \frac{1}{R_1 C_4} \right)}{s^2 + s \left( \frac{1}{R_5} \right) \left( \frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_4} \right) + \left( \frac{1}{R_5 C_3 C_4} \right) \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)} \quad (46)$$

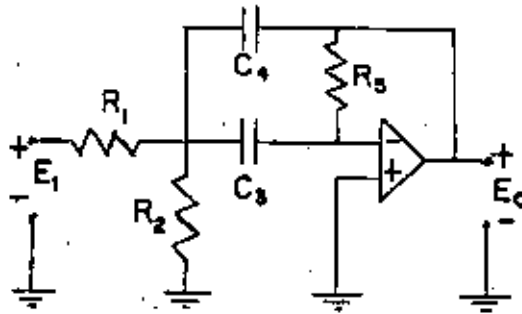


FIGURA # 27. FILTRO DE PASO DE BANDA DE REALIMENTACION MULTIPLE.

FILTRO PASO BANDA NO. 2.

SU FUNCION DE TRANSFERENCIA ES:

$$\frac{E_0}{E_1}(s) = \frac{s \left( \frac{K}{R_1 C_4} \right)}{s^2 + \left( \frac{s}{R_5 C_4} \right) \left( 1 + \frac{C_4}{C_3} - \frac{K R_5}{R_6} \right) + \left( \frac{1}{C_3 C_4 R_5} \right) \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_6} \right)} \quad (47)$$

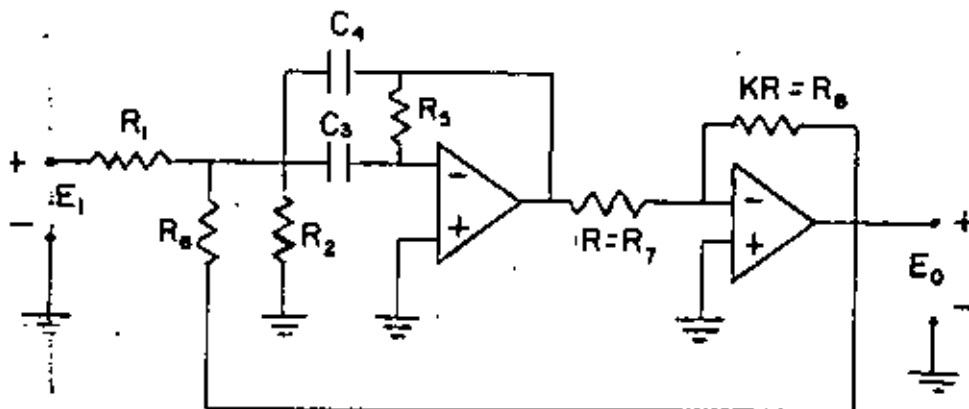


FIGURA # 28. FILTRO DE PASO DE BANDA DE REALIMENTACION MULTIPLE CON REALIMENTACION POSITIVA.

### IX.3 RED DE FUENTES CONTROLADAS.

LA FIGURA # 29 SE ILUSTR A UNA FUENTE DE VOLT AJE CONTROLADA POR VOLT AJE PROVISTA DE UN AMPLIFICADOR OPERATIVO. LA IMPEDANCIA DE ENTRADA ES MUY GRANDE, DE ACUERDO AL OPERACIONAL UTILIZADO ( CIENTOS DE MILES DE MEGOHMS ) Y LA IMPEDANCIA DE SALIDA ES MUY BAJA, GENERALMENTE MENOS 10 OHM. LA FUNCION DE TRANFERENCIA DE VOLT AJE ES:

$$\frac{E_o}{E_i}(s) = 1 + \frac{R_b}{R_a} \quad (48)$$

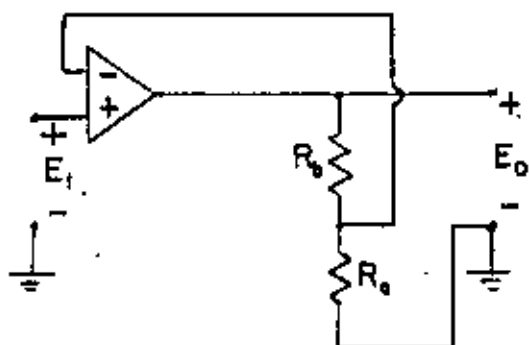


FIGURA # 29 FUENTE DE VOLT AJE CONTROLADA POR VOLT AJE CON UN AMPLIFICADOR OPERATIVO QUE NO INVIERTE.

LA FIGURA # 30 MUESTRA LA CONEXION DE LA FUENTE CONTROLADA PARA UNA RED QUE PUEDE USARSE PARA REALIZAR LAS FUNCIONES DE TRANFERENCIA DE VOLT AJE CON UN SOLO PAR DE POLOS COMPLEJOS CONJUGADOS EN EL PLANO S, CON LOS CEROS RESTRINGIDOS AL ORIGEN O AL INFINITO. LOS Y<sub>i</sub> ESTAN RESTRINGIDOS A SER ELEMENTOS SIMPLES (R, O C.). ESTOS CINCO ELEMENTOS PUEDEN ELIGIRSE DE MANERA QUE REALICEN LAS FUNCIONES DE RED DE PASA BAJAS, PASA ALTAS Y PASA BANDA.

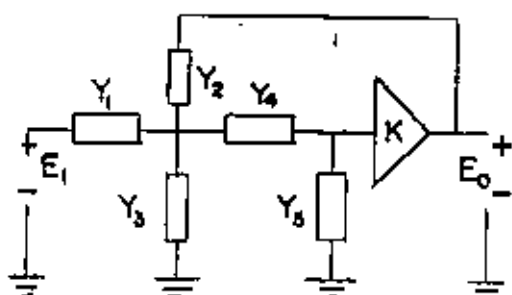


FIGURA # 30. CONFIGURACION DE UNA FUENTE DE VOLT AJE CONTROLADA POR VOLT AJE PARA UNA FUNCION DE TRANFERENCIA DE SEGUNDO ORDEN.

FILTRO PASA BAJAS.

SU FUNCION DE TRANSFERENCIA ES:

$$\frac{E_o(s)}{E_i} = \frac{\frac{K}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{s^2 + s \left( \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{(1-K)}{R_2 C_2} \right) + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (49)$$

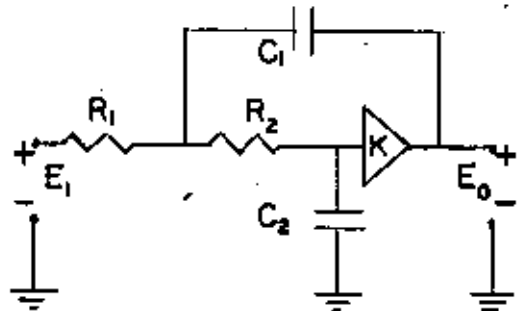


FIGURA # 31 FILTRO PASA BAJAS DE FUENTE DE VOLTAJE CONTROLADA POR VOLTAJE

FILTRO PASA ALTAS.

SU FUNCION DE TRANSFERENCIA ES:

$$\frac{E_o(s)}{E_i} = \frac{K s^2}{s^2 + s \left( \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} + \frac{(1-K)}{R_1 C_1} \right) + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (50)$$

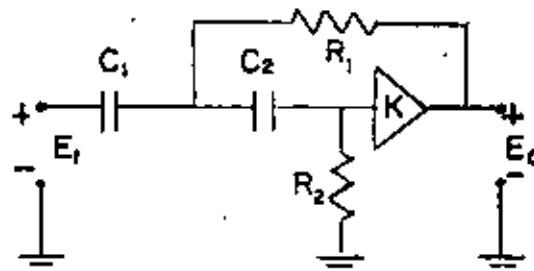


FIGURA # 32 FILTRO PASA ALTAS DE FUENTE DE VOLTAJE CONTROLADA POR VOLTAJE.

FILTRO PASA BANDA NO. 1

SU FUNCION DE TRANSFERENCIA ES:

$$\frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{Ks}{R_1 C_2} \cdot \frac{1}{s^2 + s \left[ \frac{1}{R_3 C_2} + \frac{1}{R_1 C_2} + \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1-K}{R_2 C_2} \right] + \frac{1}{R_3} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \frac{1}{C_1 C_2}} \quad (51)$$

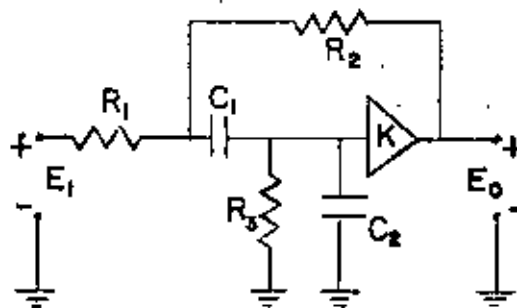


FIGURA # 33 FILTRO PASA BANDA DE FUENTE DE VOLTAJE CONTROLADA POR VOLTAJE

FILTRO PASA BANDA NO. 2

SU FUNCION DE TRANSFERENCIA ES:

$$\frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{s \left( \frac{K}{1-K} \right) \frac{1}{R_1 C_2}}{s^2 + s \left[ \frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_1 C_2 (1-K)} \right] + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (52)$$

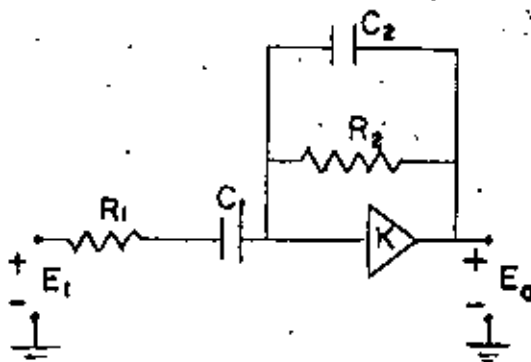


FIGURA # 34 ALTERNATIVA DE UN FILTRO PASA BANDA DE FUENTE DE VOLTAJE CONTROLADA POR VOLTAJE.



$$\frac{E_{hp}(s)}{E_i} = \frac{s^2 \frac{1 + \frac{R_6}{R_5}}{1 + \frac{R_3}{R_4}}}{s^2 + s \frac{1}{R_1 C_1} \left( \frac{1 + \frac{R_6}{R_5}}{1 + \frac{R_4}{R_3}} \right) + \frac{R_6}{R_5} \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (55)$$

$$\frac{E_{bp}(s)}{E_i} = \frac{-s \frac{1}{R_1 C_1} \left( \frac{1 + \frac{R_6}{R_5}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} \right)}{s^2 + s \frac{1}{R_1 C_1} \left( \frac{1 + \frac{R_6}{R_5}}{1 + \frac{R_4}{R_3}} \right) + \frac{R_6}{R_5} \left( \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \right)} \quad (56)$$

EN GENERAL, LA REALIZACION DE ESTADO VARIABLE PROPORCIONA UNA SENSIBILIDAD MENOR DE Q A LA VARIACION DE LOS ELEMENTOS QUE LA REALIZAN DE UN SOLO AMPLIFICADOR, Y POR ESTA RAZON SE USA ALGUNAS VECES PARA LAS APLICACIONES DE PASA BANDA DE Q GRANDE (Q MAYOR QUE 50). POR SUPUESTO, SE REQUIEREN TRES AMPLIFICADORES, LO QUE CONSTITUYE UNA DESVENTAJA. EN LAS APLICACIONES DE PASA ALTAS Y PASA BAJAS DE Q PEQUENA, ES UN CIRCUITO RELATIVAMENTE COSTOSO PARA USARLO. PERO ALGUNOS FABRICANTES DE FILTROS LO USAN COMO BLOQUE BASICO DE CONSTRUCCION.

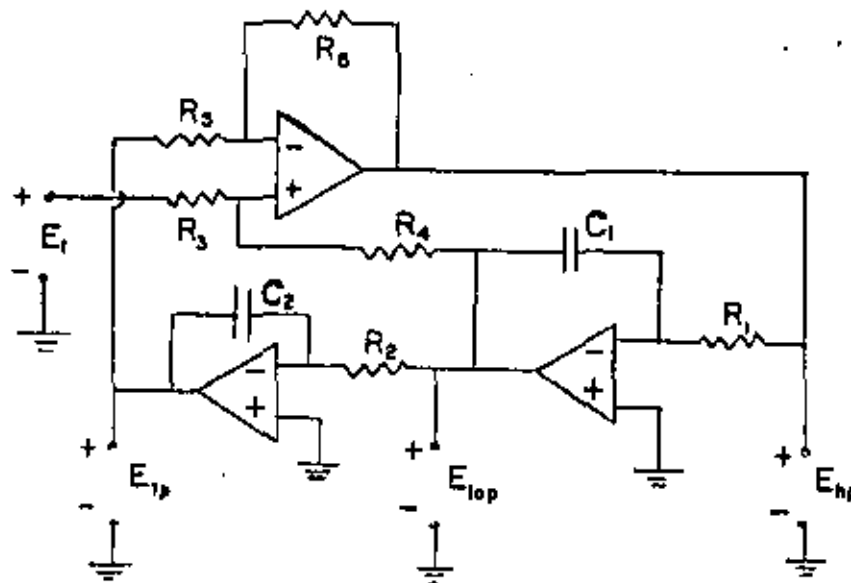


FIGURA # 36 RED DE SEGUNDO GRADO DE ESTADO VARIABLE.

### IX.5 RED DE CONVERTIDORES DE IMITANCIA NEGATIVA.

UNA REALIZACION DE UN CONVERTIDOR DE IMITANCIA NEGATIVA IDEAL DE INVERSION DE CORRIENTE (CINI), QUE USA UN AMPLIFICADOR OPERATIVO DE ENTRADA DIFERENCIAL SE MUESTRA EN LA FIGURA # 37.

LAS REALACIONES DE CORRIENTE Y DE VOLTAJE SON:

$$E_1 = E_2 \quad I_1 = \frac{R_2}{R_1} I_2 = \frac{1}{K} I_2 \quad (57)$$

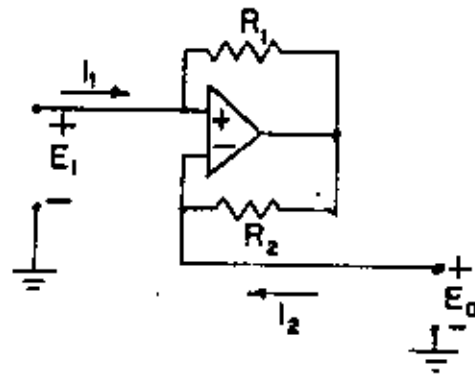


FIGURA # 37 REALIZACION DEL CINI CON AMPLIFICADORES OPERACIONALES.

UNA RAZON PARA LA REALIZACION DEL CINI SE SU BAJA SENSIBILIDAD A LOS CAMBIOS DE VALOR DE LOS ELEMENTOS COMPARADA CON LAS OTRAS REALIZACIONES. SIN EMBARGO, LA REALIZACION DEL CINI NO TIENE BAJA IMPEDANCIA DE SALIDA Y DEBEN UTILIZARSE ETAPAS AILADORAS SI ESTAS SE VAN A CONECTAR EN CASCADA. -- CON LOS FILTROS DE PASA BAJAS Y PASA ALTAS TIENE UNA Q DE BAJO VALOR Y, -- POR TANTO, NO SE USA. NOSOTROS SOLAMENTE TRATAREMOS LA REALIZACION DE PASA BANDA.

FILTRO PASA BANDA.

SU FUNCION DE TRANSFERENCIA ES:

$$\frac{E_0}{E_1}(s) = \frac{-Ks/R_1C_2}{s^2 + s\left(\frac{1}{R_1C_1} + \frac{1}{R_2C_2} - \frac{K}{R_1C_2}\right) + \frac{1}{R_1C_1R_2C_2}} \quad (58)$$

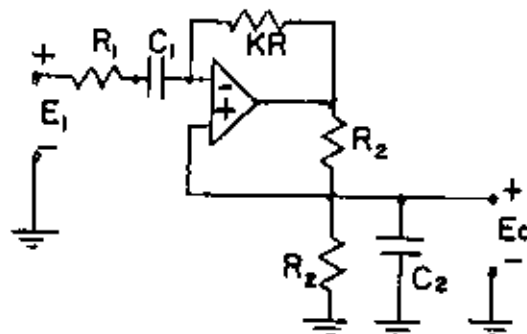


FIGURA # 38 FILTRO PASA BANDA CON CINI.



## X. CASOS PRACTICOS.

PASO # 1. UNA RESTRICCION PARA PODER MUESTREAR, ES QUE LA SEÑAL DEBE DE ESTAR LIMITADA EN BANDA.  
SE DESEA POR LO TANTO CONSTRUIR UN FILTRO CON LAS SIGUIENTES-ESPECIFICACIONES:

$$f_0 = 80 \text{ Hz.} \quad A_{\text{MIN}} = 40 \text{ dB.}$$

$$\omega_B = 1$$

$$f_H = 160 \text{ Hz} \quad A_{\text{MAX}} = 0.1 \text{ dB}$$

$$\omega_H = \frac{160}{80} = 2$$

PASO # 2. LA APROXIMACION ELEGIDA ES LA ELIPTICA Y EL ORDEN DEL FILTRO ES:

$$N = 4.$$

PASO # 3. FORMAMOS LA FUNCION DE TRANSFERENCIA:

$$H(s) = H_0 \left[ \frac{s^2 + C_1}{s^2 + a_1 s + b_1} \right] \left[ \frac{s^2 + C_2}{s^2 + a_2 s + b_2} \right] \quad (59)$$

DE TABLAS TENEMOS QUE:

$$C_1 = 4.593261$$

$$a_1 = 1.340886$$

$$b_1 = 0.736403$$

$$C_2 = 24.227201$$

$$a_2 = 0.432509$$

$$b_2 = 1.296053$$

$$H(s) = H_0 \left[ \frac{s^2 + 4.593261}{s^2 + 1.340886s + 0.736403} \right] \left[ \frac{s^2 + 24.227201}{s^2 + 0.432509s + 1.296053} \right]$$

$$H_0 = \frac{0.736403 \times 1.296053}{4.593261 \times 24.227201} = 0.008579732$$

PASO # 2.

①

DATOS.

$$f_B = 80 \text{ Hz} \quad \Delta_{\text{MIN}} = 26 \text{ dB.}$$

$$f_H = 160 \text{ Hz} \quad \Delta_{\text{MAX}} = 0.1 \text{ dB.}$$

FORMULAS.

$$X_L = \frac{W_H}{W_B}$$

$$L^2 = \frac{10^{0.1 \Delta_{\text{MIN}}} - 1}{10^{0.1 \Delta_{\text{MAX}}} - 1}$$

$$N = \frac{K(X_L^{-1}) K'(L^{-1})}{K'(X_L^{-1}) K(L^{-1})}$$

SOLUCION.

$$X_L = \frac{160}{80} = 2$$

$$X_L^{-1} = 0.5$$

DE TABLAS:

$$K'(X_L^{-1}) = 1.85407$$

$$K(X_L^{-1}) = 1.85407$$

$$L^2 = \frac{10^{0.1(26)} - 1}{10^{0.1(0.1)} - 1} = \frac{397.10717}{0.023293} = 17048.348$$

$$L = 130.56932$$

$$L^{-1} = 0.0076588$$

DE TABLAS:

$$K'(L^{-1}) = 5.20745$$

$$K(L^{-1}) = 1.57408$$

ENTONCES:

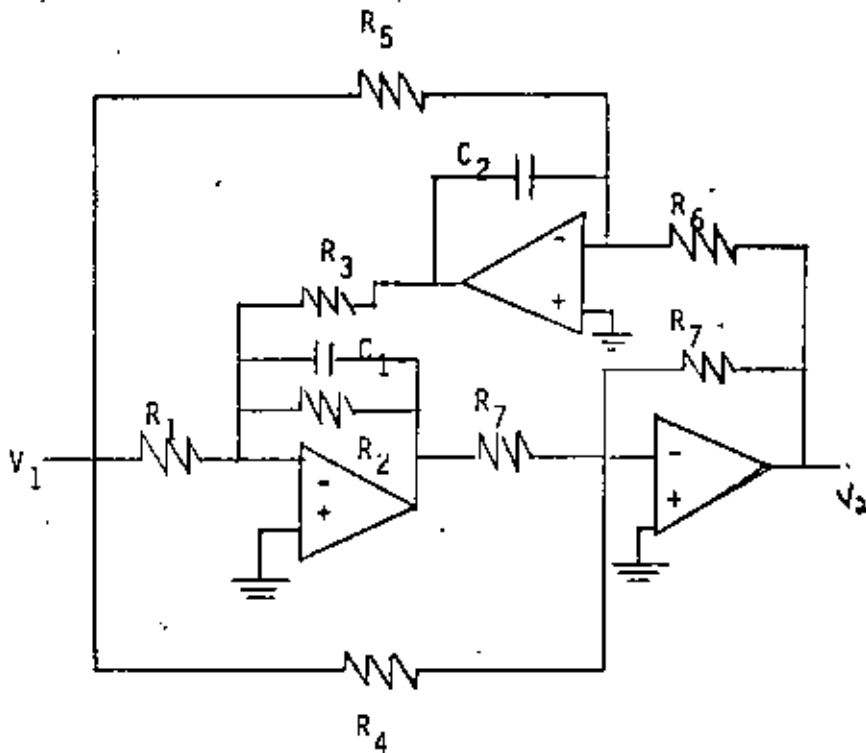
$$N = \frac{1.85407 (5.20745)}{1.85407 (1.57408)} = 3.308$$

$$N = 4$$

PASO # 4 DESNORMALIZAMOS AHORA EL FILTRO:

$$H(s) = H_0 \left[ \frac{s^2 + (4.593265)(2\pi 80)^2}{s^2 + (1.340886)(2\pi 80)s + (0.736405)(2\pi 80)^2} \right] \times \left[ \frac{s^2 + (24.227201)(2\pi 80)^2}{s^2 + (0.432509)(2\pi 80)s + (1.296053)(2\pi 80)^2} \right]$$

PASO # 5. ESCOGEAMOS LA CONFIGURACION BIQUAD.



SIEMPRE QUE  $R_2 R_4 = R_1 R_7$  :

$$H_0 = \rho = -\frac{R_7}{R_4}$$

$$\alpha \omega_c^2 = \frac{R_4}{R_3 R_5 R_7 C_1 C_2}$$

$$\beta \omega_c = \frac{1}{R_2 C_1}$$

$$j\omega_c^2 = \frac{1}{R_3 R_6 C_1 C_2}$$

$$\frac{V_2}{V_1} = -\frac{\rho(s^2 + \alpha \omega_c^2)}{s^2 + \beta \omega_c s + j\omega_c^2}$$

ENTONCES TENEMOS:

$$R_1 = - \frac{1}{f \beta \omega_c C_1}$$

$$R_2 = - f R_1$$

$$R_3 = \frac{1}{\sqrt{\mu} \omega_c C_1}$$

$$R_4 = - \frac{R_7}{f}$$

$$R_5 = - \frac{\sqrt{\mu}}{f \alpha \omega_c C_2}$$

$$R_6 = \frac{C_1}{C_2} R_3$$

DONDE  $C_1$ ,  $C_2$  y  $R_7$  SON ARBITRARIAS.

PASO # 6. ESCOGIENDO PARA LAS DOS SECCIONES QUE FORMAN LA CONFIGURACION:

$$C_1 = C_2 = 1 \mu F. \quad R_7 = 33 \text{ KOHM.}$$

PRIMERA SECCION:

$$f = -0.1603229; \quad \omega_0 = 2\pi \times 80; \quad \alpha = 4.593261$$

$$\beta = 1.340886; \quad \mu = 0.736403$$

$$R_1 = 9.254 \text{ KOHM}$$

$$R_9 = 20.583 \text{ KOHM}$$

$$R_2 = 1.483 \text{ KOHM}$$

$$R_5 = 2.3183 \text{ KOHM}$$

$$R_3 = 2.3183 \text{ KOHM}$$

$$R_6 = 2.3183 \text{ KOHM}$$

SEGUNDA SECCION:

$$\beta = -0.0534957794 \quad \alpha = 24.227201 \quad \rho = 0.432509$$

$$j_1 = 1.296053 \quad \omega_0 = 2\pi(80)$$

$$R_1 = 85.9835 \text{ KOHM}$$

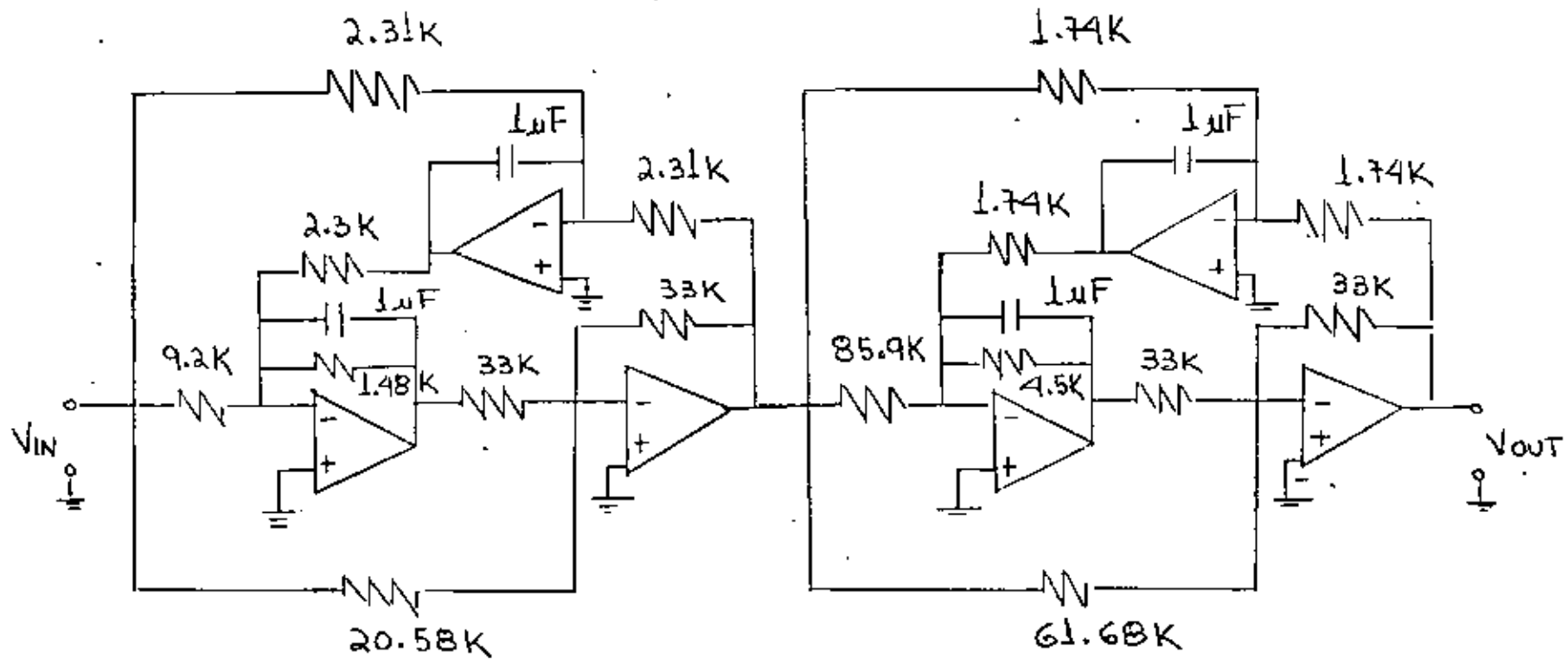
$$R_2 = 4.599 \text{ KOHM}$$

$$R_3 = 1.7475 \text{ KOHM} = R_6$$

$$R_4 = 61.687 \text{ KOHM}$$

$$R_5 = 1.747506 \text{ KOHM}$$

PASO # 7. ENTONCES:



1.47.

DISEÑO GRAFICO DE FILTROS ACTIVOS.

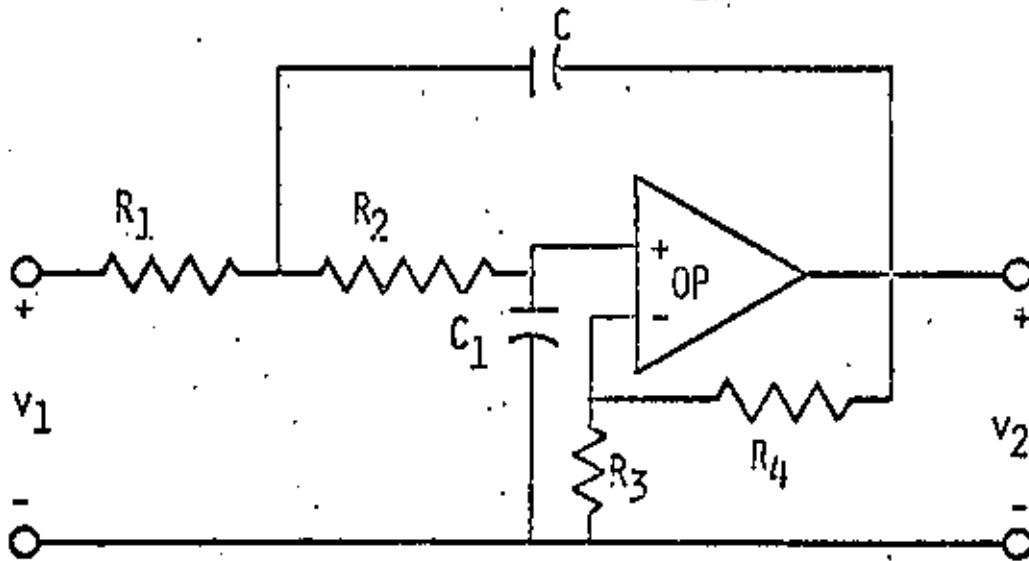
EL OBJETIVO ES FAMILIARIZARSE CON EL DISEÑO GRAFICO DE FILTROS ACTIVOS.

1.a .- DISEÑO GRAFICO DE UN FILTRO PASO BAJAS DE SEGUNDO ORDEN

FUNCION DE TRANSFERENCIA:

$$\frac{v_2(s)}{v_1(s)} = \frac{K}{s^2 + as + b} \quad \text{Ganancia} = \frac{k}{b}$$

EL CIRCUITO EMPLEADO PARA LA REALIZACION DEL FILTRO MENCIONADO ANTERIORMENTE, SE MUESTRA EN LA FIGURA 1.



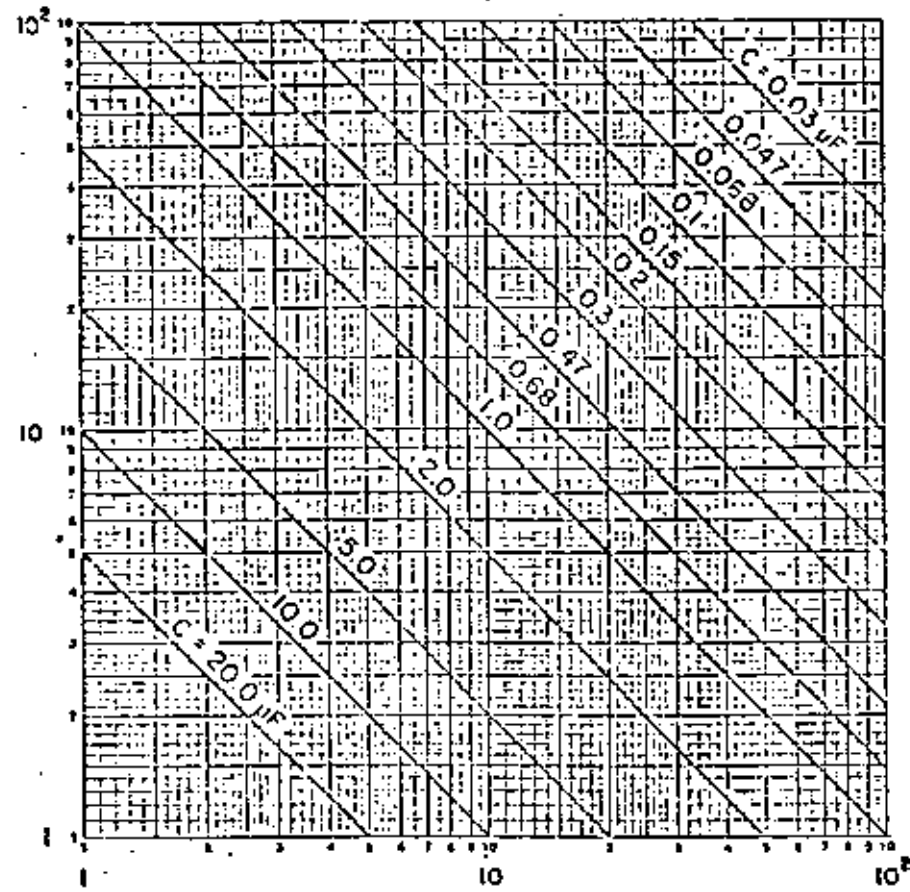
CIRCUITO PROTOTIPO DE UN FILTRO PASO BAJOS DE SEGUNDO ORDEN

FIG. 1

PASOS A SEGUIR PARA EL DISEÑO:

- a) SELECCIONE UN VALOR PARA LA CAPACITANCIA  $C$  Y DETERMINE EL VALOR DEL PARAMETRO  $K$  A PARTIR DE LA FIGURA 2a, 2b ó 2c SEGUN EL VALOR DE LA FRECUENCIA DE CORTE " $f_c$ " DESEADA.
- b) CUANDO EL VALOR DE  $K$  OBTENIDO ANTERIORMENTE DETERMINE EL VALOR DE LOS RESTANTES ELEMENTOS DEL CIRCUITO USANDO LA FIGURA 3a, 3b, 3c, 3d, ó 3e SEGUN SEA EL VALOR DE LA GANANCIA DESEADA PARA EL FILTRO.
- c) CONSTRUYA EL FILTRO ( TOME  $f_c = 100 \text{ Hz}$  ).

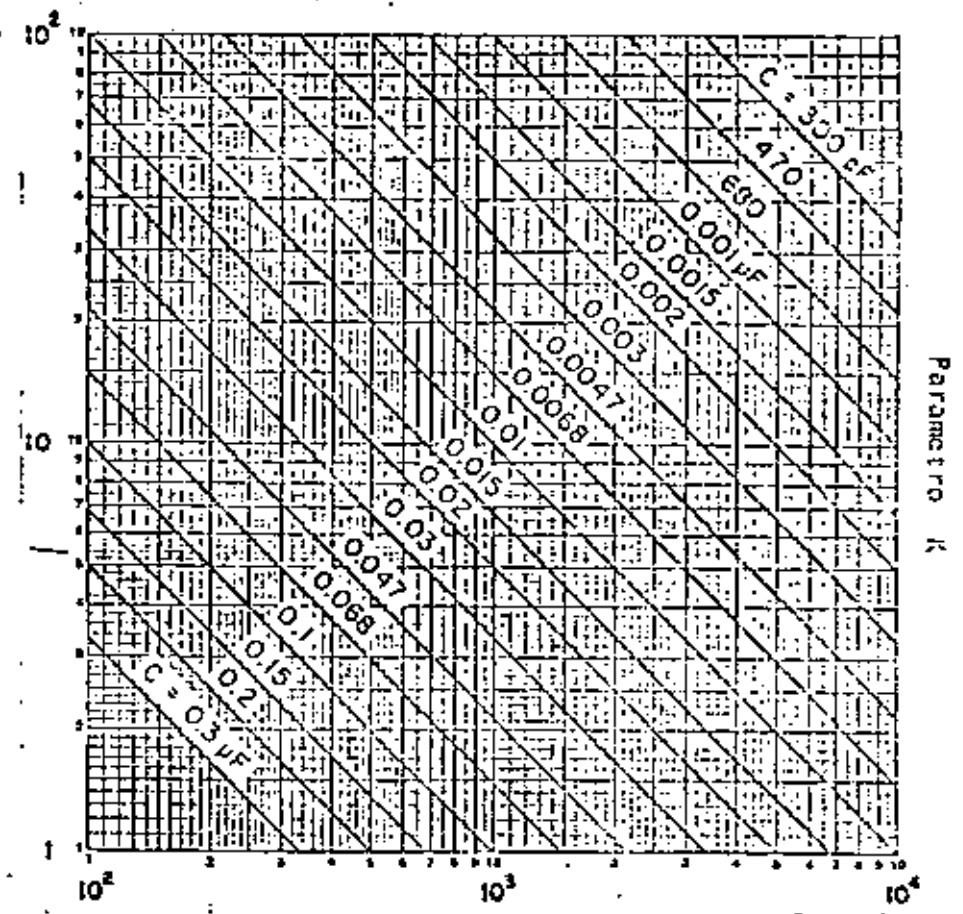




frecuencia de corte  $f_c$

GRAFICA PARA DETERMINAR EL PARAMETRO K PARA  $f_c$  COMPRENDIDA ENTRE 1 y  $10^2$  Hz

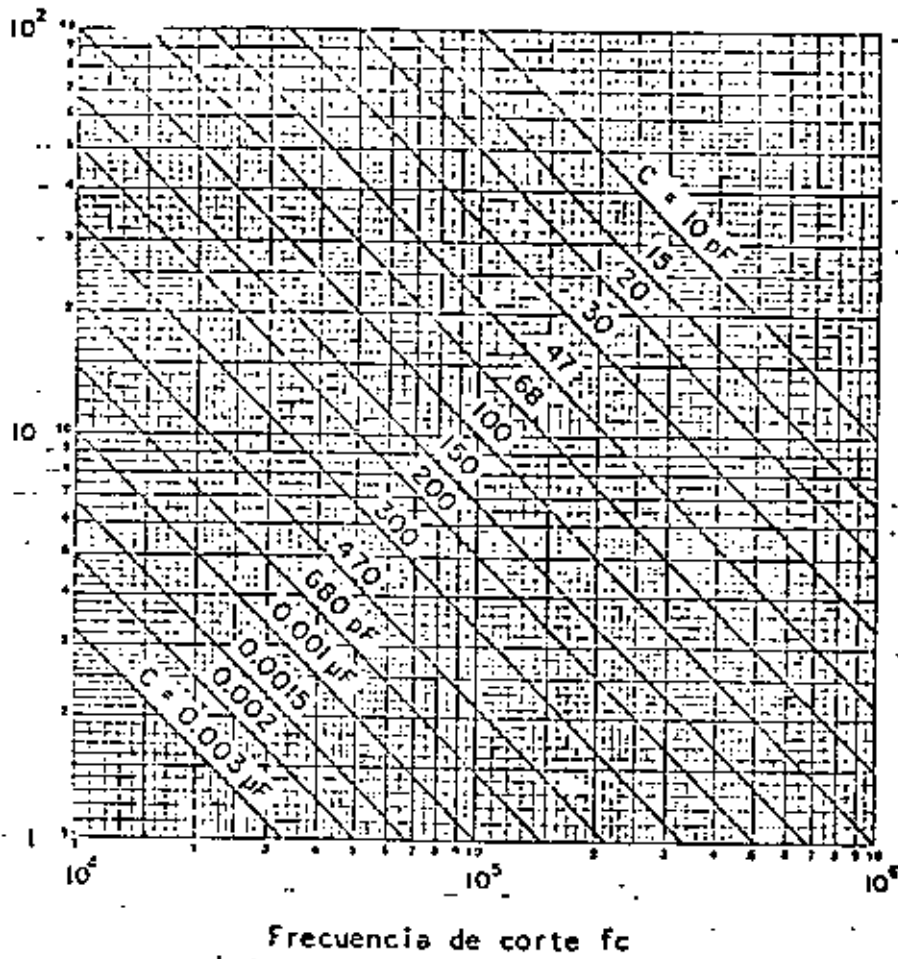
Fig. 2a



frecuencia de corte  $f_c$

GRAFICA PARA DETERMINAR EL PARAMETRO K PARA  $f_c$  COMPRENDIDA ENTRE  $10^2$  y  $10^4$  Hz

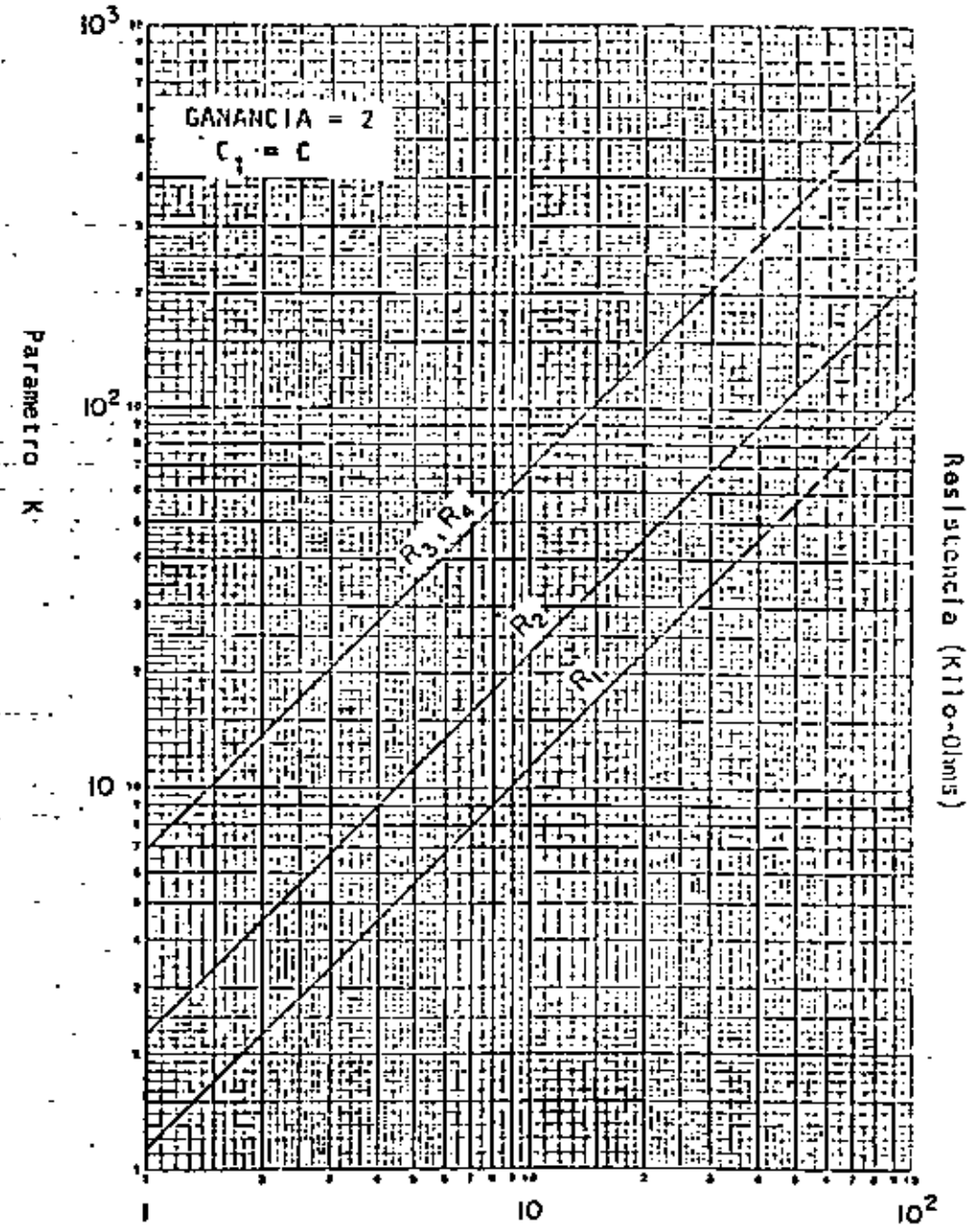
Fig. 2b



Frecuencia de corte  $f_c$

GRAFICA PARA DETERMINA EL PARAMETRO K PARA  $f_c$  COMPRENDIDA ENTRE  $10^4$  y  $10^6$  Hz

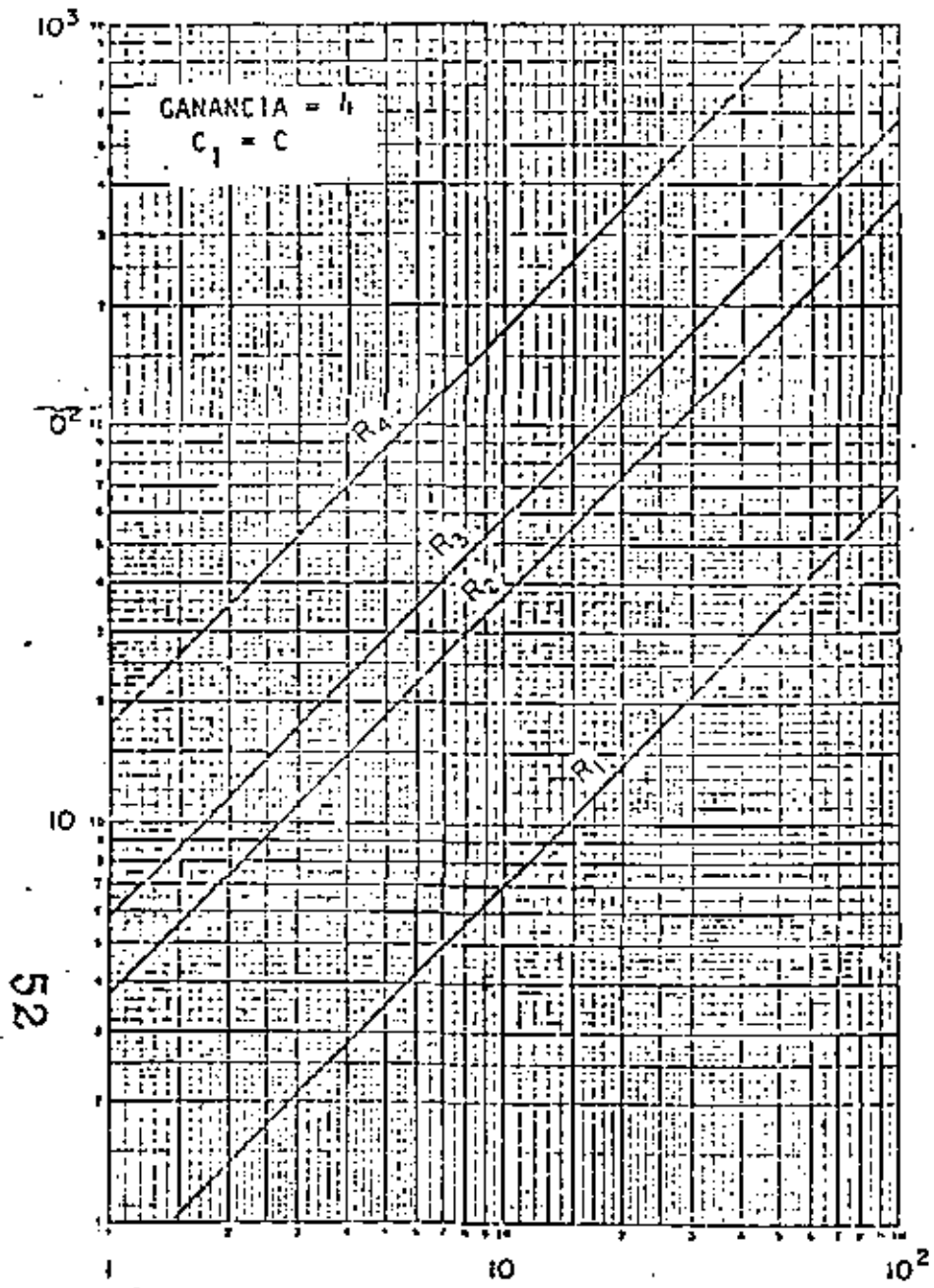
Fig. 2c



Parametro K  
GRAFICA PARA DETERMINAR LOS VALORES DE LAS RESISTENCIAS  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  y  $R_4$ .

Fig. 3a

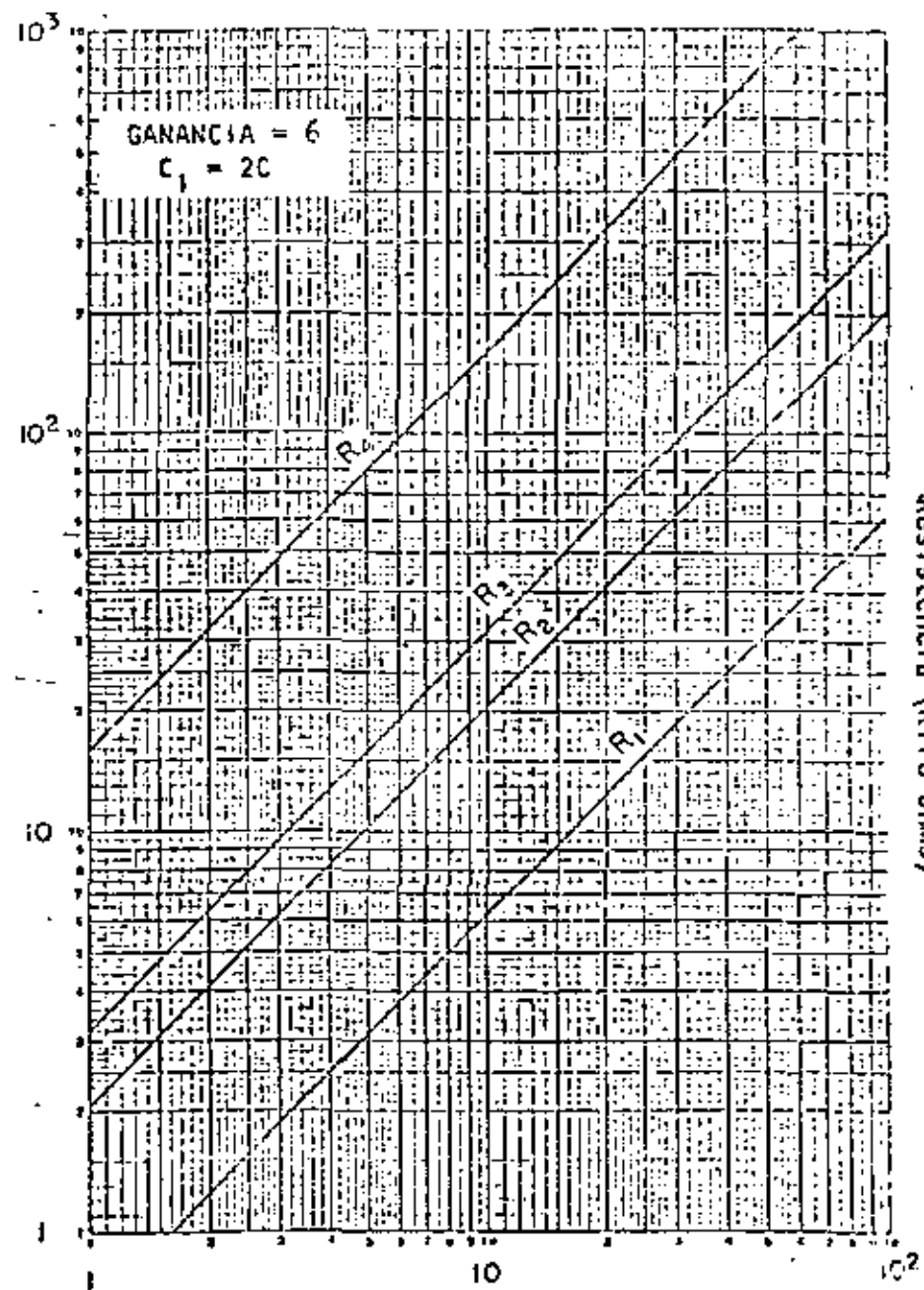
51



Parametro K  
 GRAFICA PARA DETERMINAR LOS VALORES DE LAS  
 RESISTENCIAS  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  y  $R_4$

Fig. 3b

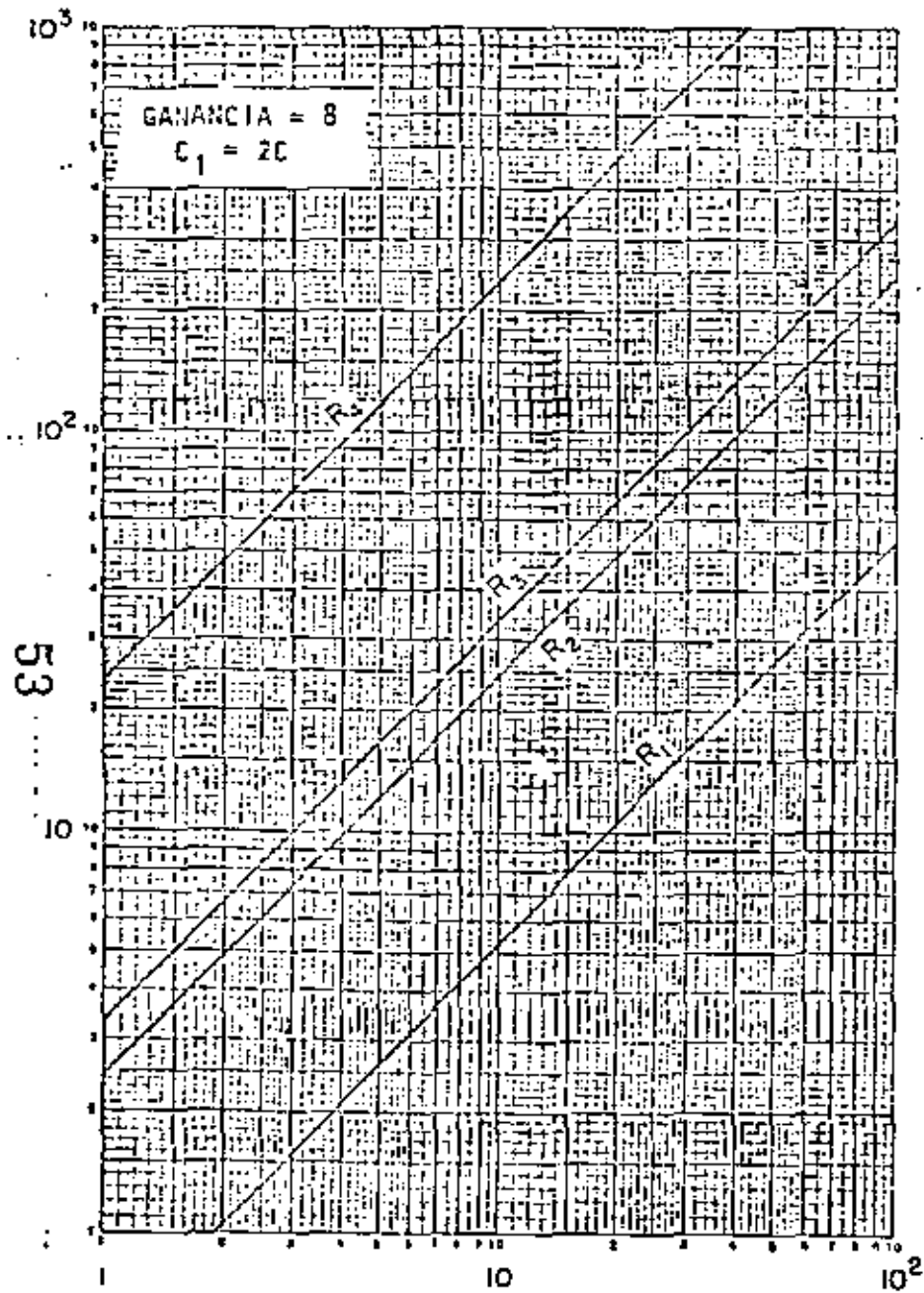
Resistencia (Kilo-Ohms)



Parametro K  
 GRAFICA PARA DETERMINAR LOS VALORES DE LAS  
 RESISTENCIAS  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  y  $R_4$

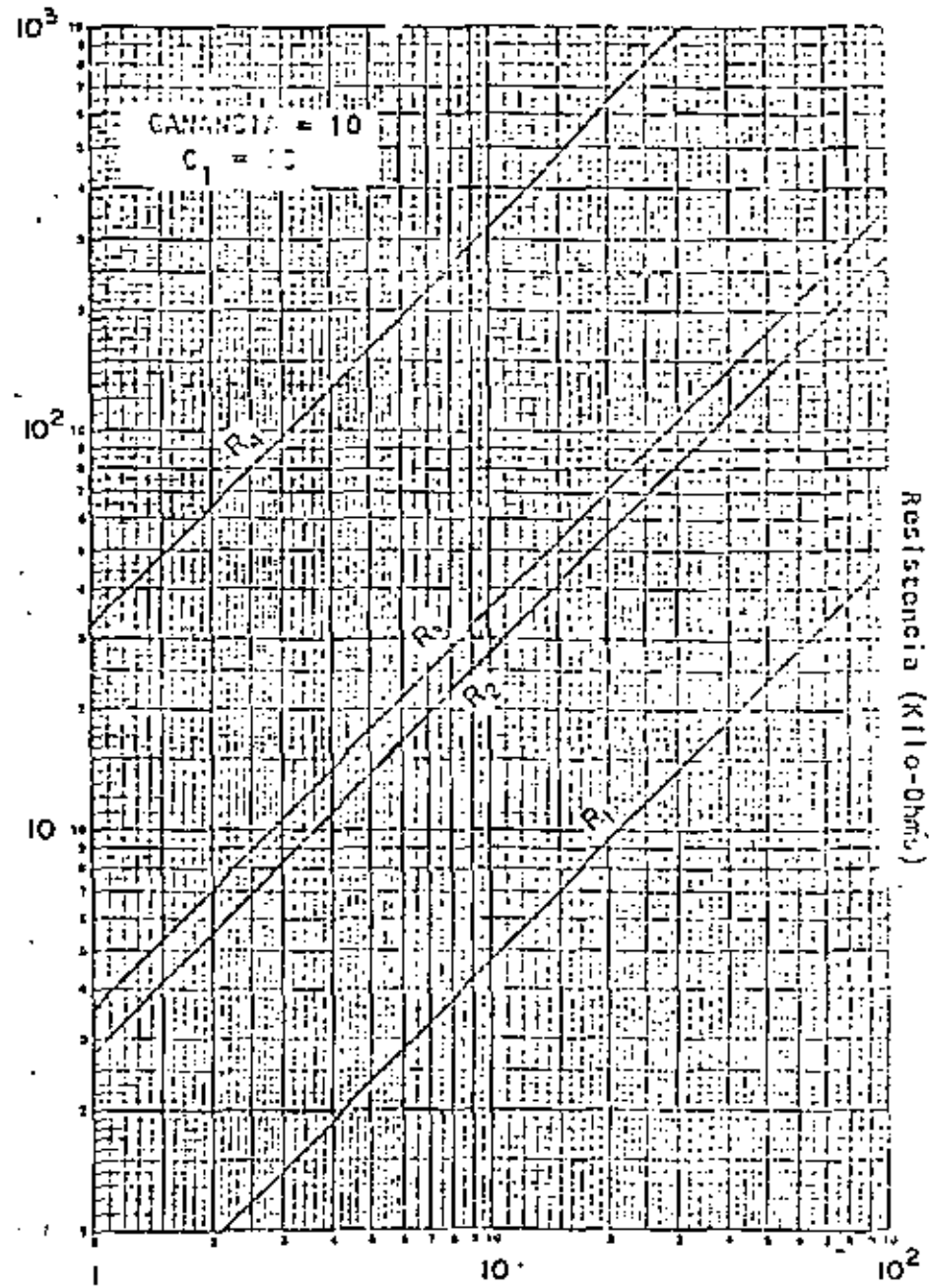
Fig. 3c

Resistencia (Kilo-Ohms)



Parametro K  
 GRAFICA PARA DETERMINAR LOS VALORES DE LAS  
 RESISTENCIAS  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  Y  $R_4$

Fig. 3d



Parametro K  
 GRAFICA PARA DETERMINAR LOS VALORES DE LAS  
 RESISTENCIAS  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  Y  $R_4$

Fig. 3e

TABLA II . 1

POLOS Y COEFICIENTES DE FACTORES CUADRATICOS DE  
FILTROS BUTTERWORTH DE HASTA DECIMO ORDEN.

Table 2.1-3a Denominator coefficients of maximally flat magnitude (Butterworth) functions of the form  $s^n + a_{n-1}s^{n-1} + a_{n-2}s^{n-2} + \dots + a_2s^2 + a_1s + 1$  with passband 0 to 1 rad/s

n	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	$a_5$
2	1.414214				
3	2.000000				
4	2.613126	3.414214			
5	3.236068	5.236068			
6	3.863703	7.454102	9.141620		
7	4.493959	10.097835	14.591794		
8	5.125831	13.137071	21.846151	25.688356	
9	5.758770	16.561719	31.163437	41.986386	
10	6.392453	20.431729	42.602061	64.852396	74.233429

Table 2.1-3b Pole locations and quadratic factors ( $s^2 + a_1s + 1$ ) of maximally flat magnitude (Butterworth) functions with passband 0 to 1 rad/s

n	Poles	$a_1$
2	$-0.70711 \pm j0.70711$	1.41421
3	$-0.50000 \pm j0.86603$	1.00000
4	$-0.38268 \pm j0.92388$ $-0.92388 \pm j0.38268$	0.76536 1.84776
5	$-0.30902 \pm j0.95106$ $-0.60902 \pm j0.56779$	0.61804 1.61804
6	$-0.25882 \pm j0.96593$ $-0.70711 \pm j0.70711$ $-0.96593 \pm j0.25882$	0.51764 1.41421 1.93186
7	$-0.22252 \pm j0.97493$ $-0.62349 \pm j0.78183$ $-0.90097 \pm j0.43388$	0.44504 1.24693 1.80194
8	$-0.19509 \pm j0.98079$ $-0.55557 \pm j0.83147$ $-0.83147 \pm j0.55557$ $-0.98079 \pm j0.19509$	0.39018 1.11114 1.66294 1.96158
9	$-0.17365 \pm j0.98481$ $-0.50000 \pm j0.86603$ $-0.76604 \pm j0.64279$ $-0.93969 \pm j0.34202$	0.34730 1.00000 1.53208 1.87938
10	$-0.15643 \pm j0.98769$ $-0.45399 \pm j0.89101$ $-0.70711 \pm j0.70711$ $-0.89101 \pm j0.45399$ $-0.98769 \pm j0.15643$	0.31286 0.90798 1.41421 1.78202 1.97538

## APPENDIX

## B

## Low-Pass Second-Order Factors

Second-order factors of denominator polynomial

$$\prod_{i=1}^n (s^2 + a_i s + b_i)$$

of low-pass Butterworth and Chebyshev transfer functions, normalized to a cutoff frequency of 1 rad/s and of Bessel transfer functions for  $T(1)$  approximately 1 s

TABLE B.1

Butterworth Filter:  $\prod_{i=1}^n (s^2 + a_i s + b_i)$

n	$a_1$	$b_1$	$a_2$	$b_2$	$a_3$	$b_3$	$a_4$	$b_4$
1	1.41421	1.00000						
2	0.76537	1.00000	1.84776	1.00000				
3	0.51764	1.00000	1.41421	1.00000	1.93183	1.00000		
4	0.39018	1.00000	1.11114	1.00000	1.66294	1.00000	1.96157	1.00000

TABLA II . 2

POLOS Y COEFICIENTES DE FACTORES CUADRATICOS DE  
FILTROS CHEBYSHEV DE HASTA DECIMO ORDEN.

Table 2.2-2b Pole locations and quadratic factors ( $a_0 + a_1s + s^2$ ) of 0.5-dB equal-ripple magnitude (Chebyshev) low-pass functions with passband 0 to 1 rad/s

n	Poles	$a_0$	$a_1$
2	-.71201 + j 1.00404	1.51620	1.42562
3	-.31323 + j 1.02193 -.62646	1.14245	.62646
4	-.17535 + j 1.01625 -.42314 + j .42095	1.06352 .35641	.35071 .84660
5	-.11196 + j 1.01156 -.29317 + j .62510 -.36232	1.07578 .47677	.22393 .58625
6	-.07765 + j 1.00846 -.21214 + j .73824 -.28979 + j .27022	1.02302 .59001 .15700	.15530 .42429 .57959
7	-.05700 + j 1.00641 -.15972 + j .80708 -.23080 + j .44789 -.25617	1.01611 .67608 .25388	.11401 .31944 .46160
8	-.04362 + j 1.00500 -.12422 + j .85200 -.18591 + j .56929 -.21929 + j .19991	1.01193 .74131 .35865 .08805	.08724 .24844 .37182 .43859
9	-.03445 + j 1.00400 -.09920 + j .88291 -.15199 + j .65532 -.18644 + j .34869 -.19841	1.00921 .78936 .45254 .15634	.06891 .19841 .30397 .37288
10	-.02790 + j 1.00327 -.08097 + j .90507 -.12611 + j .71826 -.15891 + j .46115 -.17615 + j .15890	1.00734 .82570 .53181 .23791 .05628	.05500 .16193 .25222 .31781 .35230

The locus defined by (15) may be used in an alternate method for finding the pole locations of an equal-ripple function. To do this, we first define a frequency normalization such that the passband has the range  $0 \leq \omega \leq \omega_c$ , where  $\omega_c = 1/\cosh v$ . From (12), the normalized pole locations are thus defined as

$$\sigma_k = -\sin u \tanh v \quad (16)$$

$$\omega_k = \cos u$$

The elliptic locus for these poles has an ordinate semiaxis of length unity and an abscissa semiaxis of length  $\tanh v$ . Comparing the pole locations determined by

Table 2.2-2c Pole locations and quadratic factors ( $a_0 + a_1s + s^2$ ) of 1.0-dB equal-ripple magnitude (Chebyshev) low-pass functions with passband 0 to 1 rad/s

n	Poles	$a_0$	$a_1$
2	-.54887 + j .89513	1.10251	1.09773
3	-.24709 + j .96600 -.49417	.99420	.49417
4	-.13954 + j .98338 -.33687 + j .40733	.98650 .27940	.27907 .67374
5	-.08946 + j .99011 -.23421 + j .61192 -.28949	.98831 .42930	.17892 .44841
6	-.06218 + j .99341 -.16488 + j .72723 -.23206 + j .26618	.99073 .55772 .12471	.12436 .37976 .46413
7	-.04571 + j .99526 -.12807 + j .79816 -.18507 + j .44294 -.20541	.99268 .65346 .27045	.09142 .25615 .37014
8	-.03501 + j .99645 -.09970 + j .84475 -.14920 + j .56444 -.17600 + j .19821	.99414 .72354 .34086 .07026	.07002 .19939 .29841 .35200
9	-.02767 + j .99723 -.07967 + j .87645 -.12205 + j .65090 -.14972 + j .34633 -.15933	.99523 .77539 .43856 .14234	.05533 .15933 .24411 .29944
10	-.02241 + j .99778 -.06505 + j .90011 -.10132 + j .71433 -.12767 + j .45863 -.14152 + j .15803	.99606 .61442 .52053 .22664 .04500	.04483 .13010 .20263 .25533 .28304



TABLE B.2

0.1 dB Chebyshev Filter:  $\prod_{i=1}^n (s^2 + a_i s + b_i)$ 

n	$a_1$	$b_1$	$a_2$	$b_2$	$a_3$	$b_3$	$a_4$	$b_4$
1	2.37259	1.31329						
2	0.52527	1.32981	1.27516	0.62282				
3	0.22940	1.12933	0.62674	0.69646	0.25614	0.26339		
4	0.12797	1.06964	0.36443	0.79901	0.54540	0.41627	0.64334	0.14563

TABLE B.3

0.5 dB Chebyshev Filter:  $\prod_{i=1}^n (s^2 + a_i s + b_i)$ 

n	$a_1$	$b_1$	$a_2$	$b_2$	$a_3$	$b_3$	$a_4$	$b_4$
1	1.42562	1.51620						
2	0.35971	1.06352	0.84668	0.35641				
3	0.17530	1.02302	0.42429	0.59001	0.57959	0.15700		
4	0.08724	1.01193	0.24844	0.74133	0.37182	0.35865	0.43859	0.08805

TABLE B.4

1 dB Chebyshev Filter:  $\prod_{i=1}^n (s^2 + a_i s + b_i)$ 

n	$a_1$	$b_1$	$a_2$	$b_2$	$a_3$	$b_3$	$a_4$	$b_4$
1	1.09773	1.10251						
2	0.27907	0.98530	0.67374	0.27940				
3	0.12436	0.96073	0.33976	0.55772	0.46413	0.12471		
4	0.07002	0.99414	0.19939	0.72354	0.29641	0.34086	0.35200	0.07026

TABLE B.5

2 dB Chebyshev Filter:  $\prod_{i=1}^n (s^2 + a_i s + b_i)$ 

n	$a_1$	$b_1$	$a_2$	$b_2$	$a_3$	$b_3$	$a_4$	$b_4$
1	0.89382	0.82325						
2	0.20977	0.92868	0.50644	0.22157				
3	0.09393	0.96591	0.25667	0.53294	0.39061	0.09993		
4	0.05298	0.95038	0.13089	0.70978	0.22582	0.32710	0.26637	0.05650

TABLE B.6

3 dB Chebyshev Filter:  $\prod_{i=1}^n (s^2 + a_i s + b_i)$ 

n	$a_1$	$b_1$	$a_2$	$b_2$	$a_3$	$b_3$	$a_4$	$b_4$
1	0.64490	0.70795						
2	0.17034	0.90309	0.41124	0.19398				
3	0.07646	0.95483	0.20290	0.52182	0.25535	0.08820		
4	0.04116	0.97417	0.12290	0.70358	0.18393	0.32059	0.21696	0.05029

TABLE B.7

Bessel Filter:  $\prod_{i=1}^n (s^2 + a_i s + b_i)$ 

n	$a_1$	$b_1$	$a_2$	$b_2$	$a_3$	$b_3$
1	3.00000	3.00000				
2	5.79242	9.14012	4.20758	11.48781		
3	8.49672	18.80114	7.47142	20.85282	5.03186	26.31399

TABLA II . 3

POLOS Y COEFICIENTES DE FACTORES CUADRATICOS DE  
FILTROS ELIPTICOS DE HASTA DECIMO ORDEN.

Table 2.3-1--Continued

(a) Odd and case A even: 0.1-dB passband ripple:

$n$	$\omega_c$	$K_c$ (dB)	$a_1$	$p_1$	$a_2$	$b_1$
5	1.05	13.841	1.173477	-0.786992 + j1.615887	.533704	1.103267
			1.173733	-0.836132 + j1.627866	.479279	1.073777
	1.10	20.266	1.258127	-0.879662 + j1.901270	.659383	1.017475
			1.193501	-0.945119 + j1.639366	.699267	1.042206
1.20	26.303	1.523177	-0.914156 + j1.987108	.758233	.936641	
		2.945367	-0.976439 + j1.021641	.110610	1.113647	
1.50	43.415	3.495515	-0.417637 + j1.375766	.636675	.772733	
		5.437665	-0.514126 + j1.696151	.728259	1.144763	
2.00	58.901	4.364951	-0.430797 + j1.721329	.848143	.704636	
		10.347732	-0.578913 + j1.073567	.727625	1.175664	
6	1.05	22.088	1.123326	-0.667076 + j1.628506	1.294652	.613667
			1.438554	-0.551511 + j1.987417	.303623	.696002
	1.10	29.586	1.243762	-0.599771 + j1.537551	1.169242	.627115
			1.714073	-0.584450 + j1.951624	.308900	.643261
1.20	39.630	1.495035	-0.567424 + j1.429606	1.095217	.644527	
		2.235947	-0.235479 + j1.917642	.470859	.679150	
1.50	57.772	2.359789	-0.487832 + j1.345732	.675663	.360297	
		1.027051	-0.277187 + j1.646772	.864773	.793976	
2.00	76.355	2.664102	-0.090365 + j1.044807	.160770	1.099771	
		12.354861	-0.457235 + j1.314305	.914470	.307851	
7	1.05	30.470	1.117521	-0.392386 + j1.791219	.724773	.752151
			1.332843	-0.097933 + j1.679696	.195860	.696003
	1.10	39.357	2.714372	-0.012274 + j1.612998	.636340	1.021313
			1.234328	-0.372406 + j1.706669	.745217	.638500
1.20	50.963	1.523177	-0.179118 + j1.977437	.258237	.633340	
		1.523177	-0.027270 + j1.612274	.656558	1.037683	
1.50	76.355	1.675872	-0.599637			
		1.841341	-0.371103 + j1.627101	.742249	.531344	
2.00	103.441	1.958697	-0.161444 + j1.928552	.322896	.688274	
		1.958697	-0.041080 + j1.024498	.082161	1.051284	

(continued)

Table 2.3-1 Elliptic functions with poles at  $p_i$  and having the form\*

$$N(s) = H \prod_j \frac{s^2 + c_j}{s^2 + a_j s + b_j}$$

(a) Odd and case A even: 0.1-dB passband ripple:

n	$\omega_c$	$K_s$ (dB)**	$c_j$	$p_i$	$a_j$	$b_j$
2	1.05	.363	1.437664	$-.015507 + j1.380400$	.150814	1.399030
	1.10	.559	1.714083	$-.129483 + j1.267507$	.259066	1.625677
	1.20	1.075	2.235993	$-.238268 + j1.303844$	.422597	1.998624
	1.50	3.210	3.927051	$-.534187 + j1.569367$	1.064213	2.742646
	2.00	7.438	7.664102	$-.843443 + j1.581991$	1.866827	3.714009
3	1.05	1.748	1.205410	$-.044823 + j1.079332$ $-2.81296A$	.089707	1.166569
	1.10	3.374	1.378314	$-.081421 + j1.121648$ $-2.240337$	.170843	1.265848
	1.20	6.691	1.696617	$-.156786 + j1.170259$ $-1.744162$	.313537	1.294082
	1.50	14.848	2.806034	$-.280646 + j1.212428$ $-1.298172$	.579292	1.553876
	2.00	24.016	5.153308	$-.381854 + j1.21905$ $-1.114765$	.763717	1.629104
4	1.05	4.397	1.153036 3.312319	$-.018174 + j1.143266$ $-.017568 + j1.045949$	1.297157 .075196	1.649644 1.065422
	1.10	10.721	1.290875 4.349933	$-.103416 + j1.076493$ $-.066714 + j1.068126$	1.407433 .153467	1.648894 1.141079
	1.20	17.051	1.572430 6.224402	$-.108448 + j1.066849$ $-.122457 + j1.198134$	.216947 1.453706	1.193044 1.165365
	1.50	29.044	2.535553 17.097313	$-.409734 + j1.014940$ $-.173627 + j1.108114$	1.397469 .347253	.768857 1.256062
	2.00	41.447	4.593261 24.227201	$-.870443 + j1.131839$ $-.216254 + j1.116480$	1.340246 .632500	.736403 1.296053

\* This table was computed using a program from David Jose Miguel Baez Lopez, "Determination of Elliptic Network Functions," M.S. thesis, University of Arizona, Tucson, 1977.

\*\*  $K_s$  (dB) es Amin.

Table 2.3-1—Continued

(a) Odd and case A even: 0.1-dB passband ripple:

$n$	$\omega_c$	$K_s$ (dB)	$c_1$	$P_1$	$a_1$	$b_1$
1.50	32.129	2.374572 3.313409 2.350724	-1.0474 + J .745129	.714447	.474210	
			-1.67905 + J .357345	.794431	.727767	
			-0.69058 + J1.032153	.319119	1.066713	
2.10	93.757	4.192643 4.231774 15.961005	-1.350169 + J .551993	.700334	.374116	
			-2.17123 + J .922267	.434251	.790147	
			-0.71174 + J1.039140	.342249	1.049071	
8	31.977	1.117844 1.243118 1.904133 11.044705	-1.18427 + J .464720	1.036454	.475410	
			-2.27633 + J .551957	.447259	.794760	
			-0.64627 + J .929953	.382251	.945037	
3.10	49.232	1.224744 1.427163 2.330511 15.136274	-1.466743 + J .344517	.933726	.336767	
			-1.24416 + J .795957	.469437	.694769	
			-0.92340 + J .964023	.364480	.978669	
1.20	62.295	1.470251 1.749509 3.252631 22.392599	-1.18007 + J .793777	.835614	.261931	
			-2.61711 + J .732751	.523423	.605416	
			-1.19065 + J .963257	.736131	.901664	
1.50	86.449	2.315497 2.995660 6.021824 45.059978	-1.359042 + J .246297	.738073	.196754	
			-2.70962 + J .159772	.541983	.508739	
			-1.40084 + J .913365	.798167	.856467	
7.50	111.763	4.135734 5.545663 11.766174 91.761533	-1.344561 + J .224683	.699177	.369703	
			-2.72775 + J .021654	.149549	.466760	
			-1.15771 + J .949447	.931543	.872407	
9	47.276	1.111405 1.225430 1.594771 7.993674	-1.355257 + J .814991	.713713	.506744	
			-1.69551 + J .893074	.299107	.870946	
			-0.59867 + J .982010	.101725	.946431	
1.10	58.707	1.224347 1.370314 1.937710 9.229248	-1.011772 + J1.007371	.023544	1.014935	
			-1.31731 + J .244813	.893461	.433701	
			-1.73149 + J .847267	.346287	.747443	
1.20	73.639	1.463756 1.699617 2.579104 7.652393	+0.069513 + J .969793	.139026	.945231	
			-0.17644 + J1.010567	.035488	1.021564	
			-1.448275			
1.20	73.639	1.463756 1.699617 2.579104 7.652393	-1.323508 + J .490740	.664787	.339627	
			-1.92804 + J .797069	.385616	.672494	
			-0.90331 + J .953994	.382643	.918245	

Table 2.3-1—Continued

(a) Odd and case A even: 0.1-dB passband ripple:

$n$	$\omega_c$	$K_s$ (dB)	$c_1$	$P_1$	$a_1$	$b_1$
1.50	100.842	2.101615 2.606014 4.635336 15.034341	-1.299697 + J .415819	.598293	.767770	
			-1.230182 + J .735495	.470364	.585703	
			-1.114307 + J .931723	.732104	.850703	
2.00	126.717	4.107442 5.173299 8.927191 32.201057	-1.264334 + J .394821	.577176	.230077	
			-2.217331 + J .767151	.434263	.540719	
			-1.107110 + J .917130	.761471	.870917	
10	55.681	1.139672 1.181462 1.439664 2.533244 16.654617	-1.427209 + J .302646	.844617	.269855	
			-2.46141 + J .730422	.492692	.574205	
			-1.05317 + J .916451	.712134	.851184	
1.10	68.332	1.221564 1.339634 1.714083 3.251967 23.143703	-1.377349 + J .759653	.754739	.205936	
			-2.51159 + J .653044	.402100	.505463	
			-1.27784 + J .890488	.755569	.793594	
1.20	84.962	1.459159 1.441431 2.235900 4.581492 34.512747	+0.54334 + J .971733	.103669	.952157	
			-0.014526 + J1.004442	.029259	1.017169	
			-1.37737 + J .224784	.474475	.164224	
1.20	84.962	1.459159 1.441431 2.235900 4.581492 34.512747	-1.250276 + J .807354	.505472	.429707	
			-1.49514 + J .639632	.795737	.773070	
			-0.71471 + J .967920	.543543	.930791	
1.20	115.199	2.291841 2.677641 3.927051 5.740744 49.791499	-1.296075 + J .311197	.507150	.374215	
			-2.43660 + J .535925	.467320	.365421	
			-1.57310 + J .789570	.234760	.649647	
2.00	146.171	4.396645 4.597971 7.464107 17.363454 142.437967	-1.00337 + J .944067	.376175	.809045	
			-0.829337 + J1.031670	.659064	1.022457	
			-1.774117 + J .173678	.559234	.107110	
2.00	146.171	4.396645 4.597971 7.464107 17.363454 142.437967	-1.234617 + J .501777	.426791	.760653	
			-1.744107 + J .709177	.372137	.600557	
			-1.05753 + J .937991	.721476	.991717	

(continued)

4B APPROXIMATION

Table 2.3-1—Continued

(b) Odd and case A even: 1.0-dB passband ripple:

$n$	$\omega_c$	$K_p$ (dB)	$\epsilon_1$	$\epsilon_2$	$a_1$	$b_1$
2	1.05	2.816	1.438666	$-.357073 + j1.068900$	.334166	1.147227
	1.10	4.025	1.714083	$-.279329 + j1.075841$	.458258	1.200034
	1.20	6.150	2.235990	$-.326265 + j1.064457$	.641131	1.235820
	1.50	11.194	3.927051	$-.439700 + j1.010488$	.879418	1.214431
	2.00	17.095	7.444302	$-.499671 + j .959682$	.608947	1.170077
3	1.05	8.134	1.205410	$-.065106 + j1.017106$ $-.947805$	.131207	1.638706
	1.10	11.460	1.370314	$-.097651 + j1.016303$ $-.814161$	.195302	1.662407
	1.20	16.209	1.649637	$-.136461 + j1.010059$ $-.701999$	.277923	1.638843
	1.50	25.176	2.406016	$-.197698 + j .994225$ $-.591615$	.375104	1.623716
	2.00	34.454	3.351209	$-.237034 + j .981575$ $-.539058$	.434647	1.610594
4	1.05	15.440	1.193834	$-.400924 + j .773958$ $-.036943 + j1.004642$	.081852	.784857
	1.10	20.432	1.240075	$-.390228 + j .738491$ $-.054466 + j1.003355$	.109458	.867042
	1.20	27.437	1.577430	$-.381971 + j .760447$ $-.071673 + j1.000756$	.177307	.943847
	1.50	39.440	2.406016	$-.400924 + j .773958$ $-.036943 + j1.004642$	.081852	.784857
	2.00	51.440	3.351209	$-.439700 + j1.010488$ $-.054466 + j1.003355$	.109458	.867042

Table 2.3-1—Continued

(b) Odd and case A even: 1.0-dB passband ripple:

$n$	$\omega_c$	$K_p$ (dB)	$\epsilon_1$	$\epsilon_2$	$a_1$	$b_1$
2	1.50	39.518	2.535553	$-.384988 + j .480492$ $-.104400 + j .993917$	.779477	.764283
	2.00	51.928	4.593261	$-.353273 + j .642498$ $-.121475 + j .969174$	.702146	.719187
5	1.05	24.135	1.131477	$-.181185 + j .958492$ $-.023559 + j1.001166$ $-.511794$	.362371	.769870
	1.10	30.471	1.259320	$-.202143 + j .964785$ $-.034621 + j1.000221$ $-.441567$	.404289	.898541
	1.20	38.757	1.521177	$-.217568 + j .748167$ $-.047084 + j .998478$ $-.391579$	.435136	.807000
	1.50	53.875	2.425515	$-.228875 + j .481477$ $-.064541 + j .995254$ $-.337846$	.457749	.517659
	2.00	69.360	4.364951	$-.232318 + j .644440$ $-.077675 + j .992914$ $-.317599$	.464476	.471841
6	1.05	32.573	1.173325	$-.340554 + j .466361$ $-.099253 + j .910440$ $6.528769$	.691169	.334656
	1.10	40.142	1.243362	$-.315088 + j .460244$ $-.117730 + j .874514$ $6.826455$	.730170	.265752
	1.20	50.089	1.495595	$-.289447 + j .379828$ $-.174580 + j .834256$ $12.952671$	.778931	.213261
	1.50	68.231	2.369289	$-.260704 + j .310775$ $-.154480 + j .793811$ $25.827242$	.716084	.184150
	2.00	86.814	4.248154	$-.241136 + j .267513$ $-.162643 + j .754715$ $52.356841$	.699272	.143259

(continued)

Table 2.3-1—Continued

(h) Odd and case A even: 1.0-dB passband ripple:

$n$	$\omega_c$	$K_p$ (dB)	$c_1$	$P_1$	$a_1$	$b_1$
7	1.00	40.476	1.117771	$-.704204 + j .661553$	.417157	.207071
			2.374741	$-.051953 + j .937640$	.173805	.672669
			7.714372	$-.011970 + j .999752$	.023140	.999448
1.10	49.416	1.214129	$-.206797 + j .671766$	.413104	.429734	
		1.723943	$-.077444 + j .911762$	.175297	.637330	
		3.514769	$-.017474 + j .999244$	.023504	.999704	
1.20	61.472	1.479072	$-.203316 + j .574153$	.405637	.250175	
		1.941341	$-.093171 + j .881877$	.176742	.786440	
		4.964697	$-.024300 + j .999471$	.024750	.997730	
1.50	87.584	2.371522	$-.195790 + j .502754$	.391740	.291095	
		3.313750	$-.110870 + j .763206$	.221757	.727701	
		9.530078	$-.037844 + j .997149$	.077694	.995133	
2.00	164.262	4.190043	$-.190584 + j .472047$	.381369	.250149	
		6.221774	$-.119725 + j .742044$	.239450	.678447	
		18.061095	$-.039544 + j .998109$	.079137	.994597	
8	1.05	49.131	1.113564	$-.274074 + j .341142$	.549157	.191407
			1.243119	$-.130371 + j .709532$	.262743	.440357
			1.906139	$-.042262 + j .953923$	.084524	.611755
1.10	59.649	1.222226	1.477303	$-.247664 + j .300352$	.497328	.152045
			2.380411	$-.054736 + j .934115$	.109472	.875040
			15.107774	$-.013388 + j .999259$	.026777	.998498
1.20	72.755	1.470753	1.789509	$-.225049 + j .265193$	.450098	.120074
			3.257831	$-.067891 + j .911293$	.130782	.635065
			22.343199	$-.016638 + j .998680$	.037276	.997277
1.50	96.945	2.315497	2.995660	$-.200053 + j .230188$	.400106	.093608
			6.021874	$-.083400 + j .880916$	.166600	.782968
			45.094973	$-.025894 + j .997774$	.051769	.991774
2.00	121.722	4.176734	5.545063	$-.187672 + j .213541$	.375344	.080721
			11.764674	$-.091613 + j .863229$	.183270	.753161
			97.751533	$-.030207 + j .997159$	.060274	.991744

Table 2.3-1—Continued

(h) Odd and case A even: 1.0-dB passband ripple:

$n$	$\omega_c$	$K_p$ (dB)	$c_1$	$P_1$	$a_1$	$b_1$
9	1.05	57.736	1.111406	$-.195247 + j .551010$	.390495	.147747
			1.209410	$-.087514 + j .850482$	.175027	.730978
			1.594271	$-.030697 + j .964496$	.061396	.831195
			3.993874	$-.007178 + j .999640$	.014357	.999731
1.10	69.167	1.214347	1.370314	$-.207734 + j .447328$	.373473	.160764
			1.937031	$-.098792 + j .807557$	.167594	.653910
			1.937719	$-.040723 + j .949096$	.061447	.807458
			5.299248	$-.010543 + j .999327$	.021176	.999768
1.20	84.089	1.463756	1.699637	$-.174570 + j .447594$	.353156	.231722
			2.579104	$-.107649 + j .782286$	.171138	.580757
			2.657393	$-.051455 + j .930819$	.030313	.840062
			7.657393	$-.014713 + j .999558$	.029477	.997993
1.50	111.302	2.301616	2.806014	$-.163781 + j .397695$	.327543	.183399
			4.631336	$-.114231 + j .708408$	.173741	.517478
			15.016341	$-.045021 + j .906413$	.030043	.827113
			35.016341	$-.020451 + j .999771$	.010001	.996174
2.00	159.176	4.107447	5.153209	$-.154744 + j .370227$	.313401	.161134
			8.922191	$-.110905 + j .679573$	.174009	.471103
			10.201059	$-.072341 + j .892098$	.044471	.601031
			30.201059	$-.023924 + j .997747$	.017756	.994072
10	1.05	66.141	1.109672	$-.225977 + j .249047$	.451954	.123457
			1.191467	$-.134223 + j .680726$	.278445	.482409
			1.438644	$-.067031 + j .988117$	.074067	.792701
			7.531649	$-.023747 + j .997176$	.014694	.994679
1.10	78.842	1.221564	1.313434	$-.203976 + j .237539$	.404775	.087791
			1.714093	$-.139376 + j .627733$	.279757	.410647
			3.251942	$-.077957 + j .907542$	.145005	.737144
			23.153203	$-.031537 + j .994337$	.013074	.921321
1.20	95.422	1.458158	1.641421	$-.189971 + j .210270$	.365841	.077177
			2.733997	$-.137940 + j .577984$	.275179	.347339
			4.951492	$-.084871 + j .813874$	.145763	.609759
			16.517249	$-.040894 + j .964493$	.041352	.869698
1.50	123.659	2.271641	2.632641	$-.181664 + j .173031$	.327333	.050676
			3.917051	$-.133903 + j .517441$	.261906	.287372
			8.175076	$-.072777 + j .801556$	.145554	.591707
			69.175076	$-.023134 + j .974441$	.014268	.871729
2.00	156.530	4.096495	4.807971	$-.153264 + j .179031$	.302128	.051791
			7.444162	$-.110976 + j .466709$	.261951	.253739
			17.153454	$-.059541 + j .812636$	.117042	.637731
			142.153454	$-.019180 + j .998173$	.019760	.994720

POLOS Y COEFICIENTES DE FACTORES CUADRATICOS DE  
 FILTROS BESSEL DE HASTA DECIMO ORDEN.

90 APPROXIMATION

75

Table 2.5-1b Pole locations and quadratic factors ( $a_0 + a_1s + s^2$ ) of linear phase (Thomson) low-pass functions with normalized delay (at dc) of 1's

n	Poles	$a_0$	$a_1$
2	-1.50000 + j .86607	3.00000	3.00000
3	-1.83891 + j 1.75438 -2.32219	6.45943	3.67781
4	-2.10379 + j 2.65742 -2.89621 + j .86723	11.48700 9.14013	4.20758 5.79242
5	-2.32467 + j 3.57102 -3.35196 + j 1.74266 -3.64674	18.14632 14.27248	4.64935 6.70391
6	-2.51593 + j 4.49267 -3.73571 + j 2.62627 -4.24836 + j .86751	26.51403 20.85282 18.80113	5.03186 7.47142 8.49672
7	-2.68568 + j 5.42069 -4.07014 + j 3.51717 -4.75829 + j 1.73929 -4.97379	36.59479 28.97655 25.66644	5.37135 8.14028 9.51658
8	-2.83898 + j 6.35391 -4.36829 + j 4.41444 -5.20484 + j 2.61619 -5.58769 + j .86761	48.47207 38.54925 33.97474 31.97727	5.67797 8.73658 10.40968 11.17577
9	-2.97426 + j 7.29146 -4.63844 + j 5.31727 -5.60442 + j 3.49816 -6.12937 + j 1.73785 -6.29702	62.04344 49.78050 43.64665 40.54927	5.95652 9.27688 11.20884 12.25874
10	-3.10892 + j 8.23270 -4.88622 + j 6.22499 -5.96753 + j 4.38495 -6.92204 + j .86767 -6.91529 + j 2.61157	77.44270 62.62559 54.93916 48.86755 50.58236	6.21783 9.77244 11.93506 13.84409 13.23058

ideal delay, as abscissas. Since this product is dimensionless, it is not affected by any frequency normalization. In applying the figures to determine the order required for a given filter, if both delay and magnitude tolerances are to be met, the figure giving the higher order must of course be used. The values of the network elements for resistance-terminated lossless-ladder realizations for various orders of Thomson filters may be found in App. A.

Another set of network functions having a linear phase characteristic may be derived from the functions defined above. To see this we note that a network function having the form

$$N(s) = \frac{H}{m(s) + n(s)} \tag{24}$$



INTEGRAL ELLIPTICA .

ELLIPTIC INTEGRALS

7-2

Table 17.1 COMPLETE ELLIPTIC INTEGRALS OF THE FIRST AND SECOND KINDS AND THE NOME  $q$  WITH ARGUMENT THE PARAMETER  $m$

$$K(m) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} (1 - m \sin^2 \theta)^{-\frac{1}{2}} d\theta \quad K'(m) = K(m_1)$$

$$E(m) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} (1 - m \sin^2 \theta)^{\frac{1}{2}} d\theta \quad E'(m) = E(m_1)$$

$$q(m) = \exp \left[ -\pi K'(m) / K(m) \right] \quad q_1(m) = q(m_1)$$

$m$	$K(m)$	$K'(m)$	$q(m)$	$m_1$
0.00	1.57079 63267 94897	$\infty$	0.00000 00000 00000	1.00
0.01	1.57474 55615 17356	3.69563 73629 89875	0.00062 81456 60381	0.99
0.02	1.57873 99120 07773	3.35414 14456 99160	0.00126 26665 23204	0.98
0.03	1.58278 03424 06373	3.15587 49478 91841	0.00190 36912 69025	0.97
0.04	1.58686 78474 54166	3.01611 24924 77648	0.00255 13525 13689	0.96
0.05	1.59100 34537 90792	2.90833 72484 44552	0.00320 57869 70686	0.95
0.06	1.59518 82213 21610	2.82075 24967 55872	0.00386 71356 22010	0.94
0.07	1.59942 32446 58510	2.74707 30040 24667	0.00453 55438 98018	0.93
0.08	1.60370 96546 39253	2.68355 14063 15229	0.00521 11618 66985	0.92
0.09	1.60804 86199 30513	2.62777 33320 84344	0.00589 41444 34249	0.91
0.10	1.61244 13487 20219	2.57889 21133 48173	0.00658 44515 53858	0.90
0.11	1.61688 90905 05203	2.53335 45460 02200	0.00728 28484 49518	0.89
0.12	1.62139 31379 80858	2.49263 53232 79716	0.00798 89058 49815	0.88
0.13	1.62595 48290 38433	2.45533 80283 21380	0.00870 30002 35762	0.87
0.14	1.63057 55488 81754	2.42093 29603 44303	0.00942 53141 02678	0.86
0.15	1.63525 67322 64580	2.38901 64863 25580	0.01015 60362 37153	0.85
0.16	1.63999 98658 64511	2.35926 35547 45007	0.01089 53620 10173	0.84
0.17	1.64480 64907 98881	2.33140 85677 50251	0.01164 34936 87540	0.83
0.18	1.64967 82052 94514	2.30523 17368 77189	0.01240 06407 58856	0.82
0.19	1.65461 66675 22527	2.28054 91384 22770	0.01316 70702 86392	0.81
0.20	1.65962 35986 10528	2.25720 53268 20854	0.01394 28572 75318	0.80
0.21	1.66470 07858 45692	2.23506 77552 60349	0.01472 83850 66891	0.79
0.22	1.66985 00860 83368	2.21402 24978 46332	0.01552 38457 56320	0.78
0.23	1.67507 34293 77219	2.19397 89253 19189	0.01632 94906 37204	0.77
0.24	1.68037 28228 48361	2.17482 70902 46414	0.01714 55806 24605	0.76
0.25	1.68575 03548 12596	2.15651 54474 99643	0.01797 23870 08967	0.75
0.26	1.69120 81991 86631	2.13897 81837 52114	0.01881 01914 93399	0.74
0.27	1.69674 86201 96168	2.12213 18631 57396	0.01965 92872 46940	0.73
0.28	1.70237 39774 10990	2.10594 83200 52758	0.02051 98793 46788	0.72
0.29	1.70808 67311 34606	2.09037 27465 52360	0.02139 25853 82708	0.71
0.30	1.71388 94481 78791	2.07536 31352 92469	0.02227 74361 57154	0.70
0.31	1.71978 48080 56405	2.06088 16467 30131	0.02317 48765 35013	0.69
0.32	1.72577 56096 29320	2.04689 40772 10577	0.02408 52661 67250	0.68
0.33	1.73186 47782 52098	2.03336 94091 52233	0.02500 89803 79177	0.67
0.34	1.73805 53734 56358	2.02027 94286 03592	0.02594 64110 66576	0.66
0.35	1.74435 05972 25613	2.00759 83984 24376	0.02689 79677 51443	0.65
0.36	1.75075 38029 15753	1.99530 27776 64729	0.02786 46785 43729	0.64
0.37	1.75726 85048 82456	1.98337 09795 27821	0.02884 51915 76181	0.63
0.38	1.76389 83888 83731	1.97178 31617 25656	0.02984 17757 44138	0.62
0.39	1.77064 73233 33534	1.96052 10441 65830	0.03085 43225 51833	0.61
0.40	1.77751 93714 91253	1.94954 77498 06026	0.03188 33473 13363	0.60
0.41	1.78451 88046 81673	1.93890 76652 34220	0.03292 93907 86003	0.59
0.42	1.79165 81166 52966	1.92852 63181 14413	0.03399 30708 70043	0.58
0.43	1.79891 80391 87685	1.91841 02691 09912	0.03507 48344 66773	0.57
0.44	1.80622 75591 07699	1.90854 70162 81211	0.03617 54594 93133	0.56
0.45	1.81368 39268 16983	1.89892 49102 71554	0.03729 55570 75822	0.55
0.46	1.82129 27265 56821	1.88953 30788 53096	0.03843 58239 43468	0.54
0.47	1.82905 97985 64730	1.88036 13596 22178	0.03959 69950 38753	0.53
0.48	1.83709 13633 55796	1.87140 02398 11034	0.04077 98463 75263	0.52
0.49	1.84539 39983 74724	1.86264 08023 32739	0.04198 51981 67183	0.51
0.50	1.85407 46773 01372	1.85407 46773 01372	0.04321 39182 63772	0.50

$\left[ \begin{smallmatrix} (-5)2 \\ 11 \end{smallmatrix} \right]$

$\left[ \begin{smallmatrix} (-6)3 \\ 9 \end{smallmatrix} \right]$

See Examples 3-1.  
 $E(m)$  and  $E'(m)$  from L. M. Milne-Thomson, Ten-figure table of the complete elliptic integrals  
 $K, K', E, E'$  and a table of  $\frac{1}{E^2(0;v)}, \frac{1}{E'^2(0;v)}$ , Proc. London Math. Soc.(2)33, 1931(with permission).



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA  
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

**INSTRUMENTACION ELECTRONICA**

**3.3. MODULACION Y DEMODULACION  
DE SEÑALES ANALOGICAS Y DE PULSOS**

**ING. JAVIER VALENCIA F.**

**MARZO, 1984**

## TEMARIO.

1. INTRODUCCION.
2. LAS SEÑALES EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA.
3. MODULACION LINEAL.
4. MODULACION ANGULAR.
5. MULTICANALIZACION POR DIVISION DE FRECUENCIA.
6. MODULADORES Y DEMODULADORES.
7. MODULACIONES POR PULSOS.

## APENDICE

COMPARACION DE LOS SISTEMAS DE MODULACION ANALOGICA.  
COMPARACION DE DIFERENTES ESQUEMAS DE MODULACION DIGITAL.  
TECNICAS DE MODULACION DIGITAL CONTRA EFICIENCIA ESPECTRAL.  
MODEMS.



## 1. INTRODUCCION

Uno de los procesos básicos de las comunicaciones lo constituye, sin lugar a dudas, la modulación. Este mecanismo se hace necesario para permitir que la señal en procesamiento pueda adquirir algunas características deseables, sin que llegue a perder la información que lleva consigo. Esto implica que el objetivo a lograr es la transmisión de cierta información de un punto a otro, a través de un medio (que en general es el espacio o algún conductor) el cual debe permitir la propagación de señales eléctricas o electromagnéticas.

La información se dispone generalmente en forma de algún tipo de señal analógica, aunque también es común la de tipo digital, con ciertas características definidas. En los sistemas telefónicos y de radiodifusión comercial, por ejemplo, se trata de audio; en televisión y sistemas de facsímil, de imágenes que se descomponen en señales de video y de audio; así como en otros sistemas se trata de señales de muy baja frecuencia, muy débiles, de alta frecuencia o de pulsos. Cualquiera que sea la forma en que se disponga la información, por lo regular no está preparada para que se transmita con facilidad. En sistemas de audio, por ejemplo, la transmisión en forma de señal eléctrica por un cable parece ser una buena solución, pero, el costo del alambre aumenta con la distancia y el número de enlaces, se requiere un cable para cada enlace y en sistemas complejos esto puede ser muy oneroso. El problema se agudiza si se piensa en radiodifusión, donde el medio es el espacio abierto, porque una transmisión impediría las demás al ocupar para sí el medio de transmisión.

Afortunadamente la existencia de la modulación permite la posibilidad de enlaces que funcionan simultáneamente y que además optimizan otras características de las señales haciéndolas más aptas para ser transmitidas o procesadas. Así como los números y señales analógicas se digitalizan para que el procesamiento con computador sea más adecuado y más fácil, la modulación cumple un papel similar respecto de la información y el medio por el cual ésta debe viajar.

## 2. LAS SEÑALES EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

Por regla general la información se obtiene, o es conocida, más fácilmente en el dominio del tiempo, debido a que adopta la forma de señales de voltaje variables en el tiempo. Pero en ingeniería se sabe que las señales temporales tienen un espectro de frecuencias que las define perfectamente como una suma, normalmente infinita, de componentes discretos o continuos de frecuencia. En esta forma, toda señal conocida en el tiempo puede representarse por otra en el dominio de la frecuencia, de tal forma que ambas son equivalentes y representan lo mismo.

Formalmente, las señales se consideran determinísticas (es decir que pueden ser pronosticadas con exactitud) y aleatorias; las primeras se subdividen a su vez en periódicas (es decir que se repiten periódicamente) y en aperiódicas (no se repiten, pero constan de un patrón básico predecible). Las señales aleatorias son las que tienen un comportamiento errático y que, por tanto, no son pronosticables. En este caso caen por supuesto la información y el ruido, la primera porque si pudiese predecirse no sería información y el segundo, por su naturaleza. Las señales

aleatorias sólo pueden ser analizadas o definidas en función de métodos probabilísticos, lo que hace un poco difícil su manejo.

Esta situación implica, entonces, que hacen falta herramientas que permitan "modelar", o al menos circunscribir cada tipo de señal dentro de un esquema predeterminado. Afortunadamente tales herramientas existen e implican que los análisis en el dominio de la frecuencia son más sencillos.

Las señales periódicas, más fáciles de modelar por su carácter repetitivo, se transforman fácilmente en señales en el dominio de la frecuencia mediante la serie trigonométrica de Fourier, que se define

$$x(t) = X_0 + \sum_{n=1}^{\infty} X_n \cos \left[ n \omega_0 t + \phi_n \right] \quad (1)$$

donde

$$X_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \quad n \geq 1$$

$$A_n = \frac{2}{T_0} \int_{T_0} x(t) \cos n \omega_0 t \, dt$$

$$B_n = \frac{2}{T_0} \int_{T_0} x(t) \sin n \omega_0 t \, dt$$

$$X_0 = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} x(t) \, dt$$





$T_0 = \frac{1}{f_0} = \frac{2\pi}{\omega_0}$  = periodo o intervalo mínimo de repetición.

$$\underline{X}_n = \tan^{-1} \frac{B_n}{A_n}$$

Las señales aperiódicas, si se consideran como el límite de una función periódica cuyo periodo tiende a infinito, se modelan por medio de la Transformada de Fourier, que se define:

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (2)$$

En las ecuaciones (1) y (2),  $X_n$  y  $\underline{X}_n$  juegan un papel similar a  $X(\omega)$ .  $X_n$  es un conjunto de números reales; asociados a cada valor de  $n$  (y de  $\omega_0$ ), y  $\underline{X}_n$  es un conjunto de ángulos de desfase, también asociados a  $n$  y  $n\omega_0$ . Por su parte  $X(\omega)$  es una función compleja que, por tanto, consta de una parte real  $[|X(\omega)|]$ , y de una parte angular  $[X(\omega)]$ .

La única diferencia entre ambas representaciones de las funciones periódicas y aperiódicas (porque  $X_n$ ,  $\underline{X}_n$  y  $X(\omega)$  son representaciones de ellas en el dominio de la frecuencia), consiste en que  $X_n$  y  $\underline{X}_n$  definen una función discreta en la frecuencia, ya que la variable es  $n\omega_0$ , mientras que  $X(\omega)$  es una función continua en  $\omega$ .

Las figuras 1 y 2 representan respectivamente los casos de una función periódica, cuyo espectro de amplitud (el conjunto  $X_n$ ) es en consecuencia una función discreta; y de una función aperiódica, cuyo espectro de amplitud (la función  $|X(f)|$ ), es continuo.

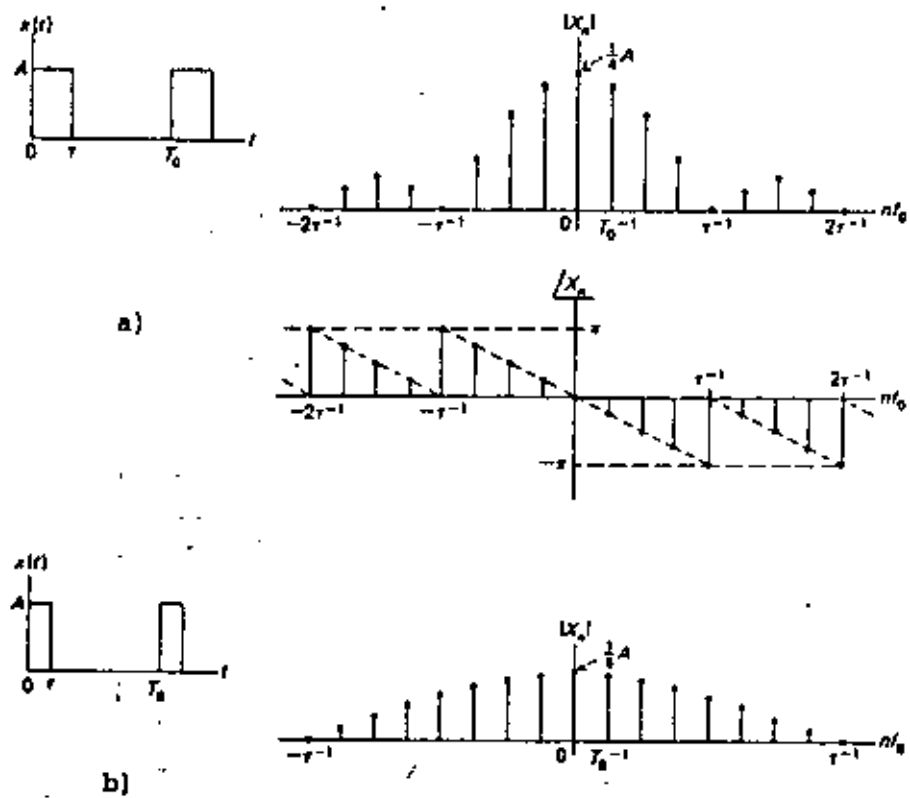


FIG. 1. ESPECTROS DE AMPLITUD Y FASE,  $|X_n|$  y  $X_n$ , PARA UNA SEÑAL PERIODICA  $x(t)$  DE PERIODO  $T_0$ .

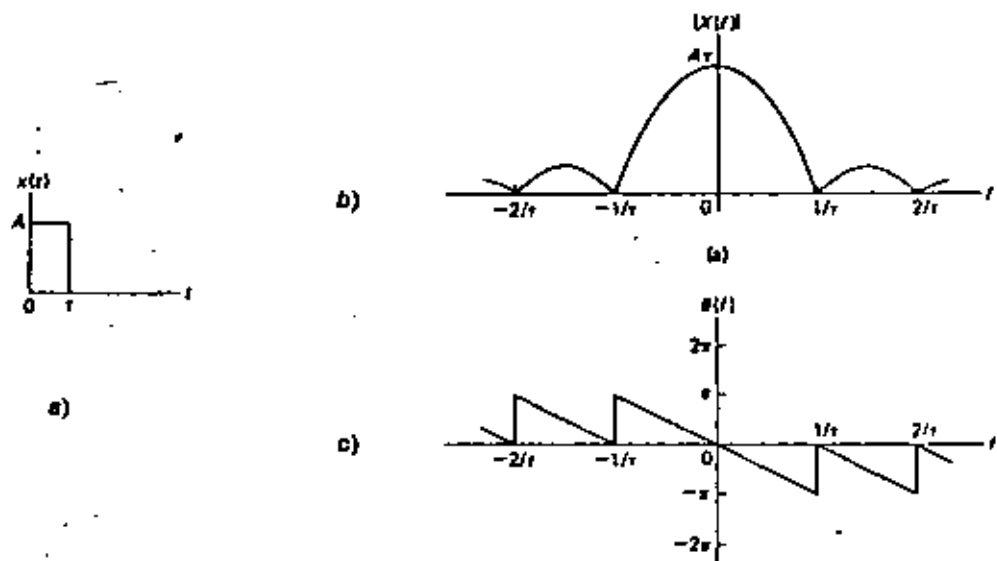


FIG. 2. ESPECTROS DE AMPLITUD Y FASE,  $|X(f)|$  Y  $\phi(f)$ , PARA UNA SEÑAL APERIODICA  $x(t)$  SIMILAR A LA DE LA FIGURA 1, EXCEPTO POR SU CARACTER NO REPETITIVO.

Conviene aclarar algunas cuestiones respecto a la utilidad de estos resultados; primero, los espectros de amplitud no se alteran (o sea,  $\{X_n\}$  y  $|X(\omega)|$ ) cuando la señal en el tiempo sufre un corrimiento de fase. En cambio, los espectros de fase (o sea  $\{X_n\}$  y  $|X(f)|$ ) sufren alteraciones sustanciales. Por esta razón, y como la fase de una señal no es relevante debido a que es una referencia artificial, normalmente se utilizan para representar en la frecuencia a las señales del tiempo únicamente los espectros de amplitud.

Por otra parte, los espectros, aunque en teoría infinitos, tienden a ocupar un determinado espacio en la frecuencia, ya que por lo regular sus valores tienden a disminuir al aumentar la frecuencia, o sea

$$\lim_{n \rightarrow \infty} X_n = 0$$

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} X(\omega) = 0$$

También en ocasiones suele ocurrir lo mismo cuando  $n$  (o bien  $\omega$ ) tienden a cero. Esto implica que si los espectros se reducen a su parte más representativa, se perderá muy poco de la señal original, al mismo tiempo que ésta podrá ser definida dentro de un determinado intervalo de frecuencias, comprendido entre una frecuencia mínima y una máxima, llamado ancho de banda. El ancho de banda de la señal de la figura 1 puede considerarse que es de alrededor de  $7 f_0$  porque tiene un componente en  $n=0$ , para  $n=7$  todavía hay un valor relativamente importante, y para  $n=8$  (arriba de  $2/\tau$ ), los valores disminuyen considerablemente.

Nótese que para el caso de la figura 2, el espectro es continuo y es válida la consideración respecto del ancho de banda del caso anterior.

También es conveniente notar que, entre las dos señales en el tiempo sólo existe una diferencia: que una se repite y la otra no. En la frecuencia se observa que la similitud se presenta en lo "envolvente"; la señal periódica es discreta y la no periódica es continua, pero la amplitud de la envolvente no cambia.

