



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

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

INTRODUCCION A LA INSTRUMENTACION Y AL MANEJO ESTADISTICO DE DATOS

M. EN C. CAUPOLICAN MUÑOZ GAMBOA

MARZO, 1983

C O N T E N I D O

1. INTRODUCCION

- 1.1 ¿Qué es la instrumentación?
- 1.2 Problemática de la instrumentación
- 1.3 Exactitud y precisión
- 1.4 Fuentes y naturaleza del error

2. VARIABLES ALEATORIAS Y SUS CARACTERISTICAS

- 2.1 Caracterización de las variables aleatorias
- 2.2 Algunas distribuciones estadísticas
- 2.3 Verificación de hipótesis estadísticas
- 2.4 Aproximación de números

3. EL EXPERIMENTO EN INGENIERIA

- 3.1 Análisis del experimento
- 3.2 La influencia de los instrumentos
- 3.3 Secuencia del experimento
- 3.4 Plan del experimento
- 3.5 Comprobación de datos

4. ANALISIS DE LOS DATOS

- 4.1 Análisis estadístico
- 4.2 Análisis algebraico
- 4.3 Análisis gráfico

5. BIBLIOGRAFIA

APENDICES

- I. El Sistema Internacional de Unidades (SI)
- II. Definiciones de las Unidades Básicas del Sistema Internacional - Estándares
- III. Relación entre las Unidades Básicas y las Derivadas del Sistema Internacional (SI)
- IV. Jerarquía de Estándares en un Sistema de Medición

INTRODUCCION A LA INSTRUMENTACION Y AL MANEJO ESTADISTICO DE DATOS

M en C Caupolicán Muñoz Gamboa

1. INTRODUCCION

Una de las actividades más importantes del ingeniero se refiere a la evaluación, medición o análisis de las variables de su medio ambiente de trabajo. En particular en electrónica, el uso de instrumentos para medir y analizar diferentes variables eléctricas (e inclusive no eléctricas a través de adecuadas transducciones) es una práctica común, rutinaria y constante. Se miden voltajes, se analizan formas de onda y a través de estos resultados se evalúan circuitos o sistemas. Por otra parte, en los ambientes industriales son necesarias las mediciones automáticas o las pruebas automáticas de grandes cantidades de componentes, partes o subsistemas de equipos mayores.

Estas actividades pueden considerarse enmarcadas en dos tipos básicos de necesidades dependiendo de la naturaleza de ellas. Estos tipos son los ambientes industriales y de laboratorio. Aunque en principio no existe ninguna diferencia de fondo entre ambos, hay ciertas características que hacen diferente una medición en un ambiente industrial a la realizada en el laboratorio. En el primer caso se tiene una gran cantidad de variables que pueden alterar o incluso invalidar la medición. El ruido, las variaciones de temperatura, humedad o el polvo presente en algunos ambientes industriales son factores que no están bajo el control del experimentador. Al mismo tiempo, la medición industrial tiene características masivas y no tan estrictas como en los demás casos. Por otra parte, pudiera exigirse el empleo de técnicas de análisis estadísticos o tal vez se emplee para modificar algunos pasos previos de la producción, al realimentarse los resultados obtenidos.

En el laboratorio se supone, en cambio, que se tiene control sobre todas o la mayor parte de las variables extrañas, o al menos se trata de alcanzar

ese control. Además, la medición en el laboratorio no es por lo regular masiva, muchas veces tiene el objetivo de descubrir o definir leyes o ecuaciones a través de algunas cuantas mediciones que pudieran ser en extremo complejas. Por lo regular, sin embargo, existe suficiente control sobre las mediciones que con frecuencia se llega a perder de vista la idea de que la medición sólo puede constituir una buena aproximación al fenómeno físico que se está considerando.

Los dos extremos analizados son, a pesar de todo, muy similares puesto que en ambos se emplean idénticos instrumentos de medición (aunque en la práctica puedan parecer muy diferentes), las técnicas de medición son las mismas, el error que se encuentra en ambos casos se debe a las mismas causas (aunque el comportamiento pueda diferir) etc. Por ello, en este trabajo no se hará una distinción entre la instrumentación industrial y la de laboratorio, excepto hasta el momento en que tengan que analizarse sistemas especialmente desarrollados para la medición automática que es propia de la industria.

Hablar de instrumentación electrónica exige el empleo de cierta nomenclatura que será necesario especificar para evitar confusiones. La tabla 1.1 constituye una definición intuitiva de los términos que se emplearán más adelante, a reserva de que algunos se definan después en forma más rigurosa.

1.1 ¿Qué es la instrumentación?

Con frecuencia se encuentra que la experimentación puede clasificarse en industrial, de la producción, de desarrollo, de investigación, pura o aplicada; sin embargo, en el contexto del análisis de la experimentación esta división pierde interés. Cuando se trata de estudiar el experimento como una actividad susceptible de modificarse, mejorar u optimizar, esta clasificación deja de tener validez. En todos los casos el experimentador deberá realizar operaciones similares tales como planear el experimento, llevar a cabo una cierta secuencia de acciones, efectuar el análisis de los resultados e interpretarlos. Aunque las acciones a realizar sean muy diferentes en cuanto a su naturaleza, muy probablemente algunos aspectos de la planeación del experimento sean idénticos. Los resultados, por otra parte, serán por lo común de la misma forma: imágenes fotográficas, impulsos eléctricos,

curvas o figuras, lecturas en una escala analógica o en un contador digital, series de números, simples decisiones del tipo sí-no etc. Estos resultados aceptarán el mismo tratamiento de comprobación o de prueba de su significan cia para que puedan considerarse como datos procesados. También tendrán que ser sometidos a técnicas similares de análisis e interpretación para obtener el producto final de la experimentación: una ley física, una conclu sión sobre la utilidad de un proceso, la comprobación de que este determina do proceso se comporta dentro de los límites que se esperaba, la evaluación de un método productivo o industrial etc.

Ahora queda claro el objeto de la experimentación: llegar a una conclusión útil que tal vez se esperaba. Llegar a ella implica necesariamente pasar por las etapas anteriores que contendrán el aspecto de realidad de la acción completa. Desde este punto de vista, entonces, la instrumentación es simple mente la observación de la realidad a través del análisis de las variables cuantificables de ella o, en síntesis, un mapeo de una variable o de un conjunto de ellas que se encuentra inmersa en un proceso físico o real a un dominio en el que puedan ser observadas, detectadas, cuantificadas o analizadas. Desde un punto de vista muy general será el proceso o mecanismo que permita extraer conclusiones sólidas y verificables de la realidad.

1.2 Problemática de la instrumentación

Llevar a cabo un experimento en las condiciones que se han comentado exige la satisfacción de algunos requisitos mínimos. En primer lugar será neces ario tener un sistema de unidades y estándares con los cuales poder universa lizar los resultados del experimento. El sistema que se emplea en la actua lidad con mayor amplitud es el sistema internacional (SI) de unidades (véase el apéndice I), o más específicamente el sistema mksa (metro Kilógramo segundo ampere). La existencia de estándares absolutos implica la necesidad de disponer de una jerarquía de patrones por medio de los cuales pueda lle garse a través de una cadena de mediciones desde el estándar principal a la medición real que se haga en la práctica. Esta cadena de mediciones, así como otros aspectos relativos a las variables que tienen influencia en la medición misma, traen como consecuencia que se presenten errores en la obten

ción de los datos. Como es deseable que el error se mantenga en niveles tan bajos como sea posible, se requerirá el empleo de ciertas técnicas de análisis estadístico para minimizarlo, será preciso evaluar la significancia de los datos, comprobarlos y eventualmente rechazarlos.

Todos estos conceptos giran fundamentalmente alrededor de la idea de universalidad de la medida (estándares) y del error involucrado en ella (incertidumbre de los valores). Al contrastar un patrón con otro de nivel superior se agrega necesariamente un error que una vez incorporado no se distingue del valor calibrado. El mismo acto de medir (usualmente por comparación) incorpora una incertidumbre a los datos, sin contar en esto los errores que se agregan por imprecisión en el control de las variables, error en la determinación de otras, ruido, fallas humanas etc. El objetivo del procesamiento de los datos será, entonces, tratar de eliminar hasta donde sea posible todas estas variables ajenas para que los resultados sean fidedignos y universales.

Habiendo llegado a la conclusión de que la instrumentación es una disciplina rigurosa que requiere ser considerada como tal para que produzca buenos resultados, a continuación se mencionarán los aspectos más importantes de ella como pasos del desarrollo de un experimento.

1. Estándares de referencia, incorporados a los instrumentos o dispositivos de medición o análisis.
2. Determinación y reducción del número de variables.
3. Planeación del experimento, para determinar básicamente la secuencia de acciones o realizar durante la prueba, considerando especialmente:
 - a. Reducir los efectos de las variables extrañas.
 - b. Obtener el máximo de datos útiles en el mínimo de tiempo.
 - c. Reducir al máximo el error debido a la metodología empleada.
4. Prueba y comprobación de los datos obtenidos.
5. Análisis de los resultados.
6. Interpretación o utilización de ellos.

Aunque normalmente se considere instrumentación sólo a los puntos 1 y 3 ya mencionados, los demás constituyen aspectos de muchísima importancia porque, aunque no se realicen en el lugar mismo de la medición o prueba, contribuyen a darle confiabilidad a los resultados.

En el apéndice II se encontrarán las definiciones de las seis unidades básicas del sistema internacional que son: metro (m), kilogramo (kg), segundo (s), ampere (A), kelvin (k) y candela (cd) correspondientes a longitud, masa, tiempo, corriente, temperatura e intensidad luminosa. A estas unidades básicas se agregan el radián y el estereo-radián para mediciones angulares planas y sólidas, según se observará en el apéndice I. A partir de las unidades básicas se derivan todas las que se indican en el mismo apéndice y que totalizan alrededor de treinta. La relación entre las unidades derivadas y las básicas se observa en el apéndice III. También, en el apéndice IV se presenta la jerarquía de los estándares de un sistema de medición desde el National Bureau of Standards (NBS) de Estados Unidos hasta los equipos de mantenimiento de una organización. Se destacan tres niveles (Echelons): el primero correspondiente a los estándares y prototipos base, a los estándares de referencia y a los de trabajo. El segundo nivel comprende también básicamente los estándares de referencia y de trabajo en varios subniveles que incluyen además estándares de transferencia. El último nivel considera los instrumentos de calibración y los equipos de operación, mantenimiento y prueba.

1.3 Exactitud y precisión

En instrumentación se acostumbra distinguir en forma precisa entre lo exacto y lo preciso cuando se trata de calificar la calidad de un instrumento o de un grupo de valores observados. Exactitud se refiere a la capacidad de acercarse al valor conocido o calibrado por parte del instrumento o del grupo de datos. Esto no quiere decir que al repetir las mediciones se obtengan los mismos valores, sino que el conjunto de mediciones del instrumento o el conjunto de datos se distribuyen estadísticamente próximos a los valores conocidos o calibrados, aunque estén muy dispersos alrededor de ellos.

La precisión, por el contrario, se refiere a la propiedad del instrumento de

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:

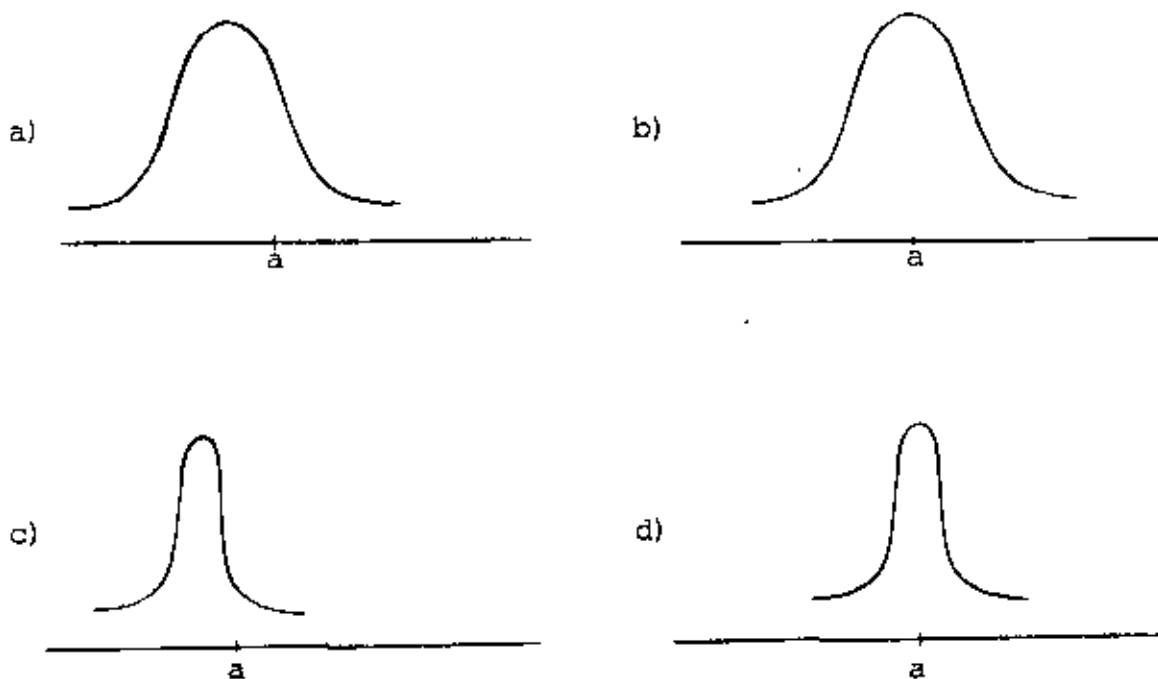


Figura 1.1 Distribuciones extremas de un grupo de datos

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-

que 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 Δx , 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

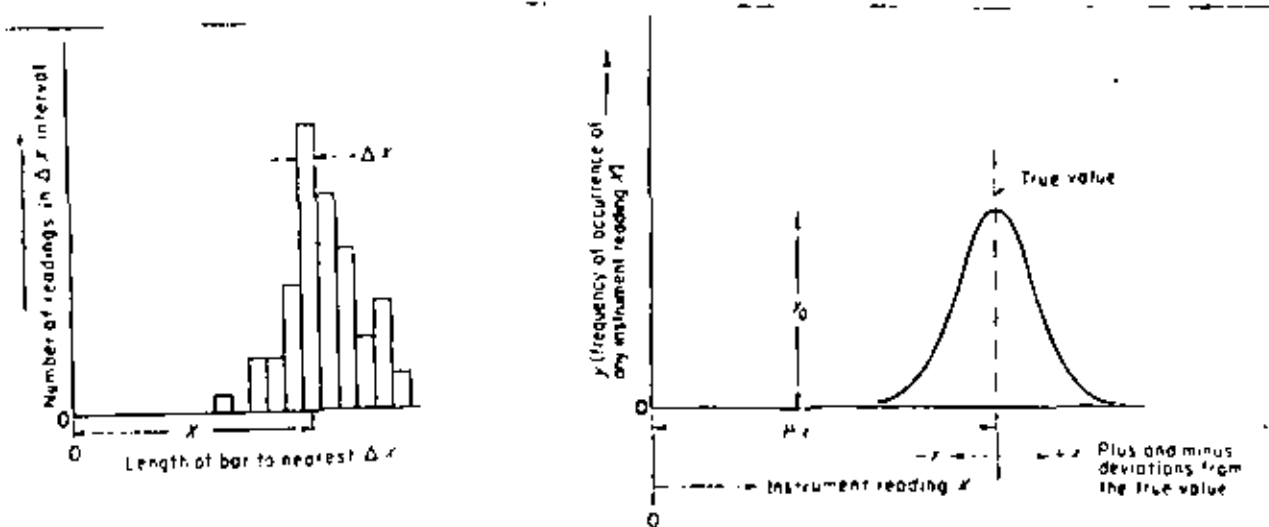


Figura 1.2a) Distribución de un grupo de mediciones con error b) Distribución normal.

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 $F(x)$.

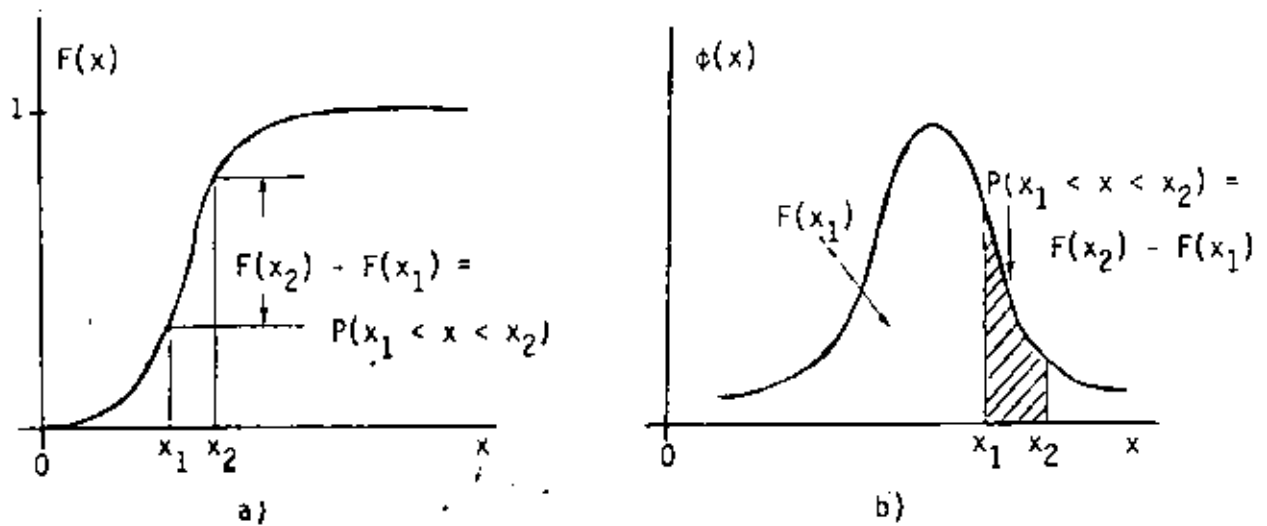


Figura 1.3 a) Función integral de distribución. b) Función diferencial de distribución.

Esto quiere decir que se cumplen las siguientes ecuaciones

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

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

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

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

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 μ 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 μ , 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 μ y σ 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 μ indica el eje de simetría (media) y σ 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:

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

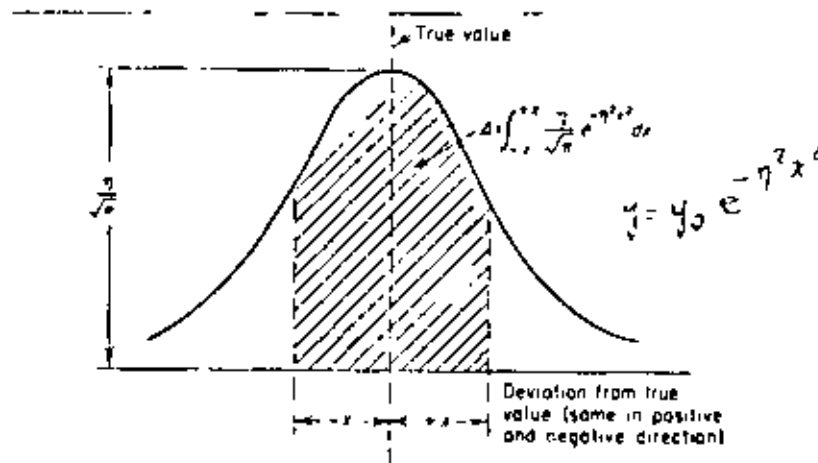


Figura 1.4 Función de densidad de probabilidad de la distribución normal.

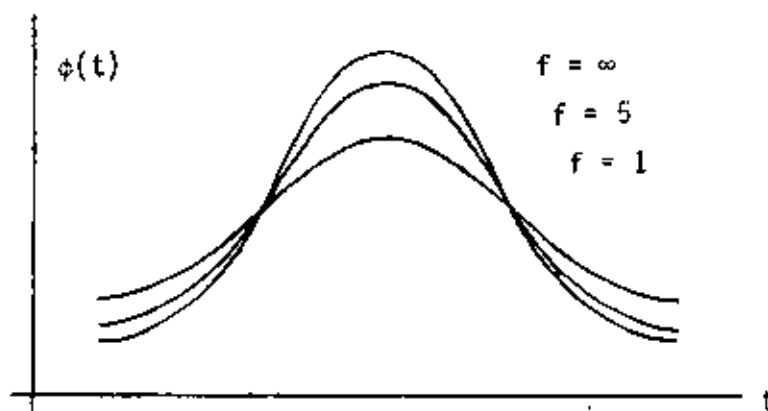


Figura 1.5 Función de densidad de probabilidad de la distribución de Student.

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

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

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

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.

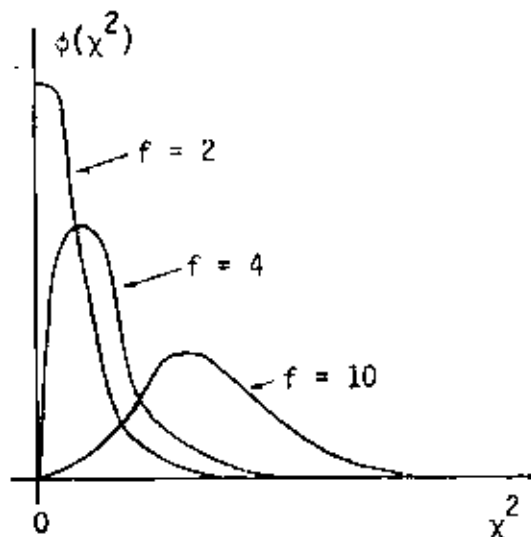


Figura 1.6 Función de densidad de probabilidad de distribución χ^2

Distribución χ^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 μ y σ . f es el número de grados de libertad de la distribución chi-cuadrado y es igual a n . El símbolo Γ es nuevamente la función gamma de Euler.

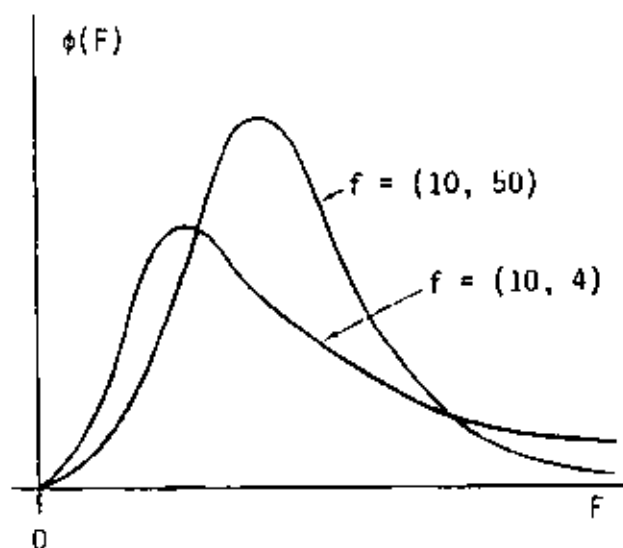


Figura 1.7 Función de densidad de probabilidad de la distribución de Fisher.

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 Γ 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

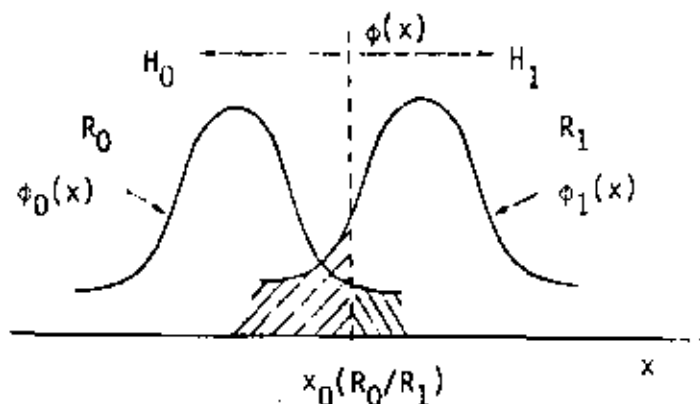


Figura 1.8 Determinación del punto $x(R_0/R_1)$, que separa las regiones R_0 y R_1

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 o 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 β . El criterio se fundamenta en que la probabilidad de ocurrencia de la variable en la zona marcada por el área β 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 inadmisibles. La probabilidad de que la variable aleatoria se manifieste en la región crítica se llama nivel de significación del criterio.

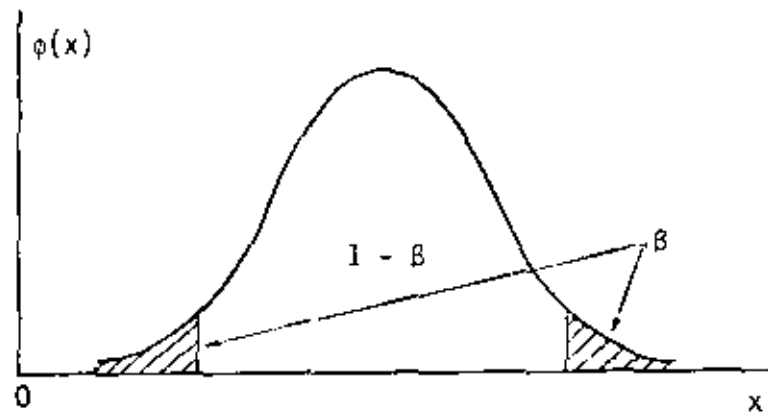


Figura 1.9 Región crítica β de la función de densidad de probabilidad.

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 ϵ . Un número aproximado a se esfuerza entonces en función del número exacto A , de la siguiente forma

$$A = a \pm \epsilon \tag{1.26}$$

El error absoluto límite ϵ_0 se define con la desigualdad

$$a - \epsilon_{\ell} \leq A \leq a + \epsilon_{\ell} \quad (1.27)$$

donde se observa que ϵ_{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 δ , se define

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

Análogamente el error relativo límite se define

$$\delta_{\ell} \geq \frac{\epsilon_{\ell}}{|A|} \quad (1.29)$$

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

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

$$\delta_{\ell} = \frac{\epsilon_{\ell}}{|a|} \quad (1.30b)$$

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

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

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

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

$$\epsilon_{l\text{fm}} = \sum_{i=1}^n (\epsilon_{l\text{im}})_i \quad (1.31)$$

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

$$\delta_{l\text{fm}} = \frac{\epsilon_{l\text{fm}}}{a_1 - a_2} \quad (1.32)$$

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

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

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,

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

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,

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

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.

rz	P_{rz}	rz	P_{rz}	rz	P_{rz}
0,00	0,000	0,477	0,500 (ϕ)	0,90	0,707
0,05	0,056	0,50	0,521	0,95	0,821
0,10	0,113	0,55	0,563	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	0,276	0,70	0,678	1,3	0,934
0,30	0,329	0,707	0,692 (σ)	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	0,985
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, espaciamiento 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 trasducción 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 trasducción, 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 despreciarse.

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-

sitivos de salida analógicos, 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 espaciamiento. 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 espaciamiento 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 espaciamiento) 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 aburrimento 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-exter-
nas, el plan secuencial sólo tiene justificación si parte de la prueba es irrevesi-
ble, 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 dis-
creto, este método pudiera no ser suficiente. Supóngase que se tiene una varia-
ble independiente y otra dependiente (lo que se llama experimento de un solo fac-
tor), que se desean aislar de la influencia que significan, por ejemplo, diferen-
tes 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 produci-
do). Aparentemente se trata de un experimento sencillo, pero se presenta una varia-
ble extraña porque cada uno de los operadores presentará diferentes habilidades y
capacidades que influirán en el resultado. En otros casos se eliminaría la influen-
cia 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. Pasa que se tenga una distribución apropiada de los ope-
radores y de las velocidades se tomará un período de cuatro días durante los cua-
les cada persona seleccionada (por algún procedimiento dado) trabajará con una má-
quina 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 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 en tre 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, podía 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 recomendará 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 conocida 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 espaciamiento 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 (χ^2), que consiste en evaluar χ^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 χ^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

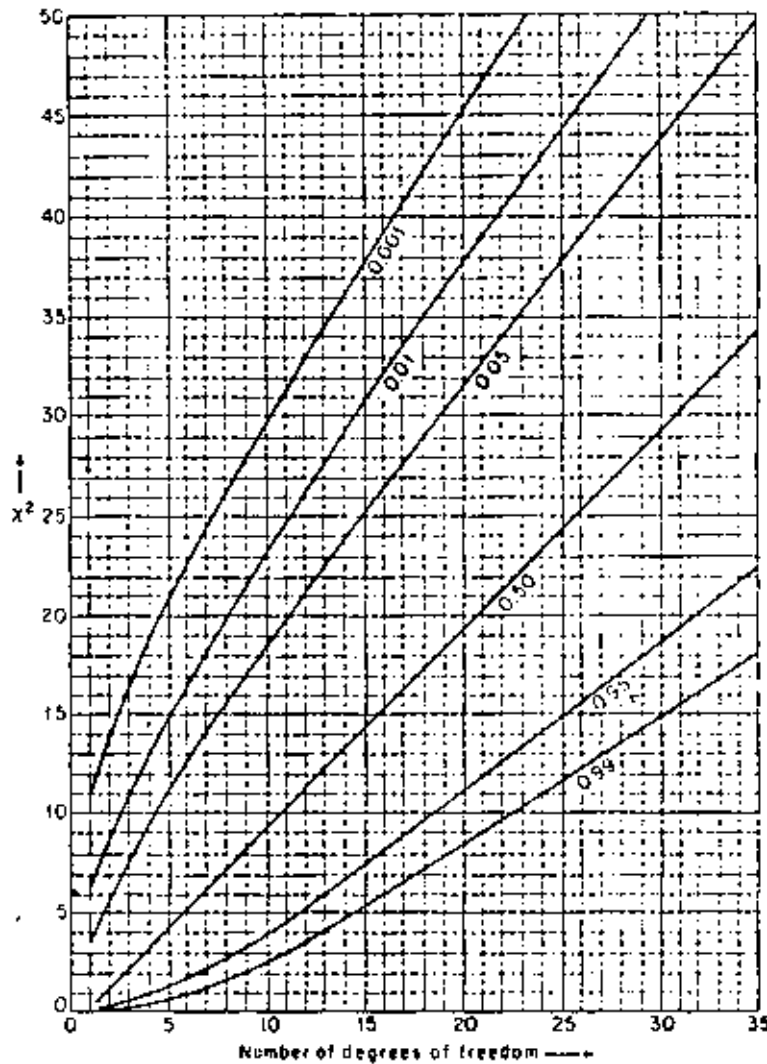


Fig. 1.10 Diagrama de χ^2 para la probabilidad de ocurrencia

Número de elementos por juntura	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
Total	158	158	158

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 distinguir las 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_i . 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_i, y_i) 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_i . 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 semilog. (papel semilog)
$y = x/(a + bx)$	Coordenadas lineales. Para x/y , x o bien $1/x$, $1/y$
$1/y = a/x + b$	Coordenadas lineales. Para x/y , x o bien $1/x$, $1/y$
$y = a + bx + cx^2$	Coordenadas lineales. Para $(y - y_1)/(x - x_1)$, x donde x_1, y_1 es un punto
$y = x/(a + bx) + c$	Coordenadas lineales. Para $(y - y_1)/(x - x_1)$, x donde x_1, y_1 es un punto
$y = k(10)^{bx + cx^2}$	Coordenadas lineales. Para $(\log y - \log y_1)$, x donde x_1, y_1 es un punto
$y = k e^{bx + cx^2}$	Coordenadas lineales. Para $(\log y - \log y_1)$, x donde x_1, y_1 es un punto

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

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

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

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.

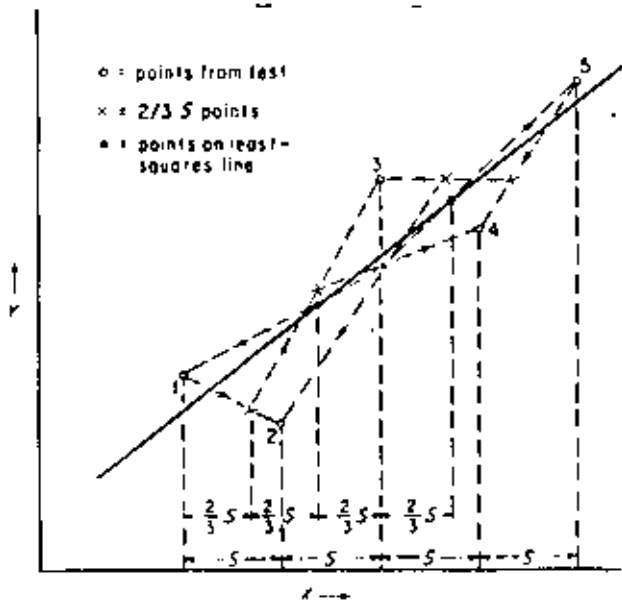


Figura 1.11 Ejemplo del método de Askovitz para encontrar la recta de los mínimos cuadrados.

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 estándar 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.

INSTRUMENTACION ELECTRONICA INDUSTRIAL

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., 1973.
4. H.V. MALMSTADT, C.G. ENKE, S.R. CROUCH y G. HORLICK,
"Optimization of Electronic Measurements"
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. 1, 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.

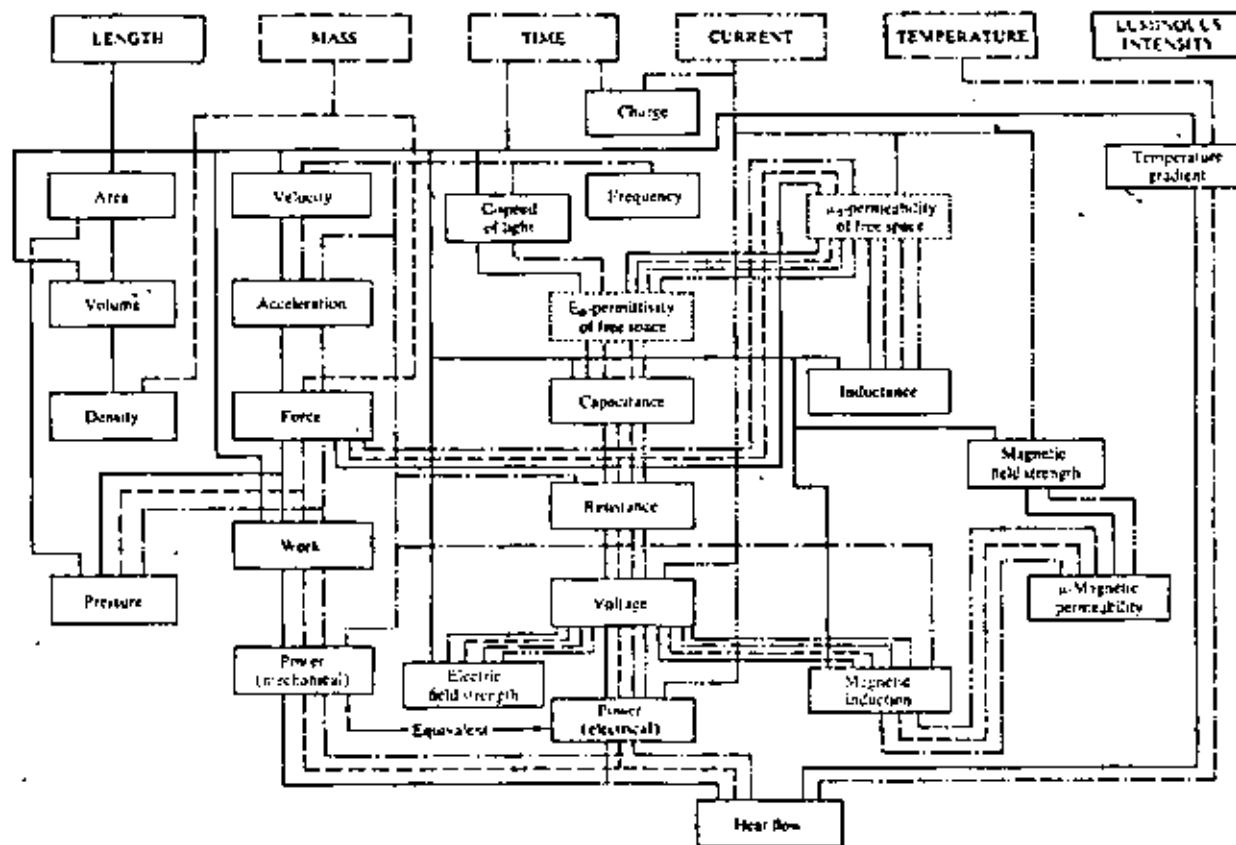
14. C.F. Coombs (Ed.)
"Basic Electronic Instrument Handbook"
Mc Graw-Hill, 1972.
15. D.M. Considine (Ed.)
"Process Instruments and Control Handbook"
Mc Graw-Hill, 2a. Edición, 1974.
16. H.P. Kallen (Ed.)
"Handbook of Instrumentation and Controls"
Mc Graw-Hill, 1961
17. V.P. Preobrazhenski,
"Mediciones termotécnicas y aparatos para efectuarlas"
(2 tomos), MIR, 1978.
18. H.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.

APENDICE I El Sistema Internacional de Unidades (SI)

Variable	Unidad	Símbolo	Equivalencia
UNIDADES BASICAS			
Longitud	metro	m	
Masa	kilogramo	kg	
Tiempo	segundo	s	
Corriente Eléctrica	ampere	A	
Temperatura	kelvin	K	
Intensidad Luminosa	candela	cd	
UNIDADES ADICIONALES			
Angulo Plano	radián	rad	
Angulo Sólido	estéreo-radián	sr	
UNIDADES DERIVADAS			
Area	metro cuadrado	m ²	
Volumen	metro cúbico	m ³	
Frecuencia	hertz	Hz	(1/s)
Densidad	kilogramo por metro cúbico	kg/m ³	
Velocidad	metro por segundo	m/s	
Velocidad Angular	radián por segundo	rad/s	
Aceleración	metro por segundo al cuadrado	m/s ²	
Aceleración Angular	radián por segundo al cuadrado	rad/s ²	
Fuerza	newton	N	(kg m/s ²)
Presión	newton por metro cuadrado	N/m ²	
Viscosidad Cinemática	metro cuadrado por segundo	m ² /s	
Viscosidad Dinámica	newton segundo por metro cuadrado	N s/m ²	
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 ²)
Campo Magnético	ampere por metro	A/m	
Flujo Luminoso	lumen	lm	(cd sr)
Luminancia	candela por metro cuadrado	cd/m ²	
Illuminación	lux	lx	(lm/m ²)

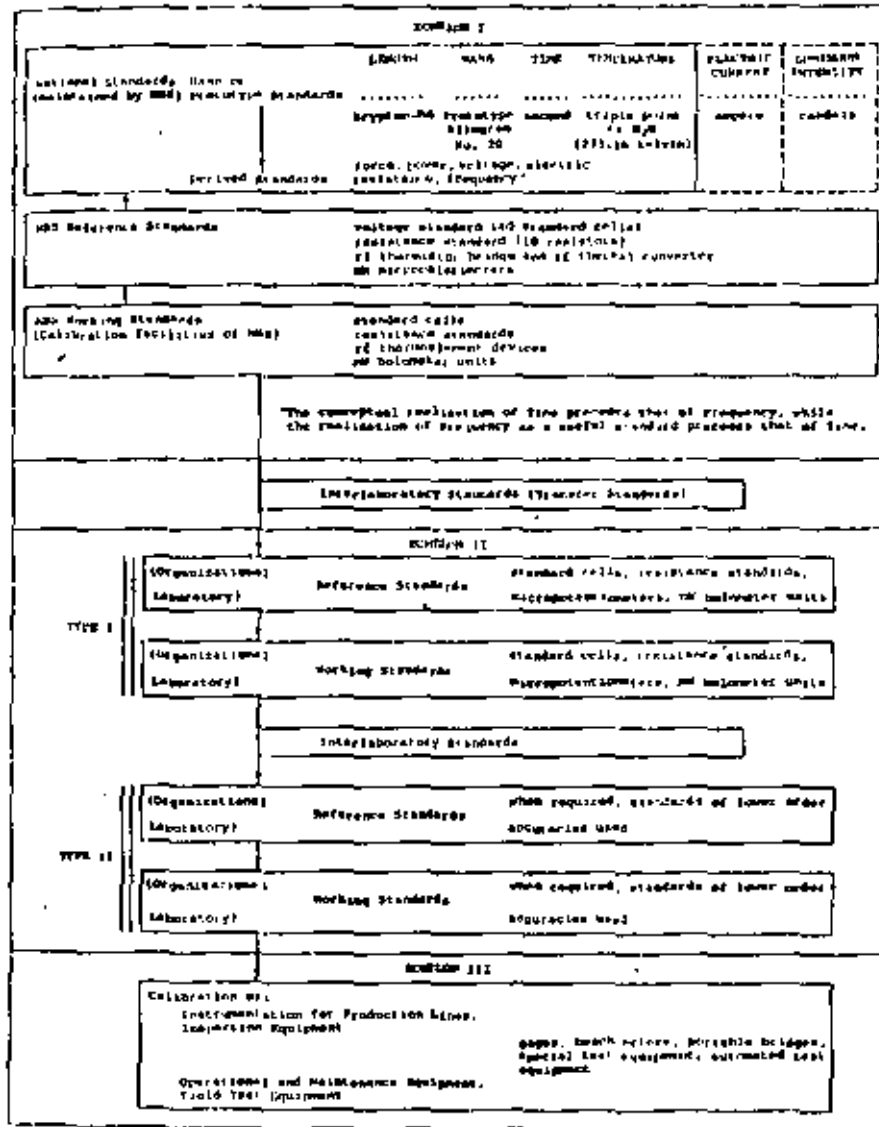
APENDICE II DEFINICIONES DE LAS UNIDADES BASICAS DEL
SISTEMA INTERNACIONAL (SI) - ESTANDARES

- 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/m²



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	$L\theta^{-1}$
Acceleration A or g	$L\theta^{-2}$
Angular velocity ω	θ^{-1}
Density ρ	ML^{-3}
Momentum.....	$ML\theta^{-1}$
Angular momentum.....	$ML^2\theta^{-1}$
Force F	$ML\theta^{-2}$
Work and energy.....	$ML^2\theta^{-2}$
Power.....	$ML^2\theta^{-3}$
Viscosity μ	$ML^{-1}\theta^{-1}$
Kinematic viscosity.....	$L^2\theta^{-1}$
Surface tension.....	$M\theta^{-2}$
Pressure P	$ML^{-1}\theta^{-2}$

Thermal Quantities

	Thermal formula	Dynamical formula
Quantity of heat H	H	$ML^2\theta^{-2}$
Specific heat C_p	$HM^{-1}T^{-1}$	$L^2\theta^{-2}T^{-1}$
Thermal conductivity k	$HL^{-1}\theta^{-1}T^{-1}$	$LM\theta^{-1}T^{-1}$
Heat-transfer coefficient h	$HL^{-1}\theta^{-1}T^{-1}$	$M\theta^{-1}T^{-1}$
Entropy s	HT^{-1}	$ML^2\theta^{-1}T^{-1}$
Coefficient of thermal expansion β	T^{-1}	T^{-1}

Magnetic and Electrical Quantities

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

M = masa

L = longitud

θ = tiempo

T = temperatura

H = calor

K = constante dieléctrica

μ = constante del campo magnético

APENDICE VI Cuadros Grecolatinos

3 × 3		
A1	B2	C3
B2	C1	A3
C3	A2	B1

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

5 × 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 × 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



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

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

TRANSDUCTORES: FUNCIONAMIENTO Y APLICACIONES

M. EN I. ORLANDO BULFEDA DE LA LUZ

MARZO, 1983

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.- CARACTERISTICAS 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

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 contruidos 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:

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

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

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

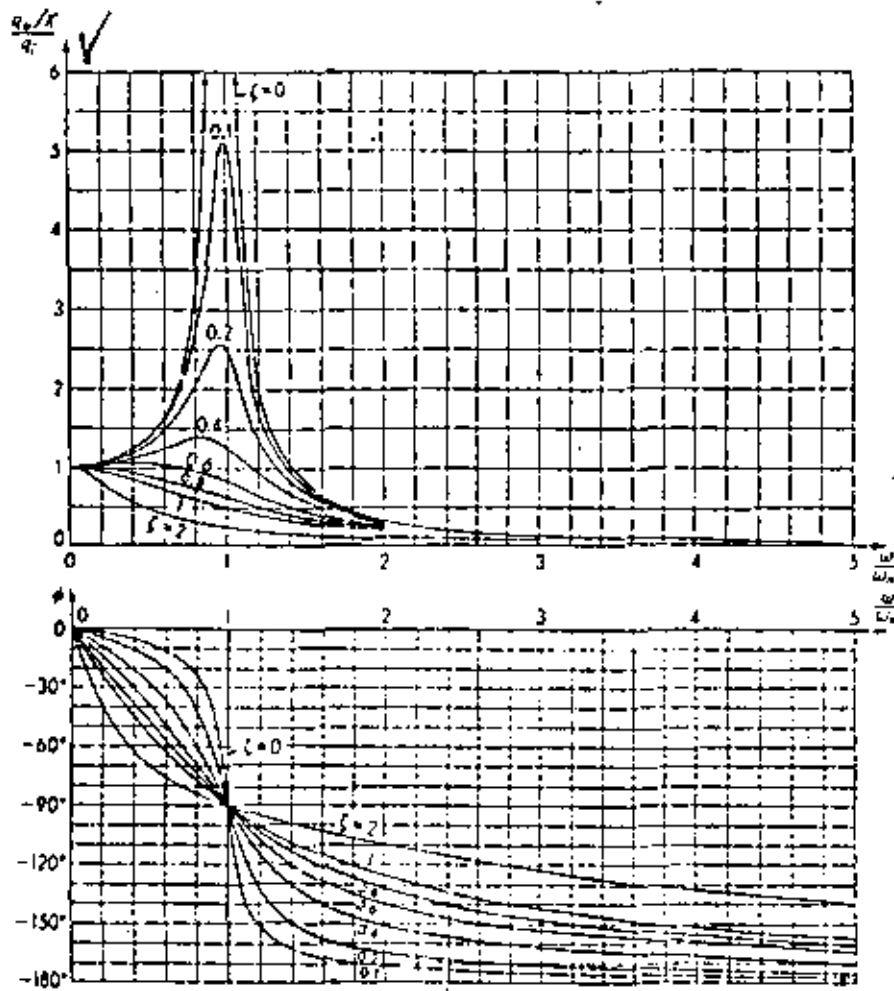


Fig. 2-1

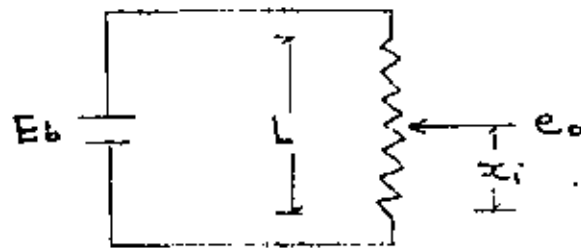


Fig 2.2

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 ΔL 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.

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

donde R = Resistencia eléctrica del strain-gage.

ΔR = Variación de resistencia bajo variación del material.

K = Factor de conversión (gage factor).

ϵ = 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 μ strain o μ deformación, sin embargo, en condiciones especiales pueden medirse de 1 hasta 200 000 μ 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

ρ = Resistividad

A= Area transversal de filamento de radio .

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)

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

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

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

donde μ_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

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

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 importante 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 μ 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 μm , 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 μm .
- 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 μm , con material base formado por epoxy y poliéster de 20 a 80 μm 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 superficiales.

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

donde O : Mejor

△ : 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	130°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 m.	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 para deformación grande.	De rápida adhesión al aplicarse a una presión únicamente de 10 a 20 seg. se adhiere mejor a superficies toscas.

TABLA 2-2

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

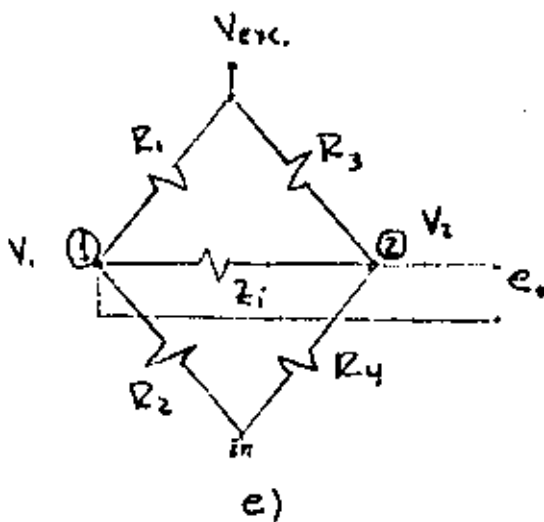
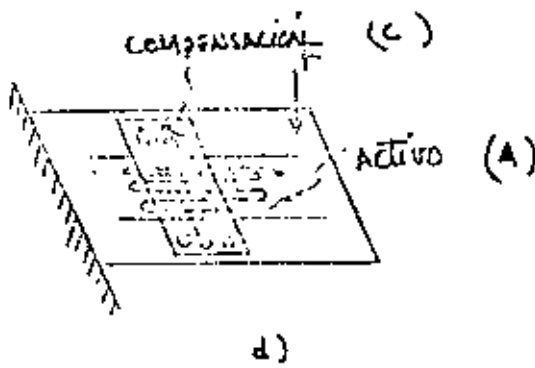
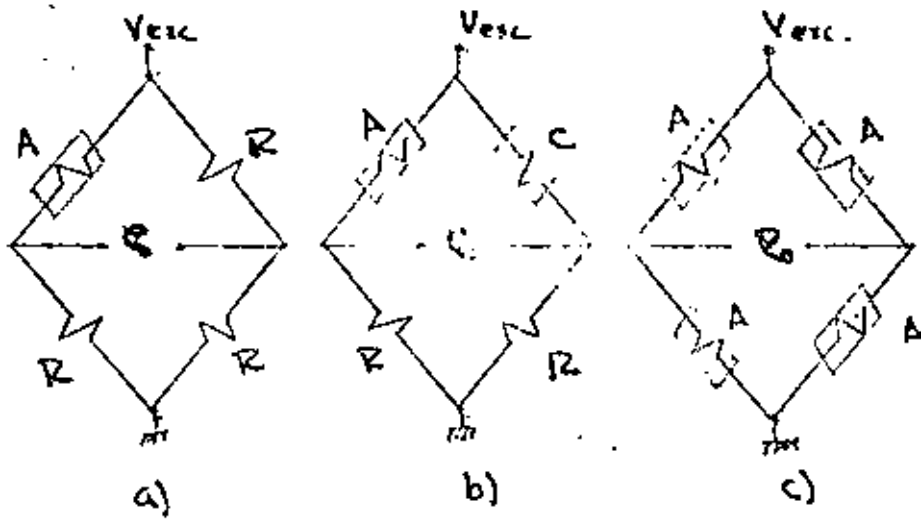


Fig. 2.4

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

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

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

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

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

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

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 1000Ω

- b) Sensitividad de $0.5V/10 \times 10^{-6}$ Strain para un cuarto de puente.
- c) Rango de salida ± 10 volts.
- d) Respuesta en frecuencia 2000 ± 10 % Hz.
- e) Relación señal-ruído -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 T 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)

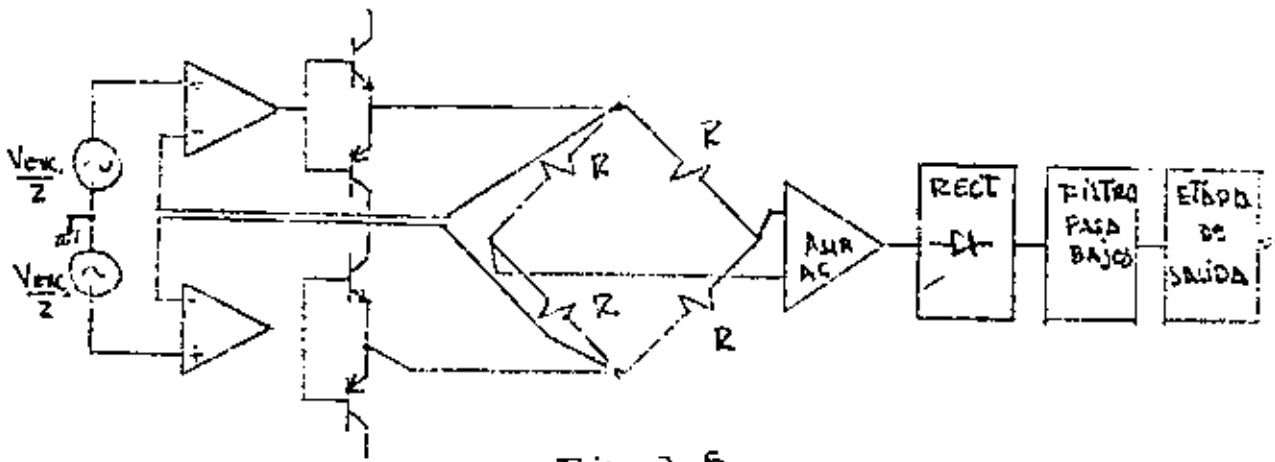


FIG. 2.5

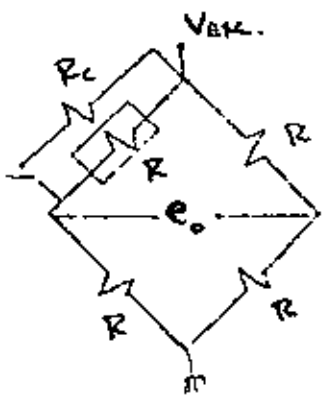


FIG. 2-6

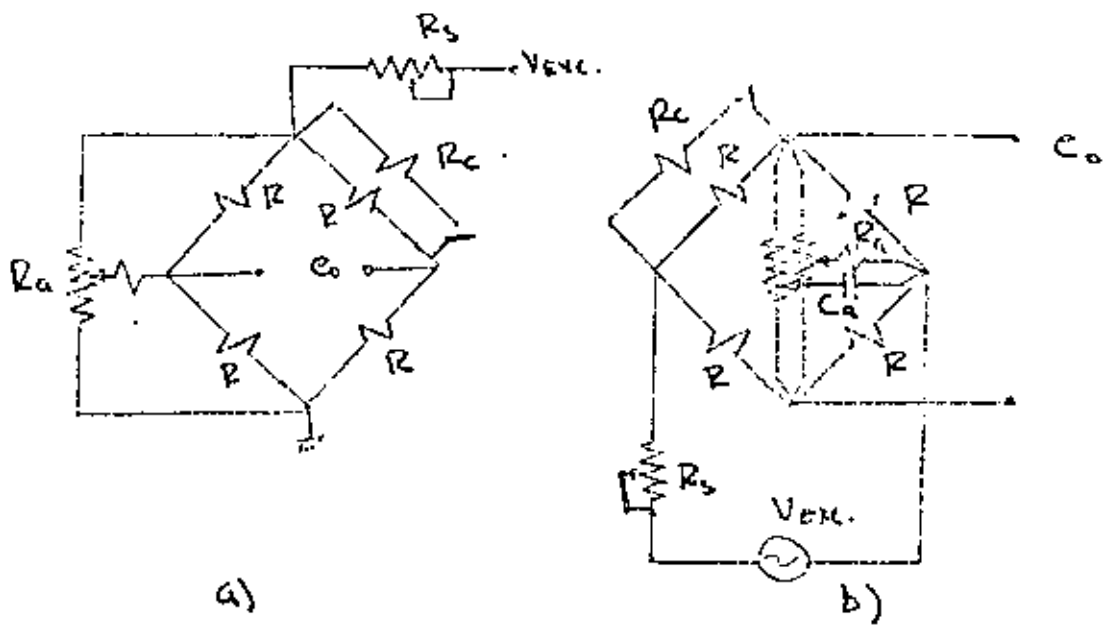


FIG. 2.7

se tiene que

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

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

con la cual se pueden calcular diferentes valores de la resistencia de calibración para distintas deformaciones dadas en μ 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 (± 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, dá 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

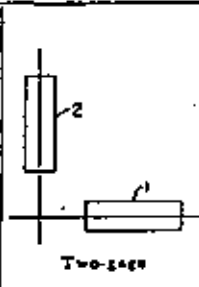
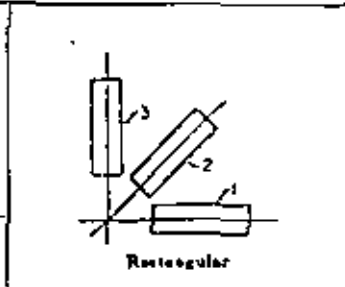
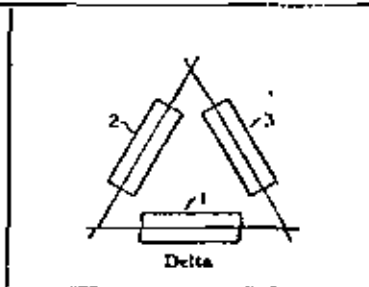
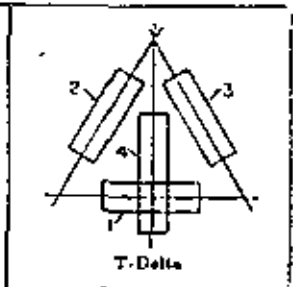
No se pueden tratar todas las aplicaciones en donde los extensómetros intervienen, pues este campo es bastante amplio, ya que con ellos se realizan trabajos de instrumentación muy especiales de lo cual podríamos decir que sólo son útiles mientras dura la prueba pudiendo después destruirse su instalación. 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 				
σ_{max}	$\frac{E}{1-\mu} (\epsilon_1 + \mu \epsilon_2)$	$\frac{E}{2} \left[\frac{\epsilon_1 + \epsilon_2}{1-\mu} + \frac{1}{1+\mu} \frac{\sqrt{(\epsilon_1 - \epsilon_2)^2 + [2\epsilon_3 - (\epsilon_1 + \epsilon_2)]^2}}{\sqrt{(\epsilon_1 - \epsilon_2)^2 + [2\epsilon_3 - (\epsilon_1 + \epsilon_2)]^2}} \right]$	$\frac{E}{2} \left[\frac{\epsilon_1 + \epsilon_2 + \epsilon_3}{3(1-\mu)} + \frac{1}{1+\mu} \frac{\sqrt{(\epsilon_1 - \epsilon_2 + \frac{2\epsilon_3 + \epsilon_1 + \epsilon_2}{3})^2 + (\frac{\epsilon_1 - \epsilon_2}{\sqrt{3}})^2}}{\sqrt{(\epsilon_1 - \epsilon_2 + \frac{2\epsilon_3 + \epsilon_1 + \epsilon_2}{3})^2 + (\frac{\epsilon_1 - \epsilon_2}{\sqrt{3}})^2}} \right]$	$\frac{E}{2} \left[\frac{\epsilon_1 + \epsilon_2}{1-\mu} + \frac{1}{1+\mu} \frac{\sqrt{(\epsilon_1 - \epsilon_2)^2 + \frac{4}{3}(\epsilon_3 - \epsilon_2)^2}}{\sqrt{(\epsilon_1 - \epsilon_2)^2 + \frac{4}{3}(\epsilon_3 - \epsilon_2)^2}} \right]$
σ_{min}	$\frac{E}{1-\mu} (\epsilon_1 + \mu \epsilon_2)$	$\frac{E}{2} \left[\frac{\epsilon_1 + \epsilon_2}{1-\mu} - \frac{1}{1+\mu} \frac{\sqrt{(\epsilon_1 - \epsilon_2)^2 + [2\epsilon_3 - (\epsilon_1 + \epsilon_2)]^2}}{\sqrt{(\epsilon_1 - \epsilon_2)^2 + [2\epsilon_3 - (\epsilon_1 + \epsilon_2)]^2}} \right]$	$\frac{E}{2} \left[\frac{\epsilon_1 + \epsilon_2 + \epsilon_3}{3(1-\mu)} - \frac{1}{1+\mu} \frac{\sqrt{(\epsilon_1 - \epsilon_2 + \frac{2\epsilon_3 + \epsilon_1 + \epsilon_2}{3})^2 + (\frac{\epsilon_1 - \epsilon_2}{\sqrt{3}})^2}}{\sqrt{(\epsilon_1 - \epsilon_2 + \frac{2\epsilon_3 + \epsilon_1 + \epsilon_2}{3})^2 + (\frac{\epsilon_1 - \epsilon_2}{\sqrt{3}})^2}} \right]$	$\frac{E}{2} \left[\frac{\epsilon_1 + \epsilon_2}{1-\mu} - \frac{1}{1+\mu} \frac{\sqrt{(\epsilon_1 - \epsilon_2)^2 + \frac{4}{3}(\epsilon_3 - \epsilon_2)^2}}{\sqrt{(\epsilon_1 - \epsilon_2)^2 + \frac{4}{3}(\epsilon_3 - \epsilon_2)^2}} \right]$
T_{max}	$\frac{E}{2(1+\mu)} (\epsilon_1 - \epsilon_2)$	$\frac{E}{2(1+\mu)} \frac{\sqrt{(\epsilon_1 - \epsilon_2)^2 + [2\epsilon_3 - (\epsilon_1 + \epsilon_2)]^2}}{\sqrt{(\epsilon_1 - \epsilon_2)^2 + [2\epsilon_3 - (\epsilon_1 + \epsilon_2)]^2}}$	$\frac{E}{1+\mu} \frac{\sqrt{(\epsilon_1 - \epsilon_2 + \frac{2\epsilon_3 + \epsilon_1 + \epsilon_2}{3})^2 + (\frac{\epsilon_1 - \epsilon_2}{\sqrt{3}})^2}}{\sqrt{(\epsilon_1 - \epsilon_2 + \frac{2\epsilon_3 + \epsilon_1 + \epsilon_2}{3})^2 + (\frac{\epsilon_1 - \epsilon_2}{\sqrt{3}})^2}}$	$\frac{E}{2(1+\mu)} \frac{\sqrt{(\epsilon_1 - \epsilon_2)^2 + \frac{4}{3}(\epsilon_3 - \epsilon_2)^2}}{\sqrt{(\epsilon_1 - \epsilon_2)^2 + \frac{4}{3}(\epsilon_3 - \epsilon_2)^2}}$
ϕ_p	0	$\frac{1}{2} \tan^{-1} \left[\frac{2\epsilon_3 - (\epsilon_1 + \epsilon_2)}{\epsilon_1 - \epsilon_2} \right]$	$\frac{1}{2} \tan^{-1} \left[\frac{\frac{1}{\sqrt{3}}(\epsilon_3 - \epsilon_2)}{\epsilon_1 - \frac{2\epsilon_3 + \epsilon_1 + \epsilon_2}{3}} \right]$	$\frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{2(\epsilon_3 - \epsilon_2)}{\sqrt{3}(\epsilon_1 - \epsilon_2)}$

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.

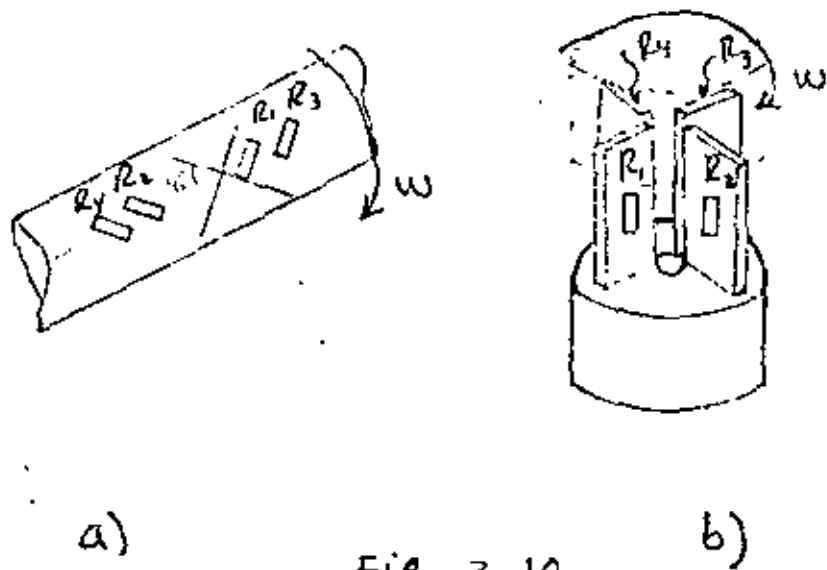
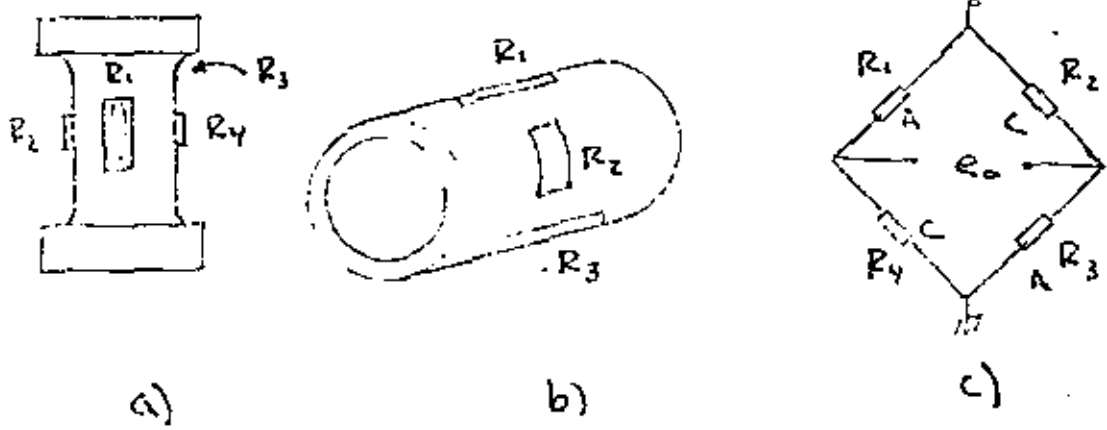
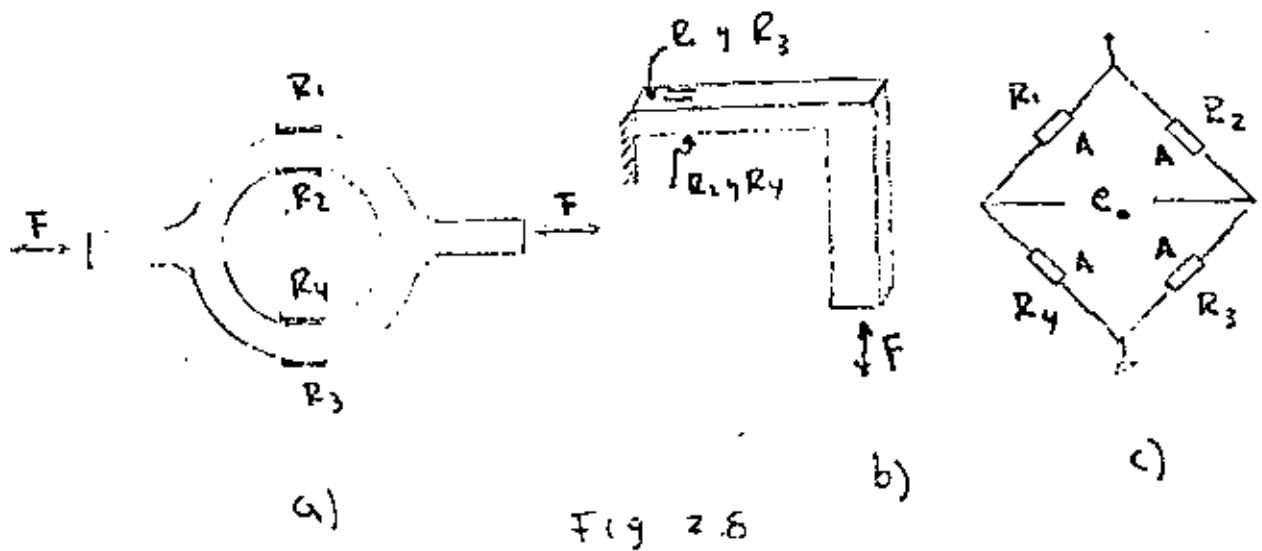
La configuración 2.8 a) es también ampliamente usada en la elaboración de dinamómetros.

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.



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.

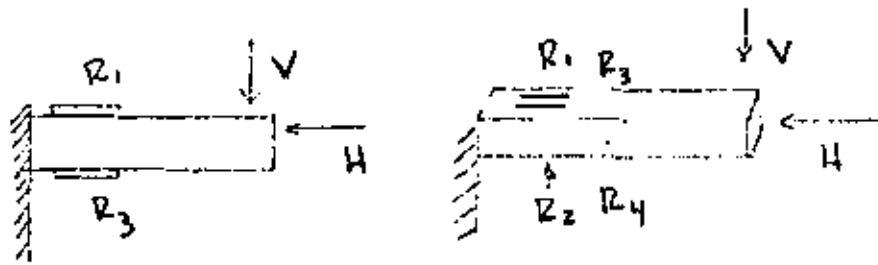
Los primeros acelerómetros instrumentados con extensómetros fueron del tipo como se muestra en la fig. 2.13, siendo a) un acelerómetro de respuesta en frecuencia muy baja (10-20 Hz) y con rango de aceleraciones de ± 10 g., en cambio con los del tipo b) se alcanzan aceleraciones de ± 5000 g. y frecuencia 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 g/cm^2 a 200 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

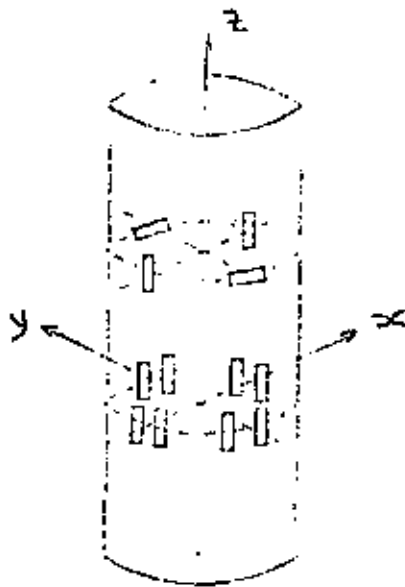


Fig. 2.12

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-resistivos 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 VDC. con rangos de medición de hasta ± 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. 2.15

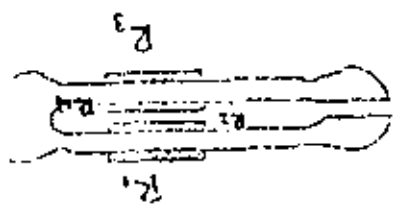
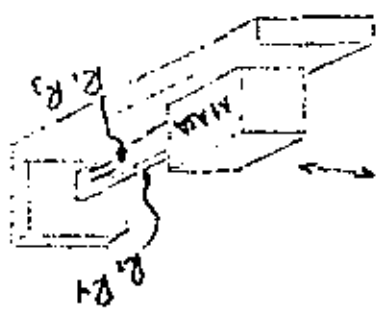


Fig. 2.14

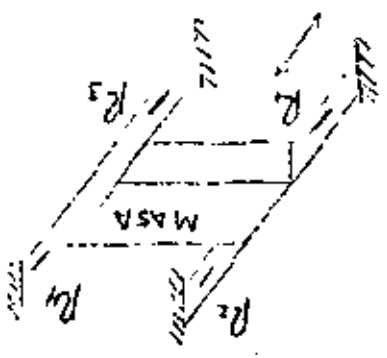


Fig. 2.13

a)



b)



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 em bargo, 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.

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

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

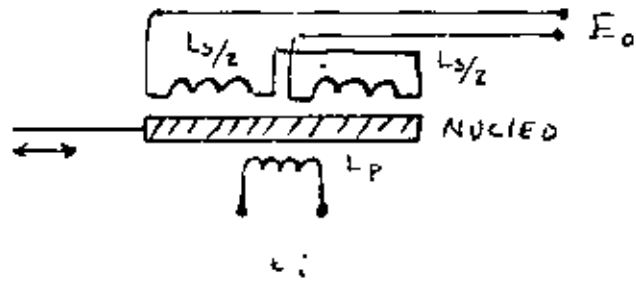


Fig. 2.16

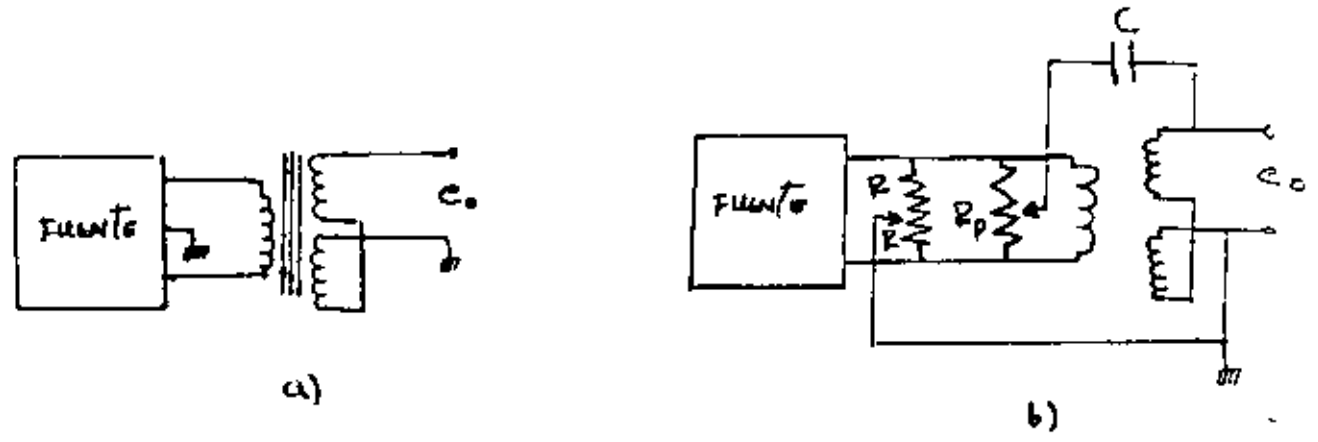


Fig. 2.17

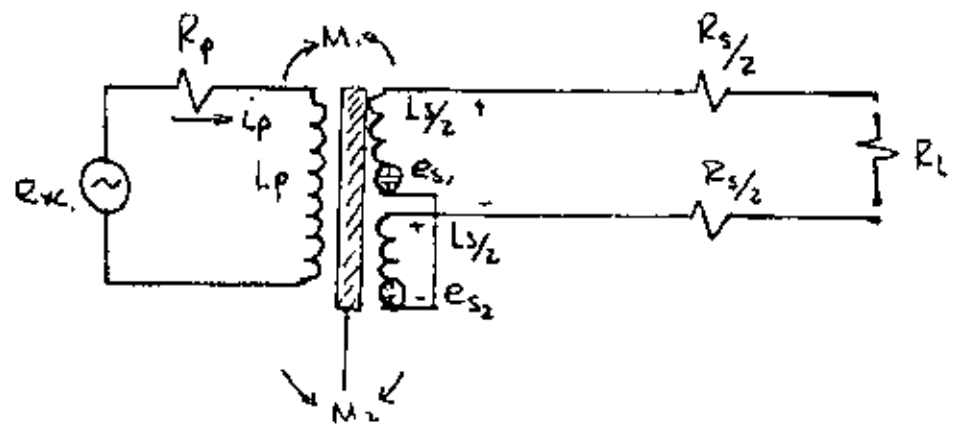


Fig. 2.18

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

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° 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 ± 0.005 a ± 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.

$$C = \frac{\epsilon A}{x} \quad (2-28)$$

ϵ = 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

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

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 - la cual se puede representar en paralelo con ésta.

En estas condiciones se tiene que

$$C_0 \frac{de_0}{dt} + e_0 \frac{dc}{dt} + \frac{e_0}{R_1} = 0 \quad (2-31)$$

$$y \quad e_0 = e_1 + E_b$$

donde e_1 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

$$C_0 \frac{de_1}{dt} + e_1 \frac{dc}{dt} + E_b \frac{dc}{dt} + \frac{e_1}{R_1} = 0$$

puesto que $e_1 \ll E_b$, $e_1 \frac{dc}{dt}$ se puede despreciar para expresar se como

$$C_0 \frac{de_1}{dt} + \frac{e_1}{R_1} = - \frac{dc}{dt} E_b \frac{dx}{dx} = - \frac{dc}{dx} E_b \frac{dx}{dt}$$

que de acuerdo con (2-30)

$$C_0 \frac{de_1}{dt} + \frac{e_1}{R_1} = \frac{C_0}{x_0} E_b \frac{dx}{dt}$$

$$\frac{de_1}{dt} + \frac{e_1}{C_0 R_1} = \frac{E_b}{x_0} \frac{dx}{dt} = K \frac{dx}{dt}$$

$$De_1 + \frac{e_1}{C_0 R_1} = K Dx$$

de donde

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

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

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

de donde para $\omega \gg 1$

$$\frac{e_i}{x} (j\omega) \cong K \quad (2-33)$$

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 construídos 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

$$g = \frac{e_0 / t}{f_j / \omega L} \quad \frac{\text{volts/metro}}{\text{Newtons/m}^2} \quad \text{sensitividad de voltaje}$$

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

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

2.6.- TRANSDUCTORES FOTOELÉCTRICOS.

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

Φ = Intensidad de luz

S = Sensibilidad

El cátodo y el ánodo están encerrados por una envolvente de vidrio o cuarzo, lleno generalmente de gas inerte. Tanto las características de transmisión de la envolvente 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 μm . Siendo el vidrio un transmisor de luz con longitudes de onda de 0.4 a 0.8 y el cuarzo abajo de 0.2 μm . 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

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

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

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

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 = Area 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 E , $\frac{\text{volts/m}}{\text{newtons/m}^2}$
Quartz	X cut; length along Y length longitudinal	2.25×10^{-12}	0.055
	X cut; thickness longitudinal	-2.04	-0.050
Rochelle salt	Y cut; thickness shear	4.4	-0.108
	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
Commercial barium titanate ceramics	To polarization	130-160	0.0106
	To polarization	-56.0	0.0042-0.0053

TABLE 2.5

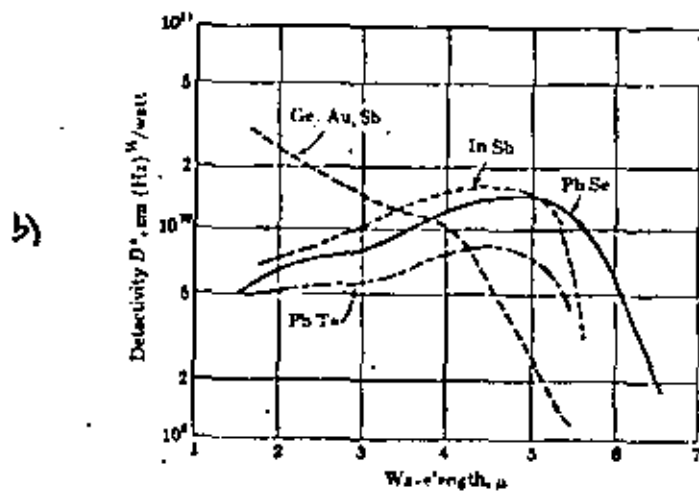
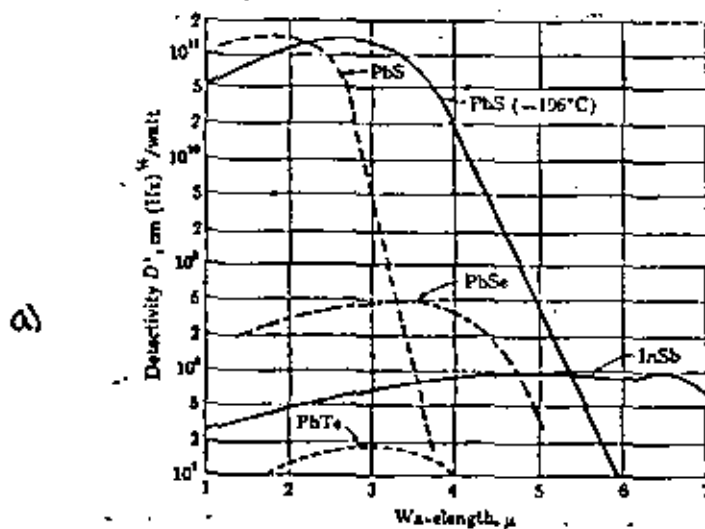


Fig. 2.22

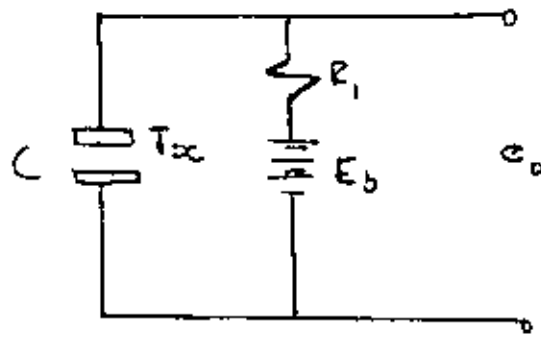


Fig. 2-19

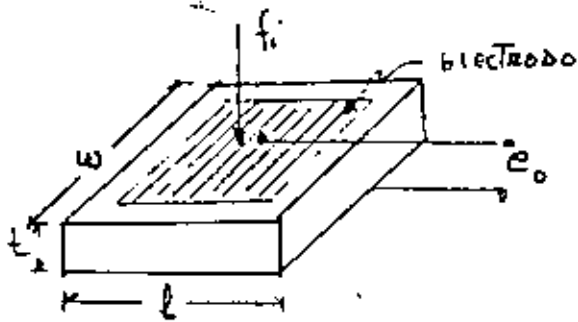


Fig. 2-20

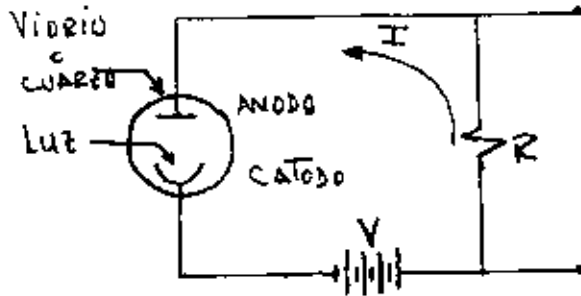


Fig. 2-21

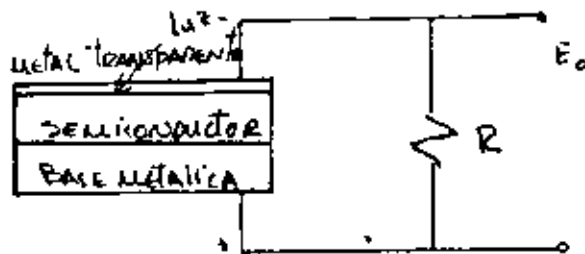


Fig. 2-23

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 \AA a $25 \mu m$ con sensibilidad típica de $300 \mu A/\mu watt$.

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 $0.7 \mu m$ para celdas de selenio, 1.0 a $1.7 \mu m$ para germanio y sensibilidad típica de $1 mA/Lumen$.

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 espaciamiento entre electrodos y la capacitancia de acoplamiento entre las placas de RF y el gas, de tal manera que cuando el tubo esta 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 semi-conductor.

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

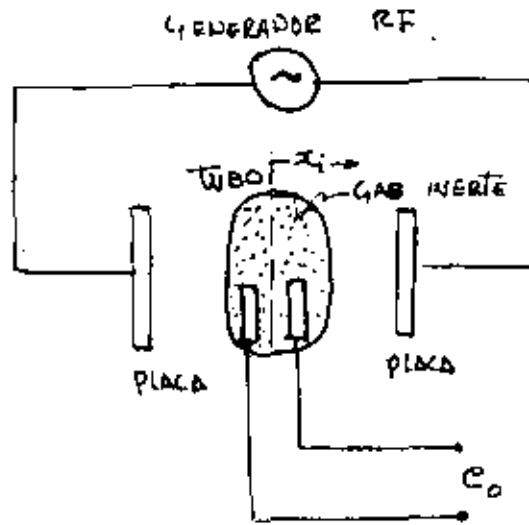
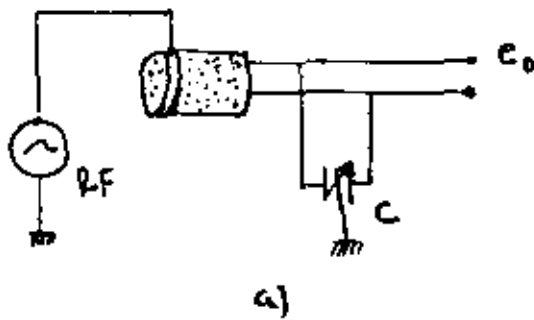
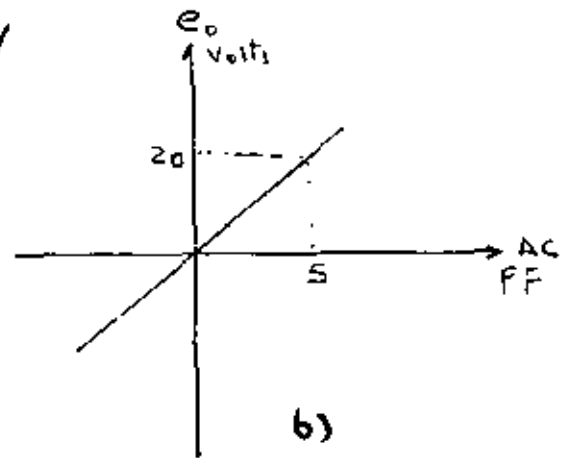


Fig. 2.24



a)



b)

Fig. 2.25

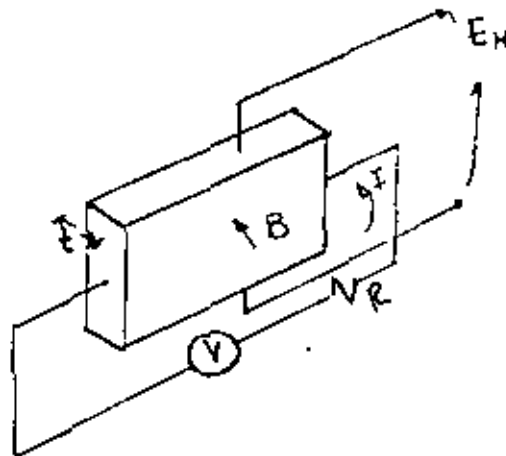


Fig. 2.26

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 $K_H = -8.0 \times 10^{-5} \frac{V-cm}{Amp-G}$, el telurio que con $B=3000-9000$ gauss tiene una $K_H = 4.1 \times 10^{-8} \frac{V-cm}{Amp-G}$ 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 mA
- c) Resistencia de carga 100 Ω
- 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.- TRANSDUCTORES POR MAGNETOSTRICCION

Son transductores en los cuales las fuerzas mecánicas resultan de la deformación de un material ferromagnético teniendo propiedades de magnetostricción.

Los principios fundamentales en los que se basan son: El "Efecto Joule", que es aplicado al fenómeno en el cual un cambio en dimensión lineal del núcleo ocurre cuando un campo magnético es aplicado a lo largo de una dirección específica.

Siendo la relación la siguiente:

$$B = \frac{4 \pi k}{A R} x \quad (2-39)$$

donde B = Densidad de flujo magnético en el núcleo

K = Constante de magnetostricción

A = Sección transversal del núcleo

R = Reluctancia del circuito magnético

X = Desplazamiento del núcleo

Por otra parte existe el "Efecto Villari", que es aplicado

al fenómeno en el cual un cambio en inducción magnética ocurre - cuando un esfuerzo mecánico es aplicado a lo largo de una dirección específica. La relación fundamental es

$$f_M = A K B \quad (2-40)$$

Siendo f_M la fuerza perpendicular a A que aparece debido a B .

El voltaje generado debido a los cambios de flujo magnético y de la expresión (2-39) es

$$e = NA \frac{dB}{dt} = \frac{4 \pi N k}{R} \dot{x} \quad (2-41)$$

Por otra parte la relación del flujo y la corriente de la bobina es

$$B = \frac{4 \pi N i}{AR} \quad (2-42)$$

y sustituyendo (2-42) en (2-40)

$$F_M = \frac{4 \pi N i k}{R} \quad (2-43)$$

de donde

$$i = \frac{f_M R}{4 \pi N k} \quad (2-44)$$

dividiendo (2-41) entre (2-44)

$$\begin{aligned} \frac{e}{i} &= \frac{16(\pi N k)^2}{R^2} \frac{\dot{x}}{f_M} \\ &= \frac{16(\pi N k)^2}{R^2 Z_M} \end{aligned} \quad (2-45)$$

donde $Z_M = \frac{f_M}{\dot{x}}$, es la impedancia mecánica sobre la cuál actúa

el núcleo.

Este principio es aplicado en la construcción de excitadores los cuales comunican vibraciones a sistemas mecánicos en la resonancia pudiéndose así evaluar la impedancia mecánica, estados de esfuerzo o aceleraciones de la vibración.

2.12.- SENSORES DE TEMPERATURA

Los elementos que sensan la temperatura pueden ser de dos tipos: los de contacto directo y los que detectan las radiaciones del cuerpo a medir.

Los primeros son proyectados para que soporten el mismo nivel de temperatura a medir, lo cual les limita su rango máximo debido a las oxidaciones que se presentan y se tienen que encapsular o utilizar métodos de enfriamiento si se quiere elevar el rango.

A continuación se mencionan los sensores de contacto directo que proporcionan como salida una señal eléctrica, como son: termopares, conductores y semiconductores.

TERMOPARES.- Los sensores termoelectrónicos funcionan bajo el principio del efecto SEEBECK el cual establece que "al conectar dos conductores diferentes en la unión se crea una diferencia de potencial por efecto de la temperatura". Sin embargo, si por la unión circula una corriente a un circuito externo, en dicha unión se crea una diferencia de potencial la cual expresada en función de la temperatura tiene la relación

$$E_s = C_s (T_1 - T_2) \quad (2-46)$$

donde E_s = fem creada por el efecto peltier para el caso de la fig. 2.27.

T_1 y T_2 son temperaturas absolutas.

C_s es una constante que depende de los materiales.

Para el caso de la misma configuración mostrada en la fig. 2.27 se crea una diferencia de potencial debido al gradiente -

de temperatura en los conductores conocido como efecto Thomson y cuya relación es

$$E_2 = C_2 (T_1^2 - T_2^2) \quad (2-47)$$

donde E_2 es la fem debido al efecto Thomson.

C_2 constante dependiente del material.

La fem total es una combinación de los tres efectos y para fines de calibración una de las uniones en la fig. 2.27 se mantiene a una referencia de generalmente 32°F, donde además se tiene que tomar en cuenta las siguientes leyes de comportamiento de pares termoeléctricos que en el mismo orden se contemplan en la fig. 2.28.

- a) La fem total es invariable para uniones materiales homogéneos.
- b) La fem total es invariable si se inserta un tercer material C en cualquier material, siempre y cuando las nuevas uniones estén a la misma temperatura.
- c) De la misma manera es invariable si el material C es insertado en una unión.
- d) Si la fem de A y C, es E_{ac} y de B y C es E_{bc} , entonces la fem de A y B es $E_{ac} + E_{bc}$.
- e) Si un par produce la fem E_1 cuando sus uniones están a T_1 y T_2 y E_2 cuando están a T_2 y T_3 , la fem $E_1 + E_2$ será para T_1, T_3 .

Los pares más comunmente usados son platino-rodio con un rango de trabajo de 0-1500°C y con errores de $\pm 0.25\%$ para escala baja, Cromel-Alumel con rango -200 a 1300 °C con error de $\pm 0.5\%$ hasta 500°C y $\pm 0.75\%$ para rango alto, cobre-constantán con rango -200 a 350°C con error de $\pm 0.5\%$ hasta 150°C y $\pm 0.75\%$ para temperaturas mayores y hierro-constantán con rango de -150 a 1000°C y error de 1% para temperaturas mayores a 450°C. La sensibilidad se puede apreciar en la fig. 2.29.

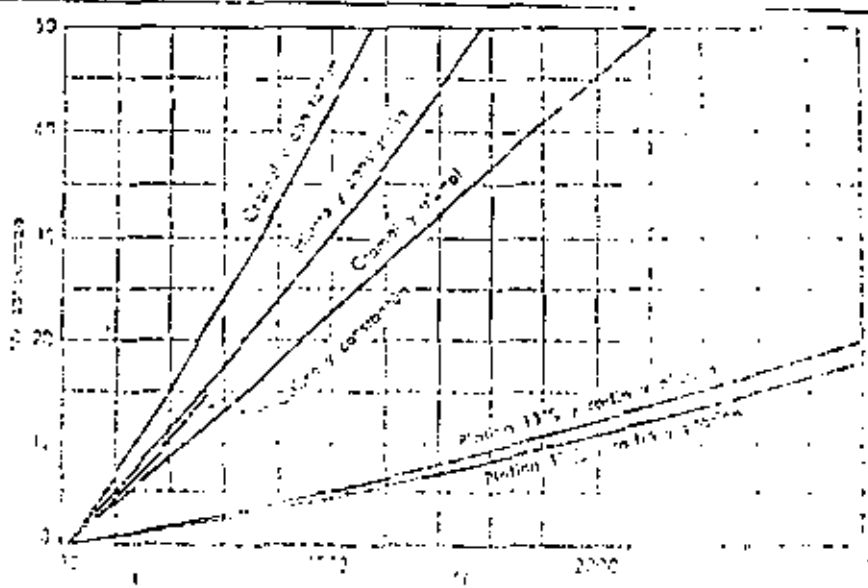
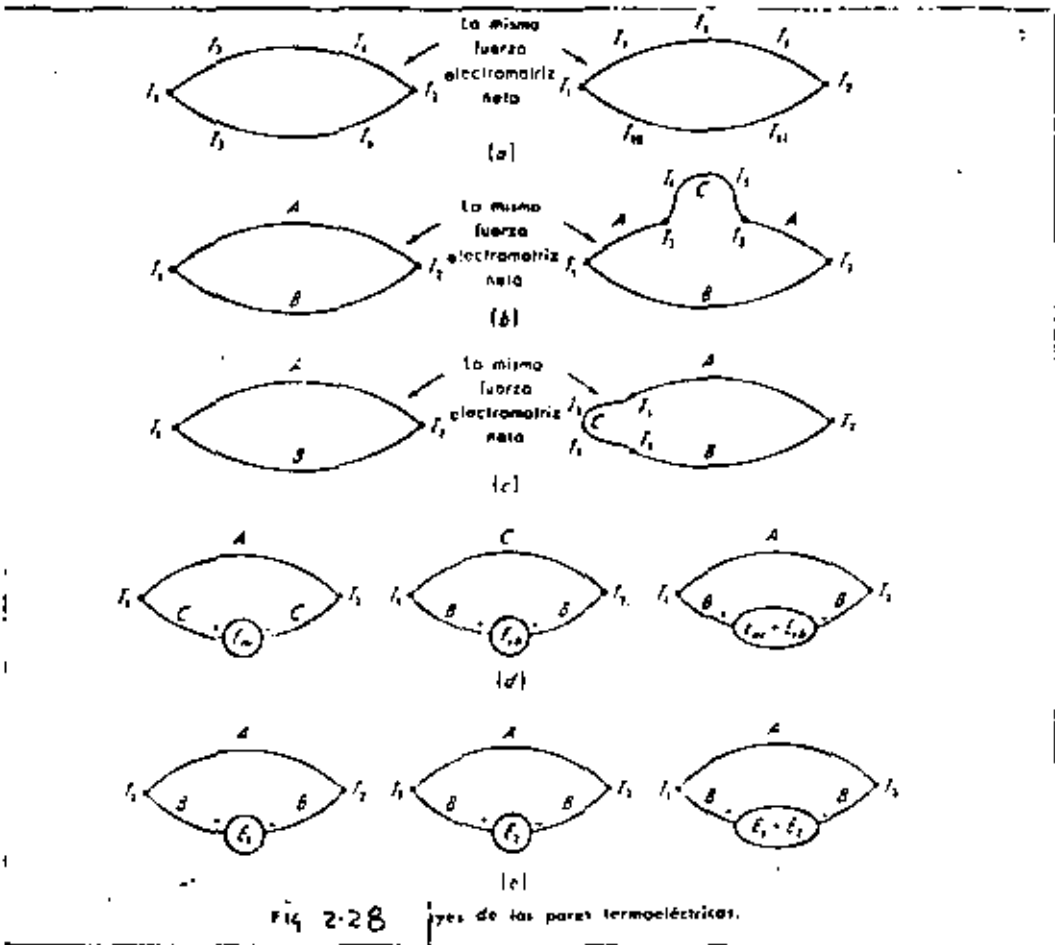
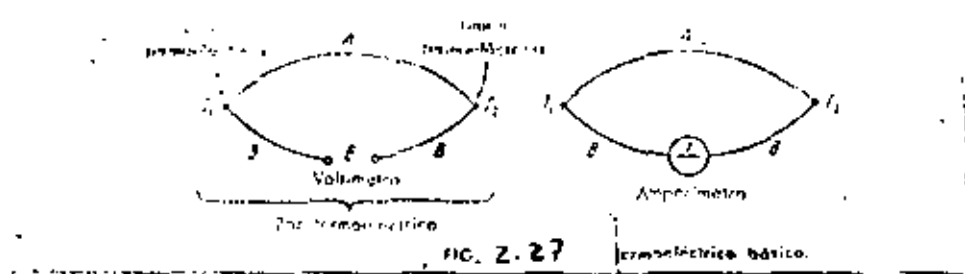


FIG. 2-29 Tipos de los pares termoelectricos y sus relaciones con la temperatura

Existen pares especiales para medir temperaturas muy elevadas, como son: Rodio-iridio con rango 0-4000°F y sensibilidad de $6 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, tungsteno-renio para temperaturas de hasta 5000°F y sensibilidad de aproximadamente $6 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ y boro-grafito para 0-4500°F con $40 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$. En la mayoría de estos casos se usan técnicas de enfriamiento.

SENSORES CONDUCTORES.- Los cambios de resistencia debido a los efectos de temperatura que experimentan estos sensores están dados por la relación

$$R = R_0 (1 + a_1 T + a_2 T^2 + \dots + a_n T^n) \quad (2-48)$$

donde R es la resistencia a medir a la temperatura T.

R_0 la resistencia a $T = 0^\circ\text{C}$

a_n constantes propias del material que se determinan experimentalmente.

Las curvas presentadas en la fig. 2.30 para níquel, cobre y platino nos dan una idea de su alinealidad. Sus rangos normales de trabajo son: (-320 a 800°F), (-300 a 500°F) y (-450 a - -1850°F) respectivamente.

Para mediciones de temperatura en líquidos los elementos -- sensores van encerrados en bulbo de acero inoxidable y al descubierto, si el líquido no es corrosivo y para medir temperaturas en materiales sólidos los sensores se construyen en forma de rejilla plana o películas.

Su instalación se realiza formando un puente Wheatstone donde el principal problema es la alinealidad debido a los grandes cambios de los elementos sensores, por lo cual se recomienda que las resistencias fijas del puente sean 10 veces mayor que la resistencia del sensor.

Otro de los problemas que afectan la exactitud del puente -- son los calentamientos de las resistencias por efecto Joule el --

cual se ve disminuido si el voltaje de excitación del puente lo troceamos a una frecuencia adecuada.

SENSORES SEMICONDUCTORES.- Son conocidos como termistores y están hechos de mezclas en proporciones adecuadas de manganeso, níquel y óxido de cobalto. La relación fundamental de la resistencia con respecto a la temperatura es

$$R = R_0 e^{\beta \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)} \quad (2-49)$$

donde R es la resistencia a la temperatura T.

R_0 es la resistencia a la temperatura T_0 .

β constante característica del material.

T temperatura absoluta desconocida.

T_0 temperatura de referencia a 298°K (25°C)

El coeficiente de temperatura es negativo y está dado por: -

$$\frac{dR}{dT} / R = - \frac{\beta}{T^2} \quad (\text{°C}^{-1}) \quad (2-50)$$

El rango de operación de estos elementos es del orden de -50 a 200°C. Existen otros termistores de carbón o silicio que tienen un rango de 1 a 20°K y de germanio de .5 a 100°K.

Su conexión también se realiza en puente de Wheaststone con una resistencia en paralelo para disminuir un poco la alinealidad debido a que la resistencia decrece en forma exponencial al aumentar la temperatura.

SENSORES DE RADIACION.- Son de no contacto y operan con radiación electromagnética cuyas longitudes de onda están comprendidas en el rango del espectro visible e infrarrojo con valor de .3- a $.72 \mu\text{m}$ y 0.72 a $1000 \mu\text{m}$ respectivamente.

El principio de operación se basa en la teoría de que todo cuerpo con temperatura mayor que cero emite radiaciones electromagnéticas que en su forma ideal viene dada por la Ley de Planck,

que establece

$$W_{\lambda} = \frac{C_1}{\lambda^5 (e^{C_2/\lambda T} - 1)} \quad (2-51)$$

donde W_{λ} es la intensidad radiante hemisférica espectral en - - -
watts/cm²- μ ($\mu = 10^{-6}$ mts).

$$C_1 = 37413 \text{ (watts-}\mu^4\text{)}/\text{cm}^2$$

$$C_2 = 14388 \mu\text{-}^{\circ}\text{K}$$

λ = es la longitud de onda de radiación (μ)

T = es la temperatura absoluta a medir del cuerpo ideal (cuerpo negro).

La fig. 2.31 dá las curvas de radiación emitidas por un --- cuerpo negro para diferentes longitudes de onda con T como parámetro, obteniéndose una W_{λ} máxima a diferentes valores de λ para cada T.

Para un cuerpo real la expresión anterior se ve afectada por la emitancia, definida como la razón de la intensidad radiante --- emisférica espectral real a la ideal de un determinado cuerpo. A su vez la emitancia depende del tamaño, forma, aspereza de la superficie, ángulo visual, etc. así como también la energía radiada sufre pérdidas de la fuente al detector.

Los sensores son de dos tipos: Térmicos y de Fotones.

Térmicos.- Son elementos ennegrecidos proyectados para absorber un máximo de la radiación que llega de todas las longitudes de onda. Estas radiaciones elevan la temperatura del sensor hasta que se estabiliza para después ser medida bajo el principio de termómetro de resistencia, termistor o par termoelectrico. -- Para el caso de los dos primeros el elemento se construye en forma de película delgada u hojuelas llamadas bolómetros y los transductores fotoconductorivos antes vistos son utilizados en este caso.

Sensores de Fotones.- La radiación incidente libera electrones en la estructura detector y produce un efecto eléctrico mensu

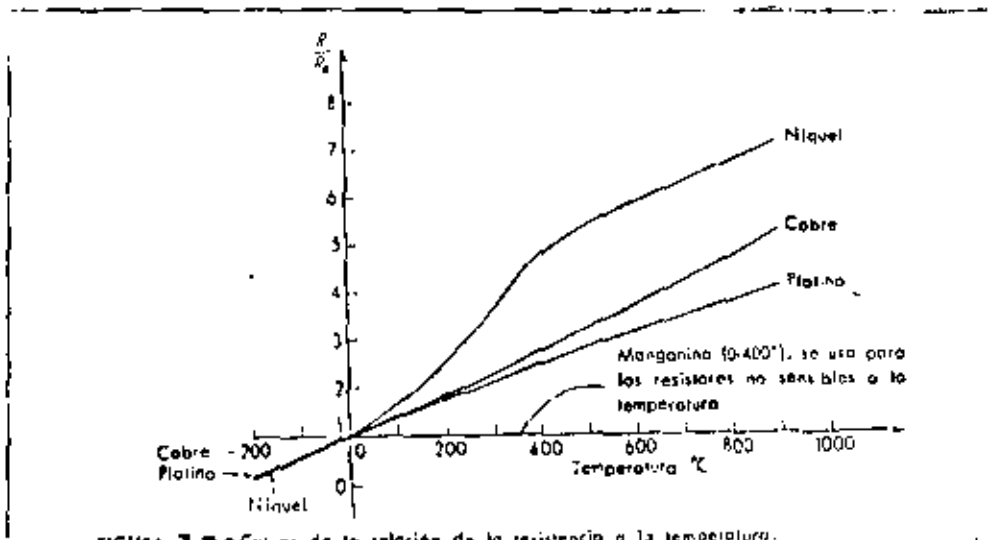


FIGURA 2-30 Curvas de la relación de la resistencia a la temperatura.

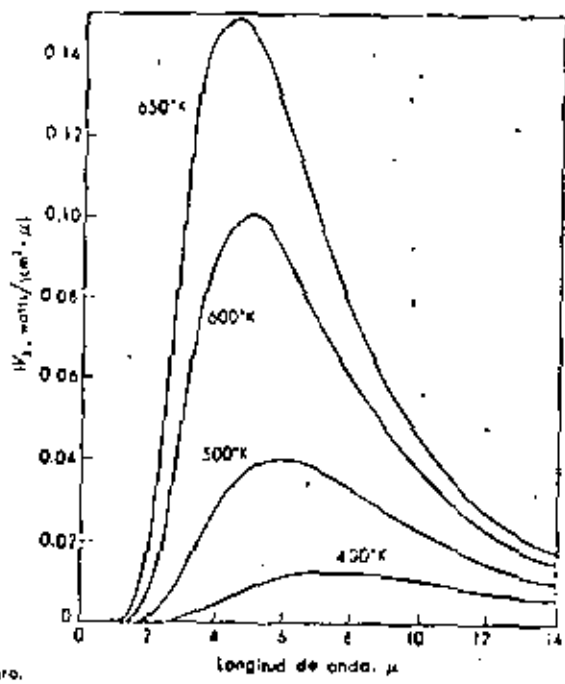


FIGURA 2-31 Radiación del cuerpo negro.

rable. Son fabricados de tal manera que trabajan en un determinado rango de longitud de onda obteniéndose una mayor velocidad en la respuesta. Estos detectores pueden funcionar como fotoconductores o como fotovoltaicos.

Las celdas fotoconductoras de sulfuro de plomo tienen unidades típicas de 1 a 35 mm². impedancia de salida de 10⁵ a 10⁶ Ω , constante de tiempo de 2 a .04 ms, responsividad de 5000 a 15000 volts/watts y potencia equivalente de ruido de 4x10⁻¹² watts.

2.13.- TRANSDUCTORES DIGITALES

Dentro de este grupo están considerados los de desplazamiento como el que se muestra en la fig. 2.32 donde la información se obtiene con contactos deslizantes si los materiales son conductores y aisladores y con cabezas magnéticas lectoras en caso de que la información se encuentre grabada magnéticamente. La fig. 2.33 es otra opción más la cual puede ser utilizada en la realización de códigos entre otras aplicaciones.

También dentro de este grupo están considerados los convertidores Analógicos-Digitales de los cuales a continuación solo se mencionan tres tipos:

Convertidores con comparadores en paralelo.- Un convertidor del tipo de comparador paralelo se muestra en la fig. 2.34 donde el número de comparadores requeridos para N bits de salida es 2^{N-1}. Para este caso N=3 y los comparadores requeridos son 7, con un error de cuantificación definido por el voltaje de referencia mínimo.

Cuando la señal de entrada es menor que la señal de referencia, la salida del comparador es un 0 y en forma contraria es un 1, los 7 bits de salida pasan a las salidas de los flip-flops -- cuando ocurre un pulso de reloj, para después ser decodificadas y transformadas a una salida de 3 bits.

Convertidores con comparadores en cascada.- El inconveniente para los convertidores anteriores es que a medida que se aumenta un bit en la salida, el número de comparadores y flip-flops

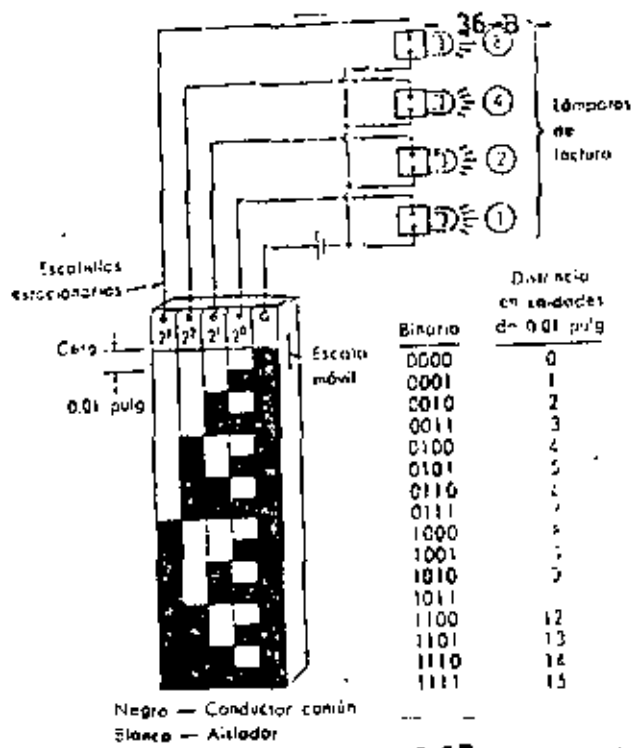


Fig. 2-33

FIGURA 2-32 Transductor digital.

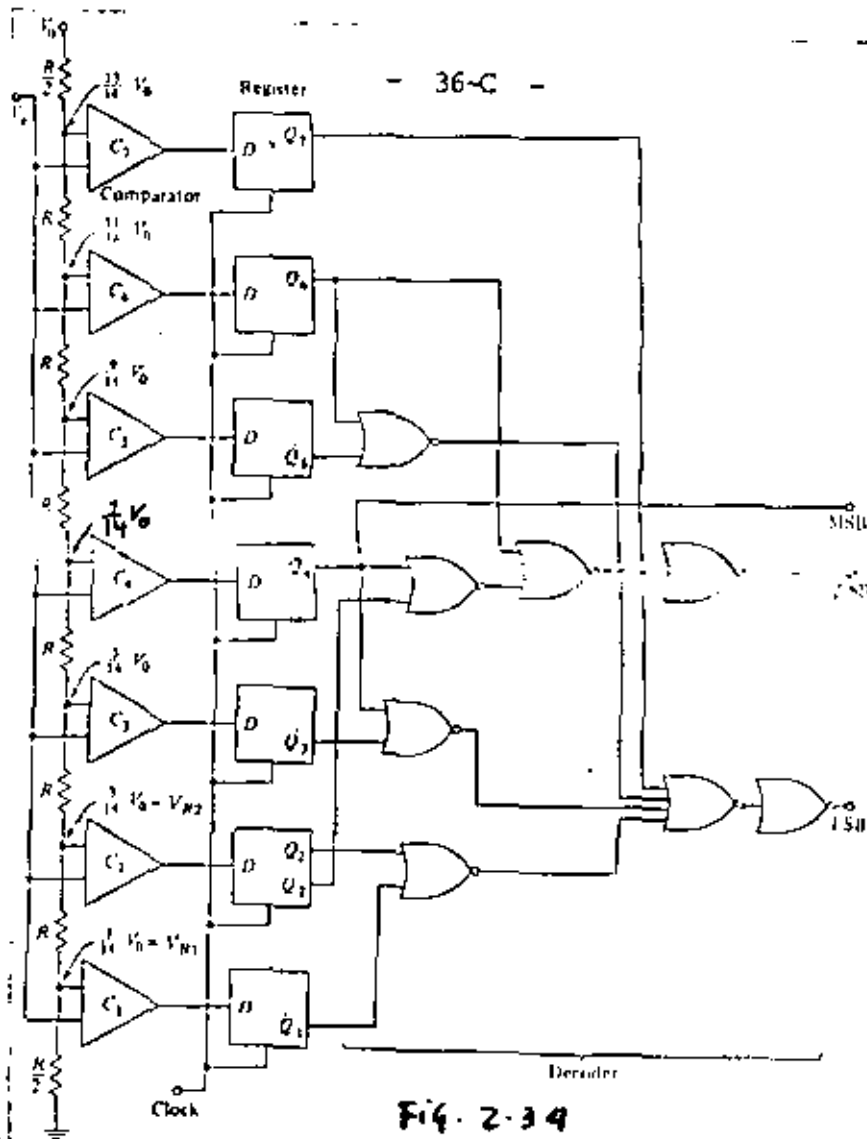


Fig. 2-34

requeridos crecen con la relación 2^{N-1} con un correspondiente incremento en compuertas del decodificador. Por lo cual una alternativa se presenta en la fig. 2.35 donde dos convertidores de tres bits a la salida trabajan en cascada.

El primer convertidor dá los tres bits más significativos mientras que un segundo proporciona los menos significativos.

Como en el caso anterior cuando V_a esta en el rango $0 - \frac{V_0}{14}$, ADC_1 no cambia de estado y $\Delta V = V_a - \tilde{V}_a =$ error de cuantificación de ADC_1 , entra como señal en ADC_2 obteniéndose los tres bits menos significativos. ADC_1 y DAC utilizan el formato de complemento a 2 para lograr que ΔV sea cero o positivo con el fin de no afectar al resultado numérico o incrementarlo.

El error de cuantificación es $\pm 1/2$ LSB y la velocidad de la misma del convertidor paralelo, puesto que DAC_1 y DAC_2 se pueden operar con el mismo reloj.

Convertidor de aproximaciones sucesivas.- La fig. 2.36 muestra un convertidor de tres bits de salida donde el principio de operación se basa en poner un valor conocido en las salidas de Q_3 , Q_2 y Q_1 que en este caso es 100 lo cual sucede -- cuando el registro de corrimiento $QA-QE$ es "1" en A , permaneciendo el resto de las salidas en cero. La cantidad 100 es -- convertida por D/A a una señal analógica proporcionando V_0 . -- La salida del comparador es "0" ó "1" dependiendo de si ----- $V_a \geq V_0$ o $V_a < V_0$ respectivamente. Cuando viene el segundo ciclo de reloj, $QB=1$ y $Q3=0$ si $CO=1$ o permanece con el estado -- anterior si $CO=0$. Este nuevo valor binario se convierte a V_0 y CO cambia o permanece en su estado dependiendo de V_a .

Cuando QD se pone en "1" se decide el estado de $Q1$ dependiendo de CO y en el próximo pulso de reloj, $QE=1$ obteniéndose el resultado final en GA , GB y GC .

Mientras el bit "1" corre de QA a QD , el valor de la muestra de V_a debe ser sostenido por el S/H y cuando $QE=1$ el S/H debe muestrear.

El voltaje de offset depende del rango de V_a y es igual al error de cuantificación $\pm 1/2$ LSB.

Valores típicos para circuitos integrados comercialmente disponible son:

disponible son:

Voltaje de entrada 0-10 volts, ± 5 volts ± 10 volts.

Exactitud de $\pm 0.02\%$ a 0.001% a escala completa.

Tiempo de conversión de $50 \mu\text{s}$ a 50 n s .

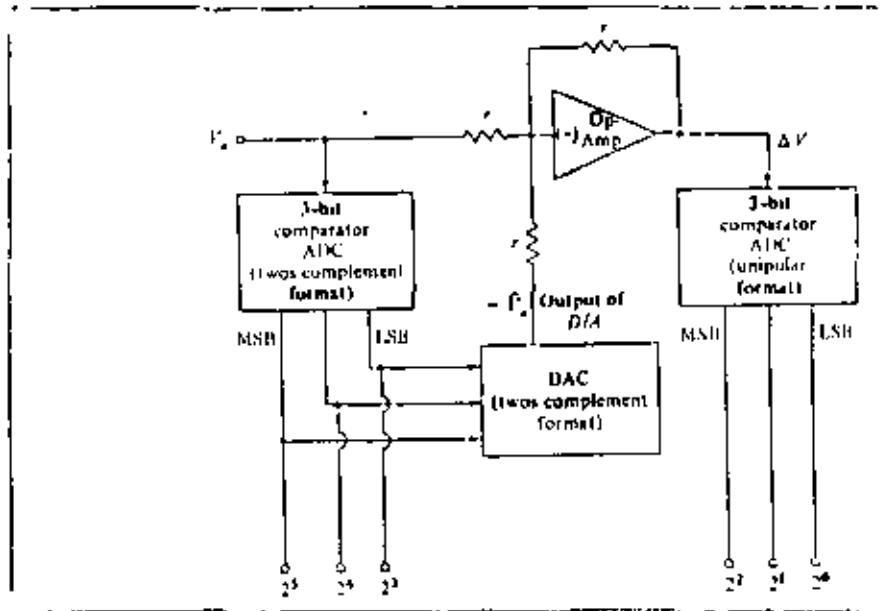


Fig. 2.35

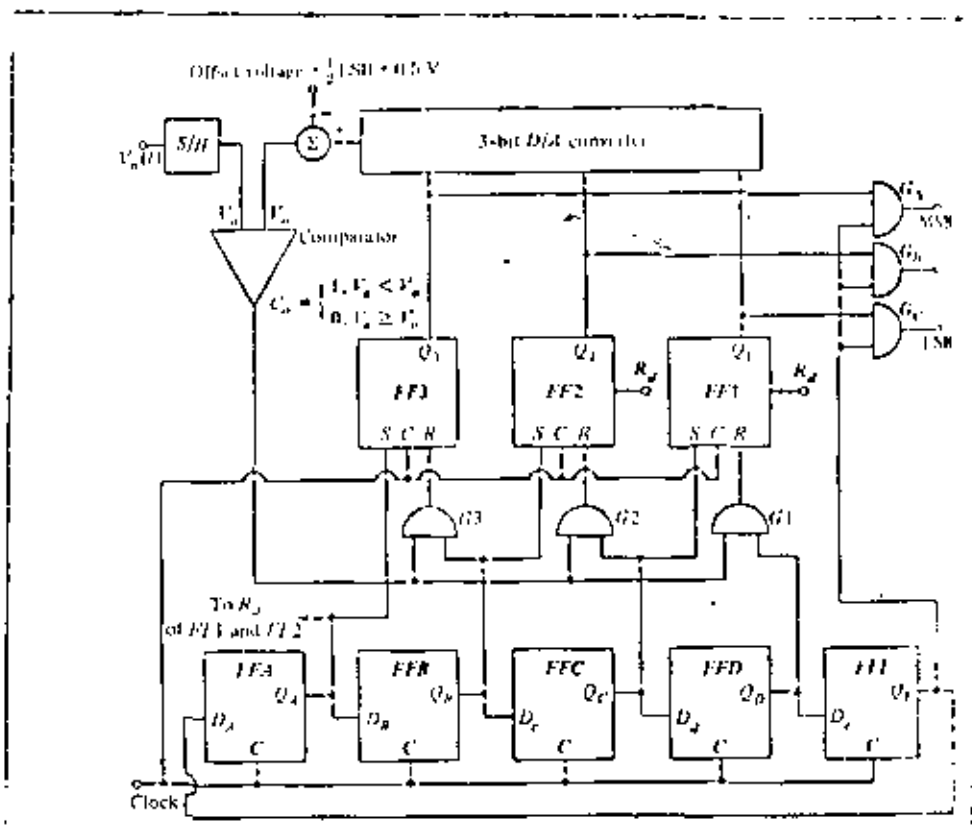


Fig. 2.36

B I B L I O G R A F I A

- 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
Brue1 & Kjaer.
- 6.- MECHANICAL VIBRATION AND SHOCK MEASUREMENTS
Jens Trampe Broch,
Brue1 & 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,
Brue1 & 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

MANEJO Y PROCESAMIENTO DE SEÑALES

M. EN I. HUGO CALLEJA GJUMLICH

MARZO, 1983

CONTENIDO

3 MANEJO / PROCESAMIENTO DE SEÑALES

3.1 Conversión Analógica/Digital y Digital/Analógica

3.1.1 Cuantificación

3.1.2 Convertidores D/A

3.1.3 Convertidores A/D

3.2.1 Ruido

3.2.2 Códigos y sistemas numéricos

Bibliografía

3.1.- CONVERSION ANALOGICA/DIGITAL Y DIGITAL ANALOGICA.

Introducción.

Los sistemas de conversión y adquisición de datos se emplean para convertir señales analógicas a alguna representación digital, a fin de que puedan ser procesadas o analizadas por una computadora, controlador digital, o algún equipo similar.

Una vez que la señal se ha procesado por medios digitales, los resultados pueden verse a forma analógica.

Se tienen entonces dos procesos de conversión: el primero de ellos que realiza la transformación de analógico a digital; y el segundo de digital a analógico. El proceso de convertir una señal analógica continua en un conjunto de valores discretos recibe el nombre de "cuantificación"; estos niveles discretos pueden identificarse por medio de un código numérico, es decir, pueden "codificarse". Al conjunto de ambos procesos (cuantificación y codificación) corresponde la función del primer tipo de conversión mencionada.

Obviamente, el segundo tipo de conversión realizará los procesos en sentido inverso: a partir de una representación digital, generará una señal analógica.

Dado que ambas conversiones están muy relacionadas, los conceptos básicos aplican para los dos tipos; se describirán inicialmente estos conceptos en términos de la función de transferencia de un convertidor analógico a digital; posteriormente se especificarán los principios de operación de las técnicas más comunes de conversión de digital a analógico; y finalmente se describirán las técnicas usadas en conversiones de digital a analógico.

3.1.1.- CUANTIFICACION:

En la figura 3.1 se muestra la función de transferencia de un cuantificador; la entrada analógica se muestra en el eje horizontal, y los niveles discretos de salida corresponden al eje vertical.

La función mostrada es una función ideal, con niveles de decisión en 0.5, 1.5, 2.5, etc. Estos niveles de decisión son conjuntos de valores que separan los niveles reales; por ejemplo: a la entrada analógica de valor 1 le corresponde el valor de salida 001; el nivel de entrada está a la mitad entre dos niveles de decisión (0.5 y 1.5 respectivamente); por lo tanto, una entrada analógica de $1+0.5$ tiene una salida de 001.

La distancia Q entre los niveles de decisión es la dimensión de la cuantificación, o dimensión de bit. Un cuantificador con un código binario de salida y " n " bits en la representación digital, tendrá 2^n niveles discretos de salida y $2^n - 1$ niveles de decisión.

Si la entrada al cuantificador se desplaza a lo largo de todo el rango de éste, y posteriormente se le restan los valores de salida, se obtendrá una señal de error. Este error se denomina "error de cuantificación", y es un tipo de error inherente al cuantificador e irreductible.

La gráfica del error se muestra también en la figura 3.1; tiene una forma de diente de sierra, y una amplitud pico a pico de magnitud Q .

La salida del cuantificador puede entonces pensarse como la entrada analógica a la cual se le ha sumado un ruido de cuantificación. Al desplazarse la señal analógica a través de todo el rango, la salida lo irá haciendo también, pero a saltos. El error será cero únicamente a la mitad entre dos niveles de decisión; el valor pico del error es $Q/2$, el valor raíz cuadrático medio correspondiente es $Q/2\sqrt{3}$.

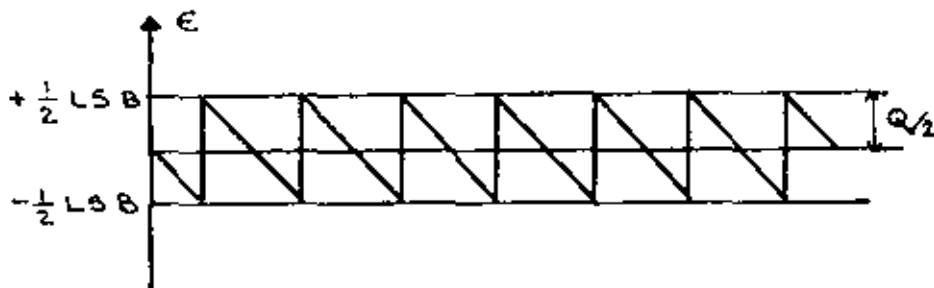
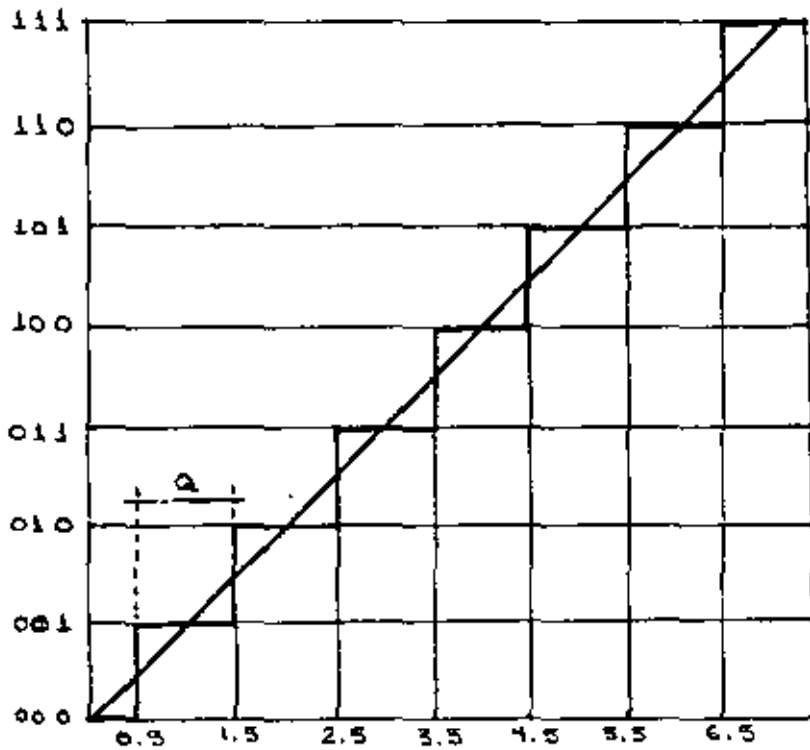
El error mencionado se encuentra presente aún en el caso ideal; en la realidad, se producen otros errores adicionales, los cuales se describen a continuación.

Error de desplazamiento (offset): este tipo de error se ilustra gráficamente en la figura 3.2; causa una translación de la función de transferencia del dispositivo y tiene el mismo signo y magnitud en todo el rango.

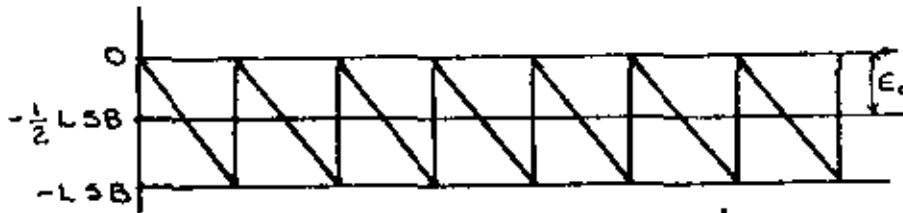
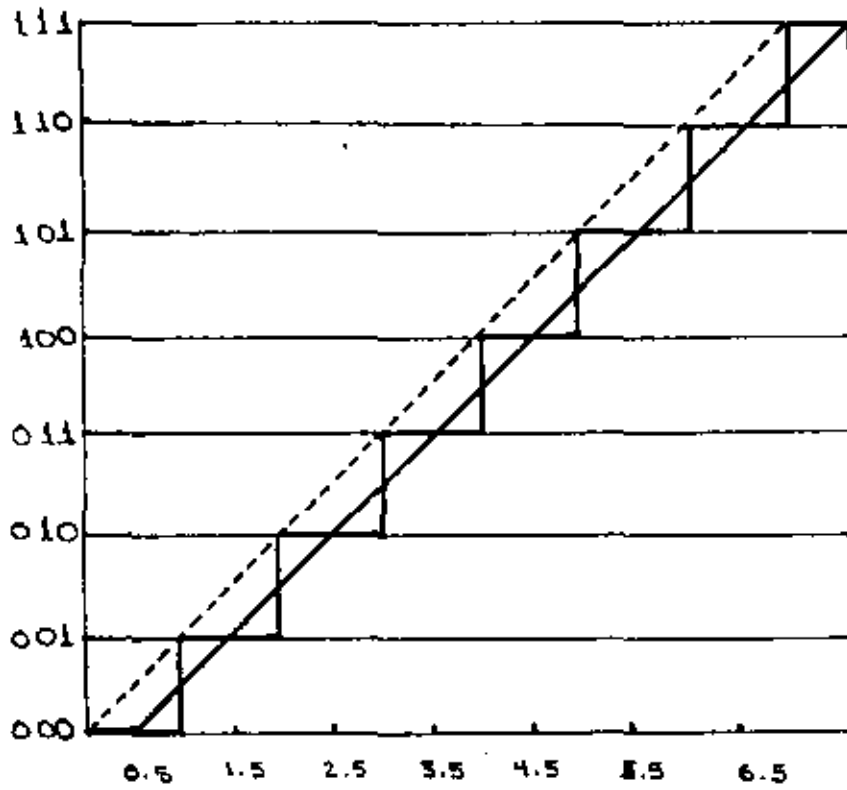
Error de ganancia: Este error se ilustra en la figura 3.3; causa una rotación de la función de transferencia, con el punto correspondiente a una entrada cero como pivote. La magnitud del error, también denominado error de rango, es proporcional al voltaje de entrada relativo al valor cero.

Error de linealidad: Este error se muestra en la figura 3.4; causa una desviación de la línea recta que pasa a través de los extremos de la característica de transferencia, en forma tal que los niveles de decisión dejan de ser uniformes.

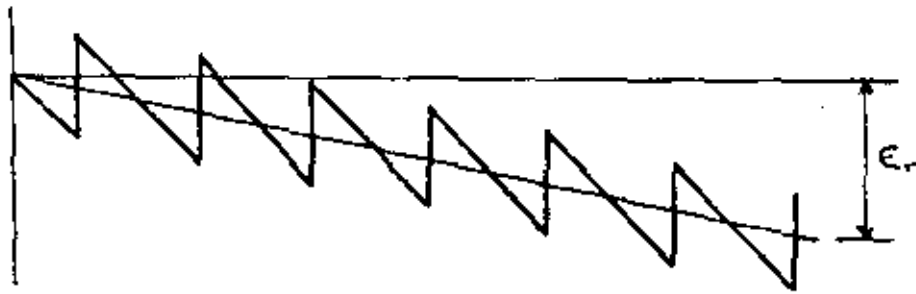
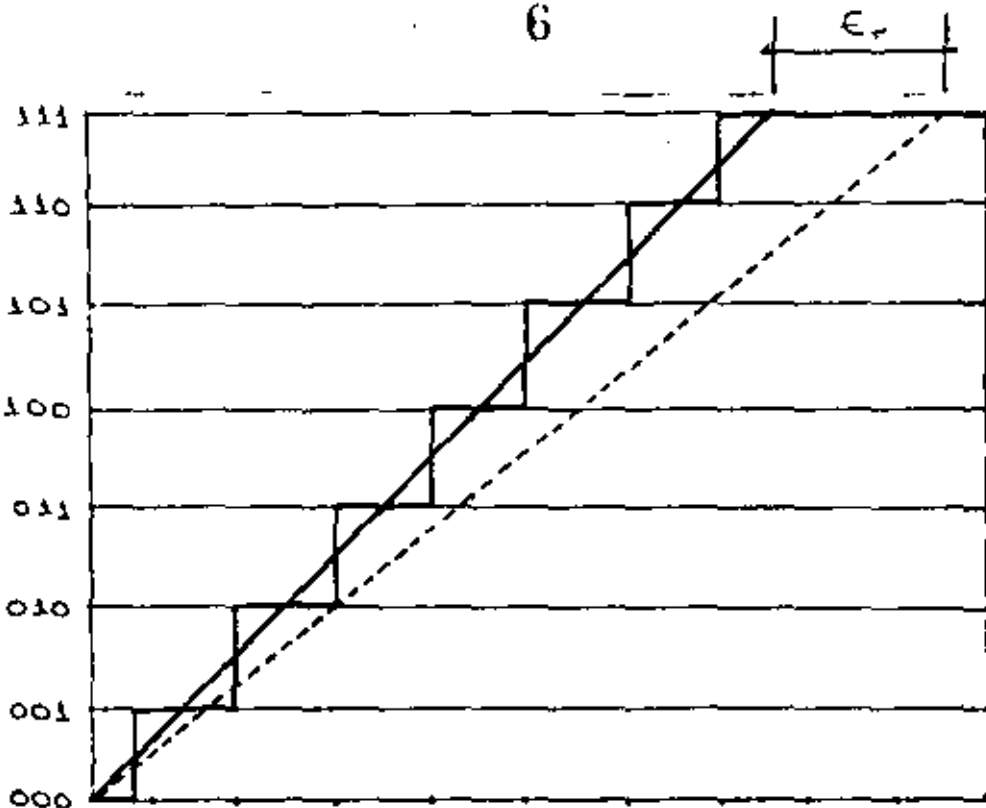
El error de linealidad produce otros errores. Si se mide la anchura de cada nivel de decisión, y a la desviación mayor con respecto a la anchura teórica se le denomina "linealidad diferencial", se tiene lo siguiente:



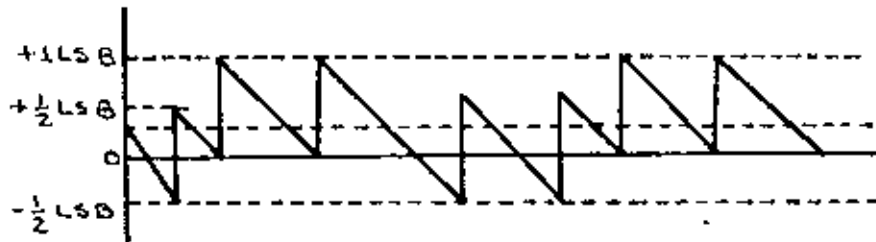
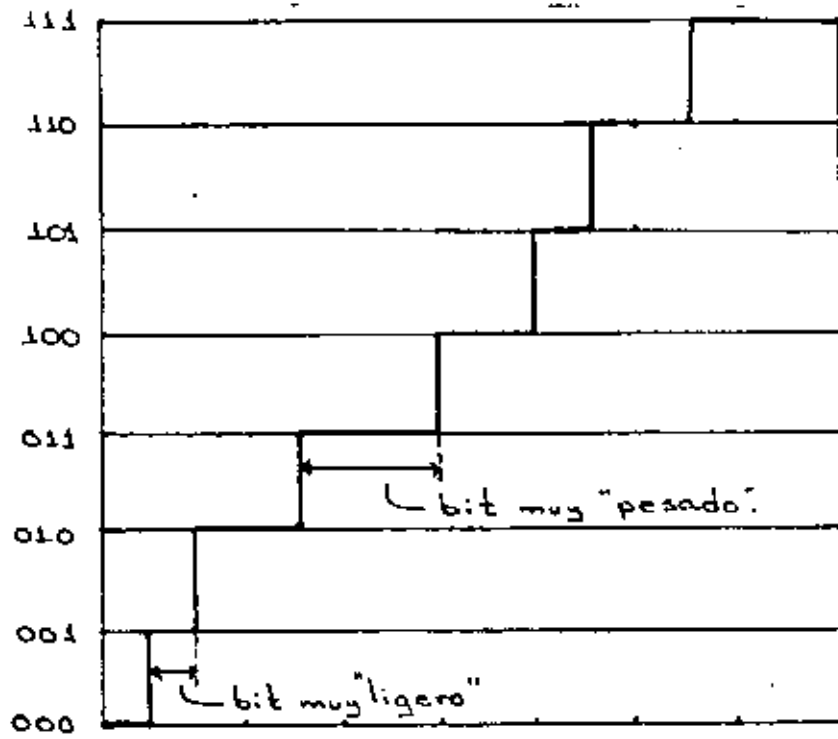
3.1.- Función de transferencia de un cuantificador ideal



3.2.- Función de transferencia de un cuantificador con error de desplazamiento (offset).



3.3.- Función de transferencia de un cuantificador con error de ganancia.



3.4.- Función de transferencia de un cuantificador con error de linealidad.

Error de monotonicidad: Este error ocurre cuando, para una entrada que aumenta a razón constante, la salida no lo hace a la misma razón; ésto ocurre cuando la linealidad diferencial es superior a un bit menos significativo (o a un nivel de decisión Q).

Por otro lado, si se define la "linealidad integral" como la mayor desviación de los niveles de decisión con respecto a la anchura teórica de éstos, expresada en términos de la escala máxima, se tiene lo siguiente:

Error por pérdida de códigos: Este error se tiene cuando a la salida del convertidor no se presentan algunos códigos digitales, a pesar de que la entrada analógica que debía generarlos si estaba presente. Este error ocurre cuando la linealidad integral excede el valor $\pm bms$ (bit menos significativo) para algún bit.

Además de los errores mencionados, resulta conveniente definir lo siguiente:

Resolución: Es la magnitud analógica más pequeña que puede distinguir un convertidor analógico/digital, o que puede generar un convertidor digital/analógico. Corresponde al valor analógico del bit menos significativo para un convertidor binario (o bien, a la anchura Q de los niveles de decisión de las gráficas anteriores).

La resolución se especifica a menudo como un porcentaje de la escala máxima (FS); en general, está dada por la siguiente ecuación:

$$\text{Resolución} = \frac{\text{Escala máxima}}{2^n}$$

donde "n" es el número de bits de la representación digital.

Precisión relativa: el error entre una entrada y una salida dadas, expresadas en función de la escala máxima, y con los errores de ganancia y de desplazamiento anulados. La exactitud relativa es función de la linealidad del dispositivo.

Precisión absoluta: El error entre entrada y salida correspondiente a los valores de escala máxima.

Debe distinguirse correctamente entre resolución y precisión; ésta última expresa que tanto se acerca el valor obtenido de la conversión al valor real; la primera expresa con cuántos dígitos se puede representar el valor dado.

3.1.2.- CONVERTIDORES DE DIGITAL A ANALOGICO.

La conversión de digital a analógico puede realizarse por medio de un número de métodos relativamente grande; estos métodos pueden englobarse en dos categorías: convertidores con salida de corriente, y convertidores con salida de voltaje.

A continuación se describen algunos de los métodos más usados en ambas categorías, y se incluye, a guisa de ejemplo, la información que proporciona un fabricante de este tipo de dispositivos.

3.1.2a.- Convertidores con salida de voltaje.

Los convertidores con salida de voltaje basan su operación en la suma de varios voltajes debidamente escalados unos con respecto a los otros.

En la figura 3.5 se muestra el diagrama a bloques de un convertidor de tres bits; este convertidor consta de un amplificador sumador y de tres resistencias, las cuales guardan la siguiente relación:

$$R_3 = 2R_2 = 4R_1 = 8R$$

a su vez, el voltaje de salida del amplificador está dado por:

$$V_0 = -R (V_a/R_1 + V_b/R_2 + V_c/R_3)$$

entonces, expresando a V_0 en términos de R :

$$V_0 = -R (V_a/2R + V_b/4R + V_c/8R)$$

Dependiendo del estado de los bits de la palabra digital que se desea convertir, los interruptores estarán conectados a los voltajes de referencia (con los bits en "1"), o a tierra (con los bits en "0"); correspondiéndole a la resistencia R_1 el bit más significativo, y a R_2 el menos significativo.

Imagine que la palabra digital a convertir es 100, en este caso $V_a = V_r$ y $V_b = V_c = 0$; entonces $V_o = V_r/2$. Si se cambia ahora la palabra a 010, $V_b = V_r$ y $V_a = V_c = 0$; por lo tanto, $V_o = V_r/4$. Finalmente se desea convertir 001, $V_a = V_b = 0$ y $V_c = V_r$; y se tiene que $V_o = V_r/8$.

Como puede verse, cada rama del sumador contribuye con una fracción ponderada binariamente, del voltaje de referencia; y cerrando y abriendo adecuadamente los interruptores se obtiene un voltaje analógico proporcional a la entrada digital.

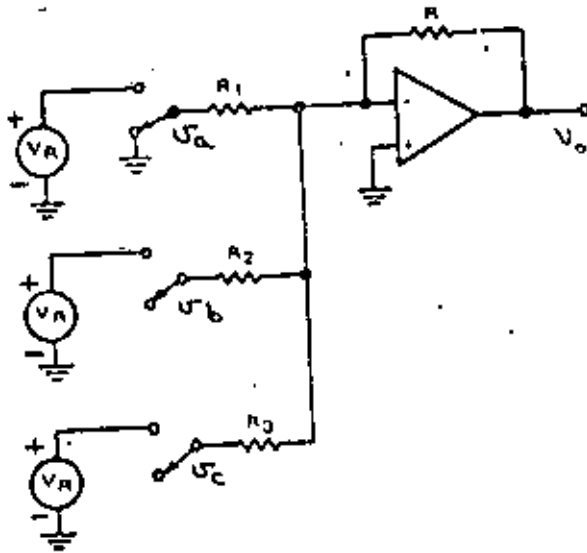
Este convertidor, aún cuando es de funcionamiento muy simple, presenta varios inconvenientes; el principal de ellos es que, conforme aumenta el número de bits de la palabra digital, se necesitan resistencias de valores mucho mayores. Por ejemplo, para un convertidor de 8 bits, la resistencia más grande es de 256 veces R .

Para resolver este inconveniente se utiliza la técnica denominada "red resistiva $R-2R$ " esta red se muestra en la figura 3.6. Tiene la característica de que la impedancia de salida es constante e independiente del número de etapas; además, mantiene la ponderación binaria de las señales de entrada, y únicamente utiliza resistencias de dos valores diferentes.

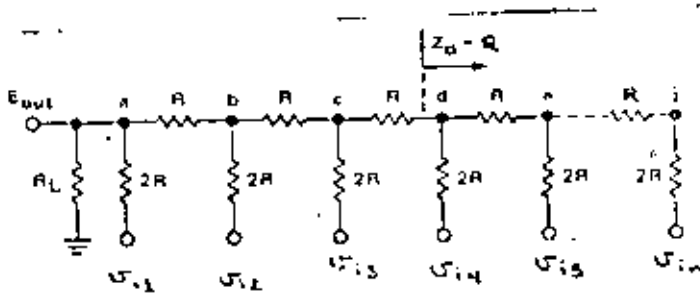
Si se supone que no existe la resistencia de carga R_L , el voltaje a la salida está dado por:

$$V_o = \frac{1}{2^n} \sum V_{i-1} 2^{i-1}$$

incluyendo el efecto de una resistencia de carga finita, V_o es:



3.5.- Convertidor digital a analógico con resistencias ponderadas binariamente.



3.6.- Red resistiva "R-2R".

$$V_o = \frac{R_L}{2^n (R_L + R)} \sum V_{i-1} 2^{i-1}$$

Si los nodos correspondientes a V_i están conectados al voltaje de referencia cuando el bit correspondiente está en "1", y a tierra cuando el bit es "0", entonces:

$$V_o = \frac{R_L}{2^n (R_L + R)} V \sum k_{i-1} 2^{i-1}$$

donde:

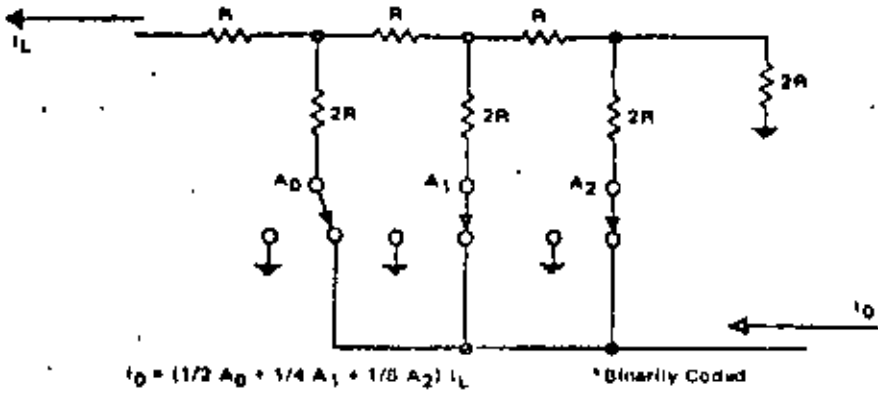
$$k_i = 1 \text{ si } V_i = V$$

$$k_i = 0 \text{ si } V_i = 0$$

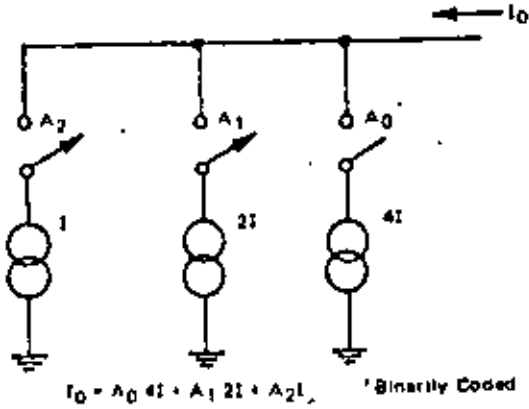
y la sumatoria representa al número en binario que se desea convertir.

Como puede verse de la ecuación anterior, el estado de los interruptores determina la salida analógica. Lo que ocurre es que al conectarse un interruptor al voltaje de referencia, se genera una corriente que se va dividiendo entre dos en cada nodo que pasa, considerando un sentido de flujo de derecha a izquierda. Así, el bit menos significativo es el más alejado de la salida; para el caso de la figura 3.6, es el bit asociado al interruptor del extremo derecho.

En la figura 3.7 se muestra una variación de la técnica $R = 2R$. El funcionamiento es similar, excepto que en este caso se conmutan corrientes en vez de voltajes; como es sabido, las corrientes pueden conmutarse más rápidamente que los voltajes. Así, la única diferencia entre los circuitos de las figuras 3.6 y 3.7 es la velocidad a la que operan.



3.7.- Red resistiva "R-2R" con fuentes de corriente.



3.8.- Convertidor de digital a analógico con salida de corriente.

3.1.2b.- Convertidores con salida de corriente.

Este tipo de convertidores puede implementarse generando corrientes ponderadas binariamente, de preferencia con ayuda de fuentes activas. En la figura 3.7 se muestra el diagrama - esquemático de un convertidor basado en esta técnica.

Las corrientes se generan por medio de fuentes independientes y, dependiendo de la posición de los interruptores - asociados con cada fuente se suman, o no, en un nodo común.

En un circuito real, los interruptores, que se controlan con la palabra digital a convertir, no necesitan ser dispositivos con estados "abierto" o "cerrado"; sino circuitos que - canalicen la corriente de la fuente hacia el nodo común, o hacia algún otro nodo del convertidor.

Este tipo de conmutación es la más rápida de que se dispone; por otro lado, las fuentes de corriente son relativamente fáciles de implementar en circuitos integrados; obteniéndose convertidores muy veloces y de excelentes características.

A continuación se incluye la hoja de datos de un convertido

DAC-HZ SERIES

FEATURES

- ▶ 12 bit Binary or 3 Digit BCD
- ▶ Pin Programmable Outputs
- ▶ Internal Reference & Output Amp.
- ▶ Glass or Metal Package
- ▶ ±15VDC Supply Only
- ▶ Fast Settling Time
- ▶ 12 Different Models

GENERAL DESCRIPTION

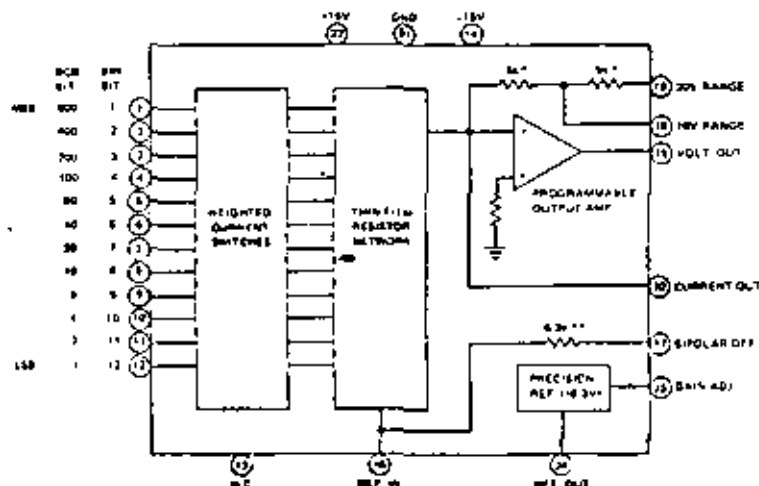
The DAC-HZ series are high performance, hybrid 12 bit binary and 3 digit BCD digital to-analog converters. These converters are manufactured in volume in Dattel Systems' modern in-house thin film hybrid facility. They are complete and self-contained with a precision internal reference and fast output operational amplifier. Pin programmable output voltage ranges are provided for a high degree of application flexibility; the output voltage ranges are 0 to +5V, 0 to +10V, ±2.5V, ±5V, and ±10V with only unipolar ranges available on the BCD models. Current output is also provided.

The internal design utilizes three quad current switches, two thin film resistor networks, a precision zener reference circuit, reference control circuit and output amplifier. The thin film resistor networks are functionally trimmed with a laser to precisely set the binary weights of the current switches. The excellent tracking of the thin film resistors in conjunction with the tightly matched current switches results in a differential nonlinearity tempco of only 2ppm/°C. Temperature coefficient of gain is ±20ppm/°C max. and tempco of zero is ±5ppm/°C of FS max. There are also two low drift models in the series with maximum gain tempco of ±10ppm/°C.

The DAC-HZ series consists of 12 different models covering the operating temperature ranges of 0°C to 70°C, -25°C to +85°C, and -55°C to +125°C. The models are available in miniature glass or metal hermetically sealed cases. Power requirement is ±15VDC at 35mA with no 5V logic supply required. Input coding is complementary binary or complementary BCD. Voltage output settling time is 3 μsec. to 1/2 LSB.

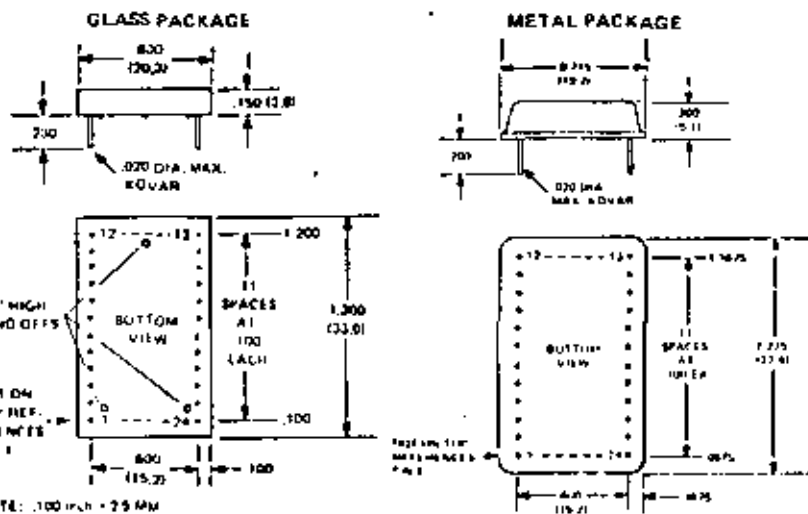
Second source devices for the DAC-HZ12 series are the Burr-Brown DAC 85 series which are pin for pin equivalents.

(ACTUAL SIZE)



* For BCD model these resistors are 4KΩ
 ** For BCD model this resistor is open circuit.

MECHANICAL DIMENSIONS - INCHES (MM)



		DAC-HZ12B (Binary)	DAC-HZ12D (BCD)																																																				
INPUTS																																																							
Resolution		12 Binary bits	3 BCD digits																																																				
Coding, unipolar output		Complementary Binary	Complementary BCD																																																				
Coding, bipolar output		Comp. Offset Bin.	-																																																				
Input Logic Level, bit ON ("0")		0V to +0.8V @ -1mA																																																					
Input Logic Level, bit OFF ("1")		+2.0V to +5.5V @ +40 μ A																																																					
Logic Loading		1 TTL load																																																					
OUTPUTS																																																							
Output Current, unipolar		0 to -2mA, $\pm 10\%$	0 to -1.25mA, $\pm 10\%$																																																				
Output Current, bipolar		± 1 mA, $\pm 10\%$	-																																																				
Voltage Compliance, load		± 2.5 V	-																																																				
Output Impedance, load, unipolar		5K ohms	*																																																				
Output Impedance, load, bipolar		2.5K ohms	-																																																				
Output Voltage Ranges, unipolar		0V to +5V 0V to +10V	0 to +2.5V 0 to +5V 0 to +10V																																																				
Output Voltage Ranges, bipolar		± 2.5 V ± 5 V ± 10 V	-																																																				
Output Current, Vout		± 5 mA min.	*																																																				
Output Impedance, Vout		.05 ohm	*																																																				
PERFORMANCE, Voltage Output																																																							
Nonlinearity		$\pm 1/2$ LSB max.	$\pm 1/4$ LSB max.																																																				
Differential Nonlinearity		$\pm 1/2$ LSB max.	$\pm 1/4$ LSB max.																																																				
Gain Error, before trimming		$\pm 0.1\%$ of FSR ¹	*																																																				
Zero Error, before trimming		$\pm 0.5\%$ of FSR ¹	*																																																				
Gain Tempo, max. ²		± 20 ppm/ $^{\circ}$ C	*																																																				
Zero Tempo, unipolar, max.		± 5 ppm/ $^{\circ}$ C of FSR ¹	*																																																				
Offset Tempo, bipolar, max. ²		± 10 ppm/ $^{\circ}$ C of FSR ¹	*																																																				
Diff. Nonlinearity Tempo		± 2 ppm/ $^{\circ}$ C of FSR ¹	*																																																				
Monotonicity		Over oper. temp. range	*																																																				
Settling Time, load to 1/2 LSB ³		300nsec.	*																																																				
Settling Time, Vout to 1/2 LSB		3 μ sec. ⁴	*																																																				
Slew Rate		20V/ μ sec.	*																																																				
Power Supply Rejection		$\pm 0.02\%$ FSR/ % Supply ¹	*																																																				
POWER REQUIREMENT																																																							
Power Supply Voltage		± 15 VDC ± 0.5 V																																																					
Quiescent Current		35mA																																																					
PHYSICAL ENVIRONMENTAL																																																							
Operating Temperature Range		0 $^{\circ}$ C to 70 $^{\circ}$ C, -25 $^{\circ}$ C to +85 $^{\circ}$ C, and -55 $^{\circ}$ C to +125 $^{\circ}$ C																																																					
Storage Temperature Range		-55 $^{\circ}$ C to +125 $^{\circ}$ C																																																					
Package Size		1.300 x 0.800 x 0.150 inches (Glass) 1.275 x 0.375 x 0.200 inches (Metal)																																																					
Package Type		Hermetically sealed glass or metal																																																					
Pin		Kovar																																																					
Weight		0.16 oz. (Glass), 0.27 oz. (Metal)																																																					
* Specifications same as first column.																																																							
<ol style="list-style-type: none"> FSR is full scale range and is 10V for 0 to +10V or -5V to +5V output; 20V for ± 10V output, etc. For models DAC-HZ12BMR-1 and DAC-HZ12DMR-1 the temperature coefficients are: Gain, ± 10ppm/$^{\circ}$C max.; Bipolar Offset, ± 5ppm/$^{\circ}$C max. Current output mode. For 2.5K or 5K feedback (2K or 4K, BCD). For 10K feedback (1K, BCD) the settling time is 4 μsec. 																																																							
<p>ORDERING INFORMATION</p> <table border="1"> <thead> <tr> <th>Model</th> <th>Temp. Range</th> <th>Case</th> <th>Price (1-@)</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>DAC-HZ12BGC</td> <td>0 to 70C</td> <td>Glass</td> <td>\$ 49.00</td> </tr> <tr> <td>DAC-HZ12BMC</td> <td>0 to 70C</td> <td>Metal</td> <td>\$ 59.00</td> </tr> <tr> <td>DAC-HZ12BGR</td> <td>-25 to +85C</td> <td>Glass</td> <td>\$ 79.00</td> </tr> <tr> <td>DAC-HZ12BMR</td> <td>-25 to +85C</td> <td>Metal</td> <td>\$ 89.00</td> </tr> <tr> <td>*DAC-HZ12BMR-1</td> <td>-25 to +85C</td> <td>Metal</td> <td>\$150.00</td> </tr> <tr> <td>DAC-HZ12BMM</td> <td>-55 to +125C</td> <td>Metal</td> <td>\$175.00</td> </tr> <tr> <td>DAC-HZ12DGC</td> <td>0 to 70C</td> <td>Glass</td> <td>\$ 49.00</td> </tr> <tr> <td>DAC-HZ12DMC</td> <td>0 to 70C</td> <td>Metal</td> <td>\$ 59.00</td> </tr> <tr> <td>DAC-HZ12DGR</td> <td>-25 to +85C</td> <td>Glass</td> <td>\$ 79.00</td> </tr> <tr> <td>DAC-HZ12DMR</td> <td>-25 to +85C</td> <td>Metal</td> <td>\$ 89.00</td> </tr> <tr> <td>DAC-HZ12DMR-1</td> <td>-25 to +85C</td> <td>Metal</td> <td>\$150.00</td> </tr> <tr> <td>DAC-HZ12DMM</td> <td>-55 to +125C</td> <td>Metal</td> <td>\$175.00</td> </tr> </tbody> </table> <p>*NOTE: Models DAC-HZ12BMR-1 and DAC-HZ12DMR-1 are low drift models with gain tempco's of ± 10ppm/$^{\circ}$C max.</p> <p>Mating Socket: DIL-3 (24 pin socket) \$1.95 ea. Trimming Potentiometers: TP10K OR TP100K at \$3.00 each.</p> <p>THE DAC-HZ12 SERIES CONVERTERS ARE COVERED BY GSA CONTRACT.</p>				Model	Temp. Range	Case	Price (1-@)	DAC-HZ12BGC	0 to 70C	Glass	\$ 49.00	DAC-HZ12BMC	0 to 70C	Metal	\$ 59.00	DAC-HZ12BGR	-25 to +85C	Glass	\$ 79.00	DAC-HZ12BMR	-25 to +85C	Metal	\$ 89.00	*DAC-HZ12BMR-1	-25 to +85C	Metal	\$150.00	DAC-HZ12BMM	-55 to +125C	Metal	\$175.00	DAC-HZ12DGC	0 to 70C	Glass	\$ 49.00	DAC-HZ12DMC	0 to 70C	Metal	\$ 59.00	DAC-HZ12DGR	-25 to +85C	Glass	\$ 79.00	DAC-HZ12DMR	-25 to +85C	Metal	\$ 89.00	DAC-HZ12DMR-1	-25 to +85C	Metal	\$150.00	DAC-HZ12DMM	-55 to +125C	Metal	\$175.00
Model	Temp. Range	Case	Price (1-@)																																																				
DAC-HZ12BGC	0 to 70C	Glass	\$ 49.00																																																				
DAC-HZ12BMC	0 to 70C	Metal	\$ 59.00																																																				
DAC-HZ12BGR	-25 to +85C	Glass	\$ 79.00																																																				
DAC-HZ12BMR	-25 to +85C	Metal	\$ 89.00																																																				
*DAC-HZ12BMR-1	-25 to +85C	Metal	\$150.00																																																				
DAC-HZ12BMM	-55 to +125C	Metal	\$175.00																																																				
DAC-HZ12DGC	0 to 70C	Glass	\$ 49.00																																																				
DAC-HZ12DMC	0 to 70C	Metal	\$ 59.00																																																				
DAC-HZ12DGR	-25 to +85C	Glass	\$ 79.00																																																				
DAC-HZ12DMR	-25 to +85C	Metal	\$ 89.00																																																				
DAC-HZ12DMR-1	-25 to +85C	Metal	\$150.00																																																				
DAC-HZ12DMM	-55 to +125C	Metal	\$175.00																																																				

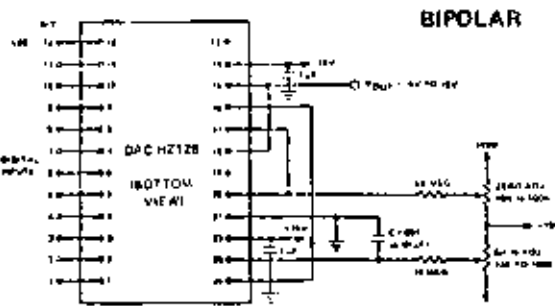
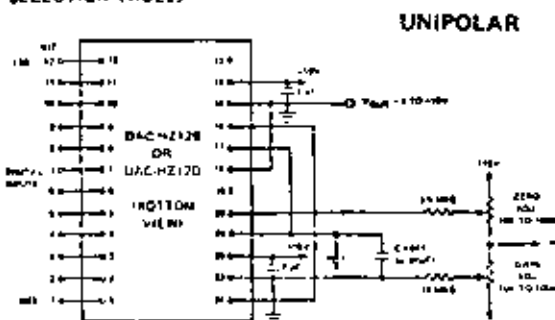
CALIBRATION PROCEDURE

1. Select the desired output range and connect the converter as shown in the Output Range Selection table and the Standard Connection diagram below.
2. To calibrate refer to the Coding Tables below. Note that complementary coding is used.
3. Zero and Offset Adjustments:
For unipolar operation set all digital inputs to "1" (i.e. 2.0 to +5.5V) and adjust the ZERO ADJ. potentiometer for zero positive full scale (for voltage out) or negative full scale (for current out) output value shown in the Coding Table. For bipolar operation (unipolar polarity) set all digital inputs to "1" and adjust the OFFSET ADJ. potentiometer for the negative full scale (for voltage out) or positive full scale (for current out) output value shown in the Coding Table.
4. Gain Adjustment:
For the bipolar mode, set all digital inputs to "0" (i.e. 0.0 to +0.8V) and adjust the GAIN ADJ. potentiometer for the positive full scale (for voltage out) or negative full scale (for current out) output value shown in the Coding Table. For the BCD mode (unipolar polarity) set each BCD digit to 0110 and adjust the GAIN ADJ. potentiometer for the positive full scale (for voltage out) or negative full scale (for current out) output value shown in the Coding Table.

