



## INSCRIPCIONES

CENTRO DE EDUCACION CONTINUA DE LA  
DIVISION DE ESTUDIOS SUPERIORES DE  
LA FACULTAD DE INGENIERIA; U. N. A. M

**Cuota de inscripción \$3,000.00**

La cuota de inscripción incluye:

- una carpeta con las notas de los profesores
- bibliografía sobre el tema
- servicio de cafetería
- comidas

Palacio de Minería Calle de Tacuba No. 5 México 1, D.F.

**Horario de oficinas:**

lunes a viernes de 9 a 18 h

Para mayores informes hablar a los teléfonos

**521-40-20 521-73-35 512-31-23**

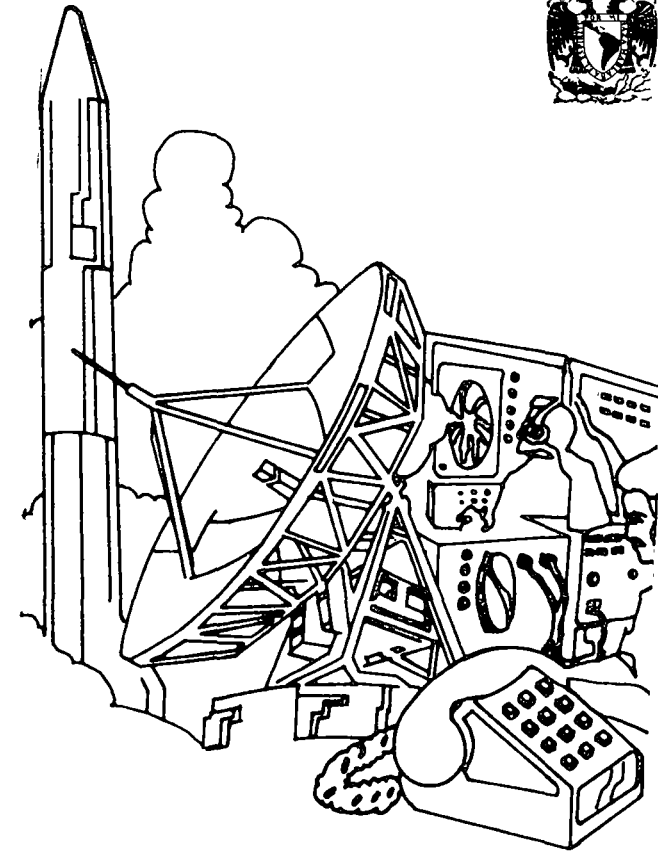
## CONSTANCIA DE ASISTENCIA

La Facultad de Ingeniería de la U N A M , otorgara una constancia de asistencia a los participantes que concurren regularmente y que realicen satisfactoriamente los trabajos que se les asignen durante el curso

CIRCULA LIBRE DE PORTE  
POR VIA DE SUPERFICIE  
Y DENTRO DEL TERRITORIO NAL.  
ART. 17 LEY ORGANICA DE LA U N A M

centro de educación continua  
división de estudios superiores  
facultad de ingeniería, u n a m

**Palacio de Minería  
Calle de Tacuba No. 5  
México 1, D.F.**



# LA ELECTRONICA EN LAS COMUNICACIONES

## CURSO INTENSIVO

**Duración:** 40 h

**Fechas:** del 22 de abril al 14 de mayo

**Horario:** viernes de 9 a 13 h y de 14 a 17 h;  
sábados 11 a 13:30 h

**Coordinador:** M. en I. Federico Kuhlmann

Con la colaboración de la A I U M E.

centro de educación continua  
división de estudios superiores  
facultad de ingeniería, u n a m



**OBJETIVO:**

Familiarizar a los participantes con nuevas técnicas de análisis y algunos diseños básicos de sistemas electrónicos de comunicaciones. La cuarta parte del curso tendrá como finalidad la exposición de aquellos conceptos de la electrónica moderna en que se apoyarán los temas referentes a Sistemas de Comunicaciones. Por medio de sesiones experimentales (en el Laboratorio de la Facultad de Ingeniería) se llevarán a la práctica los conocimientos adquiridos durante las exposiciones teóricas.

**HACIA QUIEN ESTA DIRIGIDO:**

Se recomienda que los participantes sean estudiantes del último año de licenciatura o profesionistas y técnicos interesados en adquirir y/o actualizar los conocimientos en el área de las comunicaciones.

**TEMARIO:****1. ELECTRONICA BASICA**

- 1 1 Circuitos lineales
  - 1 1 1 Amplificadores operacionales
  - 1 1 2 Filtros activos
- 1 2 Circuitos no-lineales
  - 1.2.1 Mezcladores - multiplicadores
  - 1 2 2 Osciladores
- 1.3 Conversores A/D, D/A
- 1 4 Circuitos digitales
  - 1 4 1 Compuertas
  - 1.4 2 Registros de corrimiento

**2. APLICACION A LAS COMUNICACIONES ANALOGICAS**

- 2 1 Modulación lineal
  - 2 1 1 Amplitud modulada
  - 2 1 2 Doble banda lateral
- 2 2 Modulación de ángulo
  - 2 2 1 Frecuencia modulada
  - 2 2 2 Fase modulada
- 2 3 Multicanalización por división de frecuencia

**3. RUIDO EN LAS COMUNICACIONES ANALOGICAS**

- 3.1 Fuentes de ruido
  - 3.1 1 Ruido térmico
  - 3 1 2 Ruido impulsivo
- 3.2 Medición de las características del ruido
- 3 3 Efectos del ruido en las comunicaciones analógicas

**4. MODULACION DE PULSOS**

- 4 1 Analógica
  - 4 1 1 Amplitud
  - 4 1.2 Duración
  - 4 1 3 Posición
- 4 2 Digital
  - 4.2.1 PCM
  - 4.2 2 Modulación delta

- 4 3 Multicanalización por división de tiempo
- 4 4 Modulación por pulsos de portadora continua
  - 4 4 1 ASK
  - 4 4 2 FSK
  - 4 4 3 PSK
  - 4 4 4 DPSK

**5. EFECTOS NOSIVOS EN TRANSMISIONES DIGITALES**

- 5 1 Ruido
- 5 2 Interferencia entre símbolos

**6. SEÑALES DIGITALES EN PRESENCIA DE RUIDO**

- 6 1 Detección de señales ruidosas
- 6 2 Codificación de bloques
- 6 3 Codificación convolucionales

**PROFESORES:**

- M en C. LUIS MARCIAL HERNANDEZ ORTEGA
- M. en C. CAUPOLICAN MUÑOZ GAMBOA
- M en C GUILLERMO REBOLLEDO CORTIZO
- DR JORGE VALERDI CARAM
- M en I. FEDERICO KUHLMANN RODRIGUEZ

TEMA	PROFESOR	FECHA Y HORA	PRACTICAS
Electrónica Básica	LUIS MARCIAL HERNANDEZ ORTEGA	22 de Abril 9:00 - 13:00 y de 14:00 - 17:00	23 de Abril 11:00 - 13:00
Aplicaciones a las Comu- nicaciones Analógicas	CAUPOLICAN MUÑOZ GAMBOA	29 de Abril 9:00 - 13:00	30 de Abril 11:00 - 12:00
Ruido en las Comunicacio nes Analógicas	GUILLERMO REBOLLEDO COR TIZO	29 de Abril 14:00 - 17:00	30 de Abril 12:00 - 13:00
Modulación de Pulsos	JORGE VALERDI CARAM	6 de Mayo 9:00 - 13:00 y de 14:00 - 17:00	7 de Mayo 11:00 - 13:00
Efectos Nocivos en Trans misiones Digitales	GUILLERMO REBOLLEDO COR TIZO	13 de Mayo 9:00 - 11:00	14 de Mayo 11:00 - 12:00
Señales Digitales en Pre sencia de ruido	FEDERICO KUHLMANN RODRI GUEZ	13 de Mayo 11:00 - 13:00 y de 14:00 - 17:00	14 de Mayo 12:00 - 13:00

28 HORAS

8 HORAS



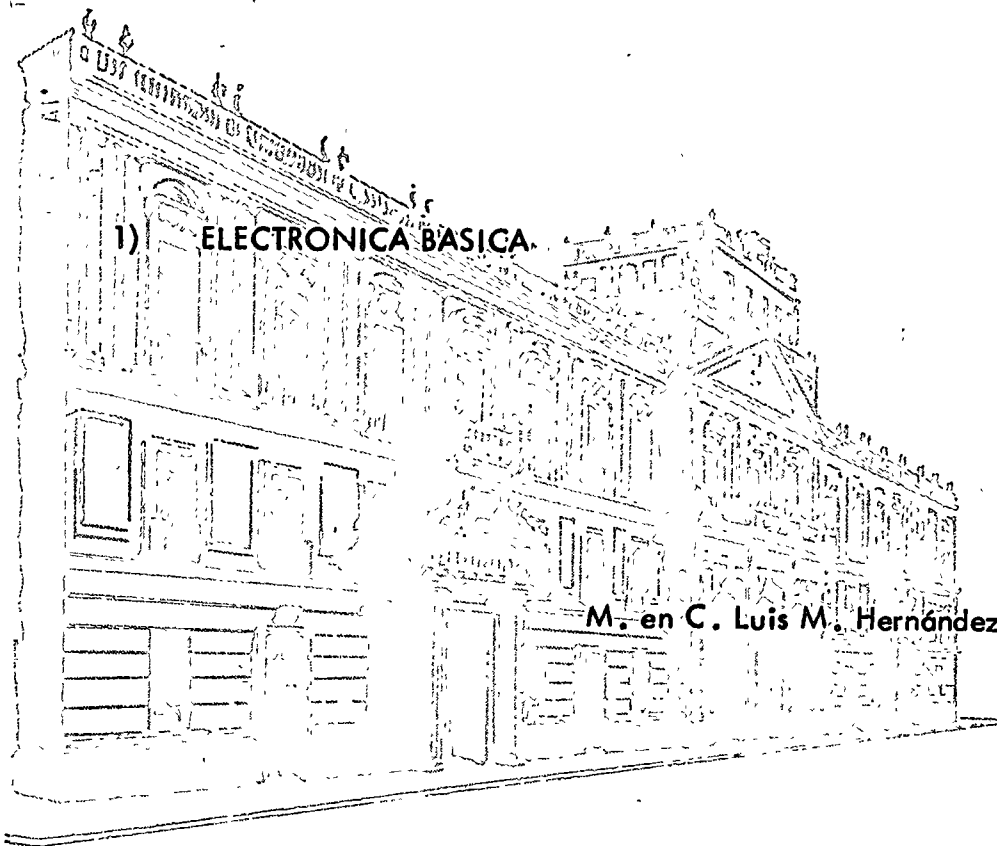




centro de educación continua  
división de estudios superiores  
facultad de ingeniería, unam



LA ELECTRONICA EN LAS COMUNICACIONES



M. en C. Luis M. Hernández Ortega.

## INDICE

- 1.1. CONCEPTOS
    - 1.1.1 Función del amplificador
    - 1.1.2 El amplificador como sistema
    - 1.1.3 Teoremas Básicos
    - 1.1.4 Láminas
  - 1.2. EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL
    - 1.2.1 Nomenclatura del amplificador operacional
    - 1.2.2 Circuitos típicos del amplificador operacional
    - 1.2.3 Aplicaciones del amplificador operacional
    - 1.2.4 Láminas
  - 1.3 OSCILADORES
    - 1.3.1 Fundamentos teóricos
    - 1.3.2 Realización en base a amplificadores operacionales
    - 1.3.3 Láminas
  - 1.4 FILTROS ACTIVOS
    - 1.4.1 Introducción
    - 1.4.2 Filtros paso bajas
    - 1.4.3 Filtros paso altas
    - 1.4.4 Filtros paso banda
    - 1.4.5 Láminas
  - 1.5 CIRCUITOS DIGITALES
    - 1.5.1 Comparación de familias lógicas
    - 1.5.2 Definición de algunos elementos lógicos
    - 1.5.3 Láminas
  - 1.6 CONVERTIDORES
    - 1.6.1 Láminas
  - 1.7 EL PLL (Análisis en base al apéndice D)
    - 1.7.1 Láminas
- APENDICE**
- Tabla comparativa de características
  - Datos técnicos del amplificador operacional  $\mu A741$
  - Artículos: Aspectos Elementales del Amplificador Operacional.
  - + Op. Amp. Circuit Collection
  - + Digital to Analog Converters: trading off bits and bucks.
  - + La codificación de información en señales eléctricas.
  - + Phase Locked Loop Design Fundamentals
- BIBLIOGRAFIA**
- INDICE DE PUBLICACIONES PERIODICAS.**

## CAPITULO I

### ELECTRONICA BASICA

M. en C. Luis M. Hernández Ortega \*

El objetivo del presente capítulo puede ser dividido en cuatro partes:

- a. Revisar los fundamentos sobre los cuales se apoyan las aplicaciones de la electrónica a las comunicaciones.
- b. Analizar en forma cualitativa las principales realizaciones de circuitos electrónicos empleados en el procesamiento de señales.
- c. Familiarizar al estudiante con los sistemas integrados disponibles, con sus aplicaciones y sus limitaciones.
- d. Poner en contacto al estudiante con la información proporcionada por los fabricantes y con la contenida en la literatura periódica especializada.

---

\* Profesor Titular de Electrónica División de Estudios Superiores  
Facultad de Ingeniería U.N.A.M.

## 1.1 CONCEPTOS

En esta sección estudiaremos los aspectos teóricos que definen al amplificador, su modelo en función de elementos ideales de circuitos eléctricos así como un análisis de los aspectos más relevantes de los diversos tipos de amplificadores. Hay que señalar que en esta sección no se analizarán aspectos relativos a potencia o eficiencia de los amplificadores.

### 1.1.1 FUNCION DEL AMPLIFICADOR

Se acostumbra definir al amplificador como un elemento que proporciona "ganancia" de voltaje o corriente; ¿Es entonces un transformador elevador un amplificador de voltaje?. Cual es entonces, la esencia de un amplificador, la respuesta es:

**GANANCIA DE POTENCIA**

Teniendo en mente que la función de un amplificador, es incrementar un nivel de potencia pasaremos al siguiente tema.

### 1.1.2 EL AMPLIFICADOR COMO SISTEMA

Una concepción elemental del amplificador como sistema se muestra en la figura 1.1.1

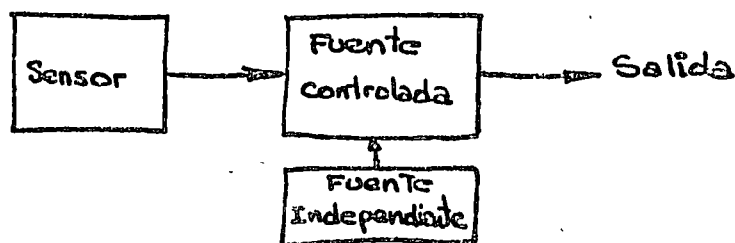


Fig. 1.1.1

Para nuestro caso, el sensor y la fuente controlada podrán ser de voltaje o corriente, siendo la fuente independiente de voltaje en la mayoría de los casos. Podemos entonces considerar cuatro tipos básicos de amplificadores.

TIPO	SENSOR	FUENTE CONTROLADA
I	Voltaje	Voltaje
II	Voltaje	Corriente
III	Corriente	Corriente
IV	Corriente	Voltaje

Para analizar un amplificador en base a la teoría de circuitos, es necesario representar tanto el sensor como las fuentes por medio de elementos conocidos en la teoría de circuitos, a esta representación se le conoce como MODELADO DEL AMPLIFICADOR.

Los elementos ideales serán:

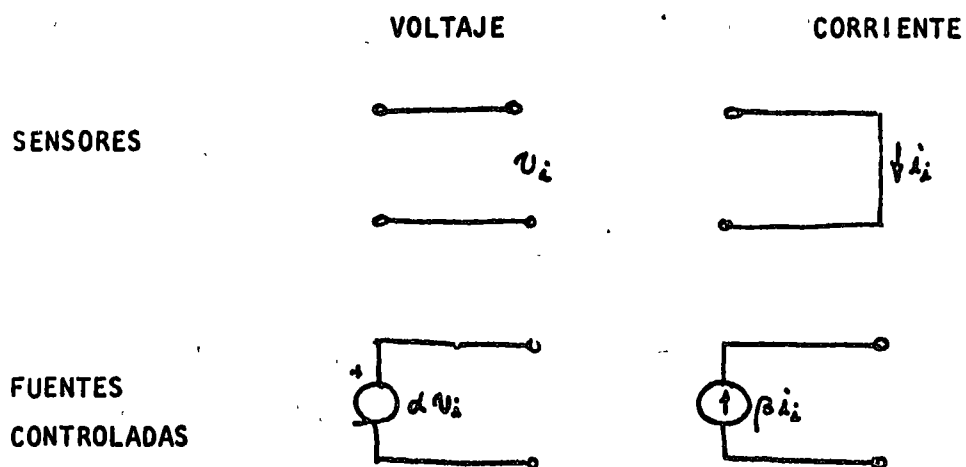


Fig. 1.1.2

Las desviaciones de la idealidad estarán representadas por elementos pasivos; por ejemplo, para frecuencias tales que las partes imaginarias de las impedancias sean despreciables, el modelo de un amplificador tipo II puede ser:

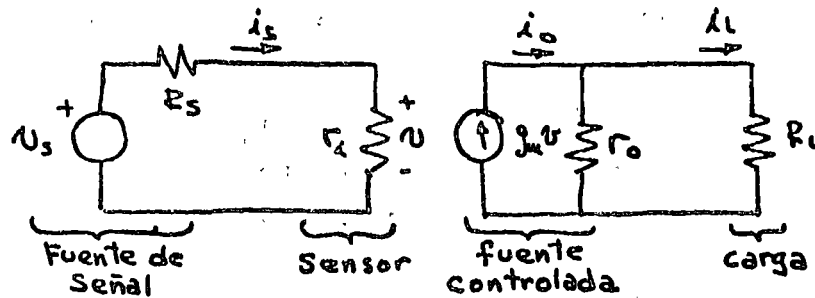


Fig 1.1.3

En este caso

$$v = \frac{r_i}{R_s + r_i} U_s \quad \therefore \text{Si } r_i \rightarrow \infty$$

Llegamos al caso ideal

$$v = U_s$$

además:

$$i_L = \frac{r_o}{r_o + R_L} g_m v \quad \text{Si } r_o \rightarrow \infty$$

Tendremos

$$i_L = i_o = g_m v$$

o sea el caso ideal

de esta misma forma podemos analizar el comportamiento de un amplificador real.

### 1.1.3 TEOREMAS BASICOS

En esta sección formularemos algunos teoremas que facilitan grandemente el análisis de circuitos eléctricos que contienen fuentes controladas (o sea en terminos de electrónica amplificadores).

A.- OPERACIONES CON FUENTES CONTROLADAS: Es conveniente el tener en mente las diversas manipulaciones que pueden hacerse sobre una o

(varias) fuentes controladas a fin de simplificar el análisis de un cierto circuito. A fin de ejemplificar este tipo de manipulaciones consideremos el siguiente circuito.

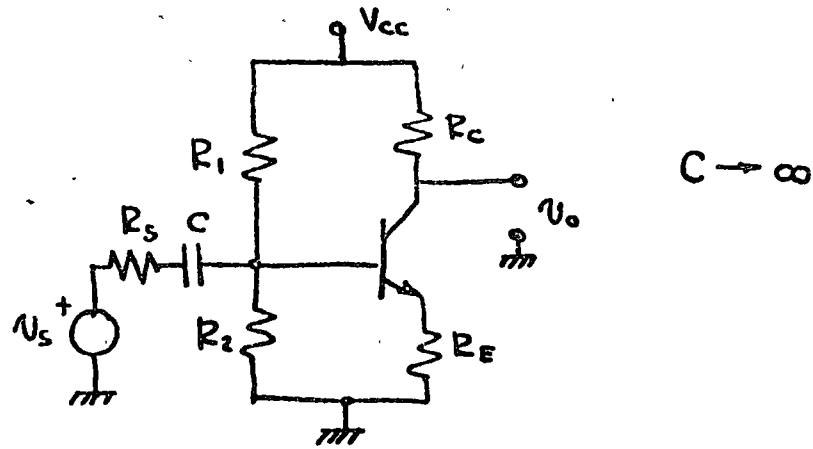
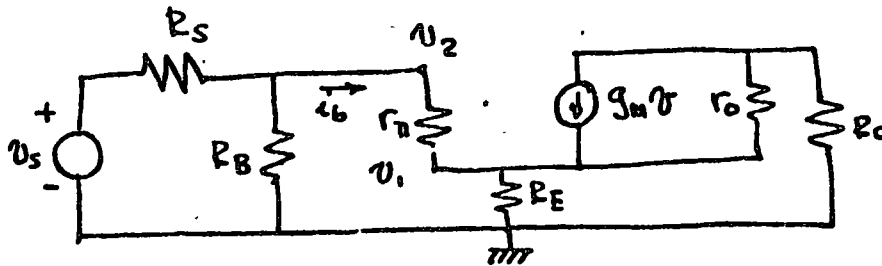


Fig. 1.1.4

El modelo de señal pequeña estará dado por:



$$R_B = R_1 // R_2, \quad v = v_2 - v_1$$

Fig. 1.4.5

Podemos convertir la fuente controlada de corriente a una de voltaje en la forma usual.

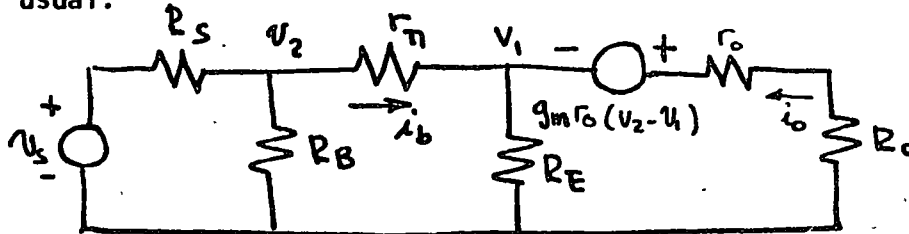


Fig. 1.4.6

Si analizamos las definiciones de las variables encontraremos las siguientes relaciones:

$$g_m (V_1 - V_2) = \beta i_b$$

$$i_o = (\beta + 1) i_b$$

pero:

$$V_1 = i_o R_E$$

por tanto la definición de la fuente controlada estará dada por

$$\begin{aligned} g_m (V_1 - V_2) r_o &= g_m r_o \lambda_o R_E - g_m r_o V_2 \\ &= \mu \lambda_o R_E - \mu V_2 \end{aligned}$$

Pero esta última ecuación puede representarse como un circuito de la forma:

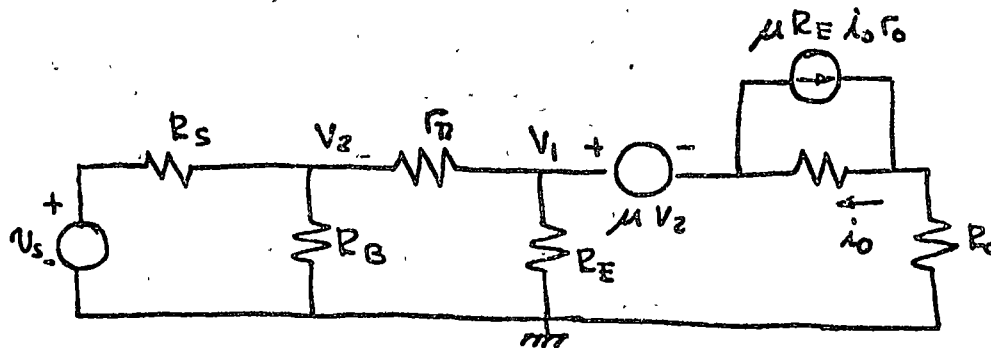


Fig. 1.4.7

En esta forma podemos reacomodar el circuito para facilitar la aplicación de ecuaciones de mallas o nodos.

Mas aún, podemos hacer uso de dos hechos:

- Si sustituimos por dos fuentes de voltaje idénticas una fuente de voltaje conectada a un circuito en paralelo podemos cortar la rama central tal como se muestra en la figura 1.4.8.



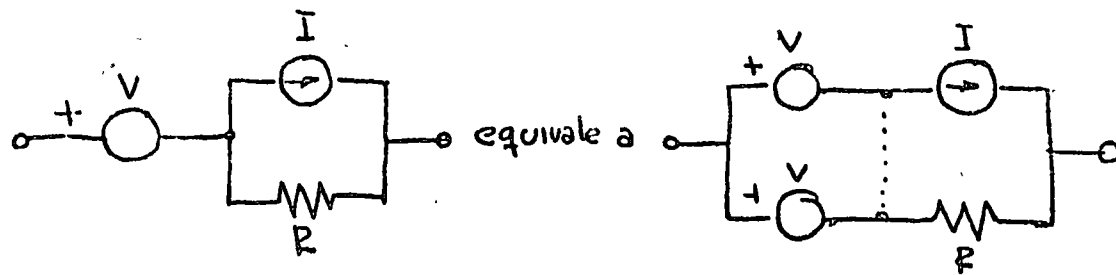


Fig. 1.4.8

- Si sustituimos una fuente de corriente por dos fuentes de corriente idénticas en serie podemos conectar el nodo entre las dos fuentes a un nodo cualquiera del circuito.

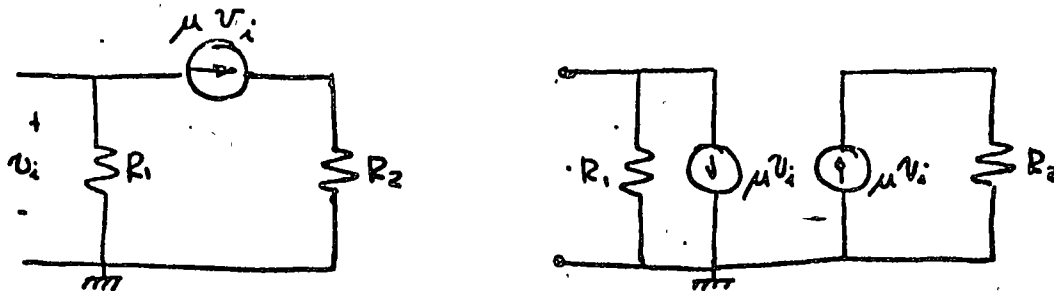


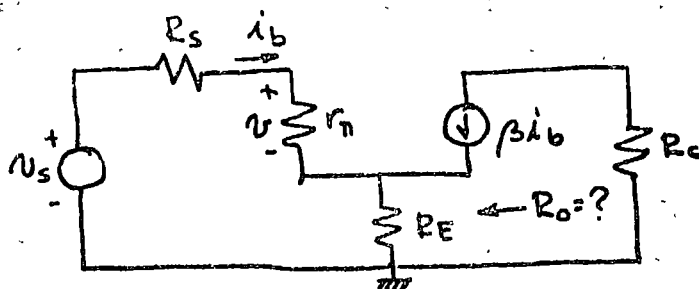
Fig. 1.4.9

Aplicando estas substituciones al circuito de la figura 1.4.7 podemos llegar a transformar substancialmente el circuito.

**B.- TEOREMA DE THEVENIN PARA CIRCUITOS ACTIVOS.**

Un teorema que merece especial atención, es el teorema de Thevenin, ya que no puede aplicarse directamente a un circuito que contenga fuentes controladas. Un ejemplo es el cálculo de la impedancia de salida de un amplificador con TBJ y resistencia en el emisor:

Si analizamos aplicando directamente Thevenin obtenemos



$$R_o = R_E // (R_s + r_n)$$

Fig. 1.4.10

lo cual es evidentemente incorrecto. Ahora bien, si reformulamos el teorema de Thevenin en forma mas general como:

- Podemos substituir un circuito entre dos puntos, por una fuente de valor igual al voltaje de circuito abierto entre dichos puntos y una resistancia en serie con dicha fuente igual al voltaje de circuito abierto, dividido por la corriente de corto circuito.

Aplicando lo anterior al circuito de la figura 1.4.10 obtenemos:

$$U_{CA} = U_s \quad \text{si } \beta \gg 1, \quad r_n \text{ y } R_s \ll (\beta + 1)R_E$$

$$i_{CC} = (\beta + 1) \frac{U_s}{r_n + R_s}$$

por tanto

$$R_o = \frac{r_n + R_s}{\beta + 1}$$

lo cual, sí corresponde a la realidad.

Otros teoremas útiles son:

### C.- TEOREMA DE LA SUBSTITUCION

Una fuente controlada puede ser substituída por una conductancia

siempre y cuando:

- La ganancia de la fuente (A) sea real
- La conductancia sea de valor A
- El circuito sea lineal
- La corriente que fluye a través de la fuente sea positiva con respecto al voltaje entre las terminales de la fuente.

Lo anterior se ilustra en la figura 1.4.11

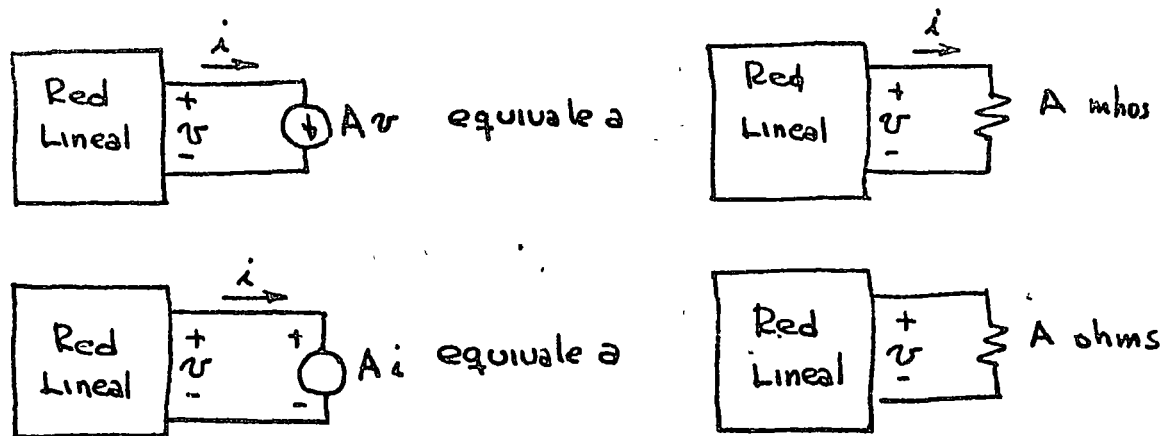


Fig. 1.4.11

Toda impedancia en  $N_1$  se divide entre  $(1 + A)$  y la corriente de toda fuente de corriente en  $N_1$  se multiplica por  $(1 + A)$ .

o también:

Cada impedancia en  $N_2$  se multiplica por  $1 + A$  y la corriente de toda fuente de corriente en  $N_2$  se divide entre  $(1 + A)$ .