Esta similitud permite suponer que una señal aleatoria (como la información) también es posible de modelar de alguna forma en el dominio de la frecuencia, aunque no sea predecible. Lo importante, por supuesto, es que en este caso es posible constreñir a tales señales en anchos de banda definidos; por ejemplo, una señal de audio de alta fidelidad ocupa un ancho de banda de alrededor de 15 kHz, a pesar de ser aleatoria (ya que el oído humano no discrimina las frecuencias superiores). Si se desea una aproximación menos exacta, el ancho de banda puede reducirse hasta 3 kHz, que es el caso de los sistemas telefónicos.

En este último ejemplo se ve que, aunque se pierde calidad y fidelidad, no existe pérdida apreciable de información porque la señal continúa siendo inteligible.

Señales diferentes, y por tanto con anchos de banda distintos, pueden estandarizarse mediante técnicas de filtrado, que consisten simplemente en la eliminación de las frecuencias indeseables. Los filtros se clasifican según su función en pasabajas, que eliminan las frecuencias superio

res a una predeterminada (frecuencia de corte); paso altas, que realizan la operación inversa; pasobandas, que eliminan las frecuencias fuera de un intervalo predeterminado; y de rechazo de banda que, como su nombre lo indica, eliminan una banda determinada.

La figura 3 muestra las características ideales de estos filtros en el dominio de la frecuencia, donde las frecuencias rechazadas son atenuadas por completo y las de paso no se modifican. En filtros reales es posible tener una ganancia superior a uno en estas frecuencias de paso, aunque en las bandas rechazadas nunca se obtiene una atenuación total (que correspondería a una ganancia cero).

Finalmente debe destacarse que la gama de frecuencias de transmisión (próximas a las frecuencias de corte) de los filtros reales, sufren algunas alteraciones notables en amplitud y fase, porque la transición no puede ser violenta. Estas alteraciones apartan las características de la figura 3 de la idealidad; sin embargo, en primera aproximación se considerarán estas características ideales en los ejemplos que se presenten y se señalarán, cuando sea pertinente, las diferencias entre el modelo ideal y la realidad.

### 3. MODULACION LINEAL

Las señales con las cuales se trabaja en comunicaciones (información) tienen, independientemente de su naturaleza determinística o aleatoria, un ancho de banda que, si no está restringido, puede delimitarse perfectamente sin alterar más allá de lo debido la información que contiene. Esto implica que se trabaja siempre con señales de banda limitada, las

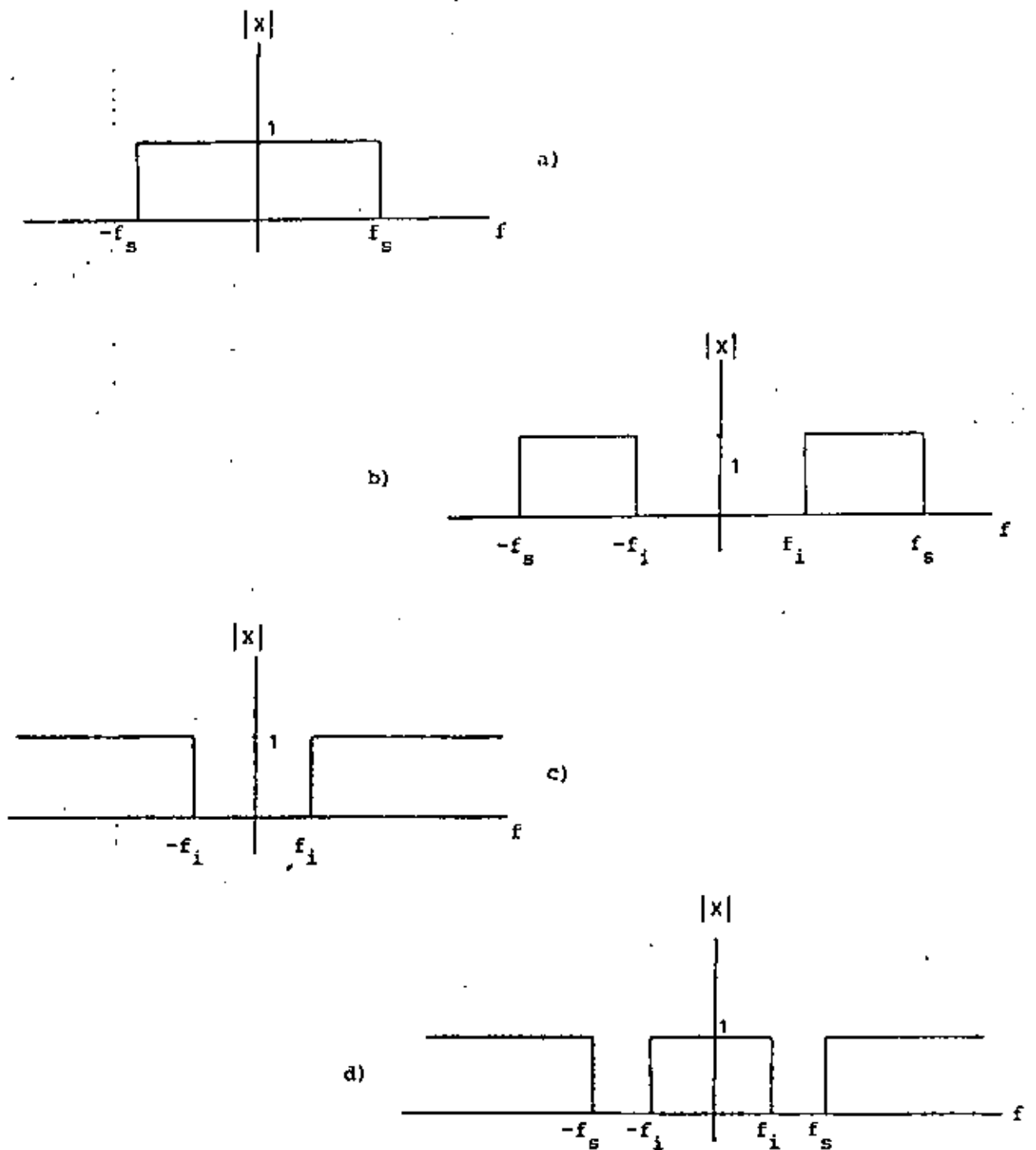


FIG. 3. REPRESENTACION EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA DE LOS FILTROS IDEALES. a) FILTRO PASOBAJAS. b) FILTRO PASOBANDA. c) FILTRO PASOALTAS Y d) FILTRO DE RECHAZO DE BANDA. LAS FRECUENCIAS DE PASO APARECEN CON GANANCIA UNO Y LAS DE RECHAZO CON GANANCIA CERO.

cuales deben transmitirse a través del espacio libre o de un alambre. En ambos casos la transmisión de las señales en su estado normal implica desaprovechar el ancho de banda del canal (que no es infinito, pero usualmente muy elevado), transmitir señales en bandas no óptimas para ello, y no evitar una serie de problemas técnicos que acarrearán complejidad y altos costos.

El objetivo de la modulación es, entonces, la adecuación de la señal para que sea transmitida de acuerdo con las necesidades y no tal como está. Este proceso debe significar que, independientemente de las transformaciones que se realicen, la información contenida en la señal no se desvirtúa. Esto quiere decir que los procesos empleados deben ser reversibles. Desde el punto de vista del dominio de la frecuencia, la forma más simple de realizar esta operación consiste en efectuar un desplazamiento lineal del ancho de banda hasta el intervalo deseado de frecuencias, como se muestra en la figura 4.

Los procesos de desplazamiento lineal de la frecuencia, denominados genéricamente modulación lineal, producen siempre una transformación tal que para cada componente de frecuencia de la información existe al menos un componente en la señal modulada de igual amplitud (o de amplitud igual, proporcionalmente) situado a una distancia determinada del anterior. Esto significa que la modulación genera una copia (o más) de la señal original, pero desplazada un cierto intervalo de frecuencias.

Los procesos más característicos de la modulación lineal pueden clasificarse en los cuatro tipos siguientes:

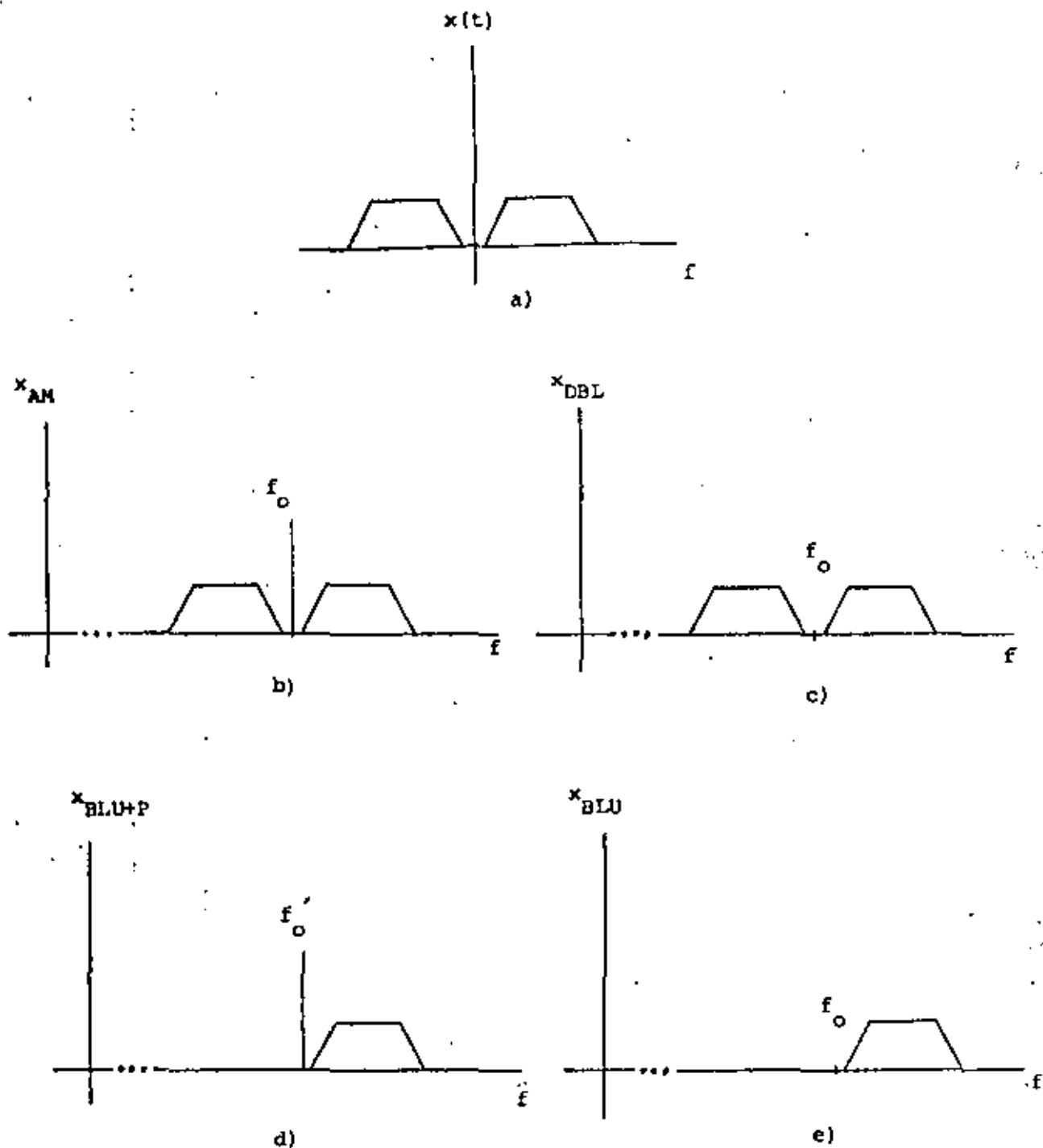


FIG. 4 MECANISMOS BASICOS DE LA MODULACION LINEAL. a) ESPECTRO DE LA INFORMACION, b) ESPECTRO DE LA SEÑAL MODULADA EN AM, c) ESPECTRO DE LA SEÑAL MODULADA EN DBL, d) ESPECTRO DE LA SEÑAL MODULADA EN BLU+P y e) ESPECTRO DE LA SEÑAL MODULADA EN BLU.



- a) Modulación de amplitud (AM)
- b) Doble banda lateral (DBL)
- c) Banda lateral única con portadora de alta potencia (BLU+P)
- d) Banda lateral única con portadora suprimida (BLU).

Estos cuatro tipos se representan en la figura 4, para el caso de una señal que contiene información y cuyo espectro está comprendido en un intervalo fijo (el ancho de banda de la señal).

En el último caso (fig. 4e) se observa que el desplazamiento sufrido por la información en BLU resulta exclusivamente en una correspondencia 1 a 1 entre las frecuencias de la información y las frecuencias de la señal modulada. Esta situación, aparentemente óptima porque no contiene redundancias que desperdicien ancho de banda, presenta mayores dificultades técnicas en el momento en que se realiza, porque no existe una referencia de la "magnitud del desplazamiento" (o sea, no existe componente en  $\omega_0$ , la portadora).

En el otro extremo, la señal modulada en AM (Fig. 4b) contiene dos copias de la información, una a cada lado de la frecuencia  $\omega_0$  (la portadora) las que forman imágenes especulares respecto de dicha frecuencia. Esta modulación presenta el mínimo de problemas técnicos, aunque significa un desperdicio de ancho de banda, puesto que se utiliza el doble del caso anterior. También, representa un gasto excesivo de potencia a causa de la presencia de la frecuencia  $\omega_0$  que no aporta información y, como se verá posteriormente, está siempre presente y significa la mayor parte del consumo de potencia.

Entre las dos situaciones extremas están las señales moduladas de la figura 4c y d, que corresponden a los casos de doble banda lateral (DBL) y banda lateral única con portadora de alta potencia (BLU+P). Ambos casos se obtienen de AM al eliminar completamente ya sea la portadora (DBL) o una de las bandas laterales (BLU+P).

Estos dos procesos se realizan en forma distinta: en el primer caso la portadora se elimina con circuitos especialmente diseñados, denominados moduladores balanceados, en los cuales mediante un determinado ajuste se producen dos señales moduladas iguales de AM, pero con las portadoras en oposición de fase.

Al sumar estas señales las portadoras se eliminan, reforzándose las bandas laterales.

El segundo caso se realiza con un filtrado adecuado, que elimina la sección no deseada.

En términos generales, el primer proceso (eliminación de la portadora) significa mejorar la eficiencia de la transmisión de información  $\epsilon$ , que se define

$$\epsilon = \frac{\text{potencia de la información desplazada en frecuencia}}{\text{potencia total}} \times 100\%$$

Esto quiere decir que al eliminar la portadora se puede llegar a obtener una eficiencia de hasta el 100%, o sea, todo lo que se transmite es información. El segundo proceso, por otra parte, representa un ahorro de

ancho de banda a causa de que se elimina la imagen especular de AM. Podría pensarse que ambos procesos son siempre deseables pero, casi siempre, significan un aumento de la complejidad de los circuitos moduladores y demoduladores, así como de las técnicas de transmisión, de tal forma que su utilidad depende del caso específico. Cuando es imprescindible mejorar la eficiencia o disminuir el ancho de banda se emplean estos otros mecanismos; en caso contrario, AM es la solución más práctica.

Debe destacarse, además, que también existen otras técnicas de modulación lineal que pueden deducirse de las cuatro técnicas básicas descritas, puesto que son casos intermedios de ellas.

Nótese en la figura 4, que los diagramas se diferencian horizontalmente por la ausencia de la portadora, y verticalmente por la ausencia de una de las bandas laterales. El primer proceso, cuando no es total, genera (en cada fila) los sistemas de modulación en amplitud con portadora reducida (AM-PR) y banda lateral única con portadora reducida (BLU-PR), los que son casos intermedios horizontales de la figura 4. Por otra parte, en cada columna puede darse la supresión parcial de una banda lateral, en cuyo caso se obtienen los sistemas de modulación de banda lateral residual con portadora de alta potencia (BLR), o sin ella. (este último caso no es importante).

La reducción de la portadora mejora la eficiencia de la transmisión, sin que se pierda en el espectro la información correspondiente a la frecuencia de la portadora. También, la eliminación de una de las bandas laterales en forma parcial significa disminuir el ancho de banda necesario sin complicar los problemas tecnológicos, y al mismo tiempo disponer de

redundancia en las frecuencias próximas a la frecuencia de la portadora (véase la Fig. 5).

### 3.1 AMPLITUD MODULADA (AM)

La modulación en amplitud (AM) es, como se verá, la más simple de las técnicas de la figura 4; produce un par de bandas laterales y una componente de la portadora, representándose en el dominio del tiempo de la siguiente forma:

$$x_{AM}(t) = A \left[ 1 + a x_1(t) \right] \cos \omega_0 t \quad (3)$$

donde

A = constante de proporcionalidad

a = índice de modulación

$x_1(t)$  = información normalizada (señal moduladora), tal que

$$\max \left\{ |x_1(t)| \right\} = 1$$

El índice de modulación define la diferencia entre AM y AM-PR, de la siguiente manera. Si el valor máximo maximórum absoluto de  $a x_1(t)$  no sobrepasa el valor 1. (es decir, el término entre paréntesis cuadrados es siempre mayor que cero), se trata de AM. Cuando este término llega a tomar valores negativos, que se interpretan como un cambio de fase en 180°, se tratará de AM-PR.

Un ejemplo de una señal de AM en el tiempo se muestra en la figura 6,

donde se observa más claramente la necesidad de distinguir con precisión entre AM y AM-PR.

Al aumentar el valor máximo de la señal moduladora se producirá el efecto de cruce del eje horizontal, que corresponde al desfase de  $180^\circ$ .

En esta figura se observan otras cosas importantes como son que la señal portadora  $\cos \omega_0 t$  es visible físicamente, la amplitud de estas oscilaciones varía de acuerdo a la señal moduladora, y que la señal de AM es básicamente el resultado de un producto entre la portadora y la moduladora (esto último se deduce también de la ecuación 3).

La principal ventaja de AM consiste en que la envolvente de la señal compuesta es ya la información, lo que da lugar a un simple proceso de demodulación llamado detección de envolvente.

Este proceso puede verse esquemáticamente en la figura 7, donde se muestra un circuito de tres elementos que permite recuperar la envolvente mediante rectificación y detección de los valores pico. El único cuidado que requiere este circuito es el dimensionamiento de la constante de tiempo RC.

En cuanto al mecanismo de generación de esta clase de señal, queda de manifiesto en la figura 6 que hay dos formas básicas de obtener AM. Mediante un circuito no lineal que efectúe el producto de la portadora con la información y un nivel de corriente continua apropiado, o bien, mediante un amplificador cuya ganancia varía con el tiempo, de acuerdo a la se

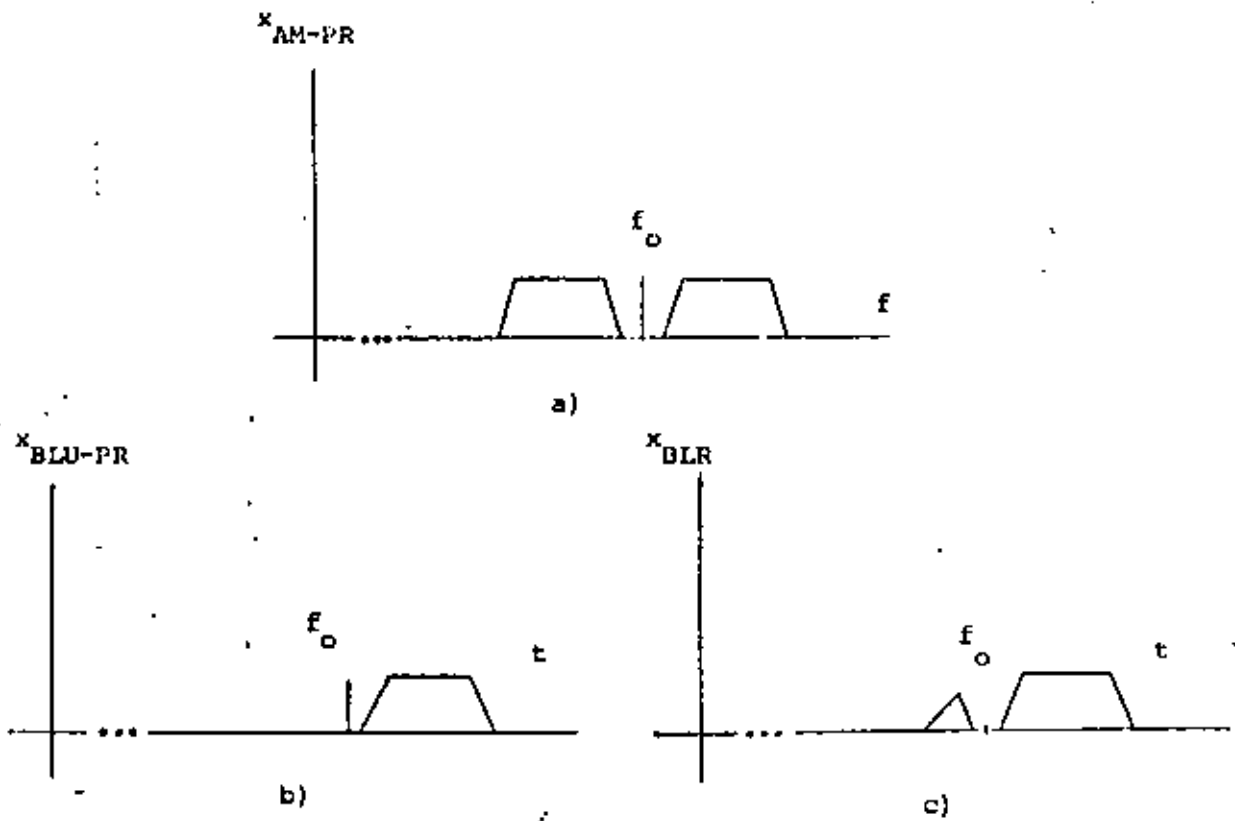


FIG. 5 ESPECTROS DE LAS SEÑALES MODULADAS POR LOS MECANISMOS INTERMEDIOS. a) AM-PR, b) BLU-PR y c) BLR.

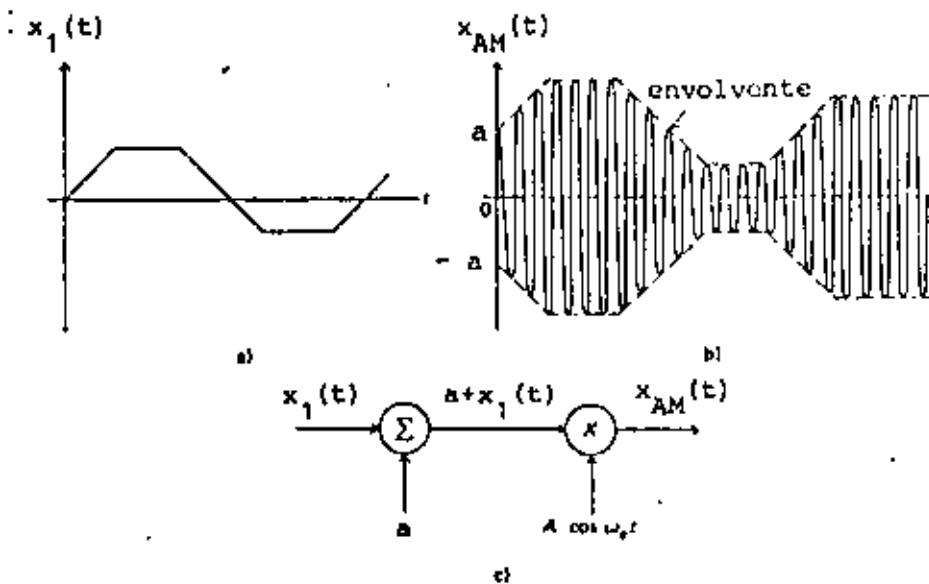


FIG. 6 ASPECTO DE LA SEÑAL DE AM EN EL TIEMPO, CUANDO EL INDICE DE MODULACION ES INFERIOR AL 100%.

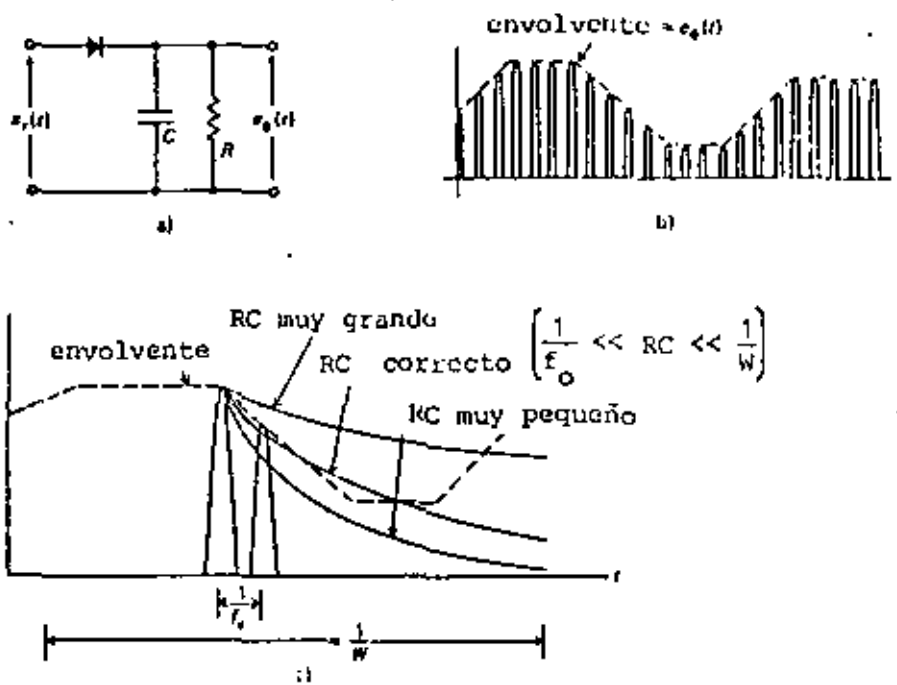


FIG. 7 MECANISMO DE DETECCIÓN DE ENVOLVENTE. a) CIRCUITO DETECTOR, b) FORMAS DE ONDA y c) EFECTOS DE LA CONSTANTE DE TIEMPO.

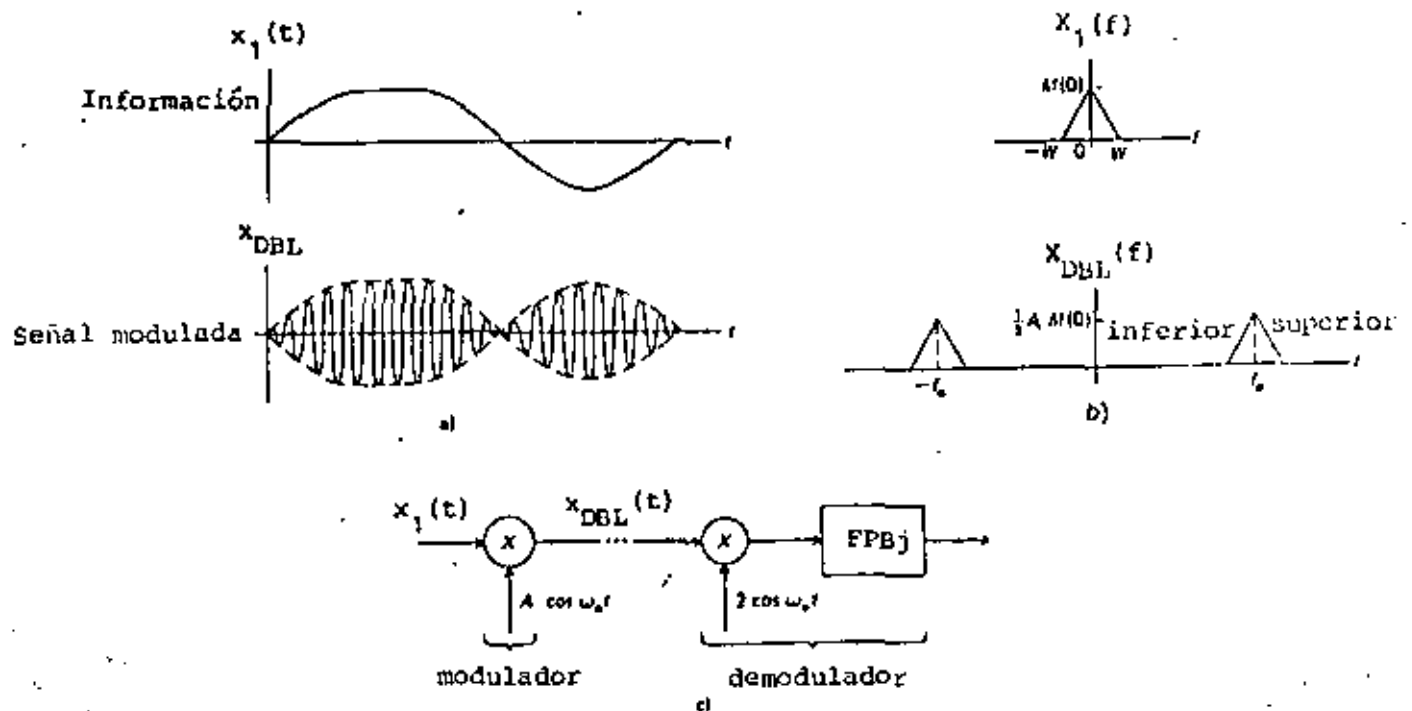


FIG. 8 MODULACION EN DOBLE BANDA LATERAL (DBL). a) FORMAS DE ONDA, b) ESPECTOS DE AMPLITUD y c) MECANISMO DE MODULACION Y DEMODULACION.

ñal moduladora, alrededor de un valor dado. Al variar la ganancia se producirá el efecto de variar en igual proporción la envolvente de la señal de salida.

Cabe destacar; finalmente, que la modulación de AM tiene una eficiencia máxima del 33.3%, la que depende además del índice de modulación. En la ecuación (3) se observa que existe una componente pura de la frecuencia  $\omega_0$ , representada por el número 1, la que no desaparece ni siquiera cuando  $a=0$  (mínimo índice de modulación). En este caso toda la potencia se gasta en la portadora, no en la información, porque simplemente no hay. Cuando, por el contrario, el valor máximo de  $a x_1(t)$  alcanza el valor uno se trata del máximo valor del índice de modulación sin que la señal pierda su carácter de AM. Ahora, la potencia se distribuye entre ambos términos y se demuestra matemáticamente que alcanza un máximo de 33.3% para información de tipo senoidal.

### 3.2 DOBLE BANDA LATERAL (DBL)

A partir de la figura 4, comparando los espectros de AM y DBL, se notará que la única diferencia entre ambos estriba en la presencia o ausencia de la frecuencia  $\omega_0$ . En consecuencia, la ecuación (3) puede modificarse para obtener la señal de DBL en el tiempo, la que resulta:

$$x_{DBL}(t) = A x_1(t) \cos \omega_0 t \quad (4)$$

donde:



$A$  = constante de proporcionalidad

$x_1(t)$  = información normalizada (señal moduladora).

Ya se habrá notado que la ecuación (4) se deduce de la ecuación (3) al eliminar el término constante (que es 1) y asimilando en  $A$  el producto  $Aa$ . La figura 8 muestra un ejemplo de señal de DBL, donde se observa que la diferencia fundamental entre las señales de DBL y AM en el tiempo se refiere al comportamiento de la envolvente. En AM se tenían dos envolventes completamente separadas que, con un desfase de  $180^\circ$ , eran copias exactas de la información (salvo por un factor de amplificación). En el peor de los casos las envolventes llegaban a tocarse en el eje horizontal cuando el índice de modulación llegaba al 100%. Para el caso de DBL se tiene, por el contrario, que las envolventes comparten las regiones positivas y negativas de la señal, cruzándose en cero cada vez que la información pasa de positiva a negativa o viceversa. Nótese que el punto de cruce implica un cambio de fase de  $180^\circ$ .

En el caso de DBL el espectro está dedicado por completo a la información, por lo que la eficiencia será del 100% y no tendrá sentido hablar de índice de modulación. Al mismo tiempo, la presencia de una portadora (por pequeña que sea) implicará el sistema intermedio entre AM y DBL, que se denominó modulación en amplitud con portadora reducida (AM-PR). La distinción de los tres casos se formaliza exactamente mediante las siguientes definiciones que se aplican a la ecuación siguiente:

$$\begin{aligned}
 x(t) &= A_0 \cos \omega_0 t + A_1 x_1(t) \cos \omega_0 t \\
 &= A_0 \left[ 1 + \frac{A_1}{A_0} x_1(t) \right] \cos \omega_0 t
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

$$\text{Si } \begin{cases} A_0 = 0 & x(t) = x_{\text{DBL}}(t) \\ A_1/A_0 > 1 & x(t) = x_{\text{AM-PR}}(t) \\ 0 < A_1/A_0 \leq 1 & x(t) = x_{\text{AM}}(t) \end{cases}$$

De las definiciones anteriores se deduce que el "tránsito" de DBL a AM se produce, en la práctica, por la separación que se obtiene entre las dos envolventes al ir agregando cada vez con más potencia la frecuencia  $\omega_0$  de la portadora (que corresponde al término  $A_0$  de la ecuación 5). Cuando  $A_1 = A_0$ , el índice de modulación es 100%, se trata del caso límite de AM. Esto quiere decir que la sobremodulación de AM degenera en AM-PR, lo que impide la demodulación con el método del detector de envolvente.

Como podrá imaginarse, la demodulación de DBL (y de AM-PR) no es sencilla. Para lograr la obtención de la información debe disponerse del valor exacto de la frecuencia  $\omega_0$ , así como de su fase relativa. La figura 8 muestra un diagrama esquemático del mecanismo de demodulación, donde se observa que al multiplicar la ecuación 4 con la portadora ( $2 \cos \omega_0 t$ ) se obtiene

$$\begin{aligned}
 2 x_{\text{DBL}}(t) \cos \omega_0 t &= 2 A x_1(t) \cos^2 \omega_0 t = \\
 &= A x_1(t) + A x_1(t) \cos 2 \omega_0 t
 \end{aligned}$$

Esta última señal contiene dos partes muy diferentes: el primer término corresponde a la información (baja frecuencia) y el segundo, a una señal de OBL centrada en  $2\omega_0$  (alta frecuencia). Un filtro paso-bajas separa adecuadamente ambos términos, resultando con ello que la información se recupera.

Este mecanismo, aparentemente simple, trae serias complicaciones si no se dispone de los datos de la portadora para realizar la multiplicación ( $2 \cos \omega_0 t$ ). Cualquier error en frecuencia y/o fase provoca severas distorsiones en el resultado, invalidándolo. Esta es una de las razones para que se utilice el sistema AM-PR, puesto que con él se mejora la eficiencia de AM y se evita la pérdida de los datos relativos a frecuencia y fase de la portadora ya que, aunque disminuida, continúa estando presente.

### 3.3 BANDA LATERAL UNICA (BLU)

Cuando se requiere aprovechar al máximo el ancho de banda de un canal de transmisión, el sistema BLU utilizará un ancho de banda igual al de la información. Esto significa que el espacio ocupado es mínimo, lo que permite que otras señales independientes "compartan" el canal usando frecuencias diferentes. El hecho que estén mezcladas en el tiempo no implica que se mezclen también en la frecuencia. La separación, entonces, se realiza mediante filtros apropiados, como se verá posteriormente.

La señal de BLU puede representarse en el dominio del tiempo de la siguiente forma:

$$x_{BLU}(t) = \frac{1}{2} A x_1(t) \cos \omega_0 t - \frac{1}{2} A \hat{x}_1(t) \sin \omega_0 t \quad (6)$$

donde  $\hat{x}_1(t) = x_1(t)$  con un desfase de  $-\frac{\pi}{2}$

Nótese que el primer término del segundo miembro representa una señal de DBL, y que el segundo término tiene la misma forma, excepto porque  $\hat{x}_1(t)$  y  $\sin \omega_0 t$  presentan ambas un desfase de  $-\frac{\pi}{2}$ .

La señal de BLU se comprende más fácilmente en el dominio de la frecuencia, donde se observa que es el resultado de un filtrado drástico de la señal de DBL. Esta situación sugiere de inmediato la forma de generación de la señal, que aparece en la figura 9. Allí mismo se observa que hay dos posibilidades para obtener una señal de BLU, las llamadas superior (Fig. 9b) e inferior (Fig. 9c). Ambos casos son equivalentes, aunque existe una pequeña diferencia entre ellos, la ecuación (6) representa la BLU superior y la BLU inferior se representa con la ecuación siguiente:

$$x_{BLU}(t) = \frac{1}{2} A x_1(t) \cos \omega_0 t + \frac{1}{2} A \hat{x}_1(t) \sin \omega_0 t \quad (7)$$

Las ecuaciones (6) y (7) sugieren la generación de BLU, en cualquiera de sus dos variantes, mediante el método del corrimiento de fase que se ilustra en la figura 10. Este método, que consiste en sintetizar la señal, consta de dos moduladores de DBL que trabajan con señales idénticas, excepto por los desfases de  $-\frac{\pi}{2}$ . Estos moduladores generan los dos términos de las ecuaciones (6) y (7), los que al restarse o sumarse sintetizan la salida deseada.

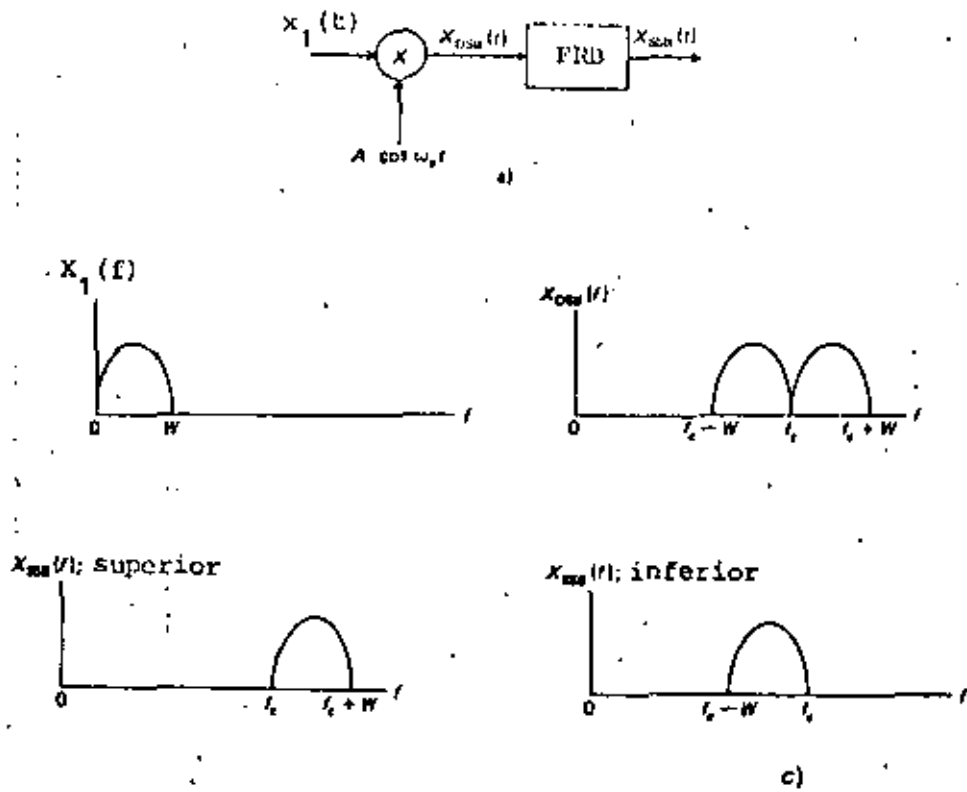


FIG. 9 GENERACION DE LA SEÑAL DE BLU a) MECANISMO DE MODULACION, b) ESPECTRO DE BLU (SUPERIOR), c) ESPECTRO DE BLU (INFERIOR)

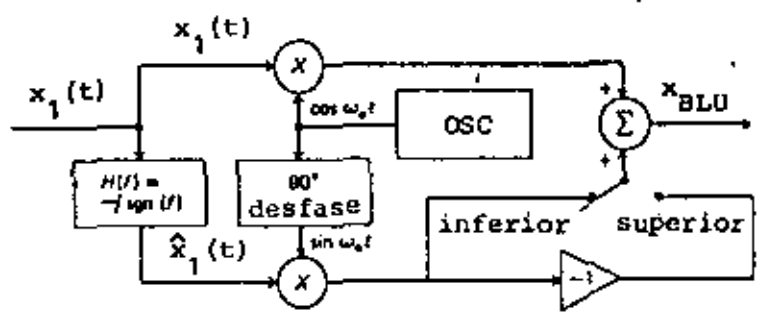


FIG. 10 GENERACION DE BLU POR EL METODO DE CORRIMIENTO DE FASE.

Con este método se evitan los problemas que acarrear los filtros reales cuando se utilizan para separar dos señales muy próximas en frecuencia. Como la señal de DBL está concentrada alrededor de  $\omega_0$ , los problemas del corte de los filtros son muy difíciles de evitar en las proximidades de dicha frecuencia, los que acarrear distorsiones en las frecuencias bajas de la información.

Por esta razón, los sistemas moduladores de BLU que utilizan el filtrado requieren normalmente de varias etapas de modulación y filtrado, las que tienen por objeto la eliminación paulatina de la banda no deseada, al mismo tiempo que se eleva la frecuencia de la portadora.

En cuanto a los mecanismos de demodulación, los métodos utilizados para DBL, consistentes en multiplicaciones con la señal portadora, se aplican perfectamente. Suponiendo que la señal de DBL (superior) de la ecuación (6) se multiplica por  $4 \cos \omega_0 t$ , se obtiene

$$x_{BLU}(t) \cdot 4 \cos \omega_0 t = A x_1(t) + A x_1(t) \cos 2 \omega_0 t - A \hat{x}_1(t) \sin 2 \omega_0 t.$$

Se notará que, al igual que con DBL, un adecuado filtrado eliminará los dos términos del segundo miembro que no se necesitan.

En este caso también es importante considerar el desfase existente entre la portadora  $\cos \omega_0 t$  del punto en que se realiza la modulación, y la misma señal cuando se utiliza en el punto de la demodulación. Cuando el desfase es diferente de cero grados, el resultado difiere notablemen

te del mencionado arriba, encontrándose severamente distorsionado.

Por último se mencionará que el sistema intermedio entre DBL y BLU, de nominado banda lateral residual se obtiene realizando filtrados incompletos (y por tanto, más sencillos) de DBL. Nótese que esto puede formalizarse mediante las siguientes definiciones:

$$X(\omega) = \frac{1}{2} A X_1(\omega + \omega_0) + \frac{1}{2} B X_1(\omega - \omega_0) \quad (8)$$

$$\text{Si } \begin{cases} A = B & X(\omega) = X_{\text{DBL}}(\omega) \\ A = 0, B \neq 0 & X(\omega) = X_{\text{BLU}}(\omega) \text{ (superior)} \\ A = \text{función de } \omega, y & X(\omega) = X_{\text{BLR}}(\omega) \text{ (superior)} \\ B = \text{constante} \end{cases}$$

Aquí no se han incluido las eliminaciones total y parcial de la banda lateral superior, pero estos casos son obvios. También, se notará fácilmente que la "transición" de DBL a BLU se produce a través de BLR al eliminarse en forma paulatina una de las bandas laterales.

Finalmente, debe destacarse que los sistemas más utilizados corresponden a AM, cuya aplicación en los sistemas comerciales de radiodifusión se debe básicamente a la simplicidad de los circuitos de demodulación. El sistema BLU-PR encuentra amplia aplicación en sistemas de transmisión de voz a grandes distancias, del tipo de radioaficionados, ya que mejora la eficiencia y disminuye el ancho de banda de AM. Por último, BLR+P se emplea en los sistemas de transmisión de video, donde es importante disminuir el ancho de banda de la transmisión sin complicar excesivamente el sistema, ni destruir la información contenida en las bajas frecuen

cias. El sistema, sin embargo, se utiliza con portadora de alta potencia porque permite la demodulación con detector de envolvente. Se trata de un caso intermedio entre AM y BLU+P.

La figura 11 resume todas las posibilidades intermedias descritas de los métodos de modulación lineal.

#### 4. MODULACION ANGULAR

El principio fundamental de la modulación lineal consistía en introducir la señal de información  $\{x_1(t)\}$  en el término correspondiente a la amplitud (por ejemplo,  $1 + a x_1(t)$  en la ecuación 3) de la señal portadora. En general la portadora puede considerarse como una señal del tipo

$$A \cos \theta$$

Si para el caso de la modulación lineal se tenía que  $A$  era una función del tiempo del tipo  $A(t) = A [1 + a x_1(t)]$  para AM, lo mismo puede realizarse con el ángulo  $\theta$ . En este caso resultan dos diferentes, aunque muy relacionados, métodos de modulación los que son

1. Modulación de frecuencia (FM)
2. Modulación de fase (PM)

Aunque en ambos casos la información se introduce en el ángulo  $\theta$ , en FM la señal se representa en forma de variaciones de frecuencia; en PM,



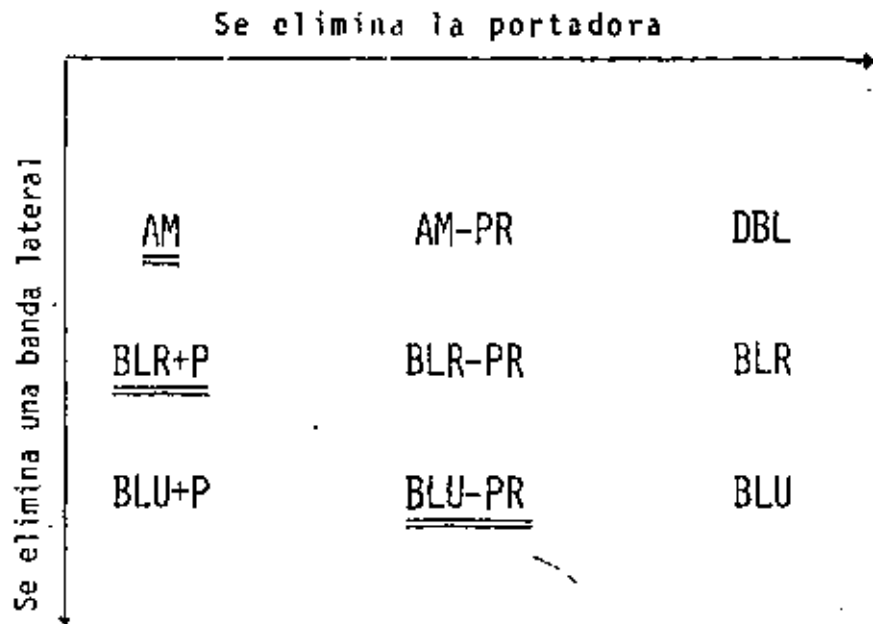


FIG. 11 RELACIONES ENTRE LOS METODOS DE MODULACION LINEAL EN CUANTO A LA ELIMINACION DE LA PORTADORA Y UNA BANDA LATERAL

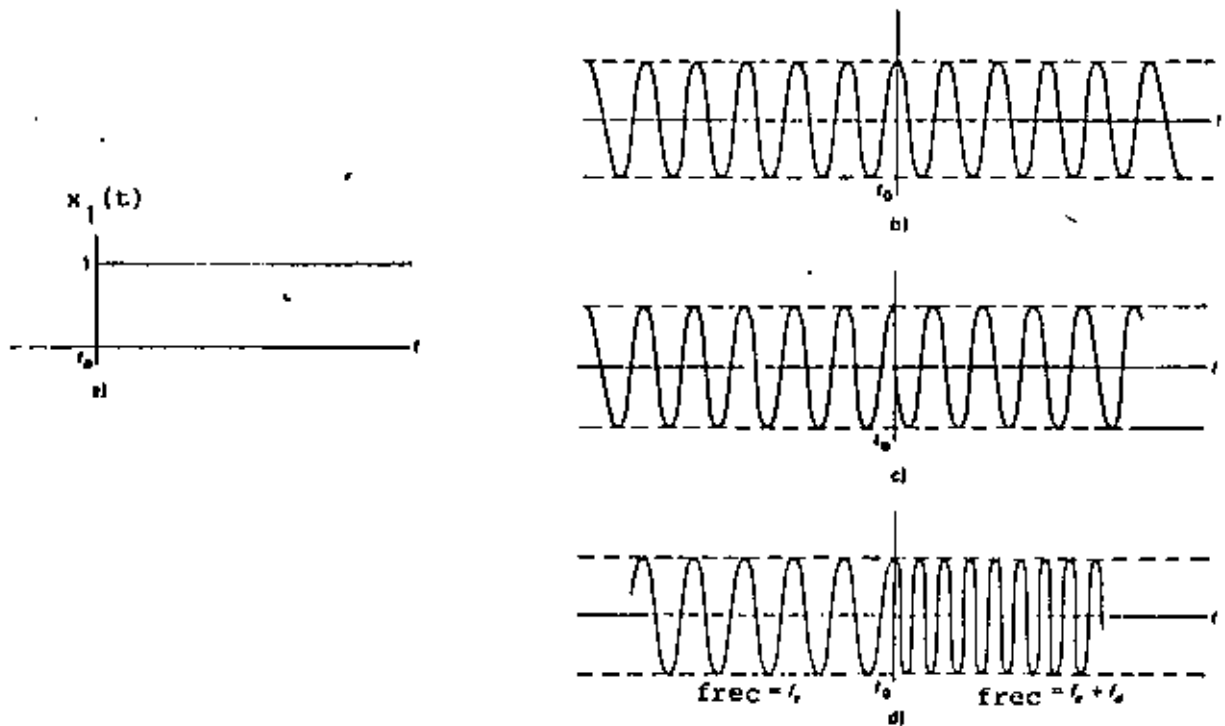


FIG. 12 COMPARACION ENTRE FM Y PM EN EL DOMINIO DEL TIEMPO.

en cambio, las variaciones se producen en la fase de la portadora. Sin embargo, como no es fácil distinguir variaciones que se presenten en frecuencia y/o en fase, los dos métodos mencionados corresponden en la práctica esencialmente al mismo, como se verá posteriormente.

La diferencia entre frecuencia y fase se establece simplemente mediante las siguientes definiciones: siendo  $\theta(t)$  un ángulo función del tiempo dado por

$$\theta(t) = \omega_0 t + \phi(t)$$

se define dicho ángulo como la fase instantánea de la función  $\cos \theta(t)$ . La frecuencia instantánea, a su vez, se define así

$$\omega(t) = \frac{d\theta(t)}{dt} = \omega_0 + \frac{d\phi(t)}{dt}$$

donde  $\omega_0$  es la frecuencia de la portadora (constante).

$\phi(t)$  se denomina desviación de fase y

$\frac{d\phi(t)}{dt}$  se llama desviación de frecuencia.

Se notará que cuando se trata de fase modulada lo que varía es la desviación de fase ( $\phi(t)$ ), donde se situará la información. Además, si se trata de frecuencia modulada, lo que varía es la derivada de  $\phi(t)$ , o sea, la desviación de frecuencia. También es claro que ambos parámetros están íntimamente relacionados por la derivada (o la integral).

Entonces, haciendo que las variaciones de estos parámetros sean proporcionales a la información, se tendrá

$$\phi(t) = k_p x_1(t) \quad \text{para PM}$$

$$\frac{d\phi(t)}{dt} = k_f x_1(t) \quad \text{para FM}$$

donde  $k_p$  y  $k_f$  son constantes de proporcionalidad, llamadas constantes de desviación, y  $x_1(t)$  es la información normalizada. Las señales moduladas en FM y PM resultan ser las siguientes:

$$x_{PM}(t) = A \cos \left[ \omega_0 t + k_p x_1(t) \right] \quad (9a)$$

$$x_{FM}(t) = A \cos \left[ \omega_0 t + k_f \int x_1(\alpha) d\alpha \right] \quad (9b)$$

En estas ecuaciones no se especifican los límites de la integral, por no ser relevantes (sólo se implica un valor de fase constante), y es frecuente que se defina  $k_f = 2\pi f_d$ , donde  $f_d$  se denomina constante de desviación de frecuencia, que se mide en hertz por unidad de  $x_1(t)$ .

La figura 12 muestra los resultados en el dominio del tiempo que corresponden a las modulaciones FM y PM. Se notará el efecto de variación de frecuencia en el primer caso, y de fase, en el segundo. También, la figura 13 muestra la relación que existe entre ambos métodos de modulación, por lo que en lo sucesivo los resultados obtenidos para un método se aplicarán al otro, con las debidas salvedades.

#### 4.1 ESPECTROS DE LAS SEÑALES MODULADAS ANGULARMENTE

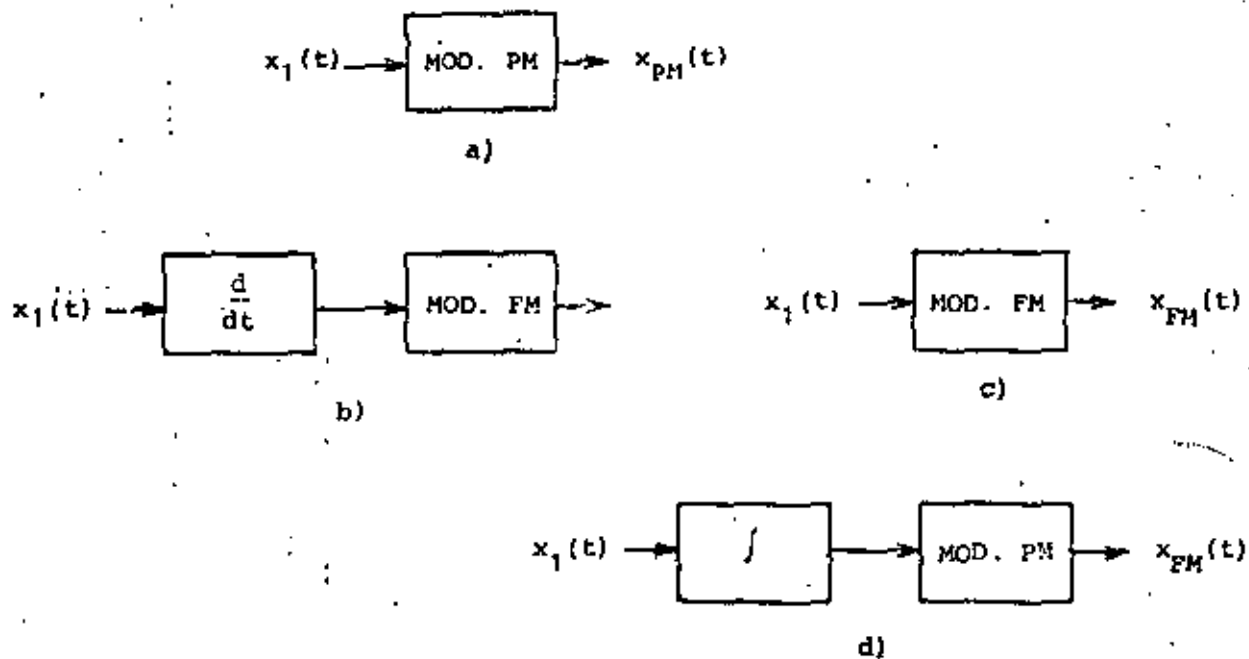


FIG. 13 RELACION EXISTENTE ENTRE LOS DOS METODOS DE MODULACION ANGULAR

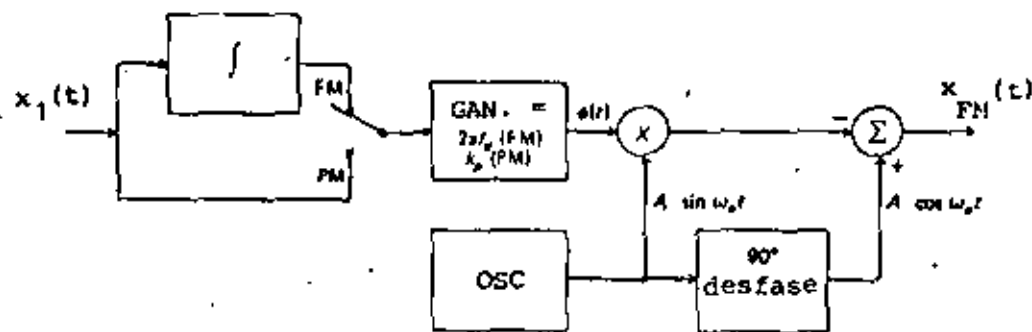


FIG. 14 GENERACION DE SEÑALES MODULADAS ANGULARMENTE EN BANDA ANGOSTA.

Contrariamente a los resultados obtenidos en la modulación lineal, los espectros angulares no son simples corrimientos de la señal moduladora. Aparecen señales no comprendidas en el espectro original y su análisis no es simple, sin embargo, para dar una idea general del problema se presentarán los siguientes casos en forma resumida.

- a) Modulación angular en banda angosta
- b) Modulación angular con una señal senoidal
- c) Modulación angular con varias senoidales

El primer caso es similar a la modulación lineal, ya que si  $k_p x_1(t)$  es la señal moduladora, se demuestra que cuando  $|k_p x_1(t)| \ll 1$ , la ecuación (7) puede aproximarse a lo siguiente:

$$x_{PM}(t) = A \cos \omega_0 t - A k_p x_1(t) \sin \omega_0 t \quad (10)$$

Nótese que el resultado se aplica también a FM si  $k_p x_1(t)$  se sustituye por  $k_f \int m(\alpha) d\alpha$ , con la misma condición limitante del valor absoluto máximo. El resultado obtenido recuerda una señal de AM, porque el primer término del segundo miembro corresponde a la portadora y el segundo hace las veces de bandas laterales. Entonces el ancho de banda de la señal resultante es igual al de AM, por lo que se conoce como modulación angular en banda angosta. En cuanto al mecanismo de generación, la figura 14 muestra un método sencillo para generar tanto FM como PM en banda angosta.

El segundo caso mencionado no tiene la limitación en el valor absoluto

máximo de la señal moduladora, por lo que se supondrá que  $x_1(t) = \beta \sin \omega_1 t$  donde  $\beta$  se denomina índice de modulación. En este caso, la señal resultante en PM será

$$x_{PM}(t) = A \cos \left( \omega_0 t + \beta \sin \omega_1 t \right)$$

la que puede demostrarse que es equivalente a

$$x_{PM}(t) = A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos \left( \omega_0 + n\omega_1 \right) t$$

donde  $J_n(\beta)$  son las funciones de Bessel de primera clase, las que pueden encontrarse en tablas matemáticas. Estas funciones cumplen además con que

$$\begin{aligned} J_{-n}(\beta) &= J_n(\beta) && \text{si } n \text{ es par} \\ J_{-n}(\beta) &= -J_n(\beta) && \text{si } n \text{ es impar} \end{aligned}$$

La figura 15 muestra algunos ejemplos de espectros de señales moduladas en banda ancha con señales senoidales y la figura 16 muestra las primeras funciones de Bessel de primera clase en función del índice de modulación  $\beta$ . Allí se notará que el ancho de banda de la señal modulada angularmente depende de este índice de modulación, al mismo tiempo que podrá comprobarse el ancho de banda del caso anterior (modulación en banda angosta).

El último tipo de modulación se refiere a una situación más general, donde la señal moduladora está compuesta por una suma de senoidales, porque,

como se recordará, cualquier señal puede expresarse como sumatoria de cierta clase de señales senoidales por medio de la Serie de Fourier. Si se supone, entonces, que

$$x_1(t) = \beta_1 \text{ sen } \omega_1 t + \beta_2 \text{ sen } \omega_2 t$$

la señal modulada de PM resulta ser

$$x_{PM}(t) = A \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_n(\beta_1) J_m(\beta_2) \cos \left( \omega_0 + n\omega_1 + m\omega_2 \right) t$$

Este resultado recuerda el caso anterior, en virtud de que aparecen nuevamente los términos  $J_n(\beta_1)$  y  $n\omega_1$ , aunque ahora la expresión es más compleja. Se tienen dos sumatorias, sobre  $n$  y  $m$ , lo que implicará la generación de múltiples frecuencias producto de sumas (y restas) ponderas de  $\omega_0$ ,  $\omega_1$  y  $\omega_2$ . Además, la amplitud de estas frecuencias estará determinada por el producto  $J_n(\beta_1) \cdot J_m(\beta_2)$ .

Puede suponerse que esta situación genera una gran cantidad de bandas la terales alrededor de  $\omega_0$  que cubren completamente el espectro. Afortu nadamente, las funciones de Bessel  $J_n(\beta)$ , después de oscilar brevemen te tienden a cero cuando  $n$  tiende a infinito.

Esta situación ya se habrá detectado en la figura 15, donde se aprecia también que dicha tendencia depende de  $\beta$ . Por ejemplo, si  $\beta = 1$  se tiene que  $J_4(1) = 0$ ; pero si  $\beta = 2$ ,  $J_4(2) = 0.034$ .

Los ejemplos de espectros dados en la figura 15 corresponden a casos es

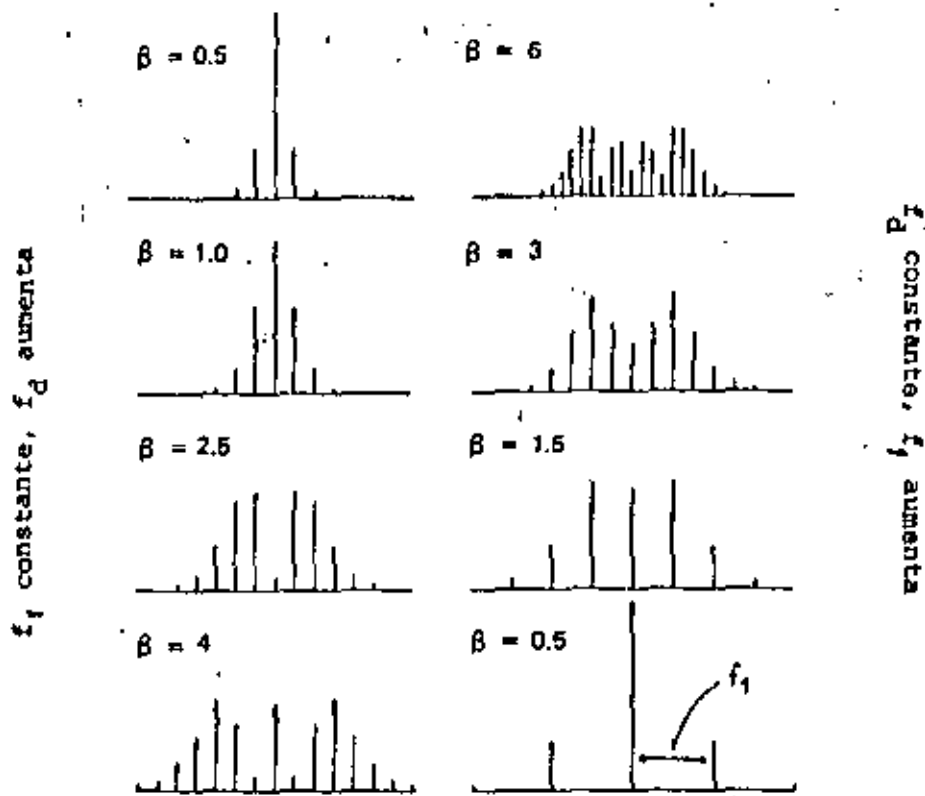


FIG. 15 ESPECTROS DE SEÑALES MODULADAS EN BANDA ANCHA PARA DIFERENTES INDICES DE MODULACION.

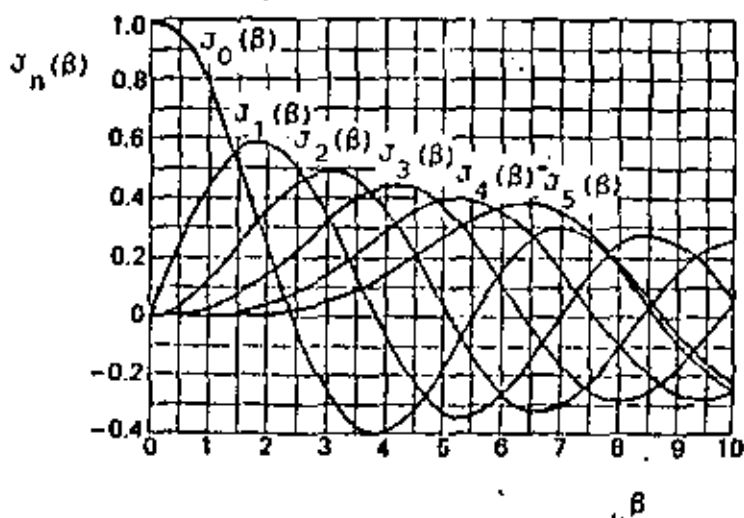


FIG. 16 FUNCIONES DE BESSEL DE PRIMERA CLASE.



pecíficos donde se comprueba que, aunque en teoría infinito, el ancho de banda de las señales moduladas angularmente tienen una dimensión limitada o que puede delimitarse perfectamente sin perder demasiada información de la señal original.

En realidad el espectro de una señal de FM define un ancho de banda dado por

$$B \approx 2 (\beta + 1) f_M$$

donde se ha supuesto que la modulación es senoidal y que  $f_M$  es la frecuencia de la modulación. Para el caso general de una señal  $x_1(t)$  arbitraria, esta ecuación puede escribirse

$$B \approx 2 (D + 1) W$$

donde  $W$  es el ancho de banda de la información y  $D$  es la razón de desviación, definida por

$$D = \frac{\text{frecuencia pico de desviación}}{\text{ancho de banda de la información}} = \frac{f_d}{W}$$

La expresión para calcular el ancho de banda de una señal de FM se conoce como la regla de Carson, de la que pueden deducirse las siguientes conclusiones:

- a) Cuando  $D \ll 1$  ( $\beta \ll 1$ , para modulación senoidal)  $B \approx 2W$  (o bien,  $B \approx 2f_M$ ), que corresponde a modulación en banda angosta.

- b) Cuando  $D \gg 1$  ( $\beta \gg 1$ , para modulación senoidal)  $B \approx 2 DW$  = dos veces la frecuencia pico de desviación, lo que corresponde a modulación en banda ancha.
- c) La señal de FM de banda ancha tiene una  $B$  independiente del ancho de banda de la información, a causa de que  $D$  (o bien,  $\beta$ ) es inversamente proporcional a  $W$  (o bien,  $f_M$ ).
- d) Esto no sucede con PM, porque  $D$  (y también  $\beta$ ) es constante, como se puede comprobar en la ecuación 9.

##### 5. MULTICANALIZACION POR DIVISION DE FRECUENCIA (MDF)

En la sección 3, se mencionó la posibilidad de que varias señales moduladas compartieran el espectro de un canal de transmisión, siempre que estas señales tengan un ancho de banda limitado y se dispongan en el dominio de la frecuencia de modo que utilicen diferentes intervalos.

En esta forma, si se tienen  $n$  señales independientes, cada una de las cuales ocupa un ancho de banda  $B$  al ser modulada, el grupo de señales ocupará un ancho de banda mínimo de  $nB$  cuando se disponen contiguas en frecuencia.

La figura 17 muestra los resultados de este método en el dominio de la frecuencia. Al mismo tiempo se muestra el mecanismo utilizado para lograr la realización del sistema. Puesto que el grupo de canales independientes está ligado entre sí por la disposición en frecuencia, puede con

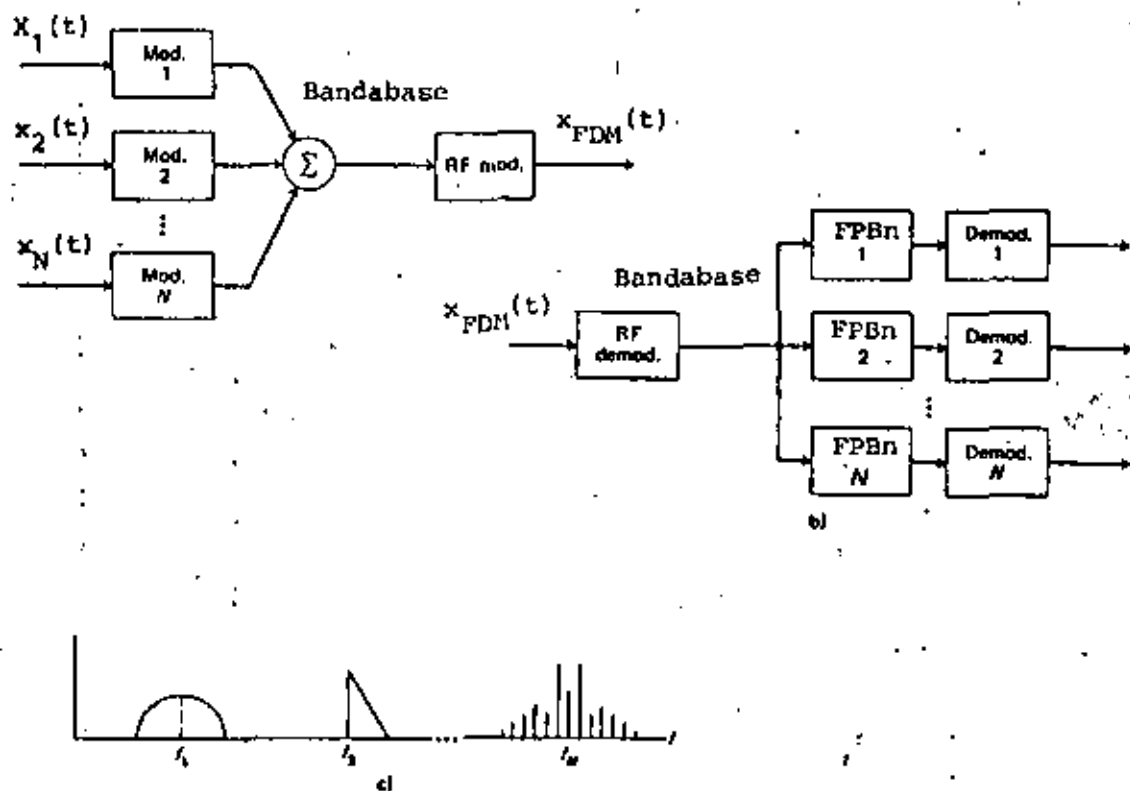


FIG. 17 ESPECTROS DE LAS SEÑALES Y CIRCUITOS UTILIZADOS EN EL SISTEMA DE MULTICANALIZACIÓN POR DIVISION DE FRECUENCIA (MDF)

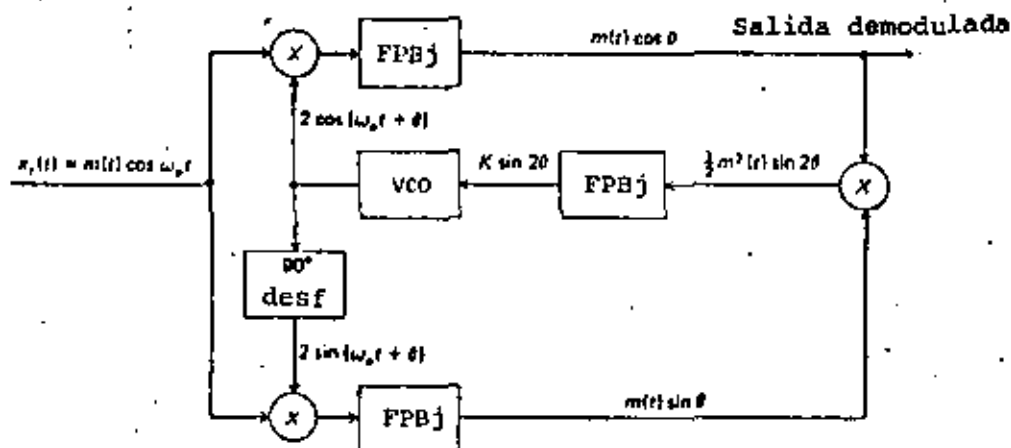


FIG. 18 LAZO DE AMARRE DE FASE DE COSTAS.

siderarse como si fuera una sola señal y modularse en consecuencia con una portadora de frecuencia más elevada.

El problema de la transmisión de varias señales independientes es típico de telefonía, donde los enlaces de multicanalización permiten ahorrar muchos kilómetros de cables. En este caso, cada canal corresponde a un enlace telefónico independiente, lo que implica que aunque las señales se encuentran mezcladas en el tiempo, en la frecuencia, en cambio, están separadas.

El sistema permite la utilización más completa del ancho de banda disponible en el medio de transmisión, el uso de BLU para lograr el máximo de canales en el mínimo espacio y el tratamiento del grupo de canales (banda base) como si se tratara de una sola señal de información. El problema de transmitir la frecuencia y la fase de las portadoras en BLU, se resuelve utilizando frecuencias específicas para cada canal y agregando una sola portadora a la banda base, a partir de la cual se calculan las demás, llamadas subportadoras. Como en el modulador se utilizan filtros para delimitar los intervalos de frecuencia de los canales, y algo similar se hace en el demodulador, por regla general se deja un intervalo de seguridad entre los canales vecinos, lo que hace que el ancho de banda real sea un poco mayor que el mínimo.

## 6. MODULADORES Y DEMODULADORES

Aunque ya se han mencionado algunas técnicas básicas de modulación, a continuación se describirán específicamente las más importantes.

## 6.1 MODULADORES Y DEMODULADORES LINEALES

Para AM se describieron las dos técnicas básicas de modulación, que se realizan mediante el modulador producto y el amplificador de ganancia variable. Estos dos moduladores obtienen la señal modulada al efectuar simplemente un producto entre la portadora y la información montada en una componente de CD. Estas técnicas, que se muestran en la figura 6, también puede aplicarse directamente para obtener DBL, por ejemplo, si se suprime la componente de CD. Esto se realiza fácilmente en el modulador producto, pero para el caso del amplificador de ganancia variable no es tan fácil de lograr, por lo que generalmente se utilizan dos moduladores de este tipo con las portadoras en oposición de fase. Al sumar ambas salidas las portadoras se anulan y se obtiene DBL.

Las restantes señales de modulación lineal se obtienen a partir de AM y DBL por filtrados o eliminaciones parciales de la portadora, aunque merece especial mención el método de corrimiento de fase de BLU, que se muestra en la figura 10.

En cuanto a los métodos de demodulación los más importantes corresponden al detector de envolvente y al demodulador producto, que aparecen en las figuras 7 y 8. También merece mención el método de reinsertión de portadora, que consiste en sintetizar una señal de AM para demodular con el detector de envolvente; el método de obtención de la portadora elevando al cuadrado la señal, lo que genera un término constante en la señal de DBL; y el lazo de amarre de fase de Costas que se esquematiza en la figura 18, método que utiliza un oscilador controlado por voltaje (VCO) para sintetizar la señal de salida.

## 6.2 MODULADORES Y DEMODULADORES ANGULARES

Las técnicas de generación de señales moduladas angularmente son las mismas para FM y PM, considerando que la diferencia entre ambos sistemas es únicamente una integral (o una derivada), como se muestra en la figura 13. En la práctica se obtienen FM y PM en forma directa, pero FM también puede obtenerse integrando la señal de entrada a un modulador de PM, método que se conoce como generación indirecta.

Los métodos directos de generación de FM consisten en la modificación de uno de los elementos reactivos de un circuito sintonizado, o de un oscilador. Al variar el valor de uno de estos elementos, se modifica también la frecuencia de resonancia y, por ende, la frecuencia de salida. Sin embargo, debido a que la relación entre  $\omega_0$  y LC, por ejemplo, no es lineal sólo se puede obtener FM de banda angosta si se quieren evitar las distorsiones. Con un varactor se obtienen variaciones de capacitancia; con un reactor saturable, las variaciones se producen en inductancia; y con tubos o transistores de reactancia se obtiene una impedancia variable.

Si la señal obtenida es de banda angosta, es posible generar una señal con una desviación de frecuencia arbitraria mediante un convertidor de banda angosta a banda ancha. Este sistema, que se muestra en la figura 19 consiste principalmente en un multiplicador del ángulo de la señal de entrada. En esta forma se tiene

$$\text{entrada: } \sin \theta = \sin \left[ \frac{\omega_0}{n} t + \phi(t) \right]$$

salida:  $\text{sen } n\theta = \text{sen } \left[ \omega_0 t + n \phi(t) \right]$

Con lo cual la desviación de frecuencia se ha multiplicado por un número arbitrario  $n$ .

Otros métodos de generación de PM (y por tanto de FM, indirectamente) consisten en la síntesis de la señal a partir de la ecuación 10, y en circuitos de estabilización mediante osciladores de cristal (véase la Fig. 20).

En cuanto a los mecanismos de demodulación, se emplean con mucha frecuencia circuitos que producen una salida proporcional a la desviación de frecuencia, los que se denominan discriminadores. Estos consisten básicamente en circuitos resonantes cuya impedancia varía casi linealmente en el intervalo que comprende el ancho de banda de la señal modulada angularmente. Un sistema en particular consiste en un diferenciador seguido de un detector de envolvente. En este caso el diferenciador transforma FM en AM y el detector sólo recupera la información transformada en AM. Usualmente se emplea un circuito llamado limitador para evitar que las posibles variaciones que tenga la señal de FM debidas a interferencias, influyan en la transformación que realiza el diferenciador (véase la Fig. 21).

Otro tipo de demodulador de FM muy empleado es el lazo de amarre de fase (PLL); que consiste básicamente en un circuito realimentado, como el de la figura. 21, que está compuesto de un oscilador controlado por voltaje (VCO), un discriminador de fase, un filtro y un amplificador. Según la disposición del circuito la señal de salida del VCO

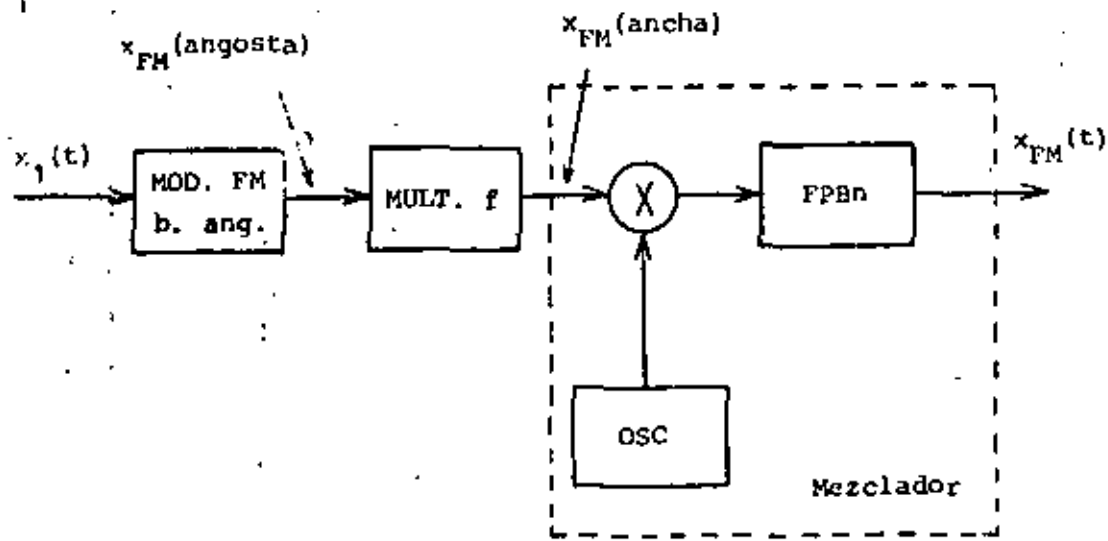


FIG. 19 GENERACION DE FM DE BANDA ANCHA MEDIANTE EL CONVERTIDOR DE BANDA ANGOSTA A BANDA ANCHA.

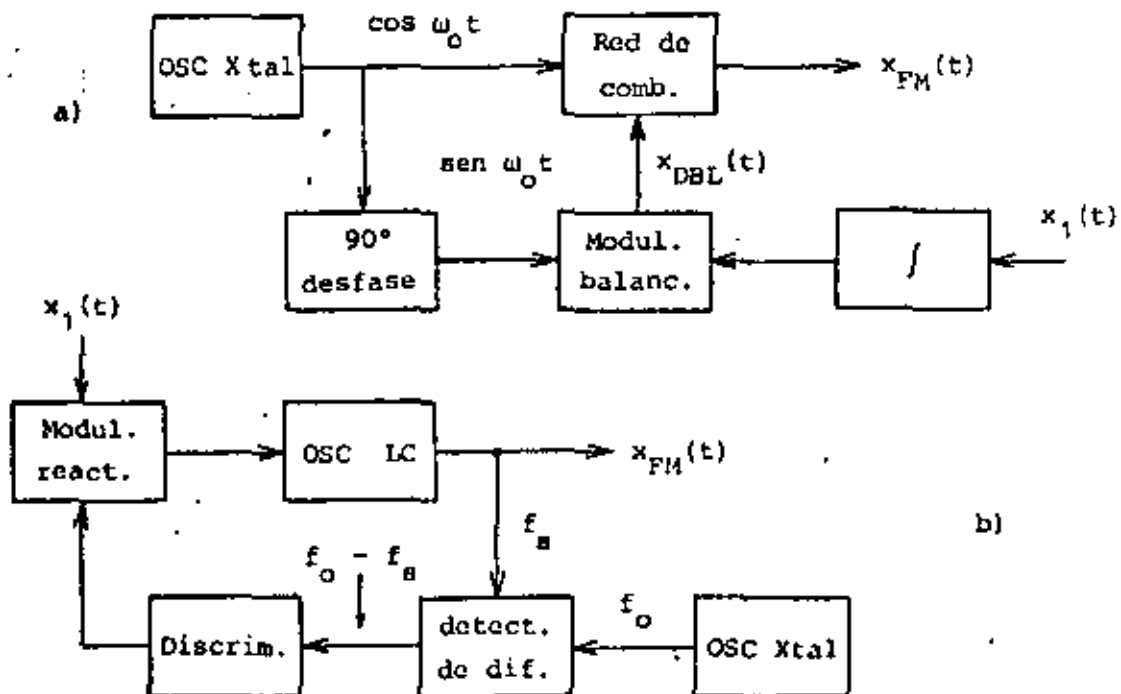


FIG. 20 OTROS METODOS DE GENERACION DE FM Y PM.



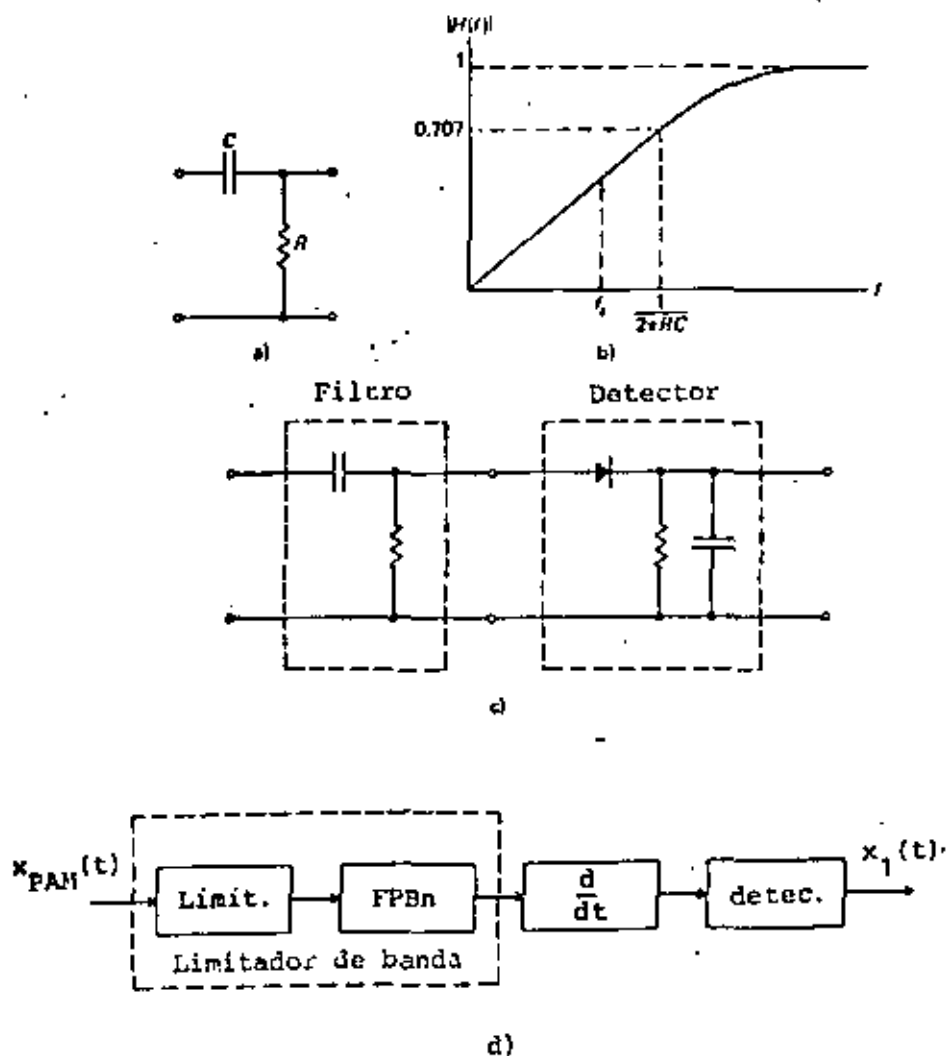


FIG. 21 DEMODULADORES DE FM y PM.

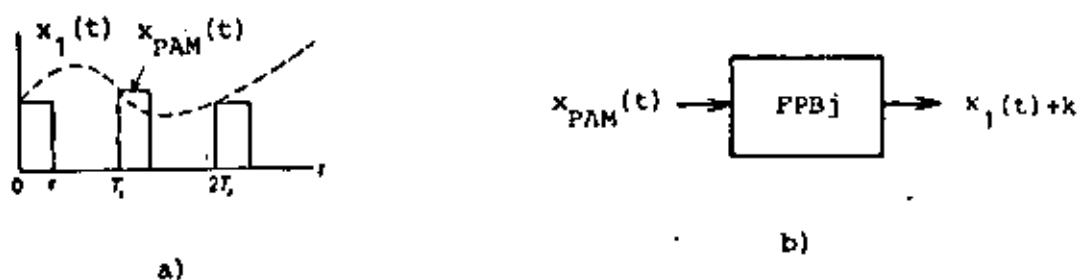


FIG. 22 SISTEMA PAM. a) MECANISMO DE GENERACION DE LA SEÑAL MODULADA. b) OBTENCION DE LA INFORMACION.

tratará de seguir las variaciones de la señal de entrada, con lo que se logra que el error sea mínimo y la señal de salida constituya la información recuperada. El demodulador del tipo PLL es un circuito muy sensible que tiene una alta capacidad para discriminar señales de FM en condiciones adversas.

## 7. MODULACION POR PULSOS

Si una señal analógica está limitada en banda, como las que se han considerado hasta el momento, una sucesión de muestras de dicha señal (tomadas con una velocidad suficientemente alta) puede servir para representarla perfectamente en el dominio de la frecuencia. De hecho, según el teorema del muestreo, si una señal analógica tiene un ancho de banda  $B$ , puede representarse exactamente por medio de muestras instantáneas si la frecuencia del muestreo  $f_s$ , cumple con la siguiente relación.

$$f_s \geq 2B$$

La señal se recupera completamente por medio de un filtro pasabajas, si su frecuencia de corte ideal es la frecuencia máxima de la señal original. La frecuencia  $2B$  se conoce como razón de Nyquist.

Como las señales muestreadas contienen, según este teorema, toda la información original en la frecuencia, aunque en el tiempo sólo tengan valores discretos, es posible trabajar con ellas como si solamente existieran durante las muestras que se han tomado. Esta situación significa que la señal estará presente sólo durante pequeños intervalos de tiempo, con lo

cual el canal permanecerá libre (desocupado) el resto del tiempo. Este resultado permite que se desarrolle el sistema de multicanalización por división de tiempo (MDT), que se verá posteriormente, en forma similar al sistema MDF ya mencionado.

Al ser muestreada, la señal se transforma en la práctica en una serie de pulsos que contienen (idealmente) la información de amplitud del momento en que se tomó la muestra. Esta información se incluye normalmente en un tren de pulsos en tres formas distintas: en la amplitud, en la duración o en la posición (fase) relativa de los pulsos, dando lugar a tres métodos principales.

1. Modulación por amplitud de pulso (PAM)
2. Modulación por duración de pulso (PDM)
3. Modulación por posición de pulso (PPM)

Como puede verse en la figura 22, el sistema PAM consiste simplemente en un circuito que muestrea la señal de entrada con una frecuencia fija y que sostiene el valor muestreado un instante de tiempo  $\tau$ . La información se obtiene, según el teorema del muestreo, con un filtro pasabajas con una frecuencia de corte adecuada. Esto último queda demostrado de inmediato si se considera el caso particular de un muestreo instantáneo con un tren de impulsos  $\delta_T(t)$ . La señal muestreada ( $x_\delta(t)$ ) es el producto de este tren de impulsos y  $x_1(t)$ , entonces

$$\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - n T_s)$$

$$x_{\delta}(t) = x_1(t) \cdot \delta_T(t) = x_1(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - n T_s) \quad (11)$$

donde  $T_s = \frac{1}{f_s}$  es el período del muestreo. Se notará que la señal  $x_{\delta}(t)$  tiene valores diferentes de cero solamente para valores del tiempo múltiplos enteros de  $T_s$  (es decir, cuando se toman muestras).

La transformada de Fourier de la ecuación (11) es

$$X_{\delta}(\omega) = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(\omega - n \omega_s)$$

donde es evidente que se trata de una suma infinita de espectros de la información desplazados en frecuencia. Como para  $n = 0$  hay una copia de  $X(\omega)$ , con un factor de multiplicación constante  $\frac{1}{T_s}$ , sólo se necesita que  $X(\omega - \omega_s)$  no se traslape con esta copia para que la información pueda recuperarse. Esto se satisface con el teorema del muestreo, ya que si  $B \leq f_s - B$  entonces  $f_s \leq 2B$ .

El sistema PDM requiere un poco más de trabajo, ya que, como se observa en la figura 23, se obtiene a partir de PAM por medio del uso de algunos circuitos conformadores de onda. Sin embargo, aunque esto no es evidente a primera vista, puede demodularse con un filtro pasabajas. Un tren de pulsos de amplitud  $A$ , período  $T_s$  y sin modulación, puede representarse de la siguiente forma:

$$x_p(t) = \frac{At}{T_s} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{A}{\pi n} \sin \frac{\pi n \tau}{T_s} \cos n \omega_0 t$$

Si la duración del pulso se modula con  $x_1(t) = \sin \omega_1 t$ , se tiene

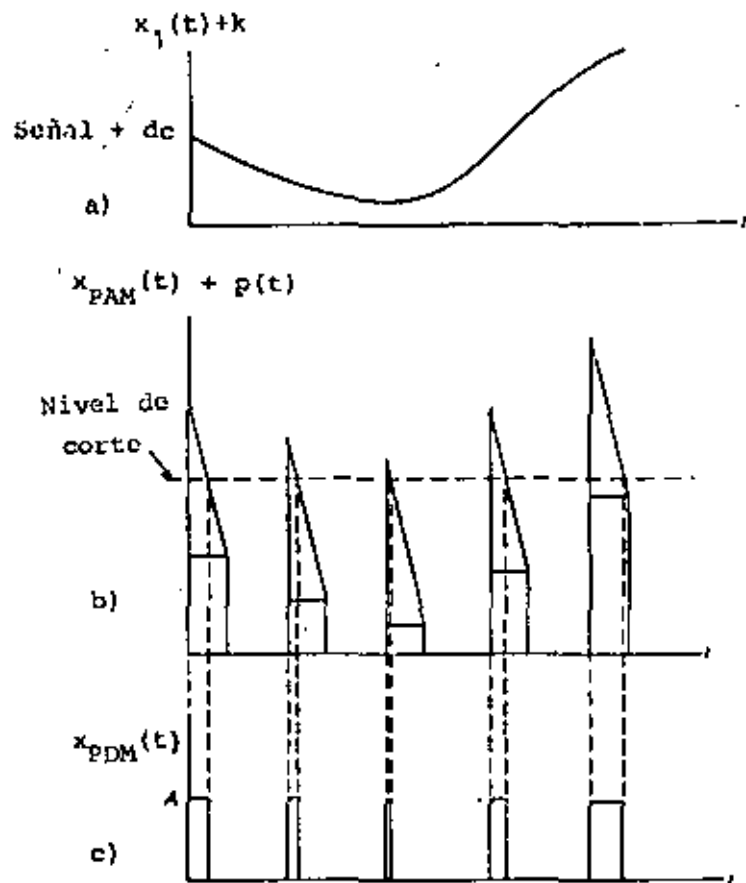


FIG. 23 SISTEMA PDM.

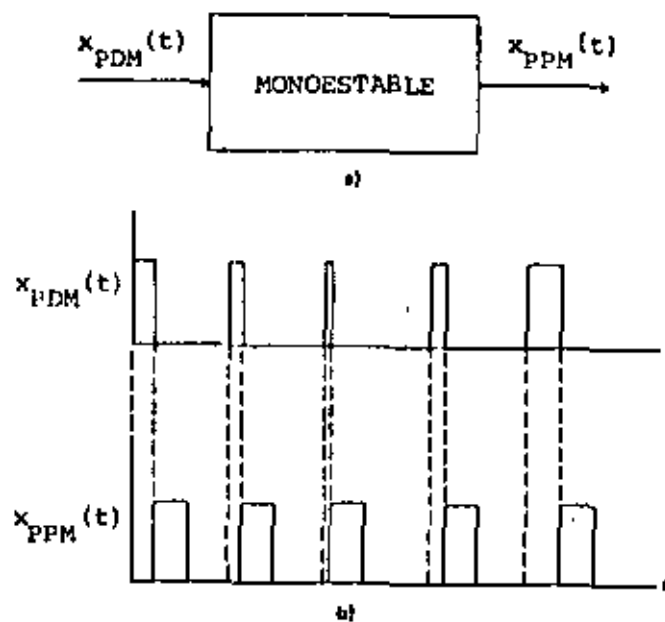


FIG. 24 SISTEMA PPM.

$$\tau(t) = \tau_0 + \tau_1 x_1(t)$$

$$x_{PDM}(t) = \frac{A}{T_s} [\tau_0 + \tau_1 \text{sen } \omega_1 t] + \\ + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{A}{\pi n} \left[ I_m \left( e^{j\alpha} \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_m(\beta) e^{jm \omega_1 t} \right) \right] \cos n \omega_0 t$$

donde  $\alpha = n\pi f_s \tau_0$  y  $\beta = n\pi f_s \tau_1$ .

La expresión, aunque, complicada, demuestra que  $x_{PDM}(t)$  tiene un término constante, un término proporcional a la información y una serie muy complicada de armónicas. Un filtro pasabajas puede separar los dos primeros términos del resto con facilidad.

Finalmente, el sistema PPM consiste en un tren de pulsos cuya única variación se presenta en la posición relativa de ellos. La figura 24 muestra la forma en que se obtiene una señal de PPM, a partir de una señal de PDM. Al igual que en el caso anterior, el espectro resultante es muy complejo, pero puede demodularse también con un filtro pasabajas.

Además de la demodulación directa (por medio de filtros) también es posible efectuar conversiones de PDM a PAM, para demodular indirectamente, y de PPM a PDM mediante algunos circuitos conformadores de onda.

# INSTRUMENTACION ELECTRONICA .

## APENDICE:

COMPARACION DE LOS SISTEMAS DE MODULACION ANALOGICA.

COMPARACION DE DIFERENTES ESQUEMAS DE MODULACION DIGITAL.

TECNICAS DE MODULACION DIGITAL CONTRA EFICIENCIA ESPECTRAL.

MODEMS.

COMPARACION DE LOS SISTEMAS DE MODULACION ANALOGICOS.

SERIAL PORTADORA.	SERIAL MODULADORA.	TIPO	ANCHO DE BANDA	RESPUESTA DE DC	EFICIENCIA	COMPLEJIDAD	APLICACIONES TÍPICAS
ANALOGICA	ANALOGICA	DBL	$B_T = 2f_x$	SI	100%	MODERADA	DATOS ANALOGICOS MULTICANALIZACION
ANALOGICA	ANALOGICA	AM	$B_T = 2f_x$	NO	<50%	MINIMA	RADIODIFUSION COMERCIAL.
ANALOGICA	ANALOGICA	BLU	$B_T = f_x$	NO	100%	MAXIMA	TRANSMISION DE VOZ
ANALOGICA	ANALOGICA	BLR	$f_x < B_T < 2f_x$	SI	100%	MAXIMA.	SISTEMAS DE BANDA ANCHA
ANALOGICA	ANALOGICA	BLR+P	IGUAL A BLR	NO	<50%	MEDIA	VIDEO DE TV.
ANALOGICA	ANALOGICA	BANDA BASE.	$f_x$	SI	--	MINIMA	ENLACES DE CORTA DISTANCIA
ANALOGICA	ANALOGICA	FM	$B_T = 2f_\Delta + 2f_x$	SI	--	MEDIA	RADIODIFUSION COMERCIAL.
ANALOGICA	ANALOGICA	PM	$B_T = 2(K_p + 1)f_x$	SI (CON AJUSTE)	--	MEDIA	TRANSMISION DE DATOS Y GENERACION DE FM.



COMPARACION DE DIFERENTES ESQUEMAS DE MODULACION DIGITAL

ESQUEMA	ANCHO DE BANDA	$P_e$	$\frac{S}{N}$ PARA $P_C = 10^{-4}$	COMPLEJIDAD DE EQUIPO.
ASK COHERENTE	2B	$Q \left( \sqrt{A^2 T_b / 4 N} \right)$	14.45	MODERADO
ASK INCOHERENTE	2B	$\frac{1}{2} \text{EXP} \left( \frac{-A^2 T_b}{16N} \right)$	18.33	MENOR
FSK COHERENTE	> 2B	$\frac{1}{2} \text{ERFC} \ A / 2 \sqrt{N}$	10.6	MAYOR
FSK INCOHERENTE	> 2B	$\frac{1}{2} \text{EXP} \left( -A^2 / 4N \right)$	15.33	MENOR
PSK COHERENTE	2B	$\frac{1}{2} \text{ERFC} \ A / \sqrt{2N}$	8.45	MAYOR
DPSK	2B	$\frac{1}{2} \text{EXP} \left( -A^2 T_b / 2N \right)$	9.30	MODERADO.

TECNICAS DE MODULACION DIGITAL CONTRA EFICIENCIA ESPECTRAL.

TIPO DE MODULACION	NUMERO DE NIVELES LOGICOS	NUMEROS DE BITS POR SIMBOLO	ANCHO DE BANDA
ASK	2	1	$B_T = 2B$
FSK	2	1	$B_T = 2B + 2 \Delta f$
PSK	2	1	$B_T^b = 2B$
4-PSK	4	2	$B_T^{4\phi} = \frac{1}{2} B_T^b$
8-PSK	8	3	$B_T^{8\phi} = \frac{1}{3} B_T^b$
16-PSK	16	4	$B_T^{16\phi} = \frac{1}{4} B_T^b$
QAM	16	4	$B_T^{QAM} = \frac{1}{4} B_T^b$

MODEMS.

MODULACION	VELOCIDAD (bits/s)
FSK	1200
4-PSK	2400
8-PSK	4800
16-PSK	9600

52

## BIBLIOGRAFIA

### MODULACION ANALOGICA Y DIGITAL.

K. SAM SHANMUGAM.

"DIGITAL AND ANALOG COMMUNICATION SYSTEMS"  
EDIT., JOHN WILEY & SONS, 1979.

MISCHA SCHWARTZ.

"INFORMATION TRANSMISSION, MODULATION AND NOISE"  
EDIT., MCGRAW-HILL, 1970.

A. BRUCE CARLSON.

"COMMUNICATION SYSTEMS"  
EDIT., MCGRAW-HILL, 1975.

R. E. ZIEMER AND W. H. TRANTER

"PRINCIPLES OF COMMUNICATION"  
EDIT., HOUGHTON MIFFLIN, 1976.

A. J. VITERBI.

"PRINCIPLES OF COHERENT COMMUNICATION"  
EDIT., MCGRAW-HILL, 1970.

### CIRCUITOS DE COMUNICACIONES.

DEFRANCE, J. J.

"COMMUNICATION ELECTRONICS CIRCUITS"  
EDIT., HOLT, 1966.

KENNETH. K. CLARKE AND DONALD T. HESS

"COMMUNICATION CIRCUITS ANALYSIS AND DESIGN"  
EDIT., ADDISON-WESLEY, 1971.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA  
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

**INSTRUMENTACION ELECTRONICA**

**B I B L I O G R A F I A**

**MARZO, 1984**

## APROXIMACIONES.

- (11) DANIEL, W. R., "APPROXIMATION METHODS FOR ELECTRONIC FILTER DESIGN, WITH APPLICATIONS TO PASSIVE, ACTIVE AND DIGITAL NETWORKS". MCGRAW-HILL, 1974

## GENERAL

- (12) HARRY, Y., Y LAM. F., "ANALOG AND DIGITAL FILTERS: DESIGN AND REALIZATION", PRENTICE HALL, 1979.

## FILTROS DIGITALES.

- (13) ANTONIOU, ANDREAS., "DIGITAL FILTERS: ANALYSIS AND DESIGN", MCGRAW-HILL, 1979.
- (14) RABINER, R. LAWRENCE., Y RADER M. CHARLES., "DIGITAL SIGNAL PROCESSING", IEEE PRESS, 1972.
- (15) RABINER, R. LAWRENCE., Y GOLD BERNARD., "THEORY AND APPLICATION OF DIGITAL SIGNAL PROCESSING", PRENTICE HALL, 1975.
- (16) DIGITAL SIGNAL PROCESSING COMMITTEE., "PROGRAMS FOR DIGITAL SIGNAL PROCESSING", IEEE PRESS, 1979.

## FILTROS PROBABILISTICOS.

- (17) WIENER, N., "EXTRAPOLATION, INTERPOLATION AND SMOOTHING OF STATIONARY TIME SERIES WITH ENGINEERING APPLICATIONS", WILEY, N. Y., 1949.
- (18) BUCY. S. R., Y JOSEPH, D. P., "FILTERING FOR STOCHASTIC PROCESSES WITH APPLICATIONS TO GUIDANCE", INTERSCIENCE PUBLISHERS, NUMBER 23, 1968.

## BIBLIOGRAFIA.

## FILTROS PASIVOS.

- (1) JOHNSON, WALTER. C., "TRANSMISSION LINES AND NETWORKS", MCGRAW-HILL, KOGAKUSHA, 1950.
- (2) TUTTLE, J. DAVID., "NETWORK SYNTHESIS", JOHN WILEY&SONS, NEW-YORK, VOLUMEN 1, 1958.
- (3) HUMPHERYS, DEVERL. S., "THE ANALYSIS, DESIGN AND SYNTHESIS OF ELECTRICAL FILTERS", PRENTICE HALL, ENGLEWOOD -- CLIFFS, N. J., 1970.
- (4) VALKENBURG, VAN, E. M., "CIRCUIT THEORY: FOUNDATIONS AND CLASSICAL CONTRIBUTIONS", DOWDEN HUTCHINSON & ROSS, 1974
- (5) ZVEREV, I. ANATOL., "HANDBOOK OF FILTER SYNTHESIS"; JOHN WILEY, NEW YORK, 1967.

## FILTROS ACTIVOS.

## HARDWARE.

- (6) TOBEY GENE E., GRAME JERALD G., Y HUELSMAN LAWRENCE P., "OPERATIONAL AMPLIFIERS", MCGRAW-HILL, 1979.
- (7) STOUT F. DAVID., Y KAUFMAN MILTON., "HANDBOOK OF OPERATIONAL AMPLIFIER CIRCUIT DESIGN", MCGRAW-HILL, 1976.
- (8) JOHNSON D. E., JOHNSON J. R., Y MOORE H. P., "HANDBOOK-OF ACTIVE FILTERS" PRENTICE HALL ENGLEWOOD CLIFFS, N. J, 1980.
- (9) TORT. A. J., Y BOZAL G. J. L., "EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL Y SUS APLICACIONES", MARCOMBO BOIXAREU, 1974.

## SINTESIS Y ANALISIS DE REDES ACTIVAS.

- (10) BUDAK, ARAM., "PASSIVE AND ACTIVE NETWORK ANALYSIS AND-SYNTHESIS", HOUGHTON MIFFLIN, BOSTON, 1974.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA  
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

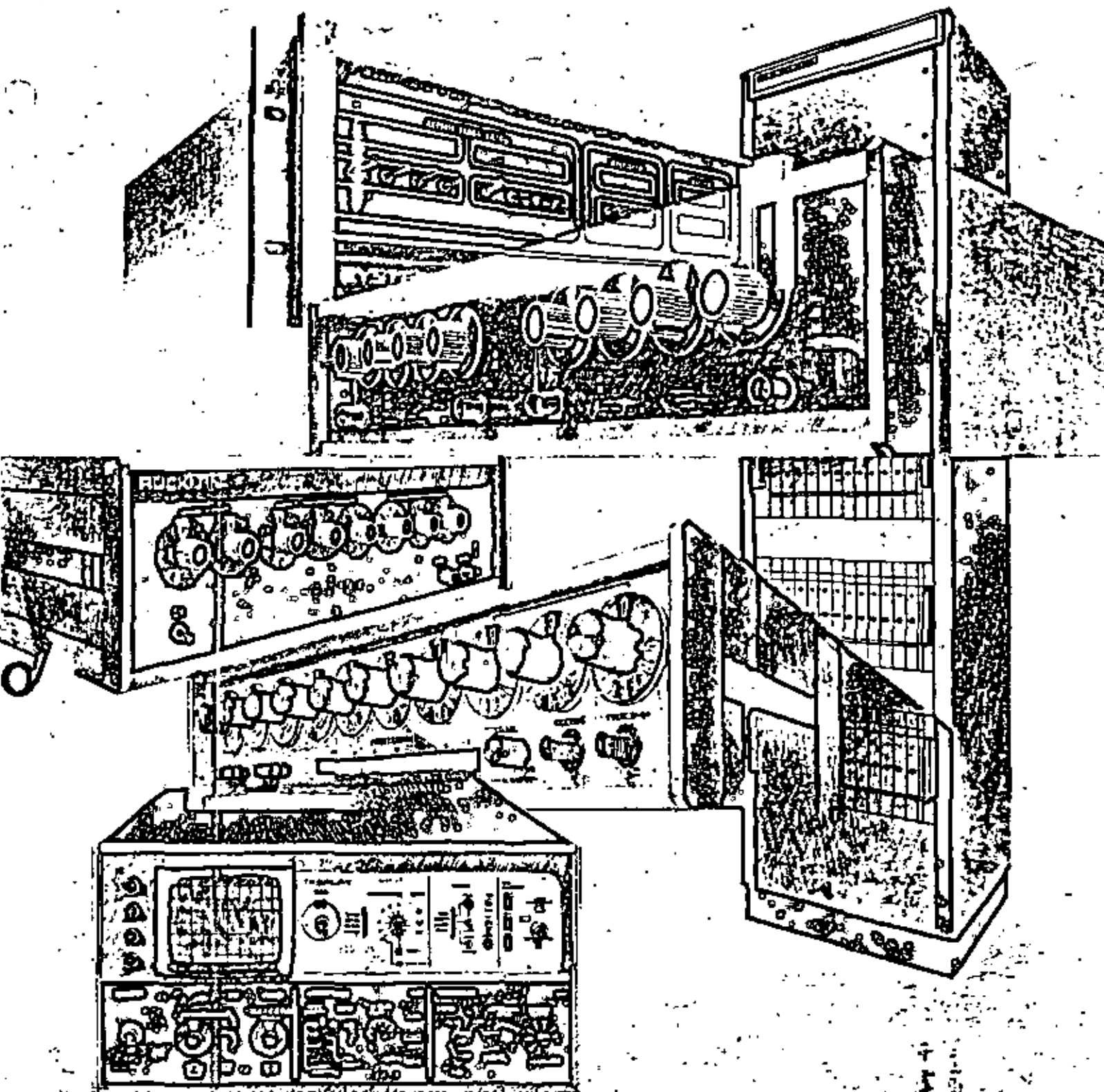
ANEXO - FILTROS ANALOGICOS

ING. JAVIER VALENCIA F.

MARZO, 1984







ADVANCED SIGNAL TECHNOLOGY  
**ROCKLAND**  
SYNTHESIS • PROCESSING • ANALYSIS

Our Second Decade of Leadership

# MODELS 5100\* and 5110 Programmable Direct Digital Frequency Synthesizers DC to 3MHz

- DC to 2MHz Range, to 3MHz Optional
- No Heterodyning or Phase-Locking
- No Switching Transients
- High Spectral Purity: -50dB Phase, -55dB Harmonic, -70dB Spurious
- 10-Digit Resolution (0.001Hz) Over Entire Range
- High-Speed Switching: 1.5µsec Programming Delay: 625nsec Update

Models 5100 and 5110 Frequency Synthesizers are optimized programmable frequency sources for critical applications in the 0 to 3MHz range, from automatic test systems and radar/sonar references to laboratory frequency standardization and communication-system control and test consoles.

Though remarkably low in cost, these instruments employ direct digital synthesis with all of the advantages implicit in that technique: spectral purity; fast, transient-free switching; phase continuity; smooth sweeping; and constant resolution.

No heterodyning, multi-filtering, or phase-locking is used; this ensures very low noise and a signal frequency stability equal to that of the internal or external reference.

Frequency can be programmed locally by means of the ten decade switches on the panel, or remotely by binary or BCD digital logic-level signals. (Model 5110, for OEM and other "hands-off" applications is equipped for remote programming only.)

In frequency switching, amplitude and phase continuity are maintained between frequencies.

The phase of the output signal can be controlled asynchronously — sinusoidal bursts can be generated with each burst starting at exactly zero phase. Option 02 allows remote programming of output amplitude in 1dB steps on both Models 5100 and 5110.

\*A patented technique. U.S. patent number 3,735,289

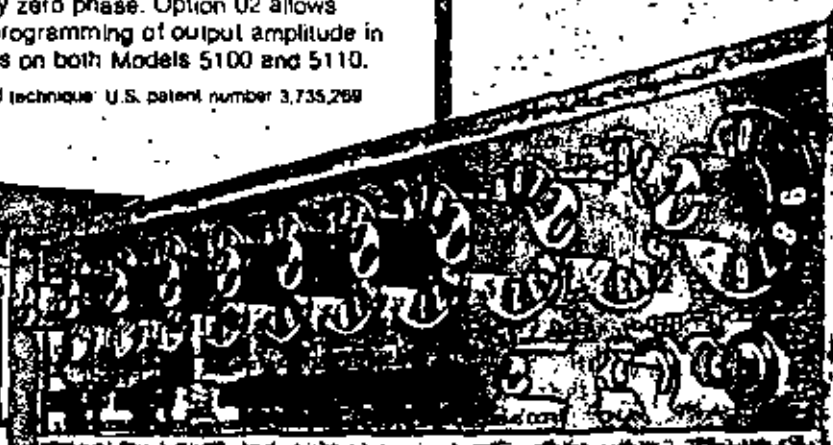
## IEEE-STD 488/1975 BUS-COMPATIBLE INTERFACE

Model 1488A-12 Interface for Models 5100 and 5110 (all options) permits remote digital control of frequency and amplitude, follows standard protocol, is self-contained, and may be field-installed at any time.