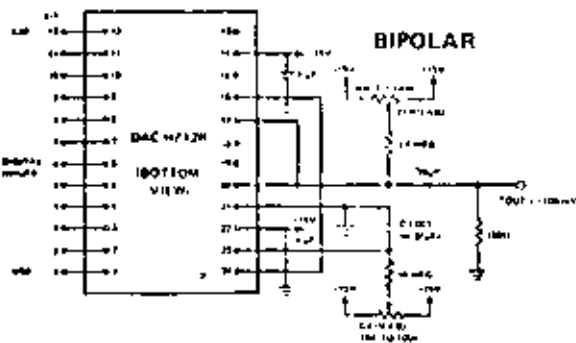
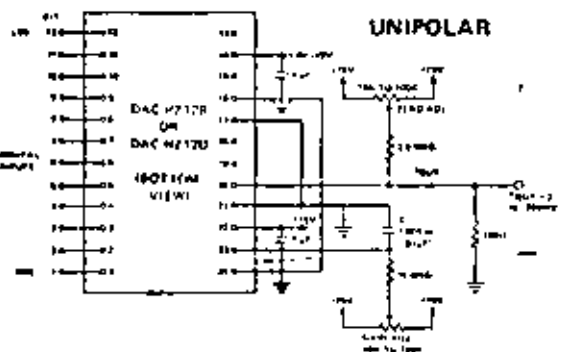
OUTPUT RANGE SELECTION

OUTPUT RANGE	CONNECT THESE PINS TOGETHER			
+10V	15 & 19	17 & 20		16 & 24
+5V	15 & 18	17 & 20		16 & 24
+2.5V	15 & 19	17 & 20	19 & 20	16 & 24
+10V	15 & 18	17 & 21		16 & 24
+5V	15 & 18	17 & 21	19 & 20	16 & 24
+1mA		17 & 20		16 & 24
+2mA		17 & 21		16 & 24
BCD RANGE	CONNECT THESE PINS TOGETHER			
-10V	15 & 19			16 & 24
+5V	15 & 19			16 & 24
+2.5V	15 & 18		19 & 20	16 & 24
+1.25MA	15 & 18			16 & 24

VOLTAGE OUTPUT IS AT PIN 15
CURRENT OUTPUT IS AT PIN 20

VOLTAGE OUTPUT CONNECTIONS
(FOR DIFFERENT OUTPUT SCALING REFER TO OUTPUT RANGE SELECTION TABLE)

CURRENT OUTPUT CONNECTIONS



CODING TABLES

UNIPOLAR OUTPUT - COMPLEMENTARY BINARY

BINARY INPUT CODE	UNIPOLAR OUTPUT RANGES			
MSB	LSB	0.10 to +5.0V	0.10 to +5.5V	0.10 to 2.0mA
1110 0000 0000	0000	+0.975V	+4.9875V	+1.9750mA
0011 1111 1111	1111	+1.5000	+3.7500	+1.5000
0111 1111 1111	1111	+5.0000	+2.5000	+1.0000
1011 1111 1111	1111	+2.5000	+1.2500	+0.5000
1111 1111 1110	1110	+0.0024	+0.0012	0.0005
1111 1111 1111	1111	0.0000	0.0000	0.0000

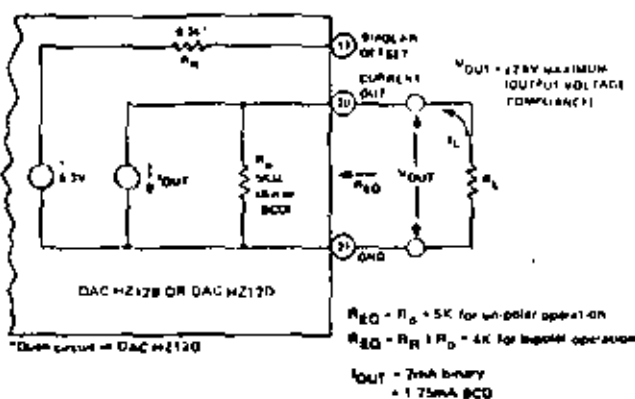
UNIPOLAR OUTPUT - COMPLEMENTARY BCD

BCD INPUT CODE	UNIPOLAR OUTPUT RANGES				
MSB	LSB	0.10 to +10V	0.10 to +5V	0.10 to +2.5V	0.10 to +1.25MA
0110 0110 0110	0110	+0.990V	+4.995V	+1.990V	+1.2468MA
0111 1010 1111	1010	+1.500	+3.750	+1.875	+0.9375
1010 1111 1111	1111	+5.000	+2.500	+1.250	+0.6250
1101 1010 1111	1010	+2.5000	+1.250	+0.625	+0.3125
1111 1111 1110	1110	+0.0100	+0.005	+0.003	+0.0013
1111 1111 1111	1111	0.0000	0.000	0.000	0.0000

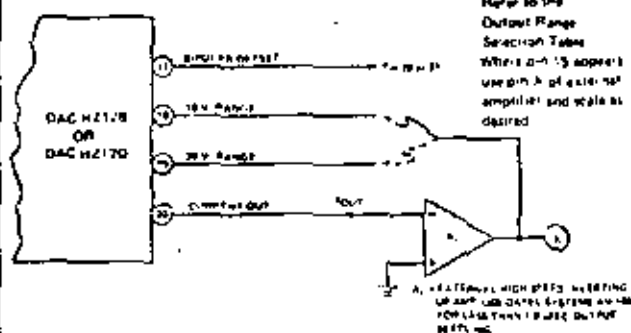
BIPOLAR OUTPUT - COMPLEMENTARY OFFSET BINARY

INPUT CODE	BIPOLAR OUTPUT RANGES				
MSB	LSB	-10V	-5V	+2.5V	+1MA
0000 0000 0000	0000	+0.9751V	+4.9876V	+1.9750V	+0.9750MA
0011 1111 1111	1111	+1.5000	+2.5000	+1.2500	+0.5000
0111 1111 1111	1111	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
1011 1111 1111	1111	-1.5000	-2.5000	-1.2500	-0.5000
1111 1111 1110	1110	-0.9751	-4.9876	-1.9750	-0.9750
1111 1111 1111	1111	-10.0000	-5.0000	-2.5000	-1.0000

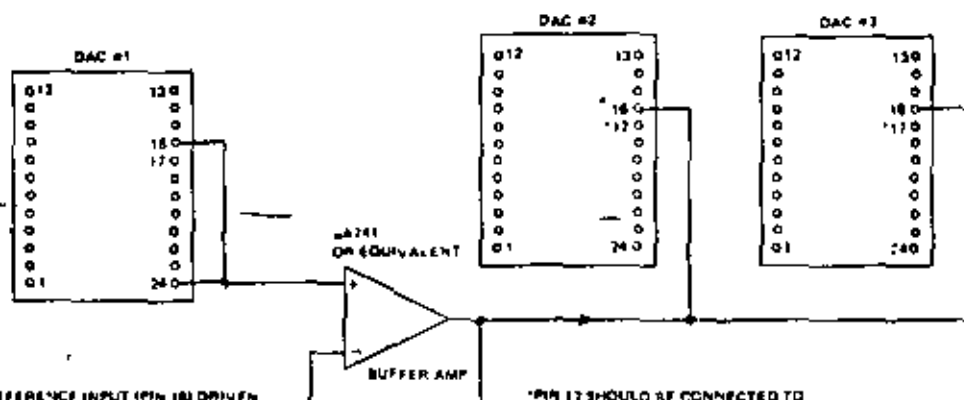
EQUIVALENT CURRENT MODE OUTPUT CIRCUIT



USE OF HIGH SPEED EXTERNAL OP AMP FOR FASTER SETTLING

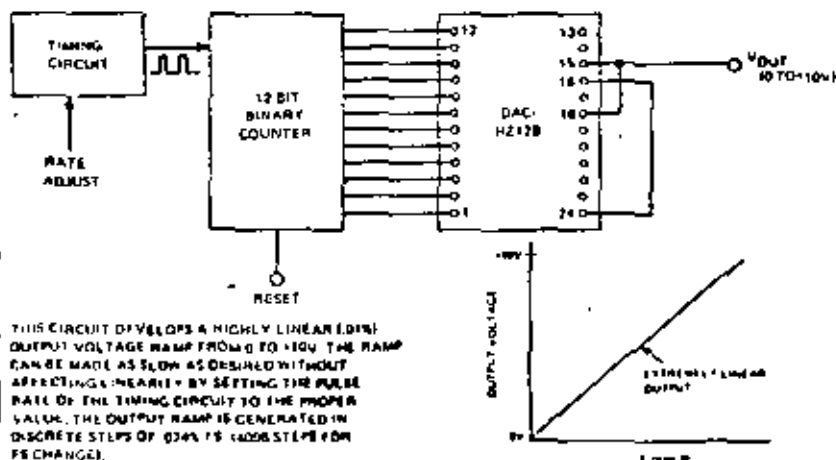


USE OF A SINGLE BUFFERED REFERENCE IN A MULTI-DAC SYSTEM FOR IMPROVED TEMPERATURE TRACKING



EACH REFERENCE INPUT (PIN 16) DRIVEN BY THE BUFFER AMP. DRAWS 125 MA IN UNIPOLAR OPERATION AND 1.125 MA IN BIPOLAR OPERATION.

PRECISION, LOW COST BASE LINE RAMP GENERATOR



INPUT/OUTPUT CONNECTIONS

PIN	FUNCTION	PIN	FUNCTION
1	BIT 1 IN	13	NO CONN
2	BIT 2 IN	14	-15VDC
3	BIT 3 IN	15	VOLT. OUT
4	BIT 4 IN	16	REF. IN
5	BIT 5 IN	17	BIPOLAR OFF
6	BIT 6 IN	18	10V RANGE
7	BIT 7 IN	19	20V RANGE
8	BIT 8 IN	20	CURRENT OUT
9	BIT 9 IN	21	GROUND
10	BIT 10 IN	22	+15VDC
11	BIT 11 IN	23	GAIN ADJ.
12	BIT 12 IN	24	REF. OUT

DATEL

3.1.3.- Convertidores de analógico a digital.

Para realizar la conversión de analógico a digital existen, como en el caso de la conversión opuesta, una infinidad de técnicas.

La variedad de técnicas abarca desde convertidores lentos y baratos hasta convertidores muy rápidos y, por lo tanto, caros.

En general, los convertidores de analógico a digital son dispositivos mucho más complejos que los convertidores opuestos. De hecho, algunos convertidores A/D incluyen dispositivos D/A entre sus elementos.

Existen varias formas de clasificar a este tipo de circuitos; por ejemplo: convertidores en lazo abierto y convertidores en lazo cerrado.

A continuación se describen algunos de los convertidores más populares, sin prestar atención a clasificación alguna, - sino únicamente identificándolos por la técnica en la cual es tán basados. Posteriormente se comparan las técnicas descritas, haciendo hincapié en que clase de aplicaciones son preferentes algunos tipos sobre los otros; y finalmente se incluye la hoja de datos de un convertidor.

3.1.3a.- Técnicas de conversión de analógico a digital.

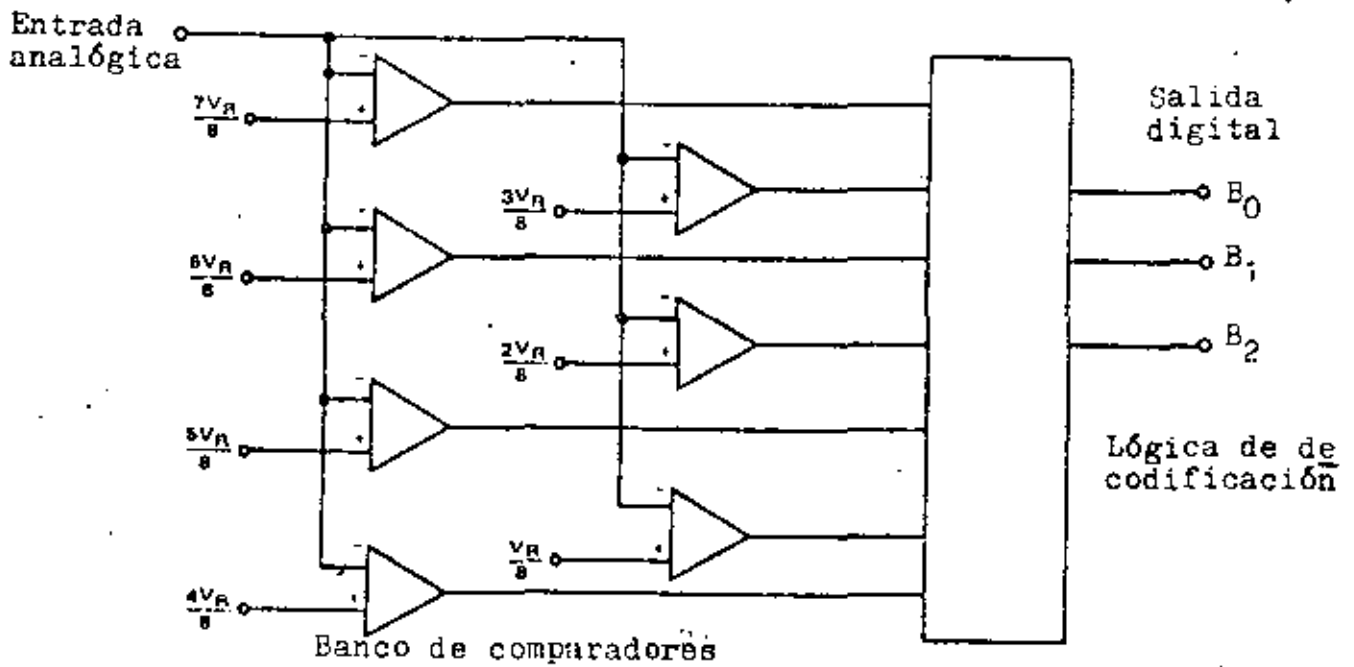
Convertidor analógico a digital en paralelo.

En el método de conversión en paralelo, todos los bits de la representación digital se determinan simultáneamente. El nombre "en paralelo" proviene de la configuración de la circuitería que se emplea: un banco de comparadores de voltaje, cada uno de los cuales corresponde a un nivel de voltaje analógico de entrada.

En esta configuración, que se muestra en la figura 3.9, para generar "n" bits de información binaria se necesitan $2^n - 1$ comparadores, cada uno de los cuales determina un nivel correspondiente a un bit menos significativo de la representación digital.

La salida del banco de comparadores ($2^n - 1$ salidas), no es una información que pueda usarse directamente, sino que es necesario convertirla a algún código binario. Para ello, es necesario agregar un bloque de codificación digital a continuación de los comparadores.

La operación del convertidor de tres bits que se muestra en la figura 3.9 es como sigue: cada comparador tiene en una de sus entradas un voltaje de referencia fijo, y en la otra se aplica el voltaje analógico a convertir; de forma que todos los comparadores cuyo nivel de referencia sea menor a la entrada, tendrán a la salida un nivel bajo. Por otro lado, los comparadores con niveles de referencia mayores al voltaje de entrada tendrán a la salida un nivel alto. A guisa de ejemplo, suponga que el voltaje de entrada tiene un valor entre $V_R/2$ y $3V_R/8$; entonces los comparadores de la derecha estarán en cero, y los de la izquierda en uno.



3.9.- Convertidor analógico a digital en paralelo.

Esta salida se convierte posteriormente a algún código binario.

El convertidor en paralelo es asíncrono por naturaleza; sin embargo, a menudo la información se obtiene de forma síncrona, a través de un banco de registros adicional. Esto se hace debido a que pueden obtenerse lecturas falsas durante los cambios de un valor a otro.

Aún cuando este convertidor es el más veloz, presenta serios problemas; entre ellos, pueden citarse los siguientes:

- Cantidad de circuitería necesaria: esto conlleva otra serie de inconvenientes, por ejemplo: alto consumo de energía; costo elevado, etc.

- Dado que se usan $2^n - 1$ comparadores, la corriente de entrada al sistema será la suma de las corrientes de polarización individuales de los comparadores; si "n" es un número relativamente grande, la corriente puede ser apreciable.

- Aún con registros en la salida digital, es posible obtener lecturas equivocadas debido a la falta de sincronía intrínseca del comparador.

Convertidor de seguimiento.

Este tipo de convertidor debe su nombre al hecho de que la salida digital "sigue" continuamente al voltaje analógico de entrada. Se emplea en aplicaciones en las cuales la señal de entrada varía constantemente.

En esta técnica, como en varias otras, se utiliza un convertidor de digital a analógico en una trayectoria de realimentación. En la figura 3.10 se muestra un diagrama de este tipo de convertidor.

Se tienen dos modos de operación: el primero de ellos es cuando el convertidor está "amarrado" con la señal analógica y la sigue continuamente; el sistema permanecerá en este modo mientras la entrada no varíe tan abruptamente que el convertidor sea incapaz de seguirla.

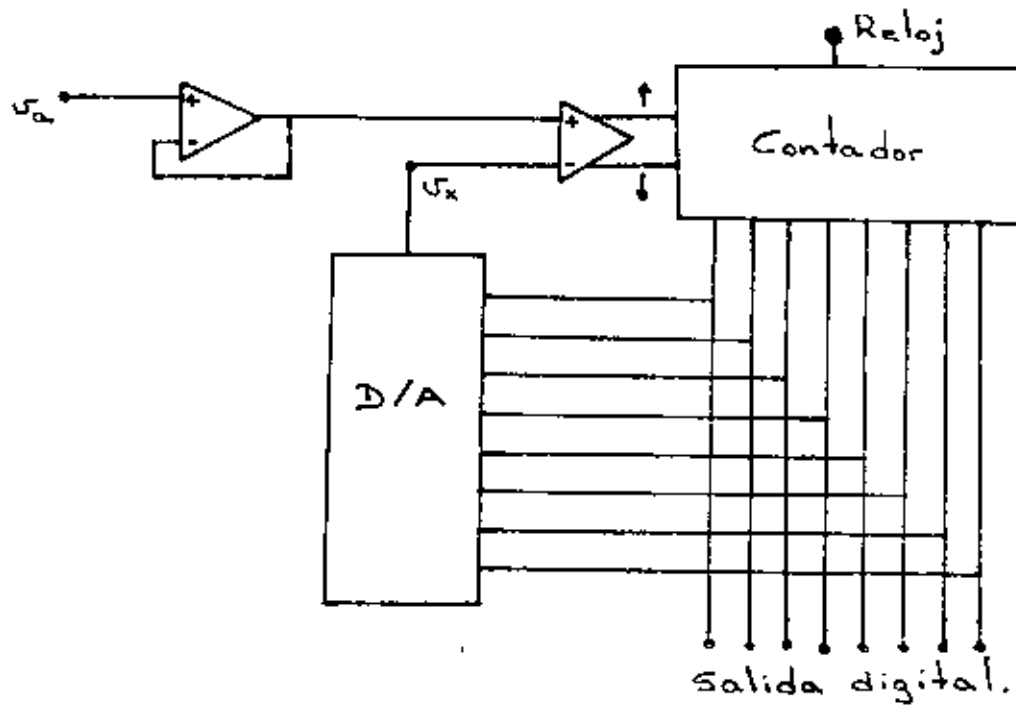
El segundo modo de operación ocurre cuando el sistema se ha energizado, o la entrada varió muy rápidamente; en estos casos el convertidor genera una escalera en la dirección de la entrada hasta que la alcanza y queda nuevamente "amarrado".

En la figura 3.11 se muestran las formas de onda que se obtienen para ambos modos de operación.

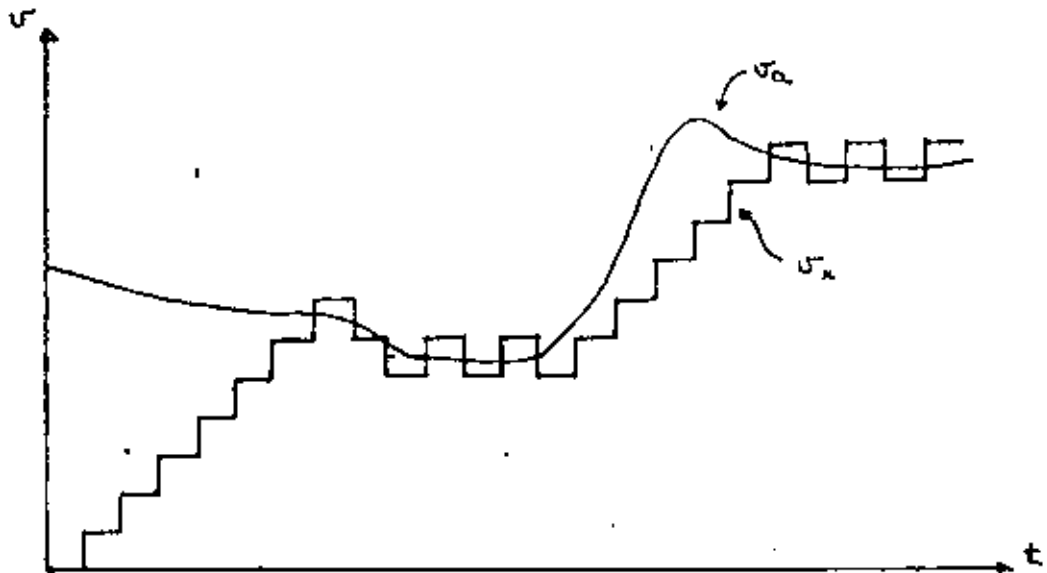
El tiempo de conversión con esta técnica es muy variable, ya que depende del modo de operación que se tenga en un instante dado. El peor caso ocurre al energizarse el sistema y la entrada tiene el valor máximo, el tiempo de conversión es entonces $2^n T$, donde "T" es el tiempo que dura cada escalón, y "n" es el número de bits de la salida digital. La operación es como sigue: el contador ascendente/descendente, en el cual está siempre presente una señal de reloj, envía al convertidor digital-analógico un número binario; este número se convierte y posteriormente se compara con la señal de entrada; si esta última está por encima del equivalente de la palabra digital, el contador se incrementará con el siguiente pulso de reloj.

Por el contrario; si la entrada está por debajo de la palabra digital, el contador se decrementará. Este proceso continúa hasta que el número binario representa a la entrada, si es que el contador aún no está "amarrado"; o bien de forma que el número binario "sigue" a la entrada.

Debe notarse que, aún cuando se tenta una entrada invariable, a la salida del convertidor se obtendrán números que varían en un bit menos significativo a cada pulso del reloj.



3.10.- Convertidor de seguimiento.



3.11.- Formas de onda en el convertidor de seguimiento

Convertidor de aproximaciones sucesivas.

El método de conversión de aproximaciones sucesivas es otra de las técnicas que utiliza un convertidor digital-analógico en una malla de realimentación. A pesar de que no es un método demasiado rápido, su costo reducido, la facilidad de construcción y características de operación compensan con creces su lentitud relativa. Actualmente es el método de conversión más empleado.

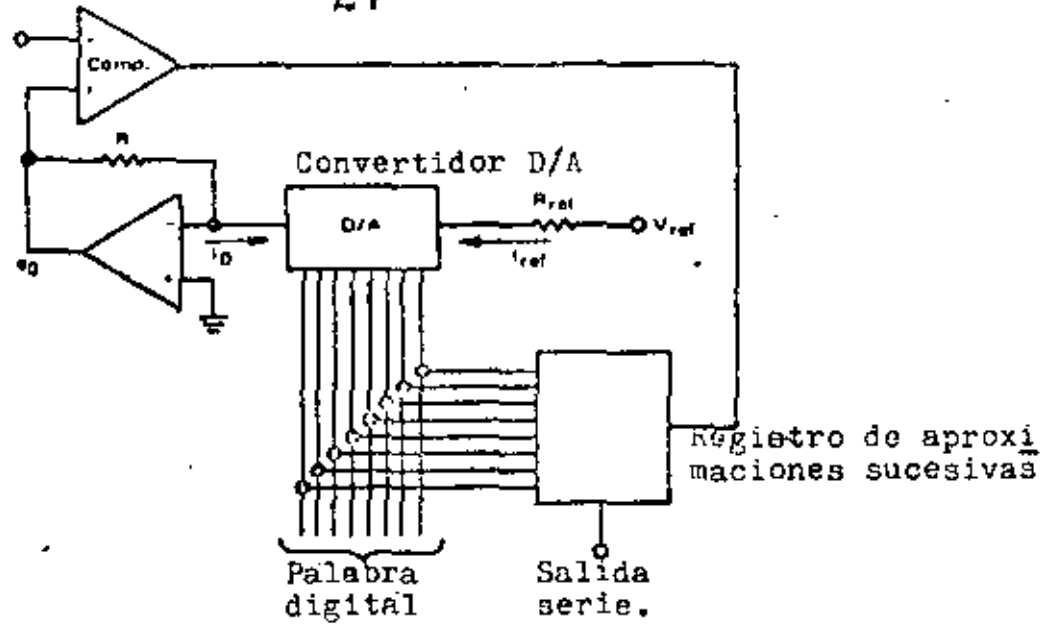
En la figura 3.12 se muestra un diagrama a bloques de este sistema. Durante la operación, los bits de entrada al convertidor digital-analógico se van habilitando uno a uno, empezando con el más significativo. El comparador da una salida que indica si la amplitud de la señal de entrada es mayor que la salida del convertidor D/A, o es menor.

Si la salida del convertidor D/A es mayor, el bit en turno se apaga; por el contrario, si es menor, se mantiene encendido. El sistema realiza esta operación con el bit más significativo primero; después con el segundo; a continuación con el tercero, etc.

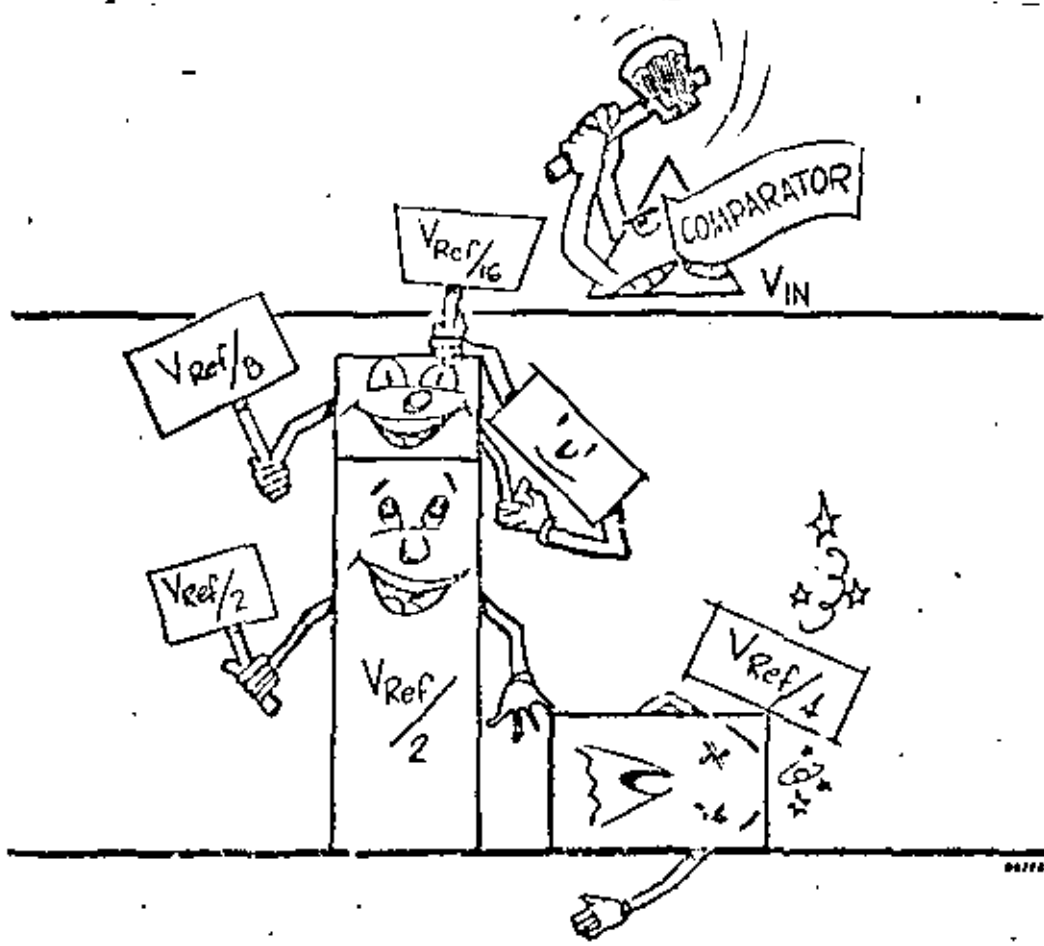
Cuando todos los bits se han generado, se tiene el resultado de la conversión.

El proceso de conversión puede comprenderse con más facilidad con ayuda de la figura 3.13. Al inicio del ciclo de conversión, el bit más significativo del convertidor D/A se habilita, presentándose al comparador un voltaje de media escala, o $V_{ref}/2$. El comparador decide cual de sus dos entradas es mayor y produce la salida adecuada: un voltaje alto si la entrada es mayor, o un voltaje bajo en el caso opuesto. Para el caso de la figura, el voltaje de entrada es mayor; por lo tanto, el bit más significativo se almacena en el registro y a continuación se enciende el segundo bit.

Entrada analógica.



3.12.- Convertidor analógico a digital de aproximaciones sucesivas.



3.13.- Principio de operación de las aproximaciones sucesivas.

Con este bit se suma un voltaje de $V_{ref}/4$ al de media escala ya presente; como la suma resulta más grande que la entrada, este bit se apaga. A continuación se opera el tercer bit ($V_{ref}/8$), como la suma es menor a la entrada, este bit se conserva.

En la figura, el registro está encendiendo el cuarto bit ($V_{ref}/16$), como la suma resultante superará a la entrada, el comparador se dispone a apagar al cuarto bit. En este ejemplo se muestran únicamente cuatro bits, pero la operación puede extenderse a tantos como se desee. Al final del ciclo, la salida del registro corresponde a la entrada analógica.

Mientras el sistema está efectuando la conversión, la salida del comparador estará variando entre dos niveles lógicos, en concordancia con los estados de los bits. Este comparador produce entonces una salida en serie durante las conversiones, y salida en paralelo entre conversiones.

A diferencia de los convertidores mencionados anteriormente, los que utilizan la técnica de aproximaciones sucesivas tienen tiempos de conversión constantes, y son síncronos. El registro que se muestra en el diagrama a bloques (denominado "registro de aproximaciones sucesivas"), es generalmente, un circuito integrado que realiza las operaciones lógicas y de almacenamiento necesarias; además, con la disponibilidad de convertidores D/A monolíticos de poco precio, este tipo de convertidores han llegado a ser lo más usados.

Convertidor semiparalelo.

Esta técnica se desarrolló para disminuir la cantidad de circuitería necesaria para implementar el convertidor paralelo normal, sin afectar en demasía el tiempo de conversión. El sistema sacrifica la velocidad pero a cambio se obtiene una reducción drástica en complejidad.

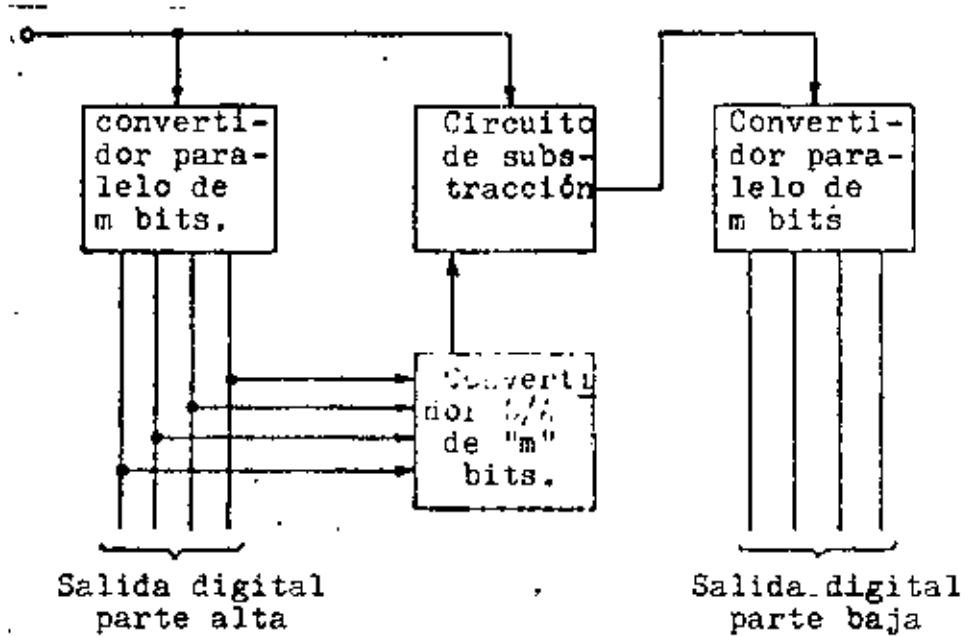
En la figura 3.14 se muestra el diagrama a bloques del convertidor semiparalelo. El sistema consta básicamente de dos convertidores paralelo de "m" bits cada uno; un convertidor D/A de "m" bits; y un circuito de substracción. La salida digital tiene una longitud de $2m$ bits.

Durante la operación, el convertidor D/A mostrado a la izquierda de la figura convierte los primeros "m" bits de la salida con la técnica paralelo ya mencionado. Estos bits no solo forman la parte más significativa de la salida, sino que además alimentan, a través del convertidor D/A, al circuito de substracción.

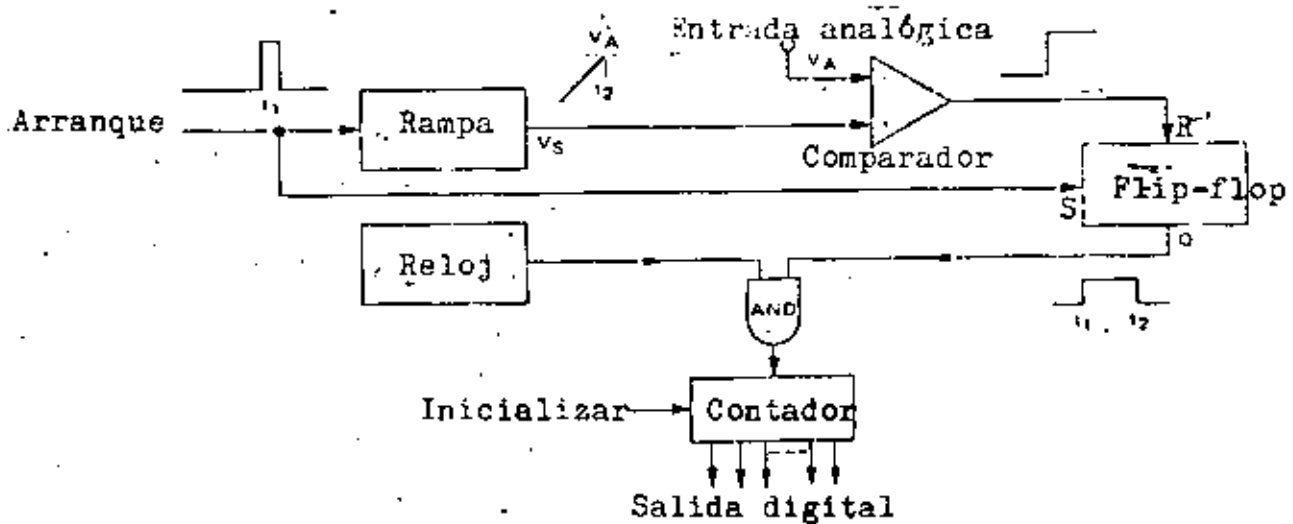
La diferencia que se obtiene se envía al segundo convertidor A/D, el cual genera los "m" bits menos significativos de la salida.

Como puede verse, el tiempo de conversión es superior al doble del tiempo correspondiente a un convertidor paralelo; a cambio, la cantidad de comparadores que se emplean se ha reducido considerablemente.

Considere a guisa de ejemplo un convertidor de ocho bits; con la técnica en paralelo se emplean 255 comparadores; con la técnica de semiparalelo, la cantidad se reduce a 30.



3.14.- Convertidor analógico a digital semiparalelo



3.15.- Convertidor analógico a digital de rampa.

Convertidor analógico a digital de rampa.

En la figura 3.15 se muestra el diagrama a bloques de este tipo de convertidor. La operación es como sigue: una señal de arranque ocasiona que el generador de rampa empiece a producir un voltaje creciente; y que el flip-flop R-S tome un nivel alto, permitiendo que los pulsos del reloj se propaguen a través de la compuerta hacia el contador.

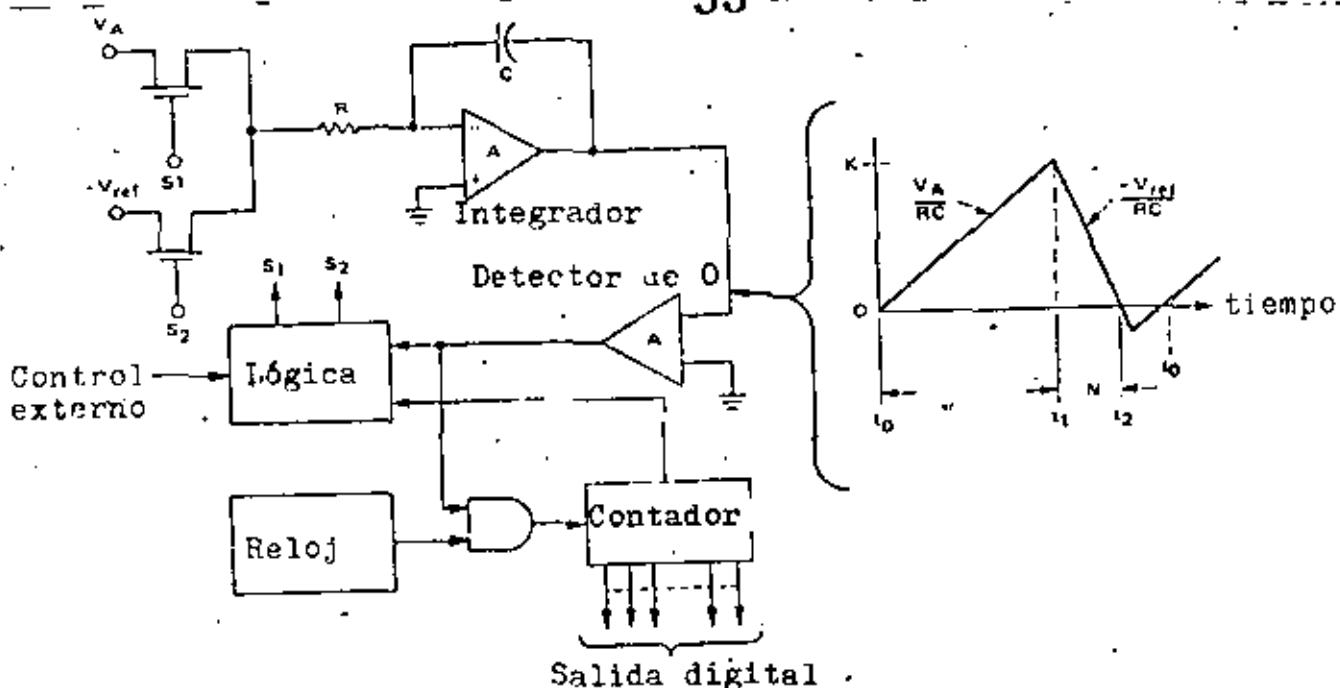
La rampa empieza en algún voltaje bajo (no necesariamente cero volts) y crece a una velocidad conocida; mientras está creciendo el contador lleva cuenta de los pulsos de reloj que ha recibido. Cuando el nivel de la rampa supera el voltaje que se trata de convertir, el comparador conmuta y limpia el flip-flop. Esto causa que los pulsos de reloj dejen de transmitirse al contador; por lo tanto, la cuenta final en este es proporcional al voltaje analógico.

Convertidor analógico a digital de doble rampa.

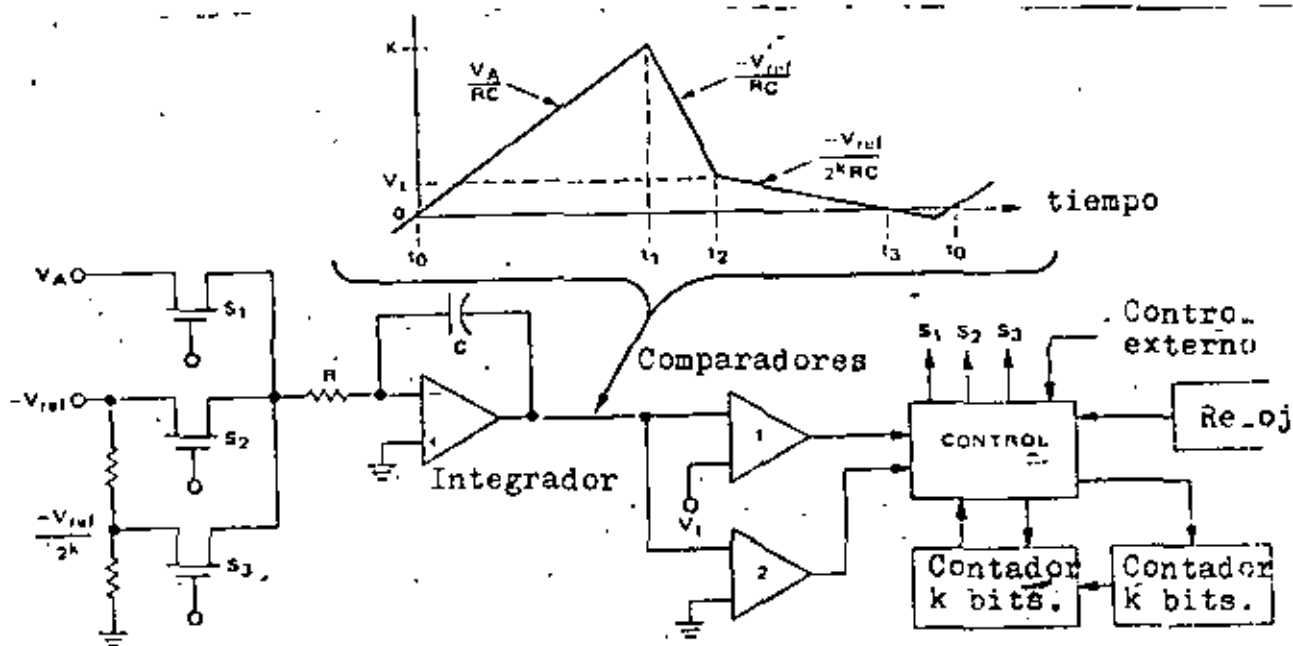
Este convertidor opera también con el principio de conversión de voltaje a tiempo; en este caso se trata tanto de integrar el voltaje desconocido como el de referencia, y comparar sus pendientes.

En la figura 3.16 se muestra el diagrama de un convertidor de este tipo. Inicialmente, tanto S_1 como S_2 están apagados; la salida del integrador está a algún voltaje negativo; y el contador está en ceros. Al encenderse S_1 se aplica el voltaje desconocido al integrador, cuando la salida de éste cruza por cero, se permite que el contador reciba los pulsos del reloj.

Cuando el contador ha alcanzado la cuenta máxima, el acarreo que se produce al siguiente pulso de reloj apaga a S_1 y enciende a S_2 ; se aplica entonces la señal de referencia al comparador y el contador, que había quedado en ceros al producirse el acarreo, cuenta nuevamente hasta que la señal de salida del integrador cruza por cero; ésto se detecta en el comparador y se detiene al contador. La cuenta que queda en éste es la representación digital del voltaje desconocido.



3.16.- Convertidor analógico a digital de doble rampa.



3.17.- Convertidor analógico a digital de triple rampa.

Convertidor analógica a digital de triple rampa.

Todo lo que se ha dicho con respecto al contador de doble rampa, aplica también para el convertidor de tres rampas. En la figura 3.17 se muestra el diagrama de un convertidor de este tipo; como en el caso anterior, esta técnica está basada en la conversión de un voltaje desconocido a un lapso fácilmente medible por medio de un contador digital; sin embargo, con la inclusión de una tercera rampa, se obtiene un sistema que opera a mucho mayor velocidad.

Durante el intervalo t_1-t_0 (vea las formas de onda que se muestran en la misma figura que el diagrama) el voltaje desconocido se integra y la rampa resultante tiene una pendiente dada por V_a/RC , donde V_a es el voltaje analógico a convertir. Como en el caso anterior, este primer lapso es fijo.

Los voltajes de referencia generan dos rampas diferentes. La primera de ellas, que correspondería a un ajuste tosco, rápidamente convierte la mayor parte del voltaje de entrada; la segunda rampa de referencia, correspondiente a un ajuste fino, se genera cuando se ha rebasado determinado nivel.

El hecho de tener dos rampas de referencia implica tener dos resoluciones; es por esta razón que se emplean dos contadores. El primero de ellos actúa durante la generación de la primera referencia y lleva cuenta de los bits más significativos; el segundo actúa con la segunda rampa y registra los bits menos significativos.

Comparación de las técnicas de conversión descritas.

De un modo simplista, las técnicas descritas podrían clasificarse en dos categorías: técnicas rápidas de conversión; y técnicas lentas.

En la primera categoría están los convertidores A/D en paralelo; en semiparalelo; y de aproximaciones sucesivas.

El convertidor en paralelo es el que posee la velocidad más alta; a cambio, tiene las desventajas inherentes a una circuitería excesivamente compleja. De hecho, este método es prohibitivo si el número de bits que se necesitan es relativamente alto.

El convertidor semiparalelo es una excelente alternativa cuando se necesita muy alta velocidad; aún cuando no es tan veloz como el anterior, la reducción en complejidad es tal que actualmente existen en el mercado circuitos integrados de 8 bits basados en esta técnica. Evidentemente, aún conserva algunos de los inconvenientes del convertidor anterior (v.g.; alto consumo de energía; conversión asíncrona; precio elevado; etc.).

El convertidor de aproximaciones sucesivas proporciona la mejor combinación de velocidad y resolución; actualmente, es la técnica más usada.

Las características de velocidad y precisión del dispositivo dependen directamente del convertidor de digital a analógico utilizado. Las velocidades típicas de conversión están en el rango de 200 a 500 nanosegundos por bit; la resolución abarca de 6 a 12 bits.

Existen en el mercado convertidores completos encapsulados en un solo paquete; además, se dispone también de los circuitos individuales necesarios (registros de aproximaciones sucesivas, comparadores y convertidores D/A) para armar un sistema que se ajuste a algunas necesidades específicas.

En la categoría de baja velocidad están los convertidores que utilizan una o más rampas. Aún cuando la disminución de la rapidez parecería un inconveniente a primera vista, en realidad no existe razón para que sea así; cuando menos, en todos los casos. De hecho, estos convertidores son menos sensibles al ruido que pueda encontrarse presente en la señal que se desea convertir, que los anteriores.

El convertidor de una sola rampa es adecuado cuando se requiere baja velocidad y una resolución también baja. Los tiempos de conversión son de varios milisegundos, típicamente; a su vez, la resolución está en el rango de 4 a 6 bits. Este método, aunque bastante barato, es sensible a la degradación de los componentes.

El convertidor de doble rampa es un refinamiento del de una sola; eliminándose muchos de los inconvenientes presentes en el anterior. Por ejemplo, los retrasos de propagación en las compuertas y en el comparador se compensan automáticamente ya que se aplican a ambas rampas por igual; asimismo, y por la misma razón, tanto los componentes del integrador y el reloj no necesitan ser de muy alta calidad. La desventaja que se conserva es la baja velocidad; sin embargo, si ésta no representa un problema, esta técnica es una alternativa excelente; existiendo en el mercado dispositivos con tiempos de conversión que van de los 300 microsegundos a los 200 milisegundos, dependiendo del número de bits; y resoluciones que abarcan de 8 a 14 bits.

El convertidor de tres rampas soluciona el problema de la velocidad en los convertidores anteriores, obteniéndose mejoras en ésta hasta de dos órdenes de magnitud; a pesar de ello, no es una técnica muy popular.

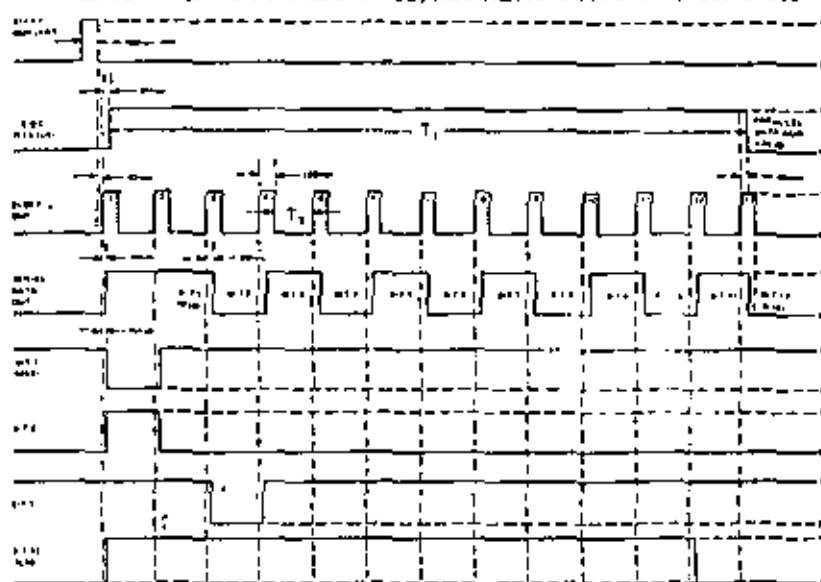
Falta únicamente por mencionar el convertidor de segui-
miento, el cual no se incluyó en ninguna de las categorías -
mencionadas. Esto se debe a que el tiempo de conversión del -
dispositivo es función del modo en el cual se encuentra ope-
rando en un momento dado. Esta técnica es especialmente útil
cuando solo se desea convertir un solo canal. Como en el caso
del convertidor de aproximaciones sucesivas, sus características
dependen del convertidor D/A que se emplee.

Debe notarse que no existe un convertidor mejor que -
otro, sino que la superioridad dependerá de la aplicación es-
pecífica. Podría mencionarse como criterio básico para selec-
cionar un convertidor no especificar más velocidad y/o resolu-
ción de las que verdaderamente se requieren.

SPECIFICATIONS		ORDERING INFORMATION																													
INPUTS		ADC HX12B	ADC HZ12B																												
Analog Input Ranges, unipolar	0 to +5V, 0 to +10V FS	0 to +5V, 0 to +10V FS																													
Analog Input Ranges, bipolar	+2.5V, +5V, +10V FS	+2.5V, +5V, +10V FS																													
Input Impedance	25K Ω to +5V, $\pm 2.5V$ 5K Ω to +10V, $\pm 5V$ 10K Ω to 0V	25K Ω to +5V, $\pm 2.5V$ 5K Ω to +10V, $\pm 5V$ 10K Ω to 0V																													
Input Impedance with Buffer	100 Megohms	100 Megohms																													
Input Bias Current of Buffer	125nA typ., 250nA max.	125nA typ., 250nA max.																													
Input Overvoltage	$\pm 15V$	$\pm 15V$																													
Start Conversion	2V min. to 5.5V max. positive pulse with duration of 100nsec. min. Rise and fall times $< 30nsec.$	2V min. to 5.5V max. positive pulse with duration of 100nsec. min. Rise and fall times $< 30nsec.$																													
	Logic "1" starts converter	Logic "1" starts converter																													
	Logic "0" initiates conversion.	Logic "0" initiates conversion.																													
	Loading 1 TTL load	Loading 1 TTL load																													
OUTPUTS¹																															
Parallel Output Data	12 parallel lines of data held until next conversion command. VOUT ("0") $< +0.4V$ VOUT ("1") $> +2.4V$	12 parallel lines of data held until next conversion command. VOUT ("0") $< +0.4V$ VOUT ("1") $> +2.4V$																													
Coding, unipolar	Complementary Binary	Complementary Binary																													
Coding, bipolar	Complementary Offset Binary	Complementary Offset Binary																													
Serial Output Data	Complementary Two's Complement	Complementary Two's Complement																													
	NRZ successive decision pulses out L, MSB first. Compl. Binary or Compl. Offset Binary Coding	NRZ successive decision pulses out L, MSB first. Compl. Binary or Compl. Offset Binary Coding																													
End of Conversion (Status)	Conversion status signal. Output is logic "1" during reset and conversion and logic "0" when conversion complete.	Conversion status signal. Output is logic "1" during reset and conversion and logic "0" when conversion complete.																													
Clock Output	Train of positive going +5V 100nsec. pulses. 600 kHz for ADC-HX12B and 1.5MHz for ADC-HZ12B (pin 17 grounded).	Train of positive going +5V 100nsec. pulses. 600 kHz for ADC-HX12B and 1.5MHz for ADC-HZ12B (pin 17 grounded).																													
PERFORMANCE																															
Resolution	12 bits (1 part in 4096)	12 bits (1 part in 4096)																													
Nonlinearity	$\pm 1/2$ LSB max.	$\pm 1/2$ LSB max.																													
Differential Nonlinearity	$\pm 1/2$ LSB max.	$\pm 1/2$ LSB max.																													
Gain Error, before adjustment	$\pm 0.1\%$	$\pm 0.1\%$																													
Zero Error, unipolar, before adj.	$\pm 0.5\%$ of FSR ²	$\pm 0.5\%$ of FSR ²																													
Offset Error, bipolar, before adj.	$\pm 0.1\%$ of FSR ²	$\pm 0.1\%$ of FSR ²																													
Temp. Coeff. of Gain	$\pm 20ppm/^{\circ}C$ max.	$\pm 20ppm/^{\circ}C$ max.																													
Temp. Coeff. of Zero, unipolar	$\pm 5ppm/^{\circ}C$ of FSR max. ³	$\pm 5ppm/^{\circ}C$ of FSR max. ³																													
Temp. Coeff. of Offset, bipolar	$\pm 10ppm/^{\circ}C$ of FSR max. ⁴	$\pm 10ppm/^{\circ}C$ of FSR max. ⁴																													
Dif. Nonlinearity Tempco	$\pm 2ppm/^{\circ}C$ of FSR ⁴	$\pm 2ppm/^{\circ}C$ of FSR ⁴																													
No Missing Codes	Over oper. 1mV range	Over oper. 1mV range																													
Conversion Time ¹ , 12 bits	20 $\mu sec.$ max.	8.0 $\mu sec.$ max.																													
10 bits ⁴	15 $\mu sec.$ max.	6.0 $\mu sec.$ max.																													
8 bits ⁴	10 $\mu sec.$ max.	4.0 $\mu sec.$ max.																													
Buffer Settling Time, 10V step	30 $\mu sec.$ to 0.1%	30 $\mu sec.$ to 0.1%																													
Power Supply Rejection	0.02% / % Supply max.	0.02% / % Supply max.																													
POWER REQUIREMENT																															
	+15VDC $\pm 0.5V$ @ 55mA	+15VDC $\pm 0.5V$ @ 55mA																													
	-15VDC $\pm 0.5V$ @ 45mA	-15VDC $\pm 0.5V$ @ 45mA																													
	+5VDC ± 0.25 @ 100mA	+5VDC ± 0.25 @ 100mA																													
PHYSICAL ENVIRONMENTAL																															
Operating Temperature Range	0 to 70°C, -25 to +85°C, or -55 to +100°C	0 to 70°C, -25 to +85°C, or -55 to +100°C																													
Storage Temperature Range	-55°C to +100°C	-55°C to +100°C																													
Package Size	1.70 x 1.10 x 0.2 inches (Glass) 1.74 x 1.14 x 0.2 inches (Metal)	1.70 x 1.10 x 0.2 inches (Glass) 1.74 x 1.14 x 0.2 inches (Metal)																													
Package Type	Hermetically sealed glass or metal	Hermetically sealed glass or metal																													
Pin	Kovar	Kovar																													
Weight	0.42 oz. (glass), 0.53 oz. (metal)	0.42 oz. (glass), 0.53 oz. (metal)																													
NOTES:																															
1. All digital outputs can drive 2 TTL loads.																															
2. Without buffer amplifier used.																															
3. FSR is full scale range and is 10V for 0 to +10V or $\pm 5V$ input and 20V for $\pm 10V$ input.																															
4. Short cycled operation.																															
		<p>1. It is recommended that the +5V power input pins (pins 16) be bypassed to ground with a 0.5μF ceramic capacitor in parallel with a 10μF electrolytic capacitor and the +5V power input pin be bypassed to ground with a 10μF electrolytic capacitor as shown in the connection diagrams. In addition, pin 22 should be bypassed to ground with a 0.1μF ceramic capacitor. These precautions will assure noise free operation of the converter.</p> <p>2. Digital Common (pin 15) and Analog Common (pin 20) are not connected together internally, and therefore must be connected as directly as possible externally. It is recommended that a ground plane be run underneath the case between the two commons. Analog ground and +5V power ground should be run to pin 20 whereas digital ground and +5V ground should be run to pin 15.</p> <p>3. External adjustment of zero or offset and gain are provided for by trimming potentiometers connected as shown in the connection diagrams. The potentiometer values can be between 10K and 100K ohms and should be 100ppm/$^{\circ}C$ ceramic types (such as Datal Systems TP series). The adjustment range is $\pm 0.2\%$ of FSR for zero or offset and $\pm 0.3\%$ for gain. The trimming pots should be located as close as possible to the converter to avoid noise pickup. In some cases, for example 8 bit short-cycled operation, external adjustment may not be necessary.</p> <p>4. Short cycled operation results in shorter conversion times where the conversion can be truncated to less than 12 bits. This is done by connecting pin 14 in the output bit following the last bit desired. For example for an 8 bit conversion, pin 14 is connected to bit 8 output. Maximum conversion times are given for short-cycled conversions of 8 or 10 bits. In these two cases the clock rate is also speeded up by connecting the clock rate output (pin 17) to +5V (10 bits) or +15V (8 bits). The clock rate should not be arbitrarily speeded up to exceed the maximum conversion rate at a given resolution, however, or missing codes will result.</p> <p>5. Note that output coding is complementary coding. For unipolar operation it is complementary binary and for bipolar operation it is complementary offset binary or complementary 2's complement. In cases where bipolar coding of offset binary or 2's complement is required, this can be achieved by inverting the analog input to the converter (using an op amp connected for gain of -1.0000). The converter then has the codes of 0000 0000 0000, and +FS-1LSB gives 1111 1111 1111.</p> <p>6. These converters dissipate approximately 2 watts of power. The case to ambient thermal resistance is approximately 25°C per watt. For ambient temperatures above 50°C, care should be taken not to restrict air circulation in the vicinity of the converter.</p>																													
		<p>ORDERING INFORMATION</p> <table border="1"> <thead> <tr> <th>MODEL</th> <th>TEMP. RANGE</th> <th>CASE</th> <th>PRICE(1.9)</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>ADC-HX12BGC</td> <td>0 to 70C</td> <td>GLASS</td> <td>\$119.00</td> </tr> <tr> <td>ADC-HX12BMR</td> <td>-25 to +85C</td> <td>METAL</td> <td>\$156.00</td> </tr> <tr> <td>ADC-HX12BMM</td> <td>-55 to +100C</td> <td>METAL</td> <td>\$185.00</td> </tr> <tr> <td>ADC-HZ12BGC</td> <td>0 to 70C</td> <td>GLASS</td> <td>\$149.00</td> </tr> <tr> <td>ADC-HZ12BMR</td> <td>-25 to +85C</td> <td>METAL</td> <td>\$185.00</td> </tr> <tr> <td>ADC-HZ12BMM</td> <td>-55 to +100C</td> <td>METAL</td> <td>\$215.00</td> </tr> </tbody> </table> <p>Mating Socket: DLS-2 (2/converter) at \$5.00/pair</p> <p>Trimming Potentiometers: TP2K, TP5K, TP10K, TP20K, TP50K or TP100K at \$3.00 each</p> <p>THESE CONVERTERS ARE COVERED UNDER GSA CONTRACT</p>		MODEL	TEMP. RANGE	CASE	PRICE(1.9)	ADC-HX12BGC	0 to 70C	GLASS	\$119.00	ADC-HX12BMR	-25 to +85C	METAL	\$156.00	ADC-HX12BMM	-55 to +100C	METAL	\$185.00	ADC-HZ12BGC	0 to 70C	GLASS	\$149.00	ADC-HZ12BMR	-25 to +85C	METAL	\$185.00	ADC-HZ12BMM	-55 to +100C	METAL	\$215.00
MODEL	TEMP. RANGE	CASE	PRICE(1.9)																												
ADC-HX12BGC	0 to 70C	GLASS	\$119.00																												
ADC-HX12BMR	-25 to +85C	METAL	\$156.00																												
ADC-HX12BMM	-55 to +100C	METAL	\$185.00																												
ADC-HZ12BGC	0 to 70C	GLASS	\$149.00																												
ADC-HZ12BMR	-25 to +85C	METAL	\$185.00																												
ADC-HZ12BMM	-55 to +100C	METAL	\$215.00																												

TIMING AND CONNECTION DIAGRAMS

TIMING DIAGRAM FOR ADC-HX12B, ADC-HZ12B OUTPUT: 101010101010

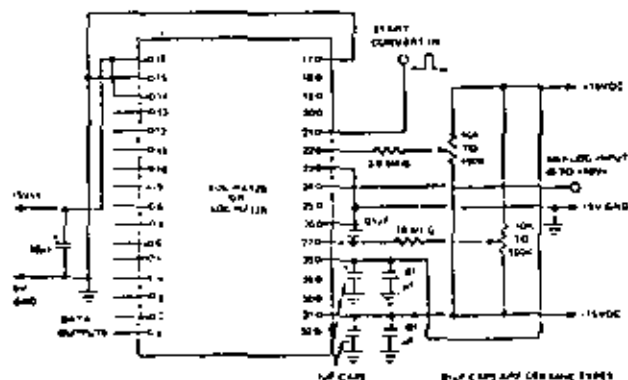


INPUT/OUTPUT CONNECTIONS

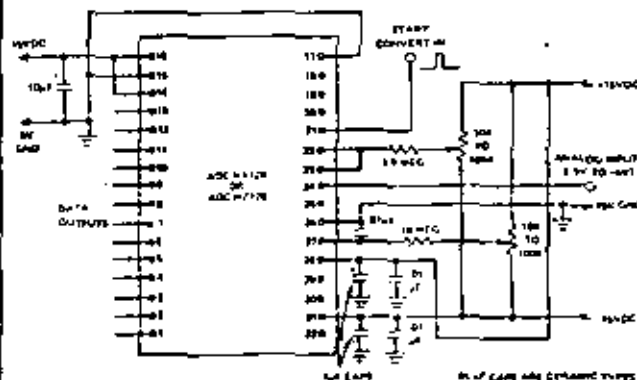
PIN	FUNCTION	PIN	FUNCTION
1	BIT 12 OUT (LSB)	17	CLOCK RATE
2	BIT 11 OUT	18	REF. OUT
3	BIT 10 OUT	19	CLOCK OUT
4	BIT 9 OUT	20	E.O.C. STATUS
5	BIT 8 OUT	21	START CONVERT
6	BIT 7 OUT	22	COMPAR. INPUT
7	BIT 6 OUT	23	BIPOLAR OFFSET
8	BIT 5 OUT	24	10V INPUT
9	BIT 4 OUT	25	20V INPUT
10	BIT 3 OUT	26	ANALOG COM.
11	BIT 2 OUT	27	GAIN ADJUST
12	BIT 1 OUT (MSB)	28	+15V POWER
13	BIT 1 OUT (LSB)	29	BUFFER OUTPUT
14	SHORT CYCLE	30	BUFFER INPUT
15	DIGITAL COM.	31	-15V POWER
16	+15V POWER	32	SERIAL OUTPUT

	ADC-HX12B	ADC-HZ12B
T_1	20 μ sec.	8.0 μ sec.
T_2	1.66 μ sec.	0.66 μ sec.

UNIPOLAR OPERATION, 0 TO +10V



BIPOLAR OPERATION, -5V TO +5V



UNIPOLAR OPERATION

INPUT RANGE		COMP. BINARY CODING		
0 TO +10V	0 TO +5V	MSB	LSB	DATA
+9.9976V	+4.9988V	0000	0000	0000
+8.7500	+4.3750	0001	1111	1111
+7.5000	+3.7500	0011	1111	1111
+5.0000	+2.5000	0111	1111	1111
+2.5000	+1.2500	1011	1111	1111
+1.2500	+0.6250	1101	1111	1111
+0.0076	+0.0012	1111	1111	1110
0.0000	0.0000	1111	1111	1111

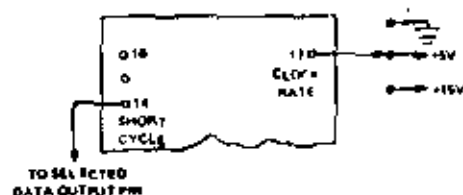
BIPOLAR OPERATION

INPUT VOLTAGE RANGE			COMP. OFFSET BINARY			COMP. TWO'S COMPLEMENT		
+10V	+5V	+2.5V	MSB	LSB	DATA	MSB	LSB	DATA
+9.9976V	+4.9976V	+2.4988V	0000	0000	0000	1000	0000	0000
+7.5000	+3.7500	+1.8750	0001	1111	1111	1001	1111	1111
+5.0000	+2.5000	+1.2500	0011	1111	1111	1011	1111	1111
0.0000	0.0000	0.0000	0111	1111	1111	1111	1111	1111
-5.0000	-2.5000	-1.2500	1011	1111	1111	0011	1111	1111
-7.5000	-3.7500	-1.8750	1101	1111	1111	0101	1111	1111
-9.9976	-4.9976	-2.4988	1111	1111	1110	0111	1111	1110
-10.0000	-5.0000	-2.5000	1111	1111	1111	0111	1111	1111

INPUT VOLT. RANGE	WITHOUT BUFFER			WITH BUFFER			
	INPUT PIN	CONNECT THESE PINS TOGETHER		INPUT PIN	CONNECT THESE PINS TOGETHER		
0 TO +5V	24	22 & 25	23 & 26	30	22 & 25	23 & 26	29 & 24
0 TO +10V	24	—	23 & 26	30	—	23 & 26	29 & 24
±2.5V	24	22 & 25	23 & 22	30	22 & 25	23 & 22	29 & 24
±5V	24	—	23 & 22	30	—	23 & 22	29 & 24
±10V	25	—	23 & 22	30	—	23 & 22	29 & 25

SHORT CYCLE OPERATION

CONNECTIONS



CLOCK RATE VS. VOLTAGE

PIN 17 VOLTAGE	CLOCK RATE	
	ADC-HX128	ADC-HZ128
0V	600 kHz	1.5MHz
+5V	720 kHz	1.8MHz
+15V	880 kHz	2.2MHz

8, 10, & 12 BIT CONVERSION

RESOLUTION	12 BITS	10 BITS	8 BITS
ADC-HX128 CONV. TIME	20 μ sec.	15 μ sec.	10 μ sec.
ADC-HZ128 CONV. TIME	8 μ sec.	6 μ sec.	4 μ sec.
CONNECT THESE PINS TOGETHER	17 & 15	17 & 18	17 & 28
	14 & 15	14 & 2	14 & 4

PIN 14 CONNECTION

RES. (BITS)	PIN 14 TO	RES. (BITS)	PIN 14 TO
1	PIN 11	7	PIN 5
2	PIN 10	8	PIN 4
3	PIN 9	9	PIN 3
4	PIN 8	10	PIN 2
5	PIN 7	11	PIN 1
6	PIN 6	12	PIN 16

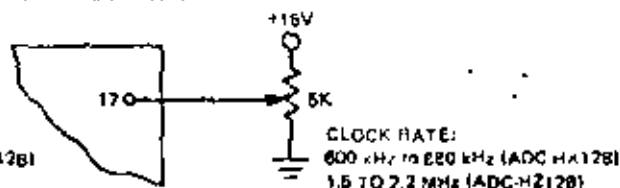
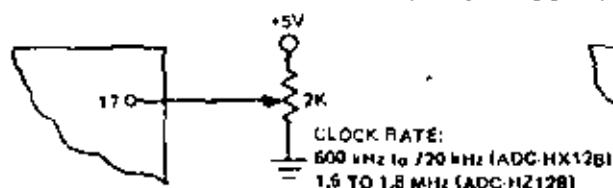
CALIBRATION PROCEDURE

- Connect converter as shown in the Standard Connection Diagrams. Use the Input Connection Table for the desired input voltage range and input impedance. Apply Start Convert pulses of 100 nsec. minimum duration to pin 21. The spacing of the pulses should be no less than the maximum conversion time.
- Zero and Offset Adjustments**
Apply a precision voltage reference source between the selected analog input and ground. Adjust the output of the reference source to the value shown in the Calibration Table for the unipolar zero adjustment (zero + $\frac{1}{2}$ LSB) or the bipolar offset adjustment ($-FS + \frac{1}{2}$ LSB). Adjust the trimming potentiometer so that the output code flickers equally between 1111 1111 1111 and 1111 1111 1110.
- Full Scale Adjustment**
Change the output of the precision voltage reference source to the value shown in the Calibration Table for the unipolar or bipolar gain adjustment ($+FS - \frac{1}{2}$ LSB). Adjust the gain trimming potentiometer so that the output code flickers equally between 0000 0000 0001 and 0000 0000 0000.

CALIBRATION TABLE

UNI-POLAR RANGE	ADJUST.	INPUT VOLTAGE
0 TO +5V	ZERO	+0.6 mV
	GAIN	+4.9982V
0 TO +10V	ZERO	+1.2 mV
	GAIN	+9.9963V
BIPOLAR RANGE		
±2.5V	OFFSET	-2.4984V
	GAIN	+2.4982V
±5V	OFFSET	-4.9988V
	GAIN	+4.9963V
±10V	OFFSET	-9.9976V
	GAIN	+9.9927V

EXTERNAL CLOCK RATE ADJUSTMENT



FEATURES

- ▶ 4 Wire Ratiometric Operation
- ▶ Single +5V Power Requirement
- ▶ Differential Inputs
- ▶ 40 dB Normal Mode Noise Rejection
- ▶ 70 dB Common Mode Rejection
- ▶ Binary or BCD Coding

GENERAL DESCRIPTION

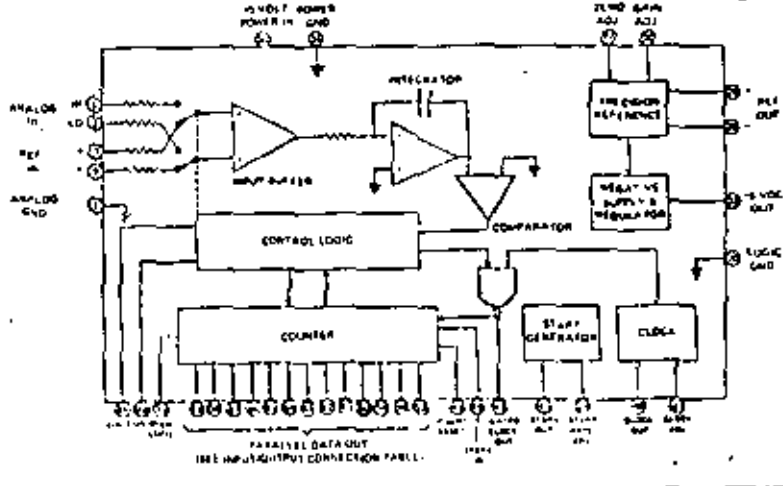
The ADC-ER series dual slope A/D converters feature ratiometric operation powered by a single +5 volt logic supply. Four-wire differential inputs give high common mode rejection with the useful capability of operating with input signal and external reference at different common mode levels. The external reference voltage can be varied over $\pm 50\%$ of nominal reference value. In addition, the conversion time can be externally adjusted to a 50 or 60 Hz period to give 40 dB minimum normal mode rejection of AC power line noise.

This series is available in 5 different models with resolutions of 8, 10, or 12 binary bits and sign and 2-1/2 or 3-1/2 BCD digits and sign. Important applications for these converters include test and instrumentation systems and signal conversion at transducer locations. Other operating features include a gated clock output with a counter reset pulse for transmitting data to an external counter; an internal start pulse generator with externally adjustable rate; and a -5VDC power output supplying up to 5mA for externally powering a transducer bridge or auxiliary amplifier.

This combination of features makes the ADC-ER an extremely versatile A/D converter for systems applications. It contains an internal precision reference of 1V for binary models and 2V for BCD models which is used for normal, non-ratiometric operation. In ratiometric operation the input switches between input signal and external reference during the conversion cycle. Full scale input signal is $\pm 1V$ for binary and $\pm 2V$ for BCD; the input common mode voltage range is $\pm 3V$.

The external reference voltage range is 0.5 to 1.5V for binary models and 1 to 3V for BCD models. Common mode rejection for both signal and reference inputs is 70 dB minimum. Optimum normal mode AC line noise rejection is achieved by external adjustment of the clock frequency to synchronize the signal integration time to either 50 Hz or 60 Hz line period. Sign-magnitude coding is used in all models.

Input power requirement is 15VDC at 250mA maximum and the module size is a low profile $3 \times 2 \times 0.4$ inches.



**MECHANICAL DIMENSIONS
 INCHES (MM)**



INPUT/OUTPUT CONNECTIONS

PIN	FUNCTION	PIN	DIGITAL OUTPUTS
1	ANALOG GROUND	86	BINARY BIT 1 (BCD DIGIT 1)
2	ANALOG IN LO	87	BINARY BIT 2 (BCD DIGIT 2)
3	REFERENCE IN	88	BINARY BIT 3 (BCD DIGIT 3)
4	REFERENCE IN	89	BINARY BIT 4 (BCD DIGIT 4)
5	ANALOG IN HI	90	BINARY BIT 5 (BCD DIGIT 5)
6	REFERENCE IN	91	BINARY BIT 6 (BCD DIGIT 6)
7	ZERO ADJUST	92	BINARY BIT 7 (BCD DIGIT 7)
8	REFERENCE OUT	93	BINARY BIT 8 (BCD DIGIT 8)
9	REFERENCE OUT	94	BINARY BIT 9 (BCD DIGIT 9)
10	GAIN ADJ.	95	BINARY BIT 10 (BCD DIGIT 10)
11	-5VDC OUT	96	BINARY BIT 11 (BCD DIGIT 11)
12	POWER GROUND	97	BINARY BIT 12 (BCD DIGIT 12)
13	+5V POWER IN	98	BINARY BIT 13 (BCD DIGIT 13)
14	CLOCK ADJUST	99	BINARY BIT 14 (BCD DIGIT 14)
15	START RATE ADJ.	100	BINARY BIT 15 (BCD DIGIT 15)
16	START OUT	101	BINARY BIT 16 (BCD DIGIT 16)
17	GATED CLOCK OUT	102	BINARY BIT 17 (BCD DIGIT 17)
18	F.D.C. (STATUS)	103	BINARY BIT 18 (BCD DIGIT 18)
19	CLOCK OUT	104	BINARY BIT 19 (BCD DIGIT 19)
20	START CONVERT	105	BINARY BIT 20 (BCD DIGIT 20)
21	COUNTER RESET	106	BINARY BIT 21 (BCD DIGIT 21)
22	LOGIC GROUND	107	BINARY BIT 22 (BCD DIGIT 22)
23	OVERLOAD	108	BINARY BIT 23 (BCD DIGIT 23)
24	SGN	109	BINARY BIT 24 (BCD DIGIT 24)

- Notes: 1. Open dots designate omitted pins
 2. 0.101 inch \pm 2.5mm
 3. Pin position tolerance is ± 0.005 from datum, non-accumulative
 4. Analog Ground, Power Ground, and Logic Ground are all connected together internally.

DATEL MODEL 1000 SERIES

APPLICATION NOTES

	ADC ER100/108/128 (BINARY)	ADC ER120/120 (BCD)
INPUTS		
Analog Input Range	±1V	±2V
Reference Input Range	+0.5 to +1.6V	+1 to +3V
Input Overvoltage, no damage	±20V	"
Input Impedance, both inputs	100 Meg. max.	"
Input Bias Current, both inputs	45nA typ., 500 nA max.	"
Common Mode Input Range	±3V min.	"
Common Mode Rejection, DC-60Hz	70 dB min.	"
Normal Mode Rejection, 50 or 60Hz	40 dB min.	"
Start Conversion	2V min. to 5.5V max. positive pulse with duration of 100 μ sec. min. Logic "1" resets converter Logic "0" initiates conversion Loading: 1 TTL load	
OUTPUTS		
Parallel Output Data	8/10/12 parallel lines	8/12 parallel lines and overrange
	Output data held until next start convert pulse. Vout ("0") < +0.4V Vout ("1") > +2.4V Loading: 8 TTL loads	
Sign	Output HI for positive input Loading: 10 TTL loads	
Overflow	Output HI for 1 input > FS	
E.O.C. (Status)	Output HI during reset and conversion and LO when conversion is complete Loading: 4 TTL loads	
Gated Clock	Output pulse train giving: N=4096 pulses N=2000 pulses	
	where N is converted counts Loading: 8 TTL loads	
Counter Reset	Pulse HI for resetting external counters Loading: 4 TTL loads	
Clock Output	Continuous clock pulses with nominal frequency of 100 kHz Loading: 1 TTL load	
Start Output	Internally generated 100 msec. start convert pulse at 2/sec. Can be externally adjusted for faster rate.	
Power Output	+5VDC ±5% @ 5mA max.	
PERFORMANCE		
Error, max.	.05% Reading ±1 count	"
Resolution	8/10/12 Bits	2 2/3 Digits
Coding	Sign Mag. Binary	Sign Mag. BCD
Temp. Coeff. of Gain, converter	+0ppm/°C max.	"
Temp. Coeff. of Gain, reference	±30ppm/°C max.	"
Temp. Coeff. of Zero	±30 μ V/°C max.	"
Internal Reference	1V ±0.1%	2V ±0.1%
Power Supply Rejection	.01%/V max.	"
Conversion Time, 60Hz period	76.6 msec. max.	43.3 msec. max.
50Hz period	90.0 msec. max.	50.0 msec. max.
Warm Up Time	5 minutes	"
POWER REQUIREMENT	+5.0VDC ±5% @ 250mA max.	
PHYSICAL ENVIRONMENTAL		
Operating Temperature Range	0°C to 70°C	"
Storage Temperature Range	-65°C to +85°C	"
Relative Humidity	Up to 100% non-condensing	
Case Size	4 x 2 x 0.4 inches (101.6 x 60.8 x 10.2 mm)	
Case Material	Blank (dially) phosphate per MIL M-14	
Pin	.020" round, gold plated, .200" lg. min.	
Weight	4 oz. max. (114 g)	

- Both analog input signal and external reference take into identical differential inputs with an electronic switch switching between the two during the conversion cycle. A bias current of typically 45nA flows out of the input terminals and must be returned to ground for single-ended operation. Analog LO and other reference input should be connected to Analog Ground. Only one reference is required for either polarity of analog input.
- Zero adjustment is required for either autozero or normal operation, but the gain adjustment is required only for normal operation using internal reference or applications where the internally trimmed accuracy of 0.1% is insufficient.
- Optimum normal mode noise rejection for AC line frequencies is obtained by externally adjusting the clock frequency to give a signal integration time equal to the line frequency period of 50 or 60 Hz. This is most easily done by using a digital counter connected to the Clock Output (pin 66). If normal mode noise is negligible or of high frequency, the adjustment is not necessary. For short term measurements an adjustment to within 0.1% of line period can be achieved, resulting in 60 dB of rejection. For longer term measurements, both line frequency and clock frequency drift slightly and a more reasonable match to within 1% results in 40 dB rejection.
- The start rate adjustment allows operating at an internally set rate of 2 conversions/sec. or at faster rates up to 23/sec.

ORDERING INFORMATION

ADC-ER

NO. OF BITS & CODING	
88	8 Binary Bits
108	10 Binary Bits
128	12 Binary Bits
80	7 1/2 BCD Digits
120	3 1/2 BCD Digits

PRICES (1-88)

ADC-ER88 \$79.00
 ADC-ER108 \$88.00
 ADC-ER128 \$99.00
 ADC-ER80 \$76.00
 ADC-ER120 \$95.00

Mounting Sockets: D1LS-2 (16/medium) \$4.00/pc
 Trimming Potentiometers:
 TP100K, TP10R at \$3.00 each

For extended temperature range operation, the following suffixes are added to the model number. Consult factory for pricing and delivery.

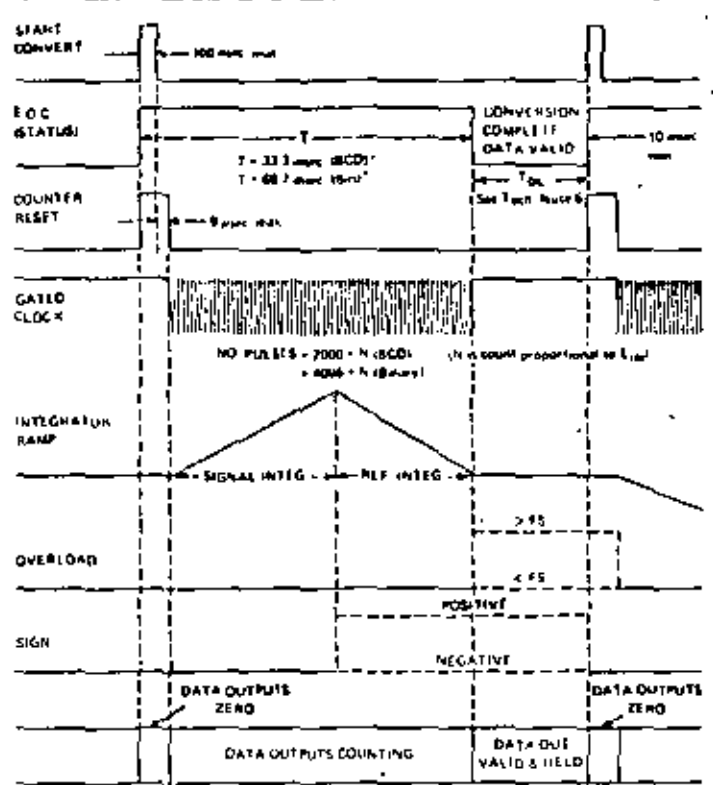
- EK -25° to +85°C operation
- EXX-1HS -55°C to +85°C operation with hermetically sealed semiconductor components.

The ADC-ER Series Converter are covered by GSA Contract

(BCD) or 12/sec. (Binary) by external adjustment. To operate with the internal start convert, pin 41 must be connected to pin 48. The converter may also be started externally by means of a 100 msec. min. start convert pulse applied directly to pin 48.

5. The -5V power output from the converter may be used to power a transducer bridge or an auxiliary input amplifier such as μ A776, LM308, or 4250 in conjunction with the +5V input power. The 5mA maximum output should not be exceeded or it will affect the operation of the converter. This output is short circuit protected to ground but should not under any circumstance be connected to +5V or any other power supply output voltage since damage to the converter will result. The -5V output is regulated to give a constant 10V difference with respect to the +5V power input with a typical tempo of ± 100 ppm/ $^{\circ}$ C.

6. Analog inputs exceeding the ± 5 V supply voltage, although they will not cause any damage up to ± 20 V, will cause the input switch to malfunction. This will cause the overload output to remain high and the sign output may be invalid. If inputs exceeding ± 5 V are to be encountered in an application, it is recommended that clamping diodes be used from the inputs to ± 5 V. Overload recovery time, T_{OL} , after a ± 5 V input overload is 30 msec. for all BCD models and 50 msec. for all binary models. See timing diagram.



*When synchronized to 50 Hz period. For 50 Hz period: $T = 40.0$ msec. (BCD), $T = 80.0$ msec. (BIN)

BCD CODING

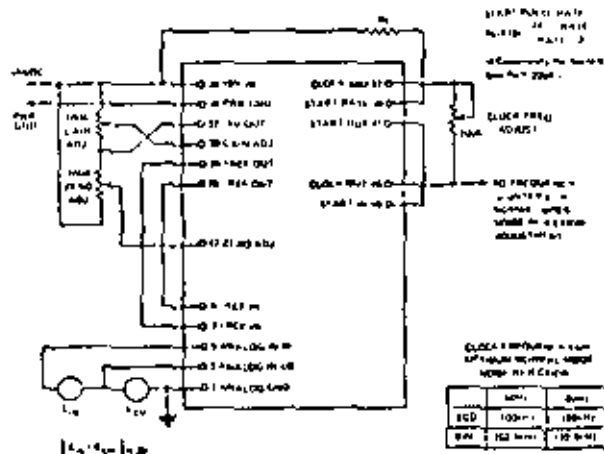
SCALE	2 1/2 DIGIT		3 1/2 DIGIT	
	INPUT (±)	OUTPUT CODE	INPUT (±)	OUTPUT CODE
FS-1 LSD	1.99V	1 1001 1001	1.999V	1 1001 1001 1001
3/4 FS	1.50V	1 0101 0000	1.500V	1 0101 0000 0000
1/2 FS	1.00V	1 0000 0000	1.000V	1 0000 0000 0000
1/2 FS-1 LSD	0.99V	0 1001 1001	0.999V	0 1001 1001 1001
1/4 FS	0.50V	0 0101 0000	0.500V	0 0101 0000 0000
1 LSD	0.01V	0 0000 0001	0.001V	0 0000 0000 0001
0	0.00V	0 0000 0000	0.000V	0 0000 0000 0000

BINARY CODING

SCALE	8 BIT		10 BIT		12 BIT	
	INPUT (±)	CODE	INPUT (±)	CODE	INPUT (±)	CODE
FS-1 LSB	.998V	1111 1111	.9990V	1111 1111 11	.99976V	1111 1111 1111
7/8 FS	.875V	1110 0000	.8750V	1110 0000 00	.87500V	1110 0000 0000
3/4 FS	.750V	1100 0000	.7500V	1100 0000 00	.75000V	1100 0000 0000
1/2 FS	.500V	1000 0000	.5000V	1000 0000 00	.50000V	1000 0000 0000
1/4 FS	.250V	0100 0000	.2500V	0100 0000 00	.25000V	0100 0000 0000
1/8 FS	.125V	0010 0000	.1250V	0010 0000 00	.12500V	0010 0000 0000
1 LSB	.004V	0000 0001	.0010V	0000 0000 01	.00024V	0000 0000 0001
0	.000V	0000 0000	.0000V	0000 0000 00	.00000V	0000 0000 0000



STANDARD CONNECTIONS AND CALIBRATION



CALIBRATION

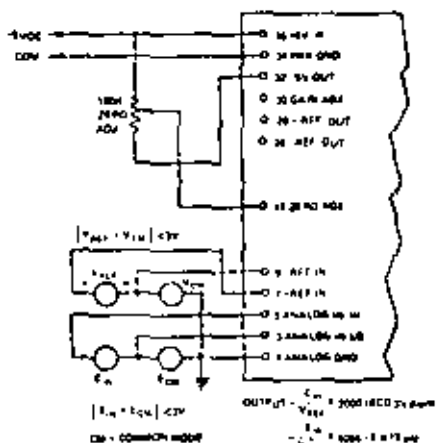
1. Confirm the converter as shown in the diagram. Allow a 5 minute warm up before making final adjustments.
2. Zero Adjustment. Short together Analog In HI (pin 5), Analog In LO (pin 7), and Analog Ground (pin 11). Adjust zero trimming potentiometer to obtain a flickering Stop (pin 23) and logic zero on all parallel data output lines.
3. Gain Adjustment. Apply a precision reference input voltage between Analog In HI (pin 5) and Analog In LO (pin 7) with the latter connected to Analog Ground (pin 11). Set the precision reference to a voltage near full scale (see coding label) and adjust the gain trimming potentiometer to give the correct digital output code.

NOTE: The gain adjustment is internally trimmed to within $\pm 0.1\%$ accuracy. If this accuracy is not needed, then pin 30 should be left open. The gain adjustment is not necessary for logarithmic operation.

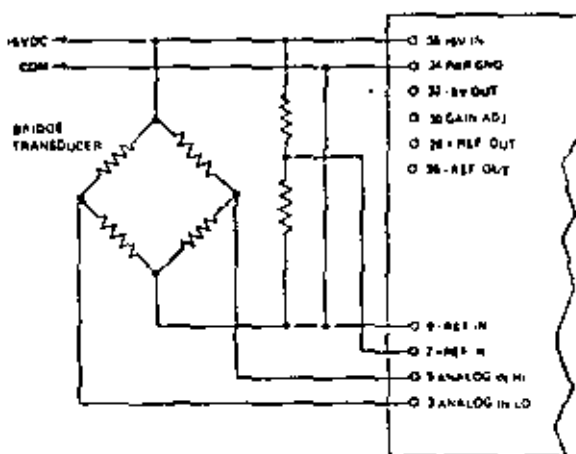
ADJUSTMENT OF CLOCK FREQUENCY AND START RATE

1. To obtain optimum analog mode noise rejection at either 50 or 60 Hz, the Clock Frequency Adjustment potentiometer should be adjusted to give the appropriate clock frequency shown in the table. This is most easily done using a frequency counter connected to the Clock Out (pin 46). Although a 200kΩ adjustment potentiometer gives a full range of adjustment, most desirable adjustment is achieved by a 10kΩ trimming potentiometer in series with an appropriate fixed resistor - adjust.
2. The internal start pulse generator operates at a nominal rate of 2 pulses/second with no connection to pin 39. To increase the conversion rate a resistor may be connected as shown from pin 39 to +5V as illustrated in the calibration diagram.

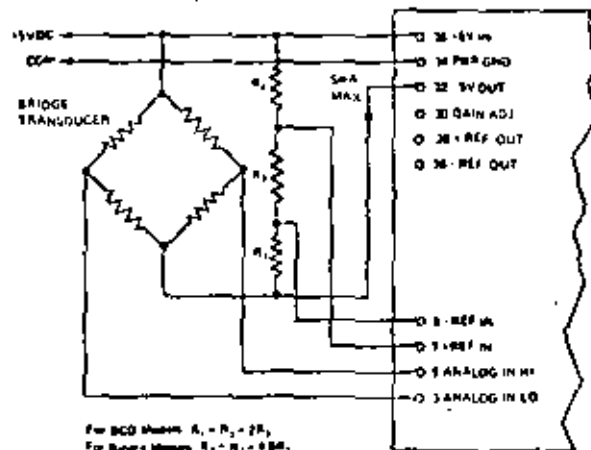
RATIOMETRIC OPERATION



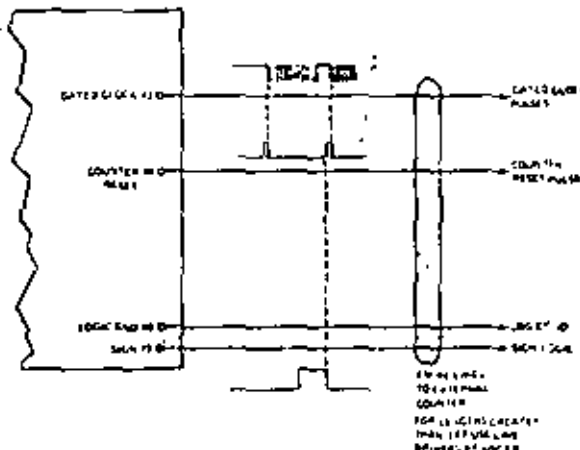
USING WITH BRIDGE TRANSDUCER EXCITED BY 5V SUPPLY



USING WITH BRIDGE TRANSDUCER AND -5V OUTPUT TO MINIMIZE INPUT COMMON-MODE VOLTAGE



DRIVING AN EXTERNAL COUNTER WITH THE GATED CLOCK & COUNTER RESET



3.2.1.- RUIDO

En todo sistema electrónico existirá, en mayor medida, - ruido eléctrico. En un sistema de conversión el ruido es im--portante porque impone un límite inferior a la magnitud de la señal que se desea convertir.

Dependiendo de sus causas y sus puntos de incidencia, - pueden tenerse diversos tipos de ruido.

El primero de ellos es el ruido intrínsecamente presente en todo dispositivo electrónico; por ejemplo: el ruido térmico, ruido de parpadeo, ruido por avalancha de una unión P-N, etc. Normalmente este tipo de ruido es sobre el cual el diseñador de un sistema de adquisición de datos menos control tiene; generalmente el control se reduce a especificar componentes de mejor calidad.

El segundo tipo de ruido es el que se presenta en la señal que se desea convertir, despreciando el que pueda existir en otras partes del sistema. Para combatir este ruido existe una serie de técnicas ampliamente conocidas; por ejemplo; emplear cables blindados para la conducción de la señal eléctrica que se convertirá; utilizar un amplificador diferencial como etapa de entrada al sistema, a fin de anular el ruido de modo común; conectar la salida del amplificador a una segunda etapa de filtrado; etc. En resumen, se trata en este caso de acondicionar la señal.

El tercer tipo de ruido es el que se inyecta al sistema; por radio interferencia. Existen dos formas básicas de este tipo de ruido: la primera de ellas es la que se inyecta al sistema a través de las líneas de alimentación. La segunda es la que se radia directamente sobre el equipo de conversión.

El ruido por radiación puede reducirse blindando adecuadamente el equipo; por otra parte, el ruido que se induce a través de la alimentación es más difícil de identificar y de combatir el método usual seguido consiste en incluir más etapas de filtrado en la polarización.

El último ruido que se puede presentar en un sistema de conversión se debe a un diseño físico inadecuado. En este punto se incluyen puntales como una distribución equivocada de los componentes en un circuito impreso; trazado equivocado de las pistas; etc.

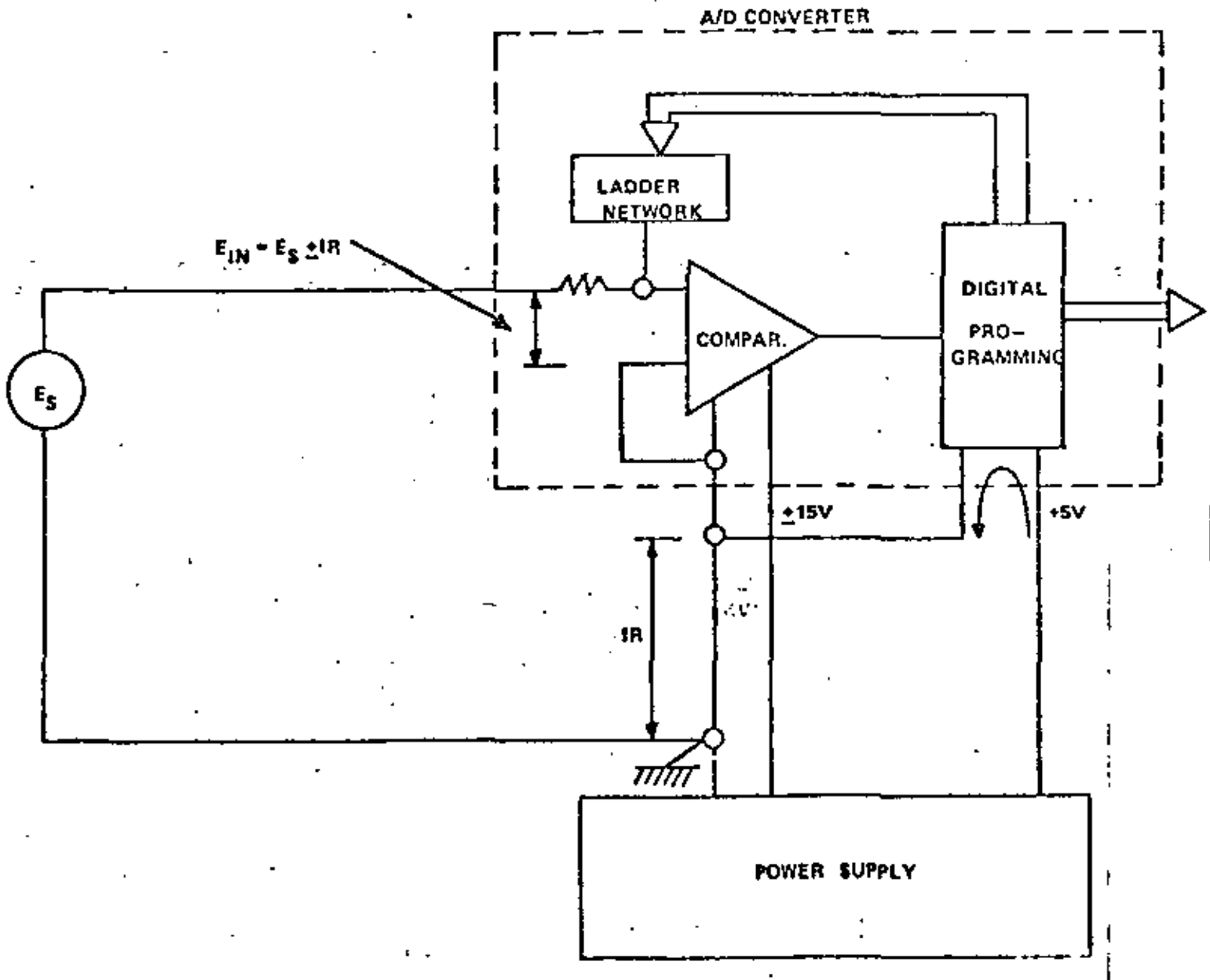
A guisa de ejemplo, y por ser uno de los errores más comunes, puede considerarse el caso de la interconexión de los elementos analógicos con los digitales. Como es bien sabido, en los circuitos digitales se generan corrientes instantáneas de valores altos; considere ahora el caso que se muestra en la figura 3.18 y suponga que en un instante dado está fluyendo en la parte digital del sistema una corriente de 300 miliamperes. Como se muestra en la figura, existe una distancia considerable entre el punto en el cual las tierras de las partes analógica y digital se unen, y el neutro de la fuente; ahora bien, si en ese segmento de pista se tiene una resistencia de 0.05 ohms, resulta una diferencia de potencial de 15 milivolts.

Este voltaje no afecta a la circuitería digital; pero puede ser muy significativo en la parte analógica.

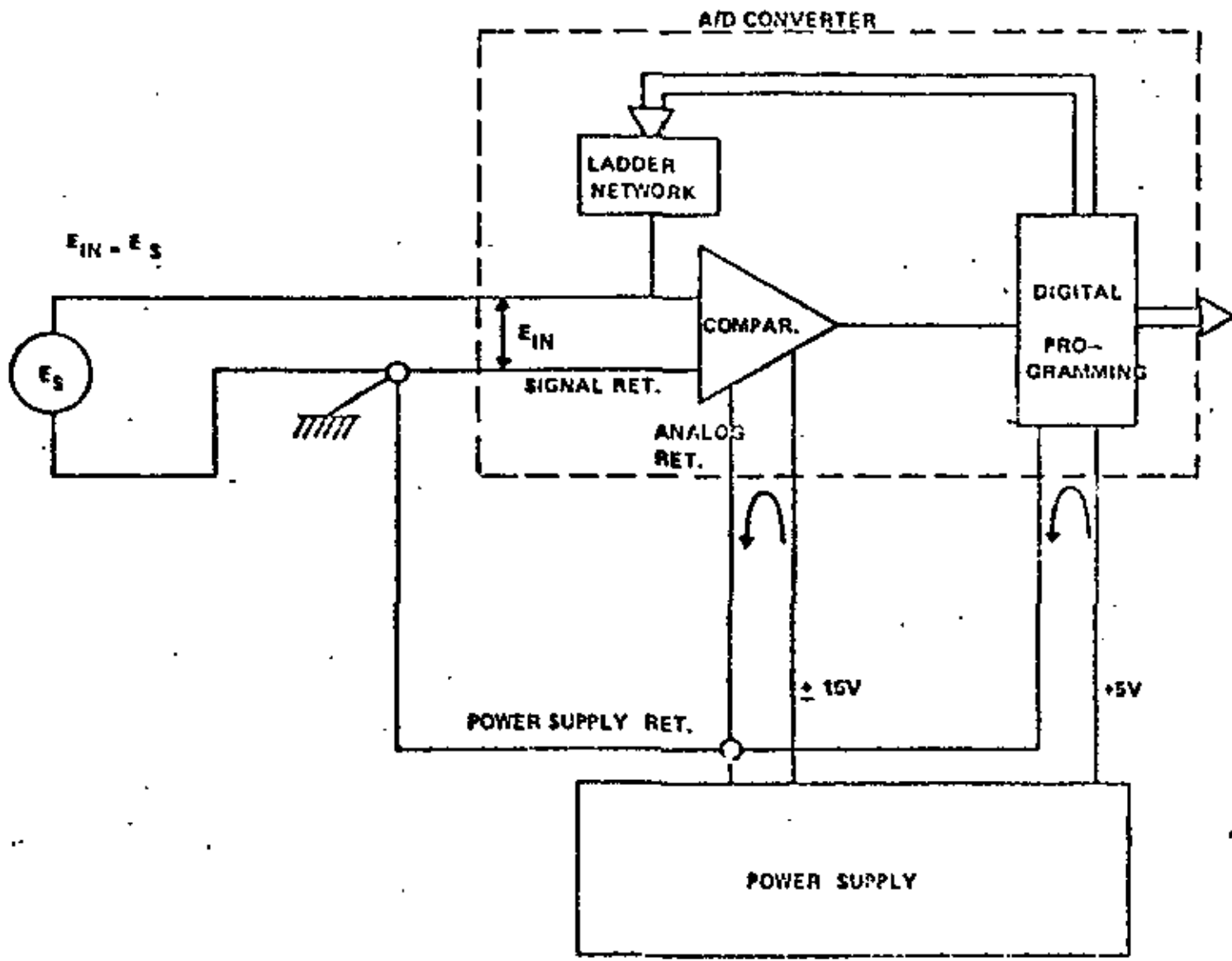
En la figura 3.19 se muestra la forma correcta en la que deben conectarse las tierras del sistema.

Enumerar las soluciones a los problemas asociados con el ruido resultaría excesivamente prolijo; así pues, en la bibliografía se incluyen varias referencias al respecto.

3.18.- Sistema de adquisición de datos con lazos de tierra.



3.19.- Sistema de adquisición de datos con las tierras adecuadamente conectadas.



3.2.2.- CODIGOS Y SISTEMAS NUMERICOS.

En las máquinas que procesan los datos digitales se utilizan diferentes códigos, o sistemas numéricos. La mayoría de ellos se clasifican como de notación posicional.

El término "notación posicional" significa que cualquier valor puede representarse como la suma de varios dígitos, cuyo valor es ponderado de acuerdo a su posición en la notación. Utilizando esta notación, cualquier número A puede expresarse de la manera siguiente:

$$A = a_n B^n + a_{n-1} B^{n-1} + a_{n-2} B^{n-2} + \dots + a_0 B^0$$

donde B es la base del sistema numérico, y a_i es un número entero. La expresión anterior representa a un número entero; un número fraccionario puede expresarse de manera similar, utilizando potencias negativas.

Una de las características básicas de los sistemas posicionales es que la base B es igual al número de símbolos para los dígitos; es decir: igual a todos los valores posibles de a_i . Así, a_i resulta ser un dígito entre 0 y B-1.

Los sistemas numéricos comunmente empleados para el procesamiento digital son el binario (B= 2); y el hexadecimal (B = 16).

Sistema binario.

Este sistema numérico surgió del hecho de que eléctricamente es muy simple generar y discernir entre dos estados distintos (v.g.: encendido y apagado). Este sistema se caracteriza por utilizar la base dos (B = 2); esto implica que a_i únicamente podrá ser 0 ó 1.

La expresión para un número de este sistema es la siguiente:

$$A_b = a_n 2^n + a_{n-1} 2^{n-1} + \dots + a_0 2^0$$

Sistema octal:

Este sistema se utiliza para representar un número de una manera más compacta que en la notación binaria. Para este caso, $B = 8$, esto significa que a_i solo puede variar entre 0 y 7.

La expresión general para un número de esta base es la siguiente:

$$A_o = a_n 8^n + a_{n-1} 8^{n-1} + a_{n-2} 8^{n-2} + \dots + a_0 8^0$$

Sistema hexadecimal.

Con este sistema se obtiene una representación aún más compacta de un número cualquiera. La base es $B = 16$, esto significa que a_i puede tomar 16 valores diferentes; para los primeros diez de ellos (incluido el 0), se utilizan los dígitos decimales, para los seis restantes, se utiliza la siguiente correspondencia:

Valor decimal	Símbolo utilizado
10	A
11	B
12	C
13	D
14	E
15	F

De esta manera, a_i puede variar entre 0 y F. la expresión general para un número en esta base es la siguiente:

$$A_h = a_n 16^n + a_{n-1} 16^{n-1} + a_{n-2} 16^{n-2} + \dots + a_0 16^0$$

En todos los sistemas mencionados, el dígito en la posición extrema izquierda recibe el nombre de "dígito más significativo"; análogamente, el dígito más a la derecha es el "dígito menos significativo".

Conversiones entre bases:

Conversión de decimal a binario.

Este es una de las conversiones más comunes; para efectuarla, basta con dividir sucesivamente el número decimal entre dos; los residuos corresponden a la representación binaria, correspondiendo el primero de ellos al bit menos significativo. Esto se ilustrará con un ejemplo:

Imagine que desea convertir el número decimal 179 a binario; para ello, proceda de la manera siguiente:

179/2	=	89;	residuo	=	1	(bit menos significativo).
89/2	=	44			1	
44/2	=	22			0	
22/2	=	11			0	
11/2	=	5			1	
5/2	=	2			1	
2/2	=	1			0	
1/2	=	0			1	

Así pues, el resultado de la conversión es el siguiente:

$$179_{10} = 10110011_2$$

Conversión de binario a decimal.

Para convertir un número binario a decimal, es necesario multiplicar cada dígito de la representación binaria por la base elevada a la potencia correspondiente a la posición del dígito en la notación posicional, y sumar los resultados parciales.

Como ejemplo, suponga que desea convertir el número binario 101010 a decimal, se procede entonces como sigue:

$$\begin{array}{r}
 0 \times 2^0 = 0 \quad (\text{bit menos significativo}). \\
 1 \times 2^1 = 2 \\
 0 \times 2^2 = 0 \\
 1 \times 2^3 = 8 \\
 0 \times 2^4 = 0 \\
 1 \times 2^5 = \underline{32} \\
 \hline
 42
 \end{array}$$

$$\text{Entonces, } 101010_2 = 42_{10}$$

Conversiones a otras bases.

El procedimiento de conversión a otras bases es similar al descrito para los sistemas binario y decimal. Sin embargo, para la notación octal, la conversión de decimal se simplifica si se dispone ya del equivalente binario. Note que $8 = 2^3$; por lo tanto, si se agrupan los dígitos de la notación binaria en ternas y se convierten éstas a octal, se obtiene directamente la representación en esta última base.

Como ejemplo, suponga que desea convertir el número 179_{10} a octal. La representación binaria resultó ser 10110011; agrupando ahora los bits en ternas, se obtiene lo siguientes:

$$179_{10} = 010 \ 110 \ 011$$

Obteniendo ahora el equivalente octal de cada terna (o el decimal, que para este caso es el mismo, ya que con tres bits solo se puede representar hasta 7):

$$010_2 = 2_8$$

$$110_2 = 6_8$$

$$011_2 = 3_8$$

Por lo tanto:

$$179_{10} = 263_8$$

Para la base hexadecimal puede seguirse un proceso parecido; en este caso, $16 = 2^4$; ésto implica que ésta vez los bits deben agruparse en cuartetos. Como ejemplo, se convertirá el número 179_{10} a hexadecimal.

$$179_{10} = 1011 \quad 0011$$

$$1011_2 = 11_{10} = B_{16}$$

$$0011_2 = 3_{10} = 3_{16}$$

Entonces:

$$179_{10} = B3_{16}$$

Representación de números negativos.

Representación en magnitud signada.

Esta es la representación usada normalmente en el sistema decimal; para este caso, se utiliza un símbolo que representa el signo del número; en un sistema binario generalmente se emplea el bit más significativo como símbolo de signo, con la siguiente convención:

Bit más significativo = 1, signo positivo.

Bit más significativo = 0, signo negativo.

Por ejemplo, $15_{10} = 1111_2$; entonces, utilizando la representación en magnitud signada, se tiene lo siguiente:

$$+ 15_{10} = 11111_2$$

$$- 15_{10} = 01111_2$$

Representación en complemento a la base.

Este tipo de representación es el que generalmente usan las computadoras; por esta razón, es de la mayor importancia conocerla.

En general, el complemento de un número D de n bits en la base B se obtiene restando el número de B^n . Si D está comprendido entre 1 y B^{n-1} , el resultado de la resta será un número en ese mismo rango. Por otro lado, si $D = 0$, la resta arrojará como resultado un número de la forma $1000\dots00$, el cual contiene $n + 1$ dígitos; ahora bien, si descartamos el dígito más significativo (i.e.: el que ocupa la posición $n + 1$), tendremos como resultado 0. Esto quiere decir que existe una representación única para el cero en un sistema que opere con complemento a la base.

En un sistema binario, el complemento a la base se denomina "complemento a 2". En este sistema, un número es positivo si el bit más significativo es 0, y negativo en caso contrario.

Para obtener el complemento a dos, parecería que es necesario efectuar la resta mencionada en párrafos anteriores. No es así; como en el sistema binario el complemento de 0 es 1, y viceversa, para obtener el complemento a 2 de un número basta con obtener el complemento de cada dígito del mismo, y sumar 1 al resultado.

Como ejemplo, suponga ésta vez que desea representar al número -179_{10} en complemento a dos. De un ejemplo anterior se sabe que:

$$179_{10} = 010110011_2$$

Ohteniendo ahora el complemento de los dígitos (i.e.: cambiando los 1's por 0's, y viceversa), se obtiene.

101001100

Sumando ahora 1 al resultado del complemento:

$$\begin{array}{r} 101001100 \\ + \quad \quad \quad 1 \\ \hline 101001101 \end{array}$$

Finalmente: $-179_{10} = 101001101_{\text{comp. a } 2}$

El procedimiento ilustrado convirtió un número positivo a negativo, sin embargo, para realizar la conversión opuesta, el procedimiento es el mismo.

Note que en esta representación el número cero se considera positivo, ya que su dígito más significativo es cero; esto implica además que, para un número de dígitos dado, existirá un número negativo que no tiene contraparte positiva. Para aclarar este punto, considere el caso de un computador de 8 - bits (8 dígitos); los números que se pueden generar y su equivalente decimal se muestran a continuación:

$$\begin{aligned}
 01111111 &= + 127_{10} \\
 00000001 &= + 1_{10} \\
 00000000 &= 0_{10} \\
 11111111 &= - 1_{10} \\
 10000000 &= - 128_{10}
 \end{aligned}$$

Si intentamos negar el número 10000000 obtendremos nuevamente el mismo número; a pesar de ello, las operaciones aritméticas en las cuales aparezcan este número como resultado intermedio serán correctas, siempre y cuando no se intente regarlo.

Código "BCD" (Decimal Codificado en Binario).

Este código se forma tomando las representaciones binarias de los números decimales 0 a 9, recibe también el nombre de código 8-4-2-1.

Con cuatro dígitos binarios, pueden representarse 16 valores diferentes (0_H a F_H); sin embargo, dado que en el sistema decimal un solo símbolo no puede tener un peso superior a nueve, los seis valores posibles restantes se convierten en valores prohibidos.

Convertir un número decimal a BCD es muy simple; solo es necesario convertir cada dígito decimal por separado. Por ejemplo, la conversión de 715_{10} es como sigue:

$$\begin{aligned}
 7_{10} &= 0111_2 \\
 1_{10} &= 0001_2 \\
 5_{10} &= 0101_2
 \end{aligned}$$

y el resultado de la conversión es:

$$715_{10} = 0111\ 0001\ 0101_{BCD}$$

El proceso inverso; i.e.: la conversión de BCD a decimal es también muy sencilla; basta con convertir los grupos de cuatro dígitos binarios por separado.

Este tipo de código es muy usado cuando se desea tener un despliegue de información en un formato fácilmente inteligible.

BIBLIOGRAFIA.

- 1.-Analog to Digital Conversion Techniques
Application Note 471
Motorola Semiconductor Products Inc.
- 2.-High Speed Digital to Analog and Analog to Digital Techniques.
Application Note 702
Motorola Semiconductor Products inc.
- 3.-A/D & D/A Conversion
Analog Devices Inc. 1977
- 4.-Hwang K.
Computer Arithmetic.
Ed. Wiley Interscience 1974
- 5.-Morrison, Ralph
Grounding and Shielding Techniques in Instrumentation.
Ed. Wiley Interscience 1977.
- 6.-Ott, Henry M.
Noise Reduction Techniques in Electronic Systems.
Ed. Wiley Interscience 1976.
- 7.-Motchenbacher, C. & Fitchen, F.
Low Noise Electronic Design.
Ed. Wiley Interscience 1973.



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

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

INSTRUMENTACION CONTROLADA POR COMPUTADORA

M. EN C. CAUPOLICAN MUÑOZ GAMBOA

MARZO, 1983

C O N T E N I D O

I.	Equipos Programables de Prueba IIE (publicación interna)	5-3
II.	Printed Circuit Board Testing Hewlett Packard	5-20
III.	El Motor de Pasos como Periférico C. Muñoz y E. Ferrer	5-59
IV.	El Acoplamiento Computador-Trazador Analógico de Curvas C. Muñoz y G. Castellanos	5-63
V.	Voltímetro Digital Acoplado a un Mini C. Muñoz y A. Montiel	5-71
VI.	Driver para Dispositivo Digital de Medición (varios autores)	5-76

EQUIPOS PROGRAMABLES DE PRUEBA

Publicación Interna IIE
División de Equipos
Palmira Morelos, 1980

C O N T E N I D O

1. Introducción
2. Tipos de Pruebas
3. Técnicas de Prueba
4. Métodos Automáticos de Prueba
 - 4.1 Prueba Específica
 - 4.2 Instrumentación con la Norma IEEE 488
 - 4.3 Sistemas Automáticos de Prueba Universales
5. Información Estadística
6. Proyección
 - 6.1 Desarrollo de Equipos Compatibles con la Norma IEEE 488
 - 6.2 Equipo Automático de Pruebas (EAD)
7. Bibliografía

EQUIPOS PROGRAMABLES DE PRUEBA

1.- INTRODUCCION.

El incremento de la producción de artículos con alto contenido de tecnología, cada vez con mejor calidad, requiere métodos de prueba más efectivos, con costo menor y de alta velocidad.

En este renglón donde la aplicación de las computadoras nos representa un gran auxilio, se ideó el equipo automático de pruebas, proyecto en desarrollo dentro del IIE.

El equipo automático de pruebas pretende lograr la prueba efectiva de sistemas de mediana complejidad, verificando en forma funcional el sistema y cada uno de los ensambles, subensambles y componentes que lo integran.

Clasificación de los tipos de prueba de acuerdo al nivel en que se realizan componentes, subensambles, ensambles, cableados y producto final.

Las técnicas tradicionalmente empleadas para probar un dispositivo se basa en la estimulación observando el resultado con un instrumento, si se desea conocer las funciones paramétricas se varia el estímulo, analizando el resultado para conocer si esta operando correctamente.

Las alternativas disponibles en la implantación de bancos o métodos de prueba, partiendo desde bancos específicos, sistemas de control de calidad aplicando instrumentación con interfase IEEE 488 hasta equipos de gran capacidad denominados Ate's (del inglés Automatic test equipment).

La compilación de información basada en estadística por medio de reportes con distinta organización, permite obtener los resultados de las pruebas en el formato adecuado para cada departamento.

Por último, se describe la proyección de equipos de prueba para un futuro a corto plazo de acuerdo a las necesidades de la industria nacional.

2.- TIPOS DE PRUEBA.

Dentro de la fabricación de un cierto producto se tiene diferentes pruebas a lo largo del proceso. En un principio se realizan a la materia prima para verificar sus características se procesó y se obtiene un producto terminado como son resistencias, bobinas, capacitores, etc. Cada producto requiere ser probado para clasificarlo obteniendo así distintas calidades. En el proceso de selección se ejecutan varias pruebas con condiciones variables de voltaje y temperatura.

Los componentes son ahora enviados a otras fábricas en las cuales se armarán subensambles los que nuevamente requieren pruebas, para verificar la correcta operación de la unidad. De la línea de producción se envía al ensamble final del producto y ahí se prueba por última vez antes de ser enviado al mercado como un producto terminado.

Esta secuencia es ideal, de encontrarse alguna falla a lo largo del proceso de fabricación debe repararse y pasar nuevamente pruebas antes de continuar la secuencia siendo de gran importancia el tiempo que se emplea en la localización de cada falla y su reparación.

3.- TECNICAS DE PRUEBA.

Probar sistemas analógicos son los más conocidos, siendo necesario desarrollarse nuevas técnicas para los aparatos digitales, para comprender mejor el concepto, se presenta un ejemplo de cada caso.

Una resistencia debe tener $100 \text{ OHMS} \pm 10 \%$ cuando se encuentra a 25°C . de temperatura, variando $10 \text{ OHMS}/^\circ\text{C}$. Para verificar su impedancia, (Figura 3) , proporcionamos sobre la resistencia, aire caliente a 25°C . , medimos los resistencia -- empleando un ohmetro que tiene internamente un patrón de referencia, si la medición está en un valor de 90° a 110°C , procedemos a incrementar la temperatura del aire y repetimos el proceso tantas veces como sea necesario, de acuerdo al procedimiento de prueba decidiendo con los resultados si la resistencia cumple las especificaciones.

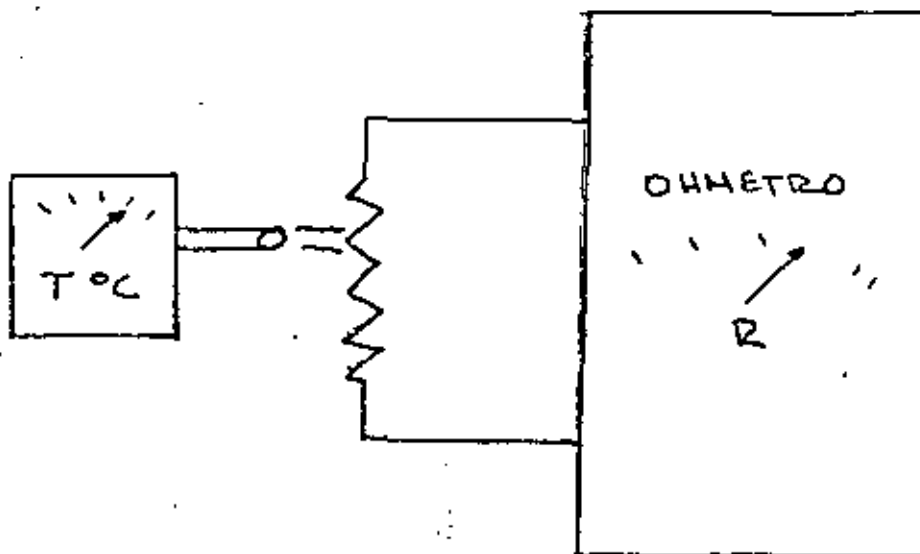
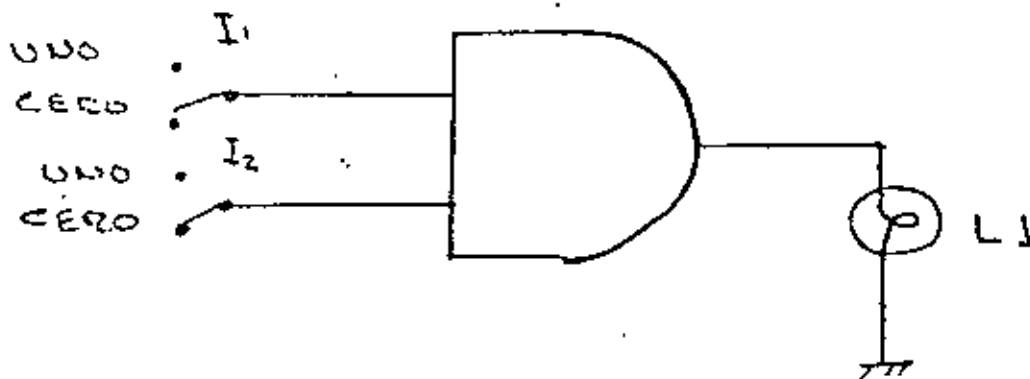


FIGURA 3.1 PRUEBA DE TEMPERATURA PARA UNA RESISTENCIA.

Por otra parte, en el mundo digital, el método de prueba se busca también en un estímulo y una medición. Como ejemplo tenemos una compuerta y (AND), la cual tiene dos entradas y una salida, el circuito de prueba y la tabla de verdad se muestran en la Figura 3.2. Los Enterruptores I1 e I2 son los estímulos y la lampara L1 son el indicador de respuesta.

De acuerdo a la tabla de verdad el indicador solo debe encenderse cuando las dos entradas son uno lógico, de otra forma la compuerta y no esta operando correctamente, del resultado de la prueba se aprueba o rechaza el componente.



I ₁	I ₂	L ₁
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

FIGURA 3.2. PRUEBA DE UNA COMPUERTA Y (and).

Estos dos ejemplos muy simples nos permiten conocer que en toda prueba hay uno o varios estímulos y una o varias -- mediciones.

4.- METODOS AUTOMATICOS DE PRUEBA. ALTERNATIVAS DISPONIBLES.

Para desarrollar los equipos de prueba se pueden seguir tres diferentes alternativas.

4.1 PRUEBA ESPECIFICA.

Este método se sigue cuando queremos una solución a bajo costo, para realizar una o varias pruebas perfectamente definidas.

En el ejemplo de la resistencia queremos variar en forma automática la temperatura y medir la impedancia, con el resultado evaluar si cumple con especificaciones, indicando la decisión con un panel con 2 indicadores: pasa no pasa. Esta secuencia se realiza indefinidamente, sincronizando la operación del probador con el operador por medio de un interruptor de inicio de prueba.

Esta alternativa tiene sus ventajas en: bajo costo, optimización del método de prueba y como y como desventaja, su rigidez que no permite fácilmente modificaciones en el procedimiento de prueba.

4.2. INSTRUMENTACION CON LA NORMA IEEE 488.

Una alternativa muy recomendable es el empleo de instrumentos "inteligentes" que pueden interconectarse por medio de la interfase IEEE 488, lo cual fue ideada por Hewlett Packard.

Existe en el mercado una inmensa variedad de instrumentos que proporcionan como opción la interfase IEEE 488, el manejo y programación del equipo es sumamente sencillo y la gran mayoría de los controladores emplean el Lenguaje "Basic".

Por ejemplo, para probar la respuesta de la frecuencia de un amplificador requerimos un generador de audio, un voltmetro, un impresor y el controlador, en figura 4.1 se muestra la solución a bloques aplicando instrumentación compatible.

IEEE 488.

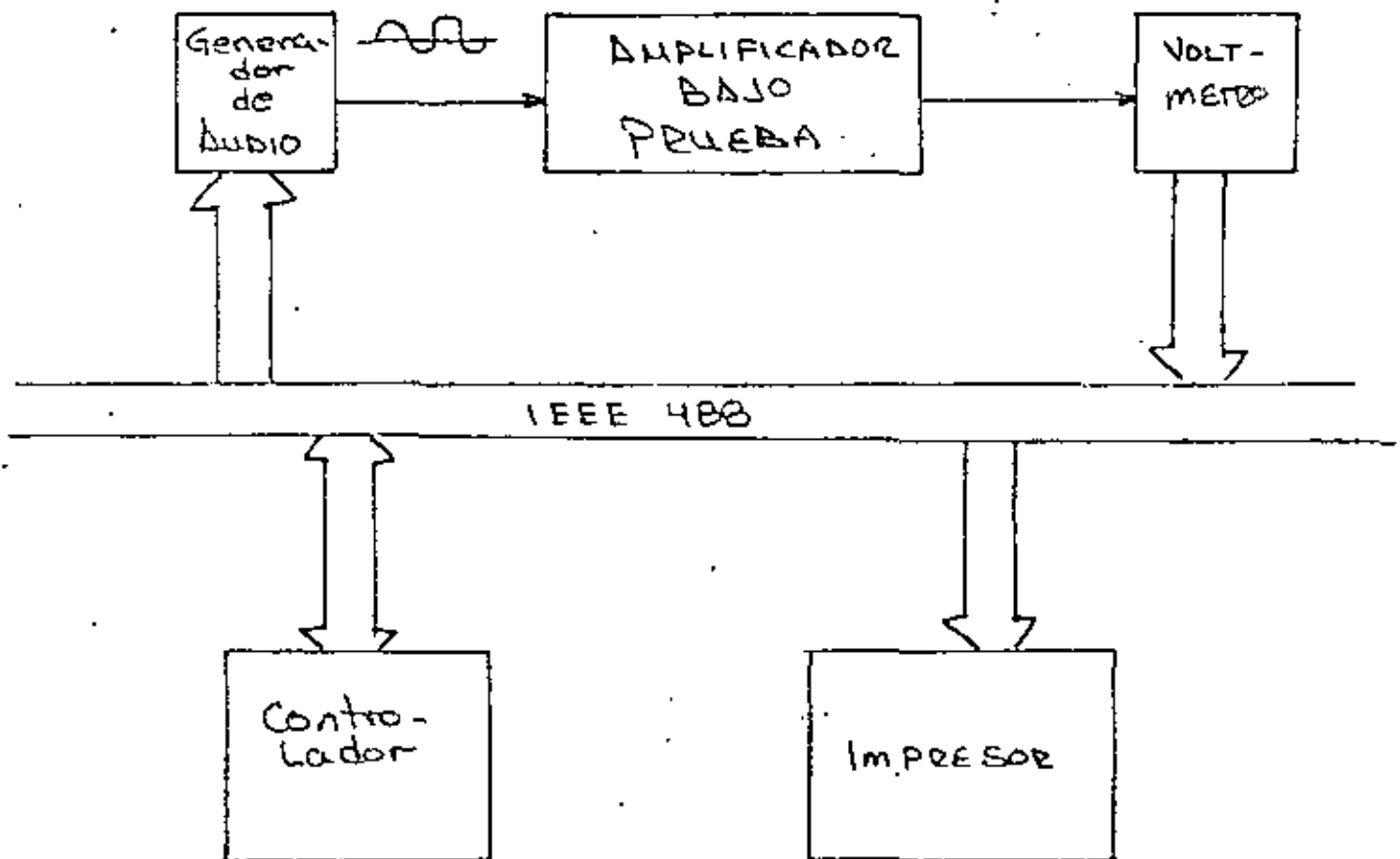


FIG. 4.1 MEDICIÓN DE RESPUESTA A LA FRECUENCIA DE UN AMPLIFICADOR.

Las ventajas que se tienen empleando esta alternativa son: bajo costo de desarrollo, obtención de instrumentos comerciales, el mantenimiento lo proporciona el fabricante de instrumentos. Las desventajas son velocidad de prueba y alto costo de inversión.

4.3 SISTEMAS AUTOMATICOS DE PRUEBA "UNIVERSALES".

Por último, analicemos los grandes equipos de pruebas que existen en el mercado. Las características de estos equipos es su versatilidad que nos permiten probar componentes o tabletas, localizar la falla, corregirla y probar nuevamente.

La justificación económica de estos equipos es limitada solo cuando existe volúmenes de producción muy grandes, ya sean estos de un solo modelo o varios modelos que sumados, permitan la amortización del equipo.

Sus principales desventajas radica en el alto grado de capacitación que se requiere para implantar las pruebas. Por otro lado sus ventajas son su velocidad, confiabilidad y bajo costo por prueba.

5.- INFORMACION ESTADISTICA.

Hoy en día, la información juega un papel importante en la toma de decisiones. Los equipos automáticos de prueba tiene la capacidad de proporcionar reportes en forma escrita o en medios masivos como son diskettes.

El empleo adecuado de esta información nos permite conocer el factor de rechazo, la calidad de los componentes que se emplean, el volumen de producción el costo de prueba y mas.

Pero es importante que esta información sea adecuada a las necesidades de cada departamento dentro de la fábrica presentando los reportes con formato distinto y con los datos necesarios, - para evitar el exceso de información y un análisis mas simple - de los resultados.

6.- PROYECCION.

El instituto de investigaciones eléctricas esta trabajando en el área de pruebas siguiendo las tres alternativas - mencionadas anteriormente, organizado en dos proyectos:

6.1 DESARROLLO DE EQUIPO COMBATIBLE CON LA NORMA IEEE 488.

Este proyecto tiene como finalidad el interconectar instrumentos específicos de análisis físico/químico a un computador MINC de Digital.. La aplicación de el sistema es en pruebas de corrosión sobre materiales expuestos a diversas condiciones controladas.

El control se realiza por medio de la computadora, empleandose instrumentos inteligentes. En la figura 6.1 tenemos la configuración a bloques del sistema. -

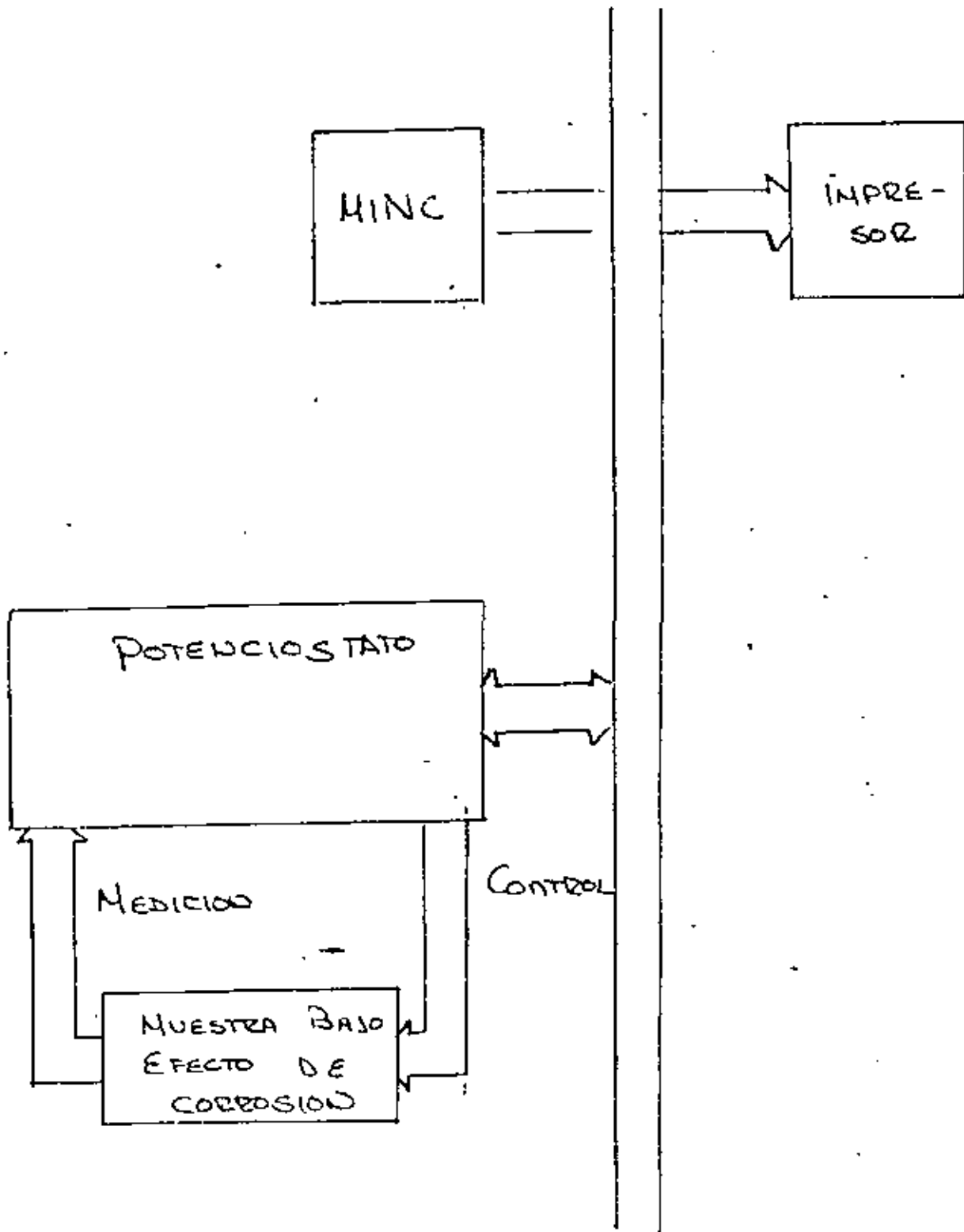
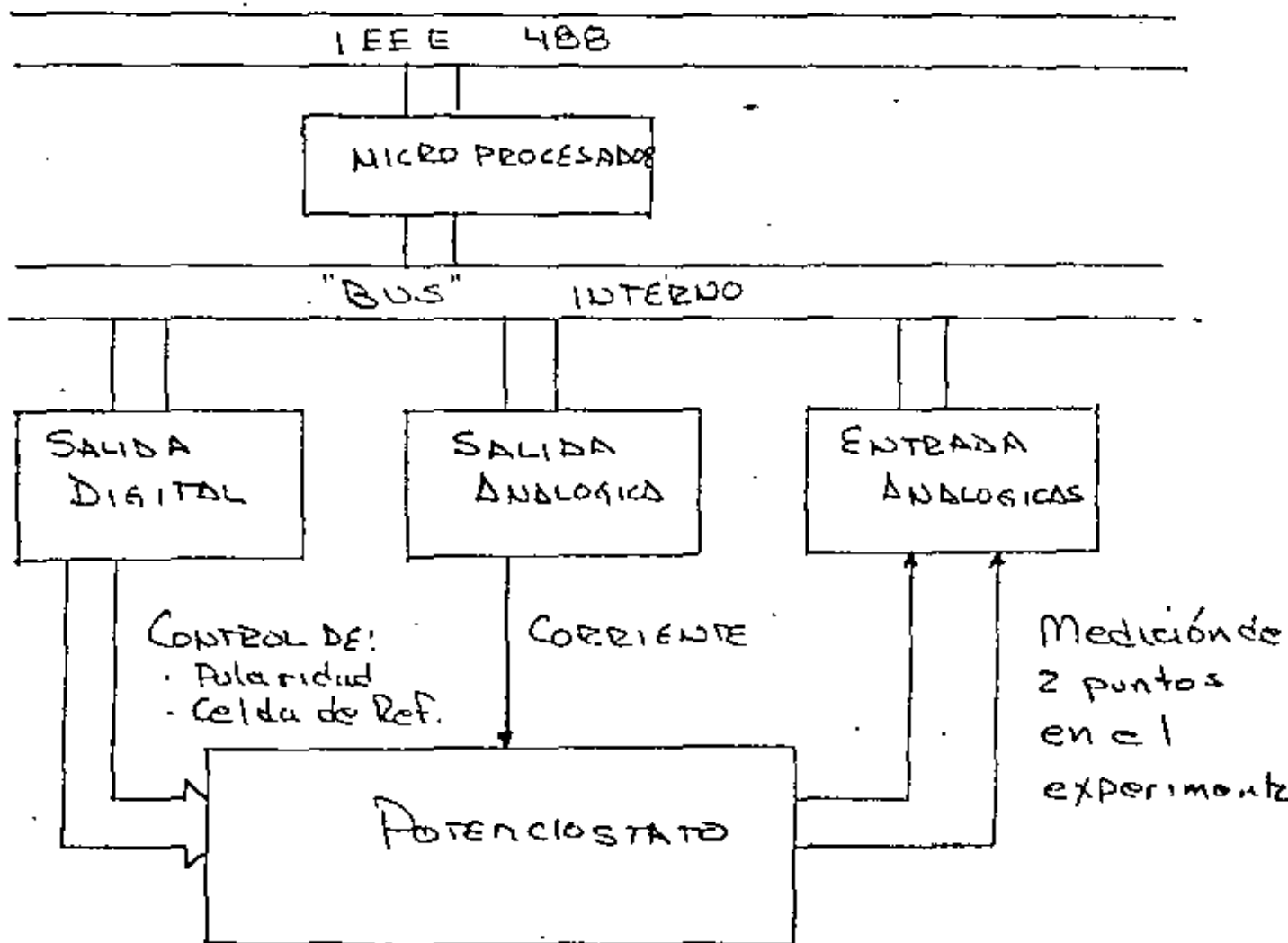


FIG. 6.1 CONTROL DE CORROSION EN UN MATERIAL.

La primera fase del proyecto contempla el emplear un potencioestado comercial y adaptarle la interfase IEEE 488 basándose el diseño en un microprocesador 8748, como se ve en la figura 6.2 . El procesador se encarga de las funciones de comunicación con la interfase y además contrala la operación del potencioestado agregando algunas funciones especiales como son cambio de polaridad, medición de la corriente de salida y generación de pulsos de corriente con amplitud y duración programable.

Figura 6.2 Interconexión IEEE 488 Potencioestado.



62. EQUIPO AUTOMATICO DE PRUEBAS. (EAD).

En la línea de equipos "Universales" se presenta este proyecto. Su filosofía es desarrollar un equipo de pruebas que se aplique ampliamente.

La producción de equipos electrónicos basados en microprocesadores. La primera aplicación es la de probar en forma funcional Unidades Terminales Remotas (UTR) desarrolladas por el IIE para el control de energía eléctrica. Se está iniciando en México la fabricación de UTR'S y deberán ser probadas al finalizar la producción con el EAD.

La arquitectura del EAD esta ideada para satisfacer los requerimientos de prueba actuales y mantener la misma estructura con el incremento de pruebas esperando en un futuro mediano. El EAD está formado por 5 módulos (Figura 5.3) Control Central, acondicionador de parámetros de prueba, medición, emulador del Centro de control una unidad terminal remota interna.

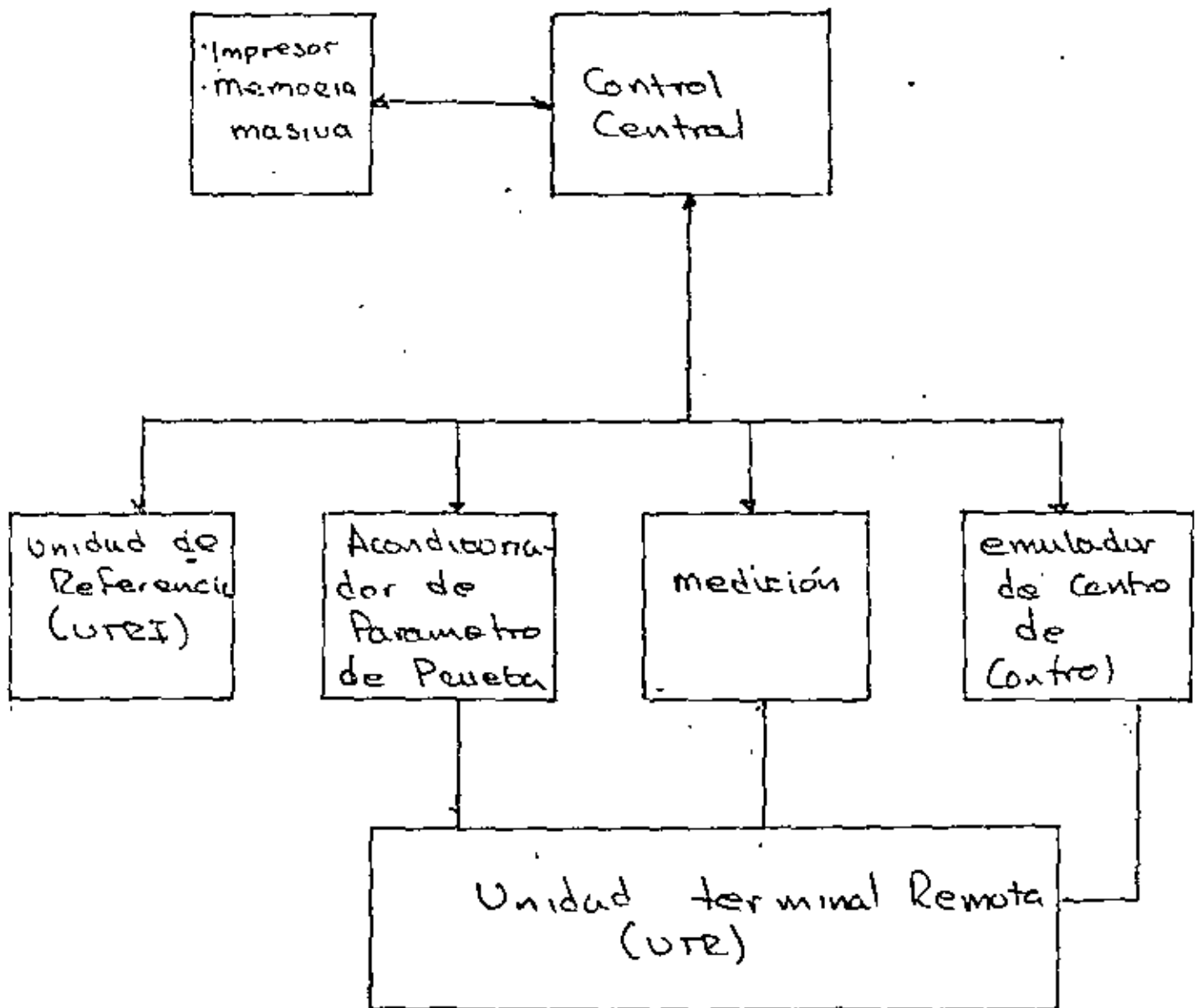


FIGURA 6.3 ARQUITECTURA EQUIPO AUTOMATICO DE PRUEBAS IIE.

El control central es el módulo que sincroniza la operación del sistema, mantiene actualizado la pantalla de despliegue y la base de datos.

El acondicionador de parámetros de prueba genera las señales de entrada que se alimentan a la UTR bajo prueba (UTRB) las señales son en forma de pulsos, digitales y analógicos.

La unidad de medición sensa el estado de todas las señales de salida de la UTRBD. Transfiere la medición la control central para ser verificados.

El Emulador del centro de control envía las órdenes que debe ejecutar la UTRBP y supervisa el estado del canal de comunicaciones.

Por último la UTR interna es el patron de referencia contra el cual se comparan todos los resultados del sistema.

De esta forma se presenta el esfuerzo que realiza el IIE para desarrollar tecnología de pruebas.

LISTA DE ARTICULOS REFERIDOS DE ATE'S.

In - Circuits tester using signature analysis adds digital LSI to its range

Range

Craig Pynn

Electronics

May 24, 79

Microprocessor device reliability

E. R. Huatek

Microprocessors

Vol I No. 5

June 77

Hexadecimal signatures identify troubleshoots in microprocessors
Systems

Gary Gordon and Hans adig .

Electronics

May 3, 77

Design fore-thought promotes basic testing of *microcomputer*
Boards

Michael D. Lippman and Edward S. Donn

Electronics

January 18, 79 (113-119)

Board continuity tester senses
only dead shorts

Andrew R. Morris.

Electronics

June 21, 79

Parametric testing: Op amps
Ralph Livermore
Electronic products magazine.
June 1979. .

Testing JP - Boards can be easier if you design your own
tester
Henry Davis
Electronic Design 5
March 1, 79
Pages 196 - 198.

Digital logic board design with test needs in mind
David Tose
Electronic Engineering
Reprint form - Computer Automation.

Generacion automatica de patronos de prueba para deteccion de
fallas en circuitos integrados digitales.
Gustavo R. Maggi Benzo
Maximiliano Conte Spiga.
Tesis Universidad Simón Bolívar,
Venezuela.

Automatic test Equipment:
Hardware, software and management
Fred Liguori
IEEE press selected reprinted series
(Indice anexo).

New developments in automatic testing.
IEE/England
Conference Publication number 158
(Indice anexo)-

Automatic testing for Electronics.

Manufacturing

March 21-23, 1977

Cambridge MA

Circuits manufacturing magazine.

Benwill Publishing Cord.

Automatic testing for Electronics

Manufacturing

January 30 February 1, 78

Los Angeles CA.

Circuits manufacturing magazine

Benwill Publishing Cord.

Automatic testing for Electronics manufacturing.

June 13-15, 78

Boston MA.

Circuits manufacturing magazine

Benwill Publishing Cord.

Automatic testing for Electronic manufacturing

January 23-25, 79

Los Angeles, CA.

Circuits manufacturing magazine.

Benwill Publishing Cord.

Automatic testing for electronic manufacturing

June 4 -7

Denvers MA.

Circuits manufacturing magazine.

Benwill Publishing Cord.

Simple hardware approach to error
detection and correction

Richard C. Montgomery

Computer Design

November, 78

^{ing}
Design Fail-Safe Microprocessor Systems

Dan R. Ballard

Electronics

January 4, 79. (139-148)

Section 1

Production Test Strategy

All electronic production is similar. Each step of the production process is subject to a level of testing. These major steps are parts receiving, printed circuit board level and final product assembly. The level of testing is a function of philosophy, problems encountered, costs, and resources. There is a very high incentive to catch faults as early in the production process as possible because the costs of finding a fault escalate by a factor of 10 for each step.

Production Environment

The desired end product of any electronic product manufacturing is a high turn-on rate for the final assembly when all of the elements and PC board are installed. The key to high turn-on rates in the final product is high yield printed circuit boards. The probability of good PCB's depends on two factors: selecting all good parts and installing these parts without introducing process problems, such as misloads or damaged parts.

How much testing and where?

The big question facing the production engineer is how much and where to test to catch faults early. Let us examine alternatives. The first alternative is at incoming inspection. Good parts are the first step to a good PCB, but do you need to do 100% incoming inspection? The probability of selecting all good parts for a PCB is $P_n = (P)^n$ where P is the probability of a good part. P_n is only 0.37 for a 100 part PCB where $P = 0.99$. Thus, there is a strong incentive to do incoming inspection to maximize the probability of a good part. However, even with all good parts, some will be damaged or misloaded at the PC assembly stage.

The next alternative is to test at the PC board level with the objective to eliminate process problem and maximize PCB yield. The 3050A combines advanced in-circuit testing techniques with board level functional testing to efficiently identify bad parts and process problems.

Process Problems

In-circuit measurement is a fast and effective way to identify process and component problems at the component level. This allows specific fault messages to be generated. It will identify broken parts, incorrect parts, misoriented parts, solder problems, and PC problems. For a typical board, well over 50% of the identified faults are related to process problems.

Improving in-circuit testing to measure a broad range of component types, values, and circuit configuration means significantly better fault coverage. Complete fault coverage at the in-circuit level means better utilization of subsequent functional testing.

Functional Testing

Functional performance testing is a means of maximizing PCB yield which results in a high turn-on rate in final test. Even with good in-circuit fault coverage, board level functional testing is necessary for high yield PCB's. Functional testing can test what in-circuit cannot such as operational and parametric performance. It also allows the adjustment and selection of parts.

The addition of board level functional testing to in-circuit testing can significantly increase the probability of a good product in final test. Small increases in PCB testing confidence results in large increases in product yield. For example, increasing PCB yield from 90% to 98% through functional testing will leverage product yield from 35% to 82% (in a 10-PCB product).

Balanced Testing

One hundred percent testing at all stages in the production process is expensive and inefficient. Efficient testing means a balance for each stage in the process. This balance must be tailored to individual problems and requirements. Thoughtful consideration of testing requirements will improve product yield and at the same time reduce costs. Other benefits are a smoother production and lower test and troubleshooting times.



PRINTED CIRCUIT BOARD TESTING
(Prueba de tarjetas de circuito
impreso)

Hewlett Packard

Section 2

3060A Software Minimizes Programming Costs

3060A Software Objectives

Software costs frequently represent over half of the total cost of implementing and using ATE. Therefore, 3060A software received considerable attention. The 3060A system software was developed to meet five objectives:

1. Fast and easy test development — to enable nonprogrammers to quickly generate test programs with minimal training, thereby minimizing software costs and programming times.
2. Easy edit and debug — to facilitate updating programs to reflect engineering change orders and to speed initial program debug.
3. Flexibility — to provide maximum freedom to perform desired tests.
4. Board protection — includes safeguards to prevent a programmer from writing code that will result in damage.
5. Simple system expansion — to make it easy to add programmable instruments for increased capability.

The 9825A — The choice of the 9825A Computing Controller as the 3060A system controller was a key decision in meeting the objectives listed above. With several thousand 9825A's sold to control instrumentation systems, it is Hewlett-Packard's most popular instrumentation controller. The same features that have impressed customers building their own automated instrumentation systems make it an outstanding controller for the 3060A. The experience gained from producing and supporting complete 9825A controlled systems helped in developing the 3060A software. For example, complete 9825A controlled systems are produced by Hewlett-Packard for: transceiver test, data acquisition and production test, IC test, network analysis (two different systems), spectrum analysis (two different systems), frequency stability analysis and several others.

The software requirements of the 3060A are met with a two-level language plus a sophisticated automatic program generation capability.

HPL, the powerful and efficient language of the 9825A, provides the basis for 3060A programming. High level commands from BASIC, FORTRAN, and other languages along with formatted read/write commands facilitate data manipulations, such as statistical analysis as well as friendly instrumentation control.

BTL (Board Test Language) extends HPL to expedite board test programming by adding 35 board test commands to HPL. BTL is written in 9825A machine language and is stored on disk. As the 3060A "operating system" it sets up system hardware in an optimal manner for in-circuit and functional measurements depending on the reading expected.

IPG, the 3060A In-Circuit Program Generation software, was developed specifically to meet the first two software objectives. Using IPG, an operator with little technical training can generate the in-circuit portion of a test program. Because of the friendliness of Board Test Language and HPL, a technician or test engineer who understands the board and is not necessarily a programmer can generate the functional portion of the test program. The 9825A interprets each HPL and BTL statement checking for syntax errors. This feature combined with a wide range of editing features significantly reduces software debug times. Eight keys on the

9825A are dedicated editing keys to aid the programmer.

To better evaluate the contributions of 3060A software, refer to Figure 2-1, which describes the board programming process on the 3060A. The first step is to assign node numbers to be used in in-circuit test to all nodes in the schematic. This is a routine task requiring little electronics background. Any missed nodes will be found when the board topology is entered into the In-Circuit Program Generator.

Programming a Board on the 3060A

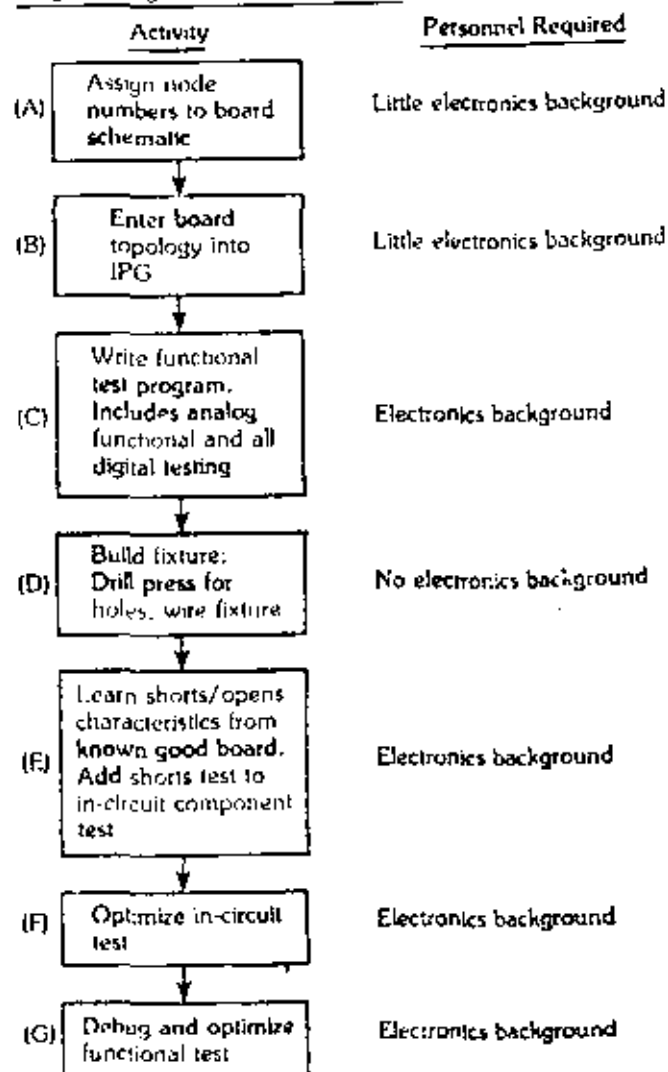
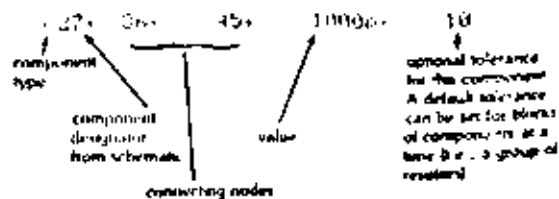


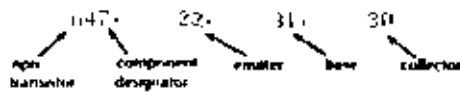
Figure 2-1
The Board Programming Process

In-Circuit Program Generator

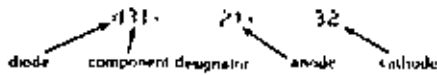
The board circuit topology can be input to IPG by a person with little technical training from a schematic with labeled node numbers and a parts list (Blocks A and B of Figure 2-1). For example, a capacitor would be entered as follows:



a transistor:



a diode:



a zener:



In-Circuit Program Generation (IPG) works from the board circuit topology to generate and store on disk the appropriate in-circuit test program for analog components. The program is written by IPG using the right Board Test Language commands and their options to set up the best test conditions for each in-circuit measurement depending on the circuit configuration. IPG runs on the 9825A and performs the following major tasks automatically:

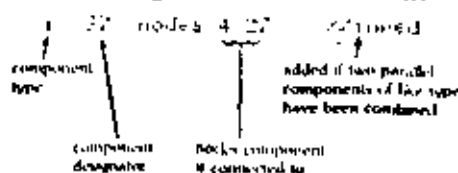
1. Determines necessary guard points to isolate components in-circuit.
2. Chooses the appropriate advanced in-circuit tools to eliminate measurement uncertainty not solved by guarding.
3. Determines if measurement error due to circuit configuration is significant in comparison to specified component tolerance. If so, tolerance is widened and/or remote sensing is recommended.
4. Selects .1V stimulus voltage to avoid turning on semiconductor junctions.
5. Automatically selects synchronous detection to separately measure the real and imaginary impedance components of parallel RC combinations.
6. Produces a scanner layout for shorts and in-circuit tests and most analog functional tests.
7. Stores the analog in-circuit test program on disk ready for automatic loading from one button on the operator panel.
8. Calculates an estimate of the run time of the in-circuit program for a good board.

The types of components that can be entered into the In-Circuit Program Generator are:

- r—resistors
- v—variable resistors; two and three terminal
- l—inductors
- c—capacitors
- p or n—pnp or npn transistors
- f—FET's
- d—diodes
- z—zener diodes

Other components can be modeled from these devices or tested functionally.

Each component entered is assigned a line number. A simple list command lists out all entered components. Editing a line already entered is done by re-entering the corrected line with the appropriate line number. IPG also assigns a fault message to each device which is printed out when that device fails. The message format is shown below:



At this point in the board programming process the analog in-circuit test program has been generated by a non-technical employee. The in-circuit test program was generated from a board schematic and parts list.

Functional Tests

The next step is to generate the functional test program to test the performance of the board with power applied (Block C in Figure 2-1). Functional test includes:

- Analog functional test
- Digital functional test
- Hybrid functional test
- At-speed processor-based board testing with Signature Analysis

Naturally, these tests are written by a technician or test engineer who understands the board and how it should be functionally tested. The extent of these tests and their diagnostic orientation determine the length of time required for functional test generation and debug. Board Test Language in conjunction with HPL offers considerable functional test flexibility and simplifies test programming. The standard functional test capabilities are controlled by high-level BTL commands.

Analog Functional Tests—The primary analog functional test command is the transfer statement shown below:

trans "Failure Message", "Source and Setup", "Detector and Setup", "What to do with the answer — i.e., upper bound, lower bound, return variable".

Five internal sources can be selected in either voltage or current mode. Multiplexing of up to four additional programmable sources is also done by the transfer statement (external instruments are easily programmed and interrogated via HPL using the HP-IB or other interfaces). Ten internal detectors are selectable with multiplexing available for four external detectors. Ranging for internal sources and detectors is done automatically depending on voltage or current numbers specified in the source and detector parameters.

Failure messages are printed out automatically if upper and lower bounds are specified and the reading is outside of these bounds. Output devices supported by BTL for components and functional test error messages include: 9825A strip printer, optional page printer, or optional CRT.

Digital Functional Tests—To appreciate the flexibility of the static pattern testing capability of the 3060A, the "apply" statement will be discussed. Used to apply patterns to the unit under test in manageable groups, the "apply" statement is shown below:

`apply "UI Inputs" "11001110", 1`

The last parameter in the apply statement specifies the time in microseconds between the application of the pattern specified and strobing of board status into all receivers. This allows the system to wait for one-shots or other circuit response. One bit at a time in an apply pattern can be changed by using X's for the bits that will not change. Also, the "1" and "0" level can be varied with 8mV resolution to achieve desired circuit stimulus.

Fixturing

After the in-circuit and functional test portions of the board have been written, the bed-of-nails fixture is built (Block D in Figure 2-1). The scanner map and wiring list output from IPCI along with supplied forms serve as the plan for the fixture. The functional testing philosophy for the board may also affect fixture design; therefore, the functional test programmer specifies the fixture. The holes for bed-of-nails probes are drilled with a standard drill press using a blank board as a template. The IPCI wiring list and a marked blank board direct the wiring process. Neither operation requires technical background and detailed instructions accompany the fixturing kits available from Hewlett-Packard.

Shorts Test Learn Mode

After the fixture has been built, the 3060A shorts learn mode can be utilized (see Block E in Figure 2-1). Two BTL commands work together to quickly set up a shorts/opens test. To completely characterize the shorts and opens that exist on a known good board the "shorts table" command is used:

```
stb1200,S$
```

The above "shorts table" statement initiates a shorts testing sequence on a known good board with 200 nodes and stores in array S\$, a table of all shorts found. This array can then be stored on disk to be used when performing a shorts test on an actual board.

The shorts test portion of a test program would consist of reading the shorts table from disk back into the S\$ array and then executing the statement:

```
shorts$S$
```

The 3060A would then check for shorts between all nodes and compare the shorts found with those listed in the expected shorts table. Any unexpected shorts or opens would result in failure outputs. The shorts threshold is programmable from 5Ω to 125Ω. (Complete shorts test software examples appear in Section 4.)

In-Circuit Test Optimization

The next step is to optimize the in-circuit analog component test (Block F in Figure 2-1). The sophistication of the In-Circuit Program Generator and its ability to use advanced in-circuit measurement techniques will minimize the amount of in-circuit program debug necessary. Quality tests are made on a larger percentage of components which would only be measurable by greatly increasing test tolerances with conventional in-circuit measurement technology. (See Section 3, "In-Circuit Testing.")

Therefore, little time is spent debugging in-circuit tests. Time spent in this step will primarily be spent to optimize speed-accuracy trade-offs and to tailor in-circuit tests for critical component parameters. Since higher quality in-circuit testing sometimes carries a time penalty, decisions need to be made for a few components on a board as to whether speed or test quality will be optimized.

When a program line needs to be edited in the process of program optimization or later to incorporate an engineering change order, the 9825A's eight editing keys speed the editing process. To display the line to be edited, the programmer:

- 1) depresses the FETCH key
- 2) types the program line number
- 3) depresses the EXECUTE key

Then he positions a blinking cursor at the point in the line where he wants to make a change. After making the change, he stores the line into memory by depressing the STORE key.

In some circuits, specific component parameters are critical. BTL allows the programmer to tailor tests for those critical parameters. For example, AC stimulus can be used to measure a resistor where AC resistance is crucial. Capacitance measurements on electrolytic capacitors can be made with up to 10V of DC bias applied. Also, BTL provides safeguards for voltage and current sensitive components on the board. Compliance limits for voltage and current can be selected for component tests to protect neighboring devices. (Some compliance limits are automatically selected by BTL.)

Functional Test Debug

The flexibility of BTL coupled with the capability of 3060A system hardware ease the functional test debug process (see Block G of Figure 2-1). Options to the BTL transfer test mentioned earlier allow the programmer to:

- Specify compliance: voltage compliance for current source, current compliance for voltage source.
- Mix standard 3060A sources and detectors with added sources and detectors in the same functional test statement.
- Use a 4½, 5½, or 6½ A to D converter to optimize speed or noise rejection and accuracy.
- Average a number of readings for further noise rejection.
- Wait between setting the source and triggering the detector to allow for settling time.

Many other options are available to aid in analog functional test and debug. The flexibility of BTL, coupled with the ease of editing with the 9825A have reduced the frustration of program debugging.

Program Example

An appreciation of the 3060A software can be gained by referring to Figures 2-2, 2-3, and 2-4. The test flow chart for the example board of Figure 2-2 is given in Figure 2-3. The actual test program is listed in Figure 2-4. The example program is presented to give an overview of the language and may not be understood in detail at the first reading. More detailed understanding will be gained by reading the brochure sections listed to the right of each program segment.