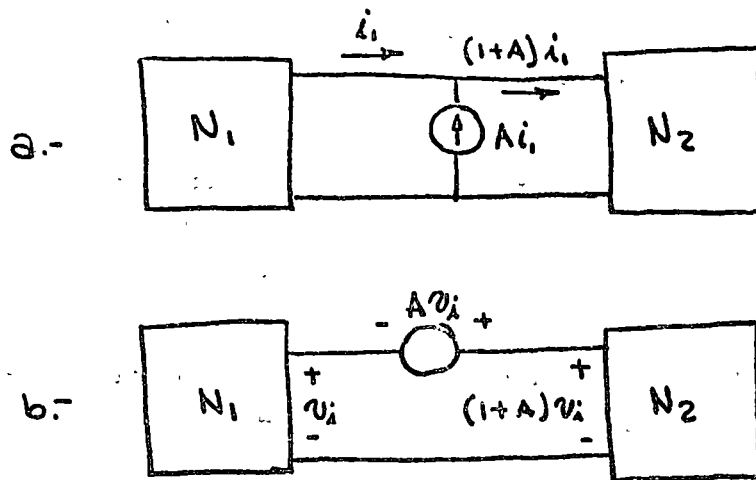


Fig. 1.1.12

El dual del teorema aplicará en la figura 1.1.12b.

En este caso, las corrientes permanecerán sin alterarse siempre y cuando:

Cada impedancia y cada fuente de voltaje en  $N_1$  se multiplican por  $(1 + A)$

o también:

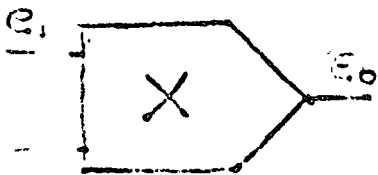
Cada impedancia o fuente de voltaje en  $N_2$  se divide por  $(1 + A)$

# ELECTRONICA

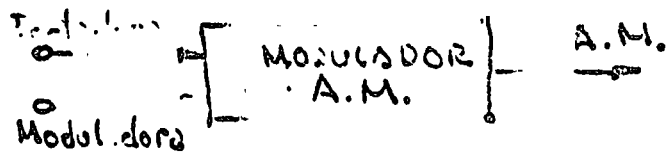
## PROCESAMIENTO DE SEÑALES ELECTRICAS

# COMUNICACIONES

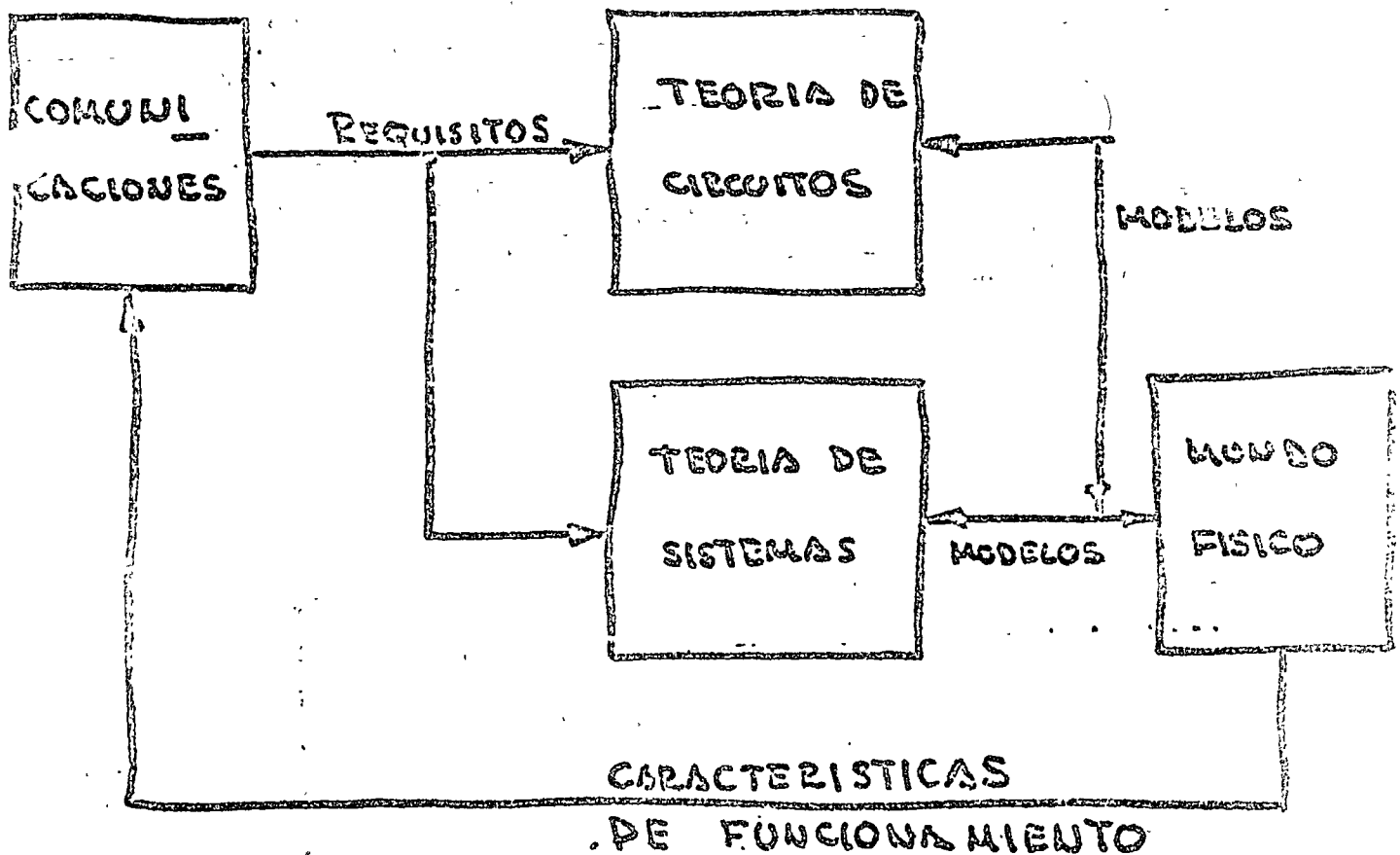
ELECTRONICA



COMUNICACIONES



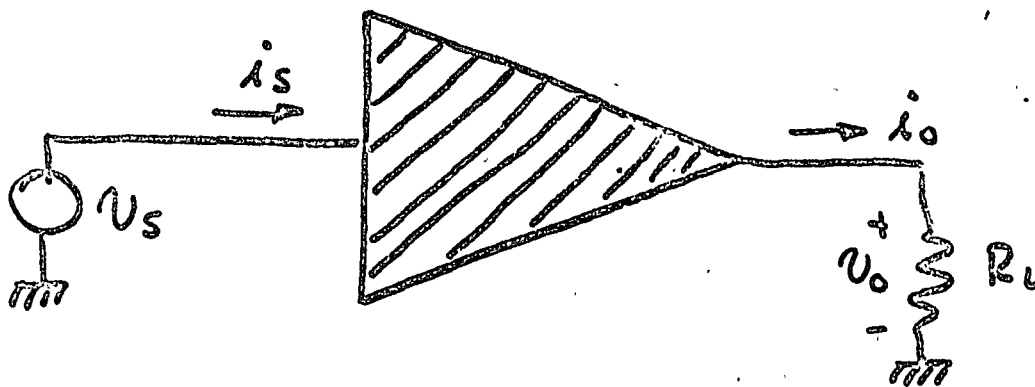
# FUNCION DE LA ELECTRONICA ESTABLECER RELACIONES



UN ELEMENTO BASICO

# EL AMPLIFICADOR

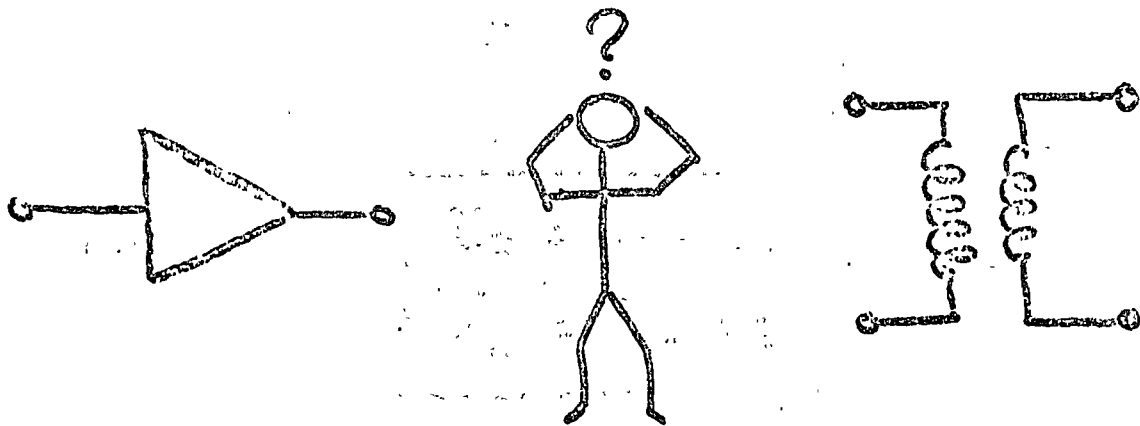
$$\begin{aligned} v_o &= A_v v_s \\ i_o &= A_i i_s \end{aligned}$$



¿PORQUE?

# GANANCIA

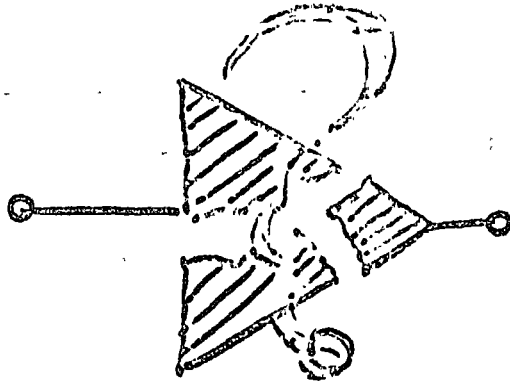
¿de Voltaje?



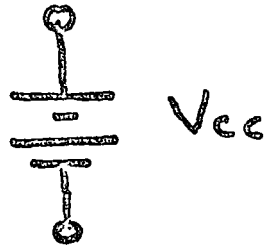
# POTENCIA



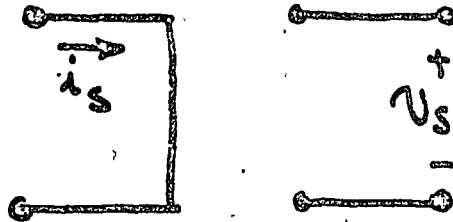




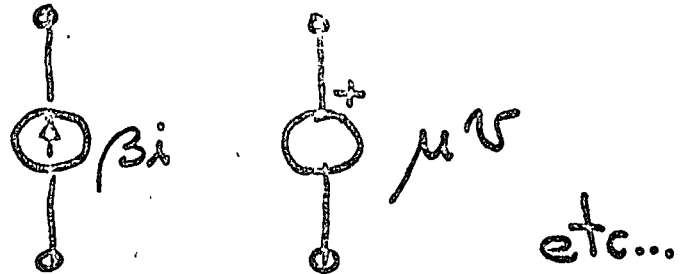
FUENTE DE  
ENERGIA



SENSOR

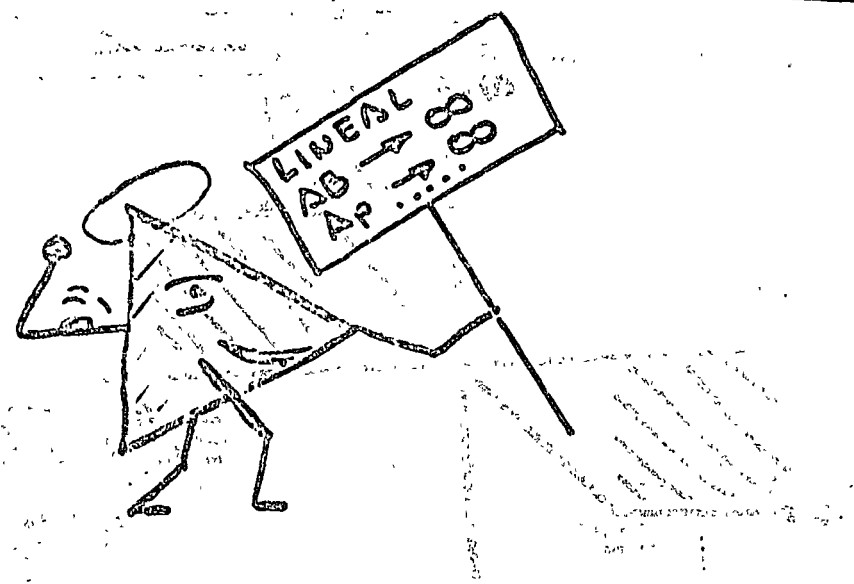


FUENTE  
CONTROLADA

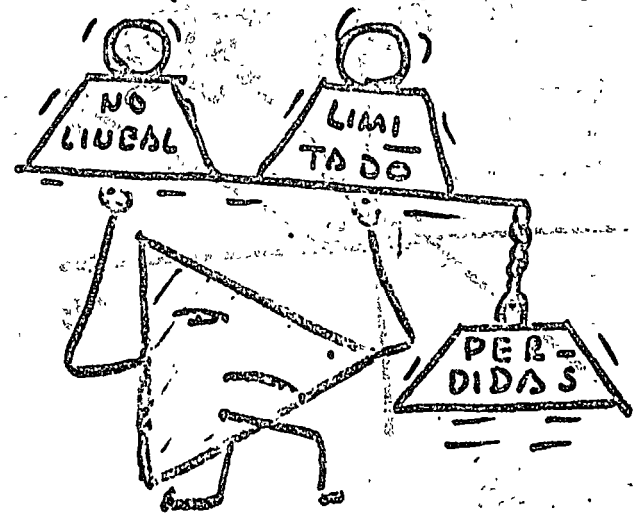


PASTURA — JINETE — CABALLO

# AMPLIFICADOR IDEAL

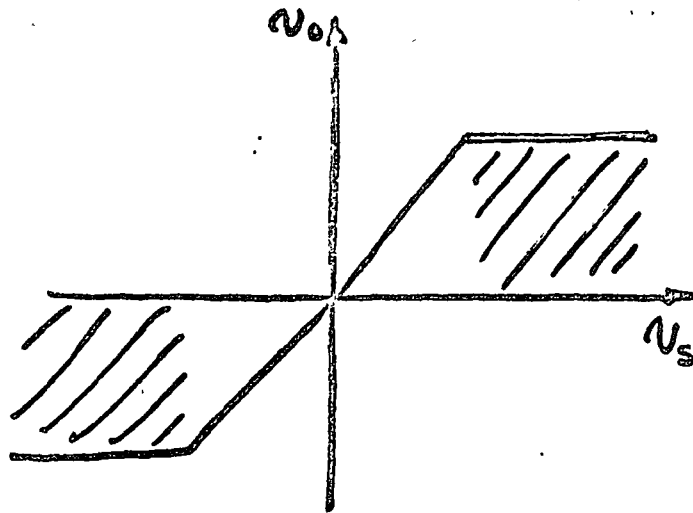


# AMPLIFICADOR REAL

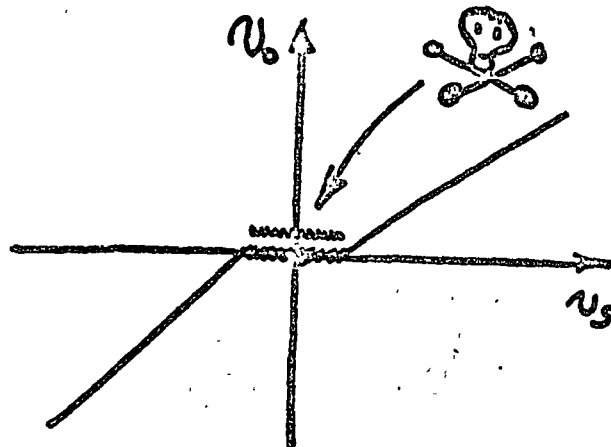


NO LINEALIDADES

SATURACION



ZONAS MUERTAS

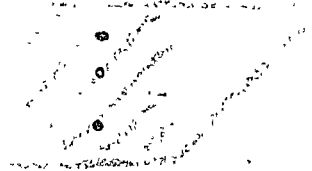


Etc ... Etc....

## LIMITACIONES

AB finito  
 $\frac{dU_c}{dt}$  finito

$$|V_o|_{max} = f(\omega)$$



## PERDIDAS

sensor corriente  $Z_i \neq 0$

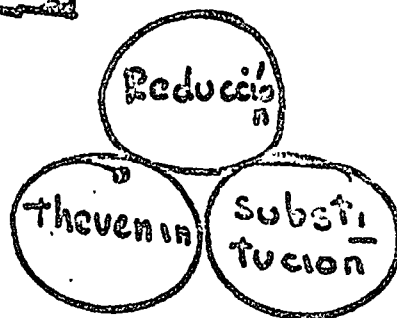
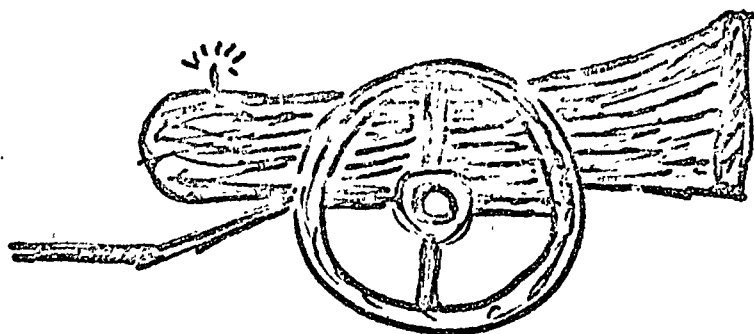
sensor voltage  $Z_i$  finita

fuentes controlada de corriente  $Z_o$  finita

fuentes controlada de voltage  $Z_o \neq 0$

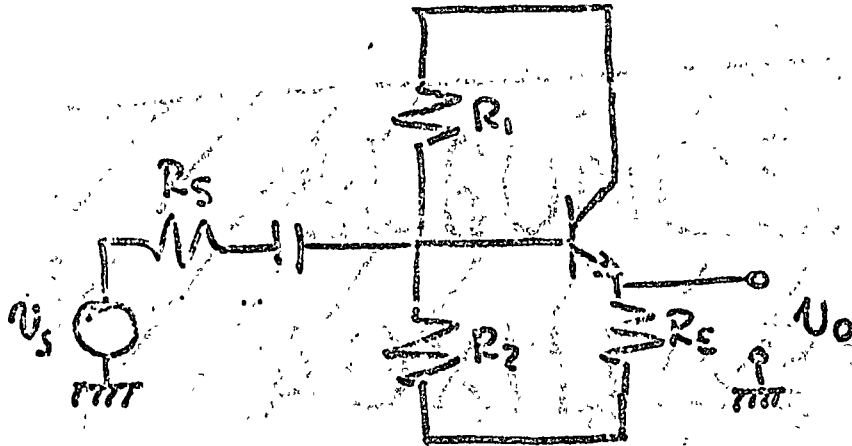
Polarización  $\neq 0$

ALGUNOS  
AUXILIARES  
MUY UTILES

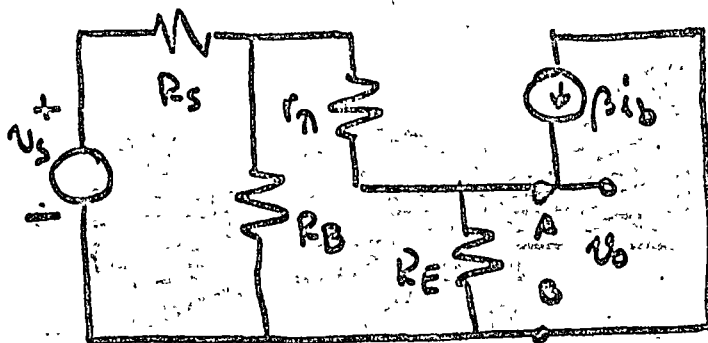


# MÉTODOS DE ANÁLISIS PARA CIRCUITOS EN SEÑAL PEQUEÑA

SUPONGAMOS UN AMPLIFICADOR CON SALIDA EN EL EMISOR



SU MODELO DE SEÑAL PEQUEÑA SERÁ:

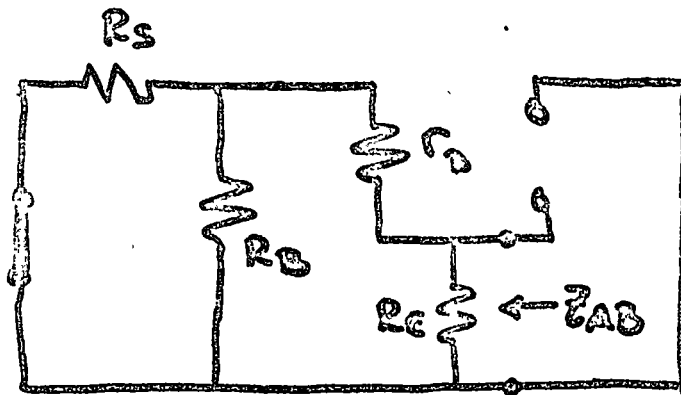


- $g_m = 200 \text{ mA/V}$
- $r_\pi = 0.5 \text{ k}\Omega$
- $R_s = 50 \Omega$
- $R_B = 10 \text{ k}\Omega$
- $R_E = 1 \text{ k}\Omega$

¿cuánto vale  $Z_{AB}$ ?

# APLICO TEOREMA DE THEVENIN

- Encuentro resistencia equivalente con fuentes inactivas



$$Z_{AB} = [(R_s // R_b) + R_n] // R_e$$

En nuestro caso

$$Z_i = 340 \Omega$$

PERO:

EN EL LABORATORIO MIDO

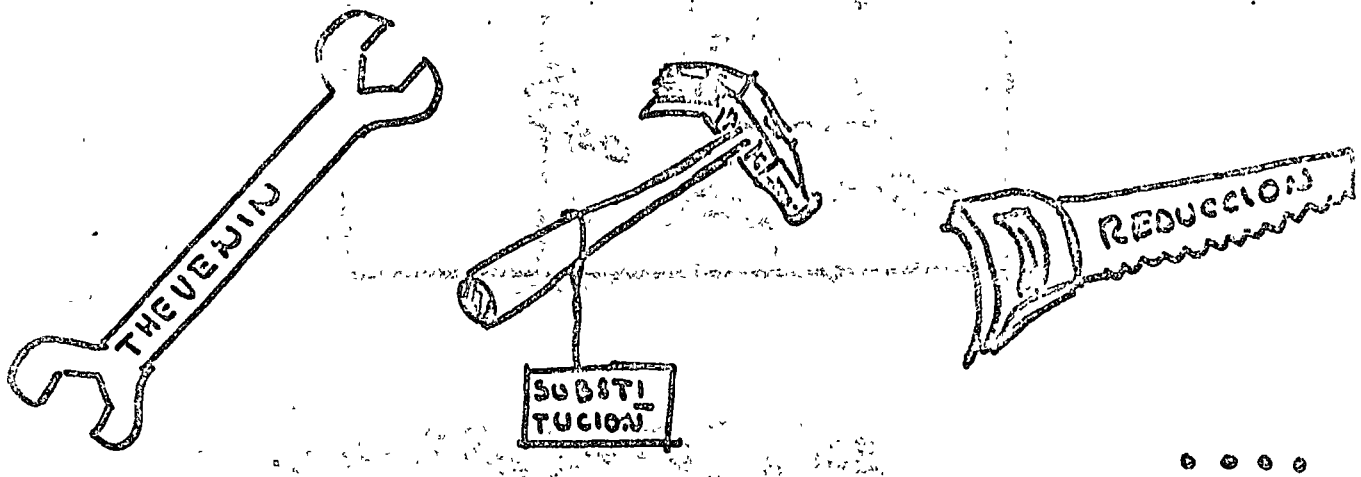
$$Z_{AB} = 5 \Omega$$

!!! SORPRESA !!!

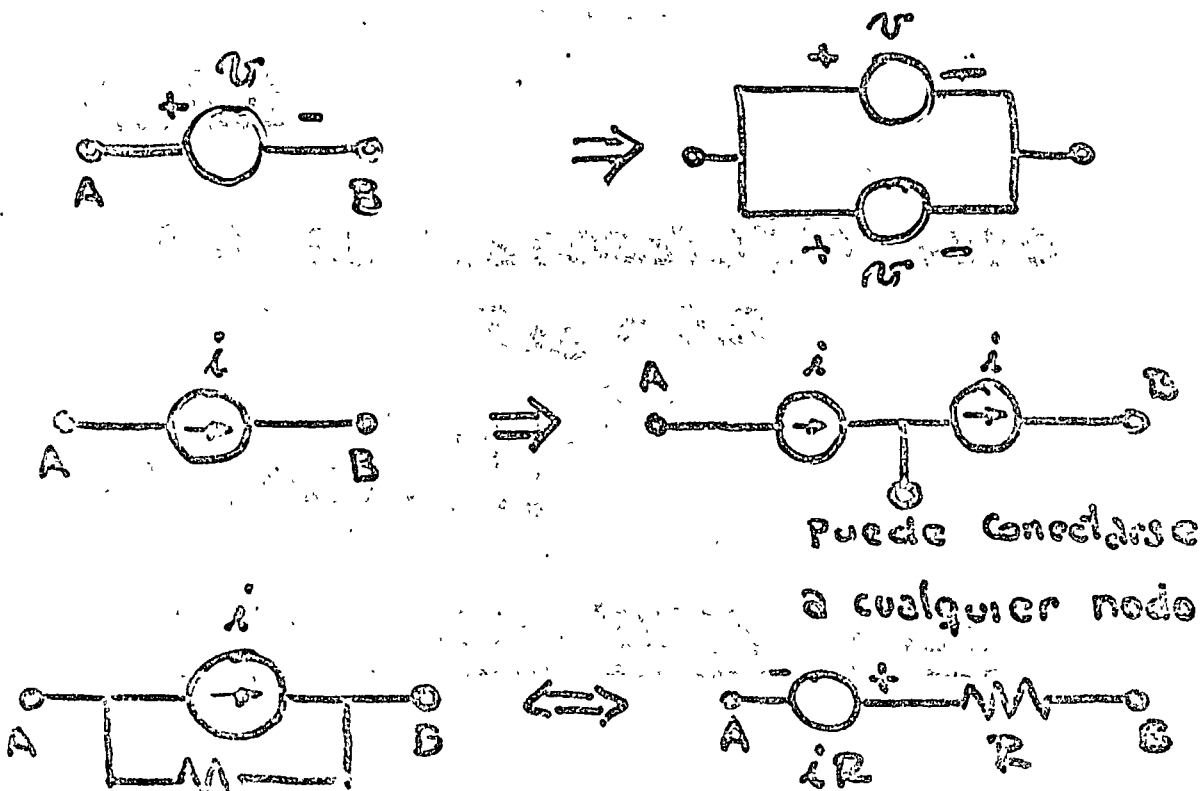
THEVENIN ESTA MAL

¡FORTUNADAMENTE THEVENIN NO ESTA MAL  
 DEBEMOS REVISAR CIERTOS CONCEPTOS

REQUERIMOS MAS HERRAMIENTAS

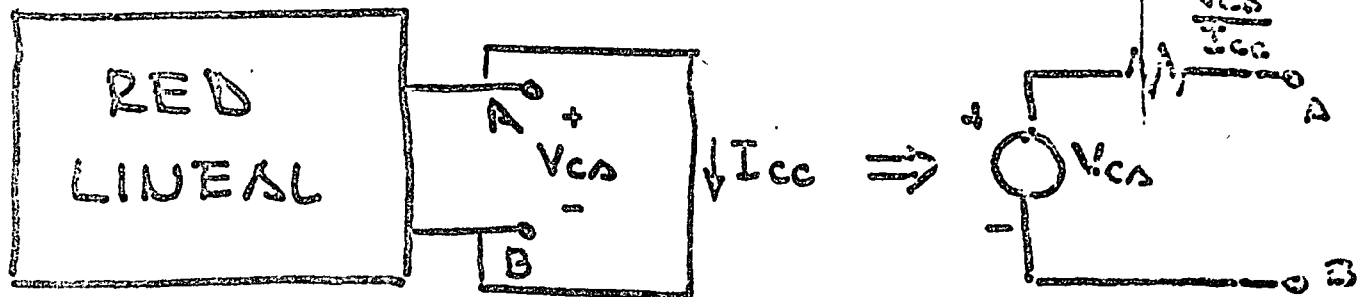


MANIPULACION DE FUENTES

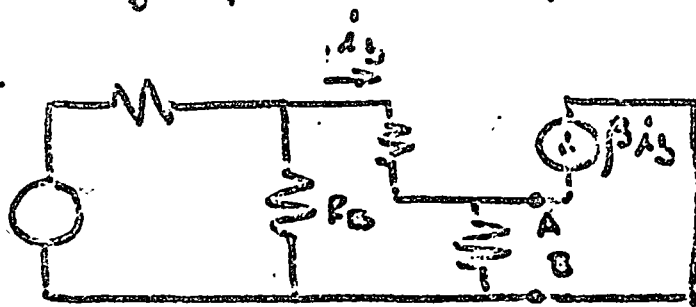




# TEOREMA DE THEVENIN CON FUENTES CONTROLADAS



En el ejemplo del amplificador con (BJ)



$$V_{cs} = (\beta + 1) i_b R_E$$

$$V_{cs} = U_s \frac{(\beta + 1) R_E R_B}{(R_s + R_B \parallel (r_n + (\beta + 1) R_E)) (R_B + r_n + (\beta + 1) R_E)}$$

$$I_{cc} = (\beta + 1) i'_b$$

$$= U_s \frac{(\beta + 1) R_B}{(R_s + R_B \parallel r_n) (R_B + r_n)}$$

En nuestro caso

$$\frac{V_{cs}}{I_{cc}} = 5 \Omega \quad (\text{RESULTADO CORRECTO})$$

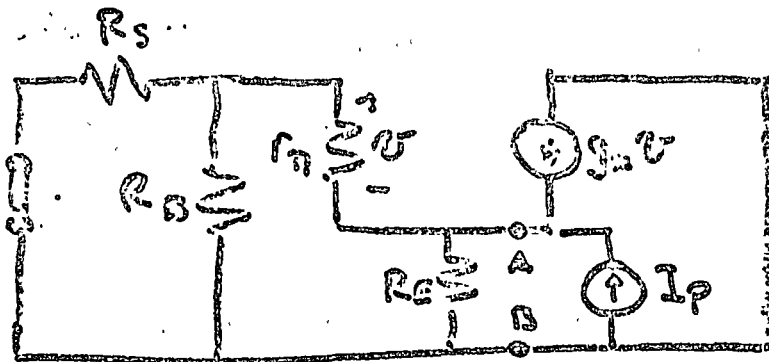
OTRO METODO ES:

1.- INACTIVAR TODAS LAS FUENTES INDEPENDIENTES

2.- CONECTAR UN VOLTAJE (CORRIENTE) DE "PRUEBA" Y MEDIR LA CORRIENTE (VOLTAJE) RESULTANTE

$$Z_{AB} = \frac{V_p}{I_p} = \frac{V_R}{I_p}$$

EN NUESTRO EJEMPLO:



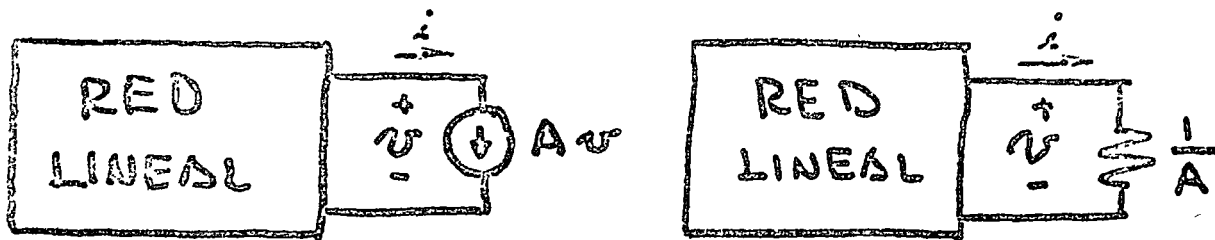
$$V_{AB} = [(\beta+1)i_b + I_p] R_e$$

Ademas

$$i_b = - \frac{V_{AB}}{r_n + R_s // R_B}$$

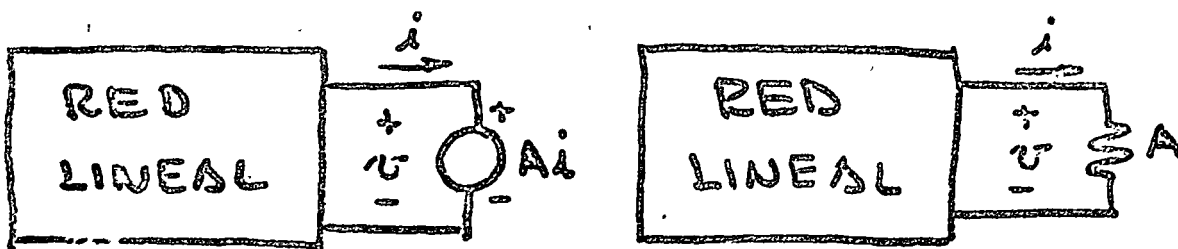
$$\therefore Z_{AB} = \frac{V_{AB}}{I_p} = \frac{R_e}{1 + \frac{(\beta+1)R_e}{r_n + R_s // R_B}} = 0.0054 \text{ k}\Omega$$

# TEOREMA DE LA SUBSTITUCION



No se altera el circuito ya que la corriente  $i$  es la misma  $i = Av = \frac{v}{\frac{1}{A}}$

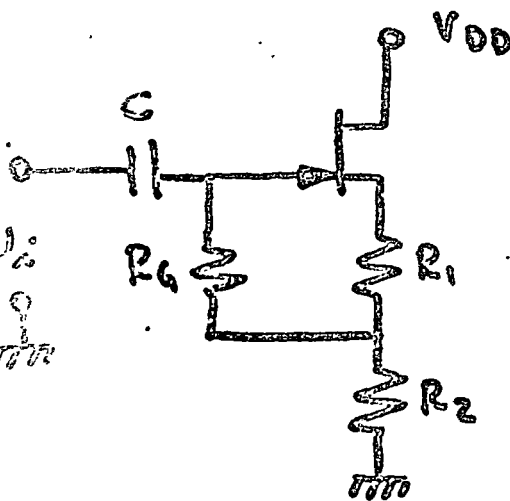
## EN FORMA DUAL



No se altera el circuito ya que el voltaje que aparece en el punto de salida no se altera.

$$v = Ai$$

## EJEMPLO DE APLICACION



En polarización

$$V_{GS} = -I_D R_1$$

$$V_{OS} = V_{DD} - I_D (R_1 + R_2)$$

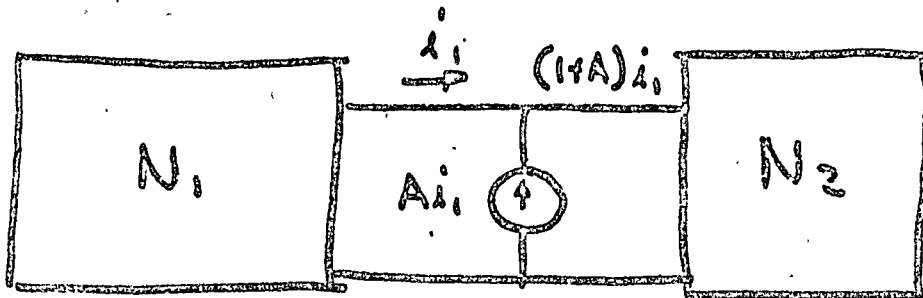
$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

$R_1$  Fija  $I_D$

$R_2$  Fija  $V_{OS}$

# TEOREMA DE LA REDUCCION

SI TENEMOS



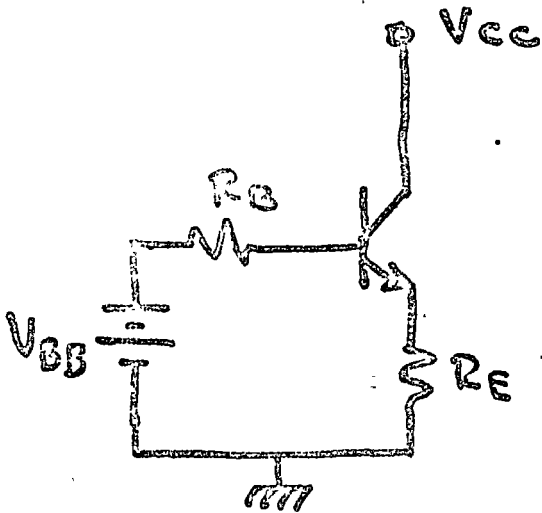
PODEMOS REMOVER LA FUENTE SI:

- CADA IMPEDANCIA EN  $N_1$  SE DIVIDE POR  $1+A$
- CADA IMPEDANCIA EN  $N_2$  SE MULTIPLICA POR  $1+A$
- CADA FUENTE DE CORRIENTE EN  $N_1$  SE MULT. POR  $1+A$
- CADA FUENTE DE CORRIENTE EN  $N_2$  SE DIV. POR  $1+A$

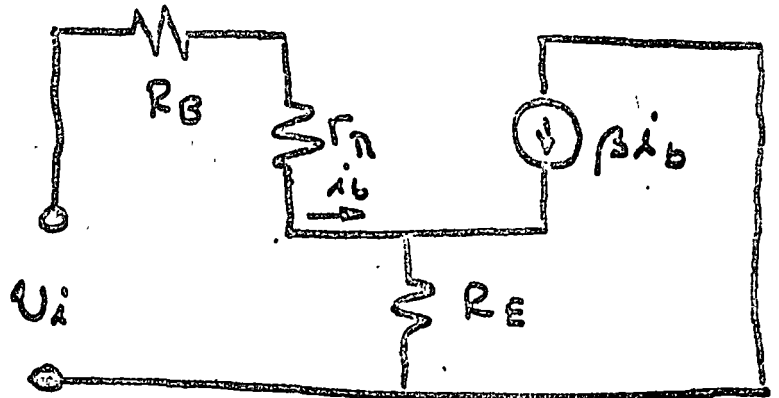
CONSERVANDO LOS VOLTAJES EN  $N_1$  Y  $N_2$   
SIN CAMBIO

EL TEOREMA SE PUEDE ESTABLECER  
EN FORMA DUAL

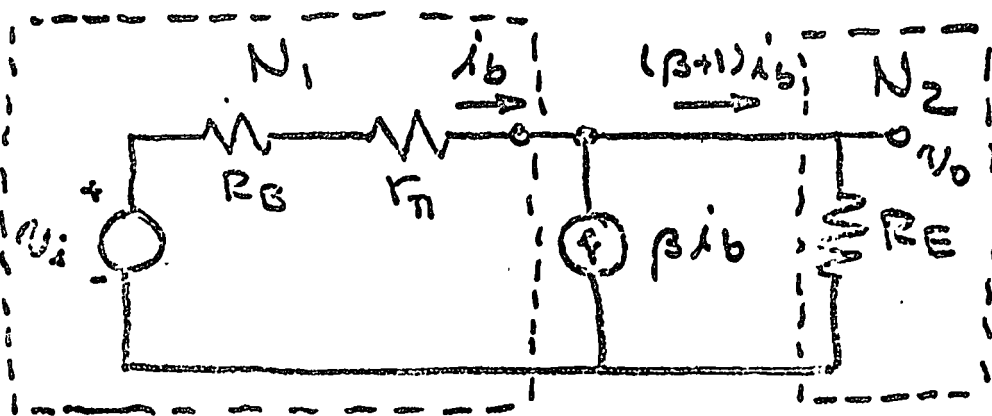
# EJEMPLO



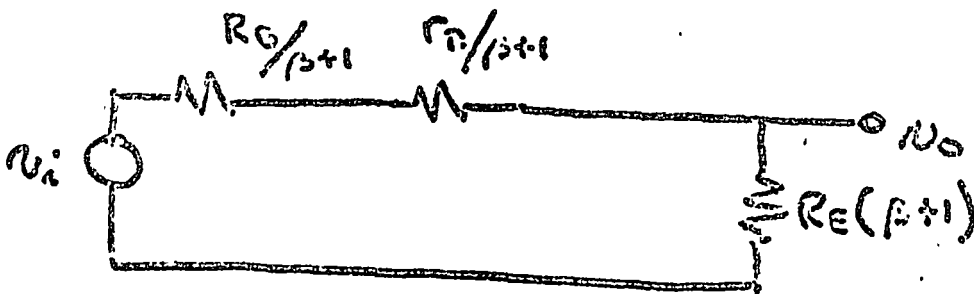
## MODELO



## REORDENANDO



EL CIRCUITO REDUCIDO QUEDA



$$v_o = \frac{(\beta+1)R_E}{\frac{R_B + r_{\pi}}{\beta+1} + R_E(\beta+1)} v_i$$

## 1.2. El amplificador Operacional

Se denomina Amplificador Operacional a un dispositivo ideal que cumple las siguientes características:

- Ganancia de voltaje infinita ( $A_v \rightarrow \infty$ )
- Impedancia de entrada infinito ( $r_i \rightarrow \infty$ )
- Impedancia de salida cero ( $r_o \rightarrow 0$ )
- Ancho de banda infinito
- Excursión de voltaje de salida simétrico con respecto a tierra.
- $v_o = 0$  Si  $v_{in} = 0$
- Entrada diferencial

Un circuito que corresponde a estas especificaciones es el mostrado en la figura 1.2.1.

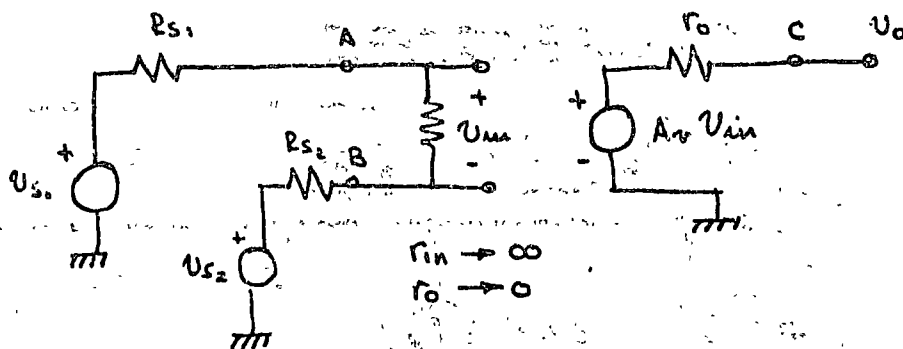


Fig. 1.2.1

Para este circuito:

$$v_{in} = v_{s1} - v_{s2}$$

$$v_o = A_v (v_{s1} - v_{s2}) \quad 1.2.1$$

1.2.1 Nomenclatura del Amplificador Operacional: A fin de hablar un mismo lenguaje al presentar los aspectos más sobresalientes del amplificador operacional, estableceremos tanto la simbología como la nomenclatura adecuada. El símbolo del A.O. se muestra en la figura 1.2.2 y corresponde en sus terminales al circuito de la figura 1.2.1. El nombre que se le da a las entradas A y B (No inversora e Inversora respectivamente) se puede justificar al analizar la ecuación 1.2.1.

SIMBOLO DEL A. O.

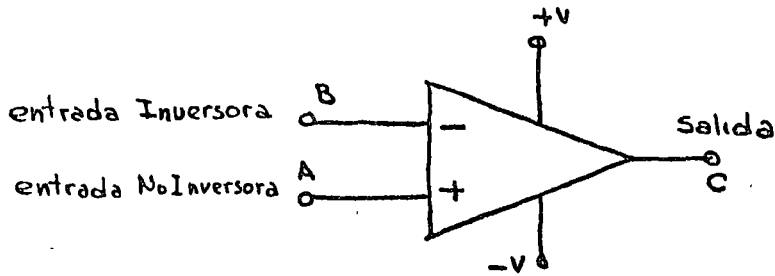


Fig. 1.2.2

Las entradas marcadas +V y -V sirven para conectar el circuito a las fuentes externas de energía (polarizar el circuito); a continuación presentaremos algunas definiciones éstas se encuentran referidas a la figura 1.2.3

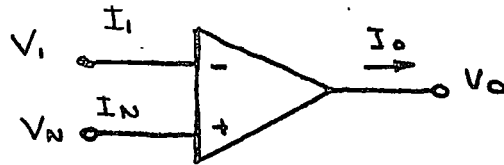
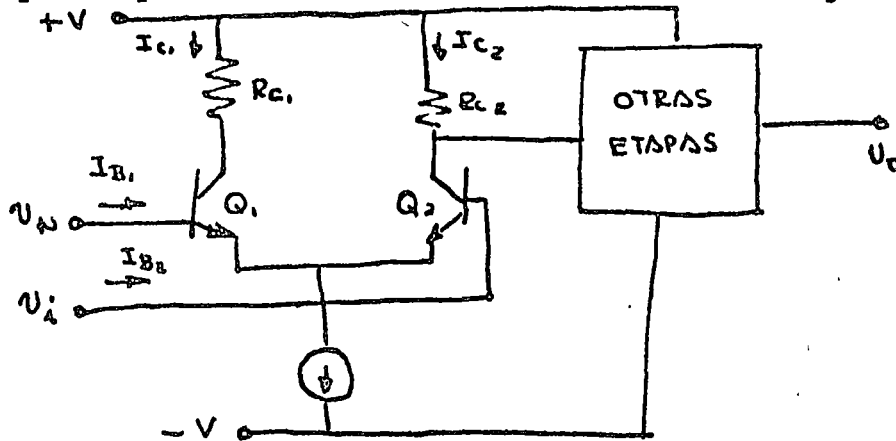


Fig. 1.2.3

CORRIENTE DE POLARIZACION  $\frac{I_1 + I_n}{2}$ , es la corriente necesaria pa

ra polarizar los dispositivos de entrada, en el caso mas común, un par acoplado por emisor como se muestra en la figura 1.2.4



en este caso  $I_{B1} = I_1$ ,  $I_{B2} = I_N$

Fig. 1.2.4

OFFSET DE CORRIENTE  $I_I - I_N$   $v_0 = 0$

OFFSET DE VOLTAJE. Es el voltaje que debe aplicarse a la entrada  $V_N - V_I$  para que  $v_0 = 0$  (Este voltaje deberá ser suministrado por fuentes con iguales impedancias de salida generalmente 10 k

IMPEDANCIA DE ENTRADA  $Z_{in} = \frac{Z_I + Z_N}{2}$

donde  $Z_I = \frac{V_I}{I_I}$   $Y_N = 0$

$Z_N = \frac{V_N}{I_N}$   $V_I = 0$

generalmente se considera  $Z_I = Z_N$

IMPEDANCIA DE SALIDA

$Z_O = \frac{V_O}{I_O}$   $V_O = 0$

La razón de definir  $Z_O$  para voltajes de salida muy pequeños es con el fin de minimizar los efectos del sistema interno de protección contra exceso de corriente.

RELACION DE RECHAZO DE MODO COMUN: es el cambio en  $V_O$  debido a un cambio simultaneo en  $V_I$  y  $V_N$  con  $V_I = V_N$  se denomina CMRR.

FRECUENCIA DE CORTE: Frecuencia a la cual la ganancia de voltaje es 3db menor que su valor a frecuencia cero  $f_{edb}$

FRECUENCIA DE TRANSICION: frecuencia a la cual  $A_V = 1$   $f_r$

RAZON MAXIMA DE CAMBIO (Slew Rate): es la máxima variación en el tiempo de la señal de entrada  $(\frac{dv_{in}}{dt})_{max}$  que puede seguir fielmente  $v_o$ .

FRECUENCIA MAXIMA DE SALIDA: Es una combinación de los parámetros anteriores; por una excursión simétrica del voltaje de salida es igual a:  $f_{max} = \frac{\text{RAZON MAXIMA DE CAMBIO}}{2\pi(\text{Voltaje de Saturación})}$

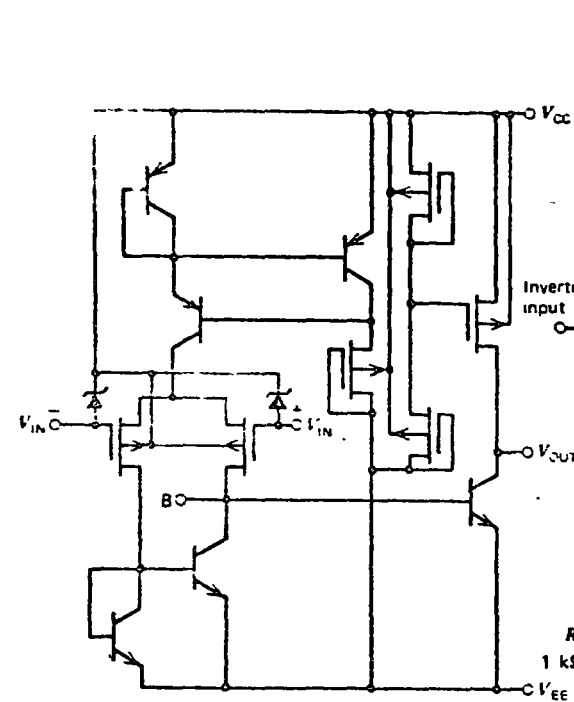
Cabe hacer notar que los parámetros que definen la respuesta del amplificador operacional en el dominio de la frecuencia no solo dependen del amplificador en si, sino también de los componentes pasivos incluidos externamente para compensar el amplificador (ver curvas características en el apéndice A).

DISMINUCION DE LA EXCURSION MAXIMA (Roll Off): Este fenómeno consiste en una limitación (función de la frecuencia) a la excursión máxima del voltaje de salida o sea que el voltaje de saturación disminuye con la frecuencia.

Existen otros parámetros como son limitaciones máximas, figuras de ruido, etc. (ver apéndice A) pero dejaremos su consideración para el



MOS FET  
Siliconix L120

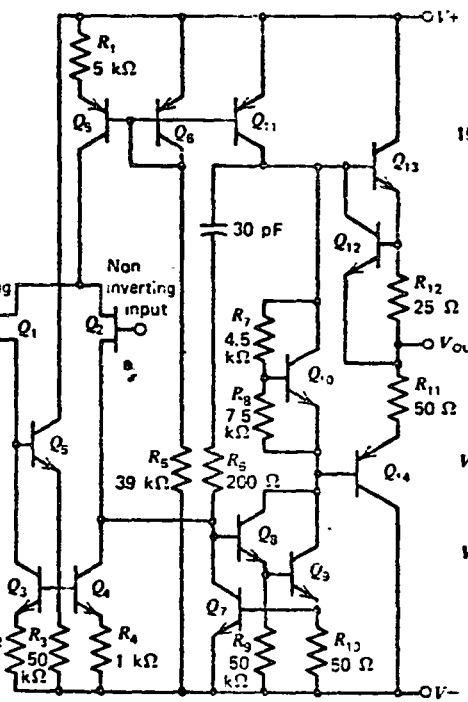


L120 Schematic Diagram

L120 Specifications:

- Input-leakage current: 50 pA
- Input resistance:  $2 \times 10^{11} \Omega$
- Slew rate: 15 V  $\mu$ sec (typ)
- CMRR: 50 dB (min)

J FET  
 $\mu$ A740A



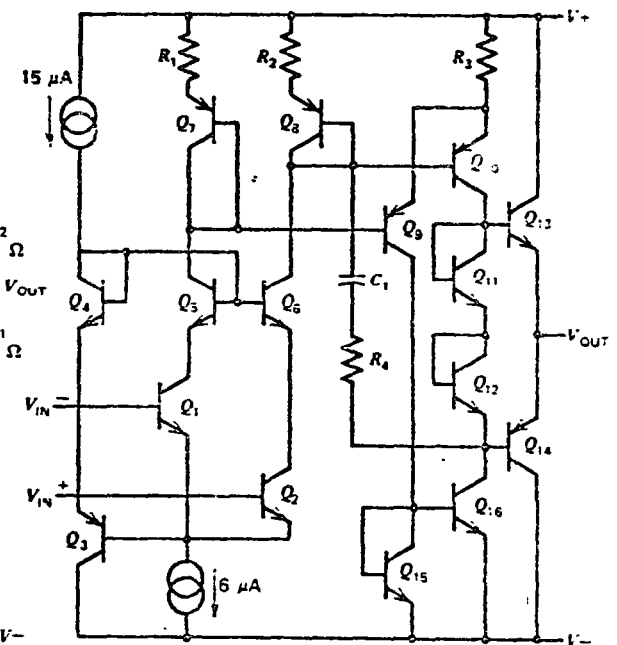
$\mu$ A740A Schematic Diagram

$\mu$ A740A Specifications:

- Input-bias current: 200 pA (max)
- Input-offset current: 100 pA (max)
- Input resistance: 1,000,000 M $\Omega$  (typ)
- Slew rate: 6 V  $\mu$ sec (typ)
- CMRR: 80 dB (min)

Bipolars  
Super Beta

- LM 108/108A LM 110
- LM 112
- LM 216
- MC 1556



LM 108 Schematic Diagram

LM 108 Specifications:

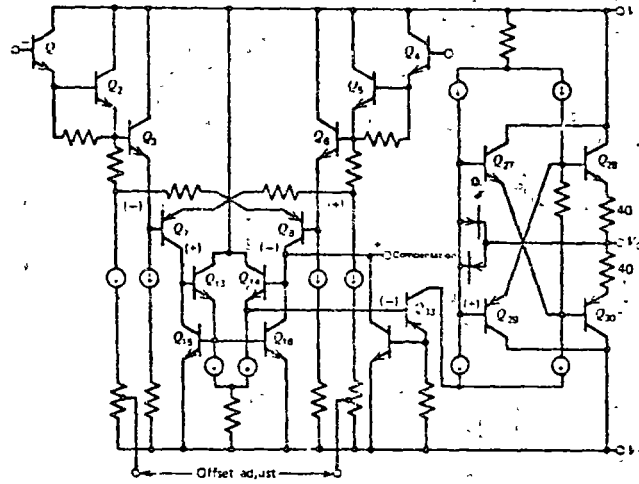
- Input-bias current: 2.0 nA (max)
- Input-offset current: 0.2 nA (max)
- Input resistance: 70 M $\Omega$  (typ)
- Slew rate: 0.3 V  $\mu$ sec (typ)
- CMRR: 85 dB (min)

1.14

Darlington  
LM 118  
SE 531

Bipolar

Regular  
4250  $\mu$ A741  
 $\mu$ A709 MC 1558  
 $\mu$ A725 LM 101 101A  
 $\mu$ A741 LM 107



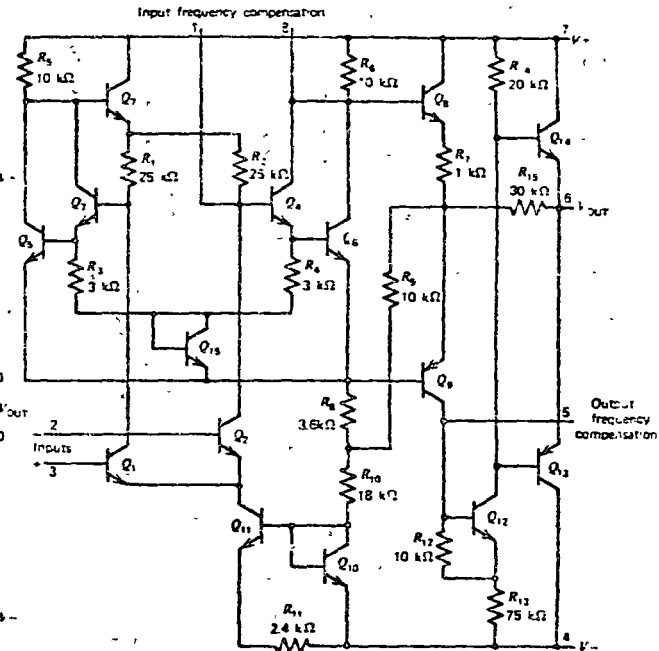
NE531

NE531 Schematic Diagram

SE531 Specifications

Input-bias current 500 nA (max)  
Input-offset current 200 nA (max)  
Input resistance 20 M $\Omega$  (typ)  
Slew rate 30-35 V/ $\mu$ s (typ)  
CMRR 70 dB (min)

\* All values at 25 C



$\mu$ A709

$\mu$ A709 Schematic Diagram

$\mu$ A709 Specifications

Input-bias current 500 nA (max)  
Input-offset current 200 nA (max)  
Input resistance 400 k $\Omega$  (typ)  
Slew rate 0.25 V/ $\mu$ s (typ)  
CMRR 70 dB (min)

momento de el estudio de aplicaciones.

En la figura 1.2.5 se presentan algunos circuitos típicos que nos muestran el estado del arte en A.O., monolíticos, en estos se pueden apreciar las relaciones que existen entre los diversos parámetros y el diseño del amplificador.

### 1.2.3 Aplicaciones del Amplificador Operacional.

Debido a la gran versatilidad y al bajo costo del amplificador operacional monolítico, se han implementado una gran variedad de circuitos en base a amplificadores operacionales, en el apéndice B se muestra una selección de circuitos que de ninguna manera pretende ser exhaustiva, sino mas bien, tiene el objeto de despertar inquietud respecto al enorme potencial de este circuito. En lo que resta de esta sección se analizarán algunos circuitos básicos dentro del campo de la electrónica directamente relacionado con las comunicaciones.

amplificador inversor: Esta conexión se muestra en la figura 1.2.6

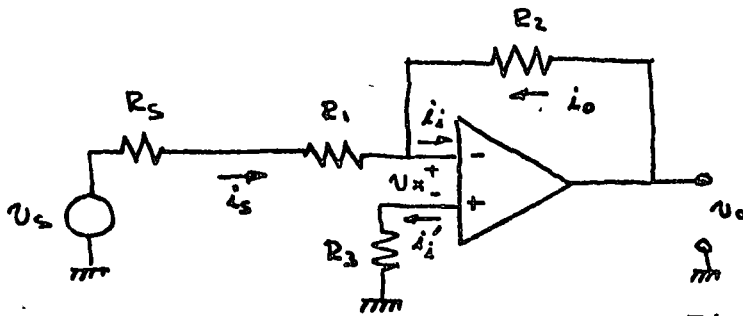


Fig. 1.2.6

considerando que si  $A_v \rightarrow \infty$   $v_x \rightarrow 0$  (tierra virtual) y además que  $i_i \approx i_s$ ,  $i_o$  (ya que  $z_i \rightarrow \infty$ ).

Podemos afirmar que:

$$i_s \approx \frac{v_s}{R_s + R_1}$$

$$i_o \approx \frac{v_o}{R_2}$$

Por lo tanto

$$\frac{v_o}{v_s} = A_v = -\frac{R_2}{R_s + R_1}$$

Lo anterior será válido siempre y cuando:

$i_i \approx i_i'$  (offset de corriente despreciable)

$A_{VO} = \frac{R_2}{R_S + R_1}$  donde  $A_{VO}$  es la ganancia del amplificador en malla abierta a la frecuencia de operación.

$Z_i \rightarrow \infty$

$i_i R_3 \doteq 0$

$R_3 = (R_S + R_1) // R_2$  Para minimizar los efectos del offset de voltaje

Ejercicio: Demostrar que para esta conexión

$r_{im} = R_1 + \frac{R_2}{A_{VO} + 1}$  (considerando  $R_S$  como parte de la fuente de señal)

$r_o = r_o // \frac{R_2}{A_{VO} + 1}$

En algunos casos se requieren ganancias 1 e impedancias de entrada grandes, lo cual conduce a valores impracticos par  $R_2$  por ejemplo para obtener  $A_V = 100$  y  $r_{in} = 1\text{ M}$  se requiere  $R_2 = 100\text{ M}$  para solucionar este problema se puede recurrir a un circuito como el mostrado en la figura 1.2.7

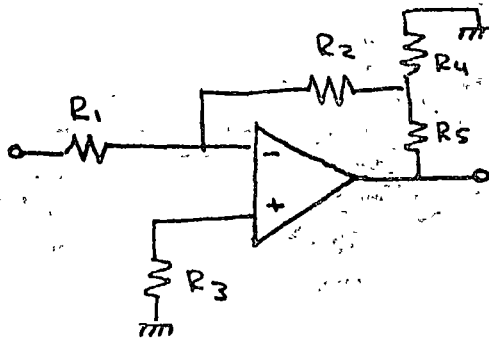


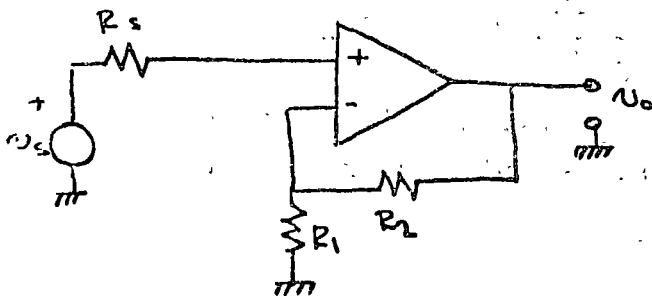
Fig. 1.2.7

$R_3 = R_1 // (R_2 + R_4 // R_5)$

Para este circuito:

$A_V = \frac{R_2(R_4 + R_5)}{R_1 R_4}$

AMPLIFICADOR NO INVERSOR: En aplicaciones en las cuales no se desee la inversión de fase o se requiera alta impedancia de entrada se puede emplear el circuito mostrado en la figura 1.2.8

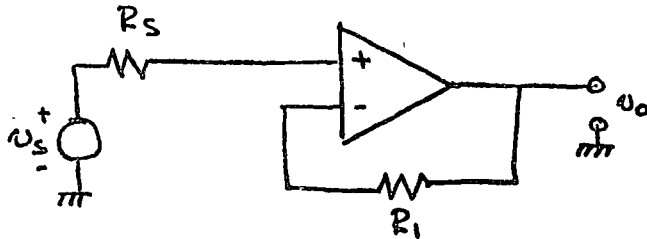


$R_S = R_1 // R_2$  para minimizar efectos de offset de corriente.