— See page 8 for details.



Model 5110: Remote programming only (for OEM and other "hands-off" applications).



Model 5100: Local and remote programming (for laboratory and systems applications).

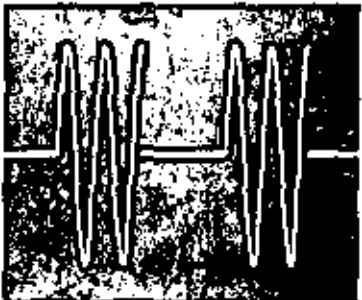
Synthesizer Output Spectrum at 1.5MHz, showing 2nd harmonic at -46dB and spurious component below -50dB.



Frequency Hopping between 1 KHz and 4 KHz in Binary programming mode. Note that amplitude and phase continuity is maintained.



Precisely controlled sinusoidal bursts through asynchronous control of ZERO PHASE line.



\*Model 5100 has been assigned Tri-Service nomenclature ANO-1734G; FSN 6825-00-425-908



# Models 5600, 5610A, and 5620A

## Direct Frequency Synthesizers

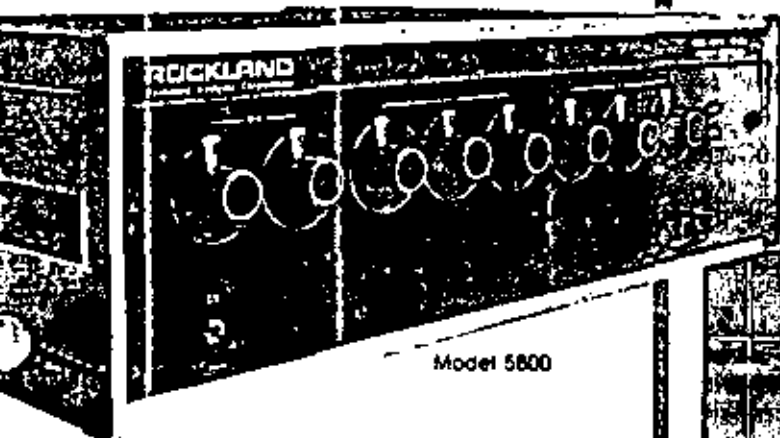
### 0.1—160MHz

- Constant Resolution: 1Hz throughout range (optionally, 0.1Hz)
- No range multipliers
- Direct Synthesis — No phase-locked loops
- High-Speed Switching: 20 $\mu$ sec
- Leveled Output:  $\pm 0.5$ dB
- High Temperature Stability, Low Aging Rate
- Excellent Spectral Purity:
  - 70dB Spurious, —70dB Phase Noise,
  - 35dB Harmonics.

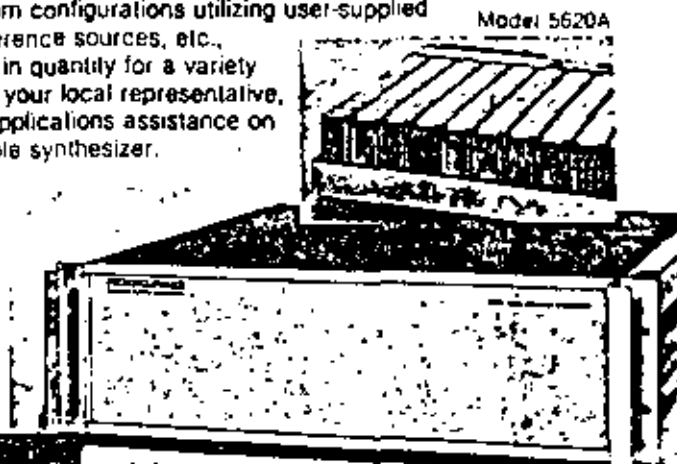
#### MODELS 5610A and 5620A

for "hands-off" and OEM applications. Model 5610A is a remote-control-only version of the Model 5600, with a blank front panel. The instrument retains all of the remote performance characteristics of the 5600, at lower unit cost.

The Model 5600 is also offered in chassis-only version for OEM build-in applications, or where minimum volume is available to the system designer. Designated the Model 5620A, custom configurations utilizing user-supplied power, external reference sources, etc., have been supplied in quantity for a variety of systems. Consult your local representative, or the factory, for applications assistance on this extremely flexible synthesizer.



Model 5600



Model 5620A



#### LOW SPURIOUS.

Coherence and low close-in noise are illustrated by this spectrum analyzer display of the 85 MHz output. Vertical, 10 dB/div. Horizontal, 5 KHz/div.

Model 5610A

Model 5600 — designed for the most demanding applications — in satellite communications, narrow-band and wide-band radar control and test systems, high-frequency receivers and transmitters, surveillance and search equipment, and frequency-agile systems.

The Model 5600 provides full coverage of the spectrum from 100KHz to 159.999999MHz in steps of 1Hz (9 digits) — Option 21 provides 0.1Hz resolution (10 digits) — programmable by front-panel decade switches or remote BCD logic levels, with maximum switching speed of 20 microseconds. The elimination of the phase-locked loops and heterodyning used in conventional synthesizers greatly reduces noise, while providing much higher switch speed.

Signal output level is continuously adjustable from +3dBm to +13dBm by front panel control, or remotely by an external DC programming voltage.

The Model 5600 provides accuracy and stability fully equal to that of the external 5 or 10MHz frequency reference; optionally, it can be obtained with an internal 10MHz frequency standard with an aging rate of  $\pm 2 \times 10^{-4}$  day, and temperature stability of  $\pm 1 \times 10^{-4}$  from 0°C to 50°C.

OPTIONS	MODEL 5600	MODELS 5610A, 5620A
Option -01	High Stability Crystal Reference (Proportional Oven Control)	
Option -02	Temperature Compensated Crystal Reference	
Option -03	Rear Panel Output in lieu of Front Panel	
Option -21	0.1 Hz Resolution	0.1 Hz Resolution
Option -22 (5610A only)	not applicable	1 Hz Resolution
Option -23	10 Hz Resolution	
Option -24	100 Hz Resolution	
Option -25	1 KHz Resolution	
Option -26	10 KHz Resolution	
Option -27	100 KHz Resolution	

#### IEEE Std 488/1975 BUS-COMPATIBLE INTERFACE

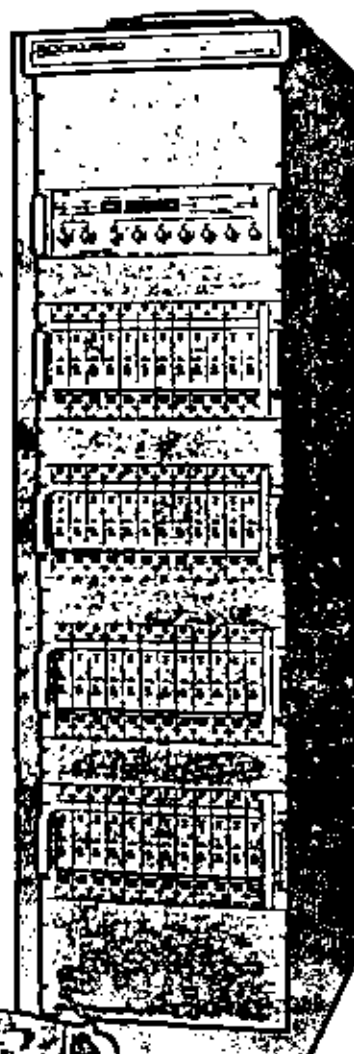
Model 1488A-11 interface follows standard protocol, is self-contained, and may be field-installed at any time. Models 5600, 5610A, 5620A (all options). Permits remote digital control of frequency and amplitude. — See page 8 for details.



# System 51 Programmable Multi-Channel Frequency Synthesizer System

- Direct Digital Synthesis — No Heterodyning or Phase-Locking
- DC to 3MHz Range — Constant 1Hz Resolution throughout range
- Up to 48 Channels
- Very Fast Switching: 2  $\mu$ sec Programming Delay, 1  $\mu$ sec Update
- Sine and Squarewave Outputs
- No Switching Transients — Amplitude and Phase Continuity Maintained
- High Spectral Purity: -50dB Spurious, -40dB Harmonic
- Low Phase Noise: -50dB
- Excellent Temperature Stability:  $\pm 1 \times 10^{-6}$  from 0°C to 50°C
- Manual/Automatic Programming.

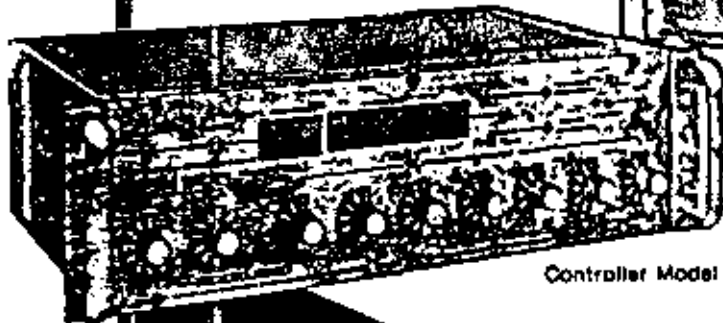
Controller 5196 provides programming control and frequency readout facilities for a maximum of four Model 5112 Main frames (48 frequency synthesizer channels) and permits both local and remote control of individual channels. Manual selection of channel is made by two rotary switches; a 2-digit LED display indicates the channel address. A momentary-action panel switch allows incrementing or decrementing to next channel; holding switch ON causes automatic channel stepping at a 1 step/second rate. Frequency selection is made by seven rotary switches (1Hz resolution); a 7-digit LED display indicates the programmed frequency.



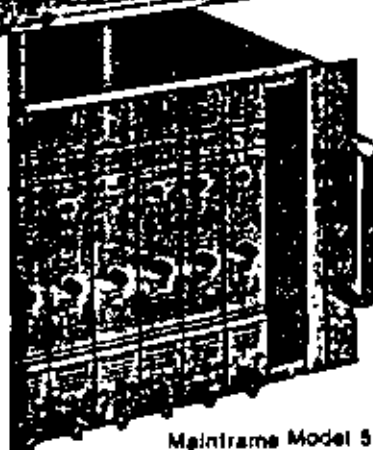
The Rockland System 51 is an economical and practical way to implement a large number (up to 48) of DC-to-3MHz frequency synthesizers, individually and simultaneously programmable over the entire range in steps of 1Hz. It is a stand-alone, fully integrated, self-powered, single-cabinet system. The modular flexibility, per-channel economy, and premium performance of the system make it the logical choice for a wide variety of FDM, FSK, and spectrum-sweeping applications in signal analysis and processing, base-band communications, and frequency-agile systems.

As shown at left, the system comprises one to four mainframes (as needed), each housing 12 of our unique Model 5101 modular plug-in Direct-Digital Frequency Synthesizers (illustrated below, right), and a Model 5196 Controller. The mainframe supplies power, a crystal-based master/slave clock, and all interconnections and interfaces for its modules. The Controller provides comprehensive manual/automatic channel selection, programming, frequency and channel readouts, and mode and status indicators, for up to 48 channels, with a computer-compatible interface.

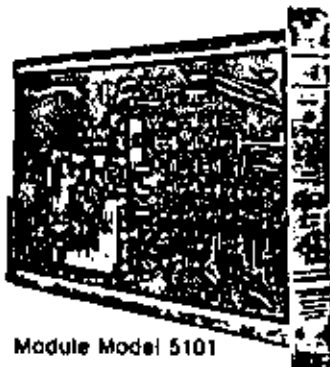
Each Synthesizer can be programmed remotely by high-speed (2  $\mu$ sec delay, 1  $\mu$ sec update) binary digital logic-level signals, or locally by channel-selector switches and seven digital decade dials on the controller. Frequency accuracy and stability are those of the 8MHz reference oscillator clock; typical aging rate is  $\pm 5 \times 10^{-6}$ /year, and temperature stability is  $\pm 1 \times 10^{-6}$ , from 0°C to 50°C. The System 51 is delivered as a complete, turnkey installation.



Controller Model 5196



Mainframe Model 5112



Module Model 5101

Mainframe 5112 houses up to twelve Model 5101 Frequency Synthesizer channels, supplies power, master crystal reference clock, and cabling facilities. Each Module 5101 generates spectrally pure and stable output frequencies from DC to 2,999,999Hz with 1Hz resolution. Output signals are a fixed 1VRMS sinusoid (50  $\Omega$  impedance), and two complementary, TTL-level square waves each capable of driving 30 standard TTL loads.

# Dual Hi/Lo Variable Analog Filters

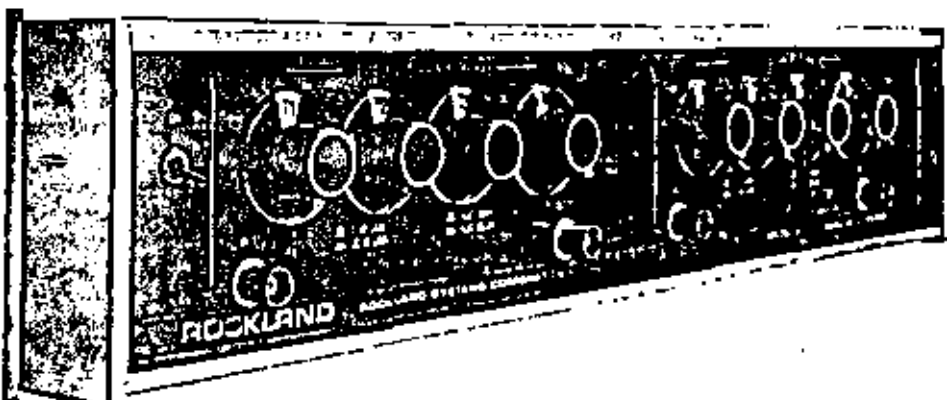
Two Independent Filter Channels,  
Usable In Series, Parallel,  
or Separately.

Six Models Give Choice of:

- Frequency Ranges to 1.1MHz
- Frequency Resolutions to 0.01Hz
- Frequency Accuracies to  $\pm 2\%$
- 24dB or 48dB/Octave Roll-off/Channel

Each Channel Provides Selectable:

- Cutoff Frequency
- High Pass/Low Pass Function
- Butterworth/Linear-Phase Response
- 0 dB/20 dB Gain



Rockland Dual-Channel Analog Filters provide wide-range flexibility in such diverse operations as waveform analysis, digital signal processing, distortion measurements, data recording/playback, and analog signal conditioning. They provide two completely independent filters in a single instrument, each offering precise, perfectly repeatable digital adjustability of cutoff frequency, with pushbutton-selectable modes and functions. They can be quickly and simply adjusted to obtain High-Pass, Low-Pass, Band-pass, or Band-Reject characteristics.

Each instrument contains two identical filter channels, housed in a common cabinet, but with separate input/output terminals. Each channel provides switch-selectable response: Flat Amplitude (Butterworth) for frequency-domain applications, and Flat Delay (Linear Phase) for time-domain applications.

Each provides selection of High-Pass or Low-Pass function, and 0 dB or 20 dB gain, by pushbutton switches. And each provides digital selection of cutoff frequency by decade rotary switches: two or three digits plus multiplier. For floating operation, a rear-panel switch permits disconnecting the circuit from power ground.

As shown at left, six standard models provide choices of 24 or 48dB/octave roll-off, and frequency ranges up to 1.1MHz, with resolutions from 0.01Hz to 10KHz.

Doubled roll-off can be obtained by connecting two channels in series, with identical cutoff frequencies, as a low-pass or high-pass filter. The channels can also be used in series as a bandpass filter or in parallel as a band-reject filter.

In addition to providing great flexibility and wide operating range, these optimized filters achieve excellent performance in all modes and ranges. Typical characteristics are:  $\pm 1\text{mVDC}$  offset;  $\pm 1\text{mV}/^\circ\text{C}$  drift;  $1\text{M}\Omega$  input impedance;  $50\Omega$  -output impedance ( $500\Omega$  optional);  $100\mu\text{V}$  maximum noise for 100KHz detector bandwidth;  $\pm 10\text{V}$  input/output;  $\pm 2\%$  frequency accuracy, and  $\pm 1^\circ$  or  $1\%$  phase match between channels.

Model 432:

1Hz—110KHz

$\pm 5\%$   $f_c$  accuracy

2 digits + multiplier

24dB/Octave Roll-off/channel



Model 442:

10Hz—1.1MHz

$\pm 5\%$   $f_c$  accuracy

2 digits + multiplier

24dB/Octave Roll-off/channel



Model 452:

0.1Hz—111KHz

$\pm 2\%$   $f_c$  accuracy

3 digits + multiplier

24dB/Octave Roll-off/channel



Model 852:

0.1Hz—111KHz

$\pm 2\%$   $f_c$  accuracy

3 digits + multiplier

48dB/Octave Roll-off/channel



Model 452-01:

0.01Hz—111KHz

$\pm 2\%$   $f_c$  accuracy

3 digits + multiplier

18dB/Octave Roll-off/channel



Model 852-01:

0.01Hz—111KHz

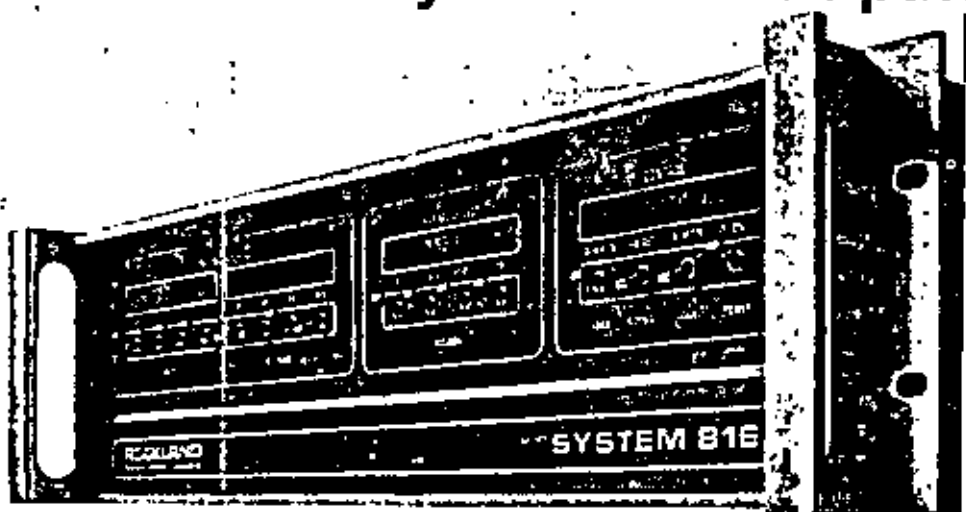
$\pm 2\%$   $f_c$  accuracy

3 digits + multiplier

48dB/Octave Roll-off/channel



# System 816 Computer-Compatible Multi-Channel Analog Filter



- Up to 16 Independent Channels in one 5 1/2" high Rack Panel.
- Local, Remote, and On-Card programming of Cutoff Frequency
- 60 Programmable Cutoff Frequencies per card. Choice of 3 Ranges: 0.1Hz—1.5KHz, 1Hz—15KHz, 10Hz—150KHz
- Cutoff Frequency Accuracy:  $\pm 2\%$
- Butterworth or Bessel Response, 48dB/Octave Roll-off per Channel
- Low Pass, High Pass, Band-pass Band Reject, or Bypass Functions.
- 80dB Dynamic Range

The System 816 Computer-Compatible Multi-Channel Filter satisfies a wide range of automated signal-processing and signal-conditioning requirements without waste or custom-design expense. Buy as many channels as you need and no more, add more or revise them later, whenever necessary. Select Butterworth or Bessel responses; set up High Pass, Low Pass, Band-pass, Band-Reject or Bypass functions; obtain 48 or 96dB/Octave or higher roll-offs. Program Cutoff frequencies locally or remotely.

There are three basic mainframes: the 816-11 handles frequencies from 10Hz to 150KHz, the 816-12 covers 1Hz to 15KHz, and the 816-13 covers 0.1Hz to 1.5KHz. Mainframes differ only in front panel marking of multiplier ranges. Mixing in a common mainframe of Butterworth, and/or Bessel Filter Cards having different frequency ranges is permissible. For each channel required, you add a standard Filter Card. You can program the card for high-pass or low-pass function by miniature plug-in jumpers. You can program any of 60 cutoff frequencies within the range of the card, and get a 48dB/Octave rolloff at this frequency. For example, two cards can be cascaded to obtain 96dB rolloff, or to provide band-pass characteristics. Cards can also be paralleled, for band-reject characteristics.

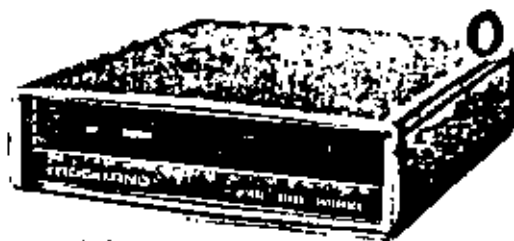
Additional Filter Cards can be added in this manner, up to a total of sixteen per cabinet, as required.

These filters exhibit minimal insertion loss, flat passband, fast rolloff, wide dynamic range, low noise, and accurate cutoff frequency programming.

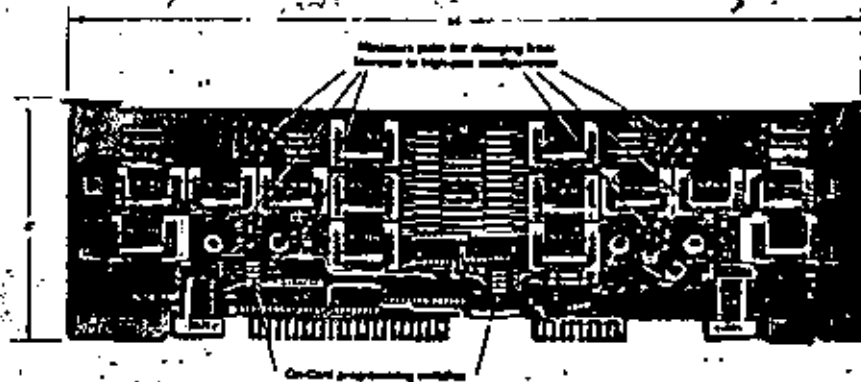
During automatic operation, you can program the cutoff frequencies of any and all channels by remote 17-bit digital logic signals, at 3 milliseconds per function (plus settling time). You can switch to local control at any time, and program the channels manually.

All channels handle  $\pm 10V$  (20V p-p) signals, with less than 0.01% distortion. Cutoff frequency accuracy is  $\pm 2\%$ ; noise levels are 80dB below full scale. Input impedance is  $1M\Omega + 50pf$ , output impedance is 50 ohms, and output current is  $\pm 25mA$  into  $50\Omega$ ; DC offset is less than  $\pm 10mV$  at any  $f_c$  setting.

For automated data acquisition and processing, analog sampling and digitizing (particularly for prevention of aliasing of out-of-band components into the signal band), and for signal reconstruction (D/A smoothing), the System 816 is a flexible, economical, uncompromised solution for all multi-channel requirements.



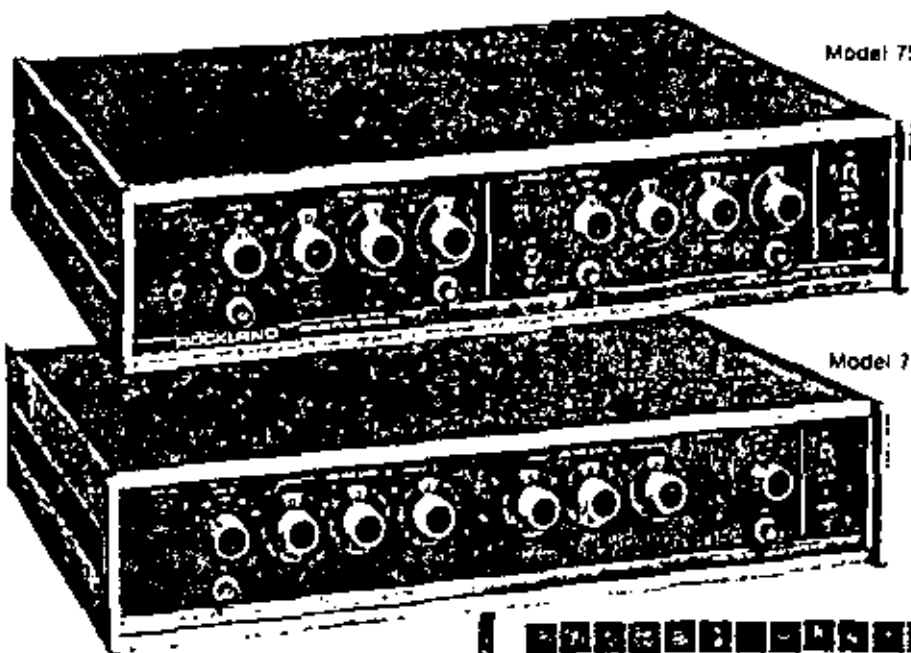
IEEE-STD  
488-1975  
BUS-COMPATIBLE  
INTERFACE  
Model 1488A-13  
For System 816  
(all combinations)  
Permits remote digital control of frequency and amplitude, follows standard protocol, is self-contained, and may be field-installed at any time.  
— See page 8 for details.





# NEW! Models 751A and 752A Programmable "Brickwall"<sup>TM</sup> Band-Pass and Anti-Aliasing Filters

- 1Hz to 100KHz Cutoff Frequency Range
- Roll-off: 115dB and 230dB/octave
- Local/Remote Programming of Frequency and Gain
- 2-digit Resolution
- Stopband Attenuation: 85dB
- Overload Indicators



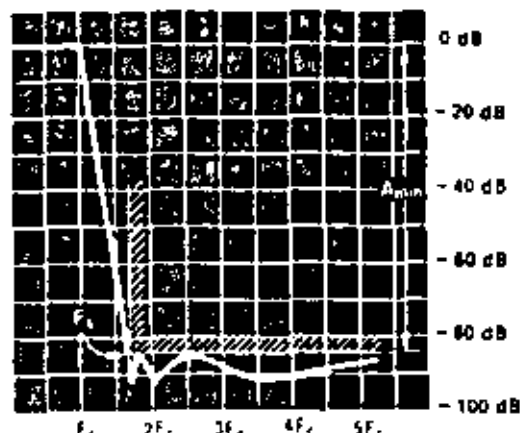
Models 751A/752A Programmable Filters are the closest approach to the ideal "brickwall" filter allowable by the present state of the art in component technology. Their design employs a 7th-order (7 poles and 6 zeros) Elliptic (Cauer) filter with design values of 0.3dB peak-to-peak passband ripple, 85dB stopband attenuation above 1.7 x cutoff frequency (low pass) and below 0.6 x cutoff frequency (high pass), and the unprecedented rolloff rate of better than 115dB per octave.

These filters, with their near-ideal passband and stopband characteristics, are uniquely effective in a wide range of applications. For example, the Model 751A can be used to implement extremely precise measurements of narrowband noise, of modulation index, and of individual-channel signal level in crowded communications spectra.

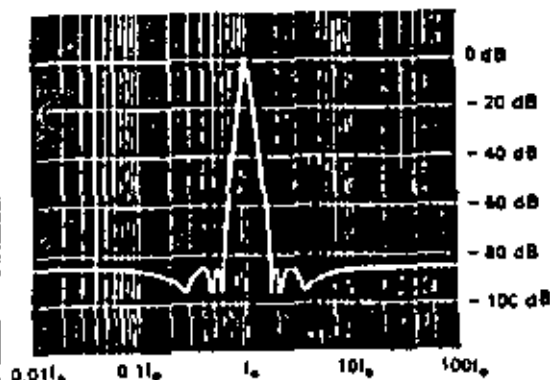
The 752A is particularly effective in spectrum analysis, where band limiting prior to sampling is necessary to prevent "aliasing" out-of-band components into the frequency band of interest. Typically, as the sampling frequency is changed, the cutoff frequency of the filter can be automatically programmed to a corresponding value, typically less than half the sampling frequency, to obtain optimum out-of-band signal rejection. Sampling rates can be as low as 2.5 x Signal Bandwidth and still achieve very respectable attenuation of alias components.

The Model 751A is a wide-range, tunable band-pass, high-pass/low-pass filter, featuring independent programming of LF and HF cutoffs, allowing the user to set both center frequency and bandwidth anywhere in the 1Hz to 100KHz band, with a rolloff rate of better than 115dB/octave. It provides local/manual programming of the high and low cutoff frequencies and the prefilter and postfilter gains by panel controls; remote digital programming of these factors is optionally provided through a built-in, parallel-input, buffered interface. A built-in IEEE 488-1975 Bus Interface is also available as an option.

The Model 752A is a dual-channel, low-pass, wide-range, tunable filter, with LF cutoff programmable anywhere in the 1Hz—100KHz range. The two channels are identical, and are usable independently or in series-cascade. Each channel exhibits a rolloff rate of better than 115dB/octave; in cascade, the two channels exhibit the unprecedented rolloff rate of 230dB/octave. Local programming of cutoff frequency, gain, and channel selection are by panel controls; optional remote digital programming provides the same controls through a parallel-input, buffered interface. A built-in IEEE 488-1975 Bus Interface is also available as an option.



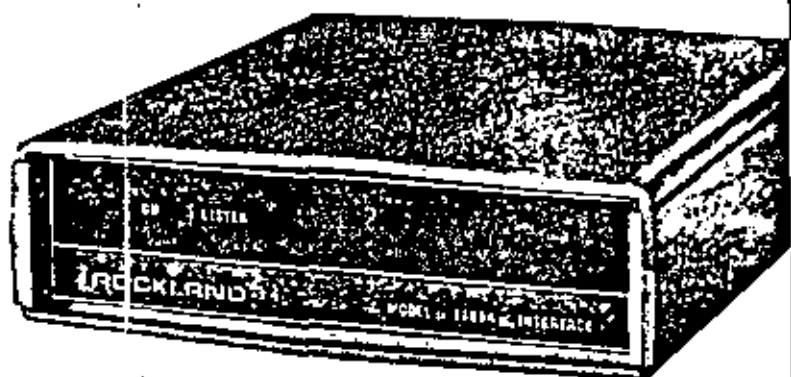
Models 751A/752A Low Pass Response (Model 751A High-Pass Response is a mirror image of this curve).



Model 751A "Minimum Bandpass" Response, plotted with log frequency scale for better detail. This response is achieved by setting both cutoff frequencies to the same value.



# SERIES 1488A IEEE-STD 488/1975 Bus-Compatible Interfaces



Each of these stand-alone bus interfaces provides full compatibility between a specific Rockland instrument and any system based on the IEEE STD 488/1975 instrumentation bus. Unlike "general-purpose" interfaces, Series 1488A designs are designed to eliminate unnecessary hardware and provide the circuitry necessary for full control of all programmable parameters. The result of "custom tailoring" the interface to its specific instrument is a more dependable, lower cost, easier-to-program, plug-to-plug-compatible bus interface.

## BUS COMPATIBILITY

The Series 1488A rigorously satisfies all timing and loading constraints specified in the IEEE STD 488/1975 document. (This document specifies the characteristics of the so-called "GPIB"-General Purpose Instrumentation Bus.) Significantly faster than most program sources, it will accommodate up to one million 8-bit data transfers/second (1M Byte/sec).

## DATA TRANSFER

Full buffering of all data is provided. Data entry is byte serial (8-bit bytes), but no transfer to the companion instrument occurs until a load command is sent. This feature prevents anomalous modes of instrument operations by ensuring that all bytes are assembled into one parallel-entry word before transfer occurs. It also allows many bus connected instruments to be triggered or programmed simultaneously.

## COMMAND CODING

The commands required for programming the interfaced instrument are strings of ASCII alphabetical and numerical characters, easy to learn because they are "conversationally" selected — "F" is frequency, "A" is attenuation, etc. This coding system leads itself to a very simple and rapid program evolution. Extraneous or invalid characters are automatically ignored by the interface, thereby preventing the creation of illegal states or lockup conditions. This feature alone justifies the selection of a custom-tailored interface, rather than a general-purpose interface, which cannot provide such discrimination.

- Full Compatibility with both host system and companion instrument. Meets all specified constraints of IEEE STD-488/1975, provides everything the instrument needs for full control.
- Plug-In Convenience via two standard cables, one to instrument (furnished) and one to bus (optional).
- Field Retrofit. Can be added in the field, at any time, to any of the Rockland instruments specified, regardless of the date of the manufacture.
- Easier, Faster to Program than general-purpose interfaces. Conversationally oriented ASCII character strings are readily learned; design also prevents "illegal" states or "lockups."
- Self-Powered Stand-alone Simplicity. Just provide standard AC line power. Contains built-in regulated power supply.
- Priced Lower than "General-Purpose" Interfaces. Costs 30% to 50% less initially; saves more in applications and programming simplicity.

### Model 1488A-11

Compatible with any Model 5600, 5610A, or 5620A Frequency Synthesizer, regardless of resolution. Contains a built-in D/A converter for bus control of output amplitude over entire range.



### Model 1488A-12

Compatible with any Model 5100 or 5110 Frequency Synthesizer regardless of frequency range. Contains special logic for three mode control of zero phase state.



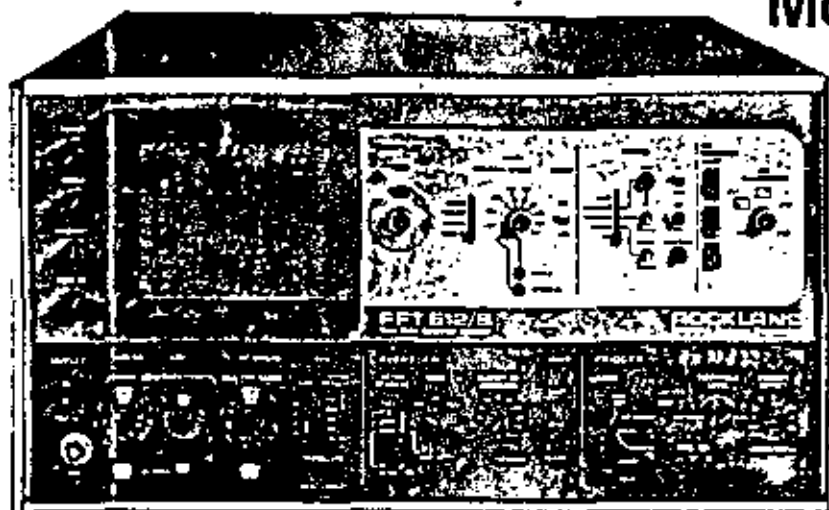
### Model 1488A-13

Compatible with any System 816 Programmable Multi-Channel Filter, regardless of the number of channels in use, or filter-card "mix". Contains special logic for achieving both sequential (NORMAL) and simultaneous (COMMON) programming of all channels, as well as PRESET-mode control logic.



## Model FFT512/S

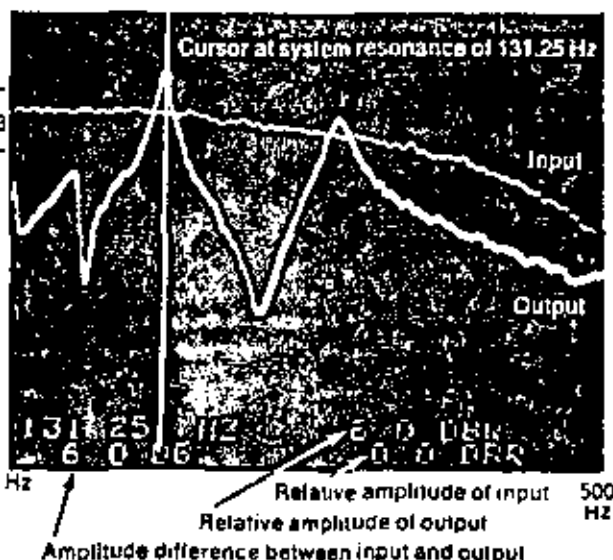
### Real-Time Spectrum Analyzers



The Rockland Model FFT 512/S Real-Time Spectrum Analyzer is not only the most advanced and versatile instrument in its field, but its design has been refined and human engineered so that even non-technical personnel can obtain error-free measurements, in a wide variety of modes. In noise evaluation, acoustics, subsonics, large-mass structural

diagnosis, geophysics, biophysics, speech analysis, ultrasonics, and many other fields of application, the FFT 512/S enables acquisition of qualitative and quantitative data in formats and combinations never before available in a single instrument.

The Model FFT 512/S is, first of all, a real-time narrow-band spectrum analyzer covering the 0—100KHz range. It also performs 1/3-octave and full-octave analysis, implemented by banks of precise digital filters. Finally, it provides tunable RMS voltage/power measurements, displayable as VRMS, (VRMS), and dBV (relative to 1 volt or to a selected reference). Among them, the four capabilities provide 27 modes of operation (as compared with as few as four in some more expensive instruments), many of them unique to the Model FFT 512/S.



They include:

- Triple-format transient-capture mode (triggered at signal threshold, externally, or by pushbutton) with trigger offset for full capture (- 1/2 to +4 time windows).
- Triple-format averaging (linear, exponential, or peak) over 1 to 1024 spectra.
- Choice of normal-spectrum (f<sub>1</sub>), dual-spectrum (comparison), difference spectrum (subtraction), or ratio-of-spectra display modes.

The instrument performs and displays spectrum analysis in real time (using the FFT technique) and also furnishes alphanumeric readouts of true power, relative power, and cursor-selected level and frequency data in digital form, for external EDP storage or printout. An X-Y recorder output is also provided.

- Wide Optional Versatility
  - Narrow-Band, 1/3-Octave, and Full-Octave Power Measurements
  - Power Readout Between Any Two Selected Frequencies
  - Digital I/O Interface, or IEEE STD 488/1975 Interface
- Ultra-Low Frequency Ranges
  - Range Translation Magnifies Resolution of Any Selected Portion of Display by factors up to 128 — to 0.4 millihertz resolution!
- 12 Selectable Analysis Ranges DC—20Hz to DC—100KHz
- Dual Displays for Direct Comparison of Two Spectra
- Direct, Alphanumeric, On-Screen Readout of Cursor Setting in Absolute or Engineering Units:
  - Absolute Amplitude
  - Relative Amplitude
  - Amplitude Ratio
  - Frequency
  - Harmonics
  - Sidebands

The analysis bandwidth is selectable from 20Hz to 100KHz, corresponding to a time-window range from 20 sec. to 4msec. Though 512 spectral lines are calculated, 400-line resolution is maintained for all analysis bandwidths. The FFT 512/S can also be used to compare two spectra simultaneously, and, in this mode, two sequential 200-line analyses are performed, and displayed on the fully calibrated, flicker-free 8 x 10cm CRT display. The difference-spectrum display (amplitude difference between two 200-line averaged spectra) is an especially useful feature for removing background noise. A movable, vertical-line cursor on the display is positioned by panel controls, readouts (including main, harmonics, and sidebands, as selected) are directly displayed.

## FFT 512/S Options

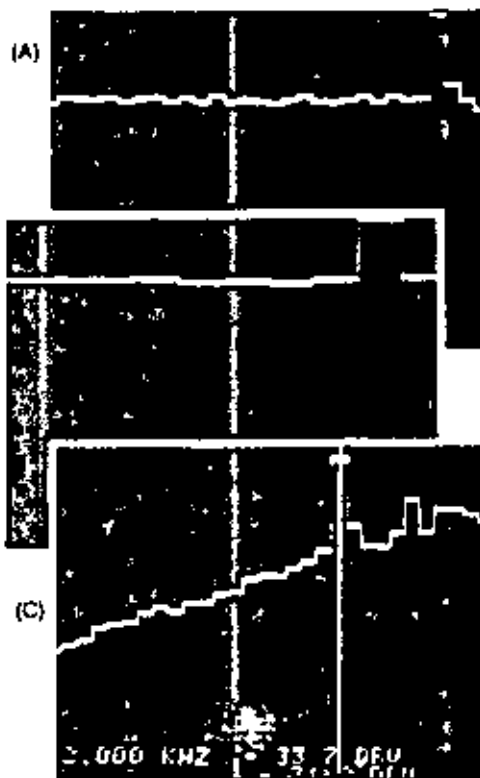
The basic Model FFT 512/S provides narrowband measurements. Option 12 provides 1/3-octave and octave spectrum measurements using wide-dynamic-range digital filters; the other options provide power measurement, lower-frequency ranges, digital interfaces, and translation capability to magnify details of a portion of the spectrum. These options are described below, and on the following page.

### Option 12 1/3 and Full Octave Band Measurements, Power Readouts

This option adds the ability to present spectra as generated by banks of precise, wide-dynamic-range digital filters. These are not derived from narrow-band data, but are true digital filters. Provides six selectable ranges, 2.5KHz to 100KHz, with analysis over 10 octave bands or 30 1/3-octave bands.

Figures A and B show typical 1/3-octave and full-octave displays. This option also provides power measurement (area under 1/3-octave or octave spectrum) and direct-reading display of power, as shown in figure C.

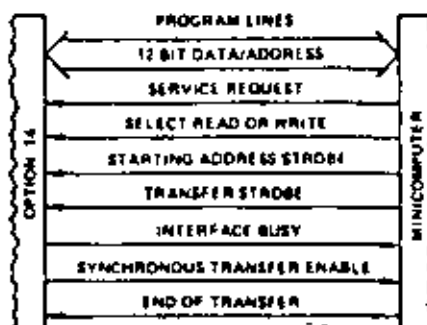
By appropriate setting of the vertical-scale sensitivity switch, the direct power readout may be displayed in: Volts RMS (square root of power level); (Volts RMS)<sup>2</sup>; dBV, 0dBV = (1VRMS)<sup>2</sup>, and in dB with respect to a reference. When this option is combined with Option 18, the filters cover six selectable ranges from 0.25Hz to 10KHz.



### Option 14 Digital I/O Interface

A parallel, high-speed digital I/O interface for remote programming, remote status sensing, and data recording. When equipped with this option, any FFT 512/S analyzer provides direct access to its memory and control circuitry, via a single connector on the rear panel. This allows an external digital device (minicomputer, controller, data terminal) to read from or write into any location in the memory. Because this memory stores all of the programmable control functions, as well as all of the acquired, intermediate, and processed data, the external device can control, program, and/or sense more of the modes, functions, ranges, and data values involved in a measurement routine than it can in conventional analyzers in this class.

Two types of data transfer are possible: synchronous and asynchronous. The synchronous transfer is performed after the processing cycle of the FFT 512/S has halted at a specified point (breakpoint) in its program. An asynchronous transfer is one which may take place at any time relative to the analyzer's program. The difference between synchronous and asynchronous transfer is, therefore, determined by whether the external device waits for the FFT 512/S to halt or not.



### Option 15 IEEE-STD 488-1975 Instrumentation Interface

Provides plug-compatible remote programming and data/status/control I/O in any system using the IEEE STD 488 interface: programmable calculators, ATE, microprocessor-based analytical systems, etc.

This interface uses byte-serial, bit-parallel transfer of digital data between the Model FFT 512/S and an external group of instruments and controllers, in accordance with the internationally accepted IEEE Standard. This Standard defines the interface status, handshake sequence and pin assignments on the connectors; thus, the analyzer is plug and protocol compatible with any external controller that has an IEEE interface, such as the Tektronix 4051 Graphic Calculator, the HP 9820, 9825, 9830 programmable calculators, and the HP MX minicomputer, as well as the many microprocessor-based systems designed around IEEE-STD 488.



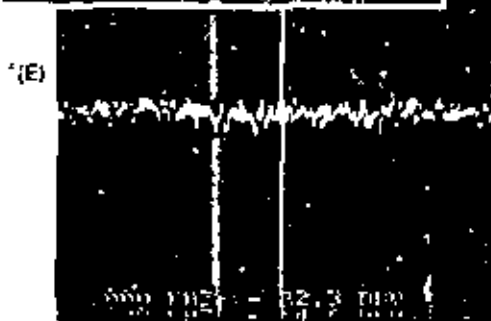
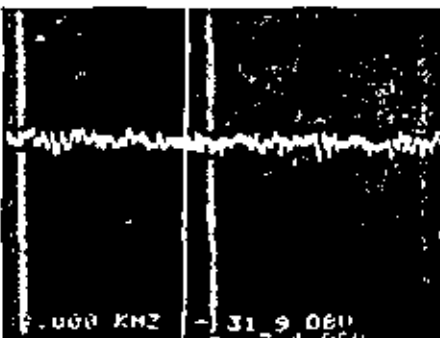
### Option 17 Narrow-Band Power Readout

This option equips the FFT 512/S analyzer to measure power over the entire analysis range, or over any selected portion thereof (in the 400-line analysis mode).

The readout display may be Volts RMS, Volts RMS squared, dBV, or dBV. 0 dBV = 1 (Volt RMS)<sup>2</sup> and 0dBV = 1 (REF V RMS)<sup>2</sup>.

In figure D, the total power in a white-noise signal is measured as -7.4dBV over a 0 to 10,000 Hz band. In figure E, the total power (of the same white-noise signal) has been measured over the narrower band from 4,000 to 6,000Hz. The readout is -14.6dBV... only 0.2dBV different from the theoretical value of -14.4dBV!

Another example of the analytical power of this option is shown in figure F, in which the power in one lobe only of a complex spectrum is measured as -11.7dBV (0.258VRMS), between 75Hz and 215Hz... as compared with -11dBV (0.279VRMS) measured over the entire analysis range of 0 to 1000Hz; showing that a surprising 86% of the total power is in the single lobe.



### Option 18 Ultra-Low Frequency Ranges

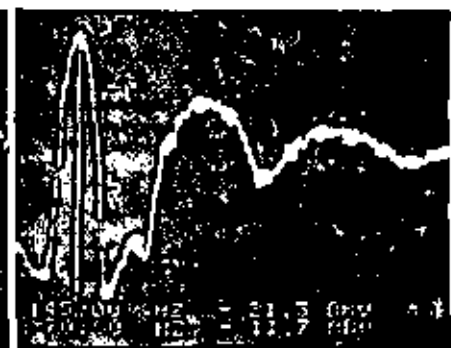
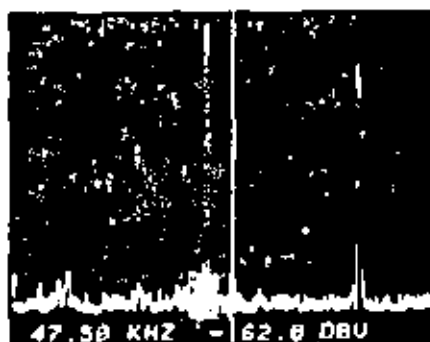
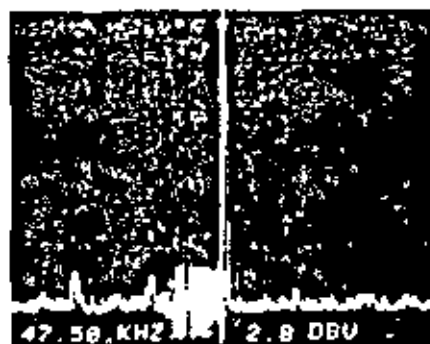
The option provides analysis ranges of 2, 5 and 10Hz in place of the standard 20KHz, 50KHz, and 100KHz upper-end ranges. The resultant resolutions and the time windows are shown in the table at right. All other performance parameters remain the same. Extends range to large-mass design, subsonics, biophysics, geophysics, etc. With Option 12, provides six selectable 1/3 and one octave ranges from 0.25Hz to 10KHz.

Analysis Range (Hz)	Nominal Resolution — Hertz (400 lines)	Time Window (seconds)
2	0.005	200
5	0.0125	80
10	0.025	40
20	0.05	20
50	0.125	8
100	0.25	4
200	0.5	2
500	1.25	0.8
1000	2.5	0.4
2000	5	0.2
5000	12.5	0.08
10000	25	0.04

### Option 20 Range Translator

Allows for the magnification (increased resolution) of any portion of the spectrum, centered on the frequency setting of the main cursor, on each of the 12 analysis ranges. Five magnification factors, ranging from 8 to 128, are selectable. In the translated mode, the cursor provides all the features described for the non-translated mode. This option is built-in and uses an all-digital architecture.

In figure G, we see a normal (unmagnified) spectrum display with an analysis range of 0—100KHz. The cursor is positioned at what might at first appear to be a single peak in the spectrum, at approximately 47.5KHz. When magnified by 64 times, the spectrum in the region of the cursor is found to have two distinct peaks of different heights, as shown in figure H.



# About Rockland...

-12-

Rockland Systems Corporation was organized in 1968, and began its operations in a 2,500 sq. ft. facility in Blauvelt, N.Y. Recognizing from the beginning the importance of aggressive new product development programs, the Company has consistently invested more than 10% of its revenues in research and development, with particular emphasis on designing instruments that advance the state of the art. As a result, its product line has steadily expanded, and has won consistently high acceptance from the rapidly growing world wide high-technology market.

In 1972, operations were relocated to a new 14,000 sq. ft. facility in West Nyack, New York. In 1978, to accommodate its continuing growth, the Company moved into a new 32,000 sq. ft. plant, designed and built to its specifications in the Rockleigh, N.J., Industrial Park; the building is expandable to over 75,000 sq. ft., providing for the additional growth expected in the near future.

The Rockland product line is comprised of instruments that generate, process, or analyze electrical signals, including both standard, off-the-shelf, proprietary designs and special-purpose systems, all characterized by high quality, state-of-the-art performance, and competitive pricing. Rockland innovations include important contributions (many of them unique) in such wide ranging areas as real-time spectrum analysis... precision active filters... frequency synthesis... computer-programmable test systems... signal-processing systems... satellite communications... structural analysis... and many related time-domain techniques. Rockland instruments have earned an excellent reputation in the electronic industry. We are proud of their performance and reliability, and spare no effort in maintaining that reputation.

## Applications Engineering

We are experts in advanced signal synthesis, analysis, and processing. Our many man-years of design, development, and application engineering are always at your disposal. Our applications engineers visit hundreds of customers' plants every year, consulting on specific requirements and conducting technical seminars and workshops. If you feel that your staff can benefit from contact with ours, call us or

our local representative. Tell us the specific areas of interest, and we will be pleased to arrange a private, informal seminar, at your convenience. Or take advantage of our annual seminar tours.

## Video Seminars

Rockland engineers present free seminars on Signal Filtering, Frequency Synthesis, and Spectrum Analysis, at selected electronic centers across the country, throughout the year. These are open to staff members of nearby organizations, by reservation. If you have twelve or more interested engineers, we will be happy to present one of these seminars at your facility. You can obtain a copy of our current seminar schedule from our local sales representatives' offices.

## Technical Literature

We publish detailed, thorough, comprehensive data sheets on all of our instrumentation. But we have gone far beyond this, publishing not only application notes but also articles and complete technical handbooks. These publications cover theory, practice, hardware, and applications, and are available as individual data kits. Your local Rockland field representative stocks them.



# ROCKLAND

## Rockland Systems Corporation

Rockleigh Industrial Park • Rockleigh, NJ 07847 • (201) 787-7800 • TWX 710-991-9852



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA  
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

ARTICULOS

INSTRUMENTACION PARA USO GENERAL  
( OSCILOSCOPIOS, GENERADORES DE FUNCIONES, CONTADORES  
Y MULTIMETROS )

THE GOLDEN ANNIVERSARY OF ELECTRIC WAVE FILTERS

MARZO, 1984

ARTICULOS .

INSTRUMENTACION PARA USO GENERAL (OSCILOSCOPIOS, GENERADORES DE FUNCIONES, CONTADORES Y MULTIMETROS) .

THE GOLDEN ANNIVERSARY OF ELECTRIC WAVE FILTERS .

# instrumentación

## para uso general

## osciloscopios, generadores de funciones, contadores y multímetros

Osciloscopios, generadores de funciones, contadores y multímetros son —sin lugar a dudas— los instrumentos más utilizados del momento actual. Este artículo describe las principales tecnologías utilizadas en los equipos más populares del mercado español. Se hace también un breve estudio de la situación del mercado local.

Se ha puesto especial énfasis en los instrumentos que utilizan microprocesadores, ya que existe el convencimiento de que, en un período no superior a 10 años, el 80% de los instrumentos utilizados en la industria y la investigación utilizarán estas técnicas. En una segunda parte publicaremos lo referente a contadores digitales de frecuencia, convertidores de frecuencia y multímetros electrónicos.

E. López Pérez

### GENERAL PURPOSE MEASURING INSTRUMENTS

*Oscilloscopes, function generators, counters and multi-meters are the instruments more often used nowadays.*

*This paper deals with the more popular instruments in Spain. A brief analysis of the local market situation is presented as well.*

*Main emphasis has been placed on the instruments which introduce microprocessor techniques. It is believed that, in 10 years from now, 80% of the instruments used both in Industry and Research will employ  $\mu P$  techniques.*

### INTRODUCCION

El grupo de instrumentos de Medida para uso general constituye —pese al avance de las técnicas digitales— el más importante conjunto de aparatos, tanto en lo que respecta a número de unidades producidas como a valor global de las unidades vendidas (cada año). Basándonos en los estudios de mercado realizados por J. Mompín y los publicados en esta misma revista (ver «Mundo Electrónico», n.º 73 y 83), así como en los datos estimativos publicados anualmente por la revista norteamericana «Electronics», podemos establecer las siguientes cifras de negocio (en millones de pesetas):

	año 1978	año 1979
Osciloscopios	220	250
Generadores de funciones	90	100
Contadores digitales	80	100
Multímetros (analógicos y digitales)	160	200
Total mercado	650	650

Tabla 1

Revista Electrónica / 1980 - n.º 82

Esta cifra de mercado, si bien relativamente alejada de la de otros países europeos, es lo suficientemente importante para dar cabida a un gran número de marcas, muchas de las cuales sería difícil encontrar en otros países.

Si dividimos este grupo de instrumentos en dos subgrupos, abarcando en uno de ellos los equipos profesionales y en otro los aparatos «gran público», llegaremos a la conclusión de que, el primero de ellos, está compuesto por instrumentos de procedencia norteamericana, mientras que el segundo lo componen —casi exclusivamente— los aparatos de origen japonés. Ello no significa —ni mucho menos— una diferencia entre las tecnologías de uno y otro país, sino más bien una diferencia de mentalidad y política comercial entre los importadores locales de instrumentos de ambos países. De hecho, algunos de los equipos comercializados por empresas norteamericanas de gran prestigio, son diseñados y producidos en Japón u otros países del Sudeste Asiático.

En lo que respecta a la industria europea de instrumentos de Medida, podemos situarla —en líneas generales— en un plano intermedio. Prácticamente hasta el lanzamiento realizado por la casa Philips en el mercado norteamericano no ha podido hablarse de una industria europea fabricante de equipos de calidad y prestaciones profesionales. Por último debemos mencionar que, si bien existe una cierta producción local, su producción parece dirigida a las actividades de la enseñanza en el campo de la formación profesional así como en el del servicio técnico de televisión (que el campo de los equipos profesionales se encuentra dominado —a nivel mundial— por no más de media docena de firmas).

Seguidamente analizaremos los diversos equipos comprendidos en este capítulo:

### OSCILOSCOPIOS

Teóricamente, diseñar un buen osciloscopio es algo sencillo. Realizarlo en la práctica, a un precio competitivo, es



una tarea bastante más difícil, máxime si no se ha previsto un elevado grado de integración y el lanzamiento de una serie relativamente elevada.

Sin entrar en detalles que, por otra parte podrían ser objeto de un segundo artículo, citaremos aquí solamente algunos datos importantes.

### Tubos de rayos catódicos

Durante muchos años se han venido utilizando tubos con monoaceleración, es decir, tubos en los que tanto el enfoque del haz de electrones como su aceleración hasta la pantalla venían dados por una serie de ánodos situados prácticamente en el cuello del tubo, antes del sistema de deflexión. El sistema era adecuado para trabajar con fenómenos de frecuencias no muy elevadas y con velocidades de barrido de la base de tiempos inferiores a 100 ns/div.

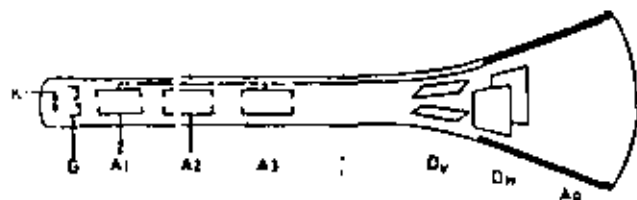


Figura 1. El TRC con monoaceleración.

La intensidad del haz está determinada por la tensión  $V_{rc}$ . El enfoque de los electrones en un solo haz se produce por la acción de los campos equipotenciales creados entre  $G-A_1$  y  $A_1-A_2$ . La aceleración del haz hacia la pantalla la produce el campo existente entre  $K-A_1/A_3$ .

$K$  = Cátodo

$G$  = Rejilla (cilindro Wehnelt) y (la tensión  $V_{rc}$  controla la intensidad del haz).

$A_1-A_2-A_3$  = Anodos de enfoque (la tensión  $V_{A_1-A_2-A_3}$  controla el enfoque del haz).

$D_v$  = Placas de deflexión vertical.

$D_h$  = Placas de deflexión horizontal.

$A_o$  = Capa conductiva (equipotencial con  $A_1/A_3$ ) (Aquadag).

Para aumentar la velocidad de barrido del haz electrónico, se puede elevar la tensión de monoaceleración ( $V_{rc} - A_1/A_3$ ), pero ello lleva consigo una disminución en la sensibilidad de deflexión.

Para evitar estos problemas, los osciloscopios modernos utilizan un sistema de aceleración postdeflexión o, como suele denominarse comúnmente postaceleración. El sistema consiste en realizar una lente electrónica desde las placas deflectoras horizontales hasta la pantalla. Esta lente electrónica está formada por un depósito de material resistivo, bobinado helicoidalmente a lo largo del tubo y conectado a una tensión de 10 kV con respecto al cátodo.

Este método presenta, en principio, la ventaja de permitir que tanto la sección de enfoque como la de deflexión (vertical y horizontal) precisen de menores tensiones que el tubo con monoaceleración para un mismo enfoque o desviación del haz. Sin embargo la lente electrónica tiende a concentrar el haz sobre su eje (es, en definitiva, una lente convergente) con lo que la mejora en la sensibilidad de deflexión se ve parcialmente reducida.

La solución consiste en utilizar una lente divergente en una etapa previa, y así es como se ha desarrollado el «tubo rejilla» (Mesh). Este sistema incorpora una rejilla metálica, justamente después de las placas deflectoras, conectada a una tensión de unos 2 kV. Con ello se mejora la sensibilidad de deflexión, aún cuando este nuevo electrodo absorba hasta un 40% de los electrones emitidos por el cátodo y aumente el grosor o tamaño puntual del haz.

Para evitar estos inconvenientes, se ha recurrido a una solución intermedia: la utilización de una rejilla redondeada (domed mesh) y la elevación de la tensión de la lente aceleradora a 20 kV. Con ello se ha incrementado la luminosidad del haz, así como su definición, y —lo que es más importante— se ha podido reducir la longitud total del TRC, manteniendo una buena sensibilidad.

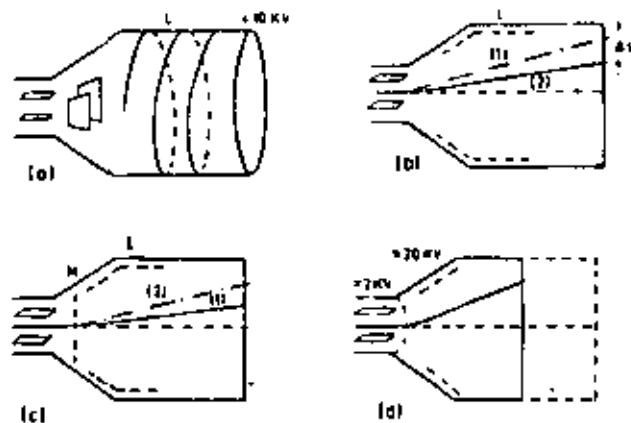
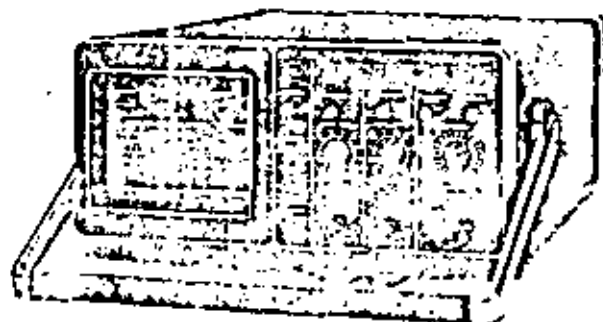


Figura 2 a) Lente de postaceleración, 1 = lente convergente, 2 = efecto de la lente de postaceleración, 1 = lente convergente 2 = haz sin lente 3 = haz con lente,  $A_s$  = reducción sensibilidad c) efecto de la rejilla (mesh) M = lente divergente L = lente convergente d) efecto de la rejilla redondeada (domed mesh) Reducción de la longitud del tubo sin perjudicar la sensibilidad.

El diagrama de bloques (fig. 3) indica la constitución de un osciloscopio de dos canales y una base de tiempos. Las señales bajo estudio se aplican a los conectores A y B, pasando —como primera etapa— por los atenuadores correspondientes calibrados que fijan los factores de deflexión vertical en ambos canales. A continuación existen sendas etapas preamplificadoras, de ganancia constante, en las que se suele añadir un nivel de c.c. — que fija la posición de la traza — y de la que se obtienen también las señales necesarias para el sincronismo interno.

Estas señales pasan por un conformador de impulsos, en el que se fijan el nivel y un flanco de disparo, del que se obtienen las señales de disparo de un generador de diente de sierra que proporciona el barrido horizontal.



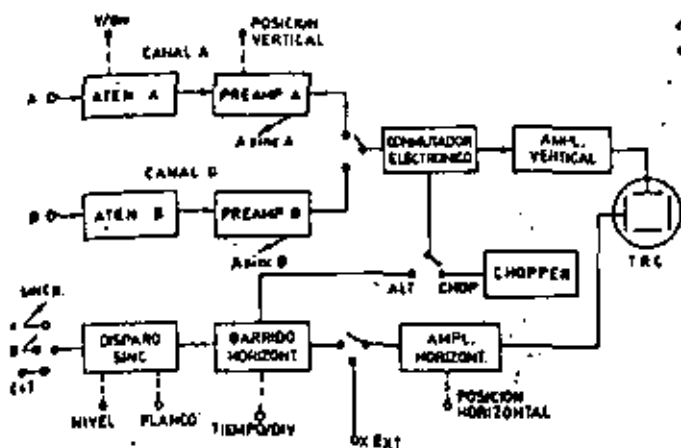


Figura 3 Diagrama de bloques de un osciloscopio de doble trazo

La presentación de las dos señales en pantalla se puede realizar de dos modos, según las características del tubo.

- El modo más sencillo es, sin lugar a dudas, disponer de un TRC de doble cañón— cuando menos, de doble haz electrónico— con dos pares de placas de desviación vertical. De este modo, cada una de las señales actúa sobre sus placas respectivas, y proporciona una imagen *continua* de la señal en estudio.
- Debido a la dificultad de construir tubos de doble haz/doble sistema de deflexión, el método más utilizado es el de disponer un conmutador electrónico que nos presente, de forma secuencial, ambas señales. Según la frecuencia de estas señales existen dos modos de trabajo: modo alternando y modo troceado. En el modo alternado el generador de barrido horizontal produce, después de cada diente de sierra, una señal de mando que conecta —alternativamente— la entrada del conmutador a cada una de las señales. Si la velocidad de barrido es suficientemente elevada, la persistencia del fósforo de la pantalla nos garantizará una imagen continua, sin desvanecimiento de su intensidad entre cada dos barridos. Si la velocidad de barrido es lenta este método ya no es válido, dado que ambas trazas aparecerán y desaparecerán de la pantalla alternativamente.

Para evitar este inconveniente se utiliza en modo troceado, que consiste en tomar muestras de una y otra señal a una

Marca	Tipo	Banda MHz	Sensibilidad mV/cm	Base Tiempo Temp/div	Expan sión	Pant. TAC	Observaciones
Genrad Advance	OS 745P OS 298	10 15	5 2	0.55-1.0µs 0.25-0.5µs	X 10 X 5	8.4-10 cm 8-10 cm	
Hewlett Packard	1220A 1222A	15 15	2 2	0.55-0.1µs 0.55-0.1µs	X 10 X 10	8-10 8-10	A+B
Huntley	HM 311 HM 312	10 15	2 2	0.25-0.15µs 0.25-0.05µs	X 5 X 5	8-10 8-10	A+B Barrido variable
Merit	OX 718	15	10	0.55-0.5µs	X 5	9.6-7	A+B
Philips	3207 3224 P 3243	15 15 15	2 2 2	0.25-0.05µs 0.25-0.05µs 0.25-0.05µs	X 5 X 5 X 5	8-10 8-8 8-10	A+B
Teknogram	D 32 D 34 D 41 D 45	10 18 10 15	10 10 10 10	0.55-0.05µs 0.25-0.05µs 0.55-0.05µs 0.25-0.1µs	X 5 X 5 X 5 X 5	8-10 8-10 8-10 8-10	
Tektronix	M-2	15	2	0.55-0.2µs	X 10	8-10	A+B Y=1
Yokogawa	100 104	10	5			8-10	
Yokogawa	CS 196P CS 196Z	15 10	2 2	0.55-0.05µs 0.55-0.1µs	X 5 X 5	8-10 8-10	

Tabla 2. Osciloscopios doble trazo hasta 15 MHz

3 frecuencia superior a la frecuencia de la señal bajo medida. Teóricamente esta frecuencia de muestreo deberá ser al menos 10 veces superior a la frecuencia de la señal. En la práctica, se pueden encontrar en el mercado osciloscopios con frecuencias de trazo desde 100 kHz hasta 1 MHz.

Dentro de este esquema sencillo de instrumentos se encuentran la mayor parte de los osciloscopios utilizados por los servicios técnicos de radio y TV, Centros de enseñanza y Dptos. de Mantenimiento eléctrico de numerosas empresas. La profusión de marcas es tan considerable que en nuestro cuadro comparativo solo citaremos algunas de ellas.

Marca	Tipo	Banda MHz	Sensibilidad mV/cm	Base Tiempo Temp/div	Expan sión	Pant. TAC
Advance	OS 260	15	5	0.25-0.05µs	X 10	8-10 cm
Philips	PM 3232 PM 3233	10 10	2 2	0.55-0.2µs 0.55-0.2µs	X 5 X 5	8-10 cm 8-10 cm Linea retardada

Tabla 3. Osciloscopios doble haz

En la gama media de osciloscopios, de 25 a 50 MHz, se introducen diversas mejoras en los circuitos de amplificación y sincronismo, así como en las bases de tiempos. En particular, citaremos los cuatro puntos principales:

- Sincronismo compuesto
- Barrido retenido variable (hold-off)
- Circuito multiplicador
- Base de tiempos retardada

El sincronismo compuesto, introducido por la casa Philips, permite la visualización de señales no sincronizadas entre sí. Ello facilita la comparación de formas de onda en amplitud, tiempo, etc. de dos equipos independientes.

Básicamente el sincronismo compuesto se obtiene sincronizando la señal existente después del conmutador electrónico, en la posición de exploración alternada de canales (Fig. 4).

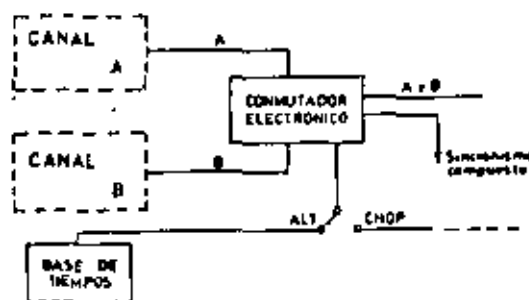


Figura 4. Obtención del sincronismo compuesto

El barrido retenido variable (o hold-off) fue introducido, por primera vez, por la firma Hewlett Packard. Con anterioridad existía ya el circuito de barrido retenido que bloqueaba la base de tiempos durante el periodo de barrido. La figura 5 nos permitirá aclarar este concepto. Los impulsos de sincronismo llegan al disparador de Schmitt, cuya salida dispara el arranque y parada de un integrador. Este integrador no es más que un condensador que se carga a corriente constante durante un tiempo igual al fijado por la posición del conmutador de la base de tiempos.

La carga —a corriente constante— origina el diente de sierra.

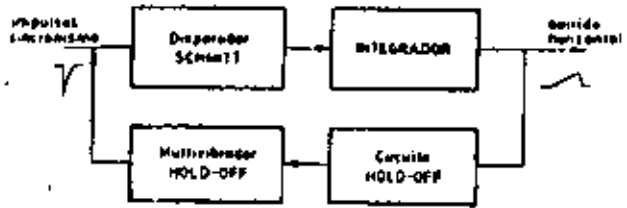


Figura 6. Barrido retenido

Al aparecer un impulso de sincronismo, se activa el disparador de Schmitt permaneciendo en este estado todo el tiempo que dura la carga. Alcanzando el nivel máximo del diente de sierra—valor predeterminado por el circuito hold-off— se produce el impulso de hold-off que mantiene bloqueado el disparador durante un tiempo igual a la anchura del citado impulso. Durante este mismo tiempo tiene lugar la descarga del condensador de integración.

Al desaparecer el impulso hold-off el disparador queda desbloqueado, admitiendo un nuevo impulso de sincronismo y volviendo a repetirse el ciclo.

Ahora bien, si se visualizan señales compuestas, por ejemplo, por impulsos dobles, puede suceder que el segundo impulso de sincronismo no corresponda con el primero de cada par de la señal, originando un oscilograma falso. La figura 6 muestra el mencionado efecto.

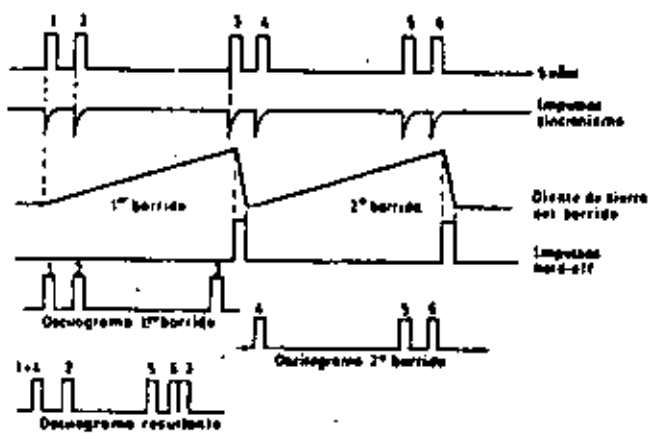


Figura 6. Efecto del barrido retenido en tiempo constante

En el primer barrido, la base de tiempos se sincroniza con el impulso 1. Para obtener un oscilograma sin ambigüedades, en el segundo barrido debería dispararse sobre el impulso 3. Debido a la relación existente entre la frecuencia de repetición de los impulsos dobles de la señal y el diente de sierra de la base de tiempos, el segundo barrido se inicia sincronizado sobre el impulso 4, por lo que se superpone al 1 en el oscilograma resultante. Del mismo modo, los siguientes impulsos aparecen mezclados, superpuestos o bien situados en el tiempo de un modo aleatorio.

Variando la anchura del impulso de hold-off, se puede mantener bloqueado el disparador de Schmitt un tiempo suficiente para que no se produzca un nuevo disparo hasta la aparición del impulso 5, con lo que desaparece la ambigüedad. La figura 7 muestra el efecto del impulso hold-off de anchura variable.

El mismo resultado podría obtenerse variando la velocidad de barrido de la base de tiempos (tiempo de carga del

integrador) por medio del mando de ajuste fino, pero entonces la escala de tiempos no estaría calibrada.

En cualquier caso, la anchura máxima del impulso de hold-off debe fijarse en relación con la velocidad de barrido de la base de tiempos. A elevadas velocidades, un tiempo de hold-off muy largo, produciría barridos consecutivos muy distanciados en el tiempo, originando una importante pérdida de brillo de la traza. Por este motivo, el tiempo de hold-off varía con la posición del mando tiempo/división que fija la velocidad de barrido.

El circuito multiplicador es otra innovación introducida por la casa Philips. Los primeros multiplicadores analógicos utilizaban la característica no lineal existente en la primera

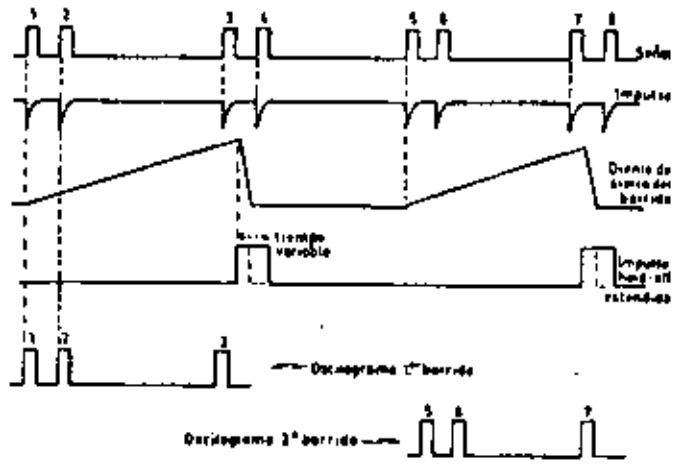


Figura 7. Efecto del barrido retenido en tiempo variable

parte de las curvas de respuesta de los diodos. Las señales que se pretendían multiplicar se sumaban y restaban, haciéndose pasar ambas señales—resultado por un circuito diferencia (fig. 8).

El circuito se basaba en la conocida ley matemática  $(V_A + V_B)^2 - (V_A - V_B)^2 = 4 V_A V_B$

El circuito multiplicador Philips utiliza la propiedad de que la transconductancia de los transistores es proporcional a la corriente de colector. Basado en este hecho, se puede realizar un circuito multiplicador en los cuatro cuadrantes mediante un montaje en el que a la base de un transistor se aplica una de las señales y al emisor la otra.

Las aplicaciones del osciloscopio multiplicador se encuentran en la visualización de picos transistorios de potencia en circuitos de conmutación y ángulos de fase entre señales de la misma frecuencia.

La innovación más importante y más utilizada es, sin embargo, la base de tiempos retardada, debida a la firma Tektronix, aún cuando numerosas marcas se disputen su patrimonio.

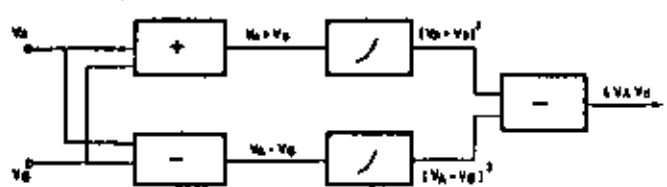


Figura 8. Circuito multiplicador diferencial

El principal interés de esta segunda base de tiempos radica en el hecho de que, normalmente solo una pequeña parte del oscilograma total tiene un interés específico para el observador. En los osciloscopios más sencillos esto se consigue mediante el mando de expansión horizontal que, sencillamente, incrementa la amplificación del amplificador horizontal por un factor comprendido entre 5 y 10. Esto quiere decir que una velocidad de barrido de la base de tiempos de 500  $\mu\text{s}/\text{div}$  se transforma en 100 ó 50  $\mu\text{s}/\text{div}$  debiendo el operador buscar, en una deflexión horizontal de 5 ó 10 pantallas, la parte de la señal que desee estudiar. Por otra parte, la expansión horizontal —aún cuando se halle calibrada— introduce un error a la base de tiempos del orden

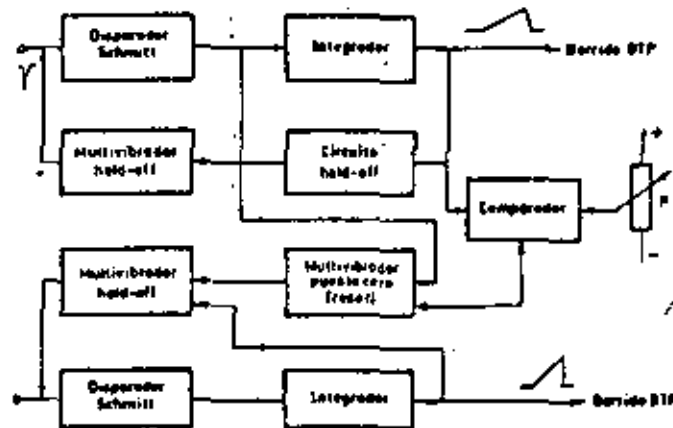


Figura 9 Diagrama de bloques del sistema de doble base de tiempos. BTP = base tiempos principal; BTR = idem, retardada.

del 3-5%, con lo que el error de medida global será de 6-6%, lo cual es importante en la medida de tiempos.

En síntesis, la base de tiempos retardada es una segunda base de tiempos que se dispara a un intervalo de tiempo (tiempo de retardo) después de dispararse la primera base de tiempos (base de tiempos principal). Las figuras 9 y 10

5

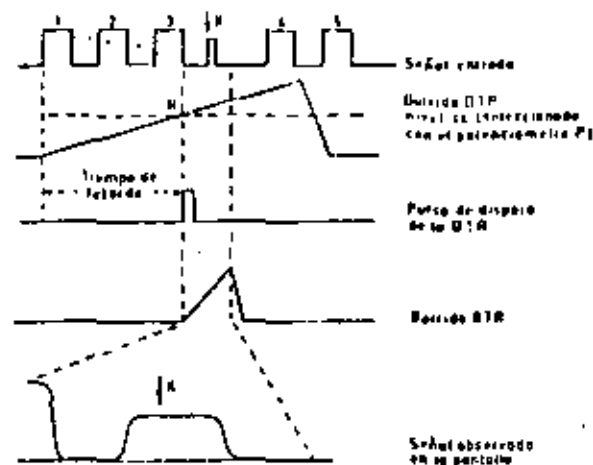


Figura 10. Funcionamiento del sistema de la base de tiempos retardada.

corresponden al diagrama de bloques y de funcionamiento del sistema.

Imaginemos que la BTP se dispara en el flanco anterior del impulso 1 de la señal de entrada. Si con el potenciómetro P elegimos un nivel de cc correspondiente al tiempo en el que el diente de sierra del barrido BTP se encuentra en el flanco posterior del impulso 3 y, en este instante, producimos un impulso que dispare la segunda base de tiempos, podremos realizar un barrido más rápido en el intervalo que comprende al impulso «X» seleccionado.

La selección del punto de disparo (R) se facilita utilizando un sistema de modulación Z que intensifica la luminosidad del haz electrónico durante un intervalo de tiempo igual a la velocidad de barrido de la BTR. La figura 11 ilustra este método.

Normalmente el tubo se encuentra polarizado al corte de modo que solo existe corriente de haz cuando se aplica una tensión positiva a la pantalla  $g_1$  (cilindro Wehnelt) que reduzca la tensión  $V_{g_1K}$ . Ello se consigue generando en la

Marca	Tipo	Banda MHz	Sensib. mV/div.	BTP	BTR	Funcionamiento	TAC		Observaciones
							cm	XV	
Coold Advance	OS 3300	50	5	18..0.1 $\mu\text{s}$	X	Barrido mezclado	8 x 10	13	
Hameg	812	40	5	0.25..0.1 $\mu\text{s}$	—	—	8 x 0	12	
	812	40	5	0.25..0.1 $\mu\text{s}$	—	—	8 x 10	8.5	
Phoca	PM 3212	25	2	0.55..0.2 $\mu\text{s}$	—	—	8 x 10	10	
	PM 3214	25	2	0.55..0.2 $\mu\text{s}$	X	Barrido alternado	8 x 10	10	
	PM 3215	35	2	0.55..0.1 $\mu\text{s}$	—	—	8 x 10	10	
	PM 3218	35	2	0.55..0.1 $\mu\text{s}$	X	Barrido alternado	8 x 10	10	
	PM 3240	50	5	0.55..50 nS	X	Barrido independiente	8 x 10	10	
Teletron	PM 3240X	50	5	0.55..50 nS	X	Barrido independiente	8 x 10	10	Sinc TV
	442	35	2	0.55..0.1 $\mu\text{s}$	—	—	8 x 10	12	
	T 832	35	2	0.55..0.1 $\mu\text{s}$	—	—	8 x 10	12	
	T 832A	35	2	0.55..0.1 $\mu\text{s}$	—	—	8 x 10	12	
	T 835	35	2	0.55..0.1 $\mu\text{s}$	X	Barrido independiente	8 x 10	12	
Telequipment	T 835A	35	2	0.55..0.1 $\mu\text{s}$	X	Barrido independiente	8 x 10	12	
	335	36/25	10/1	0.55..0.2 $\mu\text{s}$	R	Barrido independiente	5 x 6.3	12	
	455	50	5	0.55..50 nS	K	Barrido independiente	8 x 10	12	
Telequipment	D 75	50	5	25..0.1 $\mu\text{s}$	X	Barrido mezclado	8 x 10	10	751 sin BTR
	D 83	50	5	25..0.1 $\mu\text{s}$	X	Barrido mezclado	9.7 x 12.2	18	Con V4 52A
	D 86A	25	10	25..0.1 $\mu\text{s}$	—	—	8 x 10	10	
	D 87A	25	10	25..0.2 $\mu\text{s}$	X	Barrido mezclado	8 x 10	10	
Heraeus	SS-8418	40	5	0.55..0.2 $\mu\text{s}$	X	Barrido independiente	8 x 10	10	
	SS-8415	40	5	0.55..0.2 $\mu\text{s}$	X	—	8 x 10	10	

Nota 4 Osciloscopios de la gama media 25 - 50 MHz

base de tiempos una onda rectangular cuya duración es igual a la pendiente positiva del diente de sierra del barrido. De este modo, en la pantalla se visualizará la (o las) trazas solo en el caso de que la base de tiempos esté en funcionamiento, es decir, en presencia de impulsos de disparo. Y ello con independencia de que los mencionados impulsos provengan de la señal aplicada al instrumento o del circuito de sincronismo automático (disparador de Schmitt en autooscilación en ausencia de señal).

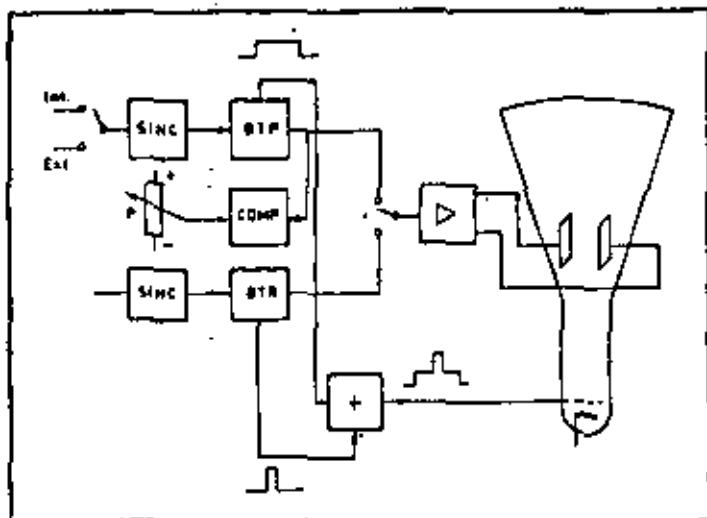


Figura 11. Diagrama de bloques del sistema de doble base de tiempos funcionando en el modo BTP intensificada por BTR.

La intensificación de la traza se obtiene sumando los impulsos procedentes de ambas bases de tiempo, y cuyas anchuras son proporcionales a las respectivas velocidades de barrido. Mediante esta intensificación, se identifica más fácilmente el punto de arranque de la segunda base de tiempos (BTR).

En los primeros osciloscopios, una vez elegido el punto de señal, se conmutaba una base de tiempos por la otra. En la actualidad existen dos métodos que permiten ver la señal original y la parte expandida: el barrido mezclado y el barrido alternado.

En el barrido mezclado —desarrollo debido a Tektronix— la BTP barre normalmente la pantalla del osciloscopio hasta que aparece el pulso de disparo de la BTR, en cuyo momento se inicia la segunda parte del barrido a la velocidad impuesta por la segunda base de tiempos (BTR). La figura 12 muestra como pasado el tiempo de retardo el osciloscopio conmuta las bases de tiempo, iniciando un barrido más rápido y mostrando un oscilograma expandido —pero calibrado— de la segunda parte de la señal.

En el barrido alternado —introducido por Philips— se

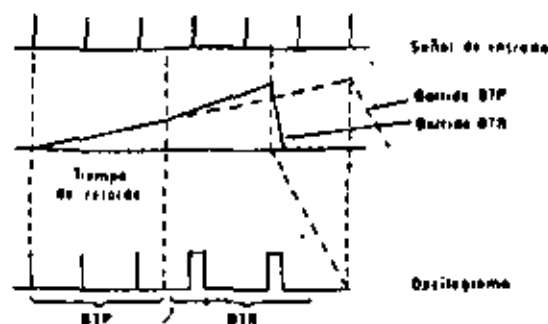


Figura 12. Oscilogramas del sistema de barrido mezclado.

exploran, alternativamente, los barridos procedentes de la BTP y la BTR. Ello permite visualizar toda la señal original simultáneamente con la parte expandida. En la señal original, además, queda intensificada la parte de la señal expandida, lo que facilita su identificación. Finalmente cabe señalar un punto importante: en los ejemplos citados hasta ahora la BTR se disparaba siempre después del tiempo de retardo, es decir, en el punto R del barrido BTP fijado por el potenciómetro P (figuras 9 y 11).

Ahora bien, si la señal de entrada es inestable (impulsos con jitter) esta inestabilidad será muy ostensible en el oscilograma de la señal expandida, razón por la cual se prefiere sincronizar la BTR con el primer impulso de la propia señal de entrada existente después del tiempo de retardo. De este modo la BTR se sincroniza con la propia señal en estudio, desapareciendo la ambigüedad. Por esta razón, a la primera forma de disparo de la BTR se la denomina disparada (START) y a la segunda sincronizada (FRIG).

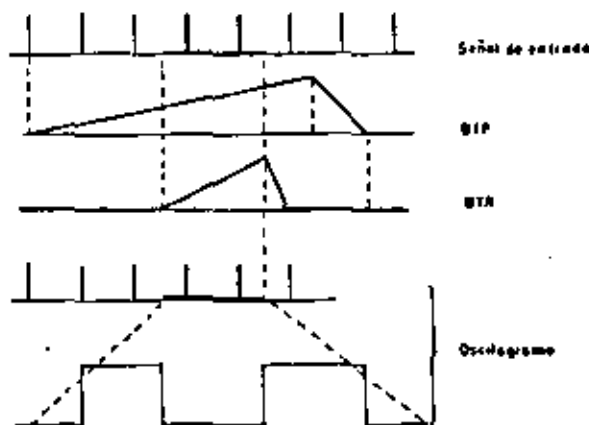


Figura 13. Oscilogramas del sistema de barrido alternado.

El siguiente cuadro nos proporcionará una visión amplia de los osciloscopios existentes en el mercado, entre 25 y 50 MHz, que incluyen los circuitos indicados anteriormente.

En la gama de aparatos por encima de 50 MHz, solo tres marcas están presentes en el mercado español: Tektronix, Philips y Hewlett-Packard.

Podemos resumir este grupo en la tabla 5.

### Osciloscopios especiales

Dentro de la categoría de osciloscopios especiales, podemos distinguir varios grupos:

- Osciloscopios con doble retardo.
- Osciloscopios con retardo por cuenta de impulsos.
- Osciloscopios de muy alta frecuencia.

Los osciloscopios del primer grupo utilizan un doble

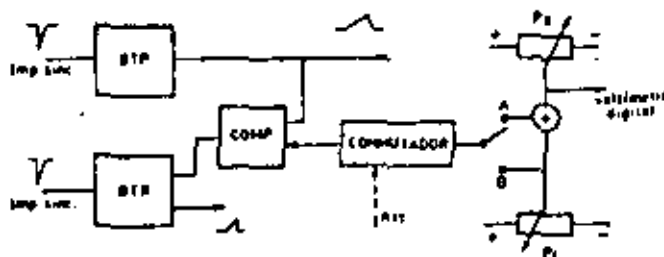


Figura 14. Diagrama de bloques del sistema de doble retardo.

Marca	Tipo	Banda MHz	Sensibilidad mV/div	BTP	BTR	Funcionamiento	TAC		Observaciones
							cm	XV	
Hewlett-Packard	1710B	200(180)	10(5)	0,65...10nS/div	X	Mezclado	6 x 10	20,6	
	1720A	275	10	0,65...10nS/div	X	Mezclado	6 x 10	20,5	
	1740A	100(40)	6(1)	20...60nS/div	X	Mezclado	6 x 10	15	
	182A	280	10	0,15...10nS/div	X	Mezclado	6 x 10	20	
Philips	PM 3262	100(35)	5(2)	14...60nS/div	X	Alternado	6 x 10	17	Multiplicador
	PM 3265	150	5	0,65...20nS/div	X	Alternado	6 x 10	20	
	PM 3265E	160	5	0,65...20nS/div	X	Alternado	6 x 10	20	
Tektronix	468	100	5	0,65...60nS/div	X	Mezclado	6 x 10	18	Con 7A y 7B 92
	476	200	2	0,65...10nS/div	X	Mezclado	6 x 10	18	
	475A	250	5	0,65...10nS/div	X	Mezclado	6 x 10	18	
	488	280	5	0,65...1nS/div	X	Mezclado	6 x 8	21	
	7704A	350	5	0,25...0,3nS/div	X	Mezclado	6 x 10	24	
Intertec	55 6321	380	5	0,65...10nS/div	X	Mezclado	6 x 10	20	

Tabla 5. Osciloscopios de alta frecuencia

potenciómetro de retardo (fig. 14) asociado a una conmutación electrónica, que provoca un doble disparo de la BTR. Si situamos los dos trazos intensificados por los dos disparos de la BTR en dos puntos del oscilograma, podremos medir muy fácilmente su diferencia en tiempo.

Dos de los primeros osciloscopios que utilizaron este principio son los modelos Hewlett-Packard 1715A y Tektronix 465/DM44, que asocian un voltímetro digital a la diferencia de tensiones entre los dos potenciómetros, e incorporan un indicador LED.

parte deseada. Pero cuando la información proviene de un sistema mecánico, las pequeñas fluctuaciones de la velocidad de arrastre de la cinta o del disco pueden ser suficientes para hacernos perder el bit requerido. En este caso lo lógico es contar y disparar la BTR en el momento en que aparece el bit n.º N.

El osciloscopio PM 3263 permite contar hasta un máximo de 99999 bits y seleccionar numéricamente el bit deseado.

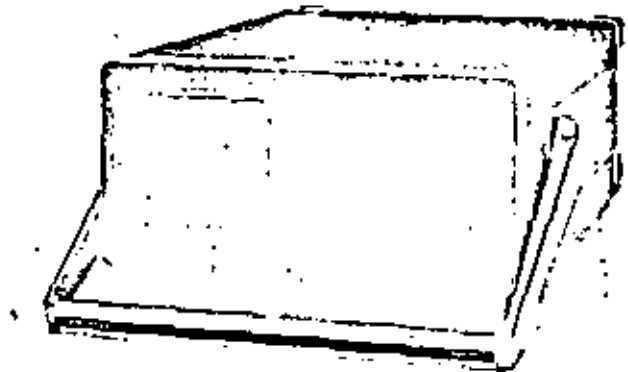
Dentro del capítulo de osciloscopios de muy alta frecuencia, debemos destacar el modelo 7104 presentado recientemente por la casa Tektronix. Utilizado junto con la unidad amplificadora vertical 7A29 y dos bases de tiempo 7B10 (o 7B15), nos conduce a las siguientes especificaciones:

Banda	Sensibilidad	BTP	BTR	TAC	Opdr
20 kHz-1 GHz	10 mV/div-1 V/div	0,2 a div-7 ns div (Expansión = 10)	Idéntica a BTP	6 x 10 div (1 div = 0,65 cm) Vcc = 12,5 kV	2" x 35"

Tabla 6.

Lo más destacado de estas características es el hecho de que —hasta hace muy pocos años— solo las técnicas de muestreo (secuencial o aleatorio) eran capaces de visualizar una señal superior a los 350 MHz.

Es indudable que las técnicas de capa fina, unidas a la utilización de  $\mu P$ , los aparatos de medida convencionales, están creando una auténtica revolución en el campo de la instrumentación de medida.



Osciloscopio de reciente diseño que incorpora un microprocesador

Posteriormente se ha visto que resulta más preciso y sencillo utilizar un  $\mu P$ , ya que permite realizar ciertas funciones complementarias. De acuerdo con este principio se ha desarrollado el modelo de Hewlett-Packard 1722A. Pero ha sido el osciloscopio PM 3263 de Philips el que —hasta la fecha— ha obtenido más ventajas con la incorporación del  $\mu P$ . Entre las más notables cabe citar:

- Medida precisa de intervalos de tiempo.
- Cálculo directo de la frecuencia.
- Disparo de la BTR por cuenta de impulsos.
- Autoverificación.

El tercer punto, en particular, resulta especialmente importante para trabajar en tiempo real con señales digitales o trenes de impulsos procedentes de cassettes digitales o discos floppy. Es sabido que se puede calcular la posición del bit n.º N dentro de una palabra digital, cuando se dispone de una información precisa de los tiempos. Mediante un pequeño cálculo, podemos llevar la BTR al punto más conveniente del oscilograma, para seleccionar la

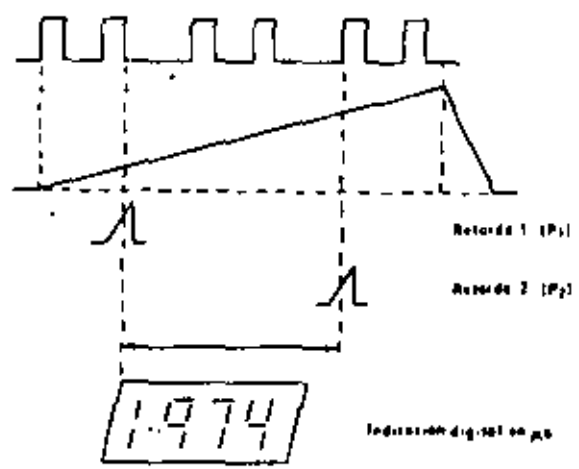


Figura 15. Oscilogramas del sistema de doble retardo

Dentro del capítulo de generadores de funciones se suele incluir una amplia gama de equipos que, además de generar señales senoidales, cuadradas, triangulares, etc., suelen proporcionar un buen número de operaciones auxiliares tales como modulación, salvas de pulsos, señales moduladas, etc.

Por este motivo partiremos del concepto más amplio de

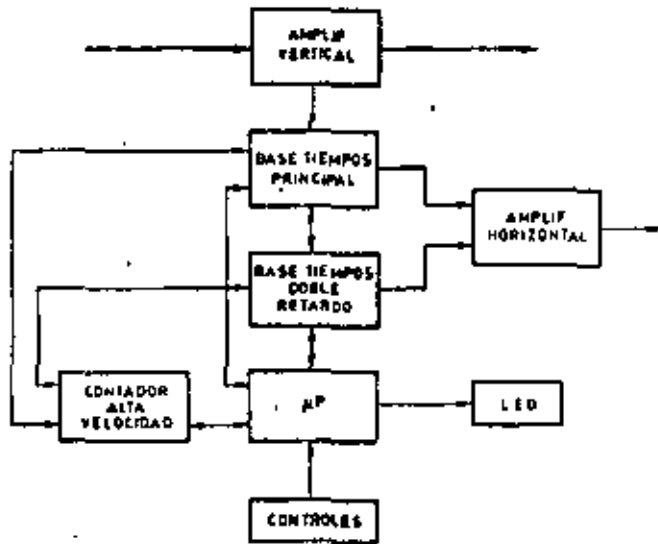


Figura 16. Sistema Philips de control de las funciones del osciloscopio por  $\mu P$

generadores de señal, dividiendo la gama en tres grupos, según el principio básico de funcionamiento.

- Osciladores RC.
- Generadores de onda triangular
- Sintetizadores de frecuencia.

Los osciladores RC han sido, durante años los más utilizados y, todavía en la actualidad, resulta más sencillo obtener una onda senoidal de baja distorsión utilizando un oscilador RC que por cualquier otro método. Citaremos, a modo de resumen, dos, de las técnicas utilizadas.

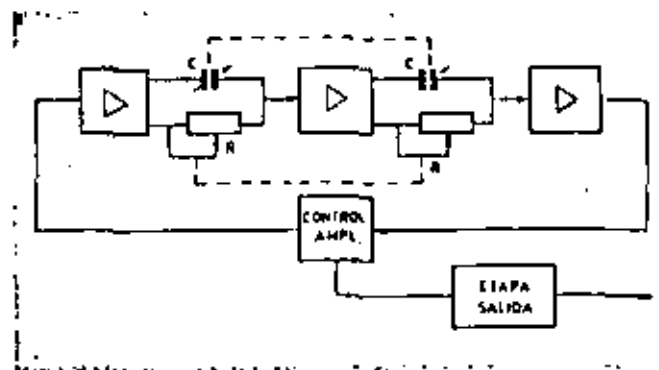


Figura 17. Oscilador RC

Un método consiste en realizar un sistema realimentado como el que se representa en la figura 17.

El circuito consiste en 3 etapas amplificadoras de ganancia unidad, la última de las cuales realimenta a la primera etapa. Las dos primeras etapas introducen, a la frecuencia dada por el circuito RC, un desfase entrada/salida de  $90^\circ$ , mientras que en la tercera se produce un desfase constante de  $180^\circ$ . Ello explica el hecho de que, aún cuando se realimenten todas las frecuencias, tan solo a la frecuencia de sintonía se produce el desfase de  $360^\circ$  necesario para que el circuito entre en oscilación.

Otros tipos de osciladores utilizan el puente T y doble T, pero el más utilizado es, sin duda, el oscilador con circuito de realimentación en puente de Wien. Básicamente, el circuito se representa en la figura 18. El circuito comprende la red RC y un amplificador estabilizado sin desfase.

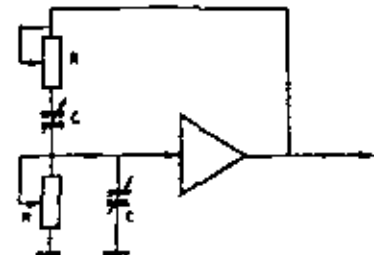


Figura 18. Oscilador en puente de Wien

Marca	Tipo	Frecuencia	Formas de Onda		Distorsión	V celda Cortejo oper. (PP)	Atenuador celda
			Senoidal	Cuadrada			
Hewlett-Packard	290A	4 Hz-2 MHz	X	X	0,1%	10 V	Continuo 20 dB
	204C	6 Hz-1,2 MHz	X		0,1%	6 V	Continuo 40 dB
	204D	(± idéntico al 240 C con atenuador por pasos)					Pasos 8 x 10 dB
	661	10 Hz-10 MHz	X		2%	8,32	continuo 10 dB
							Pasos 5 x 10 dB
Philips	PM 5107	10 Hz-100 kHz	X	X	< 0,03%	5 V	Pasos 1 x 20 dB
							Continuo 40 dB
Aulbach	F 321 A	10 Hz-10 MHz	X		2%	8 V	Pasos 5 x 10 dB
	F 322 A	10 Hz-10 MHz	X		2%	8 V	Continuo 20 dB
	F 323 A	10 Hz-10 MHz	X		2%	8 V	
	F 324 A	10 Hz-10 MHz	X	X	2%	8 V	
	F 370 A	20 Hz-20 kHz	X		1%	85V (5 W)	
	F 380 A	20 Hz-20 kHz	X		0,1%	8 V	

Tabla 7. Generadores R.C.

Como en el caso anterior, a la frecuencia dada por la fórmula:

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

A esta frecuencia, las tensiones de entrada y salida del amplificador están en fase y el circuito entra en oscilación.

En ambos casos se genera una onda senoidal que puede convertirse en cuadrada bien recortando la señal con diodos o bien aplicándola a un disparador de Schmitt.

En este grupo de aparatos tenemos una amplísima gama de instrumentos, entre los que solo citaremos algunos de ellos, incluídos en la tabla 7.

Los generadores de funciones propiamente dichos parten de un generador de onda triangular constituido por dos fuentes de corriente constante y un integrador.

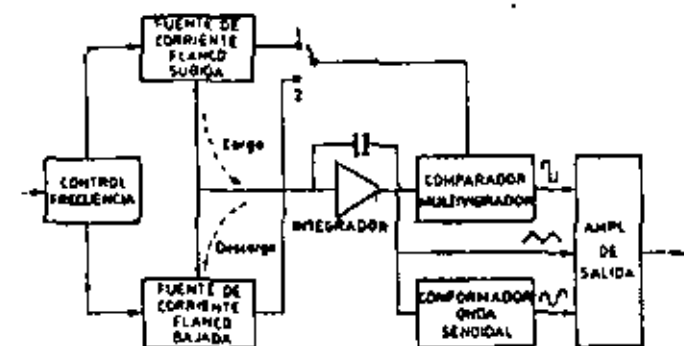


Figura 19. Generador de funciones

La fuente 1 proporciona una corriente de carga lineal al circuito integrador, cuya salida se compara con un nivel de referencia. Alcanzado este nivel, se desconecta la fuente 1 y se conecta la 2, produciéndose una descarga lineal hasta alcanzar el segundo nivel de referencia. En este momento se desconecta 2 y se conecta 1, volviéndose a repetir el ciclo. Variando la corriente de carga se puede variar la frecuencia generada.



Figura 20. Conversión onda triangular a onda rectangular

Como circuito comparador se suele utilizar un multivibrador biestable o disparador de Schmitt que proporciona, además, una onda cuadrada. Si las pendientes de carga y descarga de las fuentes no son iguales, generaremos señales triangulares en rampa y, en consecuencia, impulsos de ciclo de trabajo variable (figura 20 y 21).

La conformación de la onda senoidal se suele realizar por medio de diodos que recortan la señal a diferentes niveles, lo cual explica el hecho de que no cabe esperar muy bajas distorsiones de este tipo de generadores. Un valor típico es 0,15%.

Si el control de las corrientes de carga y descarga del generador de funciones del diagrama de bloques anterior (fig. 19) lo realizamos mediante otra tensión triangular o un diente de sierra, podremos conformar un vobulador. La señal



Figura 21. Conversión de rampa a impulsos

de control puede ser interna o externa (por ejemplo, da salida de la B.T. de un osciloscopio), pero en ambos casos su frecuencia determinará la velocidad de barrido o de vobulación, mientras que su amplitud fijará la anchura del barrido (fig. 22).

Los generadores de funciones son los generadores de señal más populares del momento actual, citaremos algunas marcas. (Tabla 8).

Los sintetizadores de frecuencia representan la aportación de las técnicas digitales a la generación de señales analógicas. En los sintetizadores, el núcleo principal está constituido por un oscilador controlado por cuarzo, a partir del cual se obtienen las frecuencias deseadas por medio de sencillas operaciones aritméticas.

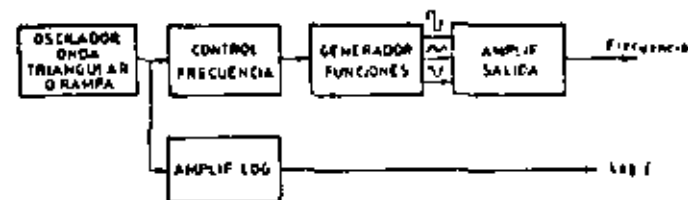


Figura 22. Generador de barrido

Una consecuencia directa de la tecnología digital es la de que se pueden programar muy fácilmente utilizando los códigos binarios (por ejemplo BCD) y que, del mismo modo, se puede seleccionar manualmente una determinada frecuencia utilizando como mando de sintonía un conmutador digital.

Las primeras aplicaciones de los sintetizadores se centran en el campo de las comunicaciones de alta frecuencia (50 MHz a 10 GHz) y, posteriormente, se vienen utilizando también en algunos modelos de generadores de señal de BF.

Existen dos métodos principales de sintetización de señales: método directo y método indirecto. En el método indirecto (fig. 23) el oscilador de referencia se utiliza solo como elemento de comparación para un oscilador convencional controlado por tensión (VCO), al que mantiene en fase y frecuencia.

En el método directo, la señal de salida se obtiene directamente del oscilador de referencia por medio de una serie de operaciones aritméticas (suma, resta, multiplicación y división).

Las ventajas del método directo radican en el hecho de que permiten una mayor resolución de frecuencia y la señal de salida posee un espectro más puro. Ello es debido a que la frecuencia de salida se deriva directamente de la referencia y no viene afectada por la precisión o tiempo de respuesta del bucle de comparación de fase. Por otra parte, la estabilidad, en frecuencia a corto plazo es también función directa del oscilador de referencia, mientras que, en la síntesis indirecta, está determinada por la estabilidad del VCO.



Marca	Tipo	Frecuencia	Formas de onda					Distorsión Onda Sen	Salida pp	Observ.	
			Sen	Cuad	Triang	Rampa	Pulsos				
Hewlett-Packard	3311A	0,1 Hz - 1 MHz	X	X	X			3%	20 V	-	
	3312A	0,1 Hz - 13 MHz	X	X	X	X	X	1,5%	20 V	Volumación	
	3310A	0,5 mHz - 5 MHz	X	X	X	X	X	1%	30 V	-	
	3310B	0,5 mHz - 5 MHz	X	X	X	X	X	1%	30 V	-	
	8185A	1 mHz - 50 MHz	X	X	X	X	X	1%	20 V	Volumación	
Philips	PM 5106L	1 Hz - 1 MHz	X	X	X			0,25%	20 V	-	
	PM 5127	0,1 Hz - 1 MHz	X	X	X			0,4%	30 V	Volumación	
	PM 5128	1 mHz - 1 MHz	X	X	X	X	X	0,4%	30 V	Volumación	
	PM 5131	0,1 Hz - 2 MHz	X	X	X	X	X	0,5%	30 V	Volumación	
	PM 5167	1 mHz - 10 MHz	X	X	X	X	X	2%	40 V	Volumación	
Wavetek	180	0,1 Hz - 2 MHz	X	X	X	X	X	0,5%	20 V	Volumación	
	184	1 mHz - 8 MHz	X	X	X	X	X	1%	20 V	Volumación	
	186	1 mHz - 5 MHz	X	X	X	X	X	1%	20 V	Volumación	
	188	1 mHz - 5 MHz	X	X	X	X	X	1%	20 V	Volumación	
	142	5 mHz - 10 MHz	X	X	X	X	X	1%	30 V	(control fase)	
	144	5 mHz - 10 MHz	X	X	X	X	X	1%	30 V	Volumación	
	143	1 mHz - 20 MHz	X	X	X	X	X	1%	30 V	-	
	145	1 mHz - 20 MHz	X	X	X	X	X	1%	30 V	Volumación (pulsos dobles y retardados)	
	148	5 mHz - 10 MHz	X	X	X	X	X	1%	20 V 5 V	FM (2 gener independient.)	
	182	30 $\mu$ Hz - 30 MHz	X	X	X	X	X	1%	20 V	Tiempo sub. y del regulable	
	164	30 $\mu$ Hz - 30 MHz	X	X	X	X	X	1%	20 V	Volumación	
	166	0,1 mHz - 50 MHz	X	X	X	X	X	1%	30 V	Volumación AM:FM	
	Autech	501	5 mHz - 5 MHz	X	X	X	X	X	0,5%	25 V	Sinc. y puerta
		510	10 mHz - 10 MHz	X	X	X	X	X	0,5%	25 V	-
511		10 mHz - 10 MHz	X	X	X	X	X	0,5%	25 V	Sinc. y puerta	
520		20 mHz - 20 MHz	X	X	X	X	X	0,5%	25 V	-	
521		20 mHz - 20 MHz	X	X	X	X	X	0,5%	25 V	Sinc. y puerta	
F230B		5 mHz - 5 MHz	X	X	X	X	X	2%	32 V	Volumación Fase variable Salvas frequen. sincronizada fase externa $\pm 0-360^\circ$	
F231A		Idéntico al F 230 con modulación AM									
F240A		1 Hz - 3 MHz	X	X	X	X	X	2%	32 V	Fase variable Salvas frecuencia sincronizada fase externa $\pm 0-360^\circ$	
IEC	845	10 mHz - 10 MHz	X	X	X	X	X	0,5%	15 V	Volumación	
	880	10 mHz - 20 MHz	X	X	X	X	X	0,5%	15 V	Volumación	
Tetronia	FG 501	1 mHz - 1 MHz	X	X	X	X	X	0,8%	10 V	-	
	FG 502	0,1 Hz - 11 MHz	X	X	X	X	X	0,5%	8 V	-	
	FG 503	1 Hz - 3 MHz	X	X	X			0,5%	10 V	-	
	FG 504	1 mHz - 40 MHz	X	X	X	X	X	0,5%	15 V	-	

Tabla 8. Generadores de funciones

Marca	Tipo	Frecuencia	Formas de onda					Estabilidad	V Salida pp	Observac.
			Sen	Cuad	Triang	Rampa	Pulsos			
Hewlett-Packard	3325A	1 $\mu$ Hz - 20 Hz	X	X	X	X		$\pm 5 \cdot 10^{-6}$ / año	10 V pp	Volumación
Philips	PM 5180	1 mHz - 2 MHz	X	X	X			$\pm 3 \cdot 10^{-6}$ / año	20 V pp	Mod AM Controlador por $\mu P$ programa.
Wavetek	183	0,1 mHz - 5 MHz	X	X	X	X	X	$\pm 2,5 \cdot 10^{-6}$ / año	20 V	Volumación
	171	0,1 Hz - 2 MHz	X	X	X			$\pm 2 \cdot 10^{-6}$ / año	20 V	Des. salidas simult.
	172 A	0,1 Hz - 13 MHz	X	X	X	X	X	$\pm 1 \cdot 10^{-6}$ / mes	30 V	FM Volumación Controlado por $\mu P$ Programable.
	158/59	1 Hz - 3 MHz	X	X	X			$\pm 2,5 \cdot 10^{-6}$ / mes	10 V	Programable
	157	100 $\mu$ Hz - 1 MHz	X	X	X			$\pm 5 \cdot 10^{-6}$ / día	10 V	FM, Volumación Programable
	154	1 mHz - 10 MHz	X	X	X			$\pm 5 \cdot 10^{-6}$ / mes	20 V	AM/FM (ex.) Programable
Autech	F 260 A	10 mHz - 3,1 MHz	X	X	X			$\pm 2,5 \cdot 10^{-6}$ / mes	11 V	Volumación FM, Sincronismo puert. Fase variable Programable

Tabla 9. Sintetizadores de frecuencia

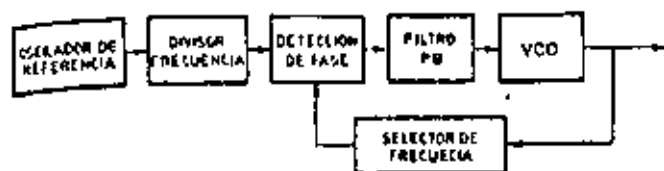


Figura 23. Método indirecto de síntesis de frecuencias

Existe todavía un tercer método de síntesis directa basado en la utilización de memorias ROM programadas para la generación de una señal senoidal muestreada, cuyo diagrama de bloques se representa en la figura 25.