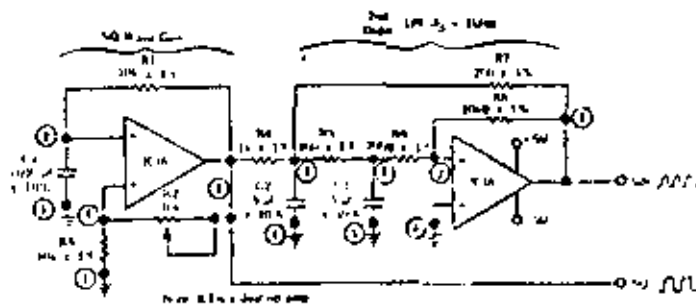


Figure 2-2
Example Schematic

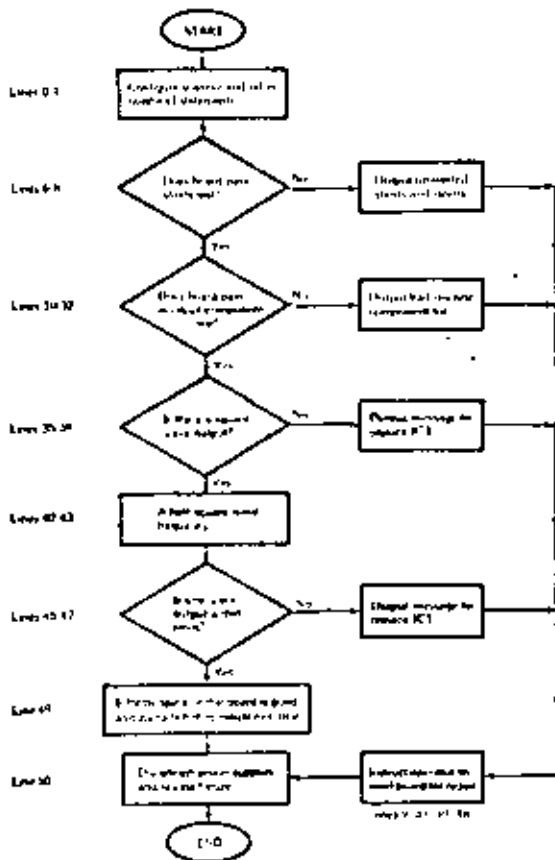


Figure 2-3
Example Program Flowchart

```

04: *SOME SOURCE CODE IDENTIFIERS:
05:
06: dln $1000
07: *SOME IDENTIFIERS:
08: *SOME IDENTIFIERS:
09: *SOME IDENTIFIERS:
10: *SOME IDENTIFIERS:
11: *SOME IDENTIFIERS:
12: *SOME IDENTIFIERS:
13: *SOME IDENTIFIERS:
14: *SOME IDENTIFIERS:
15: *SOME IDENTIFIERS:
16: *SOME IDENTIFIERS:
17: *SOME IDENTIFIERS:
18: *SOME IDENTIFIERS:
19: *SOME IDENTIFIERS:
20: *SOME IDENTIFIERS:
21: *SOME IDENTIFIERS:
22: *SOME IDENTIFIERS:
23: *SOME IDENTIFIERS:
24: *SOME IDENTIFIERS:
25: *SOME IDENTIFIERS:
26: *SOME IDENTIFIERS:
27: *SOME IDENTIFIERS:
28: *SOME IDENTIFIERS:
29: *SOME IDENTIFIERS:
30: *SOME IDENTIFIERS:
31: *SOME IDENTIFIERS:
32: *SOME IDENTIFIERS:
33: *SOME IDENTIFIERS:
34:
35: *SOME IDENTIFIERS:
36: *SOME IDENTIFIERS:
37: *SOME IDENTIFIERS:
38: *SOME IDENTIFIERS:
39: *SOME IDENTIFIERS:
40: *SOME IDENTIFIERS:
41: *SOME IDENTIFIERS:
42: *SOME IDENTIFIERS:
43: *SOME IDENTIFIERS:
44:
45: *SOME IDENTIFIERS:
46: *SOME IDENTIFIERS:
47: *SOME IDENTIFIERS:
48: *SOME IDENTIFIERS:
49: *SOME IDENTIFIERS:
50: *SOME IDENTIFIERS:
51: *SOME IDENTIFIERS:
52: *SOME IDENTIFIERS:
53: *SOME IDENTIFIERS:
54: *SOME IDENTIFIERS:
55: *SOME IDENTIFIERS:
56: *SOME IDENTIFIERS:
57: *SOME IDENTIFIERS:
58: *SOME IDENTIFIERS:
59: *SOME IDENTIFIERS:
60: *SOME IDENTIFIERS:
61: *SOME IDENTIFIERS:
62: *SOME IDENTIFIERS:
63: *SOME IDENTIFIERS:
64: *SOME IDENTIFIERS:
65: *SOME IDENTIFIERS:
66: *SOME IDENTIFIERS:
67: *SOME IDENTIFIERS:
68: *SOME IDENTIFIERS:
69: *SOME IDENTIFIERS:
70: *SOME IDENTIFIERS:
71: *SOME IDENTIFIERS:
72: *SOME IDENTIFIERS:
73: *SOME IDENTIFIERS:
74: *SOME IDENTIFIERS:
75: *SOME IDENTIFIERS:
76: *SOME IDENTIFIERS:
77: *SOME IDENTIFIERS:
78: *SOME IDENTIFIERS:
79: *SOME IDENTIFIERS:
80: *SOME IDENTIFIERS:
81: *SOME IDENTIFIERS:
82: *SOME IDENTIFIERS:
83: *SOME IDENTIFIERS:
84: *SOME IDENTIFIERS:
85: *SOME IDENTIFIERS:
86: *SOME IDENTIFIERS:
87: *SOME IDENTIFIERS:
88: *SOME IDENTIFIERS:
89: *SOME IDENTIFIERS:
90: *SOME IDENTIFIERS:
91: *SOME IDENTIFIERS:
92: *SOME IDENTIFIERS:
93: *SOME IDENTIFIERS:
94: *SOME IDENTIFIERS:
95: *SOME IDENTIFIERS:
96: *SOME IDENTIFIERS:
97: *SOME IDENTIFIERS:
98: *SOME IDENTIFIERS:
99: *SOME IDENTIFIERS:
100: *SOME IDENTIFIERS:

```

Summary

In summary, the emphasis placed on the development of system software is apparent when evaluating 3060A operating software and programming aids. The system software objectives of fast and easy test development, easy edit and debug, flexibility, board protection, and simple system expansion are met well by 3060A software. The automatic In-Circuit Program Generation package, high-level Board Test Language, the powerful 9825A IFL, and the calculator's friendliness are the means by which these objectives are met.

In-circuit component tests can easily be generated by non-technical personnel. Functional test programming and program debug can be quickly accomplished by a technician or test engineer. In neither case does the person need to be an experienced programmer. Further examples of Board Test Language are given throughout the following sections on in-circuit and functional testing.

Setup for shorts test (see Section 4, "3060A In-Circuit Tests").
Configures scanner (see Sections 3, 4, and 5).

Shorts test and in-circuit component tests (see Section 4, "3060A In-Circuit Tests").

Analog functional tests (see Section 5, "Analog Functional Tests").

Figure 2-4
Example Program

Section 3 In-Circuit Testing

The Need

Data taken at Hewlett-Packard Company and by other electronics manufacturers indicate that a majority of PC board faults are manufacturing process related. Although the distribution of faults varies from manufacturer to manufacturer, shorts and continuity problems (solder bridges, board defects, and shorted components) and misloaded, damaged or missing components generally account for more than 50% of the faults. Components otherwise not meeting specifications and design-related problems make up the remainder.

Considering the nature of the most common PC board faults, the need for in-circuit testing becomes apparent. Red-of-nails fixturing makes possible in-circuit shorts and component testing by accessing nodes internal to the board. As a result, a high percentage of analog problems are found and diagnosed directly to the node or component. Functional digital and analog testing then identify digital and the remaining analog faults to produce high yields after board test.

Quality in-circuit testing with comprehensive fault coverage is key to high board yields and less money spent on final test. Quality in-circuit testing means testing components to the tolerances they must have to insure long-term circuit performance. To measure each component to its tolerances in-circuit, a tester must be able to adequately cancel the effects of surrounding components.

System performance of in-circuit testers is usually specified for stand alone components only — in the absence of any adjacent components. A common mistake is to evaluate a system by comparing these specifications to the component tolerances on the boards to be tested. What should be evaluated is an in-circuit tester's performance measuring components in-circuit, not as a stand alone component tester.

3060A In-Circuit Objectives

The in-circuit testing capability of the 3060A was designed to meet two major objectives: 1) provide better test coverage than dedicated in circuit testers; and, 2) minimize the programming time and expertise required. To accomplish the first objective, which is primarily hardware-related, the following goals were set and met.

- Quickly locate unwanted shorts and continuity problems.
- Test a wider variety of components over a wider range of values. The output of these tests should be repair diagnostics.
- More effectively isolate components in-circuit with advanced technology to enable more consistent, accurate testing of components in a wider range of circuit configurations (i.e., parallel resistor/capacitor circuits and hard to "guard" configurations).

The automatic In-Circuit Program Generation software coupled with the 3060A's high level Board Test Language meet the second major 3060A objective. IPG automatically generates the analog in-circuit tests from inputs entered by a non-technical person. BTL speeds program optimization and provides great flexibility in testing. More detail on IPG and BTL is found in the previous section, "3060A Software Minimizes Programming Costs."

The Measuring Operational Amplifier

In order to provide better test coverage than dedicated in-circuit testers, the 3060A starts with a measuring operational amplifier circuit as the basic measuring configuration for in-circuit tests. The measuring operational amplifier (MOA) circuit has been used since 1970 within Hewlett-Packard Company and has been implemented by manufacturers of in-circuit testers. Figure 3-1 will be used to present the basic MOA circuit.

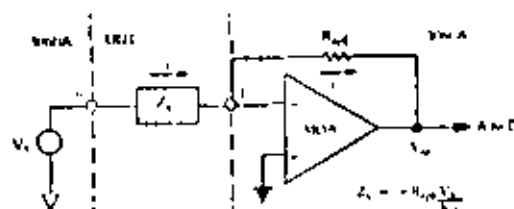


Figure 3-1
Measuring Operational Amplifier
used for In-circuit tests.

In order to measure component Z_x in Figure 3-1, the 3060A simulates point S with a known voltage V_s . Since point I is a virtual ground, V_s appears across Z_x and the current i is inversely proportional to Z_x . Negligible current enters the MOA; therefore, the MOA forces i to flow through the reference feedback resistor, R_{ref} . A voltage V_o is induced at the MOA output which is proportional to i and R_{ref} . From the known values of R_{ref} and V_s and the measured value of V_o , the unknown component value, Z_x , can be calculated.

A major advantage of the MOA technique is that even though the MOA power supply voltages limit the range of V_o , R_{ref} can be changed in order to measure a wide range of Z_x values. The technique can be used to measure both resistive and reactive components simply by changing from a dc to ac voltage source and phase synchronous detector. With accurate voltage sources and a $5\frac{1}{2}$ digit analog to digital converter, the 3060A offers accurate measurement of discrete components over a range of values unmatched even by board testers restricted to in-circuit testing.

MOA Configuration

The 3060A measures passive components by connecting them at the input to the MOA rather than in the feedback path as done with other in-circuit testers. By keeping reactive components out of the MOA feedback path, the stability of the measuring circuit is increased. Board configurations that put other testers into oscillation will be measured consistently by the 3060A. Therefore, fewer circuit configurations are "unmeasurable" with the 3060A resulting in higher confidence testing and greater yield.

With the component under test in the input, the voltage applied to the board is guaranteed never to exceed the programmed source voltage, V_s . Systems testing components in the feedback loop must have voltage limiting capability for the MOA output. This is necessary since the MOA output voltage would go to its power supply voltages if the component under test is open or missing. Board damage could result. Since the 3060A does measure some active devices in the feedback path, limits on the MOA output voltage are programmable. Limits on the source current are also programmable to protect the board when components are measured in the MOA input leg.

Guarding

In many cases, parallel paths around components to be measured are formed by other components on the board. A component measurement using Figure 3-1 would yield an erroneous answer equivalent to the parallel combination of the component to be measured and the parallel path. The "guarding" concept solves this problem as illustrated in Figure 3-2.

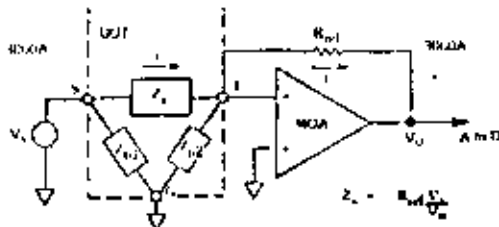


Figure 3-2

Guarding isolates the component being measured in-circuit.

By connecting the measurement circuit guard to point G, the error current through the parallel path around Z_s is eliminated. Since node I is also at guard potential (MOA virtual ground), no error current flows through Z_{p2} . Z_s is effectively isolated from the rest of the circuit and can be measured accurately. V_s does supply current to Z_{p1} ; however, this current does not affect the measurement since the V_s output impedance is very low.

MOA Problems

With in-circuit testing experience using in-house board testers since 1970, Hewlett-Packard has encountered several problems with the MOA technique explained to this point. The 3060A was designed to solve those problems. Figure 3-3 shows some of the non-ideal characteristics of the MOA measuring circuit which cause inaccurate and inconsistent in-circuit measurements.

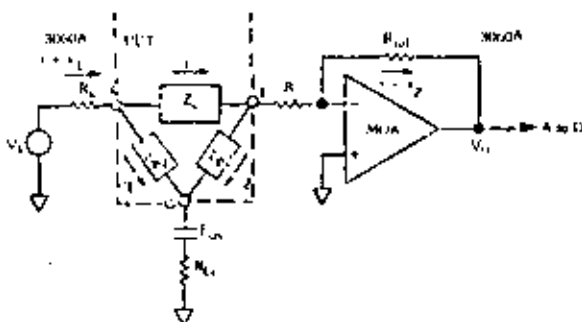


Figure 3-3

Actual MOA circuit with system resistances and thermal offset shown.

Since nodes S, I, and G are multiplexed in an in-circuit tester through relays and cable runs, system resistances (R_s , R_G , R_I) and temperature variant thermal offset errors (i.e., E_{th}) are introduced. These problems are present in all test systems to varying degrees. In the 3060A, the placement of custom mercury-wetted scanner relays directly underneath the system interface panel minimizes these characteristics. However, their effects can still influence measurement accuracy and consistency by causing several measurement errors.

Source Voltage Error — As you will recall, the value of V_s is used to calculate Z_s . But due to the IR drop across R_s and R_I in Figure 3-3, the actual voltage across Z_s will be less than V_s . Small values of Z_{p1} or Z_s can cause significant source loading and result in errors in value returned for Z_s .

Floating Ground Error (Guard Gain Error) — For guarding to be effective, the '+' terminal of the MOA and node G in Figure 3-3 must be at the same potential. The offset voltage, E_{th} , and the IR drop across R_G , resulting from the current through Z_{p1} (which increases as Z_{p1} decreases) cause node G and the MOA '+' terminal NOT to be at the same potential. The voltage at G will see a gain of R_{in}/Z_{p2} . This voltage will add to V_o causing the returned value for Z_s to be in error.

The error is significant when Z_{p1} and Z_{p2} are small and Z_s is large. With an R_{in} value of 1 M Ω and Z_{p2} of 1 K Ω , millivolts at node G become volts of error in V_o . Measurement errors many times the value being measured may result. Since E_{th} is due to hmv varying thermal offsets, readings may be intermittent and cause unpredictable test results.

Current Splitting — Where the value of Z_{p2} in Figure 3-3 is low, current splitting occurs at node I. To correctly measure Z_s , all of the current, I , induced by V_s must flow through R_{in} . The current through Z_{p2} to guard, I_2 , affect V_o and therefore causes an incorrect value to be returned for Z_s .

Advanced In-Circuit Techniques

To eliminate the errors described above, two techniques are used in the 3060A to increase measurement accuracy and repeatability. Extended Guarding provides the remote sensing connections shown in Figure 3-4. As will be explained below, remote sensing provides analog correction for the floating ground and current splitting errors and makes possible digital correction for the source loading error. **Accuracy Enhancement** is an auto-calibration routine which digitally compensates for the source loading error and calibrates out system offsets.

Extended Guarding is a six-wire measurement technique which remote senses at the three in-circuit measurement terminals. To gain the maximum benefit from Extended Guarding, three extra wires are brought out to the unit under test in the fixture. When one or more of the problems described above exist but the extra wiring is not warranted, an automatic Extended Guarding mode is available to remote sense inside the scanner.

The full remote sensing mode of Extended Guarding will be explained first to convey the principles of the technique. Then the automatic Extended Guarding, which is used when needed by the automatic In-Circuit Program Generator, will be discussed.

With remote Extended Guarding, three remote sensing connections can be made to eliminate all three types of errors explained above. (See Figure 3-4.)

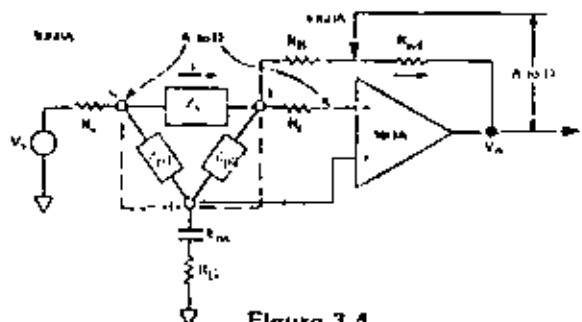


Figure 3-4

3060A solutions to MOA measurement problems: Extended Guarding and Accuracy Enhancement.

Each of these connections can also be individually programmed to eliminate one error at a time. In order to eliminate the floating ground error, an "SL" option in the BTL component statement and a scanner relay closure connects the MOA's "1" terminal to node G (see Figure 3-4). Now the voltage at point G (due to E_{in} and the drop across R_{in}) is rejected by the MOA and has no effect on the component measurement.

An "SS" option and a relay closure connects the MOA feedback path directly to node I to eliminate the current splitting error (see Figure 3-4). This reduces the effective impedance looking into the MOA from node I. Therefore, the error current through Z_{in2} is also reduced. Although a small resistance, R_{II} (system resistance), is also introduced into the feedback path, its effect is eliminated by measuring the MOA output voltage directly across R_{out} .

The "SA" option and a relay closure also provide the remote sensing connections at node S to allow Accuracy Enhancement to compensate for the source loading error.

Accuracy Enhancement — With a remote sensing connection made at node S and the inverting input of the MOA by Extended Guarding the actual voltage at these points can be measured. When Accuracy Enhancement is also selected, the 3060A uses the actual measured value across Z_s rather than V_s in calculating the value of Z_x . (Since virtually no current flows through R_s into the MOA, the voltage is the same on both sides of R_s .) This eliminates the source loading error which becomes significant when Z_{in1} or Z_s is small.

Accuracy Enhancement also makes a series of measurements at points internal to the system and uses the results to calibrate out non-ideal system characteristics such as offset voltages (i.e., relay emfs) and MOA input bias current. The calculation is done by a microprocessor internal to the system. With Accuracy Enhancement the variation of in-circuit measurements with changing temperature and time is minimized yielding more repeatable and accurate measurements. Since additional measurements are made when the Accuracy Enhancement option is selected, a 4-5 reduction in measurement speed results. Therefore, Accuracy Enhancement is only selected by IPG (or a programmer) when needed.

Extended Guarding, as presented in Figure 3-4, offers the ultimate in-circuit test accuracy. However, it requires three additional wires in the fixture from the scanner to the bed-of-nails pins. Three additional scanner relays per component are also used. Many component measurements have the MOA measurement problems listed above but do not require high measurement accuracies. To save on fixture wiring and relay usage an automatic Extended Guarding connection can be made in the 3060A scanner. IPG specifies automatic Extended Guarding when it is needed.

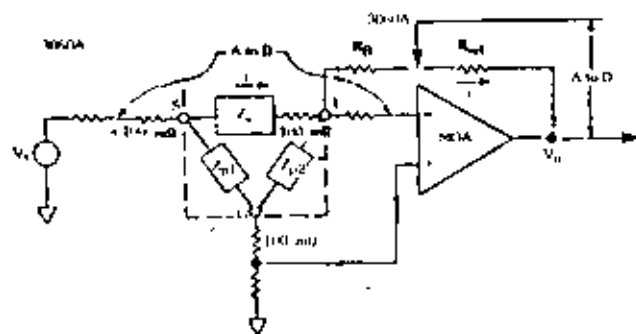
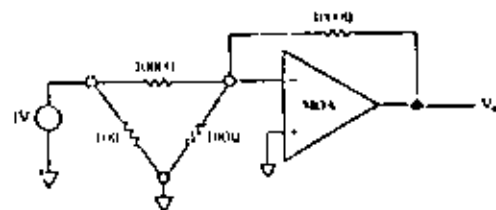


Figure 3-5
Automatic Extended Guarding reduces error causing impedances.

Figure 3-5 shows how the automatic Extended Guarding reduces the system impedance values to less than 100 mΩ. This is the maximum impedance of one mercury-wetted relay, fixture wire, and clean probe. Automatic Extended Guarding is used by IPG to provide much of the benefit of Extended Guarding without having to analyze the MOA measurement problem causing errors or dedicate extra scanner relays and fixture wires.

The example of Figure 3-6 shows the relative merits of automatic and full remote Extended Guarding.



1 KΩ measured with:	
Standard Guarding	14.6% error
Automatic Extended Guarding	4.9% error
Remote Extended Guarding	.3% error

Figure 3-6
Extended Guarding example.

The 14.6% error with conventional guarding would determine the minimum test tolerance usable without Extended Guarding. This error could be much greater if the resistor from the inverting terminal of the MOA to ground was an inductor with low dc resistance. Even more significant, the error could change considerably with time and temperature as thermal offsets drift and relay resistances change. The only way to deal with these large errors is to increase test tolerances. The result is more bad components passing in-circuit tests and resulting lower board yields.

With automatic Extended Guarding, the error is reduced by a factor of 3. The full remote Extended Guarding with dedicated remote sense wires reduce the measurement error by nearly 50.

Summary — A summary of how Extended Guarding and Accuracy Enhancement eliminate in-circuit measurement problems is shown below. The BTL in-circuit option is simply added to the BTL statement to gain the benefits listed. "EG," "SS," and "EN" are automatically selected by IPG when the circuit configuration makes them necessary.

BTL IN-CIRCUIT OPTION	PROBLEM(S) SOLVED	EXPLANATION
EXTENDED GUARDING "EG"	Floating ground current splitting, Source loading (in conjunction with Accuracy Enhancement)	Automatically makes sensing connections for analog correction of floating ground and current splitting errors inside of the scanner. Also, makes scanner sensing connection used by Accuracy Enhancement to correct for source loading error. EG carries no time penalty.
ACCURACY ENHANCEMENT "EN"	Source loading (in conjunction with Extended Guarding) System thermals, MOA bias current, gain, and phase.	Measures actual voltage applied to component under test. Also, makes a series of measurements internal to the system and uses the results to digitally correct for non-ideal system characteristics. Measurement speed reduced by factor of 4-5.
SOURCE SENSE "SS"	Source loading	Automatically makes source sensing connection in the scanner and measures the source voltage at that point and across R_s . "SS" is used when no guard point is specified. It carries the same speed penalty as "EN."
INDIVIDUAL ERROR SENSING		
Remote Source Sense—"SA"	Source loading	To eliminate measurement errors, remote sensing can be done directly at nodes S, I, and G on the board. This requires extra wires on the fixture and uses more 3060A relays. Accuracy Enhancement is called automatically.
Remote Input Sense—"SI"	Current splitting	
Remote Guard Sense—"SL"	Floating ground	

Detectors — Two internal detectors allow speed/accuracy decisions to be made during in-circuit testing. A 4 1/2 digit A to D is the default detector for in-circuit tests for maximum speed. The option to select a 5 1/2 digit A to D (with a longer integration period) yields two advantages. The extra digit of resolution makes more accurate measurements possible and broadens the range of components measurable. In DC resistance tests line related noise is rejected.

Synchronous Detection — Yet another feature of the 3060A is Synchronous Detection. By synchronizing the A to D at the output of MOA to V_s in Figure 3-1, the resistive AND reactive components Z_c can be measured. This is useful when parallel RC combinations exist on a board or inductors need to be measured. Synchronous Detection also compensates for source phase shifts due to parallel components. (See the discussions on capacitor and inductor tests in the following section, "3060A In-Circuit Tests.") When guarding is used, Accuracy Enhancement and Extended Guarding can be selected to eliminate errors in the reactive and real impedance components caused by guarded components phase shifting V_s .

System Architecture—In-Circuit Testing

3060A Bus Structure — To relate the examples of 3060A tests in the following sections to the preceding section on the MOA, Extended Guarding and Accuracy Enhancement, the bus structure of the 3060A should be explained. Figure 3-7 shows the 3060A bus structure used for analog multiplexing.

The 3060A analog switching points are arranged in columns of 32 relays as shown to the right in Figure 3-7. (There are actually two columns for a total of 64 analog pins per scanner card.) All relays in a column are connected

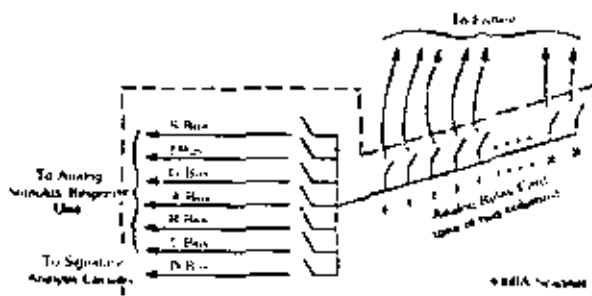


Figure 3-7
3060A Bus Structure

together and can be switched as a unit to the seven busses. The S, I, and G busses are used to connect a component under test to the MOA as shown in Figure 3-2.

The A bus is used for remote sensing of the source voltage right at the S side of the component under test (Z_s) as shown in Figure 3-4. The actual connection can be made automatically in the 3060A scanner by closing both the S and A bus relays to the column containing the analog pin being used. This is done when the Extended Guarding option "EG" or source sense "SS" is included with the in-circuit component statement. For ultimate system accuracy, separate wires to the fixture can be used. In this case, the S and A busses would be individually programmed to separate relays on separate columns.

The B bus is used to connect the feedback path of the MOA directly to the I side of Z_c as shown in Figure 3-4, eliminating the error caused by R_s . The L bus is used to connect the "+" terminal to the node used for guarding to eliminate the floating ground error (see Figure 3-4). Both the B and L busses can be connected internal to the 3060A scanner with the Extended Guarding option "EG," or with separate analog relays on different columns.

The D bus is used for accessing nodes to collect signatures for testing microprocessor and other complex digital boards with Signature Analysis.

3060A Scanner - The 3060A analog pins are arranged as shown in Figure 3-8.

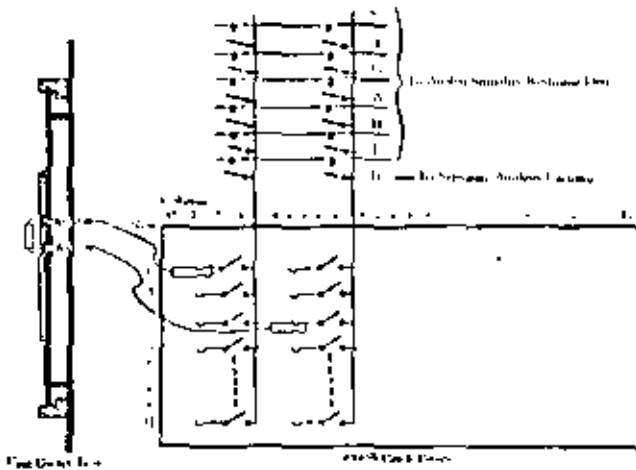


Figure 3-8
3060A Scanner Layout

As shown in the figure, scanner pins are organized by rows and columns. Two columns of 32 relays are contained on each analog relay card. On one side all 32 relays in each column are connected together.

The relays closing each analog column to the analog busses are under program control. Near the beginning of a test program, the scanner must be configured. The configure scanner statement, "scan," is used to assign analog pin columns to the analog busses. Later in the program, when analog multiplex relays must be closed to access a board node, the multiplex connect statement "mcon" is used. The "mcon" statement will appear in the following in-circuit component test program examples. Of course, the scanner configuration and proper relay closures for in-circuit tests are programmed automatically by IPG.

A complete diagram of system interconnections is given in the follow: Figure A-1 at the end of the brochure.

The bus structure of the 3060A allows the implementation of Extended Guarding (including remote sensing at the board) for higher quality in-circuit testing. The busses also give considerable flexibility for functional testing as will be explained later. Another result of the bus structure is that there is not a 1 to 1 correspondence between system analog points and board nodes. On the average, there will be 2.5 system analog points per board node.

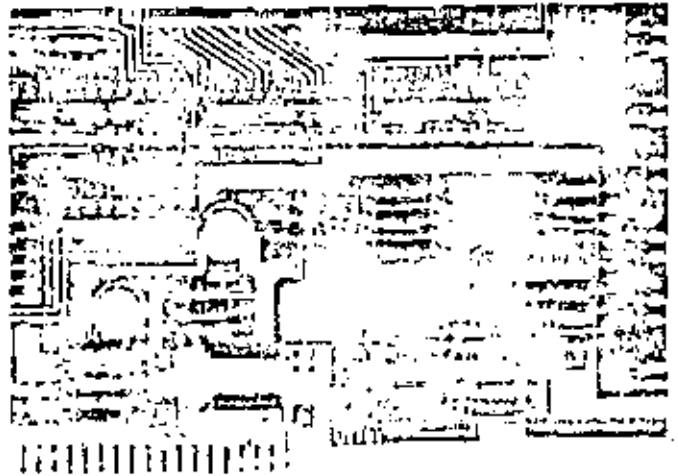
This is true because 2 points per circuit node are utilized for shorts testing (stimulus and response). The use of guard points, an "A" bus for bi-polar transistor tests and occasional remote sense points result in the 2.5 number. Double fixture wires (two patch panel connectors per probe pin) are used for the two shorts test connections. Triple and quadruple wires are used when more connections are needed.

Summary

The 3060A's in-circuit MOA techniques supplemented by Accuracy Enhancement, Extended Guarding, the choice of 4 1/2 or 5 1/2 digit A to D, and Synchronous Detection provide an impressive complement of testing tools for in-circuit board testing. Since all of these tools are available to the automatic In-Circuit Program Generator, the 3060A's full analog in-circuit measurement power can be implemented without a heavy investment in software. With the possibility to remote sense at the board, an even higher level of performance is attainable with BITL programming convenience. With higher quality in-circuit tests, more consistent and credible test results are possible with the 3060A. The benefits in your production are:

- Significantly higher board yields after in-circuit test
- Faster troubleshooting
- Higher functional test throughput

These benefits translate into savings in capital equipment cost and more efficient utilization of highly-skilled labor.



Section 4 3060A In-Circuit Tests

The previous section provided a general understanding of the importance of the advanced 3060A in-circuit measurement techniques. This section will build on that background and give specific examples of how the 3060A measures various components. These examples will cover the areas of shorts/continuity test, passive component tests, and semiconductor device tests. Each example will include an explanation of the test, a diagram of the 3060A configuration, program examples, and condensed test specifications.

Shorts/Continuity Test

The shorts/continuity testing capability of the 3060A makes it possible for a test program to quickly check for common soldering and trace problems and shorted components with an absolute minimum of programming. Figure 4-1 presents the MOA configuration used for shorts/continuity testing.

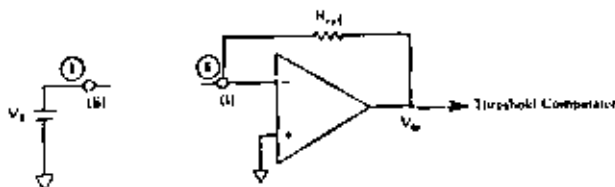


Figure 4-1
Shorts/Continuity Testing Configuration

To test for a short between nodes 5 and 6 on the unit under test (UUT), the S bus is connected to 5 and the I bus to 6. If a short exists, the MOA output voltage will trip the threshold comparator. Shorts tests are made at high reading rates since only the one-bit test result is returned to the controller. Large capacitors test as opens on the 3060A. A shorts verification feature results in capacitors up to 10 mF farad testing as opens with a 10 Ω threshold. At the end of the complete board shorts test, all nodes on the UUT are shorted together to discharge capacitors on the board so that subsequent tests will not be affected.

The BTL shorts table command, "stbl," and the shorts test command, "shorts," were mentioned earlier in the section on systems software. The "stbl" command allows the shorts/opens characteristics to be learned from a known good board. Then the "shorts" statement executes the test on a UUT. The algorithm used by the "shorts" statement minimizes the number of readings taken both on good boards and boards with faults.

The definition of a short is determined by the threshold parameter included in the "stbl" which in turn affects the selection of R_{th} by the 3060A. A default value of 10 Ω is assumed but any value from 5 Ω to 125 k Ω can be programmed. The programmable threshold allows testing for "high impedance shorts" resulting from problems on multi-layer boards or process problems on boards requiring high isolation. It is also possible to set the threshold above or below the impedance of low DC impedance devices (i.e., inductors) so they will always appear as a short or open.

Two sample programs are shown below. The first "learns" the shorts/opens characteristics of a good board and stores them in a data file on diskette. The second calls for stored data file and performs the shorts/opens test on a UUT.

```
0: "LEARN SHORTS":
1: dim S$(100)
2: open "Shorts":i:open "Shorts":1
3: cscan,0301,.0401,.0601,.0302,
   .0502,.0702
4: atb195,S#
5: zapr 1,S#
6: end
```

- program label
- dimensions on array, S\$, which will hold approximately 25 shorted node pairs
- opens data file, "Shorts" on diskette to store shorted node pairs. "Shorts" is assigned to be file #1.
- configures scanner by assigning columns 02, 04, and 06 to the "S" bus and columns 03, 05, and 07 to the "I" bus. (See Figures 3-7 and 3-8 and discussion entitled "System Architecture—In-Circuit Testing.")
- initiates a complete shorts test on a known good board with 96 nodes. The resulting list of shorted node pairs is stored in S\$ and is also listed out on system message device. A default 10 Ω shorts threshold is assumed.
- serial print (store) the shorts table in S\$ in file #1 ("Shorts") on diskette.
- end of program.

```
0: "PERFORM SHORTS TEST":
1: dim S$(100)
2: open "Shorts":i:read 1,S#
3: cscan,0301,.0401,.0601,.0302,
   .0502,.0702
4: shorts S#
5: if fld12:do "Repair Shorts &
   Opens"
6: end
```

- label.
- dimensions on array, S\$, to hold shorts table
- the "Shorts" data file is assigned to be file #1 on diskette. The shorts table is serial read from diskette and stored in S\$.
- configures scanner by assigning columns 02, 04, and 06 to the "S" bus and columns 03, 05, and 07 to the "I" bus. (See Figures 3-7 and 3-8 and the discussion entitled "System Architecture—In-Circuit Testing".)
- performs shorts test on board. Compares shorts detected to those in shorts table stored in S\$. Unexpected shorts or opens cause error messages to be printed out. (See below.)
- if the test fails (flag 12 set). Display an operator instruction to send board for repair.
- end of program.

The shorts/opens error messages are:

```
SHORTS          OPEN
1 TO 3          4 TO 6
42 TO 45       17 TO 24
2 SHORTS       2 OPNS
```

ABBREVIATED SPECIFICATIONS

Shorts threshold range:	50-125 K Ω
Reading rate:	100/sec (scanned)
Source voltage:	.1Vdc
Analog scanner points required:	2/board node
Maximum source current:	from 5 μ A to 5mA depending on shorts threshold

In summary, 3060A hardware and software work together to quickly perform shorts/continuity testing with minimum programming time and maximum programmer flexibility.

In-Circuit Component Tests

Overview. In circuit component testing with the 3060A is based on the advanced measuring operational amplifier technique explained in the previous section. The system features a six-wire scanning technique coupled with accurate sources and detectors enhanced by auto calibration. These features allow the measurement of a wider range of components with greater precision and repeatability than previously possible. These capabilities are contained in the system Analog Stimulus/Response Unit (ASRU) and controlled on the instrument level by two internal microprocessors with over 20K-bytes of firmware.

The measuring op amp together with the wide range of sources and detectors provide a flexible set of in-circuit measurement tools. Board Test Language (BTL) intelligently selects the appropriate tools to make in-circuit component tests according to the component values to be measured. The In Circuit Program Generator (IPG) automatically writes analog in-circuit component test programs using the optimum BTL commands for high quality in-circuit testing. The correct guarding, extended guarding, and accuracy enhancement options are automatically selected for each component test depending on the actual circuit configuration. By using the capable 3060A hardware through the highlevel BTL language, IPG automatically writes programs requiring minimal debug time. What little debug is required is done simply and quickly with 3060A hardware and software flexibility.

IPG automatically generates an in-circuit test program for:

- Resistors
- Variable resistors (2 and 3 terminal)
- Capacitors
- Inductors
- Transistors (bipolar)
- FETS
- Diodes
- Zener diodes

Examples of various in-circuit tests will be given in the following pages. BTL failure messages which can be directed to one of several possible system I/O devices are given below:

```
BAD COMP.
MERS 42006
LIT: 50925.
TO 46075
R26
```

-R26, a 48.5 K Ω resistor with an expected $\pm 5\%$ tolerance measured 42 K Ω (13% out of tolerance).

```
BAD COMP.
LINE 37
MERS 3.7629
LIT: 150.00
TO 38.000
NPN-Q15
```

-Q15, an NPN bipolar transistor with an expected β range of 10 to 500 measured, a β of 2.7.

Comparing the 3060A - When evaluating the in-circuit techniques of a board tester, several questions need to be answered.

1. How accurately and consistently does the tester measure components in-circuit? The test to be performed is not stand-alone component measurement. Do the tester's measurement configurations lend themselves to in circuit testing or would they only work satisfactorily on isolated components?
2. How fast is the system? Single channel component measurement specifications are not the answer. The contributions of multiplexing time, multiple measurements to compensate for system noise (if necessary) and wait times necessary to allow the measurement circuit to stabilize need to be considered.

3. Will the tester damage the boards it tests? In testing missing or defective parts, some testers can damage neighboring parts. Voltage and current limit capability should be available.

The 3060A in-circuit tests described in the next pages were formulated for ultimate performance in-circuit. Speed numbers given for each test include multiplex time. In a vast majority of cases, only one measurement will be required per component. After each measurement, the voltage source is shorted, preventing initial conditions established by that test to affect succeeding tests. This feature coupled with the placement of most components under test in the input to the measuring op amp minimizes the use of wait times. Finally, a 3060A programmer has complete control of the voltages and currents applied to his board. In most cases, stimulus voltage will not exceed .1V.

Passive Components

The same Board Test Language (BTL) statement and measuring operational amplifier (MOA) configuration are used for all passive component tests (except 4-terminal ohms measurement for small resistors). Resistors, capacitors, inductors, and small resistors ($\leq 100\Omega$) are all tested with the passive component, "pcomp," statement. The first letter in the component designator specifies the type of component being tested. For example, R13 is a resistor, C12 is a capacitor, etc. Program examples will be included with the following discussions on specific component tests.

Three popular test frequencies are used for reactive component tests. BTL selects the optimal frequency for each measurement from the set of 100 Hz, 1 kHz, and 10 kHz. However, at the programmer's discretion, the BTL choice can be overridden and one of the other two frequencies selected. The use of synchronous detection in component tests allows the measurement of both components in parallel RC combinations and accurate inductance measurement in spite of internal series resistance. Programmable voltage and current compliance can be used to protect sensitive components adjacent to the component being tested.

Resistors

The simple two-terminal (unguarded) resistor measurement configuration is shown in Figure 4-2 below. In this configuration, V_s is impressed across R114 since system terminal 1 (board node 6) is at virtual ground. The resultant current through R114 is forced through R_{in} by the MOA. The voltage drop across R_{in} , V_{in} , is measured at the measuring operational amplifier (MOA) output and used to calculate the value of R114. By keeping the value of V_s low, semiconductor junctions attached to board node 5 will not be turned on. (The automatic In-Circuit Program Generator chooses a default value of 100 mV dc for resistance measurements.) Refer to Section 3, "In-Circuit Testing," for a more detailed discussion of MOA theory.

The BTL statements listed below (Figure 4-2 would measure R114. IPCG automatically generates resistor tests.)

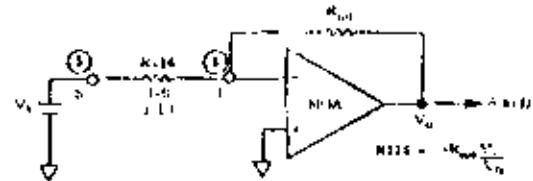


Figure 4-2
Two-Terminal (Unguarded) Resistor Measurement

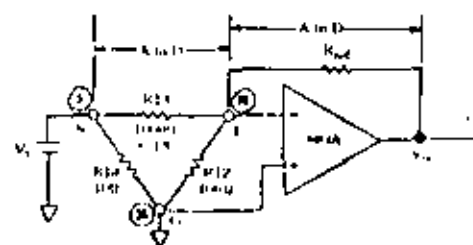
```

10: "Assign 32 Relays":ascan
    .0201+.0302
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: mcon5, 0402, 10, 0903
101: pcomp "R114" 1e3 1s 1
102:
103:
104:
105:
106:
107:
108:
109:
110:
111:
112:
113:
114:
115:
116:
117:
118:
119:
120:
121:
122:
123:
124:
125:
126:
127:
128:
129:
130:
131:
132:
133:
134:
135:
136:
137:
138:
139:
140:
141:
142:
143:
144:
145:
146:
147:
148:
149:
150:
151:
152:
153:
154:
155:
156:
157:
158:
159:
160:
161:
162:
163:
164:
165:
166:
167:
168:
169:
170:
171:
172:
173:
174:
175:
176:
177:
178:
179:
180:
181:
182:
183:
184:
185:
186:
187:
188:
189:
190:
191:
192:
193:
194:
195:
196:
197:
198:
199:
200:

```

- ~ Configures scanner early in the program by assigning column 02 (32 relays) to the "S" bus and column 03 to the "I" bus. One or two "escan" statements configure scanner for entire program. (See Figures 3-7 and 3-8 and discussion "System Architecture--In-Circuit Testing.")
- Connects node 5 to the "S" bus by closing relay in row 4 column 2 and connects node 10 to I bus by closing relay in row 9 column 3. (All previously closed analog relays are also opened.)
- Measures R114 and returns a failure message if it deviates from 1 K Ω by more than $\pm 1\%$. (Since typical system accuracy at 1 K Ω is $\pm 1\%$, the component tolerance is used as the test tolerance and system uncertainty ignored.)

When resistive parallel paths exist on the board around the resistor to be measured, a third connection (guard) is needed to break these paths. (The use of 100 mV source voltage reduces the number of parallel paths by keeping semiconductor junctions turned off.) To measure R13 in Figure 4-3, a guard node is needed. However, a simple three-terminal measurement will result in a large measurement error (14.6%). (The error exists if the unknown is placed in the MOA feedback path — an unstable configuration which may oscillate when measuring certain circuits.) Therefore, Extended Guarding and Accuracy Enhancement are specified in the BTL statements listed below in Figure 4-3. (Extended Guarding and Accuracy Enhancement are selected automatically by IPCG when needed.) These statements will automatically sense the voltages at points S, I, and G inside the scanner reducing measurement error to 4.9%. By sensing the voltages directly at board nodes 5, 10, and 26 with extra fixture wires, measurement error can be reduced to .3%.



Accuracy of R13 Measurement:
 Conventional Guarding 14.6%
 Extended Guarding in Scanner & Accuracy Enhancement 4.9%
 Remote Extended Guarding & Accuracy Enhancement .3%

Figure 4-3
Resistor measurement using Extended Guarding and Accuracy Enhancement


```

9:
10: "Resistor S, I and G Relays":
    rscan, U201, .0302, .0403
11:
12:
100: rconnS, 0402, 10, R103, 26, 0604

101: rconnP "R10", 1e3, 0, 6, "egsh"
102:
103:

```

- Configures scanner early in the program by assigning column 2 to the "S" bus, column 3 to the "I" bus, column 4 to the "G" bus. One or two "rscan" statements configure scanner for an entire program.
- Connects node 5 to the "S" bus, node 10 to the "I" bus, and node 26 to the "G" bus. All previously closed analog relays are also opened.
- Measures R13 with a tolerance of $\pm 6\%$ (component tolerance plus measurement uncertainty), around 1 K Ω using Extended Guarding and Accuracy Enhancement. Sense connectors are made in the scanner.

Small resistors, less than 100 Ω , are usually measured with the four-terminal configuration of Figure 4-4. A true four-terminal measurement is done with four separate wires in the test fixture. Two wire measurements can also be used; however, the resistance of the wires, 3060A relay contacts, and system-fixture will be added in series to the resistance of R10.

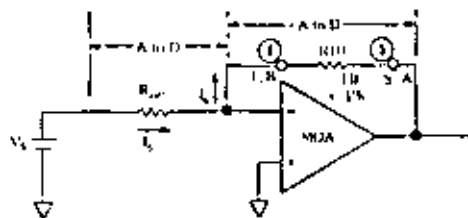


Figure 4-4

Four Terminal Measurement for Small Resistors

Including an "S" as the first letter of the component designator in the "rcomp" statement tells the 3060A that a small resistor test should be performed. With the appropriate relay connections made using "rconn" statements, the "rcomp" statement to test R10 for $\pm 6\%$ tolerance (system uncertainty and component tolerance) would be:

```
101: rcomp "C100", 1e-3, 10, 10, "EG, EN"
```

Tests for two or three terminal variable resistors are written automatically by the In-Circuit Program Generator. IPC assumes the variable resistors have been centered before the test. For two-terminal variable resistors, resistance between the two terminals is tested for $.5R \pm .25R$ where R is the maximum resistance of the variable resistor. (See Figure 4-5) On three terminal potentiometers, each end to the wiper is measured for $.5R \pm .25R$. These tests check for shorted or open wiper and end terminals. Final adjustment of variable resistors will normally be done during functional test while some circuit parameter is being monitored.



Figure 4-5

Variable resistor tests: a) 2-terminal, b) 3-terminal

Condensed Specifications - Resistance:

All specifications are valid with a .1V source voltage unless stated otherwise. Higher source voltages can be programmed, where board circuit configuration permits, for increased accuracy. Specifications are measured on isolated components at the system/fixture interface.

Range: .1 Ω to 10 M Ω

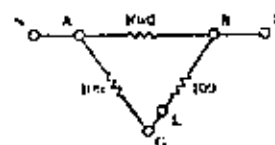
Accuracy: .1 Ω to 250 Ω : $\pm 1\%$ of reading. Four-terminal resistance measurement with Accuracy Enhancement and line rejection options. ≈ 8 scanned readings per second.

250 to 1 M Ω : $\pm 1\%$ of reading. Two-terminal resistance measurement. 30 scanned readings per second.

$\pm .25\%$ of reading. Four-terminal resistance measurement with enhancement and line rejection options. ≈ 8 scanned readings per second.

1 M Ω to 10 M Ω : $\pm 1\%$ of reading. Two-terminal resistance measurement with Accuracy Enhancement and line rejection options. ≈ 5 scanned readings per second.

Guarded Measurement¹



Accuracy of 10 k Ω measurement in configuration above:

.1V source level, $\pm 2\%$

Six terminal connection

≈ 3.5 scanned readings per second

Capacitors

The unguarded capacitor measurement configuration is illustrated in Figure 4-6. Source, V_s , is an ac voltage with a frequency of 100 Hz, 1 kHz, or 10 kHz depending on the capacitor value. V_s is impressed across C10 since system terminal I (board node 10) is at virtual ground. The resultant current through C10 is forced through R_{sca} . V_s is measured at the measuring operational amplifier (MOA) output and used to calculate the value of C10.

¹Valid during system confirmation.

By keeping the value of V_s low, semiconductor junctions attached to board node 5 will not be turned on. (The automatic In-Circuit Program Generator chooses a default value of 100 mV RMS. BTL selects the correct source frequency.) Refer to Section 3, "In-Circuit Testing," for a more detailed discussion of MOA theory.

The BTL statements listed below Figure 4-6 would measure C10. (IPG automatically generates capacitor tests.)

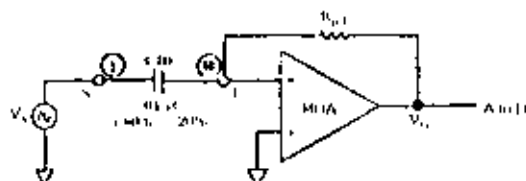


Figure 4-6

Unguarded Capacitor Measurement

```

9:
10: "Assign S & I Relays":
    cscan.0201,.0302
11:
12:
100: wcon5.0402,10.0903

101: pcomp"C10",1e-8,80,20
102:
103:
104:

```

- Configures scanner early in the program by assigning column 02 (32 relays) to the "S" bus and column 03 to the "I" bus. One or two "cscan" statements configure scanner for entire program. (See Figures 3-7 and 3-8 and discussion entitled "System Architecture—In-Circuit Testing.")
- Connects node 5 to the "S" bus by closing relays in row 4 column 2 and connects node 10 to the "I" bus by closing relay in row 9 column 3. (All previously closed analog relays are also opened.)
- Measures C10 and returns a failure message if it deviates from $.01\mu\text{f}$ by more than +80%, -20%. (Since system accuracy at $.01\mu\text{f}$ is < 2%, the component tolerance is used as the test tolerance and the system uncertainty is ignored.)

The parallel RC combination of Figure 4-7 poses a challenging in-circuit testing problem which the 3060A handles well. Accurate measurement of the large capacitive reactance with the small parallel resistance requires a phase-sensitive technique capable of resolving between the real and imaginary components of impedance which vary greatly in magnitude. The phase synchronous detection capability of the 3060A enables measurement of C12 in Figure 4-7 with an accuracy of 4.5%. The necessary BTL program statements to test C12 are listed below Figure 4-7. An ac measurement could also be made on R14 and the effect of parallel C12 cancelled.

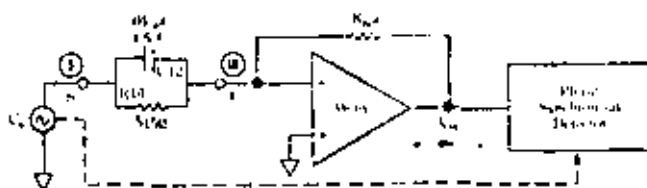


Figure 4-7

Measurement of a large capacitive reactance with a small resistance

```

9:
10: "Assign S & I Relays":
    cscan.0201,.0302
11:
12:
100: wcon5.0402,10.0903

101: pcomp"C12",1e-8,10,10,"EN,CJ,IB"
102:
103:
104:

```

- Configures scanner by assigning column 2 to the "S" bus and column 3 to the "I" bus.
- Connects node 5 to the "S" bus and node 10 to the "I" bus. (All previously closed relays are also opened.)
- Measures C12 for a range of $\pm 10\%$ around $0.1\mu\text{f}$ (measurement uncertainty plus component tolerance). The accuracy enhancement, $1/2$ digit detector (ED) and wide band option are selected. Only the reactive impedance is measured. The effect R14 is rejected.

As in resistance measurements, parallel paths around capacitors to be measured can cause errors. Therefore, the guard connection will be frequently used to break parallel paths as illustrated in Figure 4-8. However, when a phase synchronous technique is used to test capacitors (or inductors), a phase shift of the source voltage due to guarded out components can cause measurement errors. The circuit of Figure 4-8 introduces the phase shift error along with the source loading, guard gain, and current splitting errors explained in Section 2. The total measurement error would be 300%.

Extended Guarding and Accuracy Enhancement allow accurate measurement of C100 (1000 pf) even with the 1μf shunt capacitors to guard. The BTL statements listed below Figure 4-8 will automatically sense the voltages at points S, I, and G inside the scanner, reducing measurement error to 5%. By sensing the voltages directly at board nodes, 5, 10, and 26 with extra fixture wires, measurement error can be reduced to 3%.

```

9:
10: "Assign S, I & G Relays":
    cscan, 0001, .0302, .0403
11:
12:
13:
14:
15:
16:
17:
18: wcon5, 0402, 10, 0903, 25, 0604
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:
101: pconR "C100", 1e-9, 10, 10,
    "EC, EN" /
102:
103:
104:
105:
106:
107:
108:
109:
110:
111:
112:
113:
114:
115:
116:
117:
118:
119:
120:
121:
122:
123:
124:
125:
126:
127:
128:
129:
130:
131:
132:
133:
134:
135:
136:
137:
138:
139:
140:
141:
142:
143:
144:
145:
146:
147:
148:
149:
150:
151:
152:
153:
154:
155:
156:
157:
158:
159:
160:
161:
162:
163:
164:
165:
166:
167:
168:
169:
170:
171:
172:
173:
174:
175:
176:
177:
178:
179:
180:
181:
182:
183:
184:
185:
186:
187:
188:
189:
190:
191:
192:
193:
194:
195:
196:
197:
198:
199:
200:

```

Condensed Specifications

Capacitance:

All specifications are valid with a .1V source voltage unless otherwise stated. Higher source voltages can be programmed for increased accuracy. Specifications are measured on isolated components at the system/fixture interface.

Range: 10 pf to 10,000 μf.

Accuracy:

10 pf to 500 pf

± 2% ± 10 pf (includes system capacitance)

Two-terminal capacitance measurement

System capacitance (≈ 8 pf) can be measured and subtracted from the reading when testing small capacitors.

≈ 21 scanned readings per second

500 pf to 1μf

± 2% reading

Two terminal capacitance measurement

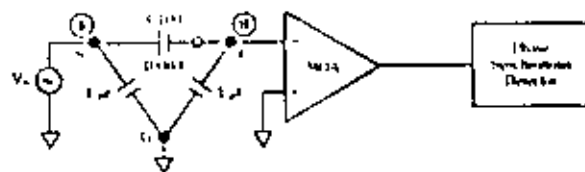
≈ 21 scanned readings per second

1μf to 10,000μf

± 2% of reading

Four terminal capacitance measurement with enhancement and line rejection options.

≈ 6 scanned readings per second



Accuracy of C100 measurement:

Conventional guarding 300%

Extended Guarding in scanner + Accuracy Enhancement 5%

Remote Extended Guarding + Accuracy Enhancement 3%

Figure 4-8

Capacitor measurement using Extended Guarding and Accuracy Enhancement

A dc offset option allows the use of a dc bias up to ± 10V in a reactive component test. This dc bias is useful in testing electrolytic capacitors or even capacitance of varactor diodes.

— Configures scanner early in the program by assigning column 2 to the "S" bus, column 3 to the "I" bus, and column 4 to the "G" bus. One or two "cscan" statements configure the scanner for an entire program.

— Connects node 5 to the "S" bus, node 10 to the "I" bus, and node 26 to the "G" bus. All previously closed analog relays are also opened.

— Measures C100 with a tolerance of ± 10% around 1000 pf using extended guarding and accuracy enhancement. Sense connections are made in the scanner.

Inductors

Accurate measurement of inductors is complicated by their inherent series resistance, R_L shown in Figure 4-9. At test frequencies below the MHz range, the resistive impedance is significant in comparison to the inductive reactance. If R_L is not considered, large measurement errors result. Synchronous detection makes it possible for the 3060A to separate the effect of the series resistance from the inductance measurement. The BTL statements below Figure 4-9 accurately measure the 1mH inductor (L1), in spite of its 25Ω series resistance (Guarding can also be used with inductor tests which are generated automatically by IPC.)

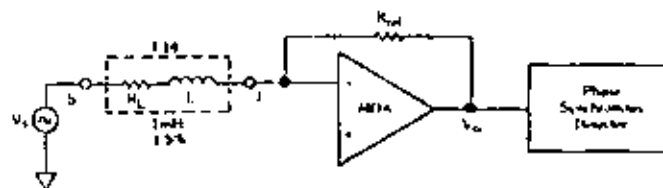


Figure 4-9

Unguarded Inductor Measurement

```

91
10: "Assign S & I Relays":
    cscan,0201,0302
11:
12:
100: mcon5,9402,10,0903
101: pcomp"L14",1e-3,7,7,"EN"
102:
103:

```

- Configures scanner early in the program by assigning column 2 to the "S" bus and column 3 to the "I" bus. One or two "cscan" statements configure the scanner for an entire program.
- Connects node 5 to the "S" bus and node 10 to the "I" bus. (All previously closed relays are also opened)
- Measures L14 and returns a failure message if it deviates from 1mH by more than $\pm 7\%$. (component tolerance plus measurement uncertainty).

Condensed Specifications

Inductance:

All specifications are valid with a 1V source voltage unless otherwise stated. Higher source voltages can be programmed for increased accuracy. Specifications are measured on isolated components at the system/fixture interface.

Range: 25 μ H - 1 H

Accuracy:

25 μ H - 50 mH: $\pm 2\%$

Four terminal inductance measurement 2 scanned readings/sec.

50 mH - 1 H: $\pm 2\%$

Two terminal measurement 13 scanned readings/sec.

Semiconductor Components

The same Board Test Language (BTL) statement, "scmp," is used for testing the most common semiconductor components. Measuring operational amplifier (MOA) configurations for each of the semiconductor components tests are illustrated in the following pages. The first letter of the component designation specifies the type of component being tested. For example, D12 is a diode, NPN is an NPN transistor, etc.

Default values for current and voltage stimuli are automatically selected for each device test by BTL. However, a test programmer can vary stimuli amplitude as required. Programmable voltage and current compliance can be used to protect sensitive components adjacent to the component under test. Guarding can be used when needed with semiconductor component tests just as with passive component tests.

Diodes

Refer to Figure 4-10 for the MOA configuration used to test diodes. The diode is placed in the feedback loop of the MOA and is forward biased by the MOA. The conduction current equals $V_s/100 V_o$; the MOA output voltage, equals the forward drop across the diode. Default values for upper and lower limits for the diode drop are .4V and .8V respectively, although they are fully programmable. A 1V dc default source voltage (V_s) is assumed by BTL, producing 10 mA through the diode. However, V_s can be varied to produce bias currents from below .1 mA to 145 mA.

With the diode under test in the feedback loop, precautions frequently need to be taken to protect the rest of the board from possible damage during testing. In the event of an open, backwards, or missing diode, the voltage at node 5 will rise to the MOA power supply voltage (15 volts in the 3060A). Many boards will be damaged by voltages of this level. To protect other components on the board, BTL limits the MOA output voltage to 1.5V above the programmed upper limit for the diode forward drop. The programmer can specify any voltage limit.

The BTL statements to test D10 in Figure 4-10 are listed below the figure. (IPG automatically generates diode tests.) Condensed diode test specifications follow the discussion of zener diode testing.

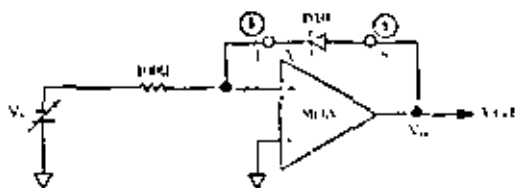


Figure 4-10
Diode Test

```

9:
10: "Asian S & I Relays":
    scan.0201;.0302
11:
12:
100: w00n5.0402;10.0903
101: scope "D10"
102:
103:

```

-- Configures scanner early in the program by assigning column 2 in the "S" bus and column 3 to the "I" bus. One or two "scan" statements configure scanner for an entire program.

-- Connects node 5 to the "S" bus and node 10 to the "I" bus.

-- Measures the forward drop across D10 for .4V to .8V limits (silicon diode).

Zener Diodes

The zener diode test configuration of Figure 4-11 is identical to the normal diode test except the voltage source polarity has been reversed. Now the MOA output voltage, V_o , equals the breakdown voltage. Zeners with breakdown voltages up to 14V can be tested with programmable bias current using the standard zener test. (Zeners with higher breakdown voltages are measured later during functional test.) The BTL statements to test Z10 in Figure 4-11 are identical to those in the forward diode drop test example above with one exception. The semiconductor test statement would be: 101: scope "Z10", 7, 6, 8

Where the upper and lower breakdown limits are 7.0 and 6.5 volts respectively. A default 10 mA bias current is chosen in this example. (IPG automatically generates diode tests.)

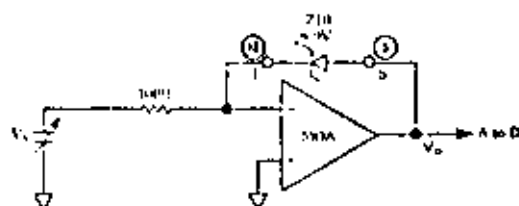


Figure 4-11
Zener Test

Condensed Specifications - Diodes and Zener Diodes:

Voltage range: 0 to 14V (Zeners with breakdown above 14V are tested functionally)

Accuracy: ± (1% of reading + .03V)

Default Source Amplitude (V): 1V

Transistors (Bipolar)

An ac beta test is performed on bipolar transistors with the MOA configuration of Figure 4-12. This configuration was selected to check ac beta in circuit minimizing the effect of neighboring components. As explained below, the test injects an ac base current and measures resulting ac collector current by sensing the drop across a 20Ω resistor internal to the 3060A.

The base current injected into the transistor has both a dc and an ac component. Sufficient dc current is injected at node 10 to:

- 1) Completely turn on the base-emitter junction and
- 2) Supply enough current through circuit bias resistors R_1 and R_2 to maintain the forward junction voltage V_{BE} .

In addition to the dc bias current, a superimposed ac current is injected at node 10. The base-emitter junction will keep the voltage between nodes 10 and 5 constant (.7V for silicon). Therefore, the injected ac current at node 10 will all flow into the base of the transistor and be amplified by β to produce I_c . By sensing the ac voltage across the 20Ω collector resistor, β is determined.

A beta check is a single measurement which gives good confidence that a transistor is properly loaded and functions. Base-collector and base-emitter diode tests can also be made if desired. The beta measured with any in-circuit beta test will vary somewhat from the actual transistor beta at its operating point in the functioning circuit. The in-circuit measurement error varies with the method used. Functional testing is a final check on transistor beta; however, many beta problems will be caught with the 3060A beta tests because:

- 1) The maximum stimulus voltage applied equals V_{BE} (.3 to .7V). This means errors caused by neighboring components is minimal.
- 2) The use of dc bias with the ac beta measurement minimizes the effects of base-emitter impedances.
- 3) Guarding can be implemented to allow accurate β checks in more circuit configurations (node 25 can be guarded to reduce dc loading due to low values of R_1 and R_2).
- 4) The dc and ac components of the injected base current can be varied by proper selection of V_1 , V_2 , and R_{in} to tailor a test. (BTL defaults to the values listed under "CONDENSED SPECIFICATIONS.")
- 5) By using points 3 and 4 above, the automatic In-Circuit Program Generator writes transistor beta tests tailored to each specific circuit configuration.

The program statements to test the transistor in Figure 4-12 are listed below it. (IPG automatically generates transistor tests.)

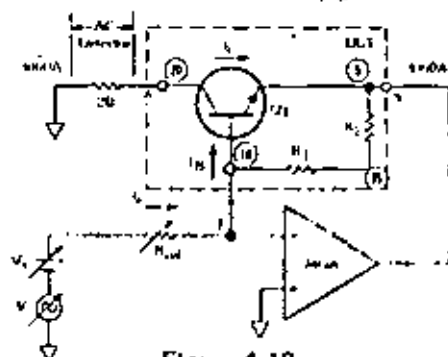


Figure 4-12
Transistor Beta Test

```

9:
10: "Assign S1 & R Relays":
    cscan.0201,.0302,.0905
11:
12:
100: rcon5.0402,10.0903,20.1209

101: scomp "HF101"
102:
103:

```

- Configures scanner early in the program by assigning column 2 to the "S" bus, column 3 to the "I" bus and column 9 to the "A" bus. One or two "cscan" statements configure the scanner for entire program.
- Connects node 20 to the "A" bus, node 5 to the "S" bus and node 10 to the "I" bus. All previously closed analog relays are also opened.
- Measures the beta of Q1 for the RTL default bounds of 10 to 500.

Condensed Specifications - Transistors

Beta Range: .65 to 1000
 $V_{CE} = V_W - 2i$
Base Current: Programmable
 Default for $.65 \leq \beta \leq 100$
 $\approx 800 \mu A$ dc + $400 \mu A$ ac
 Default for $6.5 \leq \beta \leq 100$
 $\approx 80 \mu A$ dc + $\approx 40 \mu A$ ac

Accuracy:
 $.65 \leq \beta \leq 100 \pm (15\% \text{ of reading} + .65)$
 $6.5 \leq \beta \leq 1000 \pm (15\% \text{ of reading} + 6.5)$

FETS

Three different 3060A tests are available for testing field effect transistors. The R_{DS} (drain-to-source on resistance) and the I_{DSS} (drain current with zero gate voltage) tests use the MOA configuration of Figure 4-13. (The pinchoff voltage test is discussed later.) By programming V_G to a voltage with a magnitude less than pinchoff voltage, the FET is forced to operate in its linear region and R_{DS} can be measured (see Figure 4-14). For the R_{DS} test, V_{DS} in Figure 4-13 is inversely proportional to R_{DS} and the result of the measurement is returned in ohms.

With V_G programmed for a magnitude greater than pinchoff voltage, the FET is in its constant current region (see Figure 4-14). Now V_o in Figure 4-13 is proportional to I_{DSS} and the measurement result is returned in amperes. The BTL statements to test both R_{DS} and I_{DSS} of the FET in Figure 4-13 are listed below it. (Guarding can be used to break parallel paths although none is shown in this example.)

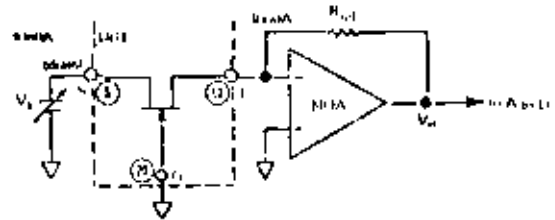


Figure 4-13
MOA Configuration for R_{DS} and I_{DSS} Tests

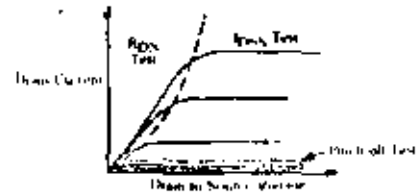


Figure 4-14
FET Tests

```

9:
10: "Asian S, I & G Relays":
    escan, 0201, 0302, 0403
11:
12:
100: rcon, 0402, 10, 0903, 20, 0604
101: rcomp "RFET-Q12", 100, 100, 150
102: scomp "IFET-Q12", .1, 1.4e-3,
    "AM10"
103:

```

- Configures scanner early in the program by assigning column 2 to the "S" bus, column 3 to the "I" bus, column 4 to the "G" bus. One or two "escan" statements configure scanner for an entire program.
- Connects node 5 to the "S" bus, node 10 to the "I" bus, and node 20 to the "G" bus. All previously closed analog relays are also opened.
- Measures the on-resistance of the N-channel FET, Q12. Upper and lower test limits are 200Ω and 0Ω. V_s (drain-to-source voltage) is set at .1 volts.
- Measures I_{DSS} of Q12. Upper and lower test limits are 100mA and 14mA. V_s (drain-to-source voltage) is set at 10 volts.

Pinchoff Voltage is the third FET parameter which can be tested. See Figure 4-15 for the MOA configuration used in tested FET pinchoff. An N-channel FET is used in this example. The polarity of V_s would be reversed for a P-channel FET. The drain-to-source voltage is established by V_s , causing some value of drain current to flow into the MOA summing node. If the FET is "on" the value of this current will be high, causing V_o at the MOA output to assume a large negative value. V_o is fed back to the FET gate, thereby reducing the drain current. The circuit will stabilize at a drain current, I_{DSS} , close to I_{DSS} and V_o will closely approximate the FET pinchoff voltage. See Figure 4-14 for the operating point of the FET pinchoff test.

With the proper scanner "escan" and "mcon" statements, the following statement could be used to test Q12 in Figure 4-15 below:

```

101: scomp "NFETP-Q12",
    -2, -5, "AM14"

```

This statement tests the N-channel FET pinchoff voltage against limits of -2V to -5V. The drain-to-source voltage of 14V is assumed.

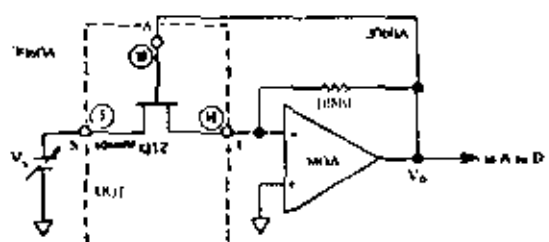


Figure 4-15
FET Pinchoff Test

Condensed Specifications - FETS

- I_{DSS} Range: 1nA to 50mA
- R_{on} Range: 2Ω to 100kΩ
- Pinchoff Range: -14.2V to +14.2V

Other Semiconductor Devices - One remaining standard 3060A test is available for testing semiconductor devices. The MOA configuration of Figure 4-16 is used to measure the performance of constant current devices. V_s is programmable for this test and guarding can be used.

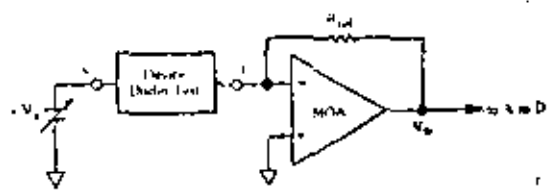


Figure 4-16
Current Measurement

Condensed Specifications - Current Test:

- Range: 1 na to 50 ma
- Source Amplitude: Programmable, Default = .1V

Many components not specifically covered in this brochure can be tested in-circuit without board power applied using passive and semiconductor component tests. For example, diode or resistance tests can be used to check for correct IC package orientation. Other components (i.e., operational amplifiers) are checked functionally with board power applied. Operational amplifier testing will be discussed in the next section on analog functional testing.

Section 5 Analog Functional Testing

Board-Level Functional Testing

The standard board level functional test capability of the 3060A sets it apart from other in-circuit board test systems. By adding board level functional test capabilities to the advanced in circuit testing of the 3060A, higher confidence testing can be done in a single operation. This means significantly increased product turn-on rates. For example, an 8% increase in board yield from 90% to 98% through the addition of functional testing increases final product turn-on rate from 35% to 82% for a ten board product. This leverage is even greater for more complex systems.

After shorts and in circuit testing are completed, a board level functional test adds confidence that it will work when installed in the finished product. The 3060A simulates the environment of the finished product by applying power and performing the necessary stimulus response tests. This active testing finds problems missed by in-circuit and shorts testing and allows tuning or adjustment of complete circuits.

Functional testing is accomplished on the same fixture used to perform in-circuit component measurements. Increased productivity results since boards are handled only once for all tests. Not only is board handling minimized, but the additional capital equipment cost of a separate functional tester is eliminated. Capital equipment savings with the 3060A are increased by the fact that an impressive set of analog functional test tools are standard with the 3060A.

The analog functional test capability of the 3060A does not stop with its standard stimulus and response testing tools. System multiplexing accommodates external sources and detectors. Programming added instruments is made easy by the 3060A Board Test Language (BTL) and by the 9525A Computing Controller. Board Test Language and the 9825A statements can be intermixed in a test program. Additional instrumentation is programmed directly over the system's IEEE-488 interface. True IEEE-488 compatibility and ease of programming is built into the 3060A by the company that pioneered the IEEE standard and leads the industry in bus-compatible instrumentation and controllers. This section will describe the 3060A analog functional test tools and present a functional test example.

System Architecture — Analog Functional Testing

3060A Busses — The foldout system diagram, Figure A-1 at the end of the brochure, provides a good starting point for discussing 3060A analog functional test capability. Six analog busses are located in the center of the figure: the S, G, I, L, A, and B busses. These busses provide the signal paths for functional analog testing. Their use for analog in-circuit testing was discussed in Section III, "In-Circuit Testing." During analog functional tests the in-circuit measurement circuitry is disconnected from the six busses making the busses available for analog stimulus and response multiplexing.

The six busses are divided into three pairs for fully floating measurements. Stimulus/response measurements through system multiplexing with two sources and one detector are made possible. The S and G busses multiplex high and low connections from any one of the standard 3060A internal sources or one of four possible external sources. The external sources are connected to three rear panel and one front panel connectors.

The I and L busses multiplex high and low connections from any one of the standard 3060A internal detectors or one of four possible external detectors. Four external detector connectors are available (three on the rear panel, one on the front panel). The A and B busses can be used to multiplex the high and low connections of either an external source or detector. The connection to the A and B busses is made via one external connector on the system rear panel.

As mentioned earlier, the 3060A bus structure accommodates stimulus/response testing with simultaneous connection of two sources and one detector. This is useful when the response of a circuit must be measured while two stimuli signals are being injected. The selection of internal or external sources and detectors is done in the transfer tests statement, "trans," which is explained later in this section. Even more sources can be connected at the test fixture with connection to the unit under test provided by programmable general purpose relays.

3060A Scanner — Connection from the measurement busses to the unit under test are made through the 3060A scanner relays. As shown in Figure A-1, scanner pins are organized in columns. Two columns of 32 relays are contained on each analog relay card. (Separate digital cards contain one column each of driver and receiver pins.)

The relays closing each analog column to the analog busses are under program control. Near the beginning of a test program the scanner must be configured. The BTL configured scanner statement, "scan," is used to assign analog pin columns to the analog busses. Later in the program, when analog multiplex relays must be closed to access a board node, the multiplex connect statement "mcon" is used. (See the program example later in this section.)

3060A Analog Functional Test Tools

The Transfer Test Statement. The BTL statement for transfer tests, "trans," provides a good framework for presenting the 3060A functional test tools. The general "trans" statement format can be seen below.

trans "Failure Message", "Source and Setup", "Detector and Setup", "what to do with the answer — i.e., upper bound, lower bound, return variable"

Six major functions are performed by the "trans" statement:

1. Programs internal sources and detectors to proper functions and range and triggers a measurement.
2. Connects internal and external sources and detectors to the six analog busses.
3. Shorts out the source applied across the S and G terminals both before and after each test to remove initial conditions from the circuit under test.
4. Makes a pass/fail decision based on measurement results and programmed test limits. An error print-out containing the failure message specified in the "trans" statement is automatically output on the selected I/O device in the event of a failed test. A transfer test failure message is shown below:

```
FAIL: 3060A TEST
      3060A TEST
      3060A TEST
      3060A TEST
```
5. The actual measurement result can be stored in a specified return variable for evaluation.
6. Allows specification of wait times between source applications and triggering a detector to let the circuit stabilize. Multiple readings can also be triggered and averaged in the measurement hardware. The averaged number is the test result.

Standard 3060A Sources and Detectors — The standard 3060A sources and detectors are listed below in Table 5-1. These stimuli and response capabilities are all selectable in the "trans" statement which programs them to the desired range, function, setting, etc. A condensed set of specifications are given in the table. More detailed specifications can be found in the 3060A data sheet. All specifications are tested at the system/hardware interface.

Condensed Specifications

Sources			
Function Generator	Sine, square and triangle waveforms Voltage or current source modes 10 Hz to 100 kHz specified (usable up to 1 MHz in voltage mode) DC offset in voltage and current modes 0 to 14.5V peak voltage range 0 to 142 ma peak current range Current limit programmable in voltage mode Voltage limit programmable in current mode	Precision DC	Voltage or current source modes -14.2Vdc to +14.2Vdc in voltage mode 0 to 142 ma dc in current mode Current limit programmable in voltage mode Voltage limit programmable in current mode
Low Distortion AC	100 Hz, 1 kHz, 10 kHz sine waveforms voltage or current source modes DC voltage offset in voltage and current modes 0 to 10 VRMS voltage range 0 to 100 ma RMS current range Current limit programmable in voltage mode Voltage limit programmable in current mode		
Detectors			
3 1/2 Digit Sample and Hold Voltmeter	The 3437A System Multimeter can be used to make dc measurements on repetitive signals and to digitize low frequency transients. A burst reading mode and a programmable delay between readings allow digitizing of signals with frequency components to 1 MHz. Ranges: .1V, 1V, 10V Overrange: 50% Delay 0 to 999999 in 100 ns steps Maximum reading rate: 4000 per sec. Triggering: Provided by 3060A or an external signal	5 1/2 Digit DC Detector cost	Overrange: 50% Input Impedance: > 10 ¹⁰ Common mode rejection with 1 k Ω imbalance in low lead from DC to 60 Hz: > 53 dB
4 1/2 Digit DC Detector	Accuracy: .1V Range: \pm (.2% of reading + 0003mV) 1V Range: \pm (.15% of reading + 0005mV) 10V Range: \pm (.6% of reading + 005mV) Overrange: 50% Input impedance: > 10 ¹⁰	6 1/2 Digit DC Detector — 3455A Voltmeter	Accuracy: .1V Range: \pm (.007% of reading + 0003mV) 1V Range: \pm (.006% of reading + 0003mV) 10V Range: \pm (.005% of reading + 0003mV) 100V Range: \pm (.007% of reading + 0004mV) Overrange: 50% Input Impedance: > 10 ¹⁰ on .1V, 1V and 10V ranges, 10 ⁹ \pm .1% on 100V range Common mode rejection with 1 k Ω imbalance in low lead from DC to 60 Hz: > 55 dB
5 1/2 Digit True RMS AC Detector — M55A Voltmeter	Ranges: 1V, 10V, 100V Overrange: 50% Modes: AC and AC Fast (the latter measurement speed) Accuracy: varies with frequency band and operating mode. Complete specifications are found in 3060A Data Sheet.	Frequency Counter	Range: 1 Hz to 5 MHz Trigger Level: -12.8V to 12.7V Sensitivity: 25mV
		Pulse Width Detector	Range: 300 ns to 1 sec Trigger Level: -12.8V to 12.7V programmable Sensitivity: 25mV
		Phase Synchronous Detector	Useful to determine phase shift introduced by a circuit. Must be used in conjunction with the internal low distortion AC source (100 Hz, 1 kHz, 10 kHz)
5 1/2 Digit DC Detector	Accuracy: .1V Range: \pm (.05% of reading + 00015mV) 1V Range: \pm (.022% of reading + 0003mV) 10V Range: \pm (.02% of reading + 001mV)		

Table 5-1
Standard 3060A Sources and Detectors

External Sources and Detectors — In addition to its standard stimulus and response capabilities, the 3060A has four external source connectors and four external detector ports and a connector that can be used for either a source or a detector. These connectors allow external stimulus or response instruments to be connected to the unit under test (UUT) through the 3060A multiplexer and scanner during functional tests. This connection is made when an external source or detector is selected in the "trans" statement. The 9825A makes programming external instrumentation over the HP-IB an easy task. Board Test Language (BTL) statements and 9825A HPL statements can be intermixed to allow programming of the external instrument through HPL and connection to the unit under test with BTL. Detailed specifications for the external input and output ports are listed in the 3060A Data Sheet.

Power Supplies and General Purpose Relays — Connection of 3060A power supplies to the unit under test is made through scanner system board #0. This same scanner board contains 12 general purpose relays which are useful during analog and digital functional testing. The general purpose relays can be used as programmable jumpers or signal connections.

Analog Functional Test Example

An example schematic is shown in Figure 5-1 for a sine/square wave generator board. Circled numbers are the node numbers assigned to board nodes. The flow chart for a functional test on this board is illustrated in Figure 5-2. This same board was used as an example in Section 2 and Figure 2-4 is a complete in-circuit and functional test program for the board.

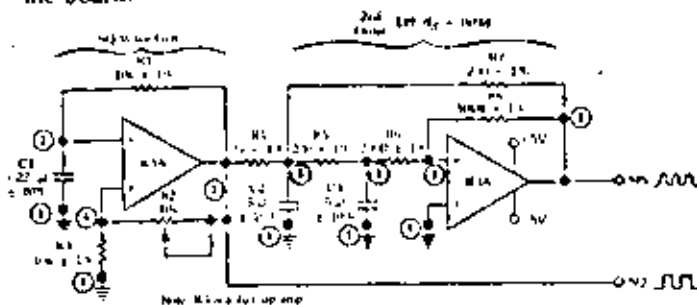


Figure 5-1
Example Schematic

The segments of the entire program pertaining to analog functional testing are listed in Figure 5-3. Explanation for each line is listed to the right of that line.

Line 38 is an example of how operational amplifiers can be tested in functional testing. Since all passive components have been previously tested by in-circuit component statements, a signal with a frequency outside of the limits of 500 Hz to 2 kHz indicates a bad operational amplifier (IC1). Other methods of testing operational amplifiers will be discussed later in this section.

The frequency adjust routine (lines 40-43) instructs the operator to adjust R2 until the square wave frequency is 1 kHz. As soon as the frequency is between 990 Hz and 1010 Hz, the operator instructions disappear and program execution continues. (For adjustments it may be desirable to check for two or three readings within limits to insure proper adjustment.)

Lines 45-48 contain another functional op amp check. Line 49 alerts the operator that a test is complete: on a good board, Line 50 disconnects unit under test power from the board and releases vacuum before the operator puts the next board on the fixture.

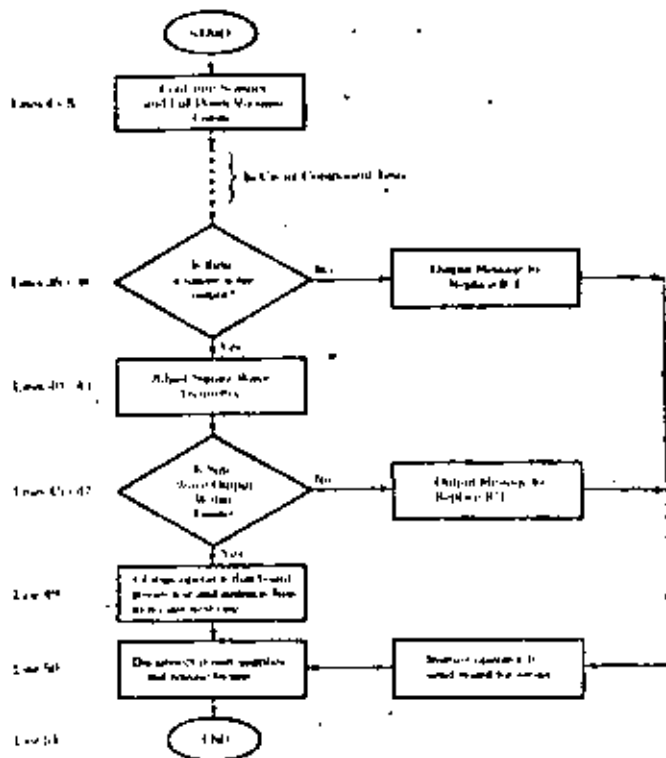


Figure 5-2
Program Flowchart

Many more functional tests could be performed on the example board. Some are:

1. Flatness of the square wave output using the high speed 3437A voltmeters to digitize the waveform.
2. Harmonic distortion of the sine wave using the 3437A and a fast fourier transform routine.
3. Loading effects using general purpose relays to switch in various load resistors.
4. Rise time of the square wave using the 3437A.

Program Line #	Explanation
6: "SINE/SQUARE WAVE GENERATOR":	
7:	
8:	
9:	
10:	
11:	
12:	
13:	
14:	
15:	
16:	
17: foon	--- Closes contacts to actuate vacuum fixture.
18:	
19:	
20:	
21:	
22:	
23:	
24:	
25:	
26:	
27:	
28:	
29:	
30:	
31:	
32:	
33:	
34:	
35: "SQUARE WAVE CHECK & FREQUENCY ADJUST":	
36: ccs iaps1:5:2,-5	--- Connects power supplies and programs supply #1 to +5V, supply #2 to -5 volts.
37: mcon3:0200:1.0005	--- Connects node 3 to the "I" bus and node 1 to the "L" bus to make the frequency measurement in line 38.
38: trans "Replace IC1", "NONE", "CAC":1.001:1:0:2e3:5e2	--- Performs a transfer test at the output of the square wave generator with no source (NONE) using the ac coupled frequency counter. The counter is programmed for a 1 ms gate time, one reading and no wait. Test limits are 2 kHz and 500 Hz. "Replace IC1" is printed out if the test fails.
39: if flal2:ert "Repair Board": eto 50	
40: trans "FREQUENCY ADJUST", "NONE" "CAC":.001:1:0:F	--- Measures the frequency of the square wave output with the same counter setup as in line 30. No limits are specified (so the test cannot fail). Instead the measurement result is returned and stored in variable, F.
41: dsp "Adjust R2 For F=1000: F=",F	--- Instructs the operator to adjust R2 for a square wave frequency of 1 kHz and displays the current frequency value, F.
42: if F<1010:if F>990:eto 45	--- Checks to see if the frequency is between 1010 Hz and 990Hz and goes on to the next test when it is within limits.
43: eto 40	--- Repeats the frequency measurement sequence when the frequency is out of limits.
44:	
45: "SINE AMPLITUDE CHECK":	
46: mcon8:0703:1.0005	--- Connects node 8 to the "I" bus and node 1 to the "L" bus to make the RMS voltage measurement in line 47.
47: trans "Replace IC1", "NONE", "3455":3:"AC":0:1.3:1.1:V	--- Performs a transfer test at the sine wave output with no source (NONE) using the 3455A voltmeter. The 10V range is selected, true RMS AC mode with no wait. Test limits are 1.3V and 1.1V respectively. "Replace IC1" is printed out if the test fails.
48: if flal2:ert "Repair Board": eto 50	--- Checks for a failed test in line 47. In the event of a failure, the operator is instructed to send the board for repair and the test aborts.
49: dsp "GOOD! MOUNT NEW ONE & PRESS RUN"	--- Displays a message to the operator informing him that the board is good and instructing him to mount and test the next one.
50: dsp ifaoff	--- Disconnects power from the board and releases the vacuum fixture.
51: end	

Figure 5-3
Functional Test Program

Other Analog Functional Tests

The wide range of common analog functional tests possible with standard 3060A analog test tools can be appreciated by anyone familiar with testing. The high speed 3437A voltmeter also makes possible several unique measurements such as pulse height and width, low frequency transient analysis and harmonic distortion using fast fourier transformation. The phase synchronous detector allows measurement of the magnitude and phase angle of a voltage. Used in conjunction with the 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz internal sources, the phase synchronous detector is useful to determine the phase shift introduced by a circuit.

Operational Amplifiers — Analog functional tests with board power applied are usually used to identify faulty operational amplifiers. Besides testing for proper overall circuit performance, several specific operational amplifier parameters can be measured. These include:

1. AC open loop gain — by applying a voltage across the input terminals and measuring the resultant output voltage.
2. Closed loop gain — by injecting an ac current waveform from the function generator into the summing node of the operational amplifier.
3. Slew rate — up to 5V/ μ sec using the high speed 3437A Voltmeter

Combined Analog/Digital Functional Tests — The digital pattern testing capability described in the next section was also designed to be used in conjunction with analog test tools to functionally test analog/digital hybrid boards. Section 7 discusses combined analog/digital functional testing.

Summary

The standard board-level functional test capability of the 3060A is one of its main contributions to board testing. The combination of advanced in-circuit testing and board-level functional testing in the same system makes the 3060A a complete solution to your board testing problems. The standard analog testing capability of the 3060A is impressive and that capability is easily expandable to suit special testing needs.



Section 6 Digital Testing

The 3060A employs two separate digital test capabilities: Signature Analysis and static pattern testing. Signature Analysis can be used to test processor based boards at speed and as a high speed general digital test tool. It will be discussed in the section on testing processor based boards.

The static pattern testing capability of the 3060A can be used ideally in conjunction with analog functional testing to functionally test analog/digital hybrid boards. Pattern testing also readily tests pure digital boards of low complexity. However, program generation becomes increasingly challenging as board complexity increases (as the number of feedback paths, levels of logic and IC count increases); therefore, requirements for testing complex digital circuitry may be better met by the simulator-based HP DTS-70 Digital Test System.

Objectives of Digital Testing

A test engineer has two immediate objectives in testing digital circuitry. They are: 1) fault detection and 2) fault isolation. Since he works in a production environment, two broader objectives must also be kept in mind: 1) maximize board flow through the test system and 2) minimize board programming time. To the extent that the test engineer can quickly program his board tester to rapidly detect and isolate a high percentage of faults, he is helping the company produce functional products at minimum cost. A board test system should be evaluated on how well it will help the test engineer meet these four objectives.

Fault Detection is basically the sorting of bad boards from good boards. The quality of a test program's digital fault detection is measured by what percentage of possible digital faults will cause a failed test. Seldom, if ever, is the ideal of 100% fault detection met on boards in production because of the cost of generating such a test. Instead, fault detection goals are typically set in the range of 80-95%, leaving some faults to be found later on in the production process.

Fault detection is only part of the test engineer's job. Since the objective of the production process is to produce functional assemblies, faulty components need to be found and replaced on bad boards. Most of the time and cost of PC board testing is associated with isolating faults on defective boards. Therefore, **fault isolation** is of major concern to the test engineer. This means test programs must quickly indicate the failing node or, if possible, the failing component.

Since a test system represents a major capital expenditure and since it occupies a critical location in the production flow, test programs must be written to maximize board flow through the system. This means tests must be written to quickly identify defective boards and isolate the fault so the board can be repaired. Minimum operator interface with the system and UUT (such as probing the board) is a requirement.

Test programmers' time is a limited and highly demanded production resource and test program generation is frequently a bottleneck in putting a new product into production. Therefore, the test engineer is always motivated to minimize board programming time. With these objectives of digital testing in mind, let us look at how the 3060A approaches digital testing.

Static Pattern Testing

Static pattern testing exercises a powered up UUT at rates less than full operating speed. The goal of static pattern testing is to functionally exercise a board with input patterns and detect and isolate at least a certain percentage of the faults. A test programmer will strive to put all nodes on the board to a '0' and a '1' state and sense the result. The bed-of-nails fixturing technique is basic to pattern testing with the 3060A. A test program functionally exercises the UUT in sections (or possibly IC by IC). The response is sensed at the output to that section (or IC) at nodes internal to the board. (See Figure 5-1.)

Test patterns are applied through pins at board inputs. This means the programmer must propagate the desired test pattern to the IC or section being exercised. However, in contrast to edge connector testers, the response is received right at the IC or section pins, relieving the programmer of propagating the response to the output pins and aiding in fault diagnosis.

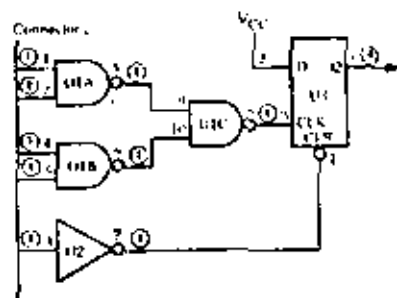


Figure 6-1

Example of Pattern Testing with the 3060A.

Each circled number represents a bed-of-nails probe, uncircled numbers are IC pin numbers. Bed-of-nails visibility allows testing sections of logic (i.e., U1A, B & U2 - see example program) or IC by IC (as U1C and U3 are tested in example program). Circuitry is stimulated from board inputs (nodes 1-5) and response is monitored right at IC outputs (nodes 6-10).

Not having to propagate circuit response to output pins is only one of the advantages of bed-of-nails visibility. In-circuit analog testing can be used to locate and directly diagnose a high percentage of board faults before pattern testing. Shorts and opens testing followed by in-circuit component test will identify manufacturing errors such as solder splashes, misloads, as well as faulty discrete components. This leaves fewer faults which must be found by the digital pattern test. Therefore, the digital portion of a test by itself need not provide the full fault detection required. The net result is a total board test with the desired fault detection, which does not require as much pattern generation time as may be required by an edge connector tester.

As mentioned previously, the ability of the programmer to understand a board and keep track of logic states at each stage in the test is the limiting factor on the complexity of digital boards testable with the 3060A. As board complexity passes a certain point, the programmer will not be able to manually generate and evaluate a set of patterns which will detect an acceptable percentage of faults. To handle boards too complex for a programmer to analyze in his head, a simulator-based tester such as the HP DTS-70 Digital Test System is needed.

The predominant type of board to be tested determines whether the 3060A or the DTS-70 is the best system for a particular board test requirement. If a majority of boards to be tested are analog or hybrid or medium to low complexity digital, the 3060A is the appropriate system. A majority of complex digital boards would indicate a DTS-70. Some companies can effectively utilize both systems.

System Architecture – Digital Pattern Testing

The 3060A's digital pattern testing hardware is represented in foldout Figure A-1 at the end of the brochure. Each digital scanner card contains one column of 32 driver relays and one column of 32 receiver relays. The digital drivers are located in the Digital Stimulus/Response Unit and are connected to the UUT via the scanner driver relays. Digital receivers are also located in the Digital Stimulus/Response Unit. In addition, buffering of the received signals is provided on the scanner card just after the scanner receiver relays.

The driver high and low voltages and the receiver threshold are programmable. Since two sets of driver high, low, and receiver threshold voltages can be programmed at one time, a board with two logic families can be easily tested with the 3060A.

Scanner system board #23 provides relays to connect the optional 3060A clocks to the UUT. Digital grounds are also connected via system board #23. The 12 general purpose relays found on scanner system board #0 also prove useful for functional test as programmable jumpers and signal connections.

Software Examples

The 3060A Board Test Language, BTL, was designed to be used by test personnel who understand electronics but are not necessarily programmers. All any test engineer or technician needs to concern himself with is how he wants to test his board. Learning and using the 3060A language will not slow him down.

The following program example shows the BTL statements necessary to test the circuit shown in Figure 5-1. The example program is presented to give an overview of digital programming with the 3060A and not for detailed instruction. The set of test patterns was condensed to five patterns for this example as might typically be done in actual programs where programming time is invested to minimize program run time. The discussion following the example program will present techniques used to minimize programming time at the expense of run time and program memory requirements.

Example Program

```

0: dim REF[30],R#f[30]
1: def ref1:0:5:low ref1:1:4
2: ops :sep:1:5
3: group "Inputs"; "I"; 1:5:assign "Inputs";
   1.0035; 2.0135; 3.0235; 4.0305; 5.0425
4: group "Level1"; "R"; 1:3:assign
   "Level1"; 6.0034; 7.0134; 8.0234
5: group "U1C;U3"; "R"; 1:2:assign
   "U1C;U3"; 9.0034; 10.0434
6: "U1 pin3;pin6;U2 pin2" #A#;
   "U1 pin3;U3pin5" #B#
7: apply "Inputs"; "01011"
8: receiveR#f: "Level1"; "110";
   receiveB#f: "U1C;U3"; "00"
9: apply "Inputs"; "01010"
10: receiveR#f: "Level1"; "111"

11: apply "Inputs"; "01110"
12: receiveR#f: "Level1"; "101";
   receiveB#f: "U1C;U3"; "11"
13: apply "Inputs"; "11100"
14: receiveR#f: "Level1"; "011"

```

- dimensions string arrays to be used in line 6
- sets driver high and low reference levels at 0 and 5 V respectively, receiver threshold at 1.4 V
- connects power supply #1 to device under test and sets it to 5 V.
- specifies a group of 5 drive points named "Inputs" (the board inputs) using drive reference set #1. Also assigns 5 scanner relays to connect 3060A drivers to those points. The relay numbering is explained below the program line.
- specifies a group of 3 receive points named "Level 1" (outputs of gates U1A, B and U2) using receive reference #1 and assigns 3060A relays.
- specifies a group of 2 receive points named "U1C, U3" (output of U1C, Q output of U3) using receive reference #1 and assigns 3060A relays.
- stores designator strings in string variable A# and B#. If bad patterns are received in lines 8 to 16, the designator string will be printed out allowing the bad bit(s) to be associated with IC pin(s).
- these statements apply the following patterns to board inputs to test the board:

Input pin:	1	2	3	4	5	Receive pin:	6	7	8	9	10
Patterns applied:	0	1	0	1	1						
Receive patterns expected:	1	1	0	0	0						
	0	1	0	1	0		1	1	1	X	X
	0	1	1	1	0		1	0	1	1	1
	1	1	1	0	0		0	1	1	X	X
	1	0	1	0	1		1	0	0	0	0

```

15: apply "Inputs", "10101"
16: receiveR#, "Level1", "110";
    receiveB#, "U10,U3", "00"
17:
.
.
.
.
.
.
.
.
50: rdone

```

- Board response is received at IC outputs and compared with the expected board response. Failing pins are associated with the correct IC and pin via the designators string which follows the "receive" command (defined in line 6). For example, if the pattern received for the "Level 1" group in statement 16 was "111" the following error indication would be output:
 FAULTY PATTERN:
 LINE 16
 GROUP: Level1
 11* (* indicates '1' received where '0' expected)
 U1 & pins: U10, U3 (correlates group bits with IC pins)
 pin?
- Disconnects all drivers and receivers from UUT before remaining functional tests.

The expected receive patterns listed in the example above might have been calculated by circuit analysis of the UUT. A very useful alternative involves learning the response from a known good board. The desired input pattern set can be written into the test program. Then with a known good board on the test fixture, the circuit response to each input pattern can be learned. A "return variable" option to the "receive" statement is used to store the known good response when a board is being learned. The return variable is then used as the expected pattern in the test program receive statement. Array elements can be used for the return variable as will be shown in the following example. Learning a board saves programming time and eliminates programming errors.

The pattern set used in the preceding example program was generated through circuit analysis. Looping techniques can also be used to generate test patterns with minimal

circuit analysis. The price paid for this convenience is higher memory usage and slower test run time. The benefit is faster programming time. The following program utilizes looping to test a quad input NAND gate and a return variable to learn the response.

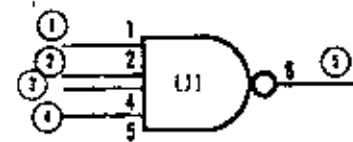


Figure 6-2
Quad Input NAND Gate

```

6: dor r#1:0:5; r#2:1:4 {
1: cns ; r#1:5
2: group "U1IN", "D", 1:4; assign "U1IN",
    1.0035, 2.0135, 3.0235, 4.0335
3: group "U1OUT", "R", 1:1; assign
    "U1OUT", 5.0034
4: dim R[0]:15
5: for I=0 to 15
6: apply "U1IN", I
7: receive "U1IN#", "U1OUT", "X", R[I]
8: next I
9:
50: rdone

```

- sets up TTL levels to be used and connects 5V supply to board.
- specifies drive and receive groups - "U1IN" and "U1OUT" respectively. Also assigns 3060A relays to these groups.
- dimensions 16 element array indexed from 0 to 15 to hold circuit response.
- This loop applies all possible inputs to the NAND gate and checks for proper gate function. (Binary equivalents of I=0 to I=15 are applied.) The response to each pattern is stored in one location of array A[I]. The "X" as expected pattern allows reception of any pattern without an error message. In the final test program, line 6 will be modified using A[I] as the expected pattern set.
- disconnects all drivers and receivers from UUT.

After running the above example on a good board, the learned good response set is stored on disk. In the final test program, line 4 would be modified to load the array A[I] from the disk data file. Then line 7 would be modified as shown below:

```

7: receive "U1IN#", "U1OUT", R[I]

```

Abbreviated Specifications

A condensed version of 3060A pattern testing specifications are listed below:

Logic Families Testable

TTL
CMOS
NMOS
ECL¹
PL
SOS
RTL
HTL
DTL

Two families testable at one time on the same board.

Digital Receivers

Threshold Range -15V to +15V programmable
Static Accuracy $\pm .15V$
Resolution 8mV
Thresholds Single threshold, 2 different thresholds definable at one time (to test 2 logic families on same board)
Input Impedance 400K Ω \pm 10% shunted by $\leq 15pF$
Overvoltage Protection to $\pm 40V$
Trigger Delay 10 μ sec-1 sec programmable (between application of drive patterns and strobing receivers) in decade steps
Maximum number of 256²

¹Static tests can be performed on nearly all ECL boards directly with the 3060A. However, two problems may arise:

1. 3060A drivers may not be able to drive 50 Ω terminations occasionally used on ECL boards.
2. The slew rate of 3060A drivers may be too slow for some types of ECL. The result would be a period of oscillation at the output of the ECL chip being driven during the level change at its input. Both of the above problems can be solved when they appear by using TTL to ECL translator chips (i.e., Motorola MC 10124) on the test fixture to condition 3060A driver outputs.

²A maximum complement of drivers and receivers limits the maximum analog points to 832.

Digital Drivers

Logic Low Range -16V to +16V programmable
Logic High Range -16V to +16V programmable
Static Accuracy $\pm .125V$
Resolution 8mV
Drive Levels Two different sets of high and low levels definable at one time
Source and Sink Capability 16mA up to 12V, decreasing linearly to 10mA at 16V
Slew Rate $> 40V/\mu$ sec into 50pF load
Maximum Skew Between Bits < 150 NS
Overvoltage Protection $\pm 40V$
Maximum Number of Drivers 128²

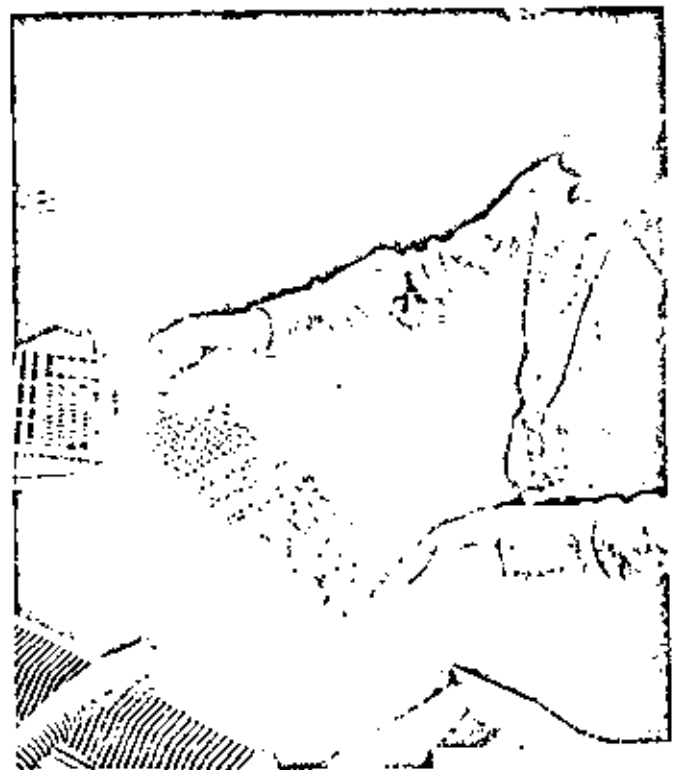
Speed

Apply Drive Patterns: = 100 patterns/second
Apply Pattern and Receive and Evaluate Response:
= 50 patterns/second

Summary

The pattern testing capability of the 3060A is a valuable tool in meeting the objectives of digital testing. The fault detection objective is met by the combination of in-circuit shorts and component testing with digital pattern testing. Bed-of-nails visibility greatly aids in fault isolation by sensing failures right at IC outputs. By eliminating manual probing and by catching a large portion of faults during the rapid analog in-circuit tests, board flow through the system is maximized. TTL, the flexible, high-level 3060A Board Test Language minimizes programming time.

The pattern testing capability of the 3060A is ideally suited to testing combinatorial and elementary sequential circuitry on analog/digital hybrid boards and low complexity digital boards. The next section discusses hybrid board functional testing. For testing processor-based boards, the 3060A offers a second digital testing tool, Signature Analysis. Processor-board testing and Signature Analysis are covered after hybrid board functional testing.



Section 7

Combined Analog/ Digital Functional Testing

An increasing percentage of PC boards are hybrid combinations of analog and digital circuitry. Simultaneous applications of 3060A analog and digital functional test tools makes board-level functional testing of these boards possible. Higher confidence testing and correspondingly higher board yields results.

At the board level, the 3060A drivers can be applied to digital control inputs while 3060A analog stimulus is connected. The 3060A can then be used to test analog and digital response. At the device level, hybrid analog/digital capability is a must to adequately test monolithic A to D and D to A chips and other analog/digital components.

System Architecture

The complete 3060A system architecture is illustrated in foldout Figure A-1 at the end of this brochure. Detailed explanation of analog functional testing hardware and digital pattern testing hardware are presented in Sections 5 and 6 respectively. A summary is given below.

Digital Pattern Testing — The 3060A Scanner has separate digital and analog relay cards. Each digital scanner card contains one column of 32 driver relays and one column of 32 receiver relays. The digital drivers are located in the Digital Stimulus/Response Unit and are connected to the unit under test via the scanner driver relays. Digital receivers are also located in the Digital Stimulus/Response Unit. In addition, buffering of the received signals is provided on the scanner card just after the scanner receiver relays. Scanner system board #23 provides relays to connect the optional 3060A clocks to the UUT.

Analog Functional Testing — Six analog busses are shown in the center of Figure A-1, the S, G, I, L, A and B busses. These busses provide the signal paths for functional analog testing. The three pairs of busses enable fully floating measurements with two sources and one detector simultaneously through system multiplexing.

Standard 3060A sources and detectors can be connected to the analog busses or external sources and external detectors can be selected. External sources and detectors are multiplexed through the 3060A. The selection of internal or external sources and detectors is done in the transfer test statement "trans," which is explained in Section 5. Even more sources can be connected at the test fixture with connection to the unit under test provided by programmable general purpose relays.

Grounds — Three ground connectors to the 3060A are provided: analog ground, digital ground and safety ground. These grounds are illustrated in Figure 7-1 below. Analog and digital ground are isolated from each other. This allows testing of boards where separate analog and digital grounds are used to keep digital noise from affecting analog circuitry or where digital ground floats at some voltage with respect to analog ground.

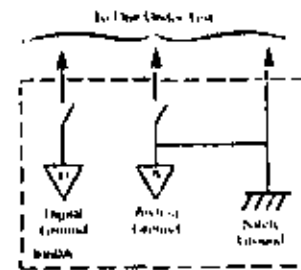


Figure 7-1
3060A Grounds

Analog ground and digital ground are connected to the unit under test (UUT) via programmable relays. Both will normally be disconnected during in-circuit component testing. The safety ground connection is not switched and is always connected directly to earth ground, if it is wired to the UUT. Analog ground and safety ground are connected inside the scanner.

3060A Analog and Digital Capability

The analog functional and digital pattern testing capabilities are explained in detail in Sections 5 and 6. Table 7-1 below summarizes these capabilities.

Analog Sources	Digital
Function Generator	Drivers ($\pm 16V$)
Low Distortion AC (100 Hz, 1 kHz, 10 kHz)	Clocks (Optional)
Precision DC Detectors	Receivers ($\pm 15V$)
4 1/2 Digit DC	Pulse Catcher
5 1/2 Digit DC	
6 1/2 Digit DC	
3 1/2 Digit Sample and Hold Voltmeter (3437A)	
5 1/2 Digit True RMS AC	
Frequency Counter	
Pulse Width Detector	
Phase Synchronous Detector	
Unit Under Test Power Supplies (4 standard)	

Table 7-1
3060A Analog Functional
and Digital Pattern Testing Capabilities

Analog/Digital Functional Test Examples

Some examples of combined analog/digital functional testing will give an appreciation for the potential of the 3060A for testing analog/digital boards.

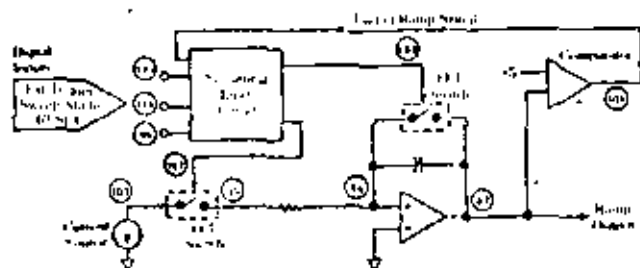


Figure 7-2
Ramp Generator Boards

The ramp generator board of Figure 7-2 can be functionally tested as a unit after in-circuit tests with the 3060A. The ramp output of the board is generated by the integrator and current source. Control is provided by the sequential logic circuitry via FET switches. To test the board, 3060A drivers supply digital inputs to the sequential control logic. Analog detectors are connected to the ramp output to measure:

1. Ramp linearity (with high speed 3437A sample and hold voltmeter)
2. Sweep frequency (with frequency counter)
3. Maximum ramp voltage (with 3437A or frequency counter)

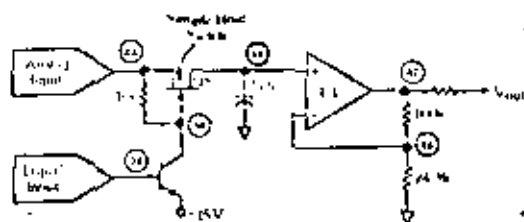


Figure 7-3
Sample and Hold Circuit

The sample and hold circuit of Figure 7-3 provides another analog/digital functional test example. The circuit is used to capture the analog input voltage at a certain point in time and hold it on the 2µF capacitor to be accurately measured. Using a 3060A driver to control the sample and hold FET switch and applying a dc voltage to the analog input, the following could be measured with the 3437A:

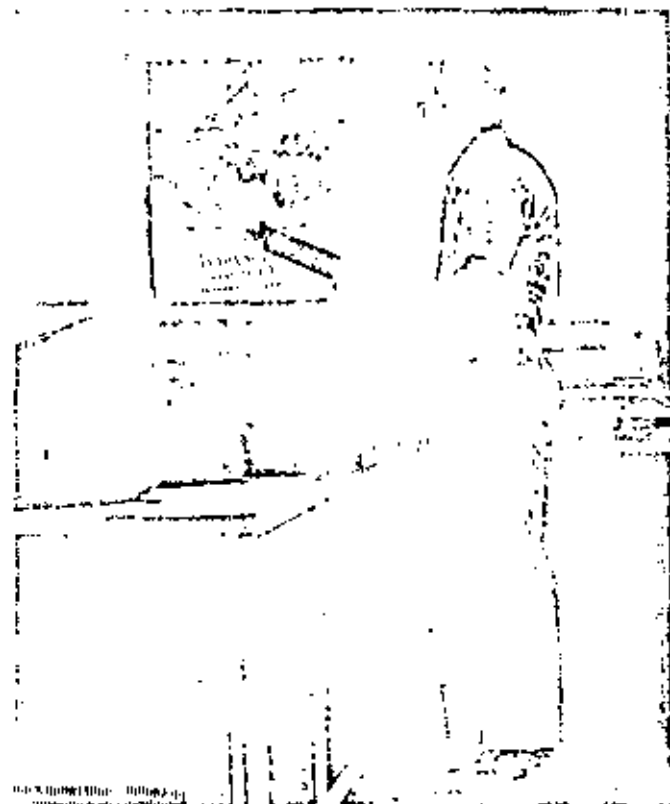
1. charge rate
2. droop rate
3. discharge rate

Other combined analog/digital functional test applications include:

- Testing A to D and D to A converter chips at the device level.
- Using digital clock cards as stimulus and the frequency counter as response to functionally check digital dividers and counters.
- Measuring digital pulse height and width with the 3437A.

Summary

All of the analog and digital functional test capabilities outlined in Sections 5 and 6 can be implemented to test combination analog/digital boards functionally. This potential, plus the 3060A's in-circuit capabilities, makes the 3060A ideal for testing combination analog/digital boards.



Section 8

Testing Processor-Based Boards

The rapid increase in the use of microprocessors, and more recently single chip microcomputers, has added yet another level of complexity to the digital testing problems faced by test engineers. With Signature Analysis,¹ the 3000A offers a tool to meet this challenge by testing and troubleshooting microprocessor- and microcomputer-based boards at operating speed. An appreciation for the benefits of Signature Analysis (SA) can be gained by first considering the obstacles to testing microprocessor-based boards, then evaluating current approaches to the problem, and finally examining the SA solution.

The Problem

To focus on some of the more significant obstacles associated with testing microprocessor-based boards, refer to Figure 8-1, a simplified microprocessor circuit block diagram.

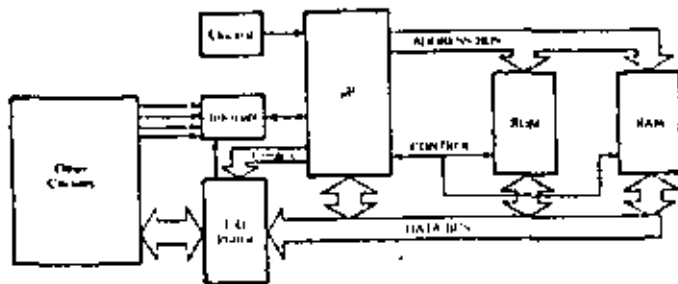


Figure 8-1

A simplified microprocessor circuit diagram points out obstacles to testing: 1) Speed, 2) LSI complexity and 3) the bi-directional, tri-state bus.

The typical frequencies of the microprocessor clock(s) of Figure 8-1 are in the MHz range. This means that testing at operating speed requires MHz test rates. The major components of Figure 8-1, LSI devices such as microprocessors, ROM's, RAM's and I/O chips, are complex and difficult to test thoroughly. Also, the usage of busses (especially the bi-directional, tri-state data bus) presents several perplexing testing and fault isolation problems. Let's look more closely at each one of these testing obstacles.

Speed — Clock rates for microprocessor circuits are generally in the MHz range, extending to above 10 MHz. It is desirable to sync the test system to the unit under test (UIT) clock and test at operating speed for several reasons:

- 1) **Refresh**—For speed and cost reasons, dynamic memory is frequently used in microprocessor circuits. To keep stored data intact, the memory must be read from, written to or strobed at minimum rates of 500 Hz and up. Many microprocessors themselves have minimum clock rates in excess of 100 kHz. Several microprocessors can be single-stepped (caused to execute one instruction at a time) via a READY or HALT input, thereby reducing minimum test speed. However, some microprocessors cannot be single-stepped. Also, many instructions, even when single-stepped, involve sequential activity on several microprocessor pins which proceeds near clock speed.

- 2) **Timing Faults**—Variation of parameters such as propagation delay between IC batches can cause timing related faults even on boards which have been produced successfully for some time. Clock rate testing is required to give the test engineer full confidence that the board is functional.
- 3) **Capacitance**—The ability of circuit logic to drive board capacitance can only be tested at operating speed.

LSI Complexity — Gate equivalents of microprocessors are now in the area of 2,000-3,000 gates and some peripheral LSI chips are even more complex. Therefore, a typical microprocessor-based board with peripheral LSI and associated SSI and MSI represents a formidable testing task. The reasons are:

- 1) **Modelling Impractical**—Modelling LSI devices is usually impractical if not impossible. Present simulators are unable to use gate level models of LSI since IC gate equivalents are unavailable from IC manufacturers and total board gate count may exceed simulator capacity. Also, it is usually difficult to economically justify the resources necessary to produce satisfactory functional models.
- 2) **Long Test Sequences**—Large numbers of patterns are necessary to thoroughly test the performance of a microprocessor and peripheral circuitry. Therefore, "complete" testing becomes impractical since pattern generation and storage is overwhelming. The alternative is an abbreviated functional test giving less confidence.
- 3) **Trend Toward More Complex LSI**—Several manufacturers have introduced single chip microcomputers with the microprocessor, ROM, RAM, and I/O of Figure 8-1 all on the same chip. In addition, multifunction peripheral chips and complex special function chips are becoming popular. Increasing device complexity accompanied by decreasing accessibility for testing will make the test engineer's job even more challenging in the future.

Tri-State Bus — The data bus shown in Figure 8-1 is common to virtually all microprocessor designs. This bi-directional, tri-state bus presents several problems to the test engineer. These problems include:

- 1) **Fault Isolation**—Since the data bus is the main communication link of the microcomputer circuit, many components are typically connected to it. Faulty bus activity might be caused by one of the devices attached to the bus or a fault on the bus trace itself. Isolating the problem to one of possibly 20 or more devices or to a solder splash requires a well structured test program and, in many cases, a good technician.
- 2) **Disabled State Testing**—To test its ENABLE input, the disabled state of a tri-state device must be tested to determine that it really enters a high impedance state rather than pulling the bus node high or low. This further aids in fault isolation.
- 3) **Bi-directionality**—A tester designed to both drive and sense on a bi-directional bus must be able to switch between drive, receive and tri-state modes. To test at operating speed requires pin electronics capable of switching in one clock cycle. Relatively expensive memory as deep as the desired test sequence length or at speed algorithmic pattern generation must also be included for each pin.

Current Approaches

With the obstacles to microcomputer board testing in mind, let us consider some common approaches to the testing problem.

¹A digital testing and troubleshooting technique developed by Hewlett Packard Company.

Remove Microprocessor — The most common approach to testing microprocessor boards involves removing the socketed microprocessor and testing the remaining circuit by slaving it to the test system clock. A simulator system can be used to help generate a good set of test patterns for the board without the microprocessor. Refresh circuitry on the test adapter may be needed to keep dynamic circuitry alive. Then, with the microprocessor replaced, a short functional test gives some degree of confidence that the board works at speed.

This technique relies on incoming inspection to comprehensively test the microprocessor itself. Unfortunately, many manufacturers producing microcomputer boards cannot justify expensive dedicated microprocessor testers or the services of semiconductor testing companies. As a result, speed and timing related problems may slip through the testing process into the field — an expensive by-product.

High Speed Tester Without Simulation — A test system with RAM behind each pin and capability to drive and receive on test state-busses may have the hardware necessary to test a microcomputer board. The board must be designed to be tested by such a system. Also, the test programmer must understand the microprocessor hardware and timing intimately since his program will need to directly program the microprocessor or microcomputer chip. A test engineer will probably need to program several boards, each with a different microprocessor or microcomputer. This requires considerable time to learn the instruction code and timing characteristics of each individual device.

High Speed Tester With Simulation — A high speed tester as described above, coupled with an adequate simulator, would take the unreasonable burden off the test programmer. However, semiconductor technology has outpaced the ability of simulators to handle gate level equivalents of complex LSI. Users of these systems attempt functional modeling of microprocessors with varying levels of success depending on their time investment. However, they will be hard pressed to adequately model more complex single chip microcomputers.

Signature Analysis

Dynamic Testing — Signature Analysis, the dynamic digital testing capability of the 3060A System, was developed specifically to test complex digital circuits. As such, it is an ideal technique for testing microprocessor boards. The objective of Signature Analysis (SA) is to compress digital activity on a board into unique signatures. A signature is a characteristic number representing time dependent logic activity during a specified measurement interval for a particular circuit node. Fault isolation algorithms trace bad signatures similar to the way a technician traces waveforms on an analog circuit with an oscilloscope.

In contrast to transition or ones counting techniques commonly used to develop signatures, SA is sensitive to both the number of 1's in a data sequence and when they occur. Consequently SA has a higher probability of detecting faulty digital activity at a node. For example, SA is twice as effective at catching single bit errors as transition counting techniques.⁷

SA in the 3060A can be used to test synchronous circuits at clock rates up to 10 MHz. This is possible in a moderately priced system since SA senses digital activity. The test stimulus is not supplied by the 3060A and is typically generated by the unit under test (UUT).

⁷See "Electronics," March 3, 1977, Vol. 50, No. 5, Page 89 and Hewlett-Packard Journal, May 1977, for a more thorough discussion of Signature Analysis and its fault detection accuracy.

This means the test stimulus is stored in ROM on the board by the board designer who is the most qualified person for that job. The test engineer then writes his production test program to check for correct output signatures and trace bad signatures to the fault via automated bed-of-nails probing. Good signatures and the troubleshooting algorithm are documented for field service personnel who use the portable HP 5004A Signature Analyzer to field troubleshoot the final product. Thus, SA becomes part of the overall product strategy tying together R & D, Production and Field Service.

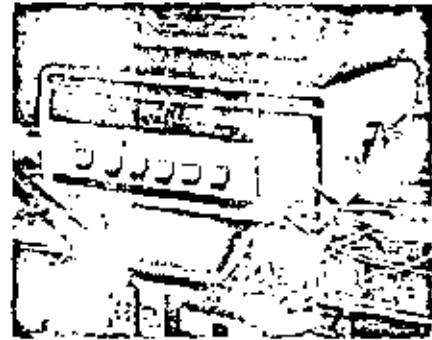


Figure 8-2

The portable HP 5004A Signature Analyzer solves the field repair problem and microprocessor-based products with Signature Analysis designed in.

Because of the increasing complexity of microprocessor-based products, increasing emphasis is being placed throughout the industry on designing in testability. The alternative is designing products that cannot be tested in production nor repaired in the field. Designed-in test stimulus and testability will typically add 1-2% to the development and parts cost of a product. However, since SA solves both the production test and field service problems, impressive overall savings result.

SA — The Technique — For the following overview of the SA technique, refer to Figure 8-3 showing the four inputs to the SA circuitry. Also refer to Figure 8-4, the SA shift register diagram.

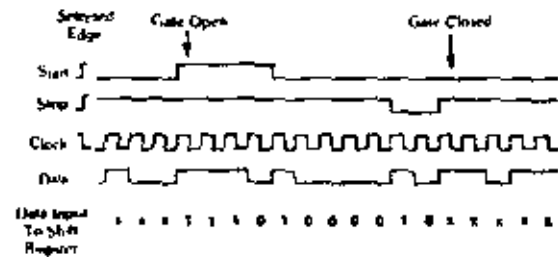


Figure 8-3

Timing Relationship of SA Inputs

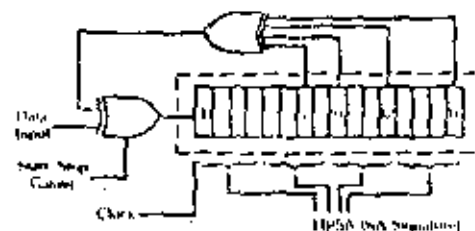


Figure 8-4
SA Shift Register

An SA signature is generated by gating the data stream at the node under test into a 16 bit shift register with several feedback taps. These taps are chosen to minimize the probability of a bad node generating a good signature (the probability of bad nodal activity appearing to be good is .002%). The occurrence of selected levels at the START and STOP inputs at the selected clock edge respectively initiate and terminate the measurement period (gate) and the data is clocked into the shift register by the selected edge at the clock input. The START and STOP signals come from anywhere on the board but are chosen to generate the same data input for each measurement period (same resulting signature). The CLOCK input is usually the board clock.

A repeatable four character signature is derived from the residue left in the shift register when the gate is closed.³ This signature is then a characteristic number representing time dependent logic activity during a specified measurement interval for a particular circuit node. Any change in the behavior of this node (e.g., even a transition that is one clock cycle later or skewed with respect to the clock) will produce a different signature, indicating a probable circuit malfunction. Since SA is a synchronous technique, it should be noted that it may not be effective in testing asynchronous devices such as one-shots (other 3060A capabilities address one-shot testing).

In summary, SA offers three major features as a fault detecting technique:

- 1) High reliability — low probability of a bad node exhibiting a good signature. (SA even checks the high impedance state of tri-state logic.)
- 2) Synchronous input — not only tells how many 1's and 0's but when they occurred with respect to the board clock. (Important for catching timing related problems.)
- 3) Allows a measurement window to be defined when a specific device is active. This allows selective testing of individual devices on a bus.

These features result in the following benefits to the user:

- 1) MHz speed testing of microprocessor boards.
- 2) MHz test rates allow near exhaustive testing of a board.
- 3) SA represents a solution to both the production testing and field service problems.
- 4) Minimize the time and expertise required to generate test software.
- 5) The low initial investment to design in SA results in large savings in production and field service costs.

System Architecture — Signature Analysis

The Signature Analysis scanner board shown in foldout Figure A-1 at the back of the brochure contains the high speed SA circuitry. All remaining SA circuitry is housed in the Digital Stimulus/Response Unit. Four different unit under test nodes can be connected to each of the SA control signals: START, STOP, and CLOCK. The actual SA DATA input can be connected to the board under test in two manners. Forty high speed data inputs are available via relays on the scanner SA board. Also, all analog relays can be attached to the scanner "D" bus. This allows signatures to be taken at every node connected to an analog relay.

Testing a Microprocessor-Based Board Using SA

To illustrate how SA might be used in testing a typical microprocessor-based board, a more complete microcomputer circuit is shown in Figure 8-5 below. Some modification to the classic microprocessor circuit has been added to make it directly testable by SA in the 3060A. These modifications are shown in the shaded areas.

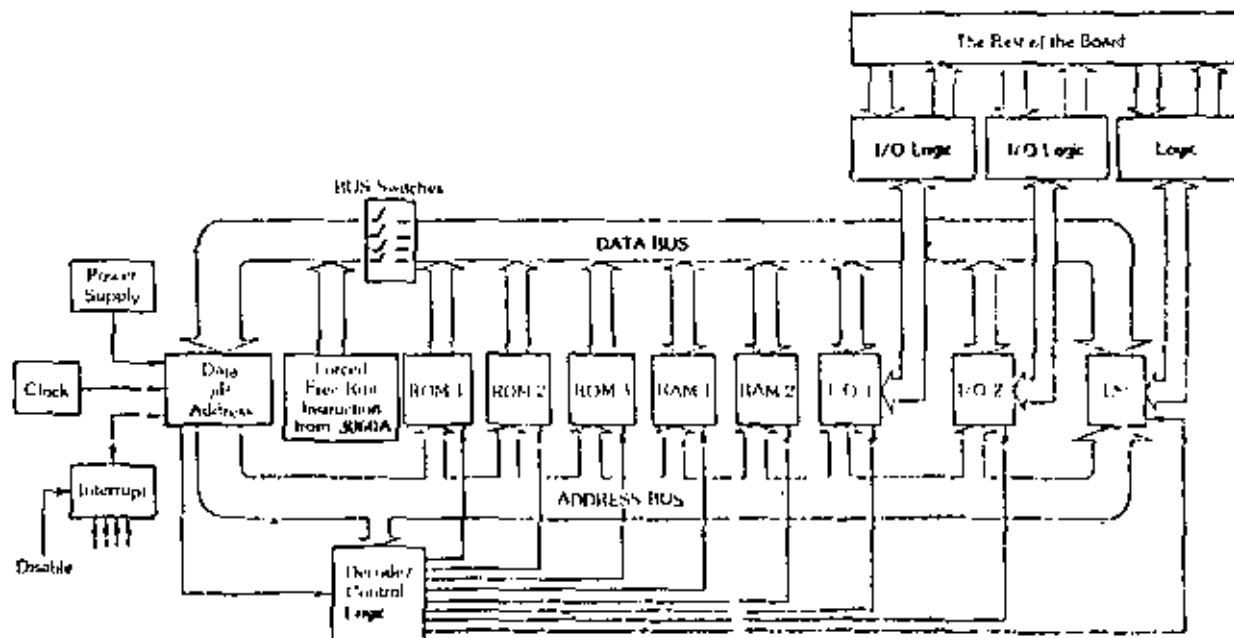


Figure 8-5
Microprocessor Board Designed for SA Testing

³In addition to the references in footnote 2, refer to Hewlett-Packard Application Note 222, "A Designer's Guide To Signature Analysis," for a more comprehensive treatment of SA.

The Designer — This application of SA requires only three things of the designer in addition to general good design practices.

- 1) Provide capability to isolate the microprocessor from the data bus via switches or jumpers or tri-state buffers.
- 2) Write an SA stimulus program to exercise the board and store this program in ROM on the board. This SA stimulus routine may closely parallel the actual board firmware stored in ROM; i.e., exercise the functions actually performed by the board. However, it is generally much less involved than the operating code requiring much less ROM space (typically less than 5% of the total ROM). Also provide a way to access the SA stimulus routine when the board is to be tested; i.e., a jumper to enable that section of ROM or a vectored interrupt to the microprocessor.
- 3) Provide a way to disable interrupts to the microprocessor (other than a possible vectored interrupt to start the self-test stimulus).

Experience at Hewlett-Packard has shown that designing in SA has added 1-2% to product development time and costs. A production-cost saving of several times that amount results from a net decrease in production testing and field service costs.

The Test Programmer — With SA designed into the board, let's see how a programmer might test it. The procedure described is meant only as an illustration and is not a required method of using SA. (Refer to Figure 8-5 to better visualize how the board is tested.) Power supplies and the clock can be checked with an analog measurement either in the event of a failure or before beginning the SA test.

This example tests the microprocessor board in four stages:

- 1) Microprocessor and address bus.
- 2) ROMS and data bus.
- 3) RAMS, I/O chips and other peripherals.
- 4) The rest of the board.

The microprocessor board is placed on the test fixture with its data bus switches open. Programmable relays in the 3060A are used to bridge these switches allowing the programmer to isolate the microprocessor from the data bus under program control. The test fixture is wired so that 3060A drivers can be used to apply the free run instruction to the data bus. Also, the 3060A disables interrupts to the microprocessor via an interrupt chip disable or gating the interrupt signal to the microprocessor.

The board test program starts by testing the microprocessor and address bus. The microprocessor is isolated from the data bus (by opening 3060A relays), the free-run instruction is applied to the data bus and microprocessor interrupt is disabled. With the microprocessor free running, the address lines will continuously increment through the full address field. By using the most significant address bit for both START and STOP SA inputs, a measurement window is defined as the complete address field. The SA CLOCK input uses the edge of the microprocessor clock when the address is valid or a memory sync output from the microprocessor.

Now the SA DATA input is switched to each one of the address lines with the test sequence continually running. If the resulting signatures are the same as signatures taken previously from a good board then it is known that the address bus is clear of faults and the microprocessor can run through its address field. This gives high confidence that the microprocessor can perform all its functions. The succeeding stages of test stimulus further exercise the microprocessor.

To test the ROMS and data bus, the SA measurement window is changed to include only valid ROM addresses (by connecting START and STOP inputs to appropriate address or control lines). Now by taking signatures on the data bus

(on the ROM side of the open switches), data bus integrity and the contents of all the ROMS can be verified. A stuck bus line will yield a specific Vcc or ground signature. For stuck buses, an HP 547A Current Tracer used with an HP 546A Logic Probe provides a way to inject current and trace it to the fault. Shorted bus lines will be identified since they will have identical signatures. If a ROM is bad, the board-resident SA stimulus routine can be written to help pin-point the specific ROM or "address window isolation" can be used in the free-run mode.*

If a board has checked out as good to this point, you have good confidence in the processor, address decoding circuitry is good, the ROMS are intact and the address and data buses are clear of faults.

Now the microprocessor is connected to the data bus by closing the bus rotation relays, the forced free run instruction is removed and the microprocessor restarted. If the SA stimulus routine is stored in ROM #1, that ROM is selected by a vectored interrupt or by controlling an enable line with a 3060A driver. Previously detected ROM failures (other than in the SA stimulus area of ROM #1) can now be isolated to the bad ROM if the SA stimulus is written appropriately. RAMS, I/O chips, and other peripheral chips will also be tested by the self stimulus.

After the ROM check segment of the self-test routine, RAMS, I/O chips, and other peripheral chips are tested. The self-test writes to and reads from each RAM address. With appropriately selected START and STOP inputs (i.e., address lines), a measurement window associated with each RAM is defined. By clocking SA with the edge of the microprocessor clock when RAM read and write data is valid, signatures can be taken on the data lines to verify RAM performance. The I/O chips and circuitry are then exercised by the SA stimulus and signatures verified. Input paths to the I/O circuitry can be checked by supplying synchronous stimuli possibly from the microprocessor via 3060A relays. Other LSI peripherals are similarly tested.

To test the rest of the board, the test stimulus "wiggles" each node (preferably multiple times). By checking signatures on important nodes, faults can be detected. Fault isolation is accomplished by tracing bad signatures to the fault using bed-of-nails visibility. Asynchronous circuitry may have to be tested using other 3060A capabilities such as measuring one-shot pulse width with the system pulse width detector.

Summary — Testing a microprocessor board as explained above has verified the board at clock speed. The test has been run without the system operator probing or clipping to the board or pulling jumpers and throwing switches during the test. The actual 3060A test program flow consists of checking for correct signatures and branching to appropriate troubleshooting routines when bad signatures are found. Fault isolation is facilitated through bed-of-nails visibility along with the breaking of feedback paths and selectively disabling bus elements.

The fault detection effectiveness of SA testing depends on the board designer who writes the SA stimulus. Three factors combine to help him produce a thorough test. These are:

- 1) By checking each node for characteristic +5V and ground signatures, the designers can be sure the test stimulus "wiggles" every node. By wiggling every node, all "stuck at" node faults will be uncovered.
- 2) Megahertz test rates allow the designer to exhaustively exercise a board increasing the thoroughness of the test. Software loops are used to generate a great deal of circuit activity with few lines of microprocessor code.
- 3) Bed-of-nails visibility allows board faults to be caught where they occur. The result of fault does not need to be propagated to an output pin.

*See Hewlett-Packard Application Note 222, "A Designer's Guide to Signature Analysis," pp. 21-23.

Program Examples

Testing with SA is done primarily by using three BTL (Board Test Language) commands:

- 1) `saset` (parameters selecting CLOCK, START and STOP inputs and edges) — used to set up the inputs for SA.
- 2) `nicon` (relay number) — connects the SA DATA input to the node where the signature is to be taken.
- 3) `sig` (parameters including expected signature) — causes the signature to be taken and input to the calculator.

An example program segment which takes 20 signatures from a known good board and stores them on disk is listed below. It could easily be extended to take signatures up to 1064 different nodes. This example is presented as an overview of SA programming and not for detailed instruction.

```
0: dim A$(20,4)           — define AS, an array in which the 20 signatures will be
                          — entered.
1: open "SIGS",1:open "SIGS",1  — opens data file, "SIGS" on diskette store signatures.
                          — "SIGS" is assigned to be file #1.
2: row ref1,.8:2:2       — defines high and low reference thresholds as .8V and
                          — 2.0V.
3: saset1,1,1           — CLOCK input #1, START input #1 and STOP input #1
                          — are selected with positive edge triggering. (ISA set-up)
4: for I=1 to 20         — sets up loop to take 20 signatures.
5: (I+11)/100+.0044*N   — converts node number to multiple relay number —
                          — assumes specific fixture wiring.
6: niconN               — closes the selected multiplex relay to connect the 3060A
                          — SA circuitry to the node under test.
7: sig"GOOD SIGNATURE","XXXX",  — takes the signature and stores it in row I of array AS.
  A$(I,1)
8: next I               — end of loop.
9: spnt 1:A$           — stores (serial prints) the known good signatures on diskette
                          — in file 1 (SIGS).
.
.
.
```

After the good signatures are taken and stored on the disk, the following program would take signatures on 20 nodes, compare those signatures to the known good signatures and print out an error message if a bad signature is detected.

```
0: dim B$(20,4):C$(10)  — dimensions arrays B$ and C$.
1: row ref1,.8:2:2      — defines high and low reference thresholds as .8V and
                          — 2.0V.
2: open "SIGS",1:read 1,B$ — transfers (serial reads) good signatures on diskette to the
                          — array B$ in the calculator.
3: saset1,1,1           — clock input #1, START input #1, and STOP input #1 are
                          — selected with positive edge triggering.
4: for I=1 to 20:fxd 0   — sets up loop to take 20 signatures.
5: "Node#">C$1:stn(I)>C$[?] — stores a label including the node number. This label will be
                          — used by statement 8 to designate the number of a
                          — failing node.
6: (I+11)/100+.0044*N   — converts node number to multiple relay number --
                          — assumes specific fixture wiring.
7: niconN               — closes the selected multiplex relay to connect 3060A SA
                          — circuitry to the node under test.
```

8: SIGNATURE [1,1]

— takes the signature to the node under test and compares it to the correct signature stored in BS. If they are different, the system will print an error message indicating a bad signature was found on "Node #1." The bad signature is also printed out.

9: NEXT I

— end the loop.

Retrofitting SA

As pointed out by the SA application example, SA is best utilized when it has been designed into the microprocessor-based board. Recall the requirements:

- 1) Designing with testability in mind.
- 2) Provide capability to isolate microprocessor from data bus (switches, jumpers, or tri-state buffers).
- 3) Provide a way to disable interrupts to microprocessor.
- 4) Write SA stimulus program for board and store it in ROM.

If a board has not been designed with SA in mind, it may still be possible to test it with SA. In most cases, fault coverage will not be as good as if SA testability were designed in but may still be adequate. The following paragraph gives some ideas on retrofitting SA.

For a microprocessor-based board to be tested with SA, requirements 1-3 must be met in design or the board must be modified to meet them before it is tested. If the SA stimulus program has not been written by the designer and stored in board-resident ROM, it can be written by the test engineer and stored in programmable ROM mounted on the test fixture or in a socket on the board. Ideally, the test engineer can work closely with the designer to write a self-test program which exercises the board in much the same way as it operates normally. In any case, by writing the program in microprocessor mnemonics (and using the computer program assembler used by the designer to create PROM patterns) the test engineer does not have to write tests on the 1's and 0's level. The complexity of programming at the microprocessor code level is much less than the 1's and 0's patterns necessary when the microprocessor is removed. Therefore, retrofitting a microprocessor-based board to use SA is possible in many cases. However, retrofitting algorithmic state machine designs to use SA is usually more difficult.

Test System Capacitance

The effect of test system capacitance on the function of the UUT is an important consideration when testing high speed digital circuitry. The addition of too much capacitance by the connection of test system receivers can affect circuit timing and even prevent effective testing of the board. This capacitance appears from a node to digital ground or from node to node on the board. The capacitive effects of Signature Analysis connections are clearly stated in the condensed specifications at the end of this section (and in the 3060A Data Sheet). The 3060A Signature Analysis circuitry will operate at 10 MHz clock rates. However, the major concern is whether your board can operate in the face of test system capacitance.

In evaluating how test system capacitance will influence testing your boards, several facts should be considered:

Clock Rate ≠ Data Rate — How fast is your board? A 6 MHz microprocessor clock frequency does not mean digital activity in the circuitry external to the processor proceeds at that rate. Since several clock cycles are required to execute

each instruction, digital activity actually proceeds at some fraction of the clock frequency.

Temperature — Virtually all processor boards are designed to operate at temperatures well above room temperature. IC's can typically drive 10-30% more capacitance at room temperature than at 50°-70°C. Therefore, since testing is done in a normal environment, the temperature safety margin makes the board more tolerant of test system capacitance.

Conservative IC Specifications — Many IC manufacturers specify performance of their products very conservatively with respect to load capacitance. Circuits may still function with total circuit + system capacitance above specified limits or guidelines.

The 3060A provides two separate sets of inputs for monitoring digital activity with Signature Analysis. Forty high speed points have ≤ 75 pf shunt capacitance to digital ground and < 10 pf node to node. To these numbers 2-20 pf of capacitive coupling between fixture wires is added. These low capacitance lines can be used on the IC outputs most sensitive to capacitance (i.e., CMOS IC's) or circuit nodes operating at the highest data rates.

As illustrated in Figure 3-7 and the accompanying explanation of the 3060A bus structure, all 3060A analog pins can be used as data probe points for Signature Analysis. The capacitance of these points to digital ground is 250 pf plus 12 pf per 64 relay analog card attached to the D bus (SA input). (See Figure 3-7.) Node to node capacitance is < 10 pf and the same 2-20 pf is contributed by the fixture. Analog points are used to probe the nodes less sensitive to capacitive loading and those with slower data rates.

Some boards have very close timing margins. Others are very conservatively designed. A conservatively designed Motorola 6802 board with a 1 MHz clock frequency functioned in an experiment with 510 pf connected between one data bus line and ground. A marginally designed board may not operate when a low capacitance oscilloscope probe is attached.

A quick way to determine if the board you need to test will operate in the face of 3060A system capacitance is to attach capacitors between critical circuit points and digital ground. Board operation with capacitance of the same magnitude as the 3060A specifications gives confidence that the board can be tested on the 3060A. If the board does not operate, several alternatives exist.

Carefully using the high speed SA inputs on high speed nodes (i.e., data bus and address bus lines) and around CMOS and other low capacitance IC's allows the 3060A to test many boards without any other provisions. If the analog points present too much capacitance when used on other nodes, go/no-go testing using only high speed points might be considered. Of course, complete circuit visibility using a large number of analog points is desirable for diagnostic resolution. However, 40 high speed pins can be effectively used to do go/no-go testing and limited fault diagnosis on many boards. This type of test program is also relatively easy to write.

Another alternative is to reduce system clock speed down to where the board can drive test system capacitance. This may be a factor of two or four reduction. (Of course, this alternative is possible in some designs and impossible in others.)

Active buffers for selected lines can also be installed on the test fixture for certain signals. The SN 74LS 367 hex bus driver is a good candidate for active buffering. Passive buffering with a series resistor in the fixture between the fixture pin and the system interface is another possibility for critical signals. A resistor between 10 ohms and a few hundred ohms would effectively isolate system capacitance and still produce valid, repeatable signatures.

The versatility of the 3060A in the areas of in circuit testing and analog, hybrid and low complexity digital functional testing have already been discussed. These capabilities will very likely provide an ideal testing solution for many of your boards. With Signature Analysis in the same system, a powerful tool for processor-based boards is provided with the associated benefit of using SA as a field service approach. Considering the total 3060A solution to board test, SA is a very cost-effective approach to processor-based board testing even when some special fixturing is required.

Signature Analysis as a General Tool

In addition to its usefulness in testing microprocessor boards, SA can be used as a general purpose digital test tool. Any time testing components on a board require many patterns, storage and test run time considerations make it desirable to test at high speed and compress circuit response into signatures. SA represents a general tool to achieve these results. For example, a large downcounter could be tested by loading it with a number, opening the SA gate when the count starts, closing it when zero is reached and taking the signature of Vcc. If the counter is functional, a unique signature will result. If there is a problem with the counter, the window will be the wrong length and a bad signature will result.

All the memory locations in a ROM board can be tested quickly with SA by building an address sequencer circuit on the test fixture. A crystal oscillator running at 100 kHz or faster drives a counter used to address each ROM location. By taking signatures on each output bit, ROM integrity can be tested comprehensively in a short period of time. Resourceful test engineers will find other applications for SA.

Summary

Signature Analysis makes the 3060A a powerful tool for testing microprocessor-based boards at operating speed. It is a synchronous technique which is superior to other signature techniques at detecting incorrect digital activity (including time-related problems) on any and all nodes in a circuit. (Asynchronous circuitry, such as one-shot, therefore, must be tested with other 3060A capabilities.) SA allows selective testing of individual devices on a bidirectional in state bus including their ability to enter high impedance state. Since the 3060A tests the microprocessor or microcomputer chip along with the rest of the board, it will frequently reduce the need for separate microprocessor IC testers.

The 3060A makes the programming job easier than it would be with other high-speed board testers since the programmer does not have to become intimately familiar with the many types of microprocessors or single chip microcomputers appearing on boards to be tested. Writing fault detection algorithms becomes a relatively straightforward matter of tracing bad signatures to a faulty component.

Signature Analysis produces the best results when it is designed into a product. This means an SA stimulus program must be written (preferably by the designer) and will take up a small amount of ROM space. Some extra hardware, such as jumpers for switches, will also be necessary. These requirements add approximately 1-2% to development and to materials costs but result in impressive savings in production and service costs. With SA designed in, the 3060A can be used in conjunction with the portable HP 5004A Signature Analyzer to form a unified strategy for testing microprocessor-based products in production and repairing them in the field.

Condensed Specifications

A condensed version of 3060A SA specifications is listed below:

Data Input

High Threshold— +15V to -15V programmable in 8mV steps

Low Threshold— -15V to +15V programmable in 8mV steps

Input Impedance¹:

40 High Speed Points 50 k Ω \pm 10% shunted by \leq 75 pf

1024 Addition Points 50 k Ω \pm 10% shunted by \approx 250 pf

Capacitance between Input Lines² \leq 10 pf

Control Signal Inputs (Start, Stop, Clock)

Threshold -15V to +15V programmable in 8mV steps

Input Impedance 80 k Ω \pm 10% shunted by \leq 40 pf

Maximum Clock Frequency³ 10 MHz (minimum pulse width = 50 ns)

Logic Families Testable⁴

TTL (All subfamilies)

ECL

CMOS

NMOS

PL

DTL

HTL

¹Measured at interface to fixture. Fixture wiring can add up to 20 pf of capacitance line to line or line to ground.

²See the previous discussion on 3060A system capacitance.

Section 9 Bed-of-Nails Fixturing

The Fixture

The bed-of-nails fixturing concept with its circuit visibility is key to in-circuit testing. To implement in-circuit testing, a bed-of-nails fixture is usually built for each board to be tested. Several kits are available from Hewlett-Packard to build bed-of-nails fixtures. Figure 9-1 shows the 8" x 12" fixture kit in unassembled form. Figure 9-2 shows the fixture beside the 3060A scanner interface.



Figure 9-1
Unassembled bed-of-nails fixture kit

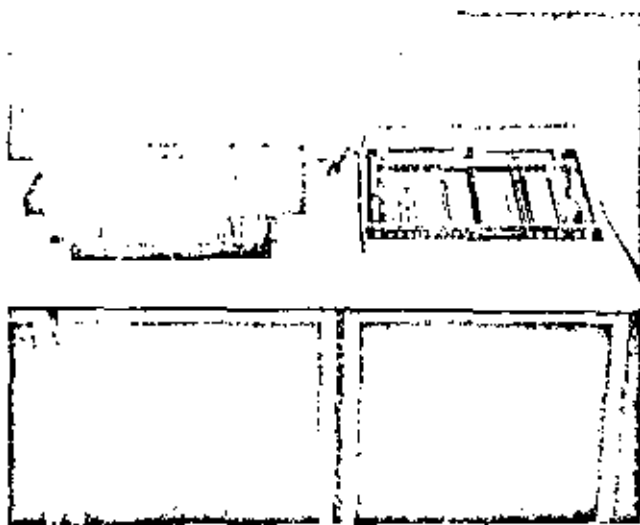


Figure 9-2
Bed-of-nails fixture and 3060A scanner interface

The kits offered by HP include:
8" x 12" Standard Fixture
12" x 18" Standard Fixture
A cut-away drawing of an assembled standard fixture is presented in Figure 9-3.

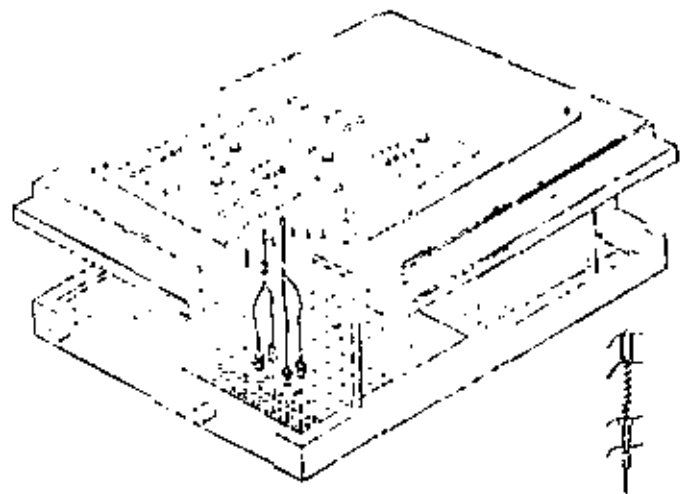


Figure 9-3
Assembled bed-of-nails fixture and probe pin

Building a Fixture

In preparation to actually building a fixture, node numbers must be assigned to the board schematic. Then the points where these nodes will be probed are located on an unloaded board. A mapped blank board is shown in Figure 9-4.

Using the blank board as a template, a standard drill press is used to drill holes for the probes. Probe pins and springs are inserted next. Then fixture wires are attached to the pins and plugged into the patch panel which forms the fixture base.

Fixture wiring is done from the scanner map and wiring list outputs of the In-Circuit Program Generator with any additions for functional test. Fixture verification can be accomplished by using the 3060A shorts testing capability and by comparing the fixture against the modified IIC outputs.

Fixture updating to reflect engineering changes can be done by simply drilling a new hole for each pin to be added or moved. The instruction booklet accompanying each fixture kit provides complete instructions for fixture assembly, fixture updating, repair and cleaning. The 3060A Users' Manual also covers fixturing in the overall context of using the 3060A.

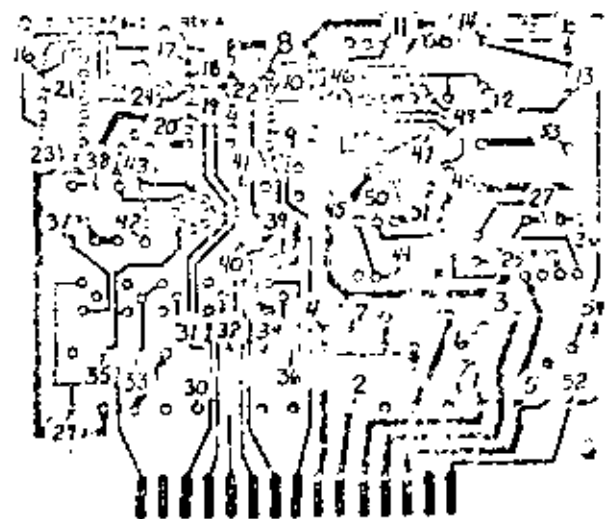


Figure 9-4
Mapped blank board with node numbers
indicated for drilling

EL MOTOR DE PASOS COMO PERIFERICO*

*Cayulicán Muñoz G.
Depto. Ing. Mec. y Elec.
Facultad de Ingeniería, U. Nal Autónoma de México
México, D. F.*

*Efraín Ferrer H.
Depto. de Ing. Elec.
Instituto Tecnológico de Puebla,
Puebla, México.*

Se analiza el problema del acoplamiento entre el motor de pasos S850 y la minicomputadora HP2100A, con el objeto de que este sistema sea utilizado en el control de procesos.

El motor debe ejecutar algunas operaciones sencillas para que, mediante un programa, puedan realizarse las más diversas y complejas operaciones mecánicas por medio de repetidos comandos dados al motor.

La utilización de la minicomputadora como una herramienta de cálculo y del motor de pasos como ejecutor de precisas instrucciones numéricas, permiten que se logre una excelente precisión en el control de procesos, mientras que el uso de programas abre un sinnúmero de posibilidades para este sistema.

La conexión realizada ha sido probada con un pequeño programa que realiza una sola operación básica, que ilustra claramente la aplicación de un periférico de esta naturaleza.

Introducción

En sistemas de control numérico o en sistemas mecánicos controlados digitalmente, los motores de pasos son utilizados para desarrollar procesos y operar equipos en forma muy precisa, al mismo tiempo que permiten realizar operaciones que son el resultado de un cálculo numérico. En esta forma, el motor de pasos se constituye en una valiosa herramienta que puede ejecutar un giro o un movimiento de acuerdo a una instrucción digital. Evidentemente, convertir este tipo de motor en un periférico que pueda ser dirigido por programa, es un interesante trabajo en control de procesos.

El presente trabajo analiza el problema de la conexión entre el motor de pasos Slow Sync modelo SS 50 y la minicomputadora Hewlett Packard HP2100A, con el propósito de ejecutar una operación que se defina en el programa mediante una sola instrucción de Fortran.

La operación mencionada no es sino el punto de partida para que se ejecuten procesos muy complicados por medio de programación, lo que puede ser el resultado

de cálculos previamente realizados por la minicomputadora.

El acoplamiento

Se ha considerado, que el periférico cumplirá con una función muy general si se puede ejecutar una operación básica definida por tres variables:

1. El sentido de rotación (reloj y antireloj).
2. El número total de pasos (a razón de 200 por revolución).
3. La velocidad (el número de pasos por segundo o el tiempo de espera entre pasos).

En esta forma, la operación básica permite la realización de cualquier proceso complejo a alta velocidad y con una resolución máxima de 1.8 grados por paso.

Las tres variables definidas deben traducirse a códigos, o variables de programación, con el objeto de que el usuario pueda determinar fácilmente los valores más adecuados para sus necesidades, ya sea en forma directa o por programa.

Las características propias del sistema, así como las de sus unidades componentes y las limitaciones de cada

* Trabajo presentado en el III Congreso de la Academia Nacional de Ingeniería, Oaxtepec, Morelos, México, 4 al 7 de Septiembre de 1977.

aparato, se han tomado en cuenta para definir las variables ya mencionadas. Estos criterios se analizan a continuación.

El motor

La unidad SS 50 determina la resolución máxima en 1,8 grados por paso, ya que ejecuta una vuelta completa por cada 200 pasos¹. El sentido del giro está determinado por la fase entre dos trenes de pulsos que se le aplican. Cada par de pulsos implica un paso, por lo cual la señal de orden de ejecución debe aplicarse con diferente retardo a dos monoestables que excitan el motor, como se muestra en la figura 1.

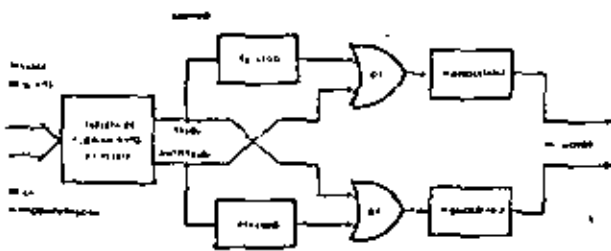


Diagrama de conexiones entre el motor y la minicomputadora.
Figura 1

La minicomputadora

Con el objeto de simplificar el programa que conduce al motor, con lo cual también se minimiza el tiempo de ejecución, los tres parámetros de la operación básica se han definido como enteros. Esto no es una limitación para el sentido de rotación, que sólo puede tomar dos valores; ni para el número total de pasos, que debe ser un número entero. Pero, es una ligera limitación para la velocidad, que por esta razón sólo podrá tomar valores discretos.

Por otra parte, debido a que se usó el reloj de la minicomputadora para determinar el tiempo², no puede disponerse de tiempos arbitrarios. Los intervalos de tiempo que se usan son discretos y se expresan como un número entero. Pero, es una ligera limitación para la velocidad, que por esta razón sólo podrá tomar valores discretos.

En cuanto al sentido de rotación, esta variable se ha establecido de modo que la rotación se efectúa en sentido reloj cuando vale cero. El sentido de rotación antirreloj se produce cuando la variable es diferente de cero.

La tarjeta de acoplamiento

Para los fines de transferencia de señales de control entre la minicomputadora y el motor de pasos, se ha usado la tarjeta modelo HP 12551 B, la cual consta de 16 relés que están en correspondencia uno a uno con los 16 bits de la palabra³. Esta tarjeta de acoplamiento posibilita un alto aislamiento entre los equipos acoplados, al mismo tiempo que simplifica la operación del motor.

Para la operación del circuito de salida se ha elegido que el sentido reloj corresponda al relé número dos y el antirreloj al uno. En esta forma, la palabra que excita a dichos relés (código de máquina), es igual a dos o a uno, respectivamente.

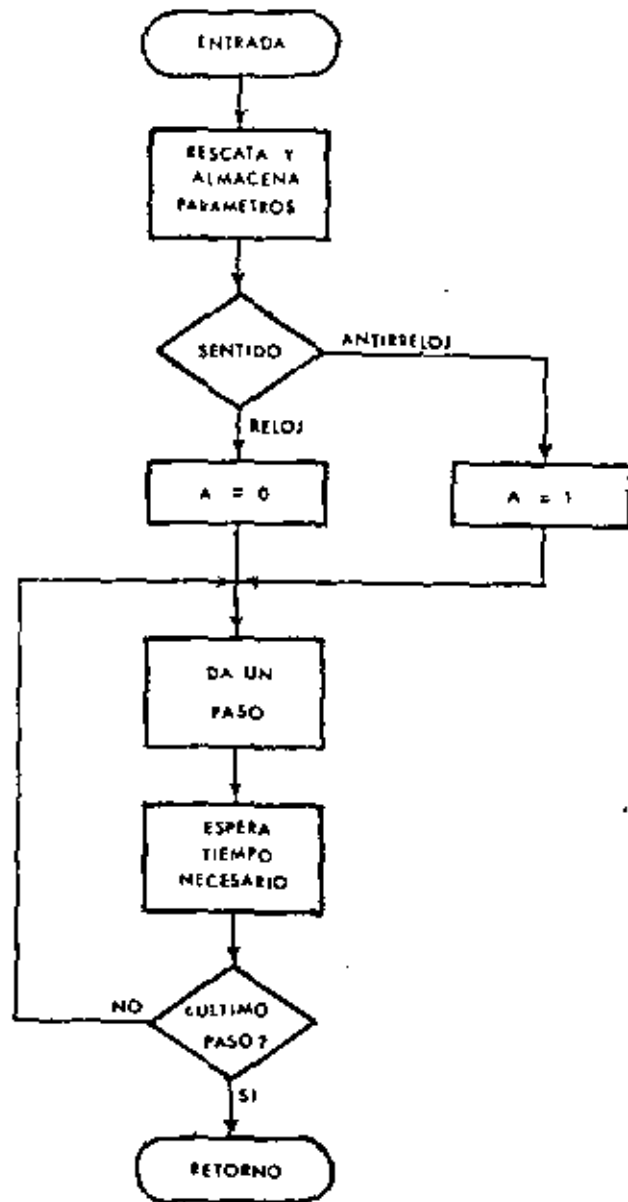


Diagrama de flujo del programa que opera al motor de pasos. La entrada se produce por la instrucción CALL MOTOR.
Figura 2

El número de pasos deseado se obtiene por repetidas instrucciones de este tipo que se van contando por programa.

Las variables de entrada al programa NPAS, IX (1) e IX (2) son los números enteros que definen exactamente cada operación. La ejecución repetida de este programa, que se ha denominado STEP, da lugar a una gran variedad de movimientos, los que se detienen cuando el número de pasos, o el espacio de tiempo entre ellos, es cero.

Debe notarse que la ejecución de la operación básica se logra con la instrucción del lenguaje Fortran.

CALL MOTOR (NPAS, IX)

donde

NPAS es el número total de pasos,
IX (1), el sentido del giro, e
IX (2) es el total de milisegundos entre pasos.

En esta forma, el uso del acoplamiento es una operación muy sencilla que sólo requiere del conocimiento de programación.

En cuanto a limitaciones que presenta el acoplamiento realizado, pueden resumirse en lo siguiente:

1. Velocidad máxima de operación igual a mil pasos

por segundo, debido principalmente al tiempo que tardan en abrirse y cerrarse los relés.

2. Máxima resolución igual a 1,8 grados por paso, determinada por el motor.
3. Máximo número de pasos por cada ejecución igual a 32 786. Máximo entero positivo que puede manejar la minicomputadora.
4. Máximo intervalo de tiempo entre pasos, aproximadamente igual a 32,77 segundos por la misma razón anterior.

Conclusiones

Los resultados obtenidos, así como las limitaciones mencionadas, permiten considerar que el acoplamiento realizado cumple ampliamente con las necesidades normales en control de procesos. Al mismo tiempo, debe destacarse que el tiempo de procesador necesario para la operación del motor es despreciable, si se toma en cuenta la longitud del programa conductor del motor (ver figura 3). Esta situación podría aprovecharse para utilizar los tiempos muertos en otra actividad⁴.

Finalmente, después de analizar las limitaciones del acoplamiento realizado, se concluye que mediante algunas modificaciones, puede lograrse un sistema que supere ampliamente al que aquí se presenta.

BIBLIOGRAFIA

1. Slow Sync, Step Motors Manual
2. Hewlett Packard, Operating and Service Manual: 125398 Time Base Generator Interface Kit, 1972.
3. Hewlett Packard, Operating and Service Manual: 125518 Relay with Interrupt, Computer Interface Kit, 1972.
4. C. Muñoz y A. Montiel, Voltímetro Digital Acoplado a un Mini. Uso en Control de Procesos. Mundo Electrónico, No. 65, Septiembre 1977.

ELICONA LTDA. INGENIERIA ELECTRONICA DE COLOMBIA

Ofrecemos servicios en las áreas de:

- Componentes, Disponibilidad Inmediata o Sobre Pedido
- Diseño y Fabricación de Equipos
- Electrónica Industrial
- Telecomunicaciones
- Técnicas Digitales
- Mantenimiento y Asesoría

Calle 65 No. 21-32
Tel. 2485680
A.A. 32805
Bogotá D.E.

Teccien

- MATERIALES Y EQUIPOS PARA LA TECNICA Y LA CIENCIA
- COMPONENTES ELECTRONICOS
- DOTACIONES PARA LABORATORIOS DE QUIMICA Y FISICA

Avenida 19 No. 8-57 - Oficina 503 - Teléfono 2836612 - Apartado Aéreo 4507
BOGOTA COLOMBIA S. A.

El acoplamiento computador, trazador analógico de curvas

Caupolicán Muñoz Gamboa*
Guillermo Castellanos Guzmán**

RESUMEN

Se presenta el problema del acoplamiento de un trazador analógico de curvas Hewlett Packard, modelo 7035B, al computador de la misma marca modelo 2100A, con el propósito de aplicar tal periférico analógico al análisis de sistemas de control. La conexión realizada ha sido probada utilizando como programa principal la respuesta a escalón unitario de un sistema de segundo orden (el cual puede estar, además, controlado por derivada), del que se han trazado algunas curvas de respuesta.

Para poder efectuar una comparación objetiva, se ha repetido todo el trabajo realizado con las unidades HP-2100A y HP-7035B, utilizando el periférico trazador digital HP-7210A, ya en uso con el computador. Los resultados obtenidos con ambos trazadores de curvas permiten comprobar que la interconexión digital-analógica realizada satisface las exigencias del uso normal en análisis de sistemas. Los programas y subprogramas incluidos deben, sin embargo, modificarse para una aplicación más general o para utilizarse con otro tipo de computador o de sistema operativo, ya que cumplen un papel simplemente ilustrativo de la solución.

1. INTRODUCCION

Cuando se realizan cálculos numéricos con ayuda de calculadores electrónicos, suele ser necesario disponer de una gráfica que permita apreciar mejor el resultado obtenido, ya que no siempre una lista de números da una idea global de la respuesta. Análogamente, y tal vez con mayor frecuencia, al analizar sistemas de control se hace necesario disponer, además de los listados de la solución, de una curva que permita valorar globalmente el comportamiento del sistema analizado. Este hecho se aprecia claramente cuando se requiere comparar las respuestas de dos sistemas, o de uno solo con varias compensaciones.

* Sección de Comunicaciones y Electrónica, Facultad de Ingeniería, UNAM

** Universidad de Guanajuato

En ocasiones, el problema puede resolverse parcialmente al utilizar el periférico impresor como graficador (ref 1). En este caso, se obtiene simultáneamente con el listado de la respuesta una gráfica discreta que permite una visión más general del resultado. Sin embargo, no es posible trazar curvas en las que el incremento de la variable independiente está sujeto a modificaciones, ni pueden suponerse dos o más curvas con fines comparativos*.

La solución más cómoda y eficaz es disponer de un periférico trazador digital de curvas que realice las gráficas con trazos continuos, prácticamente sin error de cuantificación y que permita interpolar puntos entre cada intervalo. Aun cuando es posible disponer comercialmente de este tipo de periféricos, resulta interesante intentar resolver el problema de la interconexión digital-analógica que, como en este caso, puede dar lugar a una solución satisfactoria.

2. LA INTERCONEXION

El primer problema que se plantea al intentar acoplar las unidades HP-2100A y HP-7035B es la conversión digital-analógica, puesto que la salida del computador es digital y la entrada del trazador de curvas es analógica.

En el primer caso, se dispone de una salida consistente en una palabra de 16 bits; en el segundo se requiere de una entrada que puede variar ampliamente, ya que el trazador de curvas dispone de atenuadores y amplificadores, pero para este problema se ha escogido una variación entre 0 y 10 voltios.

Estas especificaciones corresponden exactamente a la tarjeta de interconexión comercial HP-12564A (ref 2), que se ha empleado como convertidor D/A. Con este dispositivo, la interconexión se realiza en forma muy sencilla, ya que es la propia tarjeta la que se encarga de alimentar al trazador de curvas con una señal analógica para cada eje. Las señales están determinadas por la palabra de 16 bits que el computador le entrega (fig 1).

También ha sido preciso disponer de un mecanismo que permita alzar o bajar la pluma del trazador (ref 3), lo que se ha resuelto utilizando un relé de la tarjeta de interconexión comercial HP-12551B, que

permite activar el mecanismo interno del trazador cuando la subrutina lo requiere. El mecanismo de operación de esta tarjeta es sencillo (ref 4), ya que dispone de 16 relés que están en correspondencia 1-1 con los 16 bits de cada palabra, relés que se abren con ceros y se cierran con unos, permaneciendo en tales posiciones hasta que una nueva palabra es enviada por el computador. En este caso, se ha utilizado el relé 3 (correspondiente al número binario 100).