$A_V \pm \frac{R_1 + R_2}{R_1}$  Fig.1.2.8

en este amplificador la resistencia de entrada es prácticamente la misma del amplificador operacional en sí.

Una aplicación importante se tiene para  $R_1 \rightarrow \infty$  y se conoce como seguidor de voltaje ( $A_v = 1$ ), en este circuito (fig. 1.2.9)



$$A_v = 1$$

$R_1 = R_s$  para mínimo error por offset de corriente.

Fig. 1.2.9

Sus características son:

- Máxima impedancia de entrada
- Máximo ancho de banda

Sin embargo se deben tomar precauciones para no exceder los límites en el voltaje común con respecto a tierra para no caer en condición de encadenamiento por realimentación positivo (Latch up) de voltaje elemental, pero en un buen punto de partida para analizar las demandas que la aplicación impone sobre las características del A.O. así como las posibles aplicaciones de este tipo de circuito.

Una combinación de ambas configuraciones nos da capacidad para sumar algebraicamente diversos voltajes en forma analógica por ejemplo el circuito mostrado en la figura 1.2.10

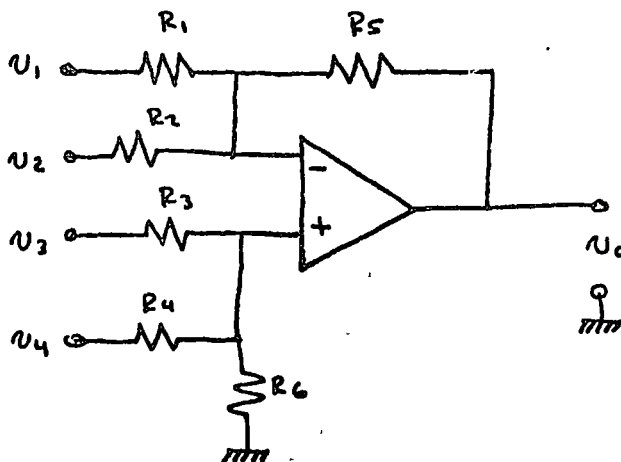


Fig. 1.2.10

este caso

$$v_o = -v_1 \frac{R_5}{R_1} - v_2 \frac{R_5}{R_2} + v_3 \frac{R_1 // R_2 + R_5}{R_1 // R_2} \frac{R_6 // R_Y}{R_6 // R_Y + R_3} + v_4 \frac{R_1 // R_2 + R_5}{R_1 // R_2} \frac{R_C // R_3}{R_6 // R_3 + R_4}$$

Cabe hacer notar que las impedancias para las entradas inversoras y no inversoras son diferentes.

COMPARADOR DE VOLTAJE: En esta aplicación hacemos uso de la alta ganancia en malla abierta de un A.O., para realizar una aproximación a la característica ideal del comparador de voltaje mostrada en la figura 1.2.11, esta gráfica corresponde a un comparador

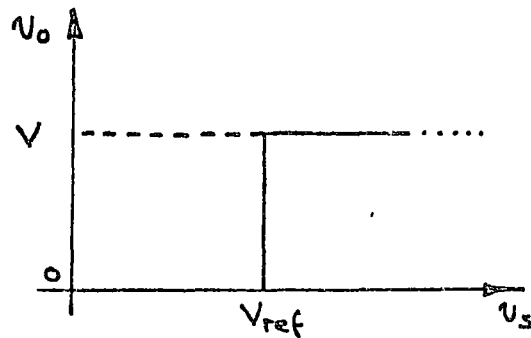
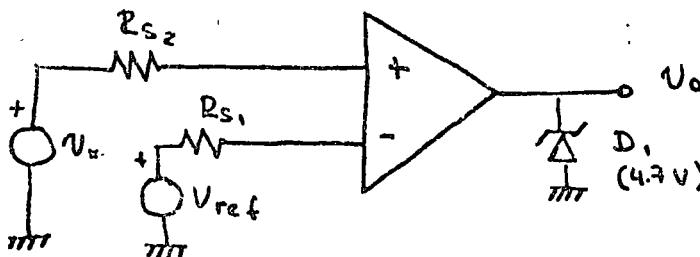


Fig 1.2.11

Una posible realización de un comparador se muestra en la figura 1.2.12, en la cual la no linealidad se obtiene debido a la alta ganancia del A.O.



$$R_{s1} = R_{s2}$$

Fig. 1.2.12

La curva de transferencia de este circuito será

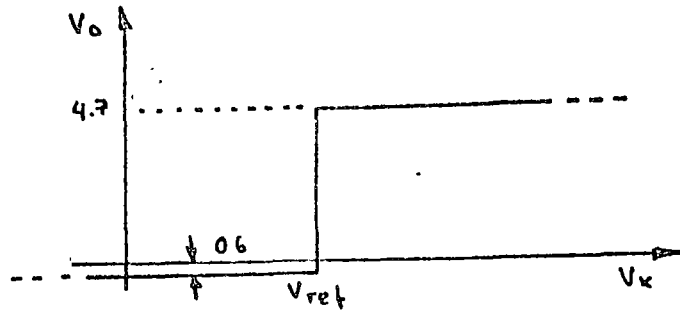


Fig 1.2.13

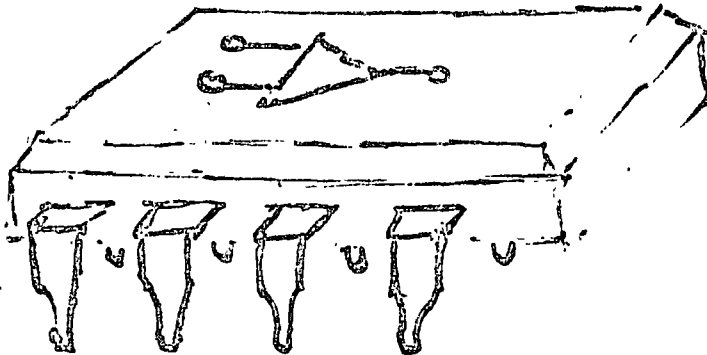
Nótese que el voltaje de salida está limitado mediante un diodo Zener, para evitar que no excursione entre los límites de saturación del A.O. Cabe hacer que este circuito funcionará en forma adecuada soli si el A.O. tiene limitación interna de corriente.

Aunque en el mercado existen circuitos contruidos "ex-profeso" como comparadores, en muchas aplicaciones sobre todo de baja frecuencia el A.O. puede desempeñar un buen papel si observamos las siguientes reglas:

- Minimizar offset de voltaje y de corriente y tiempo de respuesta.
- Proporcionar una sobre excitación al comandar el comparador.
- Escoger un A.O. sin compensación interna de frecuencia.
- Reducir la capacitancia parásita, tanto en  $D_1$  como entre terminales.

Es evidente que el material presentado no es exhaustivo en lo que se refiere a la presentación de las potencialidades del A.O. como amplificador, sugerimos consultar el Apéndice B donde se comentan aplicaciones de otro tipo de A.O., así como las referencias especialmente los editados por Burr y Brown y Harris Semiconductors.

# AMPLIFICADOR OPERACIONAL



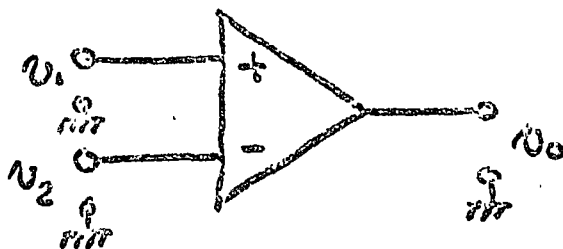
CARACTERISTICAS SOBRESALIENTES

ENTRADA DIFERENCIAL

AMPLIFICACION DE C.D.

TIENDE AL AMPLIFICADOR IDEAL

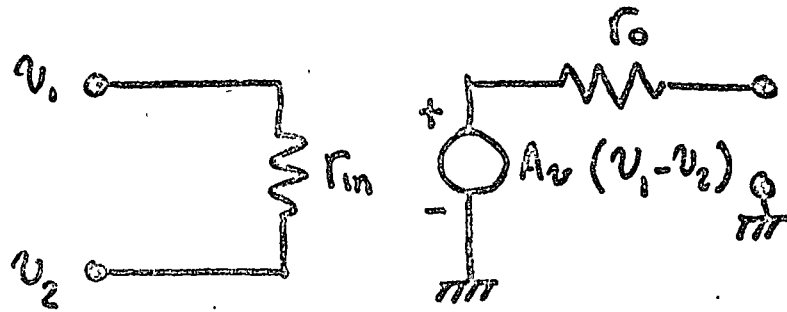
SIMBOLO



$$v_0 = A (v_1 - v_2)$$



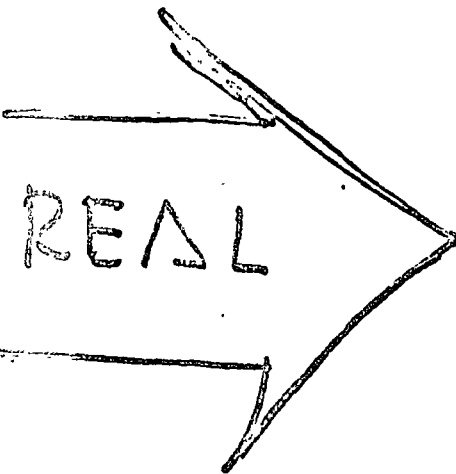
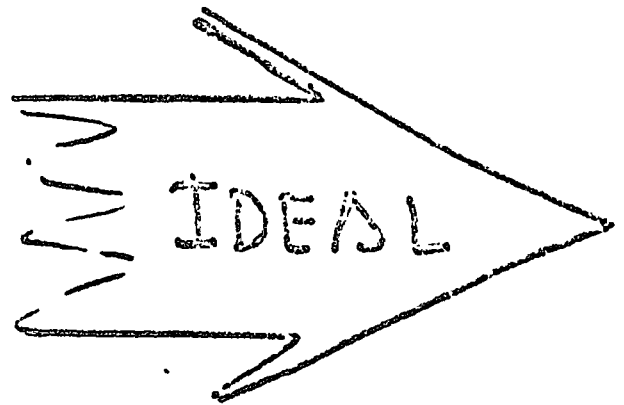
# MODELO ELECTRICO



$$r_o \rightarrow 0$$

$$r_{in} \rightarrow \infty$$

$$A_v \rightarrow \infty$$

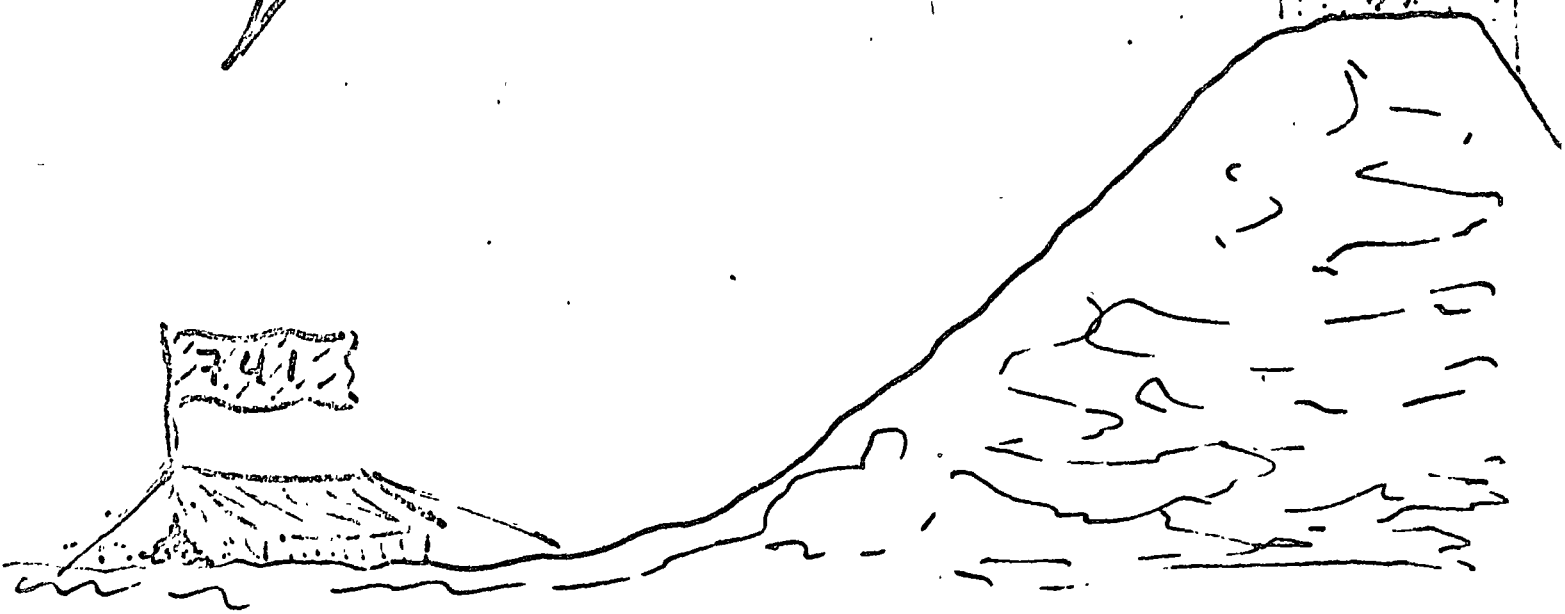


$$0.1 \Omega \ll r_o$$

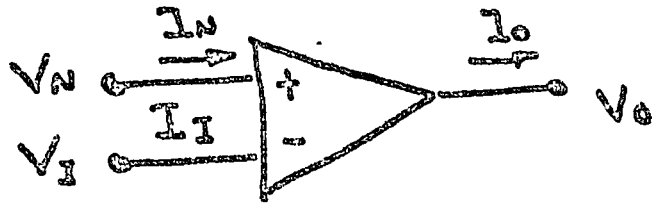
$$1 \text{ M}\Omega < r_{in} < 10^{12} \Omega$$

$$10^5 < A_v < 10^7$$

12900  
20662



# NOMENCLATURA



CARACTERÍSTICAS Y  
PRINCIPALES NO-IDEALIDADES

---

ENTRADAS { Inversora  
No Inversora

CORRIENTE DE POLARIZACIÓN

RAZÓN MÁXIMA DE CAMBIO

DISMINUCIÓN DE LA EXCURSIÓN MÁXIMA

FRECUENCIA MÁXIMA DE SALIDA

$$f_{max} = \frac{R.M.C}{2\pi V_{sat}}$$

FRECUENCIA DE CORTE

→ OFFSET voltaje ó corriente

$$\left| \begin{array}{l} I_i \neq I_n \\ V_o \neq 0 \quad \text{si} \quad V_i = V_n = \end{array} \right.$$

→ IMPEDANCIAS DE ENTRADA

$$Z_m = \frac{Z_i + Z_n}{2}$$

donde  $Z_i = \frac{V_i}{I_i} \Big|_{V_o=0}$      $Z_n = \frac{V_n}{I_n} \Big|_{V_i=0}$

→ IMPEDANCIAS DE SALIDA

$$Z_o = \frac{V_o}{I_o} \Big|_{V_o=0}$$

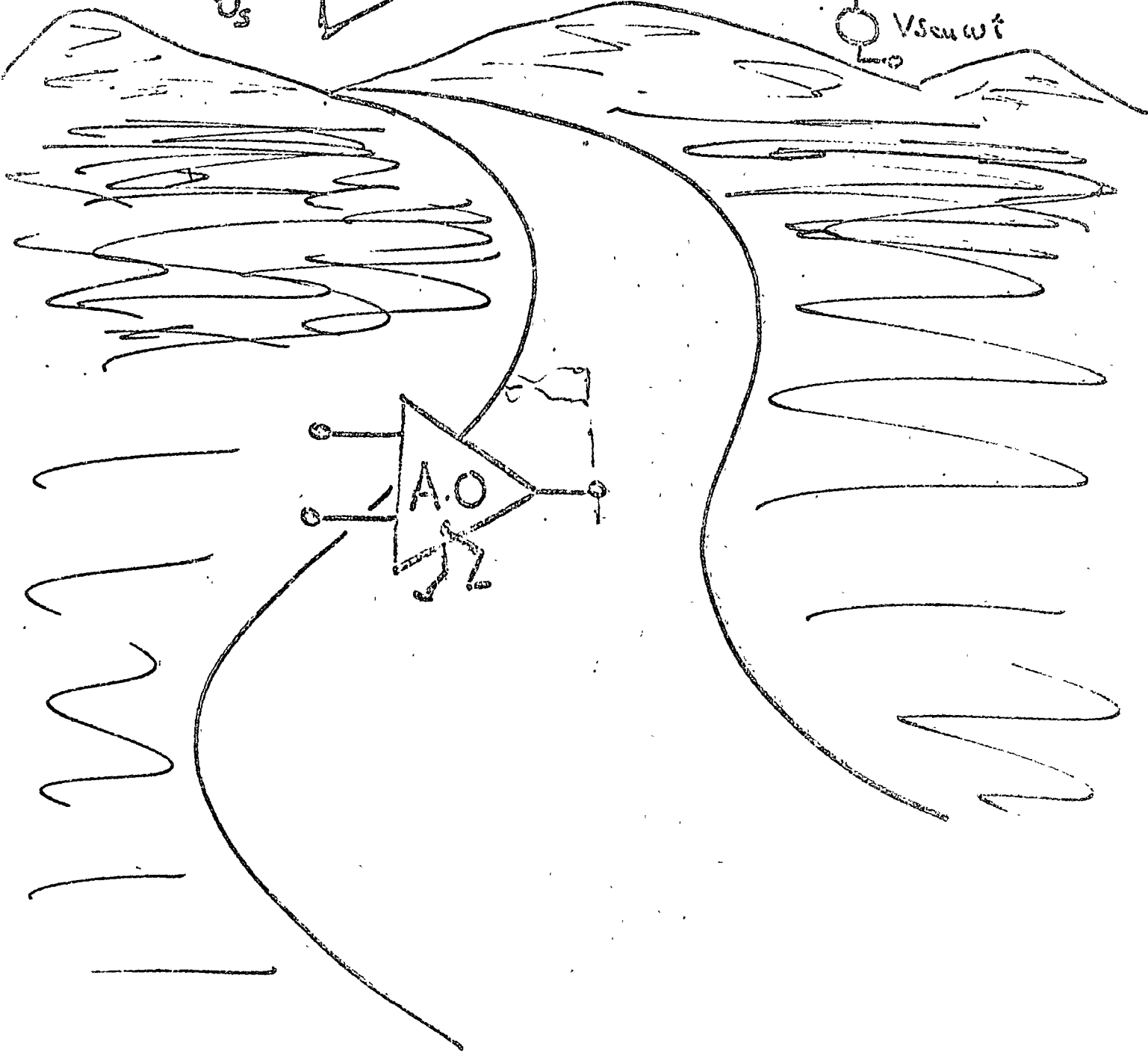
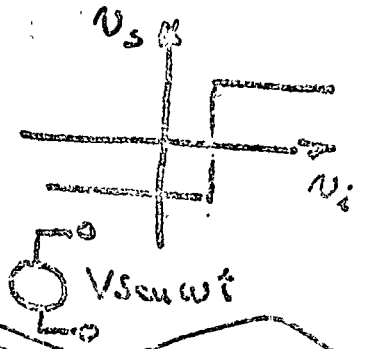
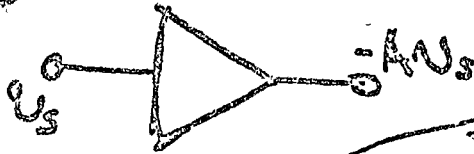
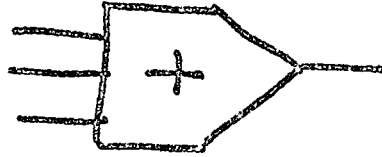
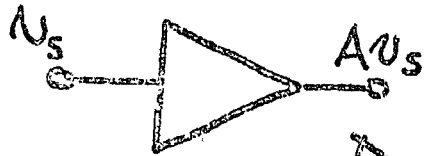
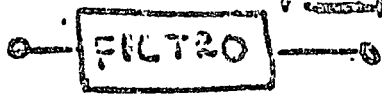
→ RELACION DE RECHAZO DE MODO COMÚN

EXISTEN

∴ DEBEN TOMARSE  
EN CUENTA



# APLICACIONES



INFORMACION

PARA PODER

REALIZAR CIRCUITOS

HOJAS DE CARACTERISTICAS

NOTAS DE APLICACION

REVISTAS TECNICAS

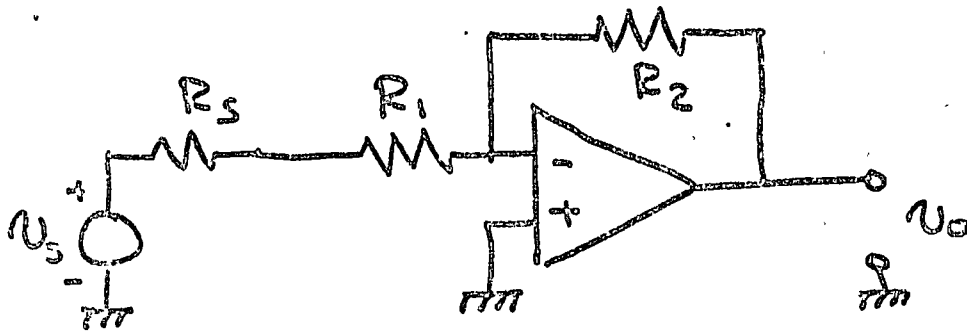
TIPO:

ELECTRONICS

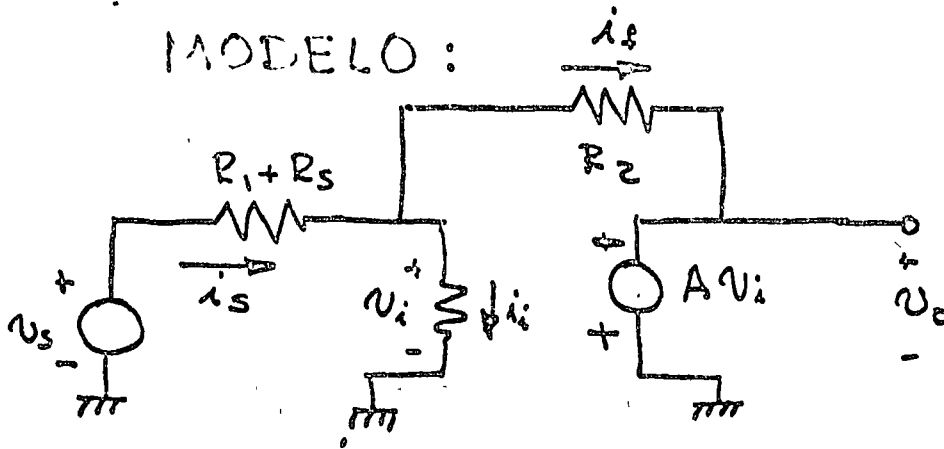
ELECTRONIC DESIGN

# APLICACIONES A. O.

## AMPLIFICADOR INVERSOR



MODELO :



$$i_s = \frac{v_s - v_i}{R_1 + R_s}$$

$$i_i = \frac{v_i}{R_i}$$

$$i_f = \frac{v_i - v_o}{R_2}$$

pero  $v_o = -A v_i \quad \therefore v_i = -\frac{v_o}{A} \doteq 0$  (Tierra Virtual)

Ademas

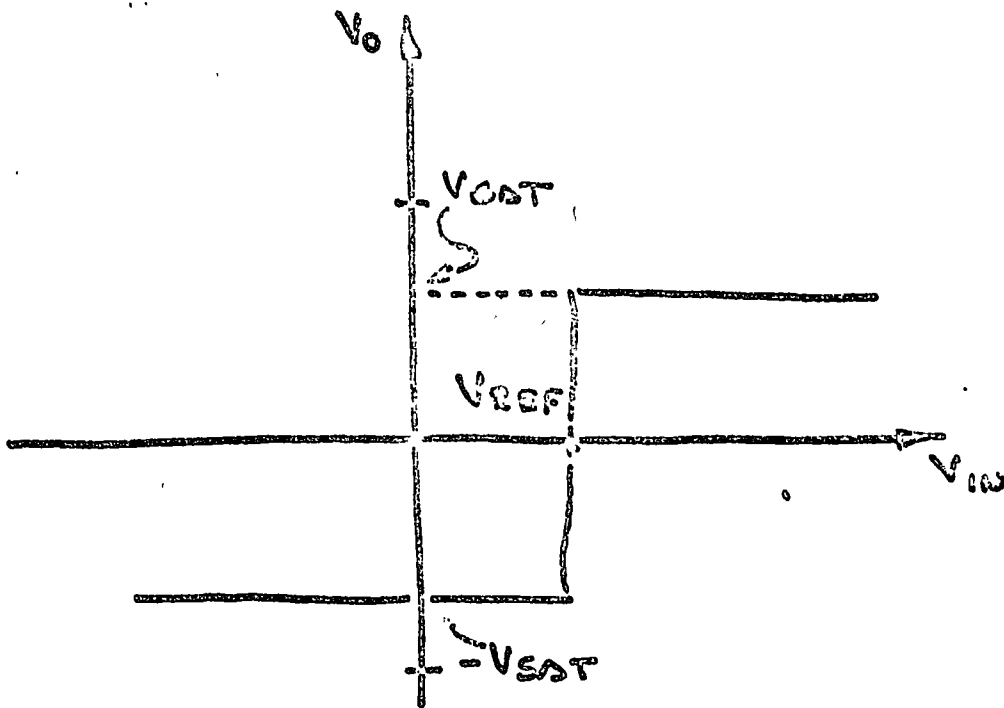
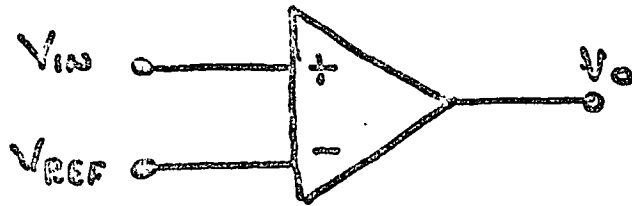
$$i_s = i_i + i_f$$

$$\frac{v_s}{R_1 + R_s} = -\frac{v_o}{A R_i} + \frac{-v_o}{R_2} = -v_o \left( \frac{R_2 + A R_i}{A R_i R_2} \right)$$

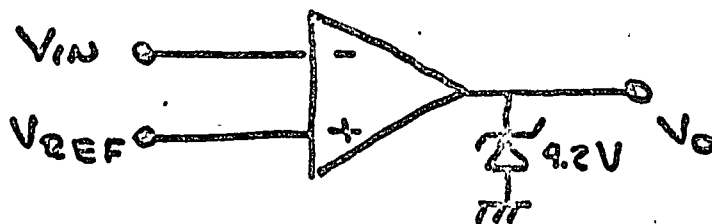
Si  $A R_i \gg R_2$

$$\frac{v_s}{R_1 + R_s} = -v_o \frac{1}{R_2} \quad \therefore A_v = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{R_2}{R_1 + R_s}$$

# COMPARADOR

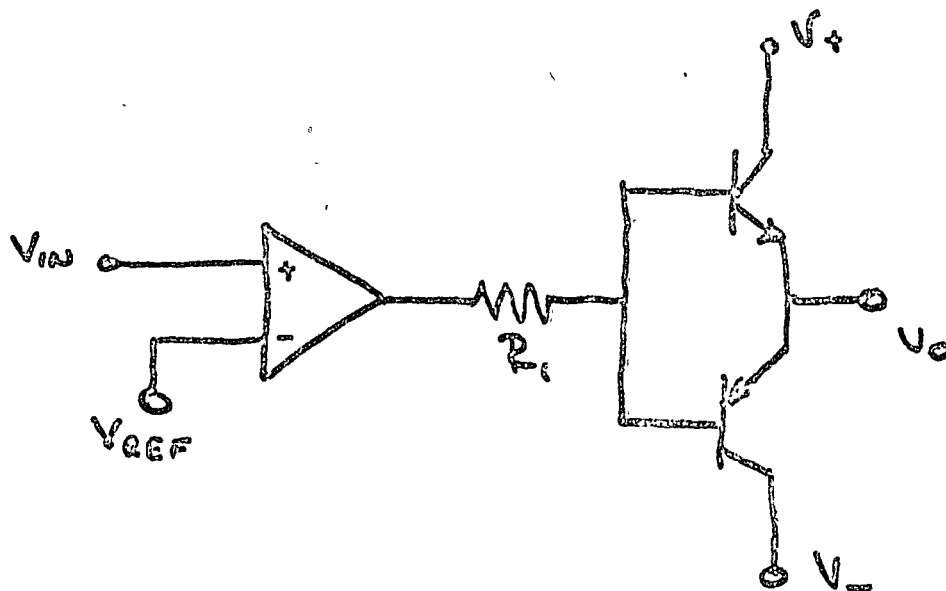
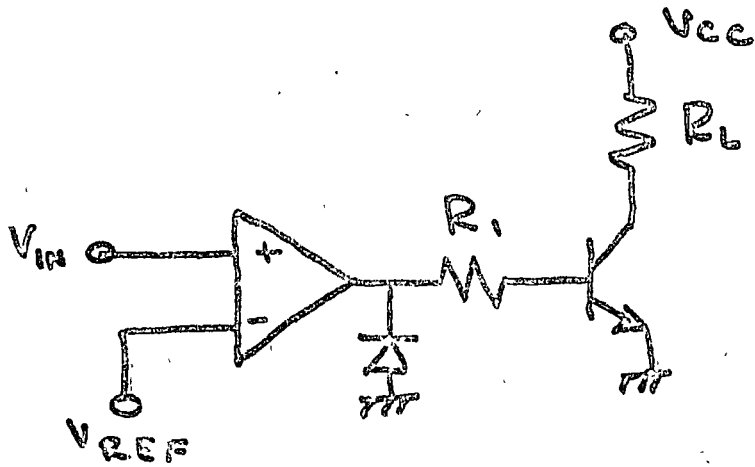


LIMITACION DE  $V_O$  (TTL)