El acumulador de fases es un circuito que genera el valor creciente de las fases de una sinusoidal e intervalos de muestra fijados por el reloj. Para cada impulso del reloj, la fase avanza un valor proporcional a la frecuencia prefijada.

La información de fases se convierte en la ROM en una serie de muestras digitales de una señal senoidal, las cuales se aplican a un convertidor D/A en la que se convierten en

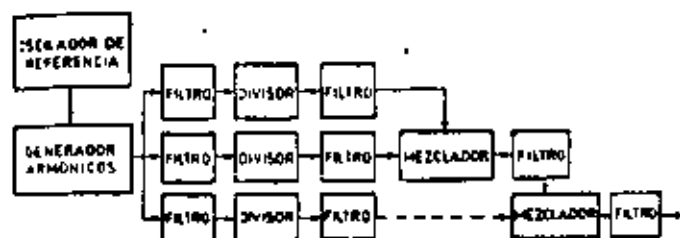


Figura 24. Método directo analógico de sintetizador de frecuencias

una especie de escalera cuya envolvente es una senoide. Finalmente, el filtro PB elimina las componentes de alta frecuencia de esta señal, transformándola en una señal senoidal.

Este método, aparentemente complejo, resulta sencillo de realizar en la práctica mediante el uso de circuitos LSI. La mayor dificultad la presenta el convertidor D/A, que limita la frecuencia máxima generada a unos 2 MHz, e introduce espúrios y componentes de distorsión armónica.

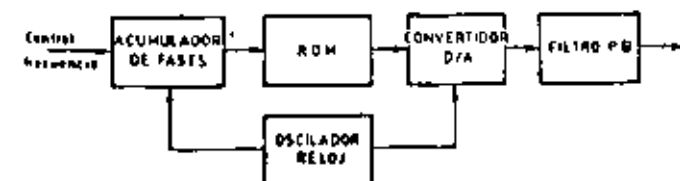


Figura 25. Método directo digital de síntesis de frecuencias

Sin embargo, ofrece ventajas importantes tales como elevada velocidad de respuesta, control de fase, posibilidades de programación y gran estabilidad en la amplitud de salida, sin necesidad de circuito de CAG.

La aplicación de los microprocesadores al campo de los generadores sintetizados, abre unas posibilidades insospechadas a este tipo de aparatos. ■

Edelmiro López Pérez, es Ingeniero Superior de Telecomunicación (promoción del año 1965). Actualmente es el Jefe del Departamento de Aparatos Electrónicos de Medida de Plúmps Ibérica, S.A.E. (Madrid), cargo que ocupa desde el año 1968.

**ELIMINADOR 5**  
117 dB. (S.P.L.)

**ELIMINADOR 4**  
118 dB. (S.P.L.)

**ELIMINADOR 1**  
122 dB. (S.P.L.)

**Magistral**  
La más dulce de los pianos al tocarlo más potente posible

**Clay Watts RIMS**  
Con más alta rendimiento para profesionales de verdad

18 pulgadas  
15 pulgadas  
12 pulgadas  
Serie E.V.M.  
300 W. R.M.S.

¡Puede encontrar documentación sobre las revolucionarias pantallas INTERFACE!

Nombre \_\_\_\_\_  
Señal \_\_\_\_\_

**EURUNION**  
Consejo de Ciutat, 30 - Barcelona - 14

Señala información al Tel. (93) 243 60 87  
siempre se le mostrará nuestro Distribuidor más cercano

**PARA CONSTRUCTORES DE PANTALLAS PROFESIONALES**

Teléfono: (93) 243 60 87. Barcelona

# The golden anniversary of electric wave filters

*The filter art has grown from relatively simple lumped-circuit ladder networks to synthesized active and passive networks that may make up 50 percent of the electronics of a satellite repeater*

Anatol I. Zverev *Westinghouse Electric Corporation*

In filter technology, the synthesis techniques of Cauer and Darlington, among others, have come into widespread use. With the swing to higher and higher frequencies, these techniques have enabled circuit designers to obtain high performance with coils of moderate  $Q$  in L-C circuits, with quartz resonators of high  $Q$ , and with mechanical and ceramic resonators with desirable qualities somewhere between those of L-C components and of quartz.

In the evolution of the electronics industry, the first two major developments—radio and the electronic tube—were followed closely by a third, the filter. Filter technology was born in the year 1915 when K. W. Wagner, on January 7, and G. A. Campbell, on July 5, working independently on different sides of the Atlantic, both proposed the basic concept of the filter.\* Their results evolved from earlier work on loaded transmission lines and the classical theory of vibrating systems. The year 1965, therefore, marked the golden anniversary of the electric filter.

During the past 50 years filters have so permeated electronic technology that the modern world is hardly conceivable without them. They direct, channel, integrate, separate, delay, differentiate, and transform all kinds of electric energy and information.

The generalization of the filter concept began when it was found that filter theory could be used to illuminate problems in mechanical and acoustical systems. By use of an electromechanical analogy, filter theory can be applied to many seemingly unrelated systems for which natural modes of vibration are of interest, e.g., loudspeaker design, crystallography, architectural acoustics, airframe behavior, and mechanical systems design. Filter theory first shows how to coordinate the action of several resonant elements in order to obtain uniform transmission over a prescribed frequency range. Then the concept of an ideal filter with lossless elements that delivers all of the input energy to its output over the widest possible frequency range establishes the requirements for broadbanding under prescribed constraints.

Application of filter theory has now gone far beyond these first generalizations. The concepts of exact synthesis techniques for prescribed transfer and immittance functions, of approximating arbitrary functions with realiza-

ble rational functions, of time domain synthesis, matched filters, parametric elements, and various other active devices, have added new vitality to an already flourishing technology.

Today, a systems engineer can specify almost any type of stable, single-valued analytic function as a block in a block diagram with a reasonable assurance that it can be approximated, realized, and built into an operating unit. This exact mathematical technique is so successful that the newer electronic systems are literally packed with synthesized passive and active networks. Satellite repeaters are a good example. More than half the blocks in a typical block diagram for such repeaters are called filters even though their function, in many cases, is radically different from what the term would have led us to expect 20 years ago.

## Early filter development

In prefilter days, selectivity was obtained by the use of single reactances or single resonances connected in series or shunt. Much use was made of such terms as "ac blocking," "dc blocking," and "wave traps."

In contrast to these crude devices, the first scientifically designed filters consisted of a cascade of simple identical sections forming a ladder network. They were marvelously effective because the selectivity increased with the number of sections. The ladder could be simply and elegantly treated by the so-called image parameter theory, analogous to transmission-line theory, in which the parameters of the network are expressed in terms of the image impedance and the image transmission factor. Although this method was a great step forward, the resultant selectivity was far from optimum because the networks had no transfer zeros near the pass band and steep attenuation skirts were unobtainable.

The discovery by Zobel, published in 1923, of a practical method of designing selective filters with an unlimited number of reactances was undoubtedly a work of genius. It was the only known method until about 1940 and the only practical method until the mid-1950s. Zobel's theory is somewhat artificial in nature since it is based on image parameters that only approximate the effective operating parameters and assume nonphysical elements—the terminal image impedances. But Zobel's results not only enabled designs for arbitrarily prescribed stop bands, but also improved the end-load matching. This technique could reduce the pass-band error due to nonphysical constraints on the terminations. A further improvement in match was later obtained by Bode.

\* The term filter is used here in its restricted sense. That is, a filter is a network of reactances that passes electric signals within one or more frequency bands and strongly attenuates all others except those in the immediate vicinity of the band edges.

Passive networks were also under investigation by a number of other researchers. In 1924 R. M. Foster published *A Reactance Theorem*. This theorem made it possible, for the first time, to realize a network that exhibited at its terminals a positive-real rational function as an impedance or admittance.

Foster partitioned the given rational function into a sum of partial fractions that could be identified easily as a series connection of impedances or as a parallel connection of admittances. Wilhelm Cauer then expanded the rational function into a continued fraction representing a ladder network. Each method gave two alternate networks, which were called canonical forms because they could always be obtained from a realizable immittance function and because they employed a minimum number of elements.

The theory of *L-C* one-port synthesis has since been ornamented with a great variety of elegant results but the basic theory was essentially complete when the Cauer forms were published. It was soon recognized that the Foster-Cauer methods could be adapted readily to give a more general theory of two-element-kind synthesis, i.e., the synthesis of *R-L* and *R-C* networks as well as of *L-C* networks.

It was realized, however, that mere adaptation of Foster's *L-C* synthesis was not going to solve the problem of synthesizing *R-L-C* networks from their given immittance functions. This much more difficult problem demanded a correspondingly more complicated solution. The first such solution was obtained, in brilliant fashion, by Otto Brune, and was published in 1931. The stage was now set for a breakthrough of such fundamental importance that it would overshadow even the great school of image-parameter design.

#### The modern era

In the late 1930s, both Wilhelm Cauer and Sidney Darlington were preoccupied with the nascent and, at that time, academic theories of exact synthesis. The new theory of filter design which they would generate would, at first, have little practical advantage, if any, over the old. Even though a small family of specialized problems that resisted image-parameter treatment would yield readily to the exact method, the principal motivation for its use lay in the fact that network theory demanded fresh insights that would carry a given problem successively through the following stages:

*Approximation synthesis*—to obtain a realizable transfer function that would approximate the requirements within a prescribed tolerance

*Transfer-function synthesis*—to manipulate the transfer function so as to give a realizable driving-point function

*Realization or driving-point synthesis*—to realize the driving-point function in an actual network

Darlington, in 1939, and Cauer, in 1940, both published the same theory to solve the set of problems just outlined and both displayed the same dazzling virtuosity in mastering a long sequence of thorny mathematical complications.

The importance of the new method was not recognized immediately. It could be used to design better low-pass filters but it failed to provide such designs in practice because of the extremely heavy burden of computation required. It was not until the advent of cheap computa-

tion methods, in the 1950s, that Cauer-Darlington filters came into widespread use. So many computer-prepared designs have now been published that designing an elliptic-function filter involves little more work than copying numbers out of a book, and this technique is actually easier than the image-parameter method. The older method is falling out of fashion because it can be generalized only at the cost of rapidly increasing artificiality and complication. Its principal virtue—simplicity—is then lost and no incentive remains to use it. Within its special field of application, however, it is still usable, and is used, despite the dictates of fashion.

The Cauer-Darlington theory is respected and admired because it is the first tall peak of a mountain chain whose limits we cannot yet survey. Consider, for example, the design of a system that consists of an operational amplifier embedded in a large *R-C* network. The *R-C* network has natural modes that must lie on the negative-real axis in the complex-frequency plane. The zeros may, theoretically, lie anywhere. By using either the *R-C* synthesis of Guillemin or that of Dasher, one can systematically realize a network with zeros in any locations except on the positive-real axis—a very light restriction. Cauer-Darlington synthesis will probably be used in solving the approximation problem. Image-parameter theory has no relevancy to such a problem.

We now synthesize networks and systems by employing a fusion of many theories produced by many authors. In this considerable body of literature there are many references to Cauer and Darlington, but this bibliographical distinction is currently being superseded by an even greater one. The use of these references is now disappearing gradually. It has been assumed that there is little point in listing the names that everyone now takes for granted.

#### Filter applications

Let us examine a block diagram of a typical receiver such as might be employed in radio, radar, ultrasonics, sonar, acoustics, or in mechanical or geophysical studies (see Fig. 1). The relevance of the theory of filters, reactance networks, and network synthesis is crucial in each of the blocks shown.

**Receptor.** The receptor is a transducer that converts the incoming signal energy into an electrical form suitable for processing by the receiver. The receptor may be an antenna, a piezoelectric transducer, a tape recorder head, or some other device. No matter what it is, the theory of reactance networks must be used in its design and optimization.

**Impedance matching network.** This network is not always a physical transformer with primary and secondary windings on a ferrimagnetic core. It may be a low-pass ladder giving a prescribed Chebyshev pass band with controlled equal ripples and moderate to high attenuation outside the band of impedance matching. It may also be a bandpass filter that combines with the preselector.

**Multiplexer.** This device is designed to feed several receivers from the same receptor. It must maintain impedance matching with a high signal-to-noise ratio. Filter and hybrid networks are critical.

**Preselector.** The preselector is a bandpass filter that has low insertion loss for a high signal-to-noise ratio. It is usually tunable over the frequency range of the desired signals. While the most critical selectivity problems are

dealt with in the IF block, the preselector must have high image rejection. It may be required to attenuate strong signals that otherwise would result in cross-modulation with the desired signal in the carrier amplifier.

**Carrier amplifier.** This device may be a reactance network, as in the case of a parametric amplifier. In other instances, the synthesis of interstage coupling networks is often paramount.

**Frequency converter.** The variable-frequency oscillator, frequency multiplier, and first converter contain important filter networks. The multiplier consists of linear and nonlinear reactances that give it many points of resemblance to a parametric amplifier.

**IF filters.** The entire character of the receiver is governed by the type of IF performance, as follows:

1. **Conventional IF**—Utilized here is a cascade of coupled resonators with 60-dB bandwidth that is twice the 6-dB bandwidth (i.e., shape factor is 2).
2. **High adjacent-channel selectivity**—This is obtained by symmetrical Cauer-Darlington elliptic-function filters. The shape factor may be as low as 1.01.
3. **Single sideband**—High selectivity is needed on the carrier side of the pass band but not on the other side. For economic reasons unsymmetrical stop bands are usually provided.
4. **Gaussian**—To obtain linear-phase filtering with low transient distortion for pulse transmission, antijamming, FM, and video applications, the Gaussian shape is optimum.
5. **Matched filters**—If a filter is excited by a nonsinusoidal voltage, certain time functions lead to much greater output than do others. By designing both the signal shape and the network to obtain a matched pair, a large output can be obtained that will cause the signal to stand out when used with conventional frequency-domain filters. A dominant feature here is that the improved signal-to-noise ratio at the receiver is obtained without increasing the peak power output at the transmitter. This technique extends the range limit of radar and sonar systems and it increases the information rate of communication links.
6. **Coherent integrator**—This is a sophisticated form of comb filter that extracts Doppler information from a radar return signal. When a succession of pulses having a coherent frequency content excites the comb, one comb-filter output adds the resulting damped sinusoids to produce a substantial pulse. The position of this pulse in the comb gives the target speed indication.

**The art of practical technology**

From the beginning, the principal objective of scientific filter design has been to find theoretical methods that would accommodate actual physical components and fit them exactly into optimized networks. The desire of the creative engineer has been to produce hardware with performance that agrees exactly with the theoretical predictions.

This search for useful theories has led to some of the most elegant mathematics to be found in the practical arts. In L-C filters, for example, the inductors are often expensive toroids whereas the capacitors are relatively inexpensive. The constant search for optima has produced an ingenious method for designing "minimum-inductance" filters that use fewer expensive components and more inexpensive ones. Since high-Q coils are bulkier

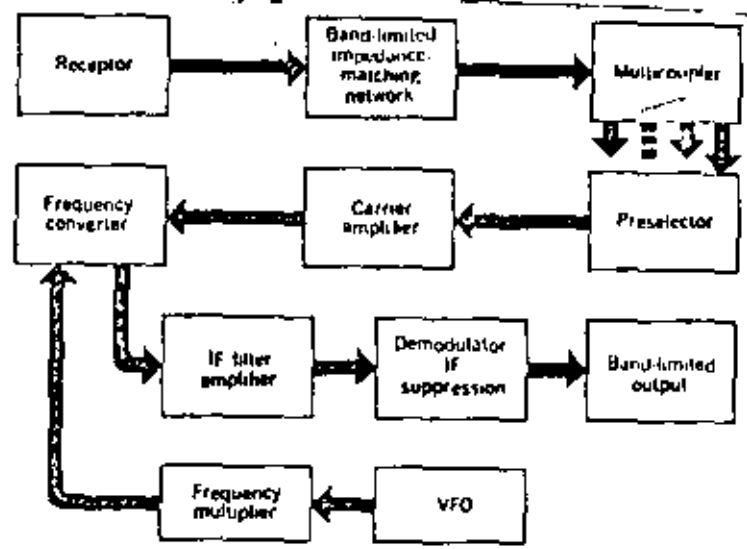


Fig. 1. Block diagram of a "generalized" receiver such as might be used in a variety of electronic systems.

and more expensive than those of moderate Q, various theories have enabled "predistorted" and "equalized" networks to maintain high performance with coils of lower Q.

As electronic systems began to use more and more of the available electromagnetic spectrum, the need for very narrow bands became urgent. Filter design was developed to accommodate quartz resonators that offer practical Q's up to a quarter of a million and stabilities to match.

The quartz crystal, to a first approximation, is represented by a network of an inductance and two capacitors that are inseparably given as a single unit. Consequently, a considerable amount of fresh theory was needed to treat quartz networks as components so as to reap the advantages of their enormous Q figures. But quartz crystals are expensive, so additional resourcefulness was needed to make use of the cheaper mechanical and ceramic resonators that have quality factors somewhere between those of L-C components and of quartz.

As the electronic art progresses, ever-higher frequencies are used. At first, the problem of separating frequency bands in the VHF and UHF regions was met by using essentially the same theory as was used at lower frequencies. Individual resonances or reactances were realized by open- or short-circuited transmission lines. These hybrid filters used distributed elements to approximate lumped elements. As the upward frequency trend continued, it was found that helical resonators with electromagnetic coupling would serve.

The lumped-element concept ultimately was abandoned in favor of continuously distributed networks. With the new approach it became more sensible to start with the wave equation if one were to understand selectivity problems at microwave frequencies and above. This was in opposition to the old approach whereby lumped-circuit synthesis began with the energy equations that define storage and dissipation in R, L, and C.

The author acknowledges the assistance of P. R. Gelfe in the preparation of this paper.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA  
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

DISPOSITIVOS DE DESPLIEGUE Y PRESENTACION  
DE DATOS

ING. JAVIER VALENCIA F.

MARZO, 1984

#### 4.5 Dispositivos de despliegue y presentación de datos.

El dispositivo de despliegue puede considerarse como el medio por el cual se visualiza la información de un instrumento. Debemos reconocer que un instrumento es la herramienta que nos ayuda a resolver nuestros problemas de trabajo a través de información visual, la cual debe ser aceptada como verdadera.

De la definición anterior, un dispositivo de despliegue puede estar comprendido desde una lámpara indicadora hasta un tubo de rayos catódicos.

La situación ideal en cualquier sistema electrónico, requiere de un dispositivo de despliegue de 7-segmentos que podría ser compatible directamente con la circuitería lógica de control y con los voltajes de la fuente de poder disponibles. En lo que se refiere al despliegue por tubo de rayos catódicos, la información está determinada por la frecuencia de rastreo y por la densidad del carácter.

Con el uso creciente de instrumentos digitales en la vida común del hombre, han aparecido en los últimos años dispositivos indicadores alfanuméricos de distintas tecnologías. Debido a la variedad de éstas, es necesario conocer sus principales características a fin de hacer una elección adecuada del

Indicador para un problema de instrumentación específico

En los siguientes párrafos se describirán los tipos más sobresalientes de indicadores

#### Indicadores de descarga en gas

Dentro de este tipo de indicadores se puede clasificar a uno de los más antiguos y populares: el Nixie

El Nixie es un tubo que contiene 10 cátodos metálicos (fríos), los cuales tienen la forma de los números del 0 al 9. Los cátodos están aislados uno de otro y están acomodados uno detrás del otro. El ánodo que es común a todos los cátodos está formado por una malla fina, imperceptible cuando el tubo está en operación. El tubo está lleno de gas neón con pequeñas cantidades de mercurio. Cuando se aplica una tensión de alrededor de 170V entre el ánodo y uno de los cátodos, el gas en la vecindad de ese cátodo se ioniza y emite luz de color naranja dando la apariencia de que el cátodo está encendido.



En la fig 4.5.1 se muestra la constitución de un Nixie.

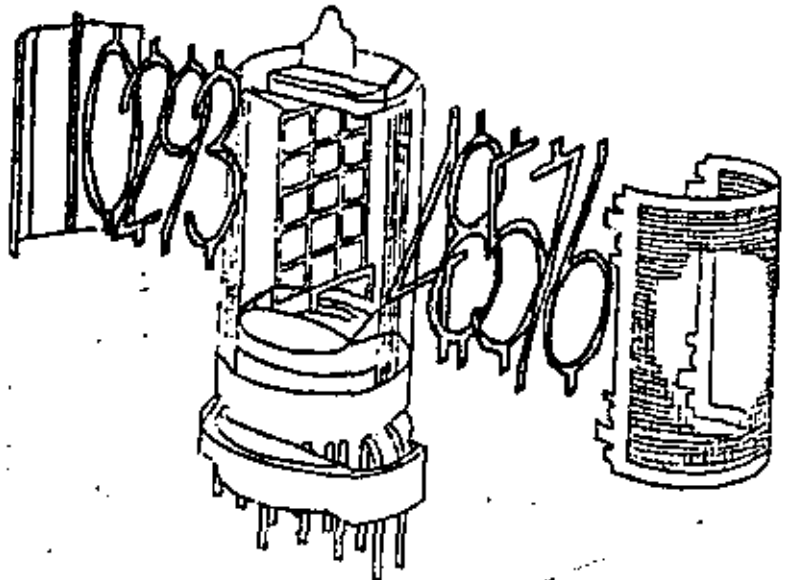


Fig 4.5.1 Tubo indicador Nixie

El Nixie puede usarse en sistemas de excitación a tiempo compartido (multiplex) o en excitación continua.

Un tipo de indicador multicarácter derivado del Nixie lo constituyen los blocks planos de indicadores como el Panaplex.

Estos indicadores planos de descarga en gas utilizan mismo principio que el Nixie para producir caracteres luminosos. Los caracteres son formados por siete segmentos de recta. La constitución de un indicador plano de este tipo se muestra en la figura 4.5.2.

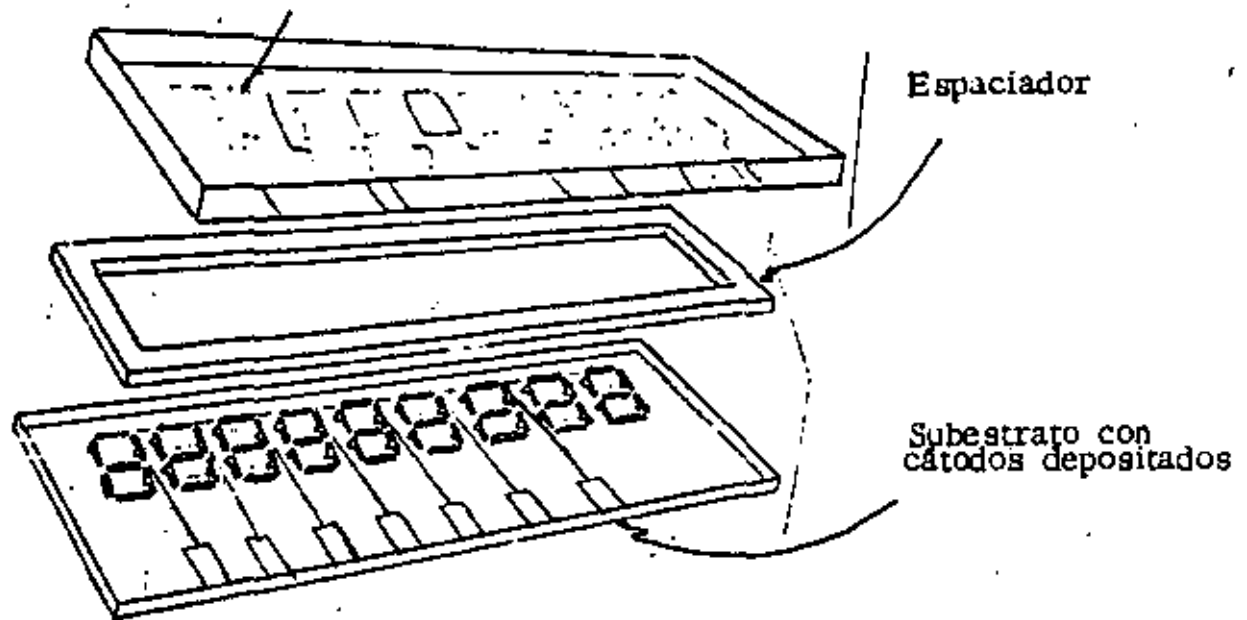


Fig 4.5.2 Indicador plano de descarga en gas multicarácter.

Los cátodos son películas metálicas depositadas en una base plana. Los cátodos que corresponden a un segmento determinado en todos los caracteres están conectados eléctricamente entre sí. Cada carácter tiene un ánodo separado, el cual está formado por un depósito fino y transparente de óxido de estaño (conductor en la cara interna de la placa frontal del indicador). Un espaciador separa la base y la placa frontal. Una atmósfera de neón con una pequeña cantidad de mercurio llena el interior del indicador. Cuando se aplica una tensión de unos + 170V entre un ánodo y el cátodo que corresponde, el gas en la vecindad del cátodo se ioniza emitiendo luz.

Este tipo de indicador está diseñado para trabajar los caracteres en tiempo compartido. Los caracteres aparentan estar encendidos continuamente cuando la frecuencia de conmutación es mayor que 80 Hz. La posición de un carácter se selecciona excitando el ánodo correspondiente con una tensión positiva. Al mismo tiempo, los cátodos (segmentos) apropiados se llevan a potencial cero, lo que provoca ionización iniciando la descarga alrededor de los cátodos seleccionados. Aunque los cátodos para segmentos similares en otros caracteres también son llevados a cero tensión, no habrá descarga alrededor de ellas porque los otros ánodos son mantenidos a una tensión menor que la de sostenimiento. Así es que cada par ánodo cátodo puede considerarse como un dispositivo a umbral en una matriz X-Y.

#### Indicadores con diodos emisores de luz.

Los diodos emisores de luz (LED's) son semiconductores que emiten luz cuando se les aplica una corriente que produce una recombinación entre electrones y huecos cerca de la unión p-n.

Los materiales semiconductores más empleados para la elaboración de un LED son: GaP y Ga AsP.

Para producir caracteres numéricos se emplean 7 segmentos o arreglos de puntos de 3 X 5, mientras que para producir letras deben emplearse 14 segmentos o arreglos de puntos de 5 X 7. Ver Fig 4.5.3.

Los indicadores con LED se fabrican generalmente para caracteres numéricos con 7 segmentos y para caracteres alfanuméricos con arreglos de puntos de 5 X 7.

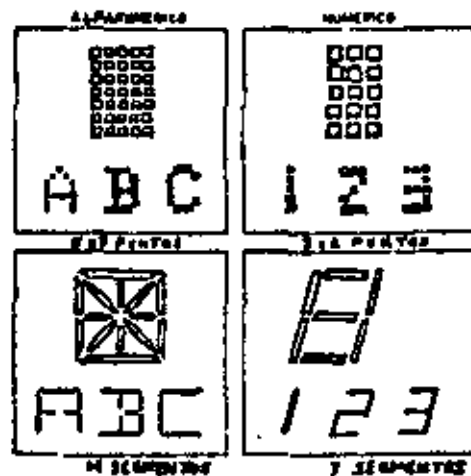


Fig 4.5.3 Ejemplos de formación de caracteres con segmentos y puntos.

Los materiales empleados en la fabricación de este tipo de indicadores es despreciable. Por lo que los caracteres con LED son por lo general de pequeñas dimensiones. Sin embargo, sus pequeñas dimensiones, los hacen adecuados para equipo portátil.

La mayor parte de los LED's emiten luz roja, aunque existen algunos que emiten luz amarilla y verde.

Los LED's tienen un umbral de conducción bien definido, lo cual hace que los indicadores que se forman con ellos sean apropiados para trabajar en tiempo compartido. El umbral de conducción de un LED está alrededor de 1.7V, lo que los hace compatibles con la mayoría de circuitos lógicos integrados.

En la Fig. 8.5.4 se muestran dos tipos de ensamble para indicadores numéricos.

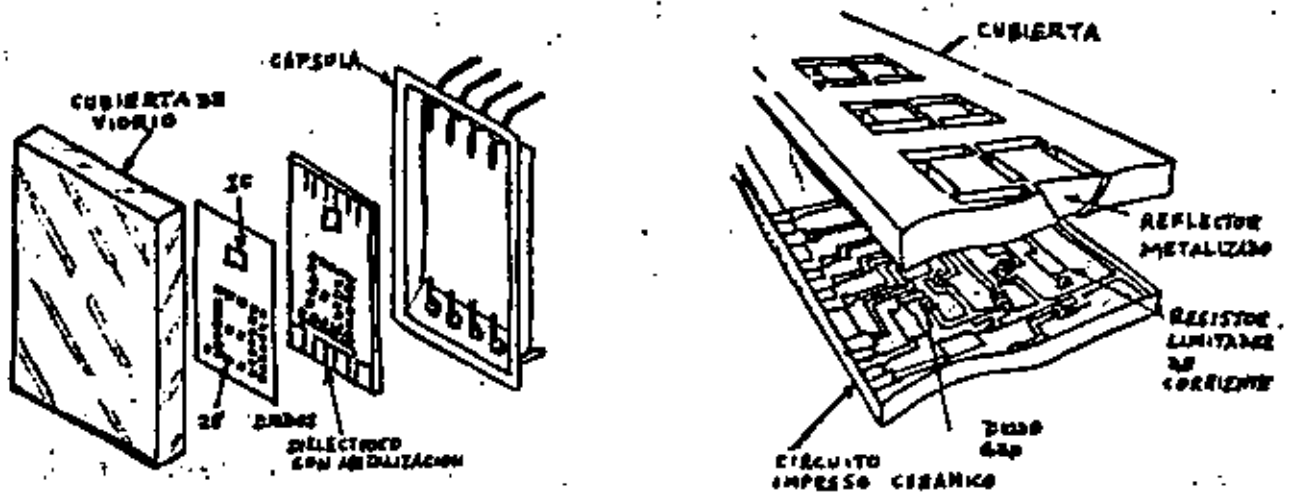


Fig. 8.5.4 Ensamblajes de indicadores numéricos con LED's.

### Indicadores de cristal líquido.

Los indicadores de cristal líquido no emiten luz, sólo difunden la luz ambiental. Esto lo hace útiles aún en ambientes muy iluminados.

Actualmente existen dos tipos de cristal líquido empleados en indicadores numéricos: de difusión dinámica y de efecto de campo.

El cristal líquido de difusión dinámica es claro en ausencia de campo eléctrico y opaco y difusor cuando se le aplica un campo eléctrico. Normalmente se le emplea en indicadores de siete segmentos como se muestra en la Fig 8.5.5.

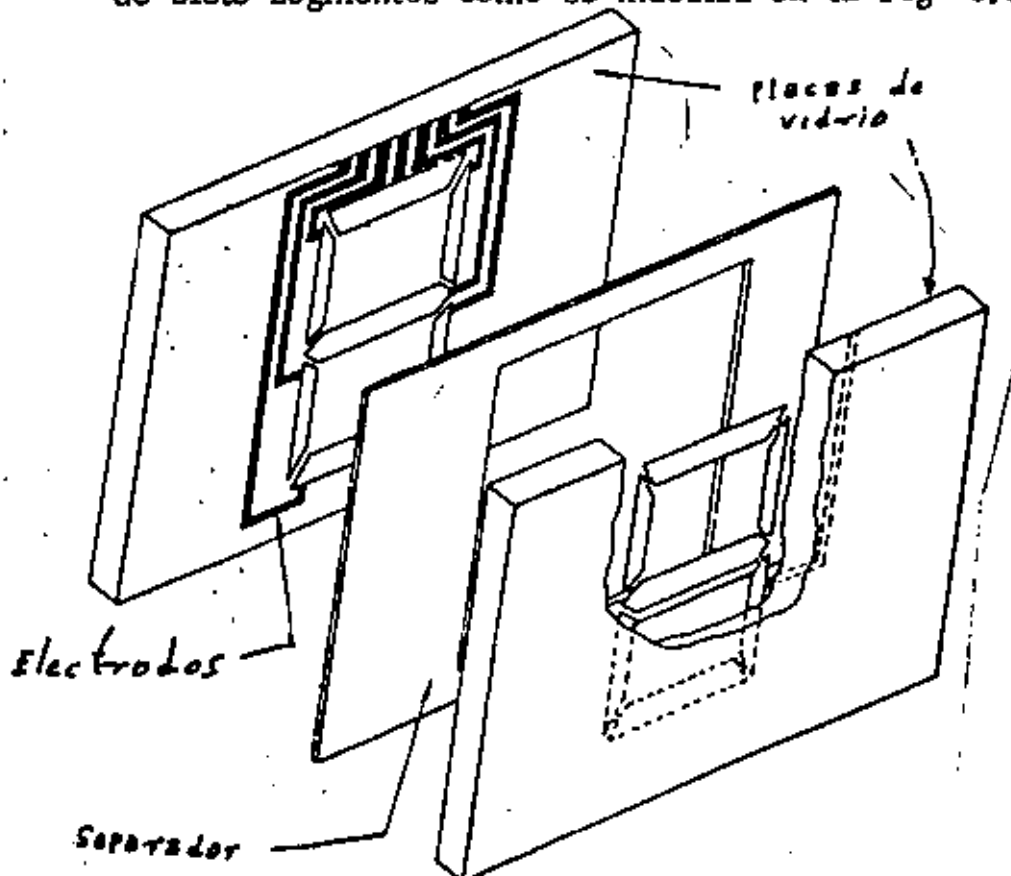


Fig. 8.5.5

Los segmentos del caracter están formados por electrodos transparentes en las caras internas de las dos placas de vidrio, entre las cuales hay una fina película de cristal líquido. Si el dispositivo debe ser reflectivo, el electrodo posterior debe ser de metal para que sirva como espejo.

Estos indicadores requieren muy poca corriente (del orden de micro amperes por centímetro cuadrado) para producir el efecto de difusión de luz. La operación en corriente continua acorta la vida del indicador por lo que se emplea corriente alterna. La tensión puede ser de 25V o menos, así es que estos indicadores a cristal líquido son adecuados en aplicaciones de bajo consumo de energía. Los indicadores que tienen reflector en la parte posterior, se oscurecen para determinados ángulos de observación en ciertas condiciones de iluminación. Los indicadores con cristal líquido de difusión dinámica no poseen un umbral de tensión definido; además, cada segmento es eléctricamente equivalente a una resistencia de varios cientos de megohms en paralelo con una capacidad de decenas de picofarads, por lo que estos indicadores no son apropiados para excitación en tiempo compartido con elementos lógicos convencionales.

Los cristales líquidos de efecto de campo, son de desarrollo reciente. Operan girando el plano de polarización de la luz incidente polarizada, Fig. 4.5.6. Como se ve en esta figura, el indicador requiere para su operación filtros polarizadores en ambos lados de la celda básica. En ausencia de campo eléctrico, la luz polarizada por el filtro de la derecha (Fig. 4.5.6(a)) pasa a través del cristal, el cual gira el plano de polarización de la luz  $90^\circ$  y la luz pasa a través del filtro de la izquierda cuando se aplica un campo eléctrico al cristal líquido (Fig. 4.5.6(b)) este no gira el plano de polarización de la luz, la cual no es transmitida por el filtro de la izquierda.

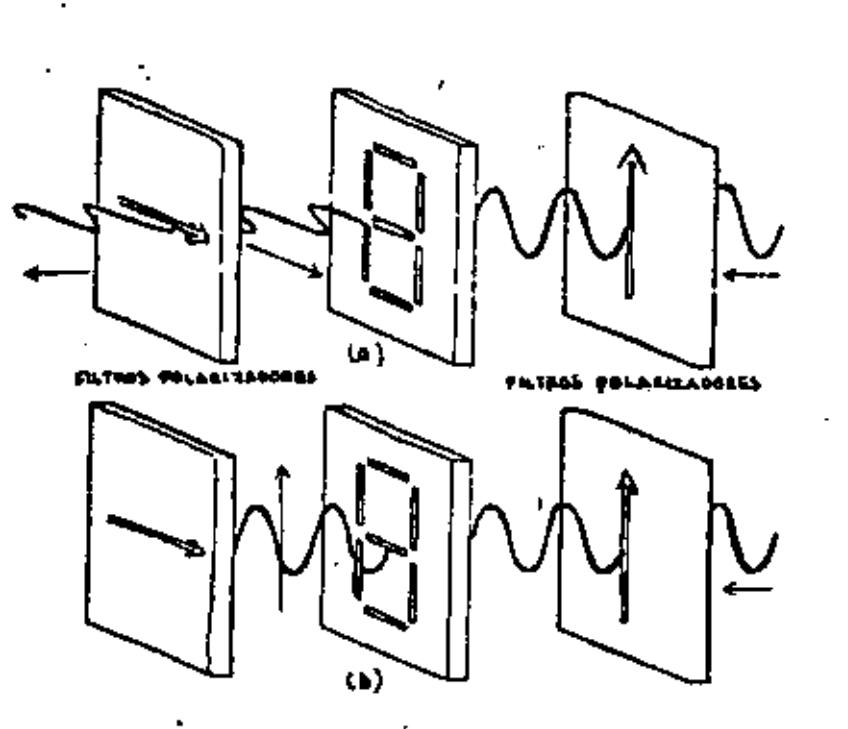


Fig. 4.5.6 Principio de funcionamiento de un indicador de cristal líquido de efecto de campo, a) Sin campo eléctrico aplicado. b) Con campo eléctrico aplicado.



El umbral de funcionamiento de un indicador de cristal líquido de efecto de campo es lo suficientemente bueno para trabajar en tiempo compartido en sistemas de varios dígitos. Pueden ser operados en el modo reflexivo o transmisor. Trabajan con corriente directa y consumen menos energía que los de difusión dinámica.

El rango de temperatura de operación de los indicadores de cristal líquido va de 0°C a 80°C. Los tiempos de vida son superiores a las 10,000 hrs. Las relaciones de contraste proporcionadas por los indicadores de cristal líquido pueden llegar a ser de 20:1.

#### Indicadores fluorescentes al vacío

Este indicador es un diodo al vacío con un cátodo común que está formado por dos filamentos de alambre muy fino. Siete ánodos recubiertos con fósforo forman el carácter a una distancia predeterminada detrás de los filamentos. Estructuras con un solo carácter o multicaracteres son fabricados dentro de una envoltura de vidrio sellado al alto vacío.

Aplicando una tensión de 25V con respecto al cátodo a cualquier combinación de ánodos, estos son bombardeados por electrones, los cuales excitan al fósforo emitiendo luz para generar uno de los 10 dígitos o 14 letras.

La luz que emite el fósforo excitado es de color azul verde. La potencia disipada por el dispositivo es de alrededor de 80mV para el calentamiento del cátodo y de algunos milliwatts para el mantenimiento de la corriente de excitación.

#### Indicadores de filamento incandescente (numitron).

El factor de forma de estos indicadores varfa desde los bloques rectangulares planos hasta los tubos miniatura y subminiatura. Estos indicadores generan suficiente luz como para ser empleados bajo la luz solar directa, el espectro emitido por esa luz es suficiente ancho, lo que permite una gran selección de colores mediante filtros. Los filtros pueden aumentar la relación de contraste. El brillo de los filamentos es ajustable, con controles de tensión simples, desde cero hasta un nivel que es visible en fuertes iluminaciones ambientales. Las tensiones de operación son bajas y su disipación de potencia es moderada lo cual los hace compatibles con los decodificadores integrados.

#### Indicadores de película electroluminiscente.

Ciertos sólidos presentan el fenómeno de electro luminiscencia cuando se les aplica un campo eléctrico. Películas delgadas

emisores de luz de fósforos policristalinos como el  $ZnS:Mn$  son empleados en indicadores que resultan ser insensibles a las variaciones de temperatura, choques y vibraciones.

Los indicadores hechos con  $ZnS:Mn$  pueden tener caracteres de cualquier dimensión (entre 7.5 y 250 mm) y en un solo encapsulado pueden tenerse hasta 80 caracteres.

La estructura de un indicador de película electroluminiscente se muestra en la Fig. 4.5.7.

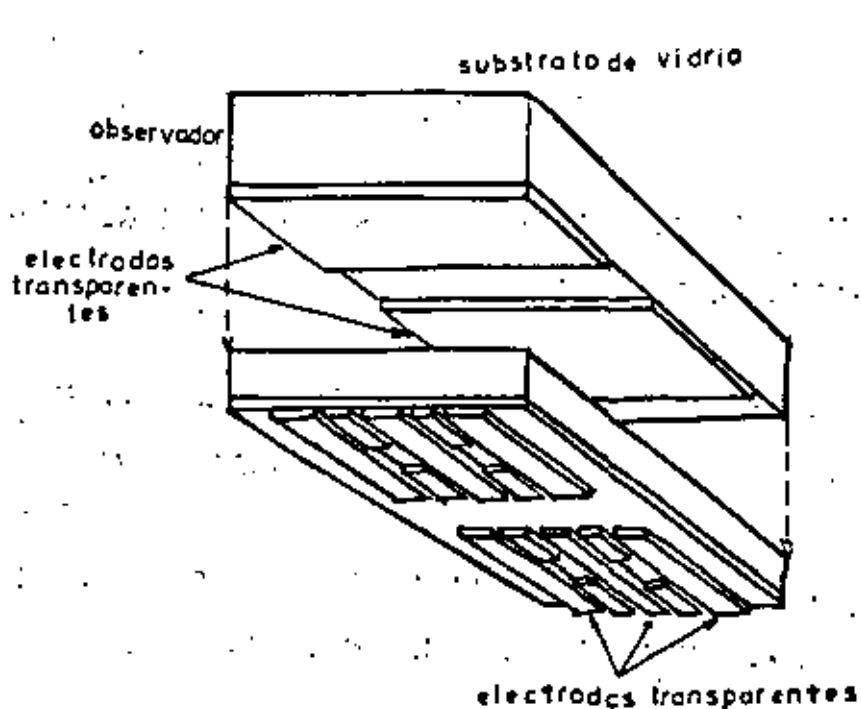


Fig. 4.5.7 Estructura de un indicador de película electroluminiscente.

El fósforo es la parte activa del indicador y puede estar cubierto en la cara posterior por una capa de dieléctrico absorbente de luz para proporcionar un fondo negro contra el cual la luz amarilla emitida por el fósforo puede verse aún en iluminación ambiental intensa.

Para activar un indicador de película electroluminiscente, se necesita un ánodo excitador que es alimentado con una tensión directa de 20 a 30 volts. El dispositivo de excitación está formado por un transistor de conmutación y un inductor y proporciona pulsos de 650V pico a pico a 1KHz. El excitador genera pulsos que debido a la resistencia del fósforo proporcionan una indicación continua. La luz emitida alcanza su máximo en 20 o 30  $\mu$ s y permanece en él hasta que la excitación cesa. La duración de la persistencia es unas 100 veces mayor que la duración de la excitación, lo que significa que la película electroluminiscente tiene una memoria de 2 a 3 milisegundos y es adecuada para trabajar en tiempo compartido.

## EL TUBO DE RAYOS CATODICOS

El tubo de rayos catódicos es un dispositivo utilizado en gran variedad de sistemas que van desde el osciloscopio hasta el cinescopio de televisión.

Un tubo de rayos catódicos puede considerarse como un dispositivo que contiene un haz de electrones como principal fuente de energía. Su aspecto físico es fácil de reconocer puesto que consiste de una botella hecha al vacío, dentro de la cual hay un cañón electrónico y una pantalla circular o rectangular cubierta internamente de fósforo. El cañón electrónico consiste de un filamento calefactor, un cátodo cubierto de óxido que emite electrones cuando es calentado y un sistema de elementos para controlar el enfoque y la intensidad del haz como muestra la Fig. 4.5.8. Cuando los electrones golpean la pantalla, ésta emite luz, recordando que contiene un capa de fósforo. Un tubo de rayos catódicos de color contiene tres cañones electrónicos y una pantalla tricolor, como se muestra en la Fig. 4.5.9.

Para el despliegue a través del tubo de rayos catódicos, se requiere de una señal de video, una señal de exploración y una señal de sincronización. La señal de video varía la intensidad del haz de electrones para iluminar los caracteres. La señal de exploración de acuerdo a

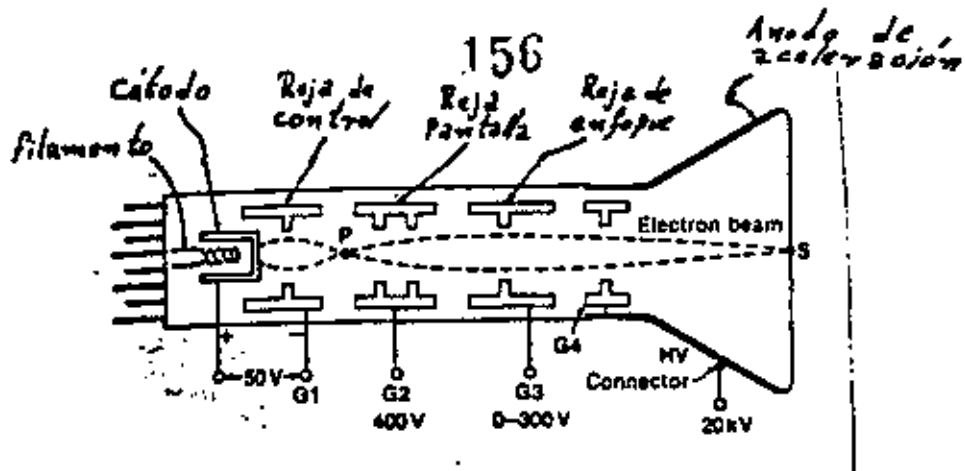


Fig. 4.5.8. Elementos de un cañón electrónico con bajos voltajes de enfoque electrostático.

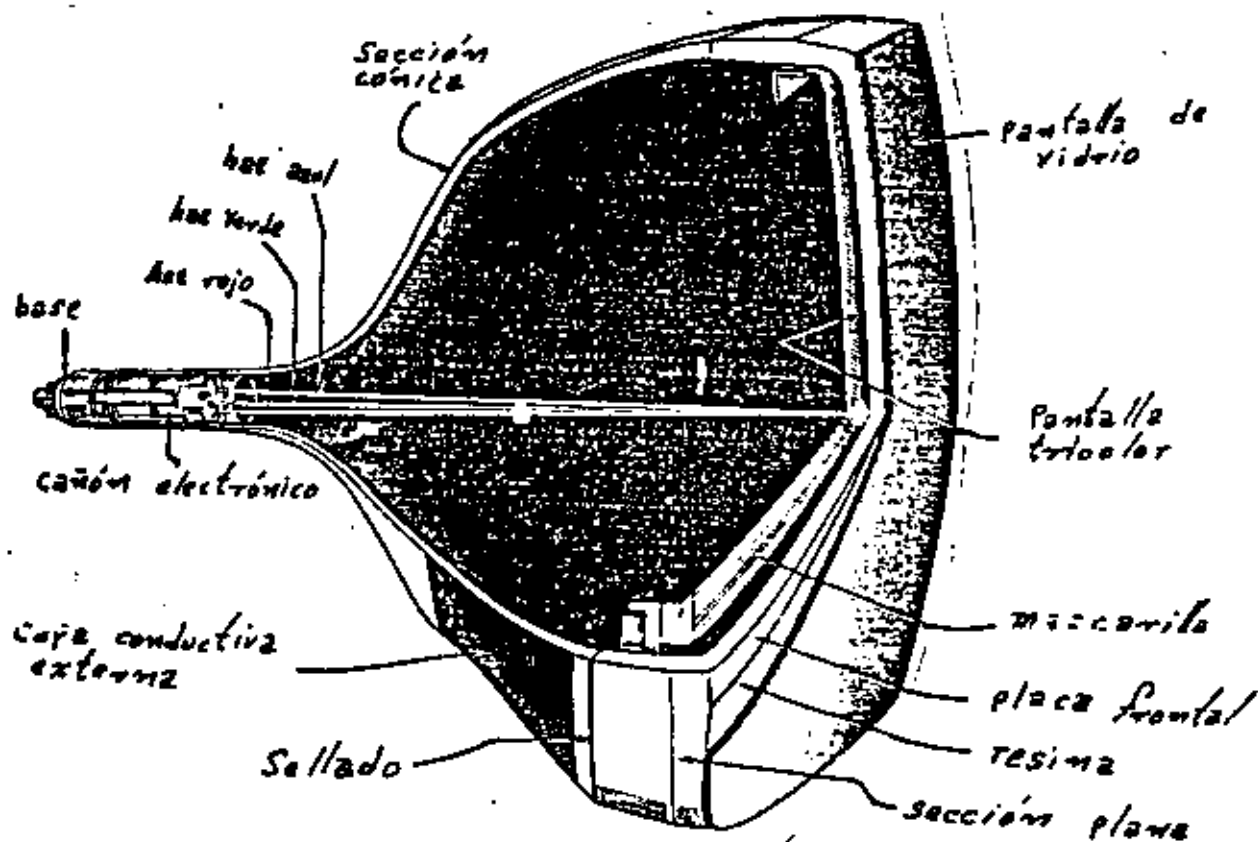


Fig. 4.5.9 Estructura de un tubo de color con tres haces electrónicos.

un patrón pre-establecido para determinar la forma para cada dígito o letra. El sistema de deflexión puede ser electrostático o magnético de manera que el fino haz de electrones explore la pantalla completa de la misma forma en que se leen las palabras de línea en línea sobre una página, como se muestra en la Fig 4.5.10.

El número de líneas de exploración debe ser lo suficientemente grande con el fin de incluir el mayor número posible de elementos de la señal de información. Ha sido estandarizado un total de 525 líneas para un cuadro completo en el sistema standard de 6 mega-hertz de los canales de televisión. Para la formación de caracteres se utilizan cuando menos 7 líneas. La fig 4.5.11 muestra la exploración del haz para la letra E.

Para el despliegue de indicadores numéricos de siete segmentos, ya sea de filamentos o de diodos emisores de luz, requieren de un decodificador, dado que la información viene representada por palabras digitales en lenguaje de máquina.

En la Fig. 4.5.12 se muestra el arreglo de los segmentos y una matriz que muestra cuales son los elementos que deben estar apagados para dar un número específico. Inicialmente se considera que todos los segmentos estén encendidos y que para producir un cierto

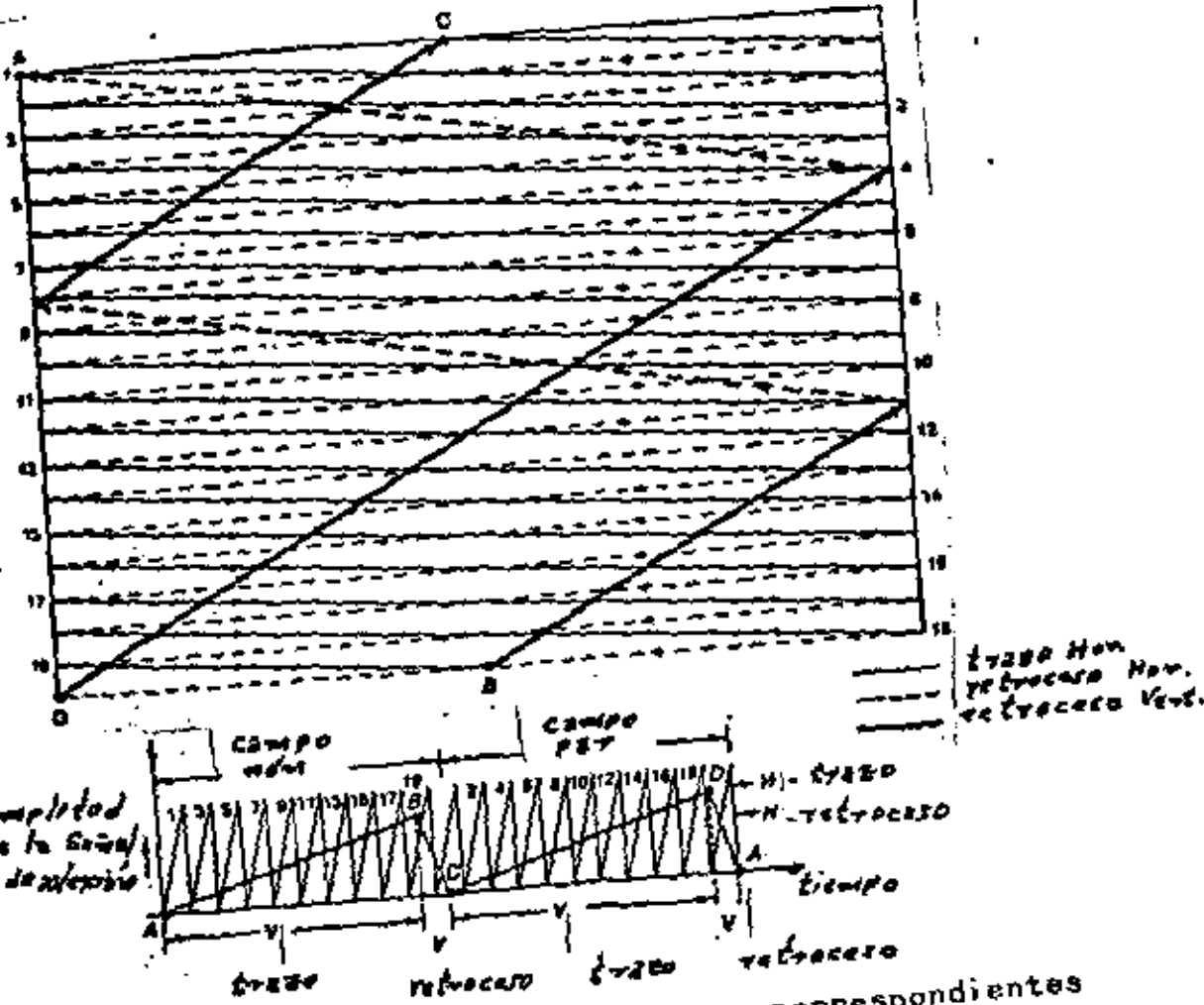


Fig. 4.5.10 Patrón de exploración con sus correspondientes formas de onda de deflexión.

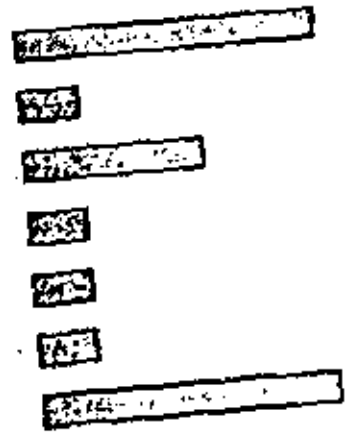
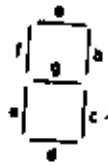



Fig. 4.5.11 Exploración para la letra E.



número se apagarán los elementos que no formen parte del símbolo del número. Esta consideración permite simplificar el circuito del decodificador.



 segmento apagado

Control de segmentos

	a	b	c	d	e	f	g
0							
1	X			X	X	X	X
2			X			X	
3					X	X	
4	X			X			
5			X			X	
6	X	X					
7				X	X	X	
8							X
9	X			X			

Fig 4.5.12 Requisitos de excitación para indicador de 7 segmentos

La tabla de verdad del decodificador se muestra en la Fig 4.5.13 a, a partir de la cual se obtienen las expresiones para el control de cada segmento :

$$a = A B C D + A C$$

$$\bar{b} = A \bar{B} C + \bar{A} B C$$

$$c = \bar{A} B \bar{C}$$

$$\bar{d} = \bar{A} \bar{B} C + A B C + A \bar{B} \bar{C}$$

$$\bar{e} = A + \bar{B} C$$

$$\bar{f} = A \bar{D} \bar{C} + A B + B \bar{C}$$

$$\bar{g} = \bar{B} \bar{C} \bar{D} + A B C$$

De las expresiones anteriores, se tiene que el circuito del decodificador es el mostrado en la Fig. 4.5.13 b

Entrada				Salida						
D	C	B	A	a	b	c	d	e	f	g
0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0
0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0
0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1
0	0	1	1	1	1	1	0	0	1	1
0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1
0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1
0	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1
0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	1	1	1	0	0	1	1	1
1	0	1	0	0	0	1	1	0	1	1
1	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1
1	1	0	0	0	1	0	0	0	1	1
1	1	0	1	1	0	0	1	0	1	1
1	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1
1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0

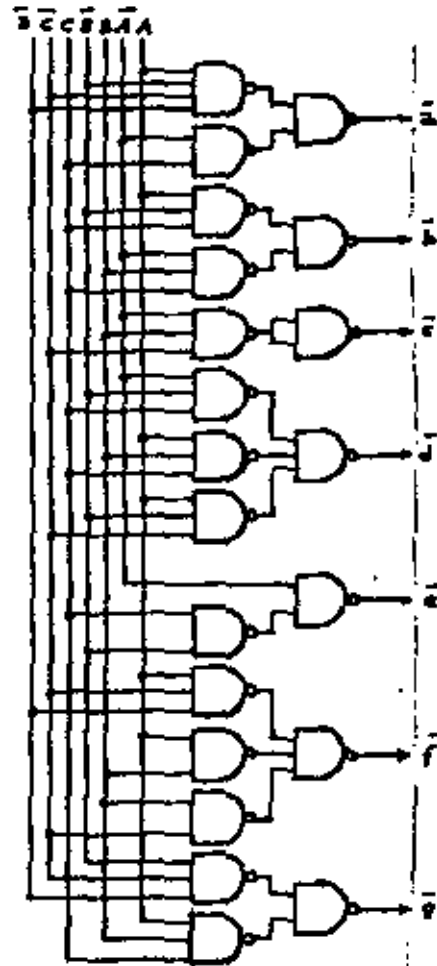
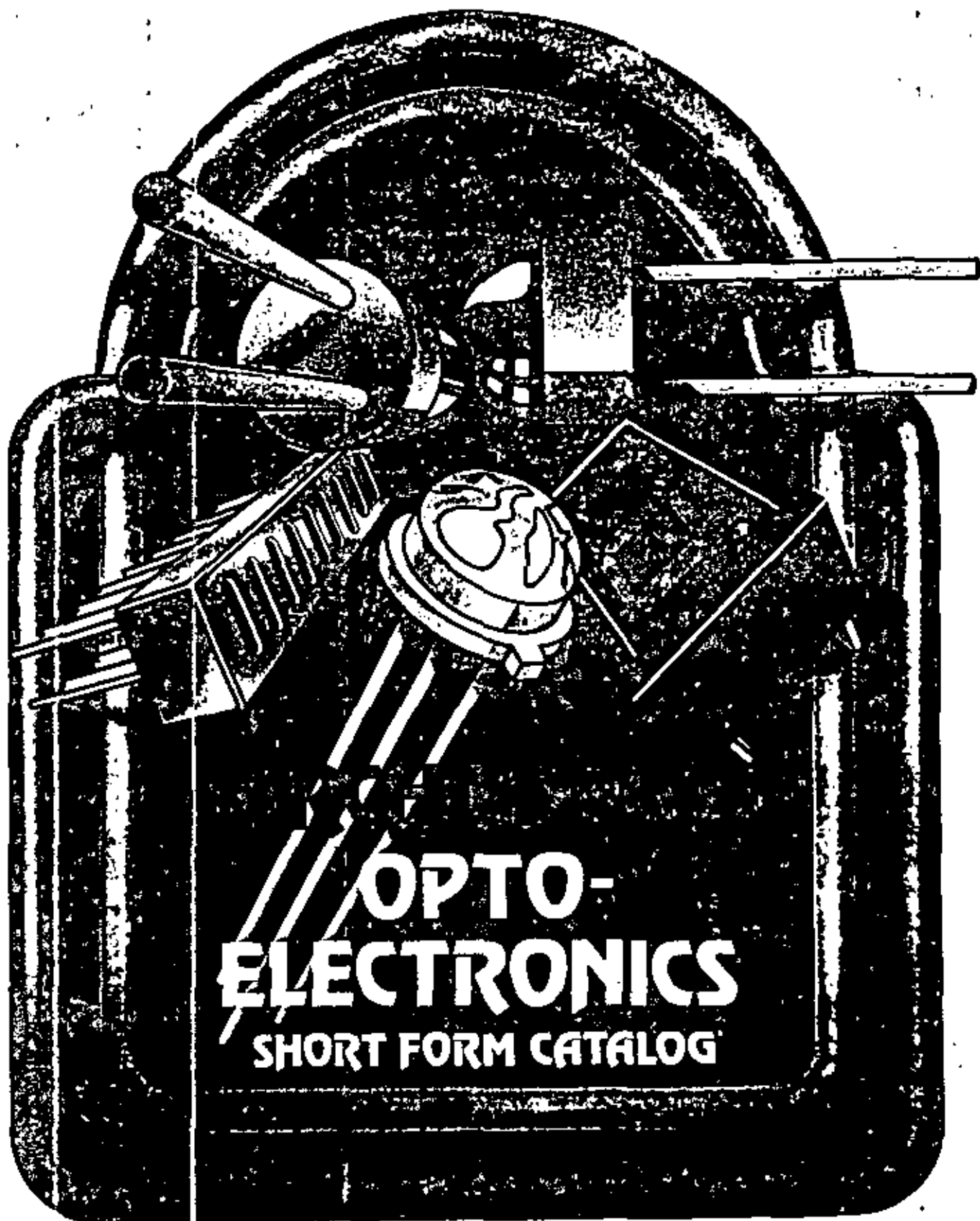


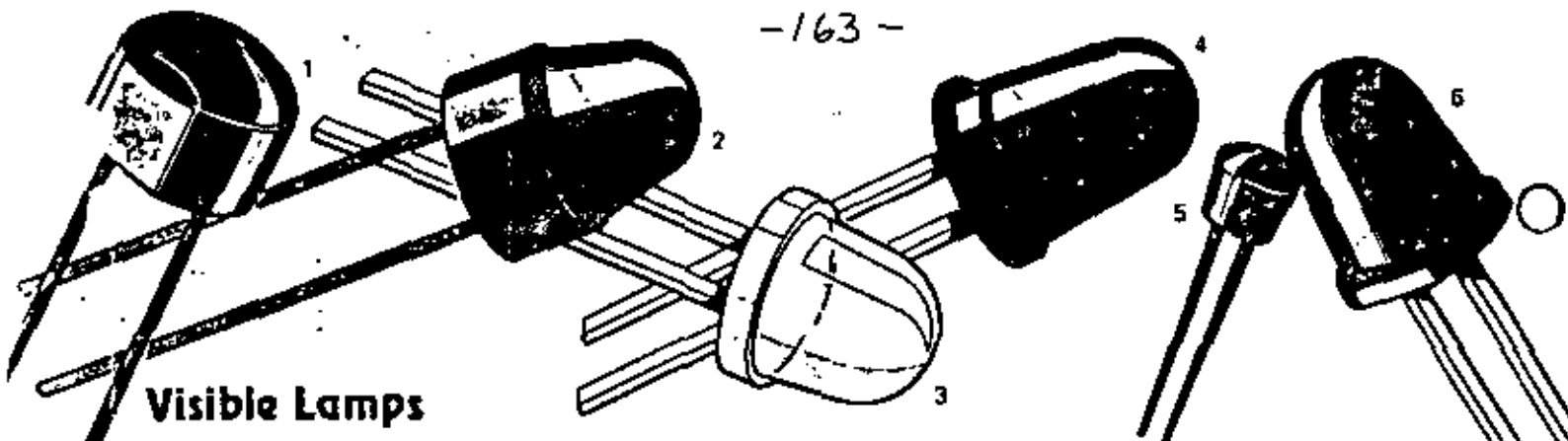
Fig. 4.5.13 Decodificador BCD 8421 - siete segmentos a) Tabla de verdad b) Circuito Lógico.

**BIBLIOGRAFIA**

1. Instrumentación Digital  
Asociación Mexicana de Ingenieros en Comunicaciones y Electrónica  
(AMICEB)  
Editorial LIMUSA 1979.
2. Fundamentals of Display System Design  
By Sol Sherr  
Editorial Wiley - Intersciencie 1970.
3. Diseño con Circuitos Integrados T T L  
Editado por Robert L. Morris y John R. Miller  
Texas Instruments Incorporated  
C.E.C.S.A. 1982
4. Basic Television  
Principles and Servicing  
Bernard Grob  
Mc. Graw-Hill 1975



**OPTO-  
ELECTRONICS**  
SHORT FORM CATALOG



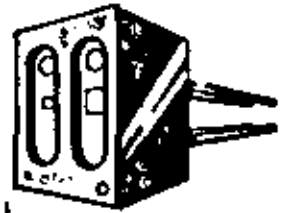
### Visible Lamps

DEVICE NO.	LENS	FUNCTION	FORWARD DC CURRENT — mA	LUMINOUS INTENSITY — mcd $I_f = 20 \text{ mA}$	FORWARD VOLTAGE — VOLTS $I_f = 20 \text{ mA}$		PACKAGE DRAWING
					Typ	Max	
FLV 100	Clear Red	High Intensity Point Source	50	0.5	1.7	2.0	1
FLV 101	Diffused Red	Indicator	50	0.45	1.7	2.0	1
FLV 102	Diffused Red	Indicator	50	1.0	1.7	2.0	2
FLV 103	Water Clear	Backlighting	50	2.5	1.7	2.0	3
FLV 104	Water Clear	Narrow Beam	100	$I_f = 100 \text{ mA}$ 40 mW/sr	$I_f = 100 \text{ mA}$ 2.0    2.5		4
FLV 107	Diffused Red	Subminiature	35	0.5	1.7	2.0	5
FLV 108	Diffused Clear	Indicator	50	1.0	1.7	2.0	2
FLV 110	Diffused Red	Indicator	50	2.0	1.7	2.0	6
FLV 111	Water Clear	Backlighting	50	2.0	1.7	2.0	6
FLV 112	Diffused Clear	Indicator	50	2.0	1.7	2.0	6
FLV 114	Clear Red	Point Source	50	.25	1.9	3.0	1
FLV 115	Diffused Clear	Indicator	50	$I_f = 50 \text{ mA}$ 1.0	1.9	3.0	2
FLV 116	Diffused Red	Indicator	50	1.0	1.9	3.0	2
FLV 117	Diffused Red	Indicator	50	2.0	1.9	3.0	6
FLV 118	Water Clear	Backlighting	50	2.0	1.9	3.0	6
FLV 119	Diffused Clear	Indicator	50	2.0	1.9	3.0	6



### Optically Coupled Isolators

DEVICE NO.	DESCRIPTION	CURRENT TRANSFER RATIO — % $I_f = 10 \text{ mA}, V_{CE} = 0.4 \text{ V}$		INPUT TO OUTPUT ISOLATION VOLTAGE — VOLTS	$BV_{C10}$ — VOLTS $I_f = 100 \mu\text{A}, I_c = 0$	PACKAGE DRAWING
		Min	Typ			
FCD 810	6 Pin Dip Isolator	10	—	1500 VDC	20	12
FCD 811	6 Pin Dip Isolator	20	—	2500 VAC	30	12
FCD 820	6 Pin Dip Isolator	20	—	1500 VAC	30	12

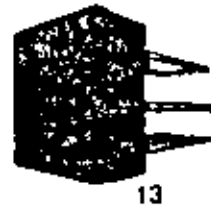


## Emitter/Sensor Arrays

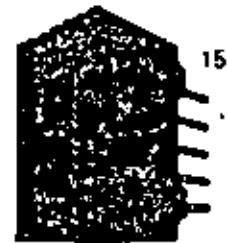
DEVICE NO.	DESCRIPTION	DIODE		PHOTO-TRANSISTOR $V_{CE0} - \text{Volts}$ $I_C = 1.0 \text{ mA}$	COMBINED IC — $\mu\text{A}$		PACKAGE DRAWING
		Maximum Forward Current — mA	$V_f$ (Typ) — V $I_f = 20 \text{ mA}$		Min $I_f = 50 \text{ mA}$ , $d = .40''$ , $V_{CE} = 5 \text{ V}$	Max	
FPA 103	Light Reflective Emitter/Sensor Array	75	1.25	12	20	—	22
FPA 104	Light Reflective Emitter/Sensor Array 3:1 Match	75	1.25	12	60	180	22
FPA 105	Light Reflective Emitter/Sensor Array 2:1 Match	75	1.25	12	80	160	22



14



13



15

## Single Character Displays

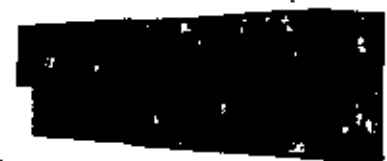
DEVICE NO.	DESCRIPTION	PEAK CURRENT PER SEGMENT — mA	FORWARD VOLTAGE — VOLTS $I_f = 10 \text{ mA/seg.}$	LUMINOUS INTENSITY — mod (Typ) $I_f = 5 \text{ mA}$	PACKAGE DRAWING
FND 10	$\frac{1}{8}''$ Digit, Standard Leads, DC Applications	150	1.70	.050	13
FND 10A	$\frac{1}{8}''$ Digit, Formed Leads, DC Applications	150	1.70	.050	14
FND 12	$\frac{1}{8}''$ Digit, Standard Leads, Multiplex Applications	150	1.70	.080	13
FND 12A	$\frac{1}{8}''$ Digit, Formed Leads, Multiplex Applications	150	1.70	.080	14
FND 70	$\frac{1}{8}''$ Digit, D.I.P. Package, DC or Multiplex Applications	250	$I_f = 125 \text{ mA/seg.}$ 1.90	$I_f = 20 \text{ mA}$ .30	15

## Display Arrays

DEVICE NO.	DESCRIPTION	PACKAGE DRAWING
FNA 21	8 Digit $\frac{1}{8}''$ Array in Encapsulated Module	18
FNA 25	9 Digit $\frac{1}{8}''$ Array without Drivers	17
FNA 30	9 Digit Low Cost PC Board Array	18
FNA 45	9 Digit $\frac{1}{8}''$ Array with Drivers	17



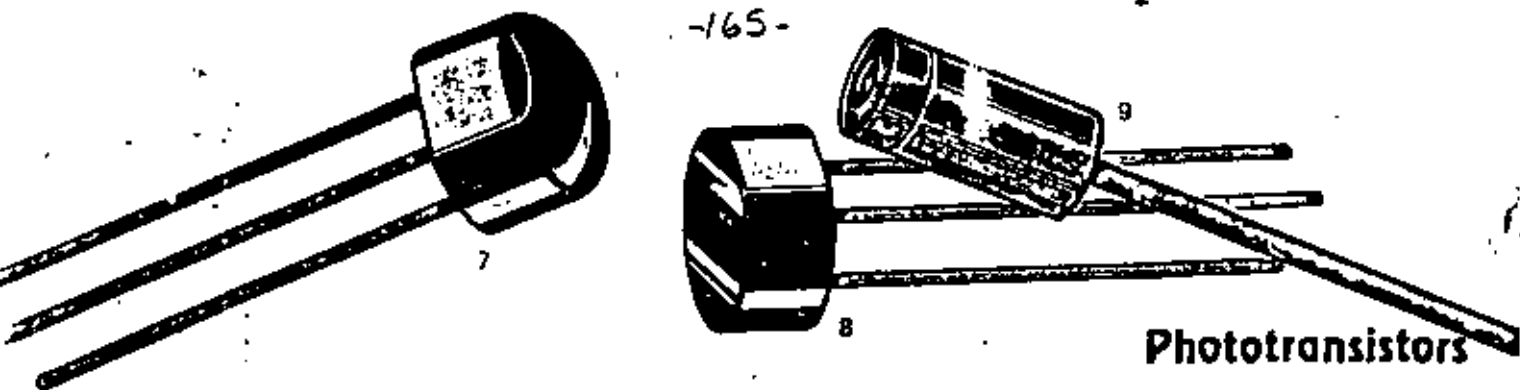
16



17



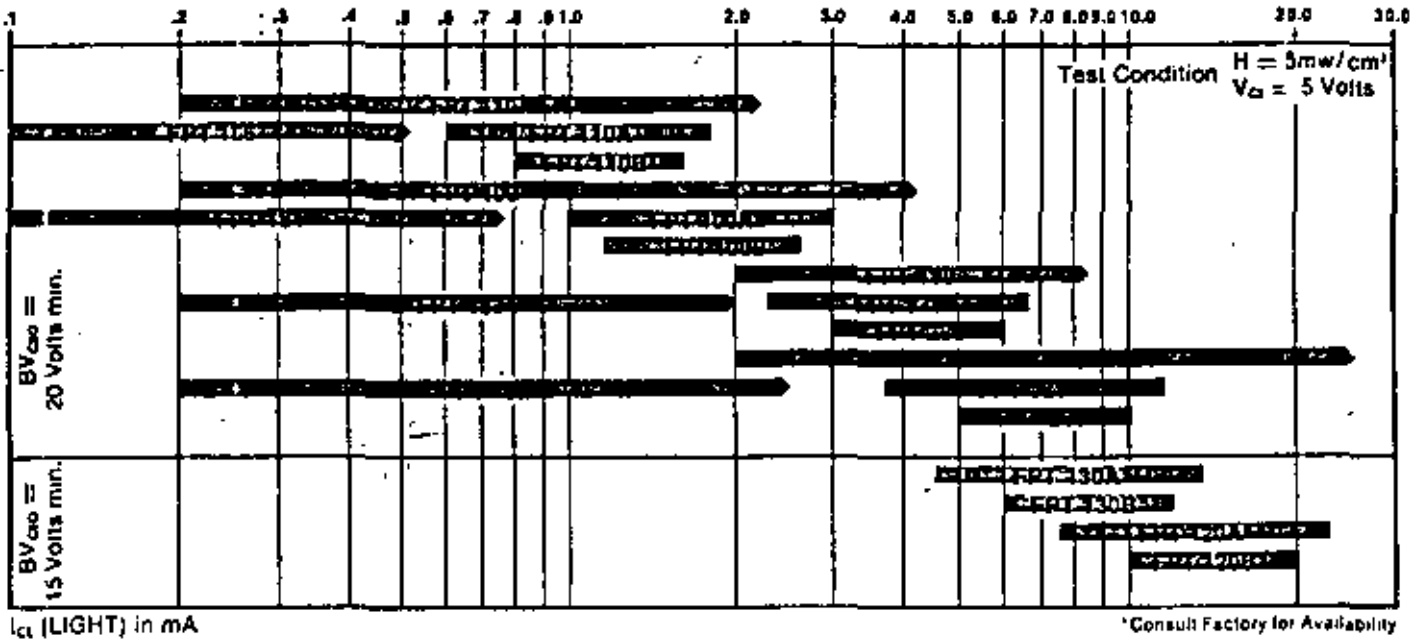
18



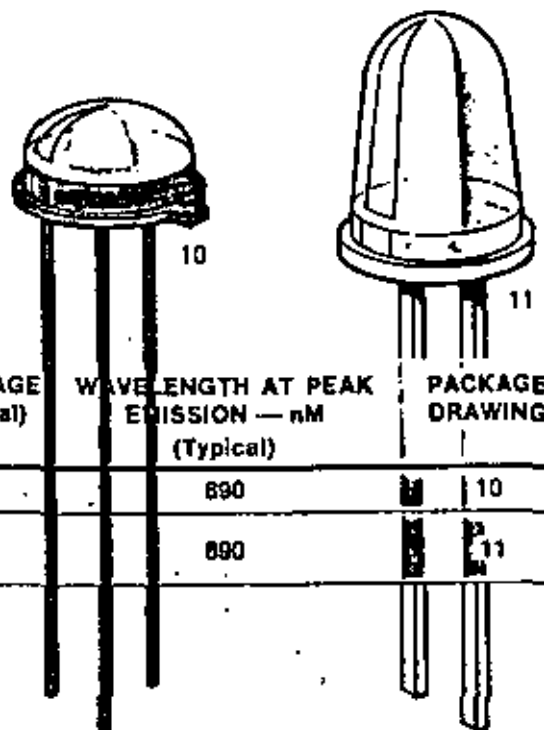
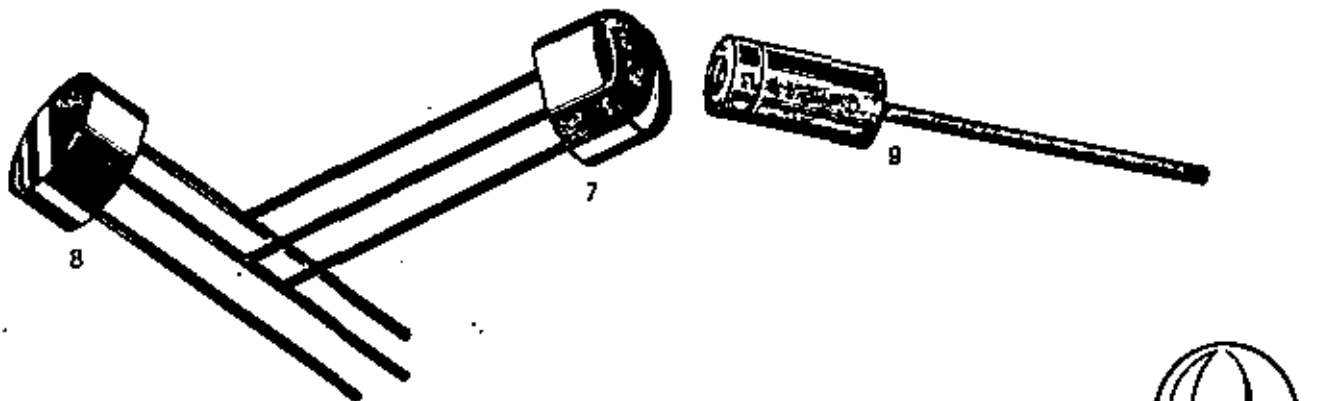
## Phototransistors

DEVICE NO.	DESCRIPTION	BV <sub>ceo</sub> — VOLTS I <sub>c</sub> = 1.0 mA		I <sub>c1</sub> (LT) — mA V <sub>ce</sub> = 5.0 V			V <sub>ce</sub> (sat) — VOLTS H = 20 mW/cm <sup>2</sup>			T <sub>r</sub> , μs Typ	PACKAGE DRAWING	
		Min	Typ	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max			
FPT 100	Plastic, Round Lens General Purpose	30	50	H = 5.0 mW/cm <sup>2</sup> 0.2	1.4	—	I <sub>c</sub> = 500 μA —	0.16	0.3	2.8	2.8	7
FPT 100A	Plastic, Round Lens 1:3 Sensitivity	30	50	H = 5.0 mW/cm <sup>2</sup> 1.0	1.4	3.0	I <sub>c</sub> = 500 μA —	0.16	0.3	2.8	2.8	7
FPT 100B	Plastic, Round Lens 1:2 Sensitivity	30	50	H = 5.0 mW/cm <sup>2</sup> 1.3	1.4	2.6	I <sub>c</sub> = 500 μA —	0.16	0.3	2.8	2.8	7
FPT 101	Miniature, .080" Dia. Hermetic Package	I <sub>c</sub> = 0.1 mA 30	H ≤ 0.1 μW/cm <sup>2</sup> 60	H = 20 mW/cm <sup>2</sup> 0.8	3.5	—	I <sub>c</sub> = 0.4 mA —	0.25	0.3	—	—	9
FPT 102	Miniature, .080" Dia. Hermetic Package	I <sub>e</sub> = 5.0 μA 50	H ≤ 0.1 μW/cm <sup>2</sup> 120	V <sub>e</sub> = -10.0 V, H ≤ 0.1 μW/cm <sup>2</sup> —	0.1 mA	25 nA	V <sub>e</sub> = -10.0 V 12 μA	20 μA	—	—	—	9
FPT 110	Plastic, Flat Lens General Purpose	30	50	H = 5.0 mW/cm <sup>2</sup> 0.2	.88	—	I <sub>c</sub> = 500 μA —	0.16	0.33	2.8	2.8	8
FPT 110A	Plastic, Flat Lens 1:3 Sensitivity	30	50	H = 5.0 mW/cm <sup>2</sup> 0.6	.88	1.8	I <sub>c</sub> = 500 μA —	0.16	0.33	2.8	2.8	8
FPT 110B	Plastic, Flat Lens 1:2 Sensitivity	30	50	H = 5.0 mW/cm <sup>2</sup> 0.8	.88	1.8	I <sub>c</sub> = 500 μA —	0.16	0.33	2.8	2.8	8
FPT 120	Plastic, Flat Lens High Sensitivity	20	50	H = 1.0 mW/cm <sup>2</sup> 0.4	1.5	—	I <sub>c</sub> = 1 mA —	0.25	0.55	18.0	18.0	7
FPT 120A	Plastic, Round Lens 1:3 Sensitivity	15	30	H = 1.0 mW/cm <sup>2</sup> 1.5	2.4	4.5	I <sub>c</sub> = 1 mA —	0.25	0.55	18.0	18.0	7
FPT 120B	Plastic, Round Lens 1:2 Sensitivity	15	30	H = 1.0 mW/cm <sup>2</sup> 2.0	2.4	4.0	I <sub>c</sub> = 1 mA —	0.25	0.55	18.0	18.0	7
FPT 130	Plastic, Flat Lens High Sensitivity	20	50	H = 1.0 mW/cm <sup>2</sup> 0.4	0.9	—	I <sub>c</sub> = 1 mA —	0.25	0.55	18.0	18.0	8
FPT 130A	Plastic, Flat Lens 1:3 Sensitivity	15	30	H = 1.0 mW/cm <sup>2</sup> 0.9	1.5	2.7	I <sub>c</sub> = 1 mA —	0.25	0.55	18.0	18.0	8
FPT 130B	Plastic, Flat Lens 1:2 Sensitivity	15	30	H = 1.0 mW/cm <sup>2</sup> 1.2	1.5	2.4	I <sub>c</sub> = 1 mA —	0.25	0.55	18.0	18.0	8
FPT 131	Plastic, Round Lens	15	50	H = 5.0 mW/cm <sup>2</sup> 0.1	1.4	—	I <sub>c</sub> = 500 μA —	0.16	0.7	2.8	2.8	7
FPT 132	Plastic, Round Lens	10	30	H = 1.0 mW/cm <sup>2</sup> 0.2	1.5	—	I <sub>c</sub> = 1 mA —	0.15	0.7	18.0	18.0	7
FPT 136	Plastic, Flat Lens	15	50	H = 5.0 mW/cm <sup>2</sup> 0.1	.88	—	I <sub>c</sub> = 500 μA —	0.16	0.7	2.8	2.8	8
FPT 137	Plastic, Flat Lens	10	30	H = 1.0 mW/cm <sup>2</sup> 0.2	0.9	—	I <sub>c</sub> = 1 mA —	0.15	0.7	18.0	18.0	8
FPT 220	Plastic, Round Lens 1:2 Sensitivity	20	50	H = 1.0 mW/cm <sup>2</sup> 1.0	1.5	2.0	I <sub>c</sub> = 1 mA —	0.25	0.55	18.0	18.0	7
FPT 230	Plastic, Flat Lens 1:2 Sensitivity	20	50	H = 1.0 mW/cm <sup>2</sup> 0.6	0.9	1.2	I <sub>c</sub> = 1 mA —	0.25	0.55	18.0	18.0	8
FPT 320	Plastic, Round Lens 1:3 Sensitivity	20	50	H = 1.0 mW/cm <sup>2</sup> 0.75	1.5	2.25	I <sub>c</sub> = 1 mA —	0.25	0.55	18.0	18.0	7
FPT 330	Plastic, Flat Lens 1:3 Sensitivity	20	50	H = 1.0 mW/cm <sup>2</sup> 0.45	0.9	1.35	I <sub>c</sub> = 1 mA —	0.25	0.55	18.0	18.0	8

# Phototransistor Selector Chart



\*Consult Factory for Availability

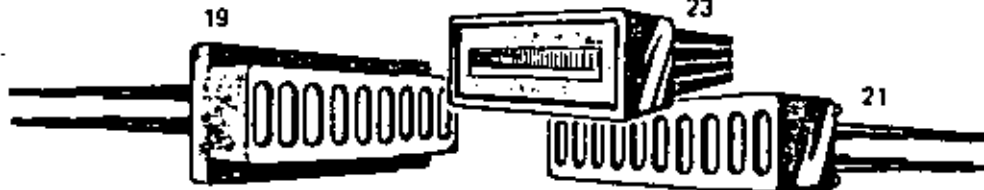


## Infrared Emitters

DEVICE NO.	DESCRIPTION	MAX CURRENT — mA	FORWARD VOLTAGE — VOLTS (Typical) $I_f = 100$ mA	WAVELENGTH AT PEAK EMISSION — nm (Typical)	PACKAGE DRAWING
FPE 100	Metal Header Pkg.	100	1.35	890	10
FPE 104	Lead Frame Narrow Beam (4°)	100	1.3	890	11



# Source/Sensor Arrays



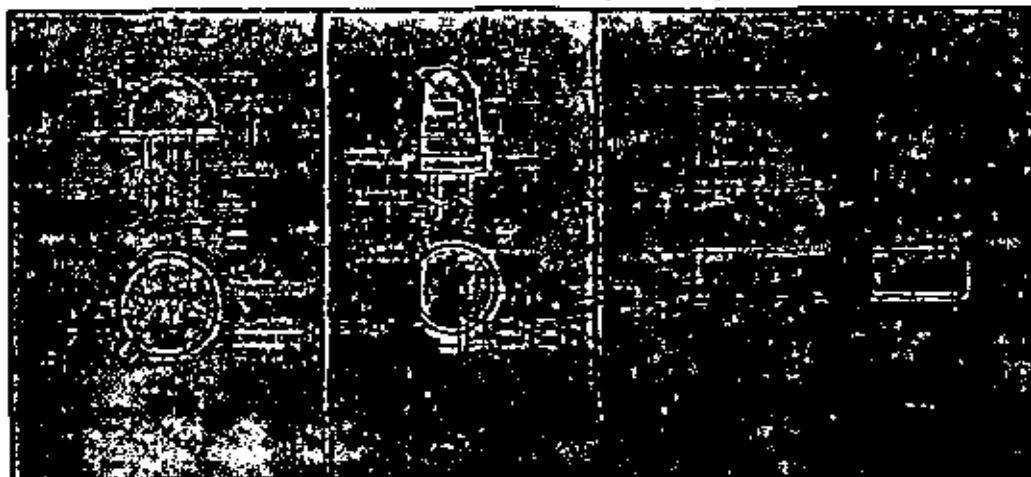
DEVICE NO.	DESCRIPTION	SOURCE			SENSOR			$I_{out}$		PACKAGE DRAWING
		Maximum Current — mA/cell	Forward Voltage — V $I_f = 50 \text{ mA}$	Sustaining Voltage — Volts	$I_c$ (L) — mA $V_{ci} = 5.0 \text{ V}$	$V_{ci}$ (sat) — Volts	$H = 10 \text{ mW/cm}^2$	MIN MAX	Typ	
FPA 100	9 Element Source/Sensor Array	75	1.25 (typ)	12	4.5 $H = 1.0 \text{ mW/cm}^2$	0.4 $H = 10 \text{ mW/cm}^2$ $I_c = 4 \text{ mA}$	0.5	0.65	$I_m = 50 \text{ mA}$ $d = .050"$	19
FPA 101	12 Element Source/Sensor Array	75	1.25 (typ)	12	4.5 $H = 1.0 \text{ mW/cm}^2$	0.4 $H = 10 \text{ mW/cm}^2$ $I_c = 4 \text{ mA}$	0.5	0.65	$I_m = 50 \text{ mA}$ $d = .050"$	20
FPA 102	10 Element Source/Sensor Array	75	1.25 (typ)	12	4.5 $H = 1.0 \text{ mW/cm}^2$	0.4 $H = 10 \text{ mW/cm}^2$ $I_c = 4 \text{ mA}$	0.5	0.65	$I_m = 50 \text{ mA}$ $d = .050"$	21
FPA 601	64 Element Self-Scanning Array									23
FPA 602	128 Element Self-Scanning Array									23
FPA 700	9 Element Sensor Array	25	—	20	1.75 $H = 10 \text{ mW/cm}^2$	0.18 $H = 20 \text{ mW/cm}^2$ $I_c = 500 \mu\text{A}$	0.5	0.65	$H = 5 \text{ mW/cm}^2$	19
FPA 700A	9 Element Sensor Array cm*	25	—	20	1.75 $H = 10 \text{ mW/cm}^2$	0.18 $H = 20 \text{ mW/cm}^2$ $I_c = 500 \mu\text{A}$	0.75	0.65	$H = 5 \text{ mW/cm}^2$	19
FPA 710	12 Element Sensor Array	25	—	20	1.75 $H = 10 \text{ mW/cm}^2$	0.18 $H = 20 \text{ mW/cm}^2$ $I_c = 500 \mu\text{A}$	0.5	0.65	$H = 5 \text{ mW/cm}^2$	20
FPA 710A	12 Element Sensor Array cm*	25	—	20	1.75 $H = 10 \text{ mW/cm}^2$	0.18 $H = 20 \text{ mW/cm}^2$ $I_c = 500 \mu\text{A}$	0.75	0.65	$H = 5 \text{ mW/cm}^2$	20
FPA 720	10 Element Sensor Array	25	—	20	1.75 $H = 10 \text{ mW/cm}^2$	0.18 $H = 20 \text{ mW/cm}^2$ $I_c = 500 \mu\text{A}$	0.5	0.65	$H = 5 \text{ mW/cm}^2$	21
FPA 720A	10 Element Sensor Array cm*	25	—	20	1.75 $H = 10 \text{ mW/cm}^2$	0.18 $H = 20 \text{ mW/cm}^2$ $I_c = 500 \mu\text{A}$	0.75	0.65	$H = 5 \text{ mW/cm}^2$	21

\*cm = Close Match



## Infrared Emitters

## Optically Coupled Isolators

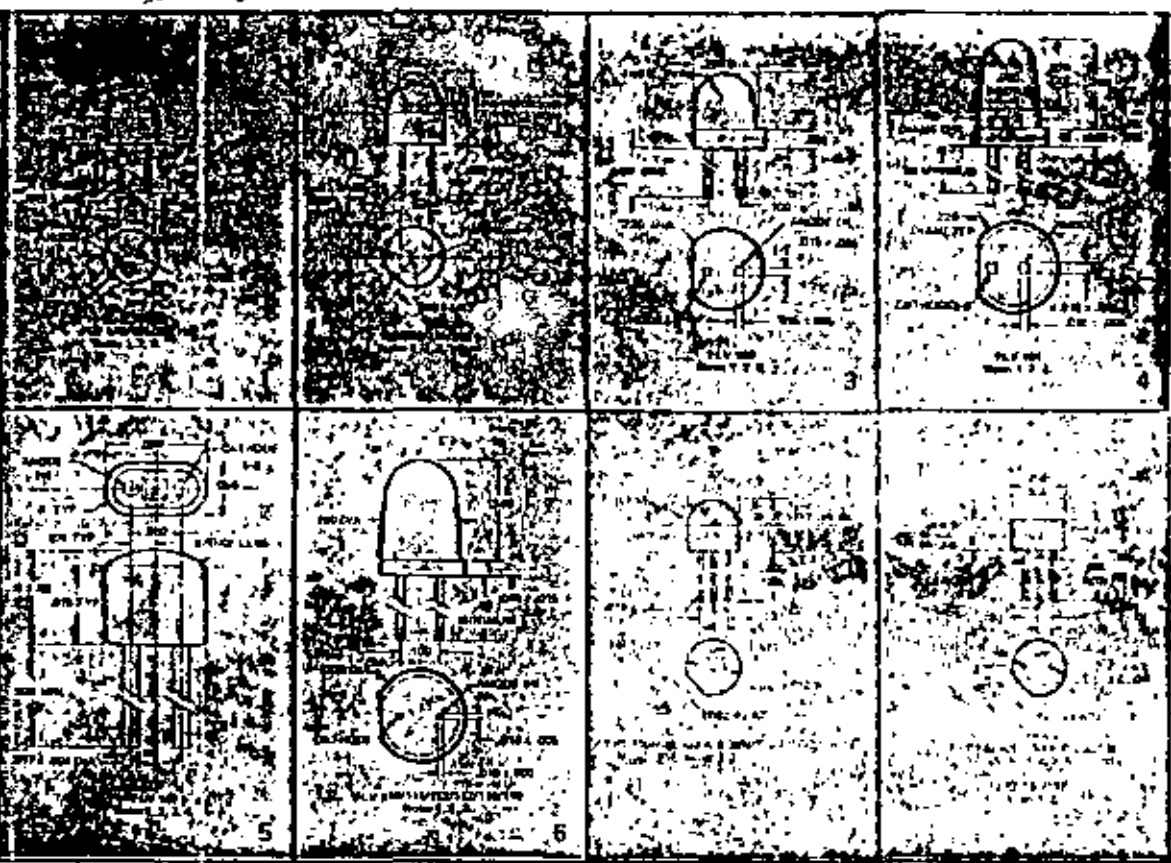


INFRARED EMITTERS - Notes:

1. All dimensions in inches 2.010 unless otherwise specified.
2. Polarity shown for Forward Bias ("ON" State).
3. Package has metal leads with transparent acrylic lens.

# Visible Lamps

# Package Outlines



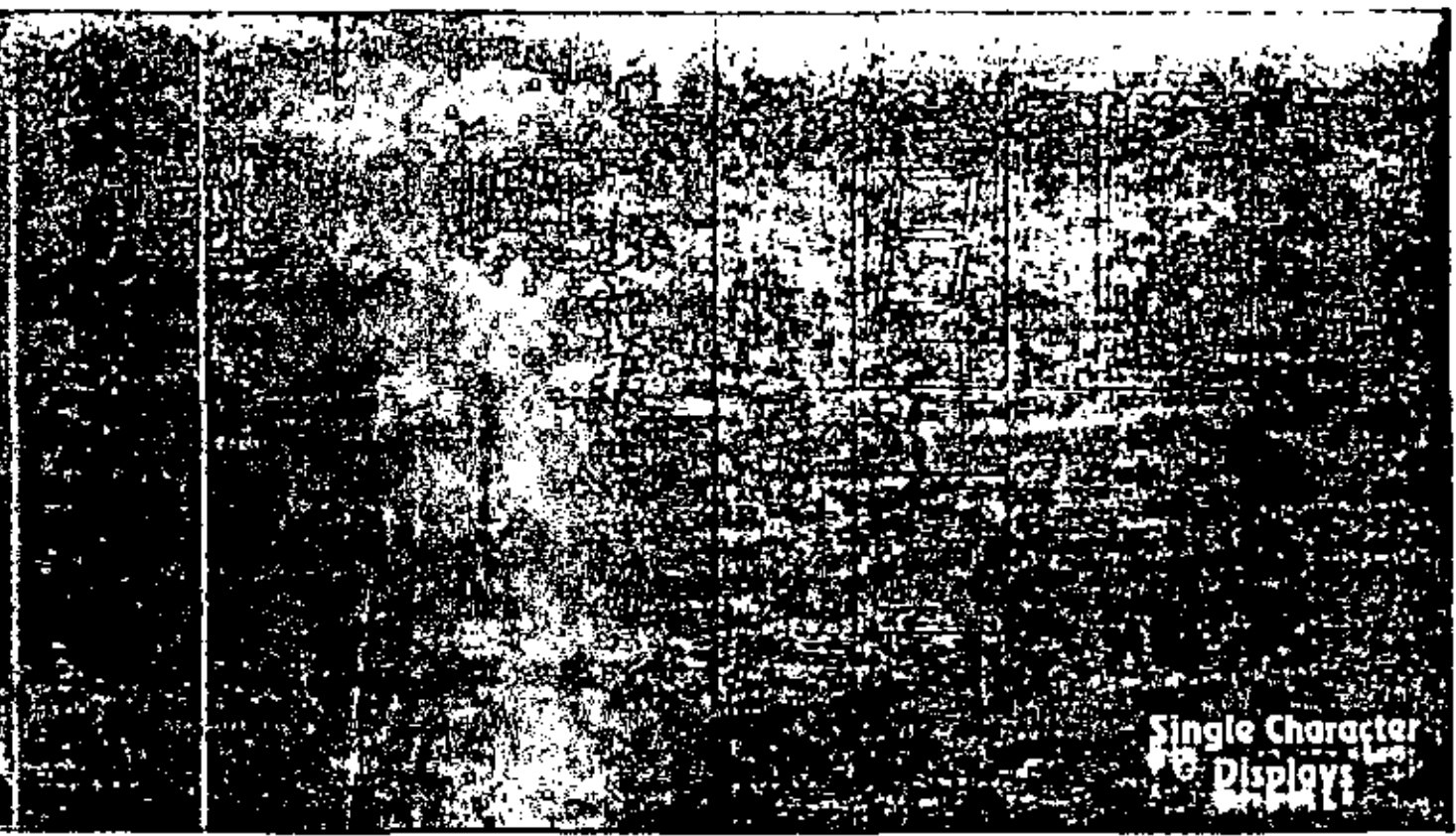
# Phototransistors

### VISIBLE LAMPS - Notes:

1. All dimensions in inches  $\pm 0.10$  unless otherwise specified. 2. All leads electrically isolated from case. 3. Polarities shown for Forward Bias ("ON" State). 4. Die placement is on the X and Y centerlines of the package  $\pm 0.10$  along the X axis;  $\pm 0.05$  along the Y axis.

### PHOTOTRANSISTORS - Notes:

1. All dimensions in inches  $\pm 0.10$  unless otherwise specified. 2. Polarities shown for Forward Bias ("ON" State). 3. Package has metal header with transparent acrylic lens.

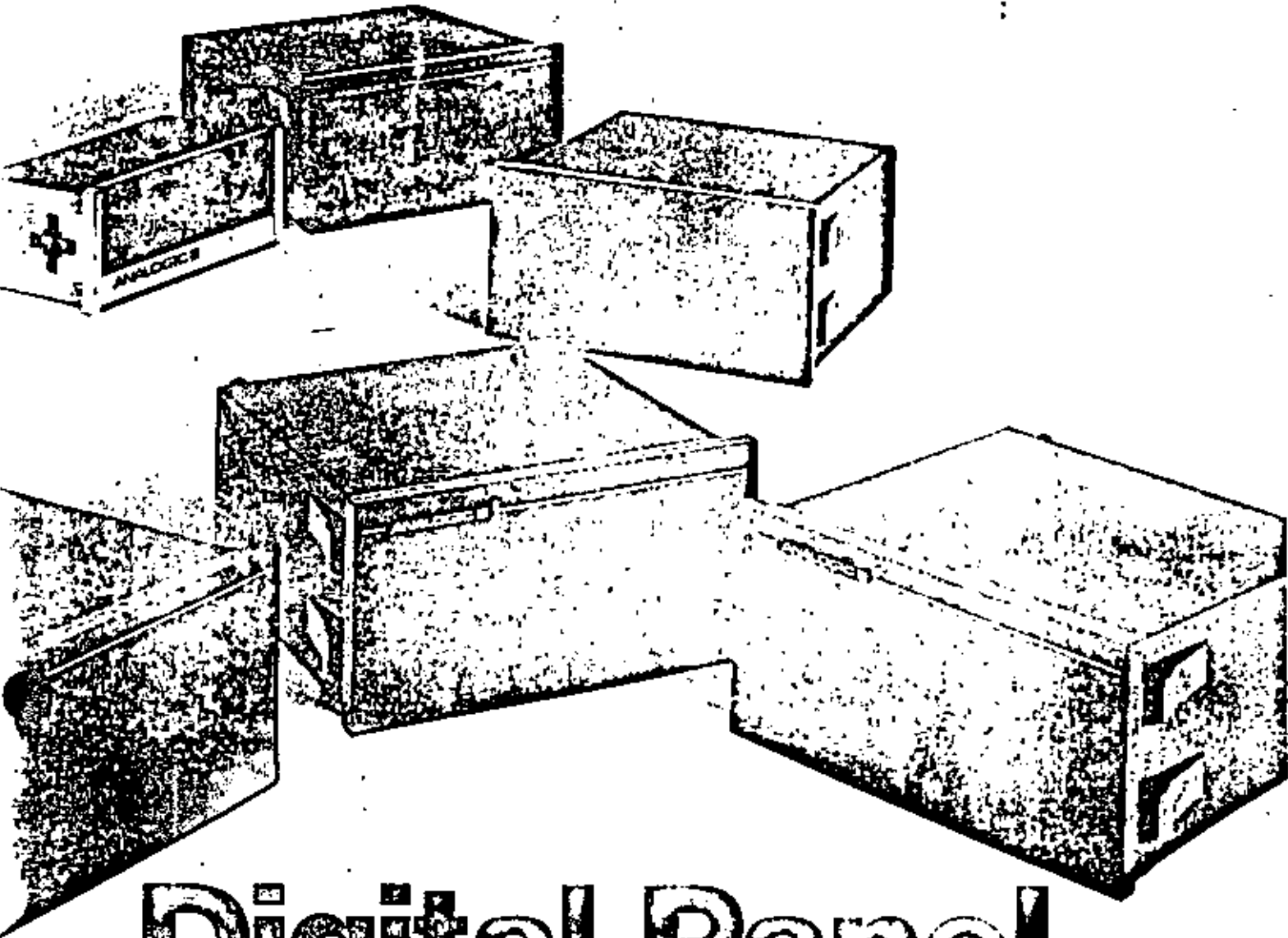


# Single Character Displays

### SINGLE CHARACTER DISPLAYS - Notes:

1. All dimensions in inches  $\pm 0.10$  unless otherwise specified. 2. Marking: ND10XXX (XXX = Date Code). 3. Class Marking: XXX (Intensity Class  $\pm 15\%$ , Rotation Class  $\pm 1^\circ$  typical, Weight Class Y  $1.00\mu$  typical) XXX preceded by dot for FND 10/10A. 4. Marking: FND 30 XXX (XXX = Date Code). 5. Dimensions apply at seating plane. 6. Intensity Class Marking: XX (Class  $\pm 15\%$  typical).





# Digital Panel Instrumentation

**A Design & Selection Guide**



**ANALOGIC** 

...The Digitizers

Analogic is the World Leader in Digital Panel Instrumentation. More Analogic DPI's are used by OEM's and end-users, for more different applications, than any other brand. But leadership is not simply a matter of the number and diversity of applications. It is also measured by the technological pace of a product line... and in that respect, Analogic, a pioneer in the field, has established and maintained an unchallenged position of leadership.

Since 1969, Analogic Has Continuously Advanced DPI Technology. In fact, a list of Analogic "firsts" would virtually trace the last seven years of progress in digital panel instrumentation: true dual-slope integration; bipolar measurement and display; auto-zeroing; ultra-high resolution (to 40,000 counts); ratiometric mode measurements; ultra-high CMV and isolation/insulation characteristics; BCD outputs; digital linearization and other data-translation routines by rate multiplier — in fact, the complete list of Analogic DPI innovations is much longer than this space permits.

The Analogic DPI Line is the Broadest and Most Diversified in the Industry, and it is growing steadily as our development program responds to the continually increasing demand for specific designs that are performance-optimized (and value-optimized) for new applications. If you don't see exactly what you want in this condensed product guide, ask us for it. There's an excellent chance that we can supply it... often from an existing custom or standard modification.

## Selecting the Optimum DPI for your Application

This brief checklist has been developed to help you to move quickly to the consideration of one or more Analogic instruments that will satisfy all of your performance requirements. For more detailed discussions of the parameters and selection criteria given below, see "Design Decisions," pp. 5-6.

**RESOLUTION** is a fundamental selection criterion. The DPI must, of course, be capable of measuring and displaying the input signal to as many digits (counts) as are required by the application. Thus, a 2,000-count (0.000 to 1.999V) DPI cannot indicate a signal change smaller than 1 part in 2,000 (0.05%), or, for 1.999V full scale, 1mV. (For .1999V full scale, the smallest change indicated would be 100µV, of course.) Don't use more resolution than you need, however; it is expensive, and it may display small and distracting changes in the signal that are not meaningful.

**ACCURACY AND STABILITY.** The relative accuracy (linearity) and time/temperature stabilities should be fully consistent with the resolution. This is always true in Analogic designs. For applications requiring the best possible long-term support of the resolution, choose an auto-zeroed DPI.

**POWER SOURCE.** If only AC power is available, you have no choice but to select a line-powered DPI. Similarly, if only +5V DC power is available, you must select a logic-powered DPI. When both are available, you must weigh many other factors (see page 5).

**INPUT INTERFACE.** This is often a very complex consideration, involving many if not all of the following:

**CMRR and CMV.** In many applications the DPI must reject common-mode signals (voltages common to both input lines, not a meaningful part of the difference signal to be measured, but superimposed on it), up to a certain maximum common-mode voltage, or CMV. The rejection ratio, in dB, is called CMRR. See page 5.

**Sensitivity.** The full-scale range must match your available signal. Some DPI's can be provided with built-in microvolt preamplifiers.

**Transducer Compatibility.** This may involve many factors, including: impedance; the need for a ratiometric configuration; the need for DPI-generated transducer excitation; CMRR/CMV, as discussed above; etc. The chart footnotes should be consulted, as well as pages 5-6, and (especially) the description of the new "Measuro-meter™" series on page 4.

**Special Input-Circuit Requirements.** May be met by use of the "kluge-card" modification at our Customer-Interface Centers — see page 6.

**OUTPUT INTERFACE.** If you must transmit the digitized reading to other parts of your system — e.g., to remote displays, printers, computers, microprocessors, or modems — then you should pick a DPI with BCD output. Buffering, bit-serial, byte-serial, and opto-isolation are available... either in standard models, or via digital kluge cards (see page 6).

**PHYSICAL CHARACTERISTICS.** Size, shape, and weight can be important. We offer five different standard packages, including DIN and NEMA standard cases. We can also provide all-metal cases, EMI shielding and filtering, and tamper-proof range/zero controls. If temperature rise is critical, remember that every Analogic DPI is the coolest in its class.

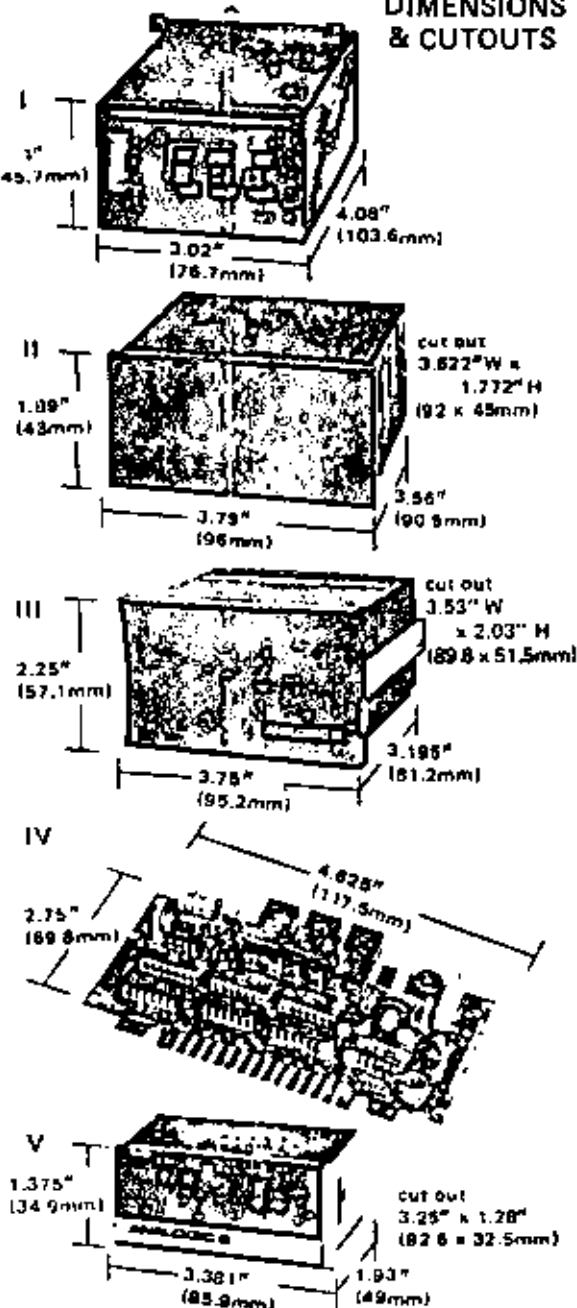
**PRICE AND DISCOUNTS.** Having narrowed your choice to the Analogic DPI's that will do your job, don't hesitate to select the lowest-cost design. We don't cut corners, and we meet our specs with room to spare — so, if a specific Analogic design has the ratings you need, don't spend more on another design to "get a safety margin". If you're shopping for a bargain, remember that we offer substantial quantity discounts, and you can often get a superior Analogic DPI for less than an inferior one that lists for less.

**RELIABILITY.** Every DPI manufacturer claims to have high reliability; Analogic can prove it. Ask us for details of MTBF, 100% burn-in schedules, and worst-case design analysis that validate every rated specification.





## DIMENSIONS & CUTOUTS



### NOTES:

- (Apply to both Line and Logic Powered Designs)
1. Conversion technique — true dual slope integrating with autozero.
  2. Conversion interval — multiple of line frequency to enhance CMRR and NMRR.
  3. Ratio metric operation (optional).
  4. Current source option (for offsetting).
  5. Dual slope integration with adjustable offset.
  6. Ext. Trig/rate settable (standard).
  7. Universal transformer.
  8. Blanking control.
  9. Metal case (optional).
  10. Accommodates exclusive "kluge" card for analog signal conditioning;  $\pm 12V$ ,  $\pm 6V$  available for signal conditioning circuitry. Offset, ratio available.
  11.  $6\mu A$  @ 60Hz leakage, conforms to CSA C22.2 #125 power design and UL544 sec. 27 leakage spec.
  12. Metal case (standard).
  13. Has user-set update rate control.
  14. Case conforms to proposed NEMA and DIN mounting dimensions.
  15. CMV with respect to Dig. Gnd. is  $\pm 300V$  with isolated BCD option AN402, AN408.
  16. HOLD control.