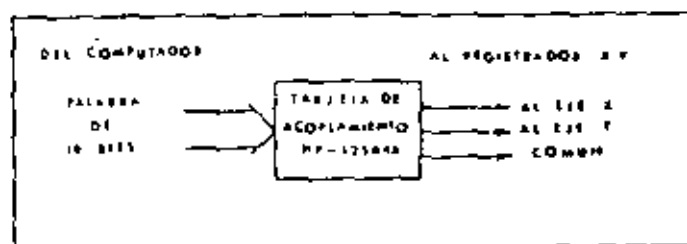


Fig 1. Diagrama de conexiones entre el computador, la tarjeta de acoplamiento y el trazador analógico.

La operación de la tarjeta HP-12564A puede describirse fácilmente de la manera siguiente: la palabra de 16 bits es descompuesta en dos partes (8 bits cada una) que son transformadas en señales analógicas y aplicadas a cada eje. En esta forma, se dispone de $2^8 = 256$ opciones diferentes para cada señal, que van desde todos los bits iguales a cero a todos los bits iguales a uno. Esto significa que, en el programa principal, se deben normalizar los valores de los ejes X y Y para que sean positivos y el máximo sea menor o igual a 255. También se requiere que los pares de valores aparezcan en una palabra, ya que solo una palabra por vez excita al convertidor D/A. Este es el propósito de la subrutina CMERG, la que aparece escrita en lenguaje ensamblador en la fig 2.

Una vez que cada palabra contiene un par de valores de la curva, se puede comenzar el trazado de la misma, que se realiza siguiendo el diagrama de flujo de la fig 3.

Cabe hacer notar que, en el desarrollo del programa que acciona al trazador analógico, se ha utilizado transferencia incondicional de datos; es decir, el computador envía las palabras a la tarjeta de interconexión en forma sucesiva y a una frecuencia determinada por la pseudoinstrucción TIME OCT-2, del programa PLTER (fig 4).

* En realidad, estos problemas pueden resolverse utilizando más memoria, en un caso, tolerando un mayor margen de compresión en el otro. Sin embargo, subsisten los problemas de la cuantificación y de la distorsión de la curva que, en todo caso, distorsionan el resultado.

ESTE SUBPROGRAMA PERMITE YUSTAPOKEAR
DOS VARIABLES EN UNA PALABRA

```

MAM CMERG,7
NAM CMERG
EXT PLTER
CMERG NOP
LDA CMERG,I  *CARGA DIR. DE RETORNO
STA RETRN    Y LA ALMACENA EN RETRN
LDA CMERG    *ALMACENA DIR. DEL PRIMER
INA          ELEMENTO DE Y EN LA
LOB 0,I     LOCALIDAD NA POR MEDIO
SYS NA      DE CARGA INDIRECTA
INA        *ALMACENA DIR. DEL PRIMER
LDR 0,I     ELEMENTO DE Y, EN LA
SYS NB     LOCALIDAD NA
INA        *ALMACENA DIR. DEL
LOB 0,I     NUMERO DE PUNTOS
SYS M      EN LA LOCALIDAD N
INA        *ALMACENA DIRECCION
LOB 0,I     DEL MODO EN LA
STR M      LOCALIDAD M
LOB DC     *CARGA EN B' DIR. DE NC
LDA N,I     *ALMACENA EN COUNT
CMA,INA    EL NUMERO DE PUNTOS
STA COUNT  EN FORMA NEGATIVA
LDA NB,I   *CARGA EN A EL 1ER. ELEMENTO
ALF,ALF    DE Y, LO DESPLAZA N LUGARES,
A0A NA,I   LE AGREGA EL 1ER. ELEMENTO
STA 1,I    DE Y, Y LO ALMACENA EN NC
ISZ COUNT  *CUENTA LOS PUNTOS
JMP SEC    *CONTINUA SI FALTAN
JSA PLTER  *VA A GRAFICARLOS
OFF *+3    *DIRECCION DE RETORNO
DEF N      *DIRECCION DEL MODO
DEF NC     *DIR. DE LA PALABRA COMPUESTA
JMP RETRN,1 *REGRESA AL PROGRAMA PRINCIPAL
ISZ NA     *CONTINUA, INCREMENTANDO
ISZ NB     *DIRECCION DE Y, Y Y DE
INB       LA PALABRA COMPUESTA
JMP CONT  *CONTINUA
DE DEF NC  *DIR. DE LA PALABRA COMPUESTA
NA ASS I   *LOCALIDADES PARA LAS
NB PSA I   DIRECCIONES DE X, Y Y PARA
NC ASS 3P  LAS PALABRAS COMPUESTAS
COUNT OCT 0 *NUMERO DE PUNTOS
RETRN OCT 0 *DIRECCION DE RETORNO
N OCT 0     *LOCALIDADES PARA EL NC. DE
M OCT 0     PUNTOS Y PARA EL MODO
END CMERG
  
```

Fig 2 La subrutina CMERG escrita en lenguaje ensamblador. Este subprograma yustapone, en una palabra, los valores de los dos ejes como pares ordenados.

Esta instrucción determina el tiempo en milisegundos que debe esperarse antes de enviar una nueva palabra a la tarjeta de interconexión. Se ha utilizado este tipo de transferencia debido a que la respuesta a escalón de ambos ejes del trazador de curvas sobrepasa el valor de la entrada (*overshoot*), lo que no permite localizar un punto nulo apropiado para utilizar transferencia condicional. Los tiempos de espera a que refiere el diagrama de flujo de la fig 3 corresponden a los siguientes:

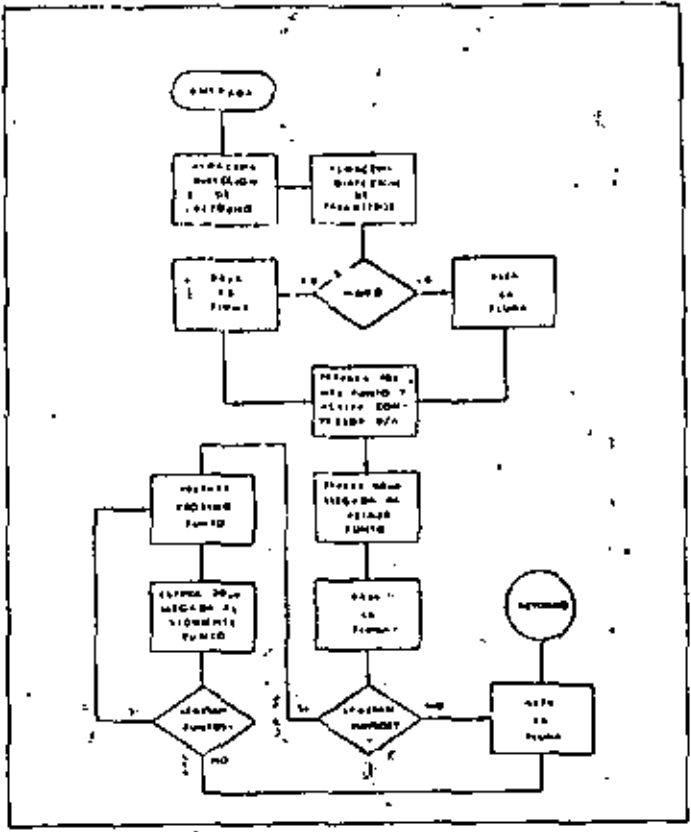


Fig 3 Diagrama de flujo del programa que opera al trazador analógico

- a) Tiempo que tarda en cerrarse un relé (aproximadamente 1 milisegundo)
- b) Tiempo que tarda en abrirse un relé (aproximadamente 1 milisegundo)
- c) Tiempo que tarda en llegar al primer punto (aproximadamente 80 milisegundos)
- d) Tiempo que tarda en pasar de un punto a otro en una curva continua (aproximadamente 20 milisegundos)

Los tiempos de los relés se han determinado por las especificaciones del trazador y de la tarjeta de interconexión (refs 2 y 3).

El tiempo de llegada al primer punto se midió aplicando al trazador de curvas una señal rampa en un eje y un escalón en el otro, mientras que el tiempo que tarda en pasar de un punto a otro en una curva continua, se estimó en la décima parte del anterior y se corrigió posteriormente en forma experimental.

ESTE SUBPROGRAMA PERMITE OPERAR EL TRAZADOR ANALOGICO

```

NAM PLTER,7
ENT PLTER
*PLTER NOP
LDA PLTER,I  +CARGA DIR. DE RETORNO Y
STA RETRN   LA ALMACENA EN RETRN
LDA PLTER   +ALMACENA DIR. DEL MODO
JNA        +EN LA LOCALIDAD MODO
LDA P,I     +POR MEDIO DE CARGA INDIRECTA
STA MODO   DEL REGISTRO I
JNA        +ALMACENA DIRECCION DEL
LDA P,I     NUMERO DE PUNTOS
STA CNTR   EN LA LOCALIDAD CNTR
LDA CNTR,I  +ALMACENA NUMERO DE PUNTO
STA INR    EN LA LOCALIDAD CNTR
STA CNTR   EN FORMA NEGATIVA
LDA P,I     +OBTIENE DIRECCION DEL
JNA        PRIMER PUNTO
LDA MODO,I  +CARGA EL MODO
STA        +EN CNTR
LDA MDA     +NO, BAJA LA PLUMA
DTA Z3A    +SI, OPERA RELE
LDA MBI     +PREPARA RELOJ
DTA 19A    PARA 10 MSEG.
RELV STC 19B,C +ESPERA
STA 19A    CINCO
JMP ++1   MILTSEGUNDOS
ISZ CNTR  OPERACION
JMP RELV  DE RELE
LDA 1,I    +CARGA PRIMER PUNTO Y
DTA 21A   ACTIVA CONVERTOR D/A
LDA MBI    +PREPARA RELOJ
DTA 19A   PARA 10 MSEG.
LOOP STC 19B,C +ESPERA
STA 19A   10 MSEG.
JMP ++1   PARA QUE EL
ISZ COUNT GRAFICADOR LLEGUE
JMP LOOP  AL PRIMER PUNTO
LDA MDA   +BAJA LA
DTA 23A  PLUMA
ISZ CNTR  +CUENTA NUMERO DE
JMP CONT  PUNTOS, CONTINUA
JMP 0-GR  +TERMINA
CONT LDA TIME +PREPARA
STA CSPE  CONTADOR PARA
JNA       SIGUIENTES PUNTOS
LDA 1,I   +PRXIMO
DTA 21A  PUNTO
LDA MBI   +PREPARA RELOJ
DTA 19A  PARA 10 MSEG.
LOOP STC 19B,C +ESPERA
STA 19A   10 MSEG.
JMP ++1   PARA QUE EL
ISZ CSPE  GRAFICADOR LLEGUE AL
JMP LOOP  SIGUIENTE PUNTO
ISZ CNTR  +CUENTA LOS PUNTOS
JMP CONT  +CONTINUA SI FALTAN
REGRE CLA +TERMINA
DTA 23A  +BAJA LA PLUMA
LDA MBI  +PREPARA RELOJ
DTA 19A  PARA 10 MSEG.
SALE STC 19B,C +ESPERA
STA 19A   2 SEG.
JMP ++1   PARA EL
ISZ 003   TERMINO DE
JMP SALE  LA GRAFICA
JMP RETRN,I +REGRESA AL PROGRAMA PRINCIPAL
RETN OCT 0  +DIRECCION DE RETORNO
MODO OCT 0  +MODO
CSPE OCT -27 +LOCALIDADES
CNTR OCT -9  PARA
COUNT OCT 0  LOS
TIME OCT -1  DIFERENTES
CSPE OCT 0   CONTADORES
END PLTER   USADOS
  
```

Fig 4 El programa PLTER escrito en lenguaje ensamblador

3. EL SISTEMA ANALIZADO

Un sistema de segundo orden se representa (fig 5) como un sistema con realimentación negativa unitaria y ganancia $G(s)$ dada por

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s(s + 2\zeta\omega_n)} \quad (1)$$

siendo su función de transferencia

$$T(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2)$$

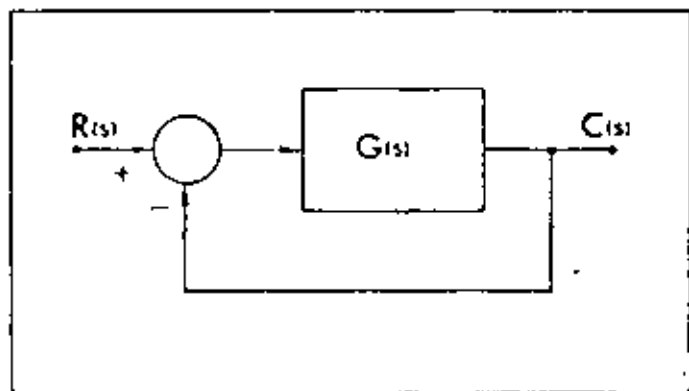


Fig 5 Diagrama de bloques del sistema de segundo orden

Cuando el sistema mencionado se controla por derivada (fig 6), la función de transferencia resulta

$$T_d(s) = \frac{(1 + sT_d)\omega_n^2}{s^2 + 2(\zeta + \frac{T_d\omega_n}{2})\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3)$$

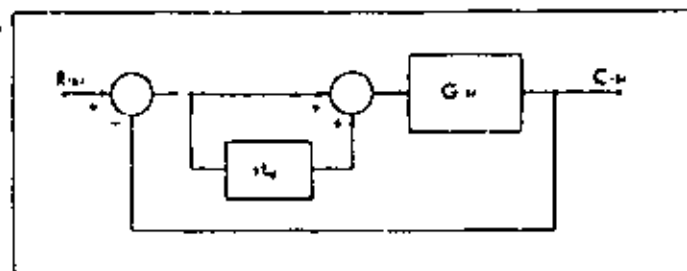


Fig 6 Diagrama de bloques del sistema de segundo orden controlado por derivada

La respuesta a escalón unitario de este último sistema se calcula a partir de la ec 3 y de $B(s)=1/s$ con lo cual se tiene

$$C(s) = \frac{1}{s} \frac{(1 + s t_d) \omega_n^2}{s^2 + 2(\zeta + \frac{t_d \omega_n}{2}) \omega_n s + \omega_n^2} \quad (4)$$

Puede definirse el factor de amortiguación y la frecuencia amortiguada en la siguiente forma:

$$\alpha^2 = (\zeta + \frac{t_d \omega_n}{2}) \omega_n \quad (5a)$$

$$\omega_d = \left(1 - \left(\frac{\alpha}{\omega_n}\right)^2\right)^{1/2} \omega_n = \left[1 - \left(\zeta + \frac{t_d \omega_n}{2}\right)^2\right]^{1/2} \omega_n \quad (5b)$$

siendo

$$\alpha^2 + \omega_d^2 = \omega_n^2 \quad (5c)$$

Usando las ecs 5, puede encontrarse por expansión en fracciones parciales de la ec 4

$$C(s) = \frac{1}{s} - \frac{s + 2\zeta \omega_n}{(s + \alpha)^2 + \omega_d^2} \quad (6)$$

Al aplicar la transformada inversa de Laplace se obtiene la siguiente expresión para la señal de salida en el tiempo:

$$C(t) = u(t) - \frac{[2\zeta \omega_n - \alpha]^2 + \omega_d^2}{\omega_d} e^{-\alpha t} \text{sen}(\omega_d t + \psi) \quad (7a)$$

donde

$$\psi = \arctan \frac{\omega_d}{\alpha - \omega_n^2 t_d} \quad (7b)$$

Al remplazar la ec 5a en las ecs 7 resulta

$$C(t) = u(t) - \frac{\omega_n}{\omega_d} (1 - 2\zeta \omega_n t_d) e^{-\alpha t} \text{sen}(\omega_d t + \psi) \quad (8a)$$

$$\psi = \arctan \frac{\omega_d}{\omega_n (\zeta - \frac{t_d}{2} \omega_n)} \quad (8b)$$

Al comparar las ecs 2 y 3, se aprecia que la función de transferencia $T_d(s)$ se transforma en $T(s)$ si $t_d=0$. Por otra parte, las ecs 8 y 5b se identifican como la res-

puesta a escalón del sistema de segundo orden y la frecuencia amortiguada de este, respectivamente (ref 5). Este hecho se ha utilizado en los programas ANPLT y DGPLT (figs 7 y 8), para representar gráficamente la respuesta de los sistemas de las figs 5 y 6.

```

C
C PROGRAMA PARA TRANSFORMACION ANALOGICA (ANPLT)
C RESPUESTA DE UN SISTEMA DE SEGUNDO ORDEN
C A UNA ENTRADA ESCALON UNITARIO
C
C DIMENSION N(2500),N(2500)
C READ(1,*)N(1),N(2),N(3),N(4),N(5),N(6),N(7),N(8),N(9)
C WRITE(2,*)
C N(1)=2500
C N(2)=2500
C N(3)=2500
C N(4)=2500
C N(5)=2500
C N(6)=2500
C N(7)=2500
C N(8)=2500
C N(9)=2500
C N(10)=2500
C N(11)=2500
C N(12)=2500
C N(13)=2500
C N(14)=2500
C N(15)=2500
C N(16)=2500
C N(17)=2500
C N(18)=2500
C N(19)=2500
C N(20)=2500
C N(21)=2500
C N(22)=2500
C N(23)=2500
C N(24)=2500
C N(25)=2500
C N(26)=2500
C N(27)=2500
C N(28)=2500
C N(29)=2500
C N(30)=2500
C N(31)=2500
C N(32)=2500
C N(33)=2500
C N(34)=2500
C N(35)=2500
C N(36)=2500
C N(37)=2500
C N(38)=2500
C N(39)=2500
C N(40)=2500
C N(41)=2500
C N(42)=2500
C N(43)=2500
C N(44)=2500
C N(45)=2500
C N(46)=2500
C N(47)=2500
C N(48)=2500
C N(49)=2500
C N(50)=2500
C N(51)=2500
C N(52)=2500
C N(53)=2500
C N(54)=2500
C N(55)=2500
C N(56)=2500
C N(57)=2500
C N(58)=2500
C N(59)=2500
C N(60)=2500
C N(61)=2500
C N(62)=2500
C N(63)=2500
C N(64)=2500
C N(65)=2500
C N(66)=2500
C N(67)=2500
C N(68)=2500
C N(69)=2500
C N(70)=2500
C N(71)=2500
C N(72)=2500
C N(73)=2500
C N(74)=2500
C N(75)=2500
C N(76)=2500
C N(77)=2500
C N(78)=2500
C N(79)=2500
C N(80)=2500
C N(81)=2500
C N(82)=2500
C N(83)=2500
C N(84)=2500
C N(85)=2500
C N(86)=2500
C N(87)=2500
C N(88)=2500
C N(89)=2500
C N(90)=2500
C N(91)=2500
C N(92)=2500
C N(93)=2500
C N(94)=2500
C N(95)=2500
C N(96)=2500
C N(97)=2500
C N(98)=2500
C N(99)=2500
C N(100)=2500
C N(101)=2500
C N(102)=2500
C N(103)=2500
C N(104)=2500
C N(105)=2500
C N(106)=2500
C N(107)=2500
C N(108)=2500
C N(109)=2500
C N(110)=2500
C N(111)=2500
C N(112)=2500
C N(113)=2500
C N(114)=2500
C N(115)=2500
C N(116)=2500
C N(117)=2500
C N(118)=2500
C N(119)=2500
C N(120)=2500
C N(121)=2500
C N(122)=2500
C N(123)=2500
C N(124)=2500
C N(125)=2500
C N(126)=2500
C N(127)=2500
C N(128)=2500
C N(129)=2500
C N(130)=2500
C N(131)=2500
C N(132)=2500
C N(133)=2500
C N(134)=2500
C N(135)=2500
C N(136)=2500
C N(137)=2500
C N(138)=2500
C N(139)=2500
C N(140)=2500
C N(141)=2500
C N(142)=2500
C N(143)=2500
C N(144)=2500
C N(145)=2500
C N(146)=2500
C N(147)=2500
C N(148)=2500
C N(149)=2500
C N(150)=2500
C N(151)=2500
C N(152)=2500
C N(153)=2500
C N(154)=2500
C N(155)=2500
C N(156)=2500
C N(157)=2500
C N(158)=2500
C N(159)=2500
C N(160)=2500
C N(161)=2500
C N(162)=2500
C N(163)=2500
C N(164)=2500
C N(165)=2500
C N(166)=2500
C N(167)=2500
C N(168)=2500
C N(169)=2500
C N(170)=2500
C N(171)=2500
C N(172)=2500
C N(173)=2500
C N(174)=2500
C N(175)=2500
C N(176)=2500
C N(177)=2500
C N(178)=2500
C N(179)=2500
C N(180)=2500
C N(181)=2500
C N(182)=2500
C N(183)=2500
C N(184)=2500
C N(185)=2500
C N(186)=2500
C N(187)=2500
C N(188)=2500
C N(189)=2500
C N(190)=2500
C N(191)=2500
C N(192)=2500
C N(193)=2500
C N(194)=2500
C N(195)=2500
C N(196)=2500
C N(197)=2500
C N(198)=2500
C N(199)=2500
C N(200)=2500
C N(201)=2500
C N(202)=2500
C N(203)=2500
C N(204)=2500
C N(205)=2500
C N(206)=2500
C N(207)=2500
C N(208)=2500
C N(209)=2500
C N(210)=2500
C N(211)=2500
C N(212)=2500
C N(213)=2500
C N(214)=2500
C N(215)=2500
C N(216)=2500
C N(217)=2500
C N(218)=2500
C N(219)=2500
C N(220)=2500
C N(221)=2500
C N(222)=2500
C N(223)=2500
C N(224)=2500
C N(225)=2500
C N(226)=2500
C N(227)=2500
C N(228)=2500
C N(229)=2500
C N(230)=2500
C N(231)=2500
C N(232)=2500
C N(233)=2500
C N(234)=2500
C N(235)=2500
C N(236)=2500
C N(237)=2500
C N(238)=2500
C N(239)=2500
C N(240)=2500
C N(241)=2500
C N(242)=2500
C N(243)=2500
C N(244)=2500
C N(245)=2500
C N(246)=2500
C N(247)=2500
C N(248)=2500
C N(249)=2500
C N(250)=2500
C

```

Fig 7 El programa ANPLT. Su función consiste en realizar los cálculos de la respuesta de los sistemas para excitar a la subrutina GNERG.

```

C
C PROGRAMA PARA TRANSFORMACION DIGITAL (DGPLT)
C RESPUESTA DE UN SISTEMA DE SEGUNDO ORDEN
C A UNA ENTRADA ESCALON UNITARIO
C
C DIMENSION N(2500),N(2500)
C READ(1,*)N(1),N(2),N(3),N(4),N(5),N(6),N(7),N(8),N(9)
C WRITE(2,*)
C N(1)=2500
C N(2)=2500
C N(3)=2500
C N(4)=2500
C N(5)=2500
C N(6)=2500
C N(7)=2500
C N(8)=2500
C N(9)=2500
C N(10)=2500
C N(11)=2500
C N(12)=2500
C N(13)=2500
C N(14)=2500
C N(15)=2500
C N(16)=2500
C N(17)=2500
C N(18)=2500
C N(19)=2500
C N(20)=2500
C N(21)=2500
C N(22)=2500
C N(23)=2500
C N(24)=2500
C N(25)=2500
C N(26)=2500
C N(27)=2500
C N(28)=2500
C N(29)=2500
C N(30)=2500
C N(31)=2500
C N(32)=2500
C N(33)=2500
C N(34)=2500
C N(35)=2500
C N(36)=2500
C N(37)=2500
C N(38)=2500
C N(39)=2500
C N(40)=2500
C N(41)=2500
C N(42)=2500
C N(43)=2500
C N(44)=2500
C N(45)=2500
C N(46)=2500
C N(47)=2500
C N(48)=2500
C N(49)=2500
C N(50)=2500
C N(51)=2500
C N(52)=2500
C N(53)=2500
C N(54)=2500
C N(55)=2500
C N(56)=2500
C N(57)=2500
C N(58)=2500
C N(59)=2500
C N(60)=2500
C N(61)=2500
C N(62)=2500
C N(63)=2500
C N(64)=2500
C N(65)=2500
C N(66)=2500
C N(67)=2500
C N(68)=2500
C N(69)=2500
C N(70)=2500
C N(71)=2500
C N(72)=2500
C N(73)=2500
C N(74)=2500
C N(75)=2500
C N(76)=2500
C N(77)=2500
C N(78)=2500
C N(79)=2500
C N(80)=2500
C N(81)=2500
C N(82)=2500
C N(83)=2500
C N(84)=2500
C N(85)=2500
C N(86)=2500
C N(87)=2500
C N(88)=2500
C N(89)=2500
C N(90)=2500
C N(91)=2500
C N(92)=2500
C N(93)=2500
C N(94)=2500
C N(95)=2500
C N(96)=2500
C N(97)=2500
C N(98)=2500
C N(99)=2500
C N(100)=2500
C N(101)=2500
C N(102)=2500
C N(103)=2500
C N(104)=2500
C N(105)=2500
C N(106)=2500
C N(107)=2500
C N(108)=2500
C N(109)=2500
C N(110)=2500
C N(111)=2500
C N(112)=2500
C N(113)=2500
C N(114)=2500
C N(115)=2500
C N(116)=2500
C N(117)=2500
C N(118)=2500
C N(119)=2500
C N(120)=2500
C N(121)=2500
C N(122)=2500
C N(123)=2500
C N(124)=2500
C N(125)=2500
C N(126)=2500
C N(127)=2500
C N(128)=2500
C N(129)=2500
C N(130)=2500
C N(131)=2500
C N(132)=2500
C N(133)=2500
C N(134)=2500
C N(135)=2500
C N(136)=2500
C N(137)=2500
C N(138)=2500
C N(139)=2500
C N(140)=2500
C N(141)=2500
C N(142)=2500
C N(143)=2500
C N(144)=2500
C N(145)=2500
C N(146)=2500
C N(147)=2500
C N(148)=2500
C N(149)=2500
C N(150)=2500
C N(151)=2500
C N(152)=2500
C N(153)=2500
C N(154)=2500
C N(155)=2500
C N(156)=2500
C N(157)=2500
C N(158)=2500
C N(159)=2500
C N(160)=2500
C N(161)=2500
C N(162)=2500
C N(163)=2500
C N(164)=2500
C N(165)=2500
C N(166)=2500
C N(167)=2500
C N(168)=2500
C N(169)=2500
C N(170)=2500
C N(171)=2500
C N(172)=2500
C N(173)=2500
C N(174)=2500
C N(175)=2500
C N(176)=2500
C N(177)=2500
C N(178)=2500
C N(179)=2500
C N(180)=2500
C N(181)=2500
C N(182)=2500
C N(183)=2500
C N(184)=2500
C N(185)=2500
C N(186)=2500
C N(187)=2500
C N(188)=2500
C N(189)=2500
C N(190)=2500
C N(191)=2500
C N(192)=2500
C N(193)=2500
C N(194)=2500
C N(195)=2500
C N(196)=2500
C N(197)=2500
C N(198)=2500
C N(199)=2500
C N(200)=2500
C N(201)=2500
C N(202)=2500
C N(203)=2500
C N(204)=2500
C N(205)=2500
C N(206)=2500
C N(207)=2500
C N(208)=2500
C N(209)=2500
C N(210)=2500
C N(211)=2500
C N(212)=2500
C N(213)=2500
C N(214)=2500
C N(215)=2500
C N(216)=2500
C N(217)=2500
C N(218)=2500
C N(219)=2500
C N(220)=2500
C N(221)=2500
C N(222)=2500
C N(223)=2500
C N(224)=2500
C N(225)=2500
C N(226)=2500
C N(227)=2500
C N(228)=2500
C N(229)=2500
C N(230)=2500
C N(231)=2500
C N(232)=2500
C N(233)=2500
C N(234)=2500
C N(235)=2500
C N(236)=2500
C N(237)=2500
C N(238)=2500
C N(239)=2500
C N(240)=2500
C N(241)=2500
C N(242)=2500
C N(243)=2500
C N(244)=2500
C N(245)=2500
C N(246)=2500
C N(247)=2500
C N(248)=2500
C N(249)=2500
C N(250)=2500
C

```

Fig 8 El programa DGPLT. Este programa permite comparar los resultados obtenidos con el trazador analógico por comparación con la unidad digital HP-7210A.

- Las variables de entrada de estos programas son:
- X MIN Valor mínimo en la gráfica del eje Y
 - X MAX Valor máximo en la gráfica del eje Y
 - W NTO Valor inicial de la variable tiempo normalizada ($\omega_n t_d$).

WNTF modo de operación,
pluma levantada = 0
pluma trazando ≠ 0

Z ξ del sistema de segundo orden

WNTD Valor normalizado del parámetro t_d

D incremento de la variable tiempo normalizada (ωt)

Cabe destacar que las diferencias entre los programas de las figs 7 y 8 corresponden fundamentalmente al uso de periféricos diferentes, ya que el trazador HP-7210A posee una resolución superior (ref 6). Esto se pone de manifiesto en las instrucciones:

$$ESCX = 9999/(XMAX - XMIN) \quad (9a)$$

$$ESCX = 255/(XMAX - XMIN) \quad (9b)$$

que son las encargadas de escalar los desplazamientos máximos del eje Y de ambos trazadores de curvas. Para el periférico digital se dispone de 10 000 puntos diferentes en cada eje, y en el analógico solamente de 256.

4. RESULTADOS

Los programas de las figs 7 y 8 se ejecutaron para una gran variedad de casos, y se obtuvieron en cada uno de ellos curvas coincidentes, que permitieron comprobar la eficiencia de la conexión del periférico analógico. Debe destacarse que no se hicieron comparaciones de los resultados por medio de listados de la solución porque, como puede comprobarse en las figs 7 y 8, estos resultarían iguales, ya que esencialmente se trata del mismo programa con dos periféricos diferentes.

Se seleccionaron, a modo de ejemplo, los resultados que se describen a continuación.

El sistema de segundo orden con $\xi = 0,2$, cuya respuesta a escalón unitario, obtenida con el trazador analógico de curvas y el programa ANPLT, se observa en la fig 9a). Los valores dados al programa son los siguientes:

$$\begin{aligned} XMIN &= 0 \\ XMAX &= 2 \\ WNTD &= 0 \\ WNTF &= 0 \\ Z &= .2 \\ WNTD &= 0 \\ D &= .1 \end{aligned}$$

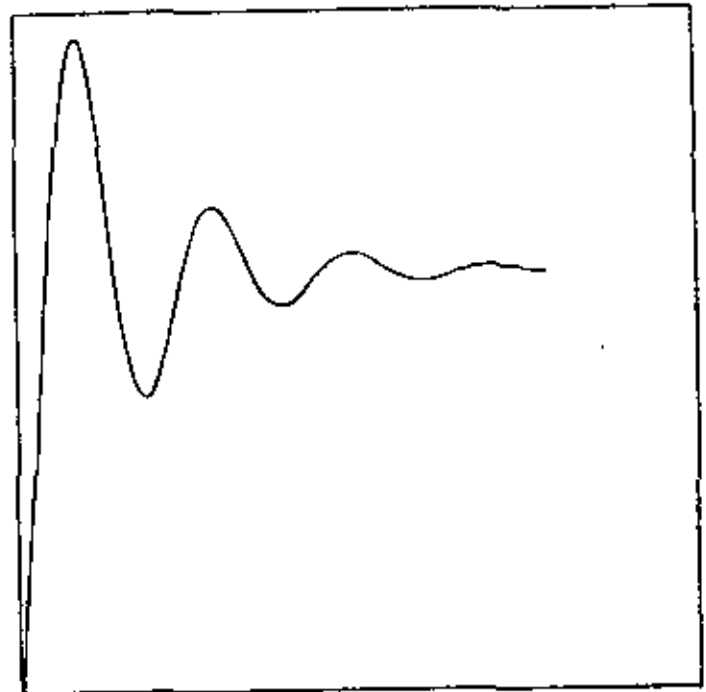


Fig 9 Curvas obtenidas para el caso sistema de segundo orden: (a) trazador analógico, (b) trazador digital, (c) comparación entre ambas.

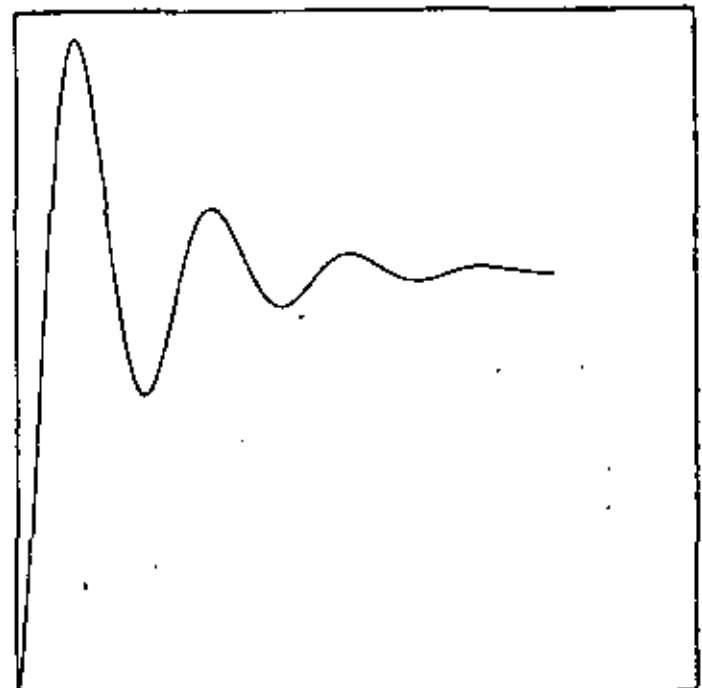


Fig 9 (b) El acoplamiento Computador-Trazador Analógico de Curvas

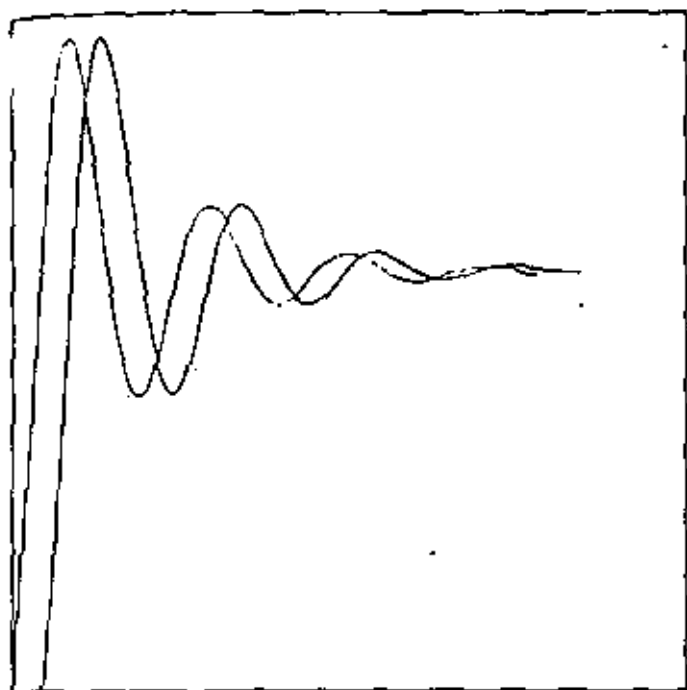


Fig 9 (c) El Acoplamiento Computador-Trazador Analógico de Curvas.

Estos mismos valores fueron usados en la ejecución del programa DGPLT, resultando la gráfica de la fig 9(b) en el trazador digital de curvas. Como puede apreciarse al comparar las figs 9 a) y b), los resultados coinciden notablemente. Esta coincidencia se ha hecho resaltar al superponerse desfasadas ambas curvas en la fig 9(c), donde se observa saliendo desde el origen la respuesta obtenida con el trazador analógico.

Como segundo ejemplo, se ha escogido la respuesta del sistema de segundo orden controlado por derivada, en el cual $\xi = 0.2$ y $\omega_n t_d = 0.2$. Los valores dados a los programas corresponden esta vez a:

```

XMIN = 0
XMAX = 2
WNT0 = 0
WNTF = 0
Z = .2
WNTD = .2
D = .1

```

La curva obtenida con ANPLT y el trazador analógico se muestran en la fig 10(a), en tanto que la respuesta dada por DGPLT y el trazador digital aparece en la fig 10(b). Ambas se han superpuesto en la fig 10(c).

donde se aprecia claramente la coincidencia lograda. En esta última figura, la curva que arranca desde el origen corresponde al trazador analógico.

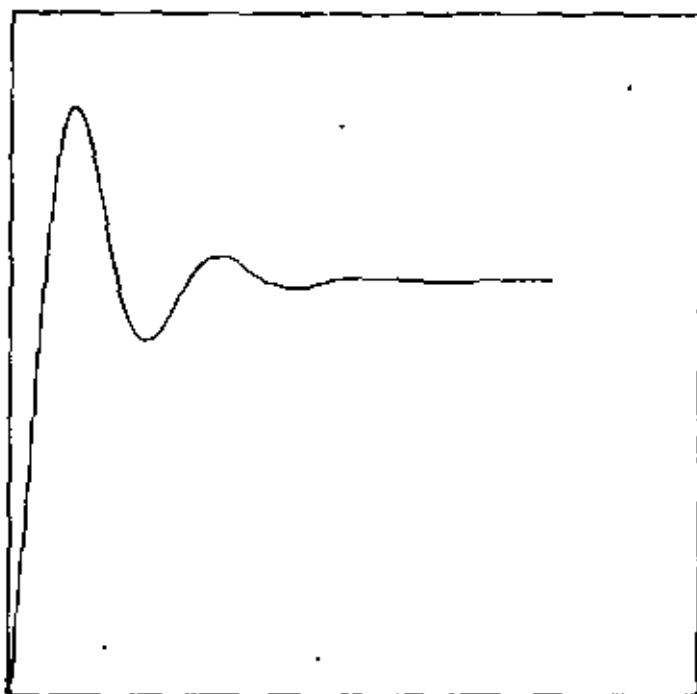


Fig 10 (a) Curvas obtenidas para el caso sistema de segundo orden controlado por derivada; (a) trazador analógico, (b) trazador digital, (c) comparación entre ambas.

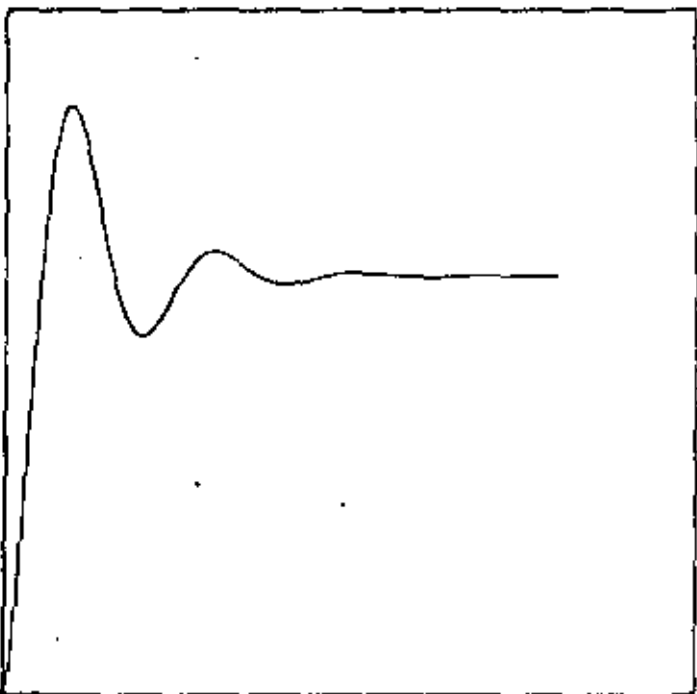


Fig 10 (b) El Acoplamiento Computador-Trazador Analógico de Curvas

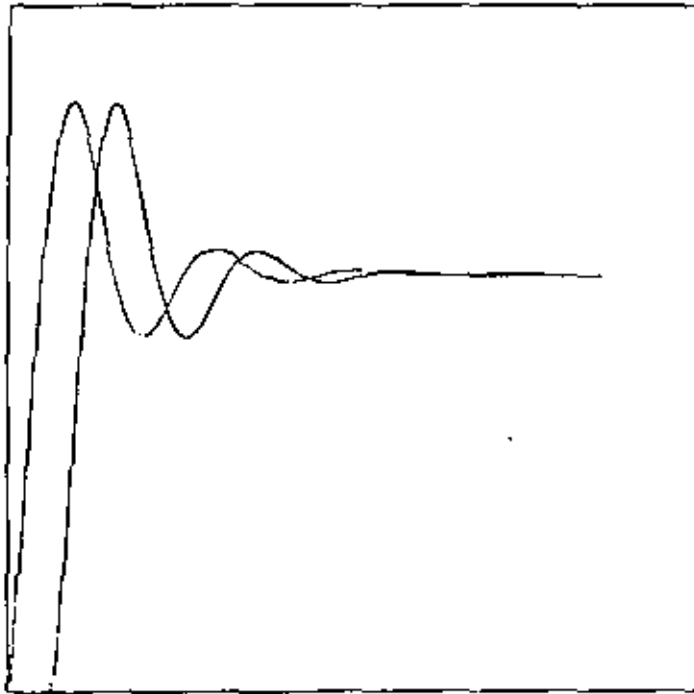


Fig 10 (c) El acoplamiento Computador-Trazador Analógico de Curvas

5. CONCLUSIONES

Los dos ejemplos mostrados y la comparación que puede hacerse entre ellos permite comprobar que el objetivo principal de este trabajo, lograr un buen rendimiento del periférico analógico, se ha conseguido plenamente. Sin embargo, es preciso señalar que no puede esperarse de este tipo de periférico un rendimiento superior al que se ha observado en los resultados incluidos, y en ningún caso comparable al periférico digital. Las razones pueden resumirse básicamente en tres observaciones de las características de los aparatos.

El trazador analógico posee (por efecto de la tarjeta de interconexión HP-12564A) una resolución muchísimo menor que el instrumento digital, lo que reduce la precisión del trazo. Además, la velocidad a que puede trabajar es menor, lo que incrementa el tiempo de computación. Por otra parte, debe esperarse que el rendimiento del periférico analógico sea muy bajo si se trazan curvas muy irregulares o que sufran cambios bruscos de pendiente.

En el presente caso, los problemas señalados no han sido un obstáculo, ya que por la naturaleza de los programas no hay cambios bruscos de pendiente

en los trazos, la precisión dada es aceptable, y el aumento en el tiempo de cómputo resultó despreciable.

Puede comprobarse entonces que, para los propósitos deseados, el sistema computador-periférico realizado cumple las exigencias requeridas, a pesar de las limitaciones que posee y de las condiciones de operación, por lo que puede utilizarse como un periférico de salida más.

6. REFERENCIAS

1. Melsa, J L, "Computer programs for computational assistance in the study of linear control theory", Mc Graw Hill, Nueva York (1973)
2. Hewlett, P, "Operating and service manual 12564A digital analog converter interface kit.
3. Hewlett, P, "Manual de funcionamiento y conservación de registradores X-Y modelos 7035/7035 AM"
4. Hewlett, P, "Operating and service manual 12551B relay register with interrupt. computer interface Kit"
5. Melsa, J L y Schultz D G, "Linear control systems, McGraw Hill, Nueva York (1969)
6. Hewlett P, "Operating manual 7210A digital plotter"

voltímetro digital acoplado a un mini uso en control de procesos

C. Muñoz, A. Mantel

Se presenta el problema del acoplamiento entre una minicomputadora y un voltímetro digital desde el punto de vista de la transferencia de datos, los programas conductores y la forma de medición.

Las lecturas del voltímetro digital pueden tomarse de tres maneras: manualmente, a la máxima velocidad del instrumento o a intervalos de tiempo controlados por un reloj programable, disponiéndose de opciones de sincronía externa. Además, como el reloj y el voltímetro trabajan utilizando prioridades de interrupción, los tiempos de espera entre mediciones pueden usarse para ejecutar paralelamente otros programas en forma de subrutina.

Gracias a la programación dual lograda con las interrupciones prioritarias, el acoplamiento planteado puede aplicarse para control en tiempo real, sin olvidar las limitaciones propias del sistema operativo.

THE MINICOMPUTER-DIGITAL VOLTMETER INTERFACE. Its use for process control purposes

The minicomputer-digital voltmeter interface problem is presented from the stand of view of data transfer, the driver programs and the operating mode of the voltmeter.

The digital voltmeter readings can be entered at three ways: manually, at the maximum rate of the instrument or at fixed intervals controlled by a computer-clock. Each mode has external triggering options. Furthermore, since the clock and digital voltmeter have interruption priority, the time between two measurements can be utilized to run several programs as subroutines.

The interface can be used for on-line control purposes, due to it's dual programming capabilities, when the operating systems limitations allows.

INTRODUCCIÓN

Cuando se efectúan mediciones de variables eléctricas, el voltímetro digital es una herramienta muy eficaz debido a la alta precisión con que pueden conocerse los valores y a la facilidad de lectura digital de que se dispone. Por otra parte, la minicomputadora permite que se tomen decisiones con la velocidad y exactitud que da el cálculo numérico. Ambos instrumentos unidos pueden entonces ser utilizados en el control de procesos con grandes ventajas, al mismo tiempo que la flexibilidad de la programación abre un sinnúmero de posibilidades.

El acoplamiento entre estas unidades tiene amplia

aplicación en el control de procesos en tiempo real cuando puede disponerse de tiempo entre una y otra medición. En esta forma, los datos obtenidos pueden procesarse y servir de base para que se tomen decisiones. Esto implica que la máxima velocidad de variación de los parámetros bajo control dependerá del tiempo que tarde en tomarse una medida y del tiempo de procesamiento de esta información. Por lo general este requisito se cumple sobradamente, disponiéndose de tiempo inactivo entre mediciones, como cuando el proceso bajo control tiene algunas de las siguientes características:

- a) Que se inicia en un momento dado.
- b) Que exige mediciones con tiempos de espera fijos.
- c) Que requiere mediciones sincronizadas.

Estas características han sido consideradas para realizar el acoplamiento del voltímetro digital HP3480B y la minicomputadora HP2100A, por medio de opciones que se determinan en un programa principal.

OBJETIVOS

El acoplamiento se desarrolló pensando en que el voltímetro digital debe efectuar un número fijo de mediciones determinado por el usuario, las que se iniciarán en el momento que indique el proceso o cuando la minicomputadora ejecute la instrucción de máquina correspondiente. O sea, la primera medición puede quedar bajo el control del proceso o de la minicomputadora. Las siguientes mediciones se realizan cada vez que el proceso lo requiere o se toman a intervalos fijos de tiempo a partir de la primera, determinados por el reloj programable HP12539B. Estas opciones pueden ser seleccionadas mediante programación.

Cuando se dispone de tiempo entre mediciones, una vez que el reloj y el voltímetro han sido activados, la entrada de datos se realiza por interacción entre estos dos equipos o entre el proceso y el voltímetro mediante interrupciones, dependiendo de la opción elegida. En otras palabras, el procesador central queda en libertad para dedicarse a otros subprogramas.

Por otra parte, la transferencia de datos y la ejecución de los subprogramas paralelos no terminan en forma simultánea, lo que exige que el programa principal espere al término de ambas operaciones. Así, el control se mantiene en este último hasta que finaliza en forma normal o hasta que se le detiene.

EL ACOPLAMIENTO

Las tres unidades utilizadas se han dispuesto según se muestra en la figura 1. Entre la minicomputadora y el voltímetro, la tarjeta de acoplamiento HP12604B se

encarga de controlar la transferencia de datos; mientras que el reloj va conectado directamente a la minicomputadora y su operación se controla únicamente con instrucciones de máquina. Además, el circuito de disparo que aparece en dicha figura, permite seleccionar con ayuda de la programación el tipo de sincronía deseado.

La tarjeta de acoplamiento [1] se encarga de adecuar las señales que requieren el sistema operativo y el voltímetro, al mismo tiempo que controla la entrada de datos.

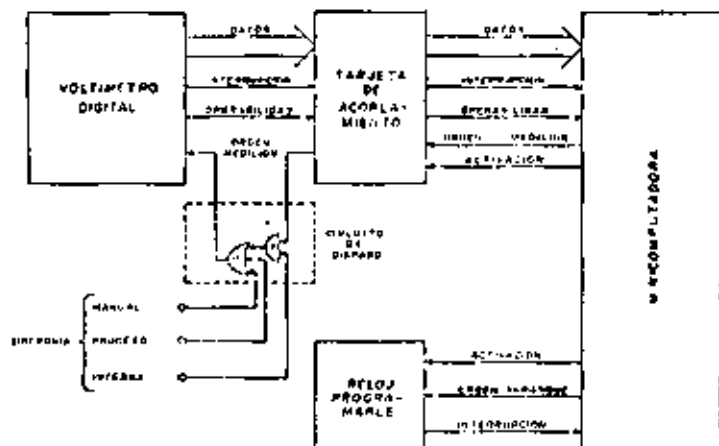


Figura 1. Diagrama de conexiones para el reloj y el voltímetro digital. Las diferentes entradas externas permiten decidir el modo de sincronía.

Para que efectúe estas funciones se dispone de líneas para activar el equipo, comprobar su operabilidad, para interrumpir y para el ingreso de datos. Estos últimos permanecen en las líneas hasta que se envía una nueva orden de medición.

El voltímetro

El voltímetro utilizado [2] puede medir señales de tensiones alterna y continua y resistencia, disponiendo de terminales para entrada/salida y para control. En ellas se han conectado 32 líneas que van a la tarjeta de acoplamiento para diferentes propósitos, como se señala a continuación.

Líneas de Datos

La entrada/salida del voltímetro consta de 32 bits con los cuales se toman 2 palabras de 16 bits, una de ellas lleva en código binario decimal los 4 dígitos de la medición; mientras que 4 bits de la otra palabra se utilizan para la escala y tres más para la polaridad, la sobrecarga y la sobreescala, información que es necesaria dado que el valor de la medición sólo puede tener 4 cifras decimales y el voltímetro acepta hasta un 50% de sobreescala, lo

que exige que se anteponga el dígito 1 al valor decimal de la primera palabra. Más de un 50% de sobreescala implica una sobrecarga y la medición puede ser incorrecta. Cuatro bits más de la última palabra se refieren a la función que se está midiendo (tensión, corriente o resistencia) y el resto se utiliza para señales de control.

Línea de Interrupción

La señal de interrupción se transmite por esta línea y marca el momento en que la medición, ordenada por el reloj o externamente, se encuentra disponible en las líneas de datos.

Línea de Activación

Con el objeto de preparar la tarjeta de acoplamiento para el inicio de operaciones, se transmite a través de esta línea la señal de activación desde la minicomputadora. En la práctica, esta línea se confunde con la línea de orden de medición.

Línea de Orden de Medición

Cuando el reloj controla la sincronía, por esta línea se transmite la orden de iniciar una nueva medición. El circuito externo permite inhibir esta orden y habilitar la sincronía externa, como se aprecia en la figura 1.

Línea de Operabilidad

Se cuenta con esta línea para que el sistema operativo, por medio de programación, pueda detectar si el voltímetro está o no operable.

El reloj

Por tratarse de un equipo periférico normal [3], no se necesita una instalación especial; sin embargo, las principales líneas de comunicación entre éste y la minicomputadora se señalan en la figura 1. Para activar el reloj se requiere una instrucción de máquina que selecciona el intervalo que se va a usar. Los intervalos disponibles son 1, 10, 100 milisegundos, 1, 10, 100 y 1 000 segundos.

Después de la activación, la línea de arranque señala el momento en que se inicia el periodo de tiempo y la línea de interrupción el momento en que ha finalizado. En esta forma, si por programa se cuenta el número de interrupciones, puede conseguirse un periodo arbitrario de tiempo.

LA OPERACIÓN

Según como se ha concebido el acoplamiento, se dispone de cuatro opciones para el modo de operación, que dependen de la sincronía de la primera medición y de los subsiguientes. La sincronía de la primera se determina

externamente por medio del circuito de disparo (proceso) o internamente (programa); las siguientes se determinan por programación, si es el reloj el que las ordena; o por el mismo circuito de disparo, si la sincronía es externa. Nótese que cuando la sincronía inicial depende del proceso y las siguientes del reloj, la línea de sincronía interna debe inhabilitar la acción del sistema operativo hasta que se realice la primera medición.

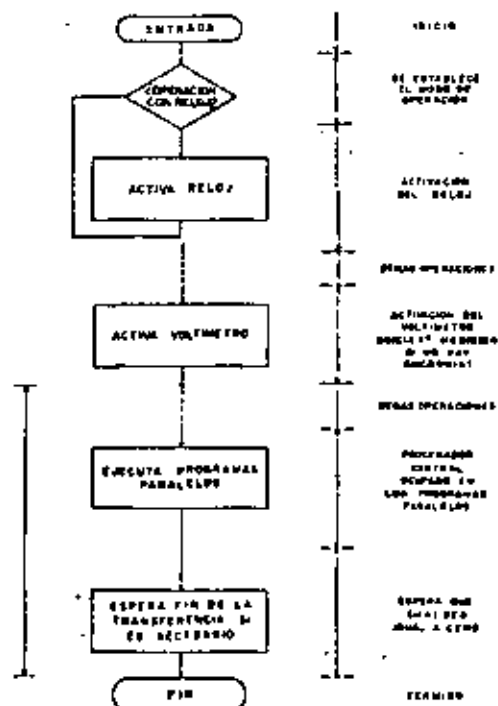
El programa principal

Como la selección de la sincronía se lleva a cabo por medio de circuito de disparo, el programa principal sólo debe decidir si se utiliza o no el reloj. Si se requiere, debe activarse por medio de la instrucción correspondiente, que en este caso es

CALL EXEC (I1, I8201, IXX, I11)

donde

- I1 = código indicador de entrada de datos.
- I8201 = palabra de control para que el sistema seleccione al reloj.
- IXX = puede tener cualquier valor y se tiene que usar únicamente por cumplir con el formato.



DURANTE TODO ESTE TIEMPO OPERA EL SISTEMA DE CONTROL DEL RELOJ Y EL VOLTIMETRO POR MEDIO DE INTERRUPTORES PROGRAMABLES

Figura 2. Secuencia de operaciones del programa principal antes y durante la transferencia de datos.

I11 = dato para uso del sistema.

Una vez se ha ejecutado esta instrucción, el reloj queda en espera del código del intervalo de tiempo seleccionado y del momento en que debe iniciarse dicho intervalo. Posteriormente, el programa principal puede realizar cualquier otra operación hasta el momento en que deba activar al voltmetro con la instrucción (ver figura 2).

CALL EXEC (I1, ICON, IX, M)

donde

- I1 = código indicador de entrada de datos.
- ICON = palabra de control para seleccionar al voltmetro.
- IX = vector de longitud $2N + 5$.
- N = número de mediciones.
- M = modo de operación, $M = 0$, operación con reloj y $M \neq 0$, operación sin reloj.

El vector IX debe contener en sus cuatro primeras palabras:

- IX(1) = número de intervalos de tiempo entre mediciones. Corresponde al número de interrupciones.
- IX(2) = cantidad de mediciones a realizar.
- IX(3) = código del intervalo de tiempo según la siguiente tabla:

IX(3) =	}	<ul style="list-style-type: none"> 1 — 1ms 2 — 10ms 3 — 0,1s 4 — 1s 5 — 10s 6 — 100s 7 — 1.000s
---------	---	--

IX(4) = Un número cualquiera que sirve como indicador de finalización de las operaciones, $IX(4) \neq 0$.

Nótese que los valores de IX(1) e IX(3) únicamente son útiles para la opción de sincronía con el reloj, en todos los demás casos no tienen significado.

A partir de la ejecución de esta instrucción, el procesador central se ocupa de otros subprogramas en espera de las interrupciones que provocarán el reloj y el voltmetro. Como el control queda en estos subprogramas hasta que finalizan, el indicador IX(4) es el responsable de la continuación del programa hasta que la transferencia de datos se haya completado.

Al terminar este proceso, los tres primeros elementos de IX no se alteran, pero IX(4) es igual a cero y las mediciones tomadas se encuentran almacenadas en los siguientes pares de palabras. Cada par contiene en la primera palabra los dígitos de la medición y en la segunda,

sección de continuación para el ingreso de datos y demás operaciones pertinentes. Sin embargo, este programa no vuelve a iniciar ninguna otra medición ya que éstas quedan bajo el control del reloj o del proceso externo.

La sección de continuación incluye una opción de finalización de emergencia, la cual consiste en cambiar el valor que indica el registro frontal de la minicomputadora y aunque la operación esté controlada por el reloj o el proceso, ésta acción externa se interpreta como orden de salida, finalizando las operaciones (figura 4). En este caso, el valor IX(2) corresponde a la cantidad de mediciones efectuadas.

Finalmente, el programa conductor del voltímetro realiza la conversión de BCD a binario, destacando las características de cada medición. El programa denota cada sobrecarga con un código de escala superior a 1.000 y cada sobreescala aparece correctamente, ya que se le antepone la cifra 1.

El programa conductor del reloj

El programa conductor del reloj es más sencillo debido a que su operación no requiere de muchas instrucciones. La sección de iniciación, por ejemplo, no ejecuta más que un par de operaciones ya que se trata de un periférico que no puede desconectarse y sólo se requiere activarlo por programa. La sección de continuación, en cambio, debe realizar algunas operaciones más complejas, como contar el número de interrupciones o iniciar una medición. También debe comprobar si la transferencia de datos ha finalizado, en cuyo caso, debe desactivarse.

En la figura 4 puede observarse que existe interacción entre las secciones de continuación del voltímetro y el reloj, ya que el tiempo que debe medir este último se inicia cuando el programa conductor del voltímetro activa al reloj en la primera medición. Posteriormente, el propio programa conductor del reloj inicia los períodos de tiempo siguientes hasta que la orden de salida a la última medición inhabilita su acción al permitir el paso a la rama de regreso por término de transferencia.

Debe notarse además que el reloj no cuenta el número de mediciones realizadas, sino que se limita a contar el número de interrupciones. Esta operación se ha determinado así porque el circuito de disparo no inhibe las órdenes externas. Cuando el reloj controla la sincronía, el proceso puede requerir mediciones intermedias, las que sólo son contabilizadas por el programa conductor del voltímetro debido a que se opera con interrupciones. En este caso, el reloj tomaría más mediciones de las debidas.

RESULTADOS

El acoplamiento entre las unidades descritas demostró ser muy eficiente, ya que se obtuvieron altas velocidades de operación (una medición cada 2 ms) y el error en la determinación del tiempo no sobrepasó el 0.1%.

Se efectuaron pruebas de los diferentes métodos de sincronía lográndose varias posibilidades en la toma de

datos, al mismo tiempo que se pudo comprobar que la sincronía con el proceso tiene muchas ventajas sobre las mediciones no sincronizadas, cuando el proceso tiene un punto de inicio.

Por otra parte, la máxima velocidad de operación está limitada por lo que tarda el voltímetro en tomar cada medición, tiempo que es de aproximadamente 1.1 ms. Sin embargo, el tiempo total de operación del procesador central es muy inferior a éste, aproximadamente 200 μ s, lo que implica que el tiempo de espera mínimo entre dos mediciones es lo suficientemente grande como para permitir la operación de programas paralelos. ●

RECONOCIMIENTOS

Los autores agradecen la colaboración prestada por la facultad de Ingeniería de la UNAM, por haber financiado el proyecto; al Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica, por haber facilitado sus instalaciones y al Dr. Enrique Cheng G. por sus valiosos comentarios.

REFERENCIAS

- [1] Hewlett Packard, 1972, «Operating and service manual 12604B General Purpose Data Source interface, Hewlett Packard»
- [2] Hewlett Packard, 1970, «Operating and Service Manual Model 3480B Digital Voltmeters, Hewlett Packard»
- [3] Hewlett Packard, 1972, «Operating and Service Manual 12539B Time Base Generator Interface Kit, Hewlett Packard»
- [4] Hewlett Packard, 1971, «Moving-Head Disc Operating System, Hewlett Packard».



Cauptican Muñoz Gamboa. Nacido en Curicó (Chile), realizó sus estudios de ingeniería en la Universidad Católica de Valparaíso en la especialidad de comunicaciones y electrónica finalizando en 1968. Posteriormente, obtuvo el grado de Maestro en Ciencias en el Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica (México) en el área de electrónica.

Ha sido profesor a dedicación completa de varias universidades, desempeñándose actualmente como profesor de la Cátedra de Comunicaciones y Electrónica en la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional Autónoma de México.

Sus áreas de interés son sistemas de multi

canalización, tecnología y física del estado sólido, instrumentación y sistemas digitales.



Anastasio Montiel Mayorga. Nacido en Managua (Nicaragua), obtuvo el título de Ingeniero Mecánico Electricista en la Universidad Nacional Autónoma de México, realizando posteriormente estudios de Maestría en Ciencias en el Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica.

Sus áreas de interés son los sistemas digitales el estado sólido y la tecnología de dispositivos. Actualmente es profesor a dedicación completa en el Área de Electrónica de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional Autónoma de México.

DRIVER PARA DISPOSITIVO DIGITAL DE MEDICION

C. Muñoz Gamboa
Fac. Ingeniería, U.N.A.M.

A. Alvarez Lorenzo
NCR de México, S. A.

F. Garfias Campos
Control Data de México

F. Pliego Rodríguez
IBM de México, S. A.

F. Ruiz Martínez
Bancomer, S. A.

Resumen

Se presenta el diseño de un programa en ensamblador para las minicomputadoras HP2100A y PDP11/40, el cual permite manejar los datos que proporciona un dispositivo digital de medición periférico. El programa puede efectuar cuatro procesos independientes: almacenamiento de datos, control del número de éstos, despliegue de los datos almacenados en un dispositivo de salida y limpieza del área de trabajo en memoria.

El programa, que es del tipo residente, tiene la facultad de actuar mediante interrupciones, las que corresponden al acceso de datos; en esta forma, y debido a que su ejecución es muy rápida, se logra que la operación normal de la minicomputadora no se vea alterada substancialmente. Esto significa, por supuesto, que el dispositivo digital de medición trabaja con programación dual y puede estar permanentemente en operación sin desperdicio del tiempo de máquina.

Introducción

Los actuales instrumentos de medición digital, que han tenido una amplia difusión, son particularmente útiles debido a que disponen de facilidades de lectura digital y a que los resultados pueden conocerse con alta precisión. Por otra parte, la posibilidad de acoplar estos dispositivos a computadoras, los habilitan para realizar como periféricos una amplia variedad de operaciones que, en conjunción con la capacidad de cómputo de la computadora, los transforman en la base de sistemas de adquisición y procesamiento de datos.

Sin embargo, las operaciones de ingreso de datos o de toma de mediciones significan un débil aprovechamiento de las potencialidades del sistema de cómputo, por lo que es deseable que la atención que se dedique al periférico sea mínima y exclusivamente por el tiempo que dure cada operación. En esta forma, el procesador central quedará libre para ocuparse de otras actividades.

Con esta filosofía se ha diseñado un programa driver para un voltímetro digital (o cualquier dispositivo digital de toma de datos), que opera mediante interrupciones, con el exclusivo objeto de ordenar mediciones, ingresar datos, medir tiempos, controlar series de operaciones, procesar los datos y dirigir la acción del sistema total durante cada interrupción. Este programa fue desarrollado originalmente para la minicomputadora HP2100A y el voltímetro digital HP3480B, con el objeto de utilizar el acoplamiento en el control de procesos. Posteriormente, se modificó para la minicomputadora PDP11/40 y un dispositivo digital periférico cualesquiera, como el LPS11-S.

En este último caso, se ha supuesto que el programa debe trabajar en forma simultánea con el sistema operativo por medio de interrupciones y con la técnica de quitar tiempo al pro-

cesador central. Por esta razón, el driver solo podrá realizar acciones muy rápidas para completar las operaciones indispensables como son el ingreso de datos, el almacenamiento de ellos y el despliegue y limpieza del área de trabajo en memoria. Esta vez, por supuesto, no hay más interacción entre ambos equipos que el acceso de datos; pero debe destacarse que el sistema puede almacenar en memoria una gran cantidad de ellos usando un mínimo tiempo de cómputo, sin que la computadora deje de realizar las actividades normales, es decir, con programación dual y con la posibilidad de que la información almacenada podrá ser rescatada y procesada posteriormente.

Objetivos

Driver para HP2100A

Este primer acoplamiento se desarrolló pensando en que el voltímetro digital debe efectuar un número fijo de mediciones con ciertas condiciones de sincronía o de tiempo; todo lo cual debe ser determinado por el usuario en un programa principal escrito especialmente con este objeto, y a través del cual se manejará toda la información.

Las opciones disponibles permiten que la primera medición de una serie pueda efectuarse en el momento en que lo indique un proceso bajo control, o cuando la minicomputadora ejecute la instrucción de máquina correspondiente. O sea, puede quedar bajo el control del proceso o de la minicomputadora. Las siguientes mediciones se realizan cada vez que el proceso lo requiera o se toman a intervalos fijos de tiempo a partir de la primera, mediante el reloj programable HP12539B.

Cuando se dispone de tiempo entre mediciones, una vez que el reloj y el voltímetro han sido activados, la entrada de datos se realiza por interacción entre estos dos equipos o entre el proceso y el voltímetro mediante interrupciones prioritarias, dependiendo de la opción elegida. En otras palabras, el procesador central queda en libertad para dedicarse a otros subprogramas, siempre bajo el control del programa principal.

Por otra parte, la transparencia de datos y la ejecución de los subprogramas paralelos no terminan en forma simultánea, lo que exige que el programa principal espere el término de ambas operaciones. Así, el control se mantiene en este último hasta que finaliza en forma normal o hasta que se le detiene.

Driver para PDP11/40

Este programa se desarrolló basado en el anterior, pero con objetivos distintos. Ahora se requiere utilizar a la computadora como una memoria inteligente, sin perturbar su operación normal más que en el tiempo que se le quita. En esta forma, el inicio de cada acción está comandado por el periférico, que

con una señal de interrupción indica que dispone de nuevos datos y solicita un tiempo pequeño de operación. Una vez que éste le ha sido concedido realiza la acción correspondiente, que le es señalada por un código que proporciona el usuario y finaliza actualizando contadores y liberando al sistema operativo.

Para lograr estos objetivos el driver debe distinguir entre almacenamiento de datos, inicio de actividades, limpieza del área de trabajo en memoria y despliegue de los datos almacenados. También debe ser capaz de señalar la cantidad de localidades de memoria ocupadas e indicar al usuario que ya se llenó completamente el área disponible.

Todas estas condiciones tienen como fin permitir que el dispositivo periférico permanezca constantemente en operación durante tiempos considerables, sin que el sistema operativo tenga que dedicarle ninguna atención (salvo durante las interrupciones), lo que significa disponer de programación dual y aprovechar mejor el tiempo de máquina.

Esta vez no se requiere de un programa principal que organice las acciones, por lo que la independencia entre el periférico y el sistema operativo es prácticamente total.

Los Programas

Sistema HP2100A

Según como se ha concebido el acoplamiento, se dispone de cuatro opciones para el modo de operación, que dependen de la sincronía de la primera medición y de las subsecuentes. La sincronía de la primera se determina externamente por medio del circuito de disparo (proceso) o internamente (programa); las siguientes se determinan por programación, si es el reloj el que las ordena o por el mismo circuito de disparo si la sincronía es externa. Nótese que cuando la sincronía inicial depende del proceso y las siguientes del reloj, la línea de sincronía externa debe inhabilitar los órdenes del sistema operativo hasta que se realice la primera medición.

El Programa Principal. Diseñado para proporcionar las opciones y datos al sistema, este programa controla la totalidad de las operaciones, por lo que debe decidir en primer lugar si se utiliza el reloj; en cuyo caso debe activarlo con una simple instrucción¹², indicando el intervalo de tiempo seleccionado, señalando el momento en que dicho intervalo debe iniciarse y el número de ellos, si es que son varios. Posteriormente, debe activarse al voltímetro señalando el lugar reservado en memoria para almacenar la información, el número de mediciones a realizar y el modo de operación, mediante una segunda instrucción similar a la anterior¹³. También deberá incluirse el código que ordena al voltímetro tomar la primera medición, en caso de que ésta sea la forma de operación elegida.

Después de estas acciones el sistema operativo queda en libertad para dedicarse a otros programas o trabajos, los que están incluidos en el texto de este programa principal, hasta que es interrumpido por el ingreso de datos, por el reloj, que deberá ordenar mediciones al voltímetro cuando sea pertinente, o por el fin de operaciones. En resumen, el programa principal debe contener entonces solo un par de instrucciones de activación, algunas más para reservar espacio en memoria y final-

mente las correspondientes a término de operaciones; pudiendo contener en los intervalos cualquier conjunto de instrucciones, llamadas rutinas o saltos a otros programas, sin que se altere en lo más mínimo la operación del sistema.

El Driver. Por exigencias del sistema¹⁴, el driver debe constar de una sección de iniciación, que se ejecuta cuando se activa cada periférico; y otra de continuación, que se ejecuta cuando dicho periférico interrumpe. En este caso, el driver está compuesto de dos secciones de iniciación y dos de continuación, que corresponden al reloj y al voltímetro, las que se han dispuesto en un solo programa con el objeto de permitir la interacción entre ambos equipos. Estas interacciones corresponden a la necesidad de que el reloj ordene tomar mediciones al voltímetro, así como que este último pueda iniciar una serie de intervalos de tiempo a partir de la primera medición; o bien, para que pueda desactivar la cuenta del tiempo cuando se han completado las mediciones programadas, o se utiliza la opción de finalización de emergencia disponible.

La figura 1 muestra los diagramas de flujo de las secciones de iniciación y continuación del driver, donde se observa la interacción entre ambos equipos. La entrada a una sección de iniciación se produce al activarse los equipos, produciéndose los órdenes de medición, al final de cada una de las cuales se produce la entrada en la sección de continuación correspondiente para el ingreso de datos y demás operaciones pertinentes. Sin embargo, esta sección no vuelve a iniciar ninguna otra medición ya que éstas quedan bajo el control del reloj o del proceso externo.

Las secciones de iniciación, como puede notarse, sólo cumplen la función de comprobar la operabilidad del voltímetro, rescatar parámetros y activar los equipos. En cambio las de continuación son mucho más interesantes, porque son las que afectan todo el proceso de la serie de mediciones. El reloj sólo puede ser activado por el voltímetro, después de lo cual su única función consistirá en medir los intervalos de tiempo por medio de sucesivas interrupciones, hasta que en la última se ordene una medición. El voltímetro por su parte, debe ingresar la medición, comprobar el modo de operación seleccionado por el usuario, activar e inhabilitar la acción del reloj, ejecutar la salida de emergencia y realizar al final del proceso la conversión de BCD a binario. Esta última operación es de gran importancia, ya que incluye un procesamiento de los datos en el que se destacan sus características como son el signo, la polaridad, la escala, la sobrecarga y la función medida, que puede ser tensión o corriente, continuo o alterna y resistencia.

Sistema PDP11/40

En este caso, se ha supuesto una acción basada en series de mediciones realizadas fundamentalmente en forma manual o por sincronías externas al sistema de cómputo. Por esta razón, la independencia entre el sistema operativo y el periférico es mayor que en el caso anterior. La programación dual que se tenía era producto de la relativa independencia que existía entre el programa principal y el driver, lo que les permitía conducir procesos diferentes en forma simultánea. Sin embargo, existía

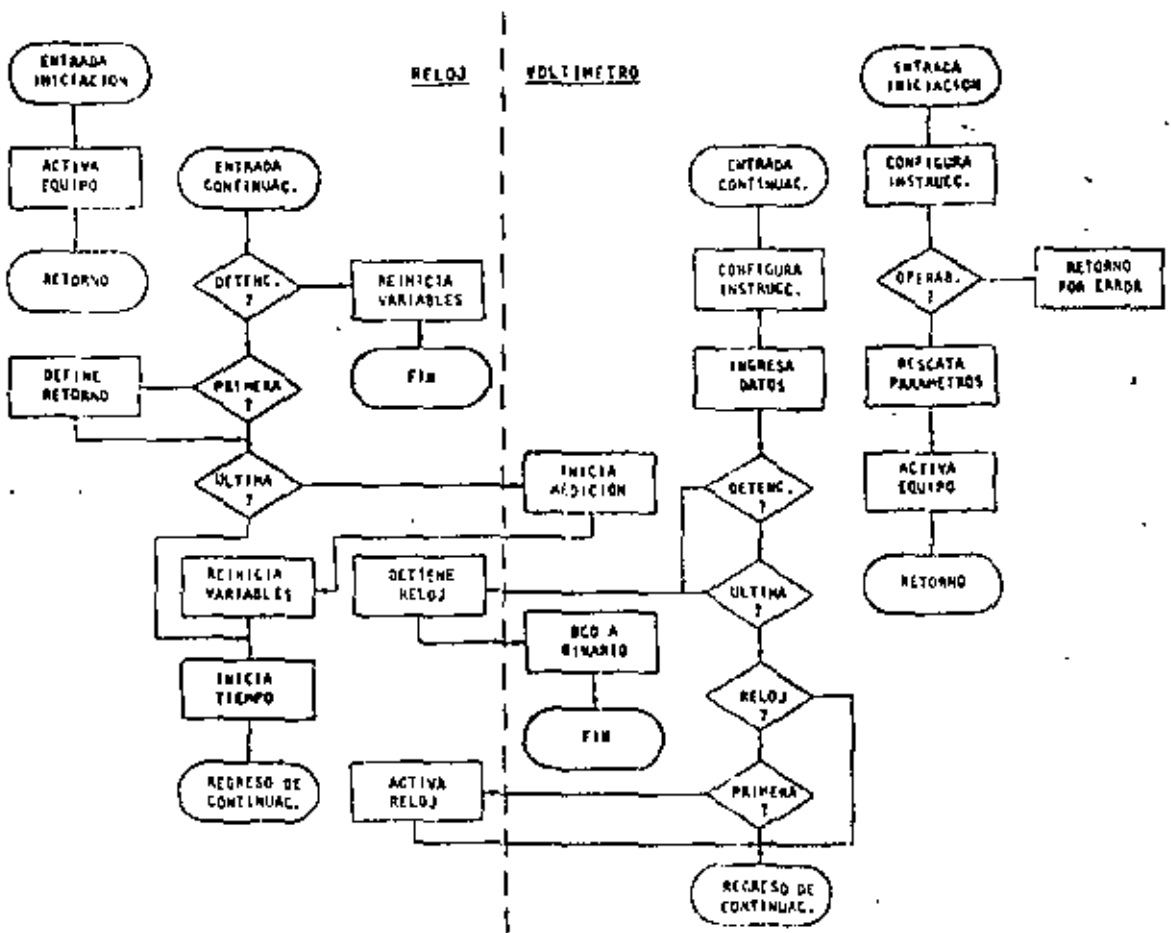


Fig. 1 Diagrama de flujo del programa para el sistema HP2100A, que muestra sus dos secciones.

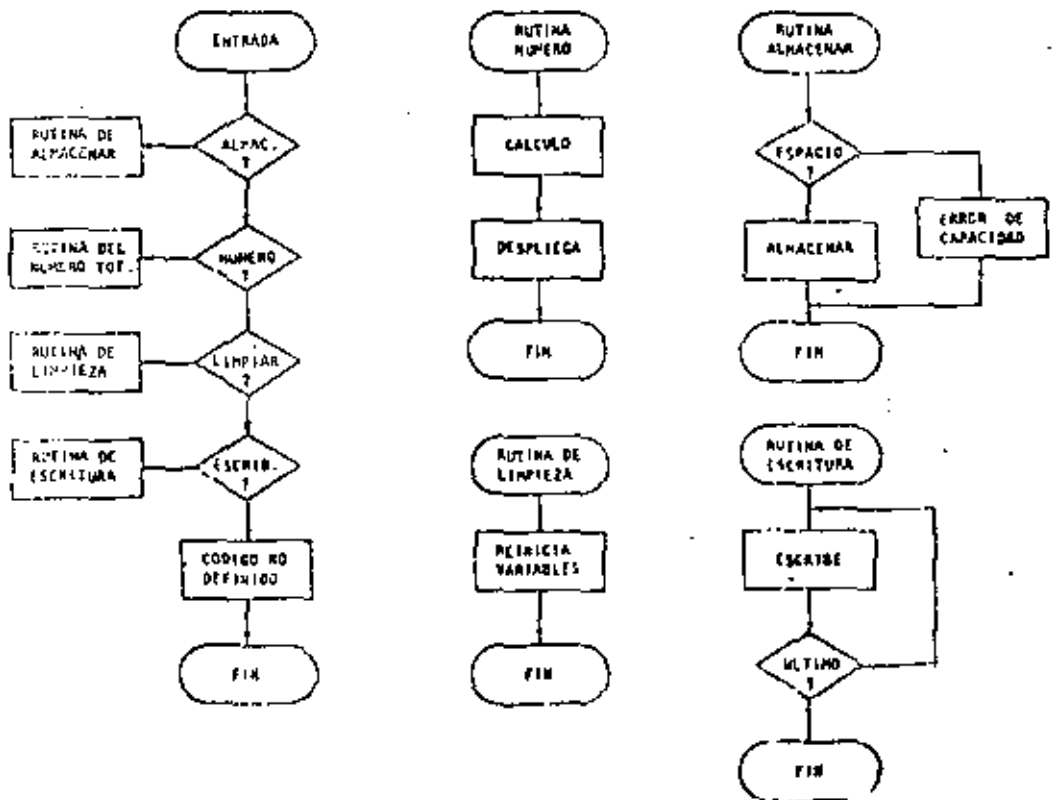


Fig. 2 Diagrama de flujo del programa para el sistema POP11/40 con el detalle de sus subrutinas.

el inconveniente que la operación del driver no podía efectuarse más que durante la ejecución del programa principal. Esto obligaba a que el proceso más rápido en finalizar esperase al otro, como se señaló entre los objetivos.

Ahora se desea que el driver esté permanentemente en espera de ser utilizado, lo que se logra incluyendo al programa en el sistema de forma que sea activado al iniciar operaciones y en la modalidad residente¹³. Esta situación pone una limitación a la cantidad de memoria que se tendrá disponible, ya que deberá fijarse cuando se configure el sistema. Por otra parte, para que la interferencia sea mínima, debe ser un programa de longitud y ejecución también mínimas, lo que evidentemente limitará su potencialidad.

El Driver. Tal como se señala en la figura 2, este programa sólo determina la opción elegida y ejecuta la subrutina correspondiente en forma inmediata. Las opciones son de almacenamiento, limpiezas, despliegue de los datos e informe de la cantidad almacenada de éstos. Como consecuencia de estas operaciones sólo se tienen dos señales de error, que corresponden a memoria saturada y código no definido. En ambos casos el programa no ejecuta ninguna otra acción.

El número de opciones, así como su tipo, se han determinado de modo que el usuario del periférico pueda realizar todas las acciones mínimas de carga y descarga de datos con absoluta independencia del sistema operativo y con un mínimo de uso de los demás periféricos. Por esta razón, la opción se introduce codificada junto con el dato en el momento en que el periférico interrumpe y los mensajes se despliegan por la consola. El problema de rescatar la información almacenada tiene dos soluciones, que corresponden a la salida por una impresora en el momento en que ésta se encuentra libre y al almacenamiento en un disco. En este sistema sólo se dispone de la primera modalidad.

Las rutinas de cada opción han sido diseñadas para ocupar un mínimo de instrucciones de ensamblador⁶, como se insinúa en los diagramas de flujo de la figura 2, y por esta razón no requieren procesamiento a los datos, salvo los relativos al almacenamiento y despliegue obligatorios.

Nótese finalmente que es perfectamente posible tener acceso a toda la información desde un programa externo, cuando ésta ha sido trasladada al disco en la modalidad no desarrollada en este driver. Esta posibilidad permitiría realizar posteriormente a cada serie de mediciones un tratamiento de análisis estadístico, de ajuste de curvas, o algún procesamiento similar sin que sea necesario el manejo de la información por parte del usuario, lo que representa una gran ventaja.

Prueba de los Programas

Antes de ser cargados en el sistema, ambos programas fueron exhaustivamente probados para determinar las posibles fallas o errores a que podrían dar lugar. En el caso del sistema HP2100A, se ejecutaron series de 20 mediciones sincronizadas por el reloj con intervalos entre el mínimo posible de 2 milisegundos hasta 60 segundos (no se tomó el máximo disponible por razones obvias, ya que es del orden de un año). Estas series se sincronizaron con el proceso y se dejaron sin sincronía de arranque, al mismo tiempo que se efectuaron otras series con dispa-

ro externo automático y manual. En todos los casos, por supuesto, se comprobaron las opciones de salida de emergencia, sobrecarga, sobreescala, escritura y proceso de los datos, los gráficos excelentes resultados, inclusive en la determinación del tiempo. Sin embargo, no se realizó una prueba exhaustiva de todas las combinaciones de variables por considerarse una prueba demasiado larga y poco útil, debido a la relativa independencia de las variables.

Finalmente, para comprobar la efectividad de la programación dual se ejecutó en forma simultánea un programa de prueba, cuyo único objeto era comprobar que no se tenía interferencia entre los programas y que consistía en realizar cierta cantidad de instrucciones en un lazo cerrado de gran duración, para dar lugar a la toma de mediciones.

En cuanto al caso del sistema PDP11/40, se efectuó una simulación del periférico con un programa escrito en Fortran, cuyo objetivo era establecer un intercambio de información para comprobar cada opción. En este caso, se alimentó a los programas con series de diversa longitud de mediciones simuladas, que fueron reiteradamente interrumpidas con preguntas sobre la cantidad de datos almacenados y con el despliegue de los mismos. Al mismo tiempo se intentó sobrepasar el límite de memoria disponible que se fijó en 5, 50 y 20 para tres fases de la prueba, lográndose muy buenos resultados. Finalmente, para comprobar la opción de limpieza, cada serie se remató con ella y con códigos de opción no definidos, constatándose que en estos casos el usuario no podría cometer errores y estaría bien informado de la situación.

Para este caso, afortunadamente, fue posible realizar la prueba exhaustiva debido a la menor cantidad de variables, con excepción del número de mediciones que siempre fue igual al máximo de memoria disponible, o bien, una unidad superior, cuando se trataba de comprobar la saturación de ésta.

Resultados y Conclusiones

El paso de incluir cada driver en su respectivo sistema operativo no requiere de mayor complicación, si se exceptúan las compatibilidades que deben existir y las definiciones de operación que se hacen durante la generación. Pruebas posteriores demostraron que en el primer caso presentado se realizaron mediciones cada dos milisegundos como mínimo, ocupándose un tiempo de cómputo de aproximadamente 1.1 milisegundo lo que significa disponer, como mínimo, de alrededor del 45 por ciento del tiempo de máquina para dedicarlo a otras actividades.

En cuanto al segundo caso presentado, se tiene que el tiempo mínimo de ejecución del driver ocurre cuando se está utilizando la opción de limpieza y éste es menor de un milisegundo.

La opción más lenta corresponde a la escritura, ya que involucra el uso de periféricos, lo que implica que el tiempo dependerá en tres otros factores de la velocidad de éstos. Al mismo tiempo, la duración total de la opción es función de la longitud de la lista que se maneja. En el mejor de los casos, será necesario disponer de algunos segundos para este proceso en algún periférico rápido, lo que obligará al usuario a comprobar personalmente la disponibilidad de tal equipo. Como se puede

cordará, este inconveniente puede resolverse -- adecuadamente si se almacenan los datos en un disco en forma directa, en cuyo caso la opción escritura no sería jamás usada en forma directa.

En cuanto a las demás opciones, el tiempo de ejecución es comparable al mínimo, lo que implica que normalmente la interacción que provoca el driver sobre el resto del sistema operativo, así como el tiempo que utiliza, son despreciables.

Referencias

1. Hewlett Packard, "Moving-Head Disc Operating System", Cupertino Cal. 1971.
2. Hewlett Packard, "Operating and Service Manual 12539B Time Base Generator Interface Kit", Cupertino Cal. 1972.
3. Hewlett Packard, "Operating and Service Manual Model 3480B Digital Voltmeter" Cupertino Cal. 1970.
4. Digital Equipment Co., "POP 40 Processor Handbook", Maynard Mass., 1976.
5. Alvarez Lorenzo, A. et al. "Diseño de Programa para Acoplamiento entre Minicomputadora y Dispositivo Digital de Medición", Tesis Profesional, Facultad de Ingeniería, -- U.N.A.M., 1979.
6. Digital Equipment Co., "IAS/R SX-11 Macro 11 Reference Manual", Maynard Mass, 1975.



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

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

INSTRUMENTOS ELECTRONICOS

ING. FROYLAN DAVILA MONTIEL

ING. EDUARDO HERNANDEZ BELMONT

ING. JOSE SERRANO VILLEGAS

MARZO, 1983



CONTENIDO

4.1 MEDIDORES DE VOLTAJE, CORRIENTE IMPEDANCIA Y POTENCIA
ING. EDUARDO HERNANDEZ BELMONT

MEDIDORES DE CORRIENTE
MEDIDORES DE VOLTAJE
VOLTMETRO DE C.A.
VOLTMETROS ELECTRONICOS
VOLTMETRO DIGITAL
MEDIDORES DE IMPEDANCIA
MEDIDORES DE POTENCIA

4.2 INSTRUMENTOS DE ANALISIS
ING. JOSE SERRANO VILLEGAS

4.2.1 OSCILOSCOPIO
4.2.2 ANALIZADOR DE ESPECTROS
4.2.3 ANALIZADOR DE ESTADOS LOGICOS

4.3 GENERADORES DE SEÑALES Y FUNCIONES

4.3.1 GENERADOR DE SEÑALES

4.4 CONTADORES

4.5 DISPOSITIVOS DE DESPLIEGUE. PRESENTACION DE DATOS
ING. FROYLAN DAVILA MONTIEL

4.6 BIBLIOGRAFIA

4.1 MEDIDORES DE CORRIENTE

Un amperímetro de C.D. es un dispositivo que mide la corriente de C.D. que pasa a través de este. El más común es el amperímetro de D'Arsonval, que consiste de una bobina móvil, un resorte y un imán permanente. Al pasar corriente a través de la bobina, un torque magnético ocasiona que el resorte se mueva y la cantidad de movimiento determinará la magnitud de la corriente.

Consideremos que un amperímetro ideal tiene dos propiedades básicas

- La resistencia del amperímetro ideal es cero.
- La deflexión de la aguja es directamente proporcional a la corriente.

Existen otros tipos de amperímetros, pero la idea básica es la misma. Desde luego, es necesario considerar que el amperímetro ideal no existe, ya que este debe de tener cierta resistencia, la cual debe ser lo más baja posible.

Error de Calibración

Este error se comprende por el hecho de que la carátula o divisiones de medición de corriente no están debidamente marcadas, ya que la deflexión de la aguja no es exactamente proporcional a la cantidad de corriente. La magnitud del error de calibración, Fig. 4.1.1, puede ser obtenida de la hoja de especificaciones del fabricante, y que es de aproximadamente el 3% de la corriente a escala completa.

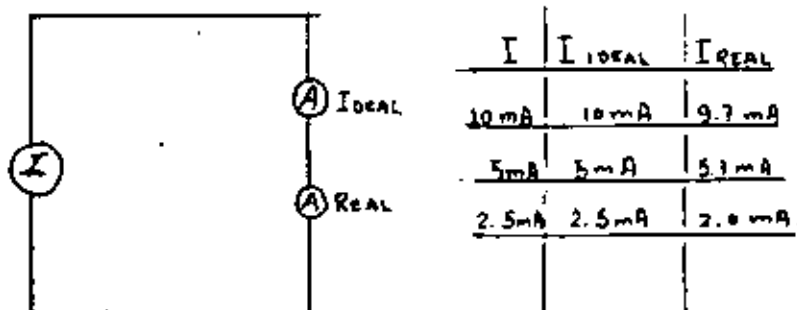


Fig. 4.1.1. Error de Calibración.

Errores de Efecto de Carga. Fig. 4.1.2

Otro tipo de error encontrado en el uso de un amperímetro, es el error causado por su resistencia. Un amperímetro real colocado en la rama de un circuito añadirá cierta resistencia. De esta forma la reducción en corriente puede ser pequeña o quizá muy grande, dependiendo de la relación entre la resistencia del amperímetro y la resistencia del circuito bajo prueba.

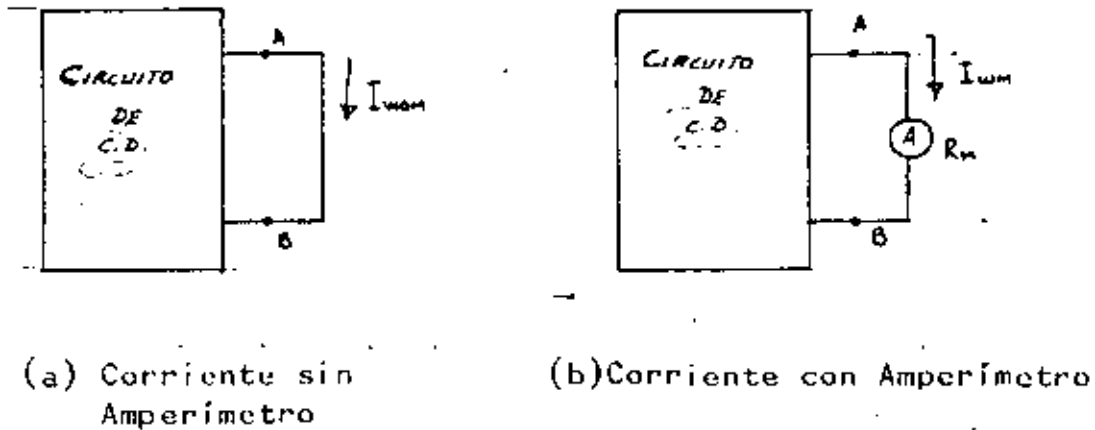


Fig 4.1.2 Error de Efecto de Carga.

Al conectar el amperímetro al circuito de C.D. bajo prueba, se obtiene un nuevo valor de corriente I_{wm} . Si visualizamos el circuito de C.D., se observa que posee determinada resistencia, así en la figura 4.1.3 tenemos:

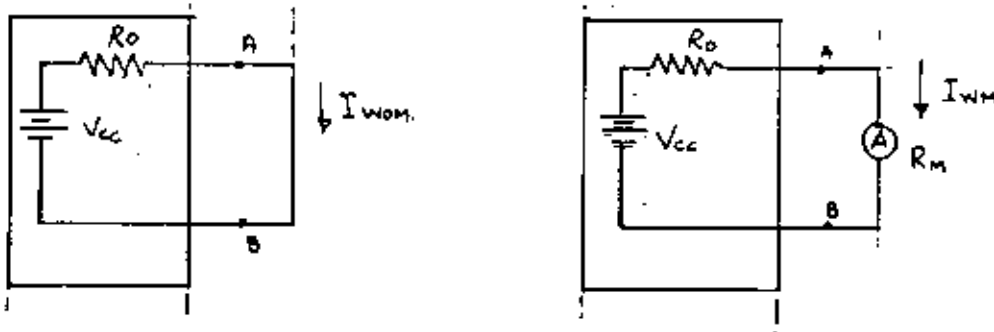


Fig. 4.1.3 Circuitos Equivalentes.

La corriente real en el circuito I_{wom} es:

$$I_{wom} = \frac{V_{cc}}{R_0}$$

La corriente actual I_{wm} es:

$$I_{wm} = \frac{V_{cc}}{R_0 + R_M}$$

A la relación I_{wm}/I_{wom} se le conoce como precisión de un amperímetro, y que debe de ser:

$$\text{Precisión} = I_{wm}/I_{wom} = 1 = 100\%$$

Otro parámetro útil de un amperímetro es el porcentaje de error de carga, y que es:

$$\% \text{ de Error de Carga.} = (1 - \text{Precisión}) \times 100\%$$

Amperímetro en Shunt o "Corto Circuito".

Un amperímetro con una corriente a escala máxima I_{EM} , puede ser cortocircuitado con una resistencia, con el objeto de medir corrientes mayores que I_{EM} , la figura 4.1.4, nos muestra un amperímetro en shunt

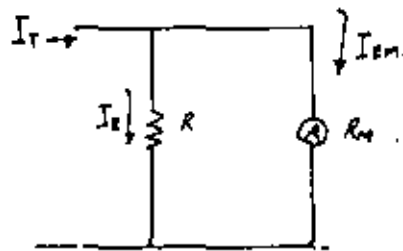


Fig.4.1.4 Amperímetro en Shunt.

Analizando este circuito, tenemos que la corriente total I_T es:

$$I_T = I_R + I_{EM}$$

También $I_R R = I_{EM} R_M$

De tal forma que: $R = \frac{I_{EM} R_M}{I_R}$

Observando la figura 4.1.4, vemos que el amperímetro tiene una resistencia de entrada:

$$R_{ENT} = R \parallel R_M = \frac{R R_M}{R + R_M}$$

En la figura 4.1.5, tenemos un arreglo para un amperímetro con diferentes rangos en Shunt

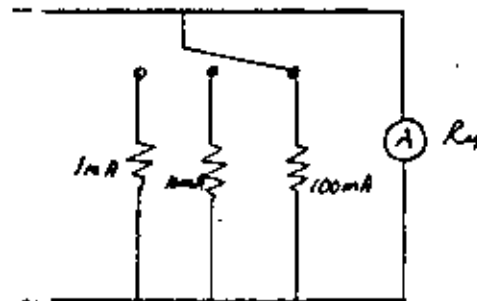


Fig. 4.1.5 Amperímetro en Shunt con diferentes rangos de corriente.

Sin embargo, el arreglo de la figura 4.1.5 presenta desventajas, ya que al conmutar un rango, existe el peligro de dañar el amperímetro por lo cual en la figura 4.1.6 se presenta otro arreglo llamado Shunt Ayrton; este arreglo nos permite eliminar la desventaja del circuito de la figura 4.1.5, ya que existen resistencias conectadas permanentemente al amperímetro.

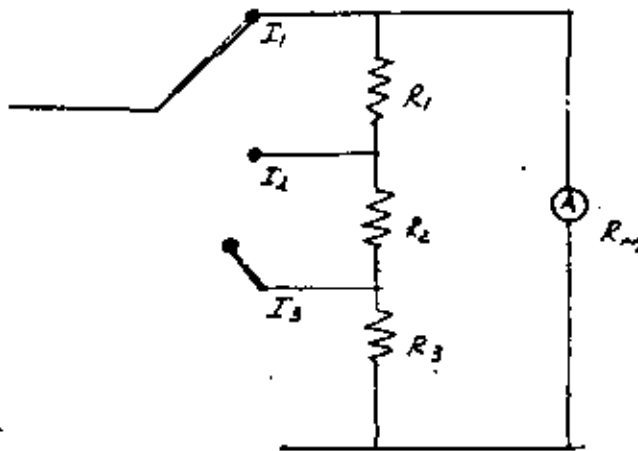


Fig. 4.1.6 Amperímetro Shunt Tipo Ayrton.

Voltmetro de C.D.

Al añadir una resistencia ó multiplicador en serie con un amperímetro, podemos construir un voltmetro de C.D., Fig. 4.1.7.

El multiplicador limita la corriente de tal forma que el movimiento no exceda el valor de la corriente a escala máxima I_{EM} . El valor de un multiplicador R requerido para extender el rango, se calcula de la figura 4.1.7

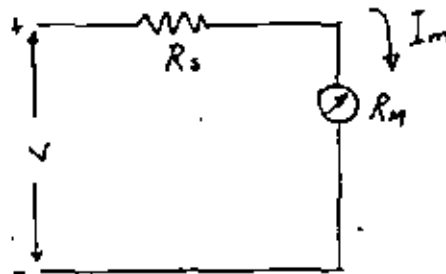


Fig.4.1.7.Circuito básico de un voltmetro de C.D.

I_m = Corriente de deflexión (I_{EM})

R_m = Resistencia interna del amperímetro.

R_s = Resistencia multiplicadora

V = Voltaje a escala máxima del instrumento.

Del circuito de la figura 4.1.7

$$V = I_m (R_s + R_m)$$

Resolviendo para R_s

$$R_s = \frac{V - I_m R_m}{I_m}$$

Al añadir un cierto número de multiplicadores y un interruptor de rango, se puede construir un voltmetro multirango como se muestra en la figura 4.1.8.

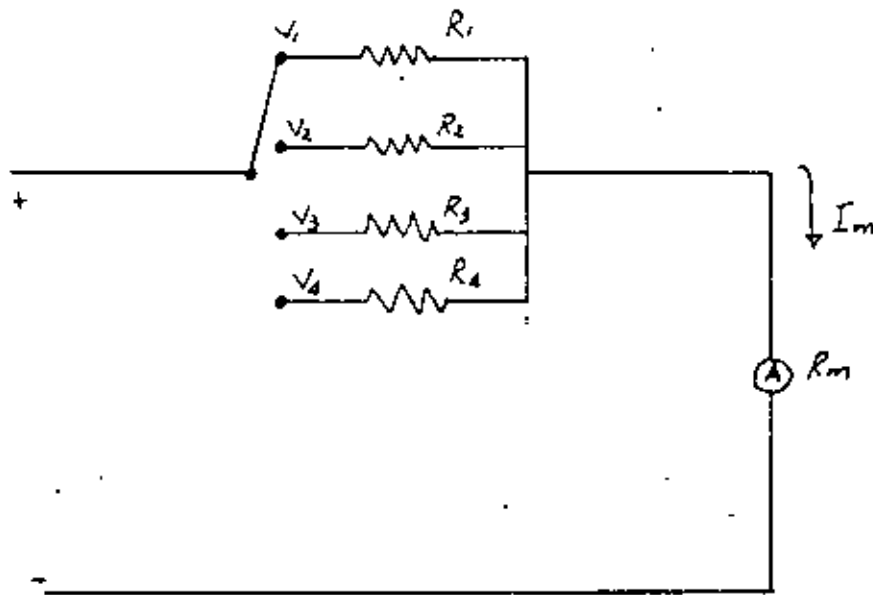


Fig. 4.1.8 Voltmetro multirango.

El valor de los multiplicadores puede ser calculado utilizando el método anterior o bien por el método de sensibilidad para diferentes rangos de voltaje.

Una variación de la figura 4.1.8 es el circuito mostrado en la figura 4.1.9 en donde los multiplicadores se conectan en serie con el amperímetro. Este sistema tiene la ventaja de que todos los multiplicadores excepto el primero, tienen resistencias de valores standard y que pueden ser obtenidas comercialmente en tolerancias de precisión.

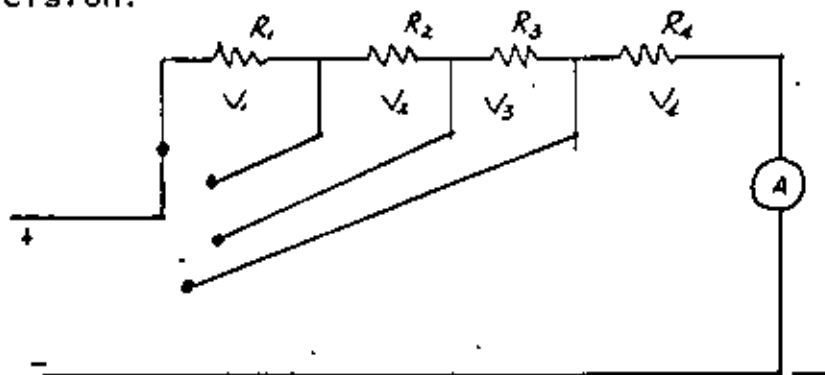


Fig. 4.1.9 Voltmetro Multirango.

El multiplicador de rango menor R_4 , es la única resistencia especial, la cual debe ser fabricada de tal forma que cumpla los requisitos específicos.

Ejemplo:

Se desea construir un voltmetro multirango como se muestra en la figura 4.1.9, que tiene una resistencia interna de 100 ohms, y una corriente a escala máxima $I_{EM} = 1 \text{ mA}$.

Los rangos seleccionados son: rango 1 = 0-10 volts, rango 2 = 0-50 v, rango 3 = 0-250 volts, y rango 4 = 0-500 volts.

Para el rango 1 (selector en la posición V4)

$$R_T = \frac{10 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 10 \text{ K}\Omega ; R_4 = R_T - R_m = 10 \text{ K}\Omega - 100 \Omega = 9.9 \text{ K}\Omega.$$

Para el rango 2 (selector en la posición V3)

$$R_T = \frac{50 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 50 \text{ K}\Omega ; R_3 = R_T - (R_4 + R_m) = 50 \text{ K}\Omega - 10 \text{ K}\Omega = 40 \text{ K}\Omega.$$

Para el rango 3 (selector en la posición V2)

$$R_T = \frac{250 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 250 \text{ K}\Omega ; R_2 = R_T - (R_4 + R_3 + R_m) = 250 \text{ K}\Omega - 50 \text{ K}\Omega = 200 \text{ K}\Omega.$$

Para el rango 4 (selector en la posición V1)

$$R_T = \frac{500 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 500 \text{ K}\Omega ; R_1 = R_T - (R_m + R_4 + R_3 + R_2) = 500 \text{ K}\Omega - 250 \text{ K}\Omega = 250 \text{ K}\Omega.$$

De la misma forma la resistencia de entrada para cada uno de los rangos del voltmetro es:

$$R_{ent} = \frac{V}{I}$$

$$\text{o sea } R_{ent} = \frac{V \text{ escala máxima}}{I \text{ escala máxima.}}$$

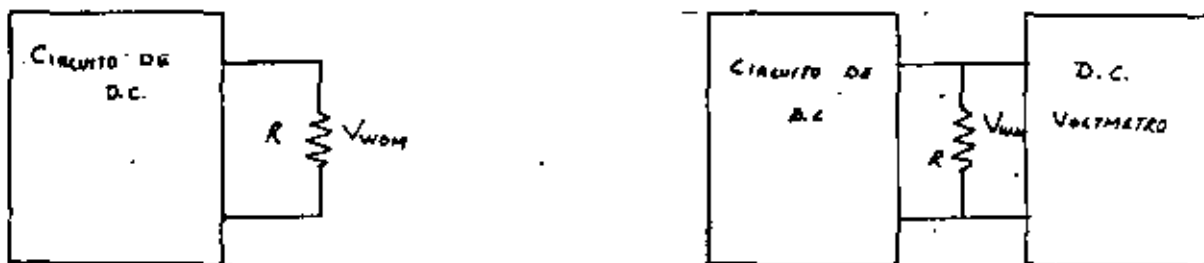
Sensitividad de un Voltmetro.

En el ejemplo anterior, la corriente a escala máxima $I_{EM} = 1 \text{ mA}$. se obtiene de los rangos de voltaje de 10, 50, 250 y 500 volts a través de las terminales. Para cada rango de voltaje, el cociente de la resistencia total del circuito R_t y el rango de voltaje V es siempre de $1000 \Omega/V$. A este cociente se le denomina sensitividad de un voltmetro. Se puede decir que la sensitividad S , es esencialmente el recíproco de la corriente a escala máxima, así:

$$S = \frac{1}{I_{EM}} \frac{\Omega}{V}$$

Efecto o Error de Carga.

Cuando se conecta un amperímetro en un circuito, la corriente en ese circuito se reduce debido a la resistencia interna que posee el amperímetro. De la misma forma, cuando se conecta un voltmetro en un circuito, el voltaje se reduce en esos puntos, debido a la resistencia interna del voltmetro, Fig. 4.1.10.



(a) Voltaje sin medidor

(b) Voltaje con medidor

Fig. 4.1.10.

Para encontrar la relación entre los valores de V_{WM} y V_{WOM} , observemos la figura 4.1.11.

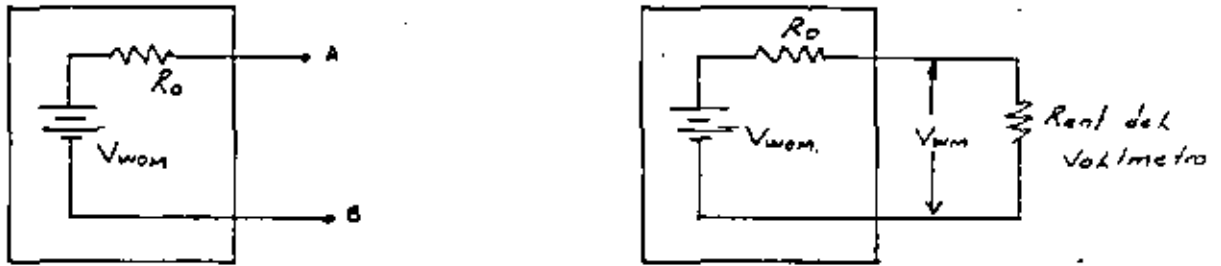


Figura 4.1.11

De esta forma:

$$V_{wm} = \frac{R_{int}}{R_{int} + R_o} V_{wom}$$

Así la relación entre voltajes:

$$\frac{V_{wm}}{V_{wom}} = \frac{R_{int}}{R_{int} + R_o} = \text{Precisión.}$$

Con esta relación, determinamos el porcentaje de error de carga:

$$\% \text{ Error de Carga} = (1 - \text{Precisión}) \times 100\%$$

VOLTMETRO DE C.A.

Dada una señal de C.A., como procedemos a medir su valor pico o su valor RMS ?

El método más simple para construir un voltmetro de C.A. es utilizando un circuito rectificador de media onda conectada en serie a una resistencia en serie R_s y a un amperímetro, como se observa en la figura 4.1.12.

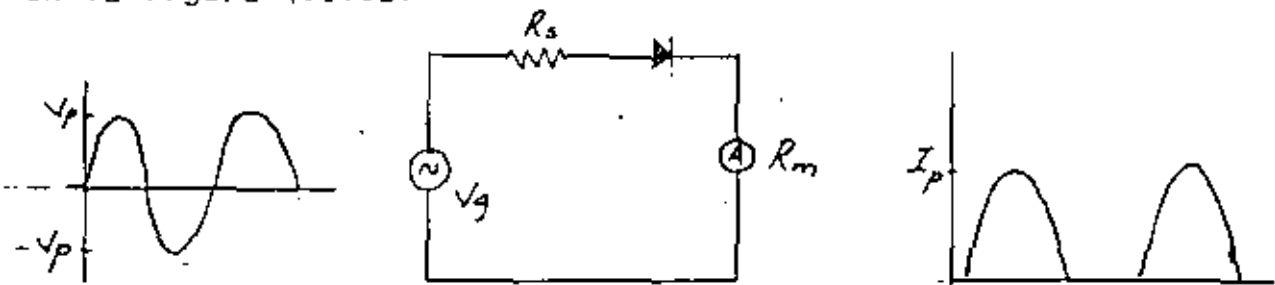


Fig. 4.1.12 Voltmetro de C.A.

En este circuito la corriente pico está dada por:

$$I_p = \frac{V_p}{R_s + R_m}$$

La deflexión en la aguja del amperímetro corresponde a un valor promedio de la onda senoidal rectificada.

$$I_{prom} = \frac{I_{pico}}{\pi} = 0.318 I_{pico}.$$

Para medir el voltaje de C.A. normalmente los fabricantes de voltmetros dividen las escalas de los voltmetros para indicar el valor RMS, de tal forma que:

$$V_{rms} = 0.707 V_p.$$

$$\text{o bien } V_{rms} = 0.707 (R_s + R_m) I_p = 0.707 (R_s + R_m) \frac{I_{prom}}{0.318}$$

$$V_{rms} = 2.22 (R_s + R_m) I_{prom}.$$

Una versión más práctica de un voltmetro de c.a. es el que se muestra en la Figura 4.1.13.

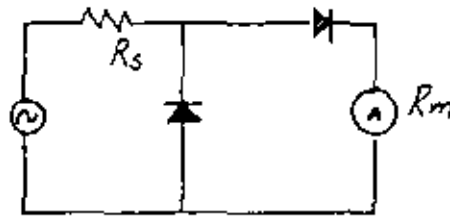


Fig. 4.1.13 Voltmetro práctico de c.a.

En este circuito el diodo en shunt protege al amperímetro ; circuitos de este tipo son los más encontrados en voltmetros de c.a. comerciales. A este circuito se le puede denominar detector promedio ya que responde al valor promedio de la corriente.

Sensitividad.

La resistencia de entrada de un detector de media onda , figura 4.1.13 es $R_s + R_m$; ya que R_m es menor que R_s , podemos decir que la resistencia de entrada es prácticamente R_s , bajo esta condición.:

$$V_{rms} = 2.22 R_{ent} I_{pm}$$

Para la deflexión a escala máxima , la ecuación anterior se convierte en:

$$V_{EM} = 2.22 R_{ent} I_{EM}$$

Resolviendo para la resistencia de entrada:

$$R_{ent} = 0.45 \frac{V_{EM}}{I_{EM}}$$

Para la sensibilidad del voltmetro de c.a. tenemos:

$$S = \frac{0.45}{I_{EM}}$$

Con esta definición para la resistencia de entrada

$$R_{ent} = S_{ac} V_{EM}$$

Detectores de Onda Completa

Una forma de mejorar la sensibilidad del voltmetro anterior es utilizar la rectificación de onda completa Fig. 4.1.14 o bien el arreglo de la figura 4.1.15

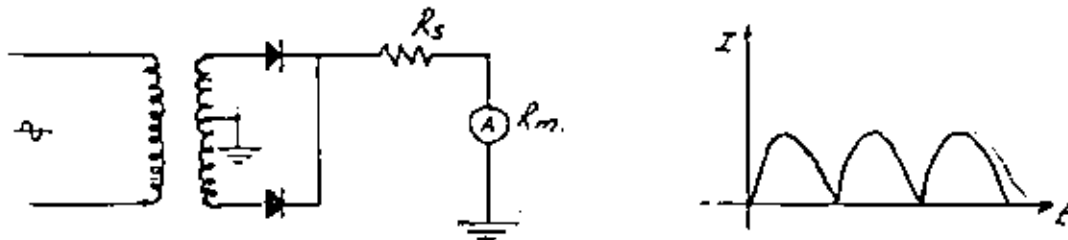


Fig. 4.1.14 Rectificador de onda completa

Desde luego el arreglo de la figura 4.1.14 está limitado por el rango de frecuencia del transformador.



Fig. 4.1.15 Rectificador de onda completa

De la misma forma el valor promedio de la corriente es el amperímetro:

$$I_{prom} = \frac{2I_p}{\pi} = 0.636I_p$$

La ecuación para la resistencia R_s

$$R_s = 0.9 \frac{V_{em}}{I_{em}} - R_m$$

De la misma forma para la sensibilidad del rectificador de onda completa :

$$S_{ac} = 0.9/I_{em}$$

VOLTMETROS ELECTRONICOS

Los voltmetros mencionados anteriormente tienen dos desventajas:

- a) Tienden a cargar el circuito bajo prueba, especialmente en rangos bajos de voltaje, y
- b) Que no pueden ser usados para medir voltajes de c.d. y c.a. en rangos de voltaje del orden de milivolts y microvolts.

Estas desventajas pueden corregirse utilizando un voltmetro electrónico, que posee la ventaja de reducir el error de carga y mejorar la sensibilidad.

Para aumentar la resistencia de entrada de un voltmetro de c.d. podemos utilizar válvulas o bien transistores de efecto de campo (FETs) entre el circuito de prueba y el medidor de c.d.. La idea de esto es aislar la baja resistencia del medidor del circuito bajo prueba. Uno de los circuitos básicos de un voltmetro electrónico, es un amplificador diferencial, como se muestra en la figura 4.1.16.

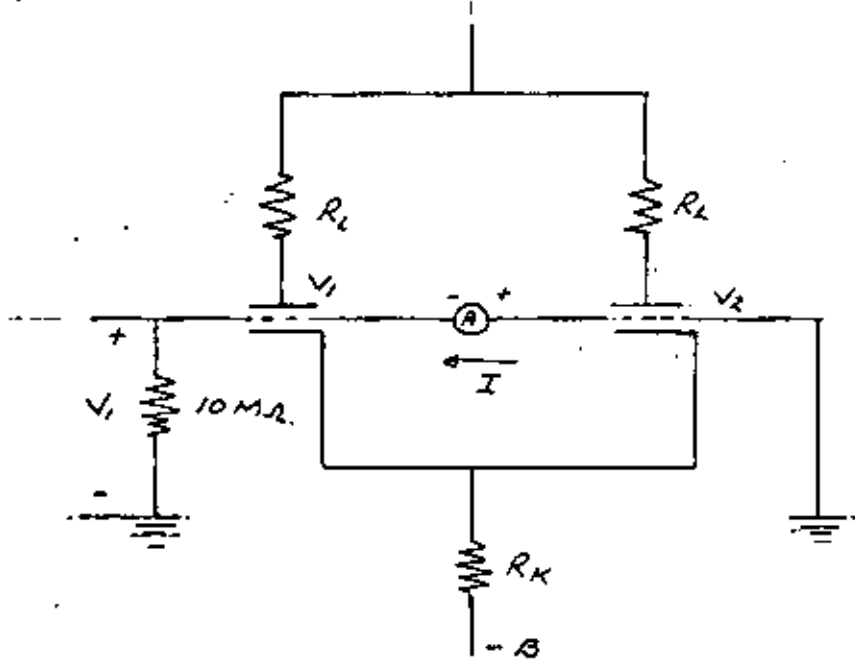


Fig. 4.1.16 Voltmetro electrónico básico.

Claramente se observa que este amplificador diferencial se forma con triodos idénticos, de tal forma que el circuito está balanceado. Si la rejilla de la válvula 1 se aplica a un circuito, de tal forma que aparezca un voltaje de c.d. positivo, entonces habrá un flujo de corriente en el sentido indicado, de tal forma que la magnitud de la corriente será una función del voltaje de entrada. Como resultado de esto, el amperímetro puede ser calibrado en volts, así como para indicar el voltaje de entrada. La relación entre la corriente del amperímetro y el voltaje de entrada de c.d., puede ser encontrada usando el teorema de Thévenin. Si quitamos el amperímetro como se muestra en la figura 4.1-17

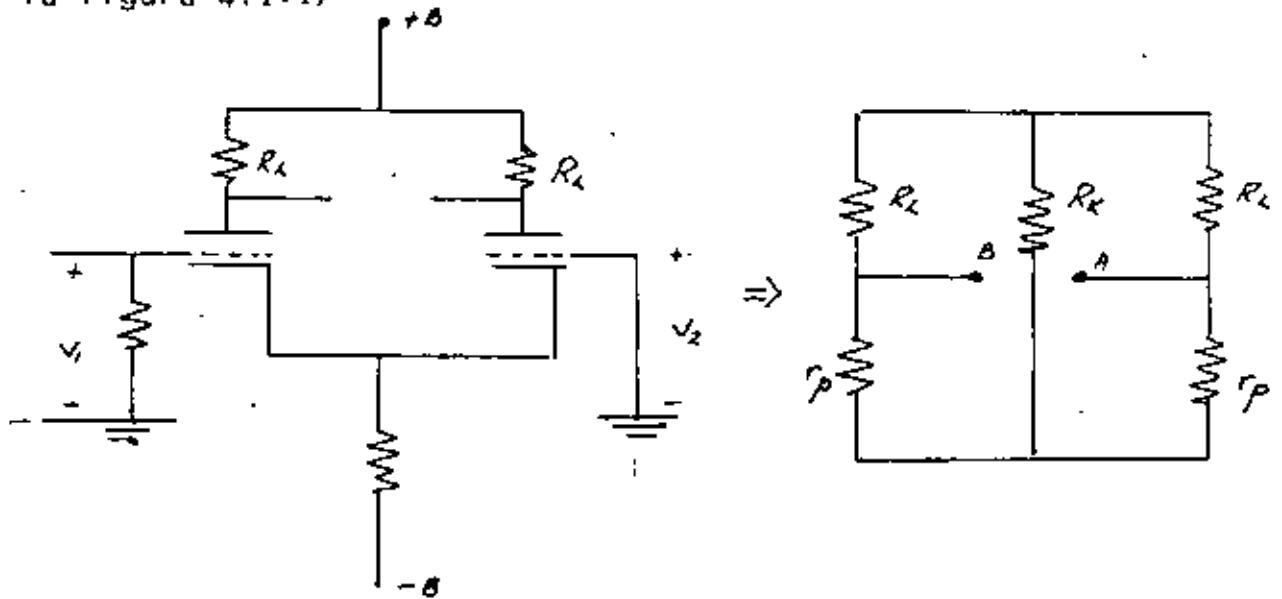


Fig. 4.1.17

Ya que $V_2 = 0$, el voltaje de salida V_{sal} en condiciones de circuito abierto:

$$V_{sal} = \frac{\mu}{1 + r_P/R_L} V_1$$

La resistencia entre las terminales A y B

$$R_o = 2r_P // 2R_L = 2(r_P // R_L)$$

Mostrando el circuito equivalente de Thevenin como se muestra en la figura 4.1.18 tendremos el valor de la corriente

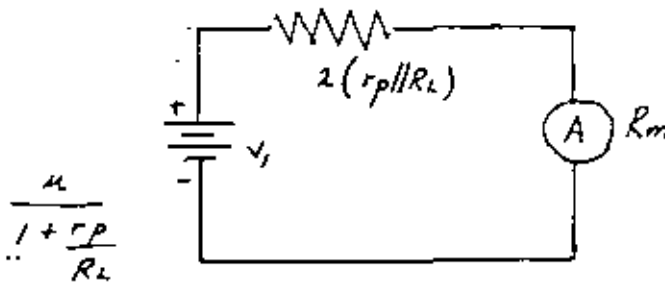


Fig. 4.1.18

$$I = \frac{u}{1 + r_p/R_L} \frac{V_1}{2(r_p \parallel R_L) + R_m}$$

El circuito de la figura 4.1.16 puede ser más práctico si añadimos ciertos ajustes e interruptores como se muestra en la figura 4.1.19 ,por ejemplo:

- El ajuste de cero el cual permite igualar las polarizaciones de las válvulas de tal forma que no exista corriente a través del amperímetro bajo condiciones de cero señal.
- Hay un ajuste de calibración R_1 ,con el objeto de fijar con exactitud la lectura de escala máxima, ya que r_p y r_p son diferentes de válvula a válvula.
- Hay un interruptor de rango a la entrada que permite seleccionar diferentes rangos de voltaje a escala máxima.

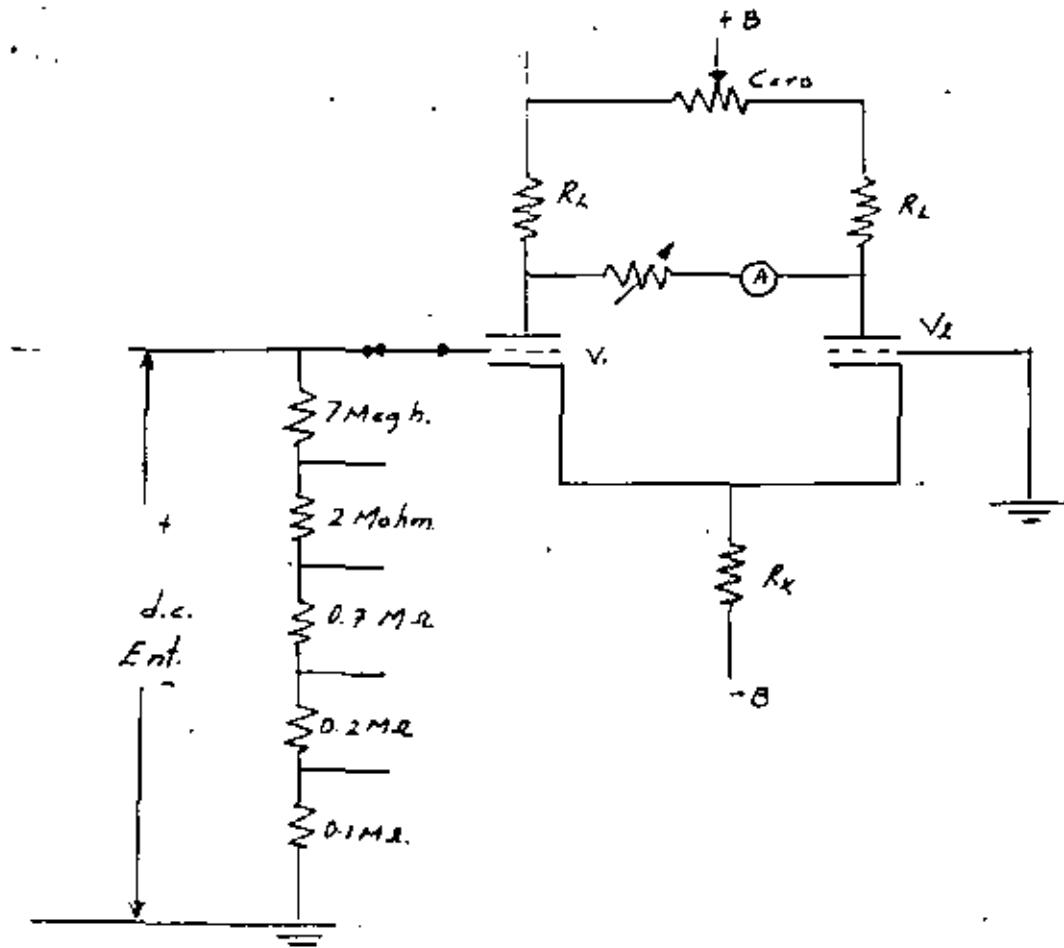


Fig. 4.1.19 Voltmetro multirango.

Voltmetro tipo Seguidor de Cátodo

Otro tipo de voltmetro se muestra en la Figura 4.1.20.

Este arreglo se muestra el amperímetro colocado entre los cátodos de las válvulas V1 y V2.

En este circuito el voltaje de salida $V_{sal.}$:

$$V_{sal.} = \frac{\mu}{\mu + 1} \frac{R_k}{R_k + r_p(\mu + 1)} V_i$$

La resistencia entre las terminales A y B, Fig. 4.1.21

$$R_o = R_k // \frac{r_p}{\mu + 1} + R_k // \frac{r_p}{\mu + 1} = 2 \left(R_k // \frac{r_p}{\mu + 1} \right)$$

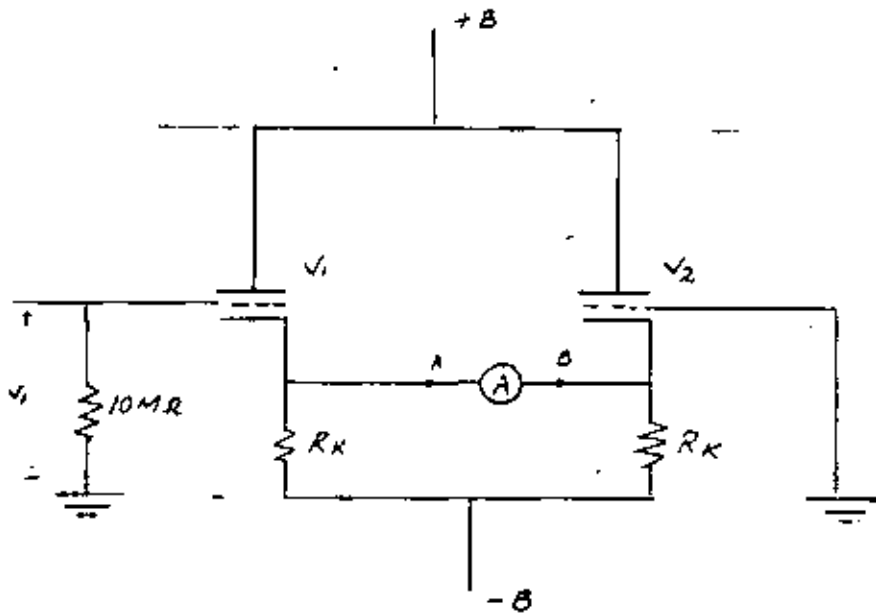


Fig. 4.1.20 Voltmetro seguidor de cátodo.

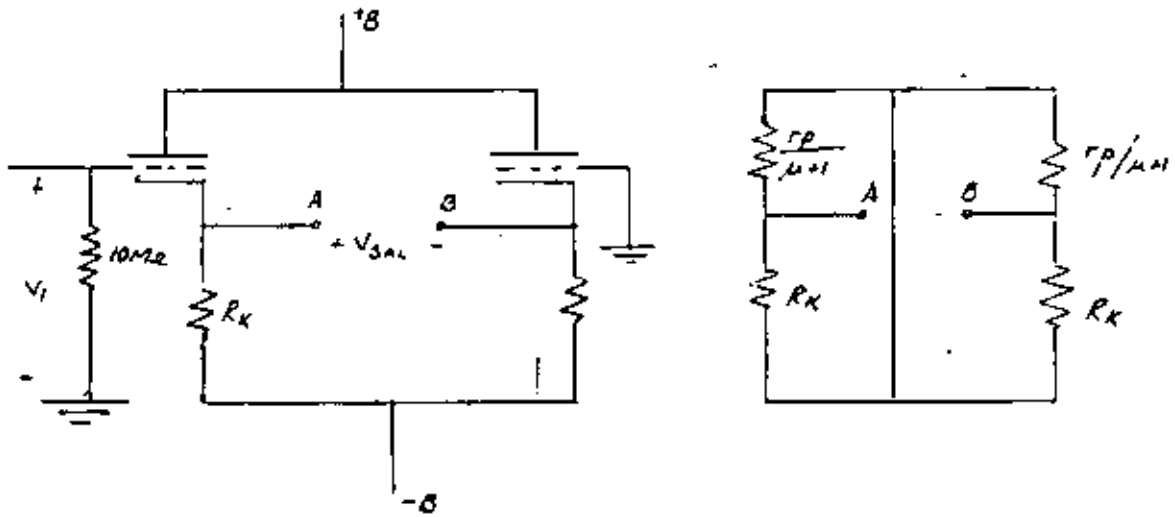
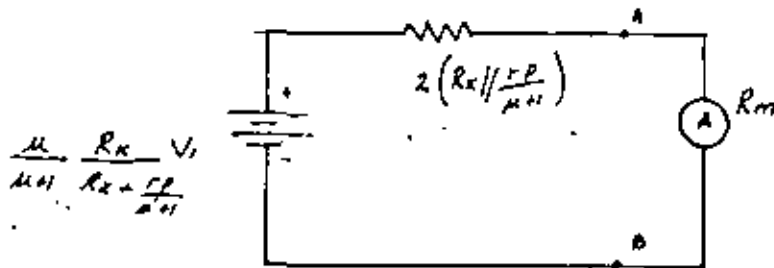


Fig. 4.1.21.

La corriente a través del amperímetro ,fig. 4.1.22



$$i = \frac{\mu}{\mu + 1} \cdot \frac{R_x}{R_x + r_p/(\mu + 1)} \cdot \frac{V_i}{2[R_x \parallel r_p/(\mu + 1)] + R_m}$$

Si R_k es mayor que $R_p/(\mu + 1)$

$$i \approx \frac{V_i}{2r_p/\mu + R_m}$$

El circuito de la figura 4.1.20 puede ser más práctico, figura 4.1.23 añadiendo un ajuste de cero, un ajuste de calibración y un divisor de voltaje a su entrada, con la finalidad de poder seleccionar diferentes rangos de voltaje a escala máxima.

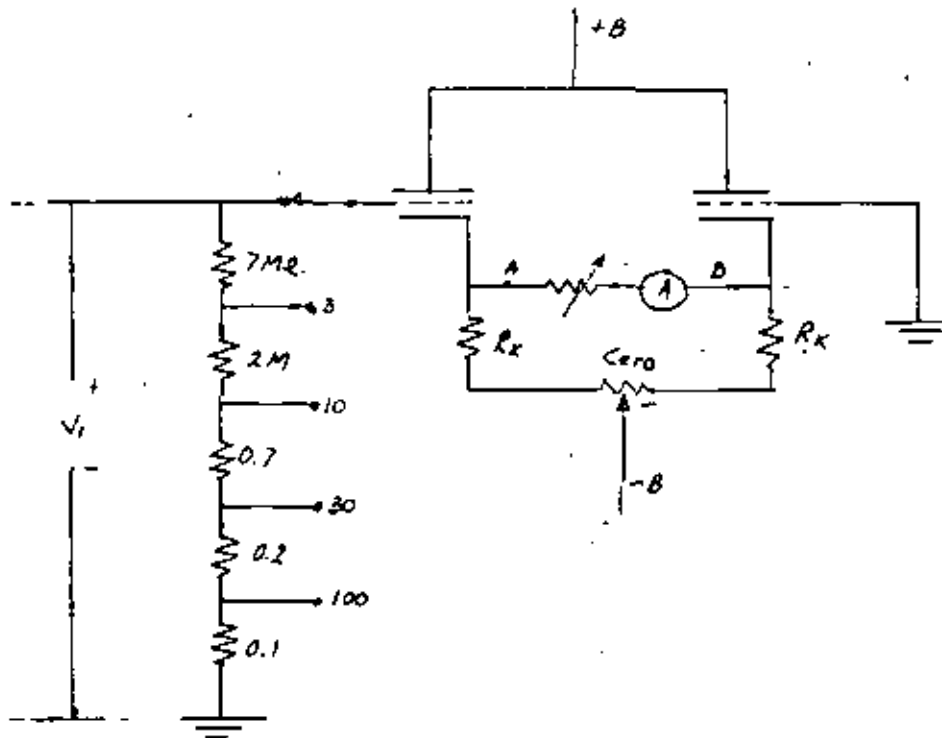


Fig. 4.1.23 Versión práctica del Seguidor de Cátodo.

Voltmetro de Válvulas para C.A. y C.D.

Un voltmetro de c.d. puede ser usado para medir voltajes de c.a. detectando o rectificando el voltaje alterno como se muestra en la figura 4.1.24.

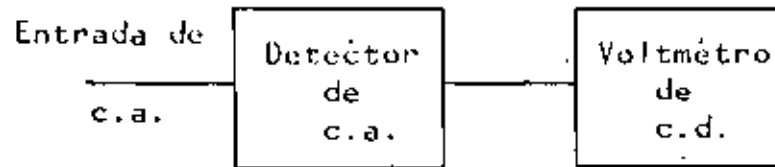


Fig. 4.1.24 Voltmetro de c.a.

El amperímetro del voltmetro puede ser calibrado en valores pico o en RMS. Si se usan valores pico, la señal de entrada a medir, puede ser cualquier clase de forma de onda.

Si el amperímetro está marcado en valores RMS, la forma de onda de la señal a la entrada debe ser conocida; usualmente los voltmetros están marcados en RMS, debido a esto la escala RMS de la mayoría de los voltmetros es válida solamente para una señal de entrada senoidal.

VOLÍMETRO DIGITAL

A continuación describiremos el funcionamiento de un multímetro digital el cual se muestra en el diagrama a bloques de la figura 4.1.25, este diagrama consta de las siguientes partes:

- a) Divisor de voltaje de entrada.
- b) Shunts de corriente.
- c) Convertidor de C.A./C.D.
- d) Convertidor de ohms.
- e) Filtro activo.
- f) Convertidor A/D
- g) Circuito digital.
- h) Circuito de Display numérico.

a) Circuito Divisor de voltaje de entrada.

Este circuito, figura 4.1.26, se encuentran conectadas 3 resistencias en serie sumando un total de 10 Mohms, para proporcionar diferentes rangos de voltaje máxima. Los capacitores (trimmers) se conectan a través del divisor de voltaje de entrada para mantener una respuesta en frecuencia plana cuando se usa para voltajes de c.a. La compensación durante la calibración se logra con el capacitor variable C3.

22

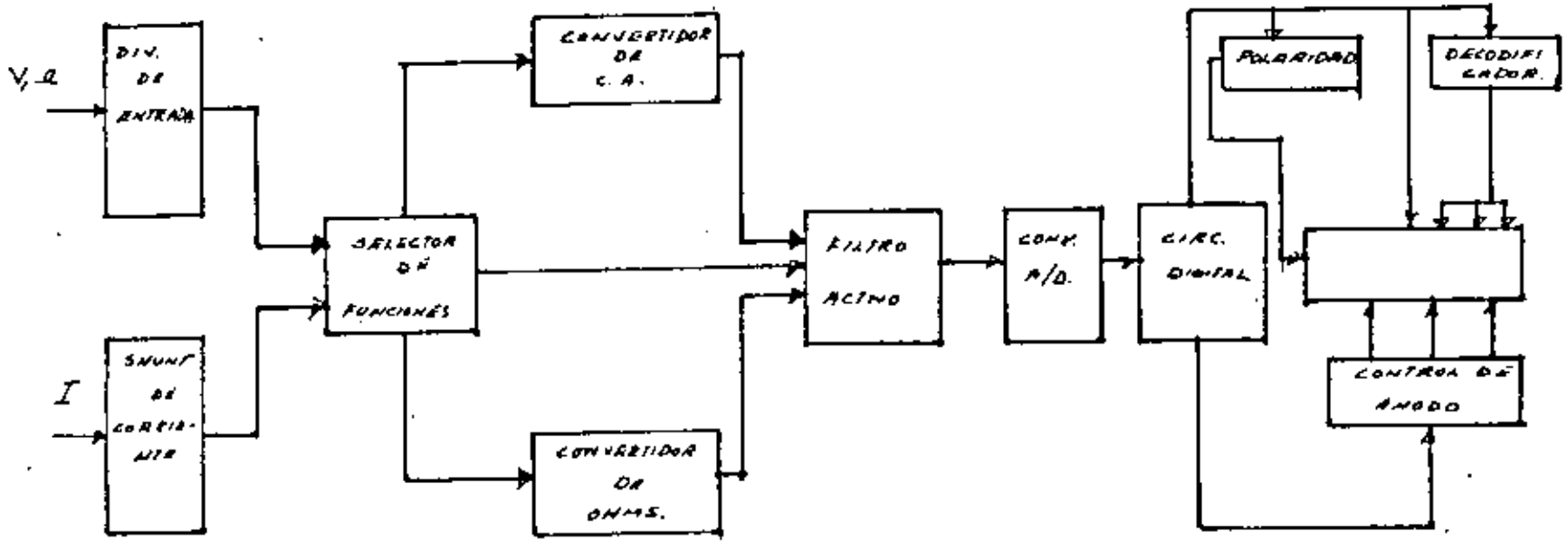


Fig. 4.1.25 MULTIMETRO DIGITAL
DIAGRAMA A BLOQUES

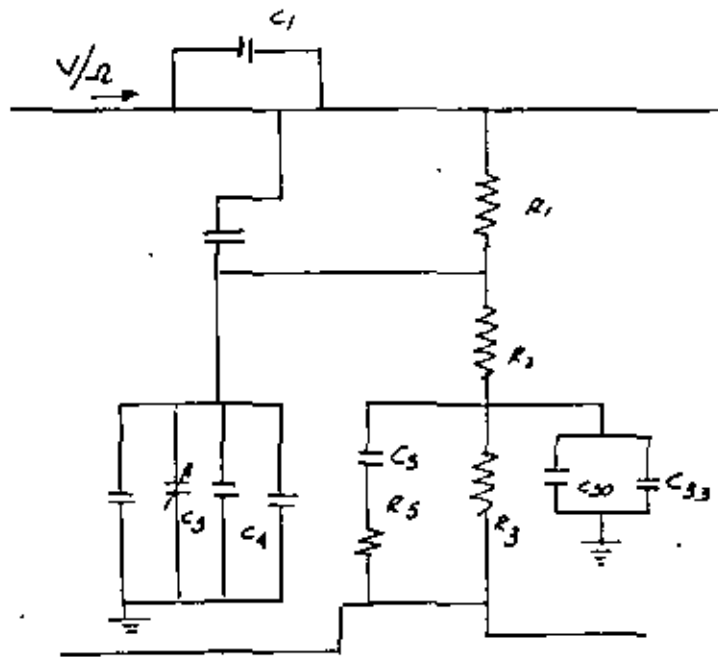


Fig. 4.1.26 Divisor de Voltaje de Entrada..

b) Shunts de Corriente.

El circuito mostrado en la figura 4.1.27 consiste de las resistencias R_a, R_b, R_c, R_d y R_e . Las cuatro primeras resistencias son de los valores de 1000, 100, 10, y 1 ohms, y se usan para los rangos de 0.2, 2, 20 y 200 mA respectivamente; una última resistencia de 100 mOhms se usa para el rango de 2000 mA.

El máximo voltaje desarrollado a través de un solo shunt o la combinación de las otras cuatro para indicación a escala máxima es de 0.2 volts. La corriente a ser medida se aplica a un fusible F1 y a través de una de las resistencias del shunt, seleccionando el rango adecuado por medio del interruptor S1. Los shunts son protegidos contra sobrevoltajes por medio de los diodos CR1 a CR4.

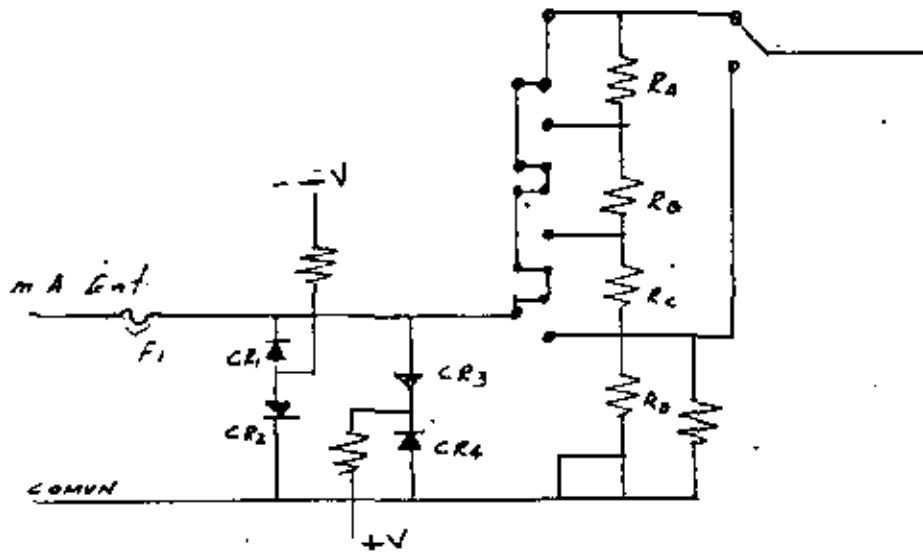


Fig. 4.1.27 Shunts de Corriente.

c) Convertidor C.A. /C.D.

El convertidor de C.A./C.D. consiste de un buffer y un rectificador activo, Figura 4.1.28 ; el transistor Q1 se encuentra conectado como seguidor de voltaje y funciona como buffer para el rectificador activo. La salida del buffer se aplica como un voltaje E_{ent} a la entrada no inversora del amplificador operacional ; la retroalimentación negativa ocasiona que el voltaje en la entrada inversora siga la entrada no inversora, produciendo una corriente $E_{ent}/R2$ a través de $R2$ a tierra. Ya que los diodos $CR1$ y $CR2$ conducen en ciclos medios alternos, la mitad de la corriente promedio fluye a través de $R1$, el voltaje rectificado producido en $R1$ se filtra por $R3$ y $C1$ produciendo un voltaje de C.D. que se requiere para aplicar al convertidor analógico/digital.

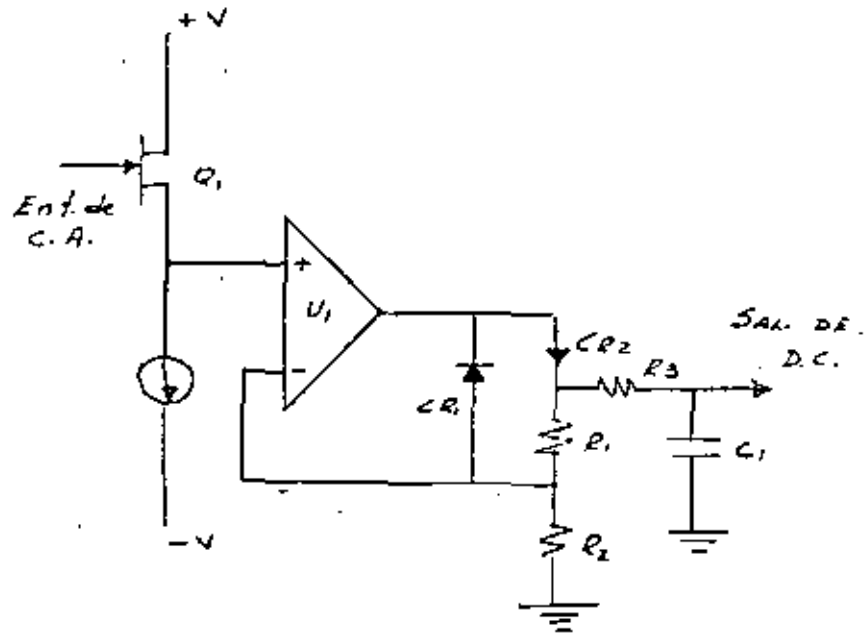


Fig. 4.1.28 Convertidor C.A./C.D.

d) Convertidor de ohms.

El convertidor de ohms proporciona un voltaje de c.d. proporcional a la resistencia desconocida (R_x) y al convertidor analógico/digital. Un diagrama simplificado se muestra en la figura 4.1.29, un amplificador operacional U_2 sirve para reforzar una fuente de corriente; con la entrada no-inversora conectada a la unión de R_a y R_x la corriente fluirá a través de R_a y R_x tal que se mantiene constante un voltaje a través de R_a para un rango determinado. Si R_x está dentro del rango seleccionado, el voltaje desarrollado será proporcional al valor de R_x . Para rangos de resistencia de 200 ohms a 2000 Kohms, el voltaje constante es mantenido a 10 volts, en el rango de 20 Mohms, la resistencia de realimentación a U_2 (R_f) se cambia de tal forma que se mantenga un potencial de 1 volt

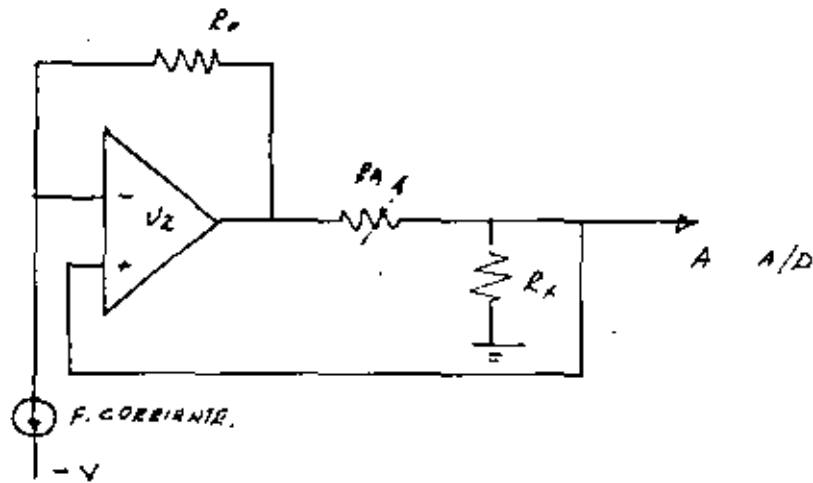


Fig. 4.1.29 Convertidor de Ohms.

e) Filtro Activo

El filtro activo asegura que a la entrada del convertidor A/D aparezca solamente voltaje de C.D. El amplificador operacional usado para el convertidor de ohms también es usado en conjunto con R18, C11, R19 y C12 para formar un filtro activo tipo Bessel.

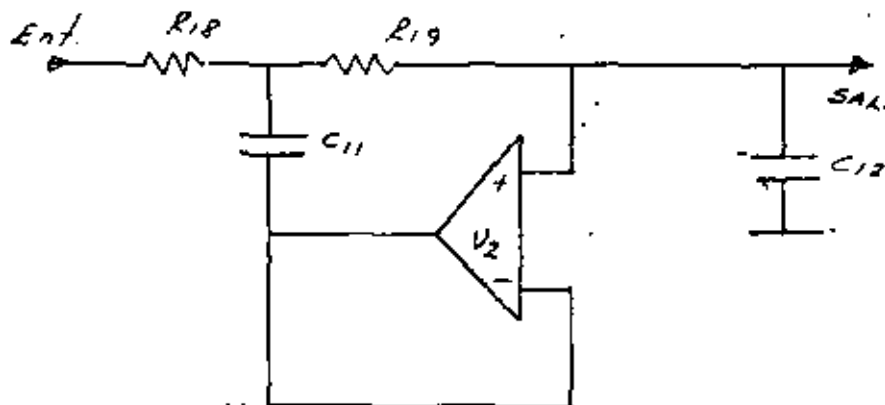


Fig. 4.1.30 Filtro activo

f) Convertidor Analógico/Digital

El convertidor A/D, Fig. 4.1.31 utiliza la técnica de conversión de voltaje a frecuencia. Un voltaje de d.c. a la entrada del convertidor A/D se cambia a frecuencia por medio de un circuito integrado analógico; esta frecuencia de la magnitud y polaridad del voltaje de c.d. de entrada. La frecuencia resultante de este convertidor se aplica a la sección de visualización.

La conversión de voltaje a frecuencia se logra por medio de la técnica de doble pendiente; durante el ciclo de carga del capacitor, este se carga a un valor proporcional a la amplitud de la señal de entrada; al final de este ciclo, la carga del capacitor es la amplitud de la señal de entrada; esto completa la primera parte de la técnica de doble pendiente. El capacitor entonces se descarga a un promedio constante hasta que su carga es igual a cero volts.

El tiempo que toma para alcanzar cero volts, es proporcional a la amplitud de la señal de entrada. Esto completa la segunda parte de la técnica de doble pendiente.

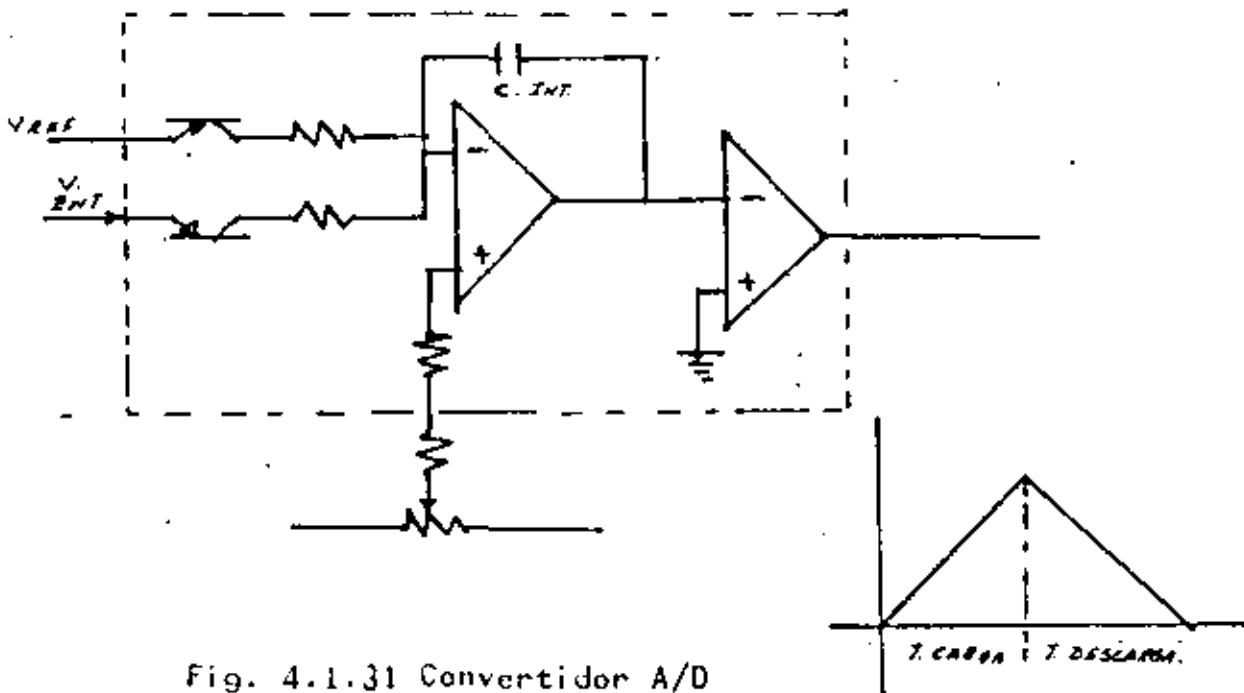


Fig. 4.1.31 Convertidor A/D

g) Circuito Digital

La salida del convertidor A/D actúa alternamente entre una frecuencia de referencia y una frecuencia correspondiente a la entrada del convertidor A/D. En este circuito, Figura 4.1.32, las salidas WXYZ son salidas BCD las cuales corresponden a información binaria 8-4-2-1 respectivamente.

h) Circuito de Display Numérico

El decodificador U5, como se muestra en la figura 4.1.32 traduce la información BCD de las líneas WXYZ a los displays numéricos para la construcción de números decimales. El punto decimal está contenido en cada uno de los displays numéricos, el cual es controlado por los selectores de rango.

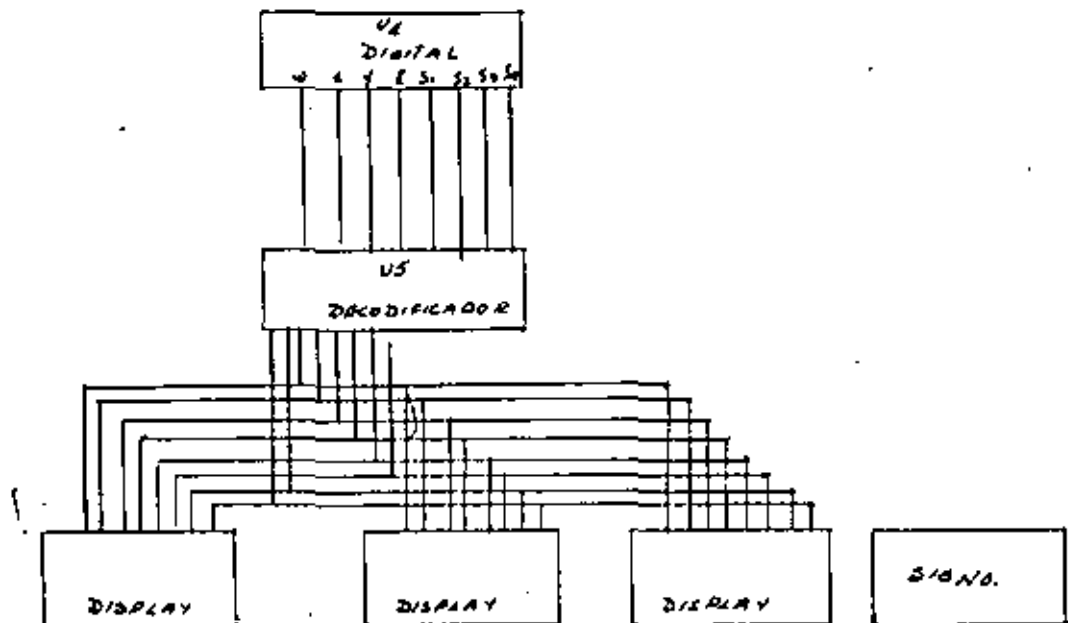


FIG. 4.1.32 circuito digital y Display numérico.

Los circuitos puente son ampliamente utilizados para la medición de resistencias, capacitancia, inductancia, impedancia, frecuencia y otros parámetros. La precisión en la medición con los circuitos puente es muy elevada, debido a que su salida es medida por el método de indicación nula, la cual es independiente de las características y la calibración del indicador nulo. Existen dos tipos de circuito puente, que son de C.D. y de C.A.; estos tipos de puentes no se usan para calibrar amperímetros y otros instrumentos, sino que se usan solamente para determinar el valor de un componente desconocido. Un circuito puente también permite la comparación de un componente desconocido en términos de un estándar conocido. A continuación haremos una breve descripción de los circuitos puente de C.D. y de C.A.

Puente de C.D.

El más conocido de este tipo de puente es el puente de Wheastone. Este puente, Fig. 4.1.33, posee cuatro ramas resistivas, una fuente de C.D. y un detector nulo, usualmente un galvanómetro. La corriente a través del galvanómetro depende de la diferencia de potencial entre los pntos c y d.

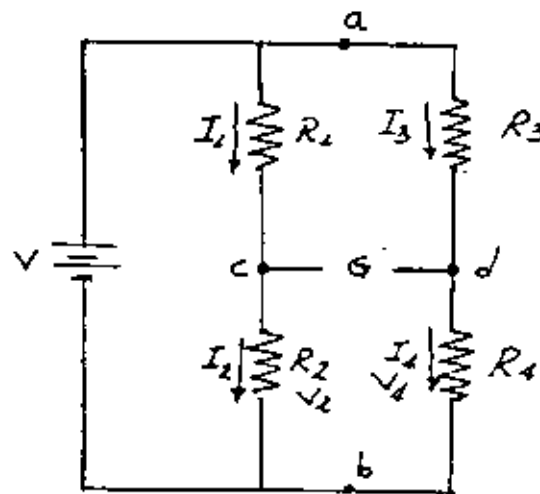


Fig. 4.1.33 Puente de Wheastone

El puente se dice estar balanceado cuando no existe corriente a través del galvanómetro o cuando la diferencia de potencial en el galvanómetro es cero. De esta forma:

$$I_1 = I_2 = \frac{V}{R_1 + R_2}$$

$$I_3 = I_4 = \frac{V}{R_3 + R_4}$$

El voltaje en la resistencia R_2 , V_2 :

$$V_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V$$

Y el voltaje en la resistencia R_4 , V_4

$$V_4 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} V$$

Para la condición de balance $V_2 = V_4$

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad ; \quad R_2 R_3 + R_2 R_4 = R_1 R_4 + R_2 R_4$$

$$R_2 R_3 = R_1 R_4 \quad ; \quad \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$$

$$\therefore R_4 = \frac{R_3}{R_1} R_2$$

Así, un puente de Wheastone es ampliamente utilizado para la medición exacta de resistencias, al variar otra resistencia. Sin embargo pueden existir errores de medición que se pueden incluir en:

- a) Insuficiente sensibilidad del detector nulo.
- b) Cambios en las resistencias de las ramas del puente, respecto al efecto de calentamiento debido a la corriente que pasa a través de las resistencias. Podemos decir que la precisión de este puente está limitada por la tolerancia de las partes internas del puente.

Un puente de C.A. es aquel que se controla por una fuente de C.A. Los puentes de este tipo pueden contener reactancias, así como resistencias, y son usados generalmente para medir o determinar impedancias con exactitud. Un ejemplo de este tipo de puente es el puente de Wheastone, Fig. 4.1.34 que se usa para medir resistencias con exactitud. También los puentes de C.A. tienen gran aplicación en filtros osciladores, y otros instrumentos.

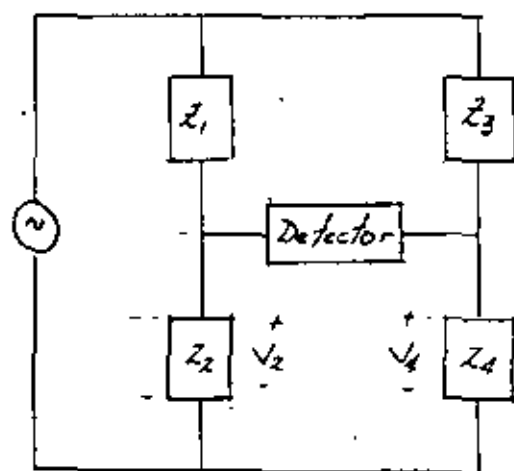


Fig. 4.1.34 Puente de Wheastone.

El puente de Wheastone es controlado por una fuente de voltaje senoidal y que podemos representarlo por un número complejo V .

El puente de Wheastone consta de cuatro impedancias $Z_1, Z_2, Z_3,$ y Z_4 que son números complejos y representan la impedancia de las ramas a la onda senoidal. la salida del puente se aplica a un detector de C.A. (en algunos casos primero se amplifica antes de la detección).

Las impedancias de este puente puede contener reactancias, así como resistencias. Por ejemplo, Z_1 puede contener una resistencia en serie con una reactancia inductiva; Z_2 puede ser una resistencia en paralelo con una reactancia capacitiva. Sin embargo no importa de que se componga cada una de las cuatro impedancias, ya que lo importante es encontrar las condiciones de balance del puente en una manera similar al usado en puentes de C.D.; la única diferencia es que para puentes de C.A. usaremos números complejos en lugar de

numeros reales. Para la condición de balance, Fig. 4.1.35

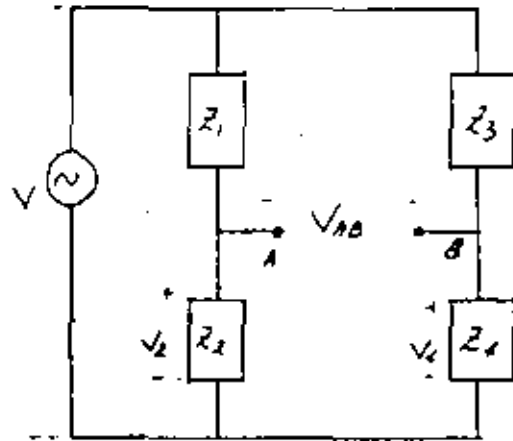


Fig. Puente de Wheastone
4.1.35 Condición de balance

$$V_{AB} = 0 \quad \text{o sea} \quad V_2 = V_4 \quad (1)$$

Para esta condición de balance

$$V_2 = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} V \quad \quad V_4 = \frac{Z_4}{Z_3 + Z_4} V$$

Igualando V_2 y V_4 en la ecuación (1)

$$\frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{Z_4}{Z_3 + Z_4} \quad \text{o bien}$$

$$Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3$$

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{Z_3}{Z_4} \quad (2)$$

La ecuación 2 nos dice que el puente de C.A. se encuentra balanceado de tal forma que la relación de impedancias de un lado del puente es igual a la relación de impedancias al otro lado del puente. Debemos de tener en cuenta que para un puente de Wheastone que utiliza C.D. solamente se utilizan resistencias, sin embargo la condición de balance es la misma para C.A.

Para calcular determinada impedancia, se conectan las terminales de medición como se muestra en la figura 4/36, y se procede a ajust-

tar el valor de R y C.

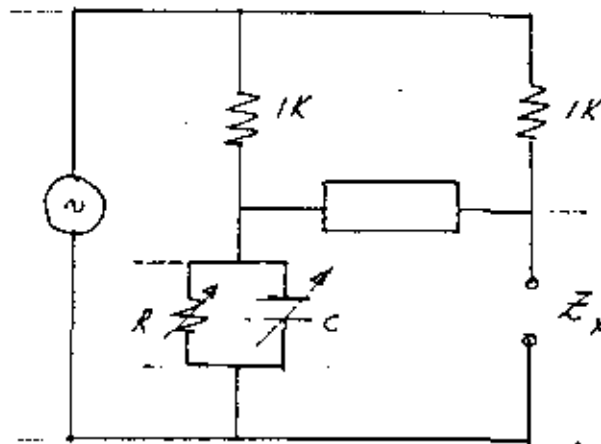


Fig. 4.136 Circuito de Medición.

Si se obtiene una condición de balance, el equivalente en paralelo de la Z desconocida es una resistencia cuyo valor es igual al valor del reostato R, y cuya capacitancia es igual al valor del capacitor variable. El circuito de la fig. es muy útil en la medición de impedancias en circuitos capacitivos a una frecuencia de 1 KHz., sin embargo presenta desventajas ya que el rango del capacitor variable C es limitado, de tal forma que muchas impedancias desconocidas caerían fuera del rango de medición. Sin embargo existen en el mercado fuentes comerciales de tal modo que el ajuste es resistivo, ya que para fines prácticos se dispone de varios rangos de medición con resistencias.

Diferentes formas del Puento de Wheastone.

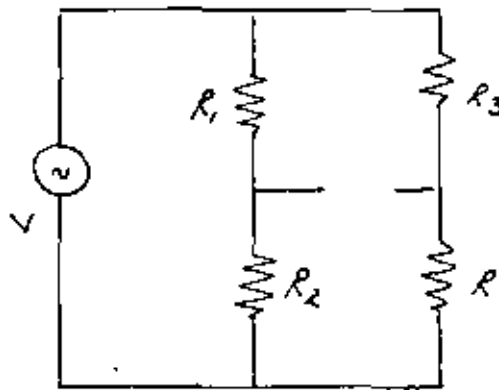
En las figuras 4.137 y 4.138 se muestran algunas formas específicas del puente de Wheastone

En la fig. ^{4.137} a, R_2 se ajusta para producir un nulo en el circuito detector, de tal forma que

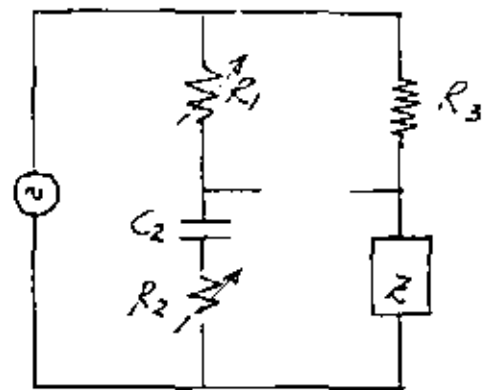
$$R = \frac{R_3}{R_1} R_2$$

R_1 y R_3 son valores fijos, de tal forma que R es función de R_2

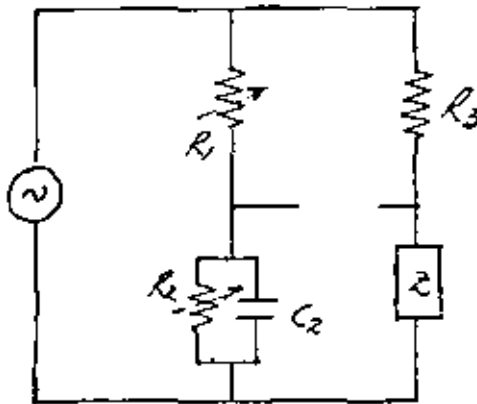
Si la impedancia a determinar contiene reactancia, será imposible balancear el puente de Wheastone de la figura 4.137, a, por lo cual deberá de usarse otro arreglo.