# MEJORAMIENTO DE CARACTERÍSTICAS EXTERNAS DEL AMP. OP.

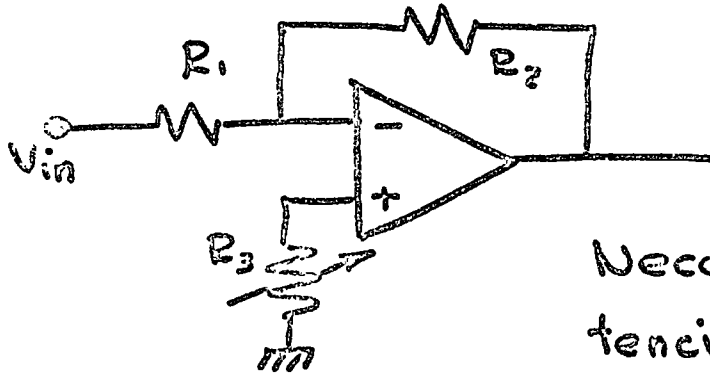
## MAYOR POTENCIA





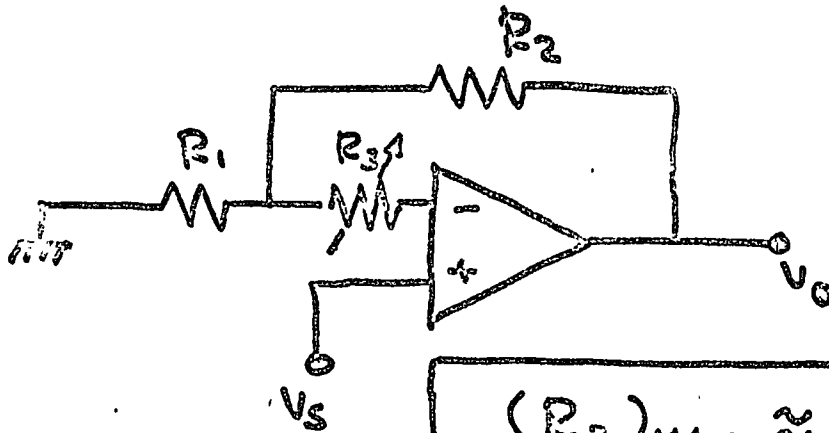
# CORRECCION DEL OFFSET

## OFFSET DE CORRIENTE



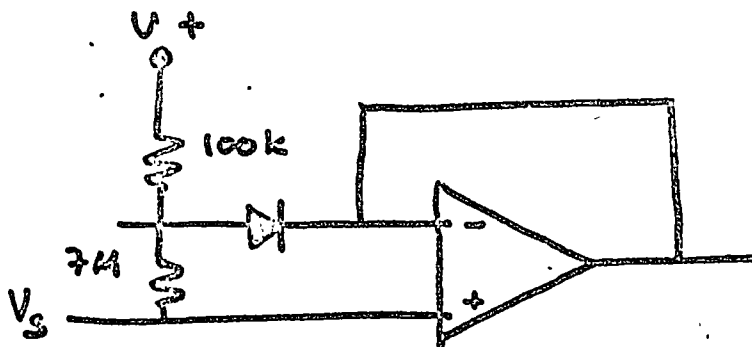
Necesario cuando la resistencia de fuente es alta

$$R_3 \approx R_1 // R_2$$



$$(R_3)_{MAX} \approx 3R_s$$

$$3(R_1 // R_2) \approx R_s$$



# OFFSET DE VOLTAGE

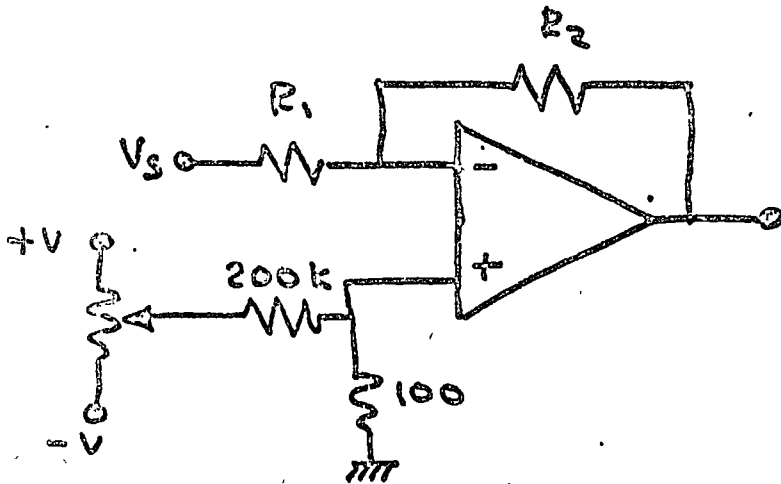
OFFSET DEBIDO A  $\Delta V_{BE}$

$$\text{PERO } \Delta V_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{s2}}{I_{s1}} - \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{c2}}{I_{c1}}$$

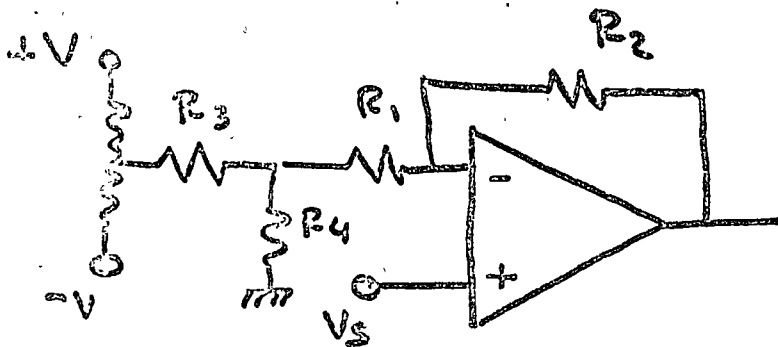
↑ drift.
↑ offset
↑ drift.
↑ offset

NULO DE OFFSET → NULO DE DRIFT

## TECNICAS GENERALES

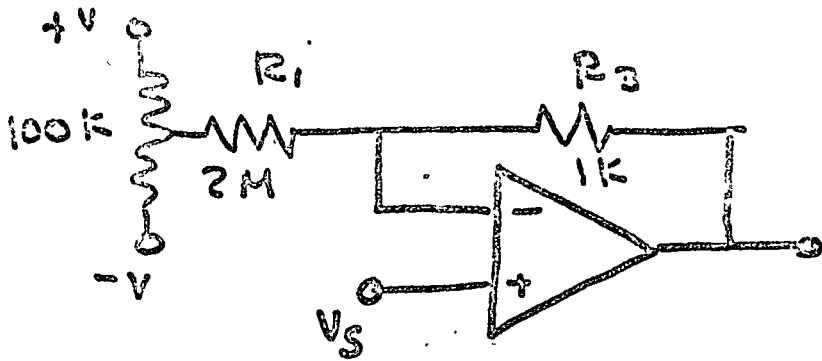


Rango  $\pm 0.0075 \text{ V}$

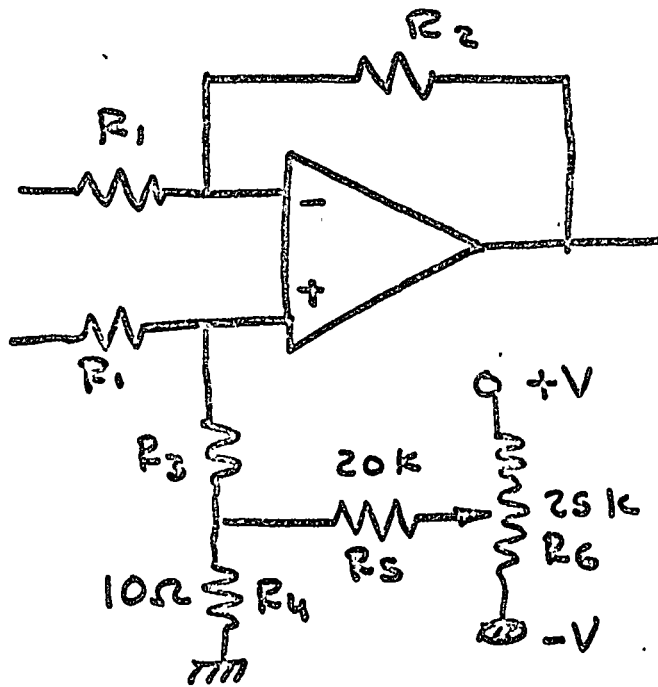


Rango  $\pm V \frac{R_4}{R_3 + R_4}$

# PARA SEGUIDORES DE VOLTAJE



# PARA DIFERENCIALES



$$\text{Rango: } \pm \frac{R_1 R_4}{R_5 (R_5 + R_3)}$$

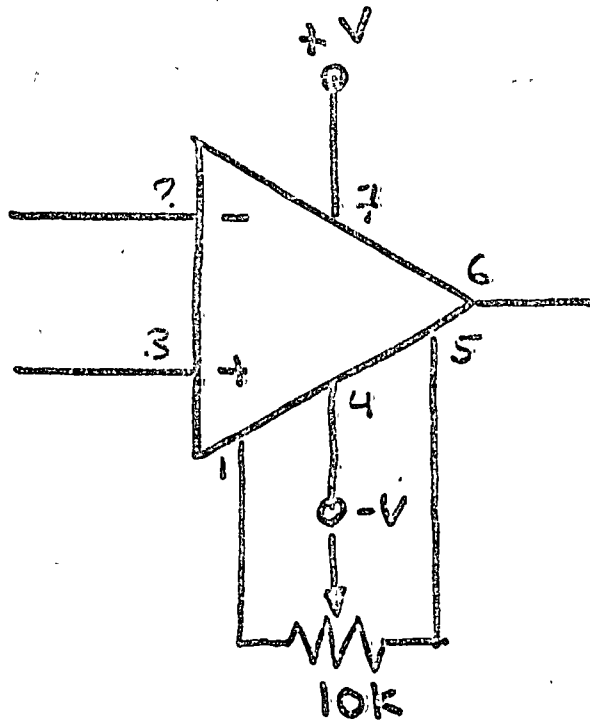
$$\text{Si } R_4 \ll R_1, R_3, R_5$$

$$\text{Si } R_2 = R_3 + R_4$$

$$A_v = \frac{R_2}{R_1}$$

# CASOS PARTICULARES

PARA EL  $\mu$ A 741

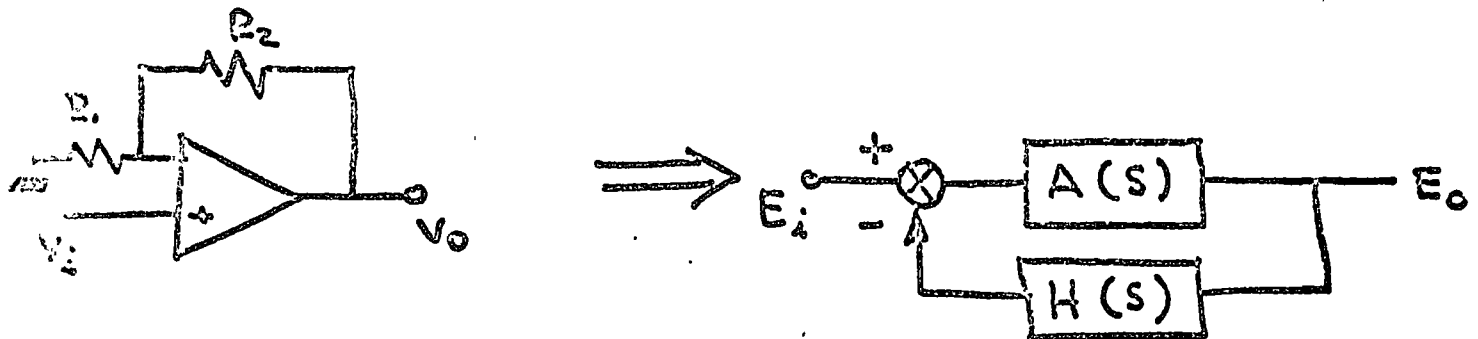


# COMPENSACION DE LA RESPUESTA EN FRECUENCIA

OBJETIVO PRIMARIO :

EVITAR OSCILACIONES

UTILIZAMOS TECNICAS DE "CONTROL"



$$\frac{E_o}{E_i} = \frac{A(s)}{1 + A(s)H(s)} = \frac{A(s)}{1 + A_M(s)} = A_{MC}(s)$$

ii INESTABILIDAD !!

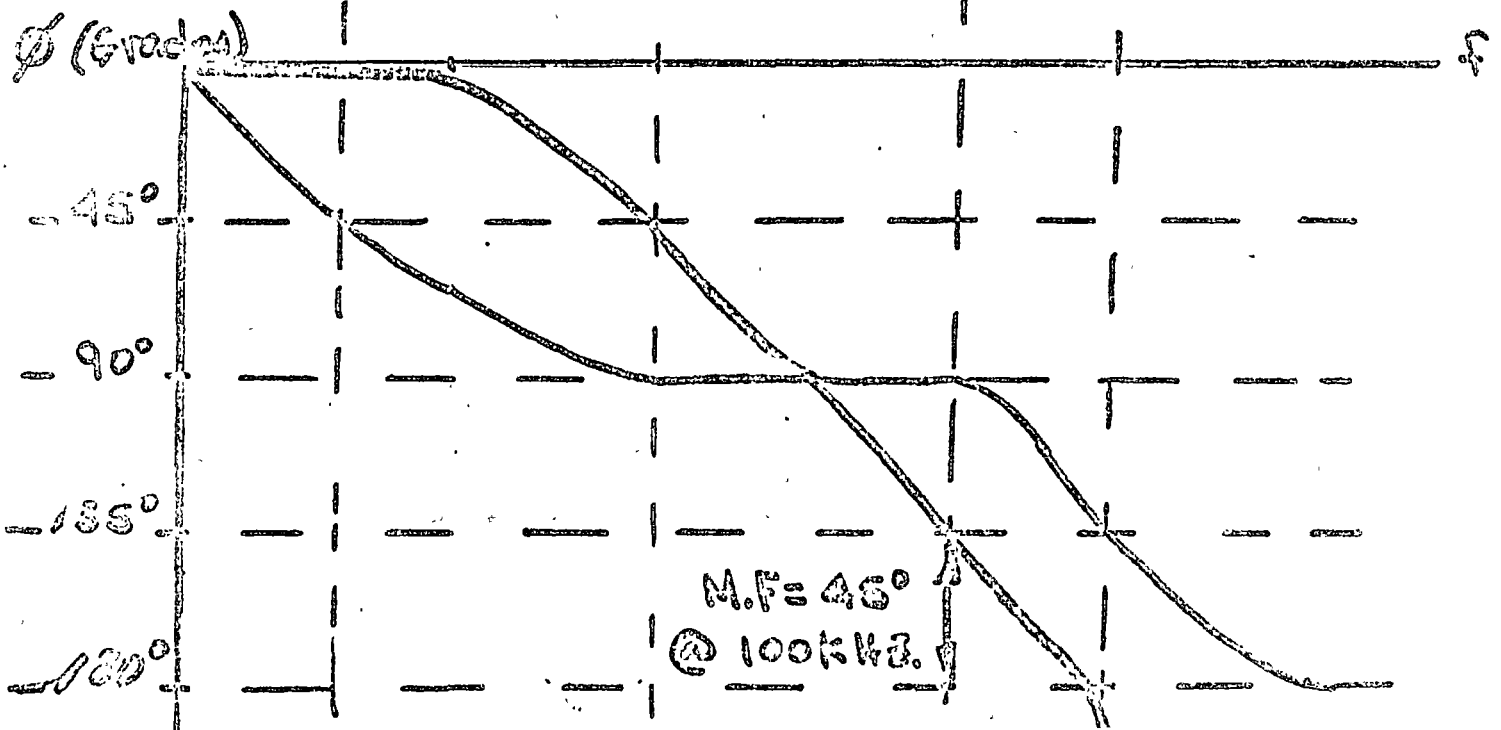
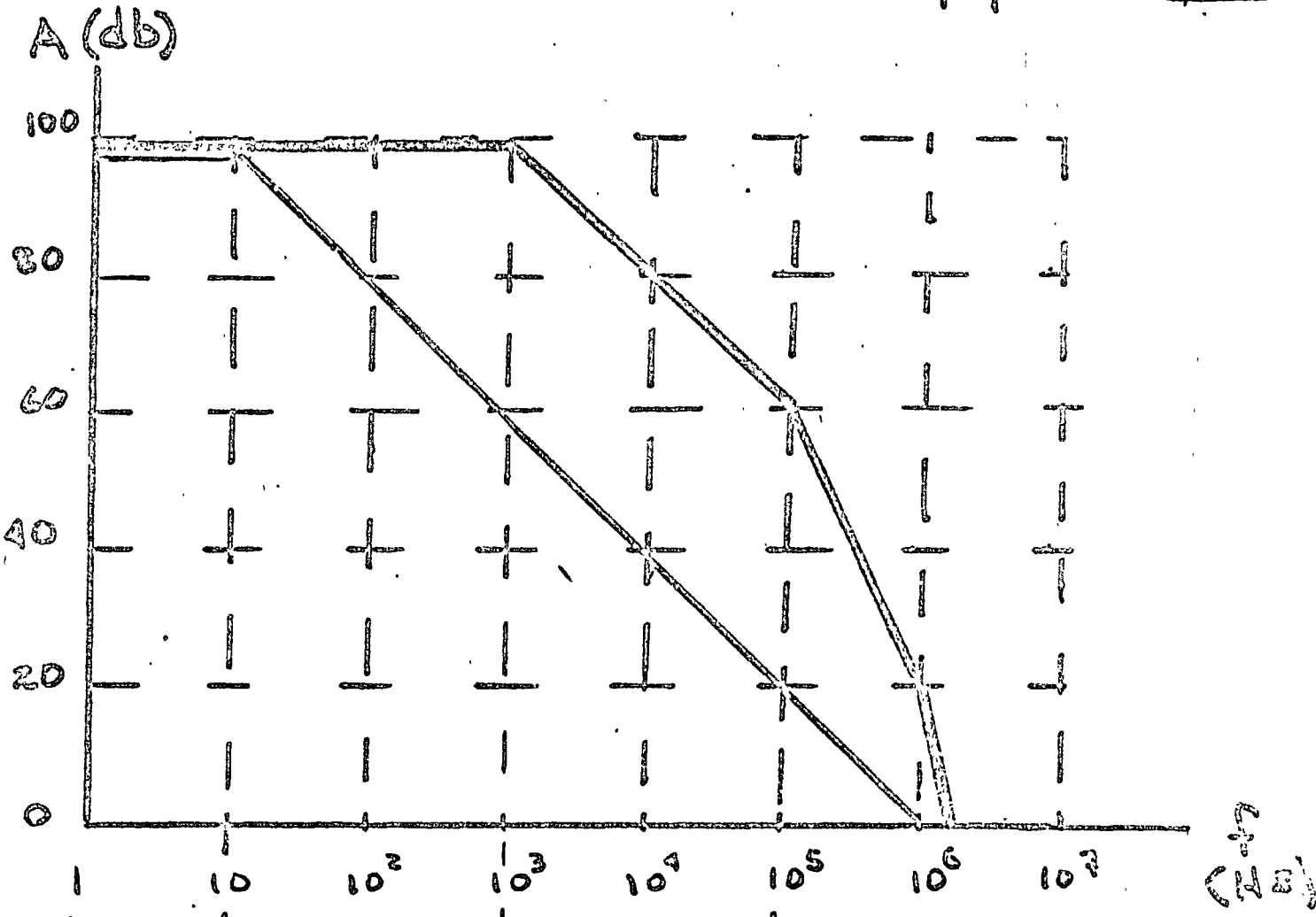
$$A_M(s) = 1 \angle 180^\circ$$

CRITERIO DE  
BARKHAUSEN

ANALIZAREMOS EMPLEANDO EL  
METODO DE BODE

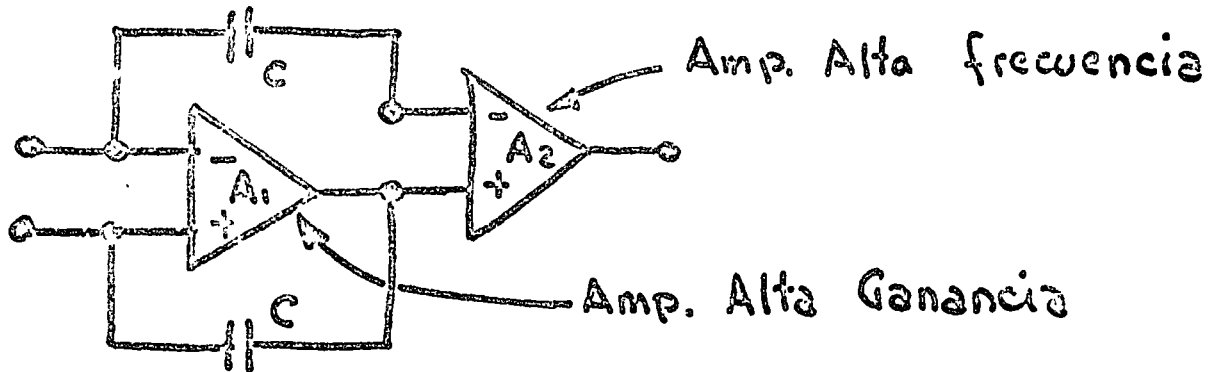
40-741  
MAGNITUD y FASE

NO COMPENSADO \_\_\_\_\_  
COMPENSADO con  
 $C_c = 30 \mu f$  \_\_\_\_\_

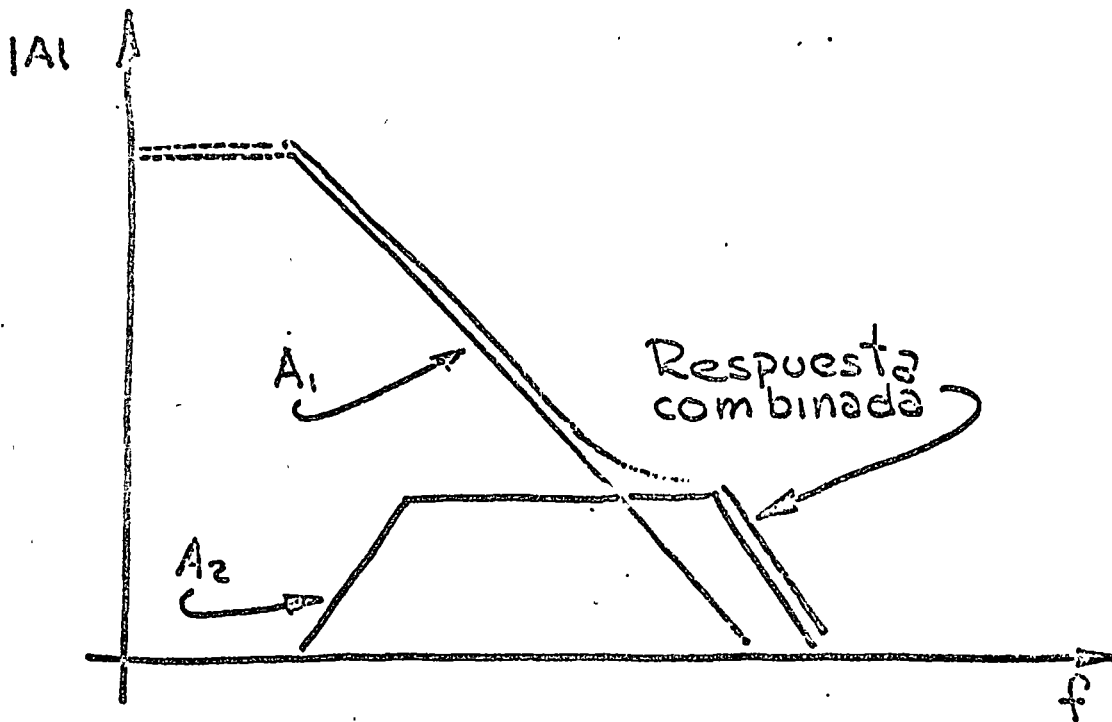


# PARA INCREMENTAR EL ANCHO DE BANDA DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

## CO-ALIMENTACION (Feed-forward)

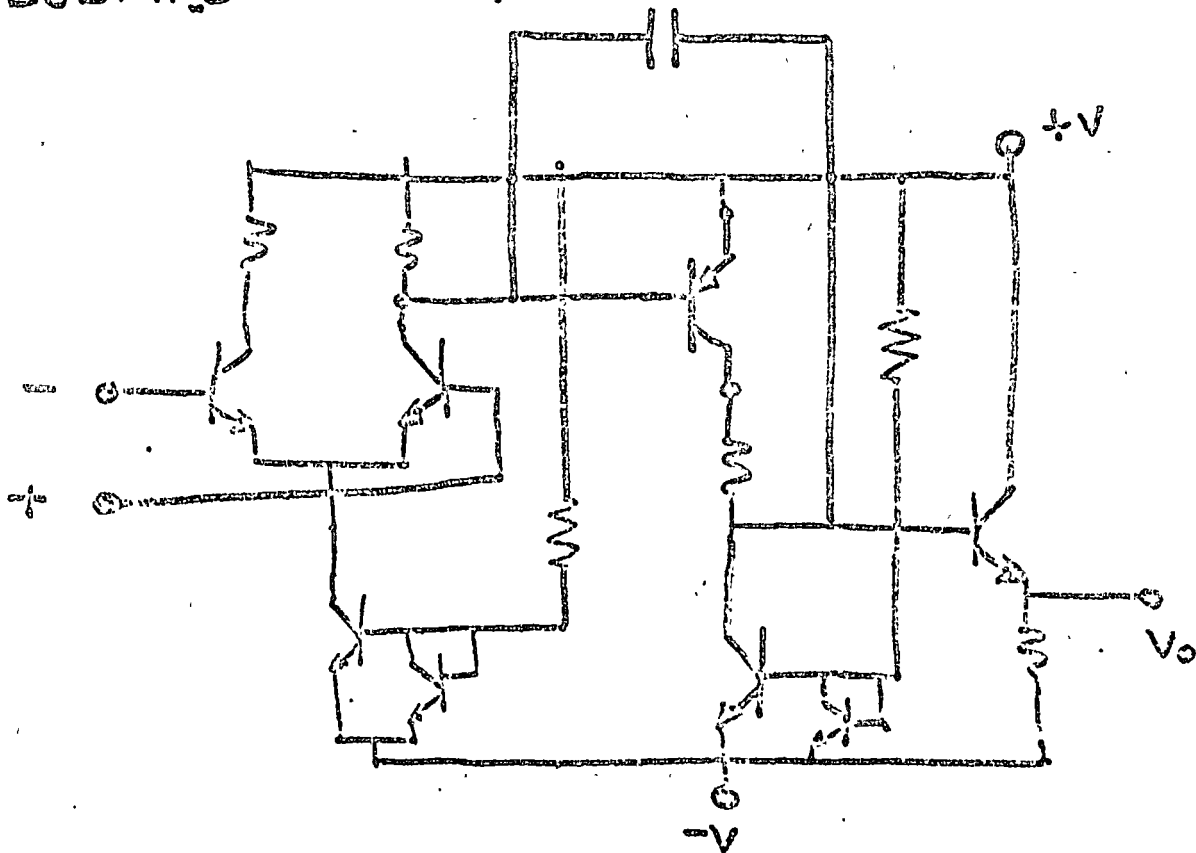


$$A = \left( A_1 + \frac{j\omega R_c}{1 + j\omega R_c} \right) A_2$$

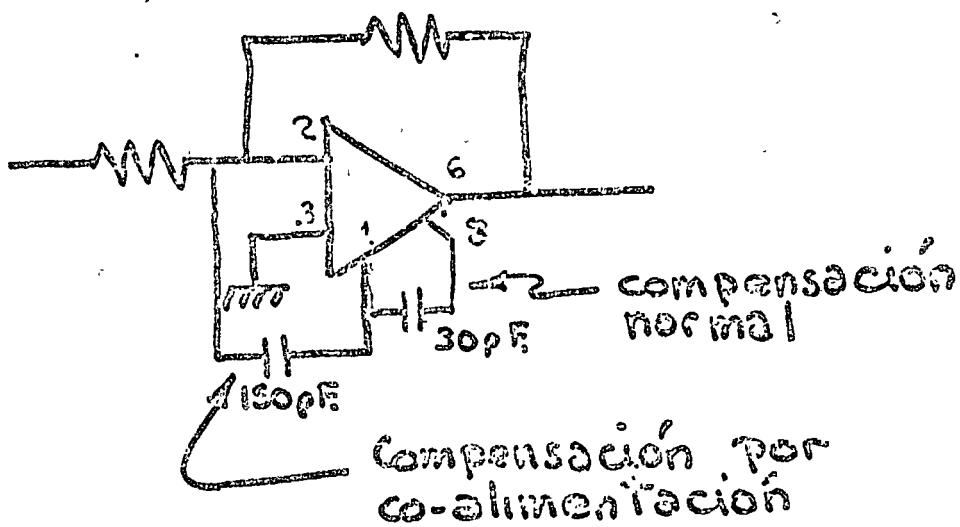


# CO-ALIMENTACION EN UN AMPLIFICADOR OPERACIONAL REAL

EJEMPLO



PARA EL LM101





# RUIDO EN CIRCUITOS

¿QUE ES?

Ruido, son señales aleatorias generadas dentro de los elementos debido a fenómenos físicos inherentes a la operación de los dispositivos.

## TIPOS DE RUIDO

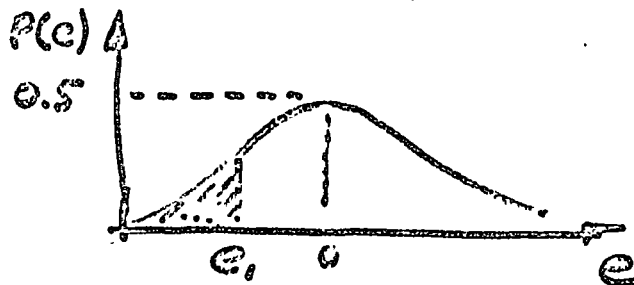
Ruido térmico

Ruido de baja frecuencia (tipo  $1/f$ )

Ruido de disparo (shot)

¿COMO PODEMOS DESCRIBIRLO?

- Mediante Analisis Estadístico



- Valores efectivos de voltaje o corriente.

## - RUIDO TERMICO -

Causado por el movimiento de los portadores de carga en un material.