# New! Measurometer™ Series

**DIRECT-READING IN INDUSTRIAL PROCESS PARAMETERS — COMPLETELY SELF-CONTAINED!**

All you add is the transducer. Everything else is already built into the Measurometer™ instrument of your choice: signal conditioning, scaling, span and offset adjustments; units conversion for direct reading in the parameter you require. Large, bright, clear readouts. Selectable decimal-point position. Automatic polarity. Basic DC accuracy,  $\pm 0.05\%$   $\pm 1$  count. Overrange blanking. Designed for long, troublefree service in severe industrial environments. PI2400 Series are  $\pm 2,000$ -count, PI4400 Series are  $\pm 4,000$ -count. BCD outputs will drive printers, computers, etc.

gal/min  
kg  
LBS/ft<sup>3</sup>  
SQ IN/min  
cm/sec  
C  
RPM

**SERIES PI2452/PI4452 (Thermocouple-Temperature).** Measures temperatures from  $-454^{\circ}F$  to  $+3272^{\circ}F$  or  $-270^{\circ}C$  to  $+1800^{\circ}C$  with thermocouple types B, E, J, K, R, S & T. Includes cold-junction compensation & customized ranges.

**SERIES PI2466/PI4466 (Thermocouple-Temperature).** Provides all Series PI2452/PI4452 capabilities plus computer-selected 4-segment linearization for maximum conformity. Temperature resolution of  $1.0^{\circ}$  or  $0.1^{\circ}C$  &  $^{\circ}F$ .

**SERIES PI2455/PI4455 (Current-Receiver).** Accepts 0 to 20, 4 to 20 or 10 to 20mA signals from current transmitters and displays in engineering units.

**SERIES PI2456/PI4456 (Voltage-Receiver).** Accepts 0 to 5, 1 to 5, 0 to 10 or  $-10$  to  $+10V$  signals from voltage transmitters and displays in engineering units.

**SERIES PI2458/PI4458 (DC Ammeter).** Provides standard ranges from  $199.9\mu A$  to 2.000A (or  $399.9\mu A$  to 2.000A). Nominal voltage drop, 100mV/1000 counts.

**SERIES PI2460/PI4460 (AC Ammeter).** Same ranges and specs as for Series PI2458/PI4458, for 50Hz to 20kHz AC. Accuracy,  $\pm 0.15\%$   $\pm 1$  digit.

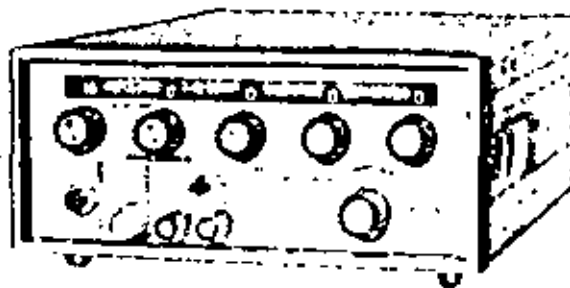
**SERIES PI2461/PI4461 (True-RMS Volts).** Four standard ranges, 1, 10, 100 & 1000 volts true-RMS at crest factors up to 4; 50Hz to 20kHz.

**SERIES PI2462/PI4462 (AC Line Monitor).** Single range of 0 to 199.9 (or 0 to 399.9) VAC, 47 to 440Hz. Accuracy,  $\pm 0.05\%$   $\pm 0.1V$ .

**SERIES PI2463/PI4463 (Mixing-Cell Receiver).** Accepts  $1\mu V$ /count to  $1mV$ /count signals from strain gages, load cells & bridge transducers. Includes sensor excitation & internal or external gain & full-scale offset programming.

## Unique! AN3100 DC Voltage Standard

A true secondary standard, with extraordinary linearity, resolution, absolute accuracy, and stability for a modestly priced instrument. Very broad range of applications in laboratory, production, QC, and field-checkout work. Every AN3100 is furnished with a four-page test report and a certificate of performance traceable to NBS.



- Five Dialable, Digital Decades of DC Voltage — two simultaneous ranges: 0-11.110 Volts, and 0-11.110 millivolts. Resolution to  $1\mu V$ !
- Current Capability: 50 Milliamperes.
- Reversible Polarity, Isolated Output: Can be floated 500 Volts above or below ground, recovers in 300 milliseconds.
- Very High Stability:  $\pm 2PPM/^{\circ}C$  and  $\pm 15PPM$  for 60 days.

### CONDENSED SPECIFICATIONS

**Voltage Range**  
**Main Output:** 0 to  $\pm 11.110$  Volts at front panel terminals.  
**Auxiliary Output:** 0 to  $\pm 11.110$  millivolts at rear panel terminals  
**Absolute Accuracy** (at  $23^{\circ}C$ ):  $\pm 0.02\%$  of reading,  $250\mu V$  (includes 6-month stability and linearity).  
**Long-Term Stability:**  $\pm 15PPM$ , 60 days.  
**Linearity:** within  $\pm 25PPM$ .  
**Temperature Coefficient:**  $\pm 2PPM/^{\circ}C$ .

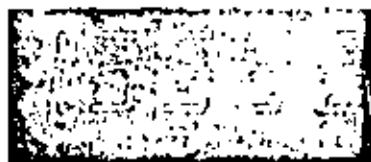
## Design Decisions, continued

**LED OR GAS-PLASMA DISPLAY?** Figure 5 shows photographs of a 0.43" LED display, and a 0.55" planar gas-plasma display, taken under identical ambient light conditions. (Nixie® gas-plasma displays, offered on a few models, are somewhat brighter than the planar displays, but have both the depth-distraction and the character-overlap effects that led to the development of planar displays.) LED's are longer-lived than gas-plasma designs, but both are extremely reliable when properly specified, operated, and tested. Many customers feel that the red LED color spectrum has less contrast, is more fa-



LED  
DISPLAY  
(11mm)

GAS-PLASMA  
DISPLAY  
(14mm)



Note:  
Displays not actual height.

Figure 5.

tiguig, and is less tolerant of ambient glare than the gas-plasma's red-orange spectrum. In general, if visibility is critical, and ambient light is intense and variable, we recommend gas-plasma. If display reliability is paramount, we recommend LED's.

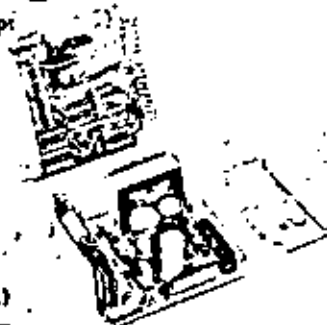
**HOW MUCH EXTERNAL CONTROL?** In many applications, the DPI does not stand alone, but must be integrated into the system's measurement program. Most Analogic designs offer the full range of external control facilities described below:

- **Triggering** of the measurement cycle by an external pulse or logic level. This permits synchronization of the measurement with multiplexing, sampling, other measurements, etc.
- **Blanking**, by which part or all of the display may be blanked at any time, for any length of time.
- **Hold**, by which the measurement process may be stopped (usually, without interfering the measurement in process).
- **Decimal-Point Positioning**, by external logic or switch contacts.
- **Conversion-Rate Control**, either by triggering or by adjustment of a voltage or potentiometer external to the instrument.

The footnotes to the charts on page 3 will guide you to the DPI's having these features.

## Unlimited Versatility! Analogic "Kluge Cards"

Models AN2553 and AN2559 accept both analog and digital plug-in interface cards... called "kluge cards". All Analogic Customer-Interface Centers are equipped to provide both standard and special kluge cards, so as to convert these excellent DPI's into stand-alone "subsystems". (NOTE: for the greatest convenience and value, check on the Measurimeter™ Series, page 4.)



### ANALOG KLUGE CARDS

For direct interfacing of thermocouples, RTD's, and strain gages, for use as multirange DC and AC voltmeters and ammeters, for AC line monitoring, RMS-DC conversion, etc.

### DIGITAL KLUGE CARDS

Usable in (and powered by) the AN2553, AN2559, AN2533, AN2539. AN402 provides parallel 3 1/2 digit BCD outputs, isolated up to +300V from analog ground. (User system power drives isolated output logic). AN403 provides buffered parallel BCD outputs, and the logic required for synchronous control of the RUN input of the AN2533 or AN2553 and a RUN indication for the external system logic. AN404 - General purpose card for user-generated logic. AN406 - Latched, buffered, 3 1/2 digit BCD output. Provides low cost digital interfacing with distinct performance advantages of noise rejection and timing. The output states are continuously valid, held by latches. Regardless of electrical noise induced into the BCD lines, the buffers insure correct readout and BCD output. AN408 - 4 digit version of AN402, isolated up to +500V. AN415 - Converts the digital output of the AN2545 from serial by digit, parallel by bit format to a fully parallel 4 1/2 digit.

REPRESENTED BY:



Copyright 1976 Analogic Corporation. Printed in U.S.A.

## Distributors

**AUSTRIA**  
Kronen GmbH & Co. KG  
Ambergstr. 49  
1140 Vienna  
Tel. (072) 94 56 46  
Telex 96715889

**BELGIUM**  
Roux Automaton  
Avenue East Street 15  
1050 Brussels  
Tel. (02) 848 8900  
Telex 348 21168

**GERMANY**  
Tapp GmbH AG  
Tappstr. 37  
2100 Dornhausen G  
Tel. (041) 28 48 00  
Telex 826 15700

**ENGLAND**  
Analogic Limited  
88 High Street  
Weybridge, Surrey KT13 8BN  
Tel. (044) 832-41251 or 41216  
Telex 961 878030

**FINLAND**  
Ime Oy  
Merikatu 11  
SF-00100 Helsinki 10  
Tel. 90 17132  
Telex 967 121836

**FRANCE**  
Karlson S.A.  
18 Rue des Dames  
F-92100 Boulogne  
Tel. 630-2672  
Telex 842 260818

**ISRAEL**  
Lansdale (Israel) Ltd.  
28 King George St. #11  
P.O. Box 73011  
Tel Aviv  
Tel. 3472914  
Telex 927 22216

**ITALY**  
Eicom s.r.l.  
Via Belfiore 14  
20131 Monza  
Tel. 33 46 245  
Telex 842 37603

**JAPAN**  
Yoshida Corp.  
Yoshida Bldg. 9th Fl.  
2 Chome  
Shinjuku-Ku, Tokyo  
Tel. 87981 3711  
Telex 181 222-4207

**NETHERLANDS**  
Koning van Meerten  
P.O. Box 8720  
The Hague 2740  
Tel. 070-67 43 80  
Telex 844 31528

**NEW ZEALAND**  
Electric Measurement & Control Ltd.  
P.O. Box 21146  
Wellington - Auckland 9  
Tel. 449 326  
CABLE: ELMECO

**NORWAY**  
A/S Kongsberg Tekniske Apparater  
Box 142  
2013 Skjerve  
Tel. 4712 711-812  
Telex 886 18407

**SOUTH AFRICA**  
Reckman Instruments (Pty) Ltd.  
P.O. Box 943  
Cape Town  
Tel. 41 1840  
Telex 0608 57-708

**SPAIN**  
Huesca Electronics, S.A.  
P.O. Box Industrial de Huesca  
Avenida Industrial  
Tel. 419 01 08  
Telex 821 72408

**SWEDEN**  
Aukon Laboratorie AB  
Kungälv 5  
Box 40  
S-184 01 Lappareds Vindby  
Tel. 0740 081 20  
Telex 894 11270

**SWITZERLAND**  
Karlson Electronics Ltd.  
Boulevard - CH-100  
CH-100 Zurich  
Tel. 043 62 82 82  
Telex 846 50828

**TURKEY**  
Esenso A.S. in Turkey Ltd.  
P.O. Box 111  
Istanbul  
Tel. 84 48 34  
CABLE: ENMSLMA

**WEST GERMANY**  
Karlson Electronics GmbH  
2651 Echingen  
Tel. 48 8128 371  
Telex 841 627621

**POLAND, HUNGARY, CZECHOSLOVAKIA, ALBANIA, SOVIET UNION & RUSSIA**  
Lansdale  
Tel. 01 26 46 88  
Telex 846 50828

## ANALOGIC

ANALOGIC INTERNATIONAL  
Audubon Road • Woburn, Massachusetts 01890  
Tel. (617) 248-0300 • TWX (710) 348 0425 • Telex 94 9307  
ANALOGIC LIMITED  
88 High Street • Weybridge, Surrey KT13 8BN • England  
Tel. Wey 41251 • Telex 18511 828030  
ANALOGIC REGIONAL OFFICES  
Palo Alto, Calif. (415) 377-8710 • Tustin, Calif. (714) 838-7243  
Cincinnati, Ohio • (608) 371-0064

Bulletin No. DPI SFC INT REV 3





**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA  
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

5.2. TRANSMISORES ELECTRONICOS

ING. MANUEL HERNANDEZ MONROY

MARZO, 1984

## TRANSMISORES ELECTRONICOS

**TRANSMISOR ELECTRONICO.**- Instrumento electrónico capaz de convertir una señal o variable de proceso proveniente de un elemento primario o transductor en una señal de corriente de alto nivel ( comúnmente 4 a 20 mA y menos usuales de 1 a 5 mA ó 0 a 5 mA ó 0 a 20 mA ). Dicha conversión generalmente es lineal; es decir la señal de salida del transmisor es proporcional a la señal de entrada.

Actualmente existe en la industria, laboratorios y centros de investigación muchos tipos de transmisores cuya señal de entrada puede ser: millivoltaje — ( F.E.M. ), termopar; presión absoluta; presión diferencial P.H. ; R.T.D. - ( detector de temperatura por resistencia ); voltaje ( A.C.); flujo; frecuencia; potencia; nivel y otros.

**VENTAJAS.**- Uno de los principales beneficios que otorgan los transmisores electrónicos es que la señal que entregan a la salida ( comúnmente 4 a 20 mA), es fácil de medir, registrar, procesar, o utilizar para fines de control de procesos; ya que dicha señal de salida es fácil de acoplar en forma directa a otros instrumentos electrónicos tales como: indicadores, registradores, controladores e incluso computadores.

Entre otras ventajas que tiene el uso de transmisores se pueden mencionar:-

- a) la colocación de varios instrumentos ( indicadores, registradores, controladores, etc. ) en serie con la salida del transmisor, sin que esto provoque problemas por efecto de carga, con sólo no rebasar las especificaciones de salida del transmisor).
- b) La distancia que puede existir entre el transmisor y el ó los instrumentos que reciben esta señal puede ser del orden de varios cientos de metros, sin que ello provoque deterioro o " caída " de la señal.

**VERSION.**- Existe la versión " 2 hilos " ( 2 alambres ) en muchos de los tipos de transmisores. En un sólo loop viaja alimentación al instrumento y la señal de salida del mismo.

Existe también la versión " 4 hilos ", en la que son 2 hilos para alimentar y 2 hilos para su señal de salida.

**CLASIFICACION.**- Los transmisores electrónicos se pueden clasificar según su señal de entrada como sigue:

- a) Transmisores con elemento primario o transductor integrado. Son todos aquellos que tienen contacto directo con la variable de proceso, por ejemplo : podemos citar los de : presión absoluta presión diferencial, nivel, frecuencia, voltaje A.C. , potencia eléctrica.
- b) Transmisores sin elemento primario (transductor) integrado.- Son todos aquellos cuya señal de entrada proviene de un transductor externo por ejemplo : termobar, milivoltaje ( F.F.M.), P.T.D., n.H.

PRINCIPIO DE MEDICION.- El principio de medición en que se basa un transmisor electrónico depende principalmente del tipo de señal de entrada o variable transmitida. Además también depende de la tecnología del fabricante, pues existen varios métodos o principios de medición, para una sola variable.

Principios de medición de un transmisor de MILIVOLTAJE:- Potenciométrico, galvanométrico, a base de amplificador operacional , a base de tubos al vacío ( bulbos ) .

Principio de medición de un transmisor de termobar .- Similar a los de milivoltaje, con la diferencia de que para termobar, se agrega compensación automática por junta fría a fin de anular efectos por cambios de temperatura ambiente.

Principios de medición de un transmisor de P.T.D.- Puentes de Wheatstone, otros puentes de resistencia.

Principios de medición de un transmisor de PRESION ABSOLUTA, Y PRESION DIFERENCIAL.

a) Balance de fuerzas.- Aplicable a presiones entre 0,001 y 20,0 pulg. columna de agua. Utiliza el principio de equilibrio de dos brazos de fuerza de acción opuesta. El primer brazo es empujado (F1) por la presión que ejerce la variable sobre él. El segundo brazo (mecánicamente sujeto al primero) mueve una de las placas paralelas de un capacitor de núcleo de aire y mueve también a una bobina que se encuentra dentro de un campo magnético que produce un imán permanente. Se forma un circuito FLC, la corriente circulante en la bobina provoca un movimiento (F2) sobre el segundo brazo y de sentido opuesto al del primero. La posición final de los brazos, al equilibrarse las fuerzas F1 y F2, determina la distancia entre las placas paralelas del capacitor, y por lo tanto determina el valor de la capacitancia. El valor de la presión, por lo tanto, queda determinado por el valor de dicha capacitancia, la cual se determina mediante un puente de capacitancias.

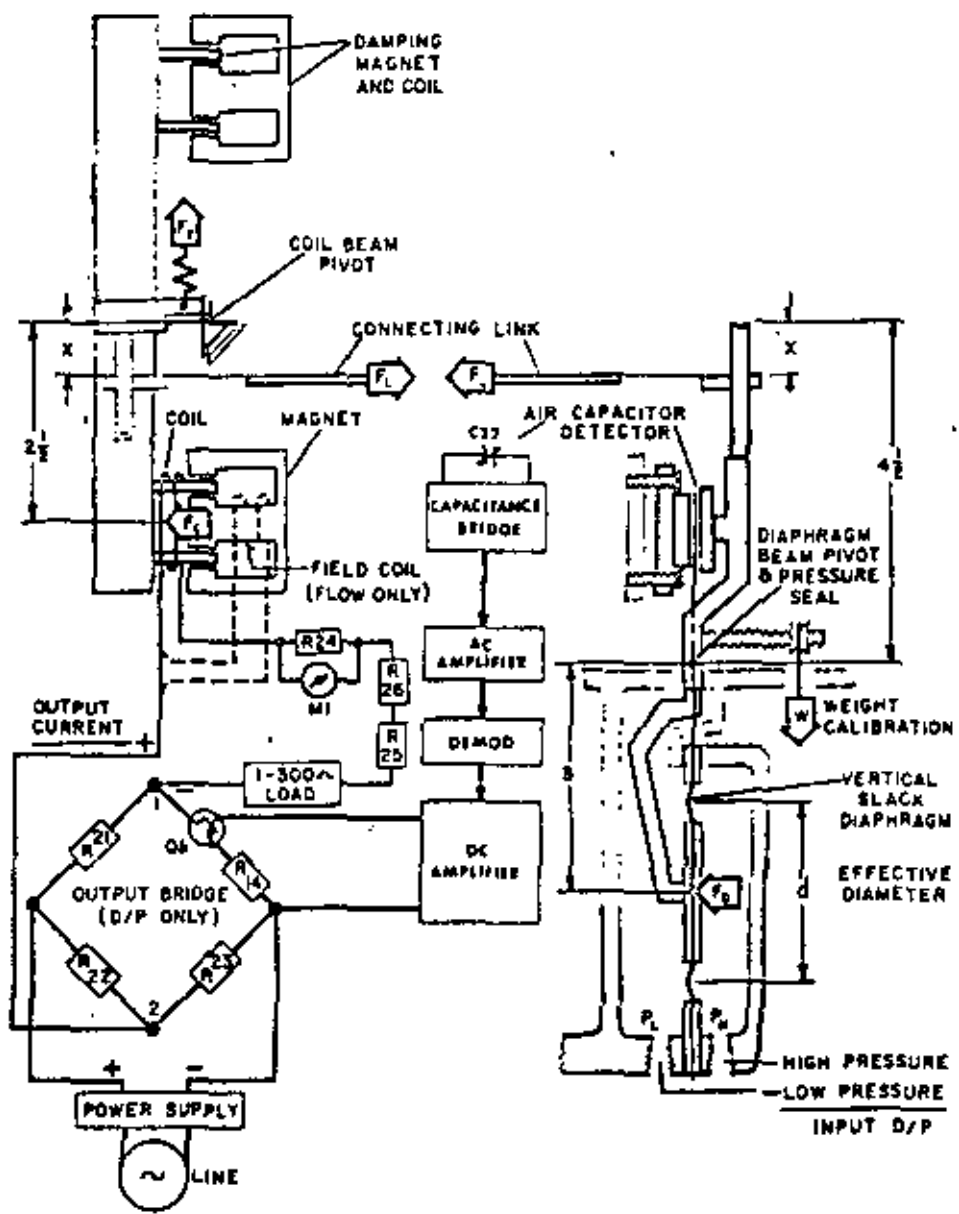


Fig. 9—Schematic diagram of the moments of force acting in the beam-balance system.

b) Strain.- Gage ( Detector de deformación ) , - Para presiones comprendidas entre 6 pulg. columna de agua y 10,000 PSI ( libras por pulgada cuadrada). Utiliza el principio de deformación de un pequeño tubo metálico cuando se empuja sobre él, de tal modo que pierda la rectitud de su eje central. Esta deformación provoca un cambio en la resistencia eléctrica del tubo, la cual determina el valor de la presión ejercida, cuando se utiliza dentro de un puente de resistencias.

c) Tubo de Bourdon.- Usando un sistema de balance magnético.-

Para rangos de 1.5 a 5000 PSI.

La presión se aplica al tubo de Bourdon, la punta del tubo de Bourdon se anarra a un extremo de una sonda de iman permanente.

El otro extremo de la sonda se proyecta dentro de una cavidad de un sensor de posición magnético. La distancia que se desplaza la sonda es directamente proporcional a la presión aplicada al tubo de Bourdon.

El circuito electrónico detecta la posición de la sonda y la convierte en una salida de corriente directamente proporcional a la presión.

Principio de medición de un transmisor de NIVEL.- En general son los mismos que para presión absoluta y presión diferencial.

Principio de medición de un transmisor de POTENCIAL HIDROFONO ( P.H. ).-

En este caso el transmisor recibe comúnmente la señal de un transductor de P.H. ( generalmente son electrodos ) previamente amplificada por un dispositivo electrónico ( preamplificador ). El preamplificador otorga una señal de corriente ( por ejem.  $\pm 0.5$  mA para 0 a 14 p.H. ) - al transmisor el cual se encarga tan sólo de convertirla en corriente de alto nivel ( típicamente 4-20 mA). Algunos transmisores tienen el preamplificador integrado, con lo cual sólo se hace necesario la señal directa de los electrodos de P.H.

Principio de medición de un transmisor de FLUJO.-

a) Utilizando la relación que existe entre presión diferencial y flujo -

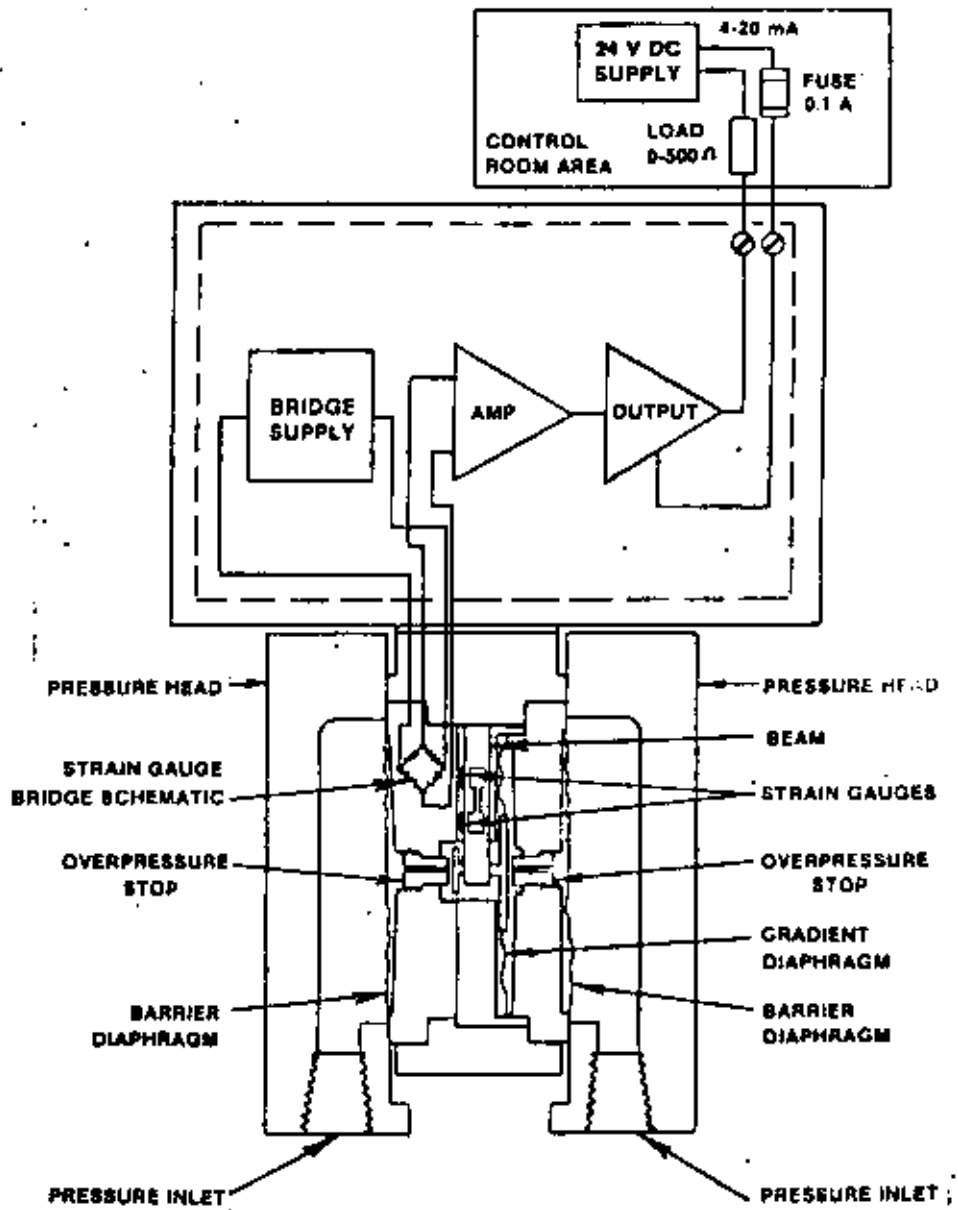
$$F = K \sqrt{\Delta P} \quad \text{donde:}$$

F = Flujo

K = Constante característica del proceso en particular

$\Delta P$  = Presión diferencial.

De aquí se deduce utilizar un transmisor de presión diferencial en conjunto con un extractor de raíz cuadrada y finalmente amplificar la señal de salida del extractor K veces.



C8168

Fig. 1.2 — Strain Gage System.

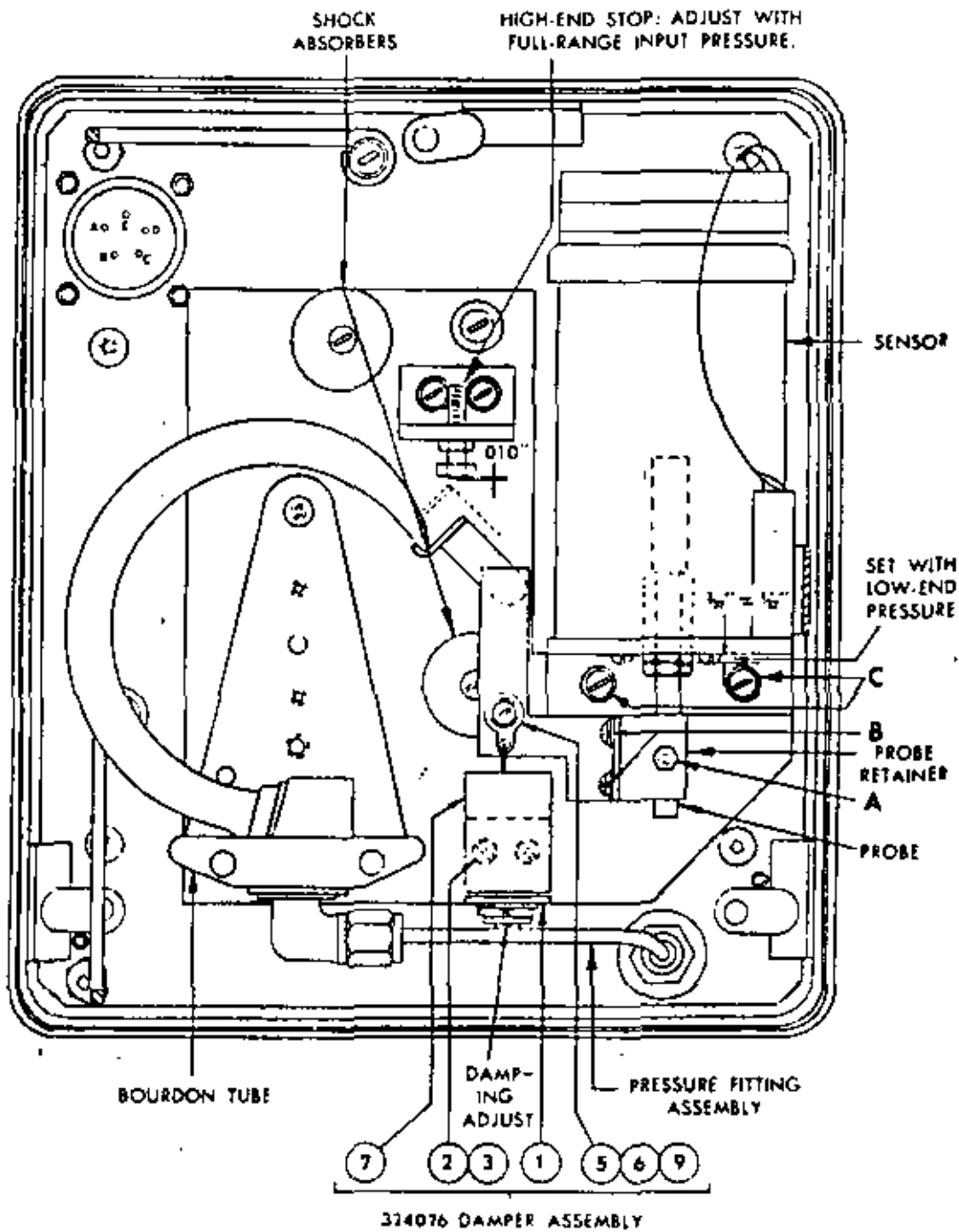


Fig. 7—Back-plate assembly of the 1970 Transmitter, showing adjustments.

b) A ultrasonido y efecto doppler.- Esto se logra mediante un transductor de flujo de líquidos, basado en ultrasonido y efecto doppler. En este caso el transmisor establece una frecuencia ( en el rango de ultrasonido ) de comunicación con el transductor y procesa la señal de este último en forma similar a como se hace en modulación de frecuencia.

Principio de medición de un transmisor de FRECUENCIA.- Generalmente consiste en aplicar la señal de frecuencia de línea ( típico 120 V.A.C. 60 Hz ) directamente al transmisor para alimentar y al mismo tiempo para que sea procesada la señal a un nivel más bajo ( típico 5 volts) mediante un transformador, utilizando una base de tiempo muy precisa y circuitos convertidores de frecuencia a voltaje, para que finalmente la señal sea convertida en corriente.

PRINCIPIO DE OPERACIÓN DE UN TRANSMISOR ELECTRONICO.-

El principio de operación de los transmisores electrónicos está basado en uno ó varios circuitos escogidos de una gran variedad existente. En la actualidad existen a base de transistores, amplificadores operacionales, circuitos integrados TTL, CMOS y otros. La elección del principio de operación, bajo el cual se desea que opere el transmisor, depende principalmente de la señal de entrada, aunque también depende de las especificaciones de funcionamiento deseadas, por ejem. exactitud de la medición, exactitud de la señal de salida, resolución, precisión, estabilidad, histéresis, rango de la señal de entrada, banda muerta, ruido, tiempo de respuesta, límites de temperatura, requerimientos de alimentación, vibración, etc.

En general un transmisor electrónico opera bajo tres etapas principales de circuitos, que son: circuito de medición, circuito de procesamiento de la señal y circuito de salida.

EL CIRCUITO DE MEDICION DE UN TRANSMISOR.- Es en general capaz de recibir la señal de entrada ( sin afectarla ) y convertirla en voltaje o corriente ( típico dentro del rango  $\pm 10$  volts ó  $\pm 10$  mA ) a fin de ser procesada posteriormente por otros circuitos electrónicos. Citemos algunos circuitos de medición para transmisores: circuitos potenciométricos, circuitos puente de Wheatstone, circuitos puente de capacitancia, circuitos seguidores de voltaje, circuitos convertidores de frecuencia voltaje, circuitos osciladores.



#### LOS CIRCUITOS DE PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL DE MEDICION.

En un transmisor son aquellos circuitos capaces de transformar la señal proveniente del circuito de medición mediante amplificación, modulación, demodulación, muestreo, conversión analógica- digital, conversión digital - analógica u otras, para entregar a su salida una señal, generalmente analógica que gobernará al circuito de salida.

#### LOS CIRCUITOS DE SALIDA DE UN TRANSMISOR.-

Son aquellos circuitos capaces de obedecer a la señal que reciben y convertirla en la señal de salida del transmisor, generalmente corriente directa ( típico 4 - 20 mA ), dicha salida tiene la propiedad de operar con diferente valor de carga dentro del rango especificado por el transmisor ( típico 0 - 500 ohms para una salida de 4 - 20 mA). Generalmente estos circuitos son configurados como fuente de corriente regulada.

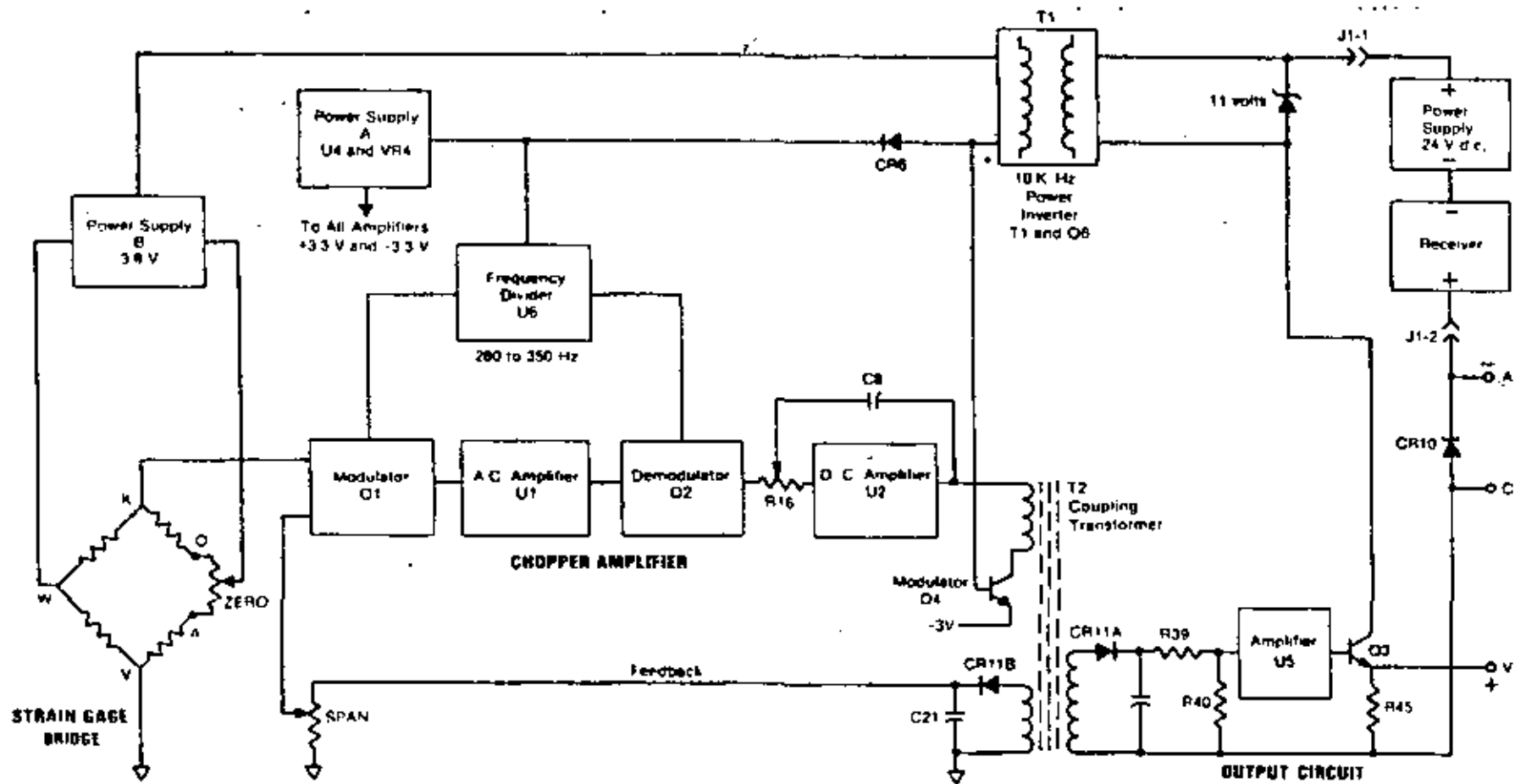
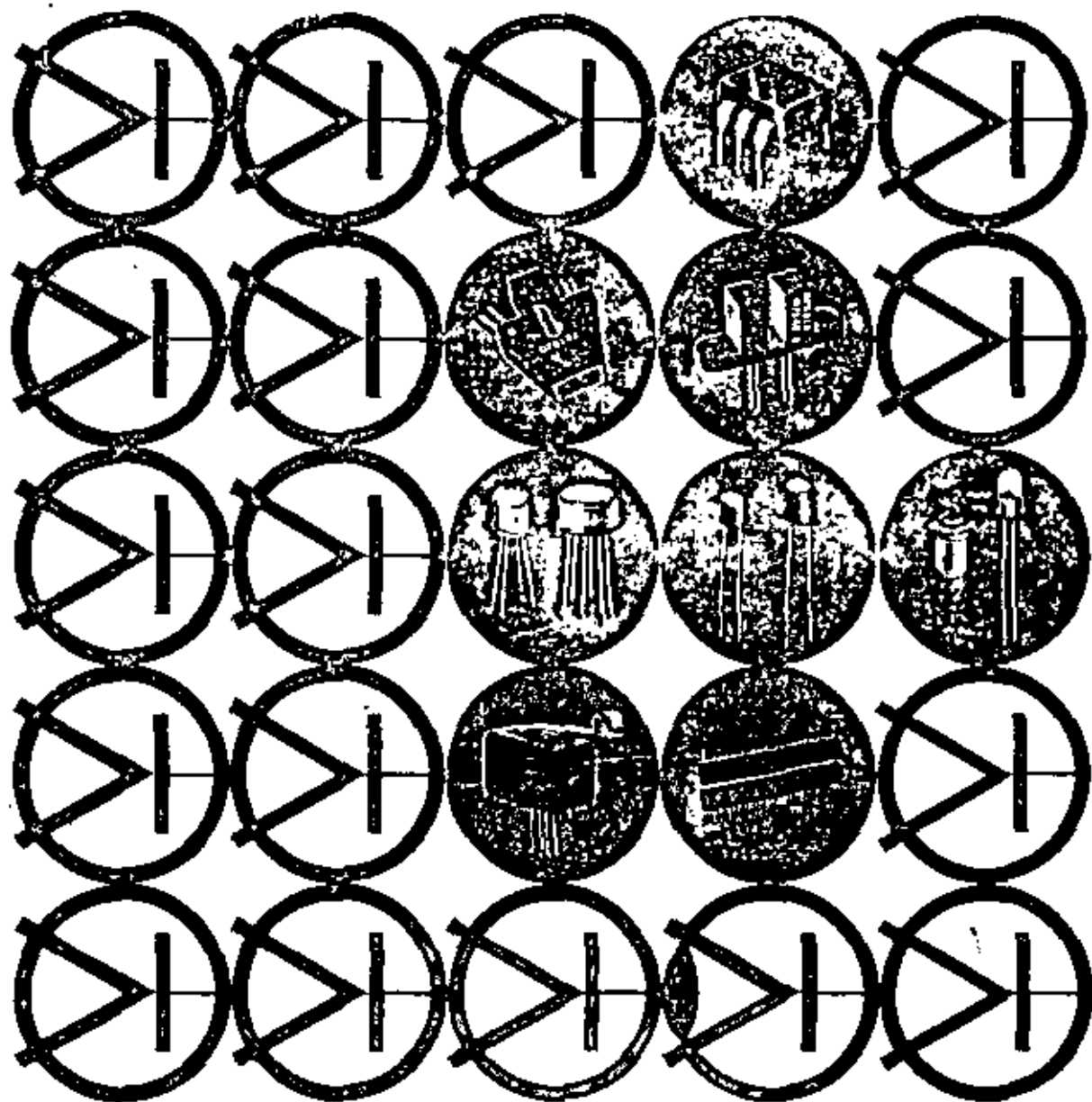


Fig. 4.1 — Functional block diagram of the differential-pressure transmitter.

AE7380

-6-

# OPTOELECTRONIC PRODUCTS



---

## OPTRON, INC.

---

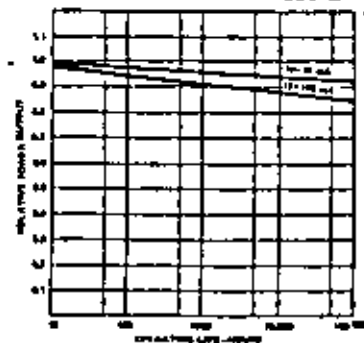
1201 Tappan Circle  
Carrollton, Texas 75006  
214/242-6571

*Complete Optoelectronics for Industry*

# INFRARED LIGHT EMITTING DIODES

Infrared light emitting diodes are manufactured by OPTRON from gallium arsenide material, providing a narrow band spectral emission centered at 940 nanometers. All devices are fabricated utilizing solution-grown epitaxial techniques, for highest conversion efficiency and long, useful operating life. OPTRON'S unique manufacturing process and screening provides LED's with extremely low degradation rates and operating life of more than 10 years.

Figure 1. AVERAGE DEGRADATION VS OPERATING LIFE—OP 123 LED

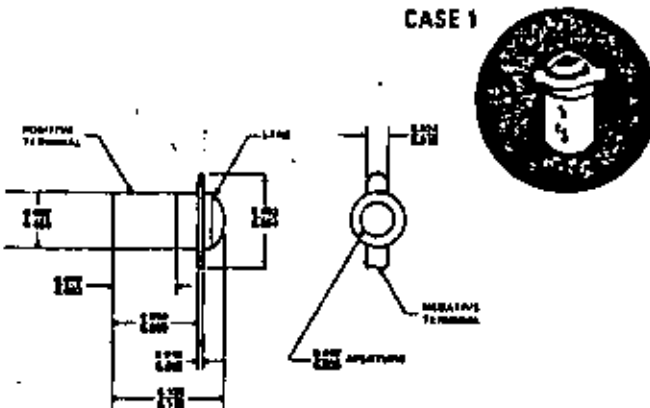


optoelectronic characteristics (25°C)

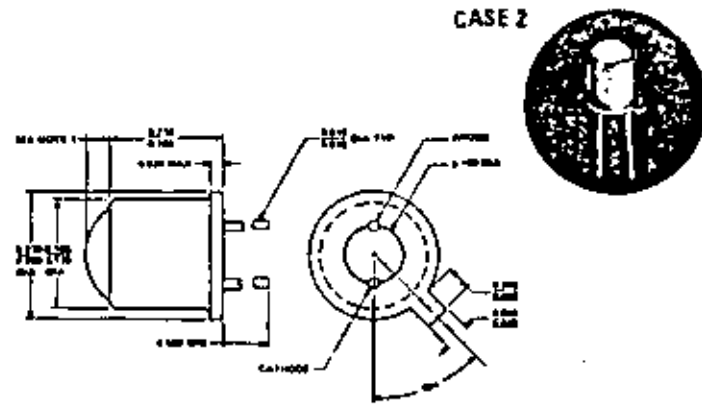
PARAMETER	OPTICAL POWER		BEAM ANGLE New (1)	FORWARD VOLTAGE		REVERSE LEAKAGE	RADIATION RISE TIME	CONTINUOUS FORWARD CURRENT	CASE NUMBER
	$P_{max}$	$I_F$		$V_F$	$I_F$				
TEST CONDITION	as shown		New (1)	as shown		$V_R = 2.5 V$		25°C Ambient	
SYMBOL	$P_{max}$	$I_F$	$\theta_{1/2}$	$V_F$	$I_F$	IR	$t_r$		
UNIT	mW		DEGREES	VOLTS		$\mu A$	$\mu sec$	mA	
	MIN	IF	TYP	MAX	IF	MAX	TYP	MAX	
OP 123	0.4	50	18	1.5	50	100	0.7	100	1
OP 124	1.0	50	18	1.5	50	100	0.7	100	1
OP 130	1.0	100	10	1.75	100	100	0.7	200	2
OP 131	3.0	100	10	1.75	100	100	0.7	200	2
OP 132	4.0	100	10	1.75	100	100	0.7	200	2
OP 133	5.0	100	10	1.75	100	100	0.7	200	2
OP 130W	1.0	100	25	1.75	100	100	0.7	200	3
OP 131W	3.0	100	25	1.75	100	100	0.7	200	3
OP 132W	4.0	100	25	1.75	100	100	0.7	200	3
OP 133W	5.0	100	25	1.75	100	100	0.7	200	3
OP 160	0.5	20	15	1.6	20	100	0.7	40	4

Note: (1) Angle between peak and half power points

CASE 1

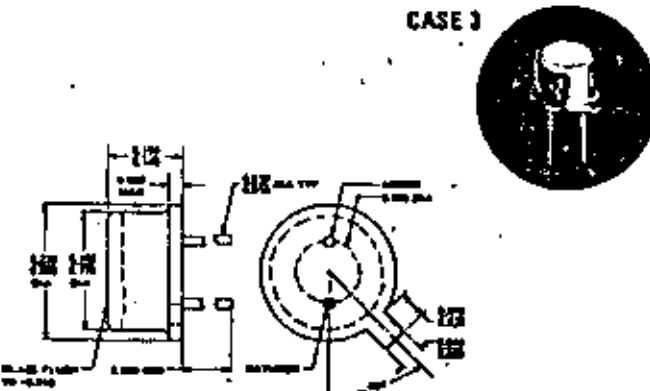


CASE 2

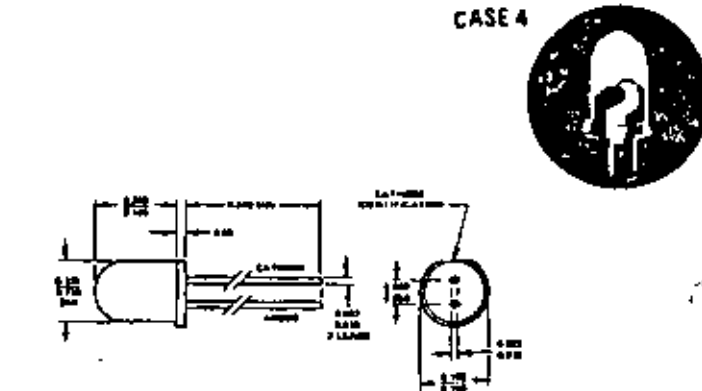


NOTE: 1. MOUNTING TERMINAL PROTRUSION FROM TOP OF CASE IS .005"

CASE 3



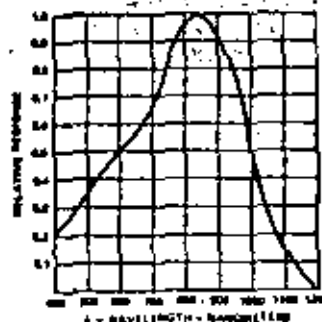
CASE 4



# PHOTOTRANSISTORS

OPTRON's broad line of phototransistors extends from low cost plastic packages for industrial applications to glass-metal hermetic packages for high reliability applications. Packages include TO-18 cans with a large collecting lens for applications requiring highest sensitivity and narrow acceptance angle and the microminiature "pill" package for high density applications. All devices are N-P-N silicon sensors utilizing silicon nitride passivation for the utmost in stability.

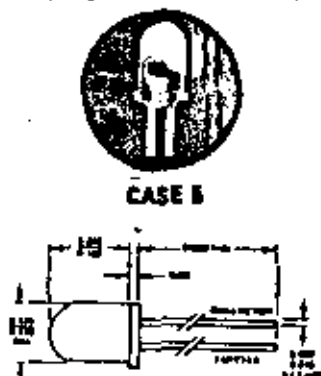
Figure 2. SPECTRAL RESPONSE



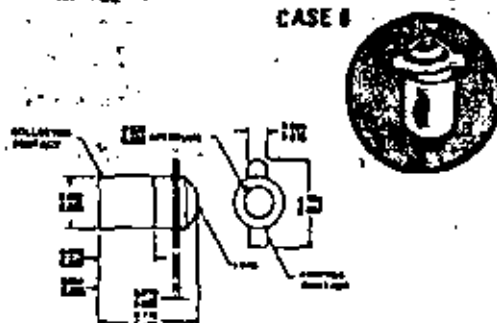
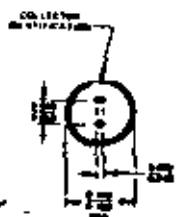
## optoelectronic characteristics (25°C)

PARAMETER	LIGHT CURRENT			DARK CURRENT	COLLECTOR BREAKDOWN	EMITTER BREAKDOWN	SATURATION VOLTAGE	RISE AND FALL TIME	ANGULAR RESPONSE	CASE NUMBER
	V <sub>CE</sub> =5 V I <sub>C</sub> as shown			V <sub>CE</sub> =15 V I <sub>C</sub> =0	I <sub>C</sub> =100 μA	I <sub>E</sub> =100 μA	I <sub>C</sub> =0.1 mA I <sub>L</sub> =20 mW/cm <sup>2</sup>	R <sub>L</sub> =100 Ω V <sub>CE</sub> =5 V I <sub>C</sub> =0.1 mA	θ <sub>hp</sub> (1)	
SYMBOL	I <sub>C</sub>			I <sub>D</sub>	V <sub>CEB</sub>	V <sub>EEB</sub>	V <sub>CE(sat)</sub>	t <sub>r</sub> , t <sub>f</sub>	θ <sub>hp</sub>	
UNIT	mA			μA	VOLTS	VOLTS	VOLTS	μsec	DEGREES	
	MIN	MAX	H	MAX	MIN	MIN	TYP	TYP	TYP	
OP 500	1.0		20	100 (2)	30	5	0.4	5.0	20	5
OP 600	0.8		20	25	50	7	0.4	2.5	24	6
OP 601	0.5	3.0	20	25	50	7	0.4	2.0	24	6
OP 602	2.0	5.0	20	25	50	7	0.4	2.0	24	6
OP 603	4.0	8.0	20	25	50	7	0.4	2.5	24	6
OP 604	7.0	22.0	20	25	50	7	0.4	2.5	24	6
OP 640	0.8		20	100	25	5	0.4	2.5	24	6
OP 641	0.5	3.0	20	100	25	5	0.4	2.0	24	6
OP 642	2.0	5.0	20	100	25	5	0.4	2.0	24	6
OP 643	4.0	8.0	20	100	25	5	0.4	2.5	24	6
OP 644	7.0	22.0	20	100	25	5	0.4	2.5	24	6
OP 700	0.8		20	100	25	5	0.4	5.0	30	7
OP 701	1.5		20	100	25	5	0.4	5.0	30	7
OP 702	3.0		20	100	25	5	0.4	5.0	30	7
OP 703	6.0		20	100	25	5	0.4	5.0	30	7
OP 800	0.8		5.0	100	30	7	0.4	4.0	10	8
OP 801	0.5	3.0	5.0	100	30	7	0.4	4.0	10	8
OP 802	2.0	5.0	5.0	100	30	7	0.4	4.5	10	8
OP 803	4.0	8.0	5.0	100	30	7	0.4	5.0	10	8
OP 804	7.0	22.0	5.0	100	30	7	0.4	5.5	10	8
OP 805	15.0		5.0	100	30	7	0.4	6.0	10	8
OP 800W	0.3		5.0	100	30	7	0.4	4.0	40	9
OP 801W	0.5	3.0	5.0	100	30	7	0.4	4.0	40	9
OP 802W	2.5		5.0	100	30	7	0.4	4.5	40	9

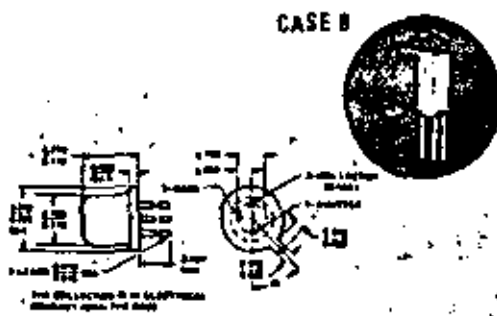
Note: (1) Angle between peak and half power points. (2) V<sub>CE</sub>=15 V.



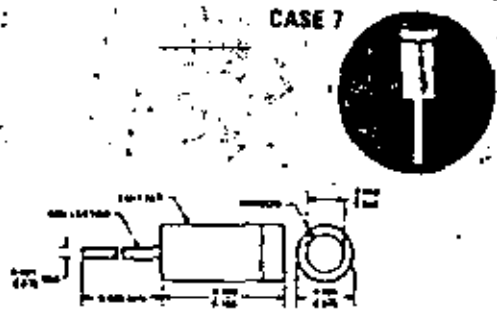
CASE 5



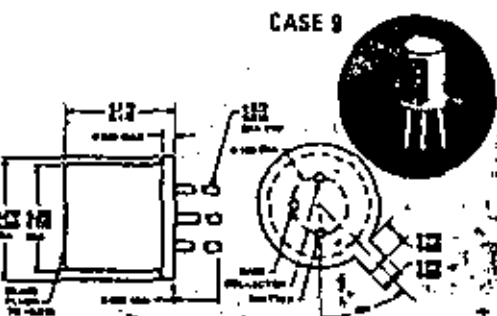
CASE 6



CASE 8



CASE 7



CASE 9

## PHOTODARLINGTONS

Photodarlington are available from OPTRON in the same wide range of packages as the phototransistor line and use a silicon optoelectronic characteristics (25°C)

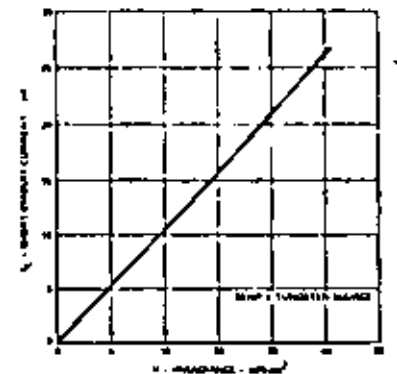
diffused single chip monolithic structure. They are designed for use in low frequency "on-off" applications where extremely high sensitivities are required.

PARAMETER	LIGHT CURRENT			DARK CURRENT	COLLECTOR BREAKDOWN	EMITTER BREAKDOWN	SATURATION VOLTAGE	RISE AND FALL TIME	ANGULAR RESPONSE	CASE NUMBER
	MIN	MAX	H	MAX	MIN	MIN	TYP	TYP	TYP	
TEST CONDITION	$V_{CE} = 5V$ $H = 20 \text{ mW/cm}^2$			$V_{CE} = 10V$ $H = 0$	$V_{CE} = 10V$ $I_C = 100 \mu A$	$V_{CE} = 10V$ $I_E = 100 \mu A$	$V_{CE} = 0.2V$ $I_C = 0.2 \text{ mA}$ $H = 1.0 \text{ mW/cm}^2$	$I_C = 1.0 \text{ mA}$ $R_L = 100 \Omega$ $V_{CE} = 5V$		
SYMBOL	$I_L$			$I_D$	$V_{V_{CE0}}$	$V_{V_{CE0}}$	$V_{V_{CE(SAT)}}$	$t_r$	$\theta$	
UNIT	mA			$\mu A$	VOLTS	VOLTS	VOLTS	$\mu\text{SEC}$	DEGREES	
	MIN	MAX	H	MAX	MIN	MIN	TYP	TYP	TYP	
OP 300	0.8		1.0	250	15	5	1.1	20	24	6
OP 301	0.8	2.4	1.0	250	15	5	1.1	20	24	6
OP 302	1.8	5.4	1.0	250	15	5	1.1	20	24	6
OP 303	3.6	12	1.0	1000	15	5	1.1	20	24	6
OP 304	7.0	21	1.0	1000	15	5	1.1	20	24	6
OP 305	14	43	1.0	1000	15	5	1.1	20	24	6
OP 530	0.5		0.5	100	15	5	1.1	20	20	6
OP 530	15		0.5	1000	15	5	1.2	20	10	8
OP 630W	4		0.5	1000	15	5	1.2	20	40	8

## PHOTODIODES

Photodiodes are recommended for use in applications requiring fast speed of response. OPTRON photodiodes may be operated at zero bias (photovoltaic mode) or at any reverse bias up to the diode reverse breakdown voltage. Best linearity is obtained in the reverse bias mode. In the photovoltaic mode, the open circuit voltage varies in a logarithmic manner.

Figure 3. TYPICAL SHORT CIRCUIT CURRENT VS IRRADIANCE

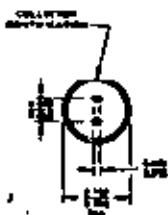
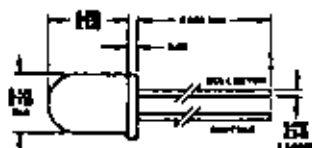


optoelectronic characteristics (25°C)

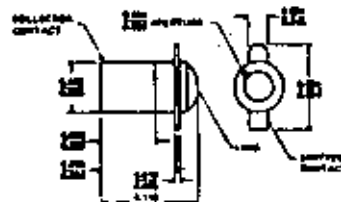
PARAMETER	LIGHT CURRENT	DARK CURRENT	REVERSE BREAKDOWN VOLTAGE	RISE TIME	ANGULAR RESPONSE	CASE NUMBER
TEST CONDITION	$V_R = 10V$ $H = 20 \text{ mW/cm}^2$	$V_R = 10V$ $H = 0$	$I_R = 10 \mu A$	$V_R = 10V$ $R_L = 1000 \Omega$		
SYMBOL	$I_L$	$I_D$	$V_R$	$t_r$	$\theta$	
UNIT	$\mu A$	$\mu A$	VOLTS	$\mu\text{SEC}$	DEGREES	
	MIN	MAX	MIN	TYP	TYP	
OP 700	12	10	100	0.6	30	10
OP 900	8.0	10	100	0.6	24	6



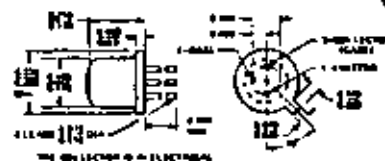
CASE 6



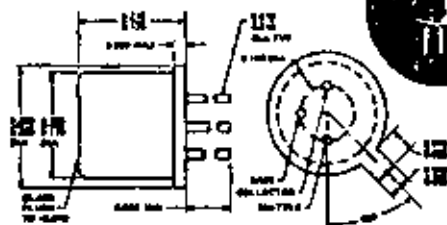
CASE 6



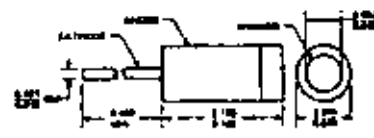
CASE 8



CASE 8



CASE 10



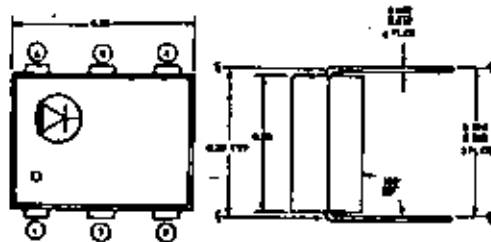
# OPTICALLY COUPLED ISOLATORS

OPTRON's optically coupled isolators have a gallium arsenide infrared LED coupled with a silicon phototransistor or photo-darlington. A wide choice of packages and electrical characteristics (25°C)

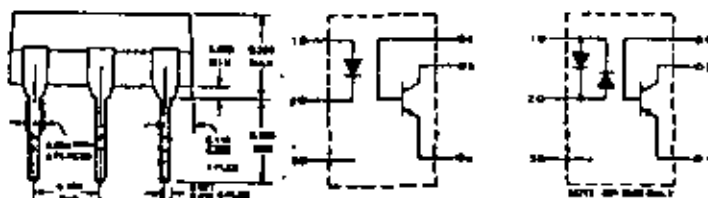
istics offer good design flexibility. Standard packages include low cost DIP's and high reliability TO-5 and TO-18 metal cans. Isolation voltages are 500 volts to 50 kV.

PARAMETER	CURRENT TRANSFER RATIO			DC ISOLATION VOLTAGE	SATURATION VOLTAGE			COLLECTOR DARK CURRENT	LED FORWARD VOLTAGE			RESPONSE TIME	OUTPUT CONFIGURATION	CASE NUMBER
TEST CONDITION	$I_F$ and $V_{CE}$ as shown			INPUT TO OUTPUT	$I_F$ and $I_C$ as shown			$I_F=0$ $V_{CE}=10V$	$I_F$ as shown			$V_{CE}=5V$ $R_L=100\Omega$ $I_F=10mA$		
SYMBOL	CTR				$V_{CE}(SAT)$			$I_C(DIFF)$	$V_F$			$t_r$		
UNIT	%			VOLTS	VOLTS			$\mu A$	VOLTS			$\mu S$		
	MIN	$I_F$ mA	$V_{CE}$ VOLTS	MIN	MAX	$I_F$ mA	$I_C$ mA	MAX	MAX	$I_F$ mA	TYP			
OPI 2150	2	10	5	1500	0.5	50	2.0	100	1.5	10	2	Transistor	11	
OPI 2151	10	10	5	1500	0.4	10	0.25	100	1.5	10	2	Transistor	11	
OPI 2152	20	10	5	1500	0.4	16	2.0	50	1.4	16	3	Transistor	11	
OPI 2153	50	10	5	1500	0.4	16	4.0	50	1.4	16	3	Transistor	11	
OPI 2250	2	10	5	2500	0.5	50	2.0	100	1.5	10	2	Transistor	11	
OPI 2251	10	10	5	2500	0.4	10	0.25	100	1.5	10	2	Transistor	11	
OPI 2252	20	10	5	2500	0.4	16	2.0	50	1.4	16	3	Transistor	11	
OPI 2253	50	10	5	2500	0.4	16	4.0	50	1.4	16	3	Transistor	11	
OPI 2500	12.5	118	0.4	1500	0.4	118	2.0	50	1.5	110	2	Transistor	11	
OPI 3150	300	10	2	1500	1.0	10	10	100	1.5	10	Note (2) $t_r$ $t_f$		Darlington	11
OPI 3151	300	10	1	1500	1.0	50	125	100	1.5	10	3	25	Darlington	11
OPI 3152	300	10	1	1500	1.0	50	125	100	1.5	10	3	25	Darlington	11
OPI 3153	500	1	5	1500	1.0	1.0	1.0	100	1.5	10	3	25	Darlington	11
OPI 3250	300	10	2	2500	1.0	10	10	100	1.5	10	3	25	Darlington	11
OPI 3251	300	10	1	2500	1.0	50	125	100	1.5	10	3	25	Darlington	11
OPI 3252	300	10	1	2500	1.0	50	125	100	1.5	10	3	25	Darlington	11
OPI 3253	500	1	5	2500	1.0	1.0	1.0	100	1.5	10	3	25	Darlington	11
OPI 5000	20	10	5	5500 DC 3750 AC	0.4	16	2.0	100	1.4	16	3	Transistor	11	
OPI 5010	10	10	5	5500 DC 3750 AC	0.4	10	0.25	100	1.5	10	3	Transistor	11	
4N25	20	10	10	2500	0.5	50	2.0	50	1.5	10	2	Transistor	11	
4N26	20	10	10	1500	0.5	50	2.0	50	1.5	10	2	Transistor	11	
4N27	10	10	10	1500	0.5	50	2.0	50	1.5	10	2	Transistor	11	
4N28	10	10	10	500	0.5	50	2.0	100	1.5	10	2	Transistor	11	
4N29	100	10	10	2500	1.0	8	2.0	100	1.5	10	Note (3) $t_r$ $t_f$		Darlington	11
4N30	100	10	10	1500	1.0	8	2.0	100	1.5	10	0.6	17	Darlington	11
4N31	50	10	10	1500	1.2	8	2.0	100	1.5	10	0.6	17	Darlington	11
4N32	500	10	10	2500	1.0	8	2.0	100	1.5	10	0.6	45	Darlington	11
4N33	500	10	10	1500	1.0	8	2.0	100	1.5	10	0.6	45	Darlington	11
4N35	100	10	10	2500 AC	0.3	10	0.5	50	1.5	10	3	Transistor	11	
4N36	100	10	10	1750 AC	0.3	10	0.5	50	1.5	10	3	Transistor	11	
4N37	100	10	10	1050 AC	0.3	10	0.5	50	1.5	10	3	Transistor	11	
4N38	20	20	1	1500	1.0	20	4.0	50 <sup>(1)</sup>	1.5	10	2	Transistor	11	
4N38A	20	20	1	2500	1.0	20	4.0	50 <sup>(1)</sup>	1.5	10	2	Transistor	11	

Note: (1) Measured @  $V_{CE} = 60V$  (2) Test conditions:  $I_F = 50mA$ ,  $V_{CC} = 10V$ ,  $R_L = 70\Omega$  (3) Test conditions:  $I_F = 200mA$  (pulsed),  $I_C = 50mA$ ,  $V_{CC} = 10V$



CASE 11

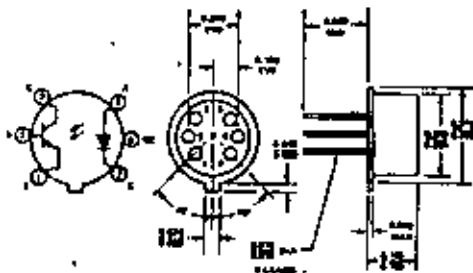


OPTICALLY COUPLED ISOLATORS (CONTINUED)  
electrical characteristics (25°C)

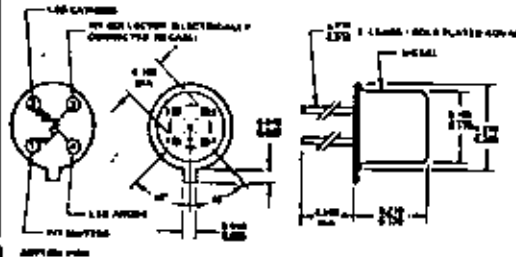
PARAMETER	CURRENT TRANSFER RATIO			DC ISOLATION VOLTAGE	SATURATION VOLTAGE			COLLECTOR DARK CURRENT	LED FORWARD VOLTAGE		RESPONSE TIME	OUTPUT CONFIGURATION	CASE NUMBER
TEST CONDITION	$I_f$ and $V_{CE}$ as shown			INPUT TO OUTPUT	$I_f$ and $I_C$ as shown			$I_f=0$ $V_{CE}=10V$	$I_f$ as shown		$V_{CC}=10V$ $R_L=100\Omega$ $I_f=10mA$		
SYMBOL	CTR				$V_{CE(SAT)}$			$I_C(OFF)$	$V_f$		$t_{r-f}$		
UNIT	%			VOLTS	VOLTS			$\mu A$	VOLTS		$\mu sec$		
	MIN	$I_f$ mA	$V_{CE}$ VOLTS	MIN	MAX	$I_f$ mA	$I_C$ mA	MAX	MAX	$I_f$ mA	TYP		
4N22	25	10	5	1000	0.3	20	2.5	100 <sup>(1)</sup>	1.3	10	15 <sup>(2)</sup>	Transistor	12
4N23	80	10	5	1000	0.3	20	5	100 <sup>(1)</sup>	1.3	10	15 <sup>(2)</sup>	Transistor	12
4N24	100	10	5	1000	0.3	20	10	100 <sup>(1)</sup>	1.3	10	20 <sup>(2)</sup>	Transistor	12
JAN TX 4N22	25	10	5	1000	0.3	20	2.5	100 <sup>(1)</sup>	1.3	10	15 <sup>(2)</sup>	Transistor	12
JAN TX 4N23	80	10	5	1000	0.3	20	5	100 <sup>(1)</sup>	1.3	10	15 <sup>(2)</sup>	Transistor	12
JAN TX 4N24	100	10	5	1000	0.3	20	10	100 <sup>(1)</sup>	1.3	10	20 <sup>(2)</sup>	Transistor	12
OP1 102	25	10	5	1000	0.3	20	2.5	100 <sup>(1)</sup>	1.3	10	3	Transistor	12
OP1 103	100	10	5	1000	0.3	20	10	100 <sup>(1)</sup>	1.3	10	3	Transistor	12
OP1 110	12.5	16	5	10,000	0.4	18	1.8	100	1.5	20	2	Transistor	14
OP1 113	50	18	2	10,000	1.2	18	5	100	1.5	10	3, 25 <sup>(2)</sup>	Darlington	14
OP1 120	20	10	5	15,000	0.5	30	1.8	100	1.5	30	2	Transistor	15
OP1 123	50	10	2	15,000	1.2	10	2.0	100	1.5	10	3, 25 <sup>(2)</sup>	Darlington	15
OP1 130	200	10	2	1000	1.0	5	1.0	100	1.5	10	50	Darlington	12
OP1 140	15	10	10	1000	0.5	40	1.8	50	1.5	40	2	Transistor	13
OP1 150	10	10	5	50,000	0.5	18	1.0	100	1.6	50	2	Transistor	16
OP1 153	25	20	5	50,000	1.2	30	2.0	100	1.6	50	3, 25 <sup>(2)</sup>	Darlington	16

Notes: (1) Measured at  $V_{CE}=20V$   
(2) Test Conditions:  $I_f=60mA$ ,  $V_{CC}=10V$ ,  $R_L=20\Omega$   
(3) Maximum Value

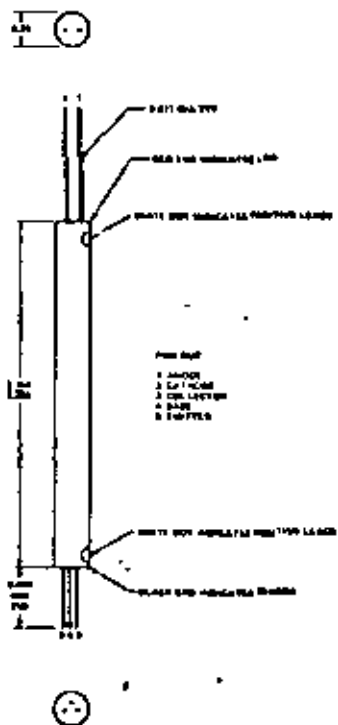
CASE 12



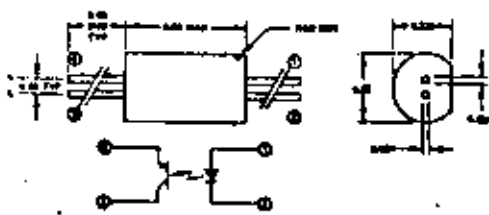
CASE 13



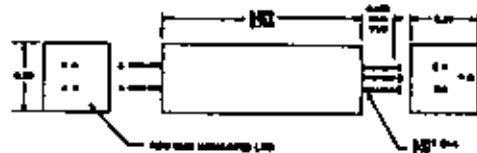
CASE 16



CASE 14



CASE 16







# REFLECTIVE TRANSDUCERS

OPTRON's reflective transducers are comprised of a gallium arsenide infrared light emitting diode with a silicon photosensor in a rugged package. The photosensor responds to the optoelectronic characteristics (25°C)

emitted radiation from the LED only when a reflective object is within the field of view of the sensor. Several package designs provide a wide variety of mounting configurations. These assemblies are ideal for such applications as end-of-tape/beginning-of-tape sensing, mark sensing, etc..

PARAMETER	SENSOR LIGHT CURRENT			SENSOR CROSSTALK		DARK CURRENT	LED FORWARD VOLTAGE		RESPONSE TIME	OUTPUT CONFIGURATION	CASE NUMBER
TEST CONDITION	$V_{CE} = 5V$ $I_f$ and $d$ as shown Note (2)			$V_{CE} = 5V$ $I_f$ as shown Note (2)		$V_{CE} = 5V$ $I_f = 0$	$I_f$ as shown		$V_{CE} = 5V$ $R_L = 100 \Omega$ $I_f = 1 mA$		
SYMBOL	$I_L$			$I_{LX}$		$I_D$	$V_F$		$t_r$		
UNIT	mA			$\mu A$		mA	VOLTS		$\mu sec$		
	MIN	$I_f$ mA	$d$ inches	MAX	$I_f$ mA	MAX	MAX	$I_f$ mA	TYP		
OPB 125	2.0	40	0.2	200	40	250(1)	1.6	50	80	Darlington	17
OPB 253	0.025	40	0.2	10	40	100(1)	1.6	50	2.5	Transistor	17
OPB 700	0.05	40	0.2	5	40	100(1)	1.6	40	10	Transistor	18
OPB 703	0.20	40	0.2	20	40	100(1)	1.6	40	80	Darlington	18
OPB 704	0.05	50	0.4	10	50(4)	100	1.5	50	10	Transistor	19
OPB 705	0.60	50	0.4	100	50(4)	250	1.5	50	80	Darlington	19
OPB 710	0.15	50	0.25	0.4	50(4)	100	1.8	35	10	Transistor	20
OPB 730	1.0	50	0.25	0.5	50(4)	250	1.6	50	80	Darlington	20

Notes: (1) Measured @  $V_{CE} = 10V$  (2) Reflecting surface is an Eastman Kodak neutral white test card having a 90% diffused reflectance (3) Reflecting surface consists of a surface with a flat black finish having a reflectance of less than 5% (4) No reflecting surface

TEST CIRCUIT

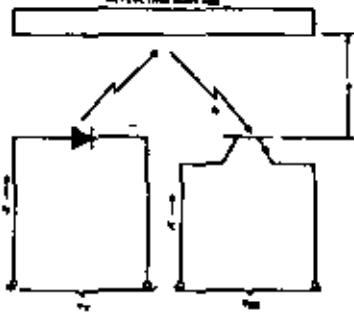


Figure 4. OPB 703 OUTPUT CURRENT VS REFLECTIVE OBJECT DISTANCE

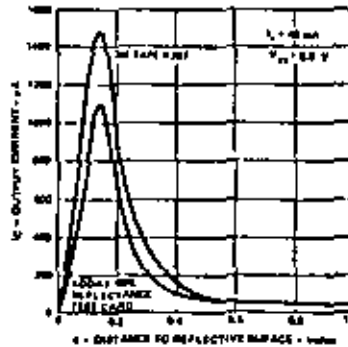
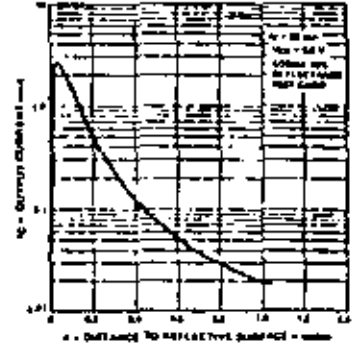
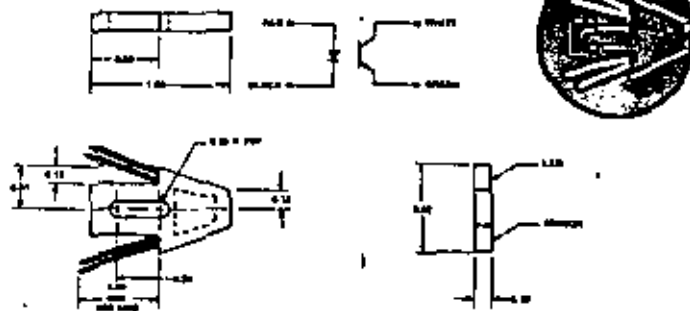


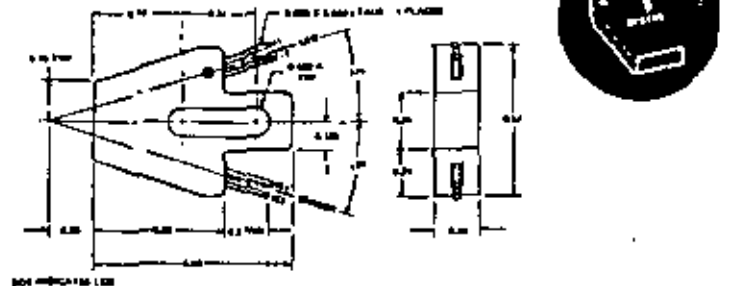
Figure 5. OPB 730 OUTPUT CURRENT VS REFLECTIVE OBJECT DISTANCE



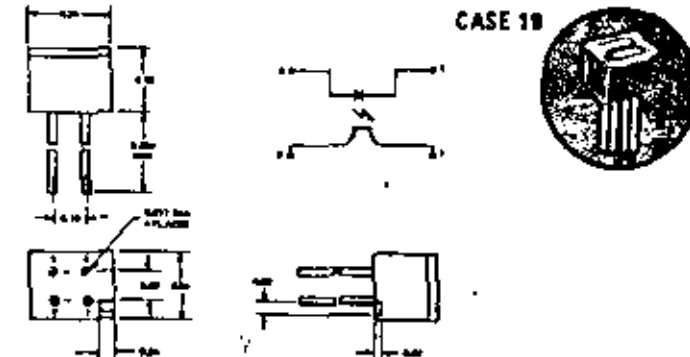
CASE 17



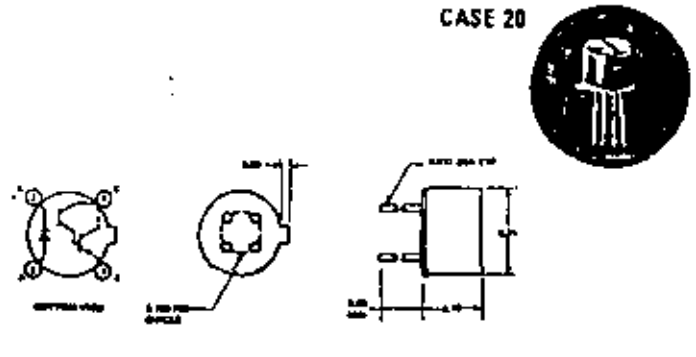
CASE 18



CASE 19



CASE 20



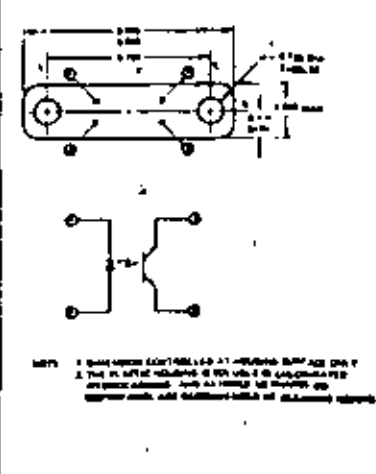
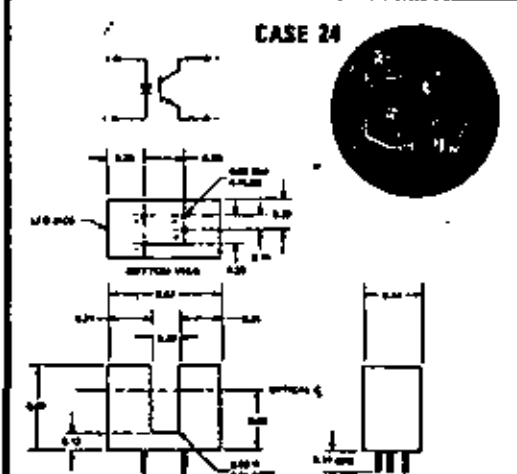
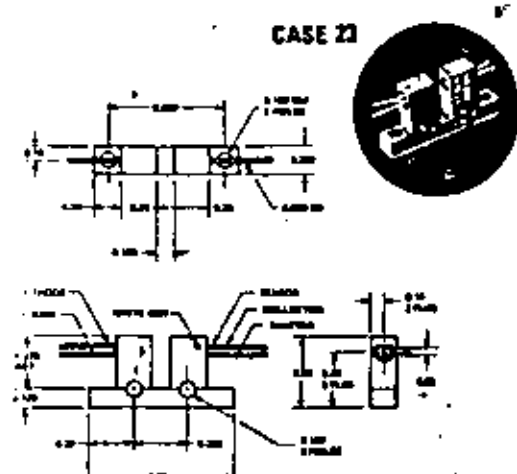
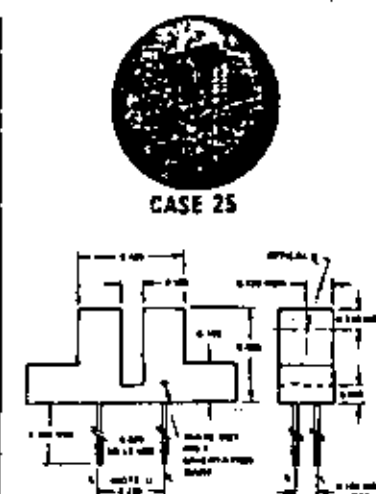
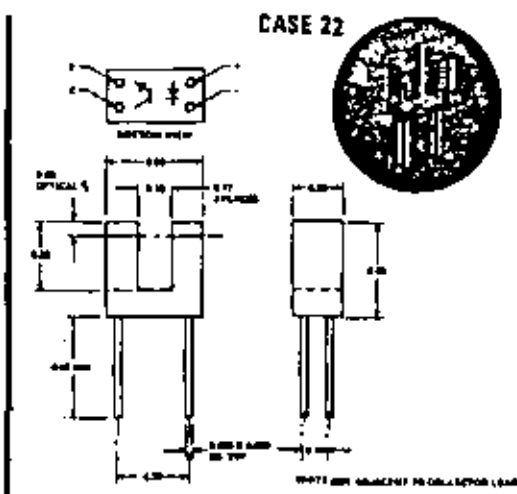
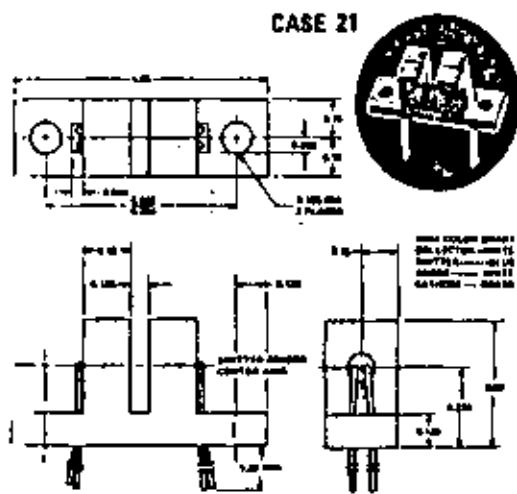
# INTERRUPTER ASSEMBLIES

Non-contact switching is provided by OPTRON's optoelectronic interrupter assemblies which consist of a high efficiency gallium arsenide LED and silicon N-P-N phototransistor or photodarlington in a molded plastic housing. A gap in the optoelectronic characteristics (25°C)

housing provides a means of sensing motion of opaque objects. Design flexibility is provided by a variety of gap widths and mounting configurations. In addition, units are available with infrared filters to eliminate background illumination and with apertures for high resolution position sensing.

PARAMETER	ON-STATE COLLECTOR CURRENT		OFF-STATE COLLECTOR CURRENT	SATURATION VOLTAGE			LED FORWARD VOLTAGE		RESPONSE TIME	SLOT WIDTH	OUTPUT CONFIGURATION	CASE NUMBER
TEST CONDITION	V <sub>CE</sub> =10 V I <sub>F</sub> as shown		V <sub>CE</sub> =10 V I <sub>F</sub> =0	I <sub>C</sub> and I <sub>F</sub> as shown			I <sub>F</sub> as shown		R <sub>L</sub> =100 Ω V <sub>CC</sub> =5 V I <sub>F</sub> =40 mA			
SYMBOL	I <sub>C</sub>		I <sub>C</sub> (OFF)	V <sub>CE(SAT)</sub>			V <sub>F</sub>		t <sub>r</sub>	s		
UNIT	mA		mA	VOLTS			VOLTS		μsec	INCHES		
	MIN	I <sub>F</sub> mA	MAX	MAX	I <sub>C</sub> mA	I <sub>F</sub> mA	MAX	I <sub>F</sub> mA	TYP	NOM		
OPB 120	0.8	40 (1)	100	0.4	0.4	40	1.5	50	2.5 (3)	0.125	Transistor	21
OPB 242	1.6	40 (1)	100	0.4	0.4	40	1.5	50	2.5 (3)	0.125	Transistor	21
OPB 243	3.2	40 (1)	300	1.1	0.4	50	1.6	50		0.125	Darlington	21
OPB 804	0.5	20	100	0.4	0.25	20	1.7	20	5.0	0.150	Transistor	22
OPB 805	1.6	35 (4)	25 (5)	0.5	0.4	15	1.5	15	2.5	0.125	Transistor	23
OPB 810	2.0	30 (1)	100	0.6	1.8	40	1.8	40	5.0	0.200	Transistor	24
OPB 813	0.5	20	100	0.4	0.25	20	1.7	20	5.0	0.125	Transistor	25
OPB 813S (6)	0.5	20	100	0.4	0.25	20	1.7	20	5.0	0.125	Transistor	25
OPB 814	1.0	10 (1)	100	0.4	0.25	10	1.7	20	5.0	0.125	Transistor	25
OPB 815	1.8	20 (2)	100	0.6	1.8	20	1.7	20	5.0	0.125	Transistor	25

- Notes: (1) V<sub>CE</sub>=5 V  
 (2) V<sub>CE</sub>=0.5 V  
 (3) Response time measured with I<sub>C</sub>=0.5 mA  
 (4) V<sub>CE</sub>=0.5 V  
 (5) V<sub>CE</sub>=30 V  
 (6) Sensor apertured internally to 0.010 x 0.040 inches



## EMITTER AND SENSOR ARRAYS

OPTRON's emitter and sensor arrays simplify the design of optoelectronic data processing equipment by providing a broad line of standard arrays. Arrays are available with nine channels optoelectronic characteristics (25°C)

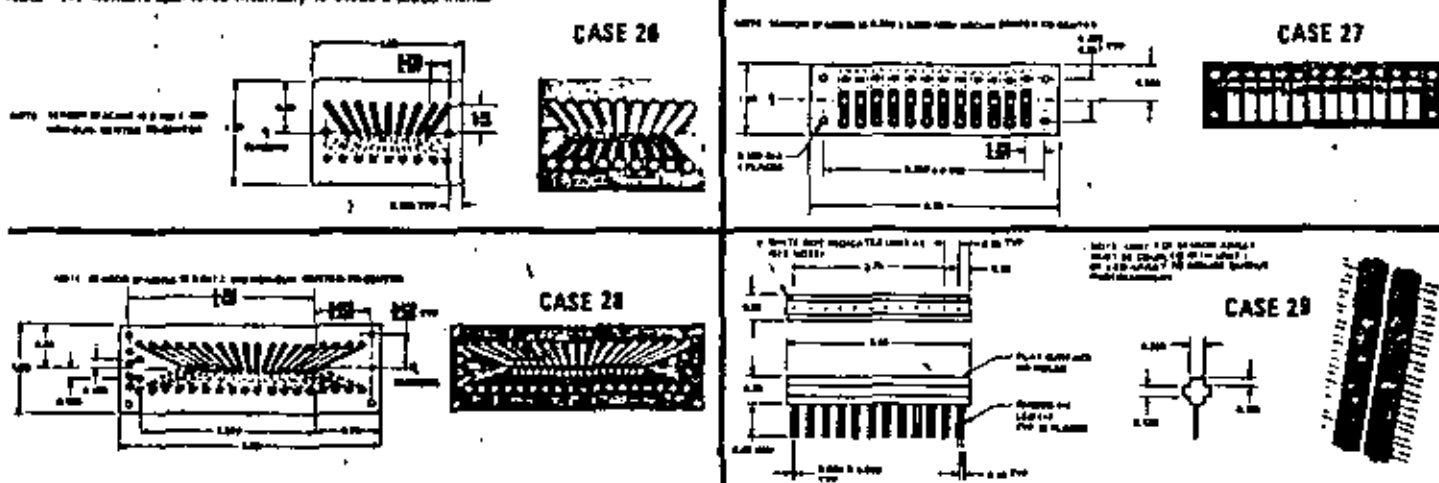
on 0.100 inch spacing, 12 channels on 0.250 inch spacing and 18 channels on 0.087 inch spacing to match most tape and card reader applications. All arrays use high efficiency, long-life gallium arsenide LED's and silicon N-P-N phototransistors with TTL compatible outputs.

PARAMETER	DESCRIPTION	FORWARD VOLTAGE	COLLECTOR BREAKDOWN	DARK CURRENT	LIGHT CURRENT	LIGHT CURRENT	MATCHING FACTOR	CASE NUMBER
TEST CONDITION		$I_f = 50 \text{ mA}$	$I_c = 100 \mu\text{A}$	$V_{CE} = 10 \text{ V}$	$V_{CE} = 5 \text{ V}$ $H = 25 \text{ mW/cm}^2$	$V_{CE} = 5 \text{ V}$ $I_f = 20 \text{ mA}$ $d = 0.3 \text{ inch}$		
SYMBOL		$V_f$	$V_{V_{CE0}}$	$I_D$	$I_L$	$I_L$	$I_{L \text{ MIN}}$ $I_{L \text{ MAX}}$	
UNIT		VOLTS	VOLTS	mA	mA	mA		
		MAX	MIN	MAX	MIN	MIN MAX	MIN	
OPA 508	9 Element Phototransistor Array		25	100	0.8		0.6	26
OPB 508	9 Channel LED-Phototransistor Pair	1.6	25	100		1.6 6.4	0.25	26
OPA 512	12 Element Phototransistor Array		25	100	0.8		0.5	27
OPB 512	12 Channel LED-Phototransistor Pair	1.6	25	100		1.6 6.4	0.25	27
OPA 518	18 Element Phototransistor Array		25	100	0.8		0.5	28
OPB 518	18 Channel LED-Phototransistor Pair	1.6	25	100		1.6 6.4	0.25	28

optoelectronic characteristics (25°C)

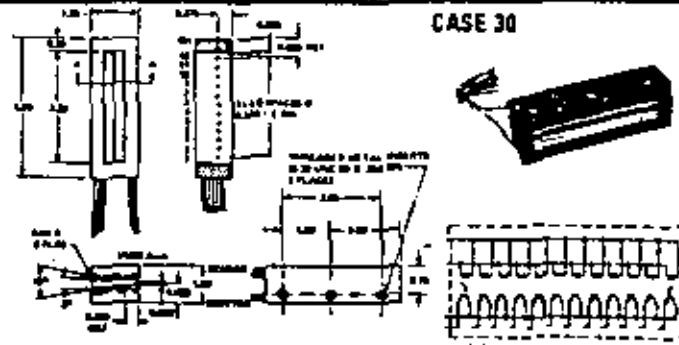
PARAMETER	DESCRIPTION	FORWARD VOLTAGE	COLLECTOR BREAKDOWN	DARK CURRENT	LIGHT CURRENT	LIGHT CURRENT	MATCHING FACTOR	CASE NUMBER
TEST CONDITION		$I_f = 40 \text{ mA}$	$I_c = 100 \mu\text{A}$	$V_{CE} = 5 \text{ V}$	$V_{CE} = 5 \text{ V}$ $H = 5 \text{ mW/cm}^2$	$V_{CE} = 5 \text{ V}$ $I_f = 40 \text{ mA}$ $d = 0.05 \text{ inch}$	$V_{CE} = 5 \text{ V}$ $I_f = 40 \text{ mA}$ $d = 0.05 \text{ inch}$	
SYMBOL		$V_f$	$V_{V_{CE0}}$	$I_D$	$I_L$	$I_L$	$I_{L \text{ MIN}}$ $I_{L \text{ MAX}}$	
UNIT		VOLTS	VOLTS	mA	mA	mA		
		MAX	MIN	MAX	MIN	MIN MAX		
OPA 112 (1)	12 Element Phototransistor Array		25	100	0.2		0.5	29
OPB 112 (1)	12 Channel LED-Phototransistor Pair	1.5	25	100		0.5	0.5	29
OPA 113	12 Element Phototransistor Array		25	100	0.2		0.6	29
OPB 113	12 Channel LED-Phototransistor Pair	1.5	25	100		4.5 13.5	0.5	29

Note: (1) Sensors spaced internally to 0.020 ± 0.005 inches

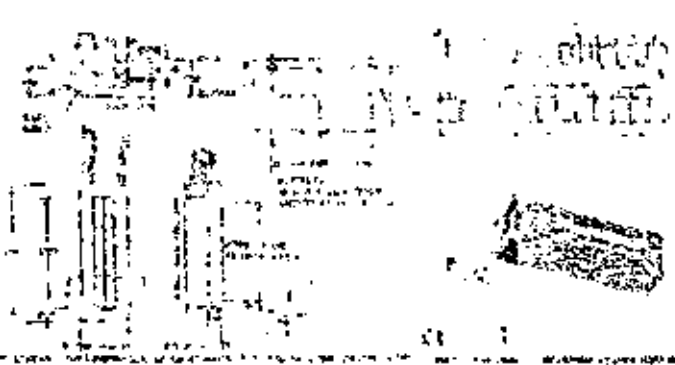


### 12 CHANNEL CARD READER ASSEMBLY (Case 30)

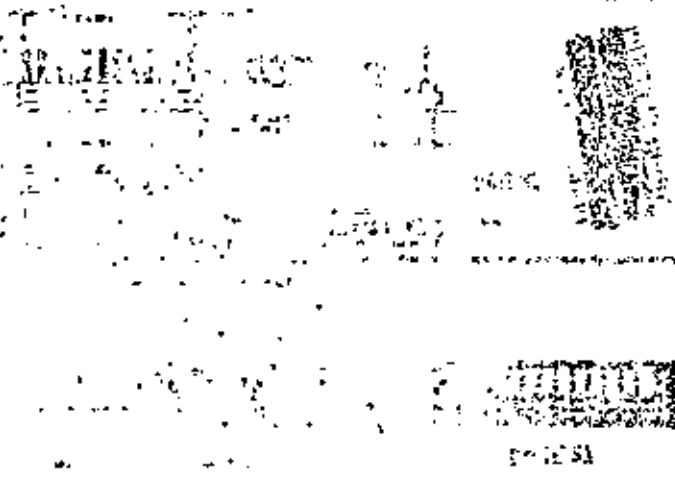
The high performance OPB 812 standard 12 channel card reader assembly offers custom electrical characteristics to fit every application. It can be supplied by Optron to drive either standard or 3w power TTL loads. When operated in the emitter follower mode, a maximum card travel distance of 0.010 inch is required for first channel on to last channel on and for first off to last off. First channel on to last channel off requires a minimum of 0.055 inch card travel. Reliable operation is achieved at up to 1500 cards-per-minute. In addition to the emitter follower mode, the OPB 812 assembly can be supplied in the pull-up mode for standard TTL loads.



1. The first part of the document is a header section containing various identification numbers and dates. It includes a date of "10/10/1981" and a reference number "100-100-100".



2. The second section contains a large block of text, likely a report or a list of items. The text is somewhat blurry but appears to be organized into paragraphs or sections.



3. The third section continues the text from the previous section, possibly providing more details or a conclusion.

NO.	DESCRIPTION	QUANTITY	UNIT
1	...	...	...
2	...	...	...
3	...	...	...
4	...	...	...
5	...	...	...
6	...	...	...
7	...	...	...
8	...	...	...
9	...	...	...
10	...	...	...
11	...	...	...
12	...	...	...
13	...	...	...
14	...	...	...
15	...	...	...
16	...	...	...
17	...	...	...
18	...	...	...
19	...	...	...
20	...	...	...
21	...	...	...
22	...	...	...
23	...	...	...
24	...	...	...
25	...	...	...
26	...	...	...
27	...	...	...
28	...	...	...
29	...	...	...
30	...	...	...
31	...	...	...
32	...	...	...
33	...	...	...
34	...	...	...
35	...	...	...
36	...	...	...
37	...	...	...
38	...	...	...
39	...	...	...
40	...	...	...
41	...	...	...
42	...	...	...
43	...	...	...
44	...	...	...
45	...	...	...
46	...	...	...
47	...	...	...
48	...	...	...
49	...	...	...
50	...	...	...

4. The fourth section contains a large block of text, possibly a continuation of the report or a list of items.

NO.	DESCRIPTION	QUANTITY	UNIT
1	...	...	...
2	...	...	...
3	...	...	...
4	...	...	...
5	...	...	...
6	...	...	...
7	...	...	...
8	...	...	...
9	...	...	...
10	...	...	...
11	...	...	...
12	...	...	...
13	...	...	...
14	...	...	...
15	...	...	...
16	...	...	...
17	...	...	...
18	...	...	...
19	...	...	...
20	...	...	...
21	...	...	...
22	...	...	...
23	...	...	...
24	...	...	...
25	...	...	...
26	...	...	...
27	...	...	...
28	...	...	...
29	...	...	...
30	...	...	...
31	...	...	...
32	...	...	...
33	...	...	...
34	...	...	...
35	...	...	...
36	...	...	...
37	...	...	...
38	...	...	...
39	...	...	...
40	...	...	...
41	...	...	...
42	...	...	...
43	...	...	...
44	...	...	...
45	...	...	...
46	...	...	...
47	...	...	...
48	...	...	...
49	...	...	...
50	...	...	...

5. The fifth section contains a large block of text, possibly a continuation of the report or a list of items.

6. The sixth section contains a large block of text, possibly a continuation of the report or a list of items.

## OPTOELECTRONIC LIMIT SWITCHES

True non-contact, solid state switching is offered by OPTRON's OPS 100 and OPS 200 Series of limit switches. They consist of an infrared LED and silicon phototransistor with a shutter actuated by a mechanical lever arm. These switches

provide the reliability of solid state devices with conventional mechanical miniature switch actuation. With no contacts to bounce or corrode, the switches are capable of over 100 million operations.

### OPS 100 (Case 31) optoelectronic characteristics (25°C)

PARAMETER	PHOTOCURRENT CLOSED CONDITION	PHOTOCURRENT OPEN CONDITION	TRANSISTOR COLLECTOR BREAKDOWN	LED FORWARD VOLTAGE	ACTIVATOR TRAVEL FULL OFF TO FULL ON
LIMITS	0.4 mA MIN	20 $\mu$ A MAX	30 V MIN	1.8 V MAX	0.100 inch MAX
TEST CONDITIONS	V <sub>CE</sub> =0.4 V I <sub>F</sub> =30 mA	V <sub>CE</sub> =12 V I <sub>F</sub> =30 mA	I <sub>C</sub> =100 $\mu$ A	I <sub>F</sub> =20 mA	

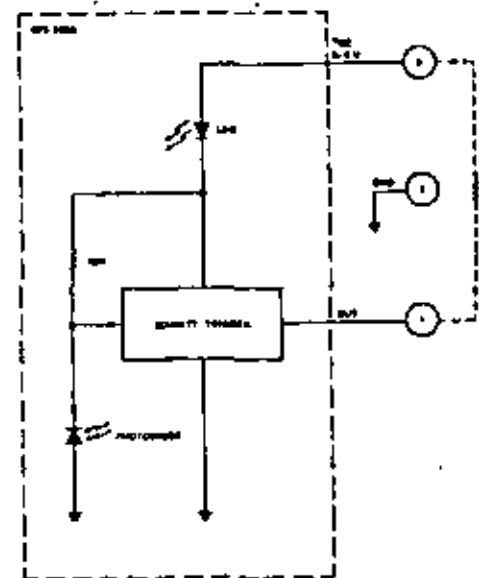
### OPS 200-200A (Case 32)

The OPS 200 Series limit switch appears, mounts and is actuated the same as a conventional mechanical switch. Inside, however, OPTRON has added the reliability of solid state design: A shutter controlled by a snap-action mechanism interrupts a light path between a LED and photosensor to provide non-contact switching. The OPS 200 has a N-P-N transistor output. The OPS 200A has an internal schmitt trigger circuit capable of sinking 140 mA.

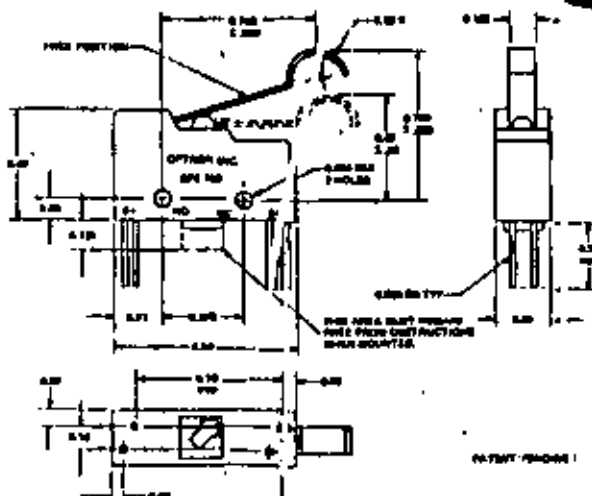
### optoelectronic characteristics (25°C)

PARAMETER	LIMITS		TEST CONDITIONS
	OPS 200	OPS 200A	
Photocurrent Closed Condition	1.8 mA MIN		V <sub>CE</sub> =0.4 V I <sub>F</sub> =30 mA
Photocurrent Open Condition	20 $\mu$ A MAX		V <sub>CE</sub> =12 V I <sub>F</sub> =30 mA
Transistor Collector Breakdown	30 V MIN		I <sub>C</sub> =100 $\mu$ A
LED Forward Voltage	1.8 V MAX		I <sub>F</sub> =20 mA
Output Breakdown Voltage		12 V MIN	
Output Saturation Voltage		0.5 V MAX	OUTPUT SINK=50 mA
Power Supply Standby Current		12 mA MAX	V <sub>CC</sub> =6.0 V
Activator Travel Full OFF to Full ON	0.010 inch MAX	0.010 inch MAX	

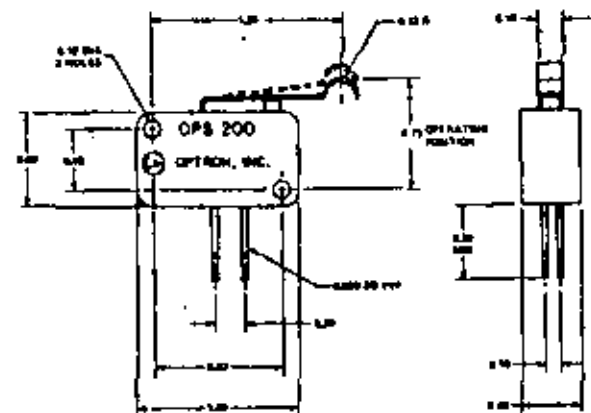
### APPLICATION CIRCUIT OPS 200A



CASE 31

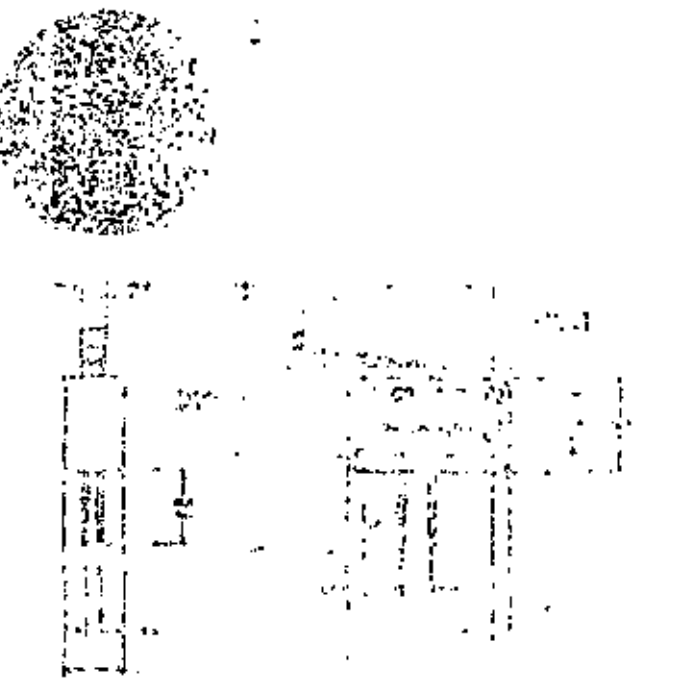
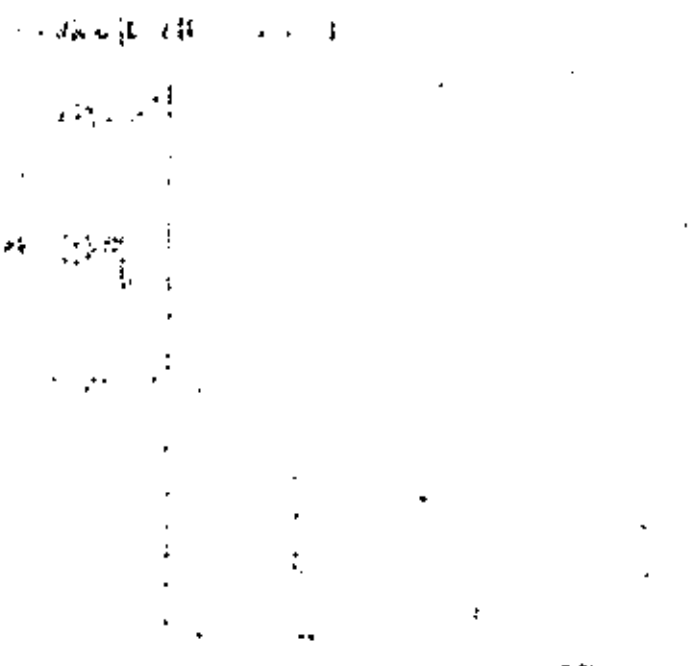
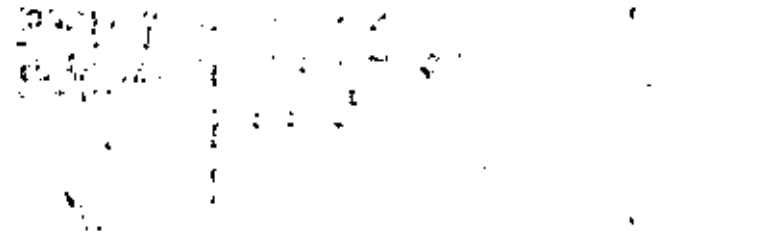


CASE 32



TO: [Illegible] FROM: [Illegible] SUBJECT: [Illegible]

NO. [Illegible] DATE: [Illegible]



## OPTO CHIPS

The broad line of OPTRON photosensor and Infrared light emitting diode chips meets the requirements of most optoelectronic applications. Silicon sensor chips are offered in phototransistor and photodarlington configurations. Versions also are available which optimize either maximum sensitivity or maximum current handling capability. All OPTRON chips

utilize silicon nitride passivation for the utmost in long-term stability. Gallium arsenide LED chips are fabricated by solution epitaxial techniques providing the highest efficiency and longest operating life available. LED chips of 120-sq. mils provide the highest output at low current levels, and 258-sq. mil chips offer high average current or pulse applications.



### OPC 60X Phototransistor

E = Emitter  
B = Base  
C = Collector Contact  
(on bottom of chip)  
Chip Size = 0.040" x 0.040"  
Sensitive Area = 0.033" x 0.033"  
BV<sub>CEO</sub> = 30 V minimum @  
I<sub>C</sub> = 100 μA  
BV<sub>ECO</sub> = 5 V minimum @  
I<sub>C</sub> = 100 μA  
I<sub>CEO</sub> = 100 nA @  
V<sub>CE</sub> = 10 V  
I<sub>L</sub> = 0.8 mA to 22 mA @  
V<sub>CE</sub> = 5 V;  
H = 5.0 mW/cm<sup>2</sup>  
(Note 1)



### OPC 116 GaAs LED

N = Cathode Contact  
P = Anode Contact  
(on bottom of chip)  
Chip Size = 0.016" x 0.016"  
P<sub>O</sub>, Total optical power,  
2.0 mW minimum @  
I<sub>F</sub> = 50 mA  
V<sub>F</sub> = 1.5 V typical @  
I<sub>F</sub> = 50 mA  
BV<sub>R</sub> = 3.0 V minimum @  
I<sub>R</sub> = 100 μA  
λ<sub>p</sub> = 930 nm typical



### OPC 123 GaAs LED

N = Cathode Contact  
P = Anode Contact  
(on bottom of chip)  
Chip Size = 0.010" x 0.012"  
P<sub>O</sub>, Total optical power,  
2.0 mW minimum @  
I<sub>F</sub> = 50 mA  
V<sub>F</sub> = 1.5 V typical @  
I<sub>F</sub> = 50 mA  
BV<sub>R</sub> = 3.0 V minimum @  
I<sub>R</sub> = 100 μA  
λ<sub>p</sub> = 930 nm typical



### OPC 300 Photodarlington

E<sub>1</sub> = Phototransistor Emitter  
E<sub>2</sub> = Amplifier Emitter  
B = Phototransistor Base  
C = Common Collector  
Chip Size = 0.025" x 0.025"  
Sensitive Area = 0.017"  
diameter  
BV<sub>CEO</sub> = 30 V minimum @  
I<sub>C</sub> = 100 μA  
BV<sub>ECO</sub> = 5 V minimum @  
I<sub>E</sub> = 100 μA  
I<sub>CEO</sub> = 250 nA maximum @  
V<sub>CE</sub> = 10 V  
I<sub>L</sub> = 0.8 mA to 10 mA @  
V<sub>CE</sub> = 5 V;  
H = 1.0 mW/cm<sup>2</sup> (Note 1)  
Spectral Response:  
See Figure 2, page 2



### OPC 300L Photodarlington

E<sub>1</sub> = Phototransistor Emitter  
E<sub>2</sub> = Amplifier Emitter  
B = Base  
C = Common Collector  
(on bottom of chip)  
Chip Size = 0.025" x 0.025"  
BV<sub>CEO</sub> = 30 V minimum @  
I<sub>C</sub> = 100 μA  
BV<sub>ECO</sub> = 5 V minimum @  
I<sub>C</sub> = 100 μA  
I<sub>CEO</sub> = 250 nA @  
V<sub>CE</sub> = 10 V  
I<sub>L</sub> = 1.0 mA to 20 mA @  
V<sub>CE</sub> = 5 V;  
H = 1.0 mW/cm<sup>2</sup> (Note 1)  
Spectral Response:  
See Figure 2, page 2



### OPC 60D Phototransistor

E = Emitter  
B = Base  
C = Collector  
Chip Size = 0.025" x 0.025"  
Sensitive Area = 0.017"  
diameter  
BV<sub>CEO</sub> = 50 V minimum @  
I<sub>C</sub> = 100 μA  
BV<sub>ECO</sub> = 7 V minimum @  
I<sub>C</sub> = 100 μA  
I<sub>CEO</sub> = 100 nA maximum @  
V<sub>CE</sub> = 10 V  
I<sub>L</sub> = 0.6 mA to 10 mA @  
V<sub>CE</sub> = 5 V;  
H = 20 mW/cm<sup>2</sup> (Note 1)  
Spectral Response:  
See Figure 2, page 2



### OPC 600L Phototransistor

E = Emitter  
B = Base  
C = Collector  
(on bottom of chip)  
Chip Size = 0.025" x 0.025"  
Sensitive Area = 0.020" x 0.020"  
BV<sub>CEO</sub> = 45 V minimum @  
I<sub>C</sub> = 100 μA  
BV<sub>ECO</sub> = 7 V minimum @  
I<sub>E</sub> = 100 μA  
I<sub>CEO</sub> = 100 nA maximum @  
V<sub>CE</sub> = 10 V  
I<sub>L</sub> = 0.8 mA to 10 mA @  
V<sub>CE</sub> = 5 V;  
H = 20 mW/cm<sup>2</sup> (Note 1)  
Spectral Response:  
See Figure 2, page 2





**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA  
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

15.4.3 CONTROLADORES

ING. MANUEL HERNANDEZ M.