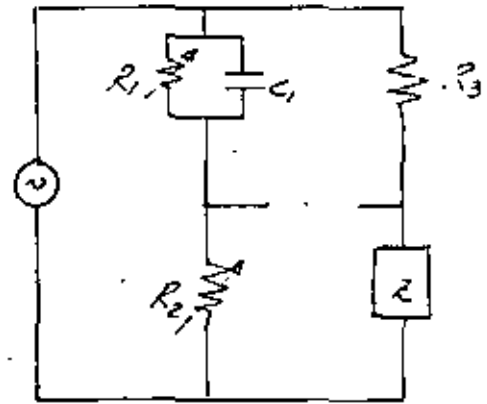
(a) Puente de Wheastone Simple



(b) Comparación de capacitancia en serie.



(c) Comparación de Capacitancia en paralelo



(d) Puente Maxwell

Fig. 4.1.37

Si la impedancia desconocida es resistiva-capacitiva, se puede usar el puente de la fig. 4.1.37b. Este puente es llamado puente de comparación capacitiva en serie. La impedancia desconocida se encuentra dentro de la caja Z. Sabemos que cualquier impedancia no importa que complicada sea, se puede reducir a su circuito equivalente en serie o en paralelo. Por ejemplo la condición de balance para el circuito de la fig. b

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{Z_3}{Z_4}$$

$$\frac{R_1}{R_2 - jX_{C2}} = \frac{R_3}{R_4 - jX_{C4}}$$

Simplificando e invirtiendo la ecuación:

$$\frac{R_2 - jX_{C2}}{R_1} = \frac{R_3 - jX_{C3}}{R_3}$$

Despejando:

$$\frac{R_2}{R_1} - j \frac{X_{C2}}{R_1} = \frac{R_3}{R_3} - j \frac{X_{C3}}{R_3}$$

Iguando las partes reales e imaginarias:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_3} \quad \text{o bien} \quad R_3 = \frac{R_2}{R_1} R_3$$

Iguando la parte imaginaria:

$$\frac{X_{C2}}{R_1} = \frac{X_{C3}}{R_3}$$

Tenemos

$$X_C = X_{C2} \frac{R_3}{R_1}$$

o bien

$$\omega C_3 = \omega C_2 \frac{R_3}{R_1} \quad ; \quad \therefore C_3 = \frac{R_3}{R_1} C_2$$

El puente de Maxwell de la fig. 4.137d, mide una inductancia desconocida, en función de una capacitancia conocida. En este caso una de las ramas tiene una resistencia y una capacitancia en paralelo, y es más fácil calcular las ecuaciones de balance usando la admitancia de la rama 1, de tal forma que

$$Z_x = Z_2 Z_3 Y_1$$

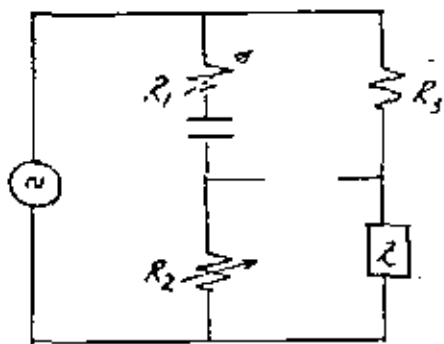
Y_1 es la admitancia de la rama 1

$$Y_1 = \frac{1}{R_1} + j\omega C_1 \quad ; \quad Z_x = R_x + j\omega L_x = R_2 R_3 \frac{1}{R_1 + j\omega C_1}$$

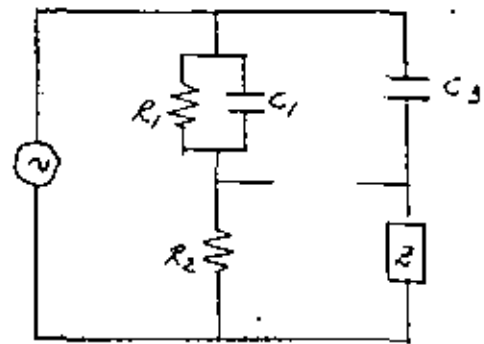
Iguando las partes reales e imaginarias:

$$R_x = \frac{R_2 R_3}{R_1}$$

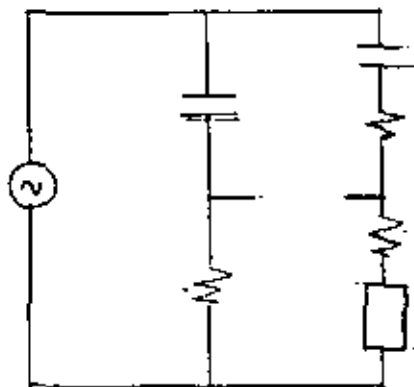
$$L_x = R_2 R_3 C_1$$



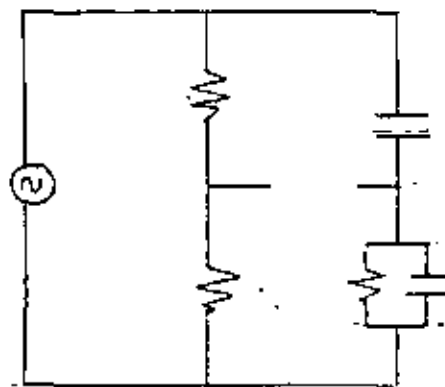
(a) $R_p = (R_3/R_1) R_2$
 $L_p = R_2 R_3 C_1$
 $D = \omega C_1 R_1$



(b) $R_s = (C_1/C_3) R_2$
 $C_s = (R_1/R_2) C_3$
 $D = \omega R_1 C_1$



(c) $R_s = (C_1/C_3) R_2 - R_4$
 $L_s = R_2 R_3 C_1$



(d) $f = (1/2\pi) RC$

Fig. 4.138 (a) Puente Hay (b) Puente Schering
 (c) Puente Owen (d) Puente Wien.

El puente Schering, Fig 4.138b, es uno de los puentes de C.A. más importantes y se usa ampliamente para la medición de capacitores y sus condiciones de balance:

$$Z_x = Z_2 Z_3 Y_1 \quad \text{ó} \quad R_x - \frac{j}{\omega C_x} = R_2 \left(\frac{-j}{\omega C_3} \right) \left(\frac{1}{R_1} + j\omega C_1 \right)$$

$$R_x - \frac{j}{\omega C_x} = \frac{R_2 C_1}{C_3} - \frac{j R_2}{\omega C_3 R_1}$$

Iguando las partes reales e imaginarias:

$$R_x = R_2 \frac{C_1}{C_3}$$

$$C_x = C_3 \frac{R_1}{R_2}$$

El puente Wien, fig. 4.13D, es principalmente conocido como circuito determinante de frecuencia. Por ejemplo, un puente de Wien en un analizador de distorsión se usa como filtro de rechazo. Sus condiciones de balance:

$$R_2 = \left(R_1 - \frac{j}{\omega C_1} \right) R_4 \left(\frac{1}{R_3} + j\omega C_3 \right)$$

$$R_2 = \frac{R_1 R_4}{R_3} + j\omega C_3 R_1 R_4 - \frac{j R_4}{\omega C_1 R_3} + \frac{R_4 C_3}{C_1}$$

$$R_2 = \frac{R_1 R_4}{R_3} + \frac{R_4 C_3}{C_1}$$

$$\frac{R_2}{R_4} = \frac{R_1}{R_3} + \frac{C_3}{C_1}$$

$$C_3 R_1 R_4 = \frac{R_4}{\omega C_1 R_3}$$

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_1 C_3 R_1 R_3}}$$

El puente Hay, fig. 4.13E, difiere del puente de Maxwell, y tiene gran aplicación para medir más adecuadamente bobinas con un alto Q.

Para el calculo del valor de la Z desconocida:

$$R_x = \frac{\omega^2 C_1^2 R_1 R_2 R_3}{1 + \omega^2 C_1^2 R_1^2}$$

$$L_x = \frac{R_2 R_3 C_1}{1 + \omega^2 C_1^2 R_1^2}$$

Ya que el Q en un circuito RC es: $Q = \frac{\omega C_s}{R_s}$

En un circuito RC existe un factor de potencia D que es el recíproco de Q , de tal forma que el factor de Potencia: $D = \omega R_s C_s$

El resto de los arreglos de las figuras, ya sea con sus equivalentes en serie o paralelo resulta en fórmulas de balance más simples; como un resultado, algunas fórmulas de los puentes nos dan condiciones de balance en términos de R y C , mientras que otras dan el resultado en paralelo R y C .

MEDIDORES DE POTENCIA

Potencia en cualquier circuito se define como el producto de corriente y voltaje en la terminal par.

Para circuitos de corriente alterna donde existe una diferencia de fase, la potencia promedio puede ser expresada como

$$P = \frac{1}{2} (V I \cos \theta) = VI \cos \theta$$

La diferencia de fase hace imposible medir directamente potencia de C.A. usando un voltmetro y amperímetro.

Mediciones de Potencia C.D.

Existen 2 métodos comunes de conectar un amperímetro y un voltmetro para monitorear la potencia disipada en una carga como se muestra en la fig. 4.1.39

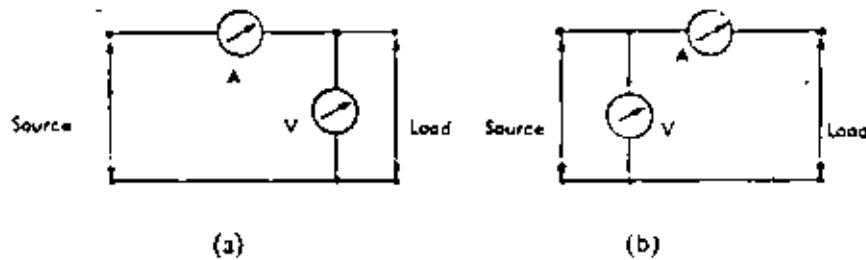


Fig. 4.1.39 Medición de potencia de C.D.

En el caso de la fig. 4.1.39 (a) en donde el voltmetro está más cerca de la carga

$$P = VI - V^2 G_v$$

Para el caso de la fig. 4.1.39b

$$P = VI - I^2 R_i$$

G_v = Conductancia del voltmetro

R_i = Resistencia del amperímetro, respectivamente

VI = Voltaje y corriente

Potenciómetro Tipo Dinámómetro.

El potenciómetro más común es el Electrodinamómetro en el cual el movimiento del medidor hay dos series de bobinas: las bobinas de corriente y bobinas de voltaje o presión.

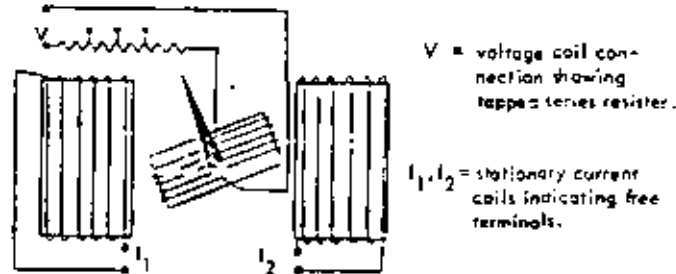


Fig. 4.1.40 Construcción de Wattmetro

Las bobinas de corriente tiene la corriente a ser medida mientras que las bobinas de presión poseen una corriente proporcional al voltaje y la deflexión de la guja resulta de la interacción entre los 2 campos magnéticos. La ecuación que gobierna el torque generado por las bobinas es dependiente de I^2 .

Cuando se usa un wattmetro tipo dinamómetro para medir la potencia consumida en una carga que posee circuitos de corriente alterna, existen 2 metodos similares para medir potencias como se ve en la fig. 4.1.41

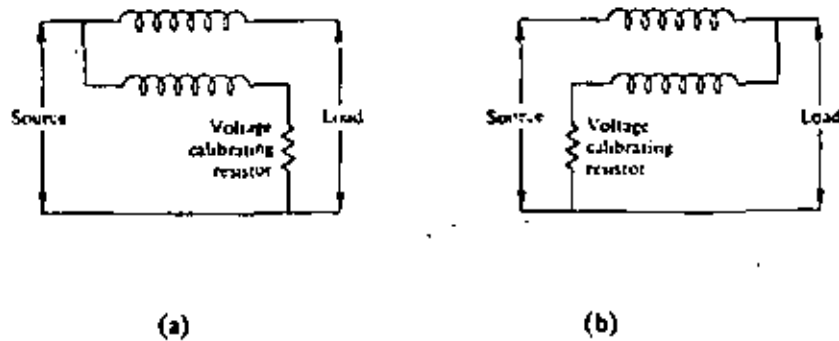


Fig. 4.1.41 Formas de conexión de Wattmetro

Este tipo de Wattmetro es de la forma del tipo dinamometro solo que posee una bobina de compensación para eliminar errores respecto a la bobina de corriente, Fig. 4.1.42. La bobina de compensación se conecta en serie con la bobina de presión, de tal forma que su campo magnetico se oponga al de la bobina de corriente en la bobina de corriente.

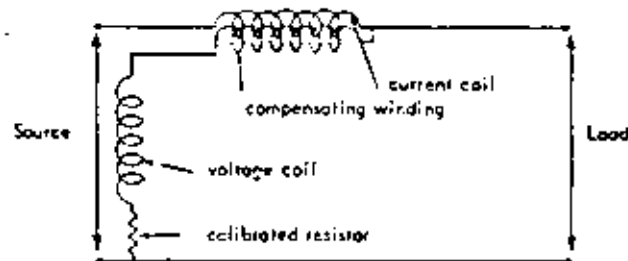


Fig. 4.1.42 Conexión de Wattmetro compensado

Errores de Wattmetro tipo Dinamometro.

- a) En primer lugar se introducen errores debido a la inductancia de la bobina de presión
- b) frecuencias altas al ángulo de fase aumenta y por lo consiguiente aumentará la inexactitud.
- c) El ángulo de fase de la carga
- d) Efecto capacitivo en la bobina de presión.

Wattmetros Electroestáticos.

Esta forma de Wattmetro Fig. 4.1.43 tiene aplicaciones útiles en circuitos donde existe alto voltaje o donde existen factores de potencia bajos. El medidor tiene un rango de frecuencia de C.D. arriba del rango de audio y debido a su precisión y rango de frecuencia, se usa para la calibración de otros wattmetros.

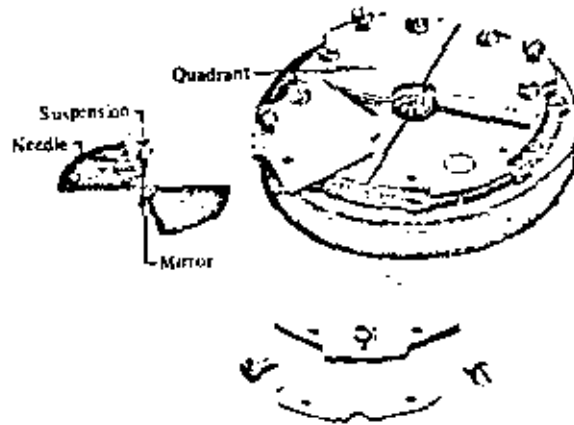


Fig. 4.1.43 Electrodinometric Quadrant

El Wattmetro electrostático consiste de un electrómetro cuadrante usando con una resistencia no conductora. Un electrómetro cuadrante es un tambor metálico dividido en 4 secciones por aislamiento de alta calidad, un disco o aguja se encuentra suspendido dentro del electrometro con un alambre fino

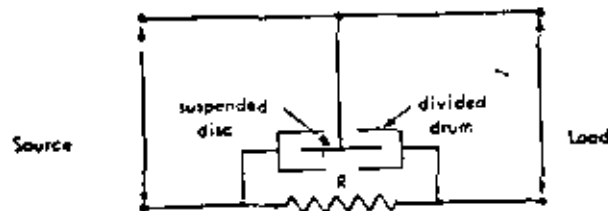


Fig. 4.1.44 Construcción de Wattmetro Electrostatico

El torque sobre la suspensión es:

R = Valor de la resistencia

e = Voltaje instantáneo a través de la carga

i = Corriente instantánea

$V, I,$ = Potenciales de los electrodos del medidor

Medidores Termopar

Otra forma de construcción de wattmetro está basado en el elemento Termopar como se muestra en la figura 4.1.45

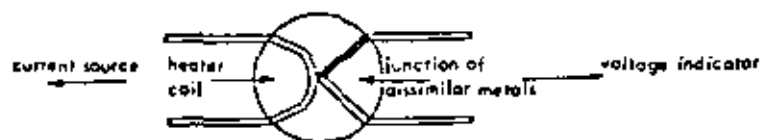


Fig. 4.1.45 Elemento Termopar

La corriente bajo medición pasa a través del loop calentador generando un calor proporcional al cuadrado de la corriente e independiente de la forma de onda. La unión termopar se coloca en o cerca del calentador y por consiguiente la corriente de calentamiento. Este tipo de elementos termopares se encuentran en recipientes de vidrio al vacío si la potencia manejada es baja y estos transductores son llamados termopares de vacío. Los instrumentos térmicos ó termopar usan termopar frecuentemente en arreglo de puente, pero la señal de salida se usa para hacer funcionar un medidor de C.D. Los medidores termopar tienen gran aplicación en radio frecuencia en donde la medición convencional resulta impráctica. Un wattmetro tipo termopar puede ser construido conectando dos uniones termopar como se muestra en la figura 4.1.46

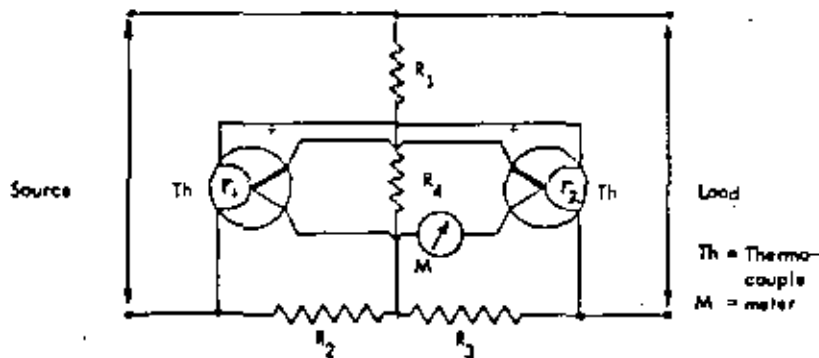


Fig. 4.1.46 Construcción de Wattmetro Termopar

En donde $R2 + r1 = R3 + r2$

$$R4 = \frac{(r1 + R2) R1}{r2}$$

$r1$ y $r2$ = Resistencia de las bobinas de calentamiento

Wattmetro Electrónico.

La potencia en circuitos de audio es relativamente baja, ésta potencia puede ser medida por medio de un wattmetro como se muestra en la figura 4.1.47

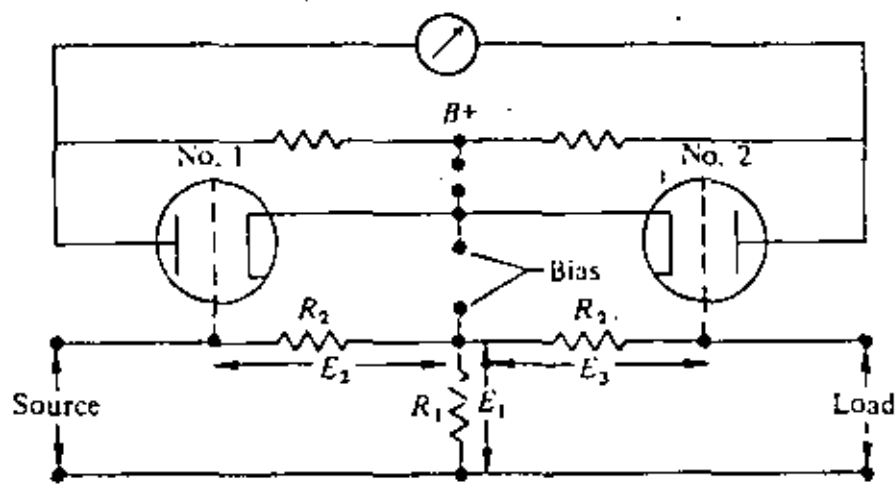


Fig. 4.1.47 Wattmetro Electrónico

En éste circuito los errores de medición reducidos cuando la entrada está restringida a señales pequeñas. Ciertas modificaciones pueden habilitar a este wattmetro para utilizarse en un rango de frecuencias hasta 1 Mhtz

Unidades de Potencia.

El oído humano responde a cambios en relación a potencia en lugar de cambios absolutos de nivel de potencia, así para designar la medición de potencia a la respuesta del oído humano se empleó una unidad designada decibel la cual se designa como:

$$\begin{aligned} \text{dB} &= 10 \text{ Log}_{10} P_2/P_1 \\ P_1 &= \text{Potencia de salida del sistema} \\ P_2 &= \text{Potencia de entrada del sistema} \end{aligned}$$

Así ésta unidad representa una relación para medir la potencia de transmisión;

La ganancia se designa como "+dB" y la pérdida como "-dB".

La ganancia de potencia en un sistema lineal en decibel está dado por

$$\begin{aligned} \text{Ganancia (dB)} &= 10 \text{ Log}_{10} (P_2/P_1) \\ &= 20 \text{ Log}_{10} (V_2/V_1) + 10 \text{ Log}_{10} \\ &\quad (G_2/G_1) \\ &= 20 \text{ Log}_{10} (I_2/I_1) + 10 \text{ Log}_{10} (R_2/R_1) \end{aligned}$$

También la ganancia o pérdida de cualquier sistema puede ser dada en términos de una relación de potencia expresando en logaritmos naturales ó neperianos.

Así a ésta unidad correspondiente se designa como Neper el cual es:

$$= \text{Neper} = .\text{Loge } V1/V2$$

También se le puede designar en términos de corriente

$$= \text{Loge } I2/I1 \text{ Nepers.}$$

Una relación práctica entre el decibel y el Neper es :

$$1 \text{ Neper} = 8.686 \text{ dB}$$

$$1 \text{ dB} = 0.115 \text{ Neper}$$

Un determinado número de voltímetros electrónicos tienen escalas de voltaje logarítmicas calibradas en "dB" y generalmente son escalados con referencia a 1 miliwatt a través de una carga resistiva de 600 ohms, la cuál es la impedancia de líneas de transmisión de audio que es, 0dB en éste medidor corresponde a 0.775 volts

En registro de trasmisión y grabación la unidad de volumen (VU) se usa para indicar niveles de potencia de audio. Los medidores de VU tienen escalas calibradas en dB referidas a un nivel de potencia de 1 miliwatt a través de una resistencia de 600 ohms - pero con una respuesta de frecuencia que se aproxime a la del oído humano

Medidores de potencia en Radiofrecuencia

Ciertos wattmetros tienen respuesta en frecuencia las cuales están en el rango de frecuencia. Uno de los problemas peculiares al rango de radiofrecuencias es que las potencias a medir son muy bajas posiblemente de 10^{-13} de watt.

Potencias bajas de radiofrecuencia son normalmente medidas por bolómetros; altas potencias son comúnmente medidas por métodos calorimétricos.

El bolómetro sirve para medir potencias hasta 50 m Watts Fig. 4.1.48

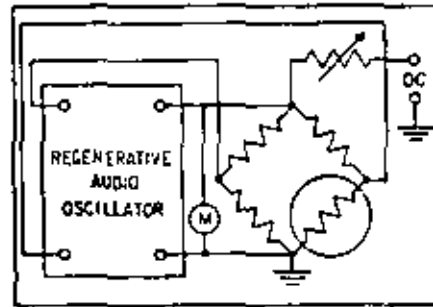


Fig. 4:1.48 Bolómetro

Otro método de medición de potencia es el método de puente desbalanceado Fig. 4.1.49 el cuál es más rápido en operación y aceptable en determinados rangos de potencia:

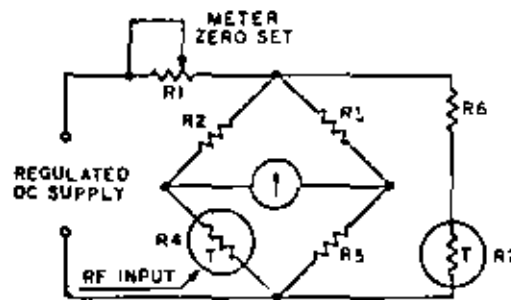


Fig. 4.1.49 Puente desbalanceado

Para niveles de potencia de radio frecuencia muy elevada se utilizan métodos calorimétricos Fig. 4.1.50

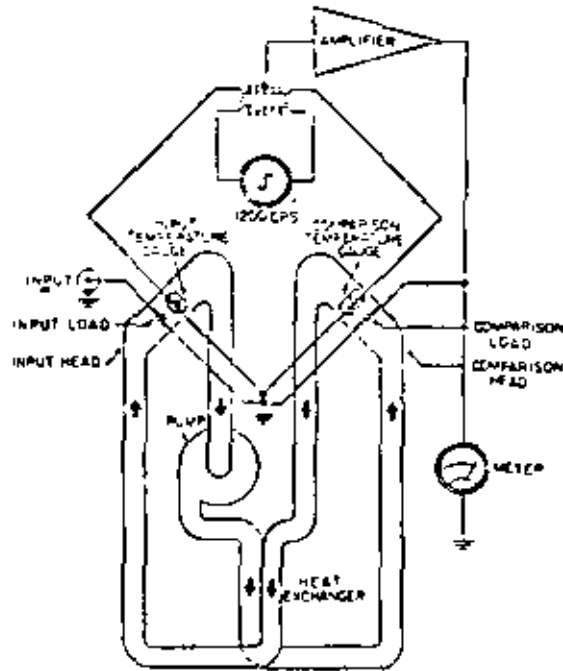
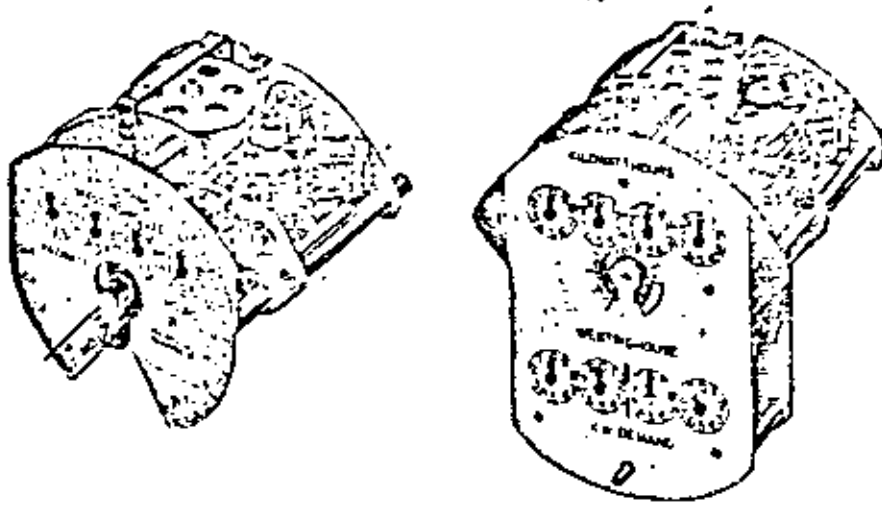


Fig. 4.1.50 Medidor de Potencia Calorimétrica

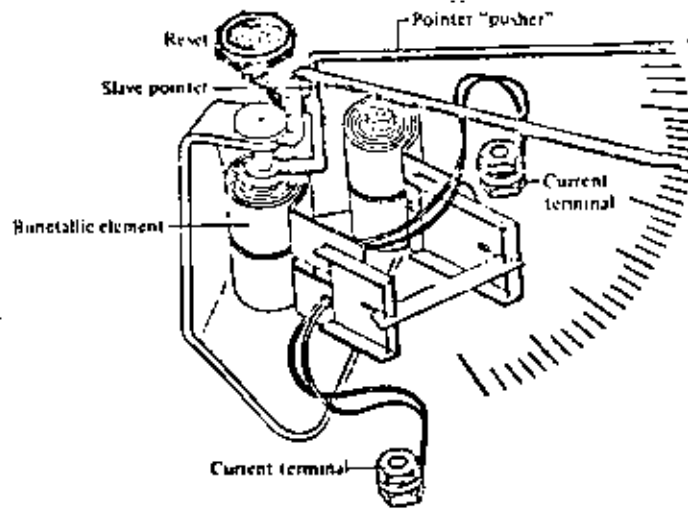
Medidores de demanda. Fig. 4.1.51

La demanda de un sistema es la carga promediada en tiempo en las terminales de entrada. La demanda puede ser expresada en términos de cualquier unidad de carga estandar y por lo tanto puede ser expresada en terminos de watts, volt-amperes, vars o amperes. El periodo promedio es de 15 a 30 mins; la maxima demanda es la más alta demanda que ocurra durante determinado tiempo tal como un año; estos tipos de medidores de demanda caen en 3 categorías.

- a) Medidores de demanda de registro
- b) Medidores de demanda de integración
- c) Medidores de demanda térmica



a) Wathorimetro Combinado y Medidor de Demanda



b) Construcción de Medidor de Demanda Termico

Fig. 4.1.51

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:

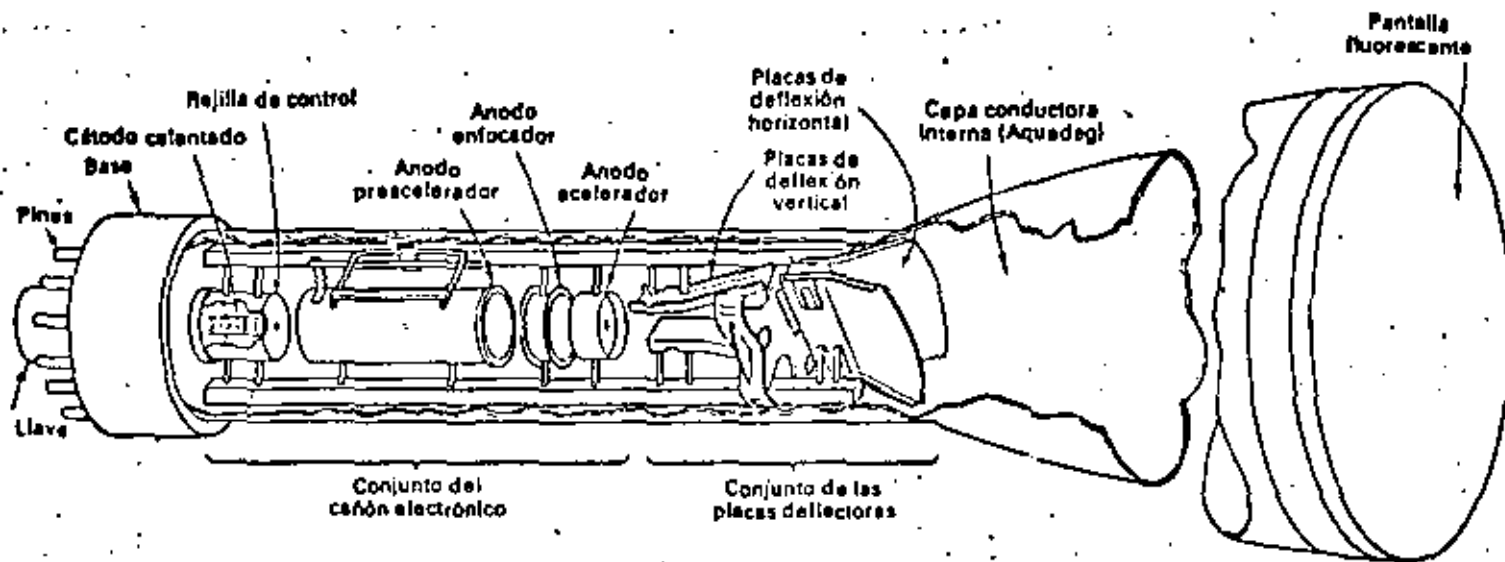


Fig. 4.2.1.- Estructura interna de un tubo de Rayos Catódicos.-

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).

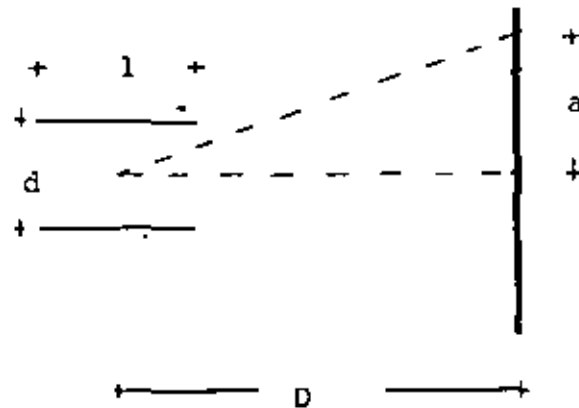


Fig. (4.2.2) Sistema de desviación.

$$a = \frac{1}{2} \frac{Dl}{d} \frac{Vd}{Va} \quad (4.2.1)$$

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; Vd , la diferencia de potencial entre las placas, Va , el potencial de aceleración.

La ecuación (4.2.1) indica que para un potencial de aceleración Va 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, Vd , 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:

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

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.

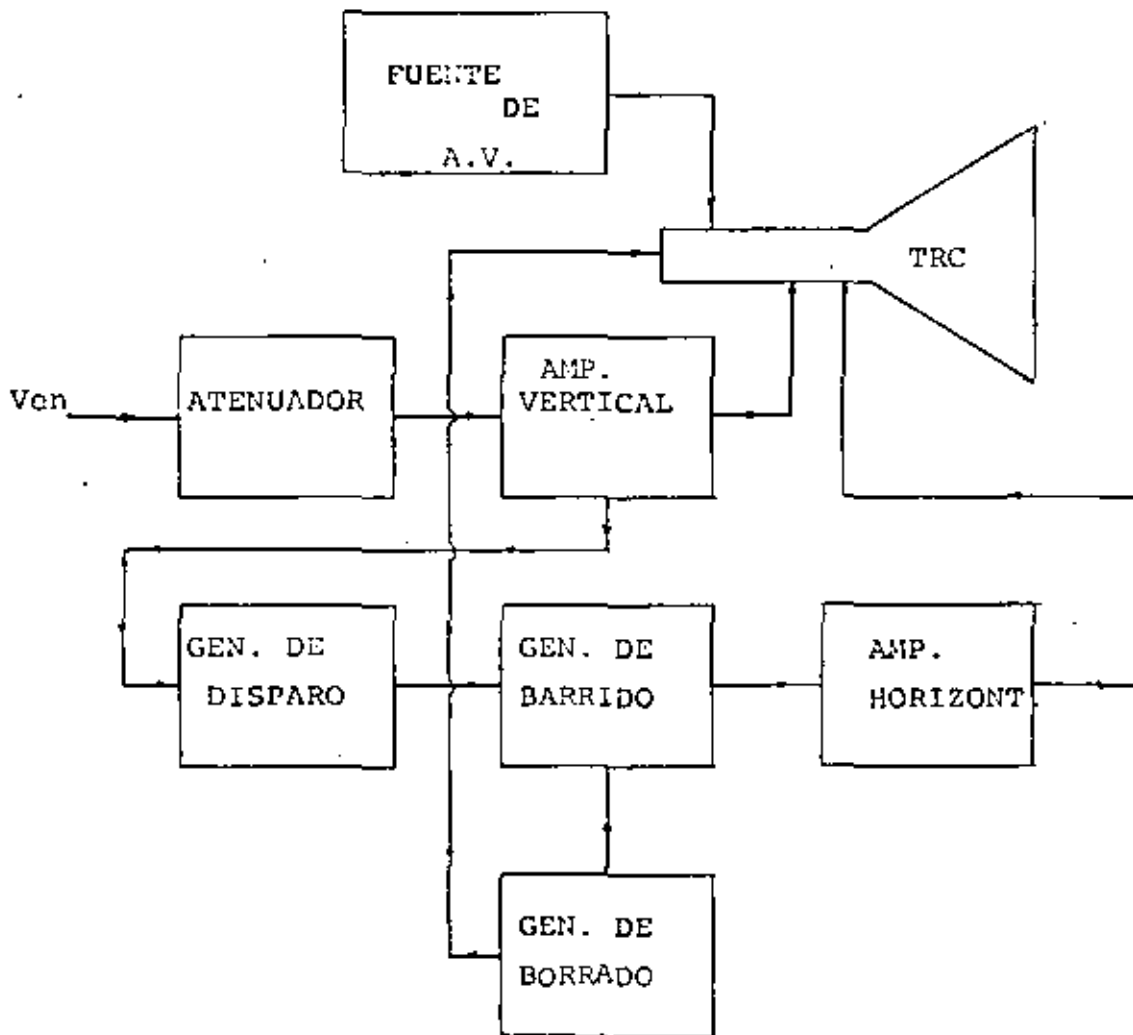


Fig. (4.2.3) Diagrama a bloque de un Osciloscopio Básico

OSCILÓSCOPIO 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.

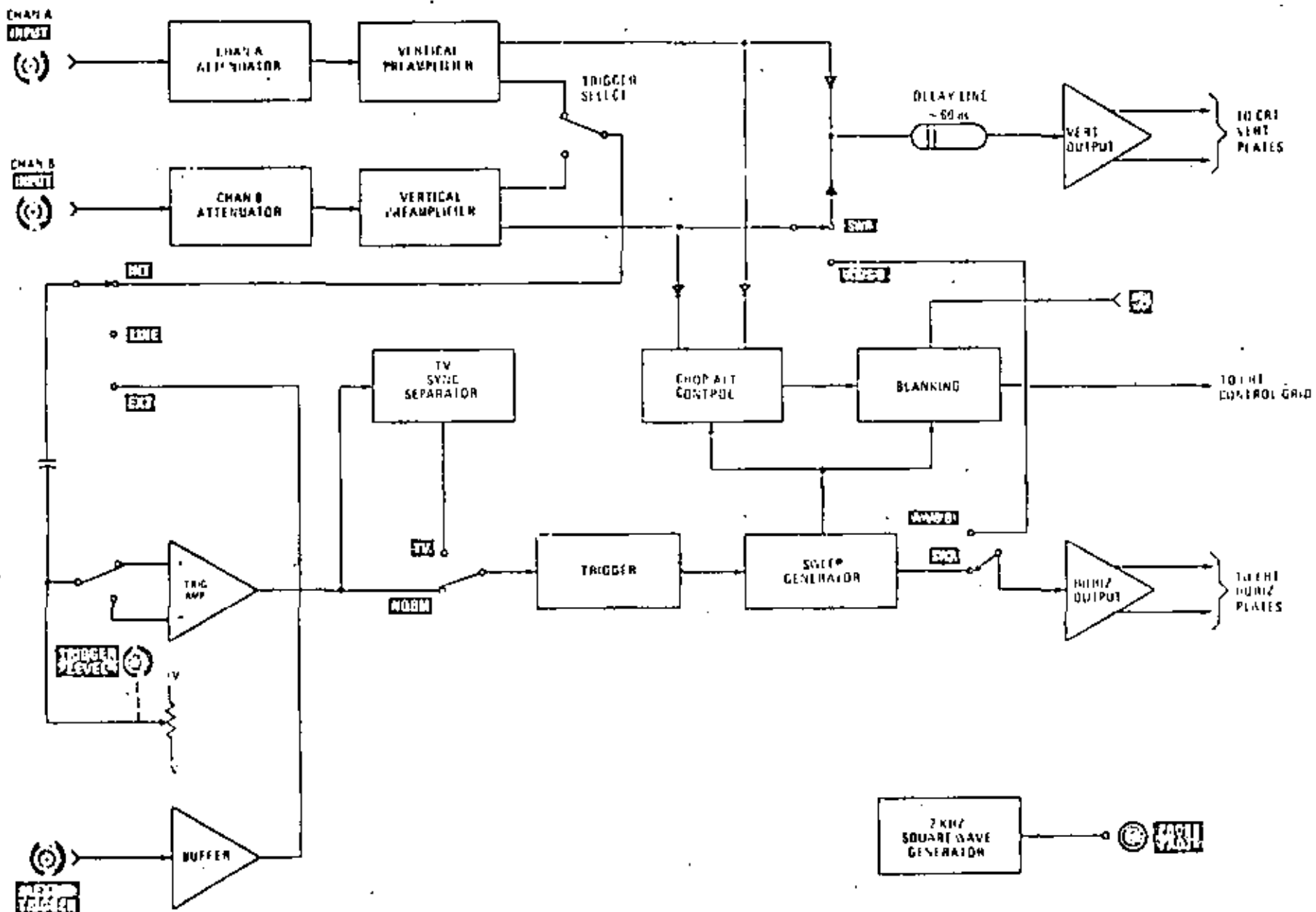
Un circuito amplificador que se utiliza en el caso que se desee generar el disparo con una señal externa.

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.

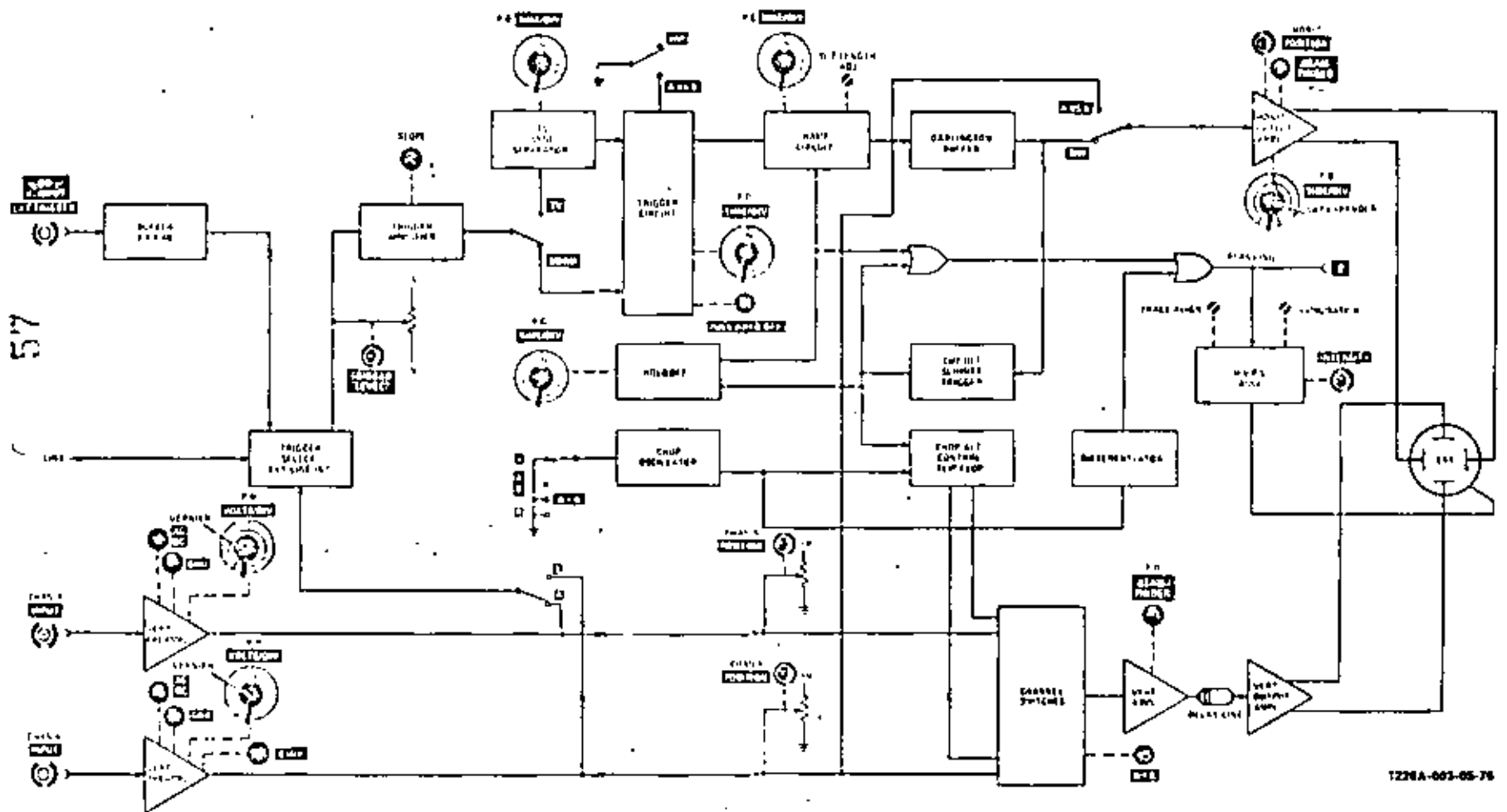


95

Figura 4.2.4

Diagrama a Bloques Simplificado.

1270A 007 05 78



1228A-003-05-76

Figura 4.2.4.a Diagrama a Blocos Funcional.

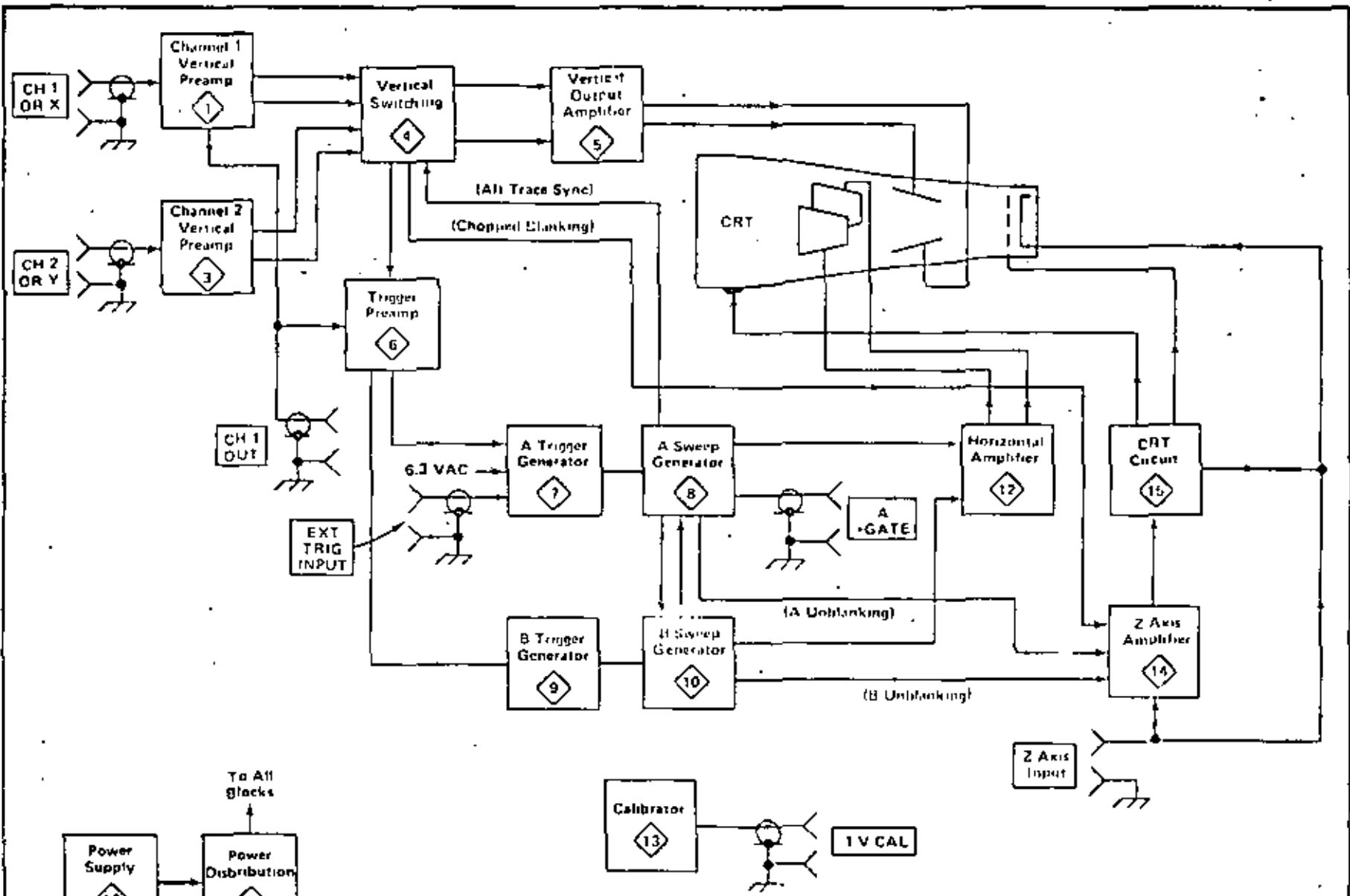


Figura 4.2.5.- Diagrama de bloques del osciloscopio Teletronix Inc. 2469.

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.

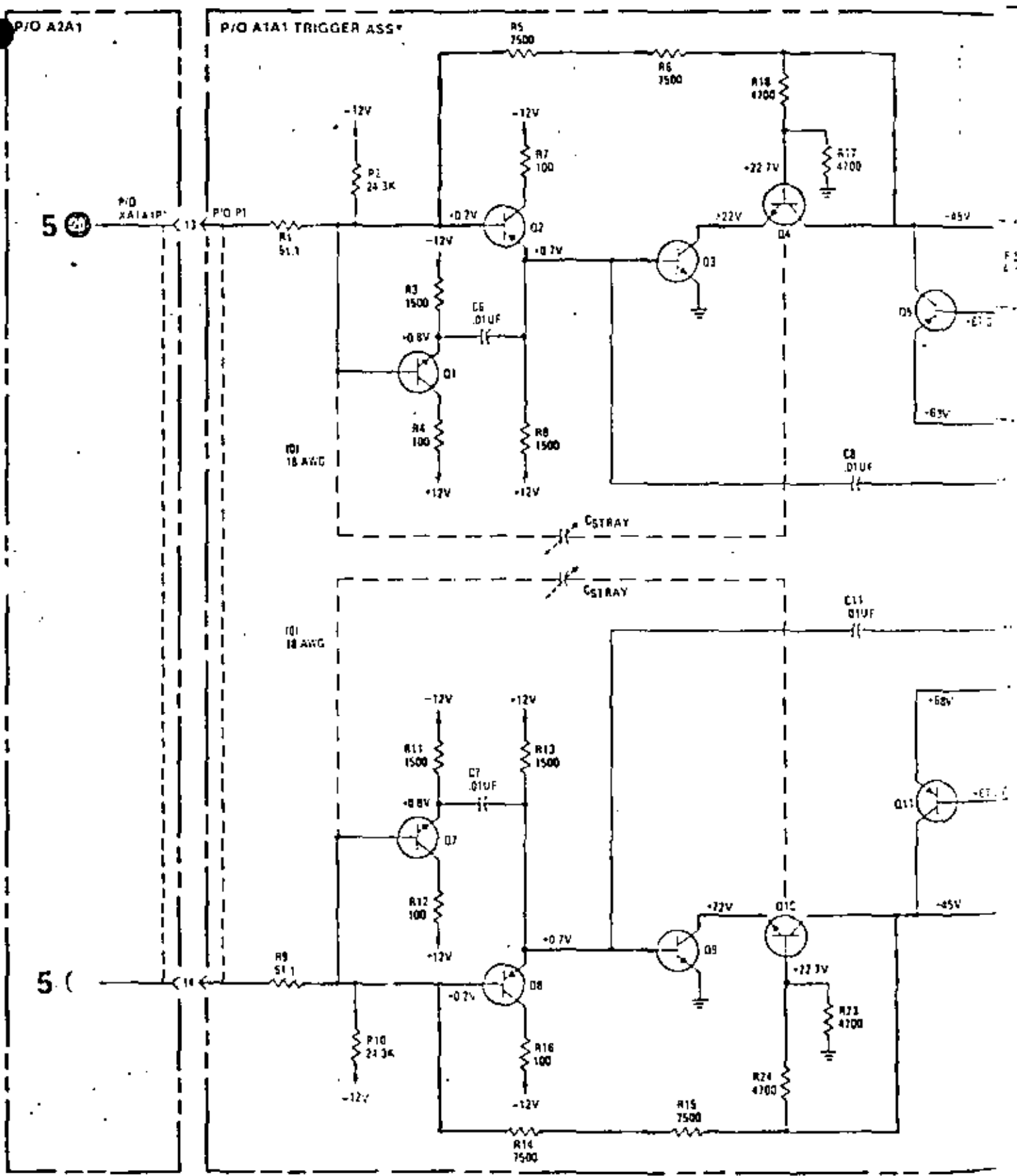
b) Externo.

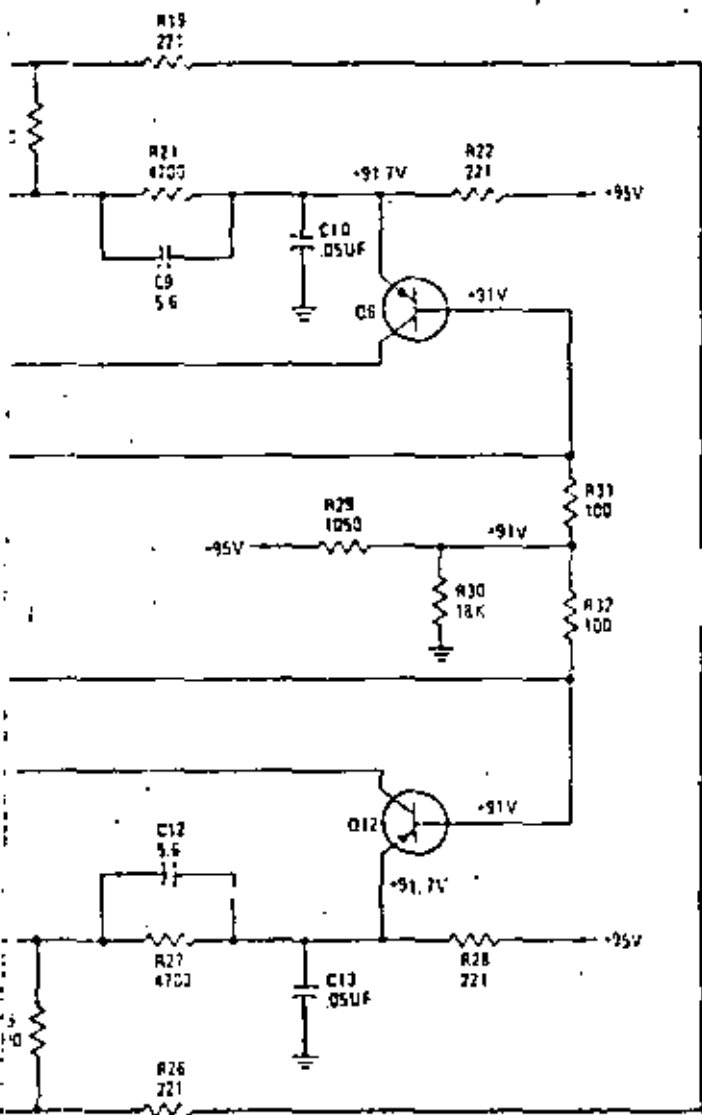
Se cuenta en el Osciloscopio con un conector, al cual se le

60-A

Model 1220A

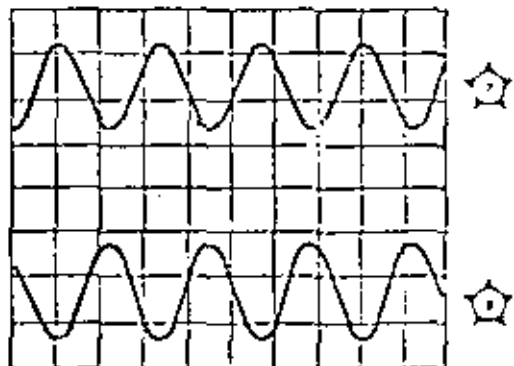
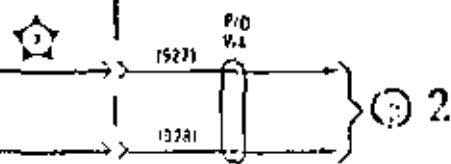
Figure 4.2.5. - Amplificador de Salida Vertical del M.P. 1220





**WAVEFORM MEASUREMENT CONDITIONS
SCHEMATIC 6**

1. Set front panel controls in accordance with paragraph 5-9, Section V, except as follows:
 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	AIAS	CHASSIS
C6-18		P/O W4
Q1-12		
R1-32		
U1		

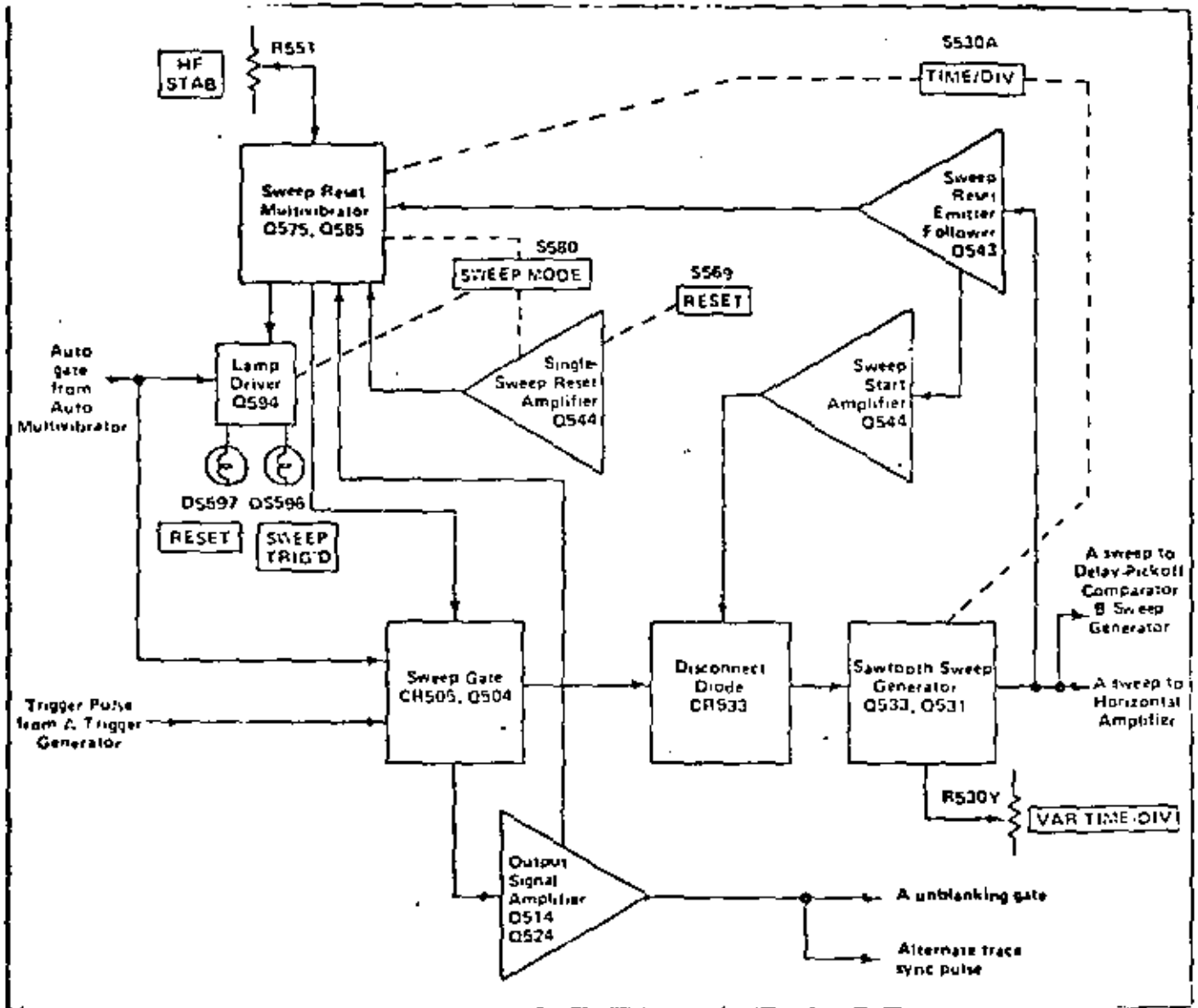


Figura 4.2.16

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

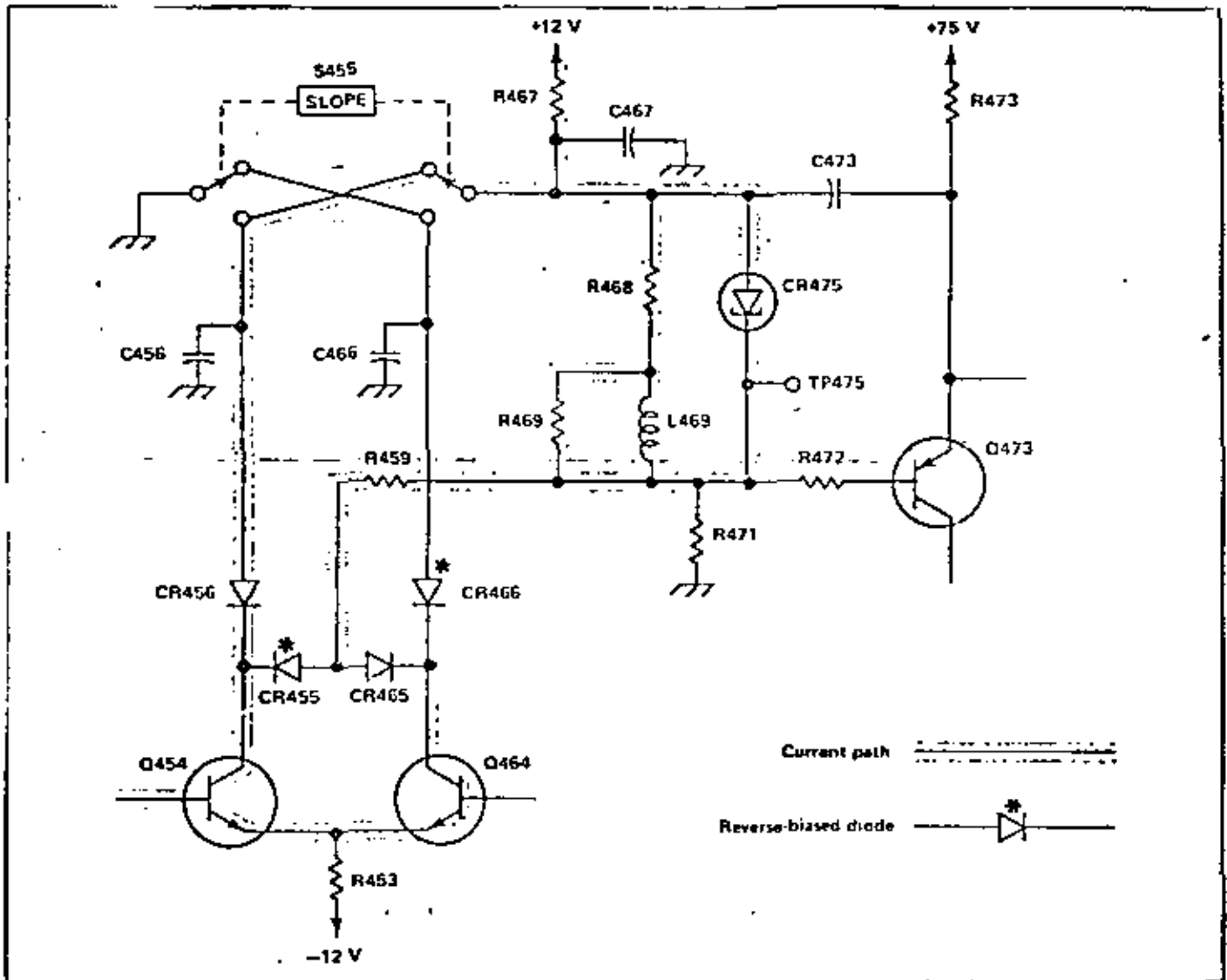


Figura 4.2.15 Circuito Simplificado donde se observa la Acción del Conmutador de Pendiente del Osciloscopio "Tektronix".

63 A

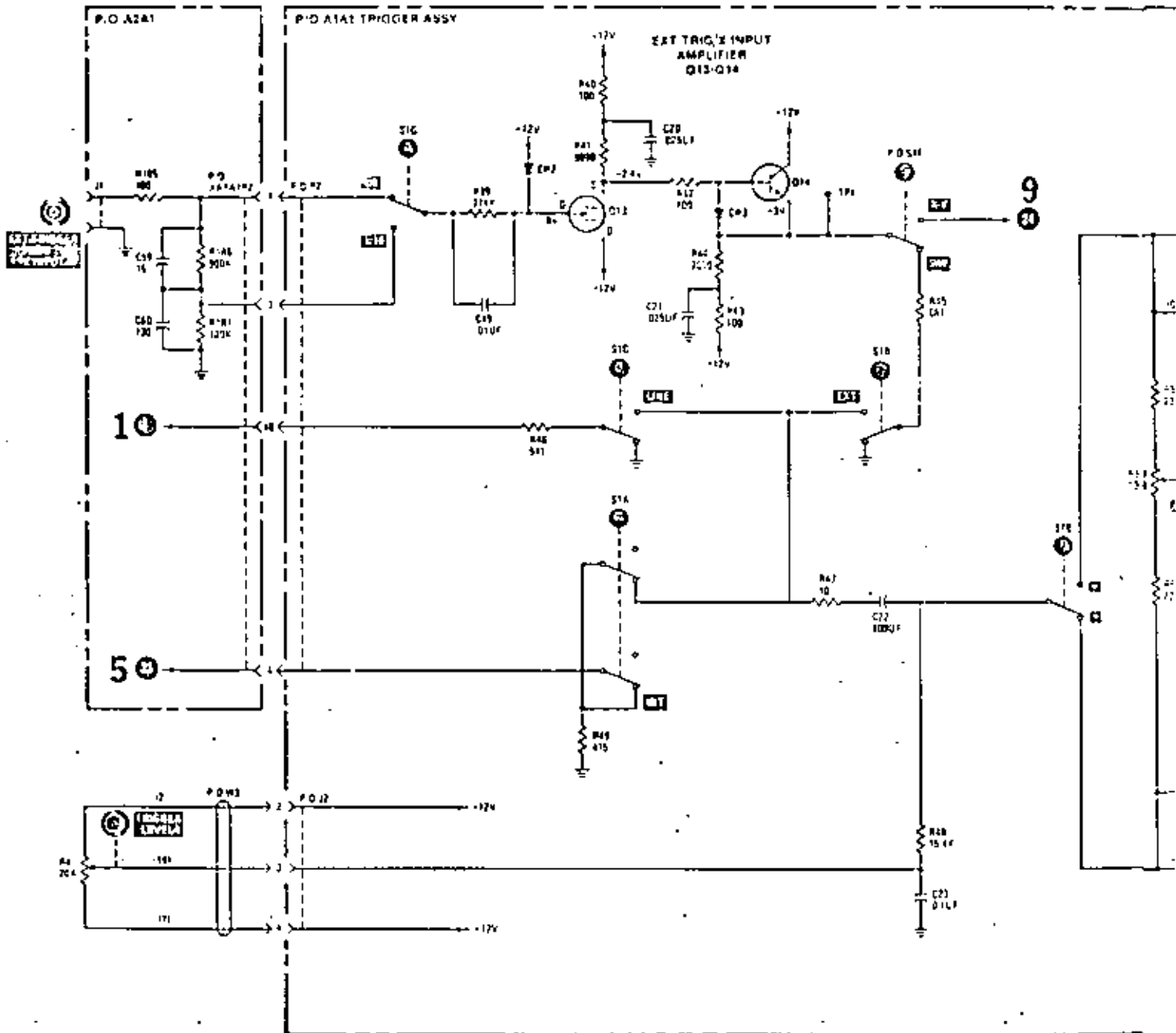
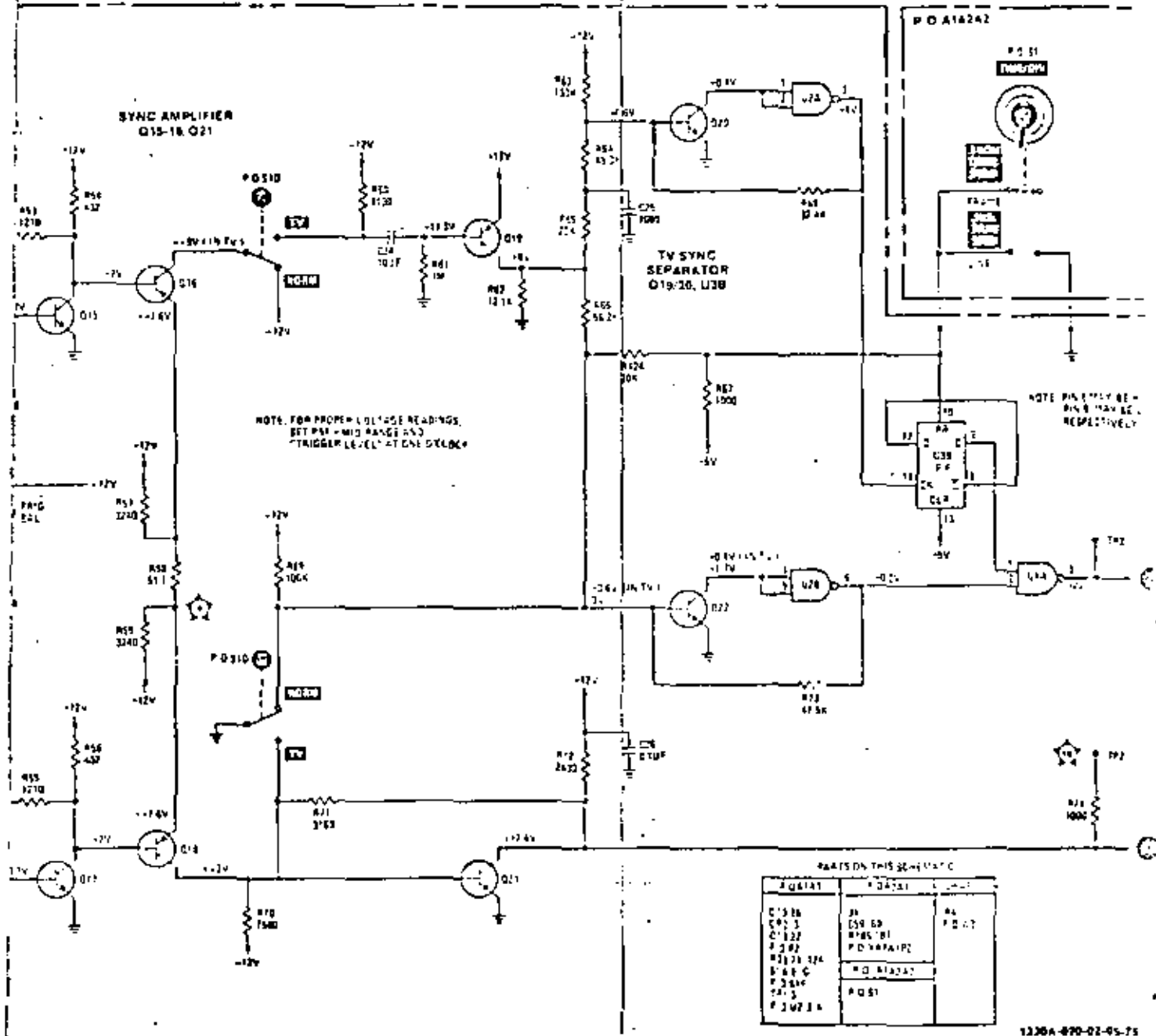


Figura 4.2.13

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



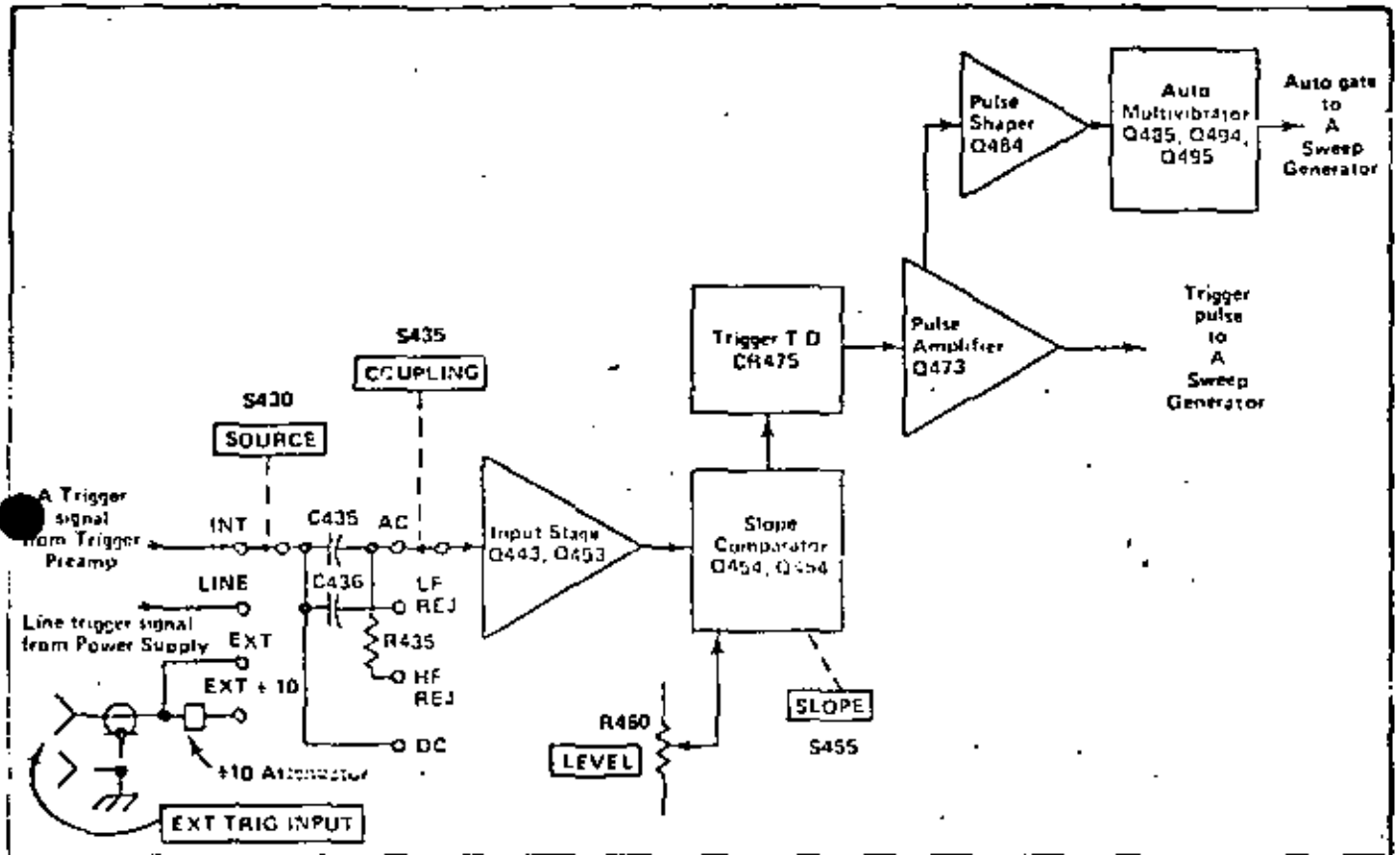


Figura 4.2.14 Diagrama a Bloques del Circuito de Acoplamiento y Selección de Señal de Referencia de Disparo - del Osciloscopio "Tektronix".

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.

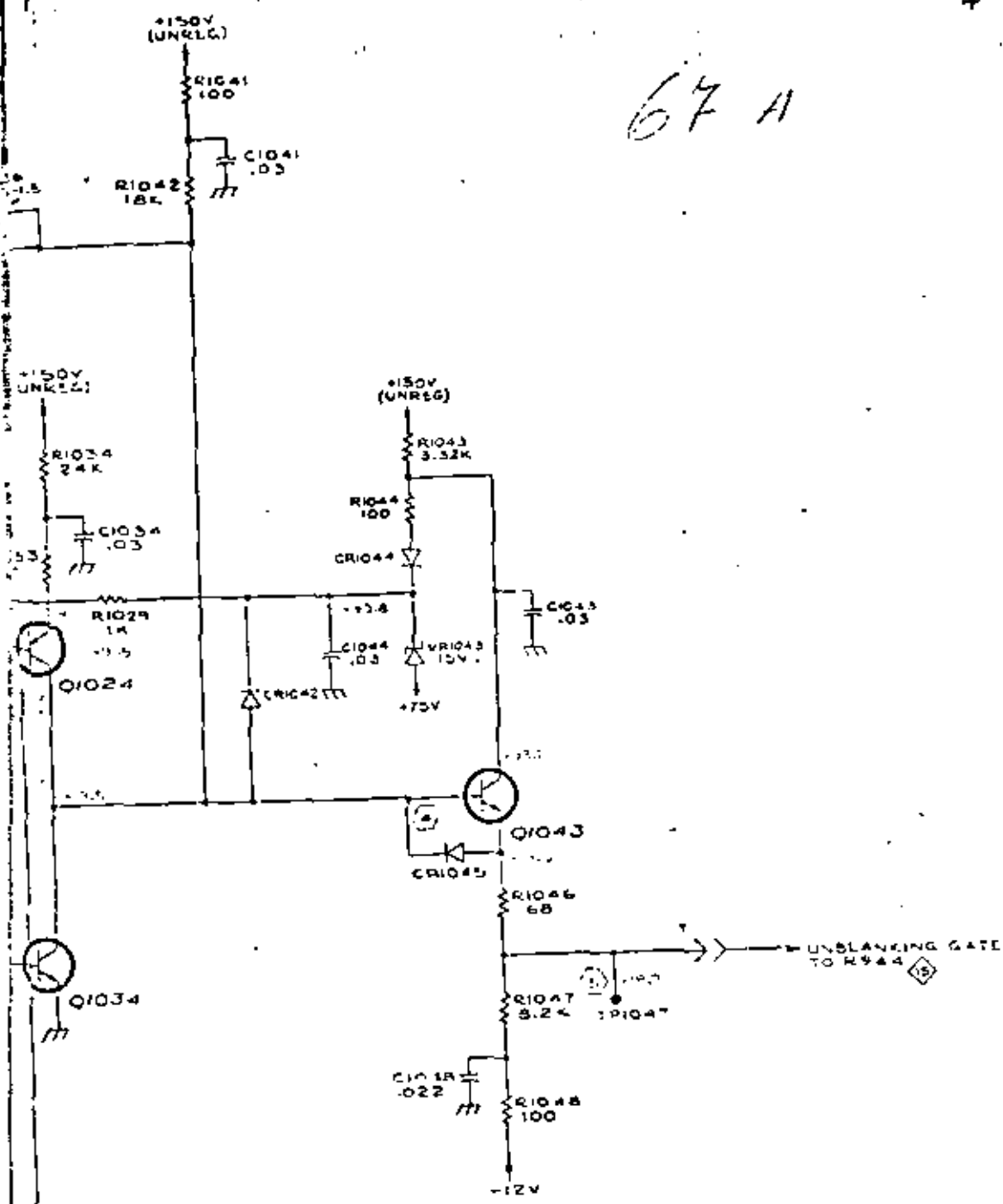
En este caso se cuenta con un multivibrador estable, el cual se encarga de presentar la señal para la generación de barrido. Cuando hay señal de disparo ésta se aplica directamente a un circuito de compuertas que automáticamente le da paso.

c) Modo de un sólo barrido.

En este caso la señal de disparo se genera manualmente mediante un interruptor, generando así una sola rampa de barrido.

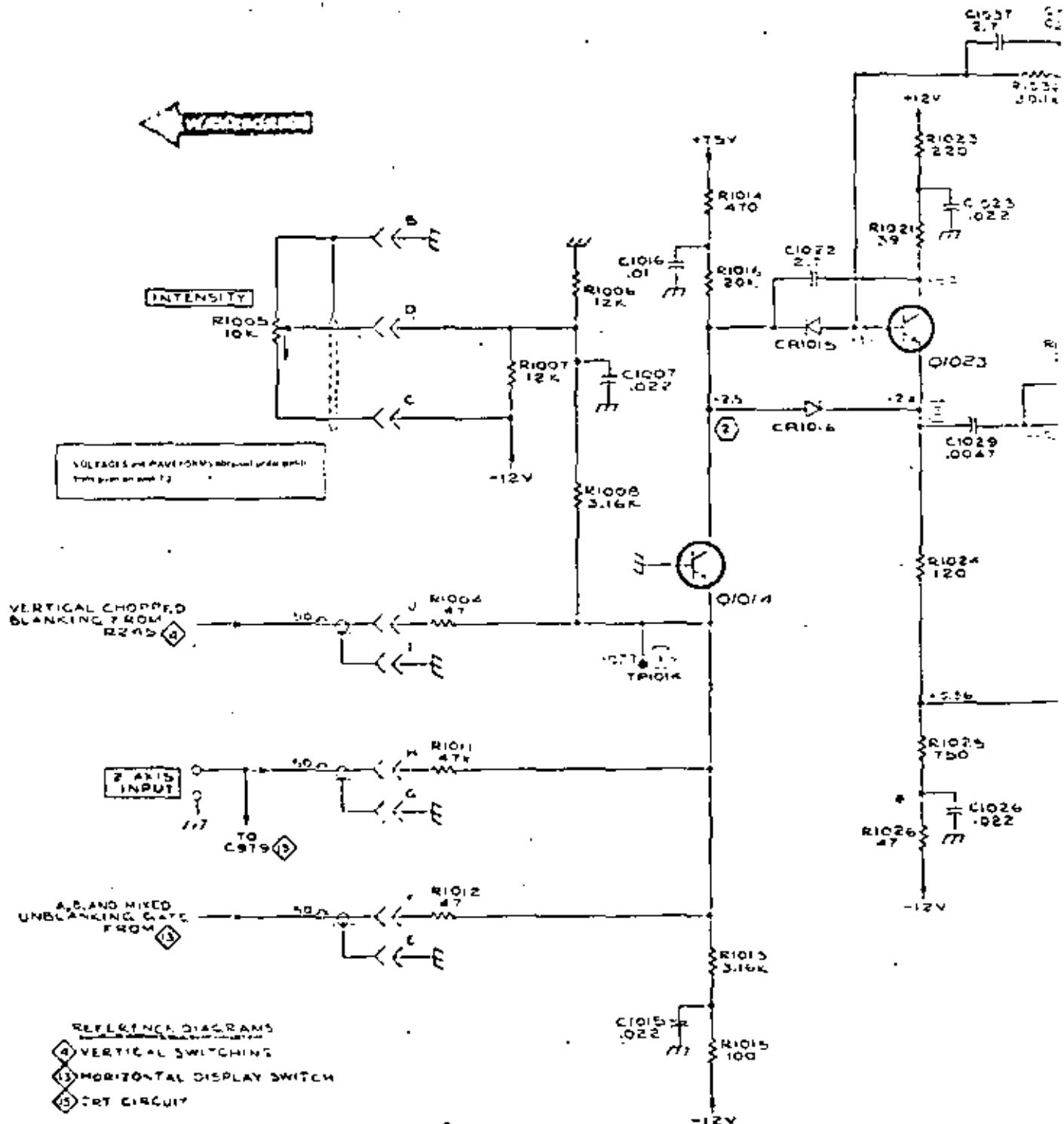
El circuito se muestra en la figura (4.2.16).

67 A



Z AXIS AMPLIFIER 14

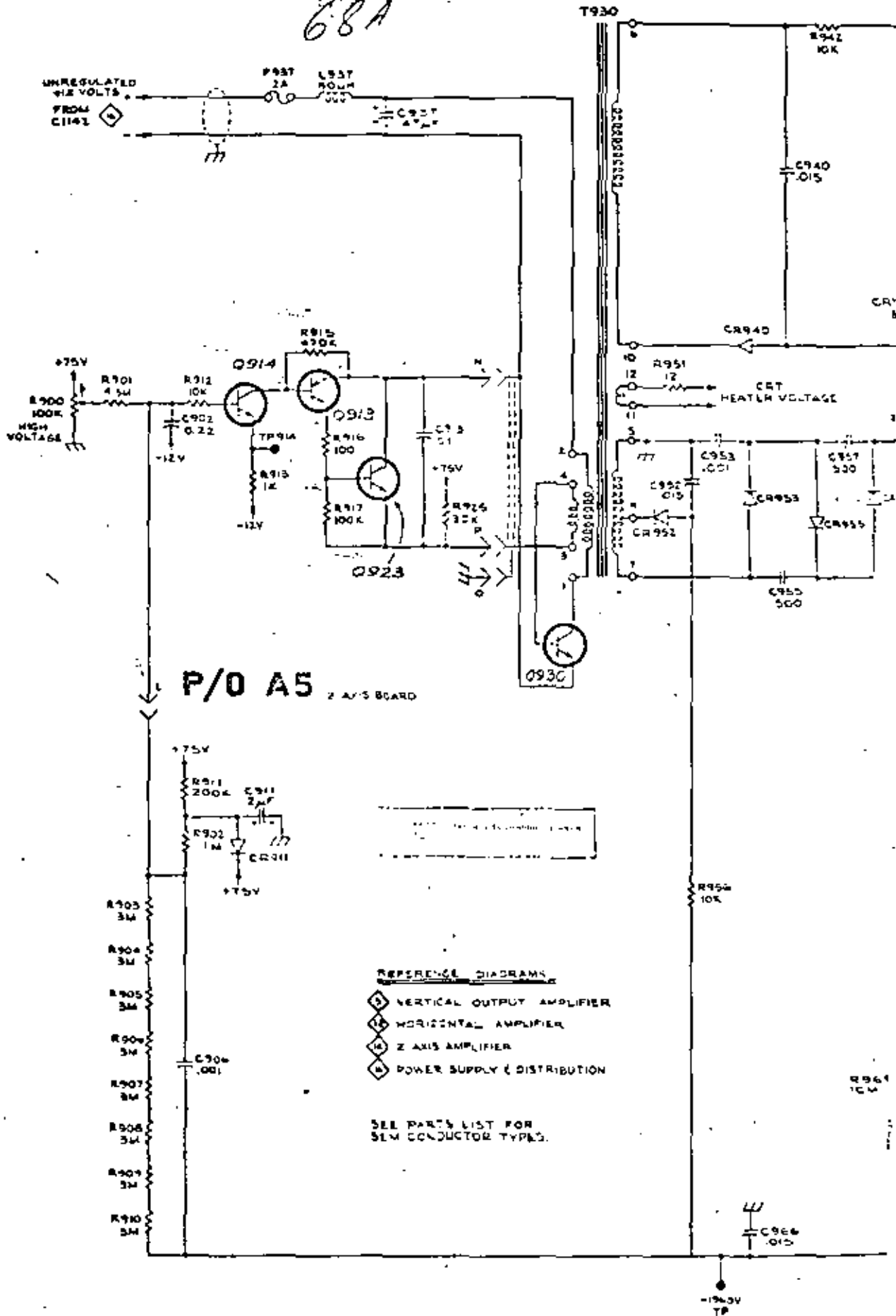
Figura 4.2.12 Amp. del Eje Z del Osciloscopio "Tektronix"



P/O A5 Z AXIS BOARD

SEE PARTS LIST FOR SEMICONDUCTOR TYPES

68A



P/O A5 2 A/V BOARD

REFERENCE DIAGRAMS

- ◇ VERTICAL OUTPUT AMPLIFIER
- ◇ HORIZONTAL AMPLIFIER
- ◇ Z AXIS AMPLIFIER
- ◇ POWER SUPPLY & DISTRIBUTION

SEE PARTS LIST FOR
SILM CONDUCTOR TYPES.

69A

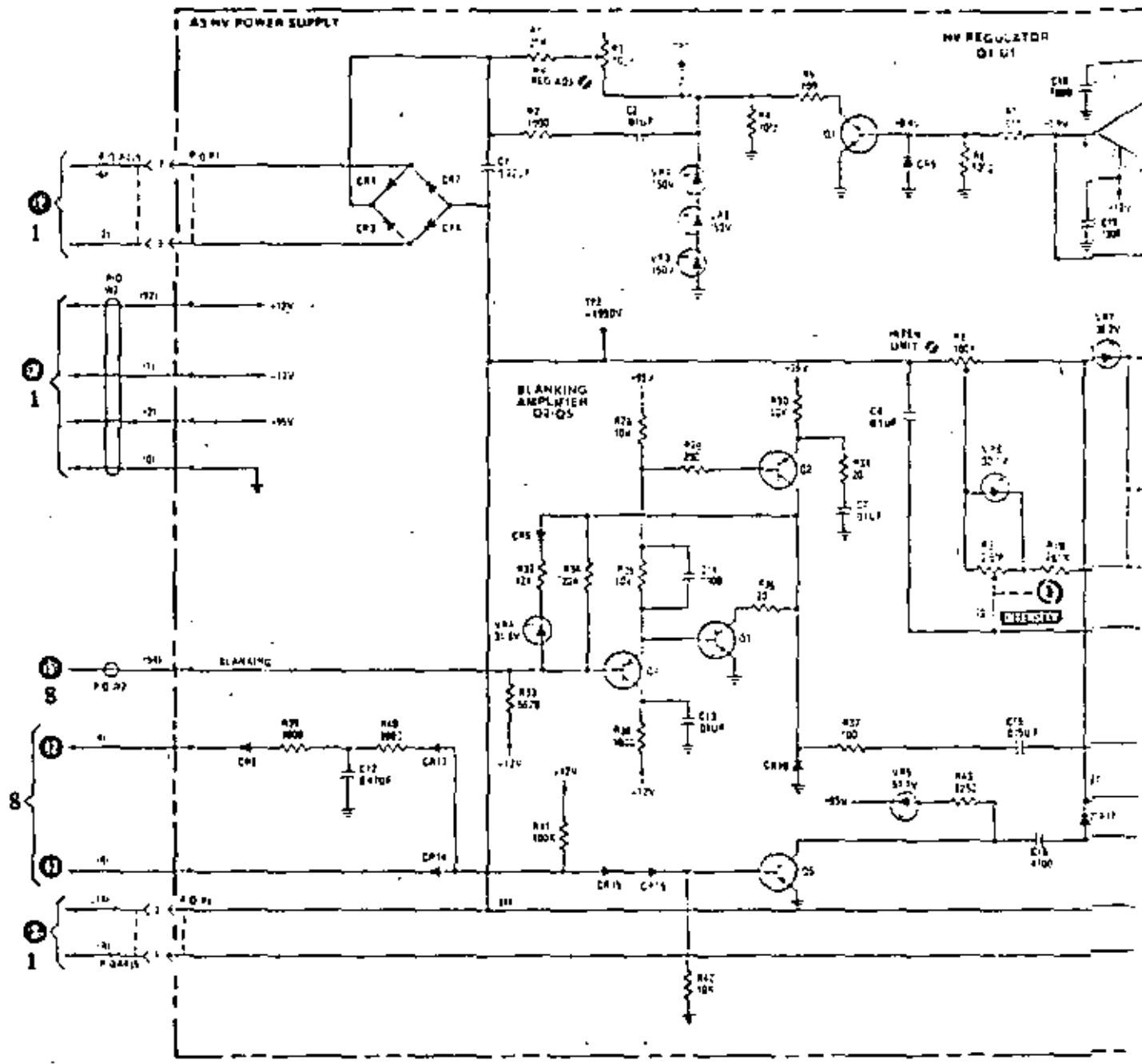
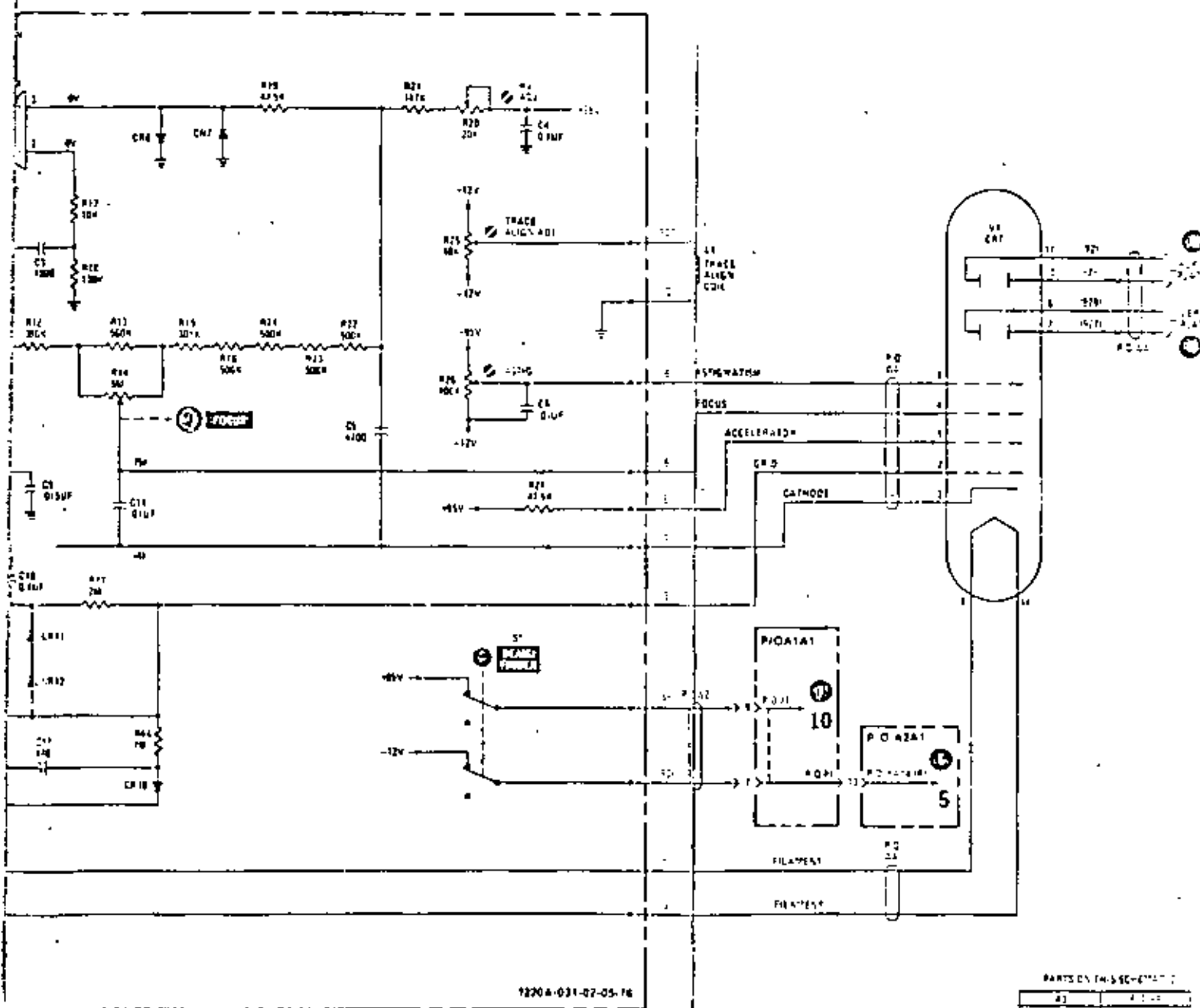


Figura 4.2.10

Circuito del T.R.C. del Osciloscopio "Hewlett Packard".

70



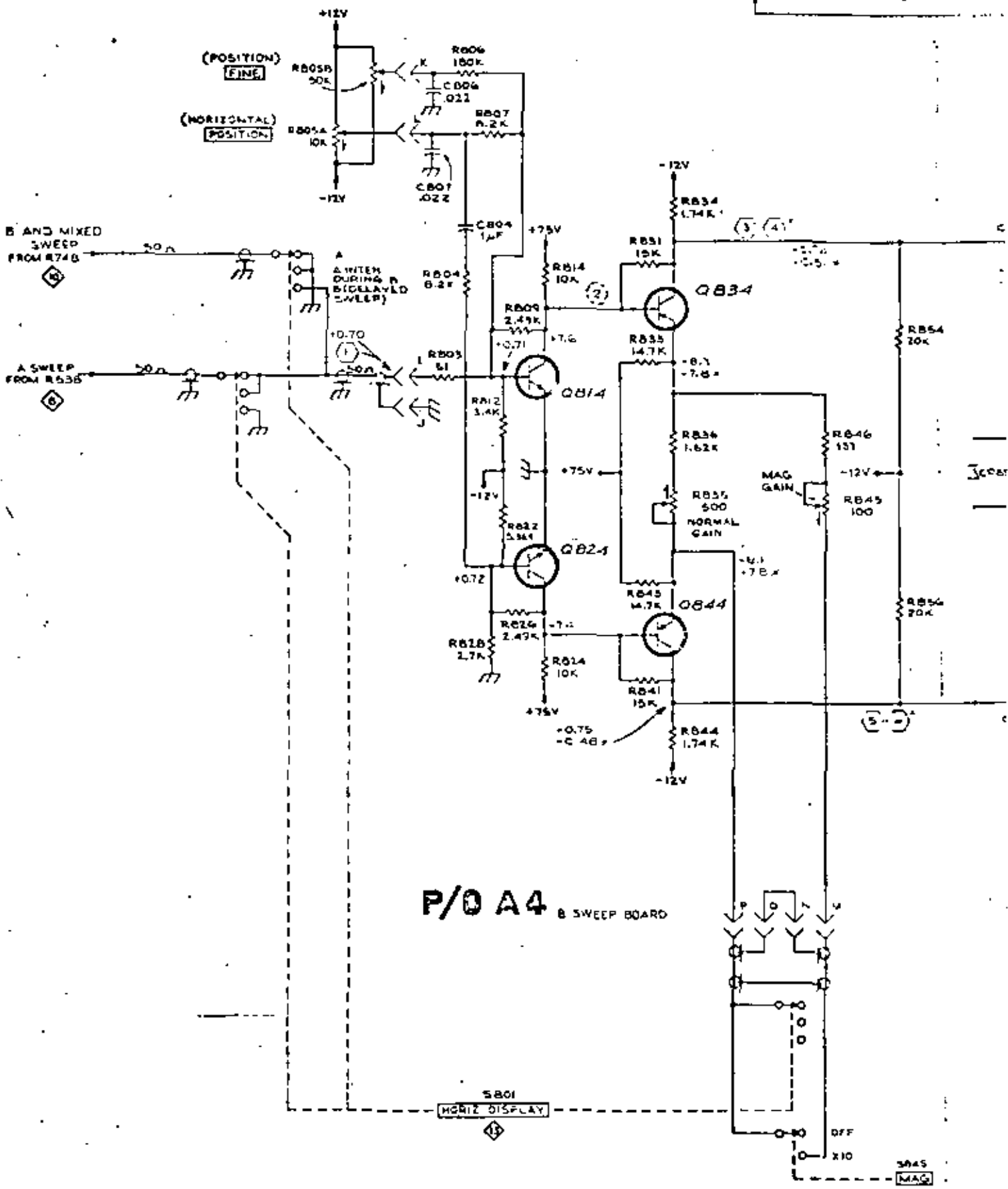
PARTS ON THIS SCHEMATIC

QTY	DESCRIPTION
1	C1
1	C2
1	C3
1	C4
1	C5
1	C6
1	C7
1	C8
1	R12
1	R13
1	R14
1	R15
1	R16
1	R17
1	R18
1	R19
1	R20
1	R21
1	R22
1	R23
1	R24
1	R25
1	R26
1	R27
1	V1
1	W1

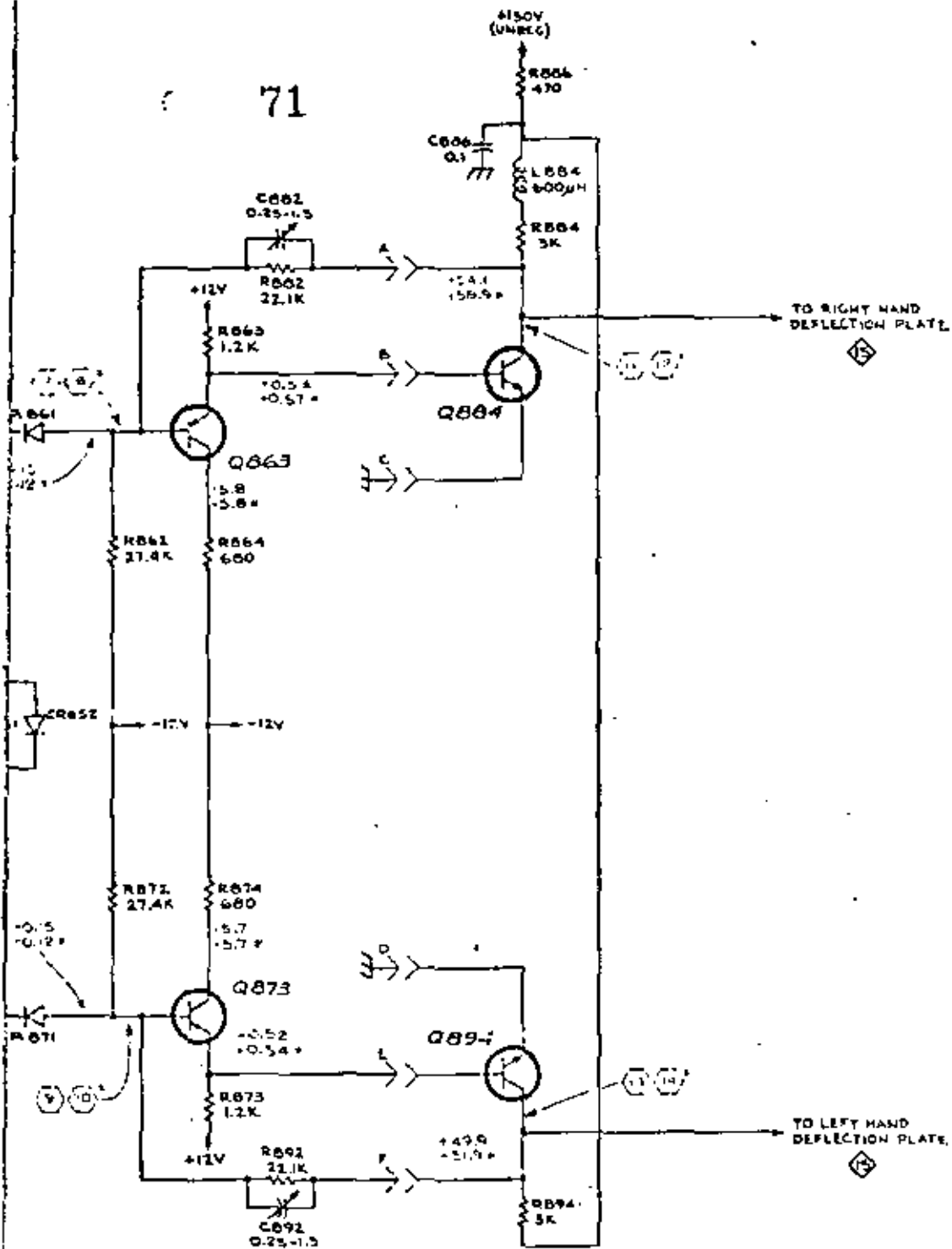
← WAVEFORM

70 A

VOLTAGE AND MAGNITUDE settings are shown on page 22 of manual as follows
MAG X10



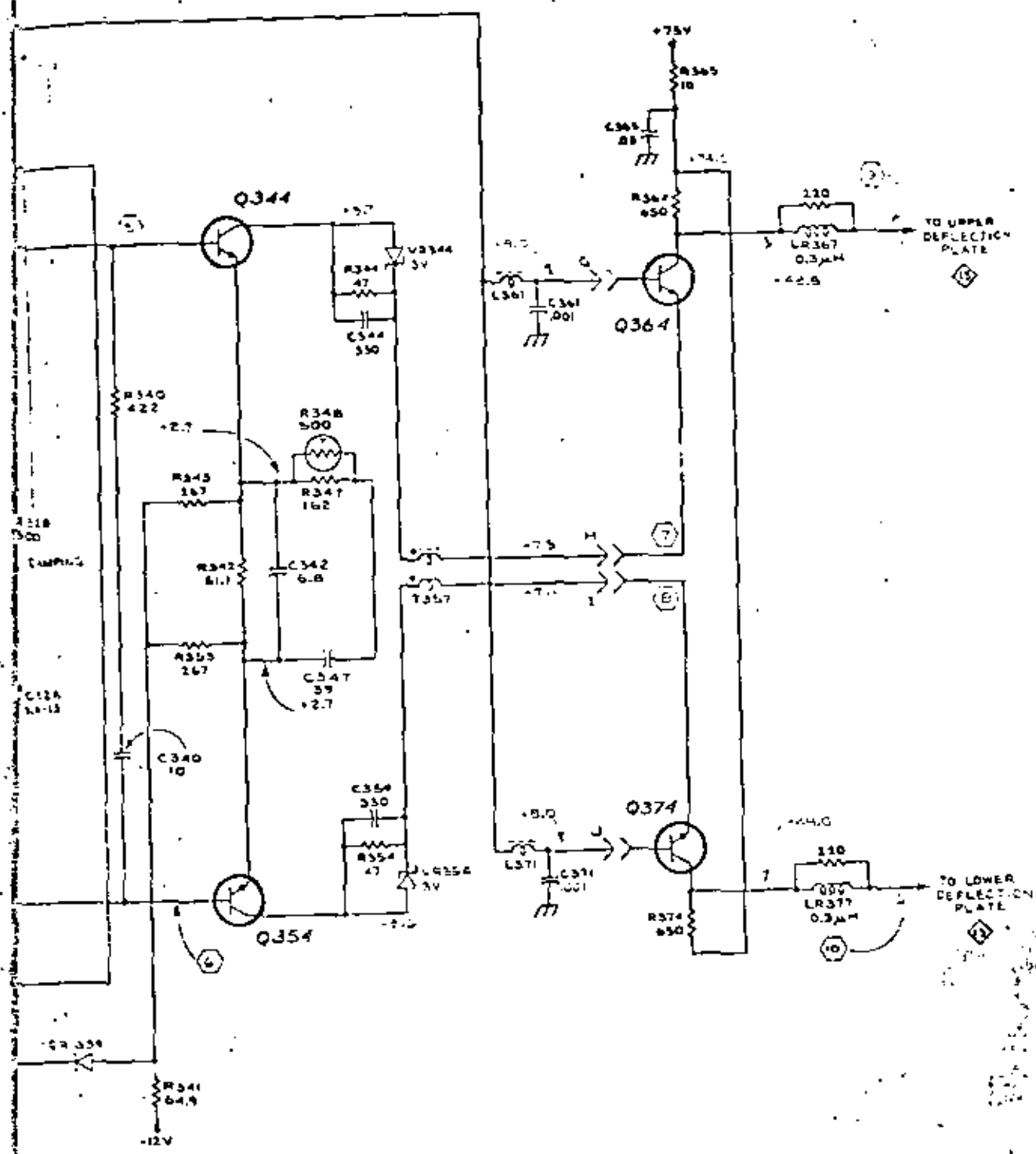
P/O A4 B SWEEP BOARD



REFERENCE DIAGRAMS

- ⊠ A SWEEP GENERATOR
- ⊠ B SWEEP GENERATOR
- ⊠ A & B TIMING SWITCH
- ⊠ CALIBRATOR (HORIZONTAL DISPLAY SWITCH)
- ⊠ CRT CIRCUIT

SEE PARTS LIST FOR SEMICONDUCTOR TYPES.



SEE PARTS LIST FOR SEMICONDUCTOR TYPES

REFERENCE DIAGRAM 1
 4 VERTICAL SWITCHING
 5 CRT CIRCUIT

VERTICAL OUTPUT AMPLIFIER

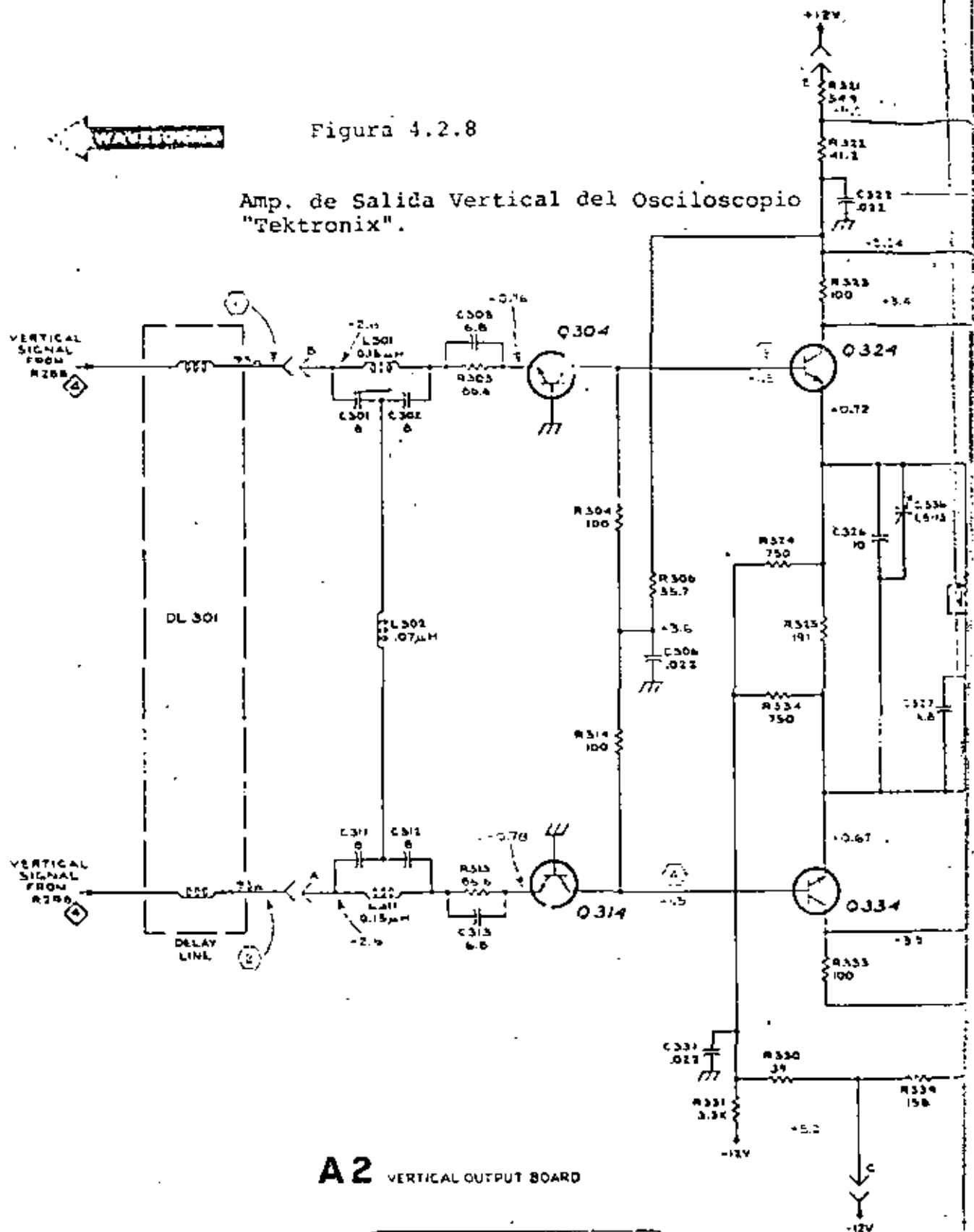
CMD 0371

5



Figura 4.2.8

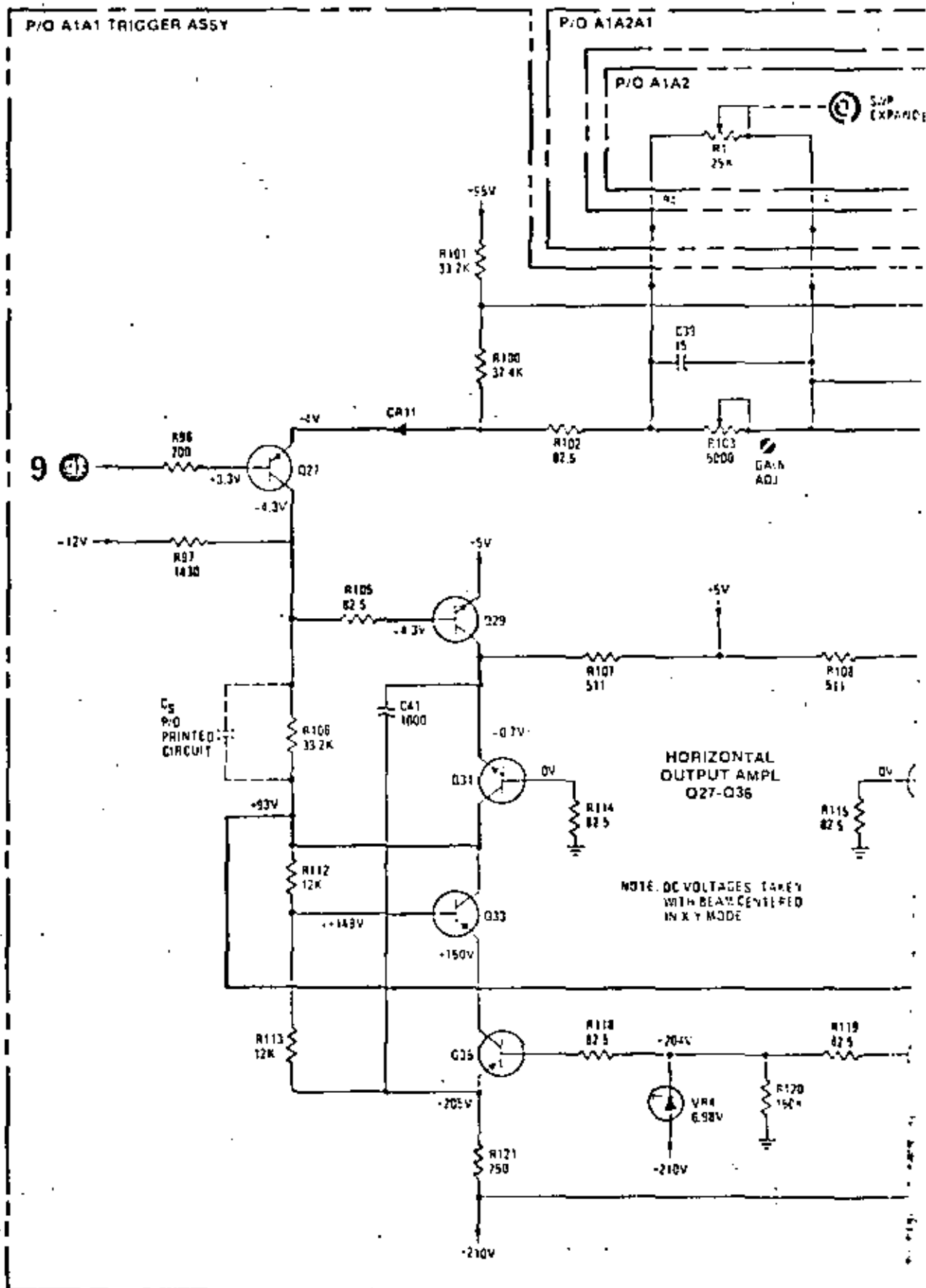
Amp. de Salida Vertical del Osciloscopio "Tektronix".

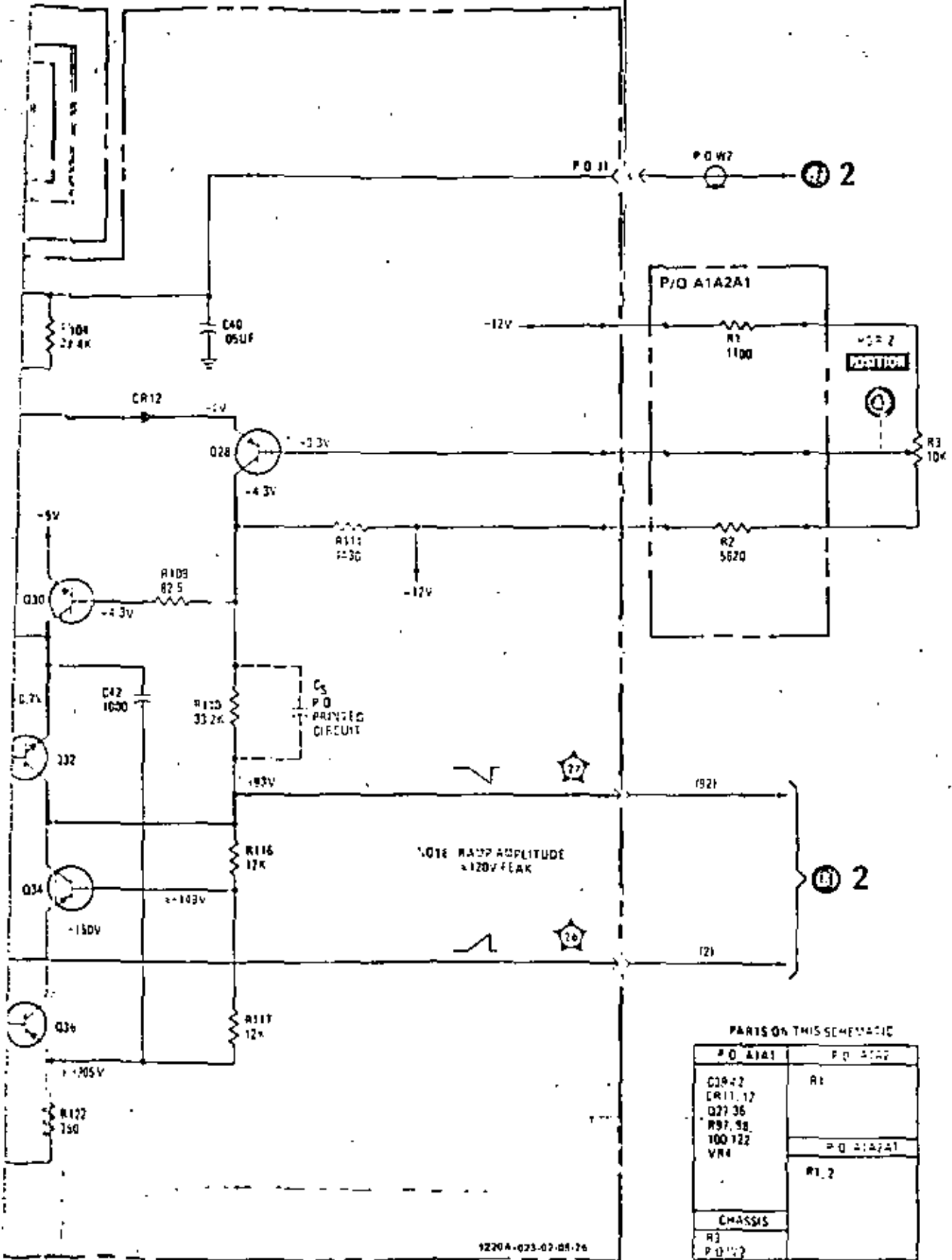


A2 VERTICAL OUTPUT BOARD

CONTACTS and WAVEFORMS should upon same
make given on page 77.

Figura 4.2.7.- Amp. de Salida Horizontal del R.P. 1220





PARTS ON THIS SCHEMATIC

P/O A1A1	P/O A1A2
Q28-32	R1
CR11, 12	
Q27, 36	
R97, 98	
100, 122	
VR4	P/O A1A2A1
	R1, 2
CHASSIS	
R3	
P/O A1A1	

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 mseg. 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.

75A

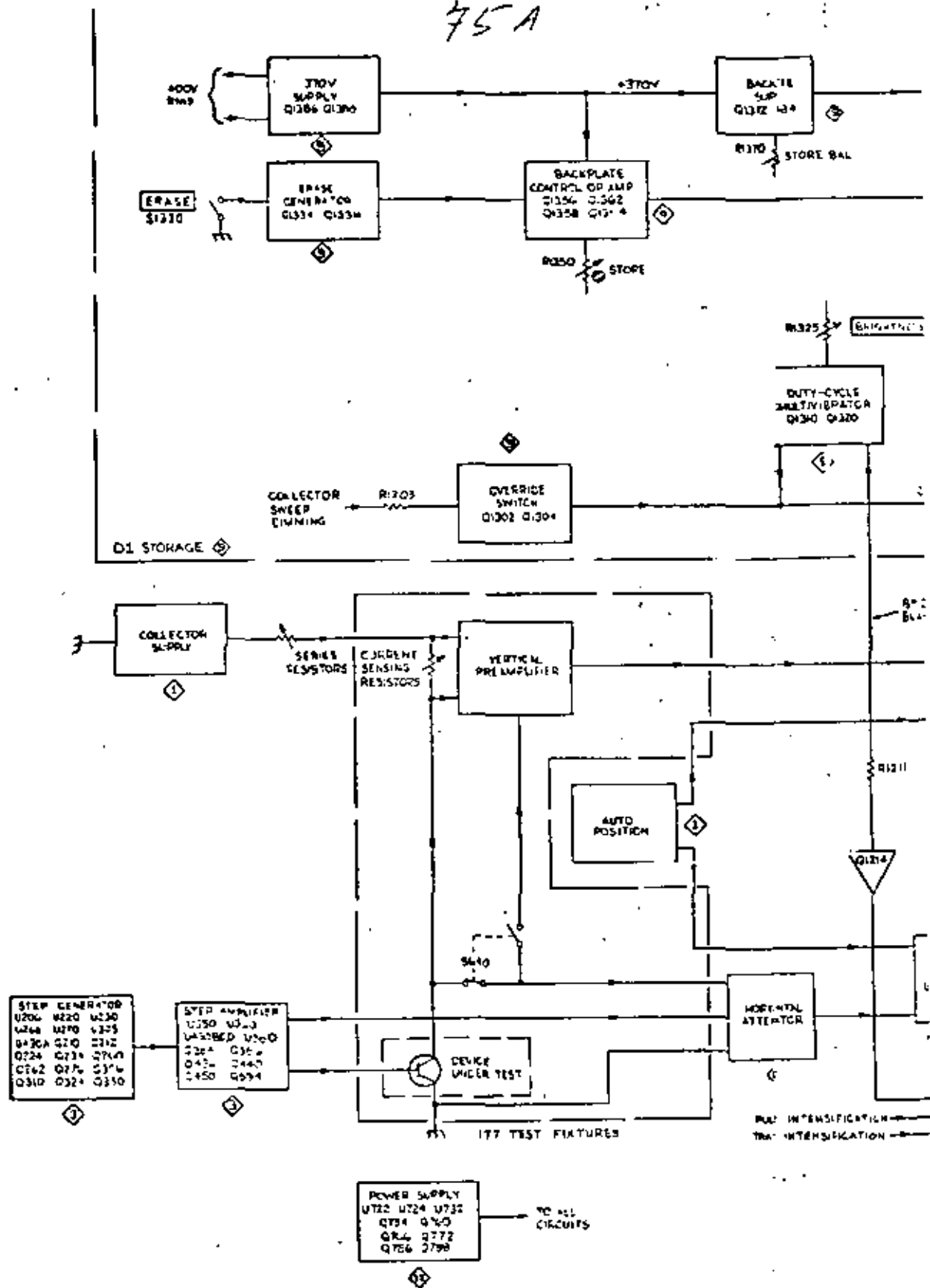
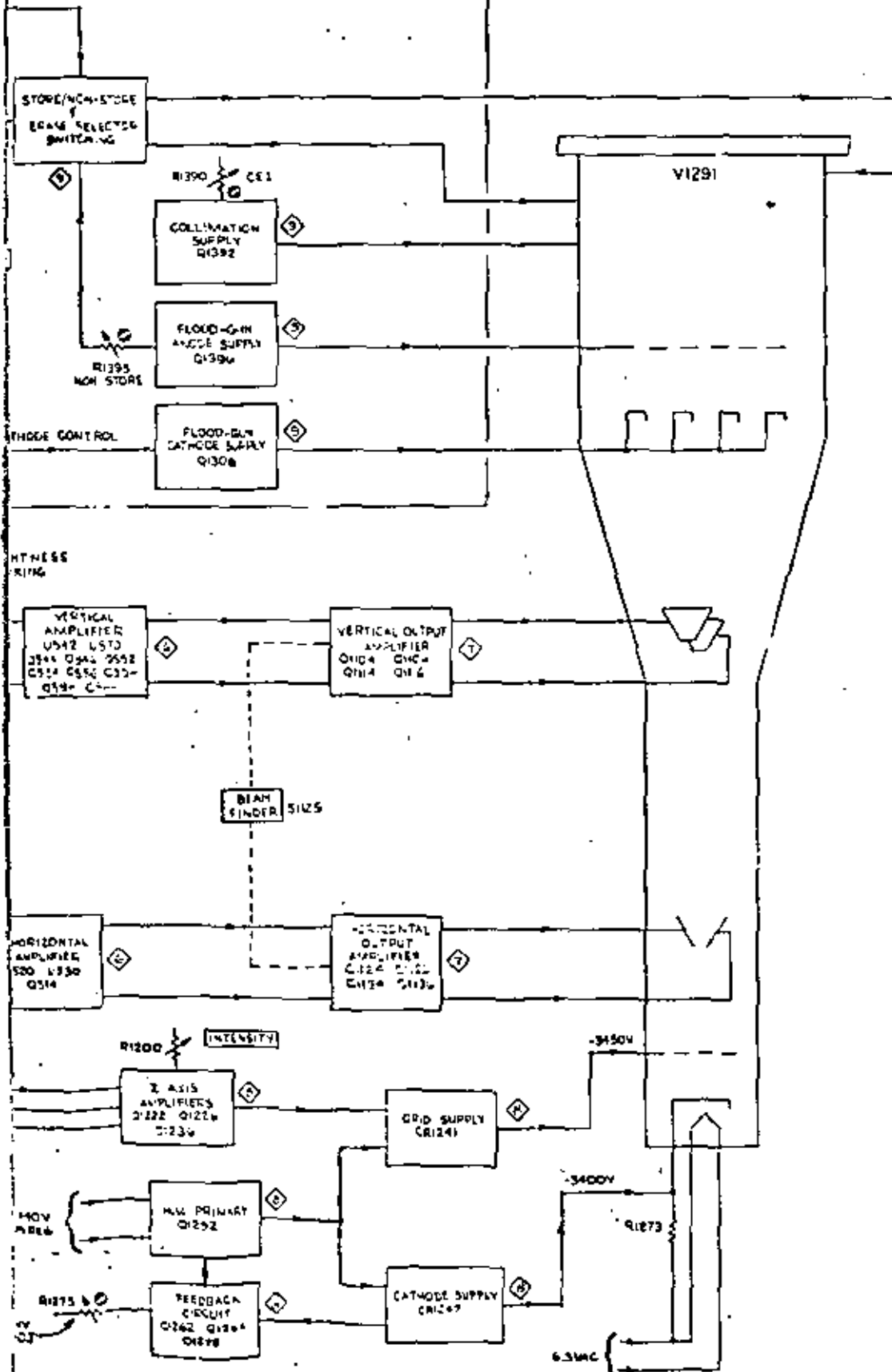


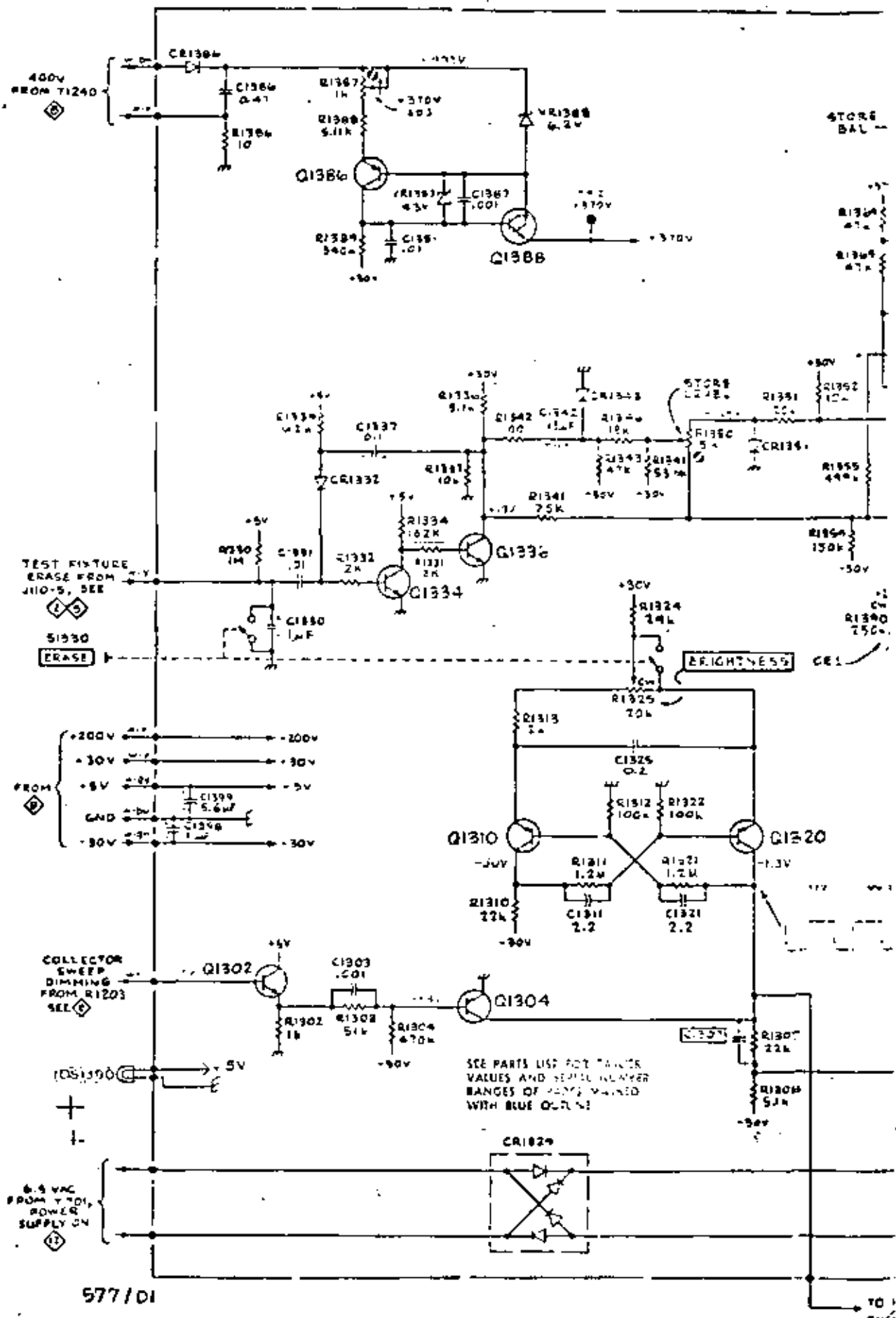
Figura 4.2.17

Diagrama a Bloques del Osciloscopio "Tektronix" Modelo 577.



BLOCK DIAGRAM

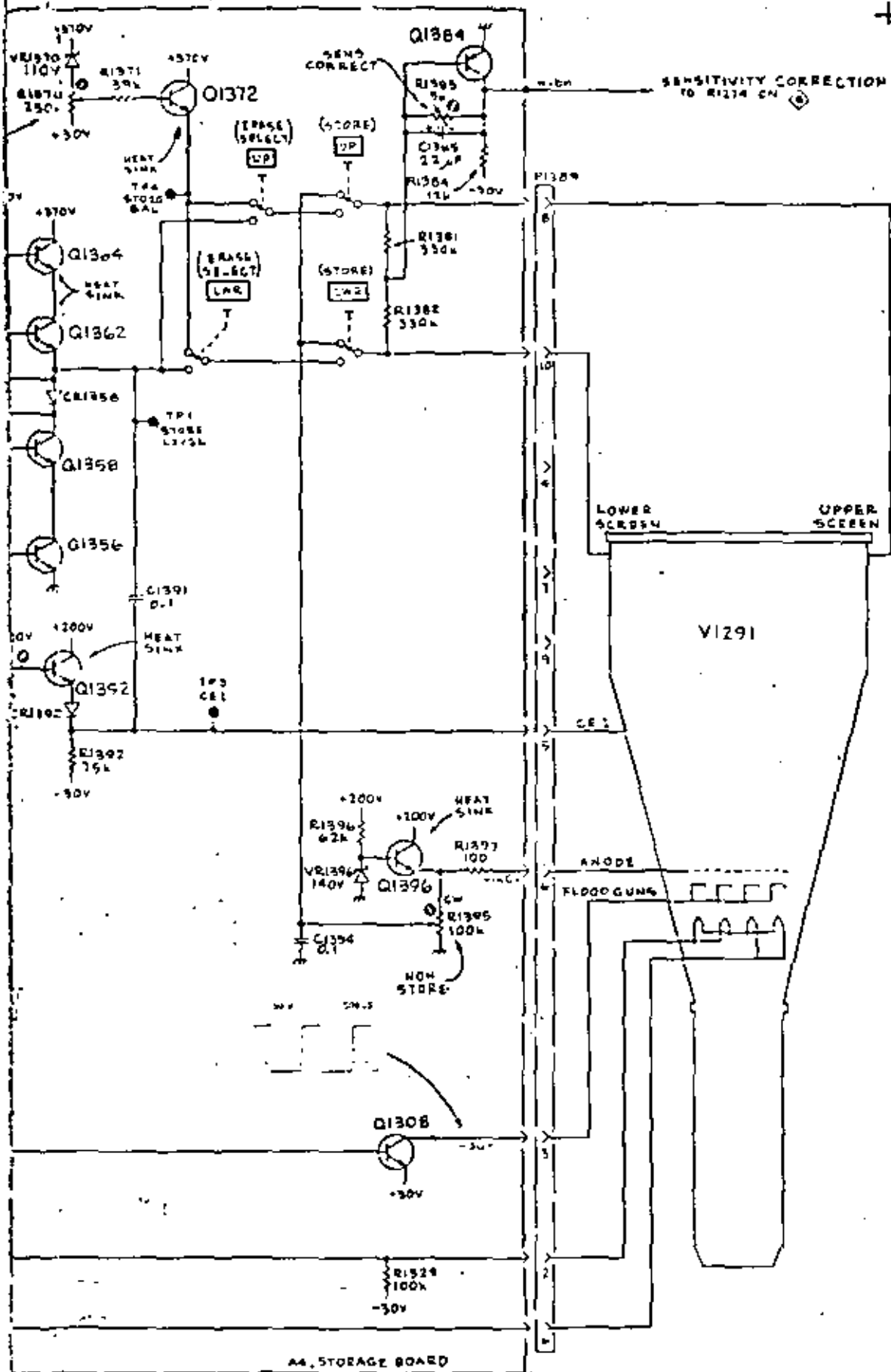




577101

HE V.O, JUN. 1976

Figura 4.2.18
 Circuito de Almacenamiento del Osciloscopio
 "Tektronix" Modelo 577.



STORAGE CIRCUIT

STORAGE BLOCK DIAGRAM

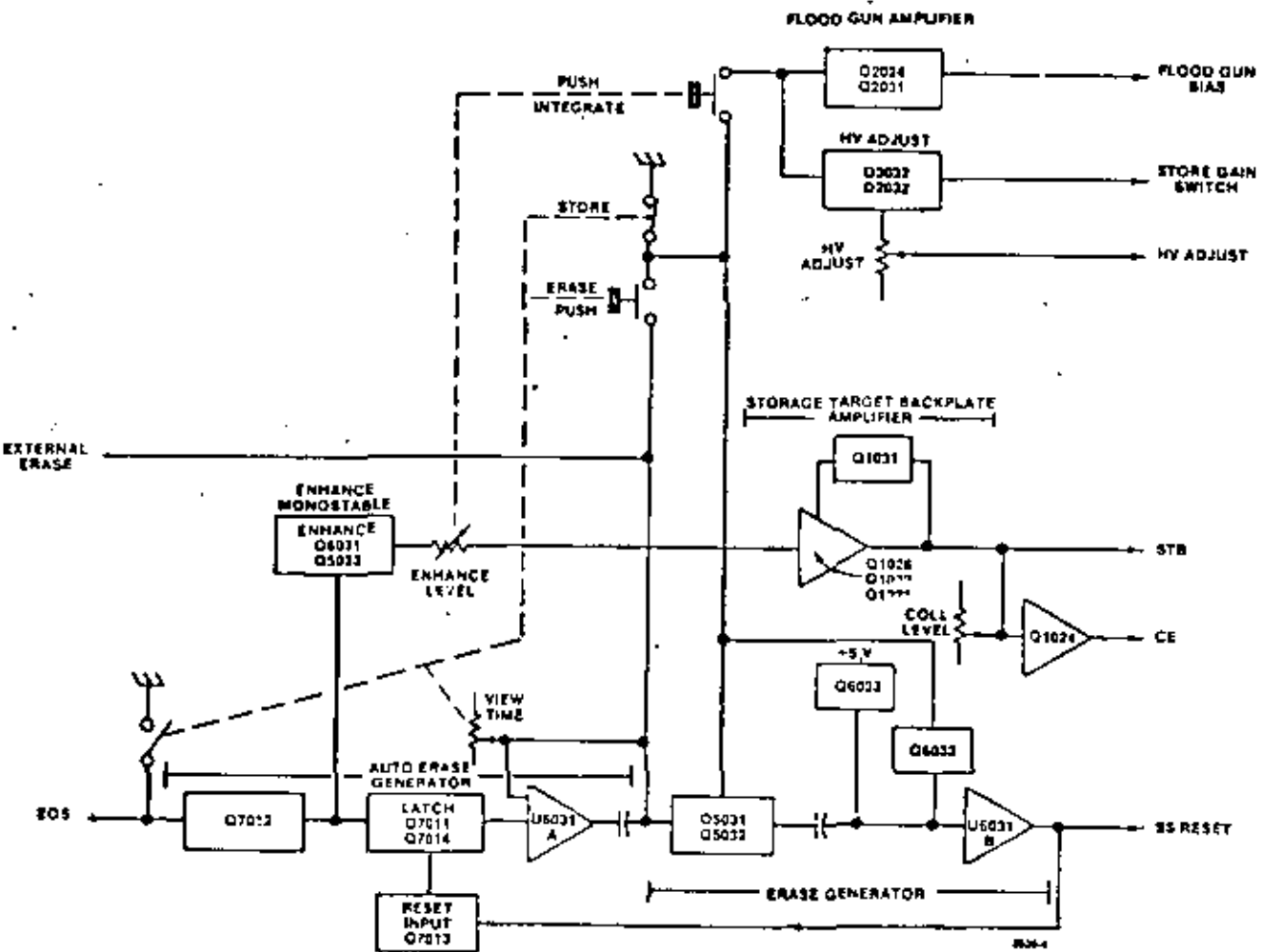


Figura 4.2.19

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

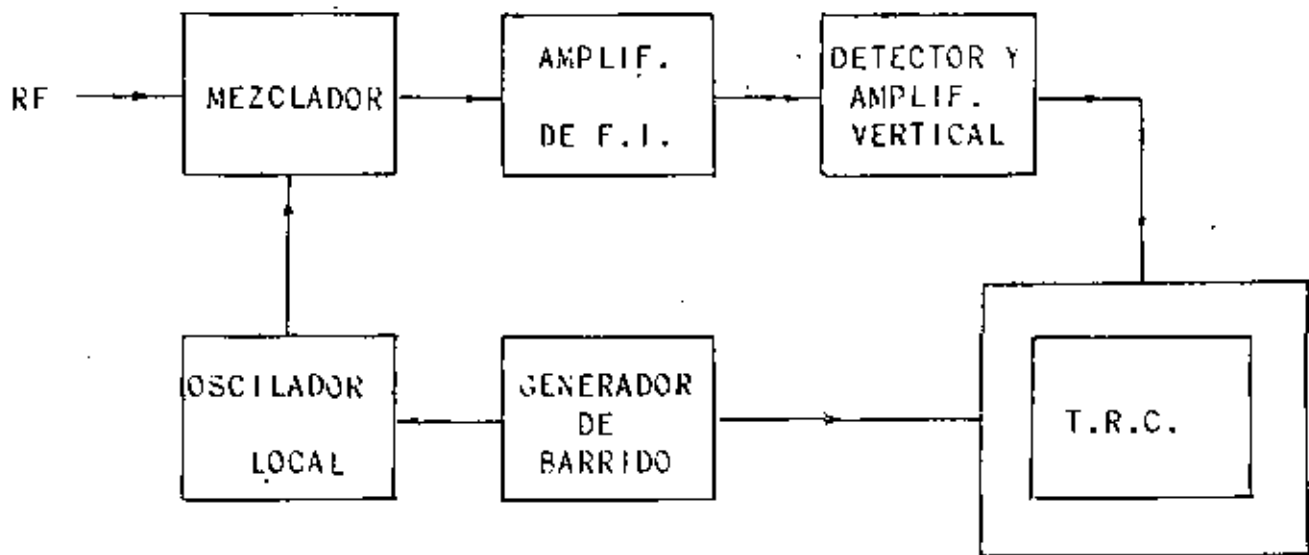


Figura 4.2.20.- Elementos de un analizador de espectros de barrido.

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 db. Y con el conmutador se combinan para proveer un rango de 0 a 50 db. de atenuación en pasos de 10 db.

La respuesta del filtro pasa bajo es esencialmente plana de cero a 110 MHz. Su atenuación en 130 MHz es aproximadamente de 3 db 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.

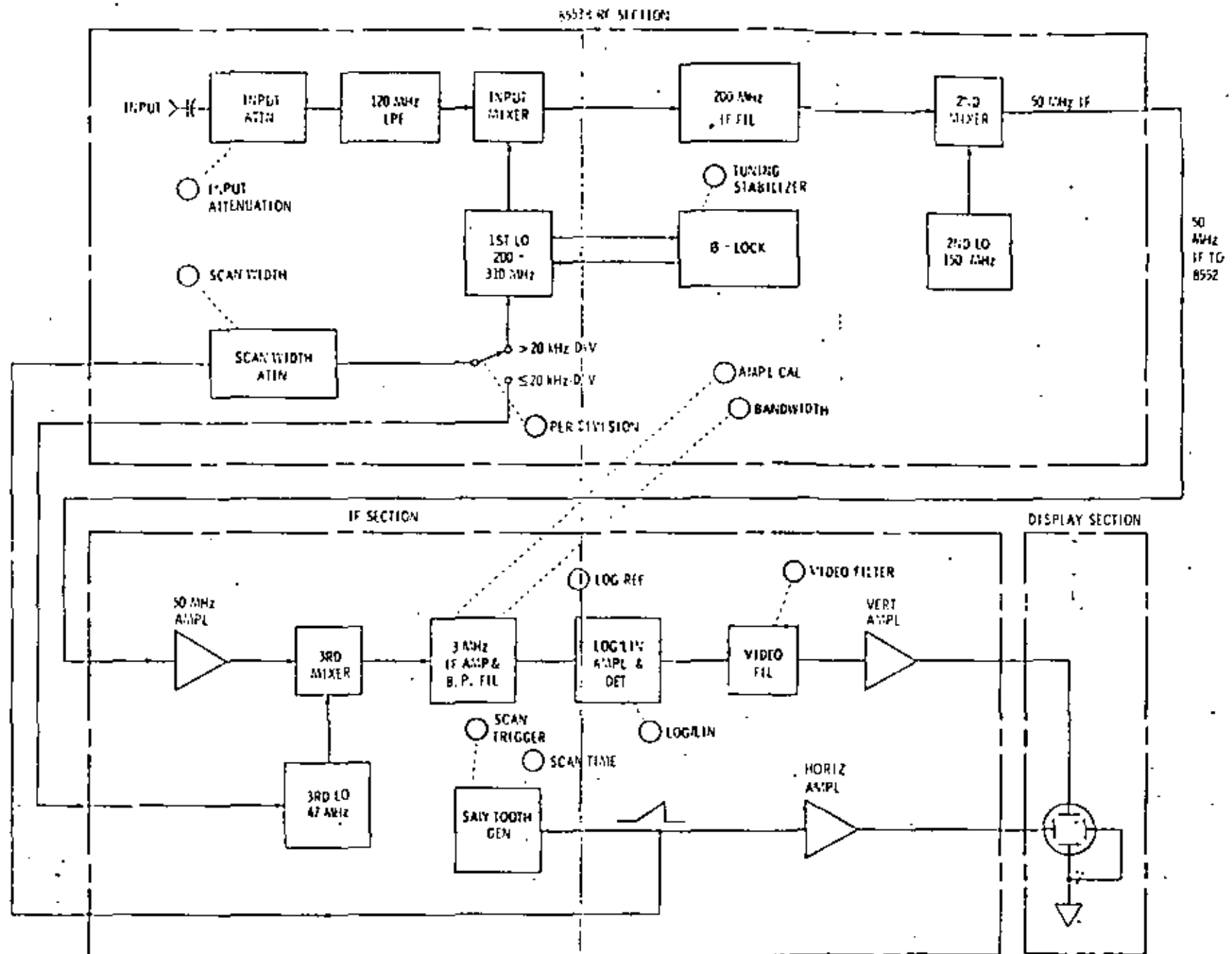
4. Primer Oscilador Local.

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 monitorco (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

84-A

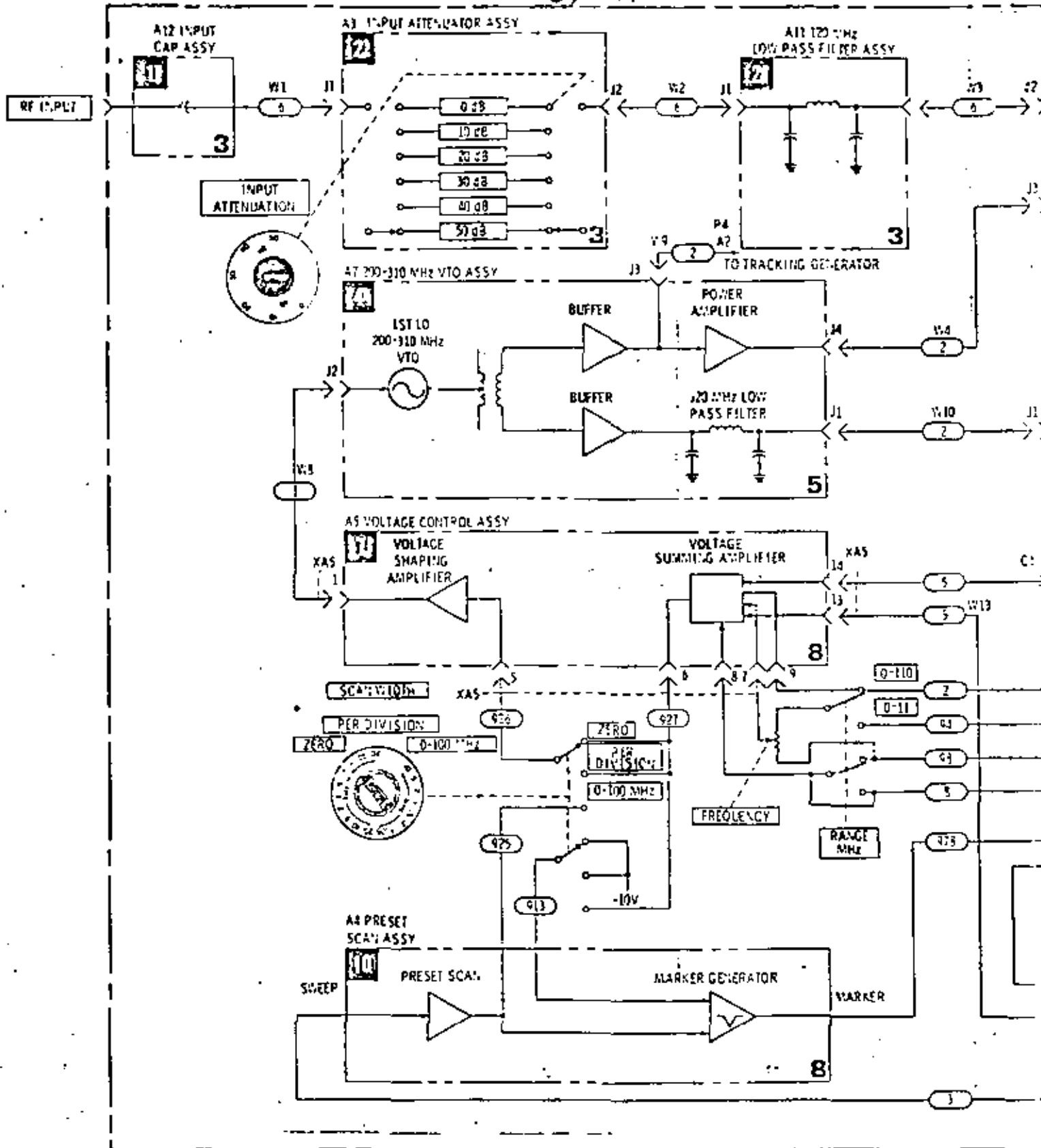


Figura 8.3.23.....

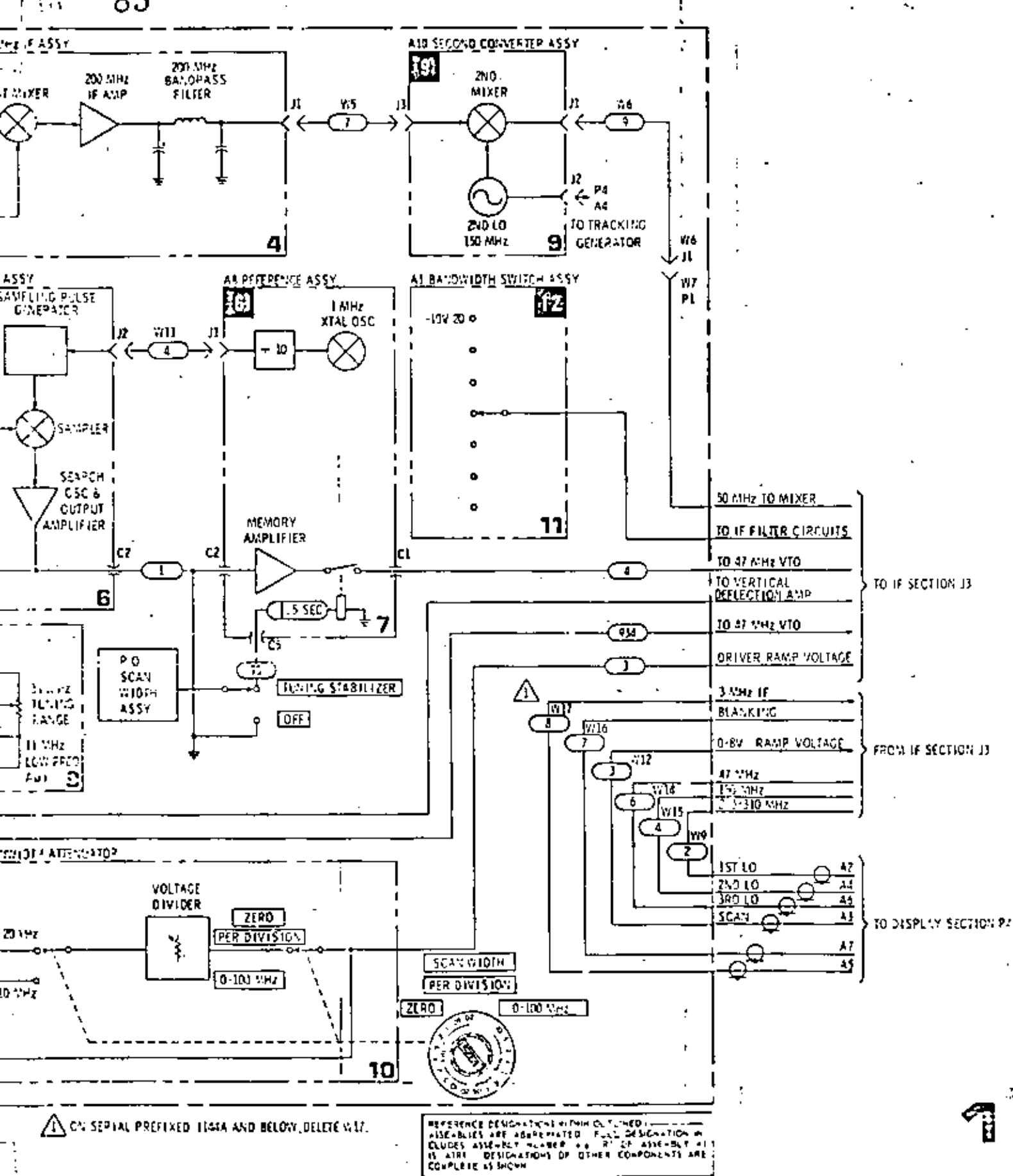


Figure 8-19. Block Diagram of S553B RF S

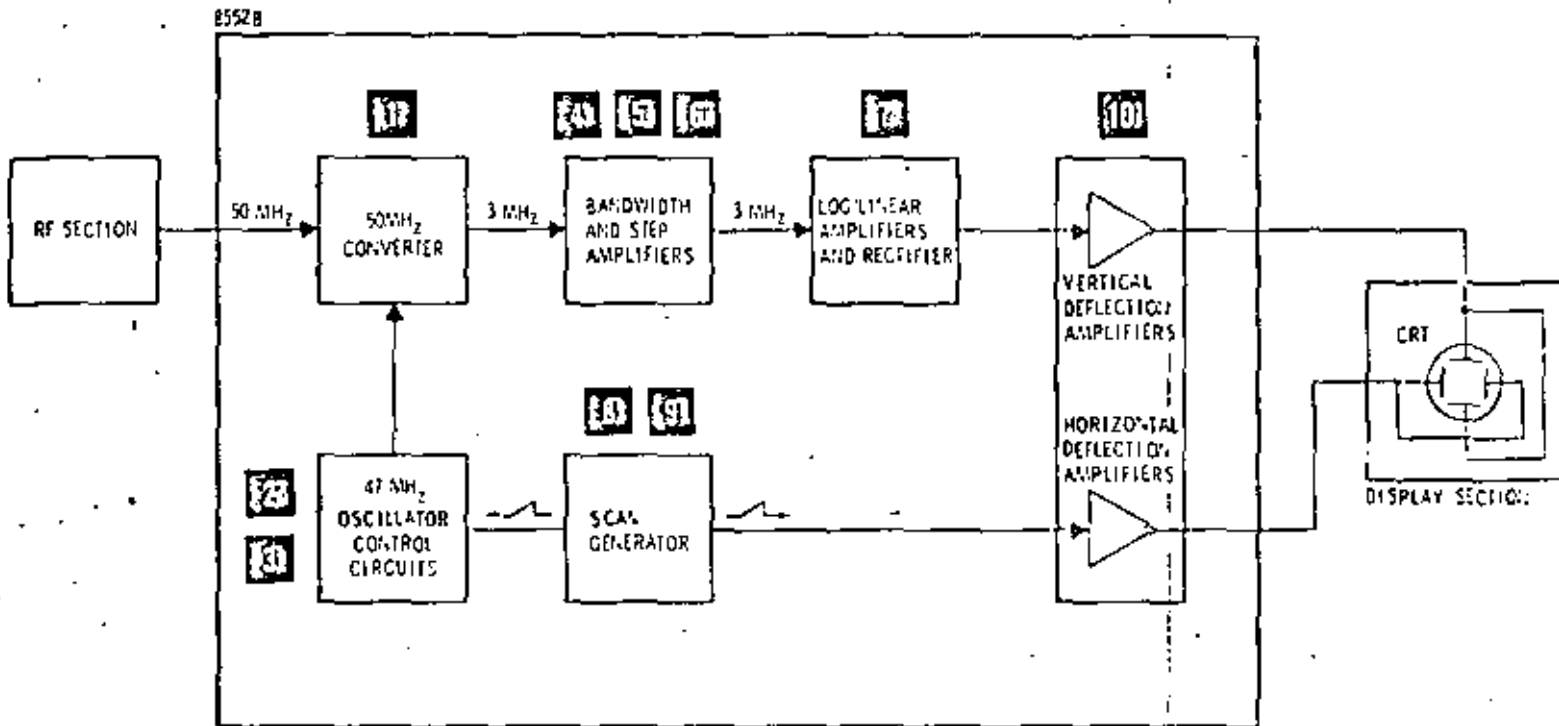


Figure 4.3-23 Figure 8-9. Simplified Block Diagram

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 barrido). Cualquier diferencia de fase se detecta y se usa para corregir el oscilador de 47 MHz.

4. Amplificador de F.I. de MHz.

88 A.

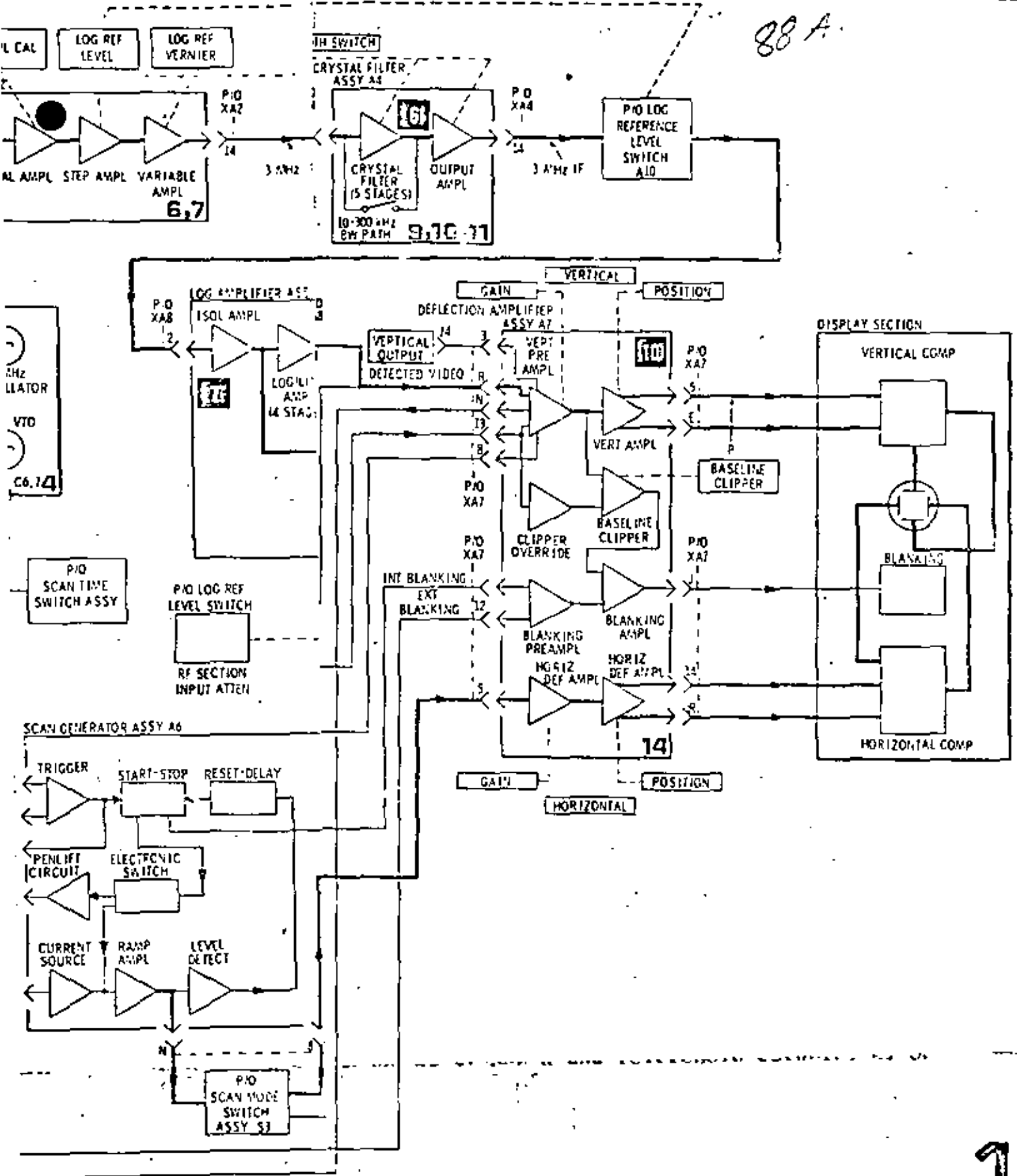


Figure 4.2.23... Figure 8-10. 8552B Block Diagram



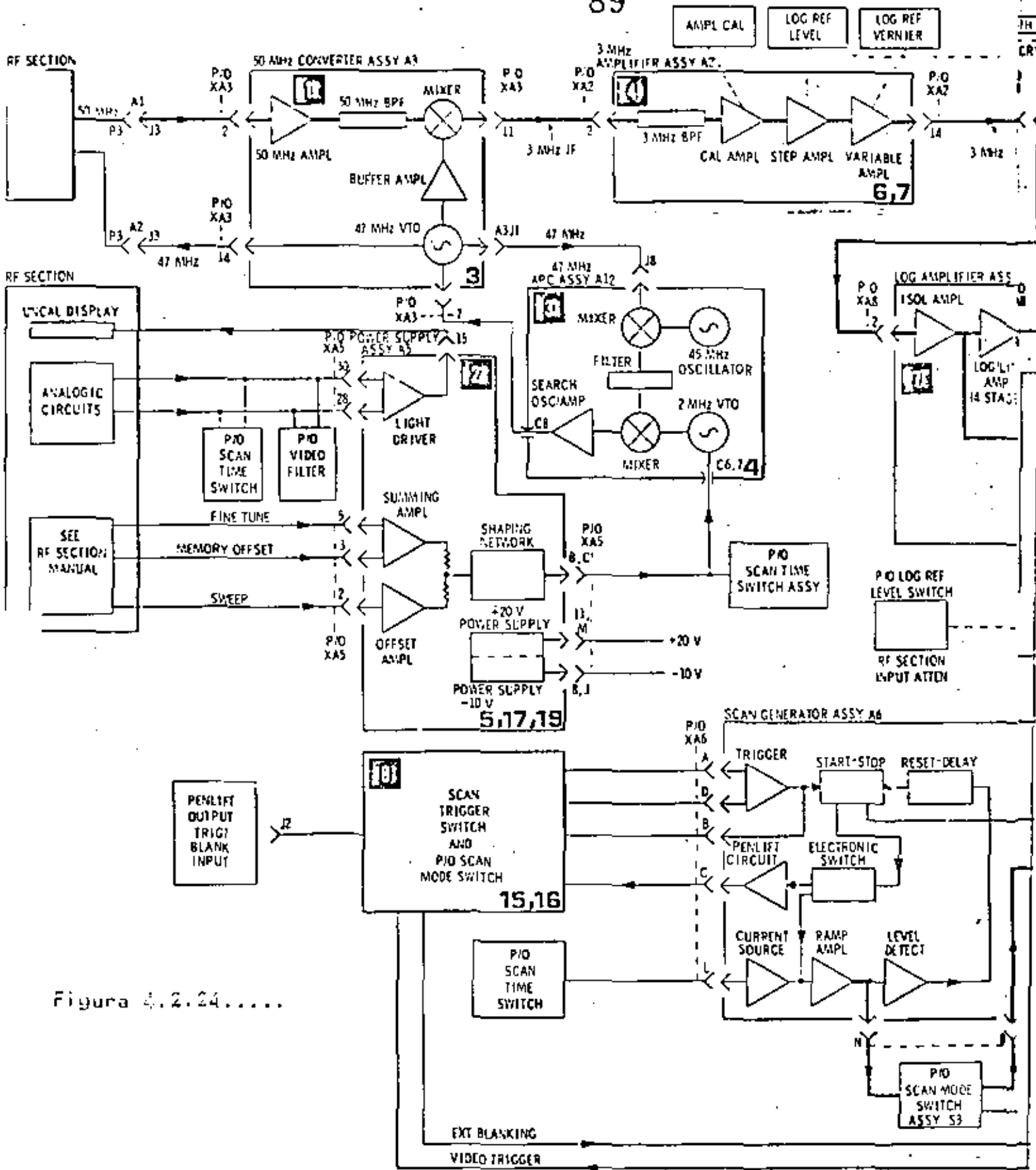


Figura 4.2.24.....