Se presenta en cualquier conductor para  $T > 0^\circ K$

La potencia producida por este movimiento está dada por:

$$N_f = kT\Delta f$$

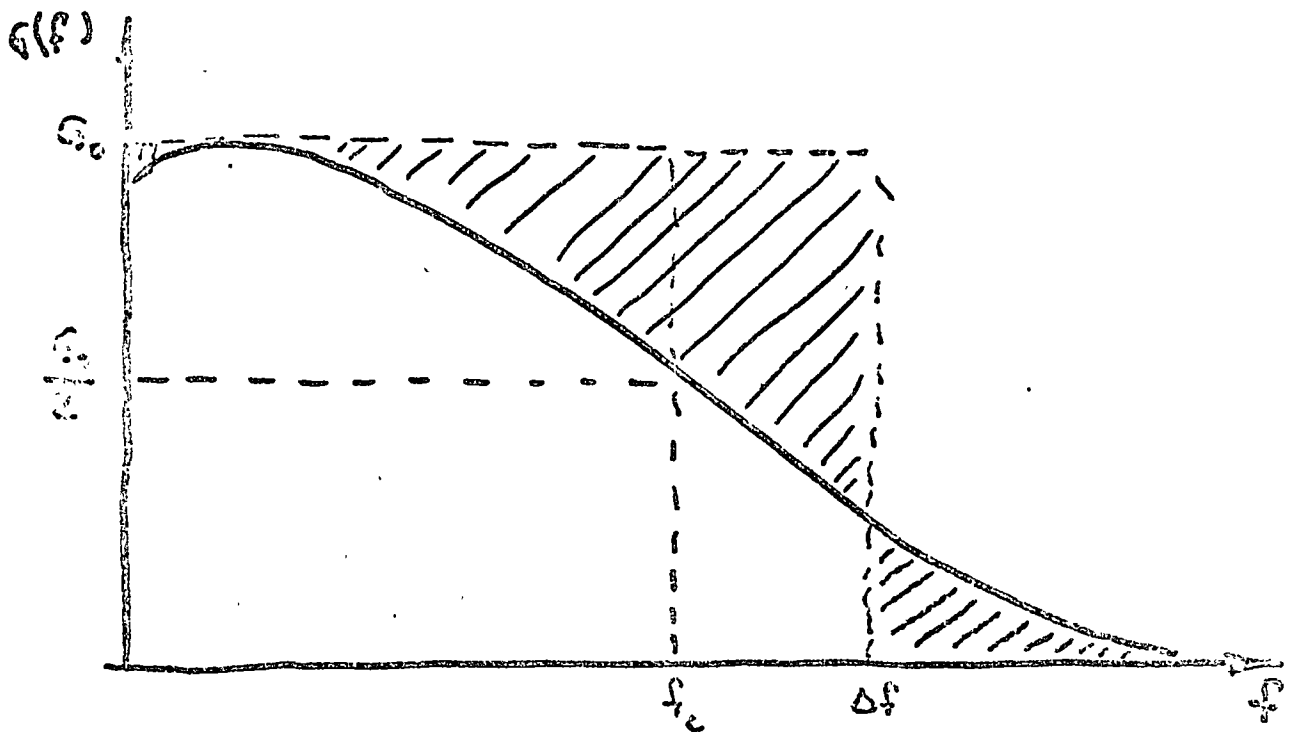
donde:

$N_f$  = potencia del ruido

$k$  = constante de Boltzmann ( $1.38 \times 10^{-23} \frac{W \cdot seg}{0K}$ )

$T$  = temperatura del conductor ( $^\circ K$ )

$\Delta f$  = Ancho de Banda de Potencia del sistema

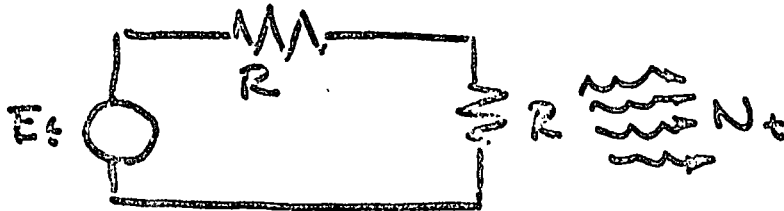


$$\Delta f = \frac{1}{G_0} \int_0^{\infty} G(f) df = \frac{1}{A_{v_0}} \int_0^{\infty} A_v(f) df$$

Para  $\Delta f = 1 \text{ Hz}$

$$N_f = 4 \times 10^{-21} \text{ W}$$

Nos interesa expresar lo anterior en terminos de voltajes. Para el caso de maxima transferencia de potencia



$$N_t = \frac{E_t^2}{4R}$$

$$\therefore E_t = \sqrt{4kTR\Delta f}$$

$R$  es la parte real de la impedancia del conductor

NOTESE QUE

$E_t$  depende de  $R$

$E_t$  depende de  $\Delta f$  no de  $f_0$  (Ruido Blanco)

PUNTO DE REFERENCIA

$$\Delta T = 290^\circ \text{ K}$$

$$R = 1 \text{ k}\Omega$$

$$\Delta f = 1 \text{ Hz}$$

$$E_t = 4 \text{ nV}$$

## DENSIDAD ESPECTRAL

Contenido de ruido en un ancho de banda unitaria

Para el ruido Termico:

$$S(f) = \frac{E_t^2}{\Delta f} = 4kTR \frac{V^2}{Hz}$$

Se puede definir en función de el valor RMS

$$S_{eff}(f) = \frac{E_t}{\sqrt{\Delta f}} = \frac{V}{\sqrt{Hz}}$$

## CORRELACION

Existe correlación entre dos señales si entre estas existe alguna relación.

El 100 % de correlación se obtiene para dos señales de idéntica forma

ej.  $A \sin \omega t$  y  $B \sin \omega t$

Con respecto a señales eléctricas tendremos

$$E^2 = E_1^2 + E_2^2 + (C E_1 E_2) 2$$

$C$  = Coeficiente de correlación  $0 \leq C \leq 1$

Para un 100 % de correlación

$$E^2 = (E_1 + E_2)^2$$

Para señales con 0 % de correlación

$$E^2 = E_1^2 + E_2^2$$

### 1.3 Osciladores

1.3.1 Fundamentos teóricos: La base para el análisis sencillo de osciladores contruidos en base a amplificadores operacionales se encuentra en la teoria de sistemas realimentados. Para el caso de sistemas electrónicos convencionales un modelo ideal sería como el mostrado en la figura 1.3.1

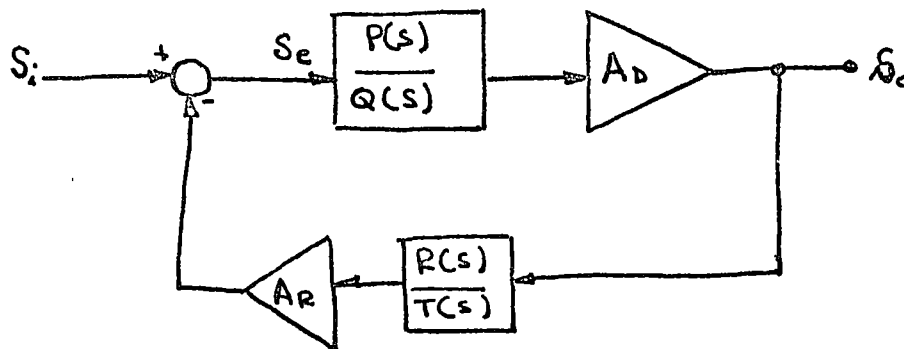


Figura 1.3.1

En este modelo:

$P(s)$ ,  $Q(s)$ ,  $R(s)$  y  $T(s)$  son polinomios en  $S$  ( $s=j\omega$ )  $A_D$  u  $A_R$  son amplificadores ideales unilaterales si  $A_R = 0$  tendremos realimentación negativa, si  $A_R > 0$  tendremos realimentación positiva.

La expresión que relaciona  $S_i(s)$  y  $S_o(s)$  estará dada por:

$$\frac{S_o(s)}{S_i(s)} = \frac{A_D \frac{P(s)}{Q(s)}}{1 + A_R A_D \frac{P(s)}{Q(s)} \frac{R(s)}{T(s)}} \quad \text{ec. 1.3.1}$$

Debemos estar conscientes que el sistema caracterizado por la ecuación 1.3.1 es una representación idealizada de un amplificador real, no el amplificador o sistema electrónico que tenemos entre manos, el cual carecerá de alguno de los elementos mostrados en la figura 1.3.1 y estará integrado por bloques que no corresponderán a la descripción ideal de los mismos, sin embargo la representación idealizada nos ayudará a establecer criterios sencillos para el diseño, así como a visualizar racionalmente los efectos que sobre la respuesta prevista tendrán las desviaciones de la idealidad de los elementos constituyentes del sistema.

Osciladores: Una forma intuitiva de considerar un oscilador nos llevaría a pensarlo como un sistema que tiene como salida una señal

senoidal estable en amplitud y en frecuencia, y cuya entrada es nula. Es evidente que dicho sistema es irrealizable, sin embargo, si consideramos el denominador de la ecuación 1.3.1 podemos observar - que si:

$$A_R A_D \frac{P(s) R(s)}{Q(s) T(s)} = -1 \quad \text{ec. 1.3.2}$$

entonces  $\frac{S_o(s)}{S_i(s)} \rightarrow \infty$

Como  $s = j\omega$  lo anterior solo se cumplirá para ciertos valores de  $\omega$ , que mediante una selección adecuada pueden ser reducidos a uno solo. Lo señalado en la ecuación 1.3.2 se denomina criterio de - - - Barkhausen para osciladores.

Antes de proceder al análisis de circuitos electrónicos que cumplan con este criterio pasaremos a plantear algunos problemas de orden práctico inherentes a la implementación del sistema:

- a) Es imposible mantener en forma estable un sistema que cumpla con la ecuación 1.3.2 en forma exacta, esto se ilustra en la figura 1.3.2 mediante la representación del lugar geométrico de las raíces (root Locus)

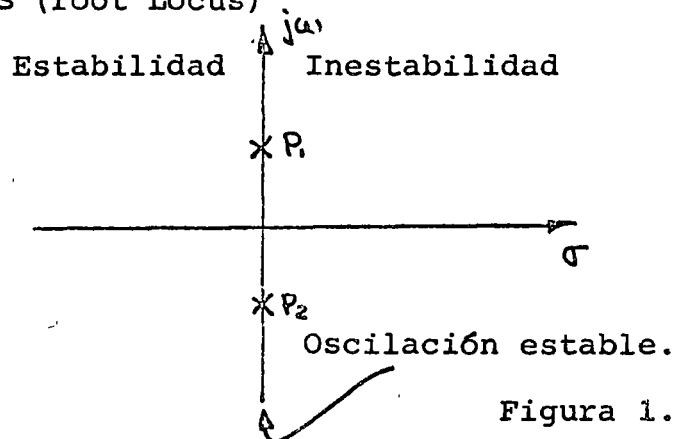


Figura 1.3.2

$P_1$  y  $P_2$  muestran la localización de los polos del sistema (valores que satisfacen el criterio de Barkhausen) para oscilación estable, debido a que tanto  $\sigma$ , como  $j\omega$  dependen de parámetros del sistema (resistencia, capacitancia, ganancia, etc.) y éstos se ven afectados por condiciones ambientales, es prácticamente imposible el mantenerlos con  $\sigma = 0$  lo cual a su vez llevará a nuestro sistema a no oscilar o a hacerlo en forma destructiva. La solución más comúnmente empleada es situar los polos con  $\sigma > 0$  e introducir en el circuito (normal-

mente está presente) una no-linealidad que limite (sature). La amplitud de la señal de salida; lo difícil será el hacerlo sin que se introduzca distorsión apreciable en la señal de salida.

- b) Dado que el mecanismo de arranque del oscilador será la presencia de señales generadas internamente en los dispositivos (ruido), la naturaleza de las funciones de S debe ser tal que proporcione buena selectividad para reducir la distorsión armónica total, lo anterior se ilustra en la figura 1.3.3

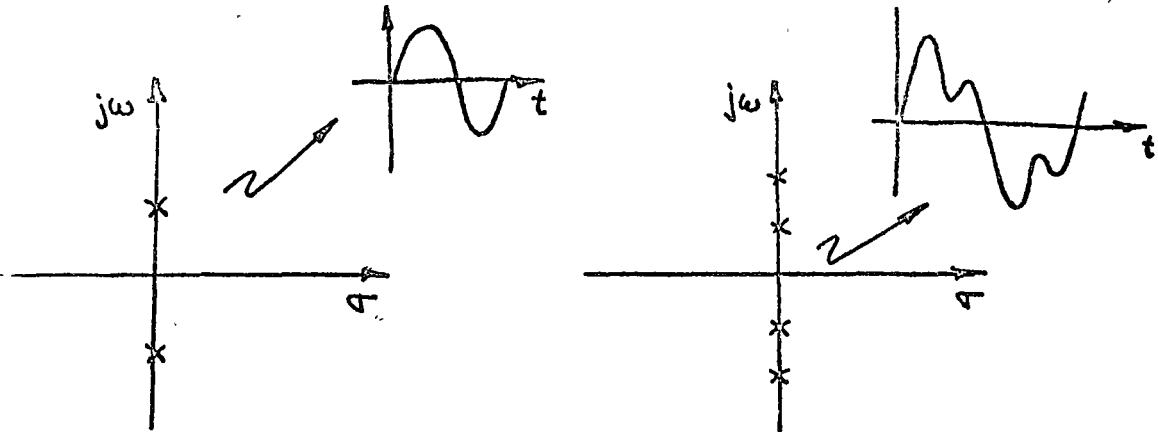


Figura 1.3.3

- c) Deberá buscarse una máxima estabilidad en los componentes que fijan tanto la amplitud como la frecuencia de oscilación.

1.3.2 Aplicaciones: En esta sección analizaremos los pasos seguidos para llegar a la realización práctica de un oscilador construido en base a un amplificador Operacional. Comenzaremos por analizar un circuito denominado oscilador por puente de Wien, el cual se muestra en la figura 1.3.4. Nuestro primer objetivo será el determinar el valor de A necesario para que el circuito oscile

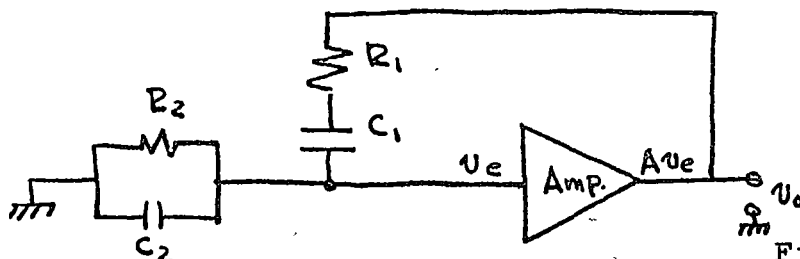


Figura 1.3.4

Suponiendo el amplificador ideal:

$$v_o = A v_e$$

$$v_e = v_o \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad \text{donde:}$$

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}$$

$$Z_2 = \frac{R_2 \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{R_2}{j\omega R_2 C_2 + 1}$$

Si  $R_1 = R_2 = R$  y  $C_1 = C_2 = C$

$$\begin{aligned} v_e &= v_o \frac{R}{(j\omega R C + 1) \left( R + \frac{1}{j\omega C} + \frac{R}{j\omega R C + 1} \right)} \\ &= v_o \frac{R}{j\omega R^2 C + R + \frac{j\omega R C + 1}{j\omega C} + R} \\ &= v_o \frac{1}{R + 2 + j(\omega R C - \frac{1}{\omega C})} \end{aligned}$$

Analizando el circuito como un sistema realimentado obtenemos lo mostrado en la figura 1.3.5

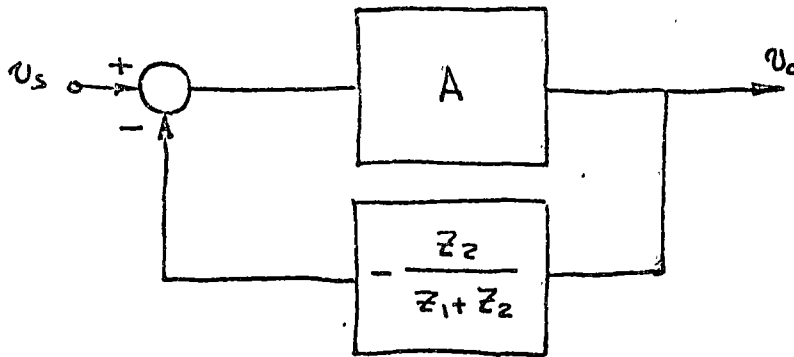


Figura 1.3.5

De acuerdo con el criterio de Barkhausen tendremos oscilación cuando:

$$- \frac{AZ_2}{Z_1 + Z_2} = -1$$

O sea cuando

$$A \frac{R}{1 + j\omega R C} = R + \frac{1}{j\omega C} + \frac{R}{1 + j\omega R C}$$

Suponiendo  $1 + j\omega R C \neq 0$

$$\begin{aligned} AR &= R(1 + j\omega R C) + \frac{1 + j\omega R C}{j\omega C} + R \\ &= 3R + j\omega R^2 C - \frac{j}{\omega C} \end{aligned}$$

igualando partes reales e imaginarias  
para la parte Real  $AR = 3R$



$$A = 3$$

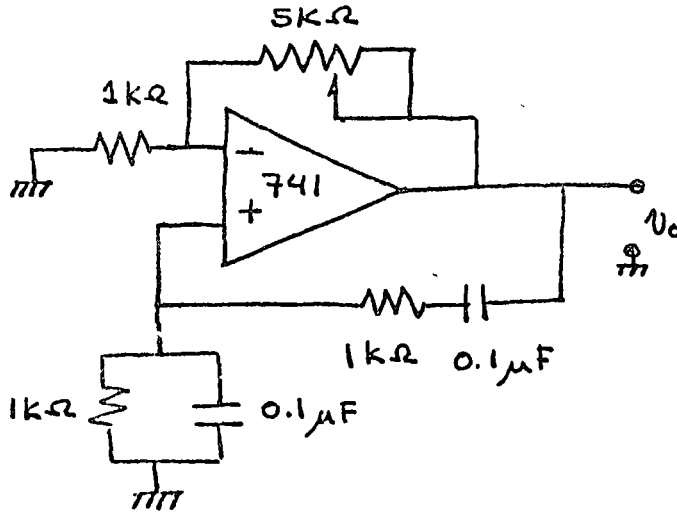
para la parte imaginaria

$$0 = \omega R^2 C - \frac{1}{\omega C}$$

$$\omega^2 R^2 C^2 = 1$$

$$\omega = \frac{1}{RC} \quad f = \frac{1}{2\pi RC}$$

La realización de este oscilador es muy sencilla y se muestra en la figura 1.3.6



$$f = 1.6 \text{KH}_2$$

Figura 1.3.6

El potenciómetro deberá ajustarse para obtener máxima pureza de la señal.

Un problema de este circuito es la necesidad de efectuar ajustes en el potenciómetro, para evitar el problema se puede substituir la resistencia variable por una combinación de diodos y resistencias como la mostrada en la figura 1.3.7, en este circuito, el valor de la resistencia entre los puntos A y B variará dependiendo del voltaje  $N_{AB}$  tal como se muestra en la gráfica

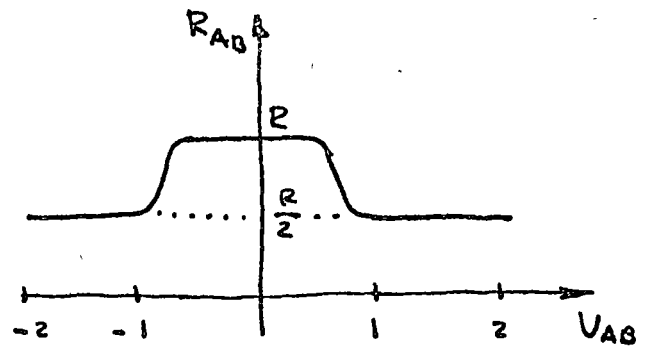
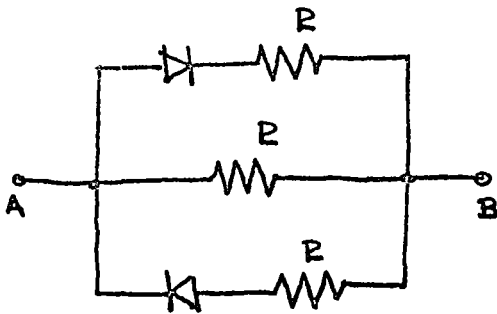


Figura 1.3.7

Podemos inclusive alterar los puntos en los cuales cambia el valor de la resistencia y por tanto controlar la amplitud del Voltaje de Salida.

Otra manera de limitar la amplitud de salida y hacer más estable el oscilador es mediante un JFET conectado como resistencia variable tal como se muestra en la figura 1.3.8

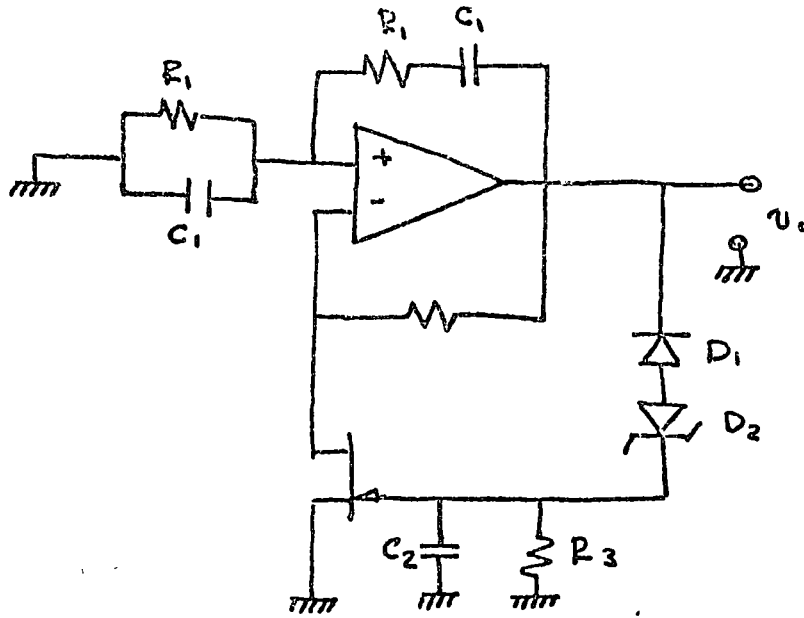
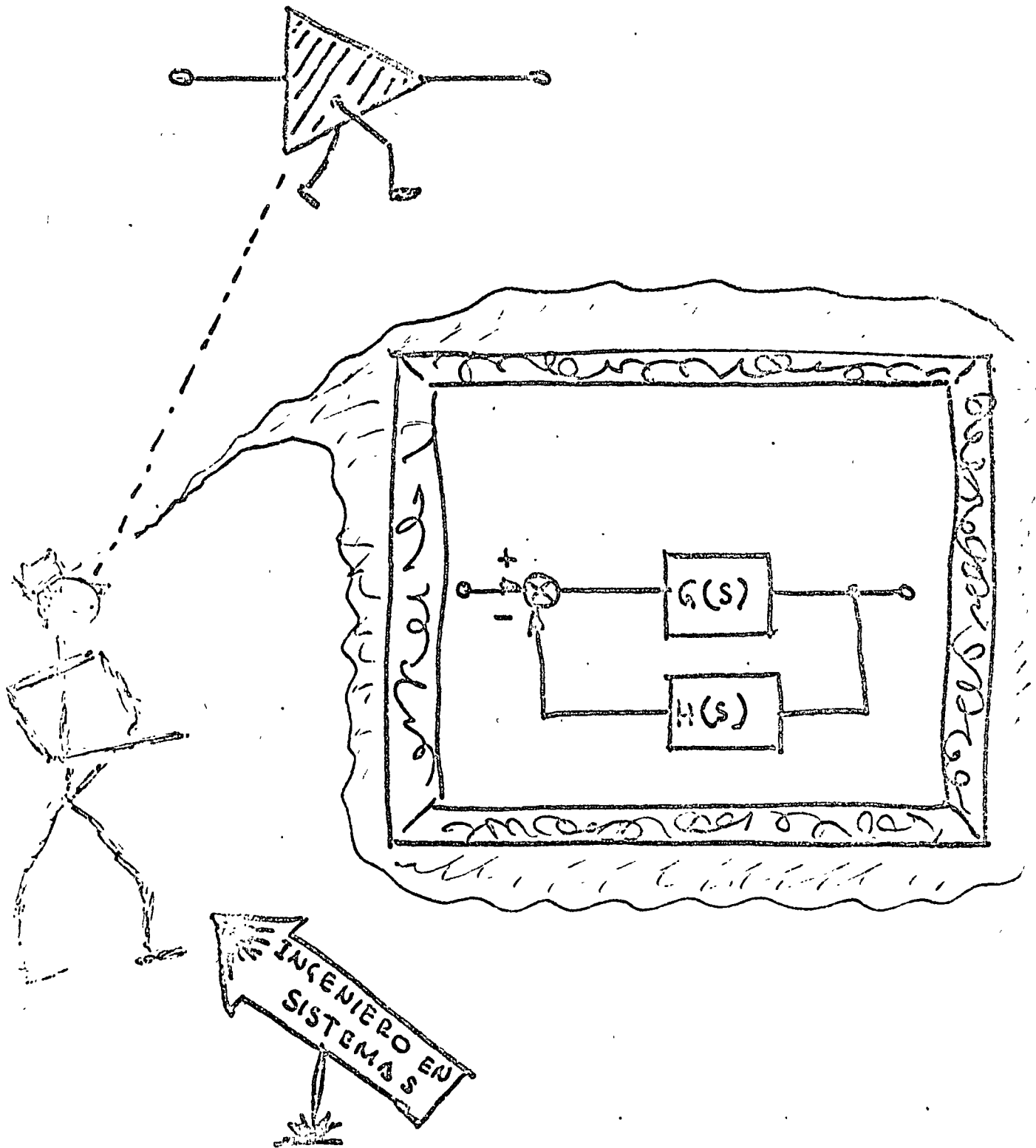
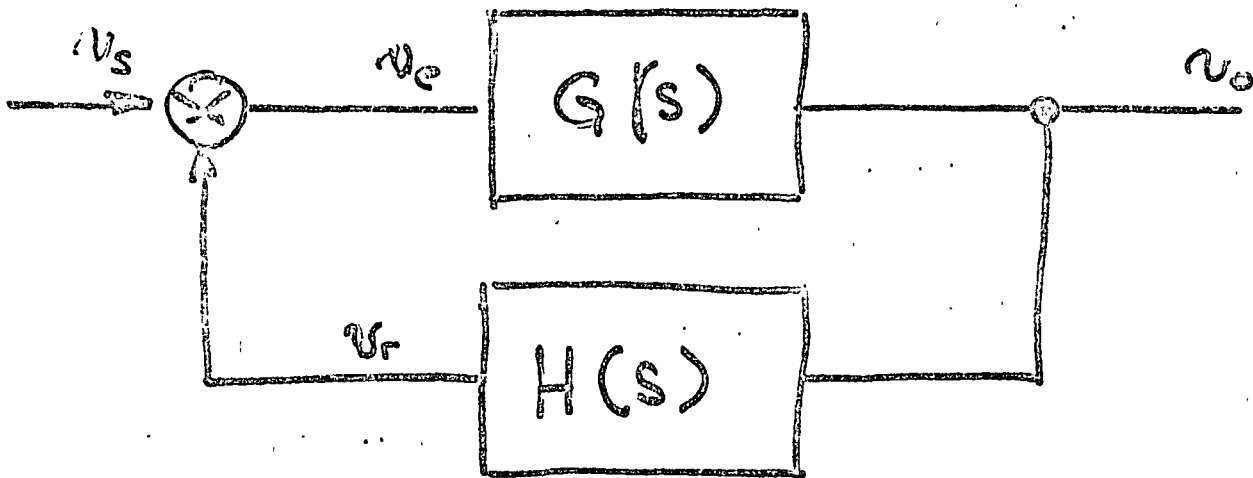


Figura 1.3.8

# OSCILADORES



PARA QUE EL SISTEMA



OSCILE

Necesitamos:

Realimentación

Ganancia de Malla

POSITIVA

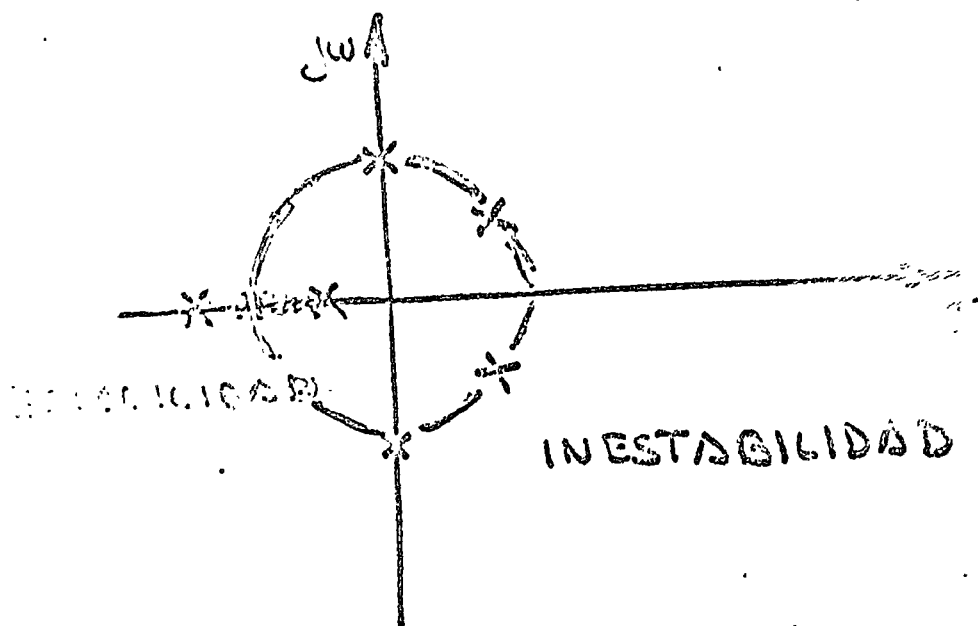
$\geq 1$

CRITERIO DE  
BARKHAUSEN

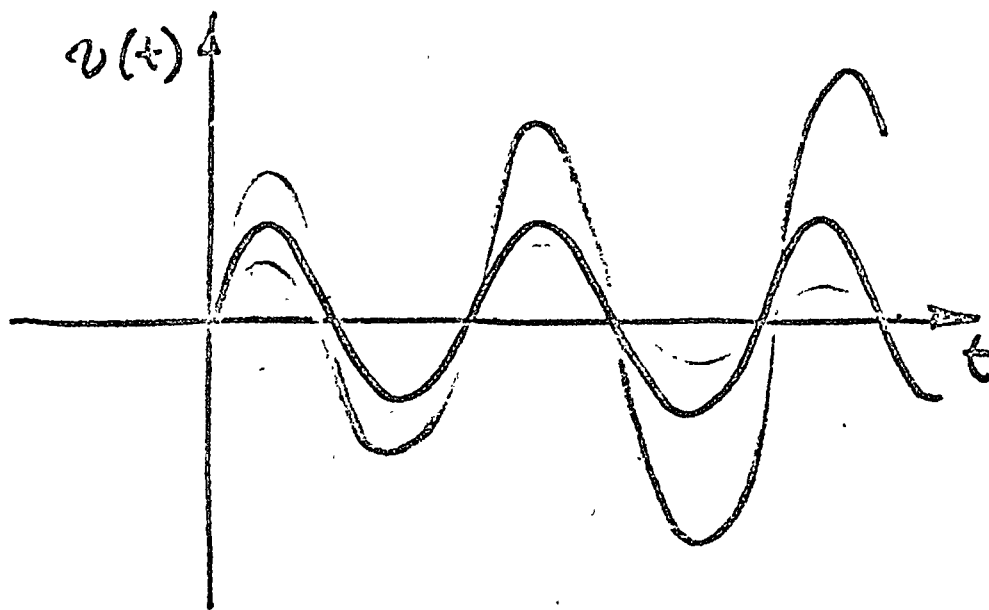
$$G(s)H(s) = 1$$

NO TENEMOS TRAZADO

EL BORDE DE OSCILACION Y ESTABILIDAD



OSCILACION



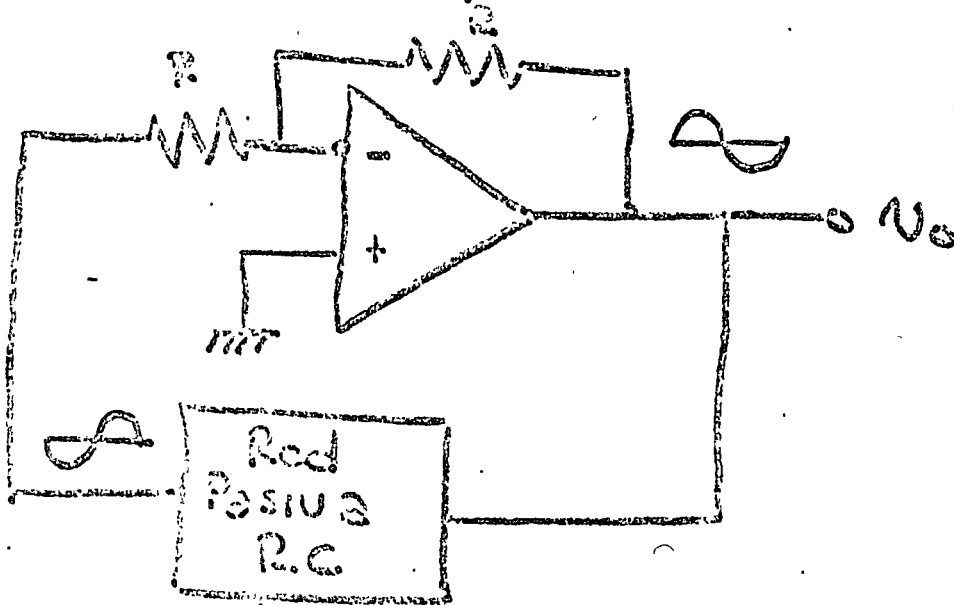
NORMALMENTE Operaremos con un circuito en la zona INESTABLE