MARZO, 1984

**CONTROLADOR AUTOMATICO ELECTRONICO.**- Instrumento capaz de medir una variable de proceso; comparar su valor al de un punto de ajuste definido y entregar a la salida una señal correctiva que tienda a modificar el valor de la variable de proceso con el fin de que dicha variable alcance el mismo valor que tiene el punto de ajuste.

( Por comodidad usaremos hasta el final del tema la palabra: CONTROLADOR en lugar de: CONTROLADOR AUTOMATICO ELECTRONICO ).

La variable puede ser: Temperatura, presión, flujo, nivel, frecuencia, velocidad, P.H., etc.

El dispositivo que determina el valor del punto de ajuste, se encuentra normalmente integrado al controlador.

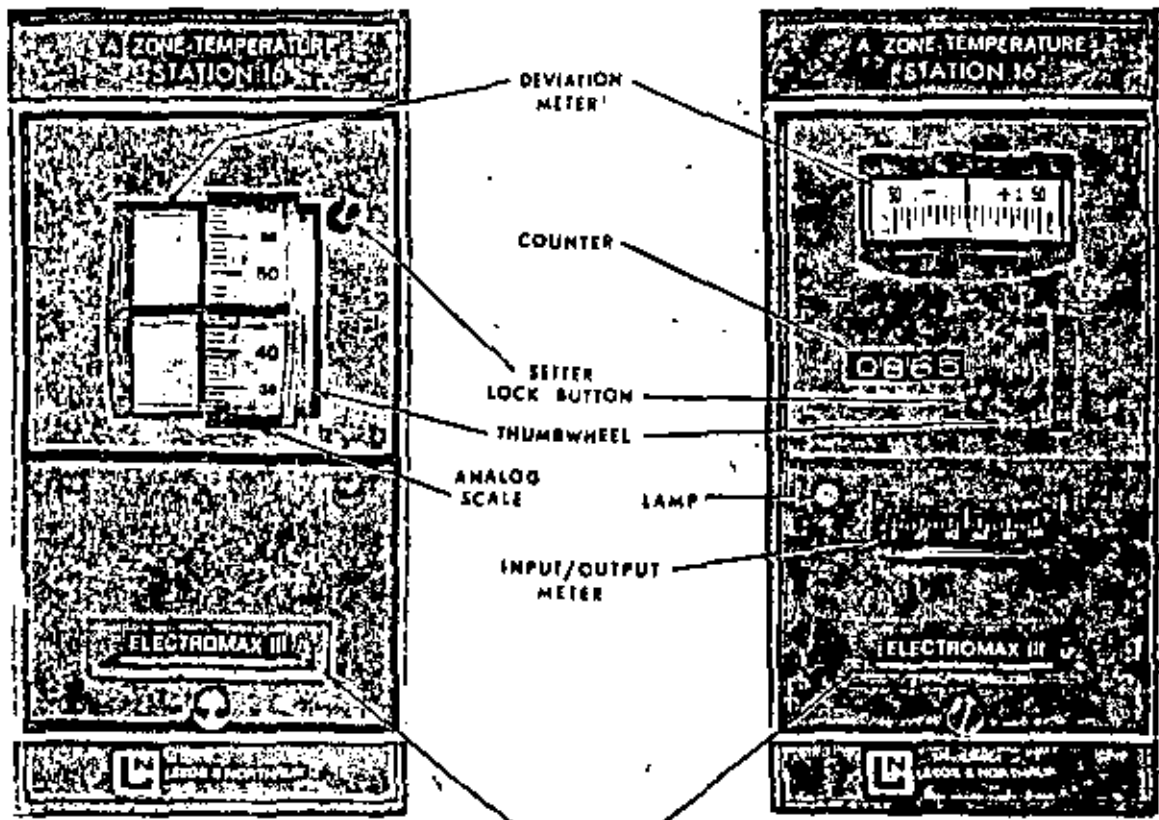
El punto de ajuste puede ser:

- a) prefijado por el usuario. ( Aplicación más común ).
- b) Motorizado y gobernado por un computador externo ( procesos sofisticados ).
- c) Variable; y gobernado por otro controlador. ( control en cascada ).
- d) Variable y gobernado por un " programador de procesos " ( típico en procesos de tratamiento térmico ).

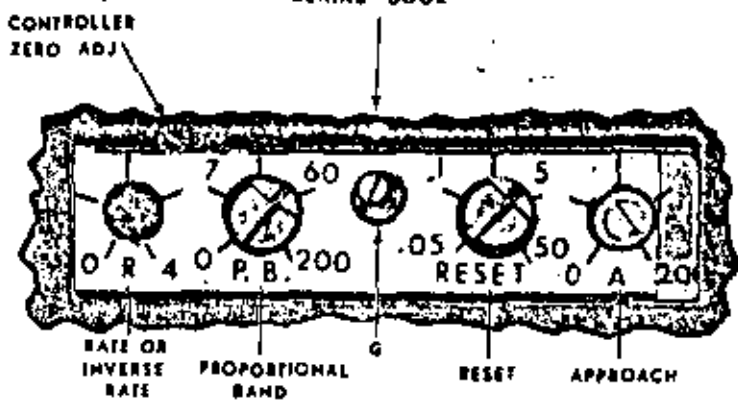
Actualmente existen controladores en el mercado, la industria, laboratorios y centros de investigación en una variedad de marcas, modelos y tipos. En general, los controladores se diferencian unos de otros, por la tecnología usada en su fabricación ( bulbos, transistores, circuitos integrados lineales, C'MOS, TTL, microprocesadores, etc. ), aunque se dividen en dos ramas, principales que son:

- a) Controladores analógicos
- b) Controladores digitales.

**TIPOS DE CONTROLADOR.**- Un controlador determina su tipo o clase, dependiendo principalmente del tipo de señal de entrada ( relacionada con la variable de proceso a controlar ) y su tipo de señal de salida.



CONTROL ADJUSTMENT  
BEHIND DOOR



CE6142

Fig. 1—Electromax III controllers with digital and analog setters. Insert shows control adjustments

**SEÑAL DE ENTRADA.**- La señal de entrada a un controlador puede provenir de un transductor de la variable a controlar, de un transmisor electrónico ó de algún instrumento compatible con el controlador.

La señal de entrada al controlador puede ser una o varias de las siguientes:

- a) Milivoltaje.- Por ejem. el que proviene de un termopar.
- b) Corriente.- Por ejem. el que proviene de un transmisor electrónico
- c) R.T.D. que proviene de termómetros de resistencia.
- d) Voltaje.- pr ejem. el que proviene de un derivador ( SHUNT ).
- e) Tren de pulsos.- por ejem. el tren de pulsos que un computador envía al controlador para gobernar el valor del punto de ajuste.

**SALIDAS DE CONTROL.**- La señal de salida de un controlador tiene la función de gobernar a dispositivos finales de control, los cuales actuarán finalmente sobre la variable de proceso en cuestión.

La señal de salida del controlador puede ser:

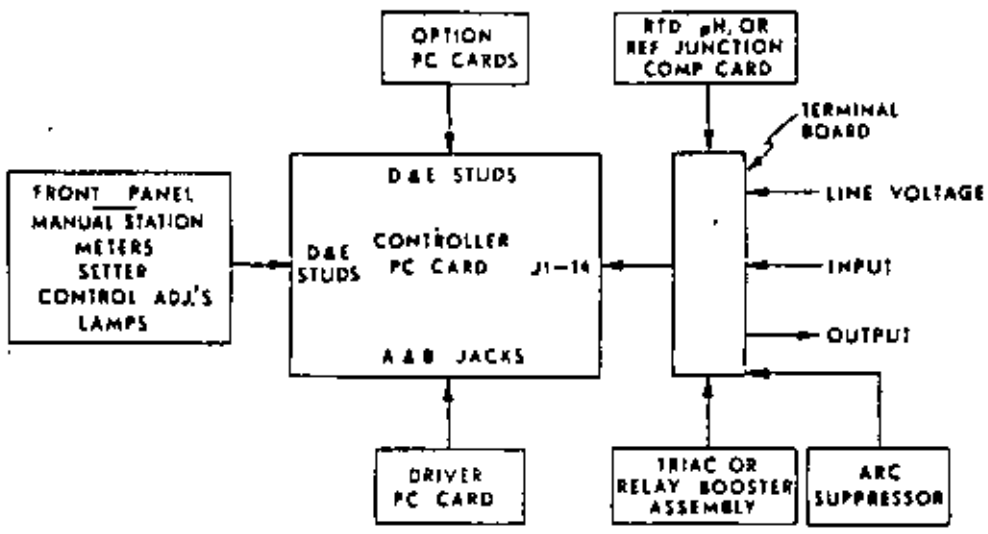
- a) corriente 4 a 20 mA.
- b) 120 V.C.A. 60 Hz, a través de tiristores.
- c) En forma de contactos de relevador, para control ON - OFF.
- e) en forma de duración de pulso, a través de contactos de relevador o tiristores.

#### **ELEMENTOS FINALES DE CONTROL.**

También conocidos como actuadores, son dispositivos que pueden cambiar directamente el valor de la variable manipulada ( por ejemplo Flujo de combustible ) la cual afecta el valor de la variable controlada ( por elem. temperatura ).

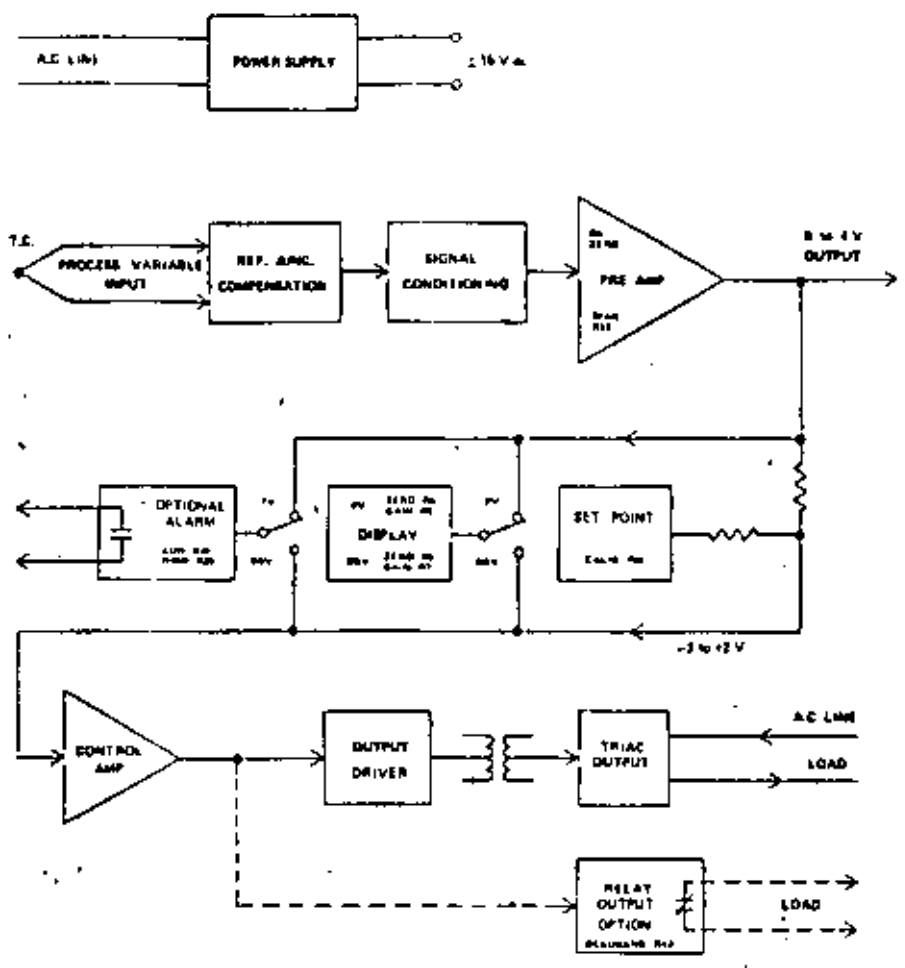
Son elementos finales de control .

- a) una válvula solenoide; la cual puede ser gobernada por ejemplo con 120 V.C.A.
- b) Una válvula de papalote montada a un servomotor. el cual es gobernado por eje con 120 V.C.A.
- c) Una válvula neumática apareada a un convertidor electroneumático El cual es gobernado por una señal de corriente por ejem. 4-20mA.
- d) Una resistencia eléctrica usada como elemento calefactor. El cual es excitado por ejem. con 120 V.C.A. a través de tiristores.



E6144

Fig. 1-6 - Block diagram of 6430 Series Controller.



E7352

Fig. 6 - Block diagram of the 2022 Controller.

**CONTROLADORES ANALÓGICOS.**

Son aquellos controladores cuya tecnología de fabricación, principios de operación, manejo de la señal de entrada, procesamiento de señales internas, y la forma de generar la señal de salida, es a base de componentes discretos ó circuitos integrados lineales. Sus indicadores de señal de entrada, señal de salida, desviación, punto de ajuste, son generalmente a base de galvanómetros.

Los controladores analógicos están constituidos principalmente por circuitos de entrada, circuitos de comparación, circuitos de control y circuitos de salida. Algunos contienen circuitos auxiliares, como son los circuitos de alarmas, circuitos de transferencia manual - automático, circuitos para aislar la señal de entrada, circuitos para aislar la señal de salida, circuito con fines sofisticados, etc. La elección de los circuitos que constituirán a un controlador dependerán de las especificaciones bajo las cuales se desea que opere, por ejemplo: exactitud de la medición de la variable controlada, límites de temperatura ambiente, humedad, vibración, alimentación estable, histeresis, banda muerta, resolución, etc.,

**CIRCUITO DE ENTRADA.**- El circuito de entrada de un controlador tiene la función principal de medir la señal de entrada.

**CIRCUITO DE COMPARACION.**- El circuito de comparación tiene como función principal comparar algebraicamente, la señal que proviene del circuito de entrada con la señal correspondiente al punto de ajuste, entregando a su salida una señal de error ( ó desviación ).

**CIRCUITO DE CONTROL.**- Tiene como función principal, relacionar la señal de error ( que llega del circuito de comparación ) y la señal resultante de las funciones de control ( proporcional, integrativa, derivativa, etc. ) otorgando a la salida una señal de control.

**CIRCUITO DE SALIDA.**- Tiene la función principal de convertir la señal de control en una señal de salida, de tal forma que sea compatible con algún elemento final de control.

**TIPOS DE ACCIONES DE CONTROL EN UN CONTROLADOR.**

Desde al punto de vista " acción de control " existen varios tipos de controladores, por ejemplo:

- a) controlador ON-OFF. Presenta a su salida sólo dos estados posibles - estado ON y estado OFF, dependiendo de que la diferencia de las señales de entrada y punto de ajuste sea positiva o negativa.

- b) Controlador Proporcional.
- c) controlador proporcional, integrativo.
- d) controlador proporcional, integrativo, derivativo ( P.I.D. )
- e) controlador con otras funciones de control más sofisticadas.

Cabe decir que en las industrias, los controladores existen en su mayoría del tipo ON - OFF y del tipo P.I.D.

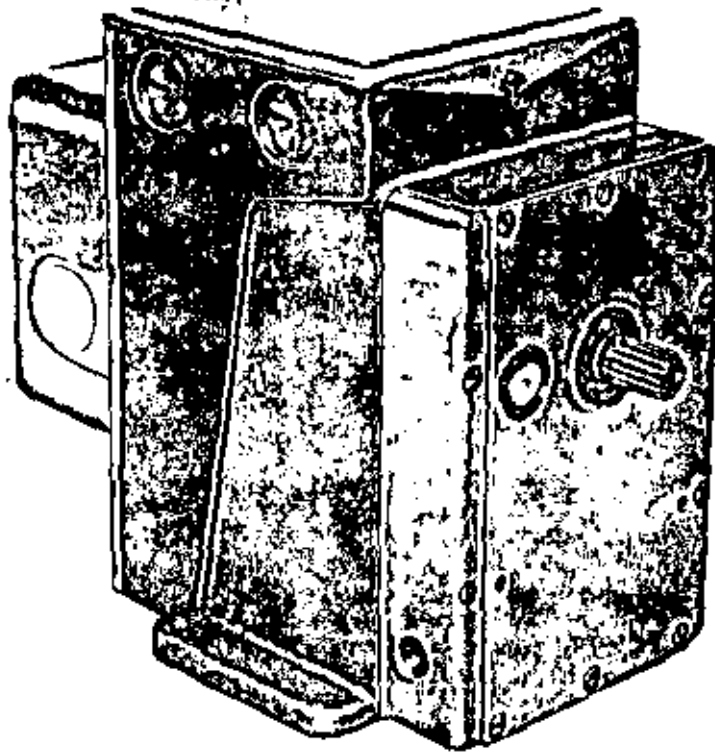
Es muy importante recalcar que los valores de los ajustes de SINTONIA es decir, los valores de la banda proporcional ( acción proporcional), el reset ( acción integrativa ) y el rate ( acción derivativa ), son determinados por el usuario, el que deberá conocer el procedimiento de ajuste de acuerdo al proceso en particular. Estos ajustes son accesibles al usuario normalmente al frente del instrumento controlador.

NOTA: Estos ajustes determinan en definitiva la habilidad que tendrá el controlador para lograr su objetivo y en muchos procesos es más bien difícil y laboriosa ( muchas veces empírica ) la tarea de " sintonizar " el controlador con el proceso en particular; ya que para optimizar el valor de dichos ajustes, se requiere conocer a fondo el comportamiento dinámico del proceso, además de conocer el procedimiento de ajuste del controlador en cuestión, además de tener conocimiento ( al menos básico ) sobre control automático .

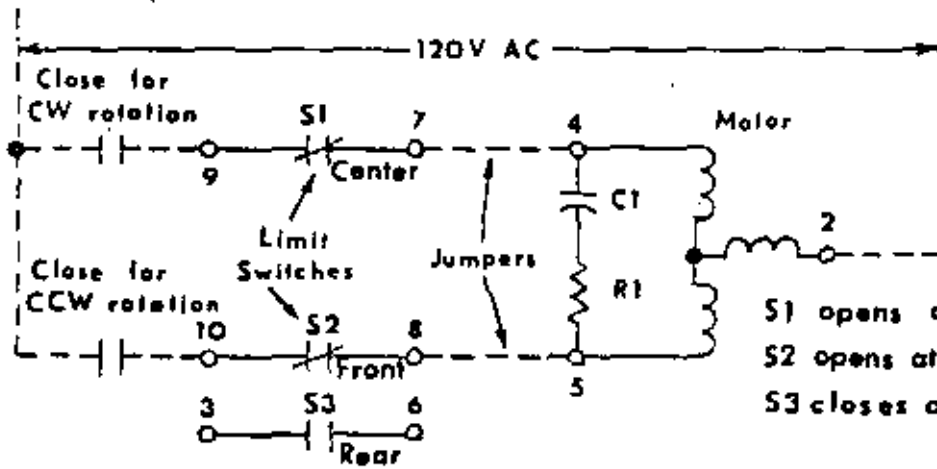
#### CONTROLADORES DIGITALES.

Un controlador digital es un aparato que en general funciona a base de (1) Microprocesador, este controlador es capaz de desempeñar todas las funciones que realiza un controlador analógico, en cuanto a control automático se refiere, proporcionando además todas las bondades que otorgan en la actualidad la electrónica digital. Los indicadores de entrada, salida, desviación. Punto de ajuste, funciones de control, etc., son expuestos en un despliegue digital a través de LED'S 7 segmentos o cristal líquido. Además existen algunas versiones de controladores digitales con opciones especiales, como son por ejemplo:

- a) autodiagnóstico de falla.
- b) funciones de control programables.
- c) autosintonía.
- d) rutina de calibración del controlador a través de un programa, con despliegue digital.



10210-1 Series Valve-Drive Mechanism with Cover for Auxiliary Switches or Slidewire



S1 opens at CW extreme, not adjustable  
 S2 opens at CCW extreme, adjustable.  
 S3 closes at CW extreme, adjustable

Fig. 2-10215-1-0 Internal Connections.





**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA  
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

*INSTRUMENTACION ELECTRONICA*

*ANTECEDENTES Y AMPLIFICACION*

*ING. JAVIER VALENCIA F.*

*MARZO, 1984*

TEMARIO.

1

ANTECEDENTES.

DIAGRAMA DE UN INSTRUMENTO ELECTRONICO.

DIAGRAMA DE UN LAZO DE CONTROL DE INSTRUMENTACION INDUSTRIAL.

AMPLIFICACION.

FUNCION DEL AMPLIFICADOR.

GANANCIA.

TRANSISTOR BIPOLAR DE JUNTURA TBJ.

AMPLIFICADOR DE SEÑAL PEQUEÑA.

CONFIGURACION DE DOS DISPOSITIVOS TBJ.

AMPLIFICADOR OPERACIONAL

AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL.

APLICACIONES LINEALES DEL AMPLIFICADOR IDEAL.

AMPLIFICADOR OPERACIONAL REAL.

COMPENSACION Y AJUSTES.

AMPLIFICADOR DE SEÑAL PEQUEÑA.

APENDICE A.

GENERADOR DE SEÑALES PARA ESTIMULOS BIOLOGICOS.

APENDICE B.

INSTRUMENTOS ELECTRONICOS DE PROCESOS INDUSTRIALES.

APENDICE C.

HOJA DE DATOS DE AMPLIFICADORES OPERACIONALES.

**CAPITULO # 3.****PROCESAMIENTO DE SEÑALES Y TRANSFORMACION DE POTENCIA.**

EL OBJETIVO DEL PRESENTE CAPITULO PUEDE SER DIVIDIDO EN CUATRO PARTES:

1. REVISAR LOS FUNDAMENTOS DE AMPLIFICACION, FILTRADO, FUENTES DE PODER Y MODULACION, SOBRE LOS CUALES SE APOYAN LOS INSTRUMENTOS ELECTRONICOS DE LABORATORIO E INSTRUMENTACION PARA PROCESOS INDUSTRIALES.
2. ANALIZAR EN FORMA CUALITATIVA LAS PRINCIPALES REALIZACIONES DE CIRCUITOS ELECTRONICOS EMPLEADOS PARA AMPLIFICAR, FILTRAR, TRANSFORMAR POTENCIA Y MODULAR.
3. PRESENTAR ALGUNOS ASPECTOS CUANTITATIVOS SOBRE EL PROCESAMIENTO ANALOGICO DE SEÑALES Y TRANSFORMACION DE POTENCIA.
4. AGRUPAR EN UN SOLO CAPITULO, INFORMACION DISPERSA EN LA LITERATURA ESPECIALIZADA.

**ANTECEDENTES.**

UNA DE LAS LABORES DEL INGENIERO ES LA DE MEDIR Y CREAR INSTRUMENTOS QUE LE PERMITAN ENTENDER SU MEDIO AMBIENTE, PARA LO CUAL SE HA BASADO ENTRE SUS ALTERNATIVAS EN INSTRUMENTOS-ELECTRONICOS, LOS CUALES EN TERMINOS GENERALES ESTAN ESTRUCTURADOS DE LA SIGUIENTE FORMA (VER FIGURA # 1).

LA ETAPA SENSORA-TRANSDUCTORA TIENE COMO FINALIDAD LA DE OBTENER Y TRANSFORMAR UNA VARIABLE (INFORMACION) DE UN PROCESO FISICO-QUIMICO EN UNA SEÑAL ELECTRICA, ESTA ETAPA SE TRATA EN EL CAPITULO # 2. LA SEÑAL SENSADA POR LO GENERAL ES CONTINUA (ANALOGICA) Y TRANSFORMADA HA SEÑAL ELECTRICA POR TENER MEJORES VENTAJAS EL PROCESAMIENTO ELECTRONICO QUE OTRAS ALTERNATIVAS (VELOCIDAD, ALMACENAMIENTO MASIVO, ETC.,).

LA ETAPA DE PROCESAMIENTO AMPLIFICA, FILTRA, MODULA, CONVIERTE LA SEÑAL ANALOGICA EN DIGITAL, ALMACENA UN ALGORITMO EN UNA MEMORIA O MICROPROCESADOR PARA SU INTERACCION CON LA SEÑAL (INFORMACION) Y ADECUA LA SEÑAL PARA PRESENTACION FINAL.

LA ETAPA FINAL PRESENTA, REGISTRA Y ALMACENA LA INFORMACION-SENSADA.

LA FUENTE DE PODER SUMINISTRA LA ENERGIA SUFICIENTE PARA ENCEDER Y POLARIZAR LOS ELEMENTOS QUE CONSTITUYEN EL INSTRUMENTO ELECTRONICO.

EJEMPLO # 1 SE DESEA CONSTRUIR UN CINCOMETRO (VER FIGURA # 2).

EJEMPLO # 2 UN GENERADOR DE ESTIMULOS BIOLOGICOS.

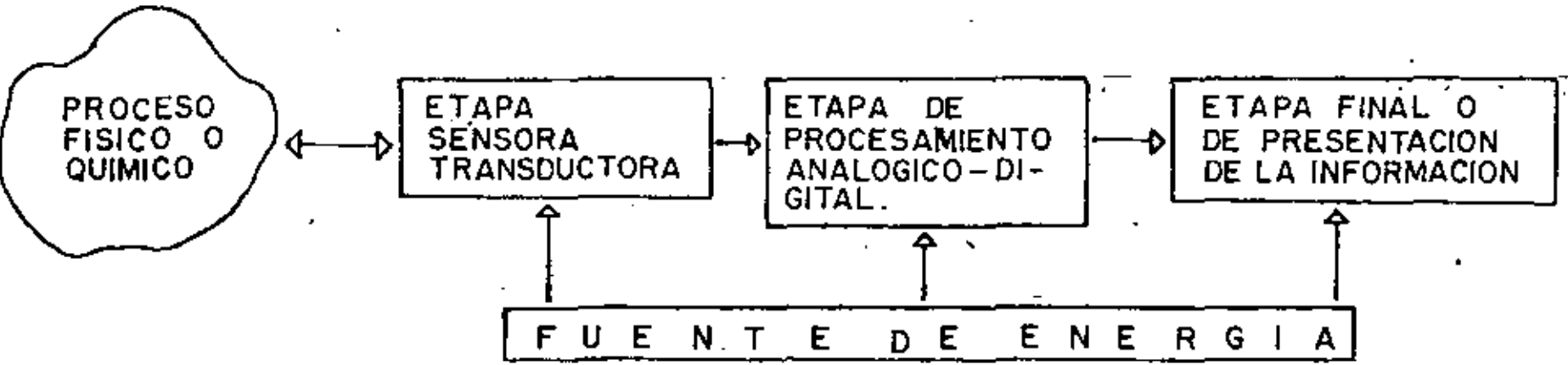


FIG.# 1

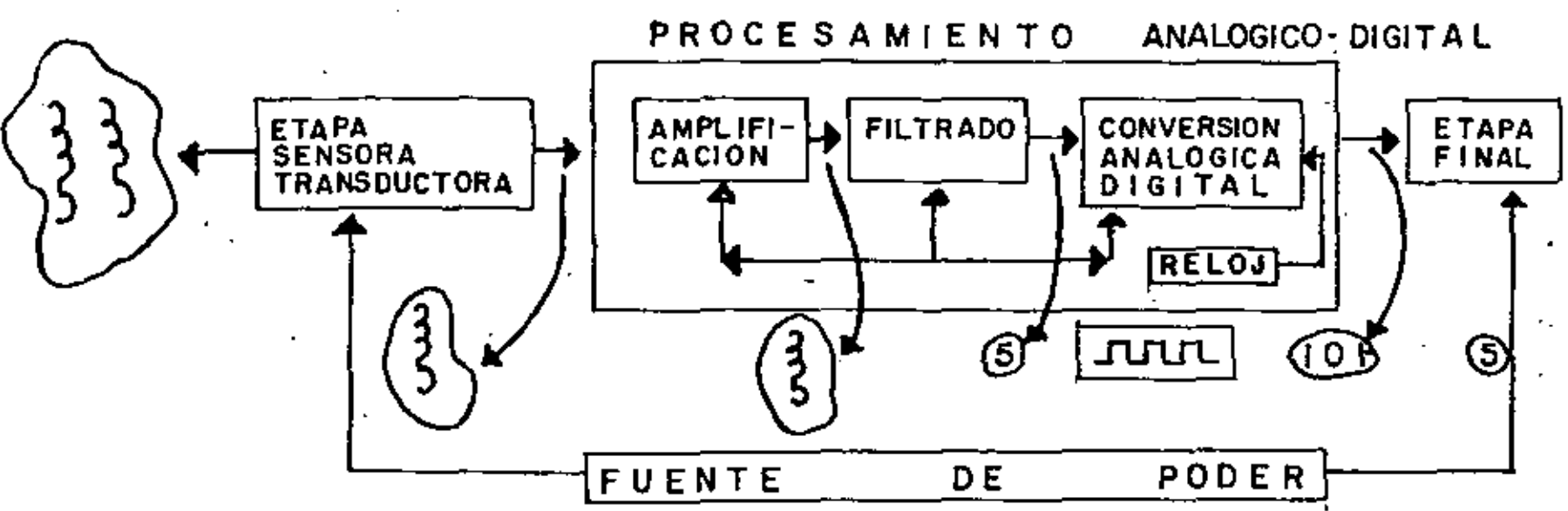
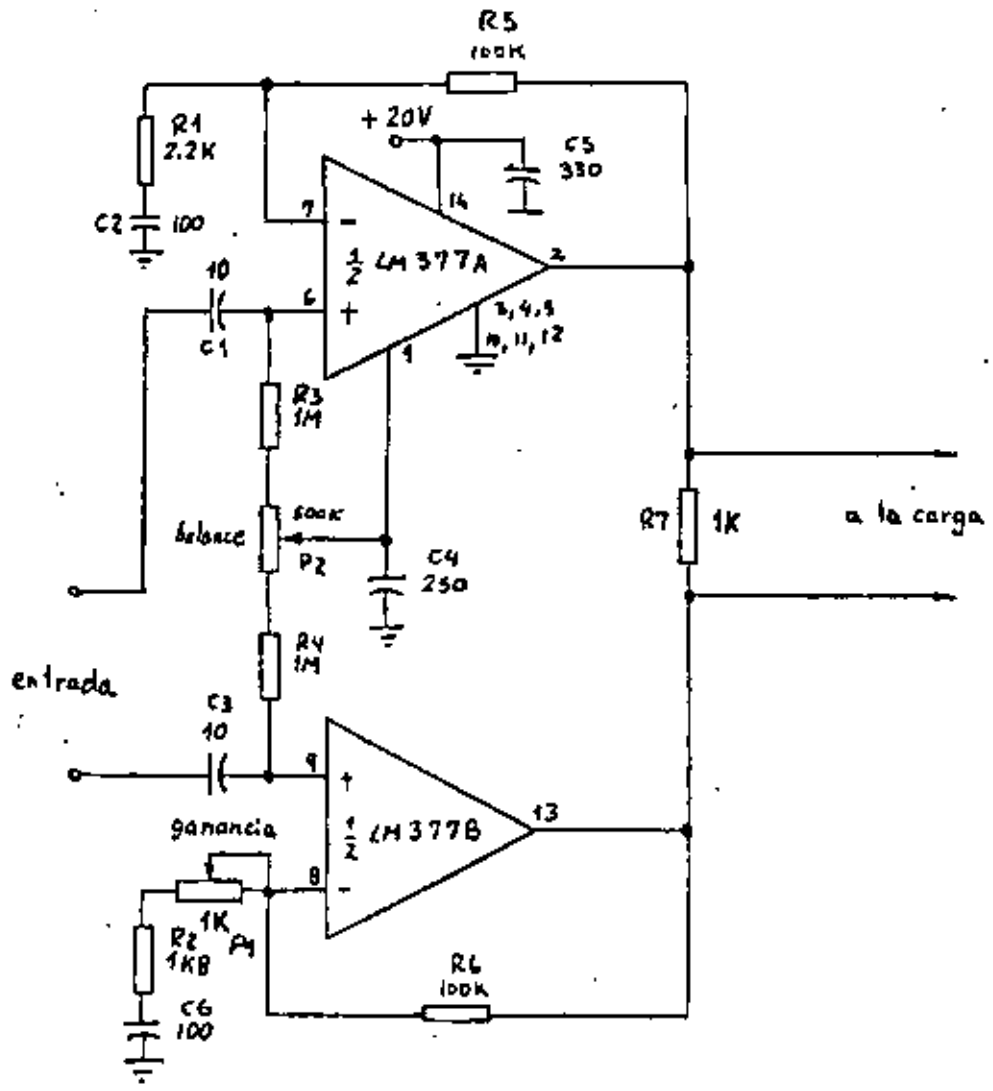


FIG # 2





ETAPA DE SALIDA.



OTRAS DE LAS ALTERNATIVAS QUE TIENE LA INSTRUMENTACION ELECTRONICA ESTA EN LAS TECNICAS PARA EL CONTROL DE PROCESOS, QUE VAN EN NUESTRO PAIS DESDE SISTEMAS DE CONTROL COMPUTARIZADOS HASTA PROCESOS EN LOS QUE LA MAYORIA DE LAS FUNCIONES DE MONITOREO Y CONTROL SE HACEN MANUALMENTE. EN DICHO CONTROL SE EMPLEAN TODO TIPO DE TECNOLOGIA, DESDE LOS INSTRUMENTOS NEUMATICOS, HIDRAULICOS, ELECTROMECA- NICOS, EQUIPOS DE PROTECCION ELECTRICOS, HASTA LOS EQUIPOS ELECT- TRONICOS, YA SEA LOS ANALOGICOS CONVENCIONALES HASTA LOS EQUIPOS DIGITALES, DE LA MAGNITUD DE LAS GRANDES COMPUTADORAS EMPLEADAS - EN LAS TECNICAS DE CONTROL DIRECTO DIGITAL Y SUPERVISORIO, O DE - LOS DISPOSITIVOS BASADOS EN MICROPROCESADORES, EMPLEADOS PARA CON- STRUIR CONTROLADORES DE UNA SOLO LAZO, O COMPLICADOS SISTEMAS- DE CONTROL DISTRIBUIDO.

UNA DE LAS PARTES IMPORTANTES ES EL LAZO DE CONTROL, EL CUAL ESTA ESTRUCTURADO DE LA SIGUIENTE MANERA ( VER FIGURA # 2 ).

EL LAZO SE INICIA SENSANDO LA VARIABLE A CONTROLAR, ENVIANDOSE -- UNA SEÑAL AL CONTROLADOR DE ACUERDO A UN VALOR DE REFERENCIA, EL CUAL SE ENCARGA DE ORDENAR AL ELEMENTO FINAL LOS CAMBIOS QUE DE- BEN REALIZARSE PARA MANTENER A LA VARIABLE EN EL VALOR DE REFEREN- CIA.

DE LAS PARTES DEL LAZO QUE SE HAN INTEGRADO ELECTRONICAMENTE ESTAN; CONTROLADORES, INDICADORES, REGISTROS, ALARMAS Y ELEMENTOS - TRANSMISORES. ACTUALMENTE SE ESTAN DESARROLLANDO ELEMENTOS PRIMA- RIOS DE SEMICONDUCTORES Y LA PARTE DE ELEMENTO FINAL DE CONTROL - SE REALIZA CON SERVOMECA- NISMOS, VALVULAS Y DISPOSITIVOS ELECTRONI- COS DE POTENCIA (FAMILIA DE TIRISTORES LOS CUALES SON USADOS COMO IMPULSORES, REGULADORES DE VELOCIDAD DE MAQUINAS ELECTRICAS). EL- ESTUDIO DE ESTA PARTE DEL CURSO SE REALIZARA EN EL CAPITULO # 5.

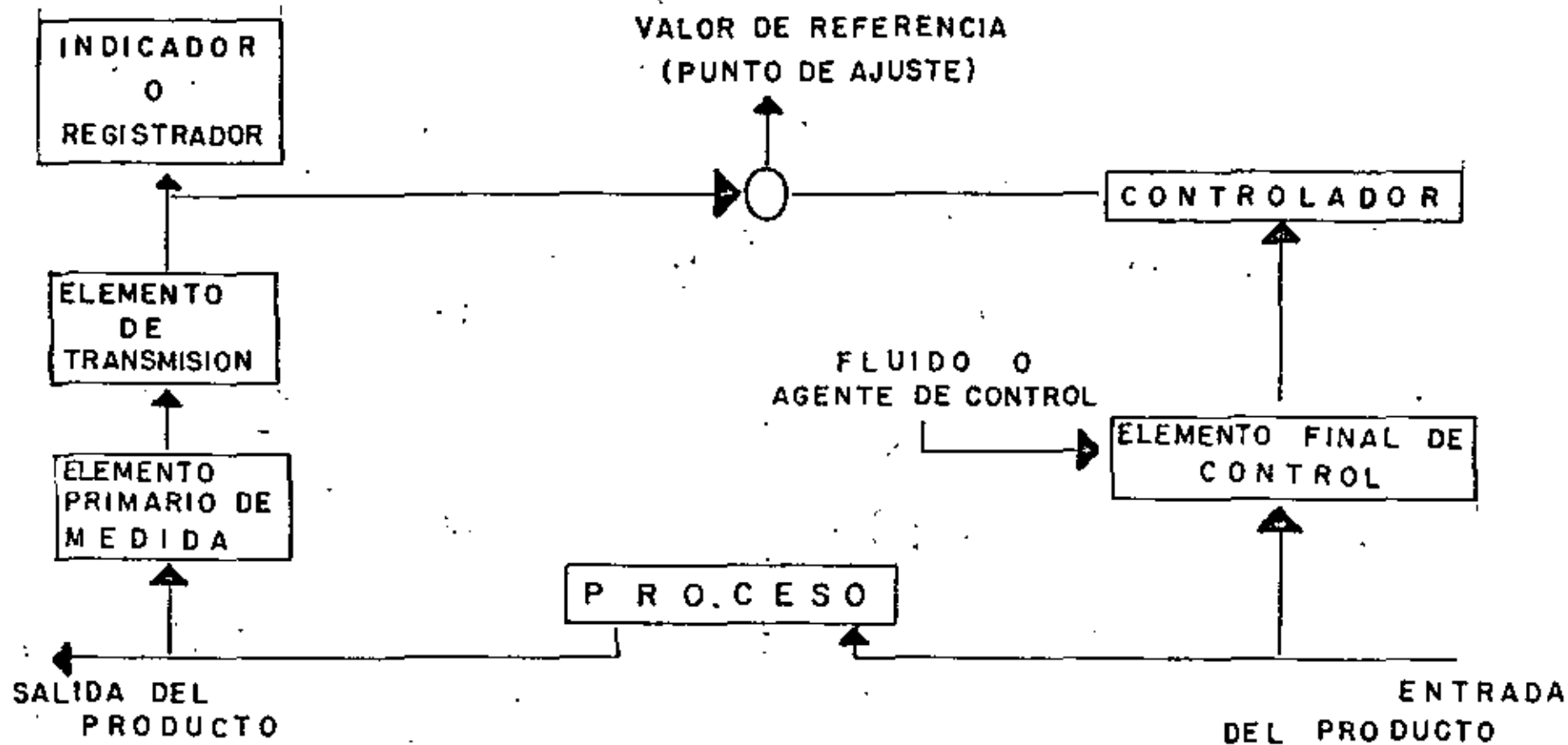


FIG. # 3

## AMPLIFICACION.

OBJETIVO. EN ESTA PARTE SE EXPONDRÁ EN FORMA BREVE LOS CONCEPTOS TEÓRICOS BÁSICOS QUE PERMITAN COMPRENDER LAS POSIBLES FORMAS DE APLICAR UNA SEÑAL PEQUEÑA, LOS MODELOS ELÉCTRICOS DE LOS COMPONENTES Y ALGUNOS CASOS PRÁCTICOS.

### FUNCIÓN DEL AMPLIFICADOR.

SE ACOSTUMBRA DEFINIR AL AMPLIFICADOR COMO UN ELEMENTO QUE PROPORCIONA "GANANCIA" DE VOLTAJE O CORRIENTE, ¿ES ENTONCES UN TRANSFORMADOR ELEVADOR UN AMPLIFICADOR? "NO", CUAL ES ENTONCES LA ESENCIA DE UN AMPLIFICADOR, LA RESPUESTA ES "GANANCIA DE POTENCIA", ES DECIR HAY QUE TENER EN MENTE QUE LA FUNCIÓN DE UN AMPLIFICADOR ES PROPORCIONAR UN INCREMENTE DE POTENCIA.

### GANANCIA.

LA GANANCIA ES LA MEDIDA DEL GRADO DE AMPLIFICACION DE UN CIRCUITO O SISTEMA, Y SE DEFINE COMO:

$$\text{GANANCIA} = \text{SALIDA} / \text{ENTRADA}$$

LA GANANCIA SE MIDE EN DECIBELES, LOS CUALES ESTAN DEFINIDOS EN TÉRMINOS DE UNA RELACION LOGARITMICA:

$$\text{GANANCIA EN DB} = 10 \text{ LOG } P_2 / P_1$$

DONDE P1 Y P2 SON LAS POTENCIAS DE ENTRADA Y DE SALIDA RESPECTIVAMENTE, PERO COMO LA POTENCIA SE PUEDE EXPRESAR COMO EL VOLTAJE AL CUADRADO ENTRE LA RESISTENCIA O EL CUADRADO DE LA CORRIENTE ENTRE LA RESISTENCIA SE TIENE:

$$\text{GANANCIA EN DB} = 10 \text{ LOG } P_2 / P_1 = 20 \text{ LOG } E_2 / E_1 + 10 \text{ LOG } R_2 / R_1$$

POR LO QUE SE PUEDE APRECIAR QUE LA GANANCIA DE POTENCIA EN DB. ES NUMERICAMENTE IGUAL A LA GANANCIA DE VOLTAJE, SIEMPRE QUE  $R_2 = R_1$ , SI ESTO NO SE CUMPLE ES IMPORTANTE ESPECIFICAR A CUAL DE LAS RESISTENCIAS SE ESTA TOMANDO COMO REFERENCIA. EN LA ACTUALIDAD, ES COMUN HABLAR DE GANANCIA DE POTENCIA O DE GANANCIA DE VOLTAJE, PERO ESTO ES CIERTO SI  $R_2 = R_1$ .

$$G. \text{ EN DB} = 10 \text{ LOG } P_2 / P_1 = 20 \text{ LOG } E_2 / E_1 = 20 \text{ LOG } I_2 / I_1$$

ENTONCES; ¿COMO LOGRAR AMPLIFICAR UNA SEÑAL PEQUEÑA?

LA SOLUCION ESTA EN UN ELEMENTO ACTIVO, COMO UN TRANSISTOR O UN AMPLIFICADOR OPERACIONAL.

EL TRANSISTOR BIPOLAR DE JUNTURA TBJ.

EL TRANSISTOR BIPOLAR DE JUNTURA LLAMADO COMUNMENTE "TRANSISTOR" CONSISTE EN DOS UNIONES PN (VER FIGURA # 1) QUE DE ACUERDO AL MATERIAL QUE PARTICIPA (SEMICONDUCTOR) EN SU CONTRUCCION, SON DEL TIPO NPN O PNP (SEMICONDUCTOR CON IMPUREZAS DONORAS ES DEL TIPO N Y SEMICONDUCTOR CON IMPURES ACEPTORAS ES DEL TIPO P).

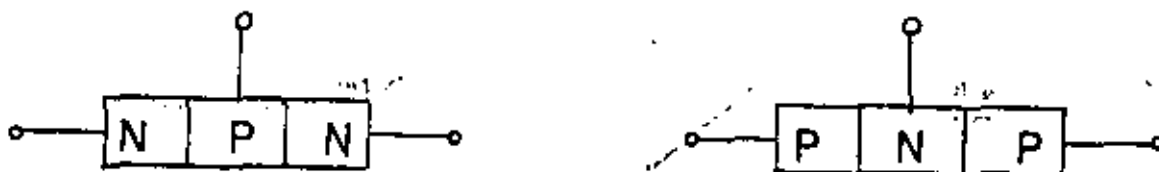


FIG # 1

AL CONSTRUIR UN TRANSISTOR LA JUNTURA DE LA PARTE IZQUIERDA LLAMADA EMISOR (VER FIGURA # 2) ES FUERTEMENTE CONTAMINADA DE IMPUREZAS, LA PARTE CENTRAL LLAMADA BASE ES DELGADA Y EL SEMICONDUCTOR N DE LA PARTE DERECHA LLAMADO COLECTOR ES MAS GRANDE QUE EL EMISOR.

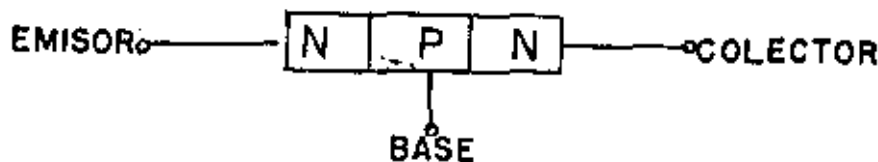
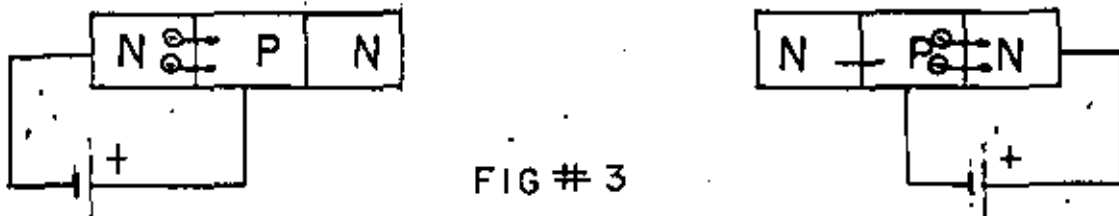


FIG # 2

CONSIDEREMOS UN TRANSISTOR TIPO NPN PARA EXPLICAR BREVEMENTE SU FUNCIONAMIENTO.

CUANDO LA JUNTURA EB ES POLARIZADA EN FORMA DIRECTA (CONECTAR UNA FUENTE EXTERNA DE FORMA QUE PERMITA EL PASO DE CORRIENTE POR EL DIODO) EL EMISOR INYECTA ELECTRONES QUE SON RECOMBINADOS EN LA BASE, PERO, SI POLARIZAMOS LA JUNTURA BC EN INVERSA (CONECTAR UNA FUENTE DE VOLTAJE EXTERNA DE FORMA QUE "NO" EL PASO DE CORRIENTE) NO TODOS LOS ELECTRONES SON RECOMBINADOS EN LA BASE, ALGUNOS SON ATRAIDOS POR LA POLARIZACION DEL COLECTOR FORMANDO LA CORRIENTE DE COLECTOR (VER FIGURA # 3.1 y 3.2)



EN RESUMEN, UN TRANSISTOR TRABAJANDO COMO AMPLIFICADOR, ES UN DISPOSITIVO QUE INYECTA PORTADORES DE CARGA POR EL EMISOR Y RECOLECTA PORTADORES POR EL COLECTOR, SIENDO LA CORRIENTE DE BASE UN CONTROL QUE REGULA O MODULA LA CIRCULACION DE CORRIENTE DEL EMISOR AL COLECTOR.

EL HECHO DE TENER DOS UNIONES, NOS PERMITE TENER CUATRO DIFERENTES POSIBILIDADES DE POLARIZAR EL TBJ.

1. AMBAS UNIONES POLARIZADAS EN INVERSA, EL RESULTADO ES QUE NO EXISTE CONDUCCION DE CORRIENTE POR LAS JUNTURAS Y SE DICE QUE EL TBJ ESTA TRABAJANDO EN LA REGION DE "CORTE" (VER FIGURA #4).

2. AMBAS UNIONES POLARIZADAS EN DIRECTA, EN ESTE CASO EL TRANSISTOR TRABAJA EN LA "REGION DE SATURACION" (VER FIGURA # 4).

3. LA UNIÓN BASE-EMISOR EN DIRECTA Y LA UNIÓN BASE-COLECTOR EN INVERSA, ENTONCES, LA CORRIENTE DEL EMISOR ES FORMADA POR LOS ELECTRONES INYECTADOS, LA CORRIENTE DE COLECTOR CONSISTE DE DOS TERMINOS; UNO DE ELECTRONES INYECTADOS QUE LOGRAN LLEGAR HASTA EL COLECTOR, ESTE HECHO SE DEFINE A PARTIR DE UN PARAMETRO DEL TRANSISTOR LLAMADO ALFHA (EFICIENCIA DEL EMISOR  $\alpha$ ) Y EL SEGUNDO TERMINO QUE SE DEBE A PORTADORES MINORITARIOS DE LA BASE QUE PASAN AL COLECTOR.

$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO}$$

COMO  $I_{CBO}$  ES MUY PEQUEÑA

$$I_C / I_E = \text{ALFHA}$$

DONDE ALFHA ES MENOR A 1

POR OTRO LADO APLICANDO LA LAY DE KIRCHHOFF (VER AL TRANSISTOR COMO UN NODO);

$$I_E = I_C + I_B$$

COMO:

$$I_E = I_C / \text{ALFHA}$$

ENTONCES:

$$I_C / \text{ALFHA} = I_C + I_B$$

$$I_B = (1 - \text{ALFHA}) I_C / \text{ALFHA}$$

ENTONCES:

$$I_C = \text{ALFHA} I_B / (1 - \text{ALFHA}) = \text{BETA} I_B$$

SIENDO BETA =  $\text{ALFHA} / (1 - \text{ALFHA})$  = GANANCIA DE CORRIENTE DE BASE

LA CORRIENTE INYECTADA POR EMISOR, QUE NO ES MAS QUE UNA JUNTURA-POLARIZADA EN DIRECTA, SE TIENE:

$$I_E = I_S \exp(V_{BE} / V_T) = I_B$$

PERO EL HECHO DE QUE EL COLECTOR EXISTA HACE QUE:

$$I_E = (\text{BETA} + 1) I_B$$

CUANDO EL TBJ ESTA TRABAJANDO EN ESTAS CONDICIONES SE DICE QUE ESTA EN LA REGION ACTIVA DIRECTA (VER FIGURA # 4) SIENDO ESTA REGION DONDE SE POLARIZA EL TRANSISTOR PARA QUE AMPLIFIQUE.

4. EL CASO CONTRARIO, O SEA, BASE - COLECTOR POLARIZADO EN DIRECTA Y BASE - EMISOR EN INVERSA, ES POCO UTILIZADO POR SER EL TRANSISTOR NO SIMETRICO Y SE DICE QUE EL TRANSISTOR TRABAJA EN LA REGION ACTIVA INVERSA (VER FIGURA # 4).

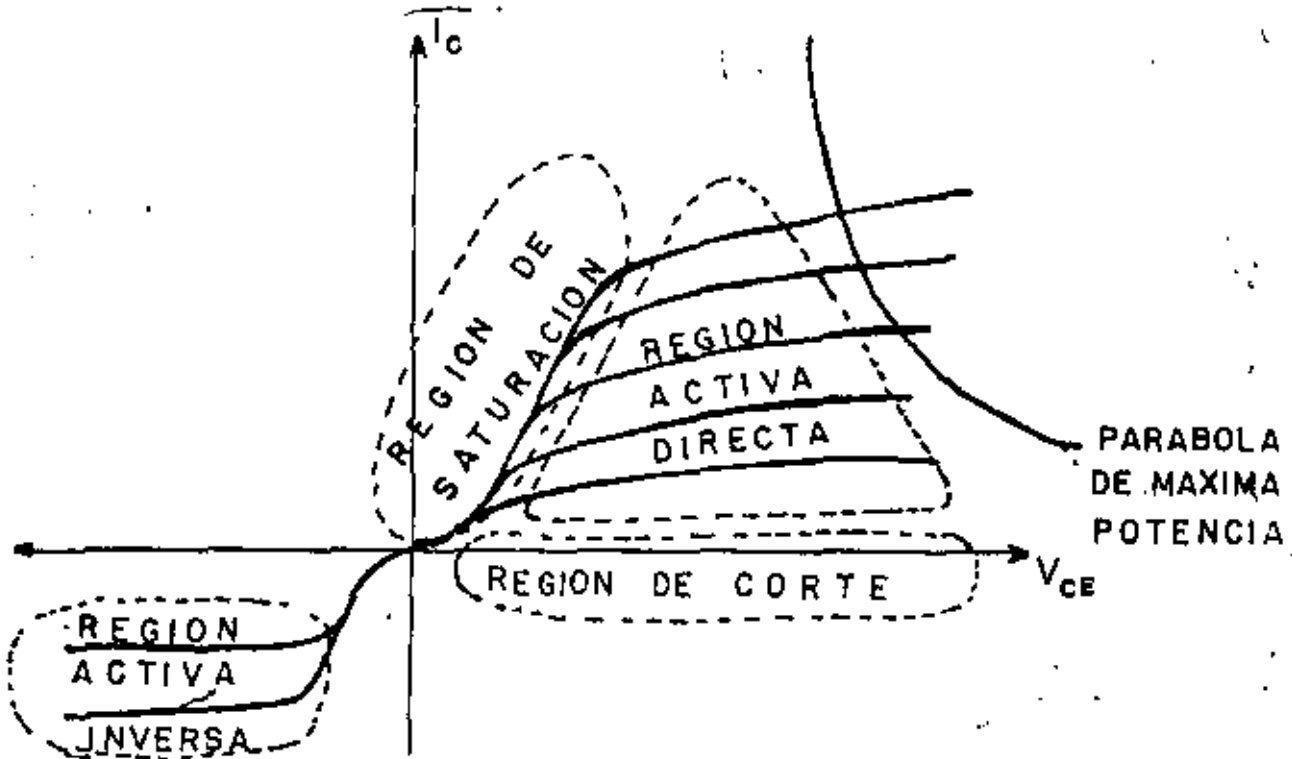


FIG # 4

SIMBOLOS.

EN LA FIGURA # 5 SE MUESTRA LOS SIMBOLOS QUE REPRESENTAN AL TRANSISTOR BIPOLAR DE JUNTURA TIPO NPN Y PNP.

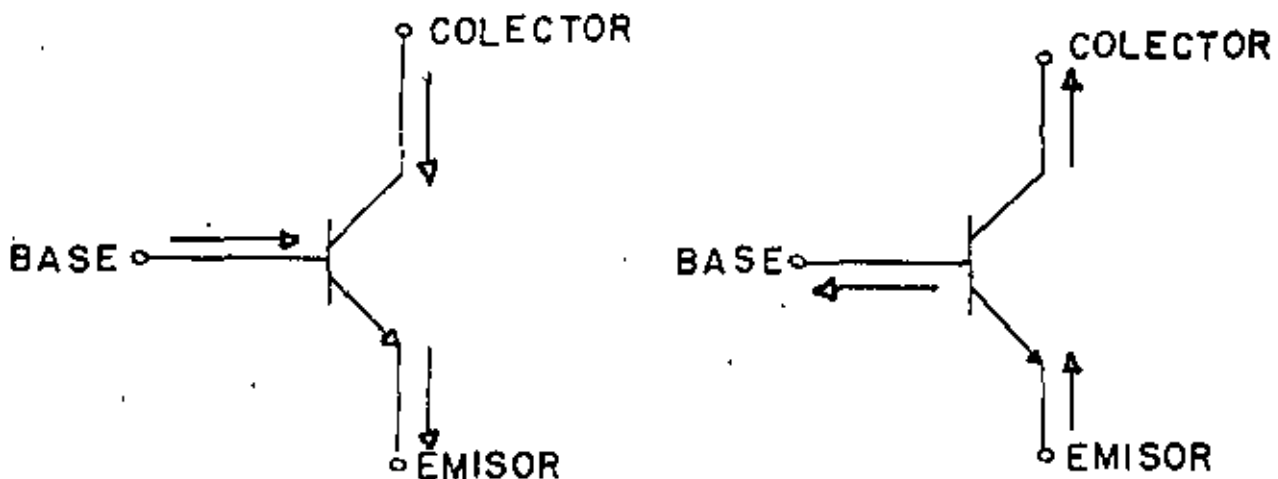


FIG. # 5

DONDE:

A.  $I_E$  LLEVA LA DIRECCION DE LA FLECHA EN EL EMISOR

B.  $I_C$  E  $I_B$  LLEVAN LA DIRECCION ADECUADA PARA QUE SE CUMPLA QUE

$$I_E = I_B + I_C$$

C. ENTRE LAS TERMINALES DEL TRANSISTOR SE CUMPLE QUE:

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$$

MODELO DE EBERS - MOLL

EL FUNCIONAMIENTO DE TBJ PUEDE SER MODELADO DE VARIADAS FORMAS EN ESTAS NOTAS SE TOMARA EL MODELO DE LOS DOCTORES EBERS Y MOLL EL CUAL CONSIDERA AL TBJ COMO UN PAR DE DIODOS CONECTADOS "ESPALDA - CON ESPALDA", CON LA PARTICULARIDAD DE QUE LA BASE ES MUY CORTA, LO QUE PERMITE EL PASO DE PORTADORES EN UNO AL OTRO DIODO AUN CUANDO UNO DE ELLOS ESTE POLARIZADO EN INVERSA, EL HECHO DE QUE LA BASE SEA MUY CORTA SE SIMULA CON FUENTES DE CORRIENTE DEPENDIENTES (VER FIGURA # 6).

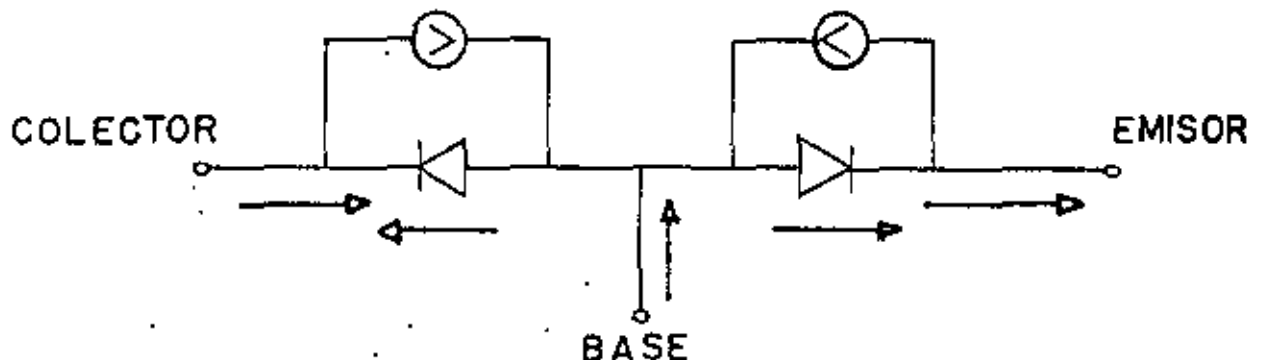


FIG.# 6

DEL MODELO SE TIENE:

$$I_C = \text{ALPHA}_1 I_1 - I_2 = \text{ALPHA}_1 I_S \text{EXP}(V_{BE}/V_T) - I_S \text{EXP}(V_{BC}/V_T)$$

$$I_E = I_1 - \text{ALPHA}_R I_2 = I_S \text{EXP}(V_{BE}/V_T) - \text{ALPHA}_R I_S \text{EXP}(V_{BC}/V_T)$$



$$I_B = I_E - I_C$$

SI  $V_{BE}$  ES MAYOR QUE 0 Y  $V_{BC}$  ES MENOR QUE 0 EL TBJ TRABAJA EN LA REGION ACTIVA DIRECTA Y EL MODELO SE REDUCE HA EL MOSTRADO EN LA FIGURA # 7. COMO LA BASE-COLECTOR ESTA EN INVERSA EL DIODO ES UN CIRCUITO ABIERTO Y NO EXISTE  $I_2$ , POR TANTO, LA FUENTE DE CORRIENTE ALPHA  $I_2$  TAMPOCO EXISTE.

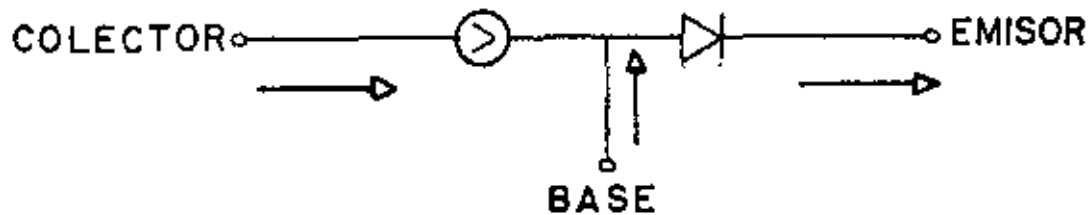
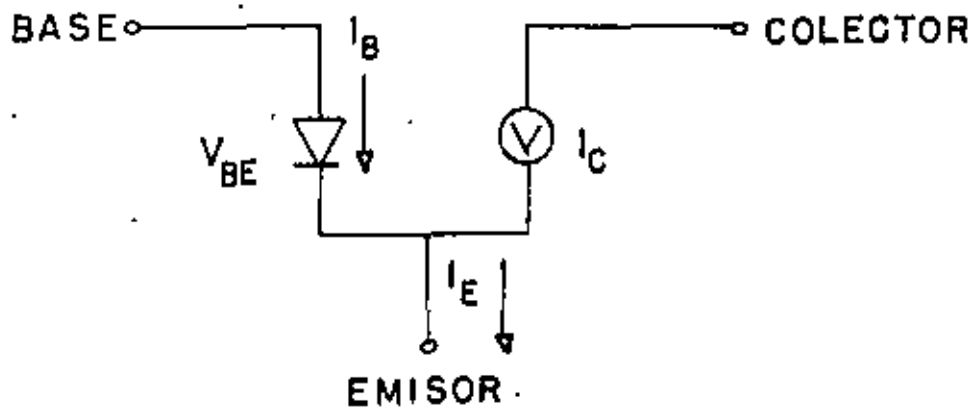


FIG. # 7.

EL MISMO MODELO SE PUEDE REDIBUJAR COMO SIGUE:



### MODELO PI HIBRIDO.

ESTE MODELO SE OBTIENE AL SUSTITUIR EL DIODO BASE-EMISOR DEL MODELO SIMPLIFICADO POR SU RESISTENCIA DINAMICA, ES DECIR:

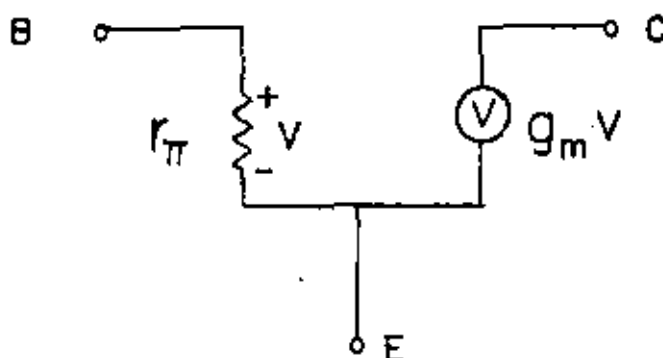
$$R_{eb} = V_T / I_{BQ}$$

A DICHA RESISTENCIA SE LE DENOMINA  $R_{PI}$  Y SE ACOSTUMBRA REPRESENTAR EN FUNCION DE  $I_{CQ}$

$$R_{PI} = V_T / (I_{CQ} / \text{BETA}) -$$

$$R_{PI} = \text{BETA } V_T / I_{CQ}$$

QUEDANDO EL MODELO:



EL MODELO HASTA ESTA PARTE ESPUESTO ES UN MODELO DE PRIMERA APROXIMACION UTILISADO PARA ANALIZAR TRANSISTORES TBJ TRABAJANDO COMO AMPLIFICADOR DE SEÑAL PEQUEÑA, EXISTIENDO MODELOS MAS COMPLETOS - COMO EL EBERS-MOLL DE SEGUNDO ORDEN Y EL EBERS-MOLL DE TERCER ORDEN. POR EJEMPLO EL MODELO DE EBERS-MOLL DE SEGUNDO ORDEN CONSIDERA LA RESISTENCIA DE SALIDA DEL DISPOSITIVO, LAS CAPACITANCIAS DE LAS JUNTURAS P-N, LA RESISTENCIA DE LA JUNTURA COLECTOR-BASE Y -- LAS RESISTENCIAS DE CONTACTO DE LAS TERMINALES. VER FIGURA # 10. OBTIENE, ES UN MODELO MAS COMPLETO PERO SE REQUIERE DE UNA COMPUTADORA PARA UTILIZARLO EN EL ANALISIS Y DISEÑO DE LOS CIRCUITOS (EXISTEN PAQUETES DE COMPUTACION BASADOS EN ESTOS MODELOS QUE PERMITEN ANALIZAR CIRCUITOS CON VARIOS TRANSISTORES). AFORTUNATAMENTE, PARA UN RANGO DE FRECUENCIAS MEDIAS Y PARA SEÑALES DE ENTRADA DE NIVEL MEDIO Y SIN CAMBIOS RAPIDOS O ABRUPTOS, TODOS ESTOS EFECTOS PARASITOS PUEDEN DESPRECIARSE Y LA APROXIMACION QUE SE OBTIENE

ME UTILIZANDO ESTE MODELO MAS SIMPLE, ES ACEPTABLE.

POLARIZACION.

PARA HACER QUE EL TRANSISTOR TRABAJE EN LA REGION QUE SE DESEE, ES NECESARIO SUMINISTRARLOS VOLTAJES Y CORRIENTES ADECUADAS, HA ESTE HECHO SE LE LLAMA POLARIZAR UN TRANSISTOR, ES DECIR, SI SE DESEA TRABAJAR EL TBJ COMO AMPLIFICADOR, ES NECESARIO POLARIZARLO EN LA REGION ACTIVA DIRECTA, LA CUAL ESTA LIMITADA POR LA REGION DE CORTE, SATURACION Y LA PARABOLA DE MAXIMA POTENCIA. CUANDO SE UTILIZA COMO INTERRUPTOR O SWITCH, SE POLARIZA EN LA REGION DE CORTE Y SE CONMUTA A LA REGION DE SATURACION. PARA LOGRAR LA POLARIZACION DE UN TRANSISTOR EN LA REGION ACTIVA DIRECTA EXISTEN UNA GRAN VARIEDAD DE CIRCUITOS (REDES EXTERNAS), LOS MAS COMUNES SE MUETSRAN AN LA FIGURA # 11.

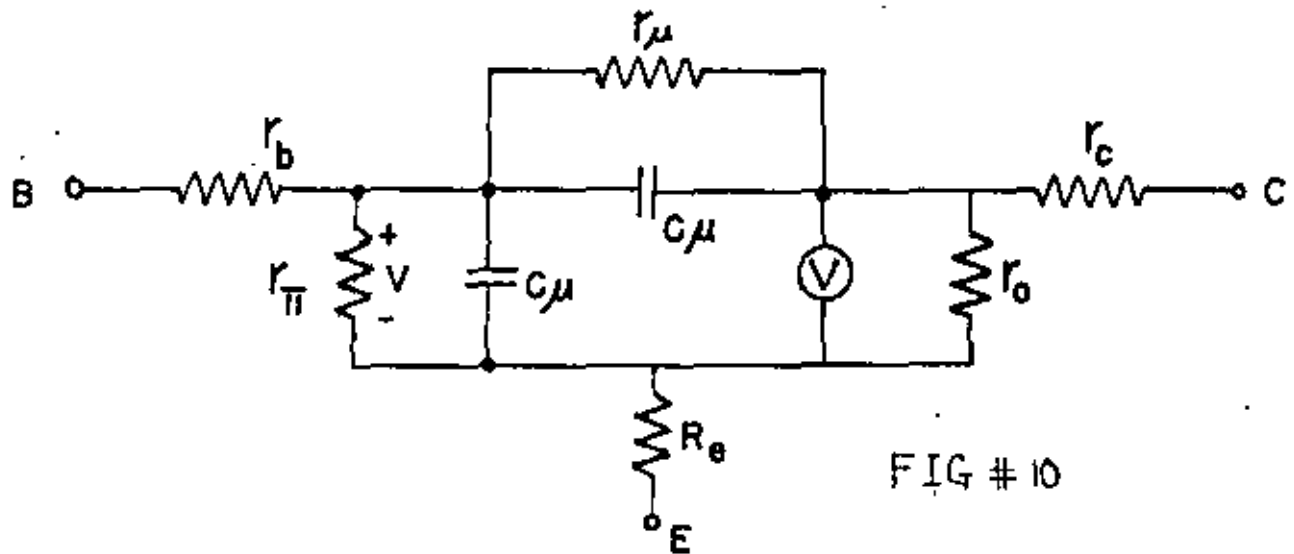


FIG # 10

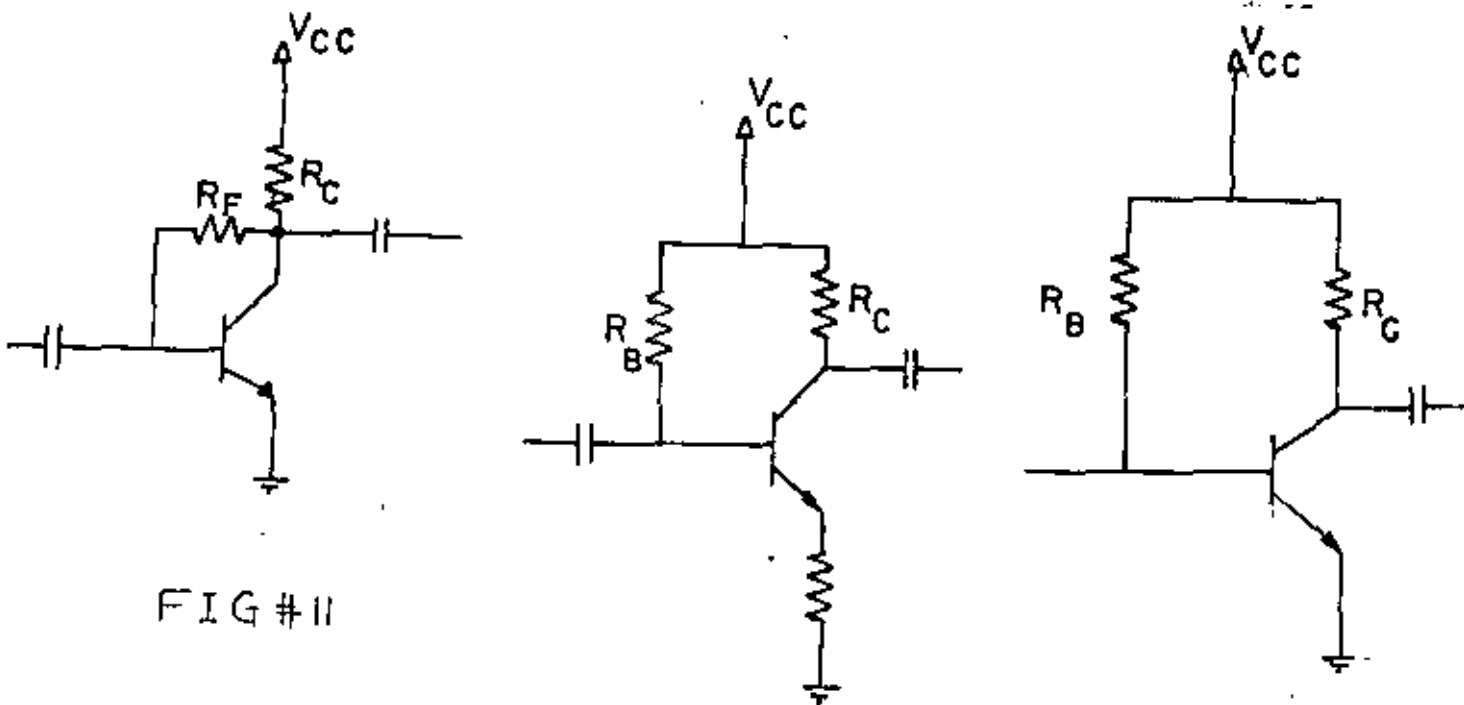


FIG # 11

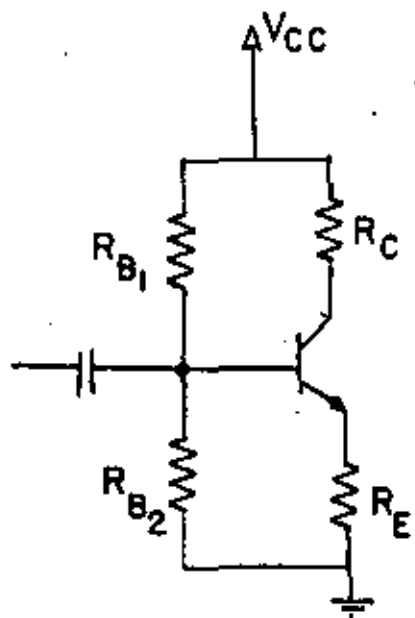
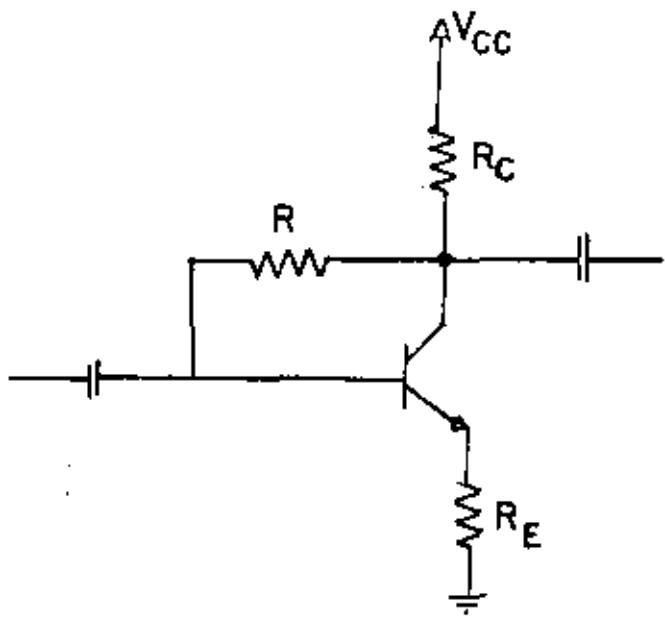


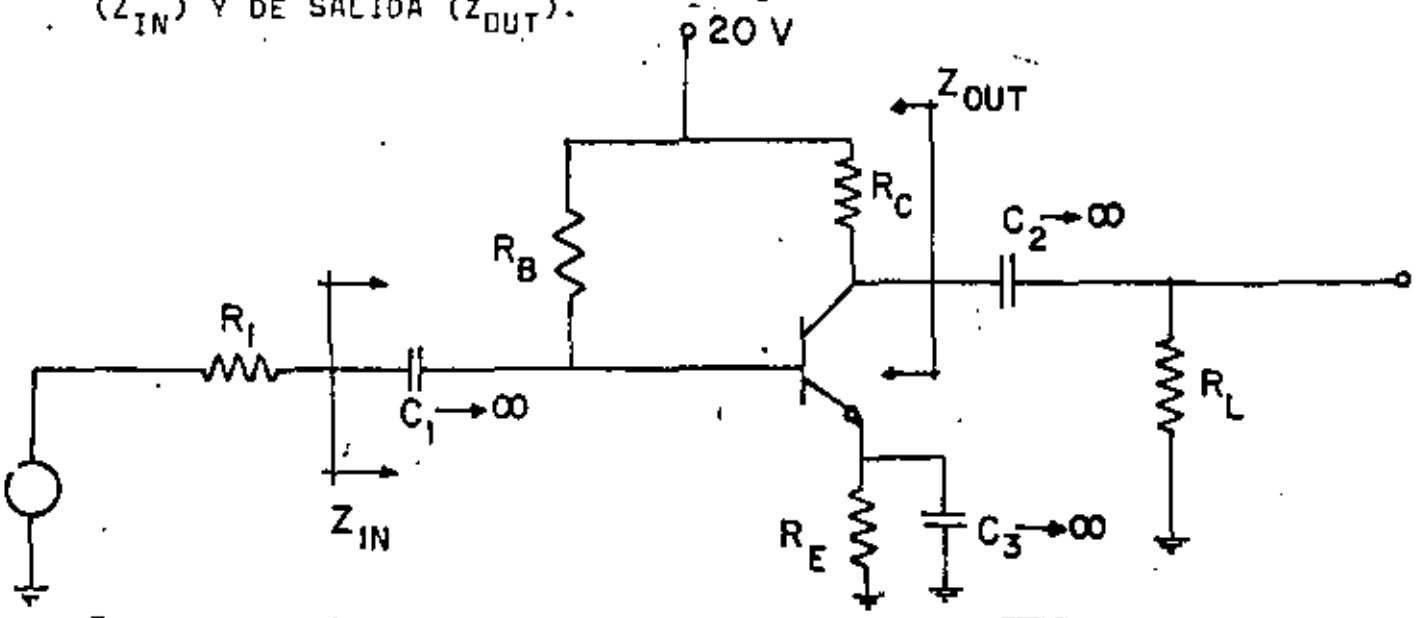
FIG # II

EL AMPLIFICADOR DE SEÑAL PEQUEÑA.

LA ACCION DE AMPLIFICAR SE OBTIENE AL TRANSFERIR UNA CORRIENTE DE UN CIRCUITO DE BAJA RESISTENCIA A OTRO DE ALTA RESISTENCIA, PRECISAMENTE, DE LA COMBINACION DE ESTOS DOS TERMINOS SE DERIVA EL NOMBRE DE TRANSISTOR: TRANSFERENCIA + RESISTOR = TRANSISTOR PARA ILUSTRAR LA MECANICA DE ANALISIS DE UN AMPLIFICADOR, QUE PERMITA INTEGRAR LOS CONCEPTOS VISTOS TOMEMOS UN CIRCUITO AMPLIFICADOR EN EMISOR COMUN.

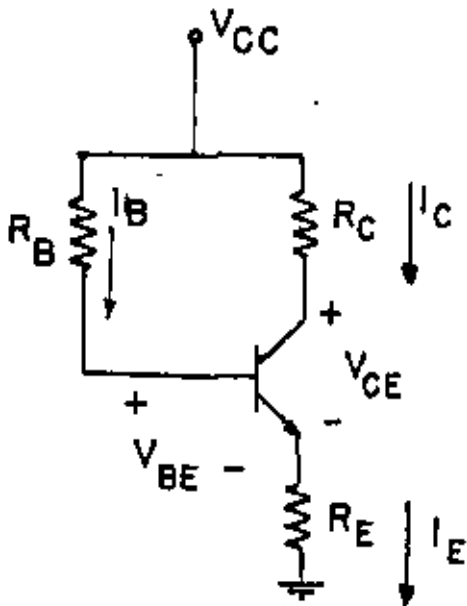
EJEMPLO # 1.

EN EL CIRCUITO AMPLIFICADOR MOSTRADO, DETERMINE EL PUNTO DE OPERACION DEL TRANSISTOR ( $V_{CEQ}$ ,  $I_{CQ}$ ), LA GANANCIA DE VOLTAJE ( $A_V$ ), LA GANANCIA DE CORRIENTE ( $A_I$ ) Y LAS IMPEDANCIAS DE ENTRADA ( $Z_{IN}$ ) Y DE SALIDA ( $Z_{OUT}$ ).



ANALISIS DE CD.

PARA CD, CONSIDERANDO LOS CAPACITORES IDEALMENTE GRANDES EL CIRCUITO QUEDA



- $\beta = 100$
- $V_{BEQ} = 0.6 \text{ V}$
- $V_{CE(SAT)} = 0$
- $R_i = 0.2 \text{ K}$
- $R_B = 683 \text{ K}$
- $R_c = 4 \text{ K}$
- $R_E = 1 \text{ K}$
- $R_L = 4 \text{ K}$

DE LA MALLA B-E:

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_E + \frac{R_B}{(\beta + 1)}}$$

$$I_E = \frac{20 - 0.6}{1 + \frac{683}{101}}$$

$$I_{EQ} = 2.5 \text{ mA.}$$

COMO BETA ES GRANDE:

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = 2.5 \text{ mA.}$$

DE LA MALLA C-E:

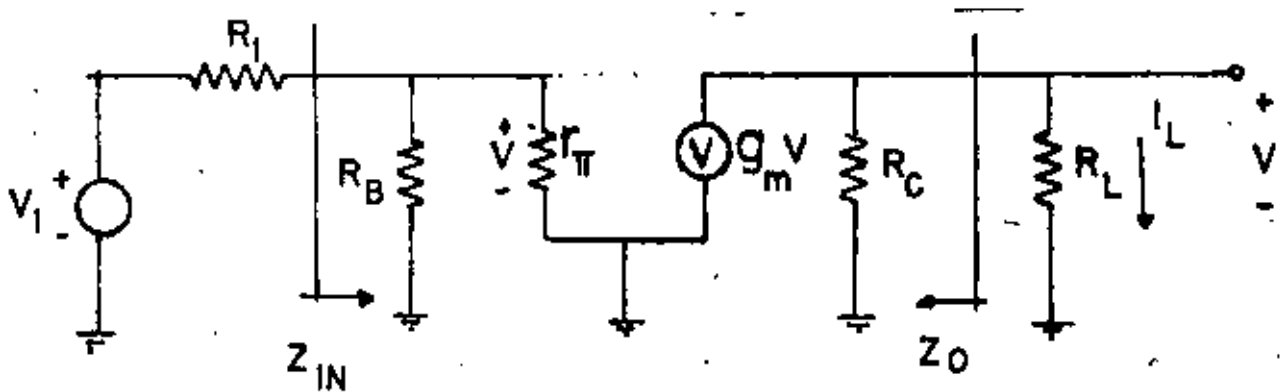
$$V_{CC} \approx I_c (R_c + R_E) + V_{CE}$$

$$V_{CEQ} = 20 - 2.5 (4 + 1)$$

$$V_{CEQ} = 7.5 \text{ VOLT.}$$

ANALISIS DE CA:

DETERMINANDO LOS PARAMETROS DE ALTERNA, SE TIENE:



HACIENDO LAS FUENTES DE CD CERO, LOS CAPACITORES CORTOCIRCUITO Y SUSTITUYENDO AL TRANSISTOR POR SU MODELO:

$$r_{\pi} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}} = \frac{(100)(0.026)}{2.5} \approx 1 \text{ KOHM}$$

$$g_m = \frac{\beta}{r_{\pi}} = \frac{100}{1} = 100 \text{ mA/V}$$

DE ESTE CIRCUITO SE TIENE:

$$\frac{V}{V_i} = \frac{r_{\pi} \parallel R_B}{R_i + (r_{\pi} \parallel R_B)} = \frac{1 \parallel 683}{0.2 + (1 \parallel 683)} = 0.83$$

$$\frac{V_L}{V} = -g_m (R_C \parallel R_L) = -100 (4 \parallel 4) = -200$$

LUEGO:  $A_V = \frac{V_L}{V_i} = \left( \frac{V}{V_i} \right) \left( \frac{V_L}{V} \right) = (0.83)(-200) = -166$

LA GANANCIA DE CORRIENTE PUEDE CALCULARSE FACILMENTE SABIENDO QUE

$$V_L = i_L R_L \quad \therefore i_L = \frac{V_L}{R_L}$$

y  $V_i = i_i (R_i + (R_B \parallel r_{\pi})) \quad \therefore i_i = \frac{V_i}{R_i + (R_B \parallel r_{\pi})}$

DIVIDIENDO AMBAS EXPRESIONES:

$$\frac{i_L}{i_i} = \frac{V_L / R_L}{V_i / [R_i + (R_B \parallel r_{\pi})]}$$

ES DECIR:

$$A_i = \frac{i_L}{i_i} = A_V \frac{R_i + (R_B \parallel r_{\pi})}{R_L}$$

SUSTITUYENDO VALORES:

$$A_i = (-166) \frac{0.2 + (1 \parallel 683)}{4}$$

$$A_i = -49.74$$





NOTA: LOS CONCEPTOS HASTA ESTE PUNTO SON DE LOS AÑOS 50 - 60.

EN 1959, ROBERTO DE FAIRCHILD SEMICONDUCTOR INVENTO EL TRANSISTOR PLANAR, LO QUE INMEDIATAMENTE LLEVO A LA CREACION DEL CIRCUITO INTEGRADO (ABREVIACION CI). EN EL CI SE FABRICAN SIMULTANEAMENTE -- TRANSISTORES, DIODOS, RESISTORES Y CAPACITORES DE PEQUEÑO TAMAÑO- EN GRANDES CANTIDADES, RESUMIENDO ALGUNAS FECHAS TENEMOS:

DE 1955 - 1964 FUE LA ERA DEL TRANSISTOR AISLADO.

DE 1965 - 1969 SE TIENE LO QUE SE LLAMA INTEGRACION EN PEQUEÑA ESCALA (SSI, SMALL SCALE INTEGRATION), LO QUE SIGNIFICA MENOS DE 100 COMPONENTES EN UN CHIP (PEDACITO DE SEMICONDUCTOR DE 3mm por 3mm)

DE 1969 - 1972 SE TIENE LA INTEGRACION A MEDIANA ESCALA (MSI) EN LA CUAL SE TIENE ENTRE 100 Y 1000 COMPONENTES EN UN CHIP

DE 1973 - 1980 SE TIENE LA INTEGRACION EN GRAN ESCALA (LSI) MAS DE 1000 COMPONENTES EN UN CHIP.

DE 1980 - ? SE TIENE LA INTEGRACION A MUY GRANDE ESCALA (VLSI)- MAS DE 10,000 COMPONENTES EN UN CHIP (1 mm por 1 mm ).

EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL.

CON LA CREACION DEL CIRCUITO INTEGRADO, EXISTE LA POSIBILIDAD DE JUNTAR VARIOS ELEMENTOS DISCRETOS EN UN CIRCUITO SURGIENDO EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL, QUE ES UN AMPLIFICADOR DE ALTA GANANCIA Y ACOPLAMIENTO DIRECTO QUE USA LA REALIMENTACION (VER CAPITULO # 1) PARA CONTROLAR SUS CARACTERISTICAS Y APLICACIONES.

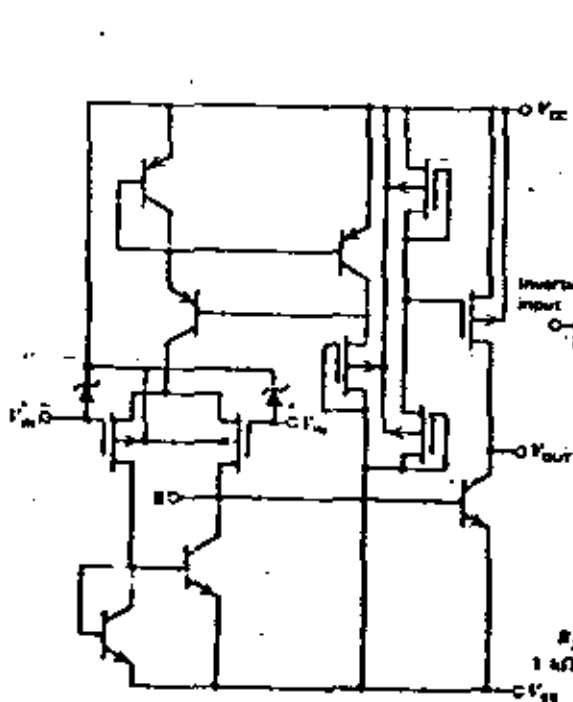
EL NOMBRE SURGE DE SUS PRIMERAS APLICACIONES LAS CUALES FUERON; - COMO SUMADOR, RESTADOR, DERIVADOR, INTEGRADOR DE SEÑALES ANALOGICAS Y SUS CAMPOS DE APLICACION SON EN LA INSTRUMENTACION, LAS COMUNICACIONES, ETC.

EXTERNAMENTE VIENE ENCAPSULADO EN CHIP RECTANGULAR DE 14 Y 16 PATA, CIRCULAR DE 8, 10 Y 12 PATA Y PLANO DE 24 PATA. INTERNAMENTE, EL AMPLIFICADOR CONSTA DE VARIOS AMPLIFICADORES TRANSISTORIZADOS EN SERIE Y ACOPLADOS DIRECTAMENTE PARA OBTENER LA ALTA GANANCIA QUE LO CARACTERIZA, OTROS CIRCUITOS QUE LO FORMAN SON; LOS PARES DIFERENCIALES, LOS PARES DARLINGTON, LOS CAMBIADORES DE NIVEL, LOS AMPLIFICADORES DE POTENCIA Y LAS FUENTES DE CORRIENTE. TODOS- ESTOS CIRCUITOS EN UN MICROCIRCUITO DE DIMENSIONES DE 2 mm - 2 mm EN LA FIGURA #15 SE MUESTRAN VARIOS DIAGRAMAS DE AMPLIFICADORES OPERACIONALES.

EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL,

ES UN MODELO QUE SE UTILIZA PARA REPRESENTAR AL AMPLIFICADOR REAL Y QUE NO CONSIDERA ALGUNAS DE LAS LIMITACIONES QUE SE TIENE, SIN-

**MOSFET**  
Siliconix L120

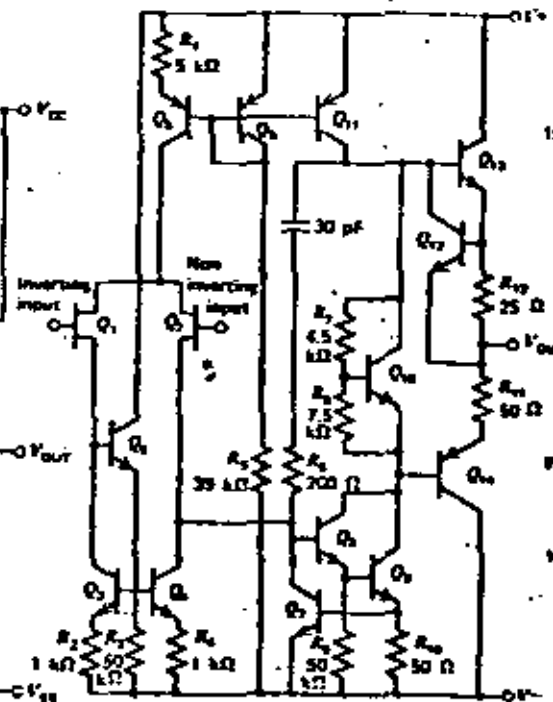


**L120 Schematic Diagram**

**L120 Specifications:**

- Input-leakage current: 50 pA
- Input resistance:  $2 \times 10^{11} \Omega$
- Slew rate: 15 V/ $\mu$ sec (typ)
- CMRR: 50 dB (min)

**JFET**  
 $\mu$ A740A



**$\mu$ A740A Schematic Diagram**

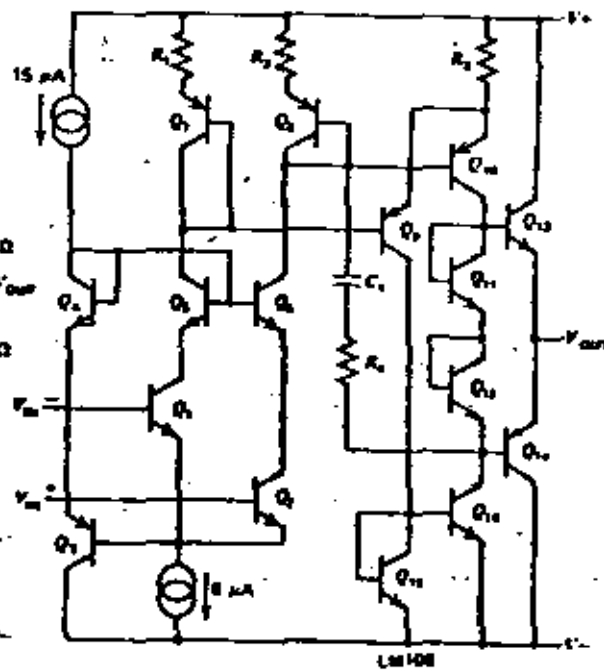
**$\mu$ A740A Specifications:**

- Input-bias current: 200 pA (max)
- Input-offset current: 100 pA (max)
- Input resistance: 1,000,000 M $\Omega$  (typ)
- Slew rate: 6 V/ $\mu$ sec (typ)
- CMRR: 80 dB (min)

**Bipolars**

*Super Beta*

- LM 108/108A
- LM 110
- LM 112
- LM 216
- MC 1556



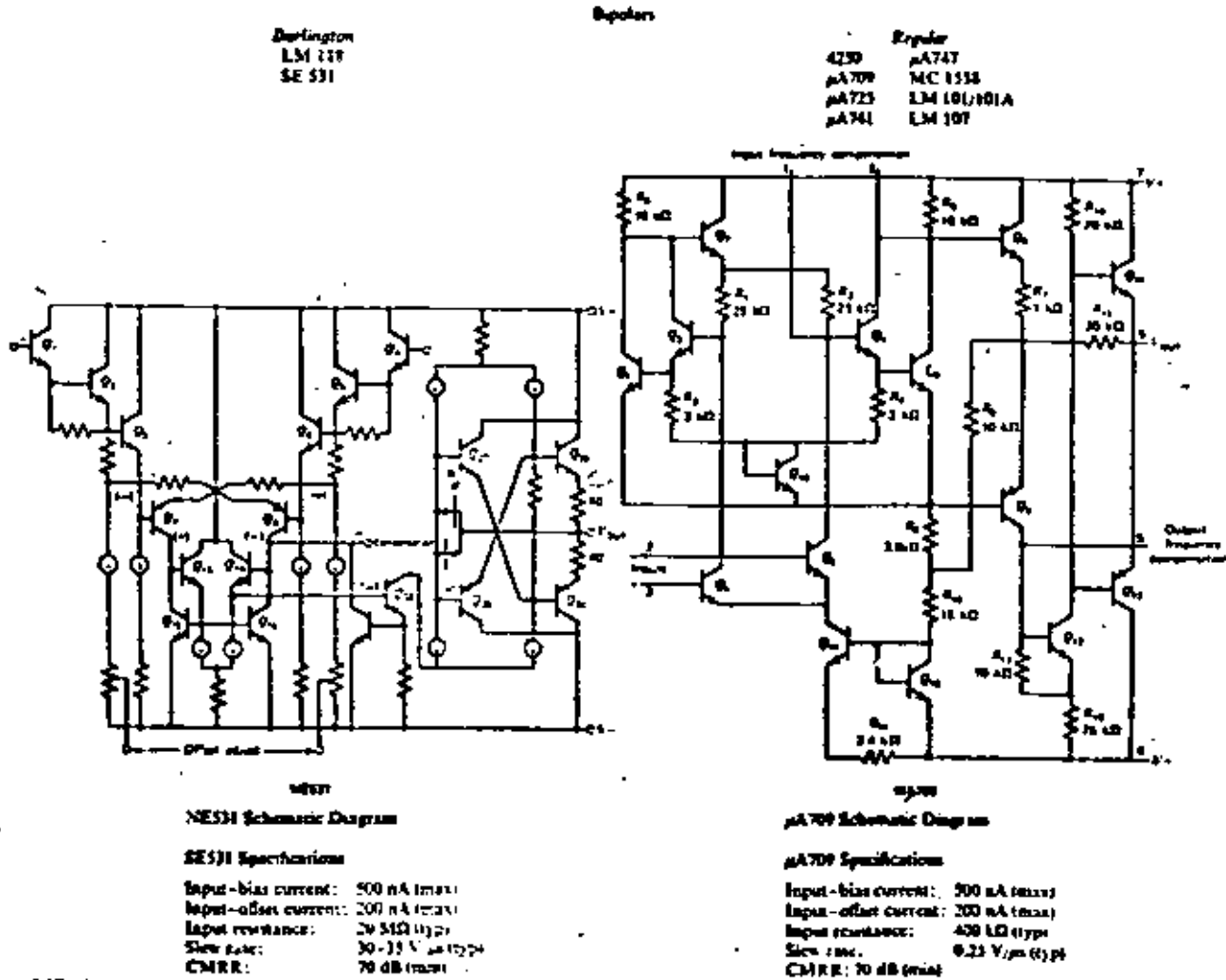
**LM 108 Schematic Diagram**

**LM 108 Specifications:**

- Input-bias current: 2.0 nA (max)
- Input-offset current: 0.2 nA (max)
- Input resistance: 70 M $\Omega$  (typ)
- Slew rate: 0.3 V/ $\mu$ sec (typ)
- CMRR: 85 dB (min)

L. 14

FIG. 15



EMBARGO ES UN MODELO UTIL PARA COMPRENDER EL ANALISIS DE CIRCUITOS CON AMPLIFICADORES OPERACIONALES, SUS APLICACIONES Y DISEÑO DE PRIMERA APROXIMACION, SU SIMBOLO ES UN TRIANGULO QUE APUNTA EN DIRECCION DE LA SALIDA, POSEE DOS ENTRADAS MARCADAS, UNA CON UN SIGNO POSITIVO QUE ES LA ENTRADA NO INVERSORA Y OTRA CON UN SIGNO NEGATIVO QUE ES LA ENTRADA INVERSORA COMO SE OBSERVA EN LA FIGURA # 17.

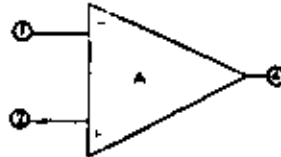


FIG. # 17

#### CARACTERISTICAS DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL.

LAS CARACTERISTICAS DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL SON:

- A. GANANCIA DE VOLTAJE DIFERENCIAL DE MALLA ABIERTA  $A_V = \text{INFINITO}$
- B. GANANCIA DE VOLTAJE DE MODO COMUN  $A_C = \text{CERO}$ .
- C. RESISTENCIA DE ENTRADA  $R_{IN} = \text{INFINITO}$ .
- D. RESISTENCIA DE SALIDA  $R_{OUT} = \text{CERO}$ .
- E. ANCHO DE BANDA DE TRABAJO  $\text{BW} = \text{INFINITO}$
- F. RAPIDEZ DE RESPUESTA (SLEW RATE) INFINITA.

ES DECIR QUE EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL, ES UN DISPOSITIVO QUE RESPONDE A UNA EXCITACION EN UN TIEMPO IGUAL A CERO; QUE PROCESA SEÑALES DE CUALQUIER FRECUENCIA, CAPAZ DE DAR CUALQUIER POTENCIA A UNA CARGA, NO CONSUME POTENCIA, SU SALIDA ES CERO SI SU ENTRADA DIFERENCIAL ES CERO, TIENE "UNA GANANCIA DE VOLTAJE DIFERENCIAL DE MALLA ABIERTA INFINITA".

EL CIRCUITO EQUIVALENTE DEL AMPLIFICADOR IDEAL LO PODEMOS VER EN LA FIGURA # 18.

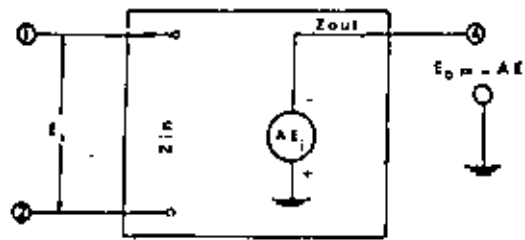


Fig. 18.

APLICACIONES IDEALES.

AMPLIFICADOR INVERSOR.

SE LLAMA ASI A ESTE CIRCUITO POR QUE LA SEÑAL DE SALIDA ES INVERSA A LA DE ENTRADA (EN POLARIDAD). LA SEÑAL, COMO VEMOS EN LA FIGURA # 19, SE APLICA AL TERMINAL INVERSOR O NEGATIVO DEL AMPLIFICADOR Y EL POSITIVO O NO INVERSOR SE LLEVA O CONECTA A TIERRA. LA RESISTENCIA  $R_2$ , LLAMADA DE REALIMENTACION VA DESDE LA SALIDA AL TERMINAL DE ENTRADA NEGATIVO, POR TANTO APLICANDO EL MODELO IDEAL Y ANALIZANDO EL CIRCUITO SE TIENE. (VER FIGURA # 20)

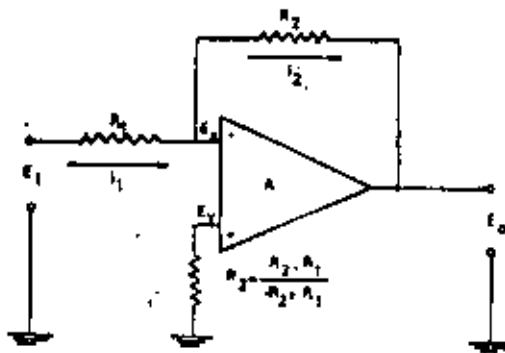
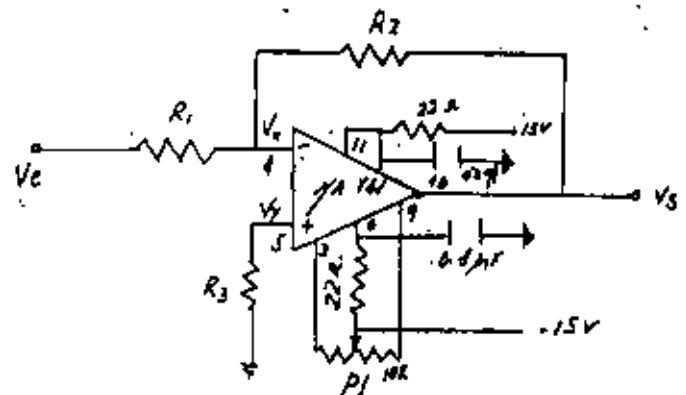


FIG. # 19



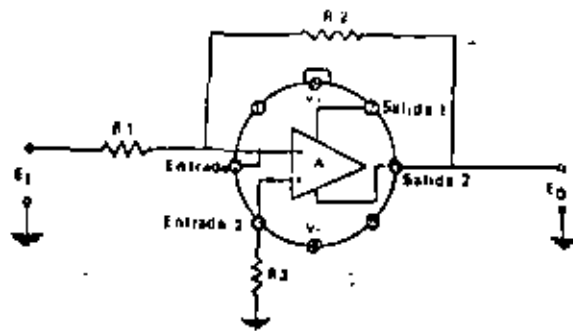
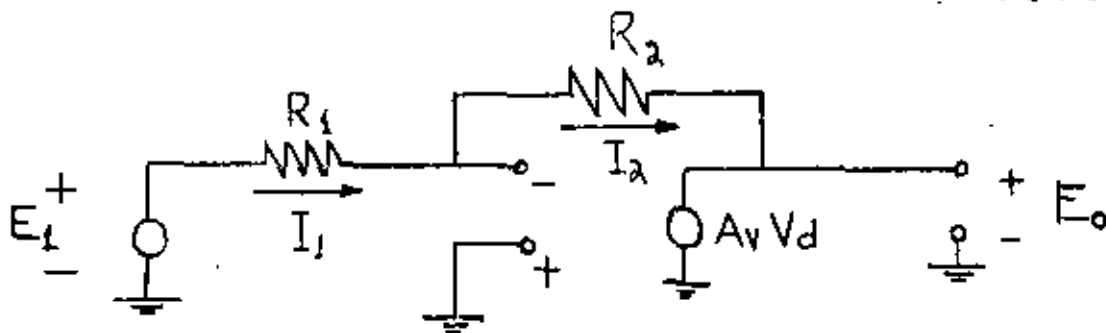


FIG.#20



DEL MODELO IDEAL DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL SE TIENE:

- A. LA TENSION DEL TERMINAL POSITIVA Y LA DEL NEGATIVO SERAN IGUALES, YA QUE LA IMPEDANCIA DE ENTRADA ES INFINITA Y LA CORRIENTE ENTRE ESTOS TERMINALES LA CONSIDERAMOS NULA:

$$E_x = E_y \text{ ----- (1)}$$

- B. AL NO HABER PASO DE CORRIENTE ENTRE LAS TERMINALES DE ENTRADA TODA LA CORRIENTE QUE PASA POR  $R_1$  SERA IGUAL A LA QUE PASA POR  $R_2$

$$I_1 = I_2 \text{ ----- (2)}$$

COMO LA TERMINAL NO INVERSO ESTA A TIERRA, SE TIENE:

$$E_x = E_y = 0$$

DE (2), SE TIENE

$$I_1 = I_2$$

DE LA FIGURA # 20

$$I_1 = (E_1 - E_x) / R_1$$

$$I_2 = (E_x - E_o) / R_2$$

ENTONCES

$$(E_1 - E_x) / R_1 = (E_x - E_o) / R_2$$

$$E_1 / R_1 = - E_0 / R_2 \quad \text{-----}(3)$$

DE (3)

$$E_0 = - (R_2 / R_1) E_1$$

SI  $R_2 = R_1$

ENTONCES:  $E_0 = - E_1$

DEL RESULTADO FINAL SACAMOS LAS SIGUIENTES CONCLUSIONES:

- A. LA SEÑAL DE SALIDA ES INVERSA DE LA DE ENTRADA.
- B. LA GANANCIA ES SIEMPRE LA RELACION ENTRE LA RESISTENCIA DE REALIMENTACION Y LA DE ENTRADA.

EL SEGUIDOR.

EL CIRCUITO DE LA FIGURA # 21 ES UN SEGUIDOR DEL VOLTAJE DE ENTRADA, CUYA FINALIDAD ES LA DE ACOPLAR LOS ELEMENTOS CONECTADOS A SU ENTRADA DE LOS CONECTADOS A SU SALIDA.

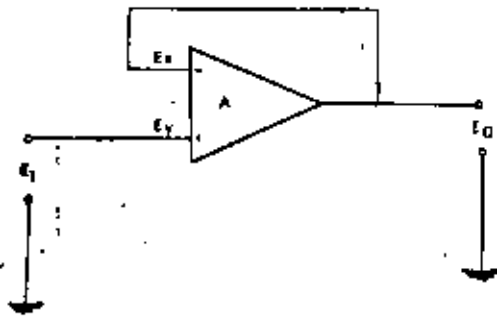
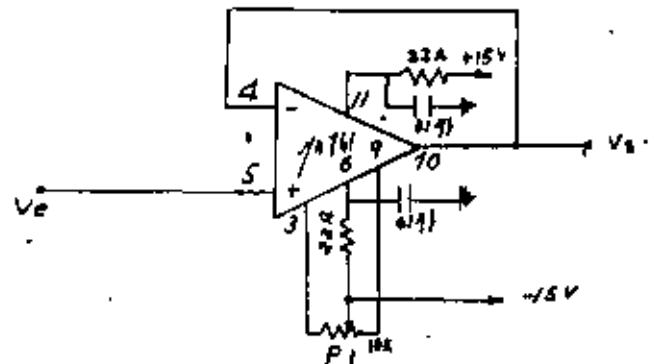


FIG. # 21



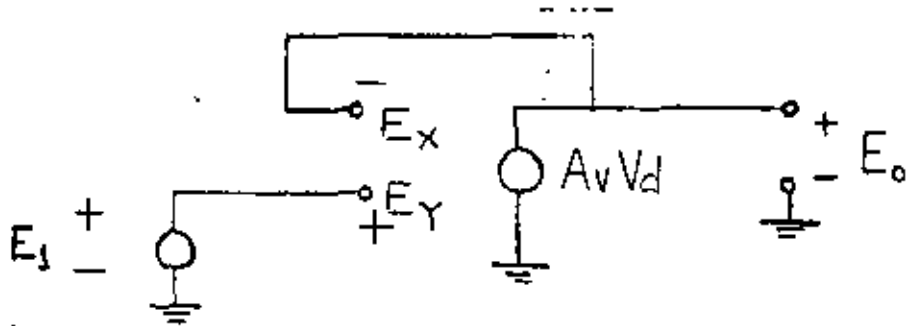


FIG. # 2.2

DE LA FIGURA # 22 SE TIENE:

$$E_1 = E_Y \quad ; \quad E_0 = E_X$$

POR LO QUE:

$$E_0 = E_1$$

EN ESTE CIRCUITO, COMO VEMOS EN LA FORMULA FINAL, CONSEGUIMOS -- QUE EL VOLTAJE DE SALIDA SEA EL MISMO (ES DECIR, GANANCIA 1, SIN INVERSION DE FASE) QUE EL DE ENTRADA, AUNQUE CON ALTA IMPEDANCIA DE ENTRADA.

AMPLIFICADOR NO INVERSOR

ES MUY PARECIDO AL SEPARADOR, AUNQUE LLEVA UNA RESISTENCIA DE -- REALIMENTACION Y OTRA DESDE EL TERMINAL INVERSOR A TIERRA VER LA FIGURA # 23.