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 en 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 -12.6V 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 LÓGICOS

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 simultáneamente.

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 simultáneamente.

EL ANALIZADOR LÓGICO 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 Q).
 - 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 seleccionen 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:

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 Q 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 9 - 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 autogregistro.

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.

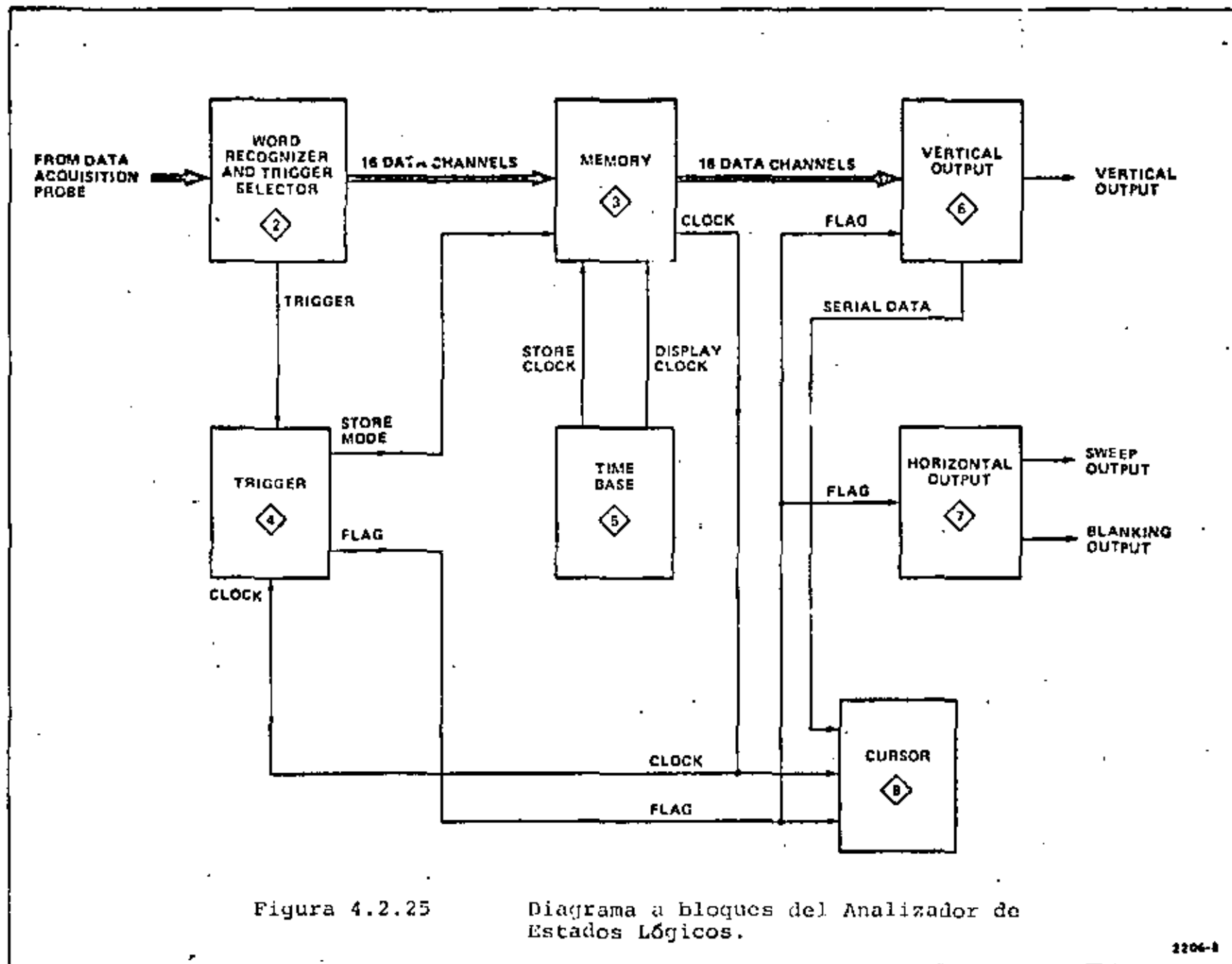


Figura 4.2.25

Diagrama a bloques del Analizador de Estados Lógicos.

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:

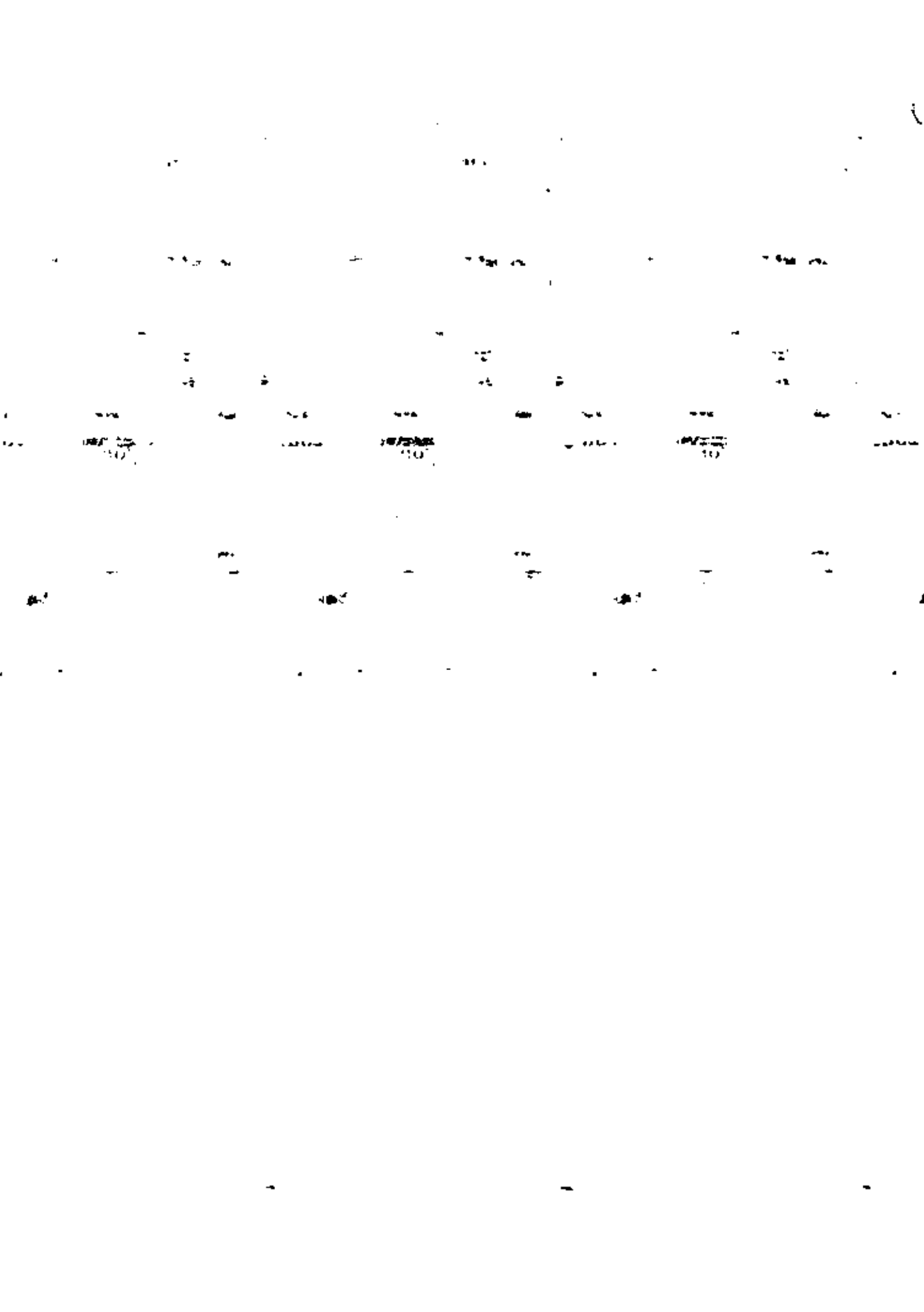
a) Contador de canal.

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 Chan- nels".

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. ó 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.

100
1000

100
1000

100

100
1000

100
1000

100

100
1000

100

100

100

100

100

El DFI compara las 2 tablas y reinicializa el 7D01, 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 -

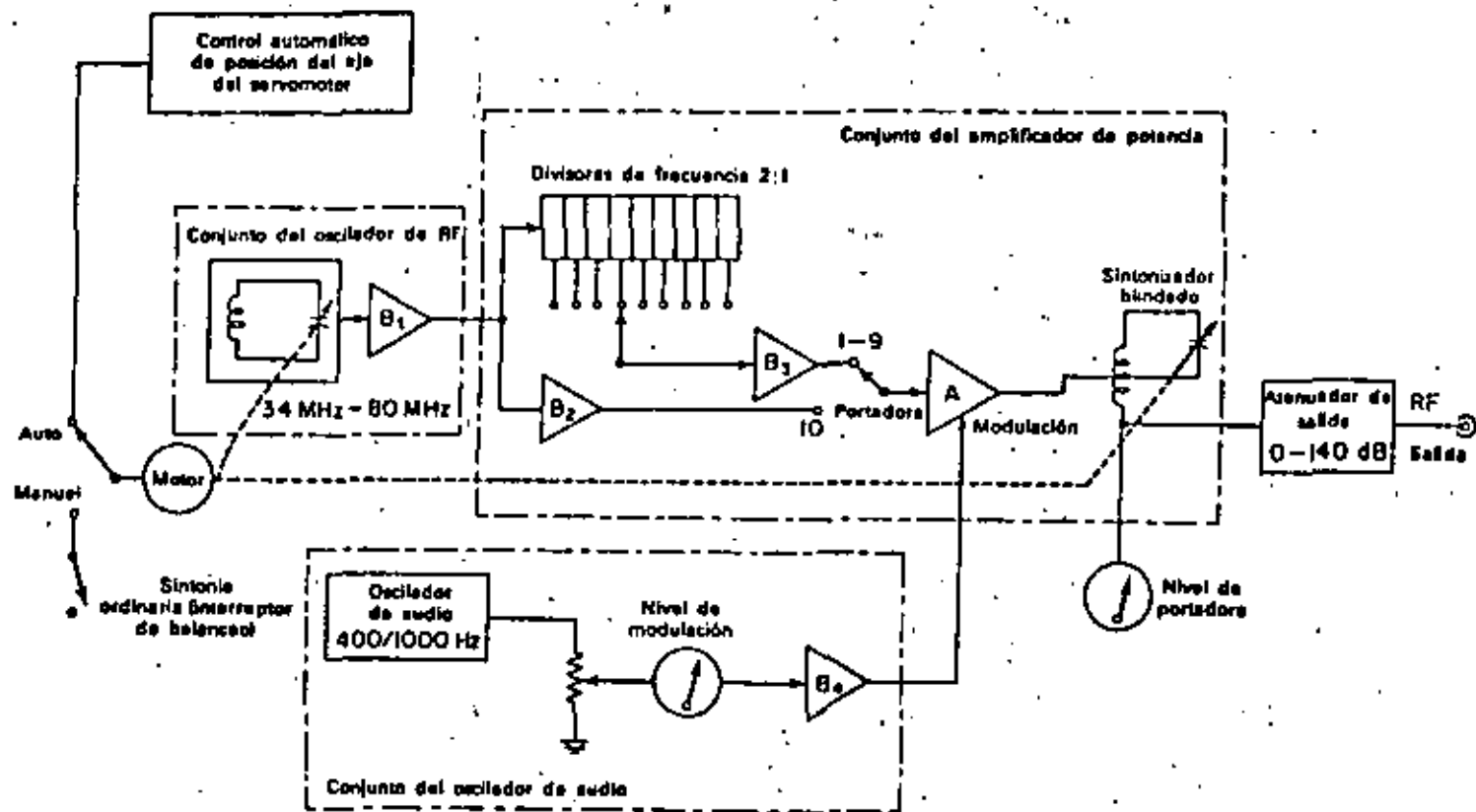


Figura 4-27.- Diagrama a bloques de un generador de señales.

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

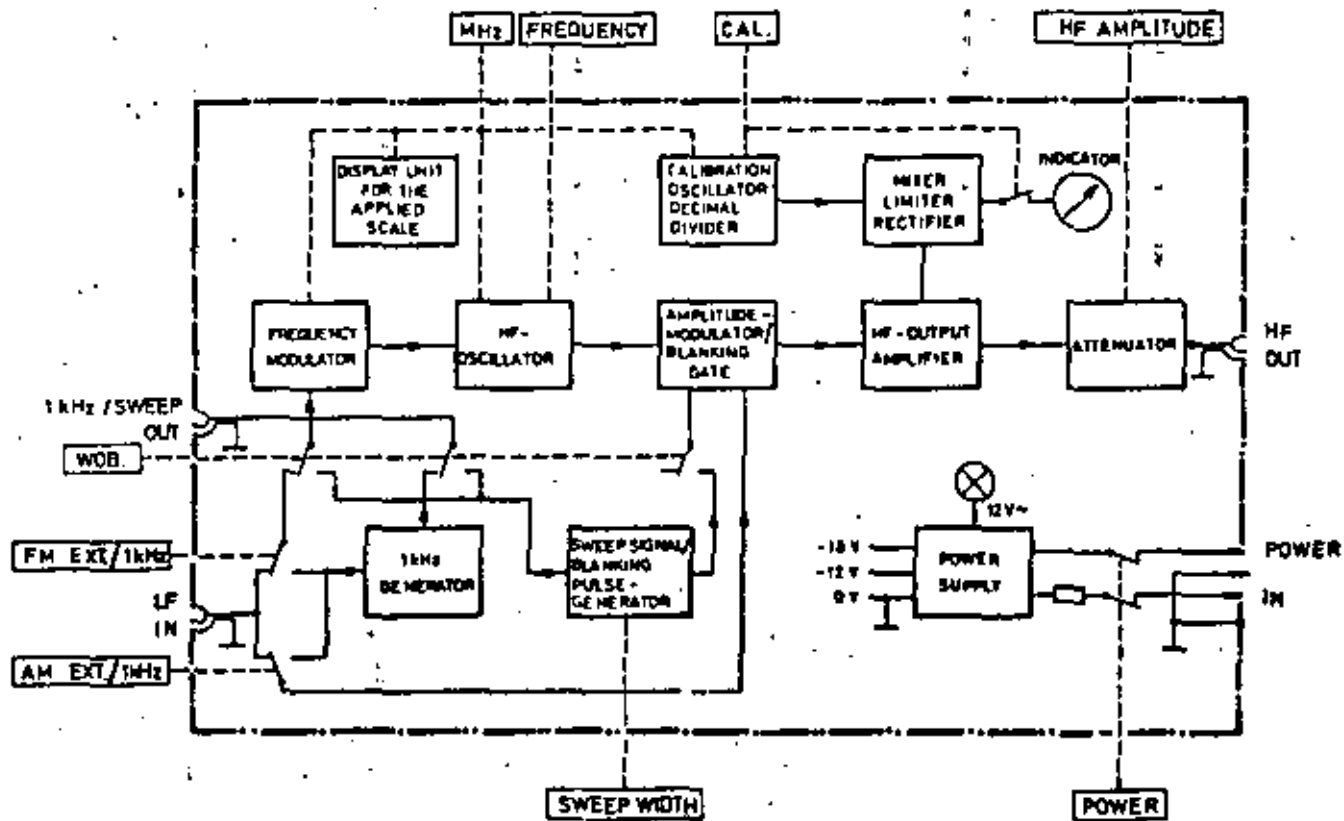


Figure 4.3.2.-Generador de señales Philips PM5324

$$v_c = \frac{I t}{C}$$

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.

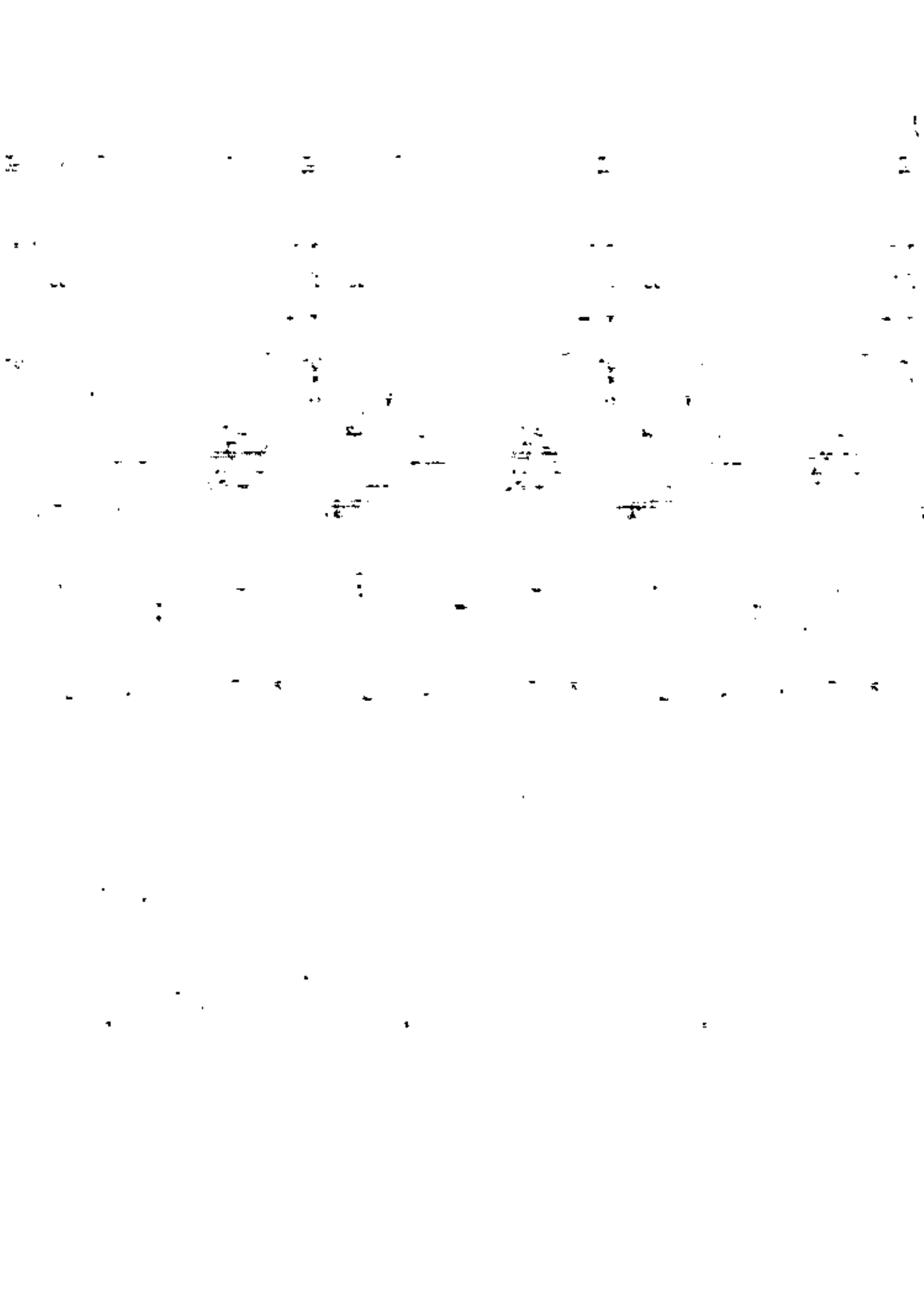
La simetría de todas las formas de onda, pueden variar de una razón de 80:20 a 20:80 en el Generador principal y en el Generador de modulación se puede seleccionar una razón fija de 90:10.

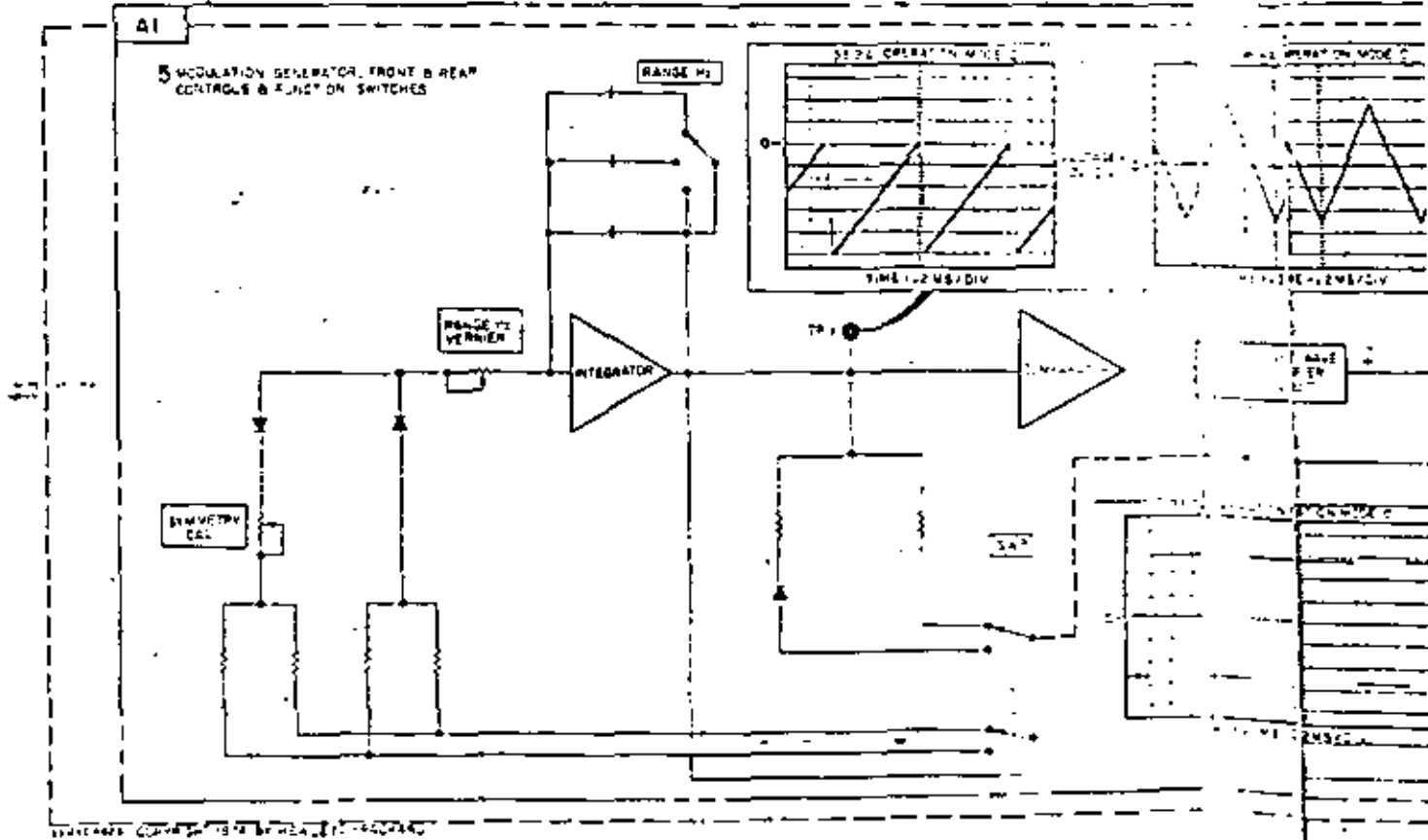
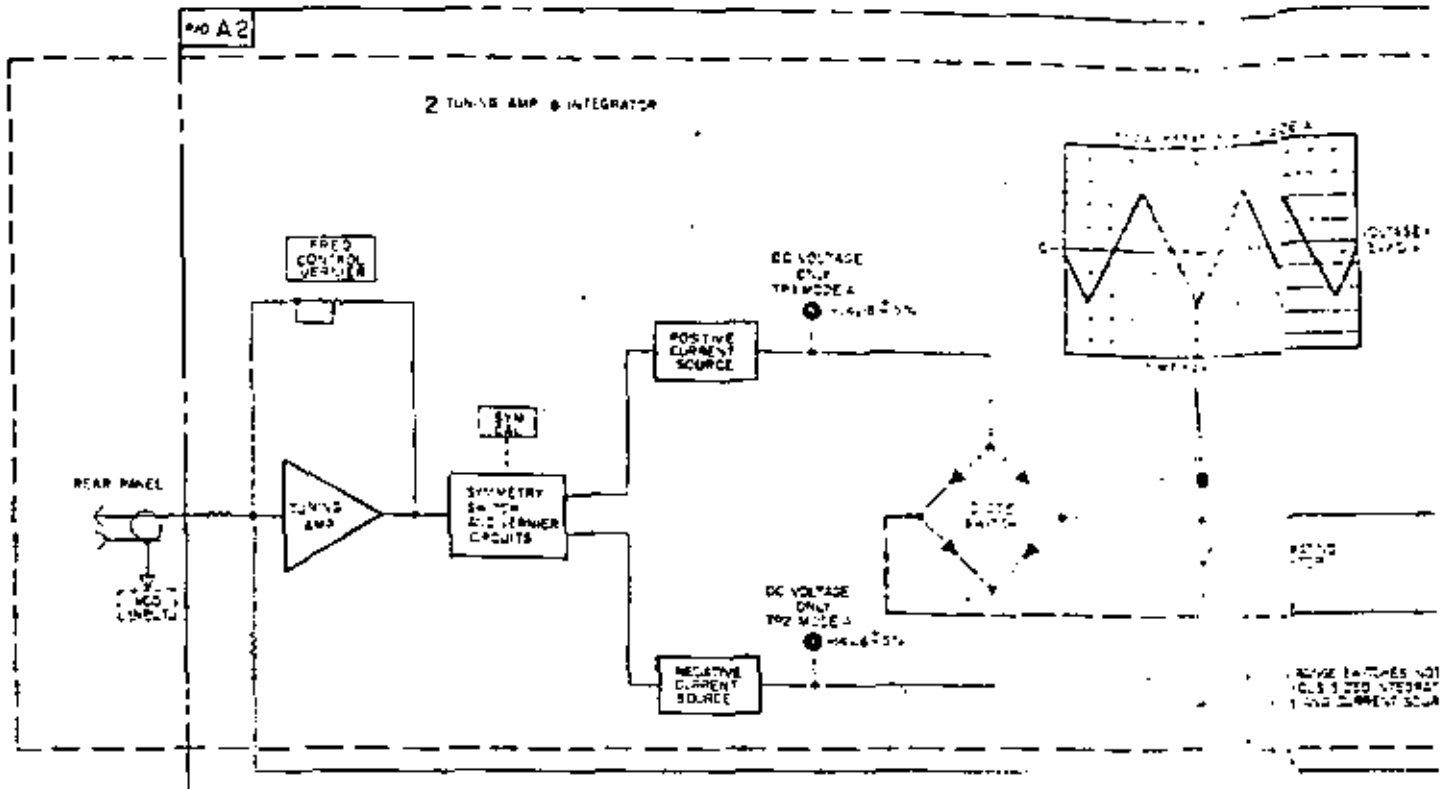
El Generador principal se puede modular o dispararse por el Generador de modulación para obtener AM, FM, barrido de frecuencia o ráfaga (burst). También se puede modular por medio de una señal externa. La frecuencia del Generador principal se puede controlar externamente aplicando señales de C.A. o C.D.

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.





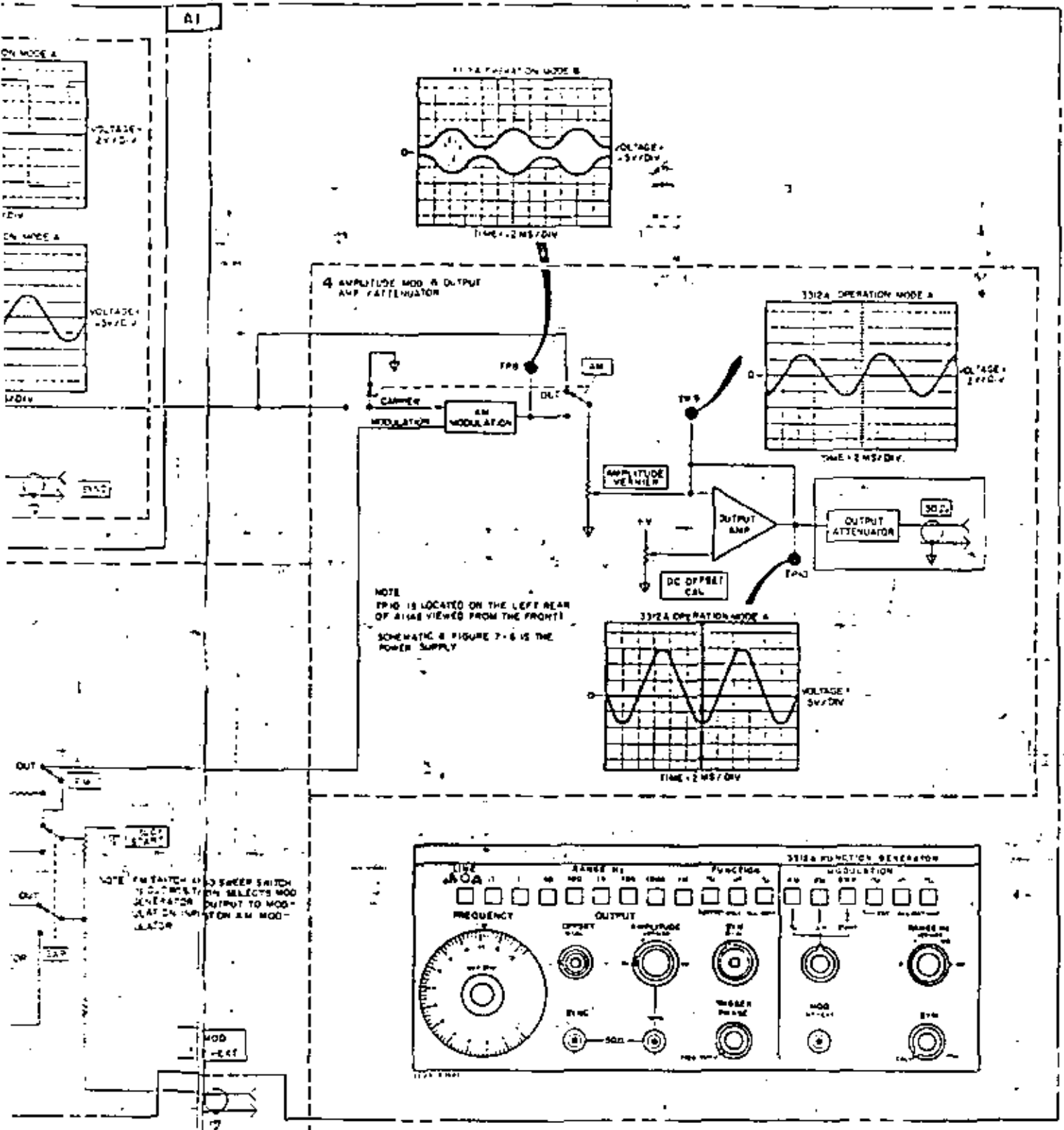


Figura 4.3.3.....

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%.

—

—

—

—

—

—

—

—

—

—

—

—

—

—

—

—

—

—

—

—

—

—

—

—

—

—

—

—

—

—

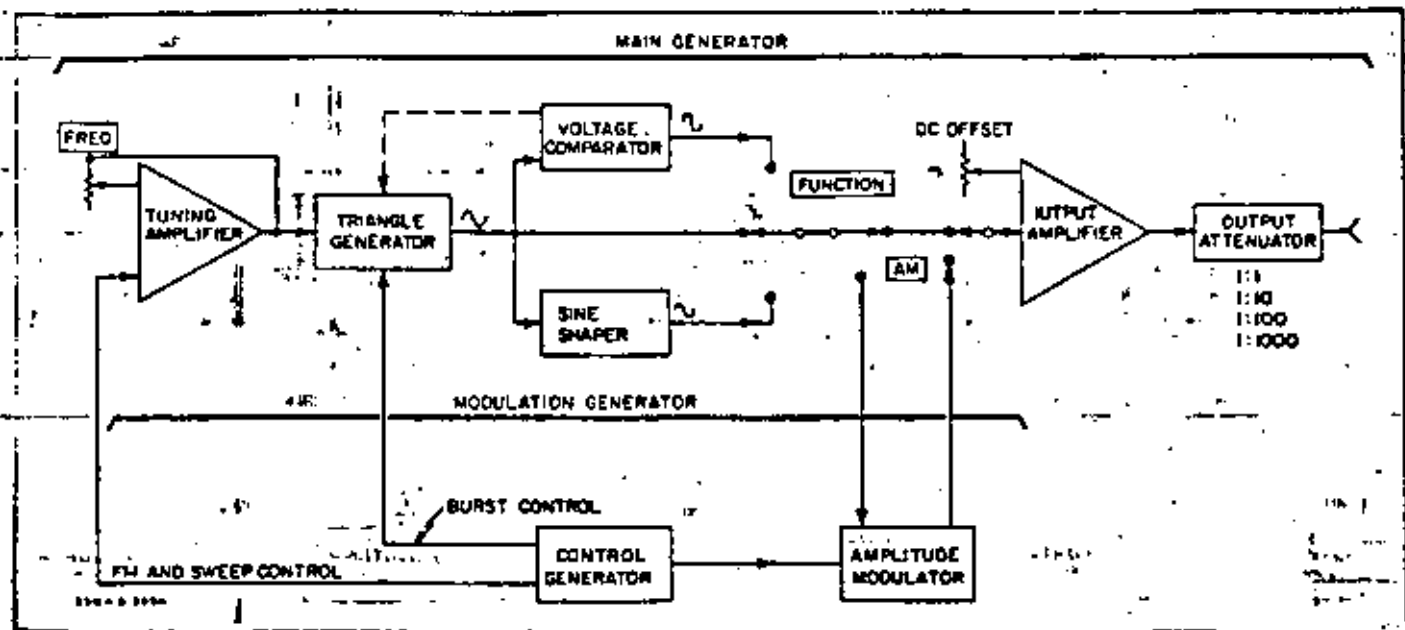


Figure 4.3.4.—Diagrama a bloques básico.

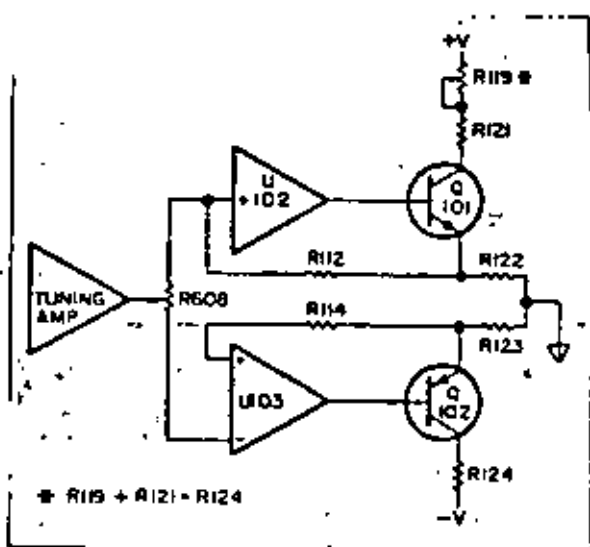


Fig. 4.3.5. Simétrica variable

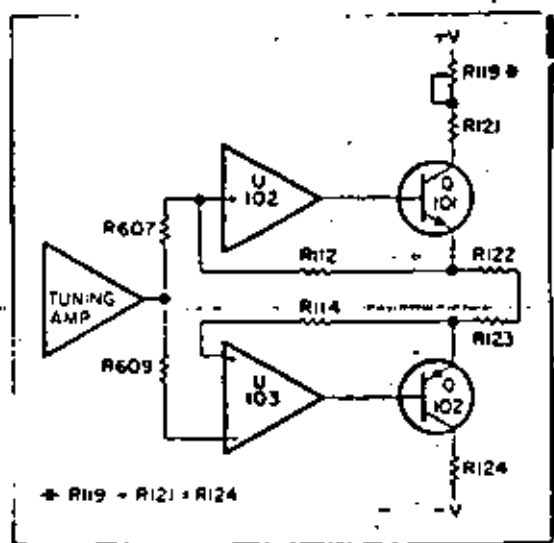


Fig. 4.3.6. Simétrica fija.

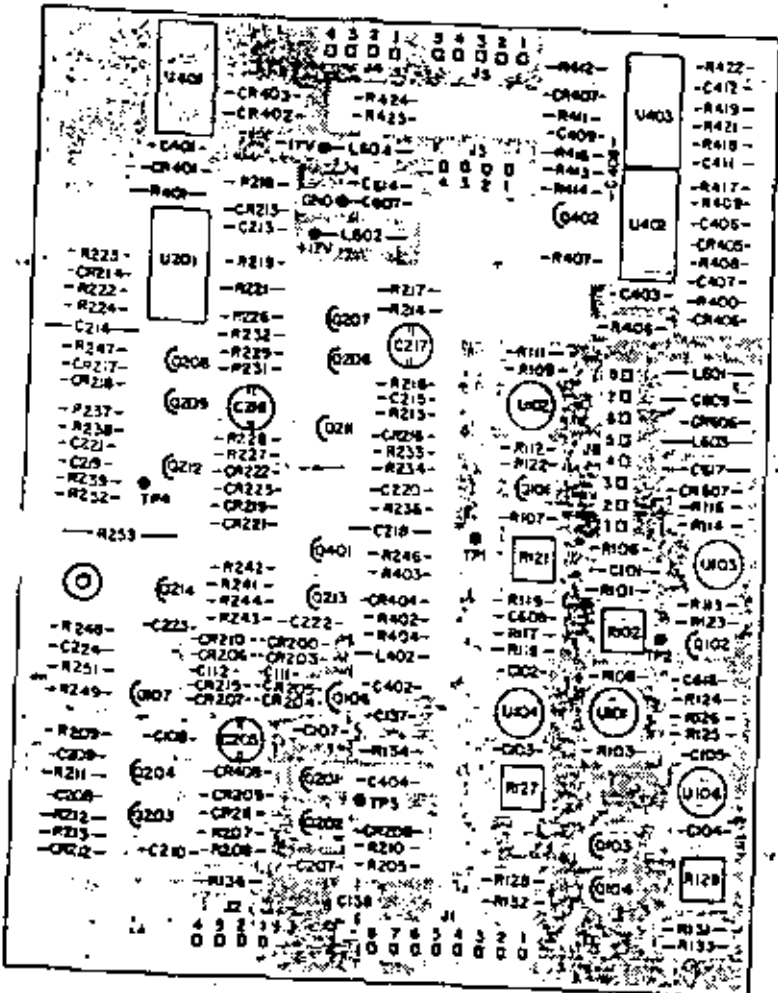
24

100

100

100

100

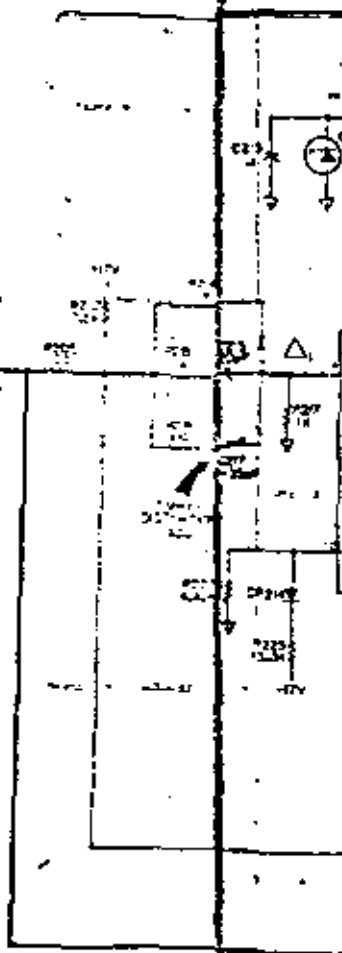


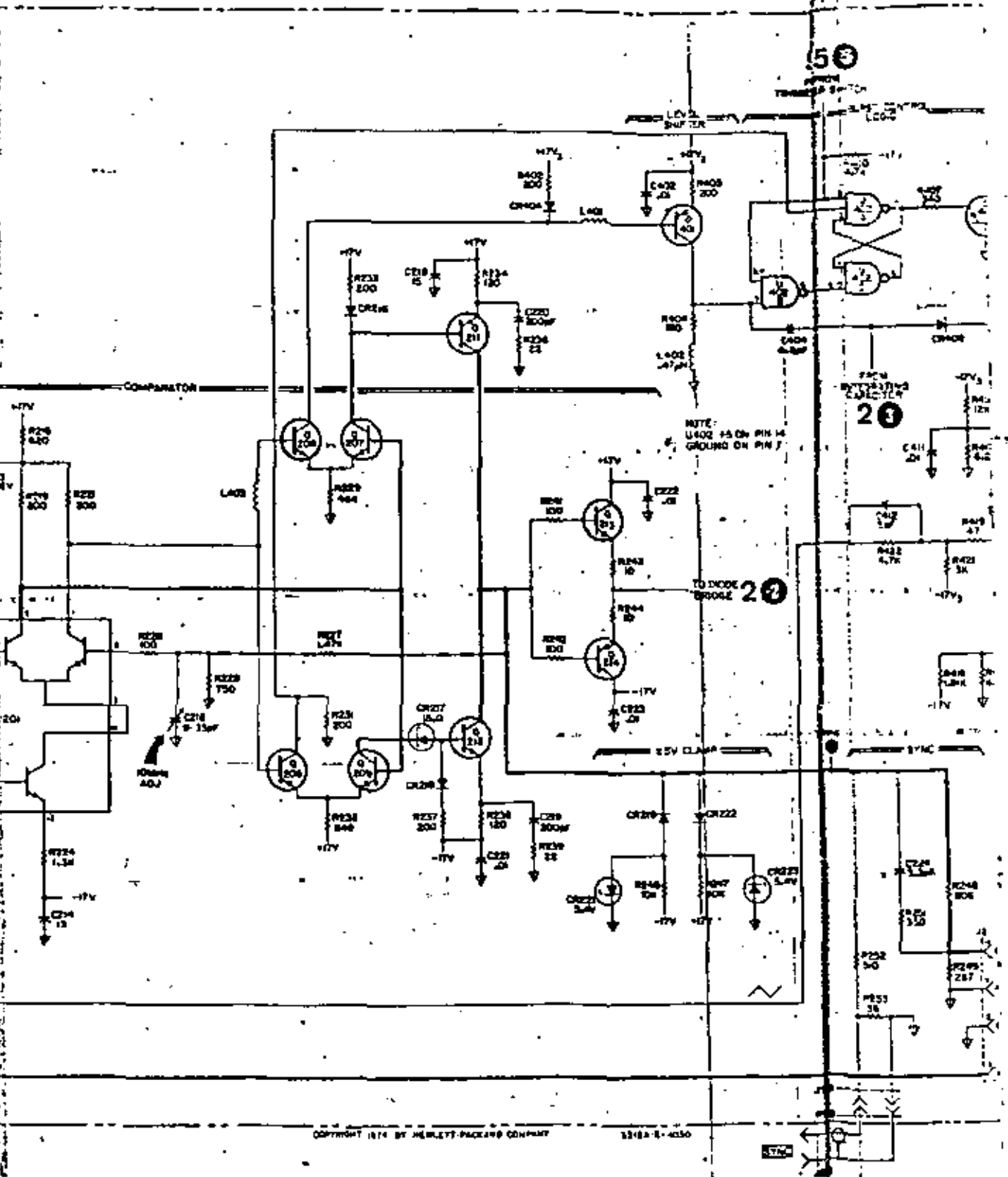
A2

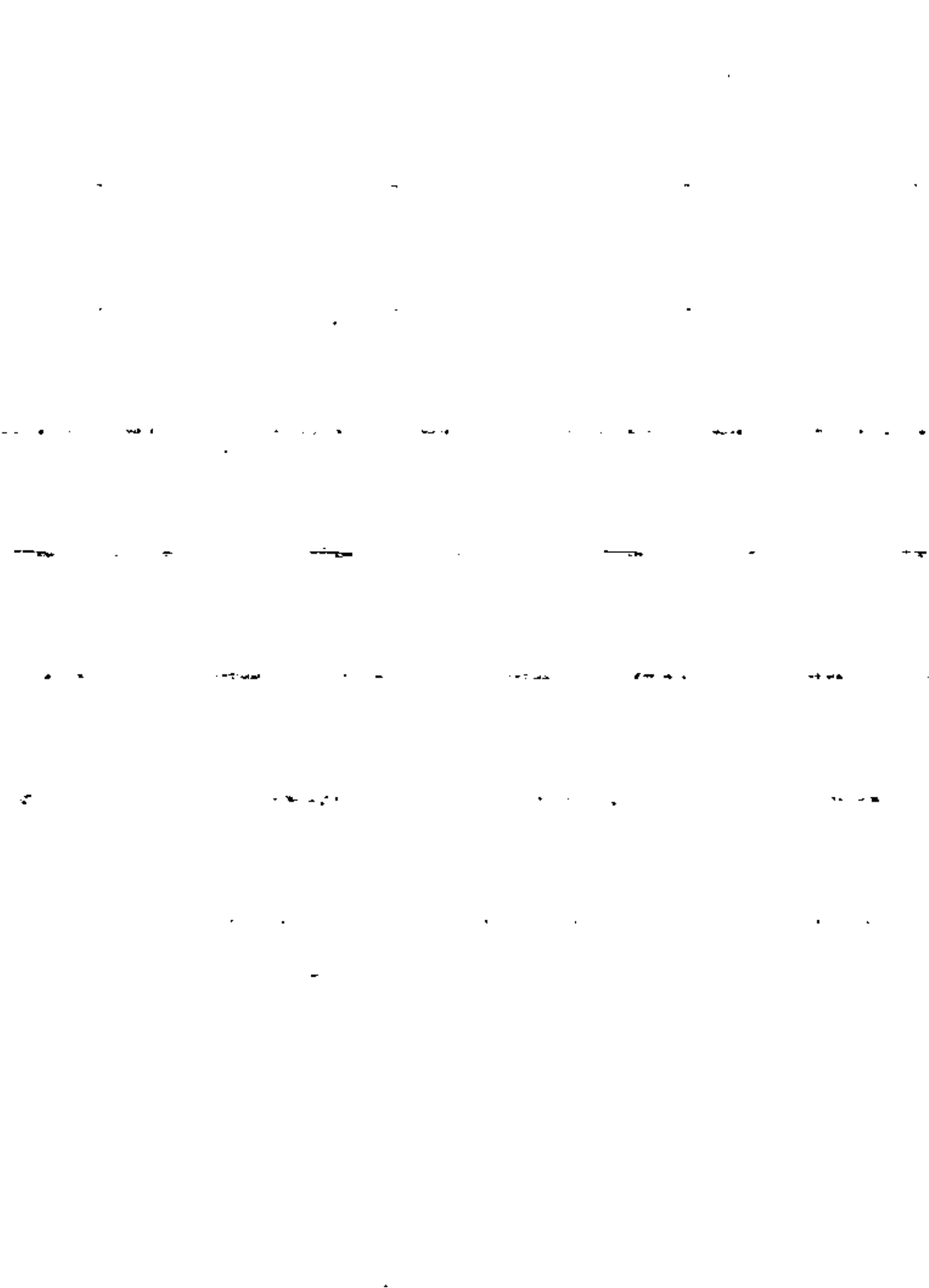
3312 3793

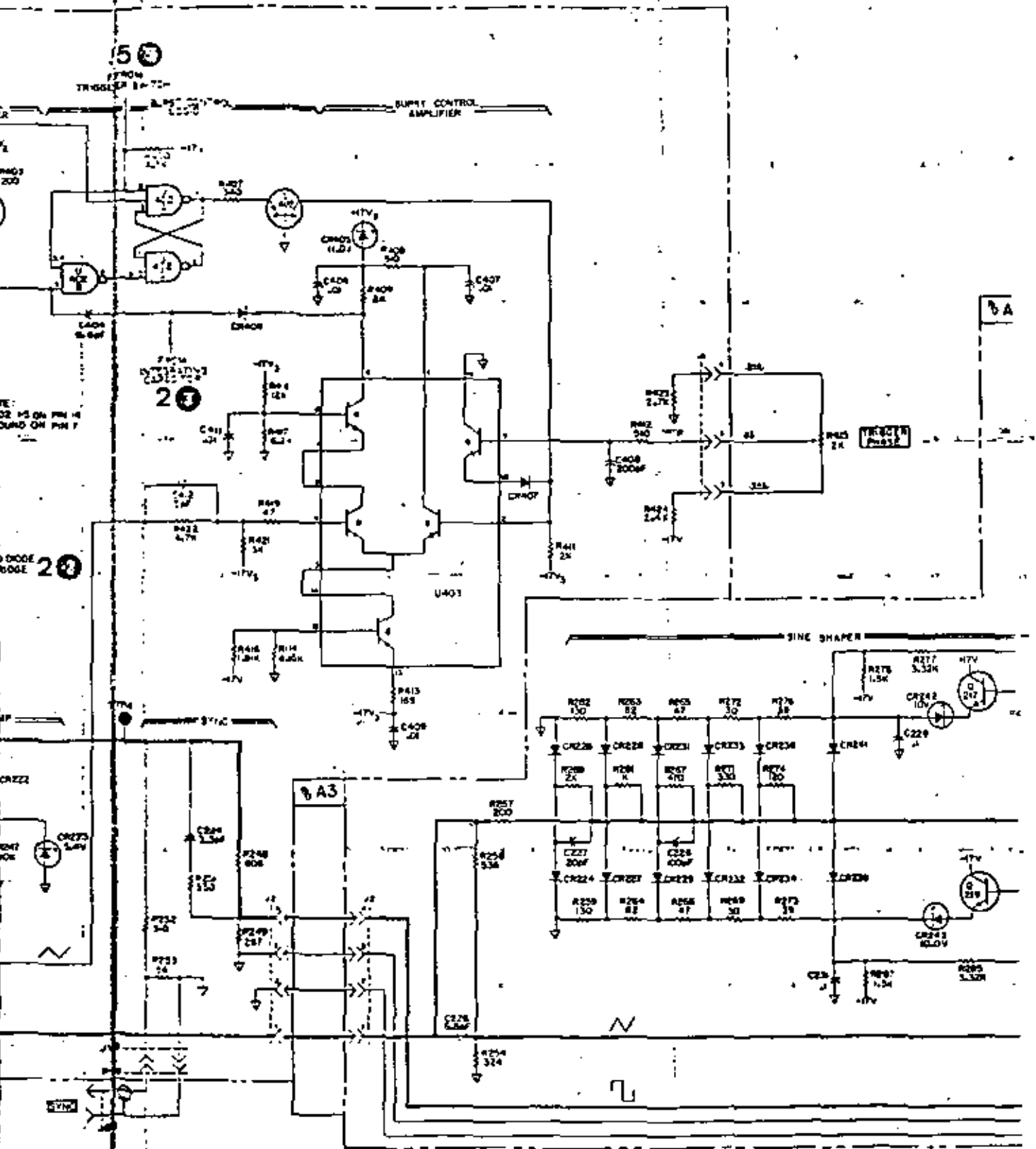
-hp Part No. 03312-66502
Rev. C

20
TRIM
BUFFER AMP.









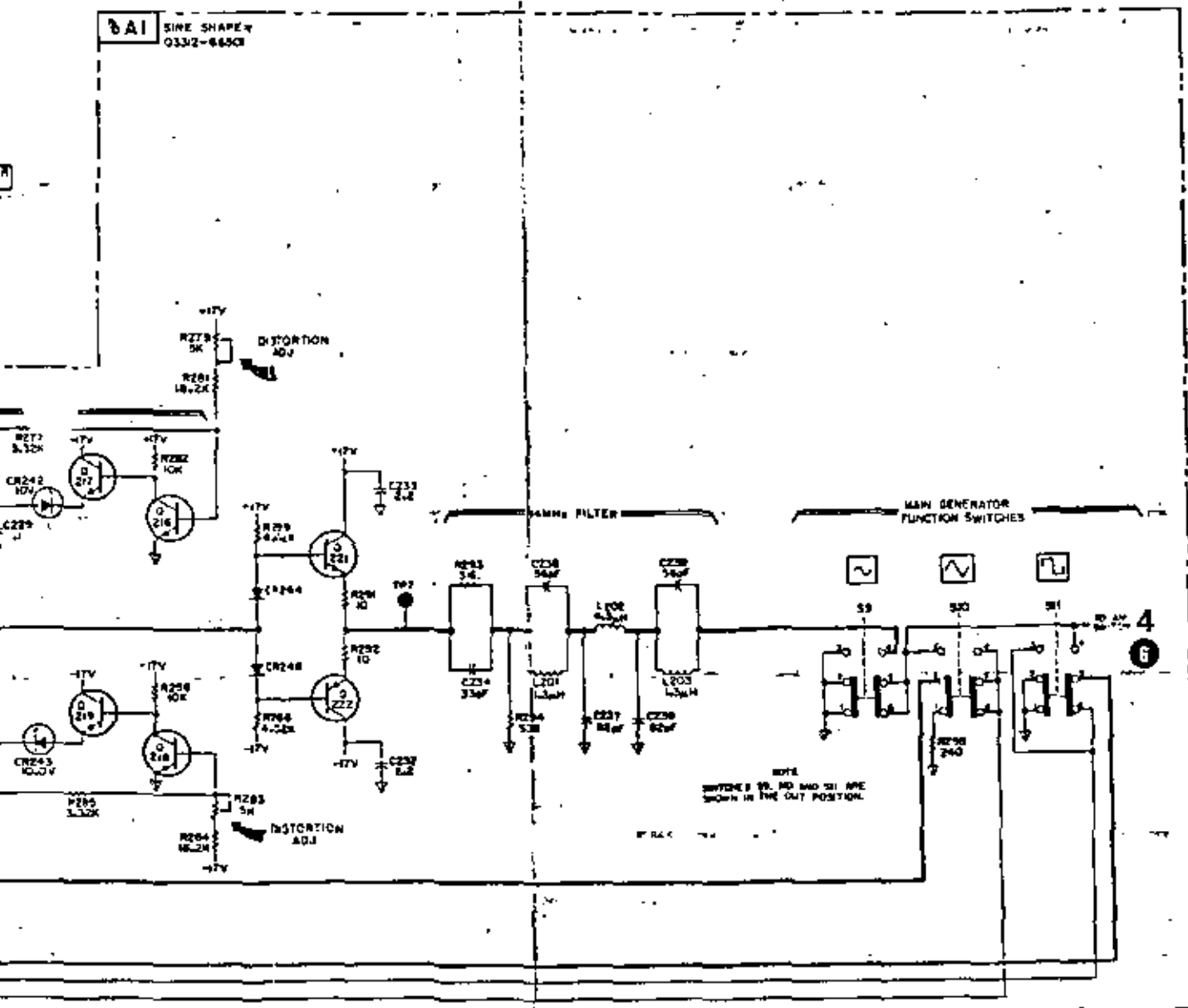


Fig. 4.3.7....

Figure 7-3. Comparator, Burst Control Logic and Amplifier, Sine Shaper and Front Panel Function Switches.

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

125

126

127

DATE	DESCRIPTION	AMOUNT	CHECK NO.	BANK
12/15/20	DEPOSIT	100.00		CHASE
12/16/20	PAYROLL	50.00	101	CHASE
12/17/20	RENT	200.00	102	CHASE
12/18/20	UTILITIES	75.00	103	CHASE
12/19/20	SALES	150.00	104	CHASE
12/20/20	DEPOSIT	100.00		CHASE
12/21/20	PAYROLL	50.00	105	CHASE
12/22/20	RENT	200.00	106	CHASE
12/23/20	UTILITIES	75.00	107	CHASE
12/24/20	SALES	150.00	108	CHASE
12/25/20	DEPOSIT	100.00		CHASE
12/26/20	PAYROLL	50.00	109	CHASE
12/27/20	RENT	200.00	110	CHASE
12/28/20	UTILITIES	75.00	111	CHASE
12/29/20	SALES	150.00	112	CHASE
12/30/20	DEPOSIT	100.00		CHASE
12/31/20	PAYROLL	50.00	113	CHASE
12/31/20	RENT	200.00	114	CHASE
12/31/20	UTILITIES	75.00	115	CHASE
12/31/20	SALES	150.00	116	CHASE
12/31/20	DEPOSIT	100.00		CHASE
12/31/20	PAYROLL	50.00	117	CHASE
12/31/20	RENT	200.00	118	CHASE
12/31/20	UTILITIES	75.00	119	CHASE
12/31/20	SALES	150.00	120	CHASE
12/31/20	DEPOSIT	100.00		CHASE
12/31/20	PAYROLL	50.00	121	CHASE
12/31/20	RENT	200.00	122	CHASE
12/31/20	UTILITIES	75.00	123	CHASE
12/31/20	SALES	150.00	124	CHASE
12/31/20	DEPOSIT	100.00		CHASE
12/31/20	PAYROLL	50.00	125	CHASE
12/31/20	RENT	200.00	126	CHASE
12/31/20	UTILITIES	75.00	127	CHASE
12/31/20	SALES	150.00	128	CHASE
12/31/20	DEPOSIT	100.00		CHASE
12/31/20	PAYROLL	50.00	129	CHASE
12/31/20	RENT	200.00	130	CHASE
12/31/20	UTILITIES	75.00	131	CHASE
12/31/20	SALES	150.00	132	CHASE
12/31/20	DEPOSIT	100.00		CHASE
12/31/20	PAYROLL	50.00	133	CHASE
12/31/20	RENT	200.00	134	CHASE
12/31/20	UTILITIES	75.00	135	CHASE
12/31/20	SALES	150.00	136	CHASE
12/31/20	DEPOSIT	100.00		CHASE
12/31/20	PAYROLL	50.00	137	CHASE
12/31/20	RENT	200.00	138	CHASE
12/31/20	UTILITIES	75.00	139	CHASE
12/31/20	SALES	150.00	140	CHASE
12/31/20	DEPOSIT	100.00		CHASE
12/31/20	PAYROLL	50.00	141	CHASE
12/31/20	RENT	200.00	142	CHASE
12/31/20	UTILITIES	75.00	143	CHASE
12/31/20	SALES	150.00	144	CHASE
12/31/20	DEPOSIT	100.00		CHASE
12/31/20	PAYROLL	50.00	145	CHASE
12/31/20	RENT	200.00	146	CHASE
12/31/20	UTILITIES	75.00	147	CHASE
12/31/20	SALES	150.00	148	CHASE
12/31/20	DEPOSIT	100.00		CHASE
12/31/20	PAYROLL	50.00	149	CHASE
12/31/20	RENT	200.00	150	CHASE
12/31/20	UTILITIES	75.00	151	CHASE
12/31/20	SALES	150.00	152	CHASE
12/31/20	DEPOSIT	100.00		CHASE
12/31/20	PAYROLL	50.00	153	CHASE
12/31/20	RENT	200.00	154	CHASE
12/31/20	UTILITIES	75.00	155	CHASE
12/31/20	SALES	150.00	156	CHASE
12/31/20	DEPOSIT	100.00		CHASE
12/31/20	PAYROLL	50.00	157	CHASE
12/31/20	RENT	200.00	158	CHASE
12/31/20	UTILITIES	75.00	159	CHASE
12/31/20	SALES	150.00	160	CHASE
12/31/20	DEPOSIT	100.00		CHASE
12/31/20	PAYROLL	50.00	161	CHASE
12/31/20	RENT	200.00	162	CHASE
12/31/20	UTILITIES	75.00	163	CHASE
12/31/20	SALES	150.00	164	CHASE
12/31/20	DEPOSIT	100.00		CHASE
12/31/20	PAYROLL	50.00	165	CHASE
12/31/20	RENT	200.00	166	CHASE
12/31/20	UTILITIES	75.00	167	CHASE
12/31/20	SALES	150.00	168	CHASE
12/31/20	DEPOSIT	100.00		CHASE
12/31/20	PAYROLL	50.00	169	CHASE
12/31/20	RENT	200.00	170	CHASE
12/31/20	UTILITIES	75.00	171	CHASE
12/31/20	SALES	150.00	172	CHASE
12/31/20	DEPOSIT	100.00		CHASE
12/31/20	PAYROLL	50.00	173	CHASE
12/31/20	RENT	200.00	174	CHASE
12/31/20	UTILITIES	75.00	175	CHASE
12/31/20	SALES	150.00	176	CHASE
12/31/20	DEPOSIT	100.00		CHASE
12/31/20	PAYROLL	50.00	177	CHASE
12/31/20	RENT	200.00	178	CHASE
12/31/20	UTILITIES	75.00	179	CHASE
12/31/20	SALES	150.00	180	CHASE
12/31/20	DEPOSIT	100.00		CHASE
12/31/20	PAYROLL	50.00	181	CHASE
12/31/20	RENT	200.00	182	CHASE
12/31/20	UTILITIES	75.00	183	CHASE
12/31/20	SALES	150.00	184	CHASE
12/31/20	DEPOSIT	100.00		CHASE
12/31/20	PAYROLL	50.00	185	CHASE
12/31/20	RENT	200.00	186	CHASE
12/31/20	UTILITIES	75.00	187	CHASE
12/31/20	SALES	150.00	188	CHASE
12/31/20	DEPOSIT	100.00		CHASE
12/31/20	PAYROLL	50.00	189	CHASE
12/31/20	RENT	200.00	190	CHASE
12/31/20	UTILITIES	75.00	191	CHASE
12/31/20	SALES	150.00	192	CHASE
12/31/20	DEPOSIT	100.00		CHASE
12/31/20	PAYROLL	50.00	193	CHASE
12/31/20	RENT	200.00	194	CHASE
12/31/20	UTILITIES	75.00	195	CHASE
12/31/20	SALES	150.00	196	CHASE
12/31/20	DEPOSIT	100.00		CHASE
12/31/20	PAYROLL	50.00	197	CHASE
12/31/20	RENT	200.00	198	CHASE
12/31/20	UTILITIES	75.00	199	CHASE
12/31/20	SALES	150.00	200	CHASE

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 (± 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° 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 formando 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 $[R_1 (E_3 - E_2) / R_1 + R_2]$

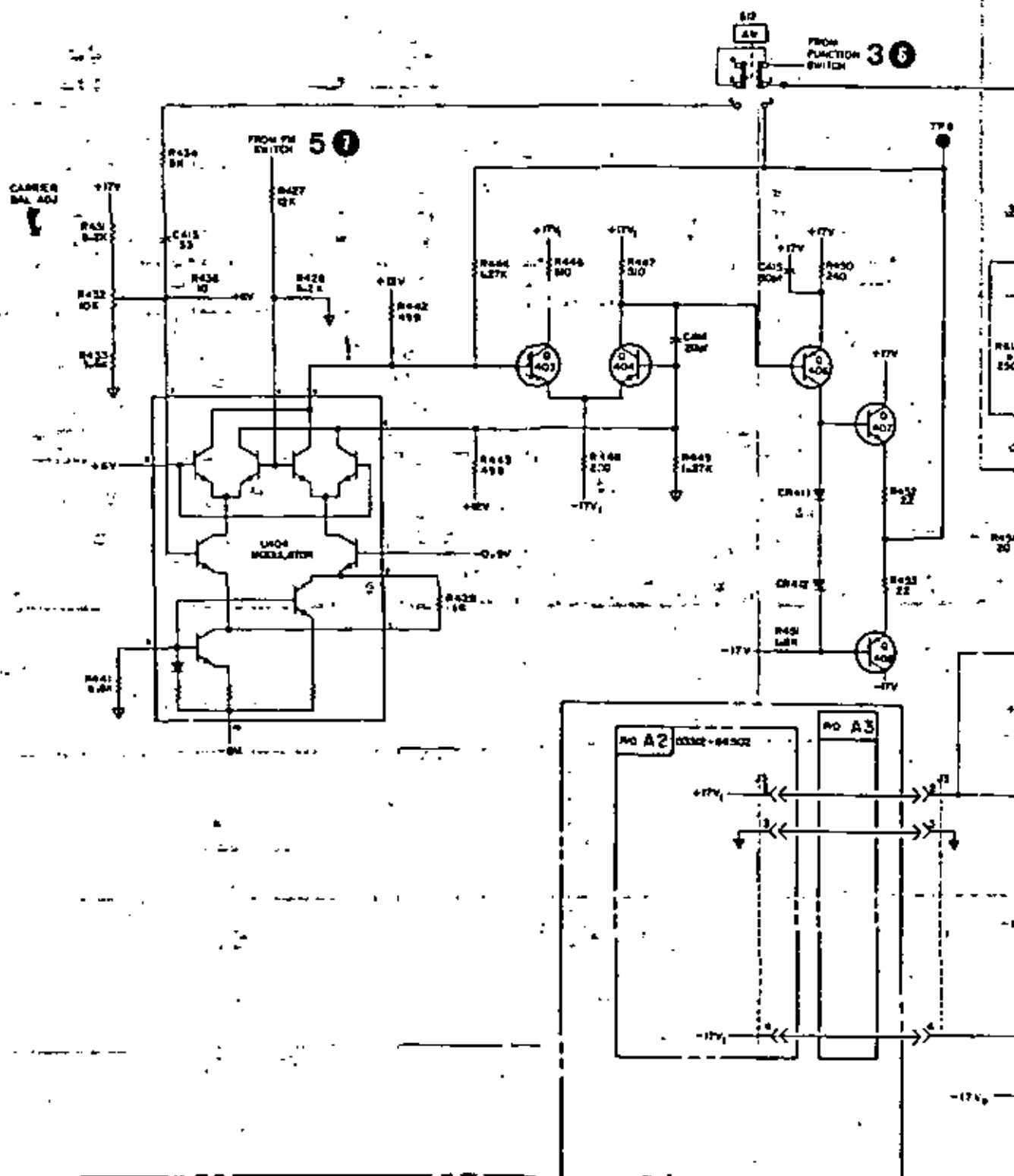
$= E_2]$ la salida del comparador invierte su estado. La salida del comparador se invierte, se amarra a un cierto nivel y se retroalimenta a el inversor, para controlar la generación de la triangular.

b) Modulación en Amplitud.

El modulador de AM (figura 4.3.9) es con un sistema balanceado el cual mezcla la señal portadora proveniente del generador principal con la señal de modulación proveniente del generador de modula

FIG. A1
AM MODULATOR
AND OUTPUT AMP
0330-4450

AM MODULATOR



12
12

12
12

12
12

11
11

11
11

11
11

1

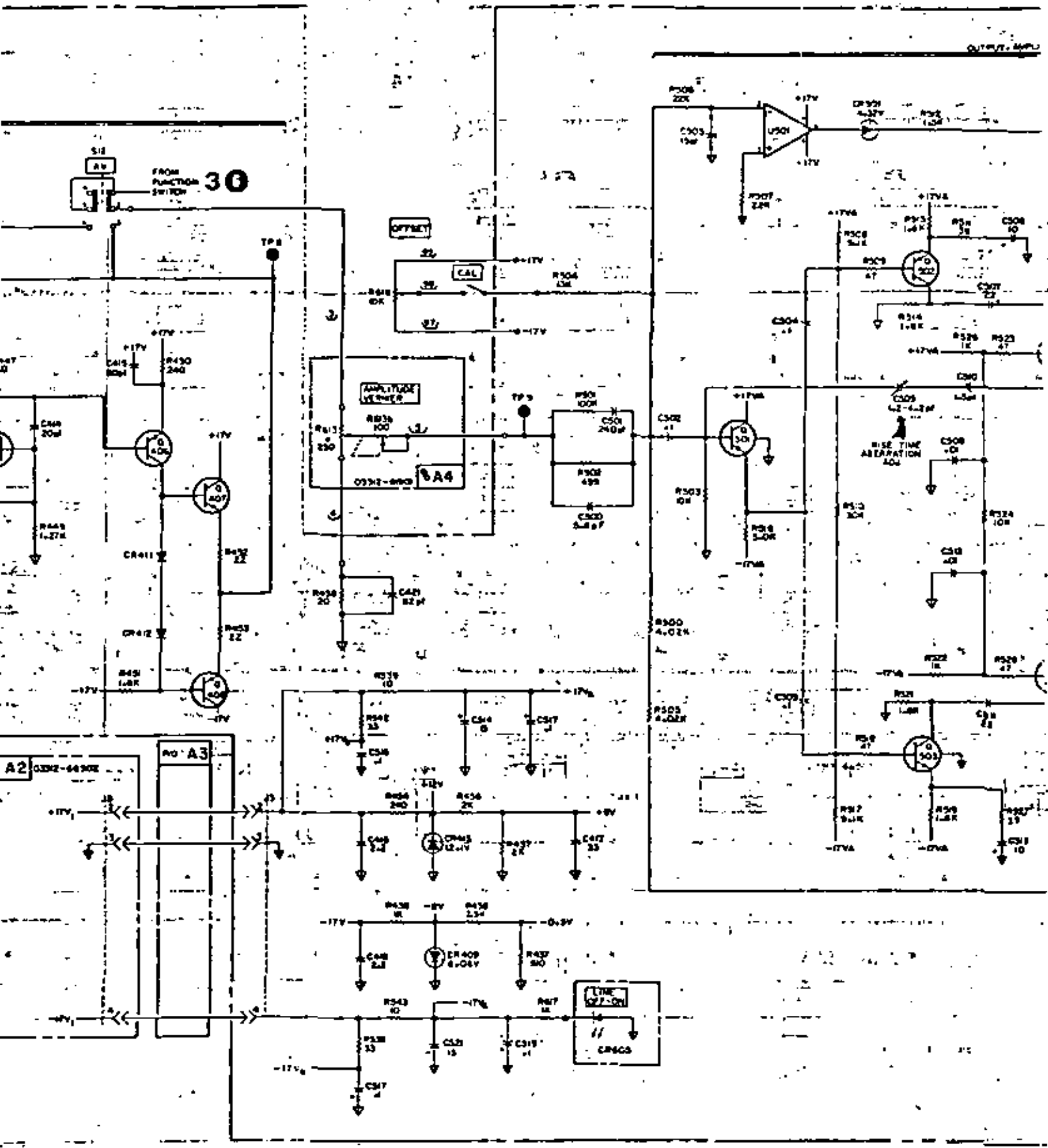
1

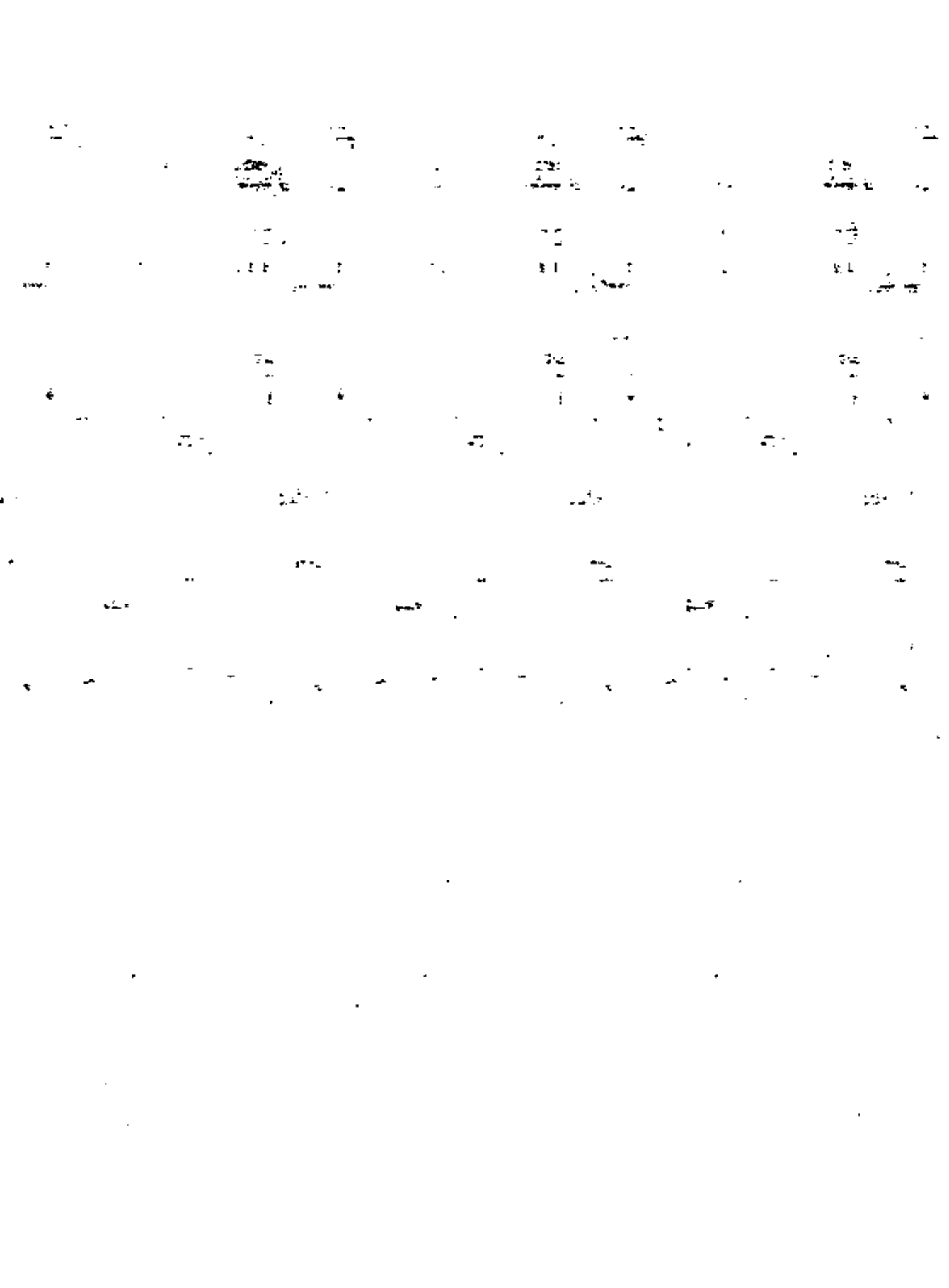
1

12

12

12





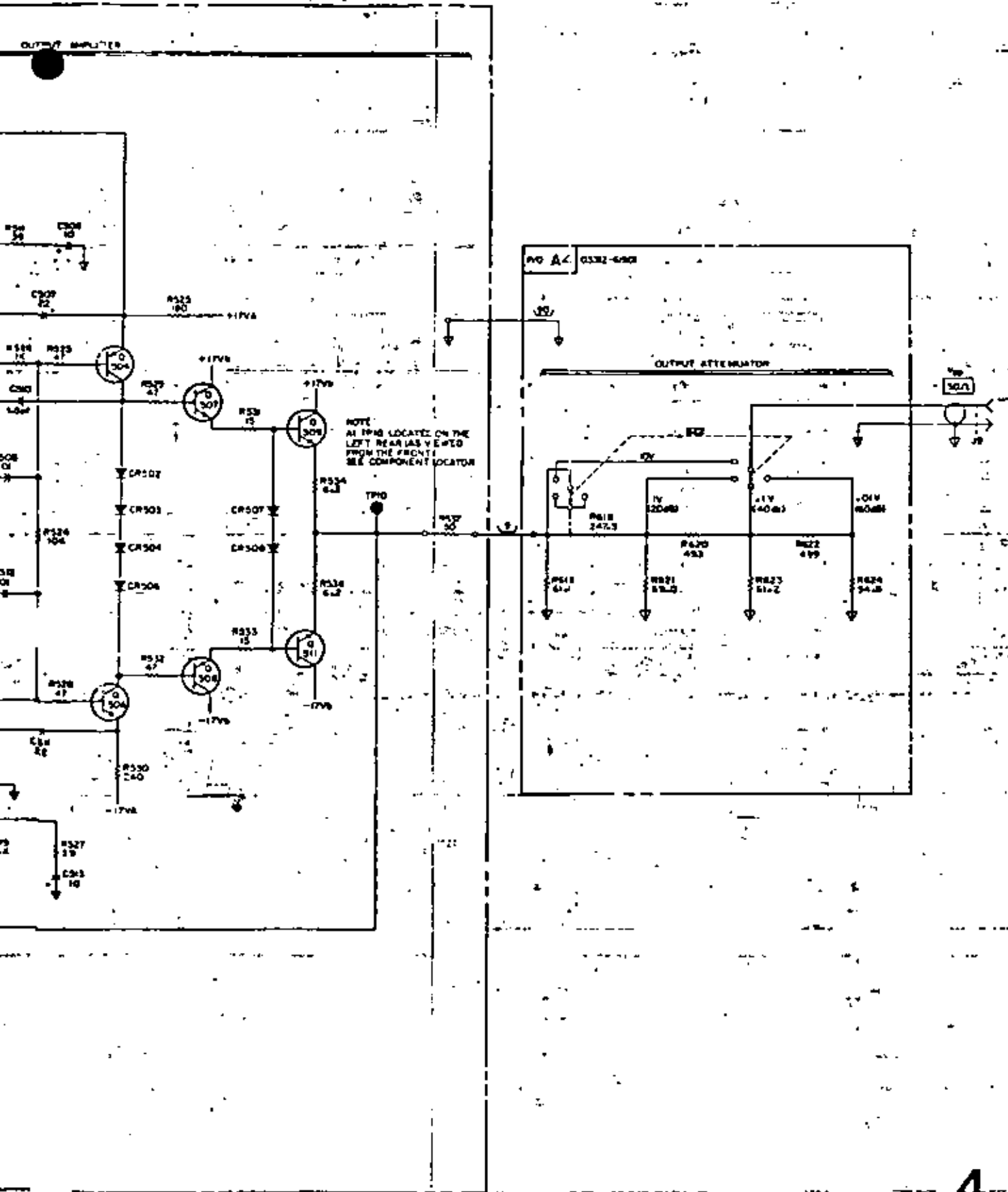
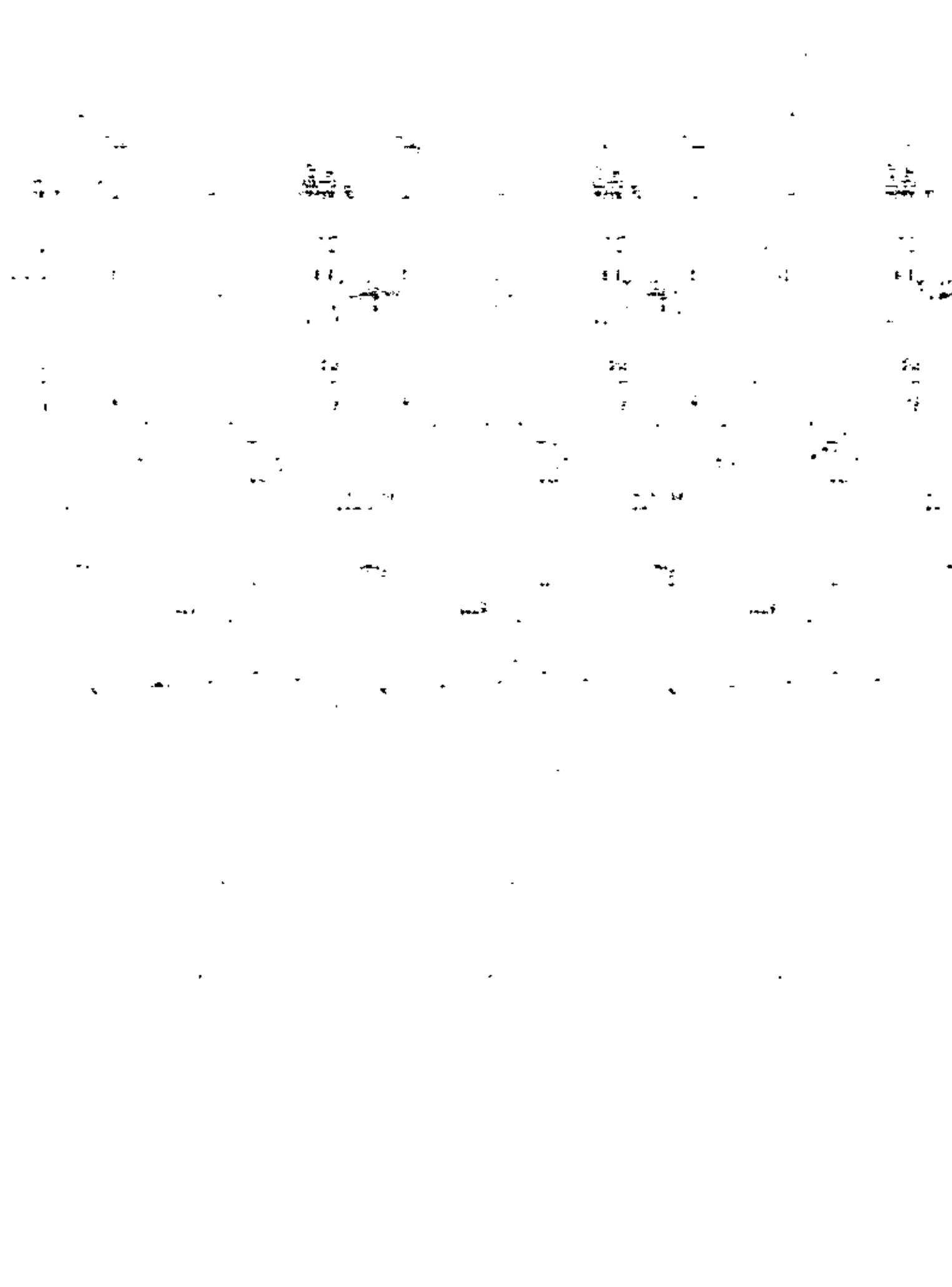


Figure 7-4. Amplitude Modulator and Output Amplifier Attenuator.



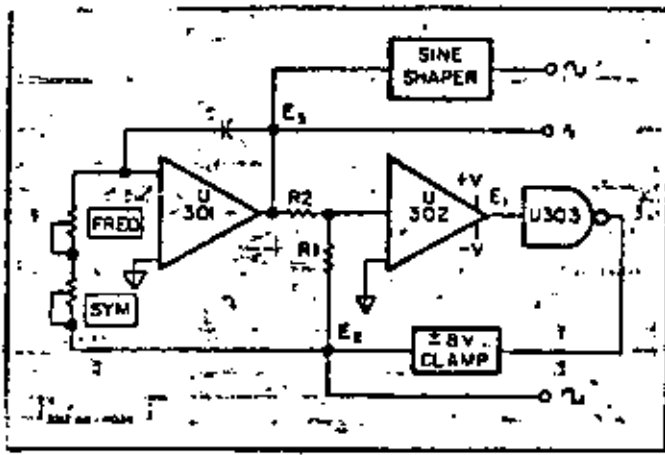


Fig. 4.3.10.-Generador de Señal.

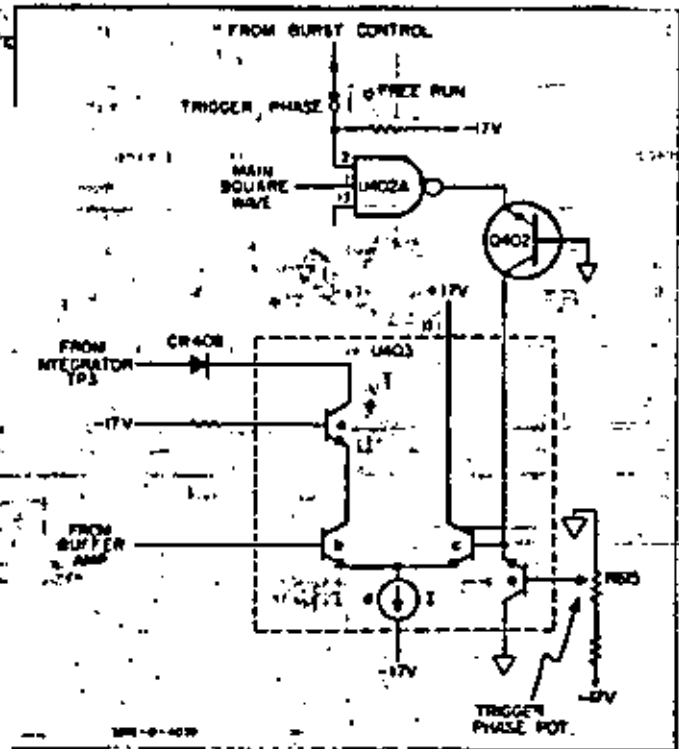


Fig. 4.3.13.a.-Amplificación de ráfaga.

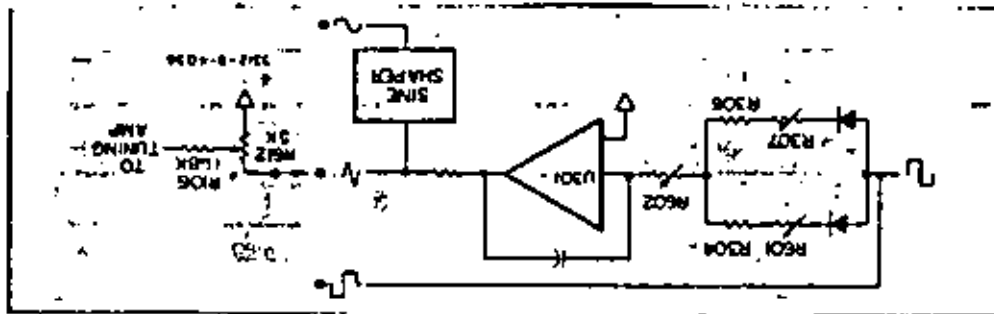
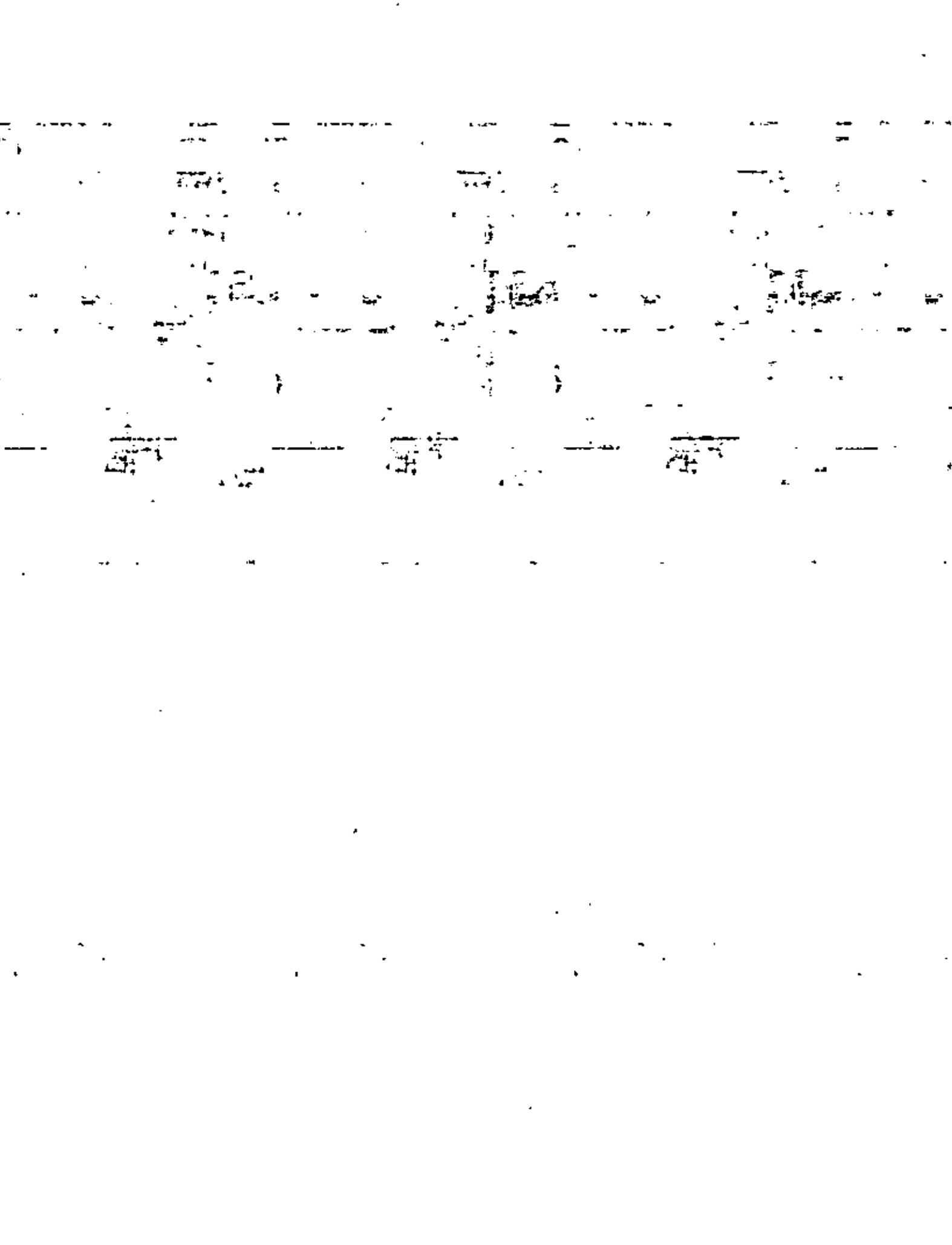
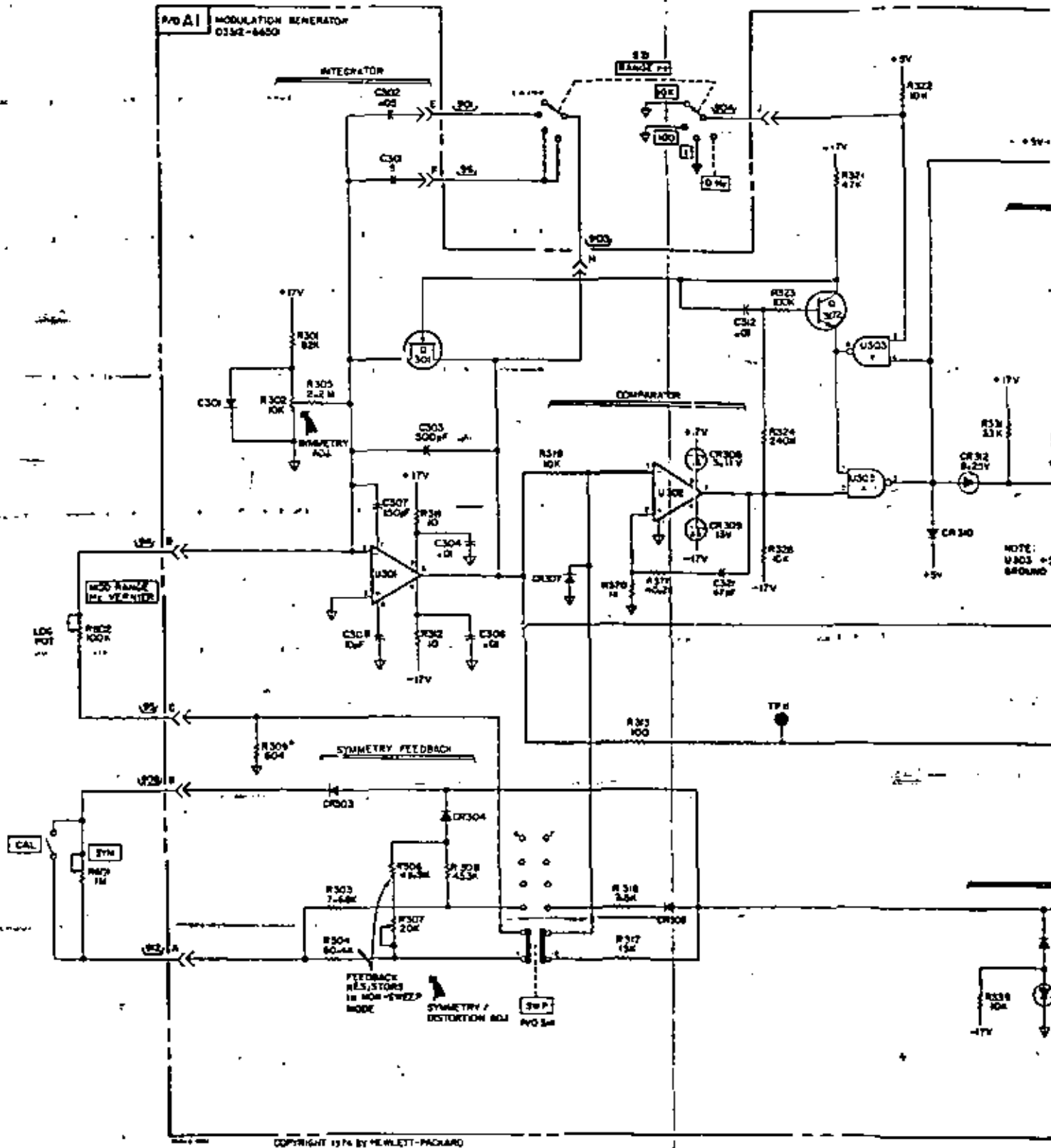


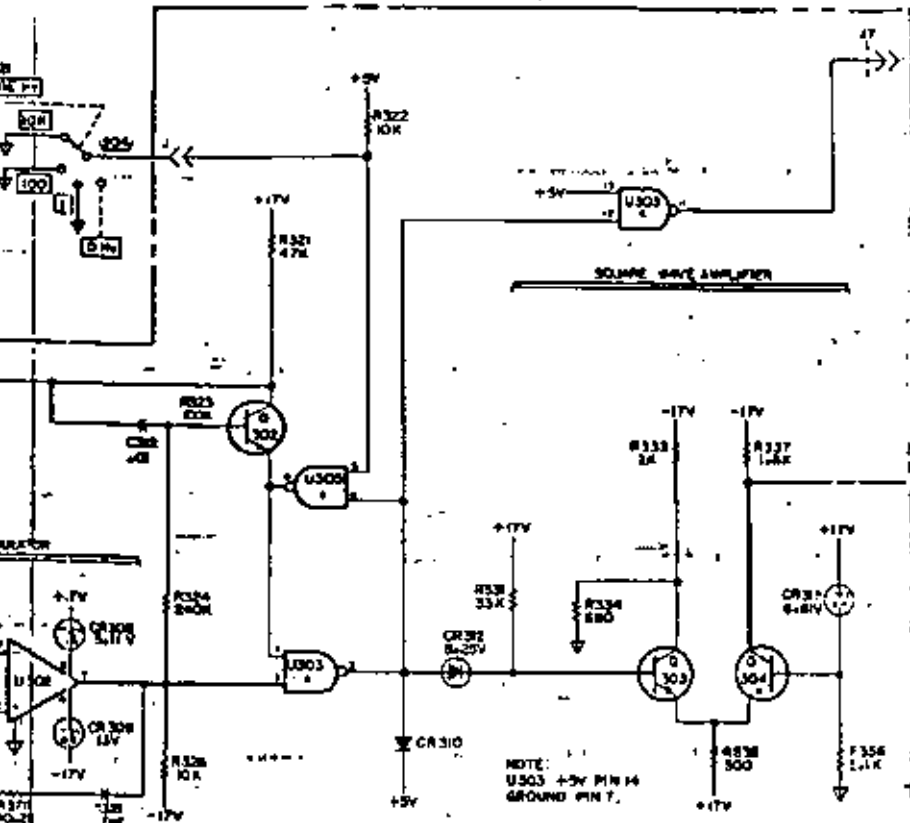
Fig. 4.3.11.-Circuito para operación de E.M.



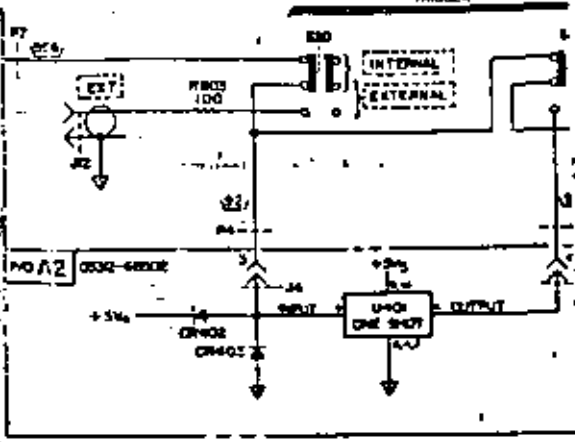


BURST CONTROL

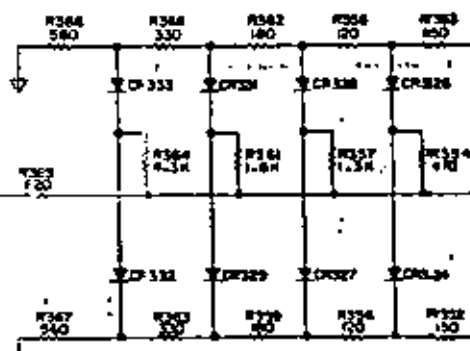
TRIGGER



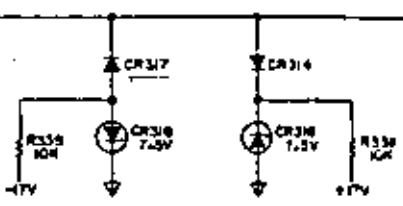
SOURCE DRIVE AMPLIFIER



ONE SHOTS



±6 VOLT CLAMP



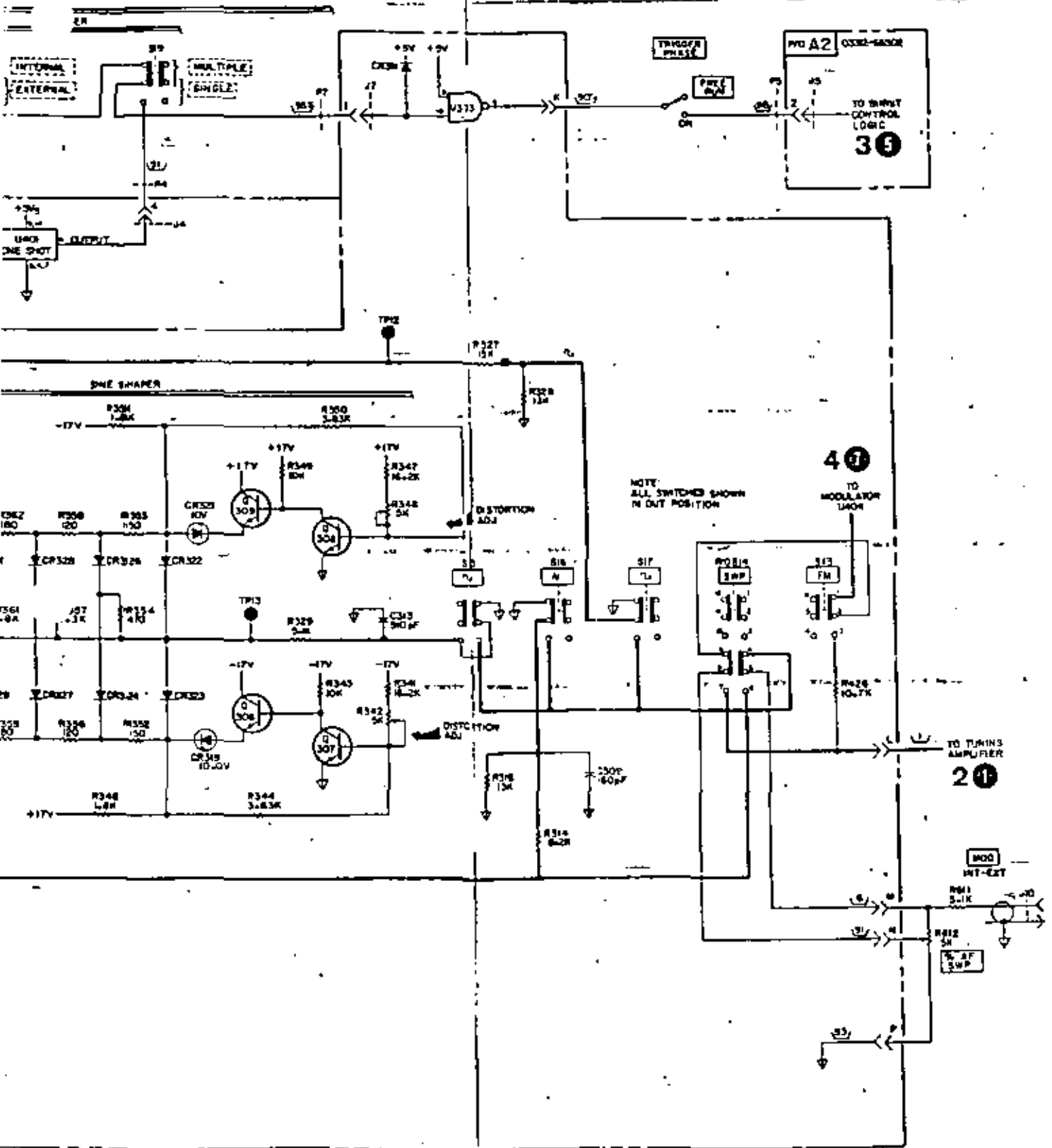


Fig. 4-3.12... Figure 7-5. Modulation Generator, Burst Control, Front and Rear Panel Controls and Function Switches.



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.

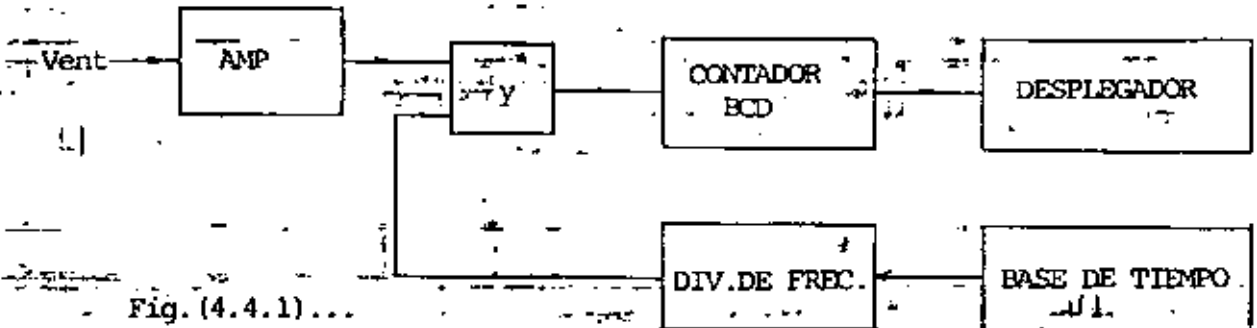


Fig. (4.4.1)...

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 sensitiva 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 5×10^{-10} por día ó bien 1.5×10^{-8} por mes. Por otro lado para cristales en temperatura ambiente se tiene 3×10^{-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 la base de tiempo de 1×10^{-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 opé-

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 atenúa 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 A₁, 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 empiezo 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.

Quando 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 (e). 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.

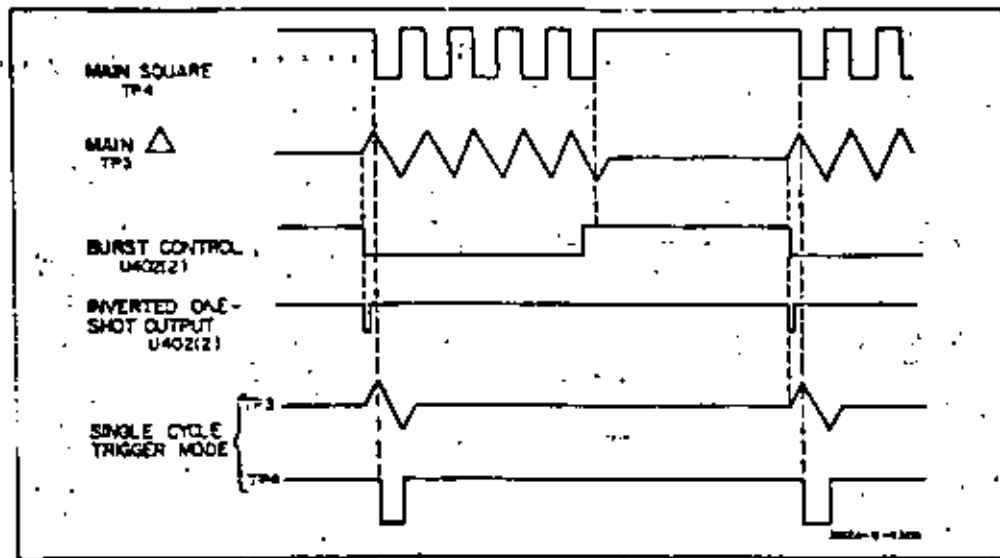


Fig. 4.3.13.- Formas de onda de la lógica de ráfaga (burst).

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 ± 15 MHz cuando se instala la opción que provee la pre-escalación (entrada C). Todas las mediciones se exhiben en un desplegador de diodos 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".

1957

1958

1959

1957

1958

1959

1957

1958

1959

1957

1958

1959

1957

1958

1959

1957

1958

1959

1957

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.

MODOS DE MEDICION.

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 base 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 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 -

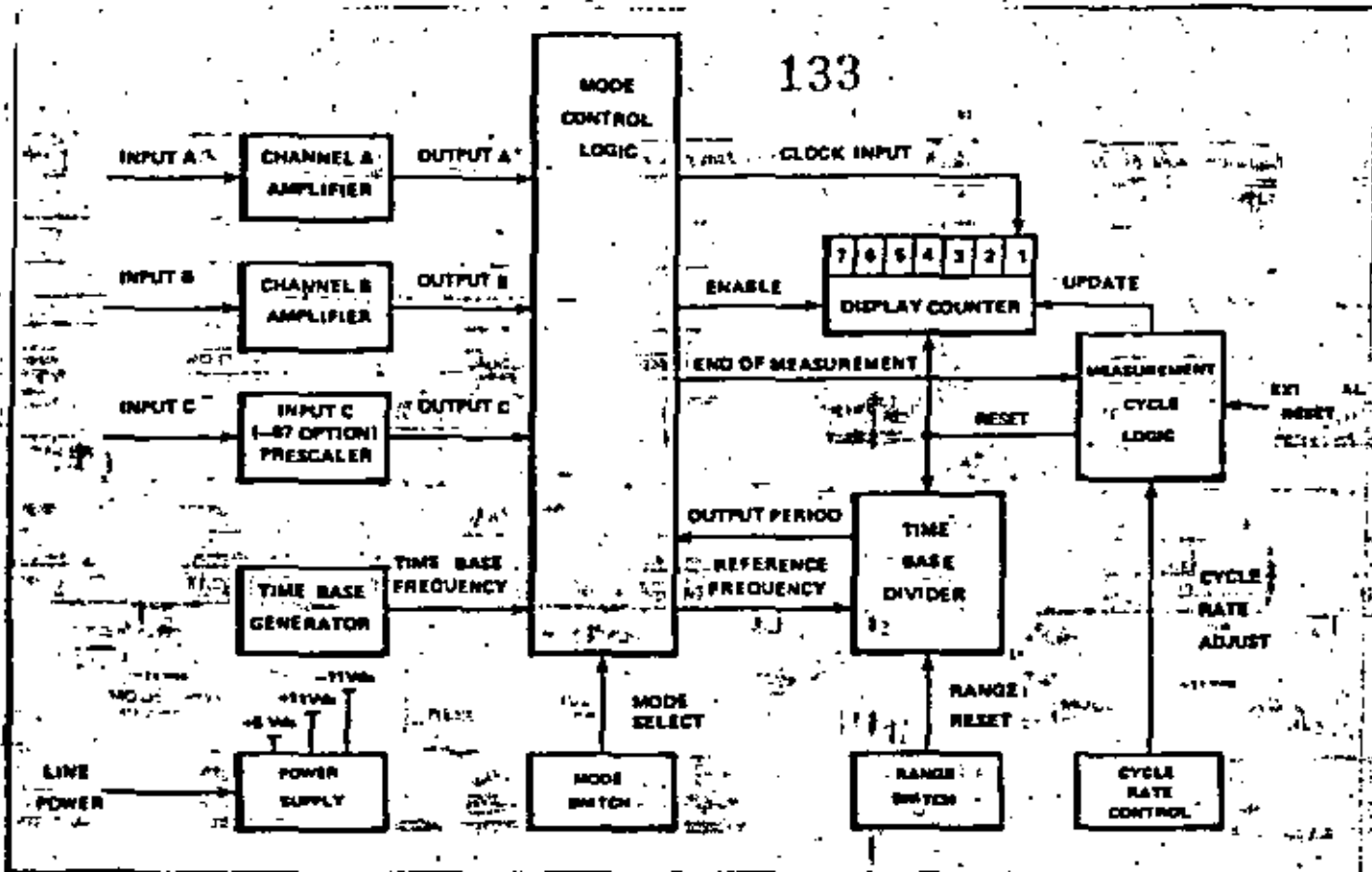


Fig. 4.4.1.- Diagrama a bloques simplificado.

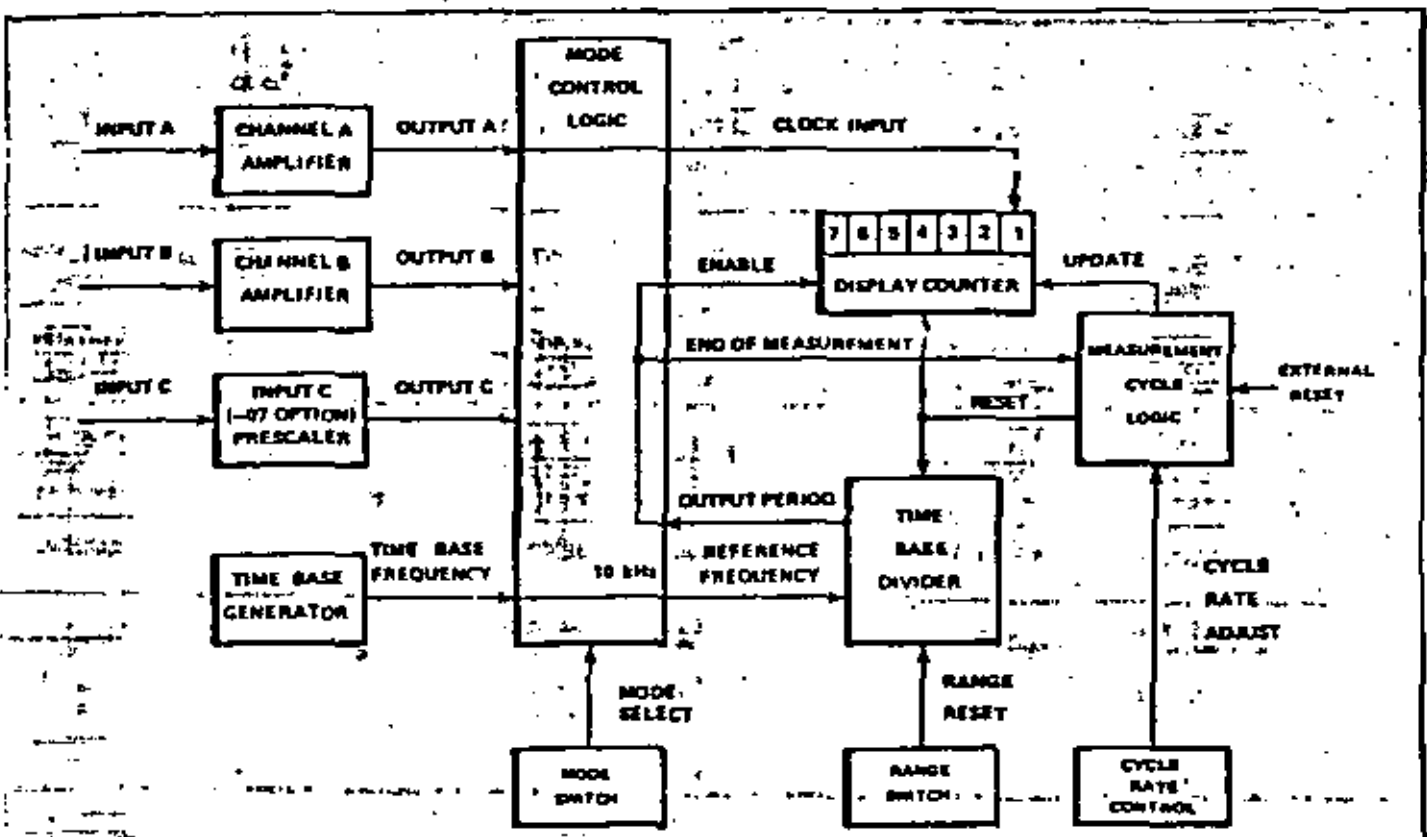
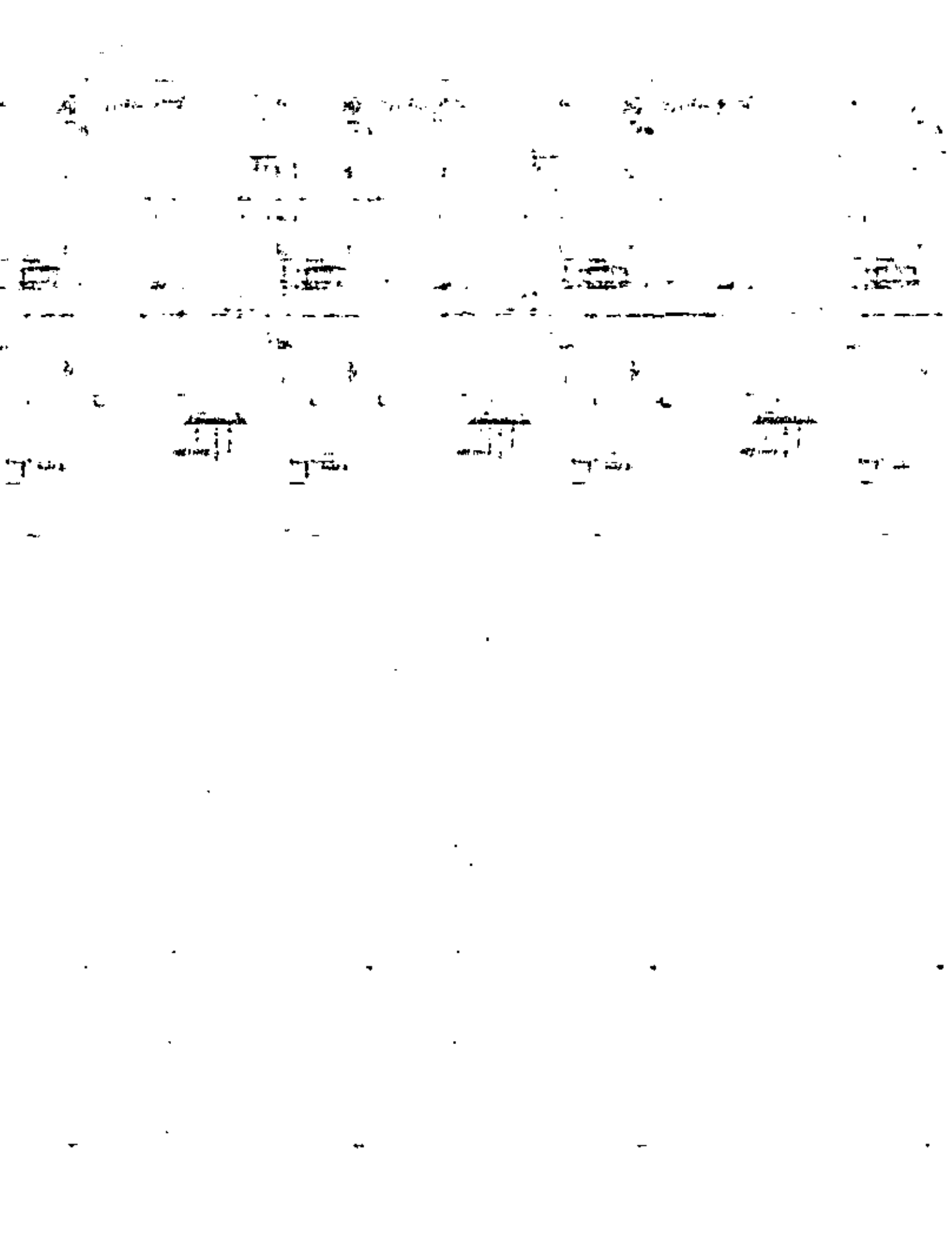


Fig. 4.4.2.- Modo de frecuencia A



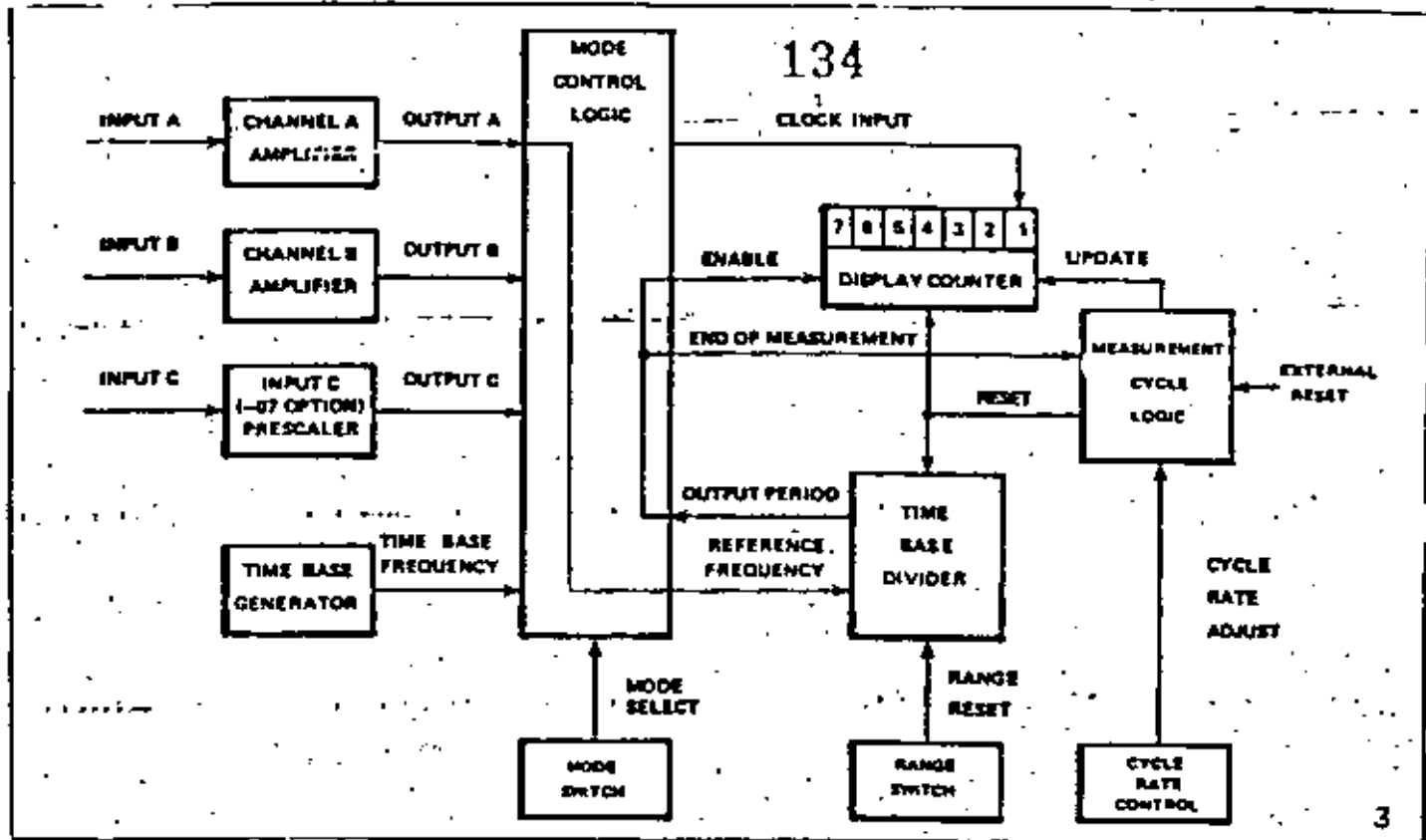


Fig. 4.4.3.- modo de frecuencia (razón A/B).

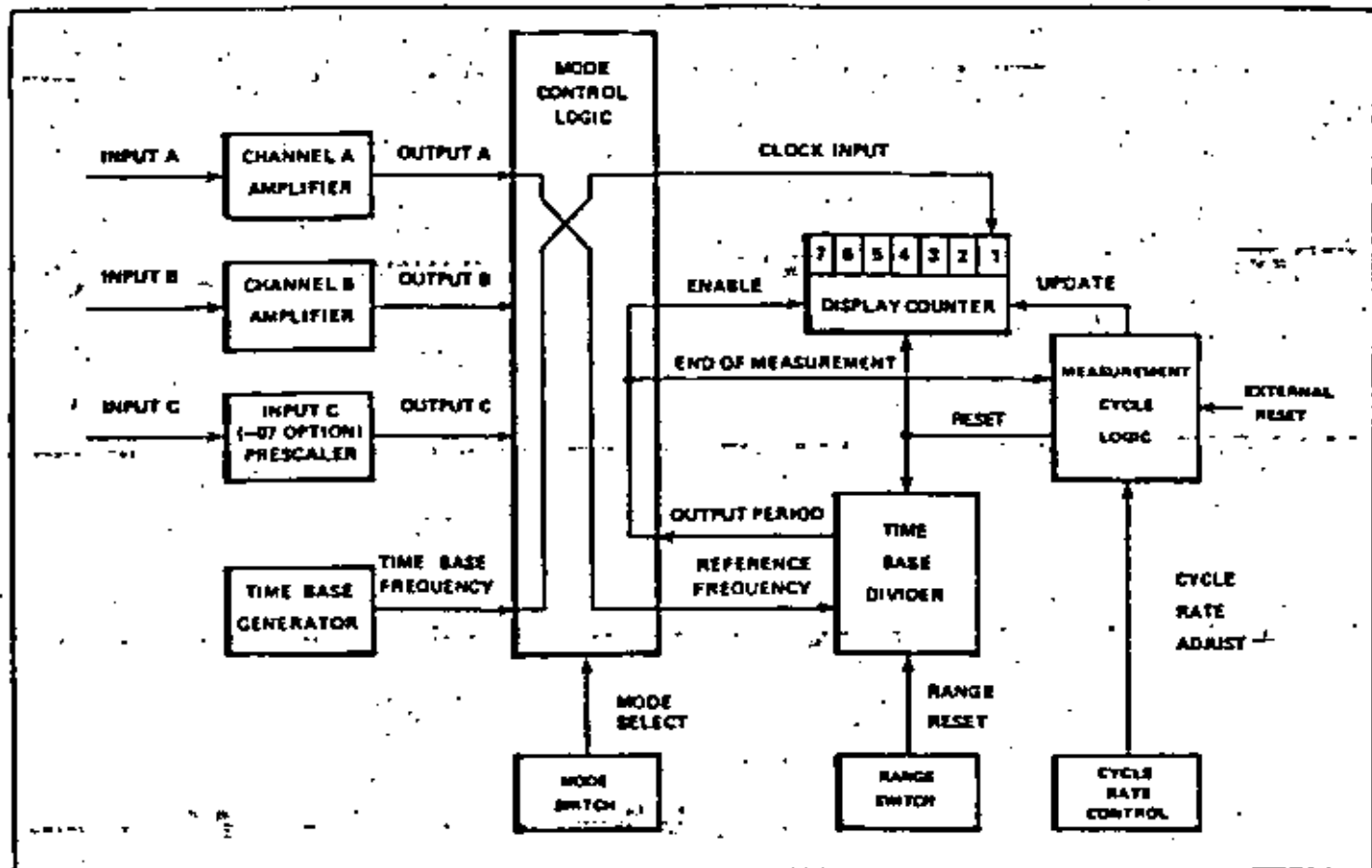


Fig. 4.4.4.- modo de período.

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

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

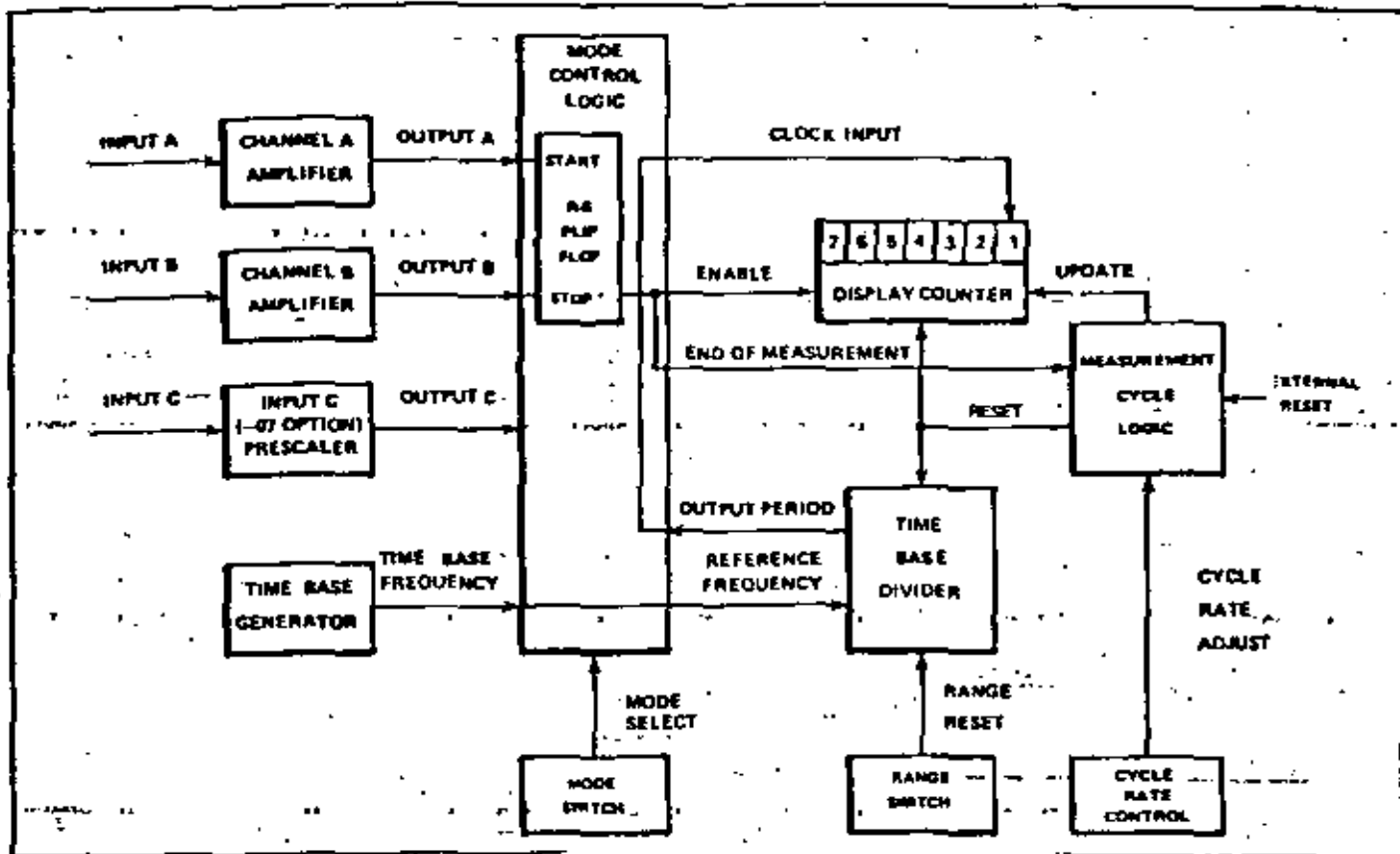


Fig. 4.4.5- Modo de Intervalo de tiempo.

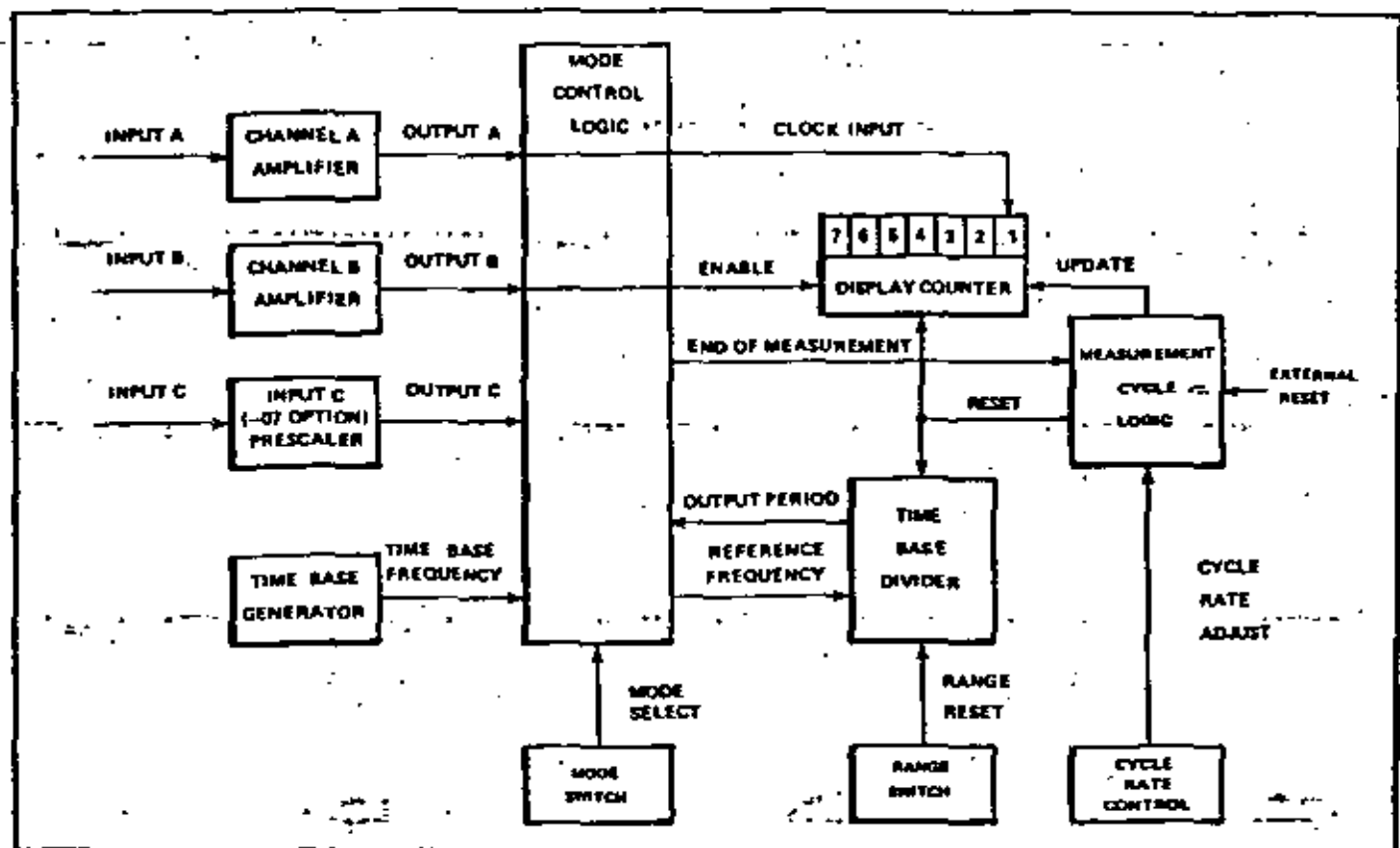
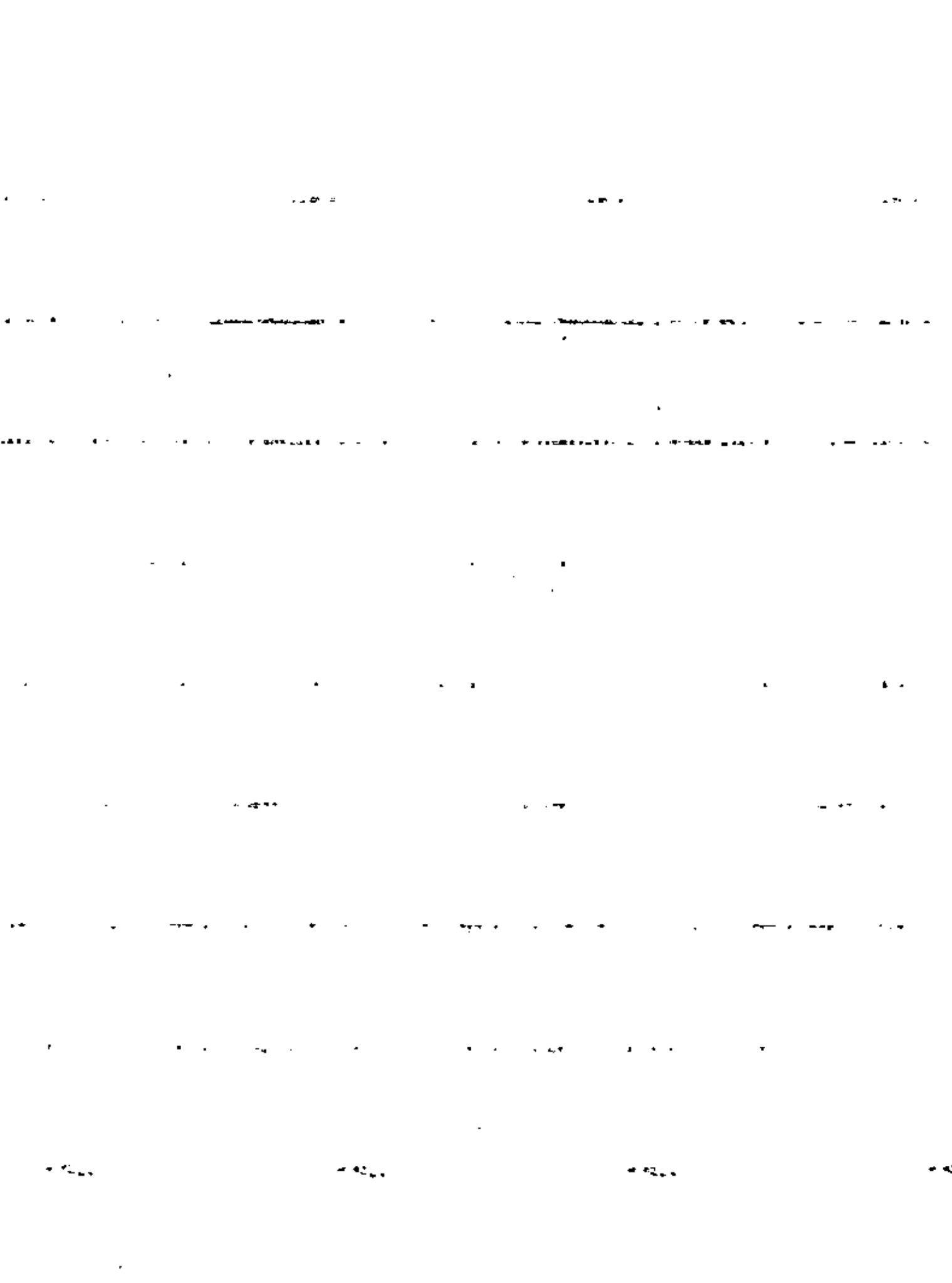


Fig. 4.4.6.- Modo de Totalización.



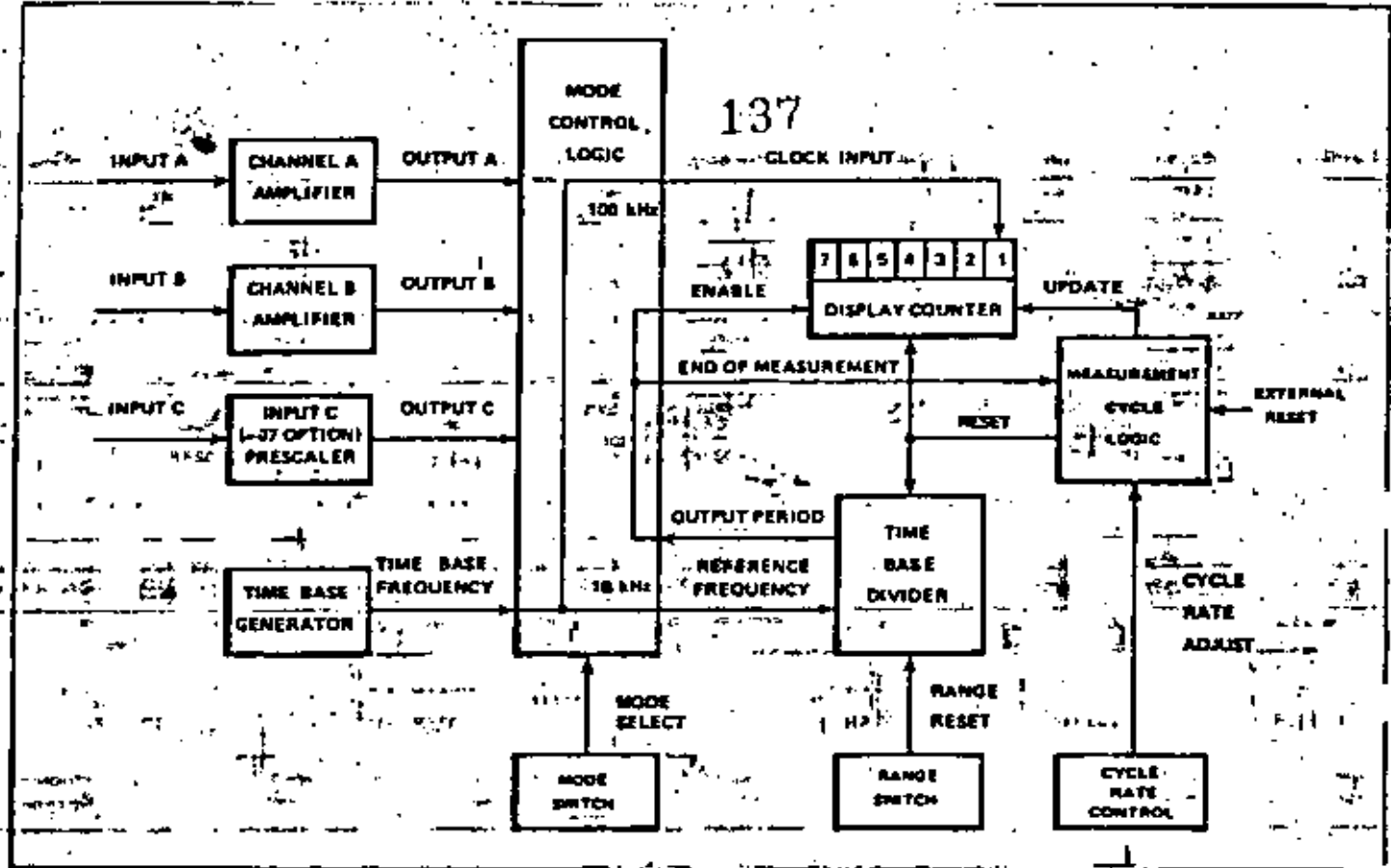


Fig. 4.4.7.- Modo de auto-chequeo.

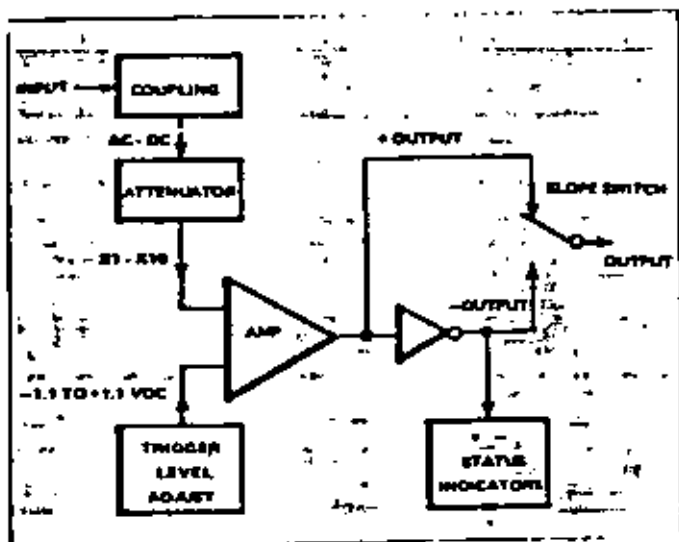


Fig. 4.4.8.- Aplicación de entrada.

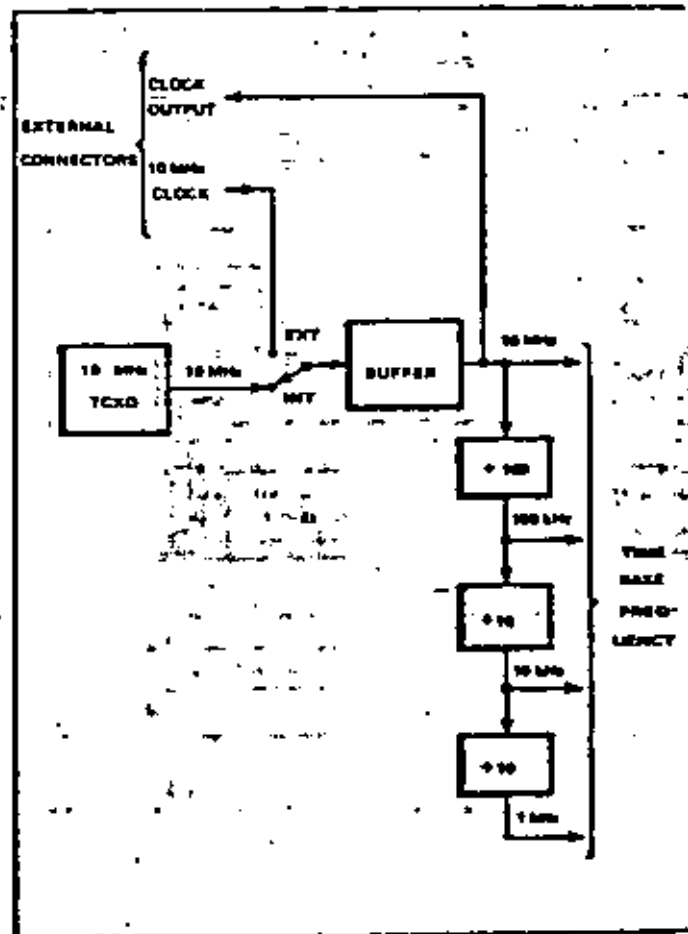


Fig. 4.4.9.- Gen. de base de tiempo.

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 multi vibrator 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 y 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).

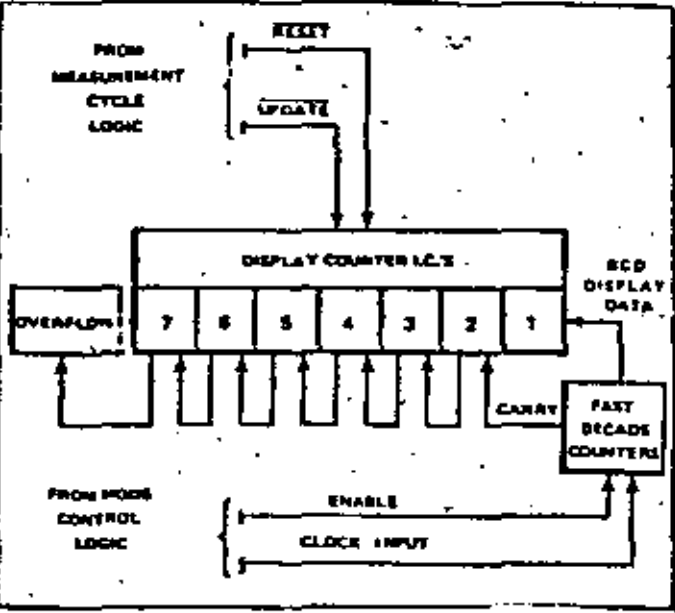


Fig. 4.4.10.- Divisor de basu de 'diez'.

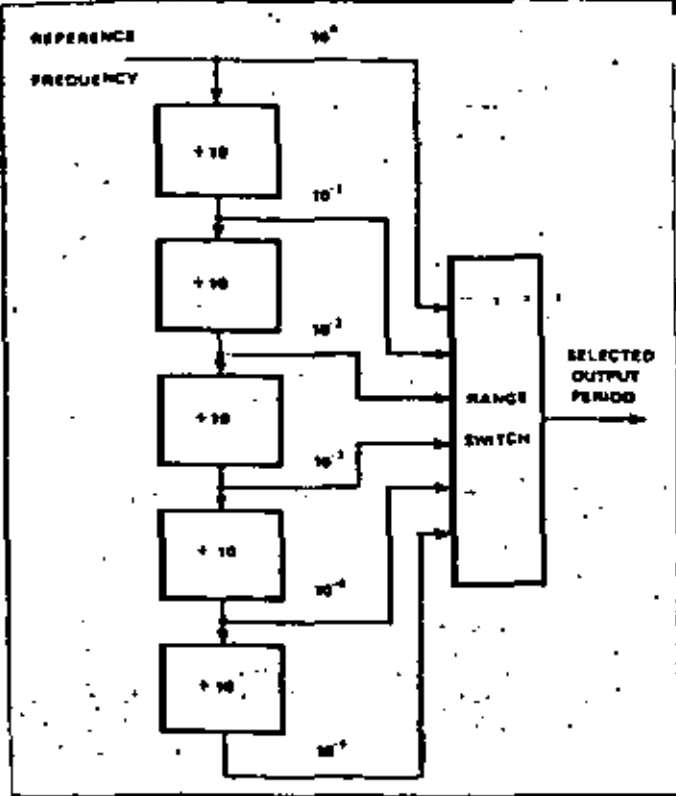


Fig. 4.4.11.- Contador principal.

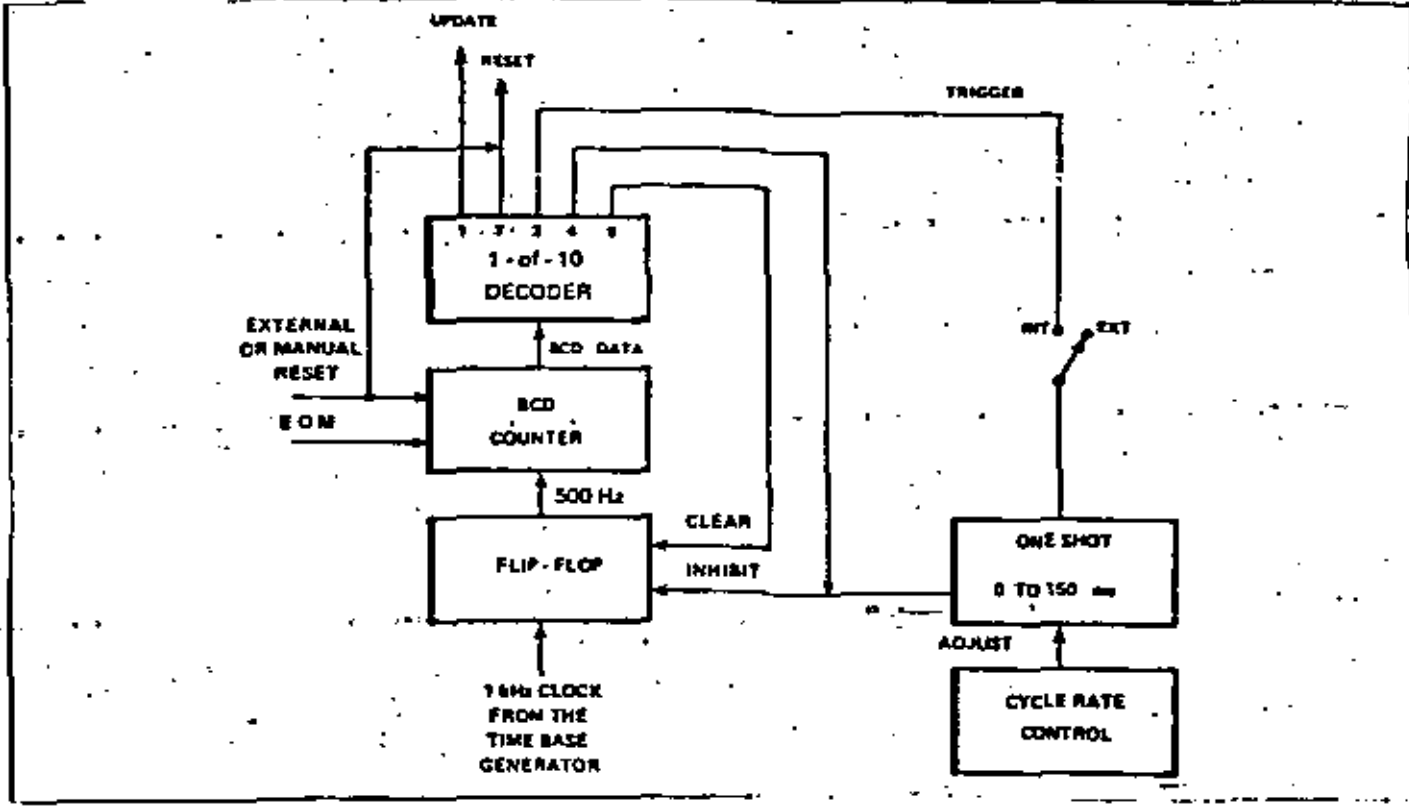


Fig. 4.4.12.- Lógica de ciclo de medición.

Page 1 of 1

Page 1 of 1

Page 1 of 1

Page 1 of 1

Page 1 of 1

Page 1 of 1

Page 1 of 1

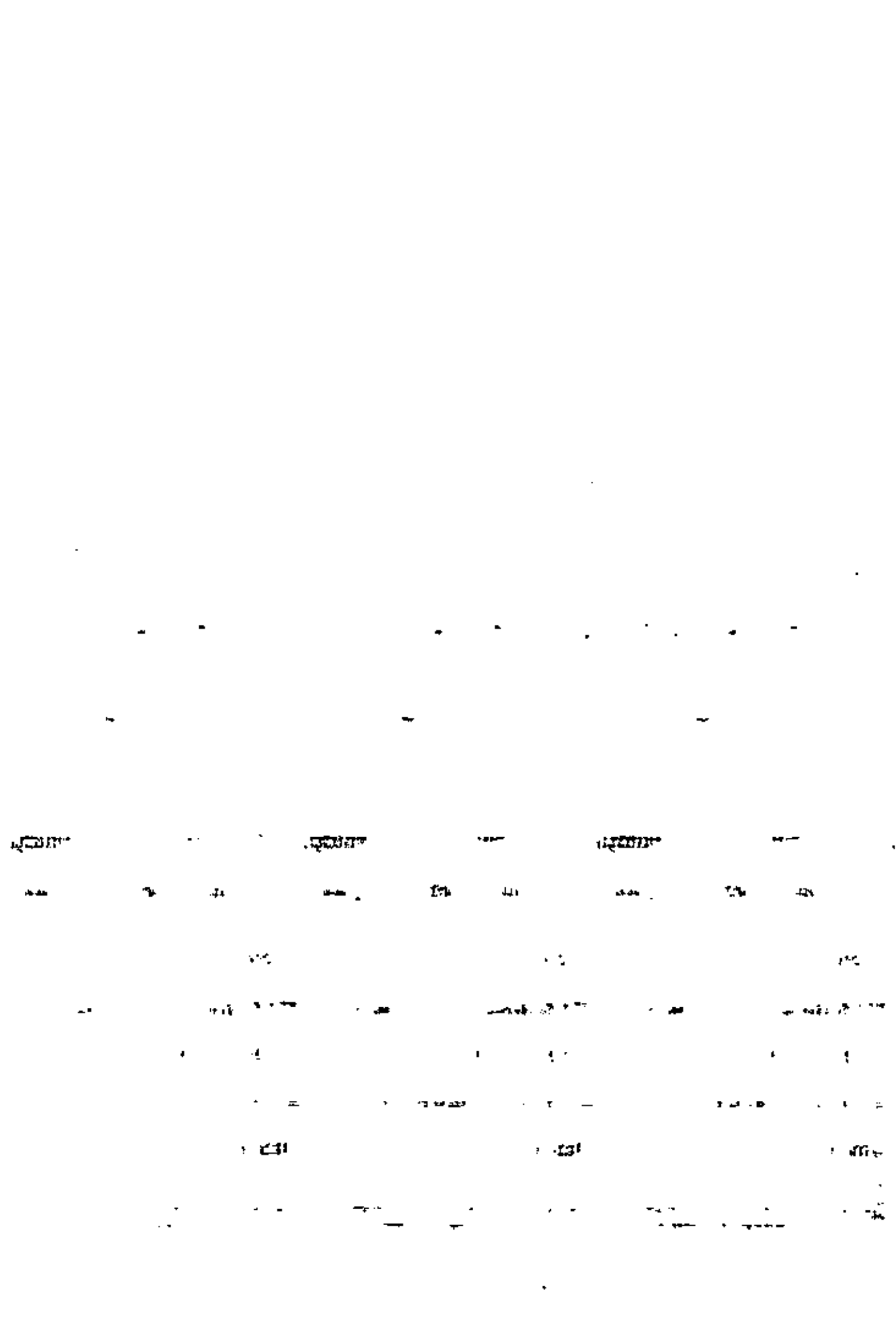
4.5 Dispositivos de despliegue y presentación de datos.

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 pueden 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.

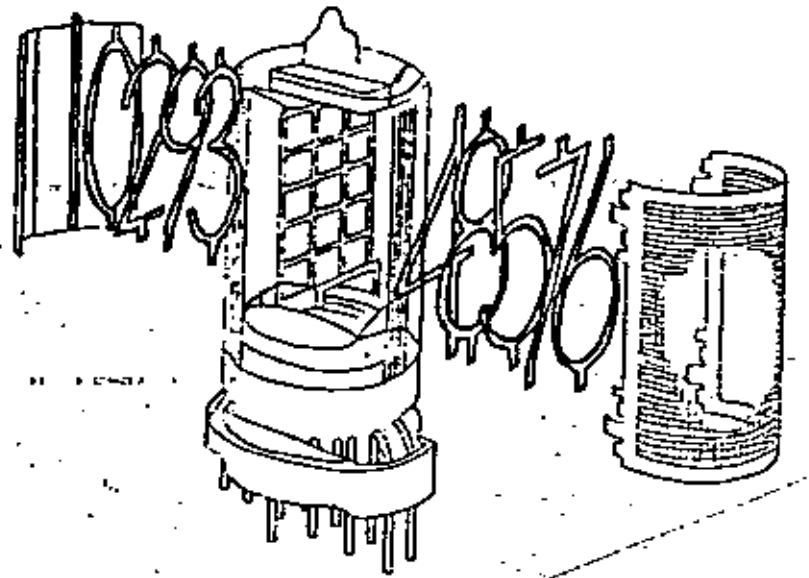


Fig 4.5.1 Tubo indicador Nixie.

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.

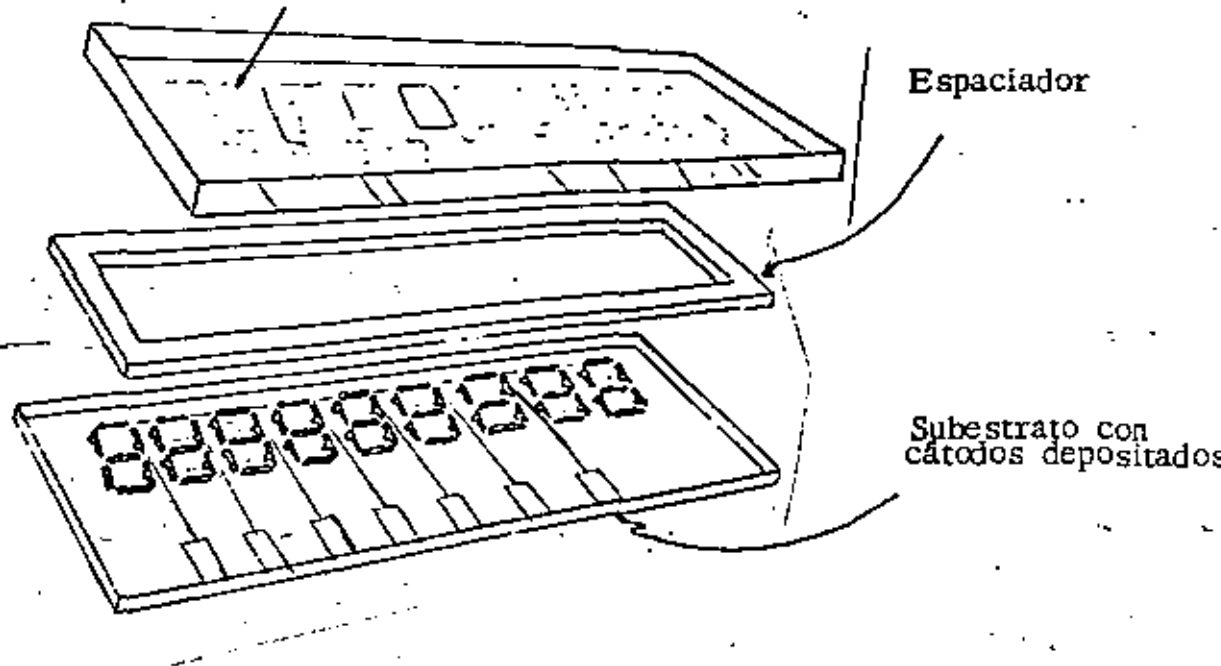


Fig 4.5.2 Indicador plano de descarga en gas multicarácter.

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.

1. The first part of the document discusses the importance of maintaining accurate records of all transactions and activities. It emphasizes that proper record-keeping is essential for transparency and accountability, particularly in financial reporting and compliance with regulatory requirements. The text notes that incomplete or inaccurate records can lead to significant legal and financial consequences for the organization.

2. The second part of the document outlines the various methods and tools used to collect and analyze data. It highlights the use of advanced software solutions and manual data entry processes to ensure the integrity and accuracy of the information. The document also discusses the importance of data security and the implementation of robust protocols to protect sensitive information from unauthorized access and breaches.

3. The third part of the document focuses on the analysis and interpretation of the collected data. It describes how the data is processed and analyzed to identify trends, patterns, and anomalies. The text emphasizes the need for a thorough understanding of the data and the ability to draw meaningful conclusions from the analysis. It also discusses the importance of communicating the results of the analysis to the relevant stakeholders in a clear and concise manner.

4. The fourth part of the document discusses the implications of the findings and the steps that should be taken to address any identified issues. It emphasizes the need for a proactive approach to problem-solving and the implementation of corrective actions to prevent future occurrences. The text also discusses the importance of ongoing monitoring and evaluation to ensure that the implemented measures are effective and sustainable.

5. The fifth part of the document provides a summary of the key findings and conclusions. It reiterates the importance of maintaining accurate records and the need for a robust data management system. The text also emphasizes the importance of transparency and accountability in all aspects of the organization's operations. Finally, the document provides a list of references and resources for further information on the topics discussed.

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 GaAsP.

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 alfa-

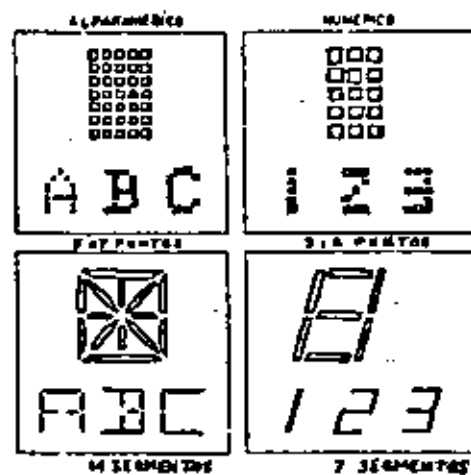


Fig 4.5.3 Ejemplos de formación de caracteres con segmentos y puntos.

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.

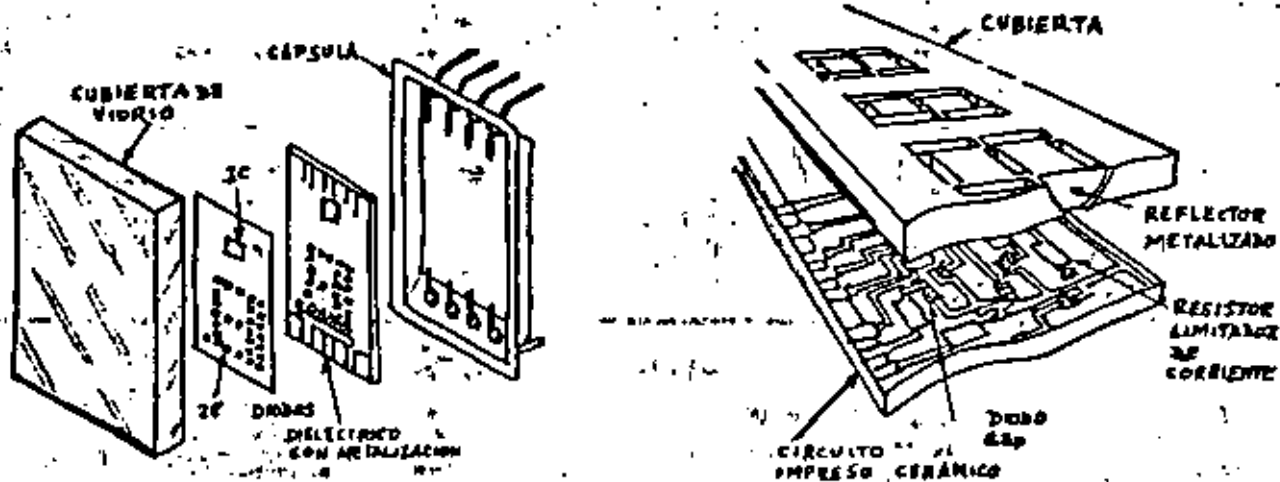


Fig. 8.5.4 Ensamblajes de indicadores numéricos con LED's.

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.