Pero, con Limitacion de Amplitud y control de ganancia

---

## OSCILADORES con A.O.

Cambio de fase



la red solo defasará  $180^\circ$  para cierta  $\omega$

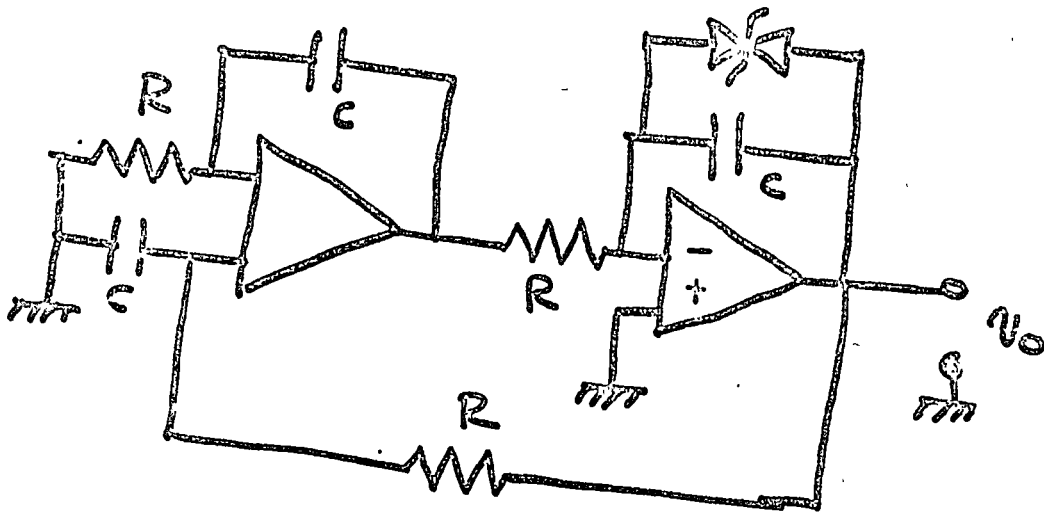
# OSCILADOR DE CUADRATURA

Resuelve la ecuación

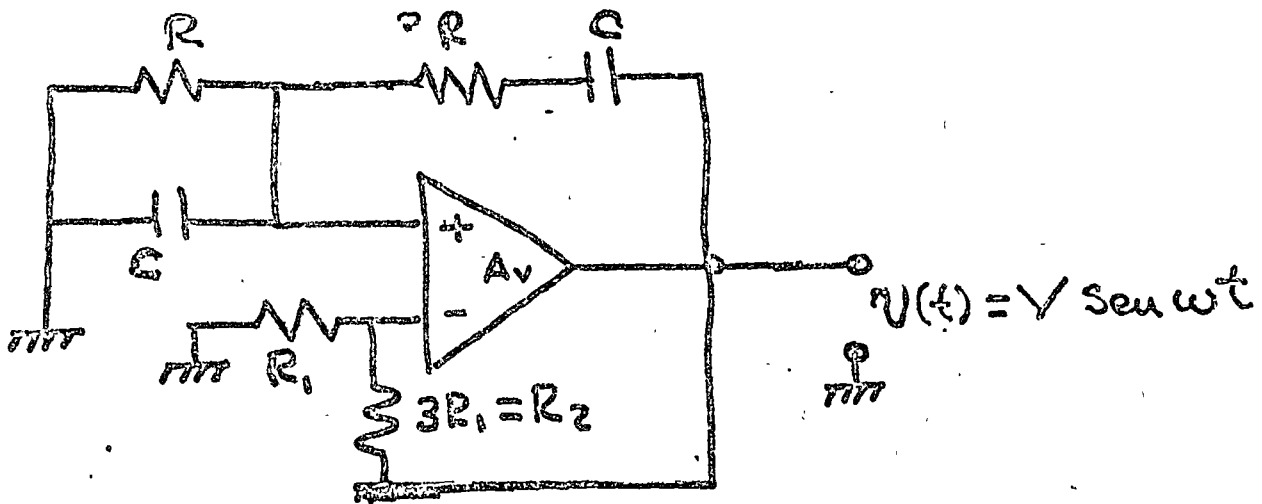
$$\frac{d^2 f(x)}{dx^2} + \omega_0^2 f(x) = 0$$

cuya solución es:

$$f(x) = A \sin(\omega_0 t + \theta)$$



# PUNTE DE WIEN

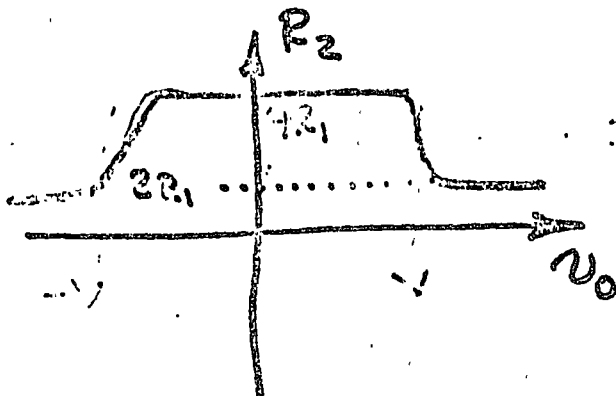


$A_v = 3$  (OSCILACION MARGINAL)

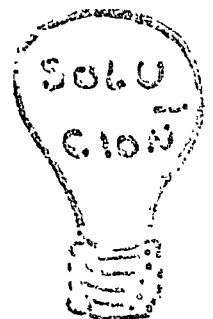
$\omega = 2\pi \frac{1}{RC}$

OSCILACION INESTABLE  
GRAN DISTORSION

si hacemos un circuito tal que:

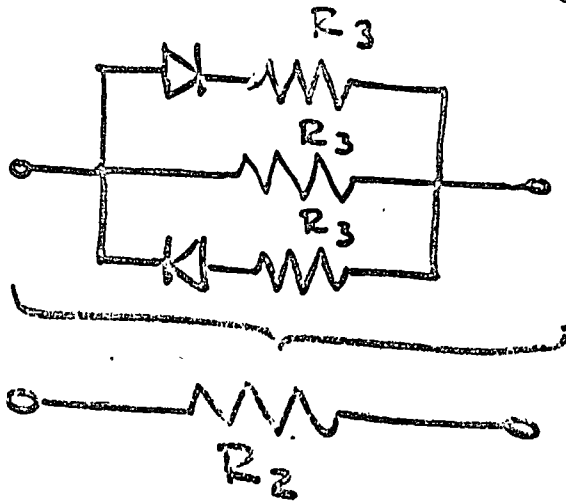


para  $|V_o| = V$



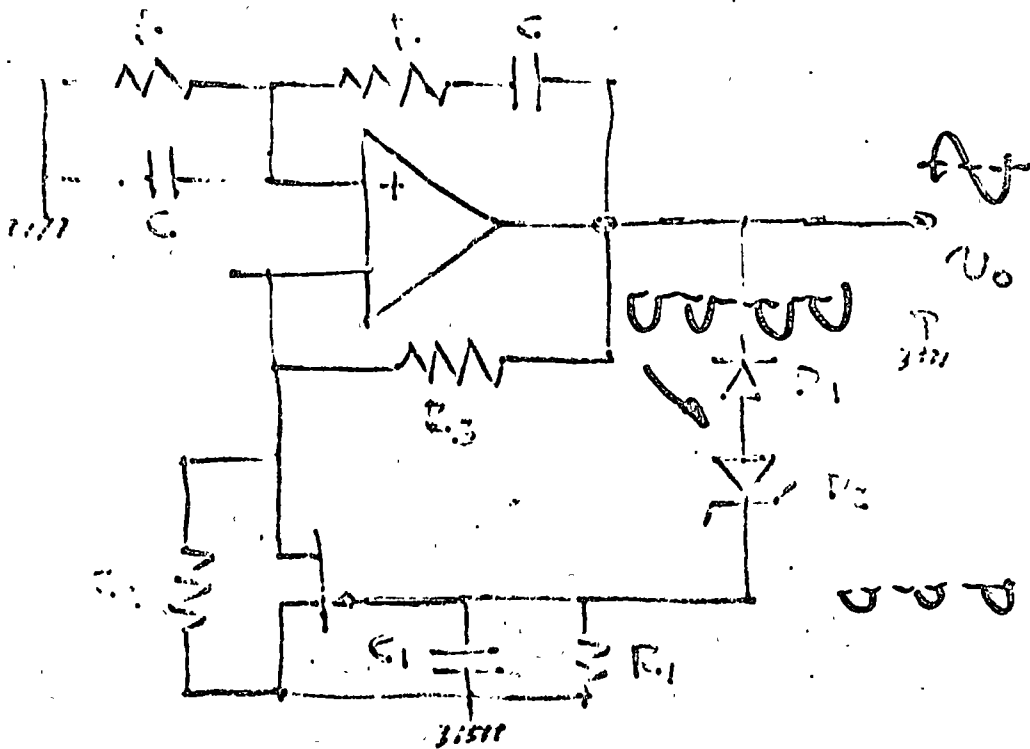


UNA REALIZACION :



$$R_3 = 4R_1$$

UN OSCILADOR MAS COMPLEJO



## 1.4 Filtros Activos.

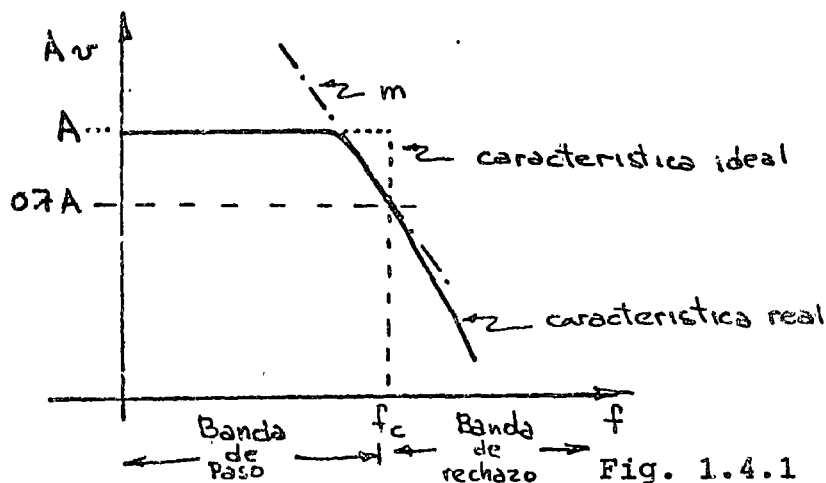
1.4.1 Introducción: La teoría de los filtros activos también se apoya en la teoría de sistemas, mas aún, es la misma teoría mediante la cual se estudia el comportamiento en el dominio de la frecuencia de circuitos R-L-C, no es por tanto, nada "nuevo" dentro del campo técnico. La novedad del filtro activo se basa en los siguientes hechos:

- a) Se dispone de buenas aproximaciones al Amplificador ideal a muy bajo costo.
- b) Es difícil trabajar con inductores a bajas frecuencias.
- c) Es más barato trabajar resistencias y capacitores que con inductores en circuitos integrados híbridos.
- d) Los filtros pasivos de "alto orden" producen en general gran atenuación de la señal.

En resumen: Mediante el empleo de Amplificadores, resistencias y capacitores se pueden implementar redes selectivas que en ciertos casos son mas económicas y flexibles que los filtros tradicionales.

A continuación presentaremos los principales tipos de redes selectivas implementada mediante algún tipo de red activa. Esta presentación tiene el fin de ilustrar los principios básicos de la sintetización de filtros mediante elementos activos. Para un análisis mas exhaustivo referimos al lector a las referencias incluidas al final de la sección.

1.4.2 Filtros Paso Bajas: Un filtro activo paso bajas presenta la siguiente característica



La característica mostrada en la figura 1.4.1 puede aproximarse

mediante una función de segundo orden de la forma:

$$H(s) = \frac{A}{a_2 s^2 + a_1 s + 1} \quad \text{ec. 1.4.1}$$

Una realización de esta función (Debida a Sallen y Key) se muestra en la figura 1.4.2

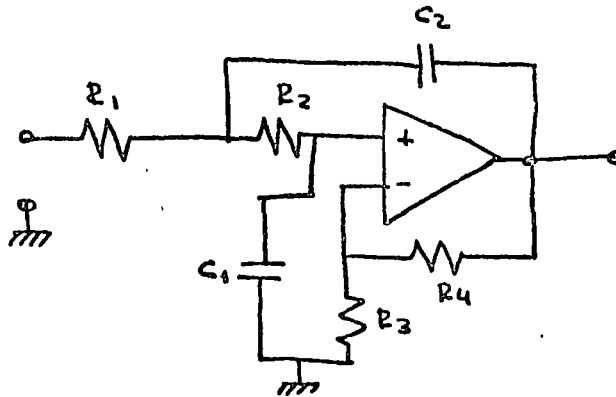


Fig. 1.4.2

Los parámetros de la ecuación 1.4.1 correspondientes al circuito mostrado en la figura 1.4.2 son:

$$A = 1 + \frac{R_4}{R_3}$$

$$a_2 = \frac{R_1 R_2 C_1 C_2}{R_1 R_3 C_1} \quad a_1 = \frac{R_1 R_4 C_1 + R_1 R_3 C_2}{R_1 R_3 C_1}$$

Dependiendo de la posición de los polos del sistema en el plano complejo podemos detener diferentes tipos de respuesta en el dominio de la frecuencia; por ejemplo una característica de Bando de paso plana se obtiene si los polos están en un círculo en el semiplano izquierdo (Filtro Butterworth) cuya característica se muestra para  $n=2$  y  $n=4$

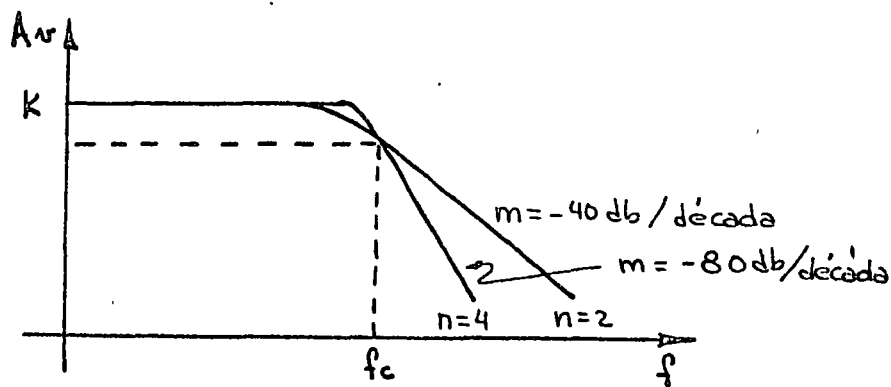
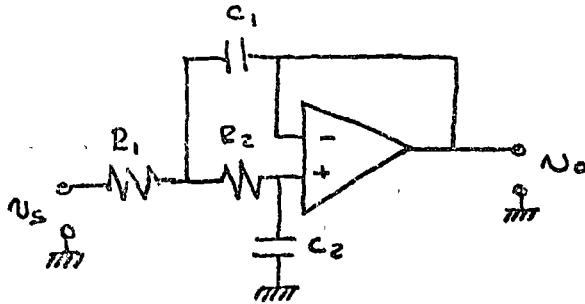


Fig. 1.4.3

$$H(j\omega) = \frac{K}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}}$$

Ejemplos de Gráficas empleadas para la obtención de los valores correspondientes a  $R_1, R_2, R_3, C_1$  y  $C_2$  se encuentran en el apéndice - (gráficas tomadas del libro "Manual of Active Filter Design" por J. L. Hilburn y D.E. Johnson Ed. Mc.Graw Hill).

Otra realización de una característica Maximamente plana es la mostrada en la figura 1.4.4



$A_V = 1$  en la banda de paso.

Fig. 1.4.4

Para este circuito:

$$C_1 = \frac{R_1 + R_2}{2 R_1 R_2 \omega_c}$$

$$C_2 = \frac{2}{(R_1 + R_2) \omega_c}$$

$R_1$  y  $R_2$  se escogerán en función de las características del amplificador operacional.

Otra característica común en filtros es la de Chebyshev, que presenta mejores características de corte. (M mayor que en el tipo - - Butterworth) pero a costa de tener una banda de paso con rizado. La gráfica de este tipo de filtro se muestra en la figura 1.4.5

$$H(j\omega) = \frac{k}{1 + \epsilon^2 C_n^2 \frac{\omega}{\omega_c}}$$

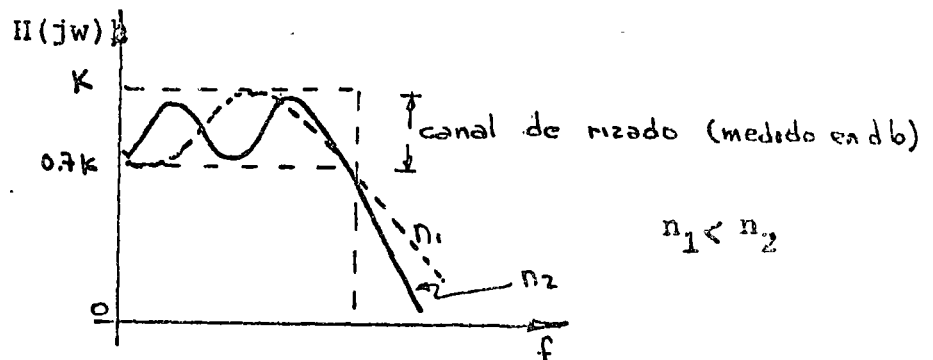


Fig. 1.4.5

donde  $\epsilon$  es una constante relacionada con el rizado y  $C_n$  es un polinomio de Chebyshev de primera clase y orden  $n$  (ver ejemplo de curvas pa

ra diseño en el apéndice C). Finalmente, un filtro cuya variación de fase es lineal con la frecuencia puede obtenerse si en la figura 1.4.4 hacemos:

$$C_1 = \frac{R_1 + R_2}{3 R_1 R_2 \omega_c} \qquad C_2 = \frac{3}{(R_1 + R_2) \omega_c}$$

En el apéndice C se presentan familias para calcular los valores de los elementos en función de los parámetros del circuito.

1.4.3 Filtro paso Altas: La característica de éste se muestra en la figura 1.4.7

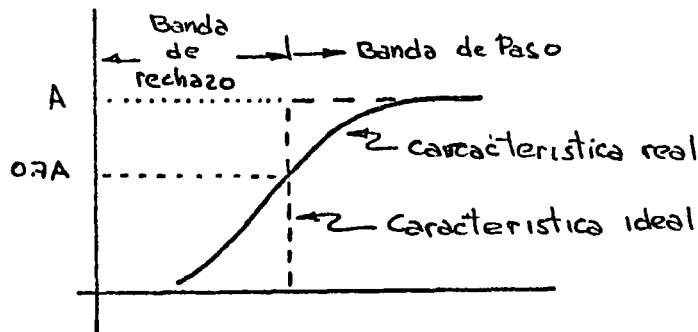


Fig. 1.4.7

también en este tipo de filtros tendremos los casos de respuesta - Butterworth, Chbyshev y fase lineal siendo las configuraciones las duales de la sección 1.4.2.

La función de transferencia estará dada por (caso de segundo orden).

$$H(s) = \frac{As^2}{s^2 + a_1 s + a_0}$$

La realización de Sallen y Key es:

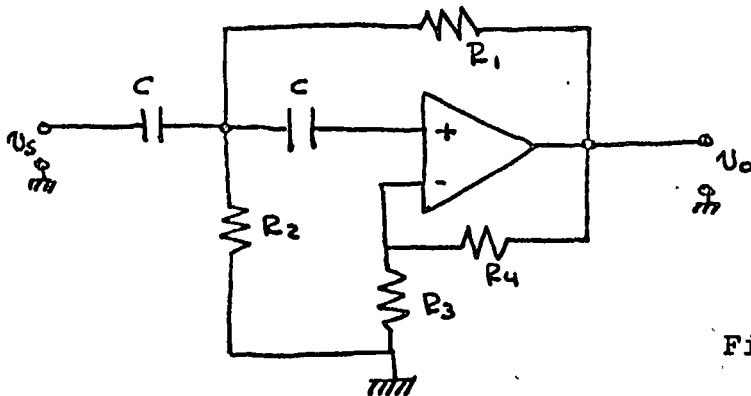


Fig. 1.4.8

Para la realización de la figura 1.4.8

$$A = 1 + \frac{R_4}{R_3}$$

$$a_1 = \frac{2}{R_2 C} - \frac{R_4}{R_1 R_3 C}$$

$$b = \frac{1}{R_1 R_2 C^2}$$

En el apéndice C se muestran las fórmulas para el cálculo de los elementos así como ejemplos de las gráficas auxiliares mencionadas en la sección 1.4.2.

Otra realización de la característica Butterworth se muestra en la figura 1.4.9

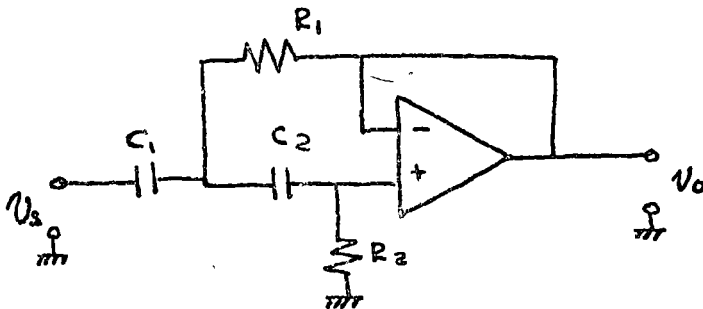


Fig. 1.4.9

Este circuito funcionará también para el caso de respuesta de cambio de fase lineal con las mismas fórmulas que corresponden a la figura 1.4.4.

**1.4.4 Filtros Pasa Banda:** Este tipo de circuitos permiten el paso de señales comprendidas entre dos frecuencias dadas, tal como se muestra en la figura 1.4.10. Existen esencialmente dos técnicas para la realización de estos filtros, dependiendo del ancho de la banda de paso.

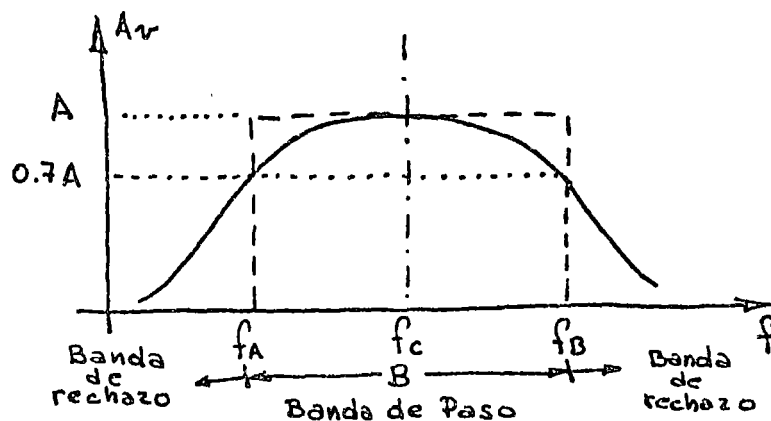


Fig. 1.4.10

Si  $B = f_E - f_A$  es grande podemos conectar en cascada dos filtros en la forma mostrada en la figura 1.4.10.

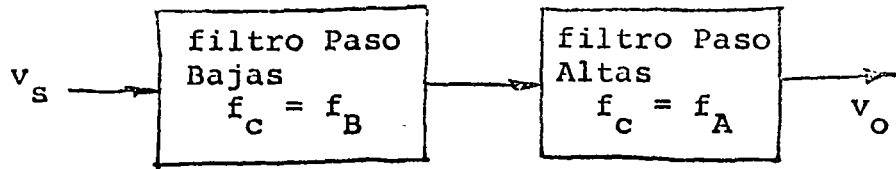


Fig. 1.4.11

Si B es pequeño, la solución será un circuito de tipo resonante centrado en  $f_c$ . Una aproximación de segundo orden para este caso es taría dada por:

$$H(s) = \frac{ks}{s^2 + Bs + \omega_c^2}$$

Para este caso  $A = \frac{k}{B}$

$Q = \frac{\omega_c}{B}$  (Q factor de merito que indica la selectividad del filtro)

La realización de esta función, propuesta por Kerwin y Huelsman se muestra en la figura 1.4.12, esta realización es adecuada para  $Q < 4$ .

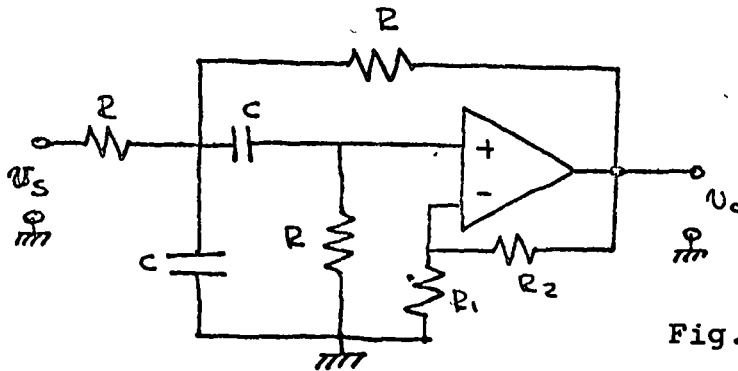


Fig. 1.4.12

$$K = \frac{A}{RC} \quad \omega_c^2 = \frac{2}{R^2 C^2}$$

$$B = \frac{4-A}{RC} \quad A = 1 + \frac{R^3}{R_2}$$

Para obtener filtros con  $Q > 5$  podemos recurrir a un circuito con múltiple realimentación como el mostrado en la figura 1.4.13

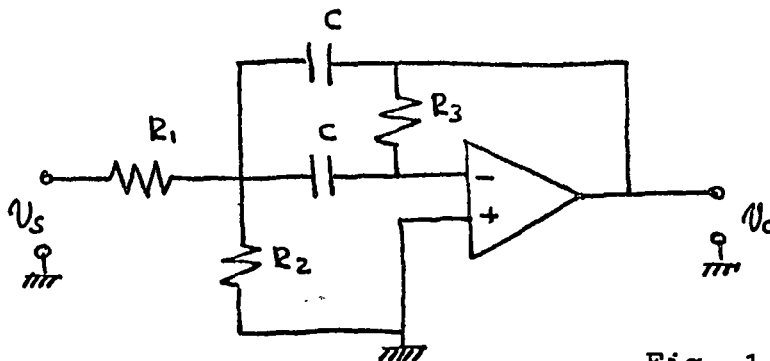


Fig. 1.4.13

En este circuito existirá un defasamiento de  $180^\circ$  entre  $v_s$  y  $v_o$  debido a la conexión inversora del A.O. los parámetros del circuito están dados por:

$$K = - \frac{1}{R_1 C} \quad B = \frac{2}{R_3 C}$$

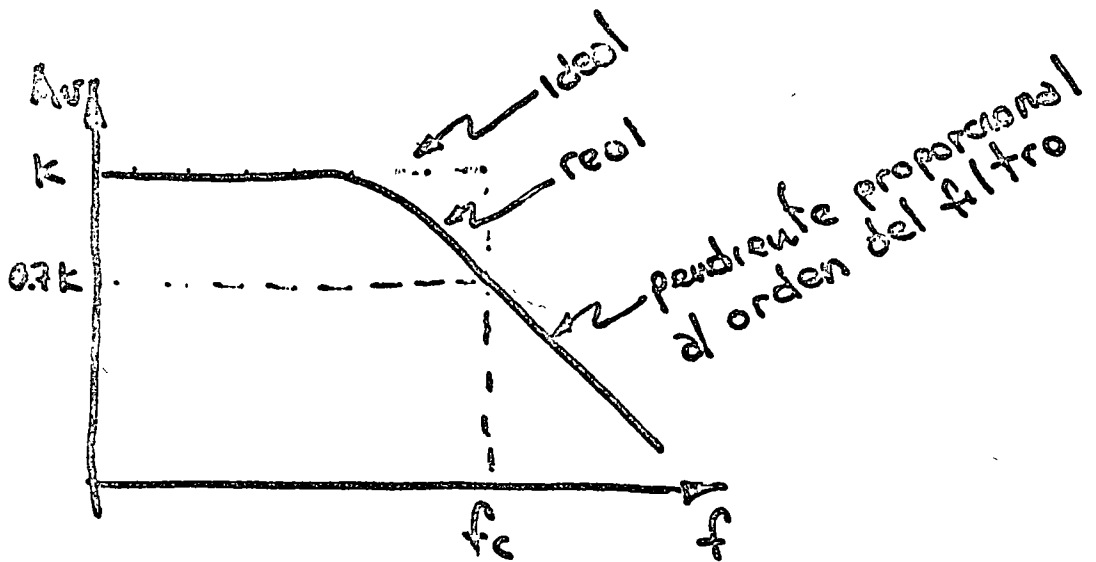
$$\omega_c^2 = \frac{1}{R_3 C^2} \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$$

Existe una gran variedad de realizaciones aparte de las presentadas como son filtros de variable de estado de realimentación positiva, bicuadráticos etc. Sin embargo aunque no han sido presentados en este curso, el diseñador interesado puede referirse a la literatura especializada para encontrar la teoría adecuada a estas y otras aplicaciones de redes RC en conjunción con A.O.