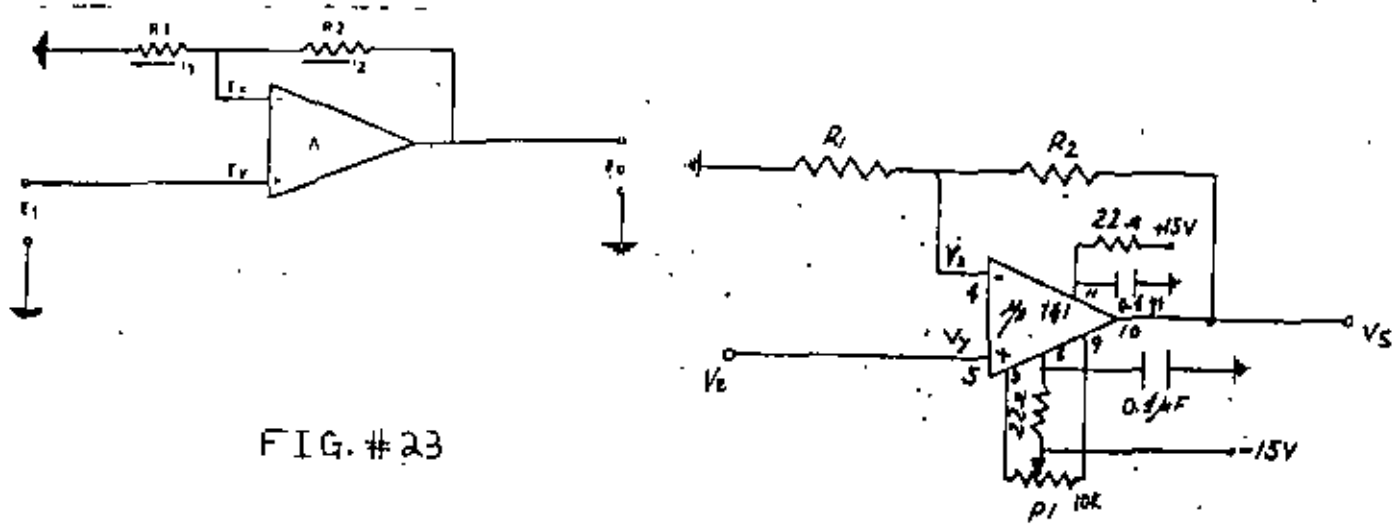


FIG. # 23



DE LA FIGURA # 24 SE TIENE:

$$E_X = E_Y \quad \text{--- (1)}$$

$$E_X = E_Y = E_1 \quad \text{--- (2)}$$

$$I_1 = I_2 \quad \text{--- (3)}$$

$$I_1 = (E_X - 0) / R_1 \quad \text{--- (4)}$$

$$I_2 = (E_0 - E_X) / R_2 \quad \text{--- (5)}$$

DE (4) Y (5) EN (3);

$$E_X / R_1 = (E_0 - E_X) / R_2$$

ENTONCES:

$$(E_0 - E_1) / R_2 = E_1 / R_1$$

$$(E_0 - E_1) R_1 = E_1 R_2$$

$$E_0 R_1 = E_1 (R_2 + R_1)$$

$$E_0 = E_1 ((R_2 + R_1) / R_1)$$

LA TENSION DE SALIDA SERA DE LA MISMA POLARIDAD QUE LA DE ENTRADA Y LA GANANCIA SERA EL COCIENTE DE LA SUMA DE AMBAS RESISTENCIAS Y LA RESISTENCIA DE LA ENTRADA.

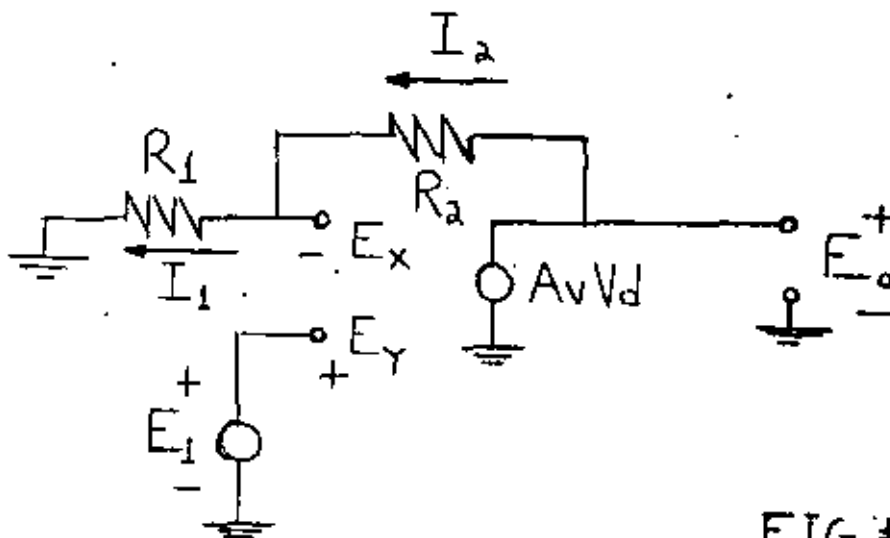


FIG. # 24.

## EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL REAL.

EN ESTA PARTE VEREMOS LAS CARACTERISTICAS DE LOS AMPLIFICADORES REALES, ASI COMO LOS AJUSTES Y COMPENSACIONES USADAS PARA PODER ACERCARSE EN LOS MAS POSIBLE AL AMPLIFICADOR IDEAL.

EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL REAL PRESENTA LOS SIGUIENTES PARAMETROS:

- A. GANANCIA DE VOLTAJE DIFERENCIAL DE MALLA ABIERTA DEL ORDEN DE  $10^4 < A_V < 10^6$  (NO INFINITA).
- B. GANANCIA DE VOLTAJE DE MODO COMUN  $A_C < 1$  (NO CERO).
- C. RESISTENCIA DE ENTRADA  $R_{IN} > 10^5$  OHM (NO INFINITA), LO QUE VA HA PRODUCIR UNA CORRIENTE ENTRE LAS TERMINALES POSITIVA Y NEGATIVA DE ENTRADA, PERO EN CASI TODOS LOS CASOS PRACTICAMENTE ES DESPRECIABLE.
- D. RESISTENCIA DE SALIDA  $R_{OUT} < 100$  OHM (NO CERO)
- E. ANCHO DE BANDA; SE EXTIENDE DESDE CORRIENTE CONTINUA HASTA VARIOS CIENTOS DE MEGA-HERTZ, PERO EN UNA FRECUENCIA ALTA LA GANANCIA EN LAZO ABIERTO DISMINUYE, CON UNA PENDIENTE DE 6 DB/OCTAVA O COMO MAXIMO 12 DB/OCTAVA, HASTA HACERSE IGUAL A UNO (NO INFINITA)
- F. DESAJUSTES Y CORRIMIENTOS POR EL TIEMPO Y TEMPERATURA REDUCIDOS (NO CERO).
- G. RAPIDEZ DE RESPUESTA DE 70 V/MICROSEG. HASTA 0.2 V/ MICROSEG PARA DIFERENTES GANANCIAS. (NO INFINITA)

## COMPENSACION Y AJUSTES.

## 1. GANANCIA EN LAZO ABIERTO. DIAGRAMA DE BODE.

LAS CASAS FABRICANTES SUELEN DAR EN LOS CATALOGOS UNAS CURVAS DE RESPUESTA DE FRECUENCIA (VER APENDICE) DE LOS AMPLIFICADORES OPERACIONALES Y A ESTOS DIAGRAMAS SE LES LLAMA DIAGRAMAS DE BODE. SABEMOS QUE LA GANANCIA EN VOLTAJE (RESISTENCIAS IGUALES) DE UN AMPLIFICADOR OPERACIONAL ES LA RELACION DE VOLTAJE DE SALIDA  $E_o$  AL DE ENTRADA  $E_i$ . TAMBIEN PODEMOS DAR ESTA GANANCIA EN DB Y ES:

$$20 \text{ LOG } E_o / E_i$$

EN LOS DIAGRAMAS DE BODE, EN EL EJE VERTICAL (Y) SE SUELE REPRESENTAR LA GANANCIA EN DB Y EN EL HORIZONTAL (X), SE COLOCA LA FRECUENCIA A LA CUAL SE HACE TRABAJAR AL AMPLIFICADOR EN PRUEBAS.

EN LA FIGURA # 25 TENEMOS LA RESPUESTA DE FRECUENCIA DEL AMPLIFICADOR 741C DE FAIRCHILD EN LAZO ABIERTO. EN ELLA PODEMOS OBSERVAR QUE HASTA LA FRECUENCIA DE 9 HZ, LA GANANCIA ES MUY ELEVADA

(100 DB) Y QUE VA DISMINUYENDO CON UNA PENDIENTE DE 20 DB POR DE CADA.

## 2. GANANCIA EN LAZO CERRADO.

ALGUNOS FABRICANTES SUELEN DAR LA RESPUESTA DE FRECUENCIA DE SUS AMPLIFICADORES EN LAZO CERRADO. EN LA FIGURA # 26 PODEMOS VER UN DIAGRAMA DE BODE DEL AMPLIFICADOR 709 (VER APENDICE) Y DEBEMOS TENER EN CUENTA QUE LA GANANCIA EN LAZO CERRADO LA PODEMOS VARIAR CON LA IMPEDANCIA DE REALIMENTACION Y LA DE ENTRADA, PERO NUNCA PODRA SER MAYOR QUE LA QUE NOS DA EL FABRICANTE.

ESTE DIAGRAMA NOS DA CUATRO CURVAS DISTINTAS, SEGUN SEAN LOS VALORES DE LOS TRES COMPONENTES QUE PODEMOS CAMBIAR, LO UNICO QUE VARIA EN ESTA FIGURA ES LA GANANCIA DEL LAZO CERRADO QUE VA DE 0 A 60 DB. ESTAS CURVAS COMO SE VE EN LA PARTE SUPERIOR DERECHA, HAN SIDO CONSEGUIDAS CON UNA ALIMENTACION DEL AMPLIFICADOR DE +15 y -15 V, EN UNA TEMPERATURA DE 25 GRADOS C.

LA FIGURA # 27 ES LA QUE DA LA CASA FAIRCHILD PARA LA COMPENSACION DE FRECUENCIA. LOS COMPONENTES  $C_1$ ,  $C_2$  Y  $R_1$  SON LOS QUE VIENEN EN LA FIGURA #26 Y  $R_2$  NOS DICE EL FABRICANTE QUE SE USARA CON UN VALOR DE 50 OHM CUANDO EL AMPLIFICADOR TRABAJE CON CARGA CAPACITIVA.

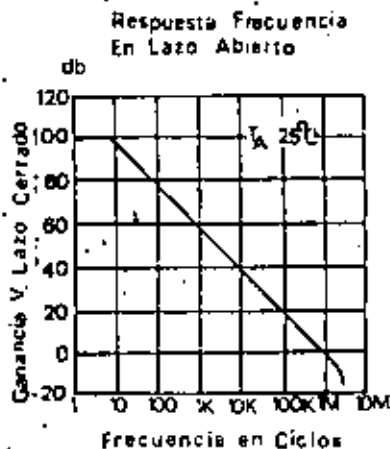
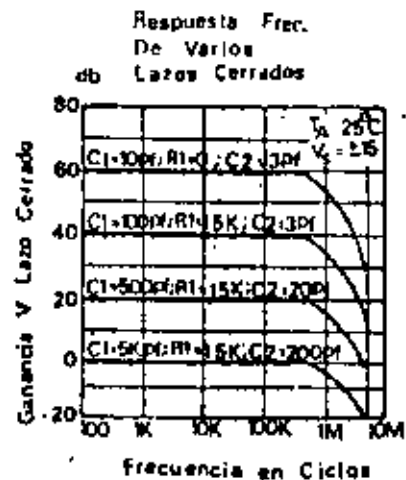
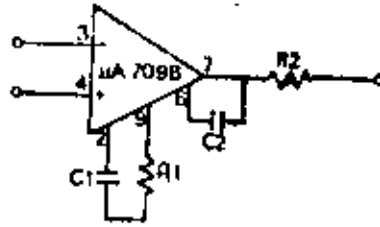


FIG. # 26

FIG # 27





3. ESTABILIDAD.

UN AMPLIFICADOR OPERACIONAL MONTADO EN LAZO CERRADO NO PUEDE --- DAR MAS GANANCIA QUE CUANDO ESTA EN LAZO ABIERTO. ASI, EN ALTAS-FRECUENCIAS, LOS DIAGRAMAS DE BODE EN LAZO CERRADO SE ENCUENTRAN Y SIGUEN AL CURVA DE GANANCIA EN LAZO ABIERTO. EL PUNTO DE INTERSECCION ENTRE LAS CURVAS EN LAZO CERRADO Y EN LAZO ABIERTO ES MUY IMPORTANTE, PORQUE EL ANGULO ENTRE ELLAS O CON MAS PRECISION, LA PENDIENTE, DETERMINA SI EL AMPLIFICADOR O PERACIONAL ES ESTABLE O NO. EL SISTEMA SERA ESTABLE SIEMPRE Y -- CUANDO LA PENDIENTE SEA INFERIOR A 12 DB/OCTAVA O 40 DB/ DECADA. EN LA FIGURA # 28 , LA CURVA DISCONTINUA ES LA DEL LAZO ABIERTO- Y EL TRAZO CONTINUO ES EL LAZO CERRADO. LA DIFERENCIA ENTRE LA - GANANCIA EN LAZO ABIERTO Y EN LAZO CERRADO SE LLAMA GANANCIA DE- LAZO . LA PENDIENTE EN ESTA CURVA ES DE 20 DB/ DECADA, LUEGO ES- TE SISTEMA SERIA ESTABLE.



FIG # 28.

4. CAMBIO DE COMPENSACION DE FRECUENCIA.

DESPUES DE COMPENSAR UN AMPLIFICADOR PODEMOS VOLVER A CAMBIAR SU RESPUESTA SIGUIENDO LAS INSTRUCCIONES DEL FABRICANTE, QUE NORMALMENTE NOS DA LOS VALORES DE LOS ELEMENTOS QUE TENEMOS QUE CAMBIAR Y ENTRE QUE TERMINALES DEBEMOS COLOCAR ESTOS ELEMENTOS. EN LA FIGURA #26 Y EN LA # 27, TENEMOS UN DIAGRAMA DE BODE Y EL ESQUEMA PRACTICO DEL 709 Y EN LA FIGURA # 29 EL ESQUEMA DE ESTE MISMO AMPLIFICADOR.

PARA DEJAR BIEN CLARA LA COMPENSACION DE FRECUENCIA VAMOS A PONER EL ESQUEMA PRACTICO Y EL DIAGRAMA DE BODE DEL AMPLIFICADOR 727 EN LA FIGURA # 30. COMO VEMOS, EN EL CASO SIN COMPENSACION LA GANANCIA SERA DE UNOS 40 DB HASTA UNOS 200 KHZ, CAYENDO LUEGO PARA FRECUENCIAS MAYORES. CON  $C_1 = 0,05$  MICROF. Y  $R_1 = 20$  KOHM, LA GANANCIA VA DISMINUYENDO DE 10 A 500 HZ MANTENIENDOSE LUEGO CONSTANTE (20 DB) HASTA UNOS 500 KHZ.

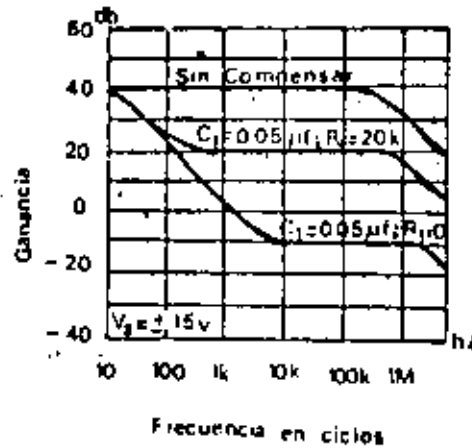
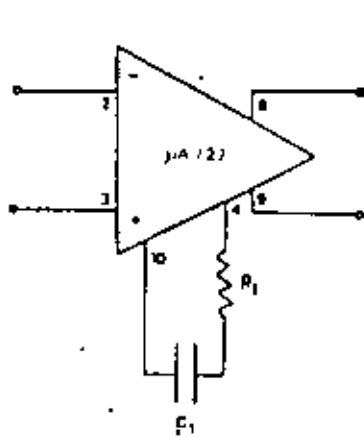
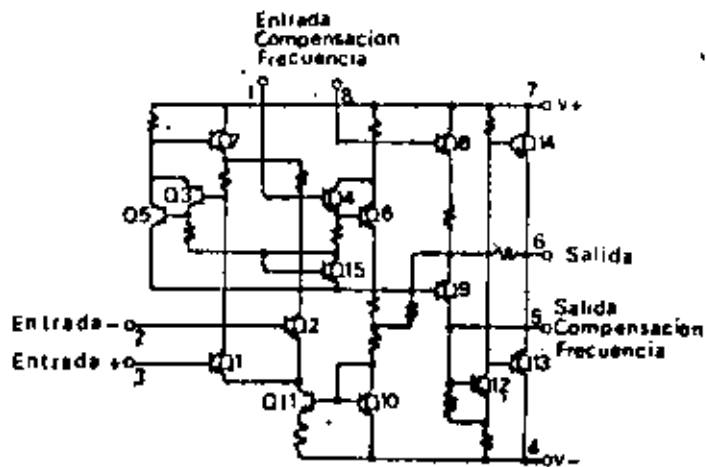


FIG # 30.

FIG. # 29



1

2

3

4

5

6

7

8

9

10

11

12

13

14

15

16

17

18

19

20

21

22

23

24

25

26

27

28

29

30

31

32

33

34

35

36

37

38

39

40

41

42

43

44

45

46

47

48

49

50

51

52

53

54

55

56

57

58

59

60

61

62

63

64

65

66

67

68

69

70

71

72

73

74

75

76

77

78

79

80

81

82

83

84

85

86

87

88

89

90

91

92

93

94

95

96

97

98

99

100

## 5. COMPENSACION DE OFFSET.

SE DEFINE COMO LA TENSION DE ENTRADA REQUERIDA PARA QUE LA SALIDA SEA NULA. CUANDO APLICAMOS UNA TENSION NULA A LA ENTRADA DE UN AMPLIFICADOR, DEBIDO A SU CONSTRUCCION INTERNA APARECE EN LA SALIDA UNA TENSION DISTINTA DE CERO, LOS FACTORES QUE PARTICIPAN PARA LA EXISTENCIA DE DICHO VOLTAJE ES LA CORRIENTE DE POLARIZACION DE ENTRADA  $I_B$ ; CORRIENTE DE DESAJUSTE DE ENTRADA  $I_{IO}$ , QUE SE DEBE A LA DIFERENCIA DE LOS TRANSISTORES DE LA ETAPA DIFERENCIAL DE ENTRADA DEL OPERACIONAL, ESTA CORRIENTE PARA EL OPERACIONAL LM741 ES DE 220 NANOAMP. Y EL VOLTAJE DE ENTRADA, ESTE VOLTAJE ES PRODUCTO DE LA FALTA DE SIMETRIA EN LAS ENTRADAS DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL, PRINCIPALMENTE DE LA ETAPA DE ENTRADA Y ESTO PROVOCA QUE EL VOLTAJE EN LA SALIDA SEA DIFERENTE DE CERO AUN CUANDO LAS ENTRADAS ESTAN CONECTADAS A TIERRA, EL ORDEN DE  $V_{IO}$  ES DE 1 A 100 MV.

EN RESUMEN EL VOLTAJE DE OFFSET ES FUNCION DE LA CORRIENTE DE POLARIZACION DE ENTRADA  $I_B$ , CORRIENTE DE DESAJUSTE DE ENTRADA  $I_{IO}$  Y VOLTAJE DE DESAJUSTE DE ENTRADA  $V_{IO}$ .

EL VOLTAJE DE OFFSET POR MUY PEQUEÑO QUE SEA, ES UN ERROS CONSIDERABLE YA QUE NORMALMENTE SE TRABAJA CON GANANCIAS MUY ELEVADAS EXISTEN DISTINTAS FORMAS DE ANULAR LA TENSION DE OFFSET SEGUN SEA EL MONTAJE.

A. COMPENSACION CONTRA  $I_B$ .

PARA EVITAR AL INFLUENCIA DE LA CORRIENTE DE POLARIZACION  $I_B$  EN EL VOLTAJE DE DESAJUSTE; BASTA CON COLOCAR UNA RESISTENCIA ADICIONAL  $R_3$  DEL VALOR ADECUADO. ESTO ES:

$$R_3 = R_1 \text{ EN PARALELO CON } R_2$$

PARA EL CASO DE UN AMPLIFICADOR INVERSOR Y

$$R_3 = R_S - R_1 \text{ EN PARALELO CON } R_2$$

PARA EL CASO DE UN AMPLIFICADOR NO INVERSOR EN LA PRACTICA ES CONVENIENTE UTILIZAR UNA RESISTENCIA VARIABLE DE UN VALOR 3 VECES MAYOR AL VALOR CALCULADO, QUEDANDO LOS CIRCUITOS COMO SE MUESTRAN EN LA FIGURA # 31

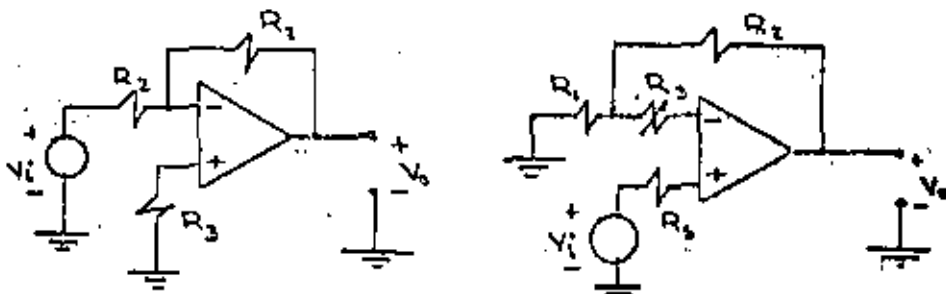


FIG # 31

B. COMPENSACION CONTRA  $I_{10}$

28

LA COMPENSACION CONTRA LA CORRIENTE DE DESAJUSTE DE ENTRADA SE LOGRA COLOCANDO FUENTES DE CORRIENTE EN LA ENTRADA CORRESPONDIENTE; DE TAL FORMA QUE SE IGUALEN LAS CORRIENTES EN AMBAS ESTRADAS ALGUNAS FORMAS DE HACERLO SE MUESTRAN EN LAS FIGURAS #32 y 33.

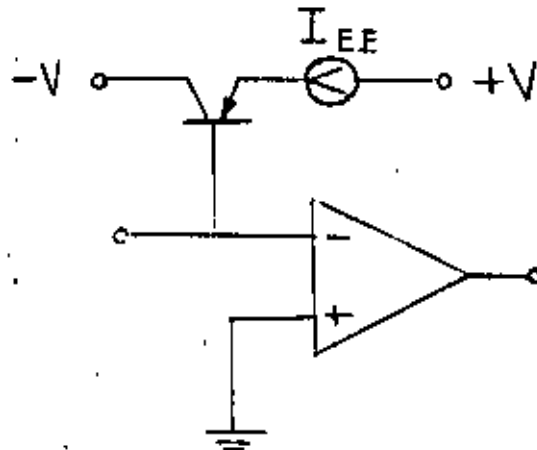


FIG #32

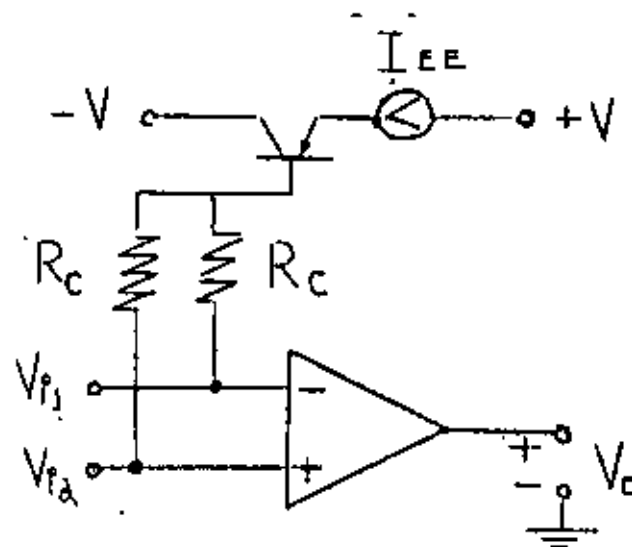


FIG #33



COMPENSACION CONTRA  $V_{IO}$ 

LA COMPENSACION CONTRA  $V_{IO}$  SE LOGRA EN LAS TERMINALES DE AJUSTE DE OFFSET-NUL QUE TRAEN LOS OPERACIONALES Y SE HACE DE LA SIGUIENTE MANERA.

SE CONECTAN LOS EXTREMOS DE UN POTENCIOMETRO A CADA UNA DE LAS TERMINALES QUE EL FABRICANTE PROPORCIONA PARA EL CASO; Y LA TERMINAL MOVIL DEL POTENCIOMETRO SE CONECTA  $-V_{CC}$  GENERALMENTE COMO SE MUESTRA EN LA FIGURA # 34.

OTRAS FORMAS DE COMPENSAR SON LAS LLAMADAS TECNICAS UNIVERSALES QUE NO SON OTRA COSA QUE AGREGAR VOLTAJES Y CORRIENTES EN AMBAS ENTRADAS PARA LOGRAR UN AJUSTE A CERO DEL VOLTAJE EN LA SALIDA - LAS FIGURAS #35 y 36 NOS MUESTRAN ALGUNOS EJEMPLOS DE ESTAS TECNICAS.

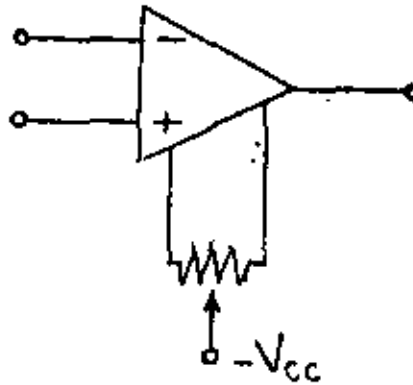


FIG. # 34.

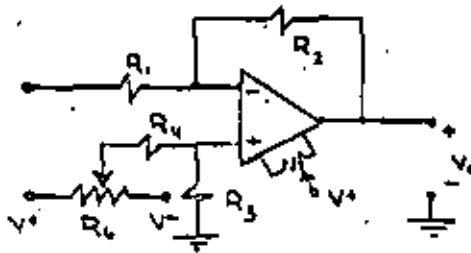
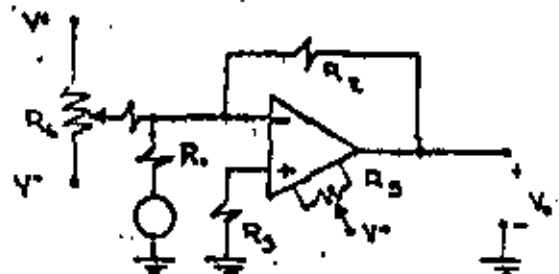


FIG. # 35

FIG. # 36



A P E N D I C E S.

GENERADOR DE SEÑAL PARA ESTIMULOS BIOLÓGICOS.

INSTRUMENTOS ELECTRONICOS DE PROCESOS INDUSTRIALES.

HOJA DE DATOS DE AMPLIFICADORES OPERACIONALES.

# GENERADOR ESPECIAL DE SEÑALES PARA ESTIMULOS BIOLÓGICOS

Caupolicoán Muñoz Carbo<sup>\*</sup>, Carlos Kubli-Garfias<sup>\*\*</sup>,  
Oscar Rondón Gómez<sup>\*\*\*</sup> y Javier Valencia Figueroa<sup>\*\*\*</sup>

- \* División de Estudios de Posgrado, Facultad de Ingeniería UNAM.  
\*\* División de Neurociencias, Depto. de Investigación Biomédica CNH, IMSS.  
\*\*\* División de Ing. Mecánica y Eléctrica, Facultad de Ingeniería UNAM.

## Resumen

Se presenta el diseño de un estimulador electrónico para tejidos biológicos que proporciona un estímulo modulado en amplitud, en un intervalo de frecuencias que va de 3 a 60 Hz. La señal moduladora tiene tres fases: en la primera, se produce el ascenso lineal con pendiente variable desde cero hasta un valor máximo que se fija previamente; en la segunda, se mantiene la señal durante un periodo determinado y en la tercera fase se produce el descenso hasta cero, también en forma lineal y con pendiente variable. La duración de cada etapa se establece en forma totalmente independiente y puede ser desde unos segundos hasta dos minutos, todo ello sin pérdida de las características de la señal de salida.

## Introducción

La estimulación de tejidos biológicos mediante señales eléctricas es una técnica muy común entre biólogos y fisiólogos, especialmente cuando se trata de estudiar tejidos excitables como el músculo<sup>1</sup> o el sistema nervioso<sup>1</sup>. Por ello, un dispositivo estimulador de fácil manejo constituye para el especialista una herramienta indispensable.

A pesar de que existe una importante variedad de estimuladores biológicos en el mercado, éstos presentan inconvenientes de precio, tamaño o funcionalidad. Por ello, aprovechando las ventajas de la electrónica digital actual, se decidió diseñar un estimulador que sea confiable, pequeño, versátil y poco costoso.

Por otra parte, las señales de un generador son fácilmente reproducibles y sus parámetros se pueden variar desde el umbral de excitación hasta niveles en que se provocan lesiones en el tejido. De esta manera se dispone de una amplia gama de posibilidades.

El estimulador consiste en un generador especial de frecuencia variable, cuya amplitud puede modularse con señales de muy baja frecuencia, durante periodos muy largos y exento de distorsión a pesar de la potencia que deberá generarse en ciertas ocasiones.

## Especificaciones

Para cumplir en un amplio intervalo con las necesidades expuestas, el estimulador debe satisfacer los siguientes requisitos:

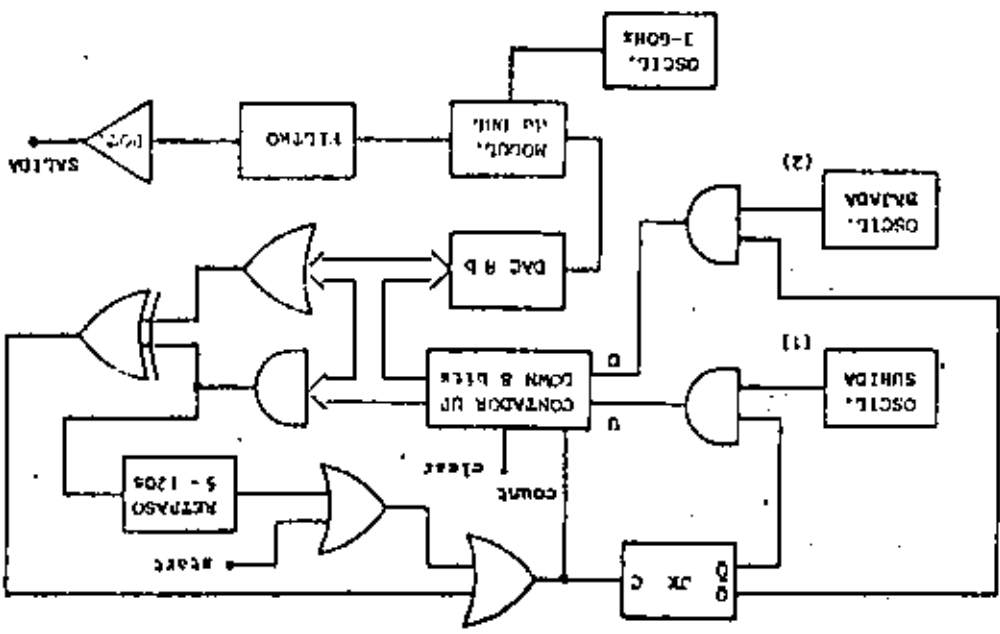
- |                                |                      |
|--------------------------------|----------------------|
| a) Frecuencia de la portadora  | variable de 3-60 Hz. |
| b) Voltaje de salida           | variable de 0-12 V.  |
| c) Corriente máxima de salida  | 100 mA.              |
| d) Tiempo de subida            | variable de 0.5-5 s. |
| e) Tiempo de bajada            | variable de 0.5-5 s. |
| f) Duración del estímulo       | variable de 5-120 s. |
| g) Resistencia típica de carga | mayor de 10 ohms.    |

El estímulo aplicado debe ser único pero disparable manualmente tantas veces como sea necesario. Las señales envolventes de subida y bajada deben ser rampas muy perfectas para que el crecimiento inicial y el decrecimiento final del estímulo resulten lineales y no se alteren con la variación de los tiempos. Con estas condiciones satisfachas y dependiendo del voltaje de salida seleccionado, se podrá estimular tejidos de hasta unos cuantos ohms de resistencia por periodos de 6 a 130 segs. y con una potencia superior a 1 watt. Por supuesto, las condiciones normales de operación del dispositivo consideraran un consumo de potencia muy inferior, pero se ha escogido un mayor margen para ampliar las posibilidades de aplicación del estimulador y para disminuir su resistencia de salida al mínimo.

## El Estimulador

Puesto que la frecuencia fundamental del estímulo es baja y las variaciones que experimenta son del orden de los segundos, las frecuencias involucradas en la señal son también muy bajas. Por otra parte, las pendientes de subida y bajada son constantes, lo que significa que la linealidad debe mantenerse dentro de límites razonables.

Esta situación ha forzado a sintetizar la señal envolvente a partir de dos generadores de pulsos, un contador y un convertidor digital analógico como se muestra en la figura 1. El error que se comete al generar una rampa digital, en lugar de una analógica, es menor del 0.4 % si se utiliza un contador de 8 bits. En este caso, los osciladores 1 y 2 deben proporcionar una señal pulsante de frecuencia de repetición de pulsos entre 50 y 520 pps. aproximadamente. También, la duración del estímulo debe fijarse con un detector de unos a la salida del contador, para detenerlo en este estado y disparar el circuito de retardo encargado de reiniciar la cuenta hacia cero.



El método utilizado para generar la señal envolvente garantiza la linealidad para los tiempos requeridos, que van de 0 a 130 ns, y también asegura que la duración de cada etapa se pueda fijar en forma absolutamente independiente, sin que el estímulo se distorsione.

En estas condiciones, el dispositivo se comporta adecuadamente, con las características de los bloques más

Conclusión

El método utilizado para generar la señal envolvente garantiza la linealidad para los tiempos requeridos, que van de 0 a 130 ns, y también asegura que la duración de cada etapa se pueda fijar en forma absolutamente independiente, sin que el estímulo se distorsione.

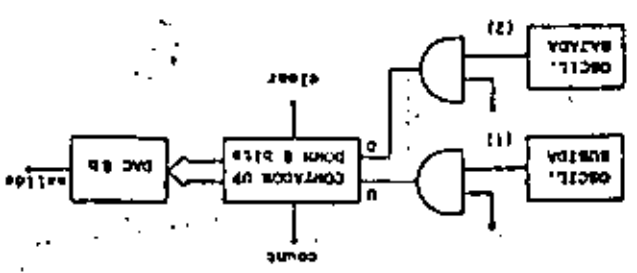
En estas condiciones, el dispositivo se comporta adecuadamente, con las características de los bloques más

El funcionamiento del circuito total se realiza de la siguiente manera: el contador encuentra en cero debido a que la línea CLEAR se activa al iniciarse el proceso, o a que el detector de ceros lo hizo al finalizar el estímulo anterior. El disparo provoca la línea START, la que también detecta al oscilador responsable de la

La señal generada mediante este procedimiento se utiliza para modular la portadora de 3 a 60 Mc, en el oscilador de doble banda lateral, donde se obtiene la forma de onda del estímulo, la cual es posteriormente filtrada para conferirle un ancho de banda y amplitud, para proporcionalizar la potencia requerida. Dada notarse que los osciladores de onda y de bajada son independientes, de modo que la forma de onda no necesariamente será sinusoidal. También, la frecuencia de la portadora, el tiempo de estimulación y la amplitud de la señal, se fijan independientemente en los bloques respectivos. De esta manera, el usuario podrá configurar su estímulo con amplia libertad.

Simplemente debe efectuarse el cambio de osciladores para que la señal quede configurada independientemente en el tramo de bajada.

Fig. 1 Generación de la señal envolvente



importantes que se enumeran a continuación:

- a) Osciladores 1 y 2: generadores de pulsos nivel TTL con frecuencias de repetición de 50 a 520 pps.<sup>3</sup>
- b) Contador de 8 bits: contador arriba-abajo de 8 bits con líneas de reset y de detención.<sup>4</sup>
- c) Convertidor D/A: convertidor digital analógico de 8 bits.<sup>5</sup>
- d) Modulador: multiplicador o modulador de AM de baja frecuencia.<sup>3</sup>
- e) Filtro: filtro activo diferencial de segundo orden con frecuencias de corte de 0.3 Hz. y 120 Hz.
- f) Amplificador de potencia: amplificador de salida de audio de 4 watts.<sup>6</sup>

Referencias

1.- D.E. Shear (Ed.), Electrical Stimulation

of the Brain. Austin University Press, 1971.

2.- G.H. Bourne (Ed.), The Structure and Function of Muscle. Academic Press, New York and London, 1972.

3.- National Semiconductor, Linear Integrated Circuits, U.S. Linear Data Handbook, 1974.

4.- Texas Instrument, The TTL Data Handbook for Design Engineers, Second Ed. T.I. 1976.

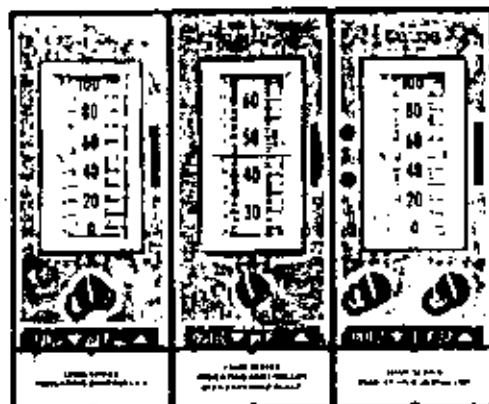
5.- Precision Monolithics Inc., Linear and Conversion IC Products, P.M.I., 1976.

6.- National Semiconductor, Linear Applications Handbook, U.S. Application Notes, 1978.

### SERIE 1300R - 1310R INDICADOR CONTROLADOR ELECTRONICO QUICK-SCAN

Este controlador es básicamente una computadora analógica, que compara el valor del proceso con el punto de ajuste deseado y controla a la variable del proceso (a través de una válvula, transductores, etc.), hasta que se alcanza el valor del punto de ajuste deseado.

En la serie 1311 - 1317R el instrumento muestra el 100% de la escala, mientras que en la serie 1301R - 1307R llamada de escala expandida, tiene el 40% de visibilidad con mayor exactitud en la lectura. Aquí



el operador puede ver con claridad el valor del proceso, el valor deseado y la diferencia entre éstos.

El instrumento puede tener las tres formas de control de acuerdo al número de serie.

- 1301R - 1311R - Ganancia
- 1302R - 1312R - Ganancia y Resajuste
- 1304R - 1314R - Ganancia, Resajuste y Pre-act
- 1307R - 1317R - Ganancia y Resajuste para procesos rápidos

Un switch Remoto-Local de 4 posiciones tiene la ventaja de cambiar de un punto de ajuste a otro sin causar disturbios al proceso.

Ref. 11-2

### SERIE 1320R - 1330R INDICADOR CONTROLADOR ELECTRONICO QUICK-SCAN CON PUNTO DE AJUSTE POR COMPUTADORA

Con el uso de una computadora este indicador controlador en modo supervisorio recibe y memoriza el valor enviado por la computadora.

Esta instrumento acepta las versiones de entrada incremental, valor total o tren de pulsos. La entrada de pulsos puede ser usada en cualquiera de las siguientes versiones: Bajada-Subida, Dirección y Magnitud o Entrada de señales positivas y negativas.

En todos los diferentes modelos existen circuitos rastreo estándar para darnos



cambios de control local a control de computadora sin causar disturbios. Una luz indicadora notifica que la estación está bajo el mando de la computadora en control supervisorio.

En control automático local este instrumento trabaja como control analógico.

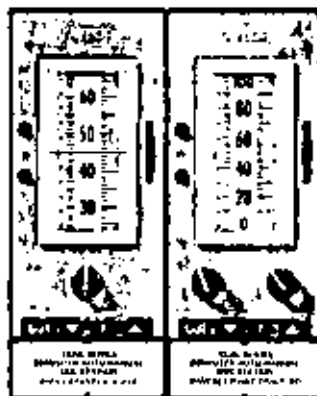
En la serie 1331R - 1337R el instrumento muestra el 100% de la escala, mientras que en la serie 1321R - 1327R llamada de escala expandida, se muestra solamente el 40% a cambio de una mayor exactitud en la lectura.

El instrumento puede tener las formas de control estándar.

Ref. 11-3

### SERIES 1321C - 1331C ESTACIONES DE TRANSFERENCIA COMPUTADORA AUTOMATICO MANUAL

Estos instrumentos proporcionan el respaldo analógico total necesario para circuitos de Control Críticos que están bajo el Control Digital Directo.



Cuando están en el modo de Control por Computadora actúan como estaciones de muestra y retén. Las señales de la Computadora se memorizan y luego se convierten en señales analógicas proporcionales de 4-20 mA, que pueden ser usadas por el Transductor de Válvula o por otros dispositivos. Aceptan señales de valor total o incremental.

En el modo automático se comportan como Instrumentos de Control Analógico Comunes. En el modo Manual el operador tiene acceso total a la salida de 4-20 mA. El 1321C tiene escala expandida.

Ref. 11-3

### SERIE 1310C - ESTACIONES DE TRANSFERENCIA DE COMPUTADORA A MANUAL



Estas estaciones constituyen un respaldo en un Sistema de Control Digital Directo; el último mando de la computadora se memoriza mediante una técnica de muestra y retén y se convierte en una señal de 4-20 mA, que es proporcional al voltaje muestreado en la señal de entrada. Existen dos versiones para diferentes estrategias de Software: Valor total o incremental.

Ref. 11-5

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

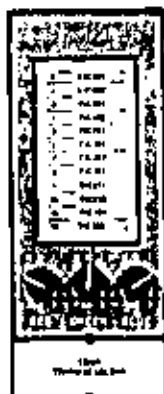
100

100

100

# INSTRUMENTOS ELECTRONICOS

## SERIE 1325N ESTACION SELECTORA ELECTRONICA QUICK-SCAN



La estación selectora electrónica está disponible con uno, dos o tres interruptores selectores y fue diseñada para usarse en conjunción con una, dos o tres plumas de la línea de registradores electrónicos serie 1300 con entrada múltiple seleccionable.

Cada interruptor selector tiene doce posiciones por medio de las cuales cualquiera de las doce señales de entrada (0.25V a 1.25V) del proceso, pueden ser observadas.

Así cada pluma del registrador puede registrar cualquiera de las doce entradas, de acuerdo a la posición de los interruptores.

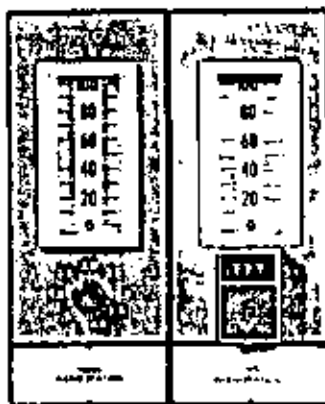
Al frente del instrumento se localiza una tarjeta de identificación del circuito.

Ref. 13.3

## SERIE 1300N QUICK-SCAN ESTACION INDICADORA ELECTRONICA DE RELACION

Es un instrumento de estado sólido, diseñado para dar una señal de salida proporcional a una señal de entrada, la cual es multiplicada por una relación establecida manualmente y además ajustable, la cual es visible desde el frente del instrumento.

Dentro de las características estándar del instrumento se incluye un disco de ajuste de la relación deseada al frente y, como opción, tiene una perilla de 10 posiciones



y un potenciómetro de precisión de 3 dígitos.

Este potenciómetro puede ser calibrado para cualquier rango de relación entre 0-1 y 0-10 dentro del 0.1% de la escala de relación.

Su moderno diseño protege el circuito de entrada de señal contra un sobre-voltaje. El suministro de potencia está equipado con protección para cortos circuitos y cambios de polaridad. En caso de que la línea de salida esté en corto circuito la corriente se limita a 40 mA. Esta estación de relación recibe señal de 0.25 a 1.25 V. CD y su señal de salida es de 4-20 mA.  
Ref. 17-2

## SERIE 1310N, QUICK-SCAN INTEGRADORES ELECTRONICOS

El integrador electrónico serie 1310N recibe una señal de 0.25 V. a 1.25 V. ó 0 a 1.0 V. C.D. y envía una señal en forma de pulso; la frecuencia de éste es proporcional a la integral de la señal recibida. Los pulsos de salida son calibrados de 0 a 200 pulsos por hora a 0 a 20,000 pulsos por hora y pueden actuar hasta dos contadores externos.

Su moderno diseño protege el circuito de entrada de señal contra sobre voltaje y cambios de polaridad. El suministro de po-



tencia tiene protección de cambios de polaridad y el circuito de pulso de salida está protegido contra corto circuitos. En caso de que la línea de salida esté en corto circuito la corriente se limita a 40 mA.

El 1310N tiene supresión de cero ajustable de 0.5% a 5% de la señal de salida.

El integrador se coloca en una caja universal que se monta en la parte posterior del tablero y cuyas dimensiones aproximadamente son de 255 mm. de alto, 75 mm. de ancho y 165 mm. de fondo.

Ref. 17-3

## SERIE 1315N QUICK-SCAN ESTACION TOTALIZADORA ELECTRONICA

Las estaciones totalizadoras electrónicas son un modo conveniente de tener totalización de pulsos eléctricos y pre-determinar cuentas entre otros instrumentos Quick-Scan, serie 1300, montados en la parte frontal del tablero.

El instrumento serie 1315N es un contador sencillo de 7 dígitos de totalización. El instrumento serie 1316N tiene dos contadores de 7 dígitos de totalización. El instrumento serie 1317N tiene un contador de 7 dígitos



de totalización y un contador de pre-determinación. El instrumento serie 1318N es un contador de pre-determinación.

Los contadores de totalización están disponibles con o sin ajuste y cada uno de ellos se pueden montar en un chasis de 75 mm. x 150 mm. x 610 mm.

Los contadores tienen una bobina de capacidad de 24 V. C.D. de señal de entrada con una capacidad máxima de conteo de 36,000 pulsos por hora. Todos los contadores están diseñados para operar con los integradores electrónicos Quick-Scan serie 1300 (1310N y 1311N).

Ref. 17-3A



1. The first part of the document is a list of names and addresses.

2. The second part of the document is a list of names and addresses.

3. The third part of the document is a list of names and addresses.

4. The fourth part of the document is a list of names and addresses.

5. The fifth part of the document is a list of names and addresses.

6. The sixth part of the document is a list of names and addresses.

7. The seventh part of the document is a list of names and addresses.

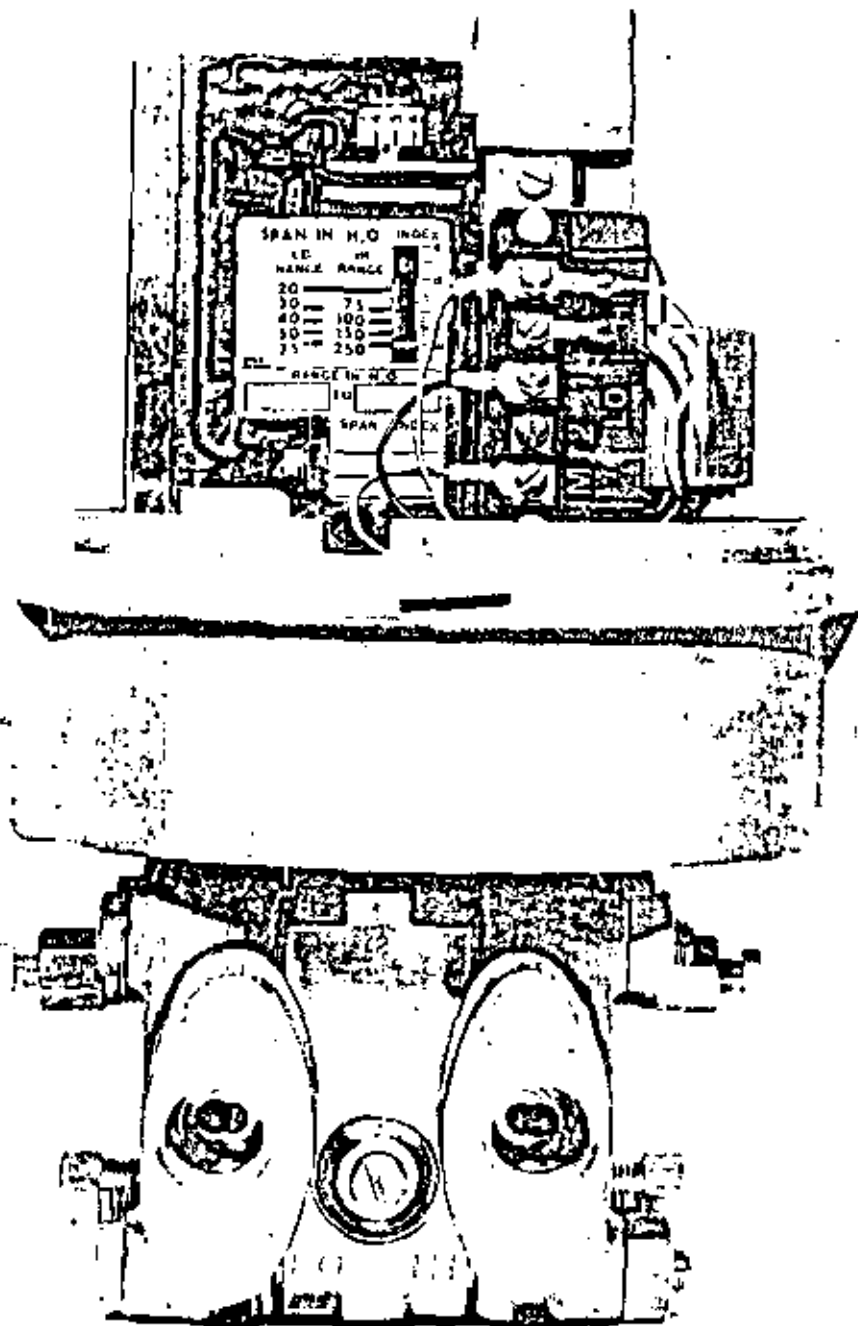
8. The eighth part of the document is a list of names and addresses.

9. The ninth part of the document is a list of names and addresses.

10. The tenth part of the document is a list of names and addresses.

11. The eleventh part of the document is a list of names and addresses.

12. The twelfth part of the document is a list of names and addresses.



**SERIE 1300T  
TRANSMISORES ELECTRONICOS**

Todos los transmisores electrónicos de esta serie son instrumentos ciegos y operan bajo el principio de balance de fuerzas. Su señal de salida es de 4-20 mA C.D. la cual es proporcional a la variable medida.

Los elementos primarios, así como las gomas y materiales, son los mismos que los de tipo neumático y por lo tanto pueden intercambiarse entre sí, reduciendo en forma considerable la existencia de partes de repuesto.

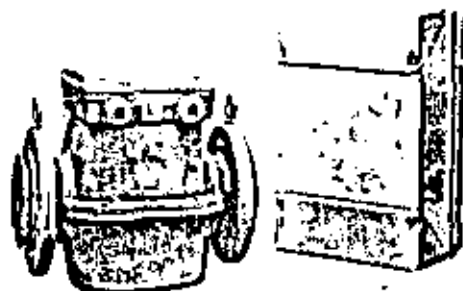
- Ref. 12-4
- 12-5
- 12-6
- 12-7



**SERIE 1100L MAG-PIPE****MEDIDOR MAGNETICO DE CAUDAL**

La medición de caudal, por medio del medidor magnético Taylor, está basada en la ley de Faraday de inducción electromagnética, que establece que el voltaje inducido por un conductor que se mueve en un campo magnético es proporcional a la velocidad del conductor. Este voltaje es amplificado por un transmisor de estado sólido 11100T con señal de salida de 4-20 mA a un nivel tal que puede ser usado directamente por instrumentos receptores tales como controladores, registradores, integradores, etc. . .

El medidor estándar tiene electrodos de acero inoxidable 316, pero opcionalmente



pueden darse de Carpenter 20, Hastelloy-C, Platino, Tántalo, Titanio, etc. . .

El tubo puede recubrirse de Teflón, Ureano, Hule natural, Neopreno Kynar, etc. . . con presiones máximas hasta de 21 kg/cm<sup>2</sup>

Estos medidores de flujo magnético pueden tener el transmisor montado integralmente.

Dentro de las grandes ventajas de este medidor, se encuentran su gran exactitud y alta sensibilidad, puede medir caudales con conductividades mayores de 200 micromhos, caudales altos o bajos tales como 0-0.9 a 0.9 metros/segundo, la señal de salida del transmisor es básicamente lineal, etc. . .

Ref. 14-21

**SERIE 1000T - 1001T****TRANSDUCTOR DE TERMOPAR  
O MILIVOLTS A CORRIENTE**

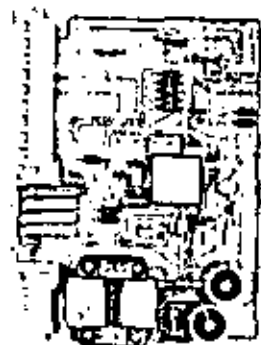
Estos transmisores reciben señales, ya sea de un termopar o un milivoltaje y las convierten a una señal de 4-20 mA. CD.



Todos los componentes electrónicos están montados en una tablilla con circuitos impresos que incluyen los ajustes de calibración, así como las terminales de suministro y entrada de señal. Esta tablilla va montada en una caja universal, la cual está diseñada para montaje en la parte interna del tablero.

El instrumento puede darse sin aislamiento (1000T) o aislado (1001T) y tiene compensación de la junta fría cuando éste es especificado para entrada de señal de termopar.

Ref. 12-1

**SERIE 1002T****TRANSDUCTOR DE TERMOMETRO DE  
RESISTENCIA A CORRIENTE**

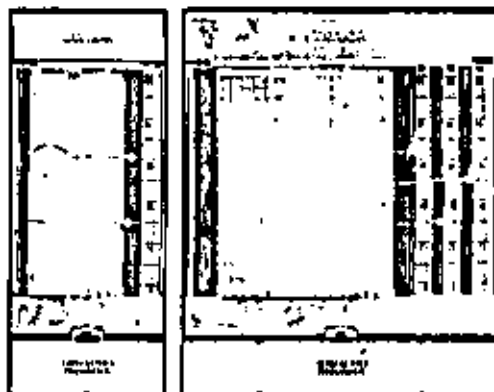
Estos transmisores reciben una señal de un bulbo de resistencia y la convierten a una señal de 4-20 mA. CD. El transmisor puede usarse con 2 ó 3 alambres de platino, elemento de resistencia de níquel o con elementos dobles de resistencia para medir temperatura diferencial.

Su construcción y montaje es igual a la serie 1000T.

Ref. 12,1A



### SERIE 1300J - 1310J REGISTRADORES QUICK-SCAN



Estos registradores proporcionan un registro permanente y continuo de señales de 0.25 V. a 1.25 V. C.D.

La serie 1300J es de 76 mm. x 150 mm y registra una o dos variables.

La serie 1310J es de 150 mm. x 150 mm. y registra una, dos o tres variables.

Cada una de las plumas emplea un sistema individual de servomecanismo auto balanceado, conectado a un amplificador de estado sólido. Estos registradores tienen una exactitud de  $\pm 0.25\%$  de la amplitud de gama y satisfacen ampliamente las exigencias de la industria actual en operaciones de proceso.

Ref. 13-2

### SERIE 1301K - 1302K INDICADORES QUICK-SCAN



Los indicadores electrónicos Quick-Scan serie 1301K tienen un solo puntero que indica claramente la variable del proceso sobre una escala vertical de 100 mm. y son operados con señales del proceso del orden de 0.25 V. a 1.25 V. C.D. La serie 1302K tiene dos punteros para indicar dos variables de proceso simultáneamente. Estos instrumentos son adecuados para usarse con transmisores electrónicos de acción directa o reversa de la serie 1300T.

Ref. 13-4

### SERIE 1340N ESTACIONES ELECTRONICAS DE MANDO MANUAL QUICK-SCAN

Las estaciones de mando manual producen señales de salida ajustables de 4 a 20 mA. de corriente directa con el fin de controlar válvulas o también para generar señales de punto de ajuste en controladores o en las aplicaciones especiales requeridas.



El 1340N posee un solo puntero de indicación de proceso, visible al lado izquierdo de la escala.

El 1341N cuenta con dos punteros de indicación con sencillas conexiones, puede colocarse el puntero del lado izquierdo de la escala como indicación de la señal de salida, y el otro puntero como indicador de la variable de proceso. Finalmente, el 1342N opera como una estación manual de servicio, en caso que se requiera ajustar en el frente del tablero las señales de salida, de 4 a 20 mA. Este instrumento puede ser usado como controlador durante los períodos de mantenimiento.

Ref. 17-1

1. The first part of the document discusses the importance of maintaining accurate records of all transactions and activities. It emphasizes that this is crucial for ensuring transparency and accountability in the organization's operations.

2. The second part of the document outlines the various methods and tools used to collect and analyze data. It highlights the need for consistent data collection procedures and the use of advanced analytical techniques to derive meaningful insights from the data.

3. The third part of the document focuses on the role of technology in data management and analysis. It discusses how modern software solutions can streamline data collection, storage, and analysis processes, thereby improving efficiency and accuracy.

4. The fourth part of the document addresses the challenges associated with data management, such as data quality, security, and privacy. It provides strategies to mitigate these risks and ensure that the data remains reliable and secure throughout its lifecycle.

5. The fifth part of the document concludes by summarizing the key findings and recommendations. It stresses the importance of a data-driven approach in decision-making and the need for continuous monitoring and improvement of data management practices.

6. The sixth part of the document provides a detailed overview of the data collection process, including the identification of data sources, the design of data collection instruments, and the implementation of data collection procedures. It also discusses the importance of ensuring that the data collection process is unbiased and representative of the population being studied.

7. The seventh part of the document discusses the various methods used to analyze the collected data, such as descriptive statistics, inferential statistics, and regression analysis. It explains how these methods can be used to identify patterns, trends, and relationships within the data, and to test hypotheses and make predictions.

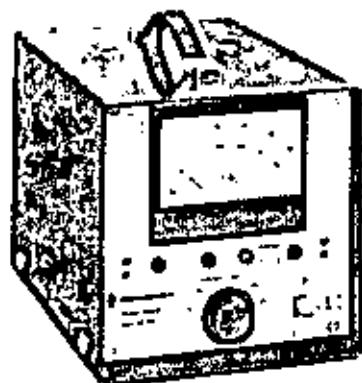
8. The eighth part of the document focuses on the interpretation and communication of the results of the data analysis. It discusses the importance of presenting the results in a clear and concise manner, using appropriate visual aids and statistical measures to support the findings. It also emphasizes the need to communicate the results to the relevant stakeholders and to provide actionable recommendations based on the findings.

9. The ninth part of the document discusses the ethical considerations associated with data management and analysis. It highlights the importance of obtaining informed consent from participants, ensuring the confidentiality and anonymity of the data, and using the data for legitimate purposes only. It also discusses the potential risks of data misuse and the need for robust data protection measures.

10. The tenth part of the document concludes by summarizing the key findings and recommendations. It stresses the importance of a data-driven approach in decision-making and the need for continuous monitoring and improvement of data management practices.

## ANALIZADORES DE OXIGENO

Los analizadores de oxígeno Taylor Servomax de tipo paramagnético, miden la susceptibilidad del gas por la fuerza aplicada sobre dos esferas situadas en un campo magnético no uniforme, usando una celda diseñada y desarrollada por la compañía British Petroleum. Esta celda mide la can-



tidad de oxígeno presente en el gas, independientemente de otros gases contenidos en la muestra y por tanto el mismo analizador se puede usar para determinar la cantidad de oxígeno presente en nitrógeno, en humo de chimenea, en hidrógeno, en hidrocarburos, etc.

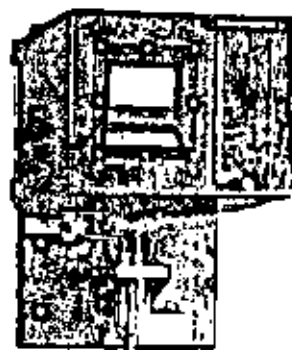
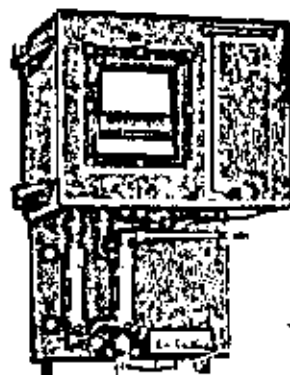
OA. 250

De lectura directa y continua, en un indicador de 100 mm. tres escalas de 0-10%, 0-25% y 0-100% de oxígeno.

Precisión  $\pm 1\%$  de la escala.

Intrínsecamente seguro en versión pilas o C.A.

## ANALIZADORES DE OXIGENO INDUSTRIALES



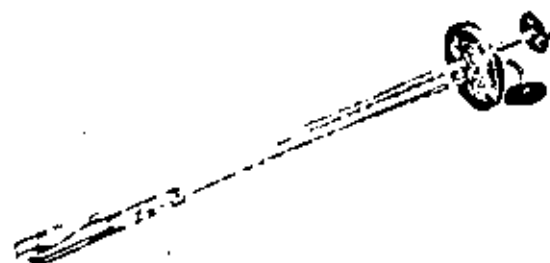
Para la determinación continua del contenido de oxígeno en gases. Ideales para el análisis de humos de chimeneas o para el control de procesos químicos. Cinco escalas de 0-2,5%, 0-5%, 0-10%, 0-25% y 0-100% de oxígeno. Precisión  $\pm 1\%$  de la escala. Salidas de 0-5, 0-10 y 0-100 mV. por cada escala, seleccionadas a través de un interruptor interno.

También hay salidas de 0.1 ó de 0.4 mA. por 1% de oxígeno hasta una corriente máxima de 10 mA. y como accesorio opcional, salida de 4-20 mA.

OA.137 con medidor de caudal para control. Específicamente diseñado para procesos químicos.

OA.269 para análisis de humos de chimeneas o muestras húmedas.

## SONDAS EYECTORAS DE VAPOR



De larga duración y resistencia a muestras corrosivas debido a la constante limpieza por el flujo de vapor.

SP. 195 - Capaz de operar hasta temperaturas de 800°C. construida en acero inox. No. 316.

SP. 240 - Capaz de operar hasta temperaturas de 1200°C. ó 1800°C. con revestimientos de cerámica. Construida en acero inox. No. 316.

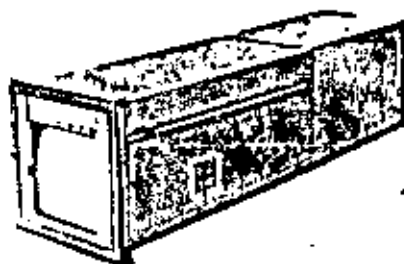




### SERIE 2110J REGISTRADOR POTENCIOMETRICO MULTI-SCAN DE 6 PUNTOS

Estos instrumentos aceptan señales de entrada de termopar, milivoltaje o bulbo de resistencia y proporcionan registros hasta de 6 puntos sobre una gráfica de rollo de 100 mm. de ancho. La indicación es señalada sobre una escala horizontal de igual longitud.

Los instrumentos de un punto tienen un trazo continuo, los multipuntos están formados por una secuencia de puntos impresos en 6 diferentes colores. La velocidad estándar de la gráfica permite variaciones



de 2:1 ó 3:1 que son fácilmente seleccionables; es decir, se proporcionan hasta 15 velocidades diferentes, dentro de 5 rangos optativos.

El instrumento es altamente confiable debido al uso de circuitos integrados y oscilador magnético de efecto de campo.

El balance automático es complementado por un sistema de resistencias en el 2111J y por un sistema de balance magnético en el 2112J.

Existe una gran variedad de características opcionales que permiten satisfacer los requerimientos especiales de cualquier aplicación.

Ref. 13-10

### SERIE 2120J REGISTRADOR POTENCIOMETRICO MULTI-SCAN DE 12 PUNTOS

Estos instrumentos aceptan señales de entrada de termopar, milivoltaje o bulbo de resistencia y proporcionan registros hasta de 12 puntos sobre una gráfica de rollo de 200 mm. de ancho. La indicación es señalada sobre una escala horizontal de igual longitud.

Los instrumentos de un punto tienen un trazo continuo, los registradores multipuntos están formados por una secuencia de puntos impresos en 6 diferentes colores para los puntos del 1 al 6 y marcas especiales para los puntos 7 al 12.

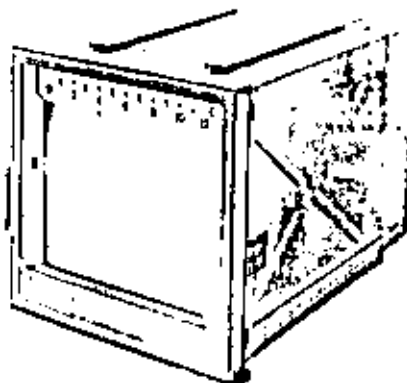
La velocidad estándar de la gráfica permite variaciones de 2:1 ó 3:1 que son fácilmente seleccionables; es decir, se proporcionan hasta 15 velocidades diferentes, dentro de 5 rangos optativos. Las señales de entrada pueden ser fácilmente identificables con el código de colores impresos en una placa al frente del instrumento.

El instrumento es altamente confiable debido al uso de circuitos integrados y oscilador magnético de efecto de campo.

El balance automático es complementado por un sistema de resistencias en el 2121J y por un sistema de balance magnético en el 2122J.

Existe una gran variedad de características opcionales que permiten satisfacer los requerimientos especiales de cualquier aplicación.

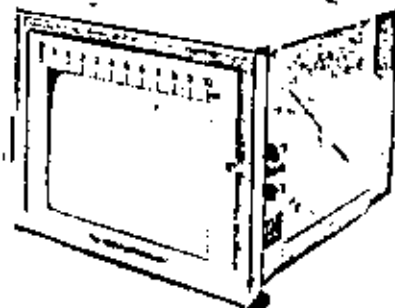
Ref. 13-21



### SERIE 2140J REGISTRADOR POTENCIOMETRICO MULTI-SCAN DE 24 PUNTOS

Estos instrumentos aceptan señales de entrada de termopar, milivoltaje o bulbo de resistencia y proporcionan registros hasta de 24 puntos sobre una gráfica de rollo de 250 mm. de ancho. La indicación es señalada sobre una escala horizontal de igual longitud.

Los instrumentos de un punto tienen un trazo continuo. Los registradores multipuntos están formados por una secuencia de puntos impresos en 6 diferentes colores, siendo posible su rápida identificación por

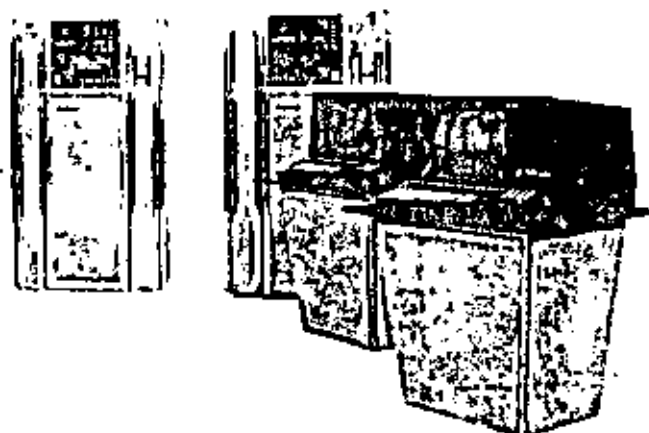
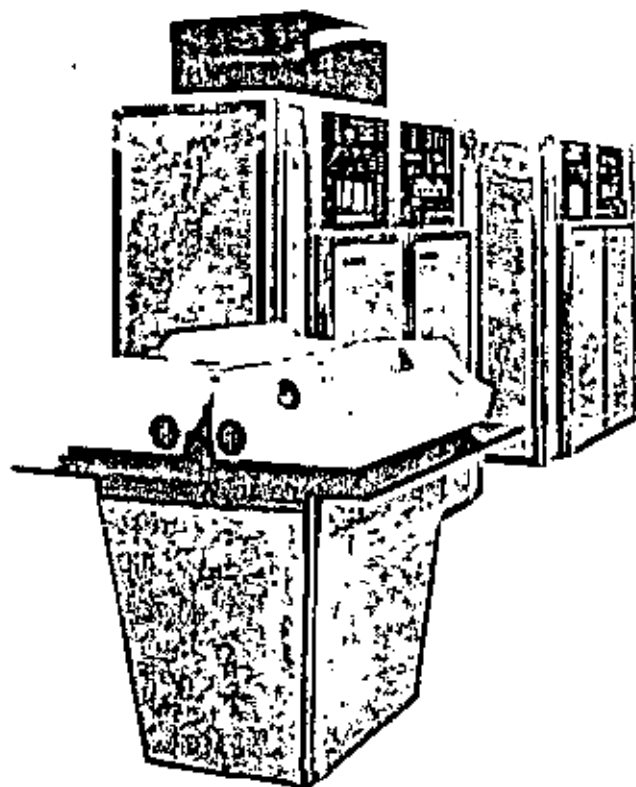


los números, los cuales pueden presentarse en grupos impresos en forma continua ó a intervalos.

La velocidad estándar de la gráfica permite variaciones de 2:1 ó 3:1 que son fácilmente seleccionables; es decir, se proporcionan hasta 51 velocidades diferentes dentro de 17 rangos optativos; mayores variaciones de velocidad son posibles con el motor de la gráfica de 2 velocidades.

El balance automático es complementado por un sistema de resistencias en el 2141J y por un sistema de balance magnético en el 2142J.

Ref. 13-23



## 1010 COMPUTADORAS

Los Sistemas de Control Digital Taylor 1010 están diseñados para aplicarse a la Gama más amplia de requisitos de control de procesos. Son computadoras de cuarta generación ultraconfiables con el más amplio surtido de interfaces de entrada y salida del mercado. Los Sistemas Taylor se usan en muy diversas industrias como la de Pulpas y Papel, Redes Hidráulicas, Química o Textil, Siderúrgica, Metalúrgica y del Petróleo. La modularidad tanto en el equipo como en los lenguajes de mando permite al Sistema Taylor 1010 configurarse para suministrar todos los elementos de control que se requieran; si se desea expansión de los sistemas en lo futuro, es posible aumentar la capacidad en el campo, en lapsos muy cortos.

Existen dos formas posibles de control: Control Supervisorio y Control Digital Directo.

**CONTROL SUPERVISORIO.**—La computadora maneja el punto de ajuste de un grupo de controladores analógicos convencionales.

**CONTROL DIGITAL DIRECTO.**—La computadora se convierte en el controlador de todas las variables manejando directamente cada transmisor y cada válvula.

**Características.**—**SUPERVISION POR EXCEPCION** para no sobrecargar la atención del operador con cantidades masivas de información acerca del proceso, los sistemas Taylor 1010 pueden operarse de tal manera que el operador solo reciba la información que pide expresamente o bien la que está programada para reportar fallas o

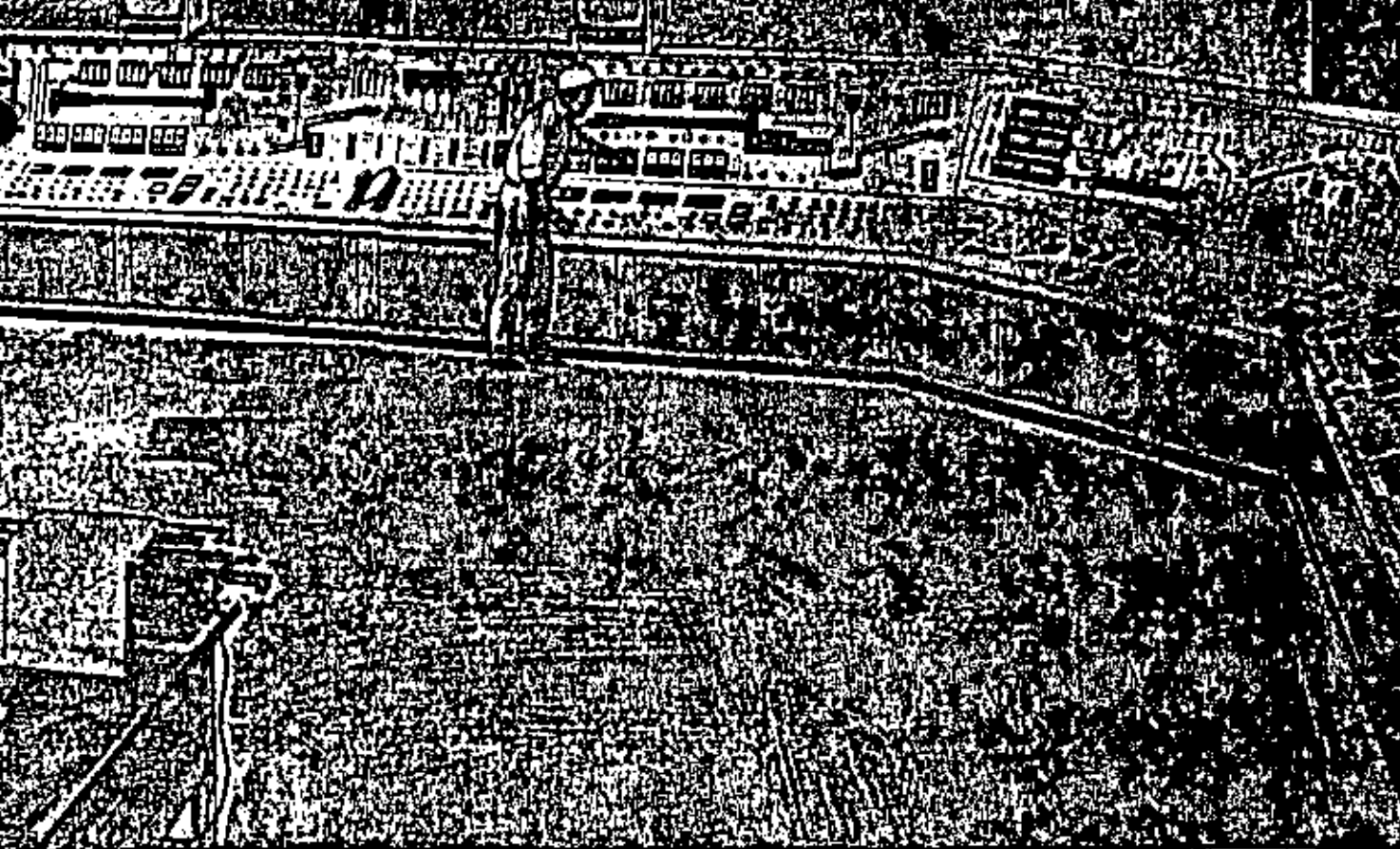
para generar reportes específicos a período fijo.

**CONTROL DE FALLAS.**—Aunque la falla de una computadora digital de cuarta generación es un caso rarísimo, los sistemas Taylor están diseñados para quedar protegidos aún en esta remota posibilidad. Existen circuitos monitores en cada sistema 1010 no importa qué tan pequeño o qué tan grande sea el sistema, que supervizan constantemente el estado de la computadora; en caso de que pase determinado tiempo sin que se obedezca una determinada instrucción de entrada o salida, se genera una señal de falla de ciclo; esta señal se usa para colocar el sistema en condiciones de paro de seguridad.

Además la 1010 tiene características de arranque después de falla de potencial. Esta cualidad protege la información que está en los registros y en la memoria en caso de falla de corriente; esto garantiza que no se pierda información cuando arranque el sistema después de una falta de fuerza y permite que el programa se resuma en el punto en donde ocurrió la falla de corriente.

En el Sistema Taylor 1010 es posible conectar gran cantidad de elementos primarios de medición directamente a la computadora; por ejemplo: Termopares, Bulbos de Resistencia, Transmisores de dos atmósferas, Medidores de Turbina, Tacómetros, Cromatógrafos y Válvulas de Control.

**SUPER LENGUAJES.**—Además de los super lenguajes más modernos y sus extensiones, Taylor posee una amplísima Gama de super lenguajes propios incluyendo Microprogramación.



Electronic Consotrol instrumentation is a family of integrated control room instruments, the associated field transmitters, and accessories. From their introduction, this family of instruments has been improved and redesigned as the demands of processing control become more sophisticated. Today, these instruments are unparalleled — in their design simplicity, dependability, performance, and safety — meeting the everchanging control needs of processing industries the world over. Certain Foxboro electronic Consotrol instruments are listed by Underwriters' Laboratories, Inc. as intrinsically safe for process control loops.

Transmitters, converters, receivers, controllers, and final actuators can be located miles apart — each connected by a simple two-wire transmission system. The electronic transmitters provide a proportional 10-50 ma d-c signal output for any measurement. There is no transmission lag. This common signal ties all of the components into an accurate, dependable control system. Also, Consotrol instruments are compatible with computers — a major step toward complete computer operation.

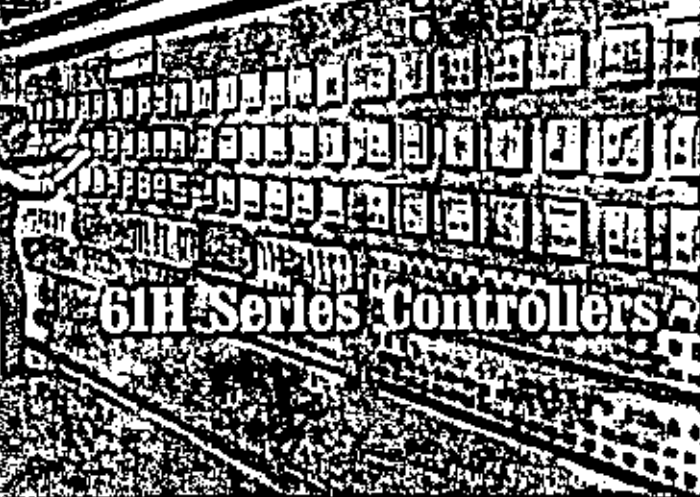
You can depend upon Foxboro knowledge, experience, and technical competence to assist you in designing an electronic Consotrol system for practically any process, or your entire plant.

Control room and accessory instruments are described briefly on the following pages. Other bulletins, listed below, cover transmitters and converters according to measurement.

*Additional information about this complete family of outstanding instrumentation can be found in the following Foxboro bulletins:*

- E-11 Flow Measurement
- F-18 Temperature Transmitters
- G-10 Pressure Transmitters
- H-10 Liquid Level Transmitters
- L-16 Analog Computing Instruments

*Your Foxboro Sales Engineer will be happy to order copies for you.*



## Low Cost plus High Dependability

All operating adjustments are positioned on front plate of Model 61H Controller. They are easy to read and adjust, even when instrument is close-mounted in a high-density panel installation. Tight packaging of instrument eliminates need for protective door — no distracting reflections — easy reading at any angle. Indicators and adjustments included on the front are: deviation meter, set point dial, output meter, manual adjustment knob, bumpless transfer switch, and instrument identification plate.

Attention-getting alarm functions can be included right on the face of the instrument — less panel space is required.

Foxboro electronic Consotrol controllers offer unequalled instrument value — combine outstanding advantages. Dependability and economy are significant features of the 61H Series Controller.

The 61H Series meets industry's need for precise measurement and control in short time-constant processes such as flow. In addition to its outstanding dependability and economy, the control station incorporates many of the advantages offered by companion instruments in the Foxboro electronic Consotrol line — simplicity of design, ease of operation, high performance characteristics, and unmatched serviceability. The same high level 10-50 ma d-c, constant current signal insures greater efficiency, and the instrument is compatible with computer operation.

### Design Simplicity — Dependable Control

**Control room convenience** All operating adjustments are located on the face of the instrument. The controller's pullout chassis permits easy access to control mode adjustments and the flexible cord-set wiring allows withdrawal of instrument without interruption of control.

**Simple transfer** Design of solid-state circuitry allows bumpless transfer from automatic to manual or manual to automatic control.

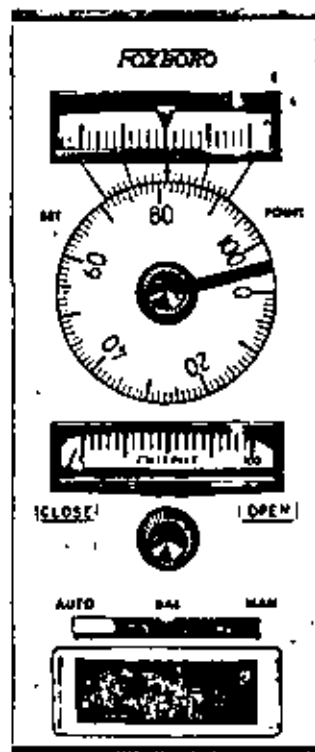
**Self-contained instrument** All supervisory functions are concentrated in one, fully enclosed package. No recording or indicating set-station is necessary.

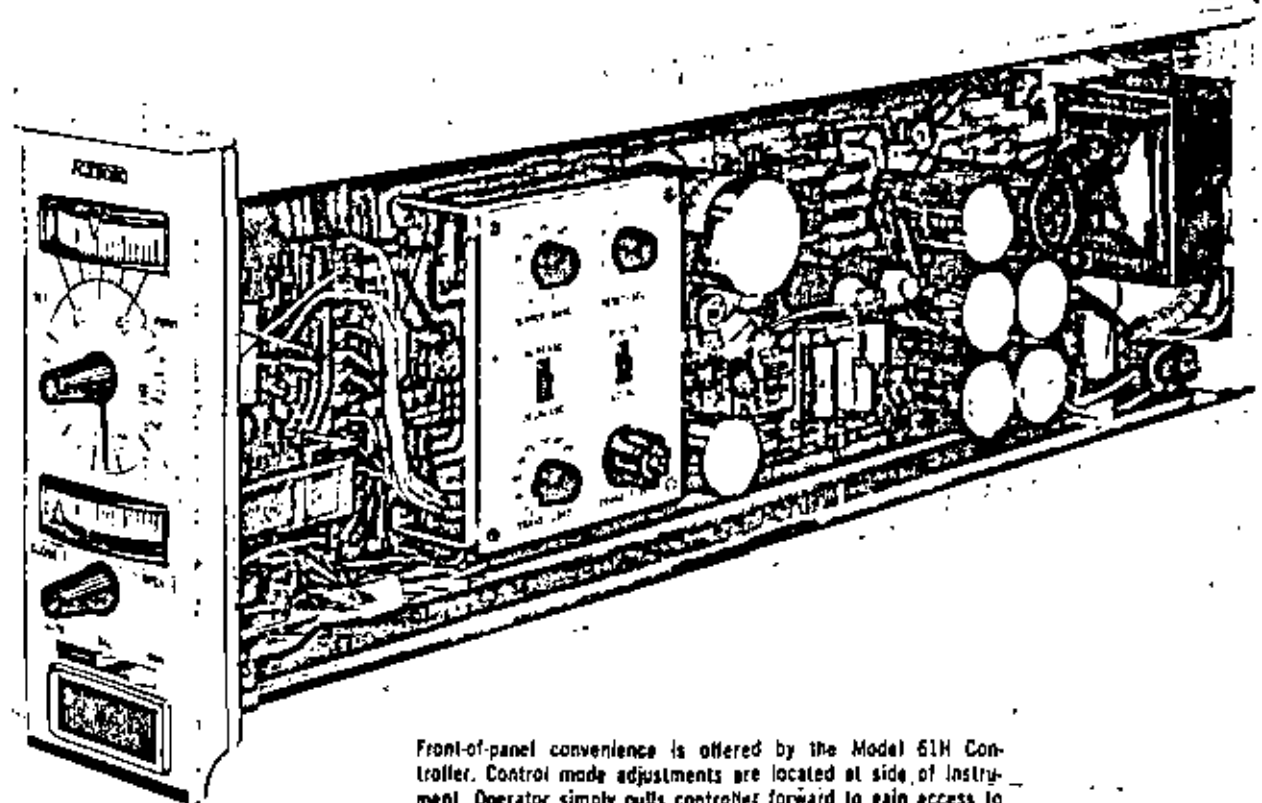
**High performance circuitry** Heavy-duty circuit board, with all solid-state components, is manufactured under strict control of quality. All components are industrial grade or better to insure greater dependability.

**Simplified servicing** Side covers of the instrument slide off easily to reveal both sides of the vertically mounted circuit board. Components, clearly identified and easily accessible, are on one side of the board.

### Additional Standard Features

**Built-in power supply** A power supply for use with a Foxboro force-balance transmitter is included as a standard feature of the 61H Series Controller. Prewired and complete with fuse and load adjustment, this "extra" eliminates





Front-of-panel convenience is offered by the Model 61H Controller. Control mode adjustments are located at side of instrument. Operator simply pulls controller forward to gain access to the clearly-marked adjustments. In addition to control modes, this panel also contains remote-local and increase-decrease switches as well as power supply fuse and load adjustments. Separate cables are used for power and signal connections. Distinctive plugs eliminate any chance of applying power to input or output circuits.

need of providing additional power supply, reduces wiring and mounting expenses, and saves valuable panel space.

**Local-remote switch** Source of set point either can be at the controller or at an external device in a remote location. Switch is on mode adjustment panel on side of controller.

**Increase-decrease switch** Increasing measurement can cause either increasing or decreasing output as selected by switch on control mode adjustment panel.

#### Optional Features for Individual Control Needs

The instrument nameplate is an integral part of the 61H Series faceplate. Positioned in this manner, panel space is saved, and the plate may

be optionally backlighted with alarm lights.

Another method of incorporating highly visible alarm functions into the control scheme is by use of the Foxboro Vu-Line option. Also, if desired, a mechanically positioned memory pointer can be added to the controller's output meter. This indicates to the operator the controller output at the normal valve position.

A front mounted local-remote switch and set pushbutton assembly is available as another optional convenience. With this version of the 61H Series Controller, the pushbutton is used to activate the deviation meter to indicate the difference between remote and local set points. Balancing is easy and accurate. Transfers can be smooth — humpless.



## Outstanding Versatility Combined With Design Simplicity

Performance, versatility, efficiency, and overall economy are unmatched in the universal type 62H Series Controller. Virtually all process variables can be controlled with this instrument which has been time-tested, proved and improved by long in-service, on-the-job operation.

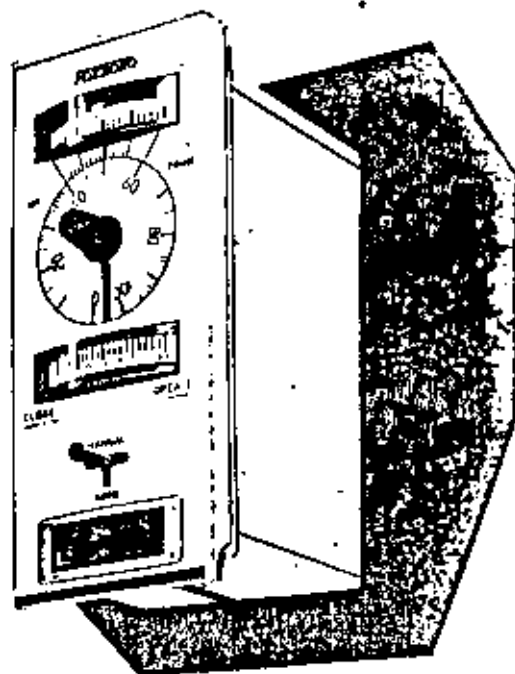
### Design Simplicity — Better Process Control

**Balanceless-bumpless transfer** Safe, reliable, balanceless-bumpless transfer from manual to automatic or automatic to manual. No deviation meter to balance — no pointers to match.

**Precise derivative action** Acts on measurement signal change only. There is no derivative effect from a set-point change.

**Continuous mode adjustments** Wide variety of control mode adjusting is offered. A simple change allows the time-constant range to be multiplied by ten. Costly inventories of spare controllers can be reduced to a minimum.

**Dependable high performance** Controller's outstanding performance is assured by design simplicity. Reproducibility of set point is within



0.25 percent of span and accuracy for a typical measurement is within  $\pm 0.5$  of 1 percent.

Self-contained instrument Electronic Consotrol controller is completely self-contained — all control and supervisory functions and measurement indications are concentrated in one slim package.

### Front-of-Panel Convenience — Easier Control

All operating adjustments can be made at the front of the instrument panel. Control mode adjusting is done at the side of the instrument's pull-out chassis — without interrupting control action.

In addition, extra standard items are located on the mode adjustment panel. Both high- and low-limit adjustments are provided on the controller output. A local-remote switch for selection of the source of set point and an increase-decrease switch to permit reversal of control action are included.

**Deviation indicator** Indicates any deviation of the process measurement from the controller set point. The expanded scale — equivalent to a ten-inch full scale — spreads 20 percent of the measurement span over two inches for greater

readability. Actual measurement value is determined by relating the indicator position to the set-point dial below it.

**Set-point dial** Large calibrated scale is geared to a 10-turn potentiometer for fine resolution of the control setting. This set-point dial can be calibrated in any desired engineering units.

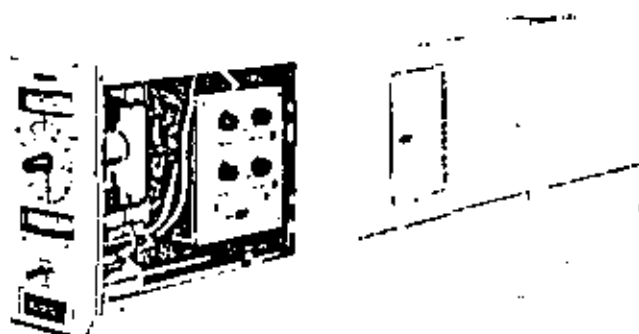
**Output indicator** Shows continuous indication of output current whether the controller is in manual or automatic operation.

#### Simple Switching — No Balancing, No Bumping

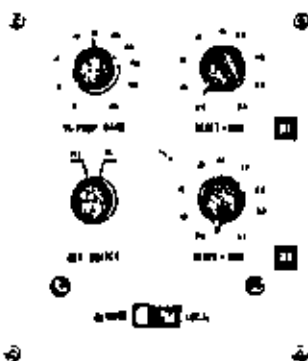
Balanceless, bumpless transfer from automatic to manual or manual to automatic control is done quickly and easily. Costly, and sometimes hazardous, process upsets can be avoided. Smooth changes of control are possible by use of Foxboro-designed circuitry. The controller is *all* solid-state electronics — no servomotors or electrochemical followers are used.

T-bar transfer switch lets operator select either manual or automatic operation. When on manual control, switch moves in same direction as output meter indicator — downscale to the left or upscale to the right. Rough and fine adjustments of the valve position are easy to make.

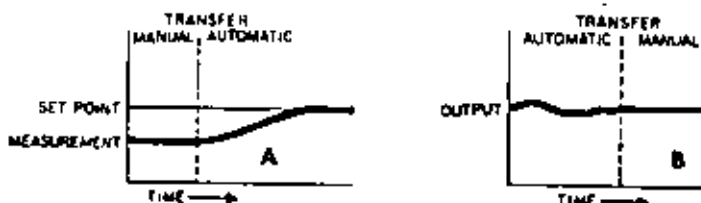
Transferring control is an easy one-step procedure! All the operator needs to do is move the T-bar switch to the desired position. There's no balancing or matching of pointers necessary with the 62H Series Controller.



A single vertically mounted circuit board holds all of the components used in this standard proportional-plus-reset controller. Slide-off sides allow easy access to both sides of the circuit board. No involved or complicated dismantling is necessary to service electronic Consolrol instruments. Components, which are identified on one side of the board, are easy to see, easy to reach.



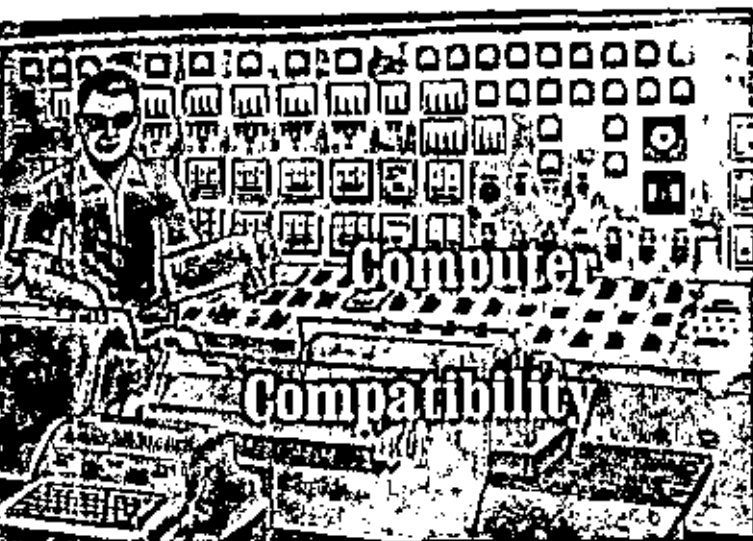
Control mode adjustments are all conveniently accessible from front of instrument panel. Controller is pulled forward to expose access panel containing all of the operating mode adjustments.



When transferring from manual to automatic, if the measurement doesn't equal the set point at time of transfer, the output automatically moves from the level of manual operation to the level needed to make the measurement equal the set point. And, the change in output is done at the controller's reset rate — no proportional response will occur at the time of transfer. (See Figure A).

When transferring from automatic to manual control, the output of the Model 62H remains stationary at the value immediately before the transfer. (See Figure B).





## Integrated Systems for Supervision and Control

Foxboro electronic Consotrol controllers offer outstanding flexibility in control system design and application. Also, this computer compatible equipment is available to meet the needs of practically any individual process control requirement.

When signals are fed into a computer, the input-output isolation of the Consotrol thermocouple-to-current converter, for example, allows freedom in grounding. In the same manner, other transmitting and receiving devices have been designed for maximum compatibility with computer input-output circuitry. The high level, 10-50 ma d-c signal of Consotrol instruments offers a high signal-to-noise ratio for valid inputs to digital computers. In addition, the installation of a digital computer can coincide with the installation of the analog instruments, or it can be added at a later date.

### System Versatility — Efficient Supervision

**Supervisory control — analog output** The single crossbar switch on the Model 62HF Electronic Consotrol Controller, A, allows selection of automatic control with either the manual setting dial or an external current source as set point. When the SET button is pushed, external and local set points are compared to permit making them equal before switching. If a different set point is desired, the controller automatically ramps at the reset rate to the new setting when the crossbar switch is repositioned.



A Model 62HF



B Model 62HM

**Supervisory control — pulse output** With the Model 62HM Controller, B, set-point adjustments can be made directly by any unit having a pulse output or, the operator can manually adjust its setting. Here also, design simplicity is emphasized. A stepping motor, activated by a set of up and down contacts, physically drives the set-point dial and set-point potentiometer. A simple clutch lets the operator change the set point at any time — at the turn of a dial. There are no complicated gear trains or pulleys. Derivative action takes place only on changes in the measurement and no derivative effect occurs from a set-point change.

### Analog Backup for Individual Control Loops

Electronic Consotrol instruments are specifically designed for easy, economical integration into digital computing systems — for analog backup of critical DDC outputs. Signals can be fed into, and/or received from, digital computers. In addition to their use with Foxboro digital systems, electronic Consotrol instrumentation is compatible with computers supplied by other major manufacturers.

The same outstanding user benefits offered in other H Series electronic Consotrol instruments are included in this analog backup instrumentation — balanceless-bumpless transfer, easy-access sliding side covers, adjustable high and low output limits, and an integral power supply for a Foxboro force-balance transmitter.

Model 62HD converts the pulses generated by a digital computer to a 10-50 ma signal. Should the computer fail, the Model 62HD bumplessly assumes manual or automatic control of the process. A simple change selects the backup control mode — manual or automatic.

If automatic backup control is selected, the transition from computer set point to analog set point is a function of the controller's reset rate. When the manual fallback mode is chosen, the output of the controller is frozen at the last output of the computer.

Transfer from computer control to analog control can be initiated manually also. Regardless of whether the transfer is to automatic or to manual analog control, it is completely bumpless — completely balanceless.

Model 62HDM-S is designed for use where tracking of set points calculated by the computer is required. This instrument's set-point dial is physically rotated by the pulse train generated by the computer and the set point is continuously adjusted to correspond to the computer's set-point value. If a computer failure occurs, the controller will assume automatic control with the same set point and output as the computer. A loss of pulses from the computer will freeze the set point of the controller at its last position.

Model 62HDM-X set-point dial continuously tracks the process variable when being operated in the DDC mode. An error detection circuit

compares the process variable and the controller's set-point value. A stepping motor will drive the set point to equal the process variable if any difference is detected. To eliminate extraneous adjustments due to process transients or noise, a deadband adjustment is provided.

Model 67HD converts the pulse output from a computer to a 10-50 ma d-c signal for valve operation. In the event of computer failure, the station is transferred automatically to manual control. Output of the instrument remains at the last computer calculated value until the computer is returned to service or the operator wishes to change the output manually.



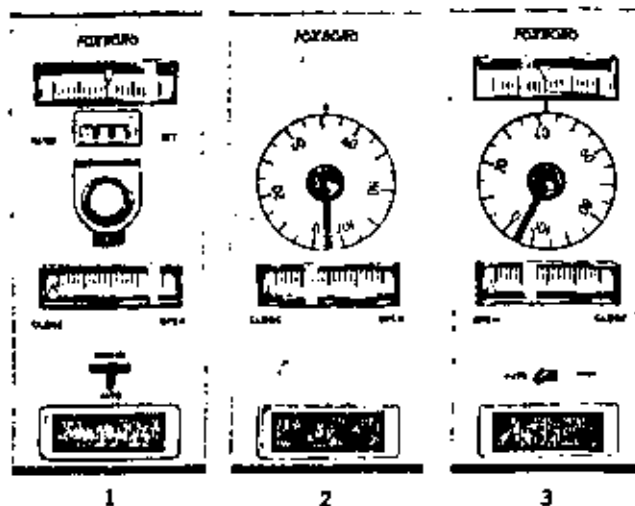
Model 62HD Controller



Model 67HD Manual Station



Forborn digital computing system provides continuous on-line control in addition to monitoring, alarming, logging of production data, and performance calculations.



## Flexibility and Efficiency in Process Control

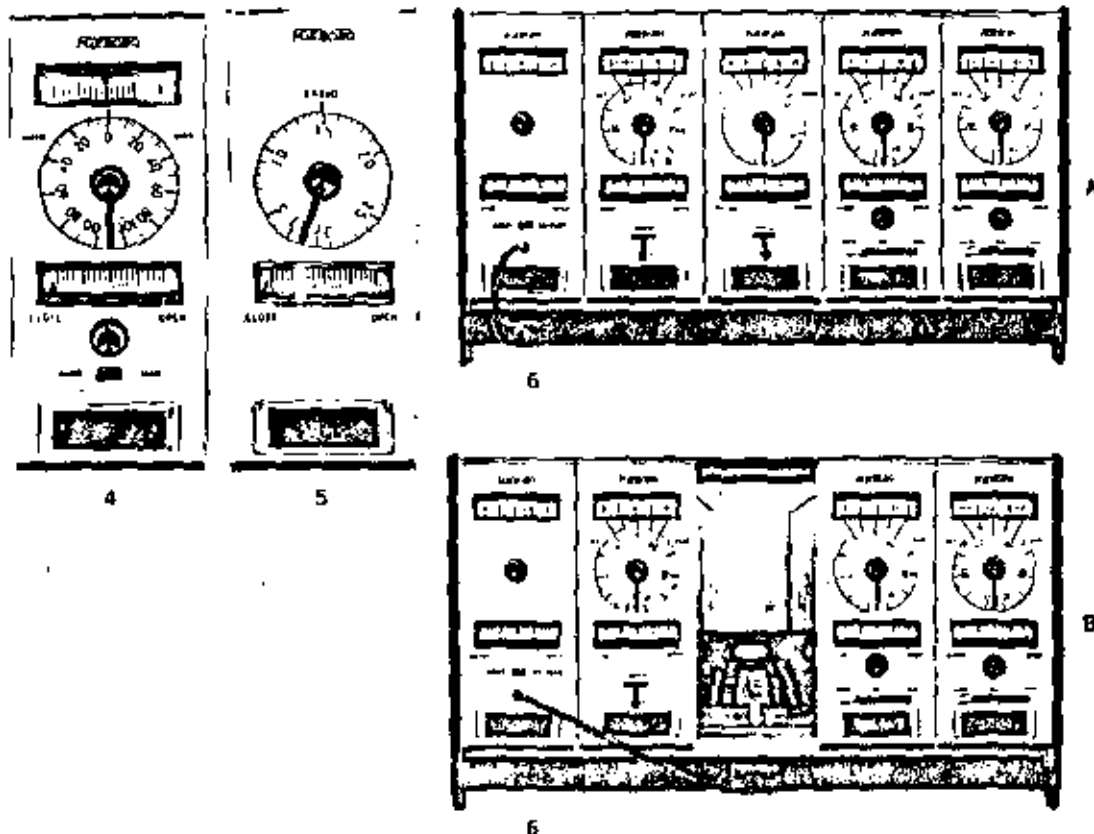
An optimum of operator convenience and diversification of system design is offered by Foxboro electronic Consotrol control and auxiliary stations.

62H Series Controllers provide simple, efficient control in unusual industrial processing applications. For example, the circuit design of the 62H Series, which permits remote, balanceless, humpless transfer, makes it adaptable for sampled data control. A typical application could be when a chromatographic analyzer is used for control. Another variation of the 62H Series is the three-input controller. Here, two related measurements are controlled in relation to a third input. A typical application would be three-element feedwater control. These instruments, as well as those mentioned below, incorporate all of the many design features found in the basic 62H Series Controller.

**1 Ratio Control** Model 62HZ Ratio Controller maintains a preset relationship between two variables by operating one final control element.

Supervisory functions — auto-manual transfer, ratio set, and manual control regulation — are all included in one self-contained control station. The measurement signal from an uncontrolled variable is multiplied by the ratio preset on the digital or circular dial; the result becomes the controller set point. Ratios are available in a variety of ranges. A ratio-local set switch is included as standard equipment to permit the operator to use the ratio-set dial as a manual set-point dial. The instrument then functions as a 62H Series without the ratio feature. The scale on the circular ratio dial indicates both ratio and manual set-point range. Also, if specified, the circular ratio dial can be furnished with a stepping motor to allow computer adjustment of the ratio set.

**Batch Control** Indicating Controller with proportional plus reset or proportional plus reset plus derivative actions offers ideal control of batch or discontinuous processing. Reset wind-up is eliminated automatically during process shutdown or when measured variable deviates from the control point for an extended period. The control action brings the process to the desired control point quickly and accurately — without overshoot or cycling.



#### Auxiliary Stations for Custom Control

Instrumentation designed for individual, customized control sequences is available with 67H Series electronic Consotrol auxiliary units.

**2 Model 67HTG** permits precise manual adjustment of the 10-50 ma d-c signal for remote-manual control of final actuators or a remote set for a controller. As an optional feature, a stepping motor, directly actuated by a computer, can be used to drive the calibrated setting dial to adjust the output of the station. In addition, a power supply for a Foxboro force-balance transmitter can be included.

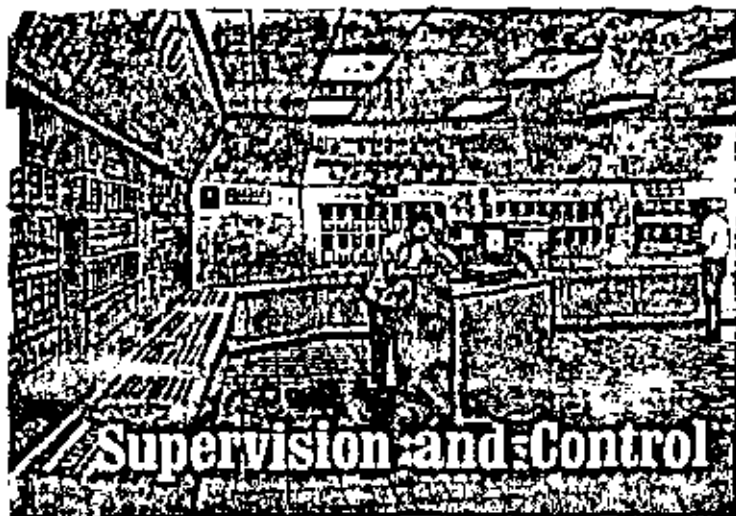
**3 Model 67HSTG2-E** is often used in control loops where a master controller regulates two or more final operators. The station passes the automatic input signal to the final operator or permits accurate manual regulation of the 10-50 ma signal.

**4 Model 67HBSRG2-E** performs essentially the same function as the unit just described. This station, however, has an additional feature which permits up to  $\pm 100$  percent bias to be added manually to the input signal. Normally, the unit is used where a single master controller regulates final operators or remote-sets two or

more controllers and it is necessary to bias one in respect to the others.

**5 Model 67HZG** is a ratio-set station which accepts a 10-50 ma d-c signal and multiplies it by a preset ratio. The unit can be calibrated and recalibrated easily to perform a variety of basic functions.

**6 Model 67HF Controller Bypass Unit** provides a manually generated signal. By use of a jack connection, the bypass unit can replace the output signal of any controller or manual station on the panel shelf. A self-storing cord in the unit completes the loop with any instrument having a jack receptacle on the shelf bypass subpanel. When the two-position transfer switch on the bypass unit is in the CONTROLLER position, the instrument output simply passes through the unit to the final actuator, A. By an easy transfer procedure, bumpless transfer to bypass is assured. When the switch is in the BYPASS position, the output from the instrument is replaced by the output from the bypass unit, B. Even when a controller or manual station is completely disconnected from the panel — for checking, servicing, or replacing — continuous, dependable control of the process can be maintained.



## Convenience for Simplified Control

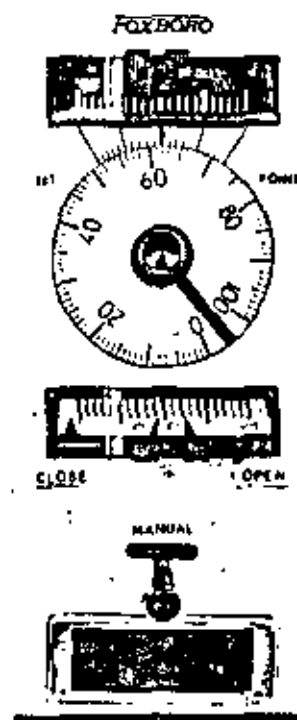
Features which can mean easier, more accurate control, are represented on this 62H Series Electronic Consotrol Controller.

- Foxboro Vu-Line Deviation Display (optional)
- Large, easy-reading dial and indicators (standard)
- Manual memory pointer on output indicator shows output necessary for normal valve position (optional)
- Close-open tabs beneath output indicator (standard)
- Highly visible positioning of transfer switch handle (standard)
- Color-coded nameplate (optional)
- Backlighted nameplate permits continuous or flashing alarms (optional)

Operator convenience is an outstanding feature of Foxboro Consotrol instrumentation. Large, highly legible dials and indicators continually assist operators in maintaining close control of process variables. And, each instrument is identified by a nameplate positioned on its face. Not only is valuable panel space saved, but these identifying nameplates can be color-coded per specific process variable or per unit of operation.

### Optional Extras

**Attention-Getting Alarms** A wide selection of alarms is offered. Systems which include lights, bells, horns, or sirens as well as shutdown devices, can be custom-designed to meet the demands of most any process control application. Alarm actuated illuminated nameplates help operators pinpoint off-normal conditions quickly. Lighting may be green or red and alarm signals can be either sustained or flashing. In the 64H Series Scan-Fold Chart Recorders, alarm light options are available with or without an optional chart backlighting feature.

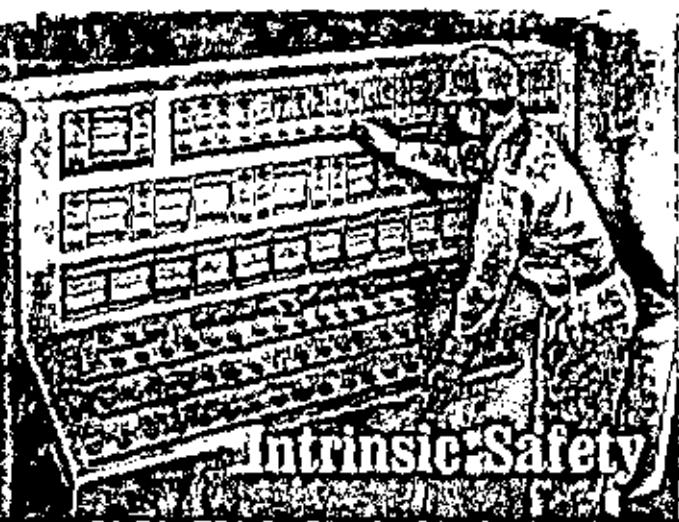


Another optional convenience is the Foxboro Vu-Line deviation display. Available on 61H and 62H Series Electronic Consotrol Controllers, the Vu-Line provides a visible deviation alarm which can be seen easily. This is particularly valuable in installations where large numbers of controllers are grouped into small panel areas.



Should a measurement deviate from its set point by a predetermined amount (adjustable from  $\pm 1$  to  $\pm 4$  percent for alarm indication), a brilliant red pointer appears from behind a mask to contrast with the jetblack background. This immediately indicates an off-normal condition.

**Easy-to-understand — Easy-to-use** Also available as optional equipment is a manual memory pointer. Mechanically positioned, the split pointer can be added to an instrument's output indicator to show the normal range of valve travel.



## Electronic Consotrol Instruments Listed as Intrinsically Safe



Underwriters' Laboratories, Inc., has granted its first listing of intrinsically safe process control loops to The Foxboro Company.

Intrinsically safe electronic Consotrol process control loops were tested and found incapable of releasing sufficient electrical energy to cause ignition of a hazardous atmospheric mixture. Testing covered both normal and abnormal conditions with an atmosphere in its most easily ignited form.

Listed Foxboro electronic instrument loops will satisfy the majority of requirements found in industries where safety of operation and maintenance are prime considerations. Intrinsically safe control loops can be made up of listed Foxboro transmitters, valve transducers, and positioners mounted in Class I, Group D, Division 1 hazardous locations — connected to

certain controllers and recorders located in General Purpose or in Division 2 semihazardous locations such as control rooms.

Occasionally, Foxboro field instruments must be connected to control room instruments which are not classified as intrinsically safe. The Model 66PT Barrier Repeater has been listed for such applications.

Located in the control panel, the Model 66PT prevents the release and transmission of unsafe levels of electrical energy to field instruments. It permits the use of virtually any combination of conventional instruments in the central control room. Also, the Model 66PT Repeater can be used in computer installations where analog loops, installed as intrinsically safe, are connected to computers.