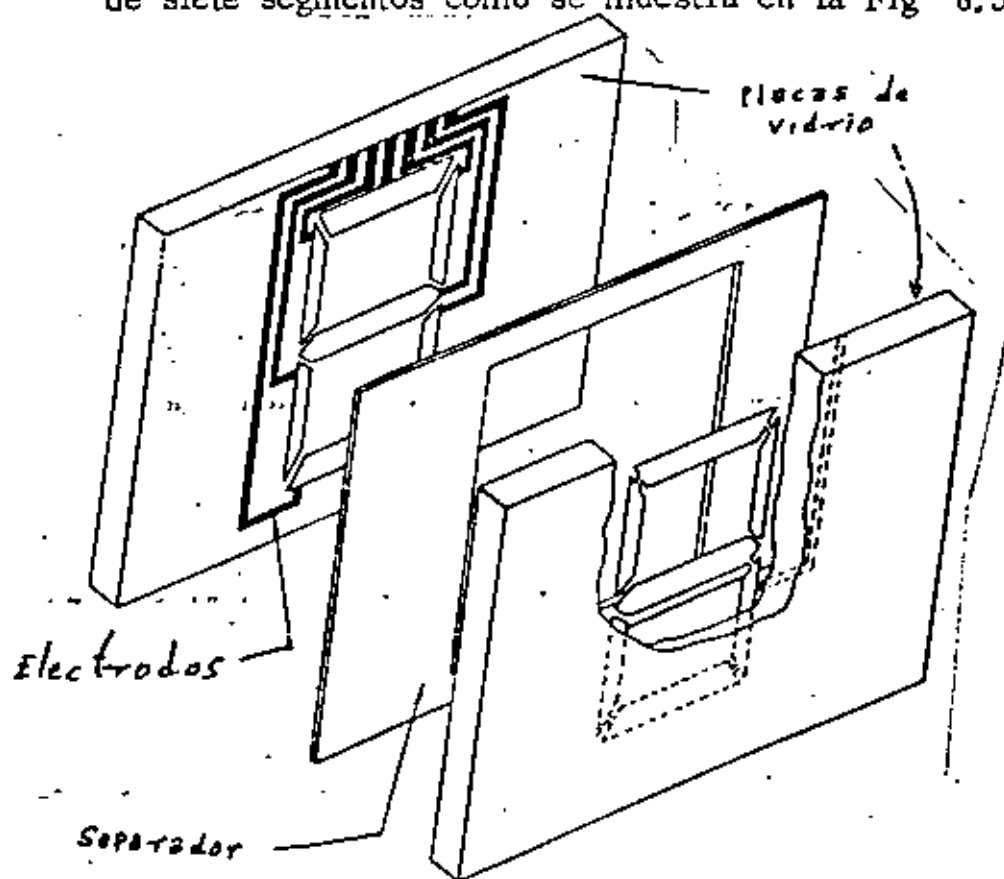


Fig. 8.5.5

Los segmentos del carácter 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 del metal para que sirva como espejo.

Estos indicadores requieren muy poca corriente (del orden de algunos microamperes 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° , 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.

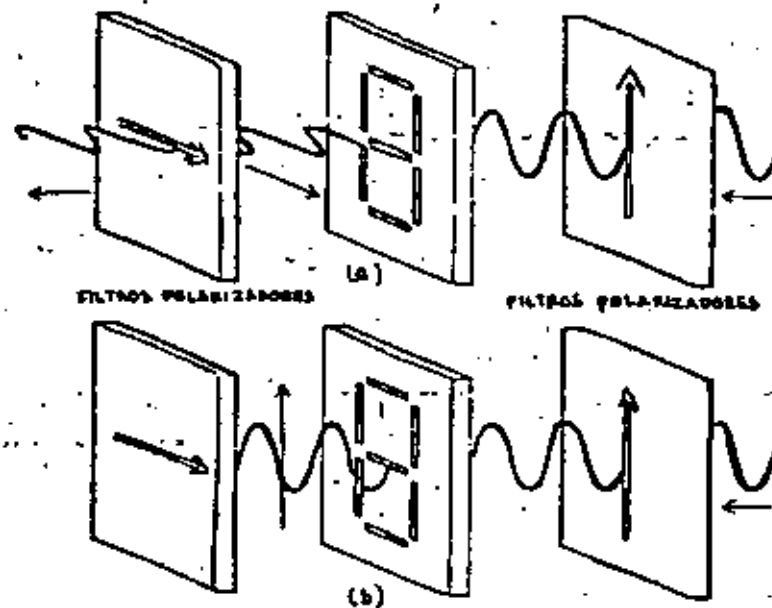


Fig. 4.5.6 Principio de funcionamiento de un indicador de cristal líquido de efecto de campo. a) Sin campo eléctrico aplicado. b) Con campo eléctrico aplicado.

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 miliwatts 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 comparibles 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.

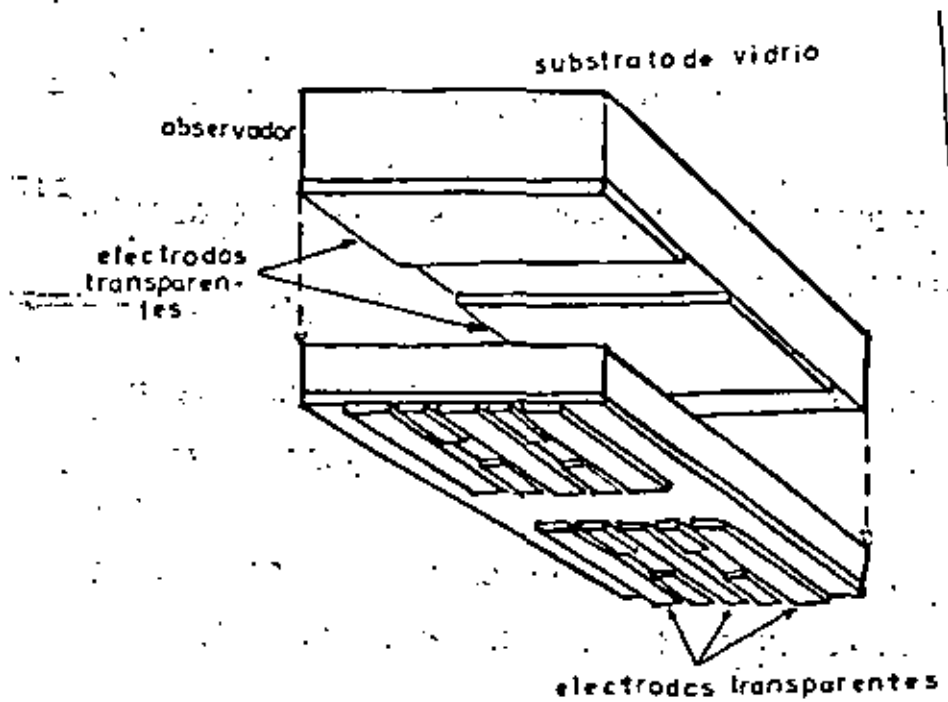


Fig. 4.5.7 Estructura de un indicador de película electroluminiscente.

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 μ 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 CATÓDICOS

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 una 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

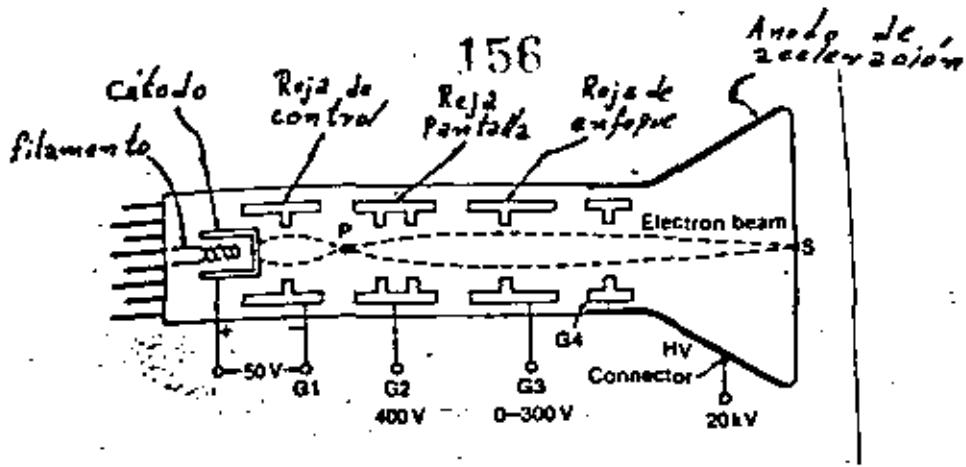


Fig. 4.5.8. Elementos de un cañón electrónico con bajos voltajes de enfoque electrostático.

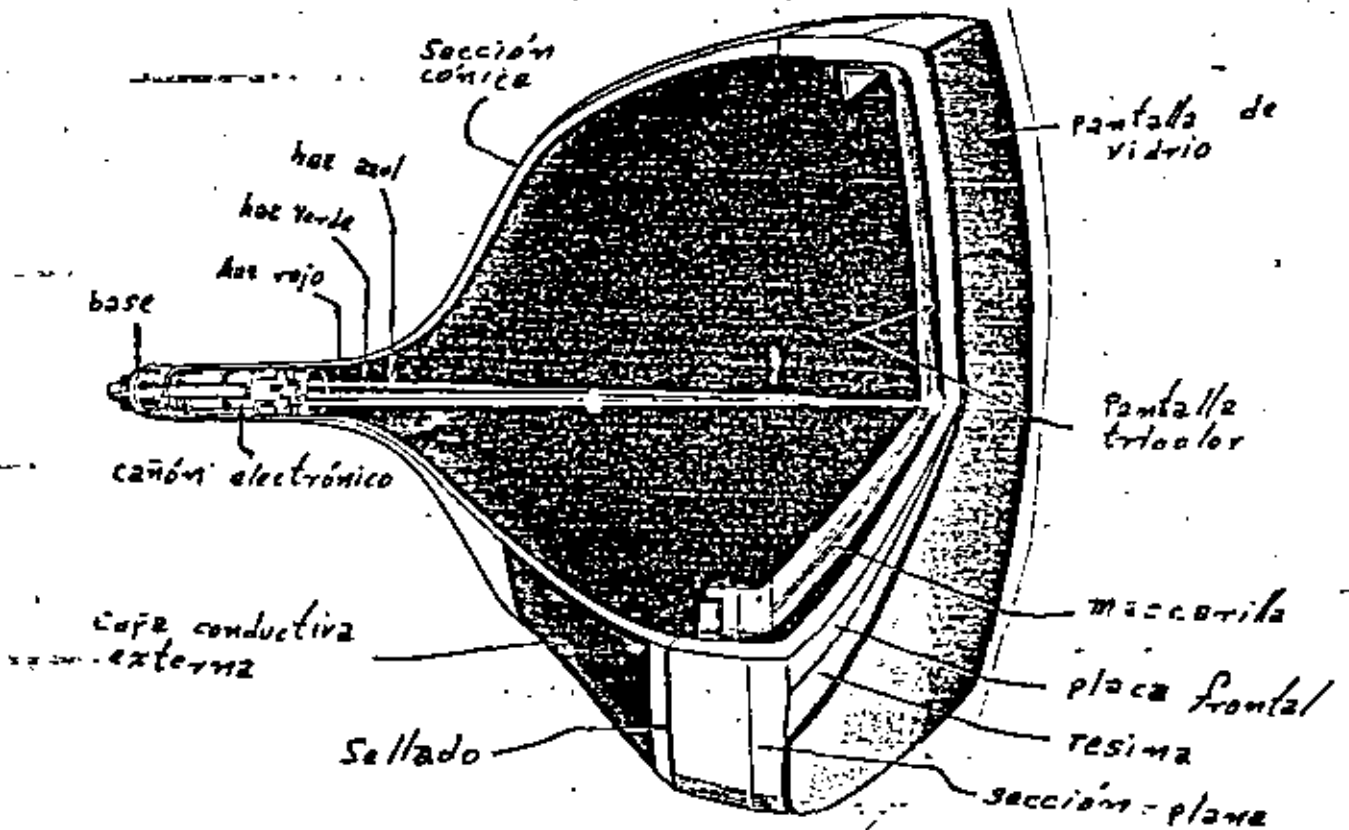


Fig. 4.5.9. Estructura de un tubo de color con tres haces electrónicos.



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

158

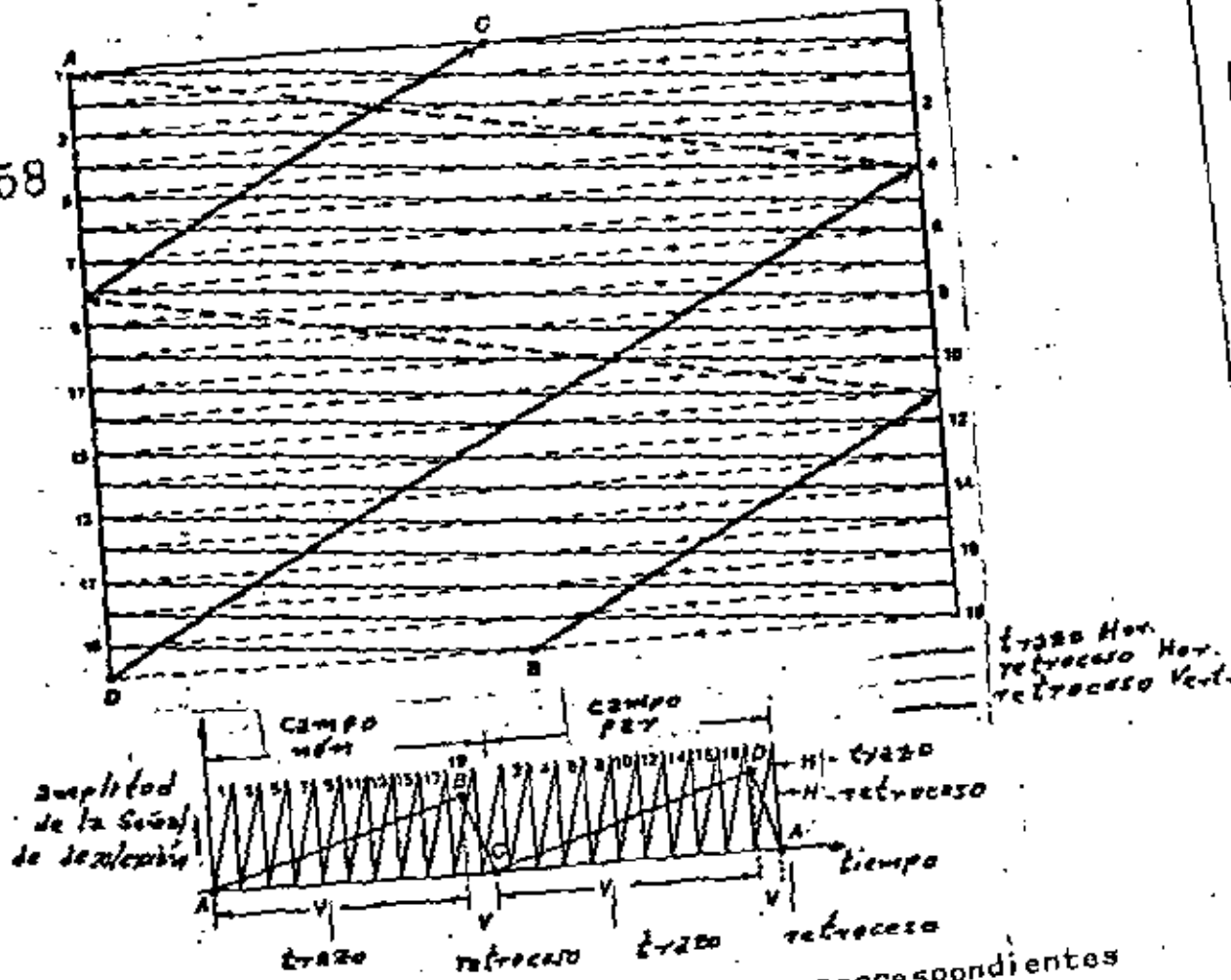


Fig. 4.5.10 Patrón de exploración con sus correspondientes formas de onda de deflexión.

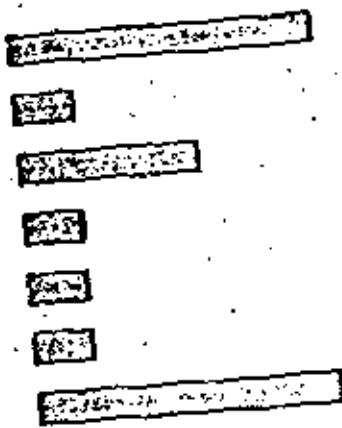


Fig. 4.5.11 Exploración para la letra E.

número se apagarán los elementos que no formen parte del símbolo del número. Esta consideración permite simplificar el circuito del decodificador.

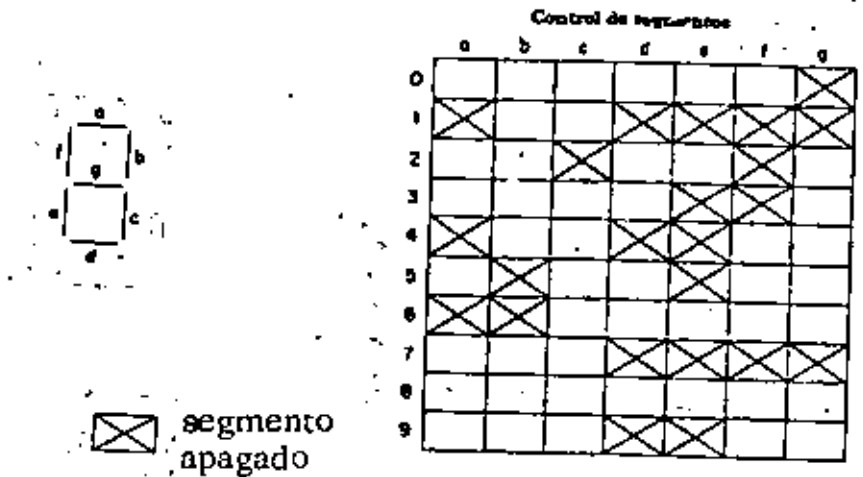


Fig 4.5.12 Requisitos de excitación para indicador de 7 segmentos

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 :

$$a = \bar{A} \bar{B} C D + A \bar{B} C$$

$$\bar{b} = A \bar{B} C + \bar{A} B C$$

$$c = \bar{A} B \bar{C}$$

$$\bar{d} = \bar{A} \bar{B} C + ABC + A \bar{B} \bar{C}$$

$$\bar{e} = A + \bar{B} C$$

$$\bar{f} = A \bar{D} \bar{C} + AB + B\bar{C}$$

$$\bar{g} = \bar{B} \bar{C} \bar{D} + A B C$$

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	1	0	0	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	1	0	0	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

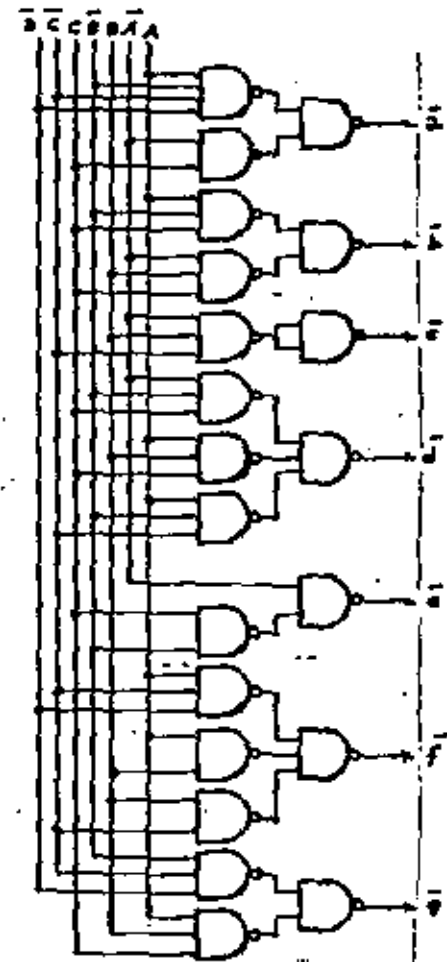


Fig. 4.5.13 Decodificador BCD 8421 "siete-segmentos" a) Tabla de verdad b) Circuito Lógico.

BIBLIOGRAFIA

1. Instrumentación Digital
Asociación Mexicana de Ingenieros en Comunicaciones y Electrónica
(AMICEE)
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.



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

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

FILTROS DE ONDAS ELECTRICAS

ING. JAVIER VALENCIA FIGUEROA

10 MARZO, 1985

FILTRADO DE ONDAS ELECTRICAS
(DE SEÑALES ANALOGICAS).

TEMARIO.

- I.- DEFINICION 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.

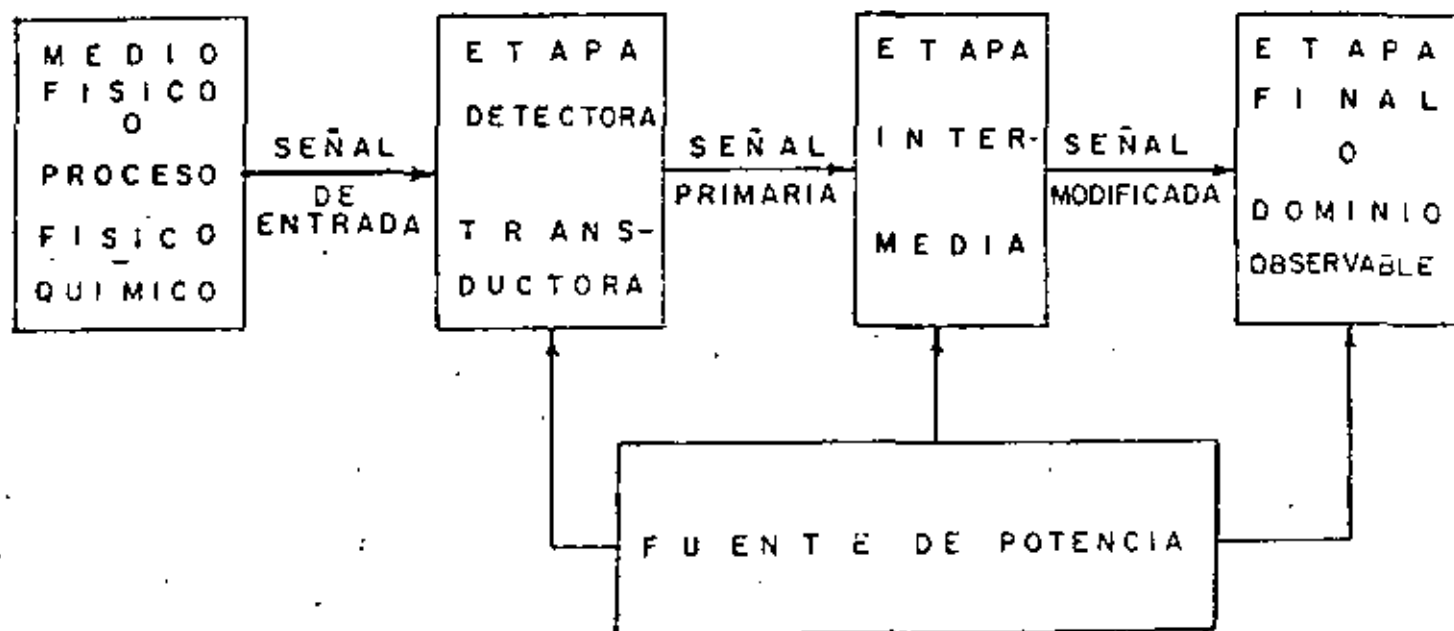


FIG. # 1

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.

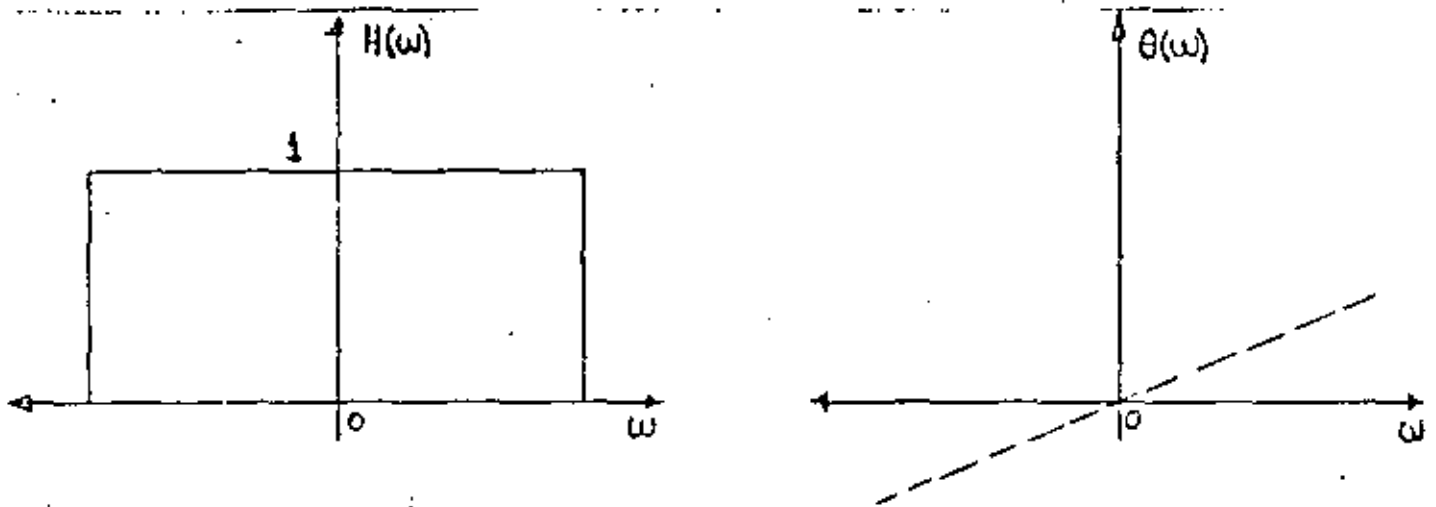
EN LOS ANEXOS SE PUEDEN OBSERVAR LOS ARTICULOS TITULADOS, INSTRUMENTACION -- PARA USO GENERAL, OSCILOSCOPIOS, GENERADORES DE FUNCIONES, CONTADORES Y MULTIMETROS EN LOS QUE SE OBSERVAN LAS DIFERENTES ETAPAS DE ESTOS INSTRUMENTOS.

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 (ω_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.

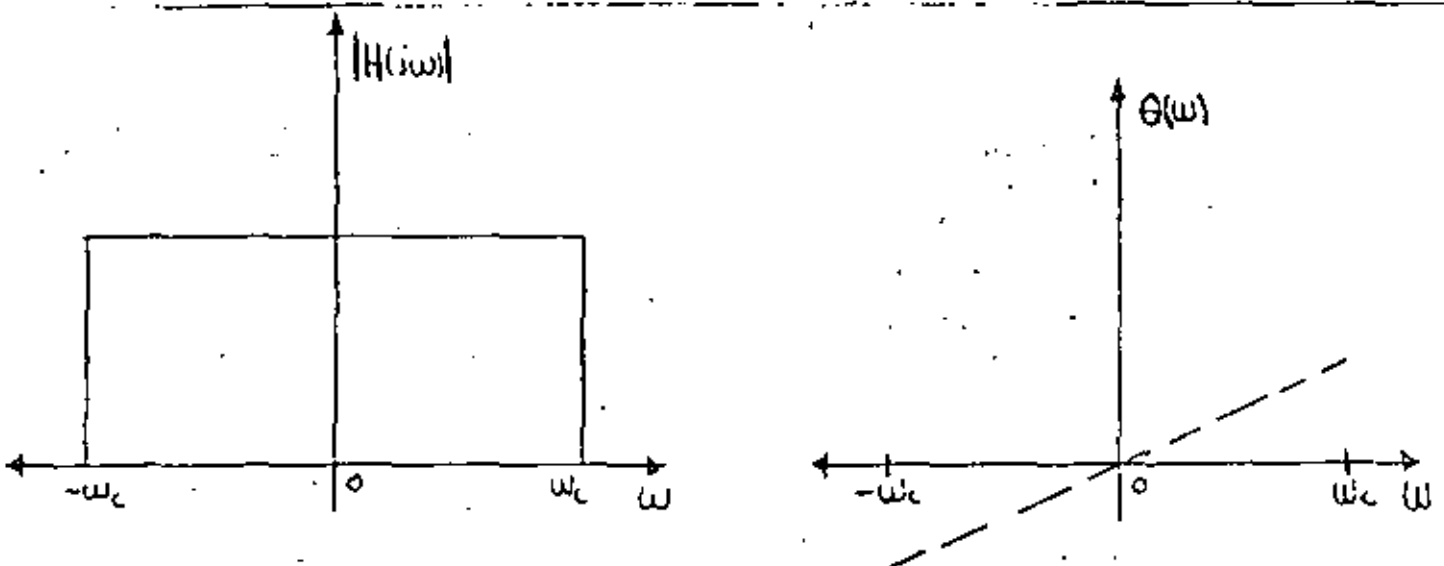


FIGURA # 3 (a) ESPECTRO DE AMPLITUD DEL FILTRO PASA BAJAS IDEAL.
(b) ESPECTRO DE FASE DEL FILTRO PASA BAJAS IDEAL.

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.

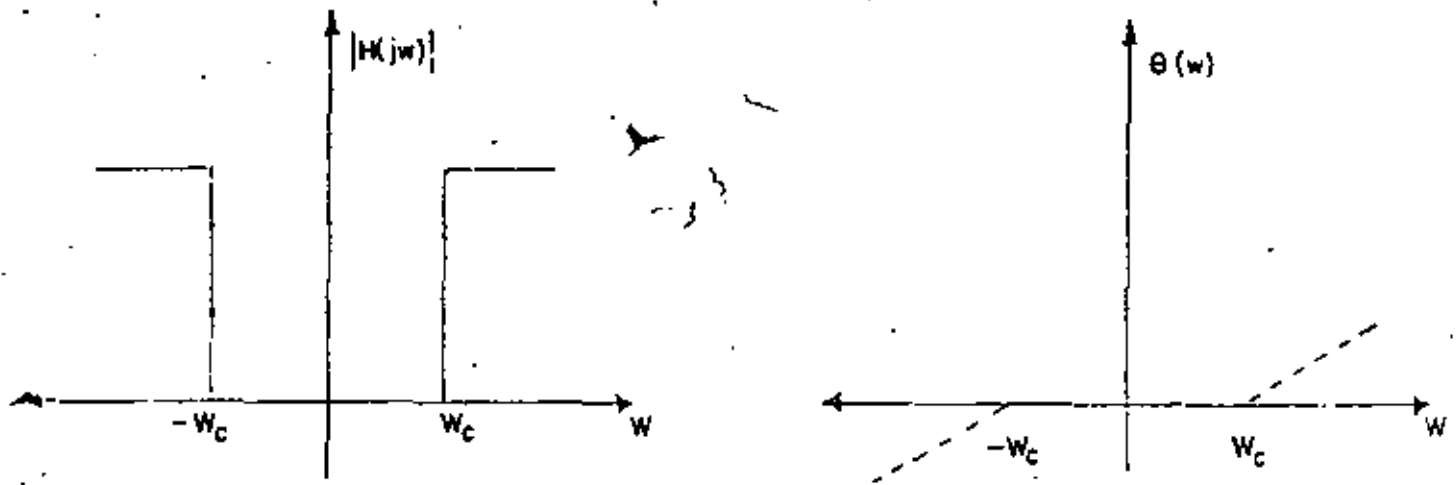


FIGURA # 4 (a) ESPECTRO DE AMPLITUD.
(b) ESPECTRO DE FASE.

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 (ω_{c1}) Y UNA FRECUENCIA DE CORTE SUPERIOR (ω_{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.

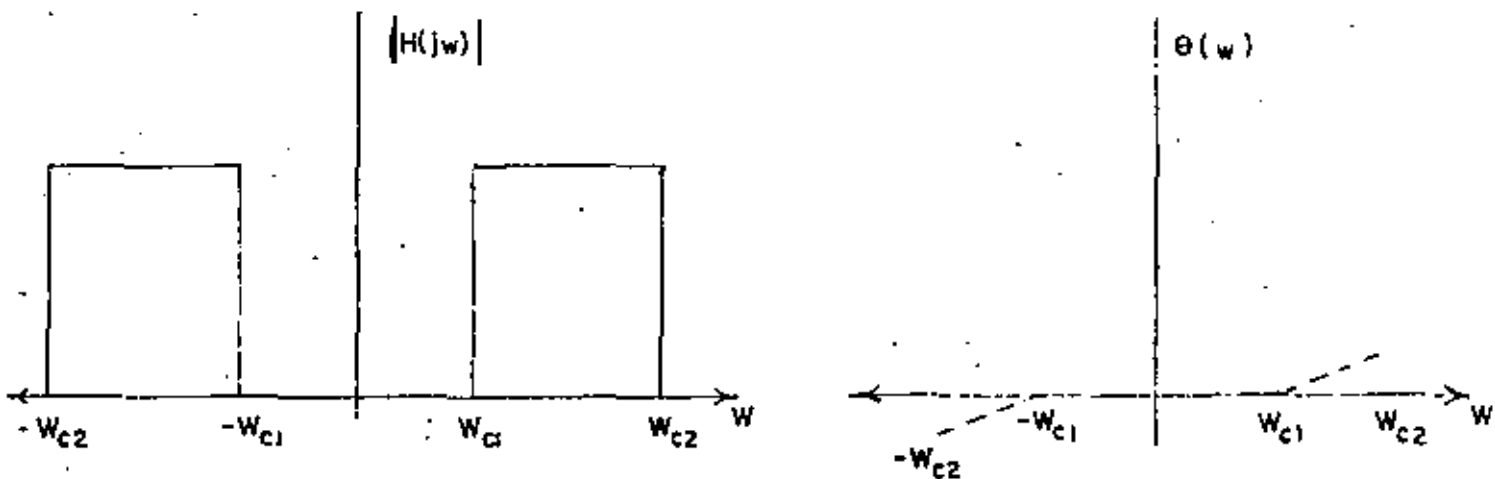


FIGURA # 5 (a) ESPECTRO DE AMPLITUD.
(b) ESPECTRO DE FASE.

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 ω_{c2} A ω_{c1} . SU ESPECTRO DE FASE ES LINEAL FUERA DEL RANGO DE ω_{c2} A ω_{c1} , VER FIGURA # 6.

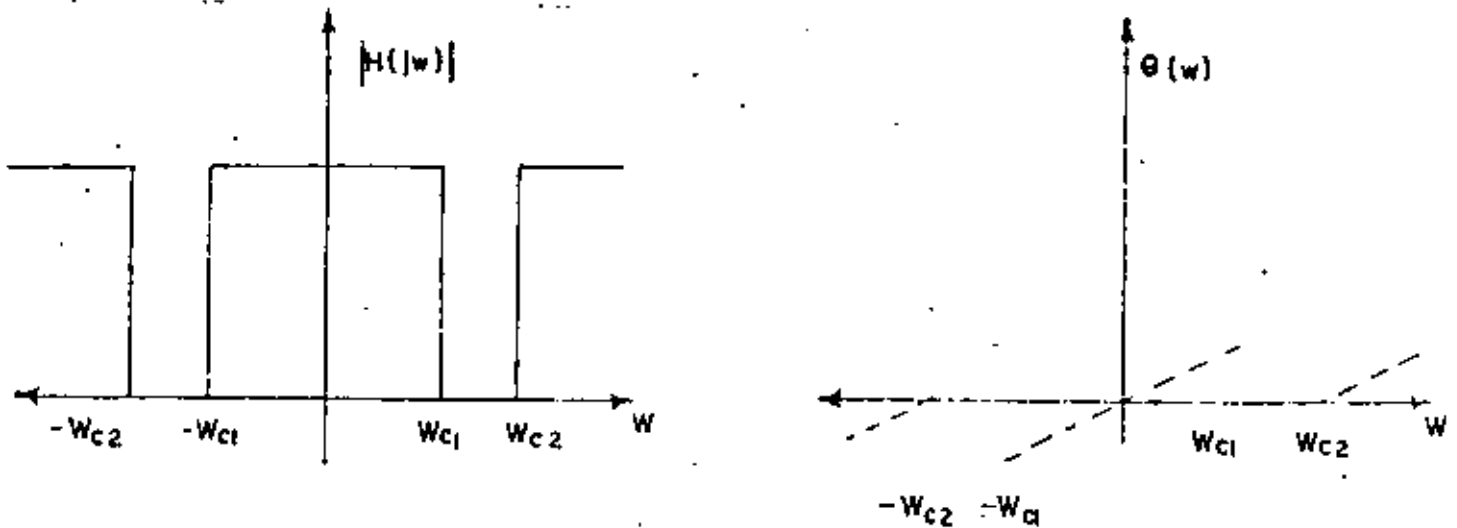


FIGURA # 6. (a) ESPECTRO DE AMPLITUD.
(b) ESPECTRO DE FASE.

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.

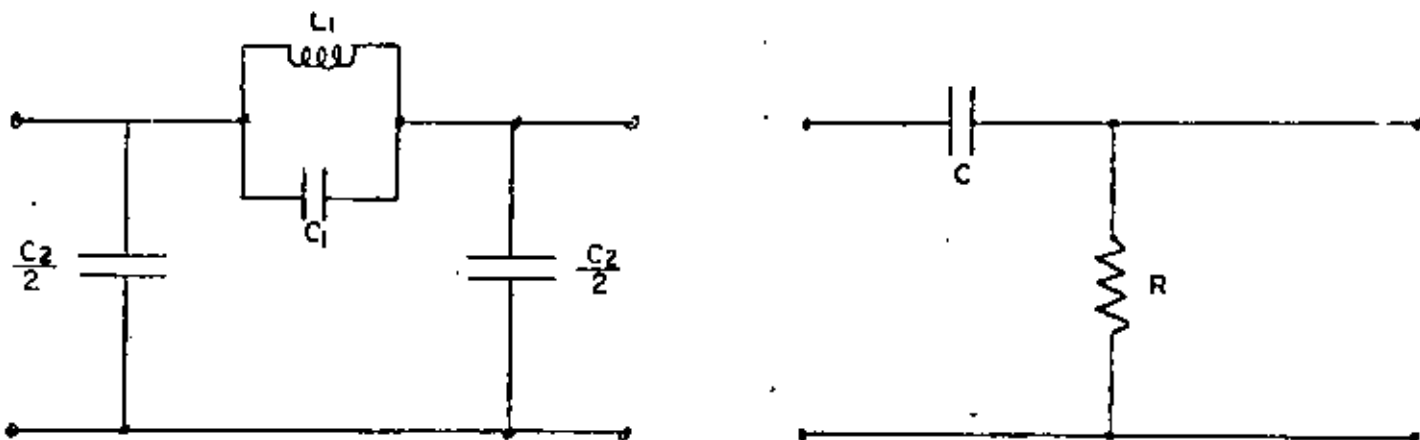


FIGURA # 7. (a) FILTRO Pasa Bajas, SECCION π m DERIVADA.
(b) FILTRO Pasa Altas π c.

FILTROS ACTIVOS.- ESTAN FORMADOS POR ELEMENTOS PASIVOS REALIMENTADOS A UN ELEMENTO ACTIVO (AMPLIFICADOR OPERACIONAL), EN LA FIGURA 8 SE OBSERVAN DICHS FILTROS.

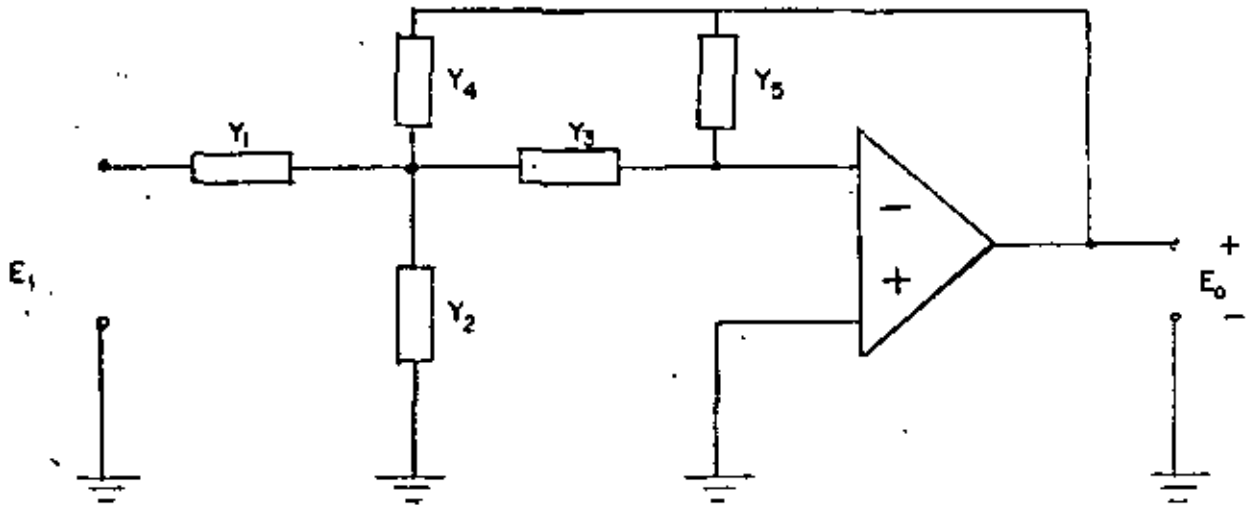
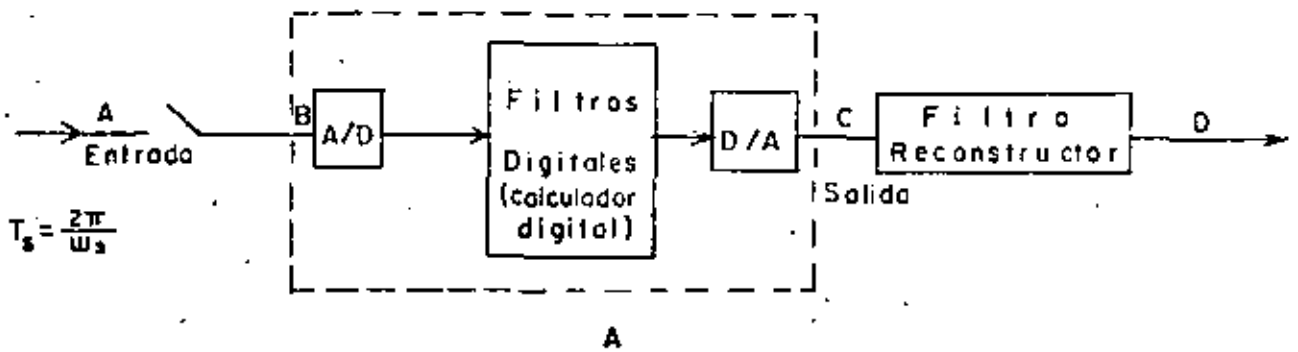
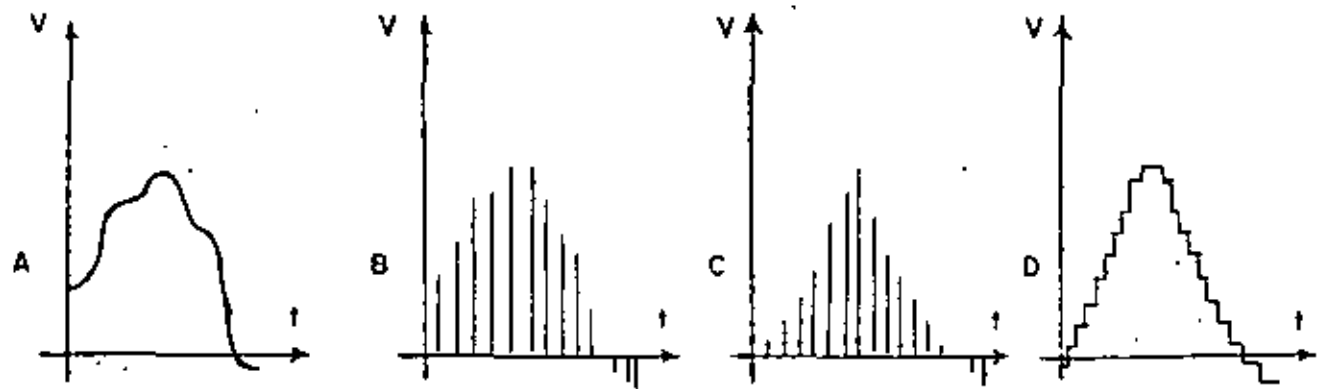


FIGURA # 8. (a) FILTRO ACTIVO DE REALIMENTACION MULTIPLE DE GANANCIA FINITA.

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.



$$T_s = \frac{2\pi}{\omega_s}$$



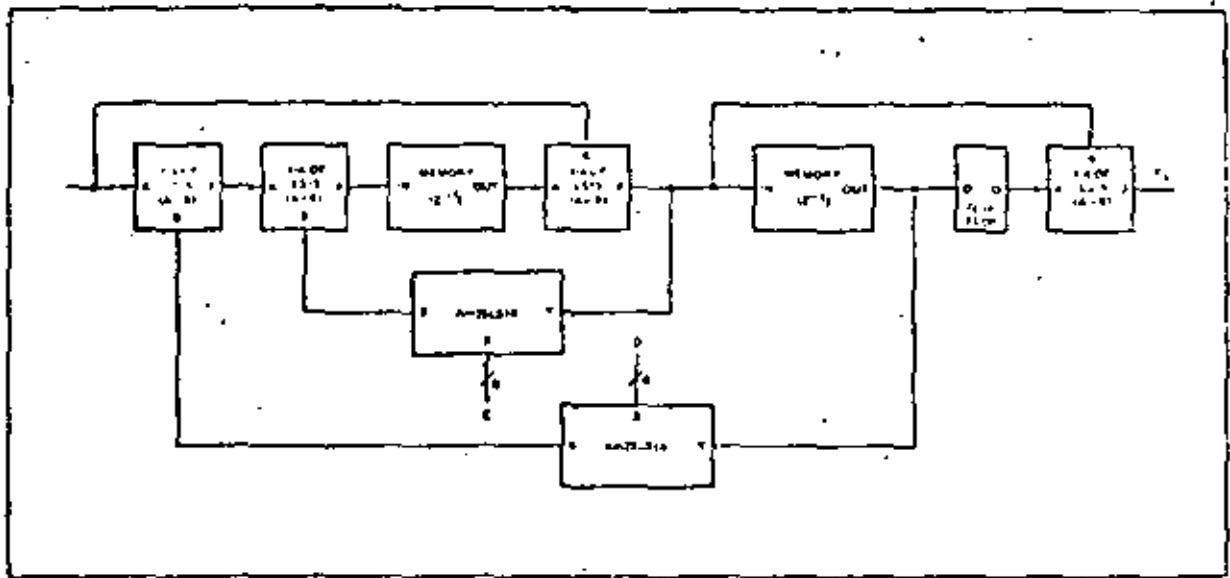


FIGURA # 9 FILTRO DIGITAL RECURSIVO USANDO LOS INTEGRADOS Am 25LS14 y Am25LS15.

FILTROS DE CRISTAL.- ESTAN FORMADOS CON ELEMENTOS PASIVOS Y UNO O VARIOS CRISTALES DE CUARZO. VER FIGURA 10.

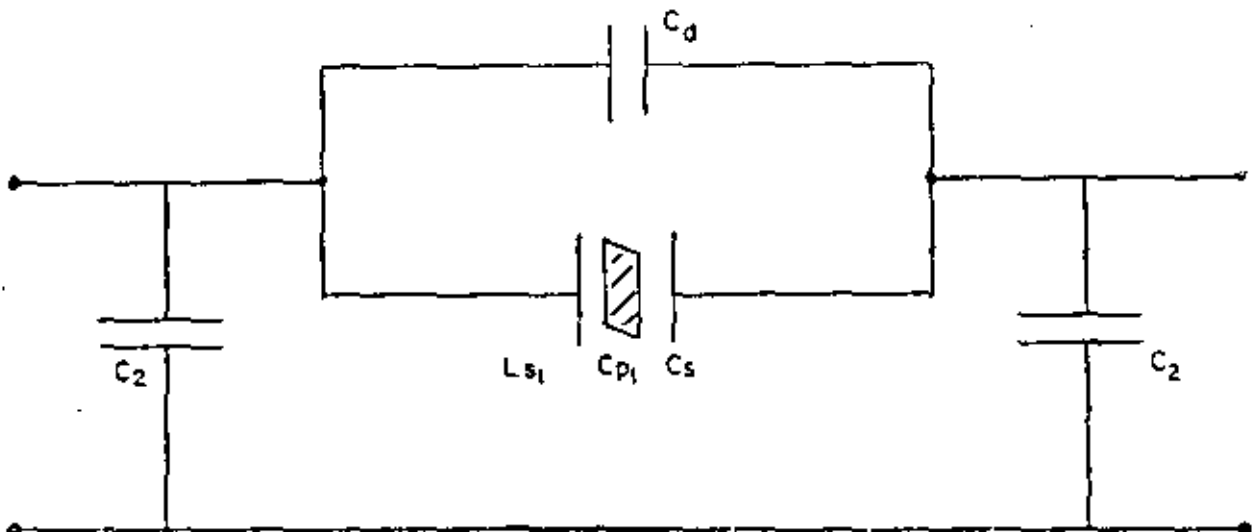


FIGURA # 10. (a) SECCION CON UN CRISTAL.

- 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.

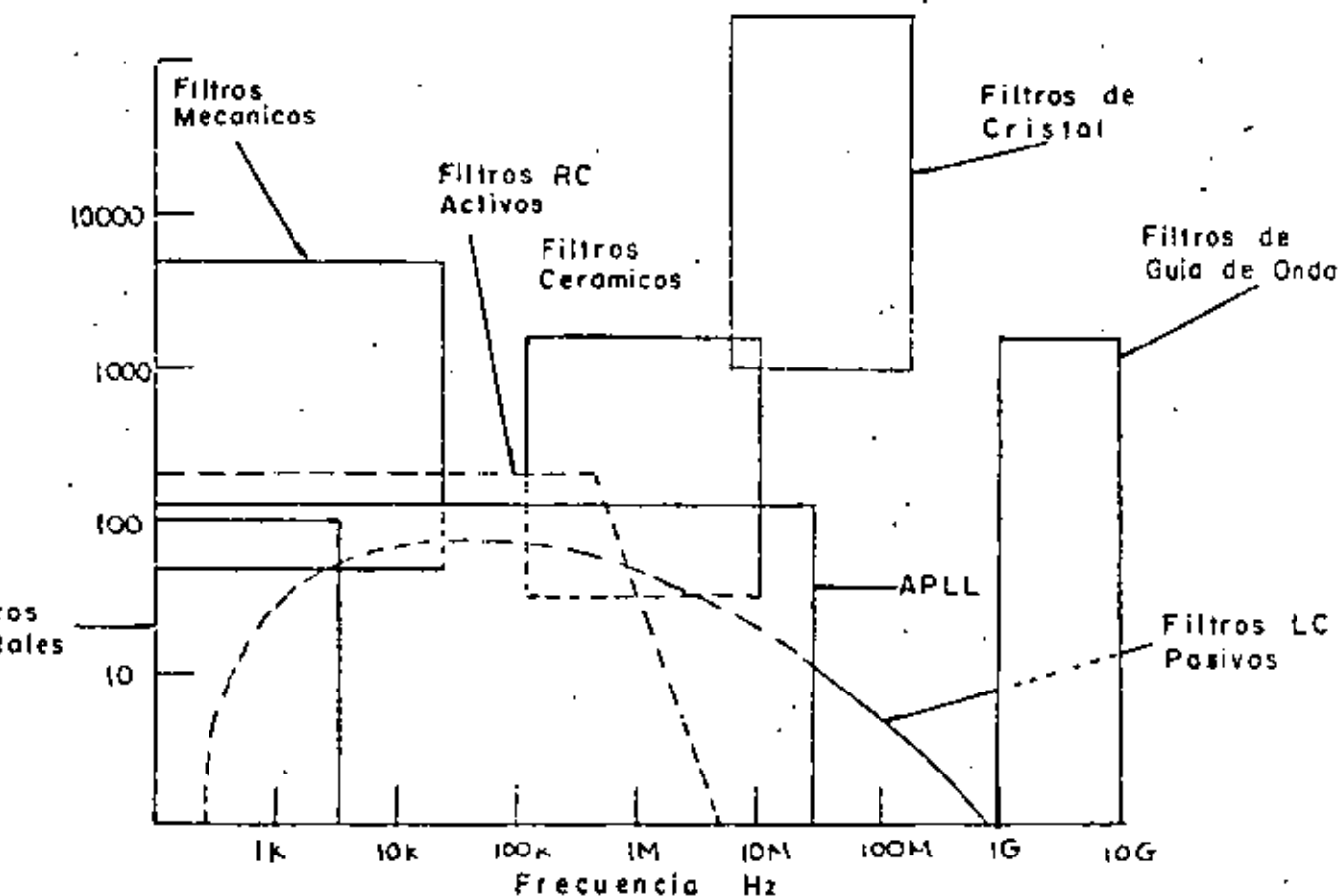
DEF.4.- SE LLAMA UN COMPONENTE DE PARAMETROS DISTRIBUIDOS CUANDO SUS DIMENSIONES FISICAS SON IGUALES O MAS GRANDES, QUE LA LONGITUD DE ONDA DE LA SEÑAL EXCITADORA.

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 PULDE 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 IHEVENIN, 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 GENERALIZADA, 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", SCO. 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), DISENADA 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 DIQUAD.
- 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 RESULT'S 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 OPTIMUM 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 ω_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:

$$\begin{aligned} h(t) &= \text{TF}^{-1} [H(\omega)] \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) e^{j\omega t} d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} e^{j\omega(t-t_0)} d\omega = \frac{1}{2\pi j(t-t_0)} e^{j\omega(t-t_0)} \Big|_{-\omega_m}^{\omega_m} \\ &= \frac{\omega_m}{\pi} \text{SINC} [\omega_m(t-t_0)] \end{aligned} \quad (2)$$

¿ 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).

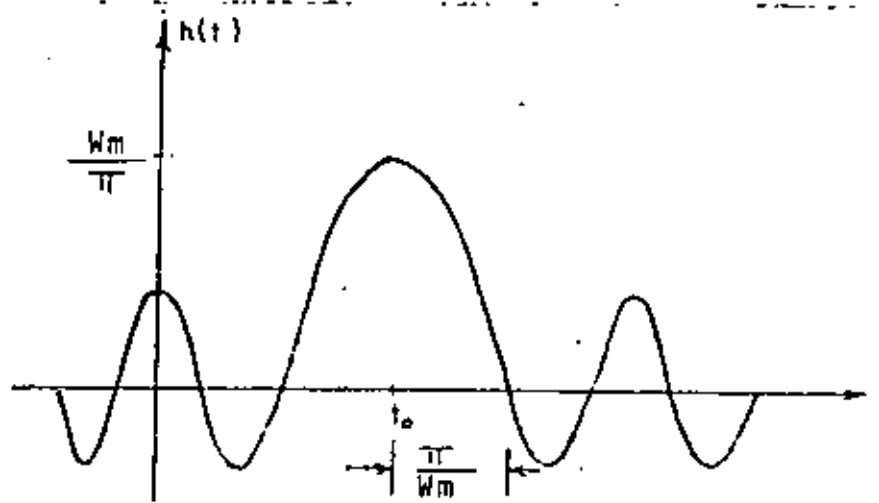


FIGURA # 12.

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.

¿ COMO CUALES ?

SOLUCION:

- a) APROXIMACION BUTTERWORTH,
- b) APROXIMACION TSCHBYCHEFF,
- c) APROXIMACION TSCHBYCHEFF INVERSO,
- d) APROXIMACION ELIPTICA, CAUER O ZULOTAREV,
- 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

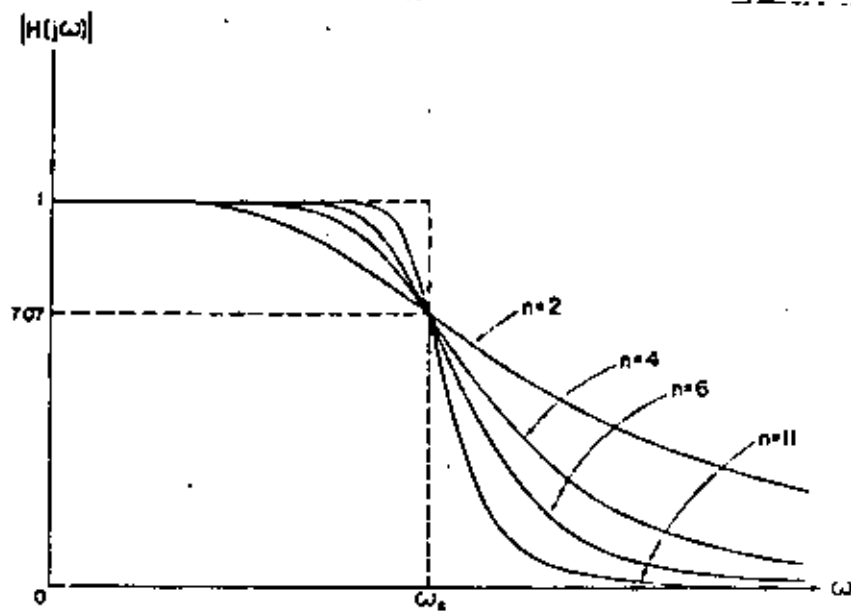


FIGURA # 13. APROXIMACION BUTTERWORTH (RESPUESTA DE AMPLITUD DE UN FILTRO PASA BAJAS).

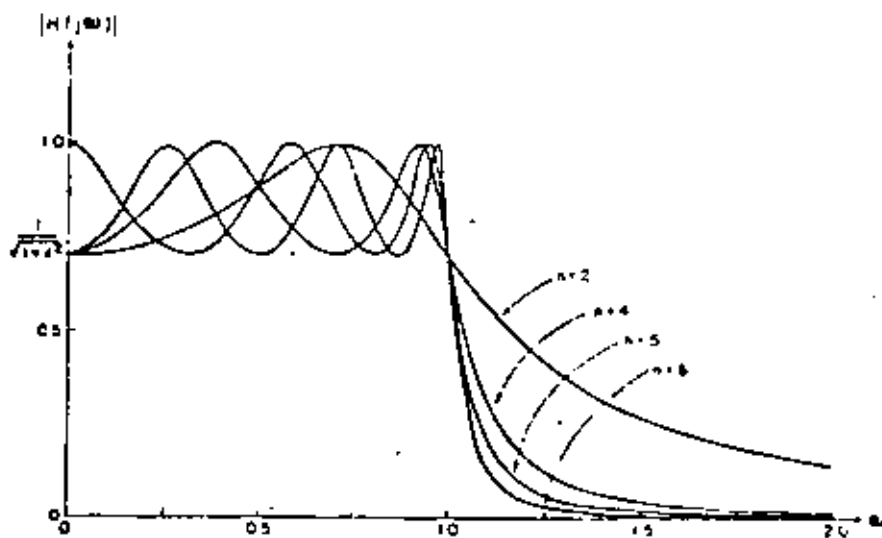


FIGURA # 15. APROXIMACION TSCHEBYCHEFF (RESPUESTA DE AMPLITUD DE UN FILTRO PASA BAJAS).

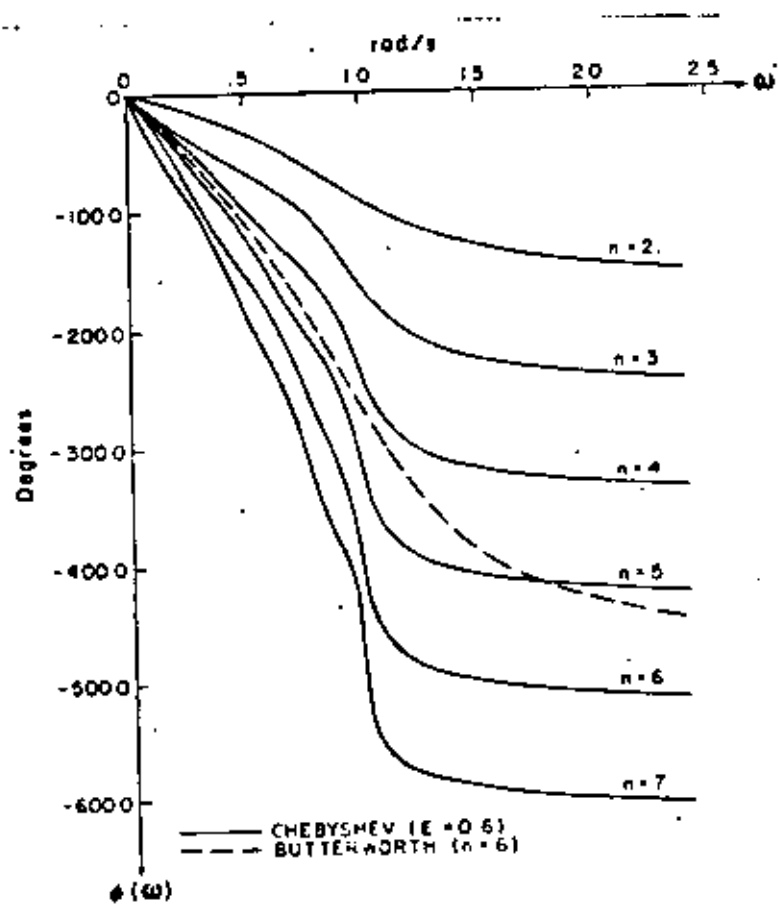


FIGURA # 14. RESPUESTA DE FASE DE UNA APROXIMACION BUTTERWORTH Y TSCHEBYCIEFF.

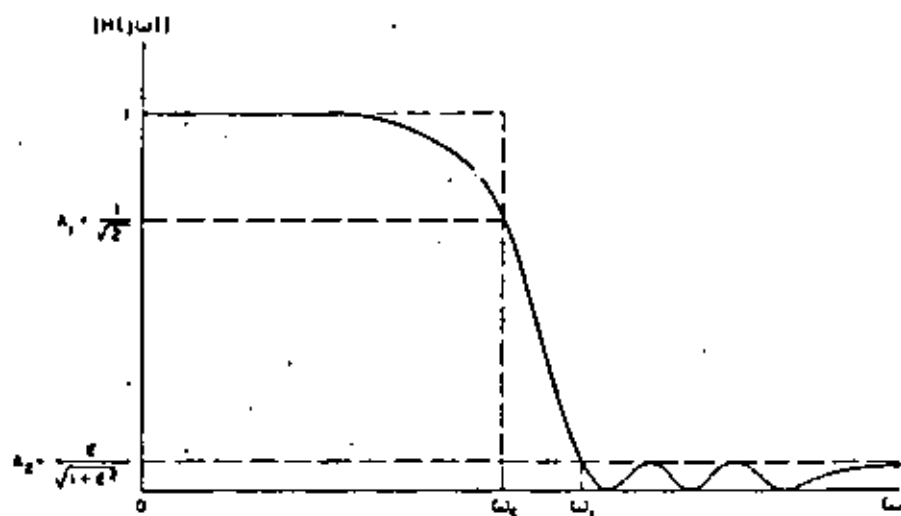


FIGURA # 16. APROXIMACION TSCHEBYCIEFF INVERSA (RESPUESTA DE AMPLITUD DE UN FILTRO PASA BAJAS DE ORDEN 6).

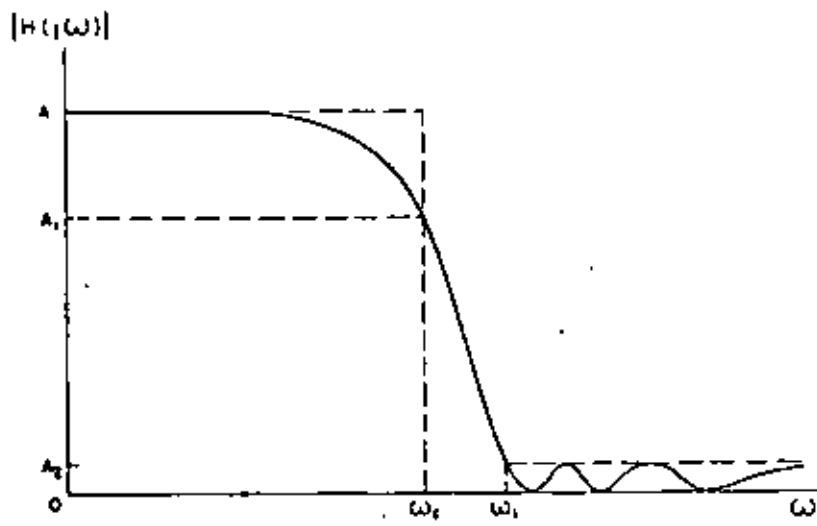


FIGURA # 16' APROXIMACION TSCHBYCHEFF INVERSA

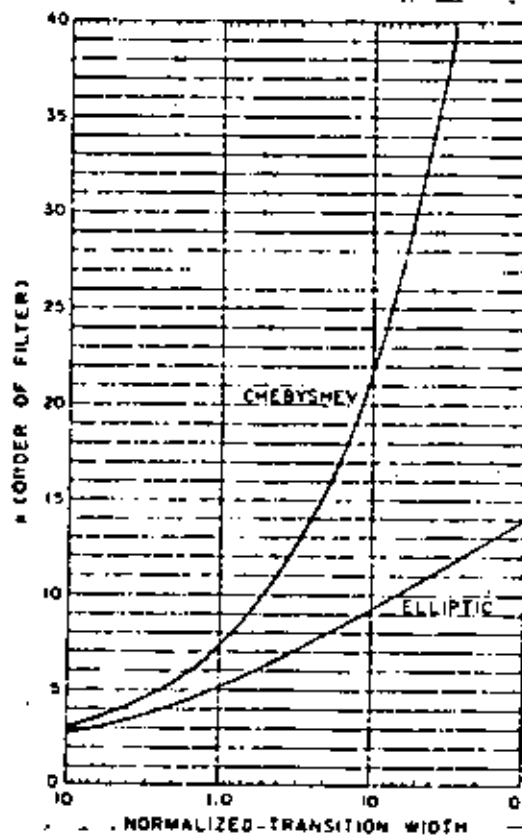


FIGURA # 16'' UNA COMPARACION DE LA APROXIMACION TSCHBYCHEFF Y ELIPTICA EN LA BANDA DE TRANSICION.

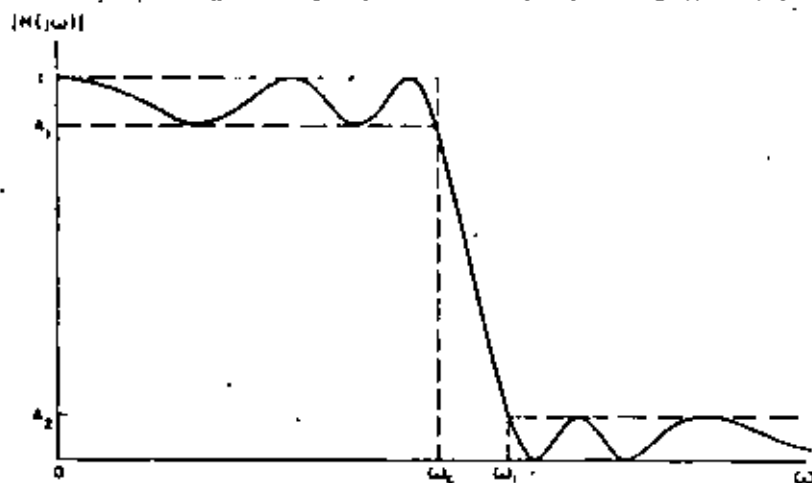


FIGURA # 17. APROXIMACION ELIPTICA (RESPUESTA DE AMPLITUD DE UN FILTRO PASA BAJAS DE ORDEN 5)

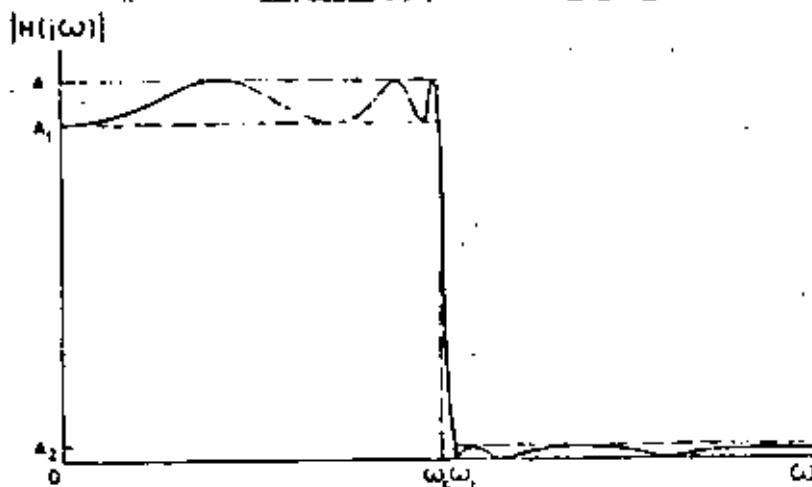


FIGURA # 17'. APROXIMACION ELIPTICA (RESPUESTA DE AMPLITUD DE UN FILTRO PASA BAJAS DE ORDEN 6).

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 DESCRIBE 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:

$$H(s)H(-s) = 1 + h(s)k(-s) \quad |H(j\omega)|^2 = 1 + |K(j\omega)|^2 \quad (6)$$

NOTA: AL TRABAJAR CON FILTROS IDEALES, ES COSTUMBRE NORMALIZARLOS, ES DECIR LA AMPLITUD DEL FILTRO TOMA UN VALOR UNITARIO EN LA BANDA DE PASO $H(j\omega)=1$, ADEMAS, 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:

$$N = \frac{\text{LOG} \left[\frac{(10^{0.1 A_{\text{min}}}) - 1}{(10^{0.1 A_{\text{max}}}) - 1} \right]}{2 \text{ LOG} \left(\frac{W_h}{W_b} \right)} \quad (10)$$

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.

$$A_{\text{max}} = 0.1 \text{ db.}$$

$$A_{\text{min}} = 30 \text{ db} \quad \text{y} \quad \frac{W_h}{W_b} = 1.3$$

SOLUCION:

DE (10),

$$N = \frac{\text{LOG} \left[\frac{(10^{0.1(30)}) - 1}{(10^{0.1(0.1)}) - 1} \right]}{2 \text{ LOG } 1.3}$$

$$N = \frac{\log \left(\frac{999}{0.2329} \right)}{0.22788} = \frac{\log 42868.1356}{0.22788}$$

$$= 20.327$$

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 $x \leq 1$ 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:

$$|K(j\omega)|^2 = \epsilon^2 T_n^2(w). \quad (11)$$

DE (6) SE TIENE:

$$A(w) = 10 \log \left[1 + \left(T_n(w)^2 \right) \right] \quad (12)$$

EL ORDEN DE LA APROXIMACION ES IGUAL:

$$N = \frac{\cosh^{-1} \left[\left(\frac{10^{0.1 A_{\min}} - 1}{10^{0.1 A_{\max}} - 1} \right)^{1/2} \right]}{\cosh^{-1} \left(\frac{\omega_H}{\omega_B} \right)} \quad (13)$$

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:

$$N = \frac{\cosh^{-1} \left[\frac{(10^{0.1(30)} - 1)}{(10^{0.1(0.1)} - 1)} \right]^{1/2}}{\cosh^{-1}(1.3)} = 7.9$$

DONDE:

$$\cosh^{-1} = \ln(x + \sqrt{x^2 - 1})$$

POR TANTO

$$N = 8.$$

VI.4 APROXIMACION ELIPTICA O CAUER.

LA APROXIMACION DE BUTTERWORTH, TSCHEBYCHEFF Y TSCHEBYCHEFF INVERSO PUEDE CONSIDERARSE COMO CASOS ESPECIALES DEL ELIPTICO.

LA FUNCION RACIONAL DE TSCHEBYCHEFF $R_n(x, L)$ SE USA PARA ENCONTRAR LA APROXIMACION 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 ± 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 $|x| < XL$.

LA FORMA RACIONAL DE TSCHEBYCHEFF PUEDE SER ESCRITA COMO:

SI n ES IMPAR:

$$R_N(x, L) = C_1 x \prod_{v=1}^{\frac{N-1}{2}} \frac{x^2 - \text{SN}^2(2vK/N)}{x^2 - \left[\frac{XL}{\text{SN}(2vK/N)} \right]^2} \quad (14)$$

n ES PAR:

$$R_N(x, L) = C_2 x^{\frac{N}{2}} \prod_{v=1}^{\frac{N}{2}} \frac{x^2 - \text{SN}^2[(2v-1)K/N]}{x^2 - \left[\frac{XL}{\text{SN}[(2v-1)K/N]} \right]^2} \quad (15)$$

DONDE:

$$C_1 = L^{\frac{1}{2}} \prod_{i=1}^{\frac{N}{2}} \frac{X_i^2}{X_L} \quad (16)$$

$$C_2 = \left(\frac{L}{X_L}\right)^{\frac{1}{2}} \prod_{i=1}^{\frac{(N-1)}{2}} \left(\frac{X_i}{X_L}\right)^2 \quad (17)$$

EN LA ECUACION (15), EL MODULO k DE LA FUNCION ELIPTICA SEND ES $k = \frac{1}{X_L}$
 EL MODULO $K = X_L^{-1}$ TAMBIEN ESTA AFECTADO POR EL PARAMETRO X , 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:

$$\frac{C_N dR_N}{[(1 - R_N)^2 (L^2 - R_N^2)]^{\frac{1}{2}} x} = \frac{dx}{[(1 - x^2)(X_L^2 - x^2)]^{\frac{1}{2}}} \quad (19)$$

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:

$$\begin{aligned} \text{SN}(u, k) &= \text{SEN } \phi \\ \text{CN}(u, k) &= \text{COS } \phi \end{aligned} \quad (20)$$

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).

$$x_L = \frac{W_H}{W_B} \quad (22)$$

$$L^2 = \frac{10^{0.1 \Delta_{\text{MIN}}} - 1}{10^{0.1 \Delta_{\text{MAX}}} - 1} \quad (23)$$

EJEMPLO # 3 . SE DESEA DETERMINAR EL ORDEN DE UN FILTRO CUYAS CARACTERISTICAS SON LAS SIGUIENTES:

$$A_{\text{max}} = 0.1 \text{ db.} \quad A_{\text{min}} = 30 \text{ db.} \quad \frac{W_H}{W_B} = 1.3$$

SOLUCION:

$$x_L = 1.3$$

DE TABLAS $m = K^2$.

$$K\left(\frac{1}{1.3}\right) = 1.9907 \quad K'\left(\frac{1}{1.3}\right) = 1.7833 \quad L = 207.1$$

SE TIENE:

$$K\left(\frac{1}{L}\right) = 1.5708 \quad K'\left(\frac{1}{L}\right) = 0.7193 \quad N = \frac{1.9907 \times 0.7193}{1.7833 \times 1.5708} = 4.66$$

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.

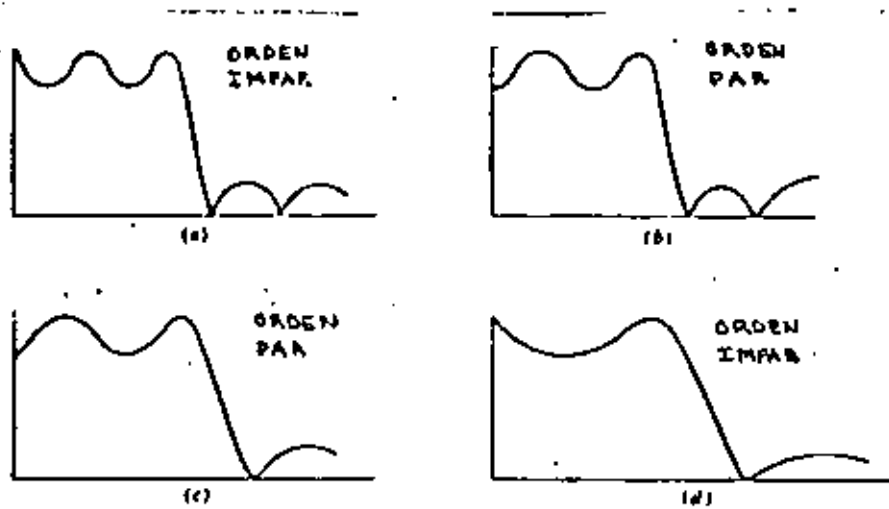


FIGURA # 18. FORMAS DE MAGNITUD DE RESPUESTA EN FRECUENCIA DE FILTROS ELIP-
TICOS DE ORDEN PAR E IMPAR.

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 FINALIDAD ES DETERMINAR LAS CARACTERISTICAS NECESARIAS PARA EL DISEÑO.

PASA BAJAS.

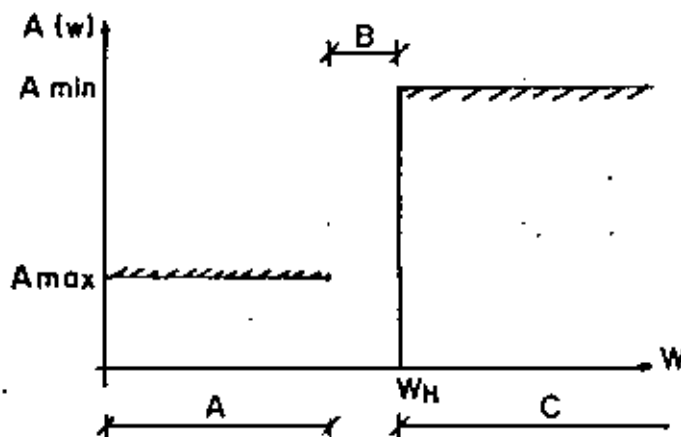


FIGURA 19.

DONDE:

A_{min} , ES LA ATENUACION MINIMA EN LA BANDA DE NO PASO.

A_{max} , ES LA ATENUACION MAXIMA EN LA BANDA DE PASO.

ω_B , ES LA FRECUENCIA DE CORTE DEL FILTRO, IGUAL A UNO (NORMALIZADA)

ω_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.

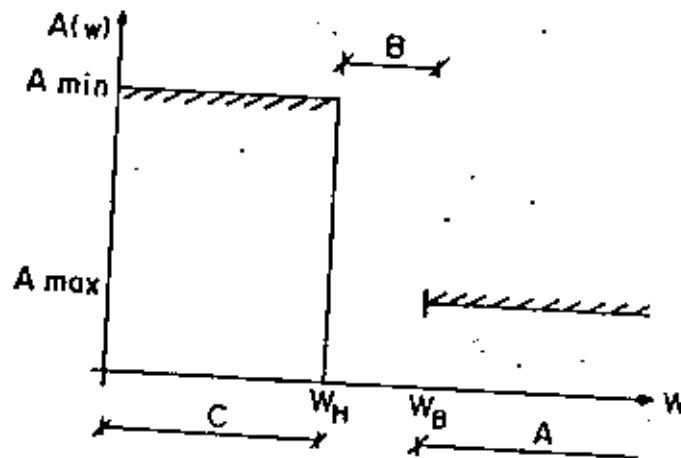


FIGURA 20.

PASA BANDA.

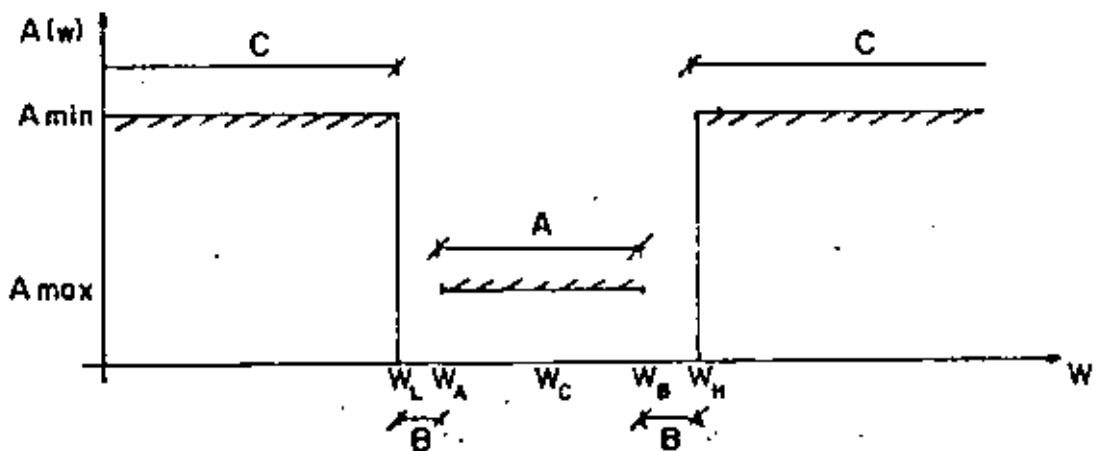


FIGURA 21.

DONDE:

- A_{min} , ES LA ATENUACION EN LA BANDA DE NO PASO.
- A_{max} , ES LA ATENUACION EN LA BANDA DE PASO.
- W_L , ES LA FRECUENCIA INFERIOR DE LA BANDA DE NO PASO.
- W_H , ES LA FRECUENCIA SUPERIOR DE LA BANDA DE NO PASO.
- W_A , ES LA FRECUENCIA INFERIOR DE LA BANDA DE PASO.
- W_B , ES LA FRECUENCIA SUPERIOR DE LA BANDA DE PASO.
- W_C , ES LA FRECUENCIA CENTRAL.
- A , LA BANDA DE PASO.
- B , LA BANDA DE TRANSICION.
- C , LA BANDA DE NO PASO.

DE IGUAL FORMA

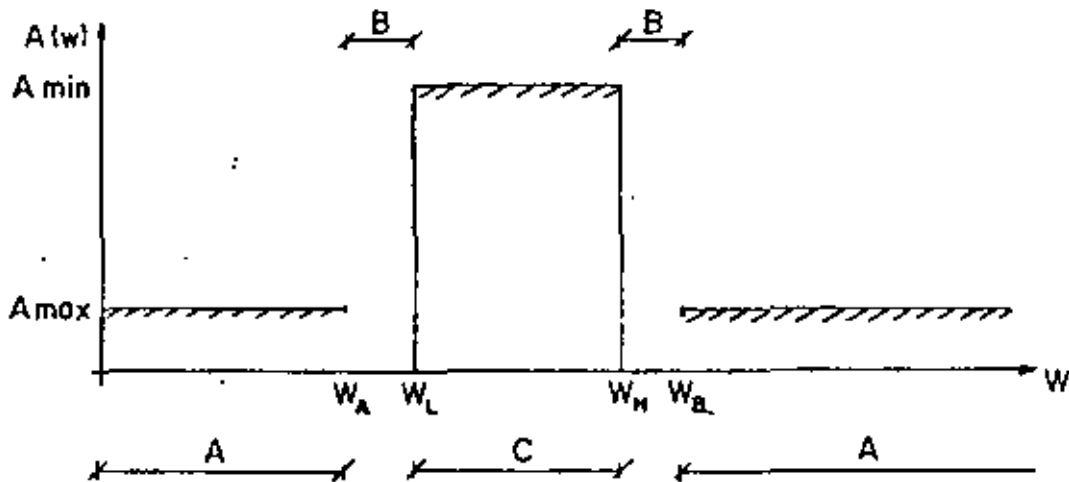


FIGURA 22.

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_C 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 ω_H - NORMALIZADA Y ω_B FRECUENCIA DE CORTE NORMALIZADA ($\omega_B = 1$).

EJEMPLO # 1.

SE DESEA NORMALIZAR UN FILTRO, CUYAS CARACTERISTICAS SON LAS SIGUIENTES:

$A_{\min} = 30 \text{ DB.}$

$A_{\max} = 0.5 \text{ DB}$

$f_H = 3500 \text{ Hz.}$

$f_B = 2500 \text{ Hz}$

SOLUCION:

$\omega_H = 2 (3.1416) (3500) = 21991.148$

$\omega_B = 2 (3.1416) (2500) = 15707.963$

$\omega_B \text{ NORMALIZADA} = \frac{15707.963}{15707.963} = 1$

$\omega_H \text{ NORMALIZADA} = \frac{21991.148}{15707.963} = 1.399$

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):

$A_{\min} = 30 \text{ DB.}$

$A_{\max} = 0.5 \text{ DB}$

$f_B = 2500 \text{ Hz}$

$f_H = 3500 \text{ Hz}$

SOLUCION:

$$N = \frac{\text{LOG} \left[\frac{(10^{0.1 A_{\min}} - 1)}{(10^{0.1 A_{\max}} - 1)} \right]}{2 \text{ LOG} \left(\frac{\omega_H}{\omega_B} \right)}$$

$N = \text{LOG} \frac{499}{0.2220} = 13.389 \quad \therefore \quad N = 14.$

0.29925

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.

$$H(s) = \left(\frac{H_{01}}{s^2 + 0.618045s + 1} \right) \left(\frac{H_{02}}{s^2 + 1.618045s + 1} \right) \left(\frac{H_{03}}{s + 1} \right)$$

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:

$$H(s) = \frac{H_0}{s^2 + 1.4142s + 1} = \frac{H_0 B}{s^2 + As + B} \quad A = 1.41421 \quad B = 1$$

$$A' = 1.41421 \times 2\pi \times 2500 = 22214.8299$$

$$B' = [1 \times 2\pi \times 2500]^2 = [15707.9632]^2$$

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:

$$\frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{\frac{1}{R_1 R_3 C_2 C_5}}{s^2 + \left(\frac{1}{C_2}\right) \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_4}\right) + \frac{1}{R_3 R_4 C_2 C_5}}$$

ENTONCES.

$$A' = \frac{1}{C_2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_4} \right) ; \quad B' = \frac{1}{R_3 R_4 C_2 C_5} = \omega_0^2$$

$$\omega_0^2 H_0 = \frac{1}{R_1 R_3 C_2 C_5}$$

IGUALANDO EL NUMERADOR TENEMOS:

$$H_0 \omega_0^2 = \frac{1}{R_1 R_3 C_2 C_5}$$

$$\text{PERO } \omega_0^2 = B' = \frac{1}{R_3 R_4 C_2 C_5}$$

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 (MIDADA).

EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL A UTILIZAR, ES NECESARIO QUE SUS CARACTERIS
TICAS 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 ABNDA., 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 IMITANCIA 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:

$$\phi(\omega) = \pi - \text{ARCTAN} \left[\frac{1}{2} \left(2 \frac{\omega}{\omega_0} + \sqrt{4 - \alpha^2} \right) \right] - \text{ARCTAN} \left[\frac{1}{\alpha} \left(2 \frac{\omega}{\omega_0} - \sqrt{4 - \alpha^2} \right) \right] \quad (36)$$

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.

$$H(s) = - \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \alpha \omega_0 s + \omega_0^2} \frac{RF}{R} \quad (41)$$

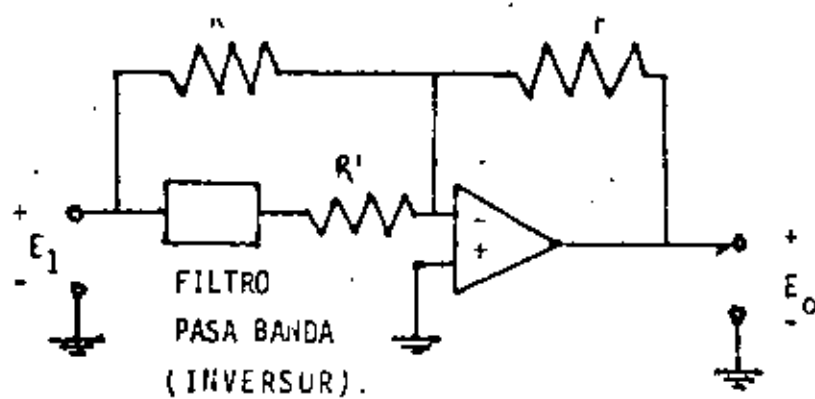


FIGURA # 23. FILTRO DE RECHAZO DE BANDA.

IX.2 RED DE REALIMENTACION MULTIPLE DE GANANCIA INFINITA.

LA FIGURA 24 ILUSTR A 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_i 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_{OL} SE APROXIMA AL INFINITO, OBTENEMOS

$$\frac{E_o}{E_i}(s) = \frac{-Y_1 Y_3}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4} \quad (43)$$

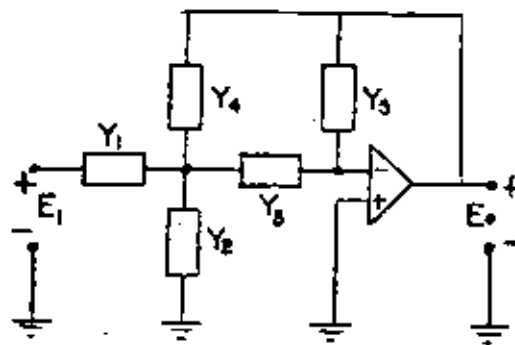


FIGURA # 24. RED DE REALIMENTACION MULTIPLE DE GANANCIA INFINITA.

FILTRO PASA BAJAS.

SU FUNCION DE TRANSFERENCIA ES:

$$\frac{E_o(s)}{E_i} = \frac{-\frac{1}{R_1 R_3 C_2 C_5}}{s^2 + \left(\frac{s}{C_2}\right) \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}\right) + \frac{1}{R_3 R_4 C_2 C_5}} \quad (44)$$

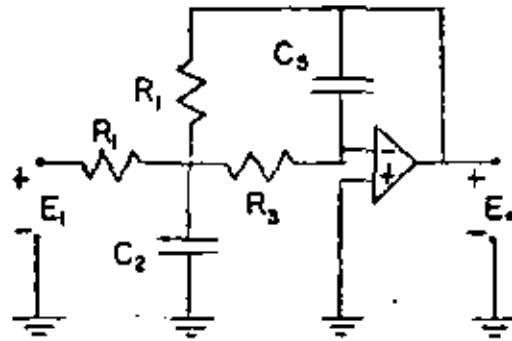


FIGURA # 25. FILTRO PASA BAJAS DE REALIMENTACION MULTIPLE.

FILTRO PASA ALTAS.

SU FUNCION DE TRANSFERENCIA ES:

$$\frac{E_o(s)}{E_i} = \frac{-(\frac{C_1}{C_4}) s^2}{s^2 + s \left(\frac{1}{R_5}\right) \left(\frac{C_1}{C_3 C_4} + \frac{1}{C_4} + \frac{1}{C_3}\right) + \frac{1}{R_1 R_5 C_3 C_4}} \quad (45)$$

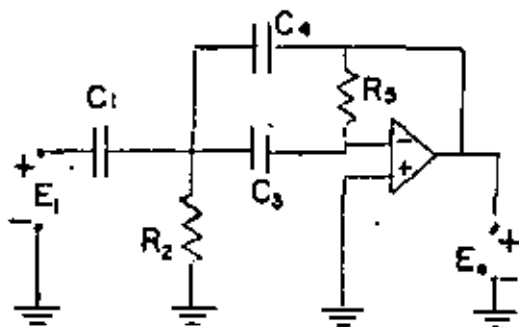


FIGURA # 26. FILTRO PASA ALTAS CON REALIMENTACION MULTIPLE.

FILTRO DE PASO DE BANDA NO. 1.

SU FUNCION DE TRANSFERENCIAS ES:

$$\frac{E_0}{E_1}(s) = \frac{-s \left(\frac{1}{R_1 C_4} \right)}{s^2 + s \left(\frac{1}{R_3} \right) \left(\frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_4} \right) + \left(\frac{1}{R_3 C_3 C_4} \right) \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)} \quad (46)$$

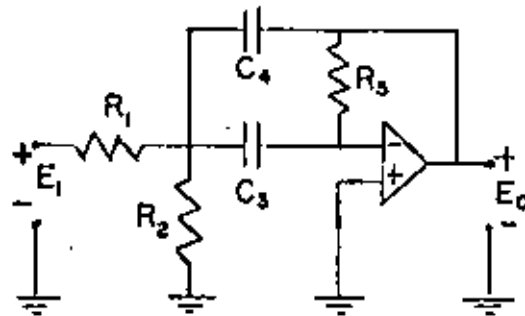


FIGURA # 27. FILTRO DE PASO DE BANDA DE REALIMENTACION MULTIPLE.

FILTRO PASO BANDA NO. 2.

SU FUNCION DE TRANSFERENCIA ES:

$$\frac{E_0}{E_1}(s) = \frac{s \left(\frac{K}{R_1 C_4} \right)}{s^2 + \left(\frac{s}{R_3 C_4} \right) \left(1 + \frac{C_4}{C_1} - \frac{K R_5}{R_6} \right) + \left(\frac{1}{C_3 C_4 R_3} \right) \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_6} \right)} \quad (47)$$

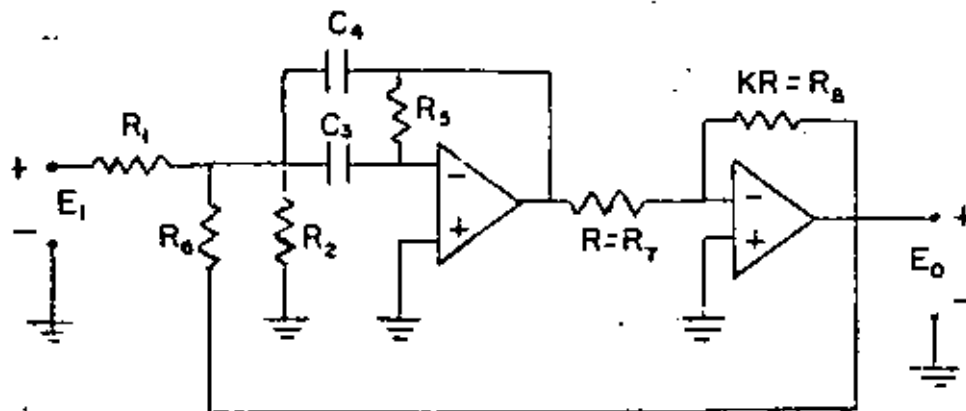


FIGURA # 28. FILTRO DE PASO DE BANDA DE REALIMENTACION MULTIPLE CON REALIMENTACION POSITIVA.

IX.3 RED DE FUENTES CONTROLADAS.

LA FIGURA # 29 SE ILUSTRAN UNA FUENTE DE VOLTAJE CONTROLADA POR VOLTAJE 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 TRANSFERENCIA DE VOLTAJE ES:

$$\frac{E_o(s)}{E_i(s)} = 1 + \frac{R_b}{R_a} \quad (48)$$

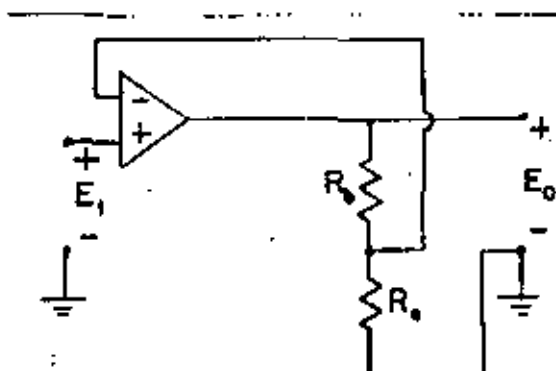


FIGURA # 29 FUENTE DE VOLTAJE CONTROLADA POR VOLTAJE CON UN AMPLIFICADOR OPERATIVO QUE NO INVIERTE.

LA FIGURA # 30 MUESTRA LA CONEXION DE LA FUENTE CONTROLADA PARA UNA RED QUE PUEDE USARSE PARA REALIZAR LAS FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DE VOLTAJE CON UN SOLO PAR DE POLOS COMPLEJOS CONJUGADOS EN EL PLANO S, CON LOS CEROS RESTRINGIDOS AL ORIGEN O AL INFINITO. LOS Y_i ESTAN RESTRINGIDOS A SER ELEMENTOS SIMPLES (R. O C.). ESTOS CINCO ELEMENTOS PUEDEN ELEGIRSE DE MANERA QUE REALICEN LAS FUNCIONES DE RED DE PASA BAJAS, PASA ALTAS Y PASA BANDA.

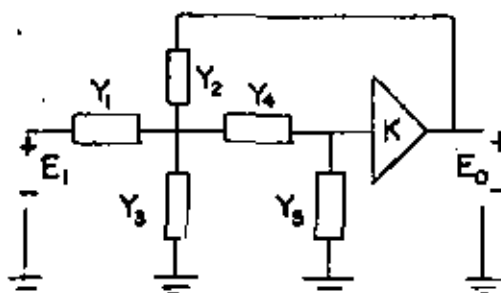


FIGURA # 30. CONFIGURACION DE UNA FUENTE DE VOLTAJE CONTROLADA POR VOLTAJE PARA UNA FUNCION DE TRANSFERENCIA DE SEGUNDO ORDEN.

FILTRO PASA BAJAS.

SU FUNCION DE TRANSFERENCIA ES:

$$\frac{E_o}{E_i}(s) = \frac{\frac{K}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{s^2 + s \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{(1-K)}{R_2 C_2} \right) + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (49)$$

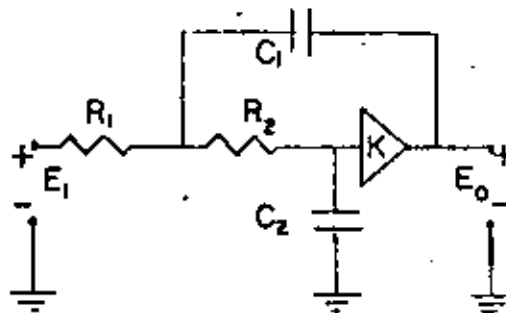


FIGURA # 31 FILTRO PASA BAJAS DE FUENTE DE VOLTAJE CONTROLADA POR VOLTAJE

FILTRO PASA ALTAS.

SU FUNCION DE TRANSFERENCIA ES:

$$\frac{E_o}{E_i}(s) = \frac{K s^2}{s^2 + s \left(\frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} - \frac{(1-K)}{R_1 C_1} \right) + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (50)$$

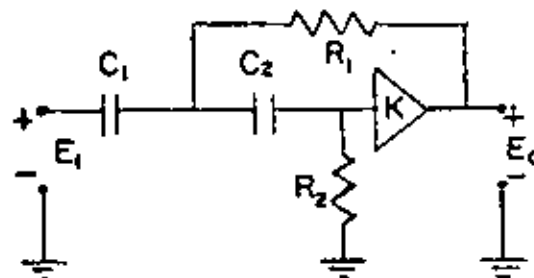


FIGURA # 32 FILTRO PASA ALTAS DE FUENTE DE VOLTAJE CONTROLADA POR VOLTAJE.

FILTRO PASA BANDA NO. 1

SU FUNCION DE TRANSFERENCIA ES:

$$\frac{E_0}{E_1}(s) = \frac{Ks}{R_1 C_2} \frac{1}{s^2 + s \left[\frac{1}{R_3 C_2} + \frac{1}{R_1 C_2} + \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1-K}{R_2 C_2} \right] + \frac{1}{R_3} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \frac{1}{C_1 C_2}} \quad (51)$$

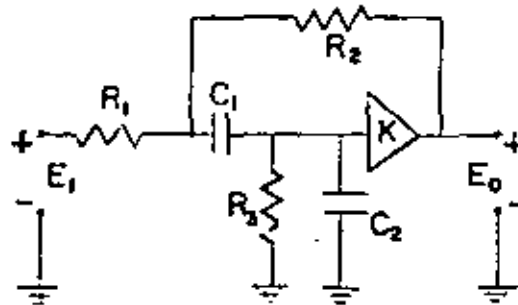


FIGURA # 33 FILTRO PASA BANDA DE FUENTE DE VOLTAJE CONTROLADA POR VOLTAJE

FILTRO PASA BANDA NO. 2

SU FUNCION DE TRANSFERENCIA ES:

$$\frac{E_0}{E_1}(s) = \frac{s \left(\frac{K}{1-K} \right) \frac{1}{R_1 C_2}}{s^2 + s \left[\frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_1 C_2 (1-K)} \right] + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (52)$$

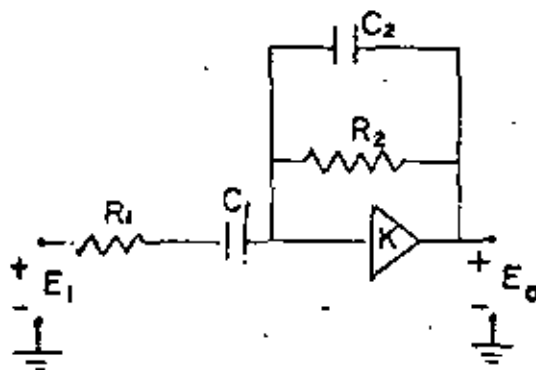


FIGURA # 34 ALTERNATIVA DE UN FILTRO PASA BANDA DE FUENTE DE VOLTAJE CONTROLADA POR VOLTAJE.

IX.4 RED DE GANANCIA INFINITA DE ESTADO VARIABLE.

EN LA FIGURA # 35 SE ILUSTRAN UNA CONFIGURACION DE RED DE GANANCIA INFINITA DE ESTADO VARIABLE. ESTA CONFIGURACION UTILIZA AMPLIFICADORES OPERATIVOS DE LA MISMA MANERA QUE SE USARIAN EN LA REALIZACION DE UNA COMPUTADORA ANALOGICA DE FUNCIONES DE TRANSFERENCIA (ES DECIR UNA REALIZACION DE INTEGRADORES Y SUMADORES). LA FIGURA # 36 SE MUESTRA UNA REALIZACION DE SEGUNDO ORDEN. AQUI SE REMPLAZA EL AMPLIFICADOR SUMADOR USUAL POR UN AMPLIFICADOR OPERATIVO CONECTADO DIFERENCIALMENTE PARA FACILITAR LA DISPERSION EN VALORES DE LOS ELEMENTOS.

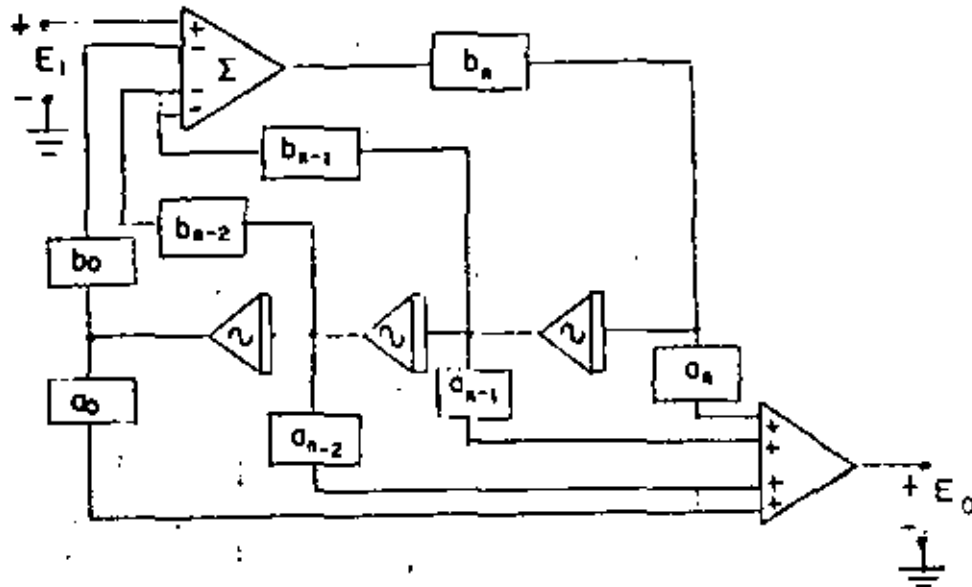


FIGURA # 35 CONFIGURACION DE UNA RED DE GANANCIA INFINITA DE ESTADO VARIABLE.

LA FUNCION DE TRANSFERENCIA DE VOLTAJE TIENE LA FORMA:

$$\frac{E_o(s)}{E_i} = \frac{a_0 + a_1 s + \dots + a_{n-1} s^{n-1} + a_n s^n}{b_0 + b_1 s + \dots + b_{n-1} s^{n-1} + b_n s^n} \quad (53)$$

LOS PROCEDIMIENTOS DE PROYECTO QUE SE USAN EN ESTA SECCION SON SIMPLIFICADOS, PORQUE $C_1 = C_2$, $R_1 = R_2$ y $R_5 = R_6$. HACEMOS $R_1 = R_2$ y $C_1 = C_2$, CON OBJETO DE DESMULTIPLICAR EN FORMA ADECUADA LOS VOLTAJES DE SALIDA DE LOS AMPLIFICADORES OPERATIVOS. LA CONDICION DE $R_5 = R_6$ SIMPLIFICA MAS LOS CALCULOS DE PROYECTO. NOTESE QUE LAS REALIZACIONES DE PASA BAJAS, PASA ALTAS Y PASA BANDA OCURREN SIMULTANEAMENTE. UNO SIMPLEMENTE ELIGE LA SALIDA EN UN PUNTO DIFERENTE. ADEMAS, PUEDEN SUMARSE LAS SALIDAS DE PASA ALTAS Y PASA BAJAS Y FORMAR UN PAR DE EJES CEROS $j\omega$. LAS FUNCIONES DE TRANSFERENCIA SON:

$$\frac{E_{P_2}}{E_1}(s) = \frac{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \left(\frac{1 + \frac{R_6}{R_5}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} \right)}{s^2 + s \left(\frac{1}{R_1 C_1} \right) \left(\frac{1 + \frac{R_6}{R_5}}{1 + \frac{R_4}{R_3}} \right) + \frac{R_6}{R_5} \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (54)$$

$$\frac{E_{hp}(s)}{E_i} = \frac{s^2 \frac{1 + \frac{R_6}{R_5}}{1 + \frac{R_3}{R_4}}}{s^2 + s \frac{1}{R_1 C_1} \left(\frac{1 + \frac{R_6}{R_5}}{1 + \frac{R_4}{R_3}} \right) + \frac{R_6}{R_5} \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (55)$$

$$\frac{E_{bp}(s)}{E_i} = \frac{-s \frac{1}{R_1 C_1} \left(\frac{1 + \frac{R_6}{R_5}}{1 + \frac{R_4}{R_3}} \right)}{s^2 + s \frac{1}{R_1 C_1} \left(\frac{1 + \frac{R_6}{R_5}}{1 + \frac{R_4}{R_3}} \right) + \frac{R_6}{R_5} \left(\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \right)} \quad (56)$$

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.

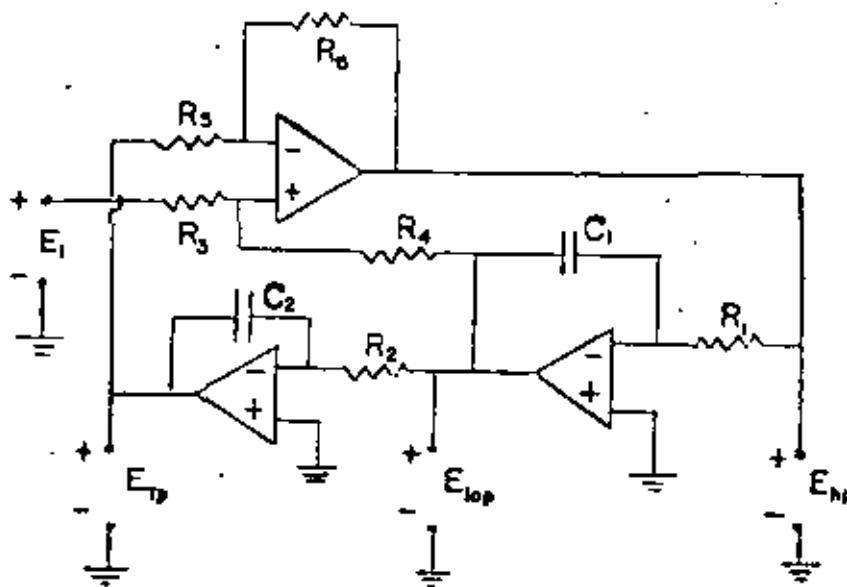


FIGURA # 36 RED. DE SEGUNDO GRADO DE ESTADO VARIABLE.

IX.5 RED DE CONVERTIDORES DE IMPEDANCIA NEGATIVA.

UNA REALIZACION DE UN CONVERTIDOR DE IMPEDANCIA 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:

$$E_1 = E_2 \quad I_1 = \frac{R_2}{R_1} I_2 = \frac{1}{k} I_2 \quad (57)$$

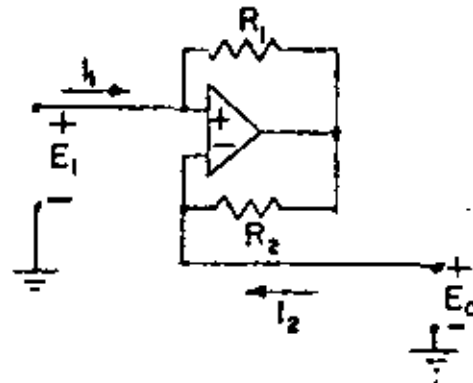


FIGURA # 37 REALIZACION DEL CINI CON AMPLIFICADORES OPERACIONALES.

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:

$$\frac{E_0}{E_1}(s) = \frac{-Ks/R_1C_2}{s^2 + s\left(\frac{1}{R_1C_1} + \frac{1}{R_2C_2} - \frac{K}{R_1C_2}\right) + \frac{1}{R_1C_1R_2C_2}} \quad (58)$$

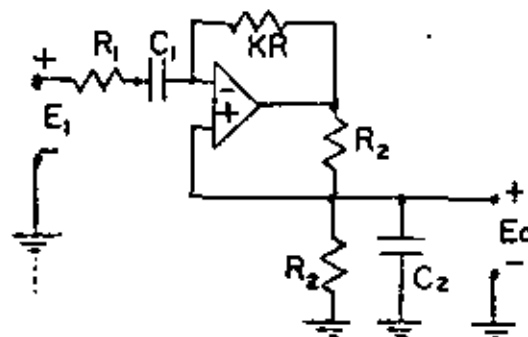


FIGURA # 38 FILTRO PASA BANDA CON CINI.

X. CASOS PRACTICOS.

- PASO # 1. UNA RESTRICCIÓN 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:

$$f_B = 80 \text{ Hz.} \quad A_{\text{MIN}} = 40 \text{ dB.}$$

$$\omega_B = 1$$

$$f_H = 160 \text{ Hz} \quad A_{\text{MAX}} = 0.1 \text{ dB}$$

$$\omega_H = \frac{160}{80} = 2$$

- PASO # 2. LA APROXIMACIÓN ELEGIDA ES LA ELIPTICA Y EL ORDEN DEL FILTRO ES:

$$N = 4.$$

- PASO # 3. FORMAMOS LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA:

$$H(s) = H_0 \cdot \left[\frac{s^2 + C_1}{s^2 + a_1 s + b_1} \right] \left[\frac{s^2 + C_2}{s^2 + a_2 s + b_2} \right] \quad (59)$$

DE TABLAS TENEMOS QUE:

$$C_1 = 4.593261$$

$$a_1 = 1.340886$$

$$b_1 = 0.736403$$

$$C_2 = 24.227201$$

$$a_2 = 0.432509$$

$$b_2 = 1.296053$$

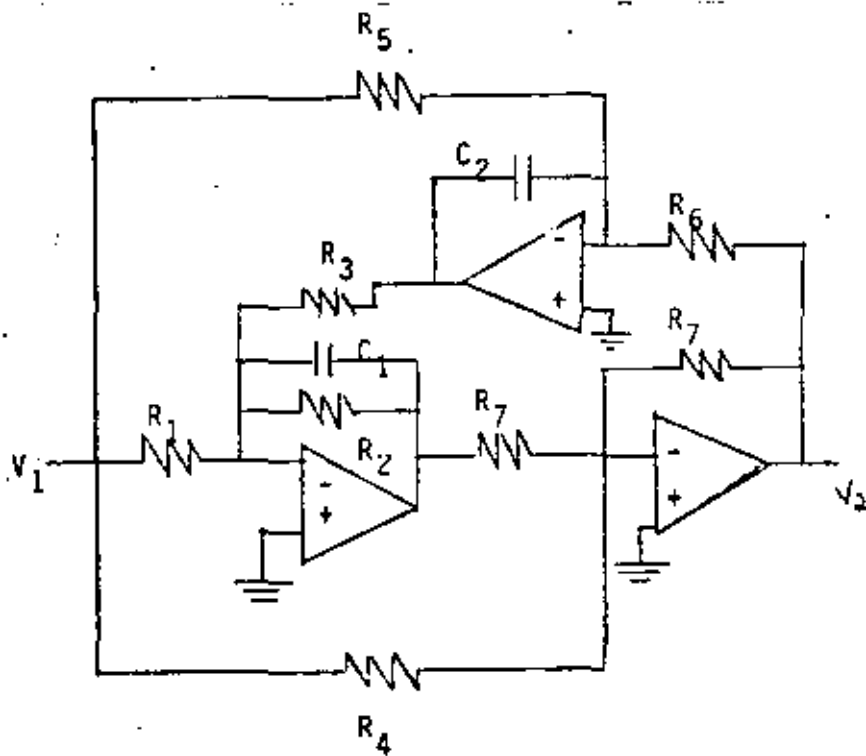
$$H(s) = H_0 \left[\frac{s^2 + 4.593261}{s^2 + 1.340886s + 0.736403} \right] \left[\frac{s^2 + 24.227201}{s^2 + 0.432509s + 1.296053} \right]$$

$$H_0 = \frac{0.736403 \times 1.296053}{4.593261 \times 24.227201} = 0.008579732$$

PASO # 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. ESCOGEMOS LA CONFIGURACION BIQUAD.



SIEMPRE QUE $R_2 R_4 = R_1 R_7$:

$$H_0 = \beta = -\frac{R_7}{R_4}$$

$$\alpha \omega_c^2 = \frac{R_4}{R_3 R_5 R_7 C_1 C_2}$$

$$\beta \omega_c = \frac{1}{R_2 C_1}$$

$$j\omega_c^2 = \frac{1}{R_3 R_6 C_1 C_2}$$

$$\frac{V_2}{V_1} = -\frac{p(s^2 + \alpha \omega_c^2)}{s^2 + \beta \omega_c s + j \omega_c^2}$$

ENTONCES TENEMOS:

$$R_1 = - \frac{1}{\beta \omega_c C_1}$$

$$R_2 = - \beta R_1$$

$$R_3 = \frac{1}{\sqrt{\mu} \omega_c C_1}$$

$$R_4 = - \frac{R_7}{\beta}$$

$$R_5 = - \frac{\sqrt{\mu}}{\beta \alpha \omega_c C_2}$$

$$R_6 = \frac{C_1}{C_2} R_3$$

DONDE C_1 , C_2 Y R_7 SON ARBITRARIAS.

PASO # 6. ESCOGIENDO PARA LAS DOS SECCIONES QUE FORMAN LA CONFIGURACION:

$$C_1 = C_2 = 1 \mu F. \quad R_7 = 33 K \Omega M.$$

PRIMERA SECCION:

$$\beta = -0.1603224; \quad \omega_0 = 2\pi \times 80; \quad \alpha = -4.593261$$

$$\beta = 1.340886; \quad \mu = 0.736403$$

$$R_1 = 9.254 \text{ KOHM}$$

$$R_2 = 1.483 \text{ KOHM}$$

$$R_3 = 2.3183 \text{ KOHM}$$

$$R_4 = 20.583 \text{ KOHM}$$

$$R_5 = 2.3183 \text{ KOHM}$$

$$R_6 = 2.3183 \text{ KOHM}$$

SEGUNDA SECCION:

$$\beta' = -0.0539957794 \quad \alpha = 24.227201 \quad \beta = 0.432509$$

$$f_1 = 1.296053 \quad \omega_0 = 2\pi(80)$$

$$R_1 = 85.9835 \text{ KOHM}$$

$$R_2 = 4.599 \text{ KOHM}$$

$$R_3 = 1.7475 \text{ KOHM} = R_6$$

$$R_4 = 61.687 \text{ KOHM}$$

$$R_5 = 1.747506 \text{ KOHM}$$

PASO # 7. ENTONCES:

DISEÑO GRAFICO DE FILTROS ACTIVOS.

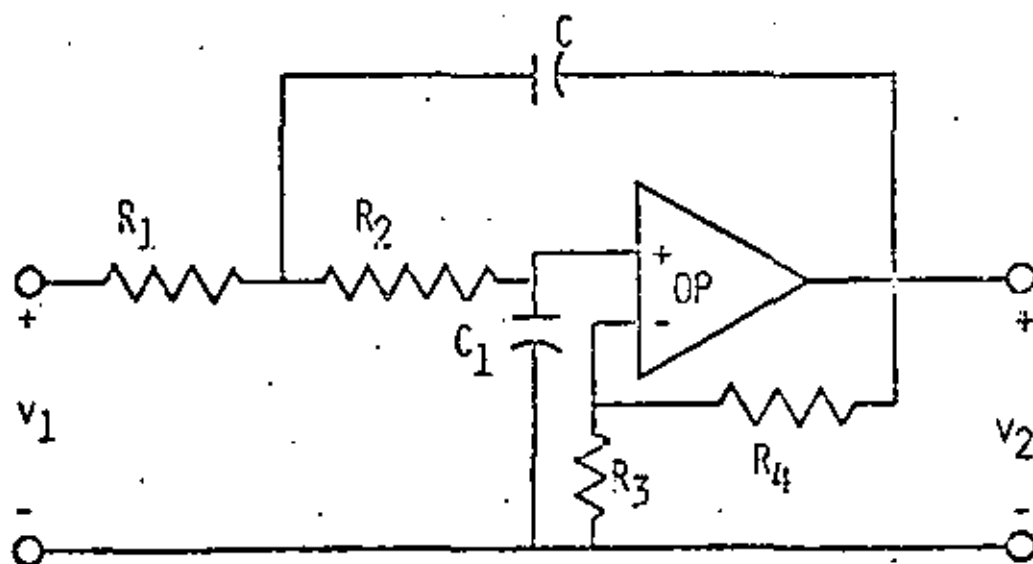
EL OBJETIVO ES FAMILIARIZARSE CON EL DISEÑO GRAFICO DE FILTROS ACTIVOS.

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.

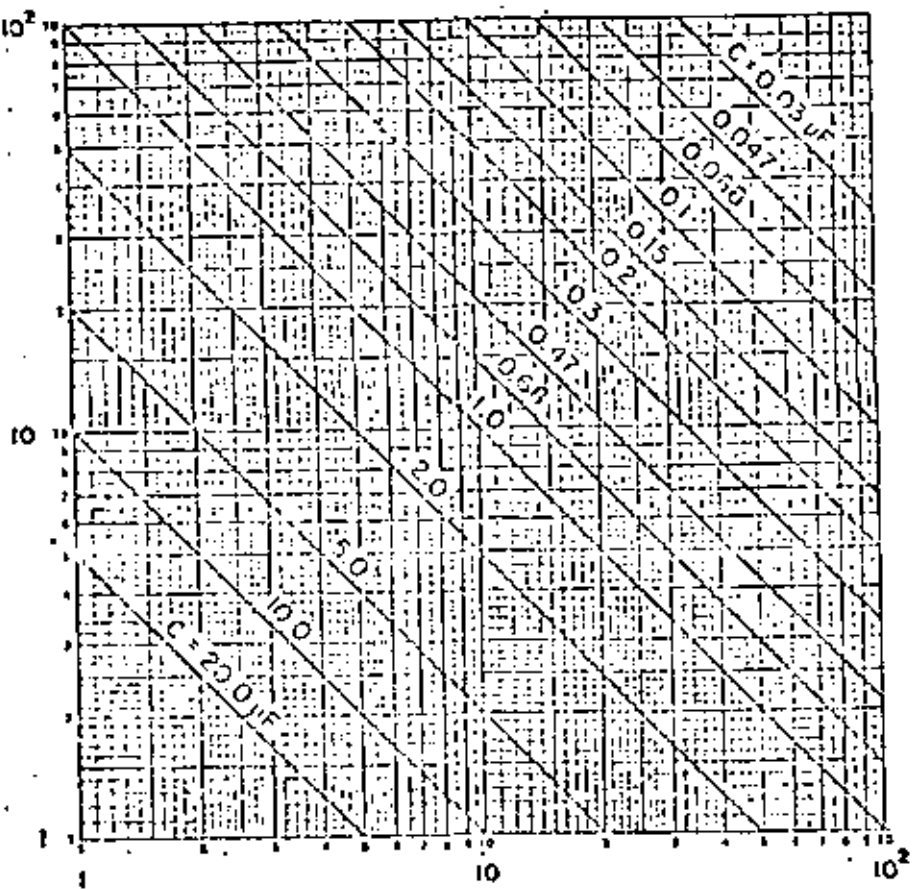


CIRCUITO PROTOTIPO DE UN FILTRO PASO BAJOS DE SEGUNDO ORDEN

FIG. 1

PASOS A SEGUIR PARA EL DISEÑO:

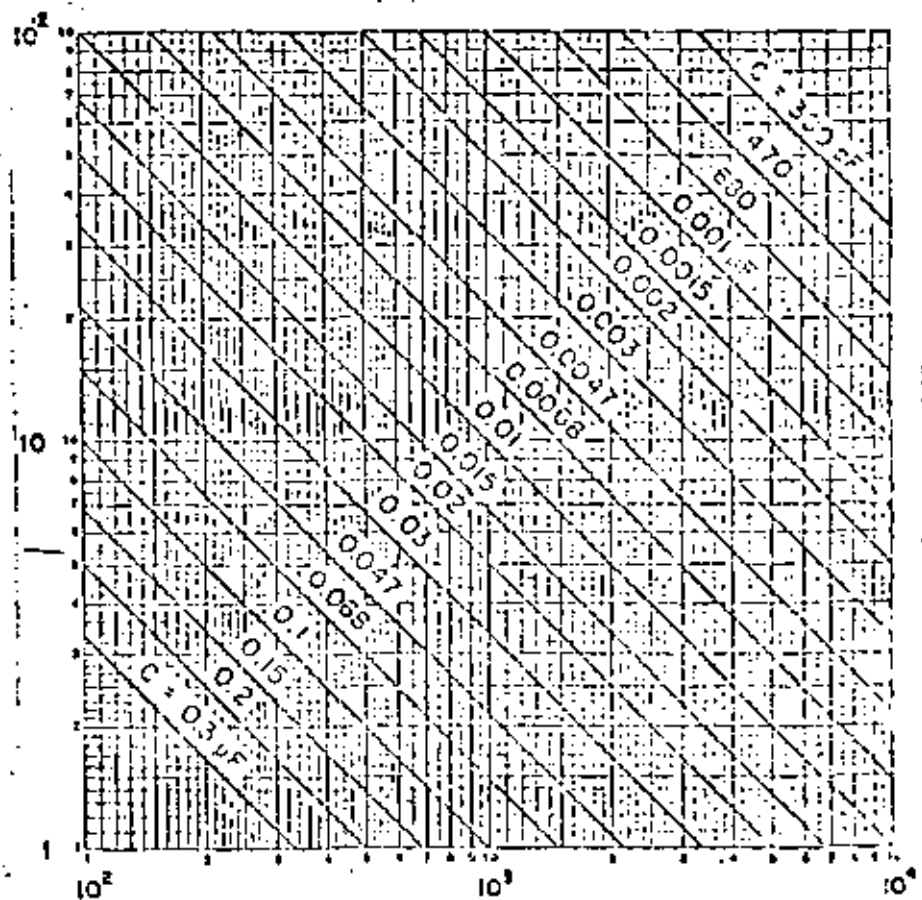
- a) SELECCIONE UN VALOR PARA LA CAPACITANCIA C Y DETERMINE EL VALOR DEL PARAMETRO K A PARTIR DE LA FIGURA 2a, 2b ó 2c SEGUN EL VALOR DE LA FRECUENCIA DE CORTE "fc" DESEADA.
- b) CUANDO EL VALOR DE K OBTENIDO ANTERIORMENTE DETERMINE EL VALOR DE LOS RESTANTES ELEMENTOS DEL CIRCUITO USANDO LA FIGURA 3a, 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

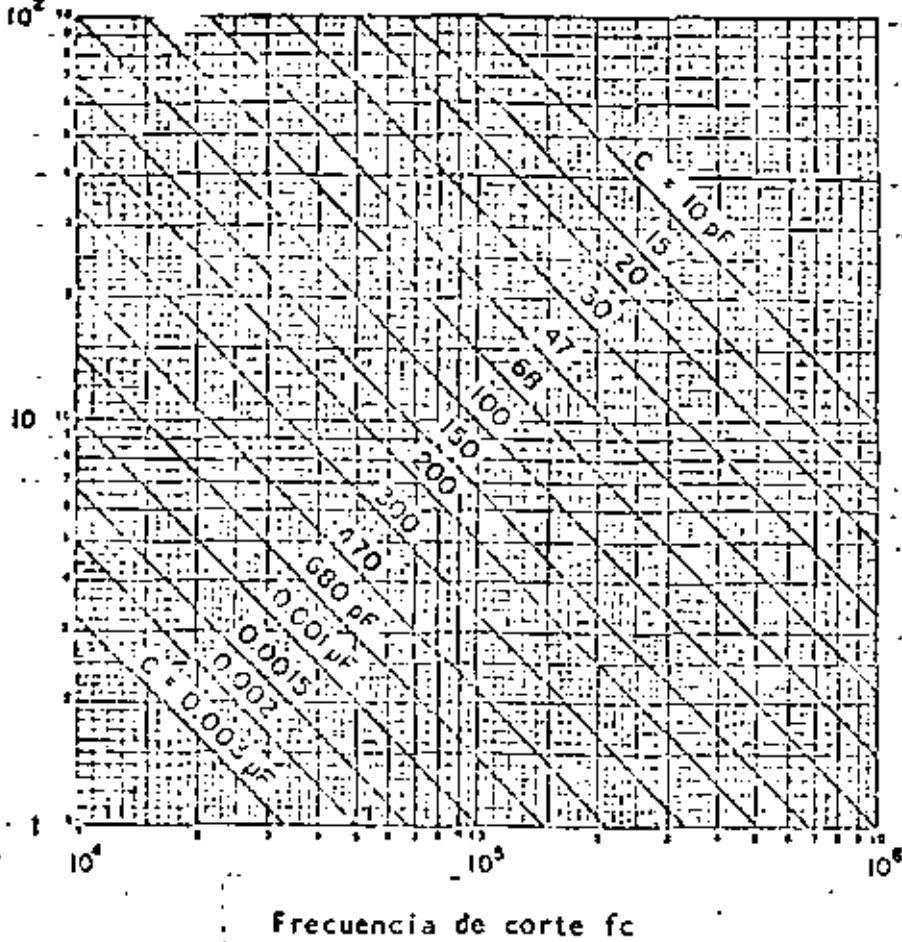
Fig. 2a



Frecuencia de corte f_c

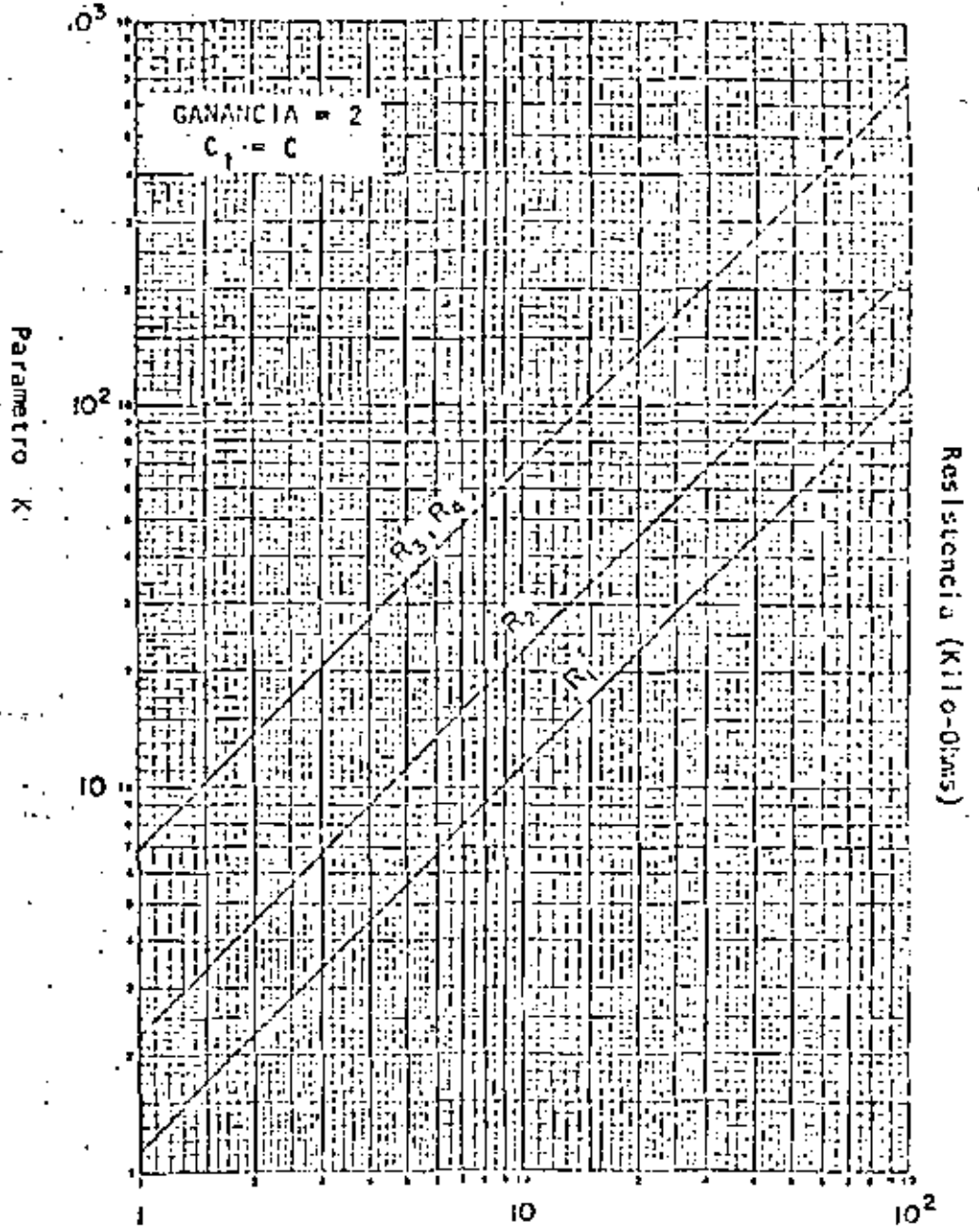
GRAFICA PARA DETERMINAR EL PARAMETRO K PARA f_c COMPRENDIDA ENTRE 10^2 y 10^4 Hz

Fig. 2b



GRAFICA PARA DETERMINAR EL PARAMETRO K PARA f_c COMPRENDIDA ENTRE 10^4 Y 10^6 Hz

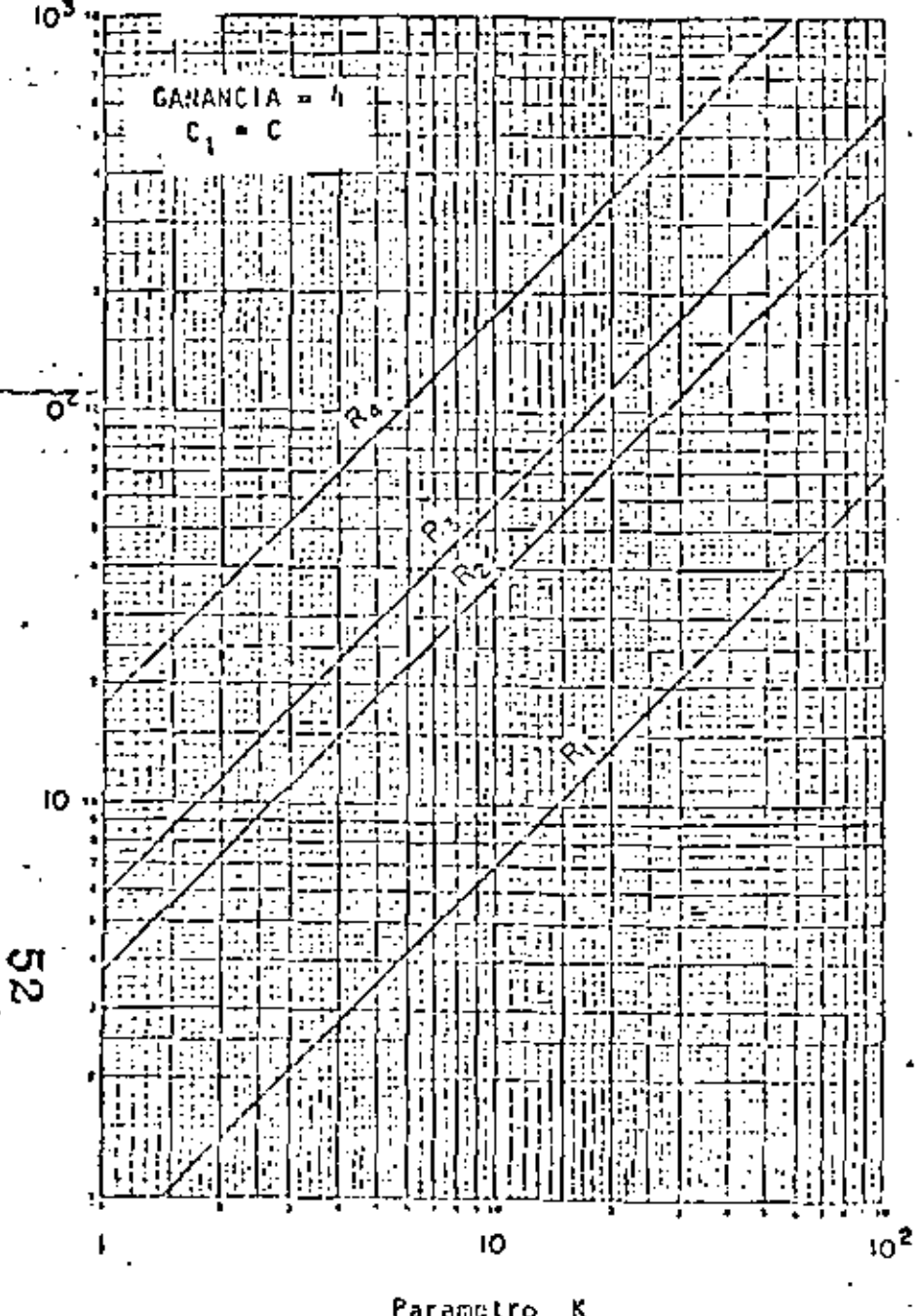
Fig. 2c



GRAFICA PARA DETERMINAR LOS VALORES DE LAS RESISTENCIAS R_1 , R_2 , R_3 Y R_4

Fig. 3a

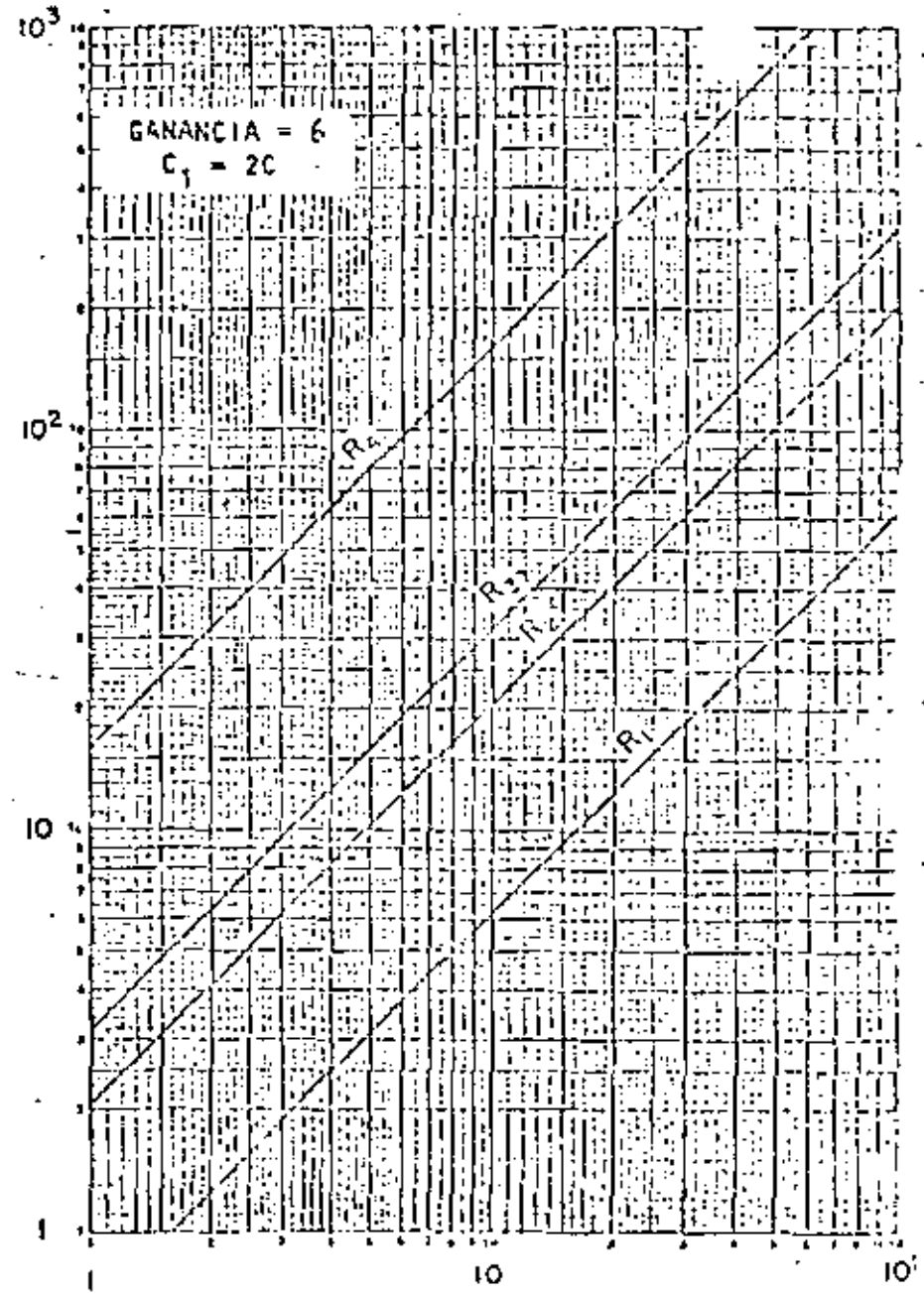
51



Parametro K
 GRAFICA PARA DETERMINAR LOS VALORES DE LAS
 RESISTENCIAS R_1 , R_2 , R_3 Y R_4

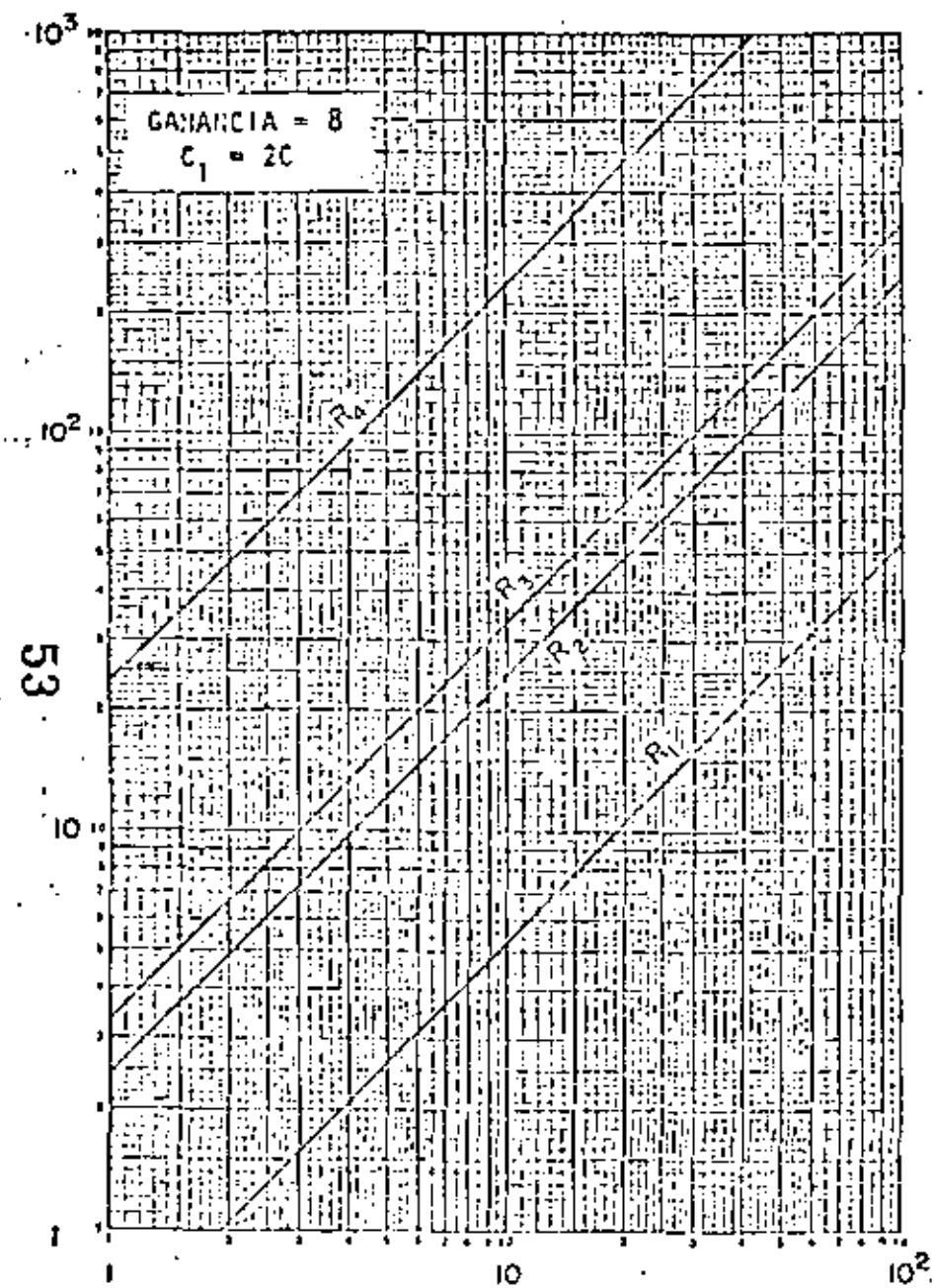
Fig. 3b

Resistencia (Kilo-Ohms)



Parametro K
 GRAFICA PARA DETERMINAR LOS VALORES DE LAS
 RESISTENCIAS R_1 , R_2 , R_3 Y R_4

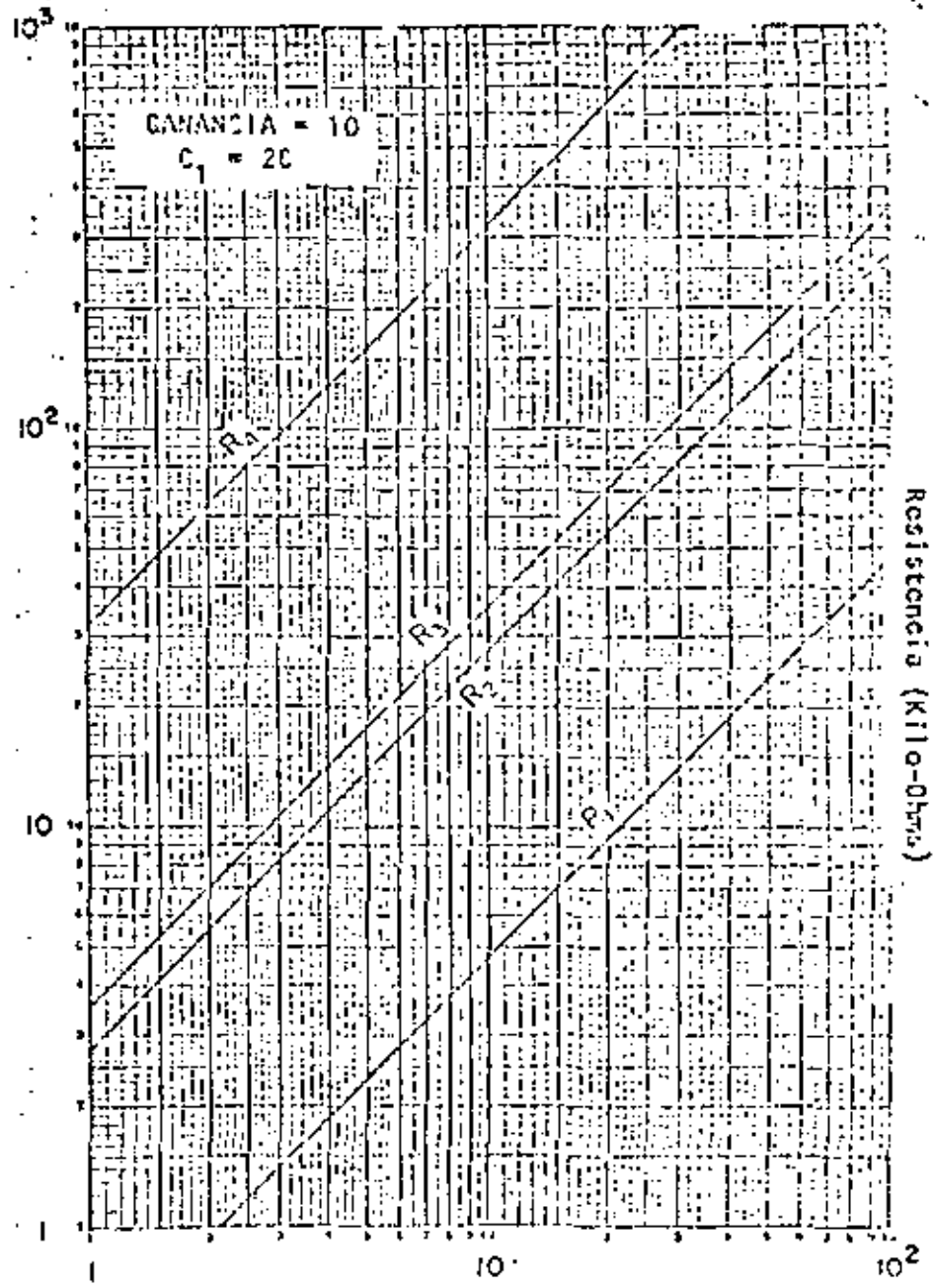
Fig. 3c



Parametro K
 GRAFICA PARA DETERMINAR LOS VALORES DE LAS
 RESISTENCIAS R_1 , R_2 , R_3 Y R_4

Fig. 3d

Resistencia (Kilo-Ohms)



Parametro K
 GRAFICA PARA DETERMINAR LOS VALORES DE LAS
 RESISTENCIAS R_1 , R_2 , R_3 Y R_4

Fig. 3e

Resistencia (Kilo-Ohms)

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	600mW
Differential Input Voltage	$\pm 30V$	$\pm 30V$
Input Voltage (Note 2)	$\pm 15V$	$\pm 15V$
Stage 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	$-65^\circ C$ 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

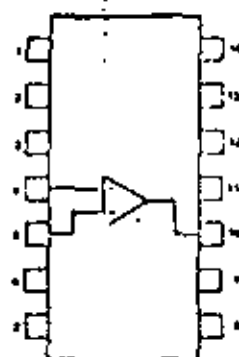
Notes

1. Rating applies for case temperatures to $125^\circ C$; derate linearly at $0.5mW/^\circ C$ for ambient temperatures above $+75^\circ C$.
2. For supply voltages less than $\pm 15V$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltages.
3. Short circuit may be to ground or either supply. Rating applies to $125^\circ C$ case temperature or $+75^\circ C$ 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. $\mu A741CA$

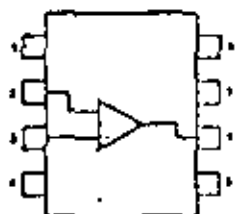
T PACKAGE



1. Offset Null
2. Inverting Input
3. Non-Inverting Input
4. V^-
5. Offset Null
6. Output
7. V^+
8. NC

ORDER PART NOS. $\mu A741T/\mu A741CT$

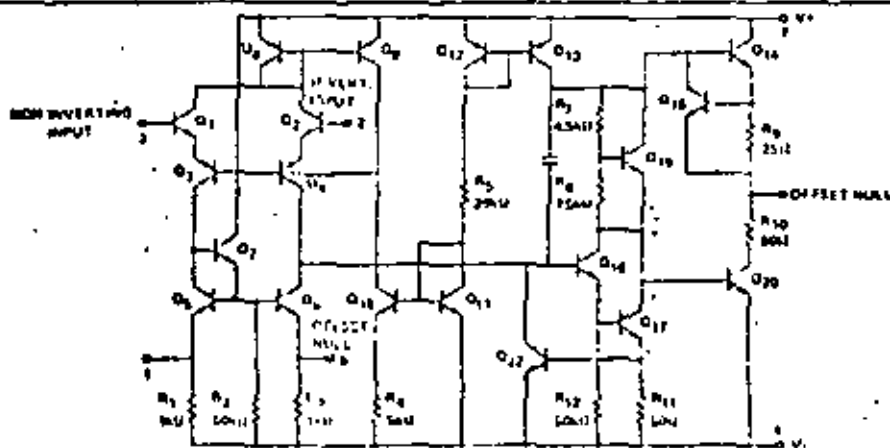
V PACKAGE



1. Offset Null
2. Inv. Input
3. Non-Inv. Input
4. V^-
5. Offset Null
6. Output
7. V^+
8. NC

ORDER PART NO. $\mu A741CV$

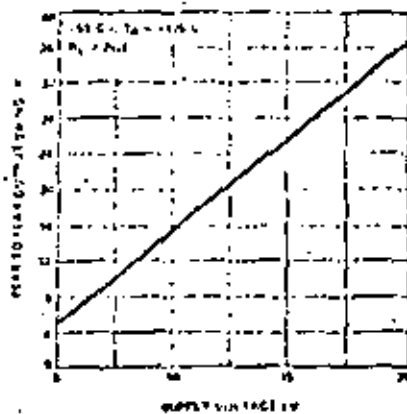
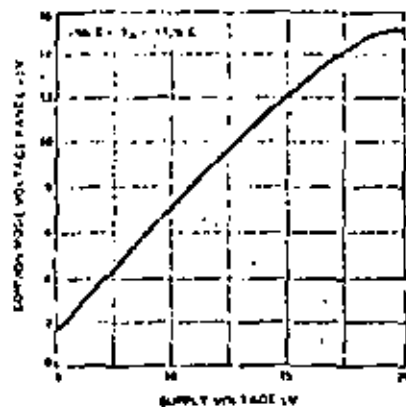
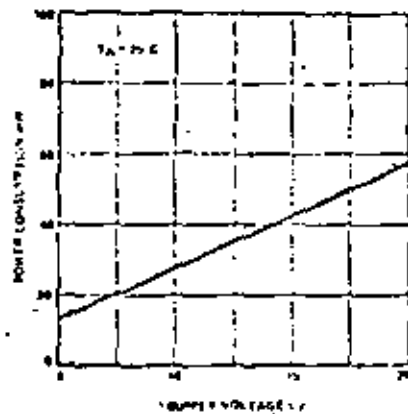
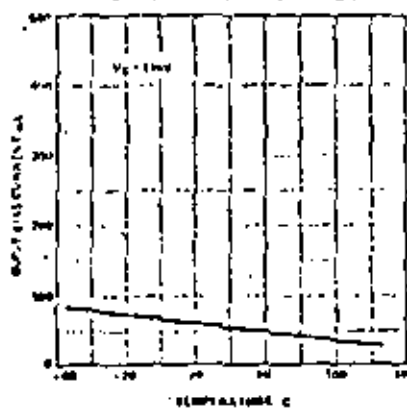
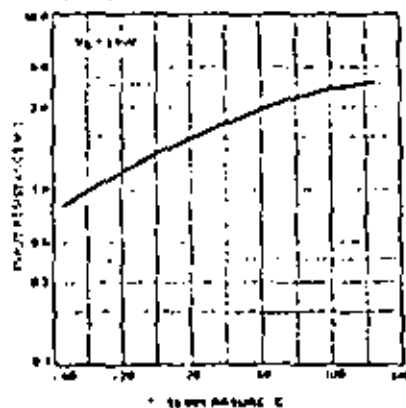
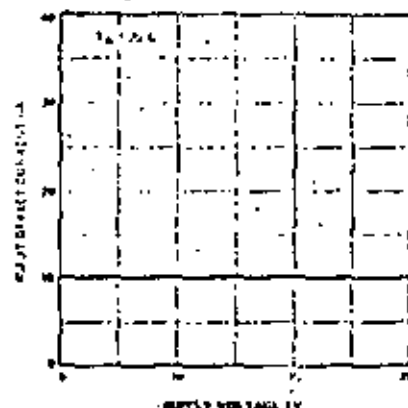
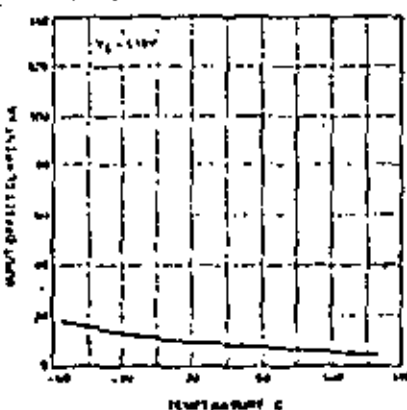
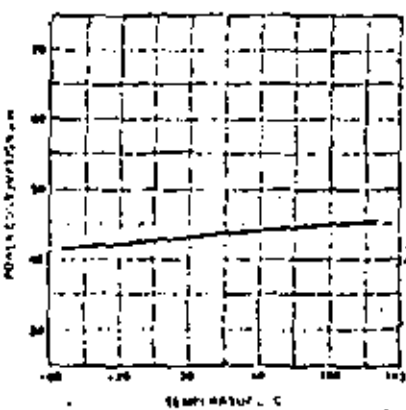
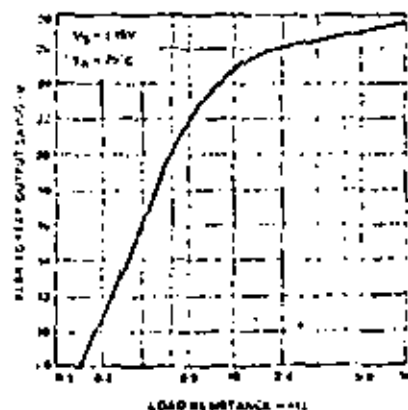
EQUIVALENT CIRCUIT



ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_S = \pm 15V$, $T_A = 25^\circ C$ unless otherwise specified)

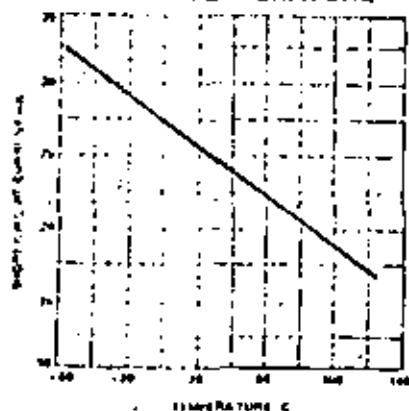
PARAMETER	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS	TEST CONDITIONS
μ A741C					
Input Offset Voltage		2.0	6.0	mV	$R_S < 10k\Omega$
Input Offset Current		20	200	nA	
Input Bias Current		80	500	nA	
Input Resistance	0.3	7.0		M Ω	
Input Capacitance		1.4		pF	
Offset Voltage Adjustment Range		± 15		mV	
Input Voltage Range	± 12	± 13		V	
Common Mode Rejection Ratio	70	90		dB	$R_S < 10k\Omega$
Supply Voltage Rejection Ratio		10	150	μ 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	± 12	± 14		V	$R_L > 10k\Omega$
	± 10	± 13		V	$R_L > 2k\Omega$
Output Resistance		75		Ω	
Output Short-Circuit Current		25		mA	
Supply Current		1.4	2.8	mA	
Power Consumption		50	85	mW	
Transient Response (unity gain)					$V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L < 100pF$
Rise Time		0.3		μ s	
Overshoot		5.0		%	
Slew Rate		0.5		V/ μ 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	± 10	± 13		V	$R_L > 2k\Omega$
μ A741					
Input Offset Voltage		1.0	5.0	mV	$R_S < 10k\Omega$
Input Offset Current		10	200	nA	
Input Bias Current		60	500	nA	
Input Resistance	0.3	2.0		M Ω	
Input Capacitance		1.4		pF	
Offset Voltage Adjustment Range		± 15		mV	
Large Signal Voltage Gain	50,000	200,000			$R_L > 2k\Omega$, $V_{out} = \pm 10V$
Output Resistance		75		Ω	
Output Short-Circuit Current		25		mA	
Supply Current		1.4	2.8	mA	
Power Consumption		50	85	mW	
Transient Response (unity gain)					$V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L < 100pF$
Rise Time		0.3		μ s	
Overshoot		5.0		%	
Slew Rate		0.5		V/ μ 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	$T_A = +125^\circ C$
		20	500	nA	$T_A = -55^\circ C$
Input Bias Current		0.03	0.5	nA	$T_A = +125^\circ C$
		0.3	1.5	μ A	$T_A = -55^\circ C$
Input Voltage Range	± 12	± 13		V	
Common Mode Rejection Ratio	70	90		dB	$R_S < 10k\Omega$
Supply Voltage Rejection Ratio		10	150	μ V/V	$R_S < 10k\Omega$
Large Signal Voltage Gain	25,000				$R_L > 2k\Omega$, $V_{out} = \pm 10V$
Output Voltage Swing	± 12	± 14		V	$R_L > 10k\Omega$
	± 10	± 13		V	$R_L > 2k\Omega$
Supply Current		1.5	2.5	mA	$T_A = +125^\circ C$
		2.0	3.3	mA	$T_A = -55^\circ C$
Power Consumption		45	75	mW	$T_A = +125^\circ C$
		45	100	mW	$T_A = -55^\circ C$

TYPICAL CHARACTERISTIC CURVES

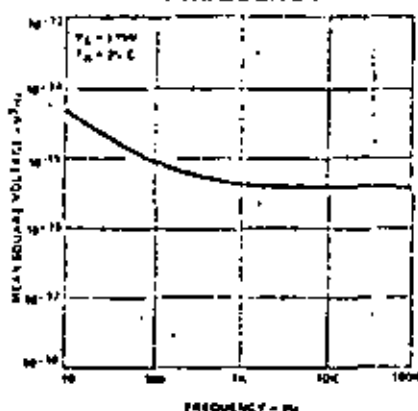
OUTPUT VOLTAGE SWING
AS A FUNCTION OF
SUPPLY VOLTAGEINPUT COMMON MODE
VOLTAGE RANGE AS
A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGEPOWER CONSUMPTION
AS A FUNCTION OF
SUPPLY VOLTAGEINPUT BIAS CURRENT
AS A FUNCTION OF
AMBIENT TEMPERATUREINPUT RESISTANCE
AS A FUNCTION OF
AMBIENT TEMPERATUREINPUT OFFSET CURRENT
AS A FUNCTION OF
SUPPLY VOLTAGEINPUT OFFSET CURRENT
AS A FUNCTION OF
AMBIENT TEMPERATUREPOWER CONSUMPTION
AS A FUNCTION OF
AMBIENT TEMPERATUREOUTPUT VOLTAGE SWING
AS A FUNCTION OF
LOAD RESISTANCE

TYPICAL CHARACTERISTIC CURVES (Cont'd)

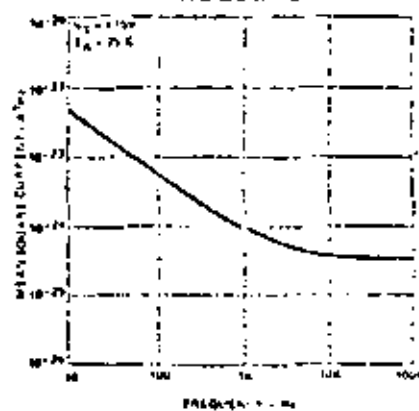
OUTPUT SHORT-CIRCUIT CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



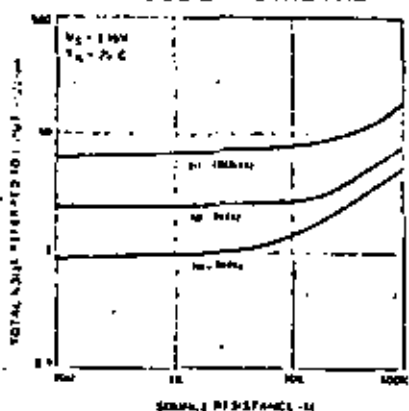
INPUT NOISE VOLTAGE AS A FUNCTION OF FREQUENCY



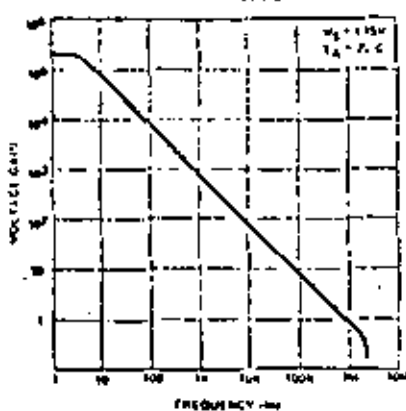
INPUT NOISE CURRENT AS A FUNCTION OF FREQUENCY



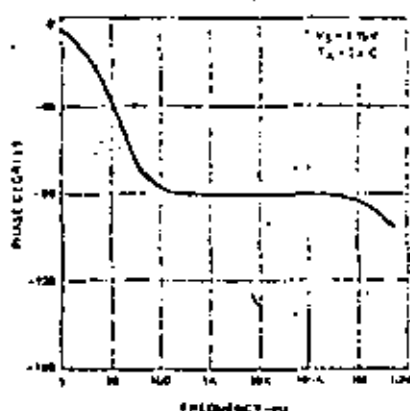
BROADBAND NOISE FOR VARIOUS BANDWIDTHS



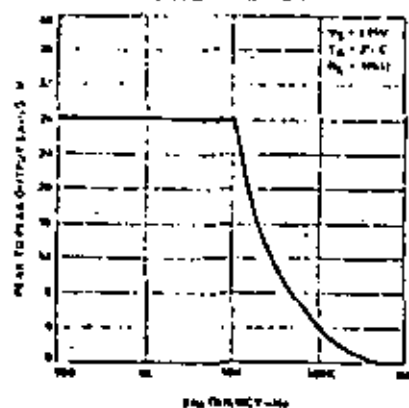
OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AS A FUNCTION OF FREQUENCY



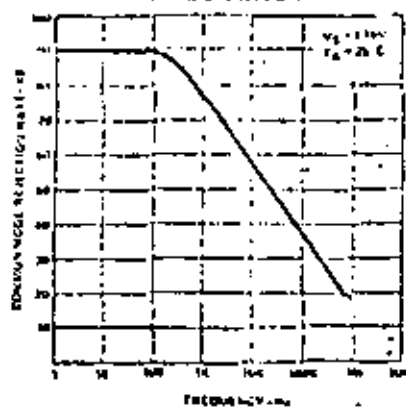
OPEN LOOP PHASE RESPONSE AS A FUNCTION OF FREQUENCY



OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF FREQUENCY



COMMON MODE REJECTION RATIO AS A FUNCTION OF FREQUENCY



TRANSIENT RESPONSE

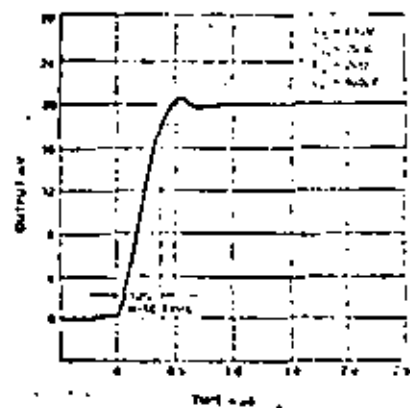


TABLA II . I

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	7.414102	9.141620		
7	4.491959	10.097835	14.591794		
8	5.125531	12.137071	21.846151	25.688356	
9	5.758770	16.581719	31.163437	41.986366	
10	6.392453	20.431729	42.802061	64.882396	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	$-0.35268 \pm j0.92388$ $-0.92388 \pm j0.35268$	0.76536 1.84776
5	$-0.30902 \pm j0.95106$ $-0.80902 \pm j0.58779$	0.61804 1.61804
6	$-0.25982 \pm j0.96593$ $-0.70711 \pm j0.70711$ $-0.96593 \pm j0.25982$	0.51764 1.41421 1.93186
7	$-0.22252 \pm j0.97493$ $-0.62349 \pm j0.78183$ $-0.90097 \pm j0.43388$	0.44504 1.24698 1.80194
8	$-0.19509 \pm j0.98079$ $-0.55557 \pm j0.83147$ $-0.83147 \pm j0.55557$ $-0.93079 \pm j0.19509$	0.39018 1.11114 1.66294 1.96158
9	$-0.17365 \pm j0.98431$ $-0.50000 \pm j0.86603$ $-0.76604 \pm j0.64279$ $-0.93969 \pm j0.34202$	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

*Note: All odd-order functions also have a pole at $s = -1$.

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	1.93185	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	$-.71281 + j 1.00404$	1.51628	1.42562
3	$-.71323 + j 1.02143$ $-.02646$	1.14245	.62646
4	$-.71535 + j 1.01625$ $-.42334 + j .42045$	1.06352 .35641	.35071 .84666
5	$-.71196 + j 1.01156$ $-.29317 + j .62518$ $-.36232$	1.07578 .47677	.22393 .58625
6	$-.01765 + j 1.00846$ $-.21214 + j .73824$ $-.28979 + j .27022$	1.02302 .59001 .15700	.15530 .42429 .57959
7	$-.05700 + j 1.00641$ $-.15972 + j .80708$ $-.23080 + j .44789$ $-.25617$	1.01611 .67608 .25388	.31401 .31944 .46160
8	$-.04362 + j 1.00500$ $-.12422 + j .65200$ $-.18591 + j .56929$ $-.21929 + j .19991$	1.01193 .74133 .35865 .04805	.04724 .24844 .37182 .43859
9	$-.03445 + j 1.00400$ $-.09920 + j .88291$ $-.15199 + j .65532$ $-.18644 + j .34869$ $-.19841$	1.00921 .78936 .45254 .15634	.06241 .19841 .30397 .37288
10	$-.02740 + j 1.00327$ $-.08097 + j .90507$ $-.12611 + j .71826$ $-.15091 + j .46115$ $-.17615 + j .15840$	1.00734 .82570 .53181 .23791 .05628	.05580 .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

$$\begin{aligned} \sigma_k &= -\sin u \tanh v \\ \omega_k &= \cos u \end{aligned} \quad (16)$$

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 ($a_n + a_{1n}s + s^2$) 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 .49513	1.10751	1.00773
3	-.24709 + j .46600 -.49417	.49420	.49417
4	-.13954 + j .48338 -.33687 + j .40733	.98650 .27940	.27907 .67374
5	-.08946 + j .49011 -.23421 + j .61192 -.28949	.98831 .42930	.17892 .44841
6	-.06218 + j .49341 -.16980 + j .72723 -.23206 + j .26418	.99073 .55772 .12471	.12436 .33076 .46413
7	-.04571 + j .49528 -.12807 + j .79815 -.18507 + j .44294 -.20541	.99268 .65346 .27045	.09142 .25615 .37014
8	-.03501 + j .49645 -.09970 + j .64475 -.14920 + j .56444 -.17600 + j .19821	.99414 .72354 .34086 .07026	.07002 .19939 .29841 .35200
9	-.02767 + j .49723 -.07967 + j .07695 -.12205 + j .65040 -.14972 + j .34633 -.15933	.99523 .77539 .47856 .14234	.05533 .15933 .24411 .29944
10	-.02241 + j .49778 -.06505 + j .40011 -.10132 + j .71433 -.12767 + j .45863 -.14152 + j .15803	.99606 .61442 .52051 .22664 .04500	.04483 .13010 .20243 .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	2.37209	1.31329						
2	0.52327	1.22581	1.27536	0.42282				
3	0.22740	1.12933	0.62674	0.69646	0.85614	0.26339		
4	0.12797	1.05664	0.36443	0.79901	0.54540	0.41627	0.64314	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	1.42593	1.51620						
2	0.32571	1.61352	0.54668	0.35641				
3	0.15510	1.02102	0.42429	0.59001	0.57959	0.15703		
4	0.08724	1.01193	0.24864	0.74133	0.37182	0.35863	0.43859	0.08803

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	1.0773	1.10231						
2	0.27107	0.95653	0.67374	0.21940				
3	0.12436	0.96673	0.33976	0.55772	0.46413	0.12471		
4	0.07002	0.97414	0.19939	0.72354	0.29841	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	0.85282	0.82325						
2	0.29977	0.92265	0.50644	0.22137				
3	0.09535	0.96535	0.23617	0.51244	0.35061	0.09293		
4	0.0537	0.98038	0.15059	0.70473	0.22582	0.32210	0.26637	0.05450

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	0.19598				
3	0.07646	0.93453	0.20290	0.52192	0.23535	0.03830		
4	0.04316	0.97417	0.12290	0.70358	0.18393	0.32029	0.21696	0.03029

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	20.95292	5.03156	26.51399

TABLA II . 3

POLOS Y COEFICIENTES DE FACTORES CUADRATICOS DE
FILTROS ELIPTICOS DE HASTA DECIMO ORDEN.

Table 2.3-1--Continued

(a) Odd and even A even: 0.1-dB passband ripple:

n	ω_c	K_p (dB)	c_1	p_1	a_1	b_1
5	1.35	22.291	1.133427	$-.764992 + j1.615987$.538804	1.175267
			1.773739	$-.690115 + j1.674060$.175779	1.072779
				-1.325917		
	1.10	26.256	1.259129	$-.379597 + j1.917798$.457393	1.017475
			7.191291	$-.044577 + j1.639346$.049649	1.042704
			$-.932332$			
1.70	26.303	1.521177	$-.514157 + j1.875348$.758211	.936481	
			7.449367	$-.076439 + j1.051661$.310150	1.131447
			$-.747657$			
1.50	43.415	3.491515	$-.417637 + j1.775764$.834475	.775733	
			4.437845	$-.311125 + j1.686151$.272759	1.149703
			$-.649753$			
2.00	58.961	4.766971	$-.478997 + j1.721329$.878143	.764416	
			10.467732	$-.379911 + j1.073557$.277125	1.131444
				$-.586933$		
6	22.078	1.123776	$-.647676 + j1.629596$	1.294552	.617662	
			1.438654	$-.331511 + j1.987617$.363077	.694002
			6.529764	$-.023366 + j1.018380$.046771	1.037444
	1.10	29.686	1.243762	$-.598771 + j1.717591$	1.149742	.627617
				1.714073	$-.194450 + j1.951634$.188900
			8.826454	$-.036964 + j1.623560$.074627	1.051374
1.70	39.630	1.497035	$-.547428 + j1.479646$	1.005257	.484527	
			7.235957	$-.215429 + j1.967696$.470859	.779339
			12.452671	$-.054595 + j1.634294$.169199	1.072744
1.50	37.772	2.349789	$-.437832 + j1.349737$.674663	.390797	
			3.927051	$-.277267 + j1.646778$.794775	.743676
			25.827242	$-.050385 + j1.044697$.160770	1.049771
2.00	74.322	4.248135	$-.447235 + j1.314325$.914470	.307851	
			7.464101	$-.296450 + j1.810743$.593299	.744467
			52.356841	$-.096674 + j1.050734$.193352	1.113797
7	30.470	1.317521	$-.352326 + j1.791219$.724773	.752351	
			1.328341	$-.097933 + j1.679496$.199460	.649003
			2.714372	$-.018274 + j1.012906$.036540	1.026113
				$-.697913$		
	1.10	39.337	1.234129	$-.372606 + j1.706869$.743217	.638500
1.923643				$-.179114 + j1.967477$.734737	.937390
			3.514768	$-.027279 + j1.018274$.056558	1.037683
				$-.599630$		
1.70	50.863	1.676872	$-.371195 + j1.627101$.742296	.551354	
			1.941341	$-.361444 + j1.929557$.327704	.699274
			4.946693	$-.041053 + j1.021498$.087163	1.051244
				$-.519773$		

(continued)

Table 2.3-1 Elliptic functions with poles at p_1 and having the form*

$$N(s) = H \prod_i \frac{s^2 + c_i}{s^2 + a_i s + b_i}$$

(a) Odd and case A even; 0.1-dB passband ripple:

n	ω_c	K_s (dB)	c_i	p_i	a_i	b_i
2	1.05	3.63	1.439664	$-.075407 + j1.180400$.150414	1.399030
	1.10	3.58	1.714223	$-.129483 + j1.264307$.258066	1.625677
	1.20	1.075	2.215993	$-.216268 + j1.393844$.472537	1.998624
	1.50	1.210	3.927051	$-.534107 + j1.564367$	1.064713	2.745544
	2.00	7.418	7.464302	$-.843443 + j1.593991$	1.646887	3.214093
3	1.05	1.748	1.225410	$-.044853 + j1.079332$ -2.832964	.089703	1.168566
	1.10	1.374	1.320314	$-.085423 + j1.121849$ -2.240832	.170843	1.275840
	1.20	6.691	1.899637	$-.154768 + j1.170239$ -1.744162	.313537	1.394682
	1.50	14.848	2.806016	$-.289646 + j1.232426$ -1.298182	.579792	2.157876
	2.00	24.016	5.133209	$-.371858 + j1.217903$ -1.115765	.763717	1.629104
4	1.05	6.387	1.153734 3.312518	$-.018774 + j1.143244$ $-.037548 + j1.065848$	1.273127 .075166	1.689644 1.065422
	1.10	10.721	1.290975 8.340930	$-.203816 + j1.074493$ $-.60834 + j1.006126$	1.407833 .233467	1.448899 1.141079
	1.20	17.051	1.372430 8.274402	$-.108645 + j1.026879$ $-.724957 + j1.091354$.216797 1.453706	1.263044 1.165765
	1.50	29.044	2.315153 17.099315	$-.498734 + j1.014940$ $-.173827 + j1.107114$	1.307469 .347253	1.688954 1.258067
	2.00	41.447	4.592261 24.227261	$-.270443 + j1.039639$ $-.216254 + j1.116870$	1.340244 .432500	.736403 1.294053

* This table was computed using a program from David José Miguel Baerlópez, "Determination of Elliptic Network Functions," M.S. thesis, University of Arizona, Tucson, 1977.

** K_s (dB) as Amis

Table 2.3-1—Continued

(a) Odd and even N even: 0.1-dB passband ripple:

n	ω_p	K_p (dB)	a_0	b_1	a_2	b_3
1.50	72.124	3.375272	-0.308476 + J 0.649377	0.914447	0.424210	
			0.312500 + J 0.647345	0.956711	0.474265	
2.10	89.452	4.152647	-0.300140 + J 0.651893	0.700334	0.374210	
			0.271125 + J 0.652767	0.854251	0.490740	
3.05	111.877	5.113844	-0.288477 + J 0.648777	0.635474	0.354210	
			0.272637 + J 0.651747	0.867259	0.474260	
4.10	144.732	6.222244	-0.268743 + J 0.644317	0.633726	0.336747	
			0.244410 + J 0.653957	0.869737	0.494260	
5.20	182.290	7.470757	-0.240007 + J 0.639777	0.630634	0.261431	
			0.226111 + J 0.652751	0.873423	0.605414	
6.50	224.485	8.855497	-0.210042 + J 0.634797	0.738073	0.196754	
			0.200992 + J 0.651977	0.871987	0.507730	
8.00	281.263	10.394734	-0.160084 + J 0.613365	0.96167	0.156747	
			0.150840 + J 0.624717	0.991499	0.617344	
9.05	47.276	1.111405	-0.355757 + J 0.614993	0.710713	0.506744	
			0.349551 + J 0.613074	0.890102	0.819646	
1.10	58.707	1.224347	-0.341731 + J 0.644313	0.673461	0.413701	
			0.337314 + J 0.647767	0.865297	0.747441	
1.20	73.679	1.461726	-0.049931 + J 0.963793	0.330274	0.655731	
			0.017772 + J 0.910567	0.875689	0.621564	
1.50	111.877	5.113844	-0.345561 + J 0.627453	0.679123	0.369705	
			0.277772 + J 0.617654	0.845549	0.600760	
2.00	182.290	7.470757	-0.285771 + J 0.646445	0.331549	0.877407	
			0.254501 + J 0.624377	0.859007	0.640574	
3.00	281.263	10.394734	-0.255757 + J 0.614993	0.710713	0.506744	
			0.249551 + J 0.613074	0.890102	0.819646	
4.00	414.118	13.313244	-0.226111 + J 0.613074	0.867259	0.474260	
			0.210042 + J 0.634797	0.738073	0.196754	
5.00	587.980	16.222244	-0.196743 + J 0.634797	0.738073	0.196754	
			0.180674 + J 0.651977	0.871987	0.507730	
6.00	811.732	19.131244	-0.160084 + J 0.613365	0.96167	0.156747	
			0.150840 + J 0.624717	0.991499	0.617344	
7.00	1085.485	22.040244	-0.120042 + J 0.613365	0.96167	0.156747	
			0.110840 + J 0.624717	0.991499	0.617344	
8.00	1419.237	24.949244	-0.080042 + J 0.613365	0.96167	0.156747	
			0.070840 + J 0.624717	0.991499	0.617344	
9.00	1813.990	27.858244	-0.040042 + J 0.613365	0.96167	0.156747	
			0.030840 + J 0.624717	0.991499	0.617344	

Table 2.3-1—Continued

(a) Odd and even A even; 0.1-dB passband ripple:

n	m	K_n (dB)	r_1	r_2	a_1	b_1
1.10	100.842	2.301615 2.204634 4.635336 15.014351	-0.209692	* J .415879	.590243	.267770
			-0.210182	* J .735495	.620164	.521703
			-0.117302	* J .931273	.732104	.896703
			-0.036362	* J1.019421	.872724	1.046542
			-0.339006			
2.00	128.717	4.307442 9.343299 8.477191 30.205077	-0.284334	* J .894521	.572676	.210077
			-0.217151	* J .762551	.434223	.346746
			-0.130710	* J .917130	.761471	.757917
			-0.043692	* J1.022332	.808193	1.047142
			-0.113057			
10	55.881	1.119672 1.141442 1.433864 7.533618 16.655617	-0.427709	* J .307444	.844417	.719815
			-0.246341	* J .730427	.607497	.794206
			-0.106317	* J .818451	.712134	.751187
			-0.019274	* J .964958	.074551	.670204
			-0.009704	* J1.005887	.019407	1.011754
1.10	98.322	1.221546 1.333634 1.714041 3.251942 23.143963	-0.377319	* J .750854	.754739	.705934
			-0.251257	* J .865084	.622100	.701463
			-0.127784	* J .870408	.755569	.741564
			-0.074334	* J .934735	.804669	.752652
			-0.014526	* J1.007442	.029273	1.017160
1.20	84.962	1.459359 1.441431 2.235909 4.585492 14.512743	-0.337237	* J .224784	.824472	.314794
			-0.250236	* J .802544	.502472	.625704
			-0.147514	* J .839432	.791037	.770740
			-0.071471	* J .947020	.343643	.631791
			-0.020797	* J1.011524	.041194	1.007713
1.20	115.199	2.291641 2.672641 1.927051 9.740744 69.741499	-0.294073	* J .163197	.591150	.174225
			-0.243660	* J .713925	.447320	.345971
			-0.147330	* J .785570	.334780	.740847
			-0.093337	* J .844057	.376673	.899045
			-0.026537	* J1.011470	.659064	1.032457
2.00	146.171	4.396646 4.474971 7.464702 17.351474 142.432927	-0.274117	* J .275673	.557274	.107110
			-0.238417	* J .501159	.674877	.704053
			-0.174418	* J .714877	.352137	.609177
			-0.105213	* J .832971	.211476	.681517
			-0.024077	* J1.018177	.079846	.677701

(continued)

Table 2.3-1- Continued

(b) Odd and case A even; 1.0-dB passband ripple:

n	ω_c	K_p (dB)	c_1	p_1	a_1	b_1
2	1.05	2.818	1.438864	$-.157073 + j1.068900$.314166	1.167227
	1.10	4.075	1.714083	$-.279120 + j1.075841$.458258	1.209534
	1.20	6.150	2.235908	$-.320565 + j1.066452$.641131	1.235890
	1.50	11.194	3.027051	$-.438709 + j1.030454$.879438	1.214431
	2.00	17.093	3.454102	$-.499471 + j1.000452$.948942	1.170077
3	1.05	4.134	1.205419	$-.061504 + j1.017126$ $-.947805$.331007	1.034706
	1.10	11.440	1.375314	$-.097651 + j1.016303$ $-.817161$.495302	1.062407
	1.20	18.209	1.649817	$-.137461 + j1.010059$ $-.701999$.722923	1.038841
	1.50	29.176	2.406014	$-.177798 + j1.004225$ $-.591015$.925394	1.022734
	2.00	36.454	3.157209	$-.217071 + j1.001771$ $-.539958$.934047	1.010564
4	1.05	15.840	1.153614 3.317517	$-.400926 + j1.723958$ $-.036963 + j1.004647$.701652 .073925	1.04657 1.010071
	1.10	20.432	1.290925 4.349930	$-.399274 + j1.628481$ $-.054484 + j1.003351$.708454 .104949	1.047042 1.014901
	1.20	27.437	1.452430 4.274407	$-.398971 + j1.570447$ $-.071673 + j1.000756$.723947 .121744	1.045747 1.007734

Table 2.3-1—Continued

(b) Odd and case A even; 1.0-dB passband ripple:

n	ω_p	K_p (dB)	c_1	f_1	a_1	b_1
3	1.50	39.518	7.535553	-0.364988 + J .480492	.729477	.384261
			12.016310	-0.104609 + J .093917	.208819	.498611
3	2.00	51.958	4.593261	-0.353273 + J .442498	.702546	.339187
			24.227201	-0.171479 + J .469174	.242957	.493725
5	1.25	24.135	1.177427	-0.181185 + J .858432	.362371	.786475
			1.773719	-0.031519 + J 1.001154	.047317	1.002777
				-0.511794		
5	1.10	30.471	1.259770	-0.202145 + J .864785	.404289	.677541
			2.193093	-0.014621 + J 1.000721	.664941	1.001640
				-0.442587		
5	1.25	38.757	1.521177	-0.217568 + J .748167	.438136	.491049
			2.967367	-0.047044 + J .908478	.096167	.496271
				-0.391379		
5	1.50	53.875	2.425515	-0.229879 + J .861478	.467740	.451750
			5.437645	-0.057541 + J .695254	.133091	.494457
				-0.337846		
5	2.00	69.380	4.354951	-0.232318 + J .844440	.466477	.471844
			10.557732	-0.077675 + J .607914	.158748	.491403
				-0.312599		
6	1.25	32.573	1.173326	-0.340574 + J .466551	.671100	.257850
			1.435604	-0.099257 + J .910440	.199505	.478752
			8.528768	-0.016783 + J 1.000095	.032587	1.000450
6	1.10	40.182	1.243362	-0.311089 + J .409744	.630179	.224747
			1.714093	-0.117730 + J .874514	.237441	.776973
			4.826455	-0.027027 + J .699416	.067854	.499404
6	1.20	50.089	1.405075	-0.289447 + J .379824	.678973	.213247
			2.235999	-0.179580 + J .834256	.271161	.714477
			12.9452671	-0.033761 + J .698304	.066522	.495719
6	1.50	64.231	2.369278	-0.260704 + J .310775	.671104	.244400
			3.937051	-0.154480 + J .745971	.304960	.678755
			23.827242	-0.046116 + J .606374	.092733	.494407
6	2.00	86.814	4.248355	-0.241134 + J .287533	.689772	.163257
			7.466182	-0.147891 + J .735714	.325383	.592774
			22.356841	-0.053871 + J .695015	.107742	.492857

(continued)

Table 2.3-1—Continued

(b) Odd and even N even: 1.0-dB passband ripple:

n	ω_n	K_n (dB)	a_n	b_n	d_n	e_n
7	1.75	49.476	1.111771	- .227203 + j .981553	.413147	.010771
			1.111761	- .061951 + j .993740	.323605	.847609
			2.714377	- .011070 + j .999752	.023140	.889547
	2.10	44.416	1.274173	- .206197 + j .971254	.413146	.428744
			1.274163	- .077245 + j .9811762	.375292	.837339
			2.514360	- .011724 + j .9940264	.023564	.884704
	2.20	41.472	1.478272	- .203316 + j .954153	.404432	.429014
			1.478261	- .091171 + j .961344	.385752	.786540
			4.865467	- .024380 + j .984471	.044750	.867739
	2.50	42.588	2.378527	- .195740 + j .950754	.391140	.428105
			2.378510	- .110078 + j .963236	.221757	.727201
			9.530074	- .037544 + j .997149	.071644	.862773
2.60	104.267	4.140043	- .190584 + j .972047	.381348	.426144	
		4.140037	- .119775 + j .982044	.239450	.808447	
		18.461005	- .019545 + j .994309	.079132	.864144	
8	1.95	49.331	1.111264	- .274074 + j .941142	.545157	.191401
			1.111255	- .110371 + j .989532	.263743	.846747
			1.800139	- .042267 + j .981923	.084524	.913755
			11.044604	- .009102 + j .999652	.018795	.896367
	2.10	59.491	1.228276	- .248664 + j .9300732	.447328	.152044
			1.427103	- .139689 + j .972767	.279377	.562740
			2.390411	- .054734 + j .974315	.109472	.875440
			15.104724	- .017385 + j .999759	.026777	.898748
	2.20	72.755	1.476273	- .225049 + j .965103	.455098	.170974
			1.769508	- .145710 + j .984479	.291410	.840644
			3.252731	- .067801 + j .9811293	.135782	.875545
			22.343594	- .014636 + j .998694	.037276	.897777
2.50	46.445	2.313407	- .200253 + j .9710147	.400104	.093607	
		2.495060	- .149055 + j .982399	.293170	.457737	
		4.021874	- .083400 + j .980910	.166800	.782948	
		45.049473	- .021894 + j .994774	.051789	.897774	
2.60	121.722	4.116734	- .167672 + j .9713541	.375344	.088773	
		4.545063	- .149543 + j .984886	.290045	.576417	
		11.764674	- .091035 + j .981329	.183270	.753761	
		91.761553	- .010247 + j .997354	.060274	.897744	

TABLA II . 4

POLOS Y COEFICIENTES DE FACTORES CUADRATICOS DE
FILTROS BESSEL DE HASTA DECIMO ORDEN.

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 .86601	3.00000	3.00000
3	-1.83191 + j 1.15470 -2.37219	6.45963	3.47761
4	-2.10379 + j 2.65742 -2.89621 + j .86723	11.44700 9.14013	4.70756 5.79242
5	-2.32467 + j 3.57102 -3.35196 + j 1.74264 -3.64674	18.15632 16.27248	4.64435 6.70391
6	-2.51593 + j 4.47267 -3.73571 + j 2.62627 -4.24636 + j .86751	26.51403 20.85282 18.80113	5.03146 7.47142 8.49672
7	-2.68568 + j 5.42069 -4.07014 + j 3.51717 -4.75829 + j 1.73229 -4.97179	36.59679 28.97655 25.66644	5.37135 8.14028 9.51658
8	-2.83898 + j 6.35191 -4.36829 + j 4.41444 -5.20484 + j 2.61618 -5.58789 + j .86761	48.43207 38.54925 33.93474 31.97773	5.67757 8.73658 10.40463 11.17577
9	-2.97926 + j 7.29144 -4.63844 + j 5.31727 -5.60447 + j 3.49816 -6.12937 + j 1.73785 -6.29792	62.04144 49.74850 43.44655 40.54927	5.95852 9.77668 11.70494 12.75874
10	-3.10892 + j 8.23270 -4.88622 + j 6.22499 -5.96753 + j 4.38445 -6.92204 + j .86767 -6.81529 + j 2.61157	77.44270 62.62559 54.83916 48.64755 56.54236	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

$$N(s) = \frac{H}{m(s) + n(s)} \quad (24)$$

TABLA II. 5 .
INTEGRAL ELIPTICA .



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, 1983

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 μP 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. Mompin y 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	550	650

Tabla I

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.

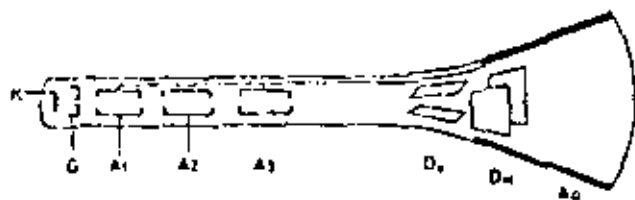


Figura 1 El TRC con monoaceleración

La intensidad del haz está determinada por la tensión V_{KG} . 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_{KG} controla la intensidad del haz).

$A_1-A_2-A_3$ = Anodos de enfoque (la tensión $V_{A_1-A_2}$ controla el enfoque del haz).

D_1 = Placas de deflexión vertical.

D_2 = Placas de deflexión horizontal.

A_0 = 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 ($V_{KG} = A_1/A_3$), 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, aun cuando este nuevo electrodo absorbe hasta un 40% de los electrones emitidos por el cátodo y aumenta 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.

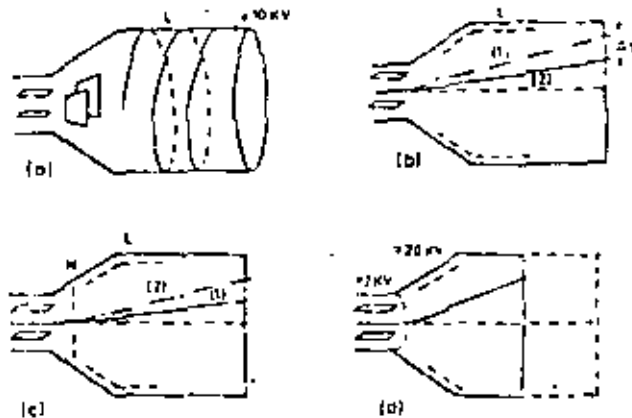
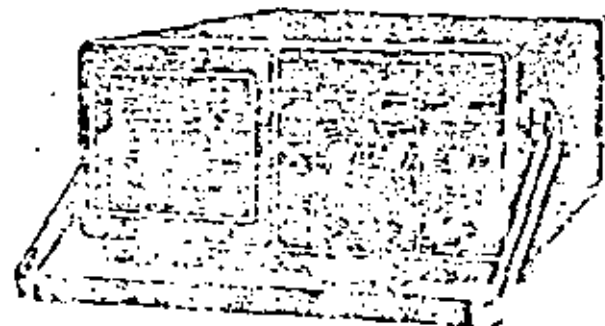


Figura 2 a) Lente de postaceleración. b) Lente convergente. c) efecto de la lente de postaceleración. d) Lente convergente. 1 = haz sin lente. 2 = haz con lente. 3 = reducción sensibilidad. e) Estructura de la rejilla Mesh. M = lente divergente. L = lente convergente. d) Efecto de la rejilla redondeada (domed mesh). Reducción de la longitud del tubo sin perjudicar a 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 E, 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 en diente de sierra que proporciona el barrido horizontal.

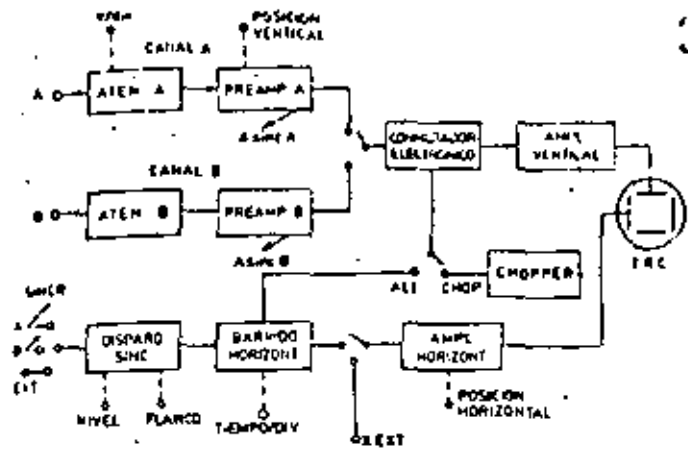


Figura 3 Diagrama de bloques de un osciloscopio de doble trazo

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 Tiempos	Expansión	Forma TRC	Otros detalles
Genrad Advance	OS 25A	15	5	0,25 - 0,5 S	X5	8 x 10 cm	
	OS 26A	15	2	0,25 - 0,5 S	X5	8 x 10 cm	
Hewlett Packard	1022A	15	2	0,5S - 0,2μS	X10	8 x 10	A + B
	1022B	15	2	0,5S - 0,2μS	X10	8 x 10	
Muller	HM 312	10	2	0,25 - 0,10μS	X5	8 x 10	A + B Barrido retardado
	HAF 442	15	2	25 - 10μS	X5	8 x 10	
Philips	PM 318	15	10	0,5S - 0,5μS	X5	8 x 10	A + B
	320*	15	2	0,25 - 0,5μS	X5	8 x 10	
	322a P	15	2	0,25 - 0,5μS	X5	8 x 10	A + B
Teconormont	D 22	15	10	0,5S - 0,5μS	X5	8 x 10	
	D 31	15	2	1,25 - 0,1μS	X5	8 x 10	
	P 41	15	10	0,5S - 0,5μS	X5	8 x 10	
	P 42	15	10	25 - 0,1μS	X5	8 x 10	
Testomat	322	15	2	0,5S - 0,2μS	X10	8 x 10	A + B
Toshiba	003 10A	10	5			8 x 10	
	CS 1000	15	2	0,5S - 0,5μS	X5	8 x 10	
	CS 1001	15	2	0,5S - 0,2μS	X5	8 x 10	

Tabla 2 Osciloscopios doble trazo hasta 15 MHz

3 frecuencia superior a la frecuencia de la señal que muestra. 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 Tiempos	Expansión	Formato TRC
Advance	OS 260	15	5	0,25 - 0,5 S	X10	8 x 10 cm
Philips	PM 3232	10	2	0,5S - 0,2μS	X5	8 x 10 cm
	PM 3233	10	2	0,5S - 0,2μS	X5	8 x 10 cm Línea retrazada

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).

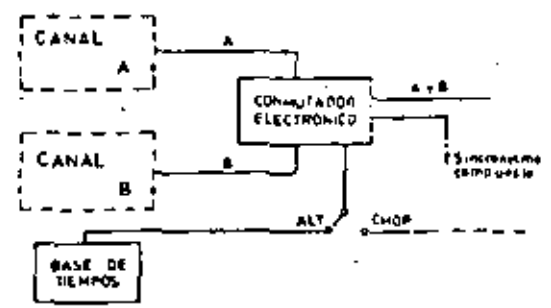


Figura 4 Obtención del sincronismo compuesto

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.

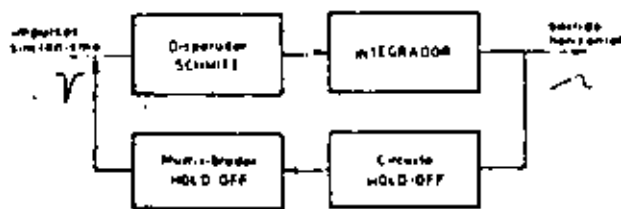


Figura 5. Barrido retenido

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.

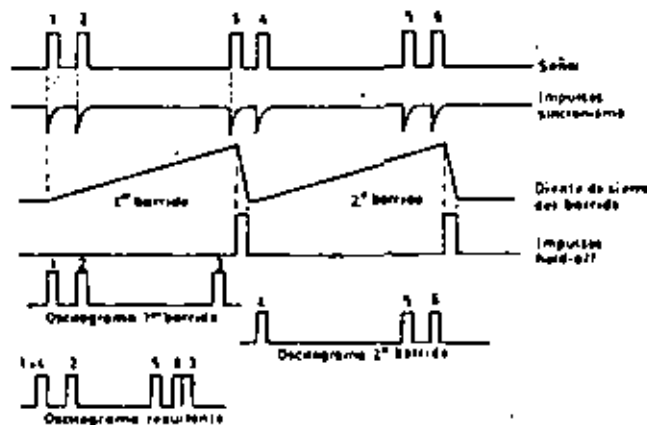


Figura 6. Efecto del barrido retenido en tiempo constante

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 suprime 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 b, 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

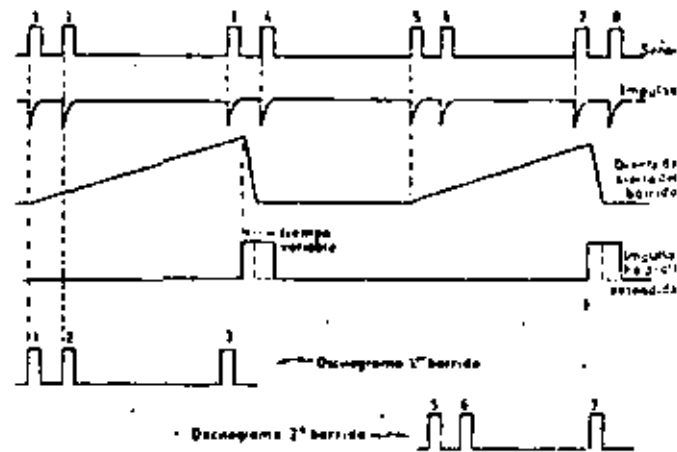


Figura 7. Efecto del barrido retenido en tiempo variable

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 disputan el patrimonio.

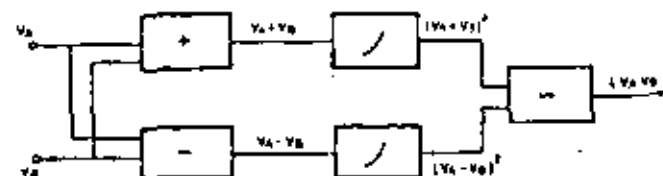


Figura 8. Circuito multiplicador diferencial

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 $\mu\text{s/div}$ se transforma en 100 ó 50 $\mu\text{s/div}$ debiendo el operador buscar, en una deflexión horizontal de 5 ó 10 pantallas, la parte de la señal que desea estudiar. Por otra parte, la expansión horizontal —aún cuando se halle calibrada— introduce un error a la base de tiempos del orden

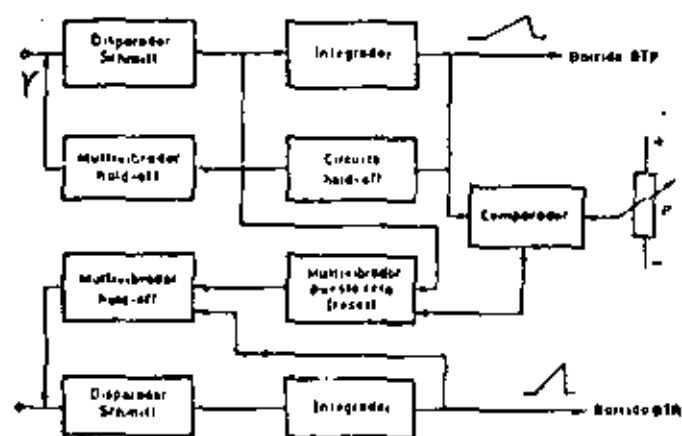


Figura 9. Diagrama de bloques del sistema de doble base de tiempos. BTP = base tiempos principal, BTR = idem retardada.

del 3-5%, con lo que el error de medida global será de 6-8%, 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

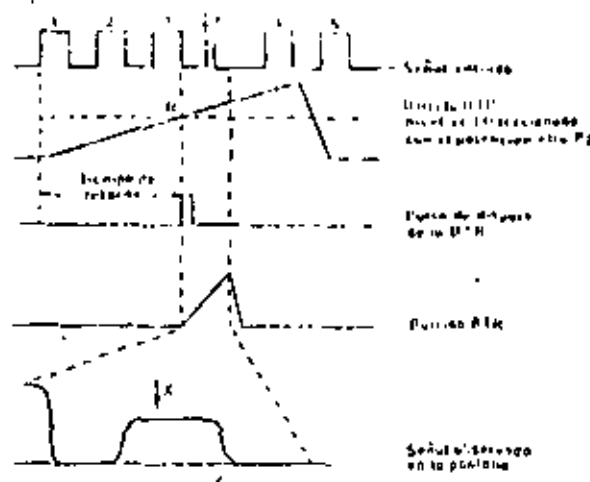


Figura 10. Funcionamiento del sistema de la base de tiempos retardada.

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 dispara la segunda base de tiempos, podremos realizar un barrido más rápido en el intervalo que comprendía 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_{g1K} . Ello se consigue generando en la

Marca	Tipo	Banda MHz	Sensibilidad mV/div	BTP	BTR	Funcionamiento	Tamaño		Observaciones
							cm	KV	
Gould Advance	QS 3300	50	5	15, 0,1 μs	X	Barrido mezclado	6 x 10	13	
Hamamag	512	40	5	0,25, 0,1 μs	--	--	8 x 0	12	
	812	40	5	0,25, 0,1 μs	--	--	8 x 10	8,5	
Philips	PM 3212	25	2	0,55, 0,2 μs	--	--	8 x 10	10	
	PM 3214	25	2	0,55, 0,2 μs	X	Barrido alternado	8 x 10	10	
	PM 3216	35	2	0,55, 0,1 μs	--	--	8 x 10	10	
	PM 3218	35	2	0,55, 0,1 μs	X	Barrido alternado	8 x 10	10	
	PM 3240	50	5	0,55, 50 ns	X	Barrido independiente	8 x 10	10	
	PM 3240R	50	5	0,55, 50 ns	X	Barrido independiente	8 x 10	10	Sinc TV
Tekonics	442	25	2	0,55, 0,1 μs	--	--	8 x 10	12	
	T 932	35	2	0,55, 0,1 μs	--	--	8 x 10	12	
	T 932A	35	2	0,55, 0,1 μs	--	--	8 x 10	12	
	T 935	35	2	0,55, 0,1 μs	X	Barrido independiente	8 x 10	12	
	T 935A	35	2	0,55, 0,1 μs	X	Barrido independiente	8 x 10	12	
	305	35,25	10x1	0,55, 0,2 μs	X	Barrido independiente	5 x 6,3	12	
455	50	5	0,55, 50 ns	X	Barrido independiente	8 x 10	12		
Telequipment	D 75	50	5	25, 0,1 μs	X	Barrido mezclado	6 x 10	13	75 en BTR Con V4 52A
	D 83	50	5	25, 0,1 μs	X	Barrido mezclado	9,7 x 12,2	15	
	D 66A	25	10	25, 0,1 μs	--	--	8 x 10	10	
	D 47A	25	10	25, 0,2 μs	X	Barrido mezclado	8 x 10	10	
Teatou	SS- 841R	40	5	0,55, 0,2 μs	X	Barrido independiente	8 x 10	10	
	SS- 841S	40	5	0,55, 0,2 μs	X	--	8 x 10	10	

Tabla 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) traza(s) 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).

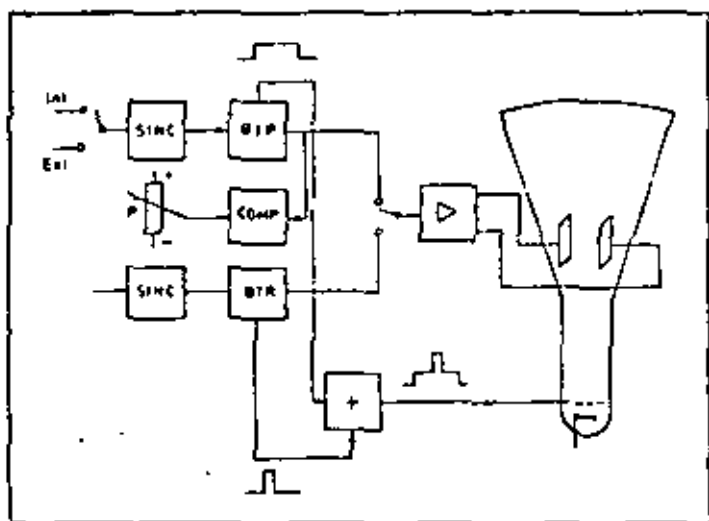


Figura 11. Diagrama de bloques del sistema de doble base de tiempos funcionando en el modo BTP intensificada por BTR.

La intensificación de la traza se obtiene sumando los impulsos procedentes de ambas bases de tiempos, 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 —desarrollado 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 tiempos, 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

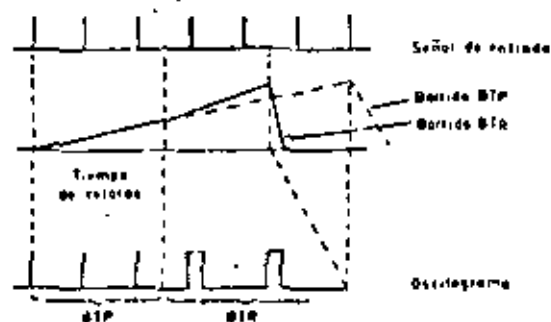


Figura 12. Oscilogramas del sistema de barrido mezclado.

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 (TRIG).

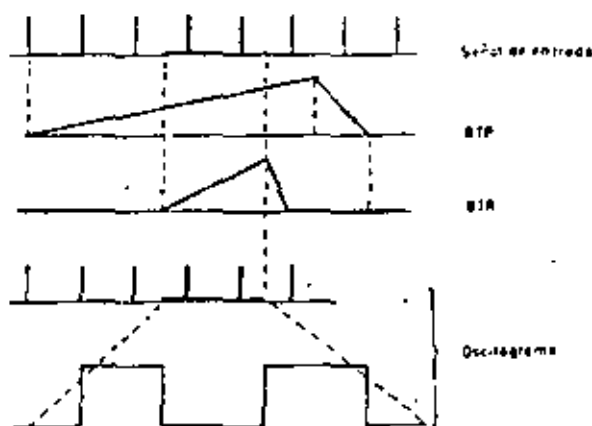


Figura 13. Oscilogramas del sistema de barrido alternado.

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

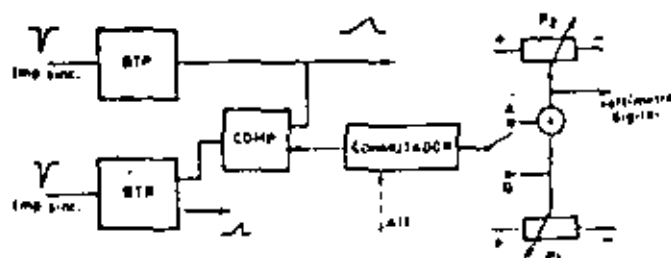


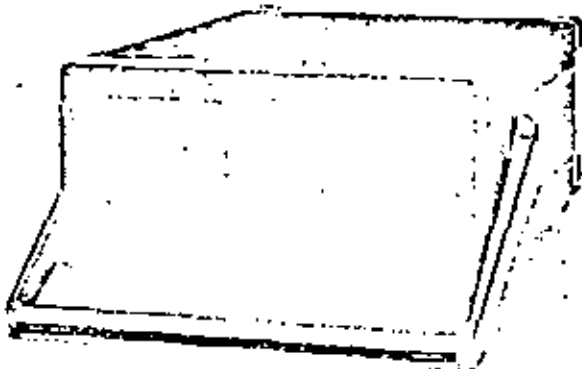
Figura 14. Diagrama de bloques del sistema de doble retardo.

Marca	Tipo	Banda MHz	Sensibilidad mV/div	BTP	BTR	Función-muestra	TRC		Observaciones
							cm	µV	
Hewlett-Packard	1710B	200(150)	10(5)	0.55..10nS/div	X	Mezclado	6 x 10	20.5	
	1720A	275	10	0.55..10nS/div	X	Mezclado	8 x 10	20.5	
	1740A	100(40)	5(1)	2n..50nS/div	X	Mezclado	8 x 10	15	
	183A	250	10	0.15..10nS/div	X	Mezclado	6 x 10	20	
Philips	PM 3263	100(35)	5(2)	15..50nS/div	X	Alternado	8 x 10	17	Multiplicador
	PM 3265	150	6	0.55..20nS/div	X	Alternado	8 x 10	20	
	PM 3265E	150	5	0.55..20nS/div	X	Alternado	8 x 10	20	
Tektronix	465	100	5	0.55..50nS/div	X	Mezclado	8 x 10	18	Con 7A y 7B 92
	475	200	2	0.55..10nS/div	X	Mezclado	8 x 10	18	
	475A	250	5	0.55..10nS/div	X	Mezclado	8 x 10	18	
	485	350	5	0.55..1nS/div	X	Mezclado	6 x 6	21	
	7704A	350	5	0.25..0.5nS/div	X	Mezclado	8 x 10	24	
Yokogawa	SS 6321	250	5	0.65..10nS/div	X	Mezclado	8 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.



Osciloscopio de reciente diseño que incorpora un microprocesador.

Posteriormente se ha visto que resulta más preciso y sencillo utilizar un µP, 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 µP. 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

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 9995.3 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 (ó 7B15), nos conduce a las siguientes especificaciones:

Banda	Sensibilidad	BTP	BTR	TRC	Oper.
20 kHz-1 GHz	10 mV/div-1 V/div	0.2 a 1-2 ns/div (Expansión x10)	identica a BTP	8 x 10 div (1 div = 0.85 cm) V _{acc} = 125 V	21 a 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 µP, los aparatos de medida convencionales, están creando una auténtica revolución en el campo de la instrumentación de medida.

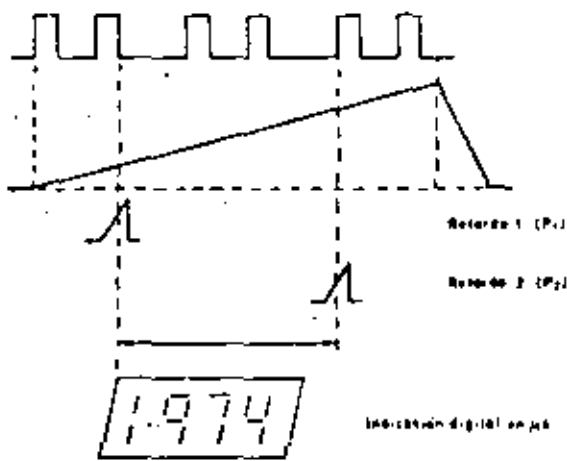


Figura 15. Oscilogramas del sistema de doble retardo.

GENERADORES DE FUNCIONES

Dentro del capítulo de generadores de funciones se suele incluir una amplia gama de equipos que, además de generar ondas 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

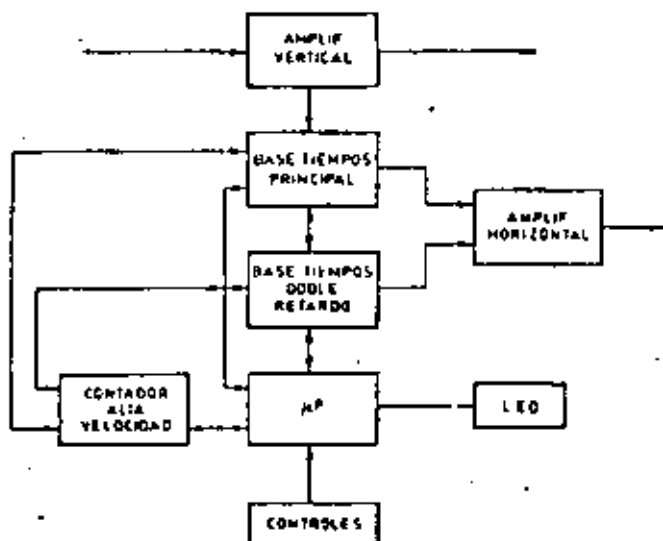


Figura 16. Sistema Philips de control de las funciones del osciloscopio por

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.

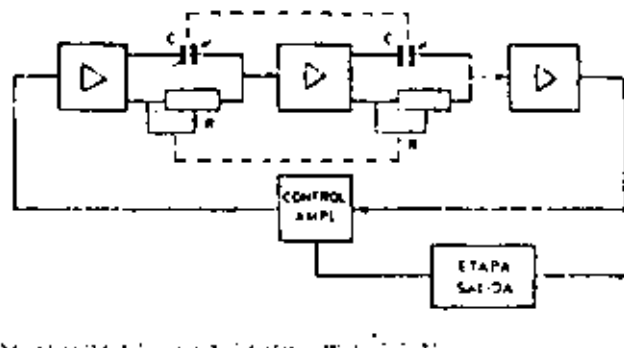


Figura 17. Oscilador RC

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°, mientras que en la tercera se produce un desfase constante de 180°. 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° 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.

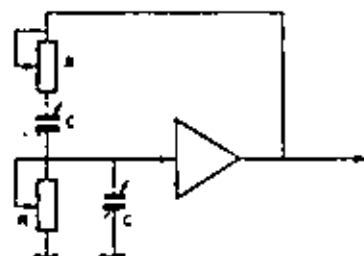


Figura 18. Oscilador en puente de Wien

Marca	Tipo	Frecuencia	Formas de Onda		Distorsión	V salida Carga abierta (PP)	Atenuación salida
			Senoidal	Cuadrada			
Hewlett-Packard	290A	4 Hz-2 MHz	X	X	0.1%	10 V	Continuo 26 dB
	204C	5 Hz-1.2 MHz	X		0.1%	5 V	Continuo 40 dB
	704D	(idéntico al 240 C con atenuador por pasos)					Pasos 3 x 10 dB
	651	10 Hz-10 MHz	X		2%	6.32	continuo 10 dB
							Pasos 9 x 10 dB
Philips	PM 6107	10 Hz-100 kHz	X	X	<0.03%	6 V	Pasos 1 x 20 dB
							Continuo 40 dB
Autech	F 321 A	10 Hz-10 MHz	X		2%	6 V	Pasos 5 x 10 dB
	F 322 A	10 Hz-10 MHz	X		2%	6 V	Continuo 20 dB
	F 323 A	10 Hz-10 MHz	X	X	2%	6 V	
	F 324 A	10 Hz-10 MHz	X	X	2%	6 V	
	F 370 A	20 Hz-20 kHz	X		1%	65V (5 W)	
	F 380 A	20 Hz-20 kHz	X		0.1%	6 V	

Tabla 7. Generadores RC.

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, incluidos 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.

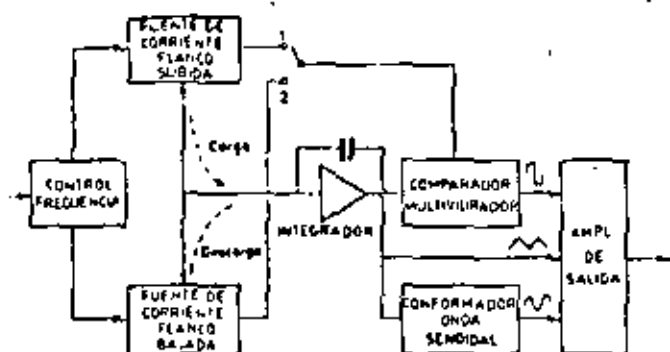


Figura 19. Generador de funciones.

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.

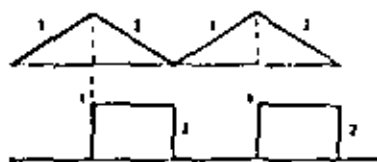


Figura 20. Conversión onda triangular a onda rectangular.

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 modulador. 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 modulación, 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.

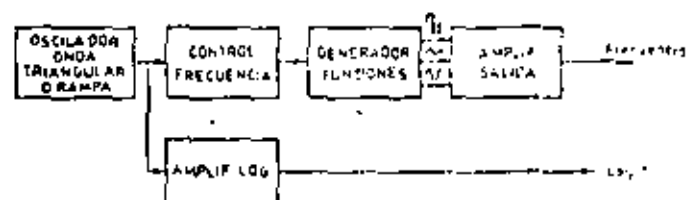


Figura 22. Generador de barrido.

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 centraron 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 B.F.

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. Esto es debido a que la frecuencia de salida se genera 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.

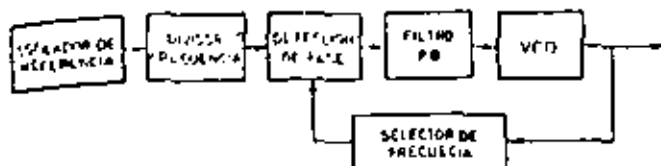


Figura 23. Método indirecto de síntesis de frecuencias

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 sinusoide a 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

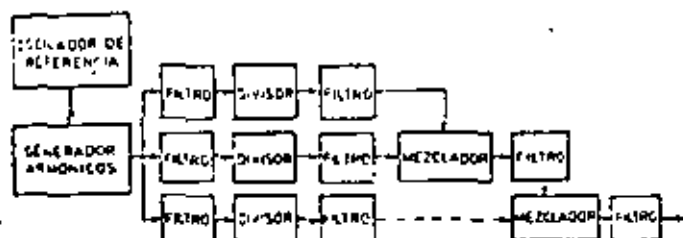


Figura 24. Método directo analógico de sintetizador de frecuencias

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.

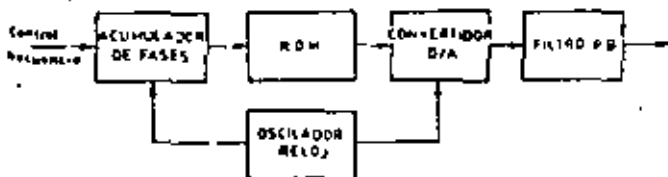


Figura 25. Método directo digital de síntesis de frecuencias

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 Telecomunicaciones graduado en el año 1963. Actualmente es el Jefe del Departamento de Aparatos Electrónicos de Medida de Philips Iberica, S.A.E. (Madrid), cargo que ocupa desde el año 1983.

ELIMINATOR 5
117 dB. (S.P.L.)

ELIMINATOR 4
118 dB. (S.P.L.)

ELIMINATOR 1
122 dB. (S.P.L.)

ELIMINATOR 2
120 dB. (S.P.L.)

Clear Window Bars
con mayor rendimiento para protección de pantalla

18 pulgadas
15 pulgadas
12 pulgadas
Serie E.V.M.
200 W. R.M.S.

Pregunte más sobre esta documentación sobre las revolucionarias pantallas INTERFACE

Nombre _____

Ciudad _____

EURUNION
Construcciones de Cerdola, S.A. - Barcelona - 14

Para más información al Tel. 901 243 60 67
durante de 10 minutos mientras el teléfono
está ocupado

**PARA
CONSTRUCTORES
DE PANTALLAS
PROFESIONALES**

Teléfono: (93) 243 60 67, 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 ferromagnetic 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.

Multicoupler. This device is designed to feed several receivers from the same receptor. It must maintain impedance matching with a high signal-to-noise ratio. Filters 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 voltage 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, anti-jamming, 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

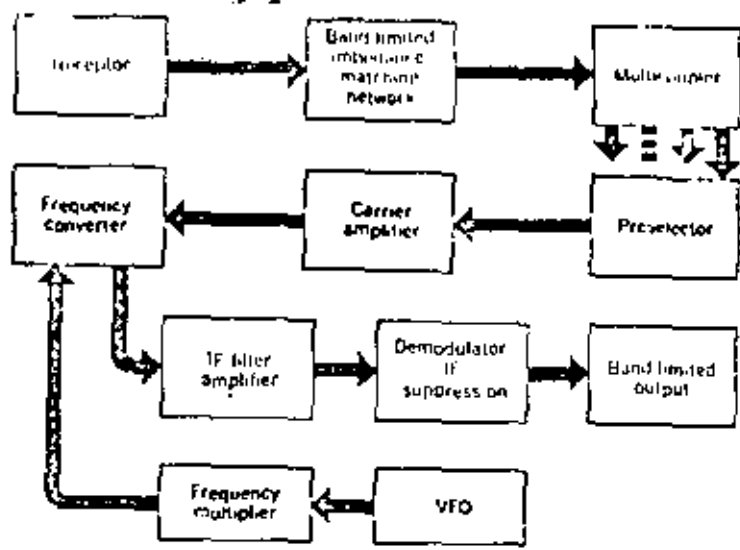


Fig. 1. Block diagram of a "generalized" receiver such as might be used in a variety of electronic systems.

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. Goffe in the preparation of this paper.



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

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

BIBLIOGRAFIA

MARZO, 1985

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 C. 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

MODULACION Y DEMODULACION
DE SEÑALES ANALOGICAS
Y
DE PULSOS

ING. JAVIER VALENCIA FIGUEROA

MARZO, 1985

MODULACION Y DEMODULACION
DE SEÑALES ANALOGICAS
Y
DE PULSOS.

ING. JAVIER VALENCIA FIGUEROA.

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 REMODULADORES.
7. MODULACIONES POR PULSOS.

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 imposibilitaría 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

$$x(t) = X_0 + \sum_{n=1}^{\infty} X_n \cos \left(n \omega_0 t + \underbrace{\quad}_{\phi_n} \right) \quad (1)$$

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.

$$\phi_{X_n} = \tan^{-1} \frac{B_n}{A_n}$$

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 ϕ_{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 $n\omega_0$), y ϕ_{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 $\{ \angle X(\omega) \}$.

La única diferencia entre ambas representaciones de las funciones periódicas y aperiódicas (porque X_n , ϕ_{X_n} y $X(\omega)$ son representaciones de ellas en el dominio de la frecuencia), consiste en que X_n y ϕ_{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 ω .

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.

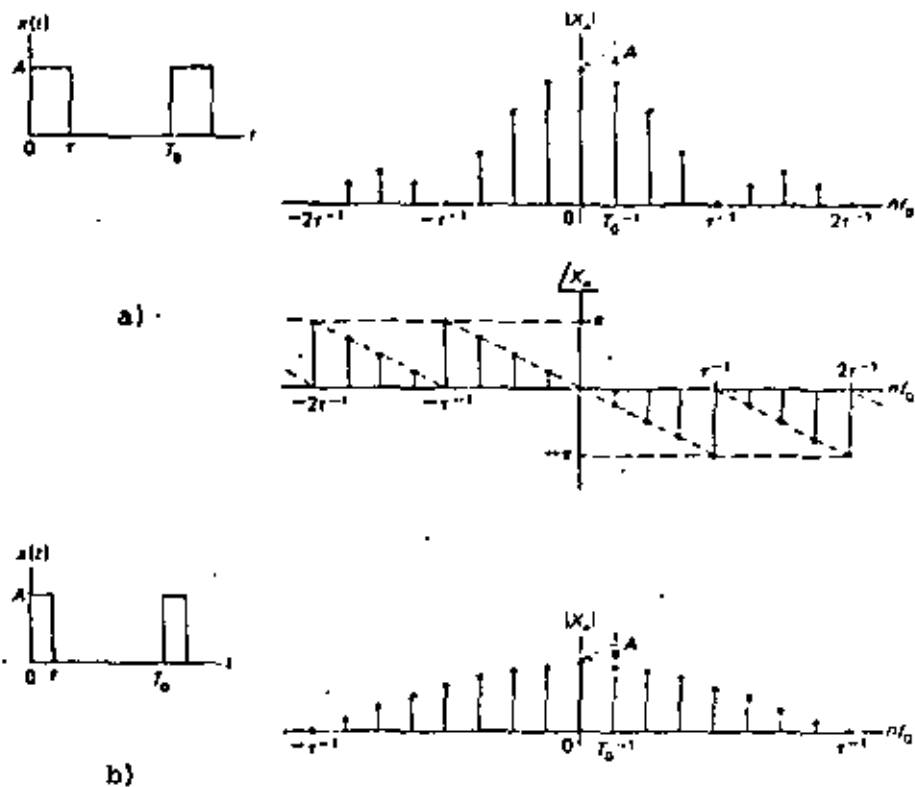


FIG. 1. ESPECTROS DE AMPLITUD Y FASE, $|X_n|$ y X_n , PARA UNA SEÑAL PERIODICA $x(t)$ DE PERIODO T_0 .

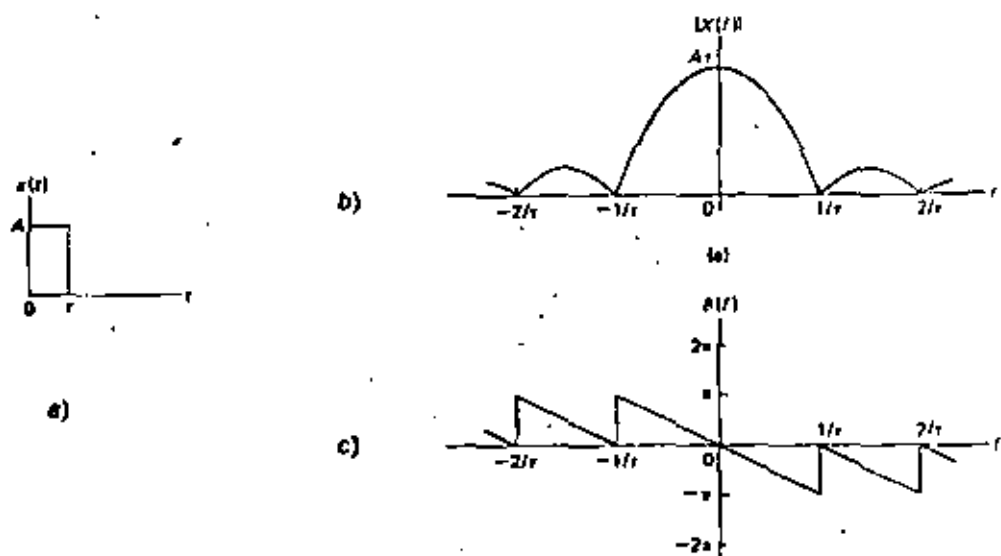


FIG. 2. ESPECTROS DE AMPLITUD Y FASE, $|X(f)|$ Y $X(f)$, PARA UNA SEÑAL APERIODICA $x(t)$ SIMILAR A LA DE LA FIGURA 1, EXCEPTO POR SU CARACTER NO REPETITIVO.

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 ω) 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 $n \geq 8$ (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 construir 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 pasabajos, 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



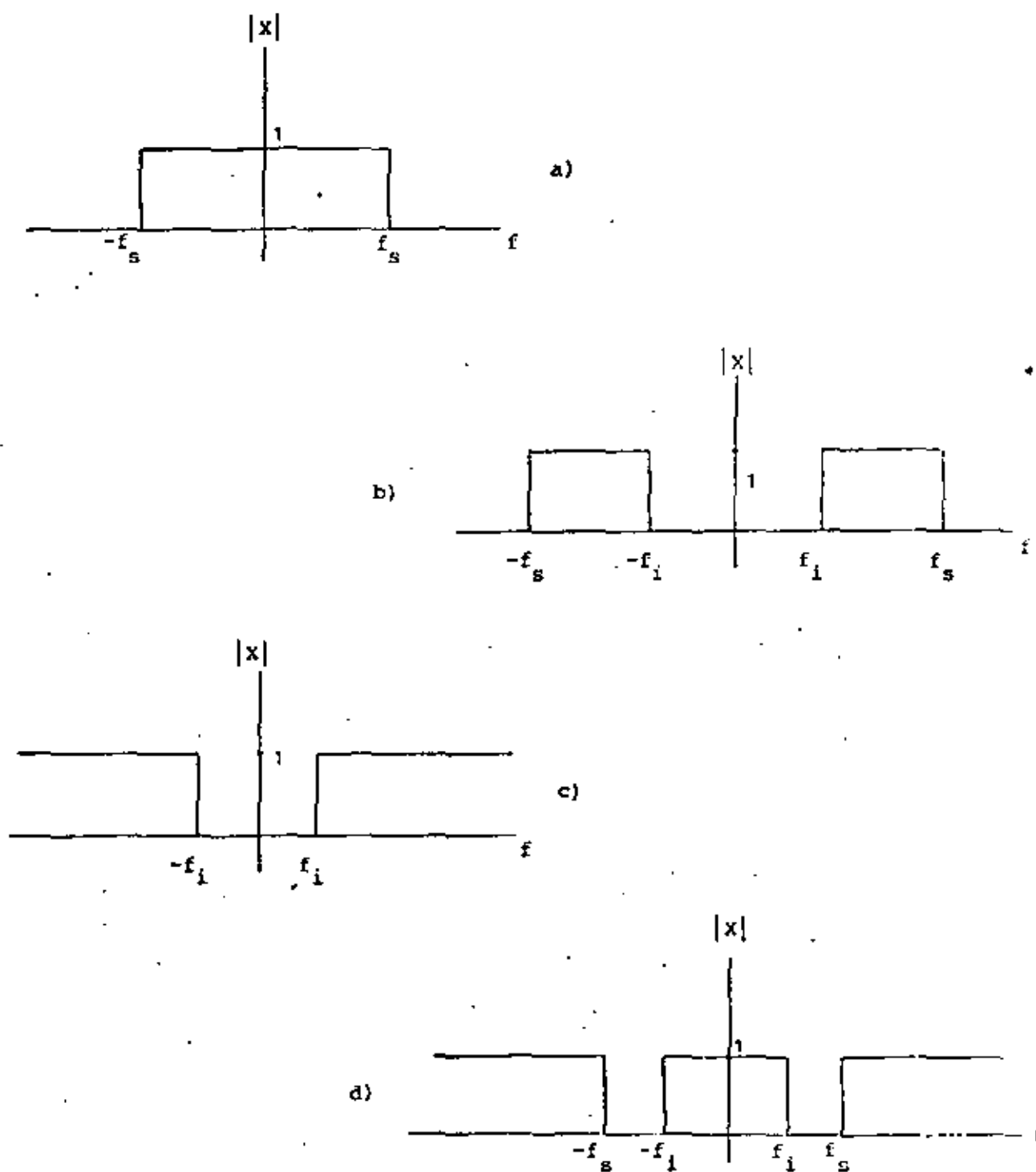


FIG. 3. REPRESENTACION EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA DE LOS FILTROS IDEALES. a) FILTRO PASOBAJAS, b) FILTRO PASOBANDA, c) FILTRO PASOALTAS Y d) FILTRO DE RECHAZO DE BANDA. LAS FRECUENCIAS DE PASO APARECEN CON GANANCIA UNO Y LAS DE RECHAZO CON GANANCIA CERO.

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 acarreen 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:

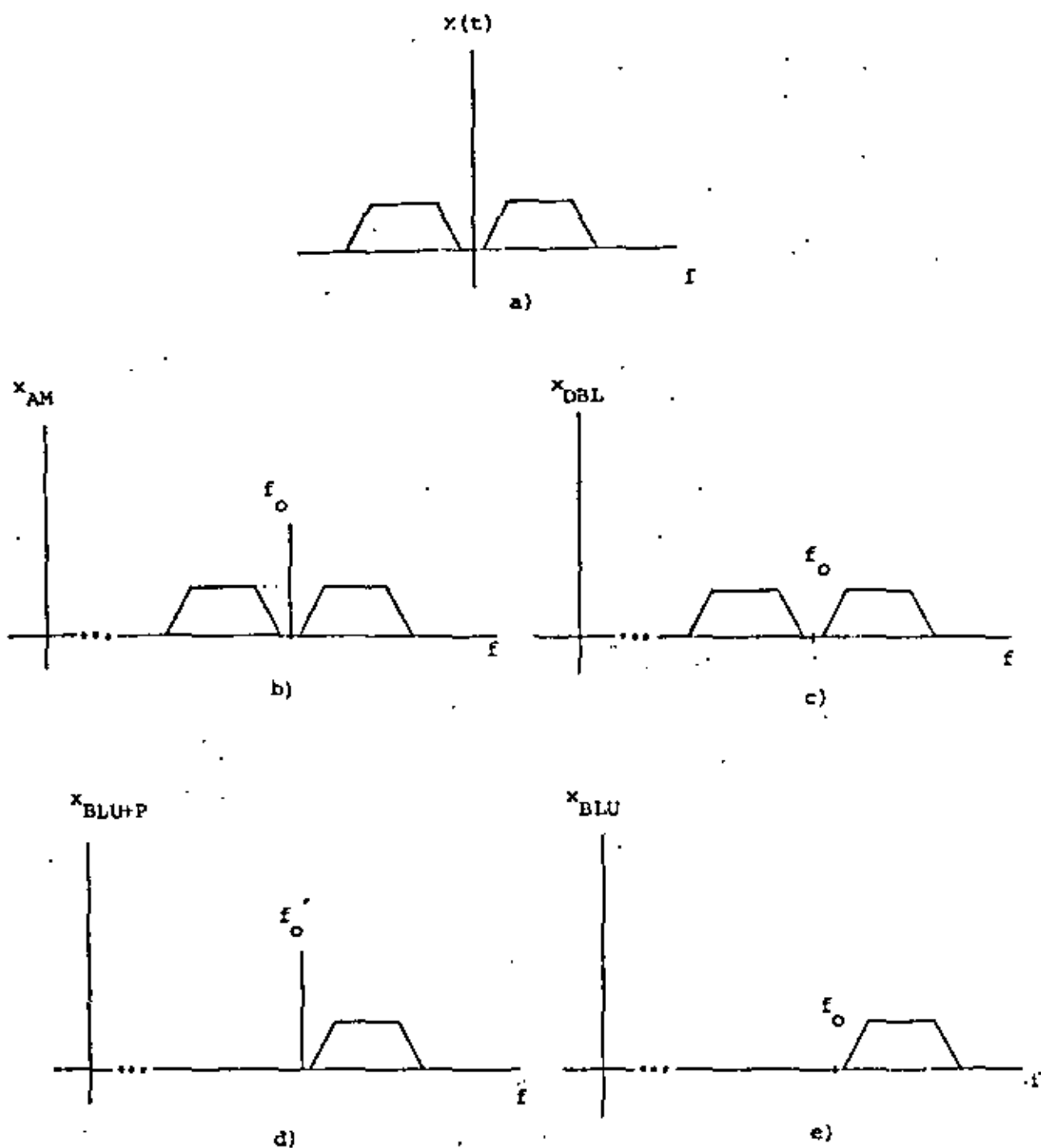


FIG. 4 MECANISMOS BASICOS DE LA MODULACION LINEAL. a) ESPECTRO DE LA INFORMACION, b) ESPECTRO DE LA SEÑAL MODULADA EN AM, c) ESPECTRO DE LA SEÑAL MODULADA EN DSB, d) ESPECTRO DE LA SEÑAL MODULADA EN BLU+P y e) ESPECTRO DE LA SEÑAL MODULADA EN BLU.

- 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 ω_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 ω_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 ω_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 ϵ , 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

$$\text{máx} \left\{ |x_1(t)| \right\} = 1$$

El índice de modulación define la diferencia entre AM y AM-PR, de la siguiente manera. Si el valor máximo máximo 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° .

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

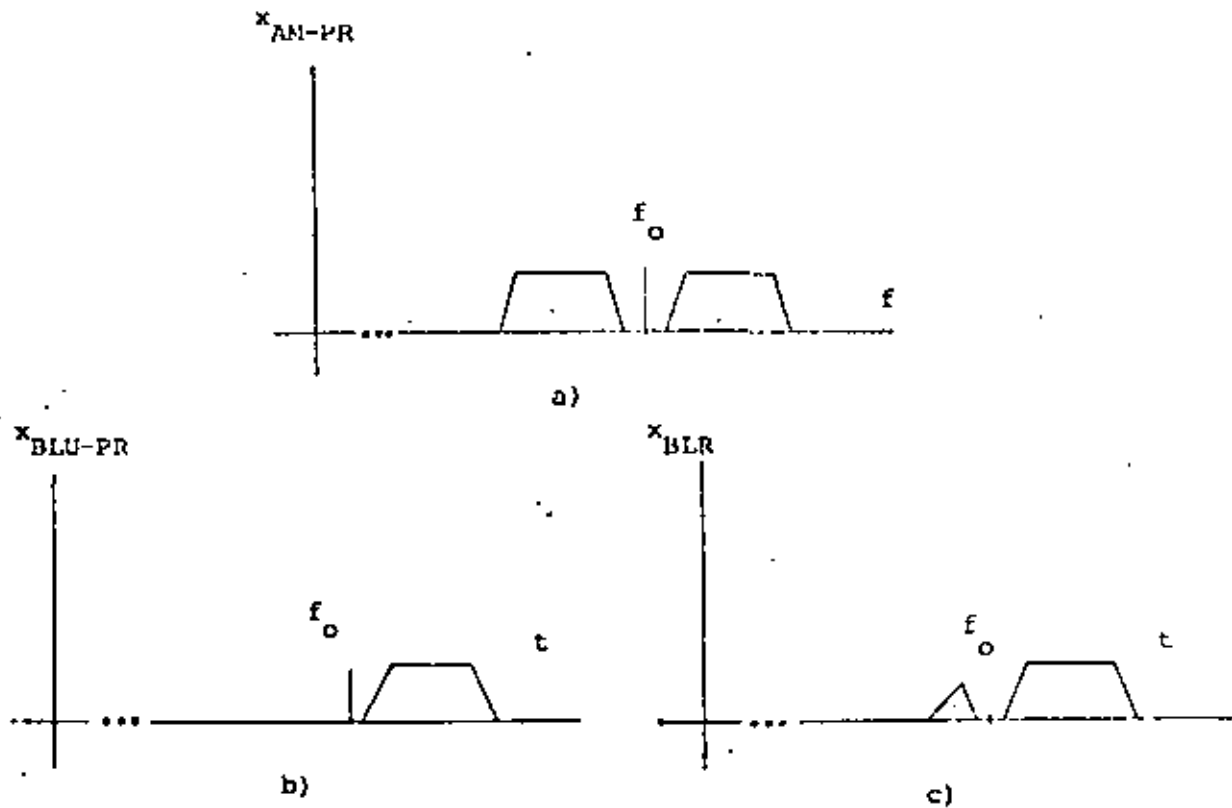


FIG. 5 ESPECTROS DE LAS SEÑALES MODULADAS POR LOS MECANISMOS INTERMEDIOS. a) AM-PR, b) BLU-PR y c) BLR.

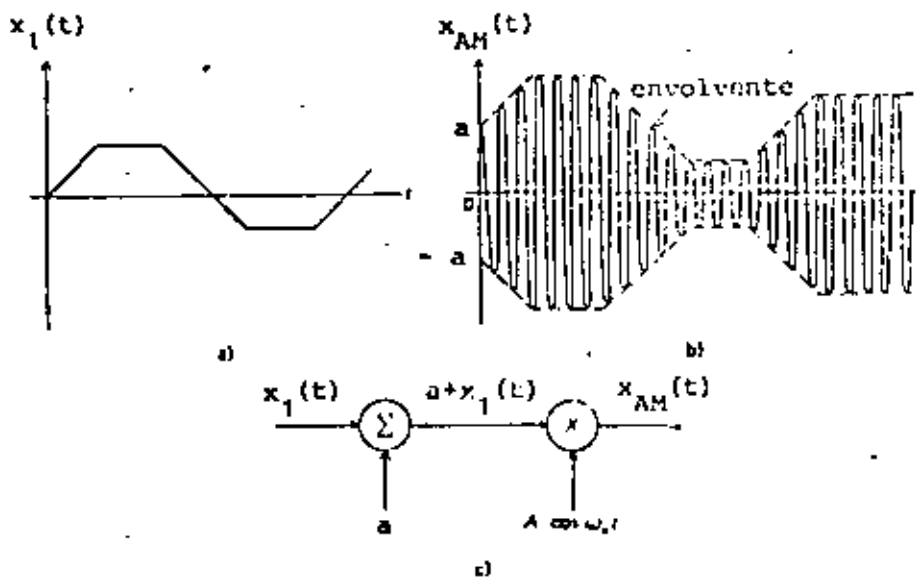


FIG. 6 ASPECTO DE LA SEÑAL DE AM EN EL TIEMPO, CUANDO EL INDICE DE MODULACION ES INFERIOR AL 100%.

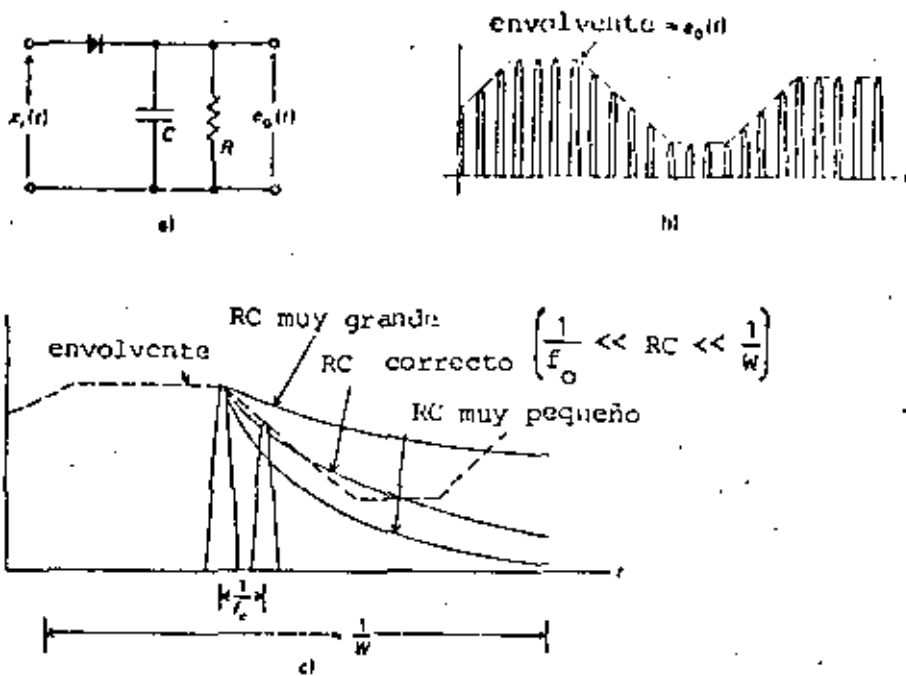


FIG. 7 MECANISMO DE DETECCIÓN DE ENVOLVENTE. a) CIRCUITO DETECTOR, b) FORMAS DE ONDA y c) EFECTOS DE LA CONSTANTE DE TIEMPO.

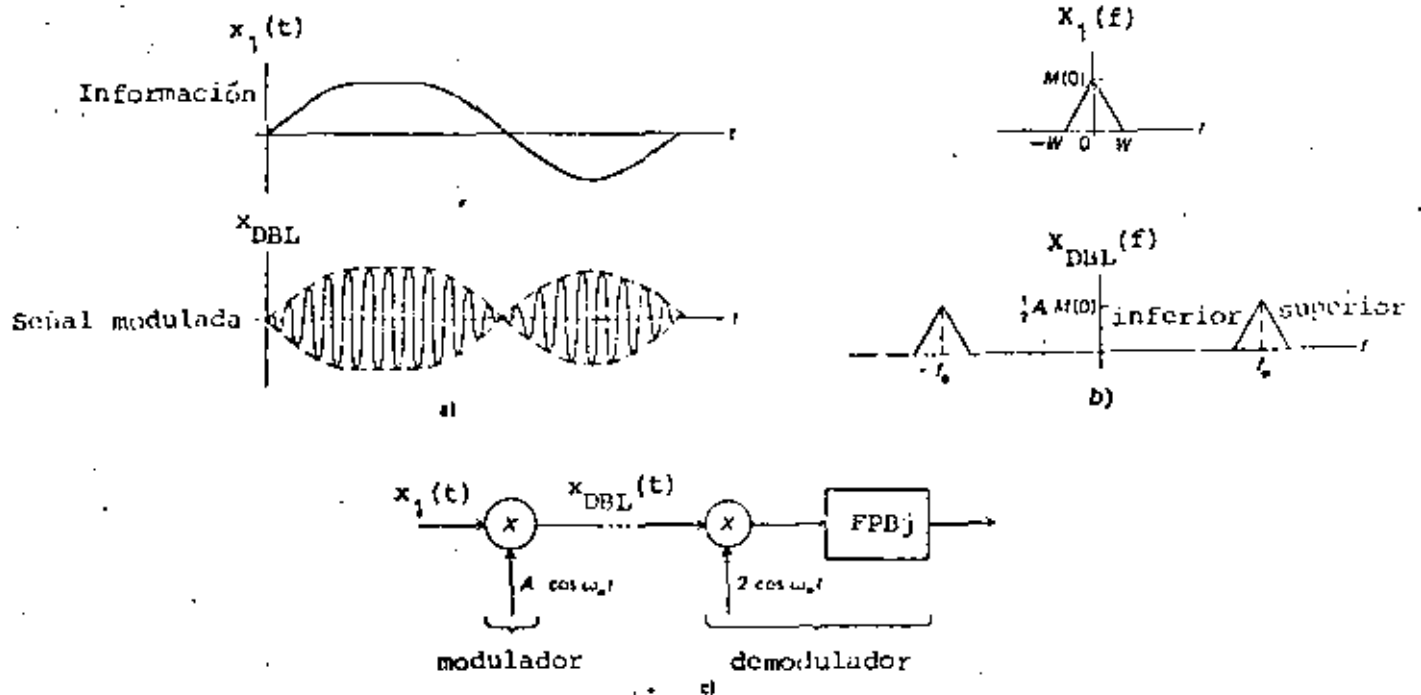


FIG. 8 MODULACION EN DOBLE BANDA LATERAL (DBL). a) FORMAS DE ONDA, b) ESPECTROS DE AMPLITUD y c) MECANISMO DE MODULACION Y DEMODULACION.

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 ω_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 ω_0 . En consecuencia, la ecuación (3) puede modificarse para obtener la señal de DBL en el tiempo, la que resulta

$$x_{\text{DBL}}(t) = A x_1(t) \cos \omega_0 t \quad (4)$$

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° , 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° .

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 los dos envolventes al ir agregando cada vez con más potencia la frecuencia ω_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 ω_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

$$\begin{aligned}
 2 \cdot x_{\text{DBL}}(t) \cos \omega_0 t &= 2 A x_1(t) \cos^2 \omega_0 t = \\
 &= A x_1(t) + A x_1(t) \cos 2 \omega_0 t
 \end{aligned}$$

Esta última señal contiene dos partes muy diferentes: el primer término corresponde a la información (baja frecuencia) y el segundo, a una señal de DBL 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 ÚNICA (BLU)

Quando 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.

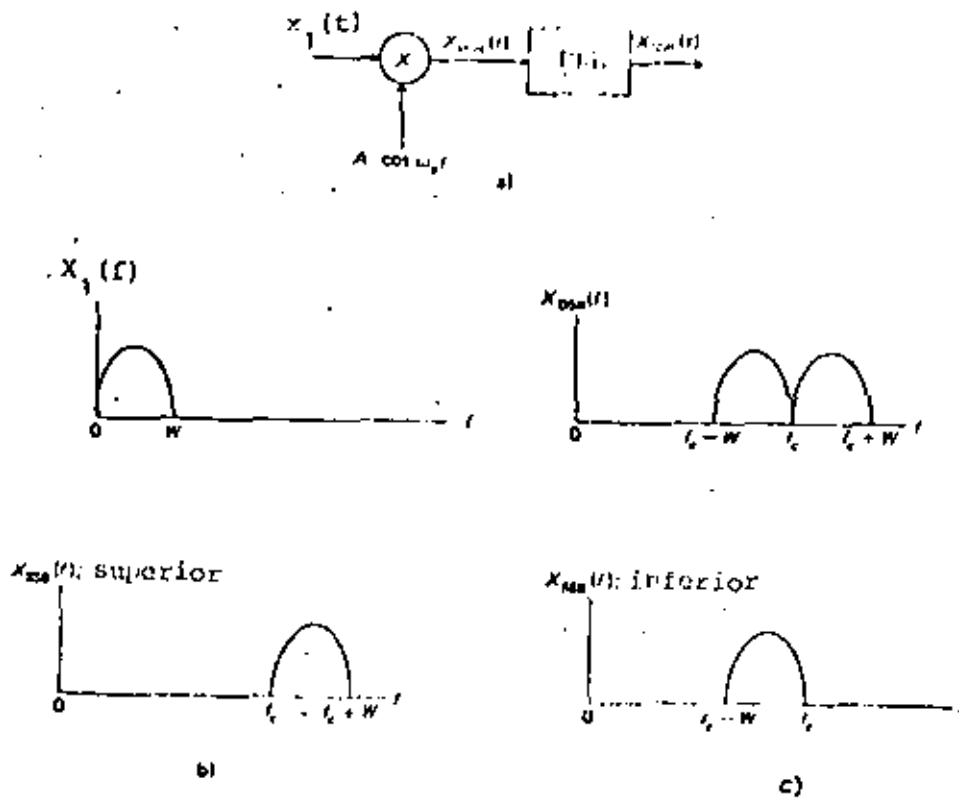


FIG. 9 GENERACION DE LA SEÑAL DE BLU a) MECANISMO DE MODULACION, b) ESPECTRO DE BLU (SUPERIOR), c) ESPECTRO DE BLU (INFERIOR)

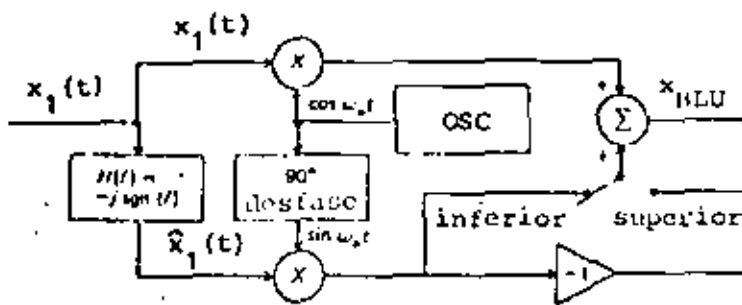


FIG. 10 GENERACION DE BLU POR EL METODO DE CORRIMIENTO DE FASE.

Con este método se evitan los problemas que acarrearán los filtros reales cuando se utilizan para separar dos señales muy próximas en frecuencia. Como la señal de DBL está concentrada alrededor de ω_0 , los problemas del corte de los filtros son muy difíciles de evitar en las proximidades de dicha frecuencia, los que acarrearán 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 frecuencias.

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 θ . 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 θ , en FM la señal se representa en forma de variaciones de frecuencia; en PM,

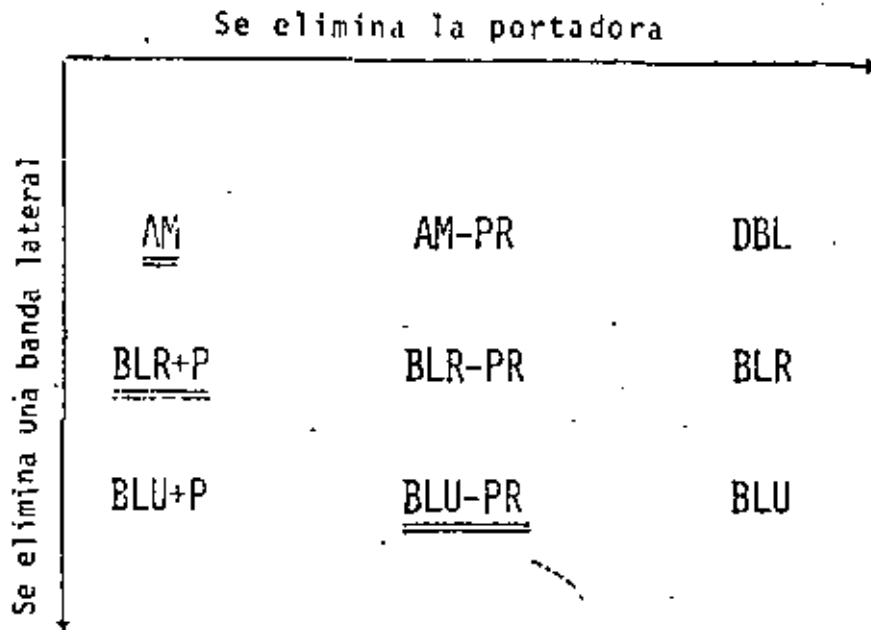


FIG. 11 RELACIONES ENTRE LOS METODOS DE MODULACION LINEAL EN CUANTO A LA ELIMINACION DE LA PORTADORA Y UNA BANDA LATERAL

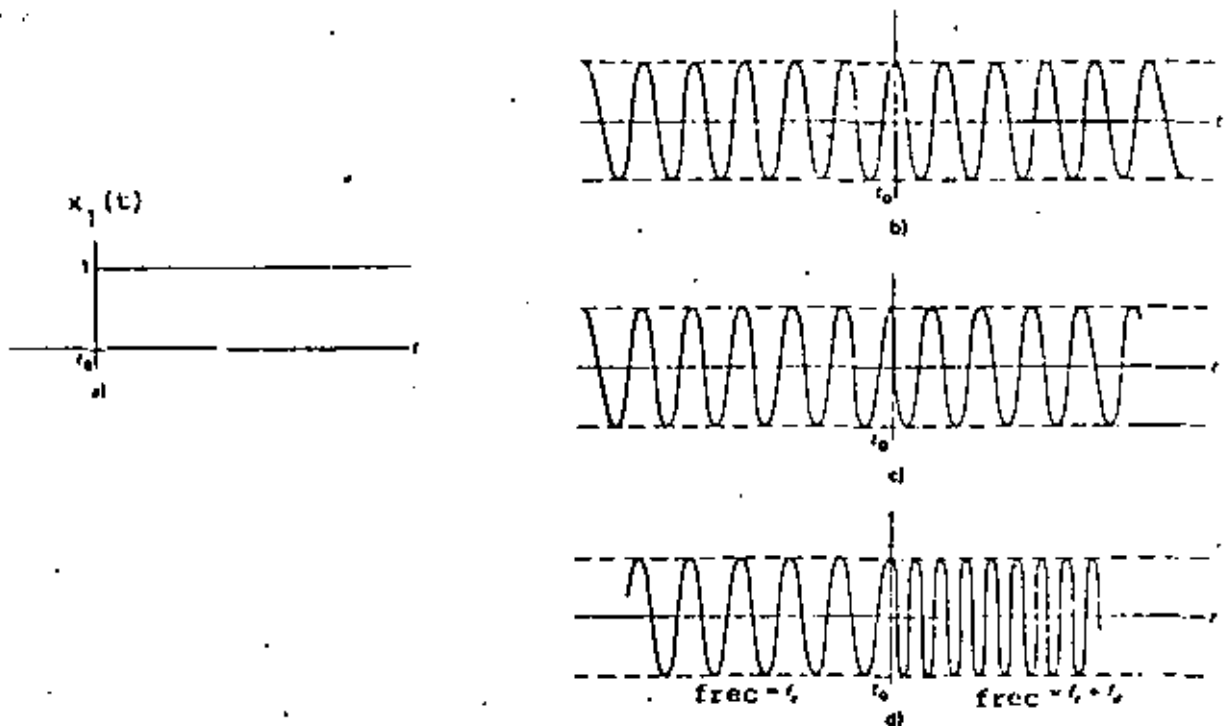


FIG. 12 COMPARACION ENTRE FM Y PM EN EL DOMINIO DEL TIEMPO.

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 θ . 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 θ , en FM la señal se representa en forma de variaciones de frecuencia; en PM,

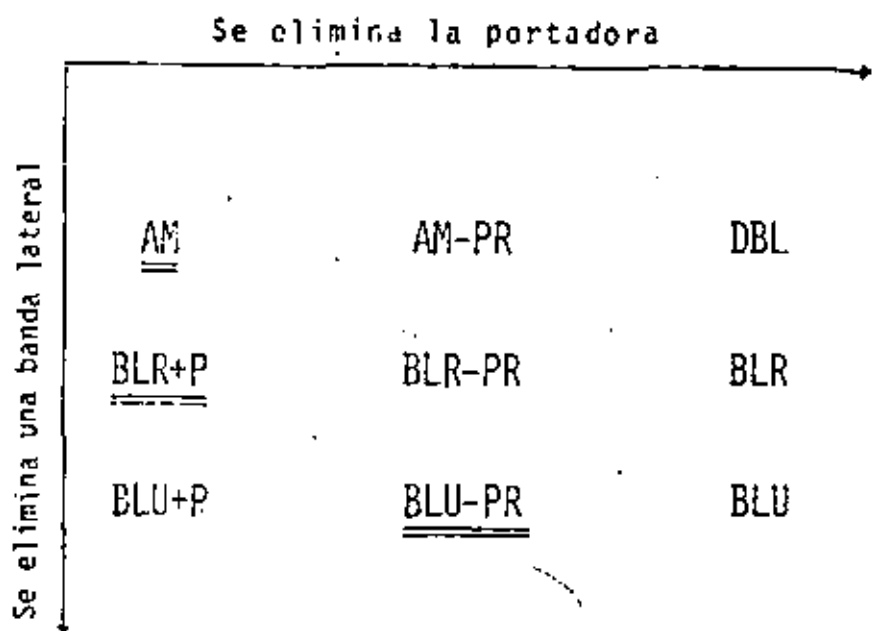


FIG. 11 RELACIONES ENTRE LOS METODOS DE MODULACION LINEAL EN CUANTO A LA ELIMINACION DE LA PORTADORA Y UNA BANDA LATERAL

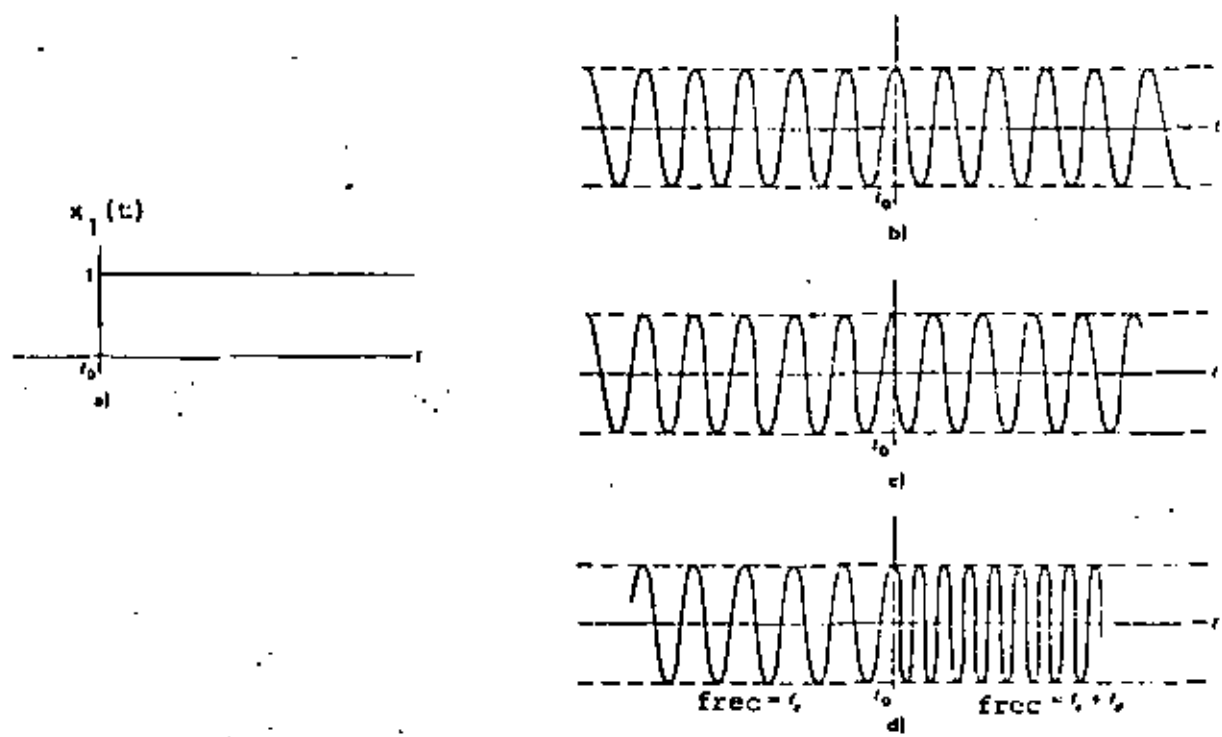


FIG. 12 COMPARACION ENTRE FM Y PM EN EL DOMINIO DEL TIEMPO.

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 ω_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

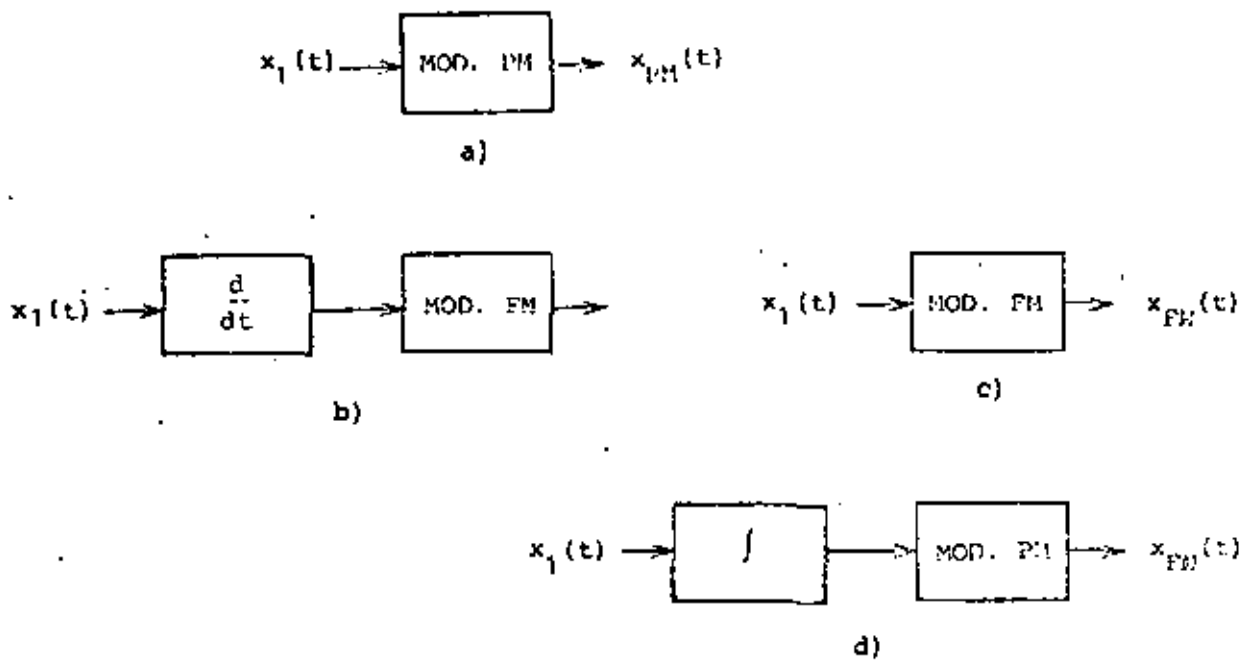


FIG. 13 RELACION EXISTENTE ENTRE LOS DOS METODOS DE MODULACION ANGULAR

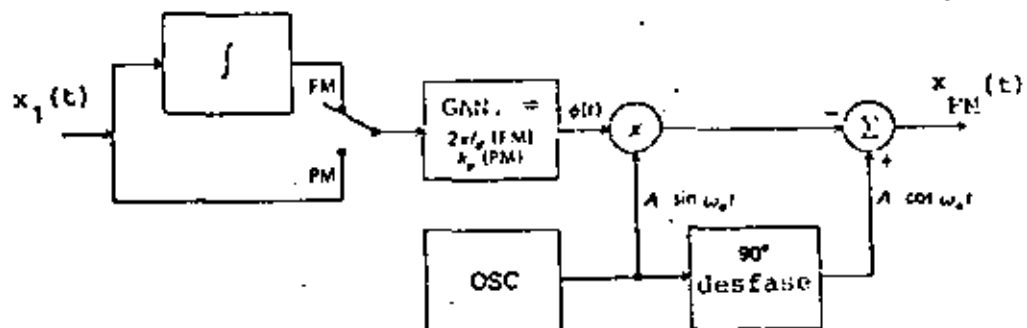


FIG. 14 GENERACION DE SEÑALES MODULADAS ANGULARMENTE EN BANDA ANGOSTA.

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 β 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 β . Allí se notará que el ancho de banda de la señal modulada angu- larmente depende de este índice de modulación, al mismo tiempo que podrá comprobarse el ancho de banda del caso anterior (modulación en banda an- gusta).

El último tipo de modulación se refiere a una situación más general, don- de 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) ponderadas de ω_0 , ω_1 y ω_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 laterales alrededor de ω_0 que cubren completamente el espectro. Afortunadamente, las funciones de Bessel $J_n(\beta)$, después de oscilar brevemente 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 β . 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

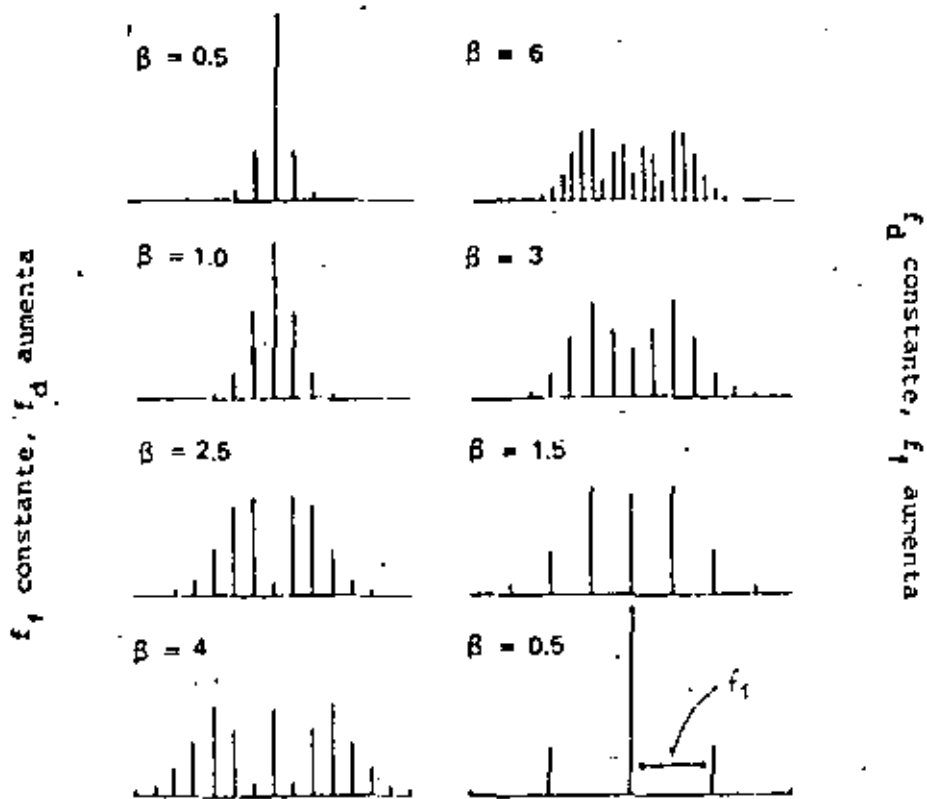


FIG. 15 ESPECTROS DE SEÑALES MODULADAS EN BANDA ANCHA PARA DIFERENTES INDICES DE MODULACION.

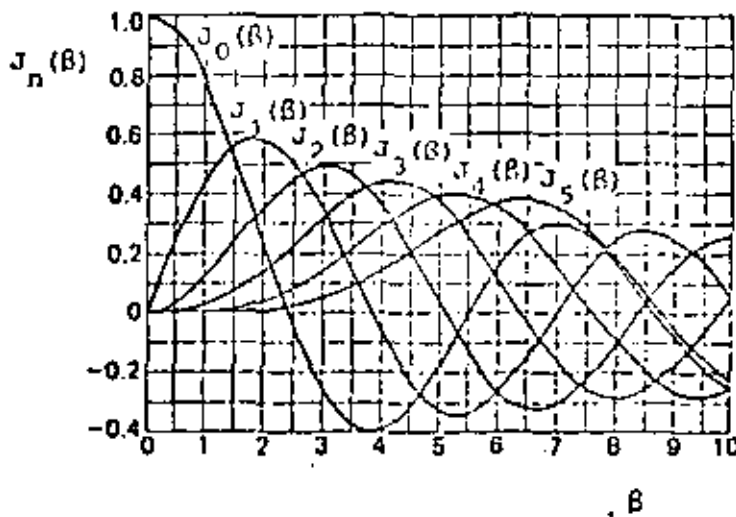


FIG. 16 FUNCIONES DE BESSEL DE PRIMERA CLASE.

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, β) es inversamente proporcional a W (o bien, f_M).
- d) Esto no sucede con PM, porque D (y también β) 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

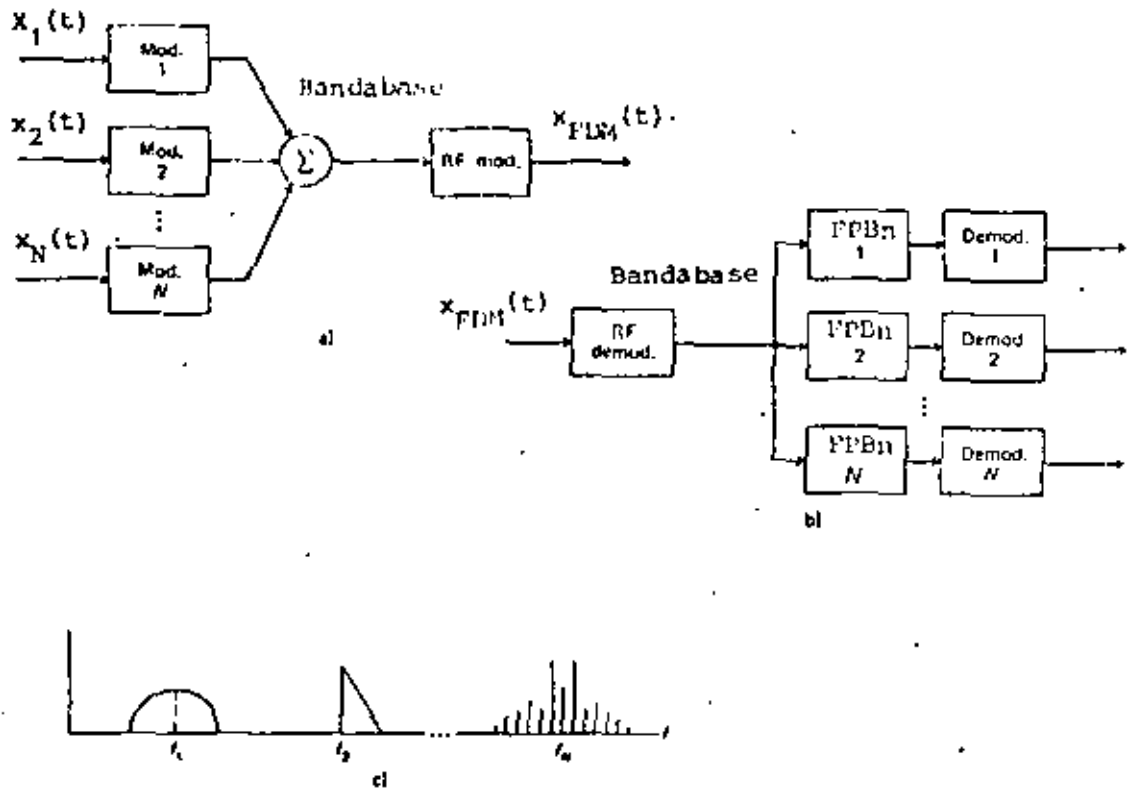


FIG. 17 ESPECTROS DE LAS SEÑALES Y CIRCUITOS UTILIZADOS EN EL SISTEMA DE MULTICANALIZACION POR DIVISION DE FRECUENCIA (MDF)

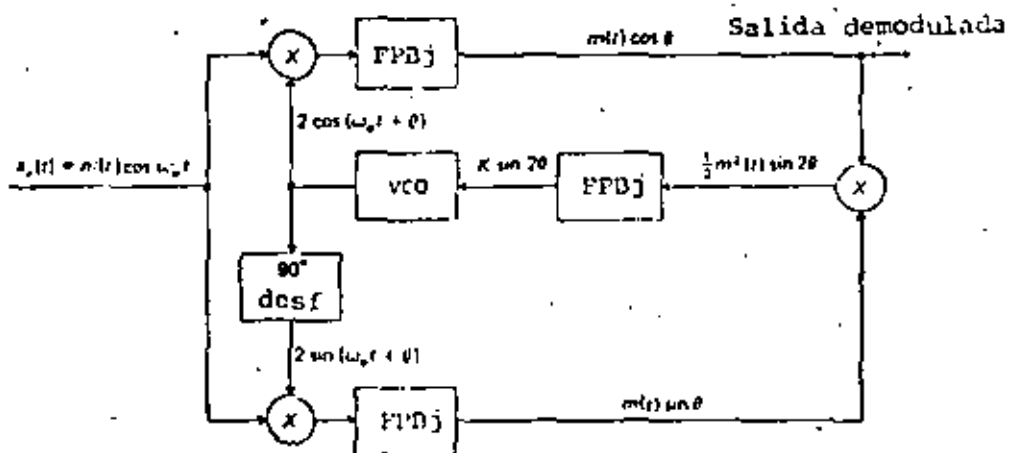


FIG. 18 LAZO DE AMARRE DE FASE DE COSTAS.

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 CB . Estas técnicas, que se muestran en la figura 6, también puede aplicarse directamente para obtener DBL, por ejemplo, si se suprime la componente de CB . 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 ω_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

$$\text{entrada: } \quad \text{sen } \theta = \text{sen } \left[\frac{\omega_0}{n} t + \phi(t) \right]$$

salida: $\sin n\theta = \sin \left[\omega_0 t + n \psi(t) \right]$

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

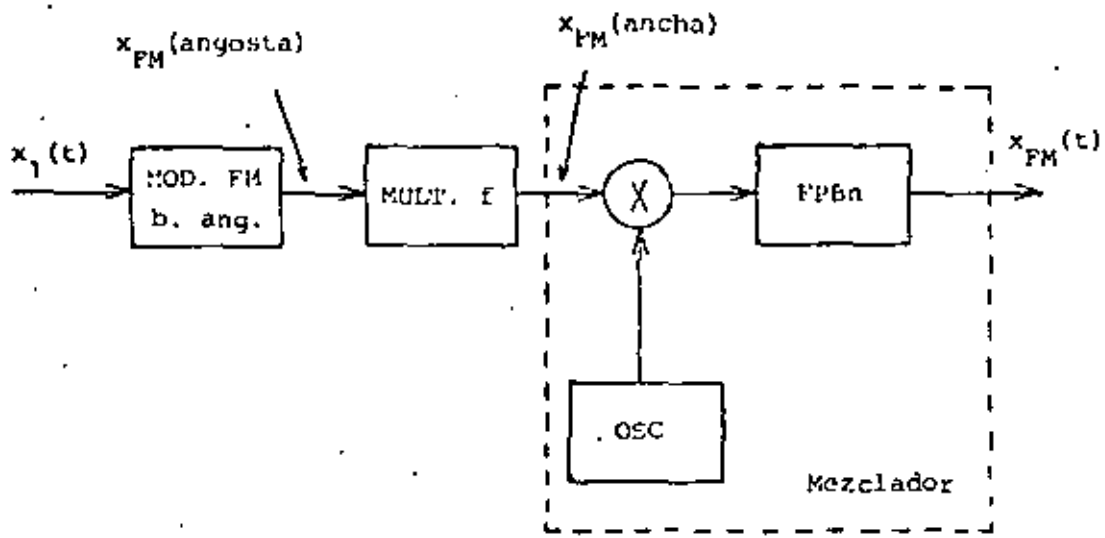


FIG. 19 GENERACION DE FM DE BANDA ANCHA MEDIANTE EL CONVERTIDOR DE BANDA ANGOSTA A BANDA ANCHA.

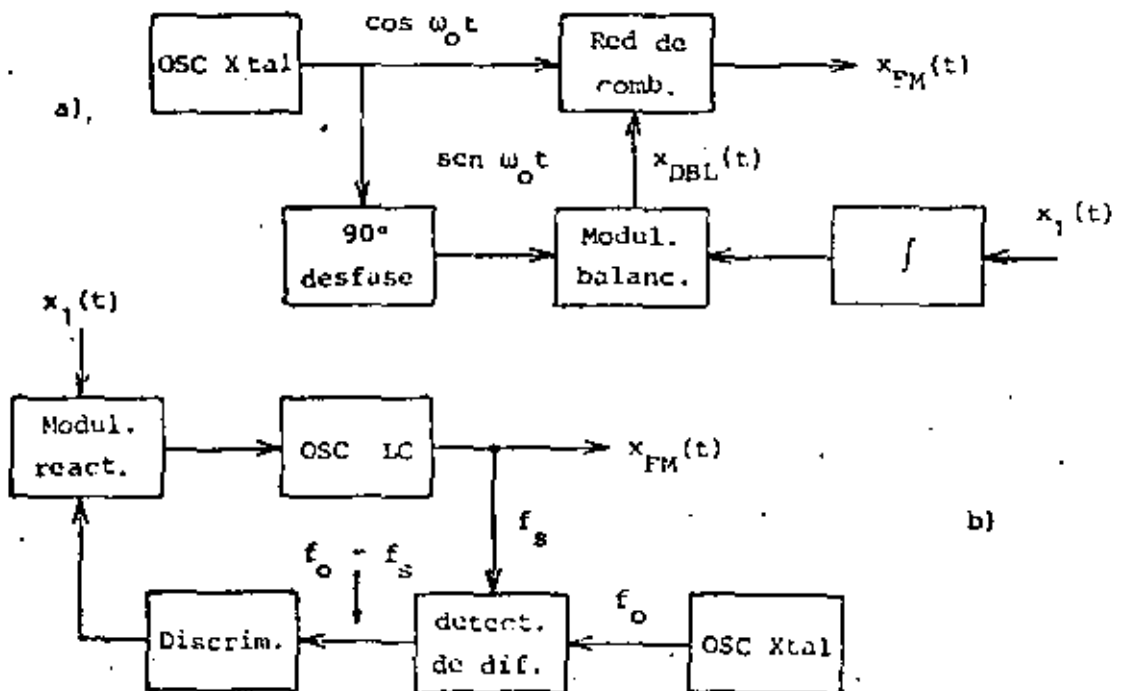


FIG. 20 OTROS METODOS DE GENERACION DE FM Y PM.

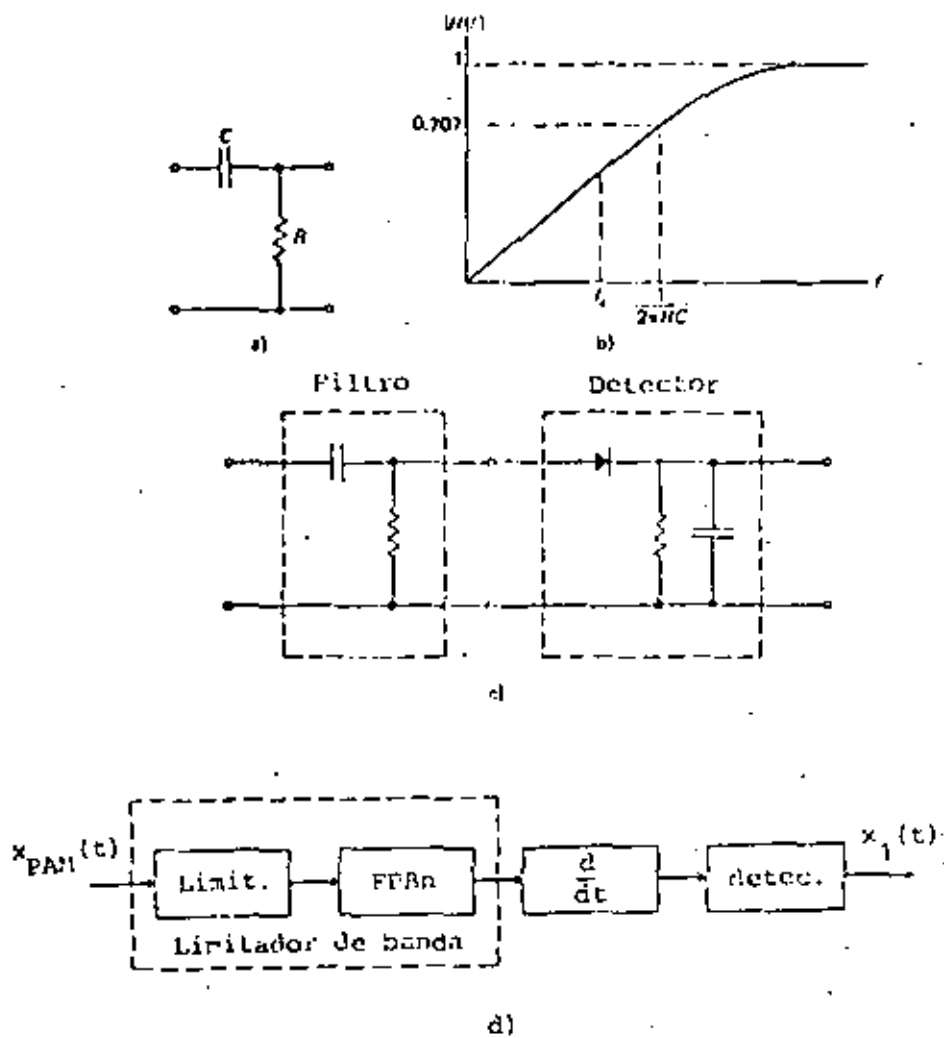


FIG. 21 DEMODULADORES DE FM y PM.

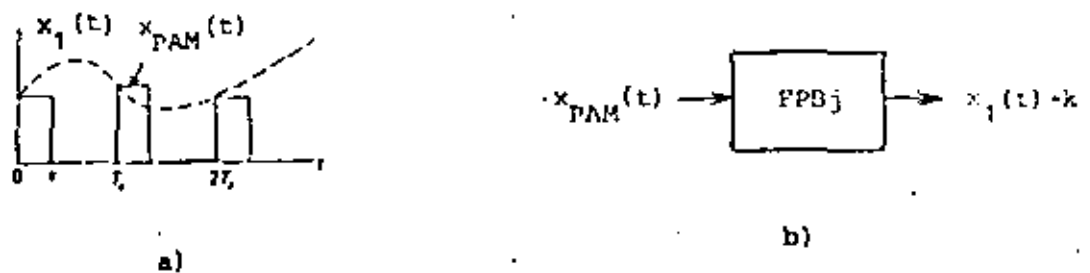


FIG. 22 SISTEMA PAM. a) MECANISMO DE GENERACION DE LA SEÑAL MODULADA. b) OBTENCION DE LA INFORMACION.

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 (TDM), 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 τ . 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 ($x_s(t)$) es el producto de este tren de impulsos y $x_1(t)$, entonces

$$\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - n T_s)$$

$$x_d(t) = x_1(t) \cdot \delta_T(t) = x_1(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - n T_s) \quad (11)$$

donde $T_s = \frac{1}{f_s}$ es el periodo del muestreo. Se notará que la señal $x_d(t)$ 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

$$X_d(\omega) = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(\omega - n \omega_s)$$

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 , periodo T_s y sin modulación, puede representarse de la siguiente forma:

$$x_p(t) = \frac{AT}{s} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{A}{\pi n} \sin \frac{\pi n T}{T_s} \cos n \omega_0 t$$

Si la duración del pulso se modula con $x_1(t) = \sin \omega_1 t$, se tiene

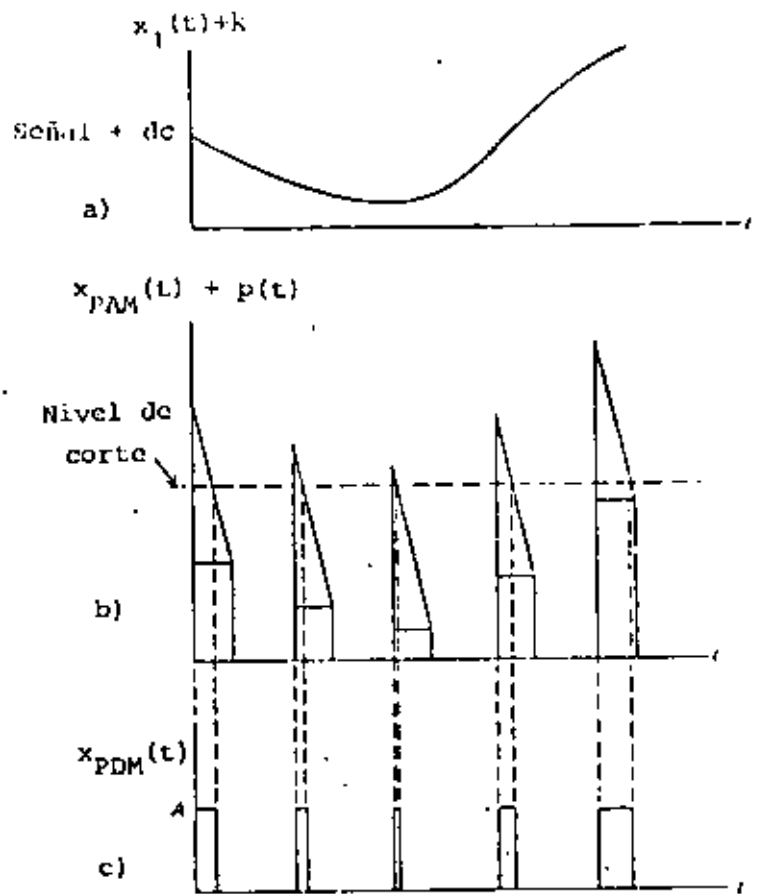


FIG. 23 SISTEMA PDM.

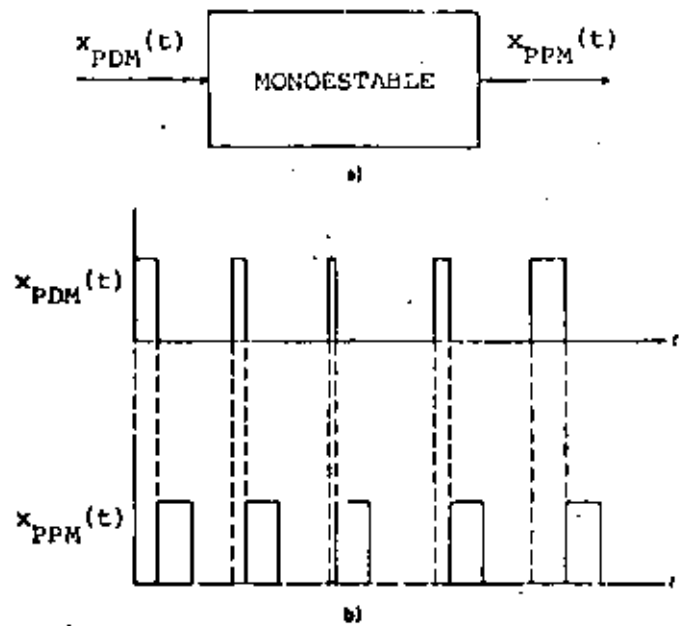


FIG. 24 SISTEMA PPM.

$$r(t) = \tau_0 + \tau_1 x_1(t)$$

$$x_{PDM}(t) = \frac{A}{T_s} (\tau_0 + \tau_1 \text{sen } \omega_1 t) + \\ + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{A}{\pi n} \left[I_n \left(e^{j\alpha} \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_m(\beta) e^{jm \omega_1 t} \right) \right] \cos n \omega_0 t$$

donde $\alpha = \pi f_s \tau_0$ y $\beta = \pi f_s \tau_1$.

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.



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

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

ANEXO- FILTROS ANALOGICOS

ING. JAVIER VALENCIA FIGUEROA

MARZO, 1983

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.

$$X_L = \frac{W_H}{W_B} \quad L^2 = \frac{10^{0.1 \Delta_{\text{MIN}}} - 1}{10^{0.1 \Delta_{\text{MAX}}} - 1}$$

$$N = \frac{K(X_L^{-1}) K'(L^{-1})}{K'(X_L^{-1}) K(L^{-1})}$$

SOLUCION.

$$X_L = \frac{160}{80} = 2$$

$$X_L^{-1} = 0.5$$

DE TABLAS:

$$K'(X_L^{-1}) = 1.85407$$

$$K(X_L^{-1}) = 1.85407$$

$$L^2 = \frac{10^{0.1(26)} - 1}{10^{0.1(0.1)} - 1} = \frac{397.10717}{0.023293} = 17048.348$$

$$L = 130.56932 \quad L^{-1} = 0.0076588$$

DE TABLAS:

$$K'(L^{-1}) = 5.20745$$

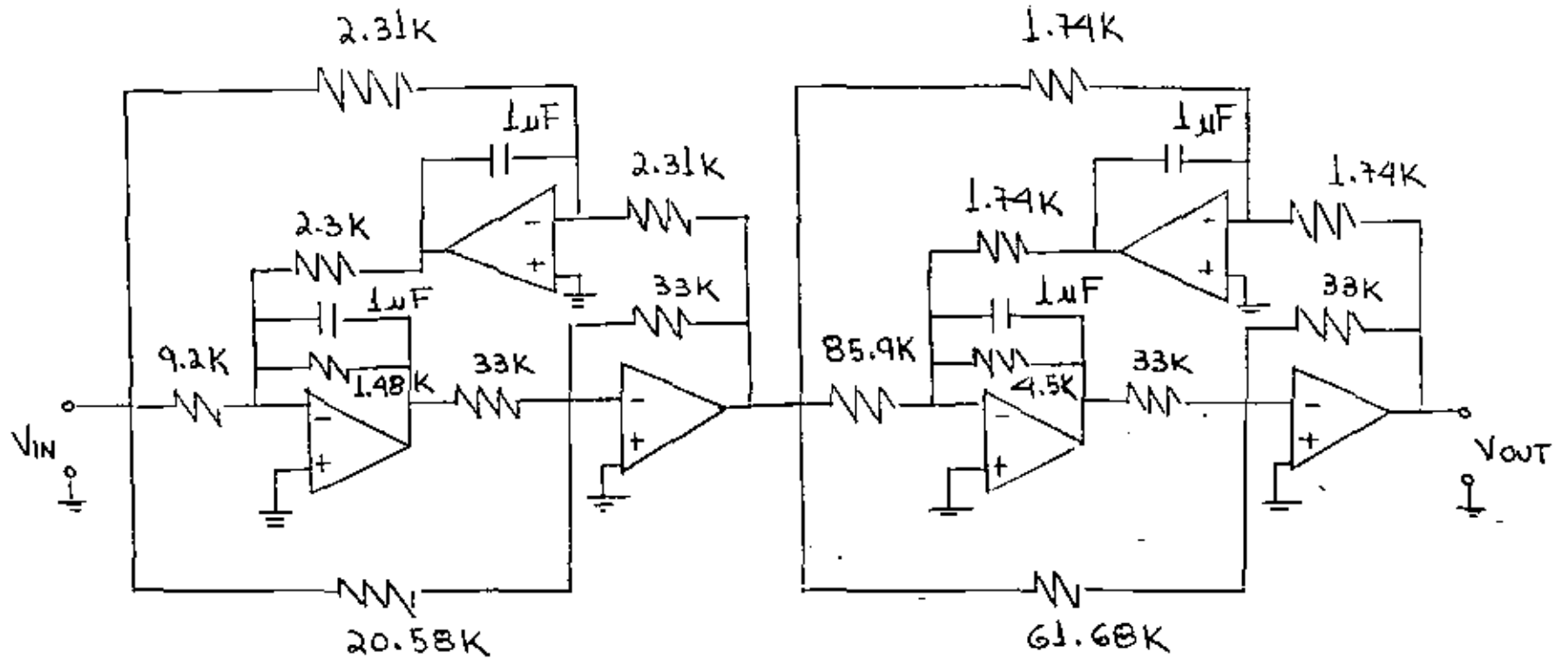
$$K(L^{-1}) = 1.57408$$

ENTONCES:

$$N = \frac{1.85407 (5.20745)}{1.85407 (1.57408)} = 3.308$$

$$N = 4$$





1.47.



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

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

TRANSDUCTORES MEDIDORES DE FLUJO

MARZO, 1983

TRANSDUCTORES MEDIDORES DE FLUJO

1.- ANEMOMETROS

Son transductores formados por alambres finos calentados por efecto Joule los cuales se exponen ante el fluido a medir. Cuando hacemos circular una corriente I por el alambre, éste disipa energía debido al producto $R_a I^2$ calentándose a una temperatura t_a . Si a este alambre lo exponemos ante la velocidad de un fluido cuya temperatura sea t_f , tendremos que el alambre adquiere una temperatura de equilibrio cuando el calor $I^2 R_a$ disipado por él, se equilibra exactamente por la pérdida de calor por convección de su superficie al fluido objeto de la medición, puesto que, la temperatura $t_a > t_f$.

La transferencia de calor del alambre al fluido está dada por

$$q = (a + b\sqrt{V})(t_a - t_f) \\ = I^2 R_a \\ = I^2 R_0 [1 + \alpha(t_a - t_0)]$$

donde a y b = constantes evaluadas por calibración

ρ = Densidad del fluido

V = Velocidad del fluido

t_a = temperatura del alambre

t_f = " " fluido

R_a = Resistencia del alambre

I = Corriente en el alambre

α = Coeficiente de temperatura del alambre

R_0 = Resistencia del alambre a la temperatura t_0 .

INSTALACIÓN DEL SENSOR

De acuerdo a las ecuaciones anteriores si se fija la corriente de excitación del alambre, éste se calienta y su resistencia R_a aumenta hasta que la temperatura se estabiliza a una temperatura t_a . Si este alambre que forma la punta de prueba del sensor, lo sumergimos en un fluido cuya velocidad queremos medir, y cuya temperatura es menor que t_a , la temperatura del alambre disminuirá y por tanto también la resistencia del alambre. Estos cambios de resistencia nos proporcionan buena sensibilidad del instrumento si el alambre lo instalamos en un puente de Wheatstone cuyo voltaje de salida está en función de los cambios de resistencia del sensor ΔR_a y de las resistencias del puente. Ver figura 1

$$E_o = E_{exc} f(\Delta R_a, R_1, R_2, R_3)$$

Como ΔR_a depende de las variaciones de temperatura y ésta se ve afectada por la velocidad del fluido, la obtención de la sensibilidad del instrumento a partir de las expresiones anteriores es un poco complicada por lo que se recomienda calibrar el instrumento con un medidor patrón de velocidad y otro de voltaje y de preferencia realizarla con el fluido en el que se va a utilizar.

Los problemas prácticos que se encuentran en la aplicación de los anemómetros de alambre caliente son su limitada resistencia mecánica de los finos alambres y los cambios de calibración por la acumulación de suciedad, la ruptura de los alambres si las partículas de suciedad los golpean y la vibraciones o efectos de zumbido que

presentan a grandes velocidades del fluido. La mayoría de las mediciones se realizan con gases.

Con el fin de solucionar los problemas anteriores se han fabricado anemómetros de película caliente la cual va adherida en la parte externa de un tubo de vidrio con el fin de darle mayor protección. Si las mediciones son en fluidos de alta temperatura al tubo de vidrio se le deja una abertura para circulación de agua para enfriamiento. Ver figura 2.

Estos transductores tienen como características las siguientes:

- Los alambres están formados por platino o tungsteno
- Las constantes de tiempo son de μseg típico.
- Los films calientes operan con frecuencias de hasta 50 kHz
y para los alambre con 17 kHz si la velocidad promedio es 30 ft/s

30 kHz	"	100 ft/s
50 kHz	"	300 ft/s

Además de aplicarse en mediciones de flujo se aplican en la medición de flujos transitorios y fluctuaciones turbulentas.

2.- SENSORES DE PELÍCULA CALIENTE PARA MEDIR VELOCIDAD DE CHOQUE.

Estos sensores sirven para medir la velocidad de propagación de la onda de choque através de un tubo. El principio de funcionamiento se basa en la instalación de dos sensores de película caliente (cuyas características e instrumentación son similares a los tratados anteriormente) adheridas en el interior de un tubo

Separados una distancia conocida d . En estas condiciones el paso instantáneo del frente de la onda puede detectarse por medio de los dos sensores como cambio de temperatura o de resistencia en el puente de Wheatstone obteniéndose un pulso de voltaje por cada sensor. Ver fig. 3.

Como punto siguiente sería la evaluación de T lo cual se puede lograr por medio de un oscilador que funcione con la llegada del primer pulso y se inhiba con la llegada del segundo. Un contador de pulsos durante el tiempo T y calibrado de acuerdo a d nos puede dar el resultado final.

3.- MEDIDORES DE GASTO BAJO CAMPOS MAGNÉTICOS.

Son transductores que miden flujos o gastos de fluidos que tengan características de conductor y cuyo principio de funcionamiento se basa en la siguiente expresión.

$$E = B L V \times 10^{-8} \text{ Volts.}$$

donde E = Voltaje generado por el fluido bajo presencia de campo magnético

L = Longitud del conductor (proporcional al diámetro del tubo que conduce el fluido).

V = Velocidad del fluido. Ver figura 4

Los electrodos deben colocarse en los extremos del diámetro puesto que el voltaje generado está en función de la longitud L del conductor.

El tubo que transporta el fluido debe ser de plástico o un material no conductor en el tramo donde se realiza la medición, pues de lo contrario, el voltaje generado

en los electrodos se cortocircuitaría con aquél.

La densidad de flujo magnético debe ser constante y su radio de acción debe ser por lo menos tres veces mayor que el radio del tubo que transporta el fluido. Además la excitación de campo magnético debe ser con corriente alterna con el fin de evitar efectos de polarización del hidrogeno que muchas soluciones acuosas contienen y que se caracteriza por una emigración de iones positivos al electrodo negativo formando un deposito aislador con lo cual se ve afectada la sensibilidad del instrumento y se incrementa la resistencia de salida.

Por otra parte con la corriente alterna se obtienen buenos resultados en la amplificación de la señal.

Los medidores de gasto de agua tiene las siguientes características.

- Alimentación de la bobina de campo: 127 Vac a 60 Hz

- Diámetro del tubo: 3 pulgadas

y nos proporciona una salida de 3 mV para 100 gpm.

4.- MEDIDORES DE GASTO DE FUERZA DE ARRASTRE

La operación de este transductor se basa en el principio de que si un cuerpo esta sumergido en un fluido en movimiento, dicho cuerpo experimenta una fuerza de arrastre F_d cuya relación en función de la velocidad del fluido es

$$F_d = \frac{C_d A \rho V^2}{2}$$

donde C_d = Coeficiente de arrastre

A = Area de la sección transversal del cuerpo

ρ = Densidad del fluido

V = Velocidad del fluido

El cuerpo debe estar hecho de tal manera que la superficie de choque no provoque demasiada turbulencia y pueda provocar vibraciones en el dispositivo sensor lo cual se traducirá a señales eléctricas ruidosas. Es decir debe proporcionar una fuerza de arrastre suficiente para obtener una sensibilidad en el puente aceptable y un coeficiente de arrastre constante.

Para sensar esta fuerza se utiliza una viga empotrada con extensómetros adheridos en su parte más sensible. Ver figura 5.

Como los extensómetros se instalan formando un puente de Wheatstone, el voltaje de salida que este proporcione será directamente proporcional al cuadrado de la velocidad del fluido y por lo tanto del gasto por lo que para obtener una relación lineal, a la señal de salida se le debe obtener la raíz cuadrada por medio de un circuito electrónico.

5.- MEDIDORES DE GASTO ULTRASONICOS.

Estos transductores basan su principio de funcionamiento en las perturbaciones de presión de pequeña magnitud las cuales se propagan através de un fluido a una cierta velocidad c . Si además el fluido tiene una velocidad V , la velocidad absoluta de propagación será igual a la suma algebraica de las dos.

Para provocar las perturbaciones ultrasónicas (vibraciones con frecuencias superiores a la audible por

el oído humano) se utilizan transductores piezoeléctricos (generalmente cuarzo) tanto para emisores como receptores. Los emisores se excitan con una señal eléctrica a alta frecuencia y a la cual vibran. Como el transductor está en contacto con el fluido, éste propaga las vibraciones a una velocidad c las cuales son recibidas por el transductor receptor a un tiempo t_0 dado por

$$t_0 = \frac{L}{c}$$

donde L = Distancia entre el emisor y receptor
 c = Velocidad acústica en el fluido. Ver Fig. 6

Si el fluido lleva una velocidad V en el sentido de la propagación de las perturbaciones ultrasónicas el tiempo de transición se modificará a

$$t = \frac{L}{c+V} = L \left(\frac{1}{c} - \frac{V}{c^2} + \frac{V^2}{c^3} - \dots \right) \\ \approx \frac{L}{c} \left(1 - \frac{V}{c} \right)$$

obteniendo se una diferencia en tiempo de

$$\Delta t = t_0 - t \approx \frac{LV}{c^2}$$

En cualesquiera de las expresiones anteriores está implícita la velocidad de propagación c lo cual es un inconveniente, puesto que es difícil de evaluar con precisión y como su valor es muy alto, el error que podemos cometer si la tomamos en cuenta será alto también.

Para evitar este problema se recomienda usar la

configuración de la figura 7 en la cual se utilizan dos mallas autoexcitadas, es decir, los pulsos recibidos disparan los transmitidos, donde se tiene que el tiempo de propagación en una malla es

$$t_1 = \frac{L}{c + V \cos \phi}$$

y en la segunda malla

$$t_2 = \frac{L}{c - V \cos \phi}$$

Por tanto la diferencia de frecuencia será

$$\Delta f = \frac{1}{t_1} - \frac{1}{t_2} = \frac{2V \cos \phi}{L}$$

aproximación que es independiente de c .

La etapa siguiente sería un medidor diferencial de frecuencia para obtener la velocidad del fluido y por supuesto el gasto.

Otra alternativa para medir el gasto se muestra en la figura 8 y se realiza por medio de la emisión de un haz ultrasónico perpendicular a la corriente del fluido el cual se recibe por medio de dos receptores. Cuando la velocidad del fluido es cero, los receptores reciben señales iguales, en cambio cuando la velocidad se incrementa el haz ultrasónico se desvía en el sentido de la corriente por lo que un receptor sensa más señal que el otro.

La diferencia de señal de estos receptores se hace proporcional al cambio de velocidad del fluido y por tanto

del gasto.

Se pueden conseguir transductores de este tipo con un rango de 0 a 25 ft/seg y una precisión de $\pm 2\%$.

6.- MEDIDORES DE GASTO DE TURBINA

La elaboración de estos transductores se lleva a cabo colocando en el tubo que transporta el fluido a medir, un rodete de turbina el cual cambia su velocidad angular en relación lineal con la velocidad del fluido. Ver figura 9.

Para medir la velocidad angular de la turbina se coloca un transductor magnético en la superficie del tubo de tal manera que cuando las aspas (hechas de material ferroso) se acercan a dicho transductor, éste manda un pulso eléctrico a la salida.

La relación que determina la linealidad entre el gasto y la velocidad angular de la turbina es la siguiente

$$Q = \frac{wD^2\pi L}{4} \left[1 - \alpha^2 - \frac{2N(D_b - D_n)t}{\pi D^2} \sqrt{1 + \left(\frac{\pi D_b}{L}\right)^2} \right]$$

donde

- w = Velocidad angular del rodete
- D = Diámetro del tubo transportador del fluido
- L = Avance del rodete
- α = D_n/D
- N = No. de aspas
- D_b = Diámetro en las puntas de las aspas
- D_n = " de la masa del rodete
- t = Espesor de las aspas del rodete

Si los pulsos de salida del transductor magnético los hacemos del mismo ancho por medios electrónicos y los integramos en una segunda etapa, tendremos a la salida una señal analógica directamente proporcional al gasto.

Existen en el comercio medidores de turbina con rango de medición de 0.1 a 30000 gpm para líquidos y 0.1 a 15000 ft^3/min . para aire, y el ancho de banda de 2 KHz.

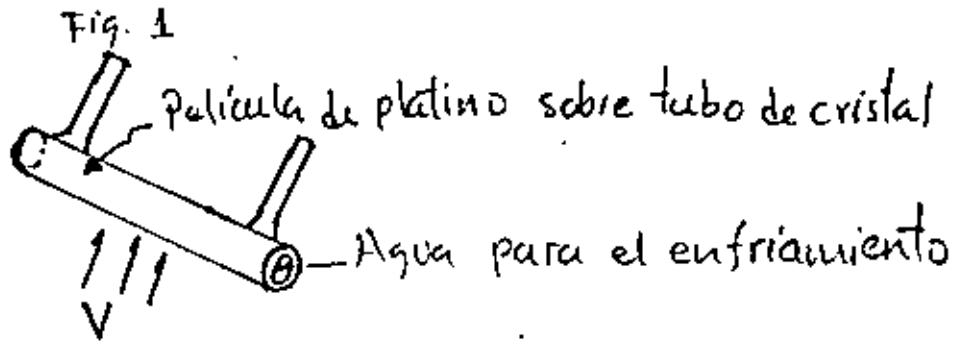
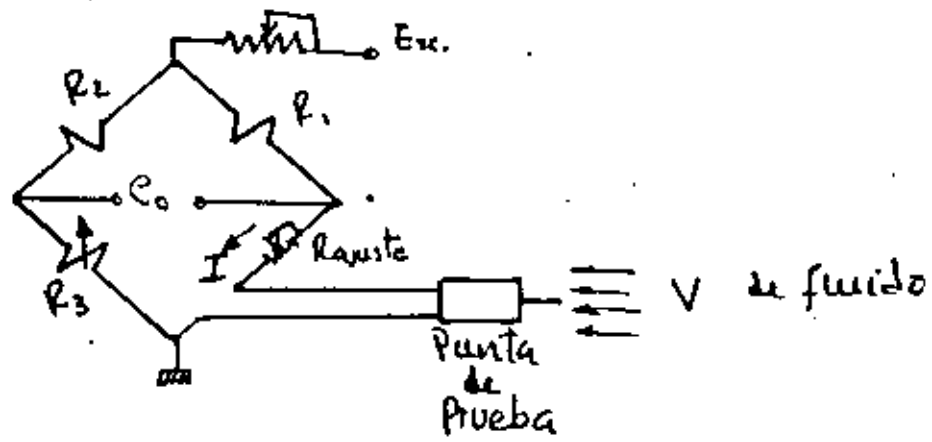


Fig. 2

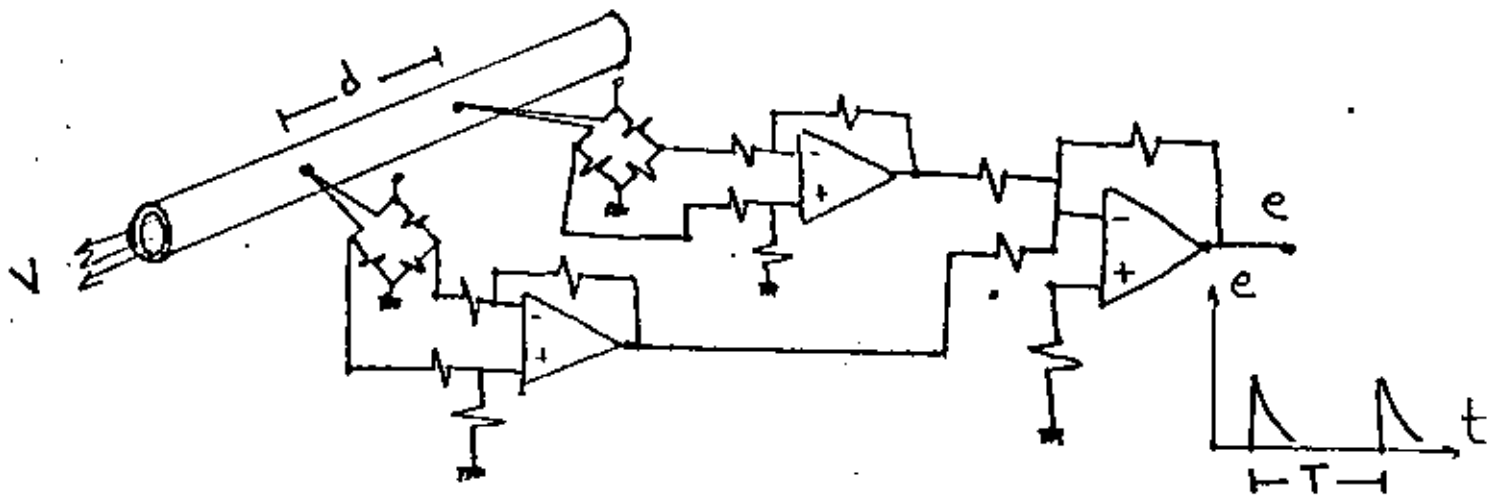
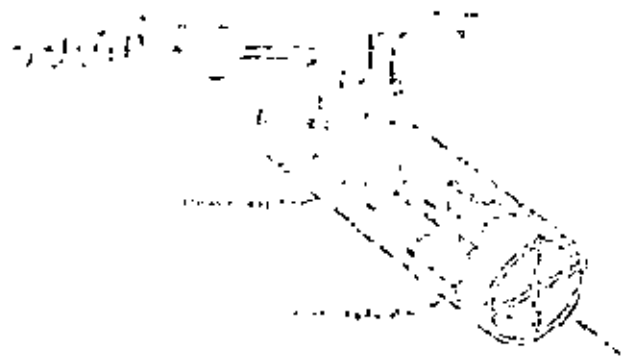


Fig. 3



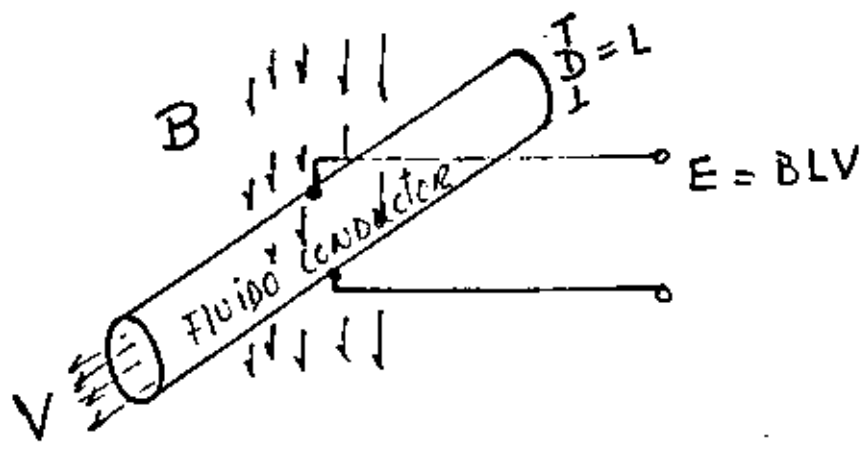


FIG. 4

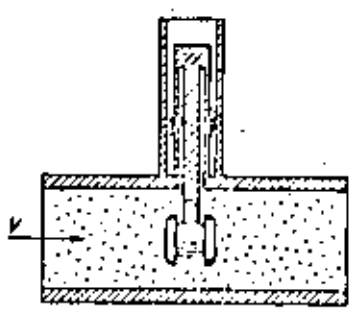


FIG 5

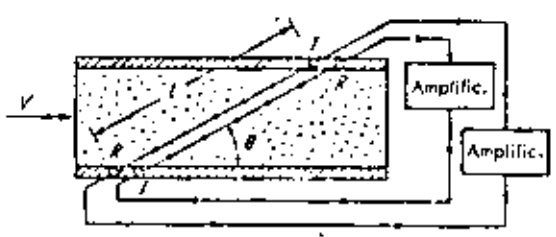
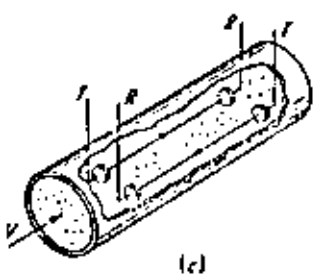
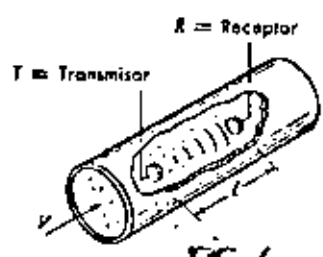


FIG 7

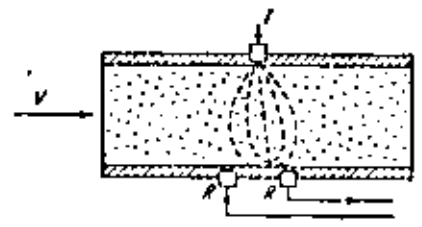
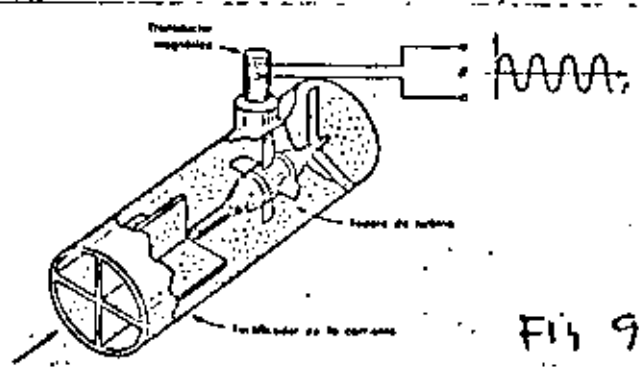


FIG 8



Handwritten notes at the top left of the page, including the number '100' and some illegible text.

Handwritten notes at the top right of the page, including the number '100' and some illegible text.

Handwritten notes in the middle left section of the page.

Handwritten notes in the middle right section of the page.

Handwritten notes in the lower middle left section of the page.

Handwritten notes in the lower middle right section of the page.

Handwritten notes in the lower left section of the page.

Handwritten notes in the lower right section of the page.

Handwritten notes in the bottom left section of the page.

Handwritten notes in the bottom right section of the page.

Handwritten notes in the bottom left section of the page.

Handwritten notes in the bottom right section of the page.

Handwritten notes at the very bottom left of the page.

Handwritten notes at the very bottom right of the page.

DIRECTORIO DE ASISTENTES AL CURSO: INSTRUMENTACION ELECTRONICA

<u>NOMBRE Y DIRECCION</u>	<u>EMPRESA Y DIRECCION</u>
1.- LUIS MARIO AZCARATE BARON Camargo No. 13 Col. Condesa Del. Miguel Hidalgo C.P. Tel. 515-54-79	HIDRO INGENIERIA, S.A. Vicente Suárez No. 123 Col. Condesa Del. Miguel Hidalgo C.P. Tel. 553-30-65
2. AUREA PATRICIA BERNAL LADRON DE GUEVARA Rincón de las Rosas No. 20 Bosque Res. del Sur Del. Xochimilco C.P. 16010 Tel. 576-31-20	UNIVERSIDAD IBEROAMERICANA Cerro de las Torres 395 Col. Campestre Churubusco Del. Coyoacán C.P. 04040 Tel. 544-73-68
3. ING. ERWIN CAMACHO LOPEZ VALLEJO Hda. San Nicolas el Grande No. 51 Hda Del Rosario Atz. Tel. 382-73-36	I.M.P. Av. Lazaro Cardenas No.152 (Eje Central) Col. Atepehuacan Tel. 567-54-76
4.- ARMANDO CEBALLOS ALDAPE Calle 15 No. 39 Col. V. Gómez Del. V. Carranza C.P. Tel. 571-80-10	I.P.E.S.A. Sn. Lorenzo 153 Col. Del Valle Del. C. P. Tel. 559-78-34
5.- ING. JOSE COMA ROMEU Angel Urraza 1507 Depto 1 Col. Del Valle Del. Bonito Juárez C.P. Tel., 575-44-25	BOTEMEX, S.A. DE C.V. Km. 9.5 antigua ctra. a Pachuca, Tulpetlac Municipio de Ecatepec Edo. de Mex. Tel. 569-65-55
6.- GERARDO, FCO. CHIU GARCIA Manuel González 114 B 204 Col. Tlatelolco Del. Cuauhtémoc C.P. 06900 Tel. 583-82-14	I.M.P. Eje Central (100 Metros) No. 152 C.P. 07730 Tel. 567-66-00- Ext.2414

DIRECTORIO DE ASISTENTES AL CURSO: INSTRUMENTACION ELECTRONICA

NOMBRE Y DIRECCION

EMPRESA Y DIRECCION

7.- SEVERINO DE LA CRUZ
Francisco I. Madero No. 3
Col. Providencia
Del. Atzacapotzalco
C.P.
Tel.

CENTRO DE INSTRUMENTOS U.N.A.M.
Ciudad Universitaria
Del. Coyoacán

8.- ING. SERGIO ENRIQUEZ ZAPATA
Tepic No. 28
Col. Jardines de Guadalupe
Edo. de Mex.
C.P. 57140
Tel. 796-15-27

D.E.P.F.I. U.N.A.M.
Ciudad Universitaria
Tel. 550-52-15

9.- CARLOS FLORES GALLARDO
Tamlun 10
Col. Torres de Padierna
Del. Tlalpan
C.P.
Tel.

FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.
Ciudad Universitaria

10. FRANCISCO JAVIER GARCIA OSORIO
Rosario Castellanos No. 404
Col. U.M. Maza de Juárez
Del. Ixtapalapa
C.P.
Tel.

FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.
Ciudad Universitaria

11.- ING. JUAN GASTALDI PEREZ
M276 L1
Col. Jardines De Morelos
Del.
C.P., 55070
Tel.

E.N.E.P. "ARAGON" U.N.A.M.
Rancho Seco y Av. Central
Col. Impulsora
Del. Netzahualcoyotl
C.P.
Tel. 796-04-88 Ext. 156

1951 2-14-51
CITY OF WASHINGTON
DEPT. OF PUBLIC WORKS
CITY ENGINEER
CITY OF WASHINGTON
1951 2-14-51

1951 2-14-51
CITY OF WASHINGTON
DEPT. OF PUBLIC WORKS
CITY ENGINEER

1951 2-14-51
CITY OF WASHINGTON
DEPT. OF PUBLIC WORKS
CITY ENGINEER
CITY OF WASHINGTON
1951 2-14-51

1951 2-14-51
CITY OF WASHINGTON
DEPT. OF PUBLIC WORKS
CITY ENGINEER

1951 2-14-51
CITY OF WASHINGTON
DEPT. OF PUBLIC WORKS
CITY ENGINEER
CITY OF WASHINGTON
1951 2-14-51

1951 2-14-51
CITY OF WASHINGTON
DEPT. OF PUBLIC WORKS
CITY ENGINEER
CITY OF WASHINGTON
1951 2-14-51

1951 2-14-51
CITY OF WASHINGTON
DEPT. OF PUBLIC WORKS
CITY ENGINEER
CITY OF WASHINGTON
1951 2-14-51

1951 2-14-51
CITY OF WASHINGTON
DEPT. OF PUBLIC WORKS
CITY ENGINEER
CITY OF WASHINGTON
1951 2-14-51

1951 2-14-51
CITY OF WASHINGTON
DEPT. OF PUBLIC WORKS
CITY ENGINEER
CITY OF WASHINGTON
1951 2-14-51

1951 2-14-51
CITY OF WASHINGTON
DEPT. OF PUBLIC WORKS
CITY ENGINEER
CITY OF WASHINGTON
1951 2-14-51

1951 2-14-51
CITY OF WASHINGTON
DEPT. OF PUBLIC WORKS
CITY ENGINEER
CITY OF WASHINGTON
1951 2-14-51

1951 2-14-51
CITY OF WASHINGTON
DEPT. OF PUBLIC WORKS
CITY ENGINEER
CITY OF WASHINGTON
1951 2-14-51

1951 2-14-51
CITY OF WASHINGTON
DEPT. OF PUBLIC WORKS
CITY ENGINEER
CITY OF WASHINGTON
1951 2-14-51

1951 2-14-51
CITY OF WASHINGTON
DEPT. OF PUBLIC WORKS
CITY ENGINEER
CITY OF WASHINGTON
1951 2-14-51

DIRECTORIO DE ASISTENTES AL CURSO: INSTRUMENTACION ELECTRONICA

NOMBRE Y DIRECCION

EMPRESA Y DIRECCION

- | | | |
|------|---|--|
| 12. | LUIS ALFONSO GONZALEZ AMEZCUA
Av. Salaverry No. 789
Col. Lindavista
Del. Gustavo A. Madero
C.P. 07300 | COPIRAMA
Av. Instituto Politecnico 1883
Col. Lindavista
Del. Gustavo A. Madero
C.P. 07300 |
| 13.- | HECTOR IBARRA CRESPO
Av. Universidad No. 1923
Torres Chimalistac- D803
Del. Alvaro Obregón
C.P.
Tel. | DISEÑO Y CONSTRUCCIONES ELECTRICAS
Cevallos 6-50 y Mera Ambacto
Ecuador
Tel. 82-06-49 |
| 14.- | ING. PEDRO ELOY JIMENEZ QUINTAL
Manzana 408 Lote 54
Col. Tenoch Cd. Azteca
Edo. de Méx.
Tel. | POLYGRAM DISCOS S.A. DE C.V.
Miguel Angel de Q. No. 531
Col. Romero de Terreros
Del. Coyoacan
C.P. 04310
Tel. 554-14-22 |
| 15.- | ING. MARIO ALBERTO LOPEZ MACIEL
Diana No. 18
Col. Unidad Independencia
Del. Magdalena Contreras
C.P. 10100
Tel. 595-21-83 | U.N.A.M.
Ciudad Universitaria |
| 16.- | ISMAEL JAIME MORENO LOZANO
Czda. San Bartolo Nauc. No. 86 - 314
Col. Argentina Antigua
Del. Miguel Hidalgo
C.P. 11270
Tel. 527-45-94 | FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.
Ciudad Universitaria
Tel. 550-52-15 Ext. 3737 |

STATE OF TEXAS

COMMISSIONERS OF THE GENERAL LAND OFFICE

UNITED STATES OF AMERICA
COUNTY OF [illegible]

UNITED STATES OF AMERICA
COUNTY OF [illegible]

[illegible text]

[illegible text]

[illegible text]

[illegible text]

[illegible text]

[illegible text]

[illegible text]

[illegible text]

[illegible text]

[illegible text]

[illegible text]

[illegible text]

[illegible text]

[illegible text]

DIRECTORIO DE ASISTENTES AL CURSO: INSTRUMENTACION ELECTRONICA

<u>NOMBRE Y DIRECCION</u>	<u>EMPRESA Y DIRECCION</u>
22. ENRIQUE SANCHEZ HERNANDEZ Edificio H-9 Entrada 5 Depto 13 Col. Lomas de Plateros Del. Alvaro Obregón C.P. 01480 Tel: 651-17-13	CENTRO DE INSTRUMENTACION U.N.A.M. Ciudad Universitaria Tel. 550-06-54
23.- JUAN ANTONIO SANDOVAL RODRIGUEZ Av. Universidad No. 226 Col. Narvarte Del. Benito Juárez C.P. 03020 Tel. 523-98-45	U.N.A.M. Ciudad Universitaria Tel. 550-52-15 Ext. 3737
24.- Eloy Soriano Cruz 5 de Febrero 63-201 Col. Centro Del. Cuauhtémoc C.P. 06080 Tel.	S.A.R.H. Sierra Gorda No. 23 Col. Lomas de Chapultepec Del. Miguel Hidalgo C.P. Tel. 540-15-20
25.- ING. RICARDO VAZQUEZ LEMUS Unidad Habitacional Candelaria de los Patos Manzana 1 Edif. H Depto. 42 Del. Venustiano Carranza C.P. 15100 Tel.	S A V E Río Elba No. 20 Del. Cuauhtémoc C.P. Tel. 553-99-54
26.- DON VILORIA BARAZARIE Americas No. 126-3 Col. Moderna C.P. Tel. 579-27-50	

CONFIDENTIAL - SECURITY INFORMATION

CONFIDENTIAL - SECURITY INFORMATION

ALL INFORMATION CONTAINED
HEREIN IS UNCLASSIFIED
DATE 11/19/01 BY 60322 UCBAW

ALL INFORMATION CONTAINED
HEREIN IS UNCLASSIFIED
DATE 11/19/01 BY 60322 UCBAW

ALL INFORMATION CONTAINED
HEREIN IS UNCLASSIFIED
DATE 11/19/01 BY 60322 UCBAW

ALL INFORMATION CONTAINED
HEREIN IS UNCLASSIFIED
DATE 11/19/01 BY 60322 UCBAW

DIRECTORIO DE ASISTENTES AL CURSO: INSTRUMENTACION ELECTRONICA

NOMBRE Y DIRECCION

EMPRESA Y DIRECCION

27.- JORGE VAN WEERTS-ABREU
Canada No. 204
Col. Parque San Andrés
Del. Coyoacan
C.P. 04040
Tel.

CENTRO DE INSTRUMENTACION UNAM
Ciudad Universitaria
Tel.

28.- ING. DELFINO YAÑEZ PADRON
Av. Universidad 1900 Edif. 20 D-202
Col. Coyoacan
Del.
C.P. 04310
Tel. 658-29-72

INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM
Ciudad Universitaria
Tel. 550-52-15