Model 66PT  
Barrier Repeater

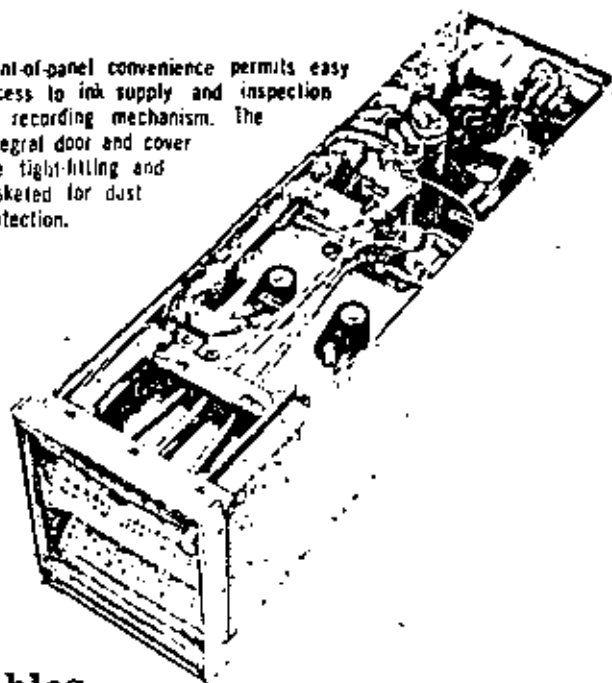


Model 66PT Barrier Repeaters are listed by Underwriters' Laboratories, Inc., for use in intrinsically safe process loops. These rack-mounted instruments permit wide versatility in applying intrinsic safety concepts. Only the barrier repeater and field instruments need to be UL listed. Instruments on the panel side of the repeater do not require UL listing. The only limitation on these panel instruments is that the maximum internal or supply voltage cannot exceed 120 volts nominal ac or dc.

Dependent upon the specific application, the barrier repeater can be used as a barrier for both, or either, the measurement and control circuits. The Model 66PT and all other Foxboro instruments which can be used in UL-listed intrinsically safe process control loops, are designated as "Type 1" construction.



Front-of-panel convenience permits easy access to ink supply and inspection of recording mechanism. The integral door and cover are tight-fitting and gasketed for dust protection.



## Precise Recording of Process Variables

Important variables and process measurements are accurately recorded by 64H Series Electronic Consotrol Recorders. In addition to accuracy and dependability, the instruments are compact and the simplicity of construction is unequalled. Fast response and overrange protection are also featured.

Well-suited for close-mounting in high-density panel arrangements, this series of strip chart recorders use the same mounting hardware as other shelf-mounted Consotrol instruments.

### Design Simplicity — Operator Convenience

The 64H Series Recorders meet industries' need for simple, dependable recording instruments which are easy for operators to understand and convenient to use.

**Easy reading records** Large, brightly colored pens clearly indicate measurements on four-inch strip chart. At normal chart speed, over four and a half hours of chart record is visible on the face of recorder.

**Choice of charts** A wide selection of standard combinations of ranges and time periods is available on either 30-day roll charts or 16-day Scan-Fold charts.

**Multi-pen recording** Measurements of one, two, or three process variables can be recorded on the same chart record. Indicating scales for the second and third measurements are positioned on chart tear-off bar.

**Instrument simplicity** Simple pen motor con-

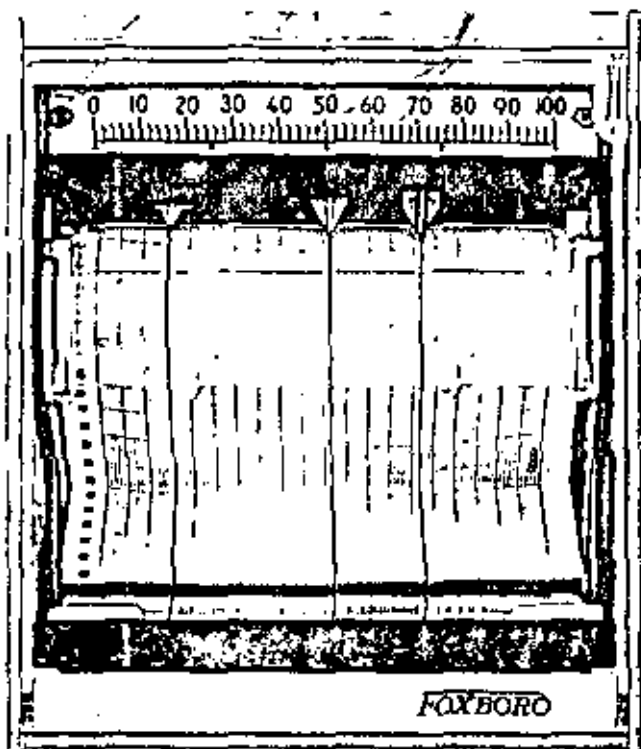
verts transmitted 10-50 ma d-c signal to proportional pen position. The rugged, magnetic deflection motor is maintenance free. It operates directly on the high-level signal — no amplification is needed. Also, 64H Series Consotrol Recorders use no complex gear trains, linkages, or slide-wires. Settings for zero, span, and linearity are simple, accessible adjustments.

**Precision pen design** Uniform, nonskip recording is assured by self-cleaning, contoured pens. Of molded acrylic plastic, pens are capillary-fed from long-lasting ink supply. Quick-change, disposable ink capsules permit recording for several months without replacement.

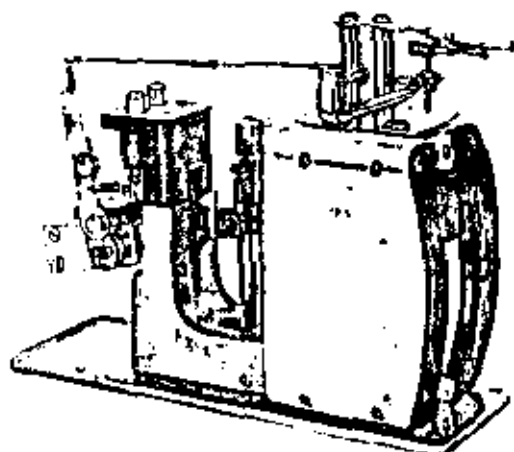
**Front-of-panel operation** Pull-out feature of these shelf-mounted recorders allow them to be partially or fully withdrawn from instrument panel for calibration and ink capsule replacement. Even when a recorder is unplugged, system continuity is maintained.

### Additional Features

Optional equipment can be included to custom-fit 64H Series Recorders to individual process control needs. One- and two-pen recorders are available with an integral d-c power supply for feeding two Foxboro force-balance transmitters; an amplifier to permit operation from 1-5 v d-c signals for time-shared or trend recording; and mechanical dashpots for adjustable pen speeds. One-, two- and three-pen Scan-Fold chart recorders offer an optional two-speed chart drive with an integral OFF position switch.



Three-pen electronic Consotrol recorder equipped with a Scan-Fold chart. Close-fitting concave door magnifies scale for easier reading and annoying glare is eliminated. When Scan-fold charts are used, records can be backlit for more legible reading — from a greater distance. Also, charts can be backlit for process alarm illumination.



Powerful trouble-free magnetic deflection pen motor operates directly from high level input signal. Here, it is shown with gasketed, dustproof cover removed.



Scan-Fold charts fold neatly at bottom of recorder case — unfold easily for examination of process record. Trends of measured variables are visible even on folded chart. Tiny perforations at each fold assure a clean chart tear-off.

## Indicators

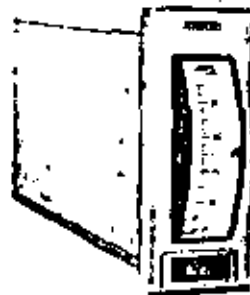
A complete line of panel and field indicators is offered for use with Foxboro electronic Consotrol instrumentation. And a wide variety of standard scales is available.

Companion instrument to the 64H Series Recorder, the 64H Series Concentric Indicator incorporates many of the design features and the dependability of measurement. The indicators are available with one or two pointers. Four-inch pointers on a highly legible 10 $\frac{3}{4}$ -inch scale permit accurate measurement readings — even at a distance. 64H Series Consotrol Indicators are interchangeable with 64H Series Recorders.

The Model 65HV-OHT is a shelf-mounted indicator with a 3 $\frac{3}{8}$ -inch vertical scale. Optional features include alarm lights to backlight the instrument nameplate and a power supply for a Foxboro force-balance transmitter.

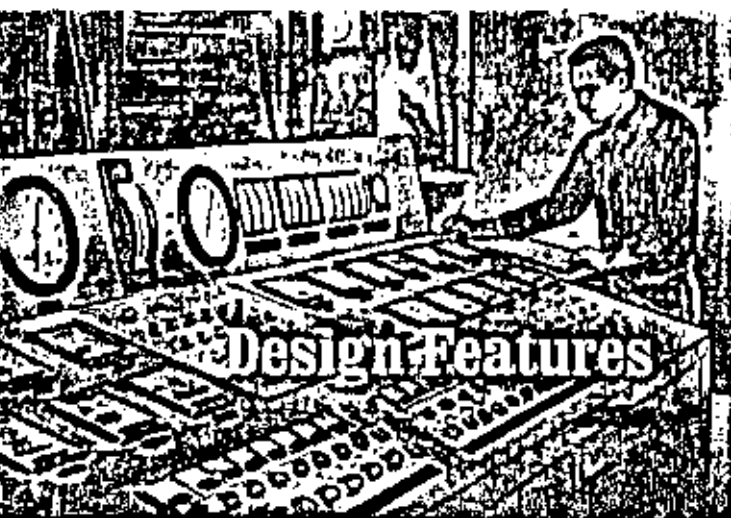


Model 6402HC  
Concentric Indicator

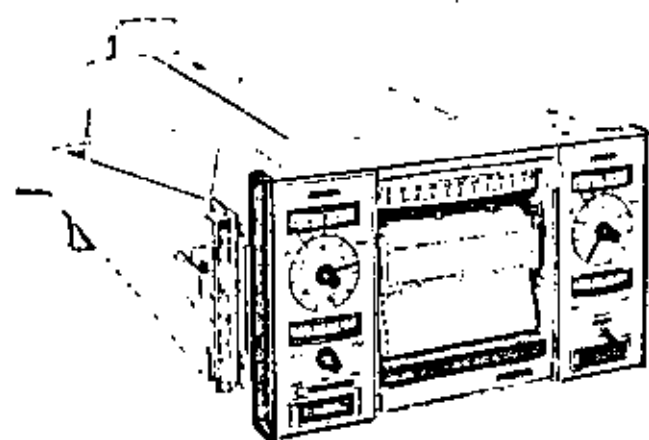


Model 65HV-OHT  
Indicator

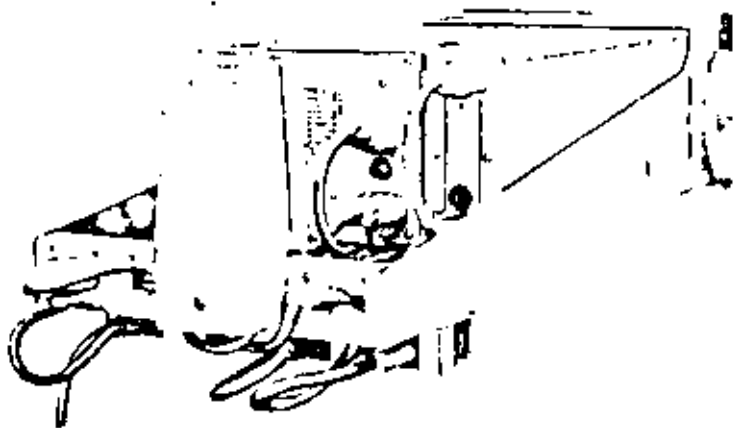




## Design Features



Electronic Consotrol instruments mounted in a 4-unit shelf. Shelving is available in one- to ten-unit capacities. By combining the various shelves, as many as twenty controllers can be close mounted in a continuous row. Each instrument fits into its individual tray and can be withdrawn without interfering with any other instrument. The rear view shows the signal and power cables plugged into the back of the instruments. Note the simplicity of cord-set wiring and the typical positioning of terminal block.



## Unit Construction Has Many Advantages

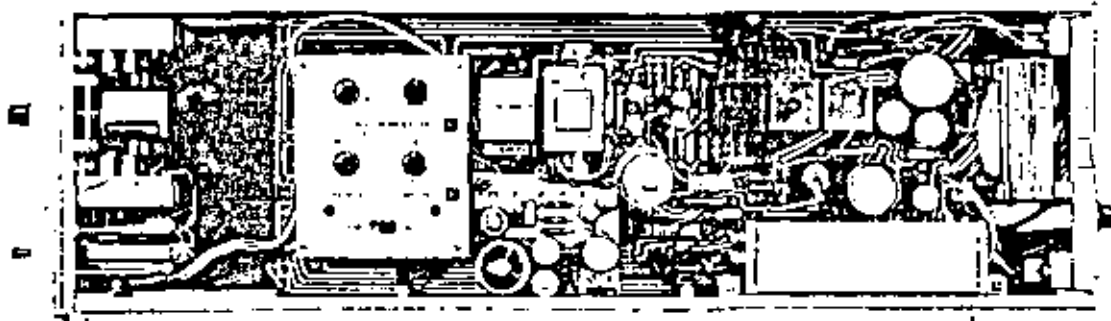
Outstanding convenience is offered by the packaging design of shelf-mounted electronic Consotrol instrumentation — in the ease and simplicity of servicing as well as in normal operating and process adjustments.

Many advantages of this design simplicity are represented in electronic Consotrol controllers. The instruments slide in and out of their shelf mountings easily for operating adjustments — without interfering with the other instruments — without interrupting control. And, the instrument cases are tight — sufficiently dust-free to eliminate the need of protective doors on controllers.

### Easy Access to Components

Controller side panels slide off easily to reveal the circuit board which is vertically mounted. All of the components, wiring, and solder connections are clearly visible, easily accessible.

Components are easy to identify, too. All of the components on the circuit board are identified by number, letter, or symbol. The nomenclature, which is consistent with associated schematic wiring diagrams and parts lists, is silk-screened onto the board with bright, highly contrasting inks.



Sliding panels permit easy access to both sides of circuit board. Connections are easy to see, components are easy to reach. Convenience such as this, plus the built-in dependability of this instrumentation, reduces maintenance requirements of Foxboro Electronic Control Instruments to the barest minimum.

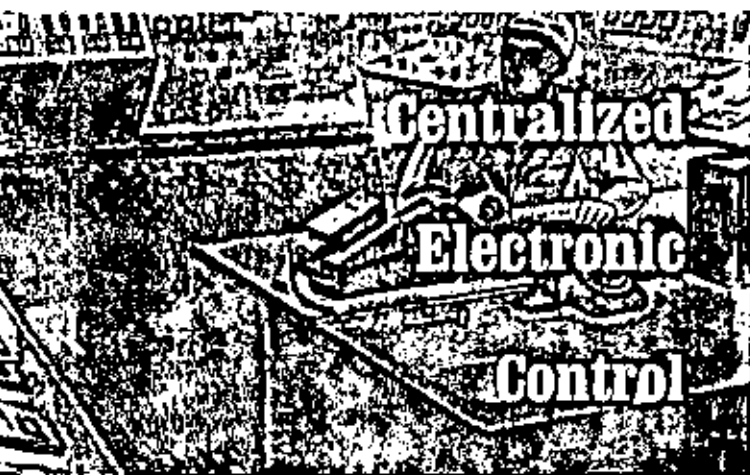
## Strict Control of Quality Printed Circuits With Designed Dependability

Foxboro-designed printed circuit boards are manufactured under rigid quality standards. The strict control of quality assures better instrument performance, greater dependability, and longer in-service life.

The basic board is a glass fabric base, filled with epoxy resin. It's thicker and more durable than the less expensive paper base boards. Also, Foxboro printed circuit boards are not brittle — offer increased strength to the instruments. Components are industrial grade or better. Capacitors, resistors, chokes, transformers, potentiometers, and semiconductors all are of superior quality. All undergo rigid testing procedures throughout all stages of the manufacturing operation.

Reliable performance characteristics, sim-

licity of design, and ease of servicing are primary considerations. Representative of this emphasis are such things as plated-through holes in the circuit board and the absence of selected wire-wound resistors. Readily available, standard metal film resistors are used wherever appropriate. Construction of the circuit boards, using plated-through holes, was designed to provide capillary action during the soldering process. The holes become solid-filled with solder. Better electrical connections can be made and more sturdy construction results. In addition, leads can be brought directly to the holes rather than to a terminal and then to the hole. The circuitry remains more simplified, connections are more dependable, and servicing more easily accomplished.



## Engineered for Convenient, Continuous Supervision of the Process Loop

Space-saving, solid-state electronic Console instruments offer maximum versatility in control room panel arrangements. Instrumentation is positioned conveniently, according to the logical steps in the process. Operators can identify the instruments easily — faster.

### Designed for Individual Needs

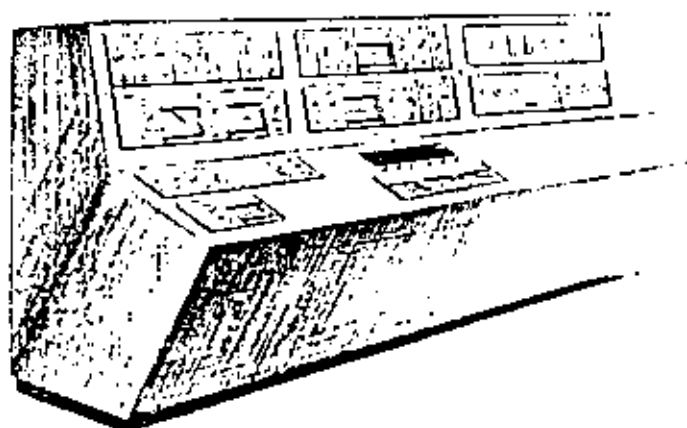
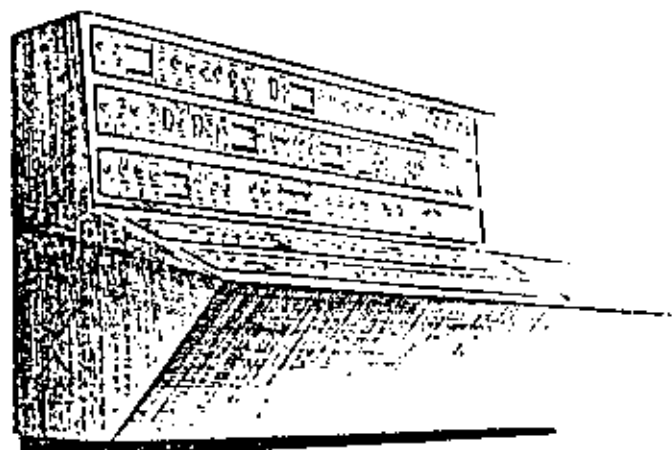
Panels may be designed to meet the control needs of each application. Positioning of instrumentation, even on high-density panels and consoles, is not restricted by mounting requirements. With centralized control in such compact instrument groupings, operators conveniently and reliably supervise the entire system.

### Standard Mounting Units

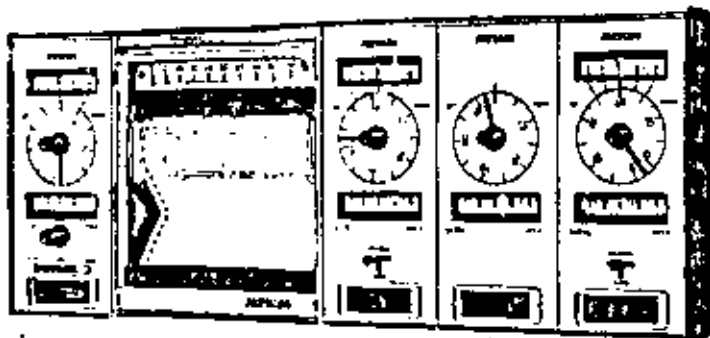
Great economy of control panel space is achieved through the use of the shelf-mounting method of construction. By combining shelves of various capacities, as many as twenty controllers can be close mounted in a continuous row. There is no restriction to a fixed modular package or to the instrument arrangement within a shelf.

### Flexible Control Station Arrangements

Recorders and controllers can be combined to provide a wide variety of stations. Recorders with one, two, or three pens are available. Depending upon the individual control needs, the ratio of controllers to recording pens is practically limitless. Because recorders and indicators fit into the same shelving and use the same mounting hardware as controllers, a con-



Foxboro Electronic Control Instruments offer almost limitless flexibility in control panel arranging. The close-mounted instrumentation is easy to read and easy to use — even in high-density instrument panels.

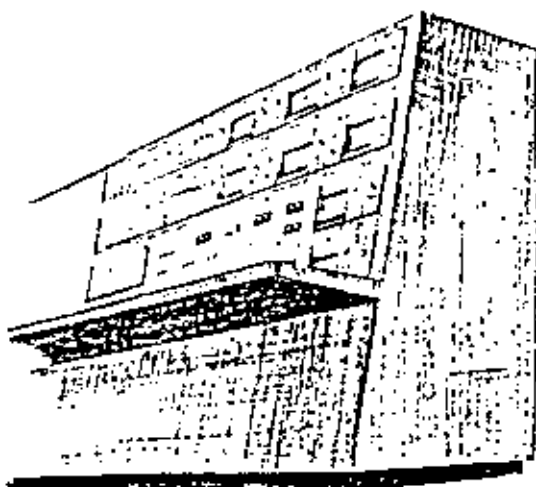
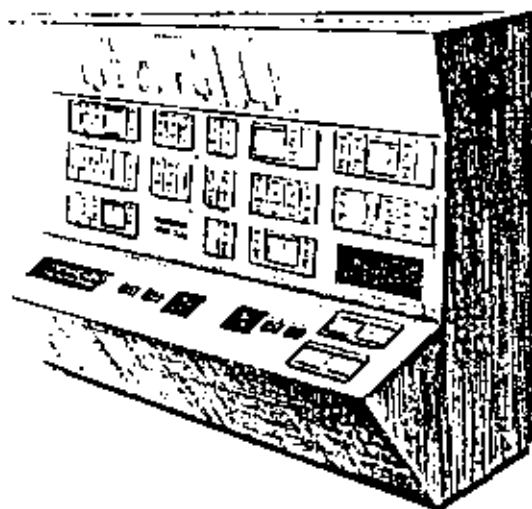


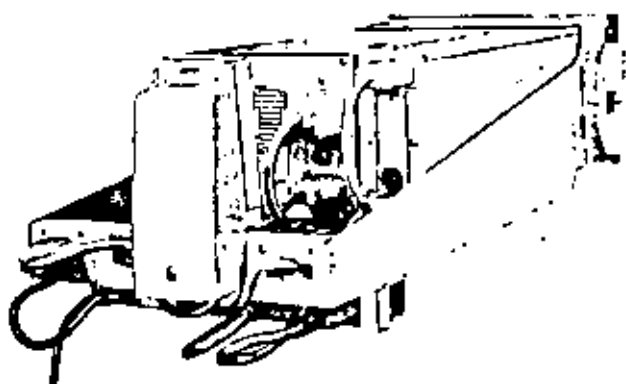
siderable flexibility of panel arrangement is possible. Installations are faster, easier, and less expensive.

Additional saving, flexibility, and efficiency are also realized by employing trend or time-shared recording. Recording instruments can be associated with either specific controllers or, if more desirable, installed in a separate bank of instrumentation. Recording of selected variables is initiated by rotary selector switches or plug-and-jack wiring.

#### Standardized Units for Custom Application

Indicative of the depth of Foxboro process and human engineering knowledge and experience is the basic design of its control panels. Measurements and dimensions of cabinets, consoles, and panels are compatible with human factors engineering. Instrument accessibility, visibility, and illumination approach the ideal. Standard panel configurations can be combined to form a harmonious blend of cabinet, console, and desk control panels.





## Back-of-Panel Flexibility – Designed Simplicity and Convenience

Electronic Consotrol instrument arrangements meet the individual demands of each application. Control room instrumentation layout is not dictated by restrictive mounting or wiring requirements. The same, almost unlimited flexibility available at the front of the panel is also possible at the rear of electronic Consotrol instrument panels and consoles. Foxboro wiring techniques permit back-of-panel convenience, simplicity, and economy in practically any process application — small, medium, or large — a simple loop or sophisticated system.

### Choice of Wiring Method

Two basic shelf wiring concepts permit greater versatility of panel arrangement yet maintain simplicity. Instruments can be wired to back-of-shelf terminal boards, or they can be connected to remotely located terminals by means of long cord sets. Both the shelf terminal boards and long cord sets contain signal wiring only — no power connections. Extra safety is built right into each loop.

Shelf-mounted terminal boards offer convenience of installation, particularly in applications using fewer than fifty loops. Field wiring can be brought directly to the boards. Also, shelf-mounted terminal boards can be used effectively in larger jobs if all accessory units are mounted at the back of the instrument panel.

Cord-set wiring to remotely grouped terminals offers many distinctive advantages. This method of wiring is ideally suited to medium or large installations where front-of-panel space

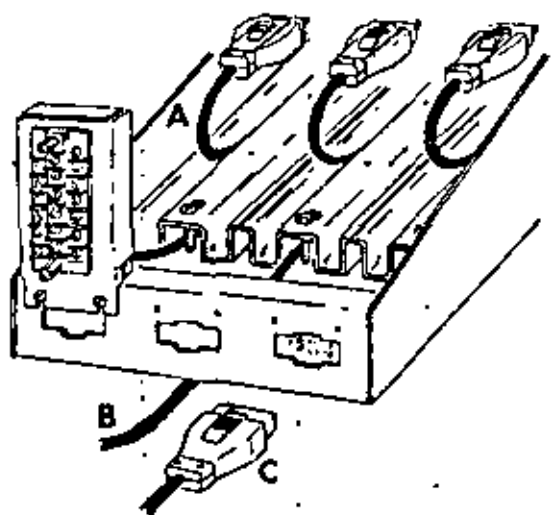
is at a premium, control room space is limited, or access to the back of the instrument panel is inconvenient. Terminals are eliminated from panel and console wiring. Field leads are brought directly to the instrument input connections on a remote terminal.

Key to the simplicity of this wiring concept is the cord set. Basically, it is a multi-conductor cable terminating at one end in a multi-pin connector. The connector simply plugs into the rear of the instrument. At the other end of the cord set, individually color-coded wires may be connected to remote terminals.

The cord-set wiring technique is particularly beneficial where slanted, desk type consoles are used. If integral terminal wiring was used, terminals at the rear of the shelf-mounted instruments would be crowded at floor level — wiring, checking, and servicing would be unnecessarily difficult.

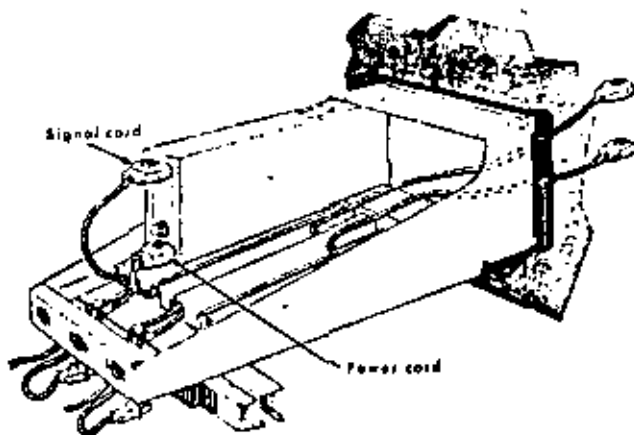
Long cord wiring sets are available in two designs. A ten-conductor signal cable fulfills most common wiring needs. For more complex systems, however, a nineteen-conductor cable is recommended. This cable handles the wiring requirements of the most complex Consotrol instrument loops. And, in addition, the nineteen-conductor system can be "prewired" for possible future additions and changes which can range from a simple alarm to more sophisticated computer tie-ins.

All electrical interconnections needed to tie a loop together, both field- and panel-mounted instruments, can be located on a single remote terminal block. Access to the back of the panel



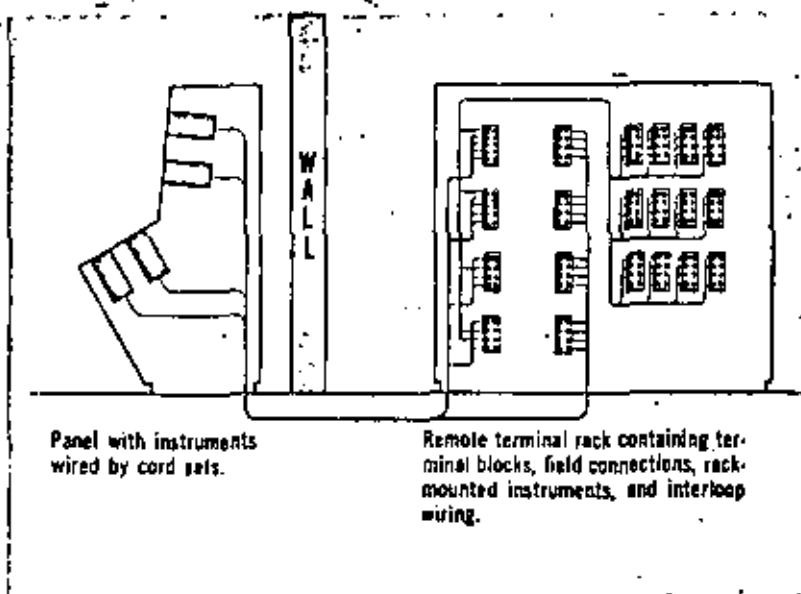
Three signal connection options are represented in this drawing. A Provides connection to the integrally mounted terminal board at rear of instrument shell. B Extension type cord set directly connects instrument to remote terminal location. C Double plug with extension provides plug connector at the rear of shell and mating extension cord to connect with remotely located terminal board.

Not shown are the two power cord options — a plug type and an extension type.



Design of electronic Consotrol instruments emphasizes safety. For example, separate cables are used to provide supply power and signal. And, the obviously different construction of the plugs eliminates any chance of mix-up. The signal plug, which has a green core, fits into upper socket at rear of instrument. A patented, Foxboro-designed power plug — red core — provides a unique, simple method of power disconnection in General Purpose or Division 2, Groups C and D, areas. Reed switches, microswitches, and similar devices are unnecessary.

Outstanding advantages are offered by cord set wiring when used in this manner. All terminals can be removed from the instrument panel or console and mounted in a remote rack. Here, access to all connections, both panel and field, is easily checked and serviced. The remote rack can be installed on the wall behind the panel or in another room. Also, rear-of-panel instruments, such as converters and alarms, can be mounted on the remote rack. Control panel depth can be decreased and the need of access to the back of the panel practically eliminated.

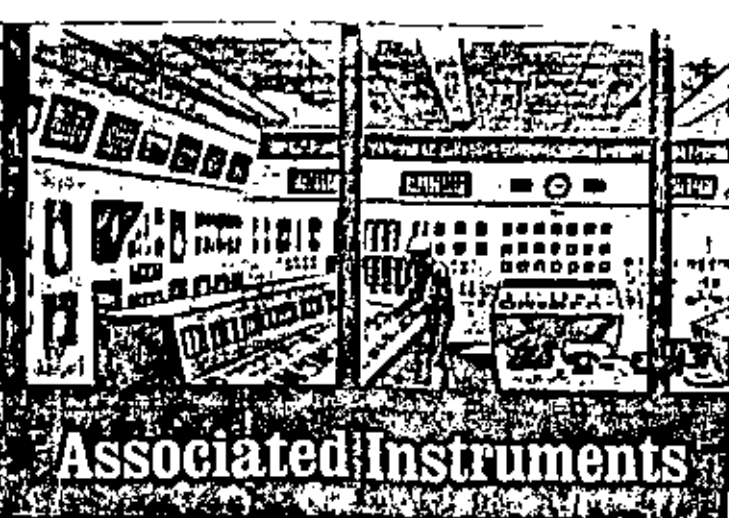


is not necessary and loops are easier to wire. Also, remote terminals present a high concentration of information to simplify checkouts and troubleshooting.

#### Versatile Rack-Mounted Instrumentation

Design features found in Consotrol front-of-panel instruments also are offered in Foxboro electronic rack-mounted equipment. A wide selection is available — many options offered.

Versatility of control system design and operation from 10 percent of line voltage are two important benefits. Rack-mounted units may be specified with either integral terminal board or quick disconnect cord-set signal connections. The physical separation of power and signal connections, easily accessible circuit boards, and quality construction combine to give you one of the finest, most versatile lines of rack-mounted instruments available.



## Standard Instrumentation for Custom Needs

Foxboro offers instrumentation to successfully control each process variable — no matter what the process control need is. The company has the total capability, knowledge, and skill in custom-designing instrument systems. Representative of Foxboro "engineering-in-depth" is the brief listing of some of the literature currently available — see Page 3.

### A Few Examples — A Wide Variety . . .

#### . . . of Analog Computing Stations . . .

These versatile units are used for a broad range of computing functions: addition, subtraction, multiplication, division, squaring, square root extraction, characterization of signals, and integrating.

Compact and self-contained, the units perform all basic computing functions — permit single and multiple computations when used singly; computing systems when used in combination.

Packaging of rack-mounted units affords unusual versatility in control system design — added savings in installation, maintenance, and servicing time and expense. Also, rack-mounted instruments may be specified with either integral terminal board or cord-set signal connections.

Both linear and square root 66K Series Integrators accept and convert 10-50 ma d-c inputs to proportional pulse rate outputs for actuating electromechanical computers. The instruments are well-suited for totalizing, batching, blending, and other proportional pulse rate applications.

#### . . . Signal Converters and Conditioners . . .

A wide selection of Consotrol signal converters and conditioners are available to meet most any process control requirement. Where a 3-15

psi pneumatic input signal is to be transduced to a proportional 10-50 ma d-c output, a Model 66F Pneumatic-to-Current Converter can be used. Design simplicity is emphasized — span and zero adjustments are easy and readily accessible.

Also included in the line of Consotrol rack-mounted instrumentation are Model 693 EMF-to-Current Converters. These converters change d-c millivolt inputs from thermocouple or other mv output devices to proportional 10-50 ma d-c outputs. High noise rejection prevents interference from a-c pickup. Other features include: adjustable span and zero and input-output isolation.

Similar design features are found in Model 694 Resistance-to-Current Converters. These instruments convert a resistance input from a resistance temperature element to a proportional 10-50 ma d-c output.

The 696 Series Magnetic Flow-to-Current Converter converts the output of the Foxboro magnetic flow transmitter to a proportional 10-50 ma d-c signal. Convenient use and ease of installation are among the features of both field- and rack-mounted models.

Turbine flow transmitters and similar devices are linked with electronic Consotrol instruments by FR-316 Converters. The signal from a turbine meter is converted to both a proportional 10-50 ma d-c output and a positive pulse output of the same frequency as the input. The amplified pulse signal is ideally suited to totalizing, batching, and blending operations.

#### . . . Alarm and Auxiliary Devices . . .

Dependable alarm functions can be incorporated into strategic processing loops. Typical of the equipment used is the rack-mounted Model 63S Alarm. Precise, independent in action, and completely static, the unit energizes an alarm or control circuit when a 10-50 ma d-c signal deviates from a preset set point.

Another control scheme may use a Model 63R Alarm Unit to actuate an integral relay, through a transistorized circuit, whenever the 10-50 ma input signal exceeds the alarm point. Small and compact, this alarm can be mounted in any position on a rack, cabinet, or panel.

Instruments and standard pneumatic control valves, positioners, dampers, cylinders, and other air-operated equipment can be tied into the control loop by use of a current-to-air transducer. The Model 69TA converts a 10-50 ma d-c output from an electronic Consotrol controller to a 3-15 psi signal. No electronic amplification or line electric power is necessary. Also, the instrument can be surface or pipe mounted near the control valve.

The Model 69PA is a combined valve positioner and current-to-air converter. It receives a direct current milliampere signal from an electronic controller and produces a pneumatic output signal to the control valve actuator. The

## LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

### PIN CONFIGURATION

### DESCRIPTION

The  $\mu A747$  is a pair of high performance monolithic operational amplifiers constructed on a single silicon chip. They are intended for a wide range of analog applications where board space or weight are important. High common mode voltage range and absence of "latch-up" make the  $\mu A747$  ideal for use as a voltage follower. The high gain and wide range of operating voltage provides superior performance in integrator, summing amplifier, and general feedback applications. The  $\mu A747$  is short-circuit protected and requires no external components for frequency compensation. The internal 6 db/octave roll-off insures stability in closed loop applications. For single amplifier performance, see  $\mu A741$  data sheet.

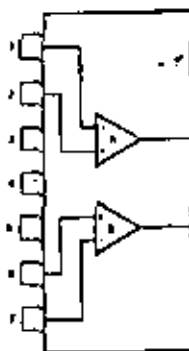
### FEATURES

- NO FREQUENCY COMPENSATION REQUIRED
- SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- OFFSET VOLTAGE NULL CAPABILITY
- LARGE COMMON-MODE AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGES
- LOW POWER CONSUMPTION
- NO LATCH UP

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	A747	+22V
	A747C	+18V
Internal Power Dissipation (Note 1)	Metal Can	500 mW
	DIP	670 mW
Differential Input Voltage		+30V
Input Voltage (Note 2)		+15V
Voltage between Offset Null and $V^-$		+0.5V
Storage Temperature Range		-65°C to +155°C
Operating Temperature Range	A747	-65°C to +125°C
	A747C	0°C to +70°C
Lead Temperature (Soldering 60 seconds)		300°C
Output Short Circuit Duration (Note 3)		Indefinite

### A PACKAGE (Top View)



1. Inv Input A
2. Non-Inv Input A
3. Offset Null A
4.  $V^+$
5. Offset Null B
6. Non-Inv Input B
7. Inv Input B
8. Offset Null B
9.  $V^-$
10. Output B
11. No Connect
12. Output A
13.  $V^+$
14. Offset Null A

### ORDER PART NOS.

$\mu A747A$   
 $\mu A747CA$

### K PACKAGE

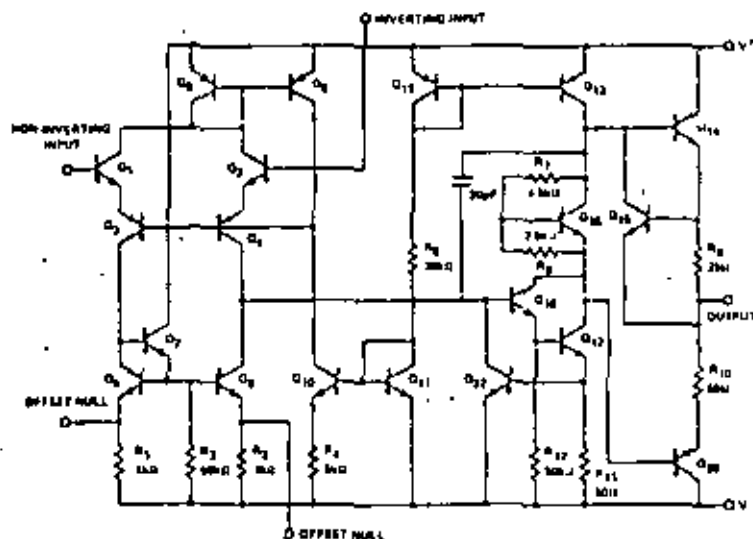


1. Output A
2.  $V^+$
3. Inverting Input A
4. Non-inverting Input A
5.  $V^-$
6. Non-inverting Input B
7. Inverting Input B
8.  $V^+$
9. Output B
10. NC

### ORDER PART NOS.

$\mu A747K$   
 $\mu A747CK$

### EQUIVALENT CIRCUIT





ELECTRICAL CHARACTERISTICS  $V_S = \pm 15V$ ,  $T_A = 25^\circ C$  unless otherwise specified

PARAMETERS	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Input Offset Voltage	$R_S \leq 10k\Omega$		1.0		mV
$\mu A747$			5.0		mV
$\mu A747C$			6.0		mV
Input Offset Current			20	200	nA
Input Bias Current			80	500	nA
Input Resistance		0.3	2.0		M $\Omega$
Input Capacitance			1.4		pF
Offset Voltage Adjustment Range			$\pm 15$		mV
Large-Signal Voltage Gain	$R_L \geq 2k\Omega, V_{out} = \pm 10V$		200,000		
$\mu A747$		50,000			
$\mu A747C$		25,000			
Output Resistance			75		$\Omega$
Output Short-Circuit Current			25		mA
Supply Current			1.7	2.6	mA
Power Consumption			50	85	mW
Transient Response (unity gain)	$V_{in} = 20mV, R_L = 2k\Omega, C_L \leq 100pF$				
Risetime			0.3		$\mu S$
Overshoot			5.0		%
Slew Rate	$R_L \geq 2k\Omega$		0.5		V/ $\mu S$
Channel Separation			170		dB

 $\mu A747$  ONLYThe following specifications apply for  $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$ 

Input Offset Voltage	$R_S \leq 10k\Omega$		1.0	5.0	mV
Input Offset Current	$T_A = +125^\circ C$		7.0	700	nA
	$T_A = -55^\circ C$		85	500	nA
Input Bias Current	$T_A = +125^\circ C$		0.03	0.5	$\mu A$
	$T_A = -55^\circ C$		0.3	1.5	$\mu A$
Input Voltage Range		$\pm 12$	$\pm 13$		V
Common Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10k\Omega$	70	90		dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$R_S \leq 10k\Omega$		30	150	$\mu V/V$
Large-Signal Voltage Gain	$R_L \geq 2k\Omega, V_{out} = \pm 10V$	25,000			
Output Voltage Swing	$R_L \geq 10k\Omega$	$\pm 12$	$\pm 14$		V
	$R_L \geq 2k\Omega$	$\pm 10$	$\pm 13$		V
Supply Current	$T_A = +125^\circ C$		1.5	2.6	mA
	$T_A = -55^\circ C$		2.0	3.3	mA
Power Consumption	$T_A = +125^\circ C$		45	75	mW
	$T_A = -55^\circ C$		60	100	mW

 $\mu A747C$ The following specifications apply for  $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$ 

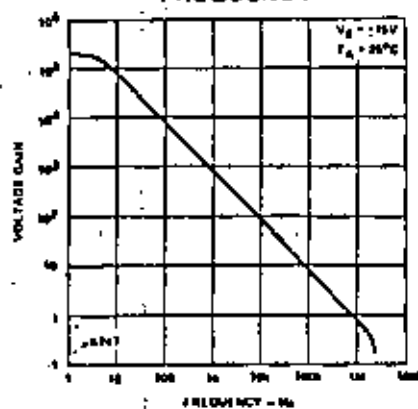
Input Offset Voltage	$R_S \leq 10k\Omega$		1.0	7.5	mV
Input Offset Current			7.0	500	nA
Input Bias Current			0.03	0.8	$\mu A$
Input Voltage Range		$\pm 12$	$\pm 13$		V
Common Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10k\Omega$	70	90		dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$R_S \leq 10k\Omega$		30	150	$\mu V/V$
Large-Signal Voltage Gain	$R_L \geq 2k\Omega, V_{out} = \pm 10V$	15,000			
Output Voltage Swing	$R_L \geq 10k\Omega$	$\pm 12$	$\pm 14$		V
	$R_L \geq 2k\Omega$	$\pm 10$	$\pm 13$		V
Supply Current			7.0	3.3	mA
Power Consumption			60	100	mW

## NOTES:

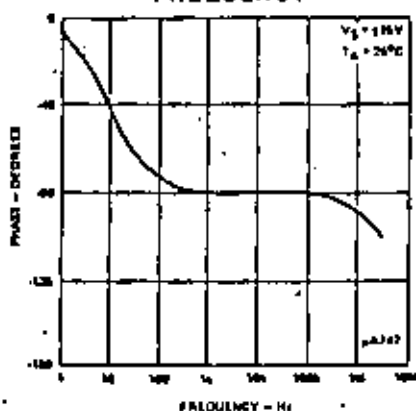
- Rating applied to ambient temperatures up to  $70^\circ C$  ambient derate linearly at  $6.3mW/^\circ C$  for the Metal Can and  $0.3mW/^\circ C$  for the Ceramic DIP package.
- For supply voltages less than  $\pm 15V$ , the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.
- Short circuit may be to ground or either supply. Military rating applies to  $+125^\circ C$  case temperature or  $+60^\circ C$  ambient temperature for each side.

TYPICAL CHARACTERISTIC CURVES

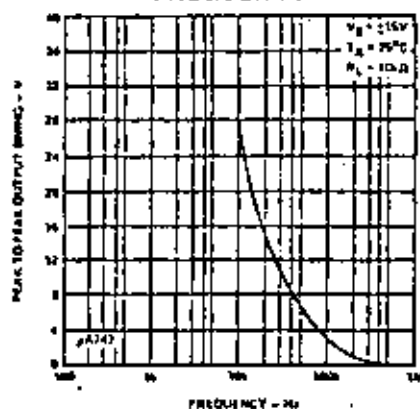
OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AS A FUNCTION OF FREQUENCY



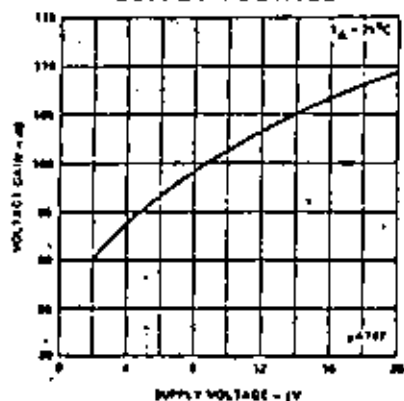
OPEN LOOP PHASE RESPONSE AS A FUNCTION OF FREQUENCY



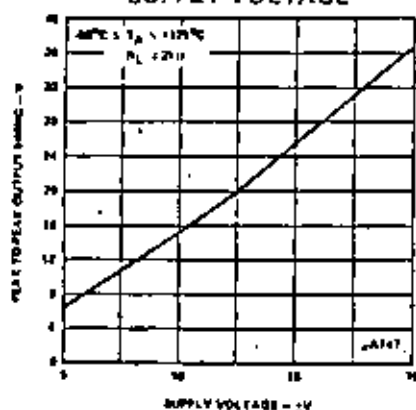
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF FREQUENCY



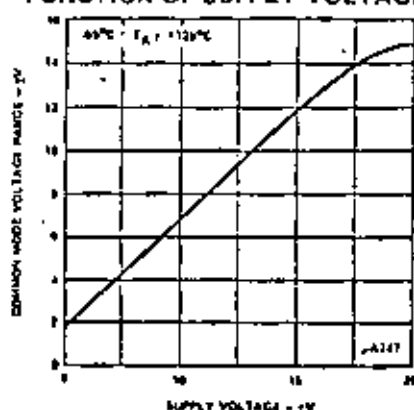
OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



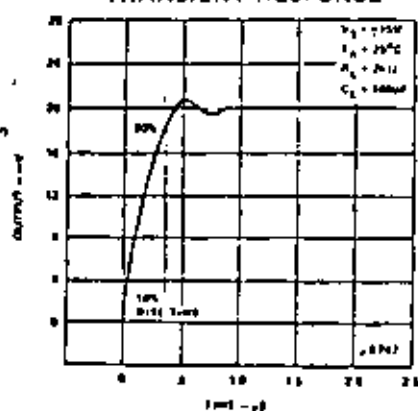
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



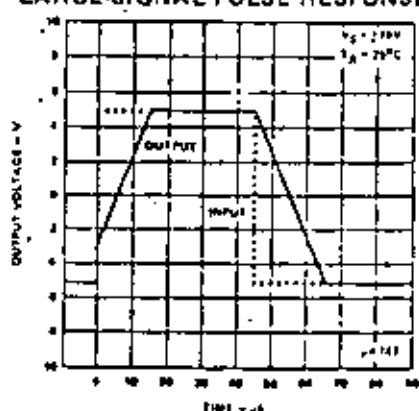
INPUT COMMON MODE VOLTAGE RANGE AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



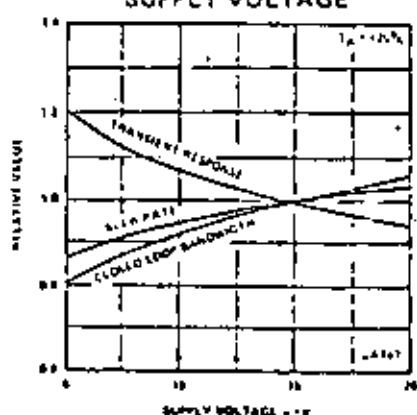
TRANSIENT RESPONSE



VOLTAGE FOLLOWER LARGE-SIGNAL PULSE RESPONSE

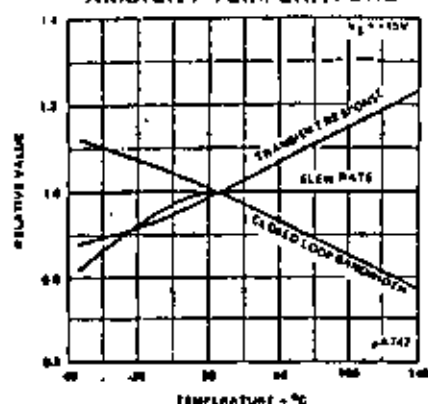


FREQUENCY CHARACTERISTICS AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE

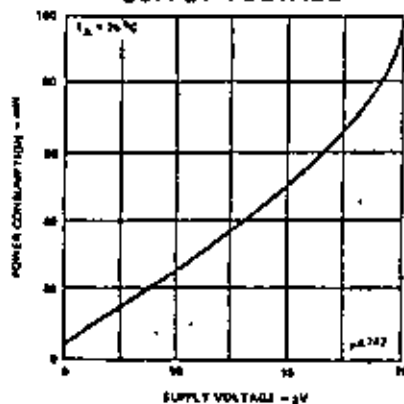


TYPICAL CHARACTERISTIC CURVES (Cont'd.)

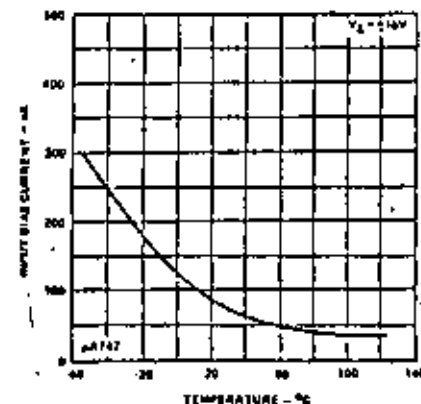
FREQUENCY CHARACTERISTICS AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



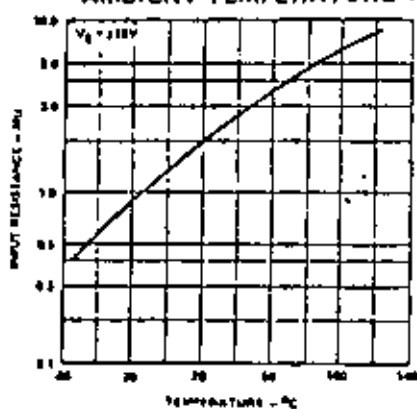
POWER CONSUMPTION AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



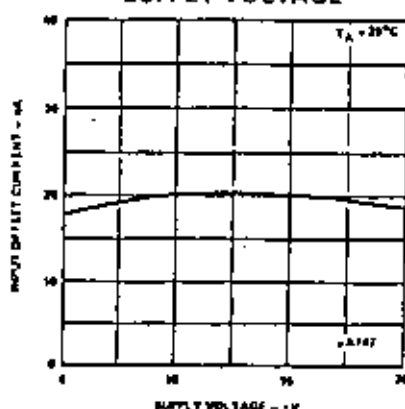
INPUT BIAS CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



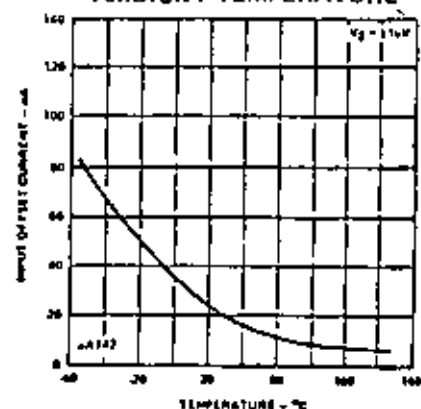
INPUT RESISTANCE AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



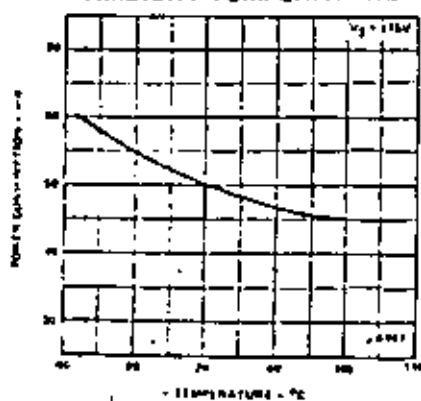
INPUT OFFSET CURRENT AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



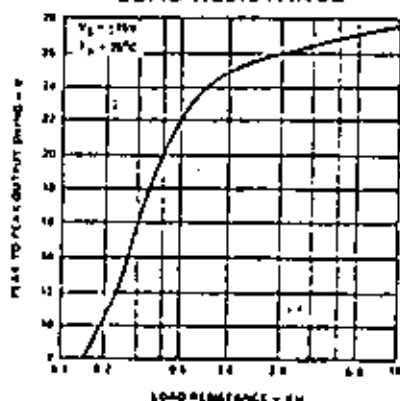
INPUT OFFSET CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



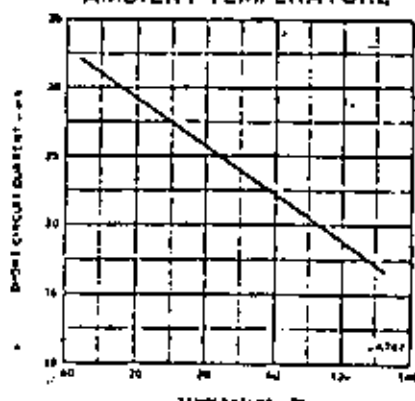
POWER CONSUMPTION AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF LOAD RESISTANCE

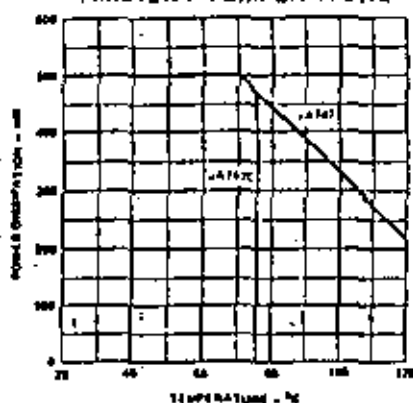


OUTPUT SHORT-CIRCUIT CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE

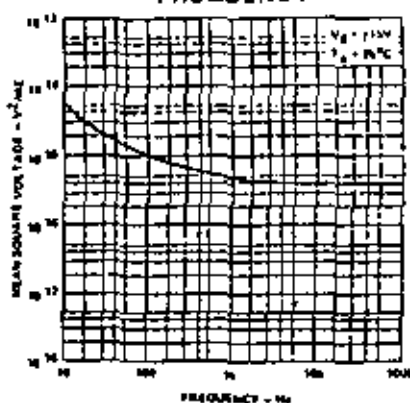


## TYPICAL CHARACTERISTIC CURVES (Cont'd.)

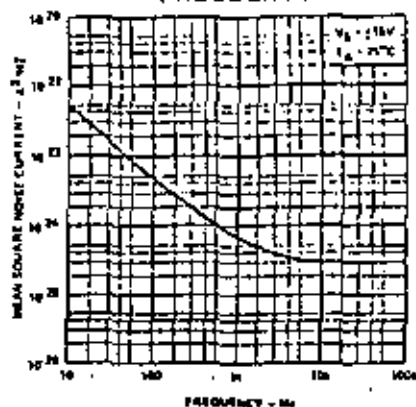
ABSOLUTE MAXIMUM POWER DISSIPATION AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



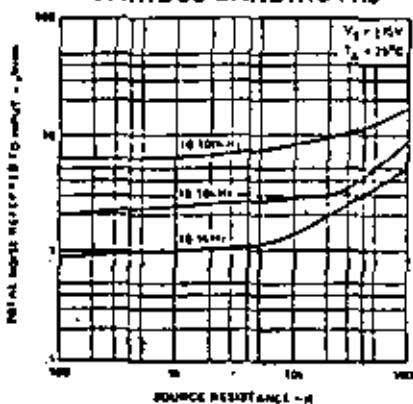
INPUT NOISE VOLTAGE AS A FUNCTION OF FREQUENCY



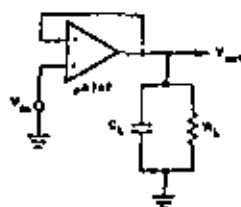
INPUT NOISE CURRENT AS A FUNCTION OF FREQUENCY



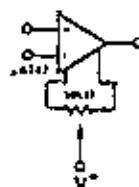
BROADBAND NOISE FOR VARIOUS BANDWIDTHS



TRANSIENT RESPONSE TEST CIRCUIT



VOLTAGE OFFSET NULL CIRCUIT



## LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

### DESCRIPTION

The  $\mu A741$  is a high performance operational amplifier with high open loop gain, internal compensation, high common mode range and exceptional temperature stability. The  $\mu A741$  is short-circuit protected and allows for nulling of offset voltage.

### FEATURES

- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- SHORT CIRCUIT PROTECTION
- OFFSET VOLTAGE NULL CAPABILITY
- EXCELLENT TEMPERATURE STABILITY
- HIGH INPUT VOLTAGE RANGE
- NO LATCH-UP

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

	$\mu A741C$	$\mu A741$
Supply Voltage	$\pm 18V$	$\pm 22V$
Internal Power		
Dissipation (Note 1)	500mW	500mW
Differential Input Voltage	$\pm 30V$	$\pm 30V$
Input Voltage (Note 2)	$\pm 15V$	$\pm 15V$
Voltage between Offset Null and $V^+$	$\pm 0.5V$	$\pm 0.5V$

Operating Temperature		
Range	$0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$	$-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$
Storage Temperature		
Range	$-55^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$	$-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$

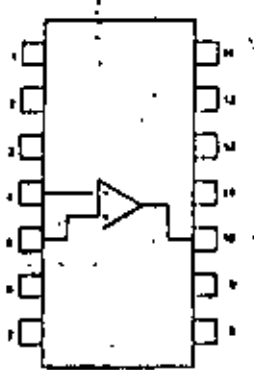
Lead Temperature		
(Solder, 60 sec)	$300^{\circ}C$	$300^{\circ}C$
Output Short Circuit		
Duration (Note 3)	Indefinite	Indefinite

### Notes

1. Rating applies for case temperatures to  $125^{\circ}C$ ; derate linearly at  $0.6mW/^{\circ}C$  for ambient temperatures above  $175^{\circ}C$ .
2. For supply voltages less than  $\pm 15V$ , the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.
3. Short circuit may be to ground or either supply. Rating applies to  $125^{\circ}C$  case temperature or  $175^{\circ}C$  ambient temperature.

### PIN CONFIGURATIONS

#### A PACKAGE (Top View)

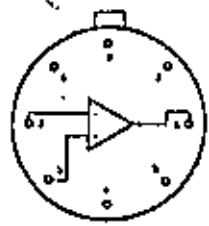


1.	NC
2.	NC
3.	Offset Null
4.	Inv. Input
5.	Non-Inv. Input
6.	$V^+$
7.	NC
8.	NC
9.	Offset Null
10.	Output
11.	$V^+$
12.	NC
13.	NC
14.	NC

ORDER PART NO.  $\mu A741CA$

---

#### T PACKAGE

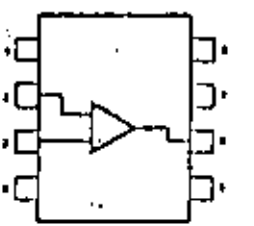


1.	Offset Null
2.	Inverting Input
3.	Non-Inverting Input
4.	$V^+$
5.	Offset Null
6.	Output
7.	$V^+$
8.	NC

ORDER PART NOS.  $\mu A741T/\mu A741CT$

---

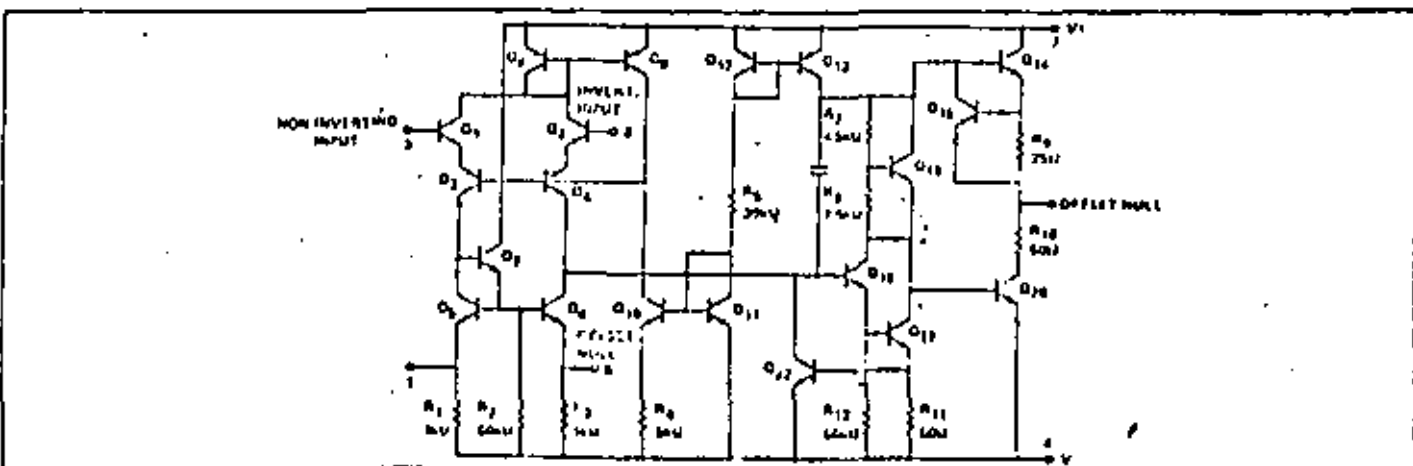
#### V PACKAGE



1.	Offset Null
2.	Inv. Input
3.	Non-Inv. Input
4.	$V^+$
5.	Offset Null
6.	Output
7.	$V^+$
8.	NC

ORDER PART NO.  $\mu A741CV$

### EQUIVALENT CIRCUIT



ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_S = \pm 15V$ ,  $T_A = 25^\circ C$  unless otherwise specified)

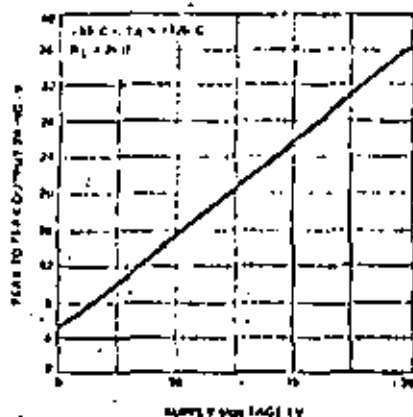
PARAMETER	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS	TEST CONDITIONS
$\mu A741C$					
Input Offset Voltage		2.0	6.0	mV	$R_S < 10k\Omega$
Input Offset Current		20	200	nA	
Input Bias Current		80	500	nA	
Input Resistance	0.3	2.0		M $\Omega$	
Input Capacitance		1.4		pF	
Offset Voltage Adjustment Range		$\pm 15$		mV	
Input Voltage Range	$\pm 12$	$\pm 13$		V	
Common Mode Rejection Ratio	70	90		dB	$R_S < 10k\Omega$
Supply Voltage Rejection Ratio		10	150	$\mu V/V$	$R_S < 10k\Omega$
Large-Signal Voltage Gain	20,000	200,000			$R_L > 2k\Omega$ , $V_{out} = \pm 10V$
Output Voltage Swing	$\pm 12$ $\pm 10$	$\pm 14$ $\pm 13$		V	$R_L > 10k\Omega$ $R_L > 2k\Omega$
Output Resistance		75		$\Omega$	
Output Short-Circuit Current		25		mA	
Supply Current		1.4	2.8	mA	
Power Consumption		50	85	mW	
Transient Response (unity gain)					$V_{in} = 20mV$ , $R_L = 2k\Omega$ , $C_L < 100pF$
Risetime		0.3		$\mu s$	
Overshoot		5.0		%	
Slew Rate		0.5		V/ $\mu s$	$R_L > 2k\Omega$
The following specifications apply for $0^\circ C < T_A < +70^\circ C$					
Input Offset Voltage			7.5	mV	
Input Offset Current			300	nA	
Input Bias Current			800	nA	
Large Signal Voltage Gain	15,000				$R_L > 2k\Omega$ , $V_{out} = \pm 10V$
Output Voltage Swing	$\pm 10$	$\pm 13$		V	$R_L > 2k\Omega$

 $\mu A741$ 

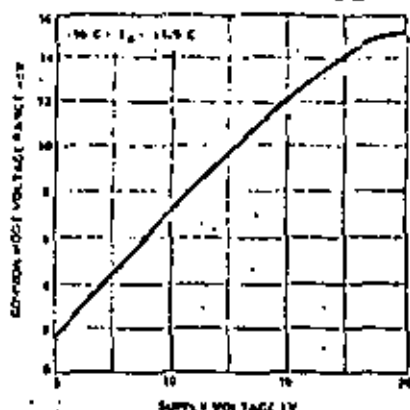
Input Offset Voltage		1.0	5.0	mV	$R_S < 10k\Omega$
Input Offset Current		10	200	nA	
Input Bias Current		80	500	nA	
Input Resistance	0.3	2.0		M $\Omega$	
Input Capacitance		1.4		pF	
Offset Voltage Adjustment Range		$\pm 15$		mV	
Large-Signal Voltage Gain	50,000	200,000			$R_L > 2k\Omega$ , $V_{out} = \pm 10V$
Output Resistance		75		$\Omega$	
Output Short Circuit Current		25		mA	
Supply Current		1.4	2.8	mA	
Power Consumption		50	85	mW	
Transient Response (unity gain)					$V_{in} = 20mV$ , $R_L = 2k\Omega$ , $C_L < 100pF$
Risetime		0.3		$\mu s$	
Overshoot		5.0		%	
Slew Rate		0.5		V/ $\mu s$	$R_L > 2k\Omega$
The following specifications apply for $-55^\circ C < T_A < +125^\circ C$					
Input Offset Voltage		1.0	6.0	mV	$R_S < 10k\Omega$
Input Offset Current		7.0	200	nA	$T_A = +125^\circ C$
Input Bias Current		20	500	nA	$T_A = -55^\circ C$
Input Bias Current		0.03	0.5	$\mu A$	$T_A = +125^\circ C$
Input Bias Current		0.3	1.5	$\mu A$	$T_A = -55^\circ C$
Input Voltage Range	$\pm 12$	$\pm 13$		V	
Common Mode Rejection Ratio	70	90		dB	$R_S < 10k\Omega$
Supply Voltage Rejection Ratio		10	150	$\mu V/V$	$R_S < 10k\Omega$
Large-Signal Voltage Gain	25,000				$R_L > 2k\Omega$ , $V_{out} = \pm 10V$
Output Voltage Swing	$\pm 12$ $\pm 10$	$\pm 14$ $\pm 13$		V	$R_L > 10k\Omega$ $R_L > 2k\Omega$
Supply Current		1.5	2.5	mA	$T_A = +125^\circ C$
Supply Current		7.0	3.3	mA	$T_A = -55^\circ C$
Power Consumption		45	75	mW	$T_A = +125^\circ C$
Power Consumption		45	100	mW	$T_A = -55^\circ C$

TYPICAL CHARACTERISTIC CURVES

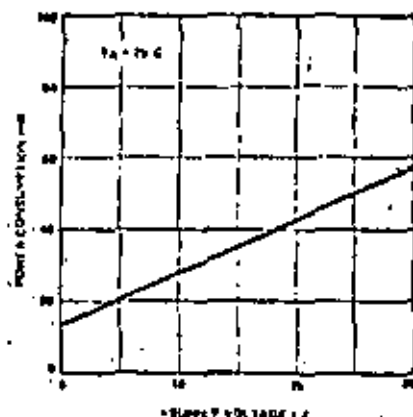
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



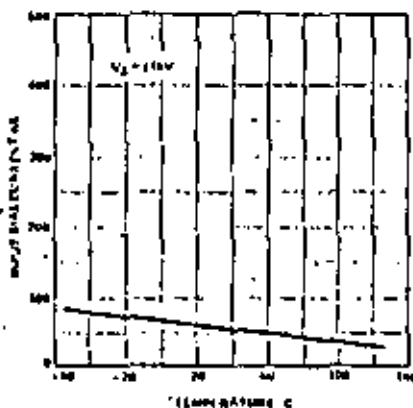
INPUT COMMON MODE VOLTAGE RANGE AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



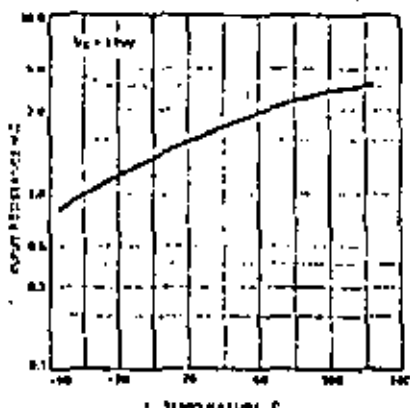
POWER CONSUMPTION AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



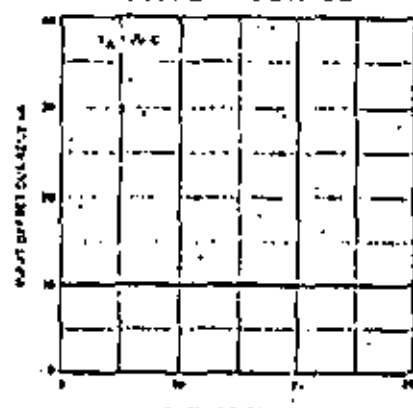
INPUT BIAS CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



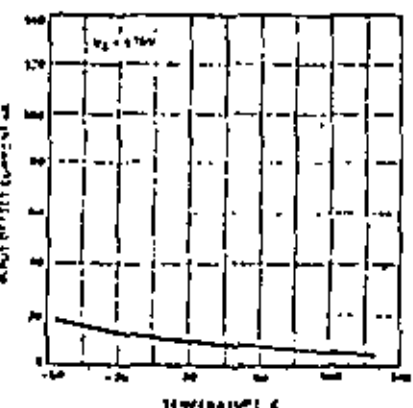
INPUT RESISTANCE AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



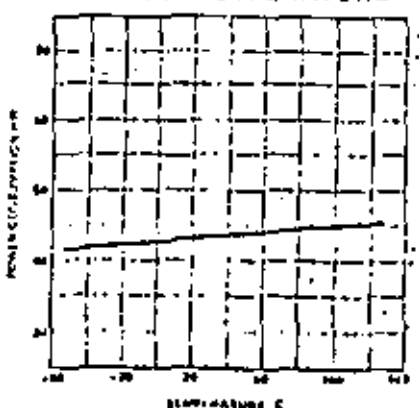
INPUT OFFSET CURRENT AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



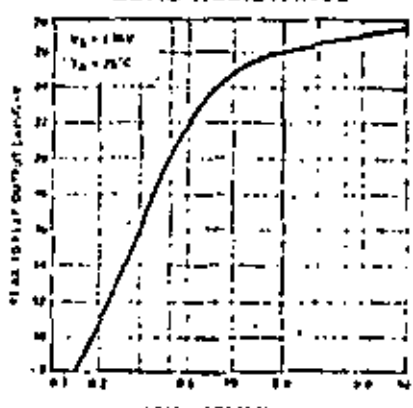
INPUT OFFSET CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



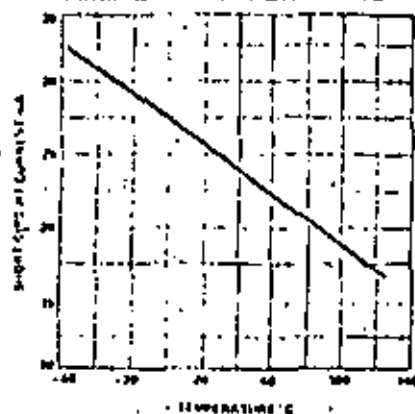
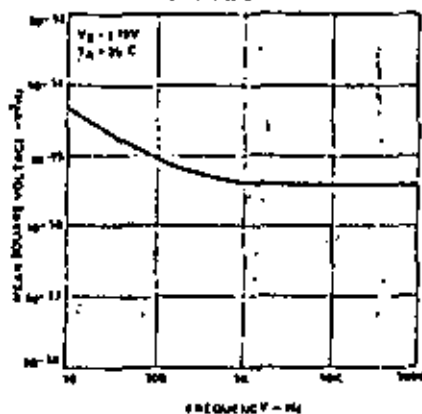
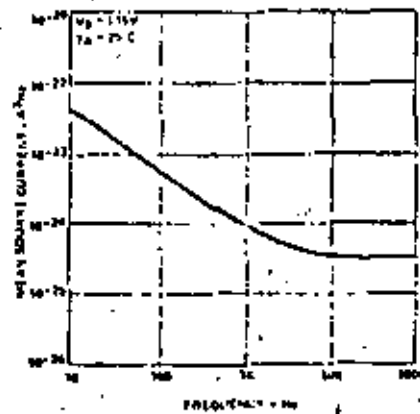
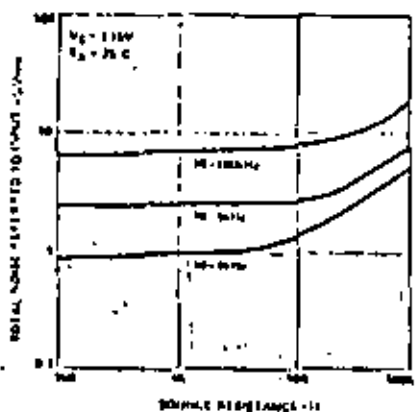
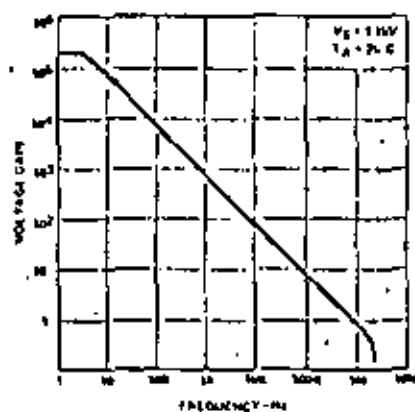
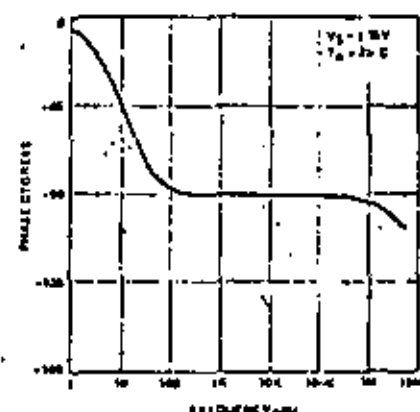
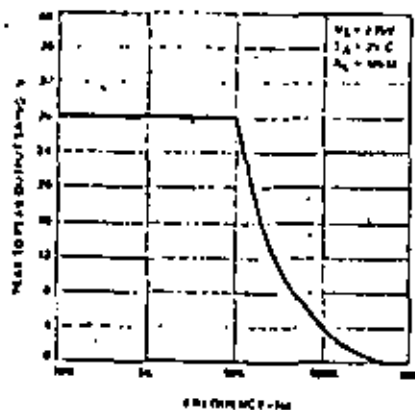
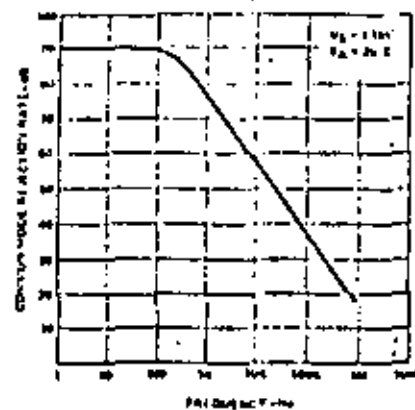
POWER CONSUMPTION AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



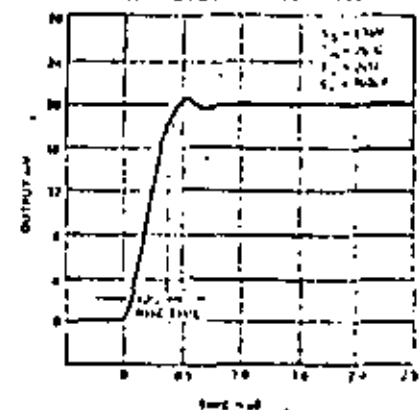
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF LOAD RESISTANCE



## TYPICAL CHARACTERISTIC CURVES (Cont'd.)

OUTPUT SHORT-CIRCUIT CURRENT  
AS A FUNCTION OF  
AMBIENT TEMPERATUREINPUT NOISE VOLTAGE  
AS A FUNCTION OF  
FREQUENCYINPUT NOISE CURRENT  
AS A FUNCTION OF  
FREQUENCYBROADBAND NOISE FOR  
VARIOUS BANDWIDTHSOPEN LOOP VOLTAGE GAIN  
AS A FUNCTION OF  
FREQUENCYOPEN LOOP PHASE RESPONSE  
AS A FUNCTION OF  
FREQUENCYOUTPUT VOLTAGE SWING  
AS A FUNCTION OF  
FREQUENCYCOMMON MODE REJECTION  
RATIO AS A FUNCTION OF  
FREQUENCY

TRANSIENT RESPONSE





## LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

### DESCRIPTION

The 531 is a fast slewing high performance operational amplifier which retains D.C. performance equal to the best general purpose types while providing far superior large signal A.C. performance. A unique input stage design allows the amplifier to have a large signal response nearly identical to its small signal response. The amplifier can be compensated for truly negligible overshoot with a single capacitor. In applications where fast settling and superior large signal bandwidths are required, the amplifier out performs conventional designs which have much better small signal response. Also, because the small signal response is not extended, no special precautions need be taken with circuit board layout to achieve stability. The high gain, simple compensation and excellent stability of this amplifier allow its use in a wide variety of instrumentation applications.

### FEATURES

- 35V/ $\mu$ sec SLEW RATE AT UNITY GAIN
- PIN FOR PIN REPLACEMENT FOR  $\mu$ A709,  $\mu$ A748 OR LM101
- COMPENSATED WITH A SINGLE CAPACITOR
- SAME LOW DRIFT OFFSET NULL CIRCUITRY AS  $\mu$ A741
- SMALL SIGNAL BANDWIDTH 1 MHz
- LARGE SIGNAL BANDWIDTH 500KHz
- TRUE OP AMP D.C. CHARACTERISTICS MAKE THE 531 THE IDEAL ANSWER TO ALL SLEW RATE LIMITED OPERATIONAL AMPLIFIER APPLICATIONS.

### NOTES:

1. Rating applies for case temperatures to 125°C, derate linearly at 6.5mW/°C for ambient temperatures above +75°C
2. For supply voltages less than 115V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.
3. Short circuit may be to ground or either supply. Rating applies to +125°C case temperature or +75°C ambient temperature.

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

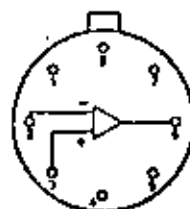
Supply Voltage	122V
Internal Power Dissipation (Note 1)	300mW
Differential Input Voltage	$\pm 15V$
Common Mode Input Voltage (Note 2)	$\pm 15V$
Voltage Between Offset Null and $V^-$	10.5V
Operating Temperature Range	

NE531	0°C to +70°C
SE531	-55°C to +125°C

Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Solder, 60 sec.)	300°C
Output Short Circuit Duration (Note 3)	Indefinite

### PIN CONFIGURATION

#### T PACKAGE (Top View)



1. Offset Null
2. Inverting Input
3. Noninverting Input
4.  $V^-$
5. Offset Null
6. Output
7.  $V^+$
8. Freq. Comp.

ORDER PART NOS.  
SE531T/NE531T

#### V PACKAGE

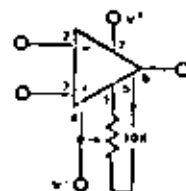


1. Offset Null
2. Inverting Input
3. Noninverting Input
4.  $V^-$
5. Offset Null
6. Output
7.  $V^+$
8. Freq. Comp.

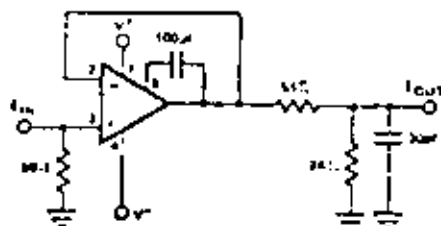
ORDER PART NO. NE531V

### TEST CIRCUITS

#### OFFSET NULL CIRCUIT



#### TRANSIENT RESPONSE TEST CIRCUIT



GENERAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_S = \pm 15V$ ,  $T_A = 25^\circ C$  Unless Otherwise Specified)

NE531	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
	Input Offset Voltage	$R_S < 10K\Omega$		2.0	6	mV
	Input Offset Current			50	200	nA
	Input Bias Current			0.4	1.5	$\mu A$
	Input Resistance			20		M $\Omega$
	Input Voltage Range		-10			Volts
	Common Mode Rejection Ratio	$R_S < 10K\Omega$	20	100		dB
	Supply Voltage Rejection Ratio	$R_S < 10K\Omega$		10	150	$\mu V/V$
	Large Signal Voltage Gain	$R_L = 2K\Omega, V_{OUT} = +10V$	20,000	60,000		
	Output Resistance			75		$\Omega$
	Supply Current			5.5	10	mA
	Power Consumption			165	300	mW
	Full Power Bandwidth			500		KHz
	Settling Time, 1%	$A_V = +1, V_{IN} = +10V$		1.5		$\mu sec$
	Settling Time, 0.1%	$A_V = +1, V_{IN} = +10V$		2.5		$\mu sec$
	Large Signal Overshoot	$A_V = +1, V_{IN} = +10V$		2		%
	Small Signal Overshoot	$A_V = +1, V_{IN} = 400mV$		5		%
	Small Signal Rise Time	$A_V = +1, V_{IN} = 400mV$		300		nsec
	The following apply for $0^\circ C < T_A < +70^\circ C$ :					
	Input Offset Voltage	$R_S < 10K\Omega$			7.5	mV
	Input Offset Current	$T_A = +70^\circ C$			200	nA
		$T_A = 0^\circ C$			300	nA
	Input Bias Current	$T_A = +70^\circ C$			1.5	$\mu A$
		$T_A = 0^\circ C$			2.0	$\mu A$
	Large Signal Voltage Gain	$R_L = 2K\Omega, V_{OUT} = +10V$	15,000			
	Output Voltage Swing	$R_L = 2K\Omega$	1.0	1.3		Volts
	Slew Rate	$A_V = 100$		35		V/ $\mu s$
		$A_V = 10$		35		V/ $\mu s$
		$A_V = 1$ (non-inverting)		30		V/ $\mu s$
		$A_V = 1$ (inverting)		35		V/ $\mu s$
	Supply Current	$T_A = +70^\circ C$		4.5	9.5	mA

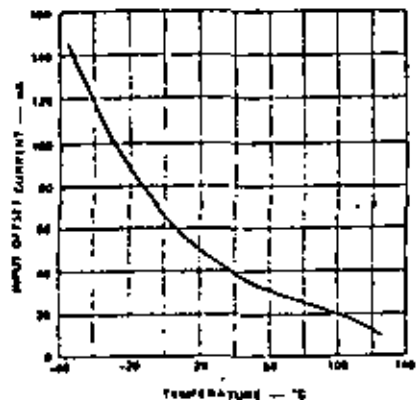
SE531	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
	Input Offset Voltage	$R_S < 10K\Omega$		2.0	6.0	mV
	Input Offset Current			30	200	nA
	Input Bias Current			300	600	nA
	Input Resistance			20		M $\Omega$
	Input Voltage Range		-10			Volts
	Large Signal Voltage Gain	$R_L = 2K\Omega, V_{OUT} = +10V$	50,000	100,000		
	Output Resistance			75		$\Omega$
	Supply Current			5.5	7.0	mA
	Power Consumption			165	210	mW
	Full Power Bandwidth			500		KHz
	Settling Time, 1%	$A_V = +1, V_{IN} = +10V$		1.5		$\mu sec$
	Settling Time, 0.1%	$A_V = +1, V_{IN} = +10V$		2.5		$\mu sec$
	Large Signal Overshoot	$A_V = +1, V_{IN} = +10V$		2		%
	Small Signal Rise Time	$A_V = +1, V_{IN} = 400mV$		300		nsec
	Small Signal Overshoot	$A_V = +1, V_{IN} = 400mV$		5		%
	Slew Rate	$A_V = 100$		35		V/ $\mu s$
		$A_V = 10$		35		V/ $\mu s$
		$A_V = 1$ (non-inverting)		30		V/ $\mu s$
		$A_V = 1$ (inverting)		35		V/ $\mu s$
	The following apply for $-65^\circ C < T_A < +125^\circ C$ :					
	Input Offset Voltage	$R_S < 10K\Omega$			6	mV
	Input Offset Current	$T_A = +125^\circ C$			200	nA
		$T_A = -65^\circ C$			500	nA
	Input Bias Current	$T_A = +125^\circ C$			500	nA
		$T_A = -65^\circ C$			1.5	$\mu A$
	Common Mode Rejection Ratio	$R_S < 10K\Omega$	10	60		dB
	Supply Voltage Rejection Ratio	$R_S < 10K\Omega$		10	150	$\mu V/V$
	Large Signal Voltage Gain	$R_L = 2K\Omega, V_{OUT} = +10V$	25,000			
	Output Voltage Swing	$R_L = 2K\Omega$	1.0	1.3		V
	Supply Current	$T_A = +125^\circ C$		4.5	9.5	mA

## NOTES:

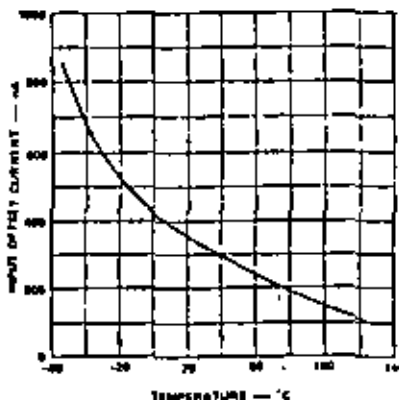
All AC parametric testing is performed using the conditions of the transient response test circuit, page 3.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS ( $V_S = \pm 15V$ ,  $T_A = +25^\circ C$  unless otherwise noted)

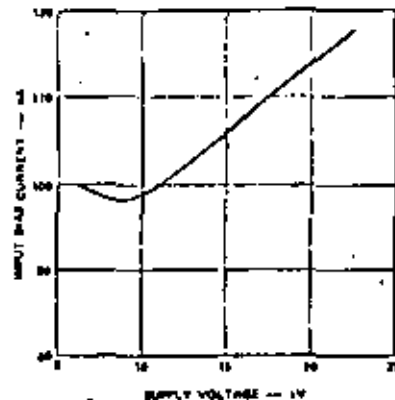
INPUT OFFSET CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



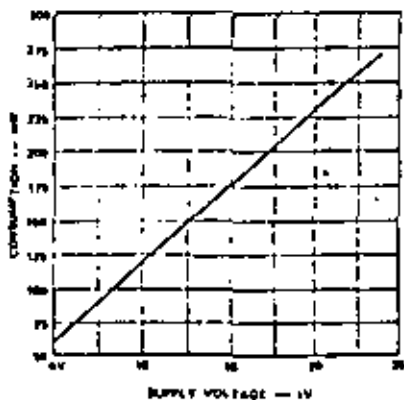
INPUT BIAS CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



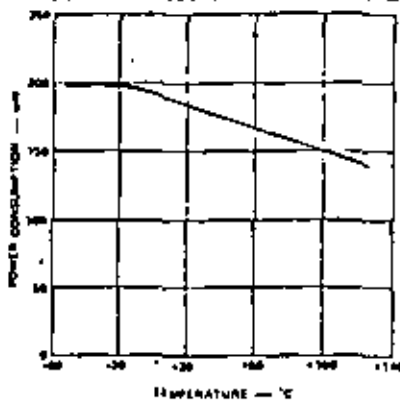
INPUT BIAS CURRENT AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



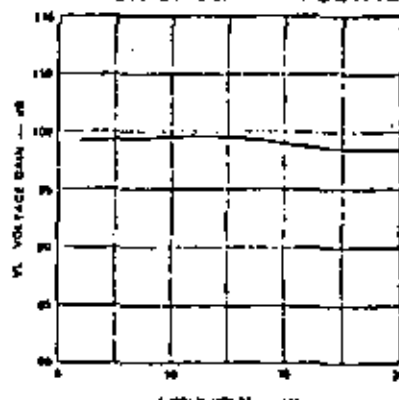
POWER CONSUMPTION AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



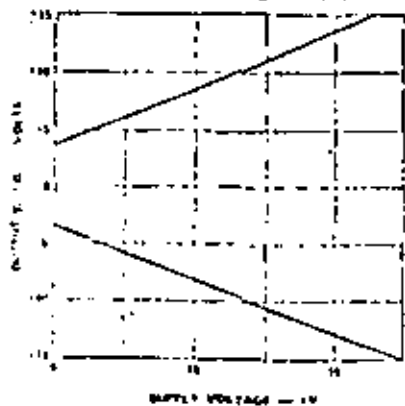
POWER CONSUMPTION AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



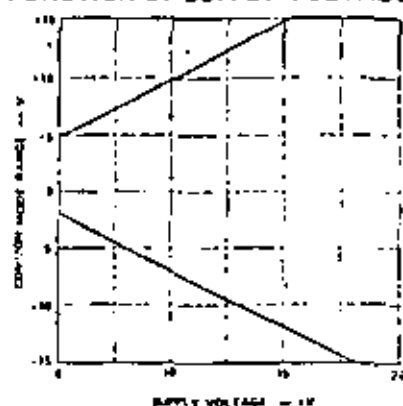
OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



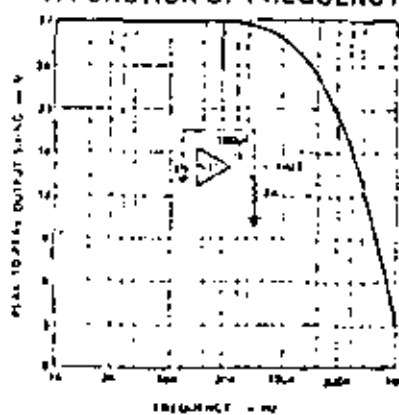
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



INPUT VOLTAGE RANGE AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE

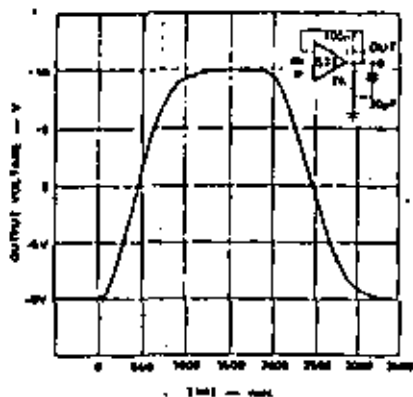


OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF FREQUENCY

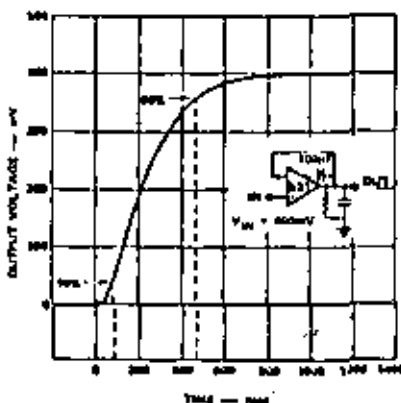


TYPICAL CHARACTERISTIC CURVES (Cont'd.)

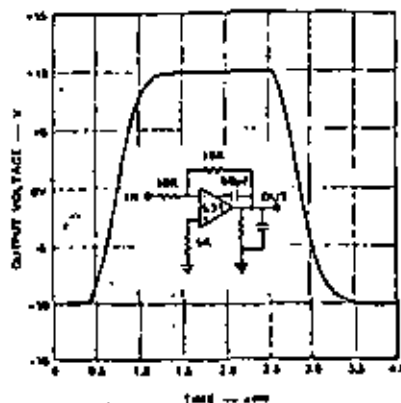
VOLTAGE FOLLOWER  
LARGE SIGNAL RESPONSE



VOLTAGE FOLLOWER  
TRANSIENT RESPONSE



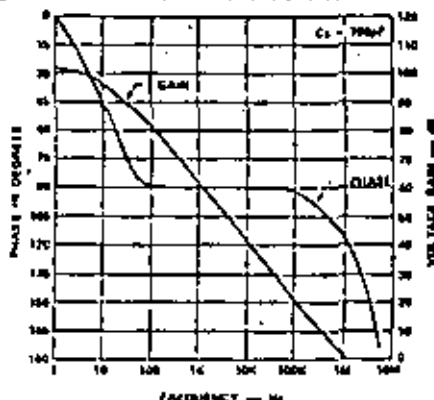
UNITY GAIN  
INVERTING AMPLIFIER  
LARGE SIGNAL RESPONSE



CLOSED LOOP NON-INVERTING VOLTAGE  
GAIN AS A FUNCTION OF FREQUENCY

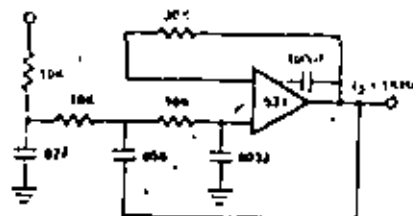


OPEN LOOP PHASE RESPONSE AND VOLTAGE  
GAIN AS A FUNCTION OF FREQUENCY

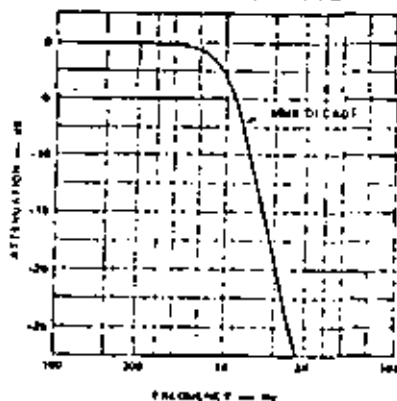


TYPICAL APPLICATIONS

3 POLE ACTIVE LOW PASS FILTER BUTTERWORTH MAXIMALLY FLAT RESPONSE\*



RESPONSE OF 3-POLE ACTIVE  
BUTTERWORTH  
MAXIMALLY FLAT FILTER



\*Reference - EDN Dec. 15, 1970  
Simply 3 Pole Active Filter Design  
A. Paul Brown

## LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

### TEST CIRCUITS

### DESCRIPTION

The 537 is a precision operational amplifier featuring very low input bias over the full temperature range, high gain, short circuit immunity, full input protection, simple compensation, excellent temperature stability, with offset voltage null capability.

### FEATURES

- SHORT CIRCUIT PROTECTION
- OFFSET VOLTAGE NULL CAPABILITY
- LARGE COMMON-MODE AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGES
- LOW POWER CONSUMPTION
- NO LATCH UP
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

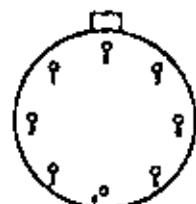
Supply Voltage	
SE537	±22V
NE537	±20V
Internal Power Dissipation (Note 1)	500mW
Differential Input Voltage	±30V
Input Voltage	±Vs
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Operating Temperature	
SE537	-55°C to +125°C
NE537	0°C to +70°C
Lead Temperature	300°C
Output Short Circuit Duration (Note 2)	Indefinite

### NOTES:

1. Rating applies for case temperature to 125°C, derate linearly at 0.5mW/°C for ambient temperature above +5°C.
2. Short circuit may be to ground or either supply. Rating applies to +125°C case temperature or +75°C ambient temperature.

### PIN CONFIGURATION

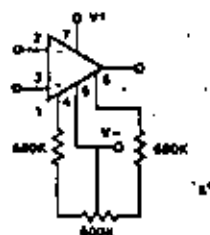
T PACKAGE  
(Top View)



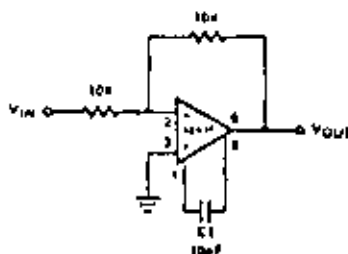
1. Freq. Comp / Offset Null
2. Inverting input
3. Noninverting input
4. V<sup>-</sup>
5. Offset Null
6. Output
7. V<sup>+</sup>
8. Freq. Comp.

ORDER PART NOS. SE537T/NE537T

### VOLTAGE OFFSET NULL CIRCUIT



### TRANSIENT RESPONSE TEST CIRCUIT

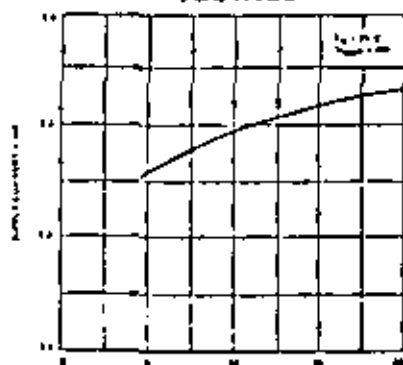


ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_S = \pm 5V$  to  $\pm 20V$  unless otherwise specified.)

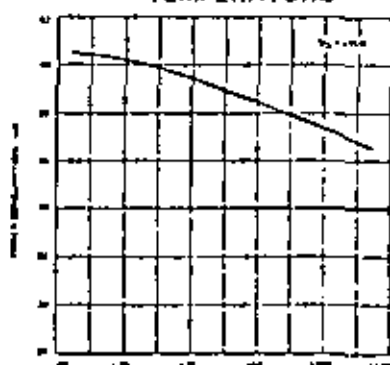
PARAMETER	CONDITIONS	NE537			SE537			
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	UNIT
Input Offset Voltage	$T_A = +25^\circ C$		1.6	7.5		0.6	2.0	mV
Input Offset Voltage			2.0	10.0		1.2	3.0	mV
Input Offset Current	$T_A = +25^\circ C$		0.2	1.0		0.07	0.2	nA
Input Offset Current			0.25	1.5		0.12	0.3	nA
Input Bias Current	$T_A = +25^\circ C$		1.5	7.0		0.8	2.0	nA
Input Bias Current			2.2	10.0		1.5	3.0	nA
Input Resistance		10	50		30	70		$m\Omega$
Input Capacitance			0.5			0.5		pF
Offset Voltage Adjust Range			$\pm 15$			$\pm 15$		mV
Input Voltage Range	$V_S = \pm 15V$	$\pm 12$	$\pm 14$		$\pm 12$	$\pm 14$		V
Large Signal Voltage Gain	$R_L > 2k, V_{out} \pm 10V, V_S \pm 15V$ $T_A = 25^\circ C$	25k	400k		50k	500k		
Large Signal Voltage Gain	$R_L > 2k, V_{out} \pm 10V, V_S \pm 15V$	16k	250k		25k	300k		
Output Resistance			75			75		$\Omega$
Short Circuit Current	$T_A = +25^\circ C$		25			25		mA
Supply Voltage Rejection Ratio		80	100		80	100		dB
Common Mode Rejection Ratio	$V_{in} = \pm 12V$	80	100		86	100		dB
Supply Current	$T_A = +25^\circ C$		1.25	2.0		1.20	1.50	mA
Supply Current			1.30	3.0		1.30	2.0	mA
Unity Gain Frequency	$V_S = \pm 15V, C_C = 10pF$		250			250		KHz
Slew Rate	$V_O = \pm 5V, C_C = 10pF,$ $R_L = 2k\Omega$		0.2			0.2		V/ $\mu$ sec
Output Voltage Swing	$R_L > 10k, V_S \pm 15V$ $C_L = 100pF$	$\pm 13$	$\pm 13.5$		$\pm 13$	$\pm 13.5$		V
Output Voltage Swing	$R > 2k\Omega$	$\pm 10$	$\pm 12.6$		$\pm 10$	$\pm 12.6$		V
Temperature Range		-0		+75	-55		+125	$^\circ C$

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

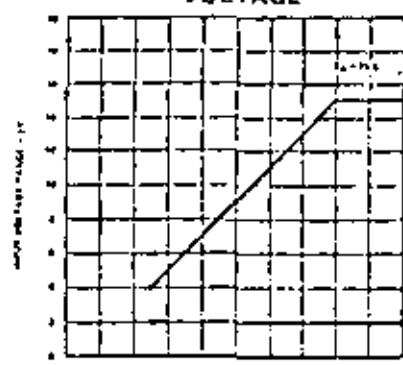
SUPPLY CURRENT AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



POWER CONSUMPTION AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE

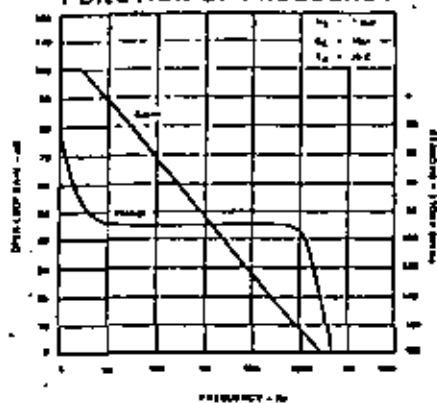


INPUT VOLTAGE RANGE AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE

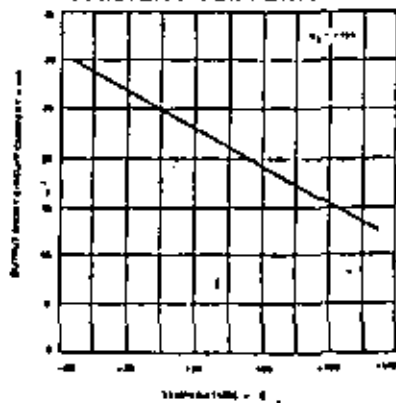


## TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Cont'd)

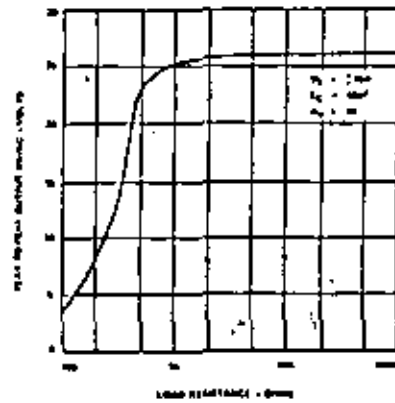
OPEN LOOP PHASE RESPONSES AND VOLTAGE GAIN AS A FUNCTION OF FREQUENCY



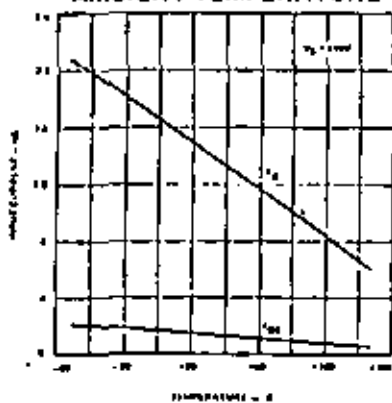
OUTPUT SHORT CIRCUIT CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



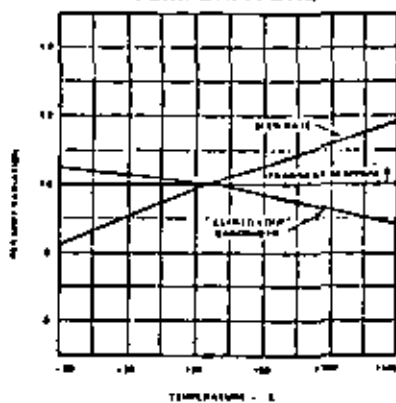
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF LOAD RESISTANCE



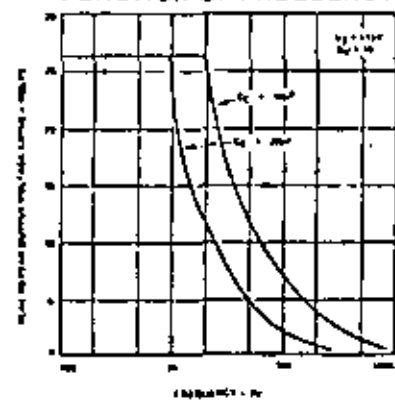
INPUT BIAS AND OFFSET CURRENTS AS FUNCTIONS OF AMBIENT TEMPERATURE



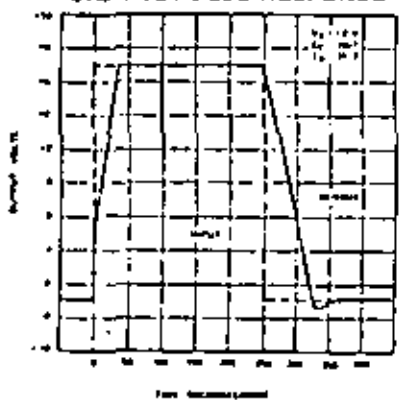
FREQUENCY CHARACTERISTICS AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



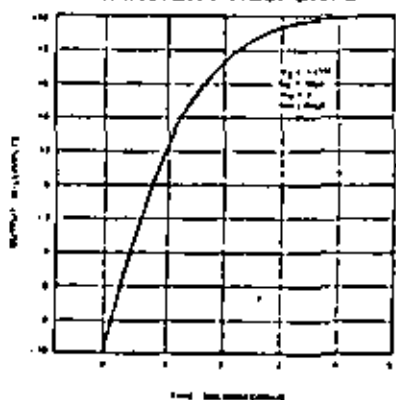
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF FREQUENCY



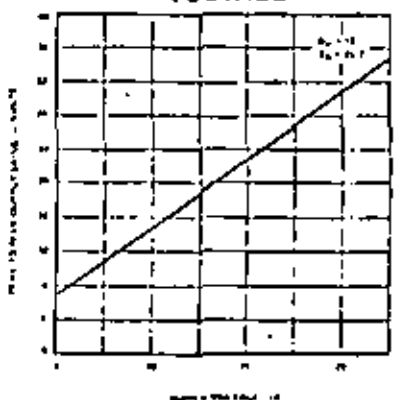
VOLTAGE FOLLOWER LARGE-SIGNAL PULSE RESPONSE



SMALL SIGNAL TRANSIENT RESPONSE

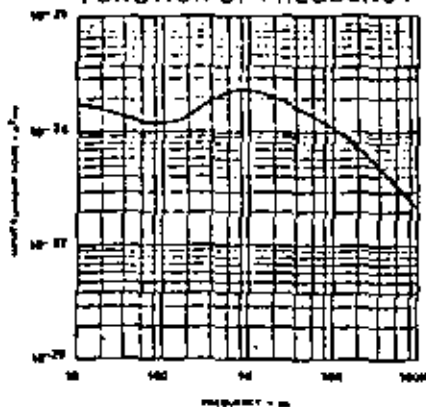


OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE

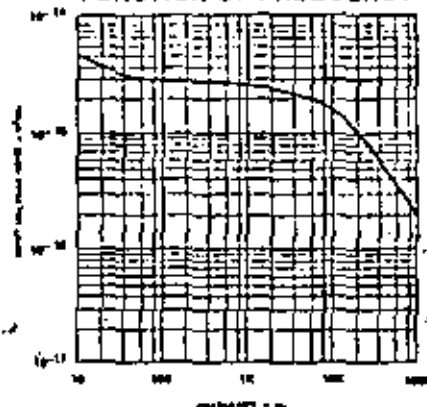


TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Cont'd)

INPUT CURRENT NOISE AS A FUNCTION OF FREQUENCY



INPUT VOLTAGE NOISE AS A FUNCTION OF FREQUENCY



INPUT GUARD FOR LEAKAGE

Even with cleaned and coated boards, leakage currents can be comparable to the input bias current of the SE537. In addition the 537, as well as most other operational amplifiers, has its input pins adjacent to pins at the supply potential. In order to prevent leakage it is advisable to guard the input pins with a circuit board trace to ground.

PRINTED CIRCUIT LAYOUT FOR INPUT GUARDING

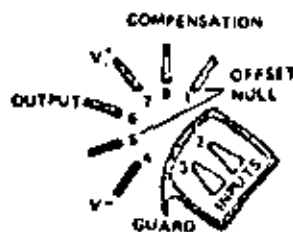


FIGURE 3a

INVERTING AMPLIFIER

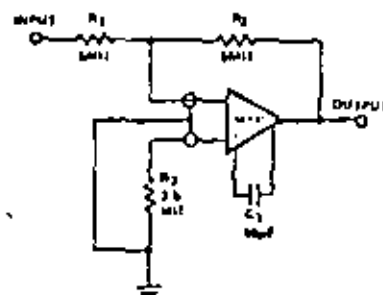


FIGURE 3b

NON-INVERTING AMPLIFIER

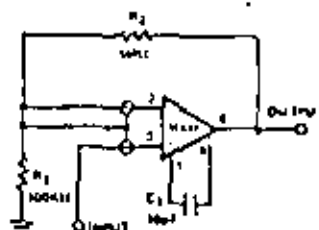


FIGURE 3c



## BIBLIOGRAFIA

### AMPLIFICADORES OPERACIONALES

DAVID F. STOUT AND MILTON KAUFMAN.  
"HANDBOOK OF OPERATIONAL AMPLIFIER CIRCUIT DESIGN"  
EDIT., MCGRAW-HILL, 1976.

DBEY G. E., J. G. GRAEME AND L. P. HUELSMAN.  
"OPERATIONAL AMPLIFIERS DESIGN AND APPLICATIONS"  
EDIT., MCGRAW-HILL, 1971

J. C. MARCHAIS.  
"EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL Y SUS APLICACIONES"  
EDIT., MARCOMBO, 1974.

W. GARCIA LOPEZ Y J. L. GUTIERREZ IGLESIAS.  
"AMPLIFICADORES OPERACIONALES TEORIA Y MONTAJES PRACTICOS"  
EDIT., PARANINFO, 1981.

TRANSISTOR BIPOLAR DE JUNTURA TBJ.

SCHILLING AND BELOVE.  
"ELECTRONIC CIRCUITS DISCRETE AND INTEGRATED"  
EDIT., MCGRAW-HILL, 1968.

E. JAMEZ ANGELO JR.  
"ELECTRONIC: BJT'S, FETS AND MICROCIRCUITS"  
EDIT., MCGRAW - HILL, 1969.

THE ENGINEERINGS STAFF OF TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED  
"TRANSISTOR CIRCUIT DESIGN"  
EDIT., MCGRAW-HILL

AMPLIFICADORES DE AUDIO, AM/FM y TV.

THE ENGINEERINGS STAFF OF TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED  
"CIRCUIT DESIGN FOR AUDIO, AM/FM AND TV"  
EDIT., MCGRAW-HILL,

### MANUALES

LINEAR INTEGRATED CIRCUIT HANDBOOK  
NATINAL, 1974.

APPLICATIONS OF LINEAR INTEGRATED CIRCUIT  
EDIT., JOHN WILEY AND SONS.