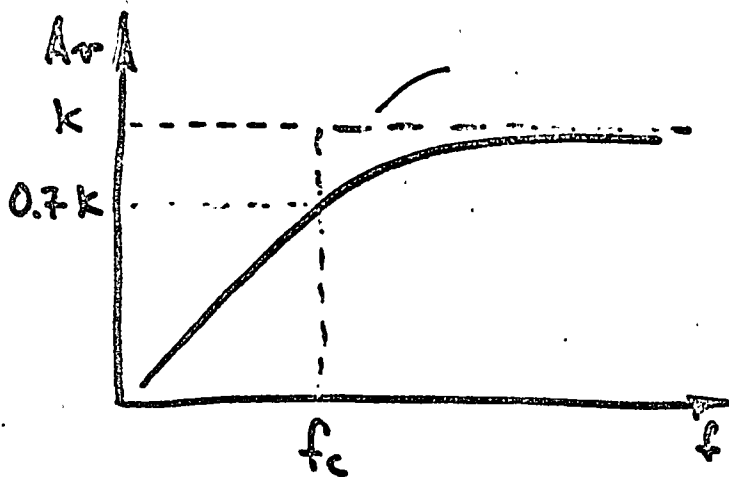
Finalmente, en el apéndice B hemos incluido otros circuitos y sus correspondientes fórmulas de diseño, sugerimos estudien y traten de realizar algunos de estos circuitos a fin de ganar familiaridad con nuevas configuraciones y con las limitaciones que éstas imponen sobre los elementos activos empleados.



# FILTROS

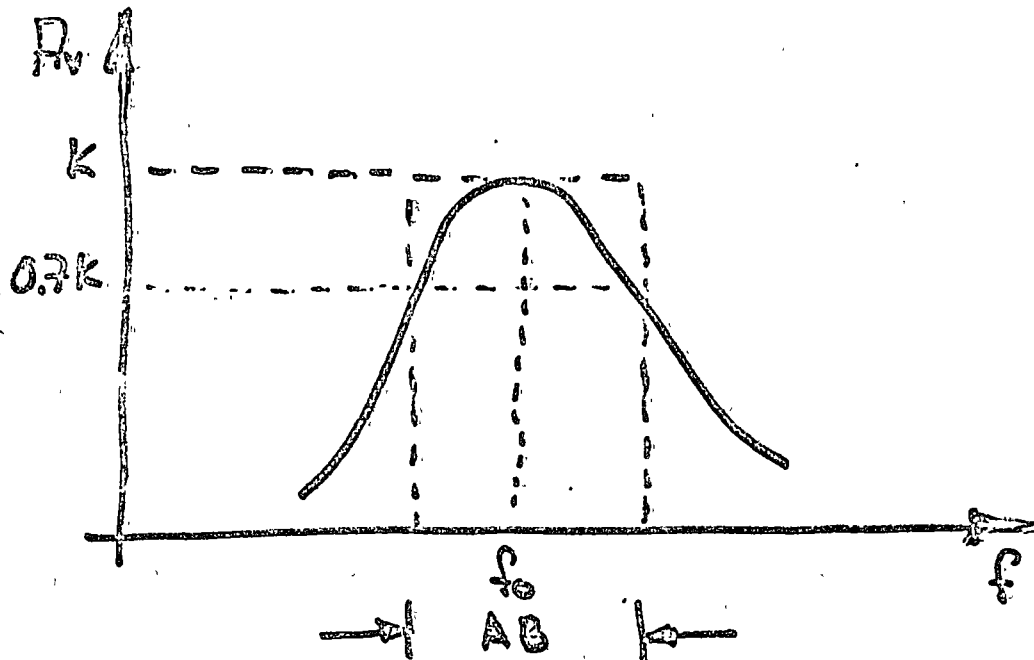


Paso bajas



Paso altas

# Paso Banda



$$Q = \frac{f_0}{AB} 2\pi$$

EXISTEN OTRAS CARACTERISTICAS

P. ej. SUPRESOR DE BANDA  
DE RANURA

⋮  
etc

# Filtros Activos

## Ventajas

- Valores razonables de elementos a bajas frecuencias
- Empleo de R y C únicamente
- Q Alta (varias centenas)
- Ganancia en la banda de paso

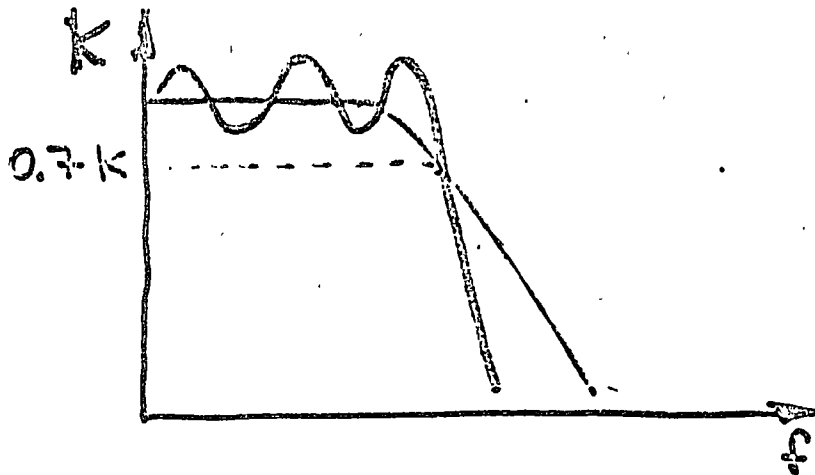
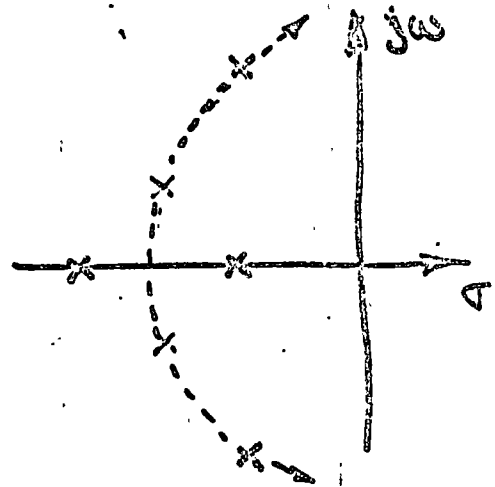
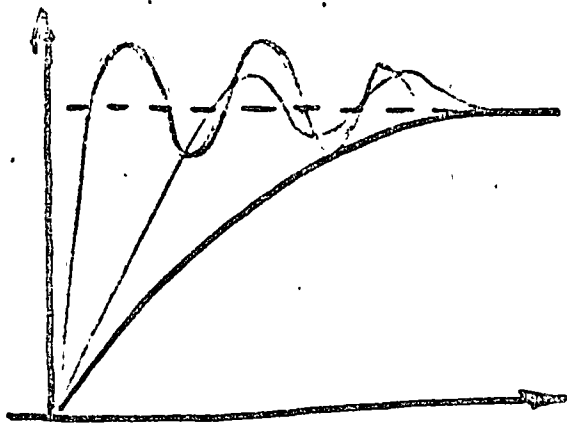
## Desventajas

- Señales referidas a tierra
- Drift en C.D.
- Valores de  $V_o$  e  $i_o$  Limitados

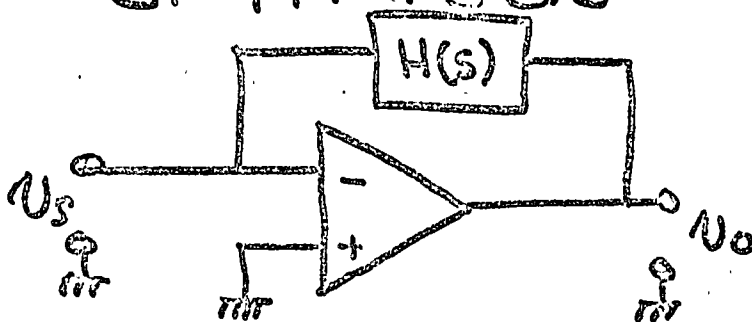
## Tipos de Filtros

- Butterworth
- Chebyshev
- Bessel

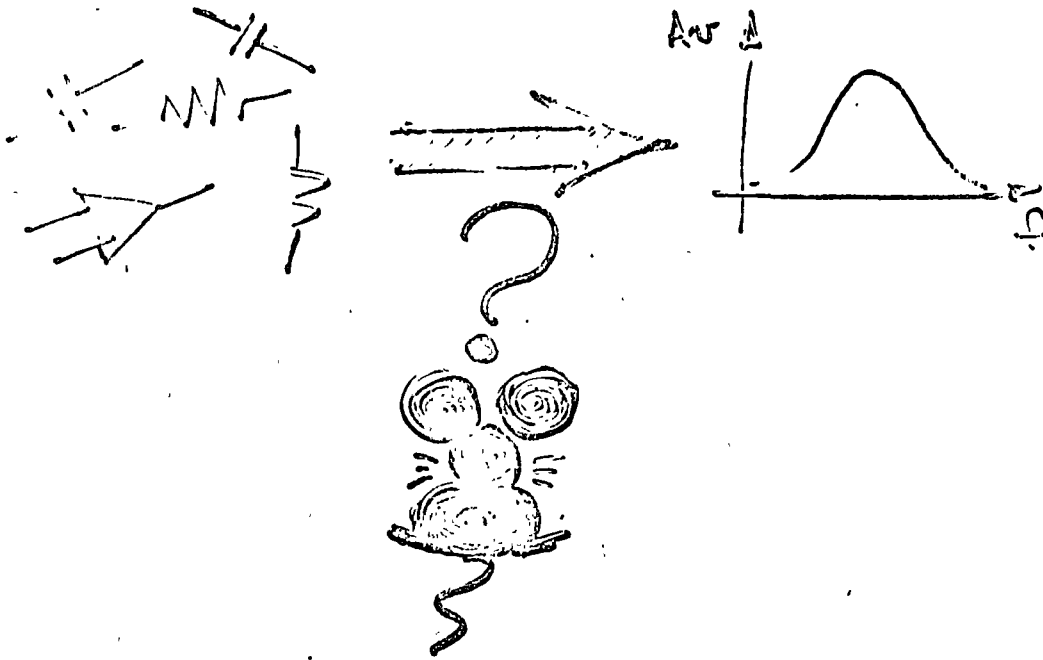
⋮



Podemos usar  
 estos sistemas para  
 el filtrado



# COMO REALIZARLOS



MÉTODOS ANALÍTICOS

MÉTODOS GRÁFICOS

Depende de:

- frecuencia de uso
- especificaciones
- ...

# Filtro Paso Altas

## UN POLO

$$H(s) = \frac{H_0 s}{s + \omega_0}$$

$$G(\omega) = \left( \frac{H_0^2 \omega^2}{\omega^2 + \omega_0^2} \right)^{1/2}$$

$$\phi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \frac{\omega}{\omega_0}$$

$$\tau(\omega) = \frac{\sec^2 \phi(\omega)}{\omega_0}$$

## PAR COMPLEJO

$$H(s) = \frac{H_0 s^2}{s^2 + d\omega_0 s + \omega_0^2}$$

$$G(\omega) = \left[ \frac{H_0^2 \omega_0^4}{\omega^4 + \omega^2 \omega_0^2 (d^2 - 2) + \omega_0^4} \right]^{1/2}$$

$$\phi(\omega) = \pi - \tan^{-1} \left[ d \left( 2 \frac{\omega}{\omega_0} + \sqrt{4 - d^2} \right) \right] - \tan^{-1} \left[ d \left( 2 \frac{\omega}{\omega_0} + \sqrt{4 - d^2} \right) \right]$$

$$\tau(\omega) = \frac{2 \sec^2 \phi(\omega)}{d \omega_0} - \frac{\sec 2\phi}{2\omega}$$

# CUIDADO

ELEMENTOS STANDARD

TOLERANCIAS DE COMPONENTES

NO IDEALIDADES DEL A.O.

# ¿QUE NOS INTERESA CONOCER?

PARAMETROS DE LA RED {  
- frecuencia característica  
- Q  
- Ganancia

PARAMETROS DE LA FUNCION {  
- Frecuencia  
- Fase  
- Retraso de Grupo

EXAMINAREMOS . FUNCIONES Y REALIZACIONES  
DE UN POLO Y UN PAR CONJUGADO

FUNCIONES PASO BAJA

UN POLO

$$H(s) = \frac{H_0 \omega_0}{s + \omega_0}$$

$$|H(j\omega)| = G(\omega) = \left( \frac{H_0^2 \omega_0^2}{\omega^2 + \omega_0^2} \right)^{1/2}$$

$$\angle H(j\omega) = \phi(\omega) = - \tan^{-1} \frac{\omega}{\omega_0}$$

$$- \frac{d\phi(\omega)}{d\omega} = \tau(\omega) = \frac{\cos^2 \phi(\omega)}{\omega_0}$$



PSR CONJUGADO

$$H(s) = \frac{H_0 \omega_0^2}{s^2 + d\omega_0 s + \omega_0^2}$$

$$G(\omega) = \left[ \frac{H_0^2 \omega_0^4}{\omega^4 + \omega^2 \omega_0^2 (d^2 - 2) + \omega_0^4} \right]^{1/2}$$

$$d^2 \leq 4$$

$$Q = d^{-1}$$

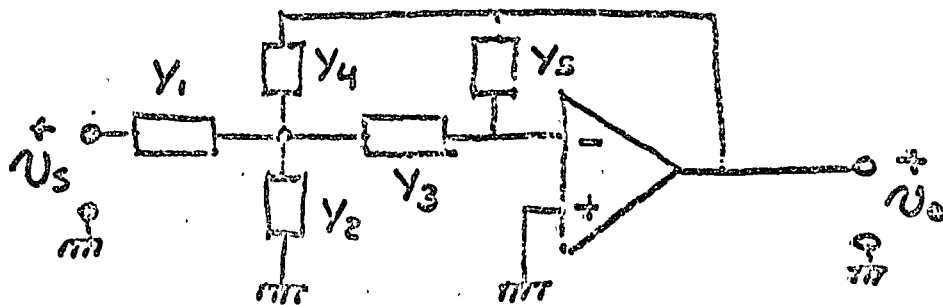
$$\phi(\omega) = -\tan^{-1} \left[ Q \left( 2 \frac{\omega}{\omega_0} + \sqrt{4 - d^2} \right) \right] -$$
$$-\tan^{-1} \left[ Q \left( 2 \frac{\omega}{\omega_0} - \sqrt{4 - d^2} \right) \right]$$

$$\tau(\omega) = \frac{2 \operatorname{Sen}^2 \phi(\omega)}{d \omega_0} - \frac{\operatorname{Sen} 2\phi(\omega)}{2 \omega}$$

# REALIZACION DE FILTROS ACTIVOS CON A.O.

GANANCIA INFINITA REALIMENTACION MULTIPLE  
PAR DE POLOS COMPLEJOS CONJUGADOS  
CEROS EN  $\omega = 0$  O  $\omega \rightarrow \infty$

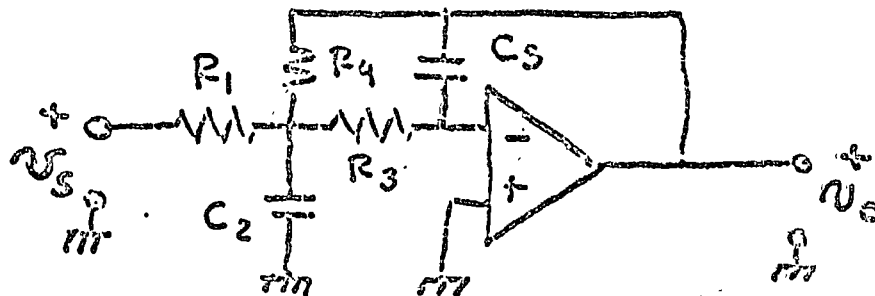
CIRCUITO TIPICO



HACIENDO  $A_v \rightarrow \infty$

$$\frac{V_o(s)}{V_s(s)} = - \frac{Y_1 Y_3}{Y_5 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4}$$

FILTRO PASO BAJA



$$\frac{V_o(s)}{V_s(s)} = \frac{-\frac{1}{R_1 R_3 C_2 C_5}}{s^2 + \frac{s}{C_2} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) + \frac{1}{R_3 R_4 C_2 C_5}}$$

$$\frac{V_o(s)}{V_s(s)} = H(s) = \frac{H_0 \omega_0^2}{s^2 + d \omega_0 s + \omega_0^2}$$

$$H_0 = \frac{R_4}{R_1} \quad \omega_0 = \left( \frac{1}{R_3 R_4 C_2 C_5} \right)^{1/2}$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{C_5}{C_2}} \left( \sqrt{\frac{R_3}{R_4}} + \sqrt{\frac{R_4}{R_3}} + \frac{\sqrt{R_3 R_4}}{R_1} \right)$$

$$\phi = \pi - \tan^{-1} \frac{\omega}{\omega_0} \quad \tau = \frac{\cos^2 \phi}{\omega_0}$$

### SECUENCIA DE DISEÑO

DATOS  $H_0$   $\alpha$   $\omega_0$

FIJAMOS  $C_5 = C$  (valor adecuado)

EVALUAMOS  $K' = \frac{4(H_0 + 1)}{\alpha^2}$

FIJAMOS  $K > K'$

OBTENEMOS  $C_2 = KC$

CALCULAMOS  $R_4 = \frac{\alpha}{2\omega_0 C} \left[ 1 \pm \sqrt{1 - \frac{K'}{K}} \right]$

$$R_1 = \frac{R_4}{H_0}$$

$$R_3 = \frac{1}{\omega_0^2 C^2 R_4 K}$$

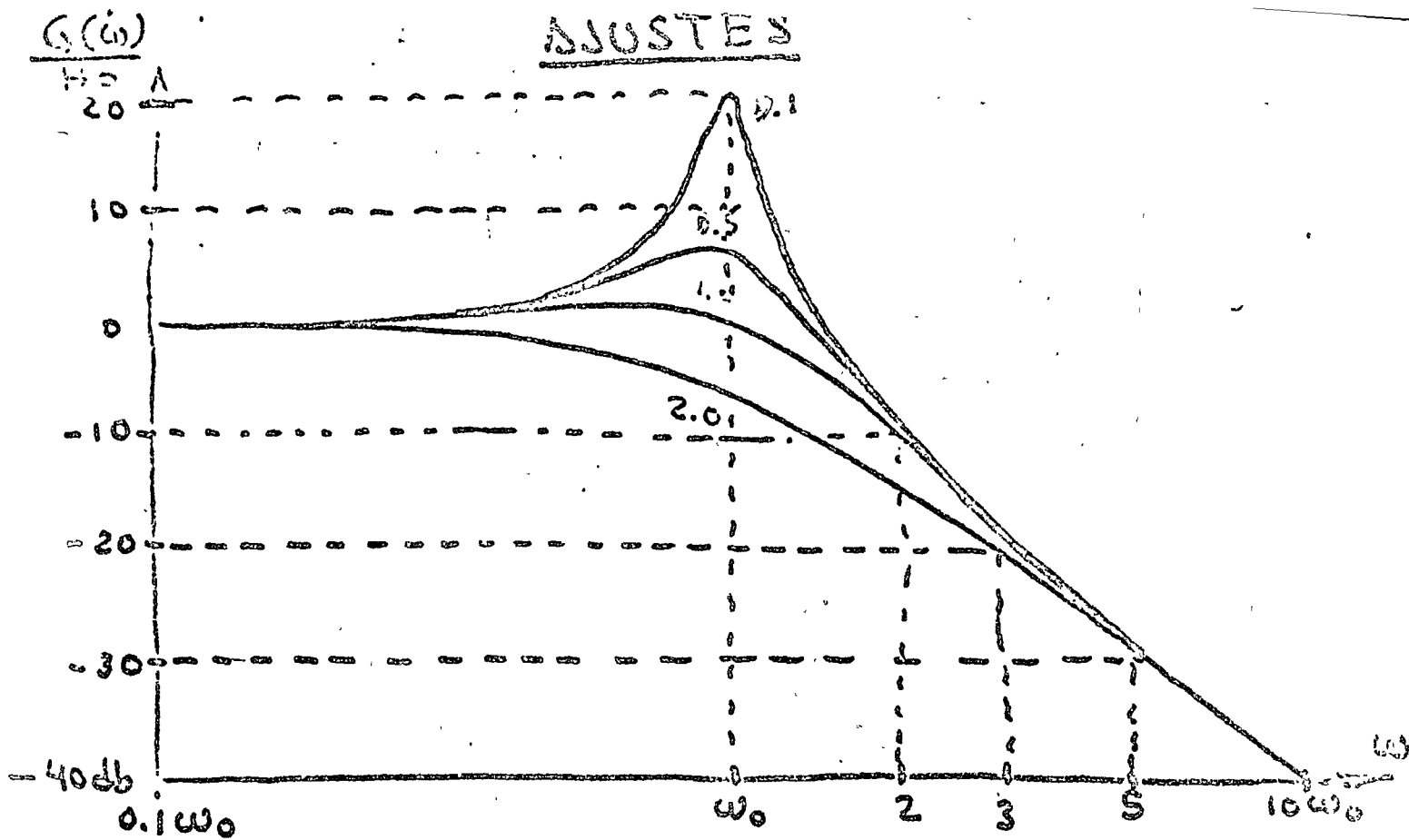
### RESTRICCIONES

$H_0 \leq 10$  para  $\alpha \approx 0.1$

$H_0 \leq 100$  para  $\alpha \approx 1$

Lim. Suponiendo  $A_v \approx 80 \text{ db}$  @  $\omega_0$

# AJUSTES



Medir  $G(\omega)$  para  $\omega < 0.1\omega_0$   
determinar:

$G(\omega)$  para  $\omega = 10\omega_0$

Ajustar  $G(10\omega_0)$  mediante  $R_3$

determinar:

$$\omega_d = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{\alpha^2}{2}} \quad \text{Si } \alpha < \sqrt{2}$$

$\omega_{-3dB}$  función del tipo de filtro

Ajustar  $\alpha$  para  $\omega = \omega_d$  si  $\alpha < \sqrt{2}$

$\omega_{-3dB}$

mediante  $R_1$

# VALORES DE LOS PARAMETROS EN FUNCION DEL TIPO DE FILTRO

TIPO	$\alpha$	$\omega_0$	$\omega_d$	$\omega_{3db}$	S
Butterworth UNA ETAPA	1.41	1	—	1	—
Butterworth DOS ETAPAS	0.74	1	0.84	—	3.01
BESSEL	1.23	1.23	—	1.36	—
Chebyshev 0.5db 1E	1.16	1.23	0.71	—	0.5
Chebyshev 0.5db 2E	0.34	1.03	1.0	—	9.5
Chebyshev 2db	0.38	0.91	0.71	—	2.0
Chebyshev 3db	0.77	0.84	0.71	—	3.0

## FRECUENCIAS NORMALIZADAS PARA:

BUTTERWORTH

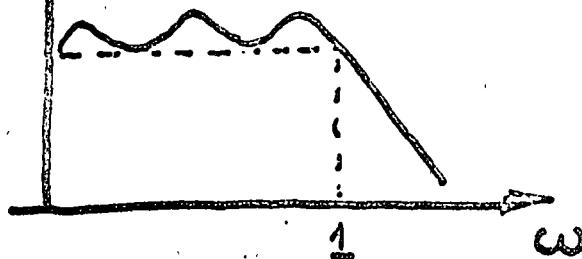
$$\omega_{-3db} = 1$$

BESSEL

$$\tau(1) = 1$$

CHEBYSHEV

$\delta G(\omega)$



## 1.5 Circuitos Digitales.

Existen aplicaciones en las cuales por necesidad o conveniencia el ingeniero en comunicaciones tiene que tomar en cuenta algún procedimiento de señales digitales en su sistema; es nuestra intención en esta parte del capítulo, el señalar las principales características tanto de las familias como de algunos elementos de dichas familias que son de especial importancia en los sistemas de comunicaciones.

### 1.5.1 COMPARACION DE FAMILIAS LOGICAS:

A.- Puntos de Comparación. Existe una infinidad de parámetros si tomamos en cuenta los de cada uno de los integrantes de una cierta familia lógica, sin embargo existen algunos que son especialmente relevantes al diseño global del sistema cuyo diseño se esté considerando.

Los parámetros de comparación mas aceptados son:

a.- Consumo de potencia: Dado lo extensivo que puede ser un sistema digital, es muy importante el consumo de potencia de cada uno de los elementos que lo integran, ya que afectará grandemente el diseño de otros subsistemas, por ejemplo, fuente de poder, Bastidor e incluso el local en que se instale el equipo.

b.- Fanout: Nos indica cuantos elementos lógicos pueden conectarse a la salida de cada uno de dichos elementos. Esto es si un elemento tiene Fanout de 10, se podrán conectar 10 elementos de la misma familia a su salida.

c.- Margen de Ruido: Es una medida de la inmunidad de los miembros de la familia a señales impureas, este parámetro puede ser de capital importancia en ambientes electricamente ruidosos electricamente hablando.

d.- Velocidad y Retraso de propagación: Son dos parámetros intimamente relacionados que nos dan idea de la rapidez con

que cambia el estado lógico a la salida de un elemento, con --  
respecto a la variación en su salida.

Otros elementos de juicio que pueden ayudar a seleccionar la familia ló-  
gica adecuada pueden ser:

- disponibilidad en el mercado
- variedad de elementos
- Densidad de elementos individuales por "paquete"
- Compatibilidad con las fuentes de poder disponibles en el sistema
- Rango de operación con respecto a variaciones ambientales
- Secillez de manejo etc...

#### B.- Familias Lógicas

Las familias mas comunes son:

TTL	Lógica	Transistor-transistor
ECL	Lógica	Acoplado por Emisor
CMOS	Lógica	MOS Complementaria
DTL	Lógica	Transistor-diodo
RTL	Lógica	Resistencia-transistor
HTL	Lógica	De Alto Nivel

De estas familias las mas empleadas son las tres primeras. -  
Cabe hacer notar que existe gran variedad de elementos prove-  
nientes de la tecnología MOS (metal oxido semiconductor), pe-  
ro dado que su uso es especializado, en circuitos de alta densi-  
dad (L.S.I.), como son memorias, microprocesadores etc., no --  
los analizaremos como "familia lógica".

#### C.- Comparación entre familias lógicas

##### T T L

Circuito básico	-	AND
Fanout tipico	-	10

Polarización	-	5 V $\pm$ 10%
Margen de ruido	-	Bueno I V
Costo	-	Bajo
Disponibilidad	-	Amplia

En lo que respecta a la velocidad y consumo de potencia, tenemos que diferenciar entre "subfamilias" TTL

	Consumo por compuerta	retraso por compuerta	Frecuencia maxima de operación
TTL Standar	12mW	10 nS	35 MHz
TTL Alta Velocidad	22mW	6 nS	50 MHz
TTL Schottky	19mW	3 nS	125 MHz
TTL baja potencia	1mW	33 nS	3 MHz
TTL Schottky baja potencia	2mW	9 nS	45 MHz

El circuito de una compuerta NAND TTL Standar se muestra en la figura -

1.5.1

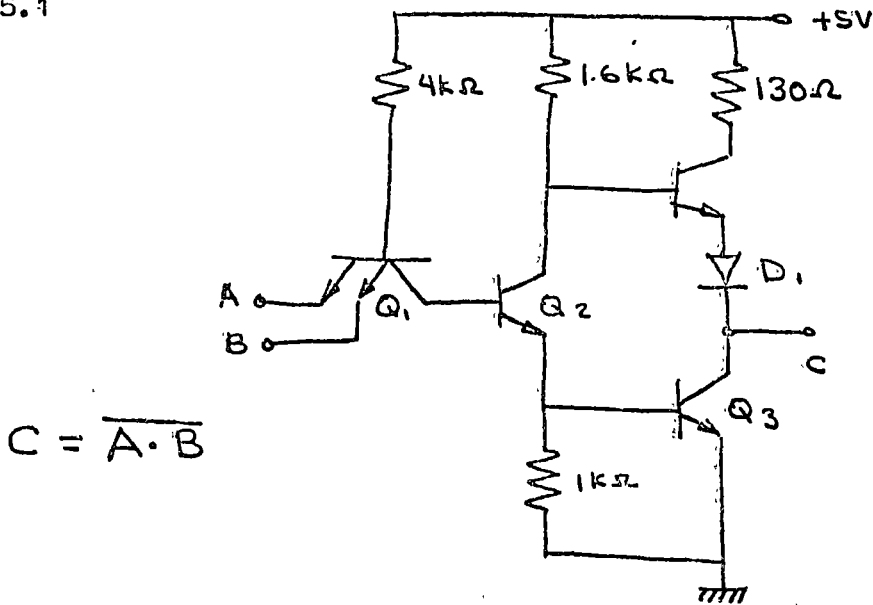


Fig. 1.5.1

CIRCUITO

Circuito básico

NAND ó NOR



Fanout típico	50	
Polarización	3 a 18V	
Margen de ruido	muy bueno	30 a 45% de la polarización
Costo	mediano	
Disponibilidad	pequeña	
Consumo por compuerta	0.01 mW estático	
	1 mW	1 MHz
Retrazo por compuerta	70 nS	
Frecuencia máxima de Operación	5 MHz	

El circuito típico de un inversor CMOS se muestra en la figura 1.5.2

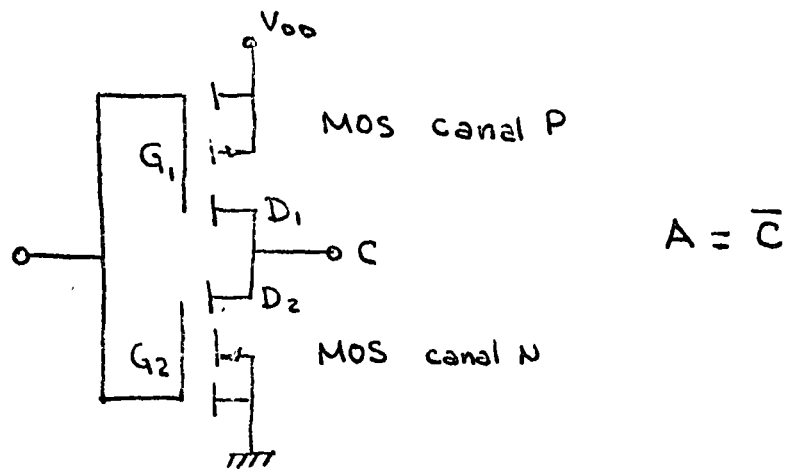


Figura 1.5.2

ECL

Circuito básico	OR y NOR
Fanout típico	25 (10 en las de mas alta velocidad)
Polarización	5.2 V $\pm$ 10%
Margen de ruido	pobre 0.5V
Costo	Alto
Disponibilidad	Casi nula
Consumo por compuerta	22 a 60 mW mas la carga
Retraso por compuerta	4 a 1 nSeg
Frecuencia máxima de - operación	70 a 400 MHz

El circuito típico de una compuerta OR y NOR se muestra en la figura --

1.5.3

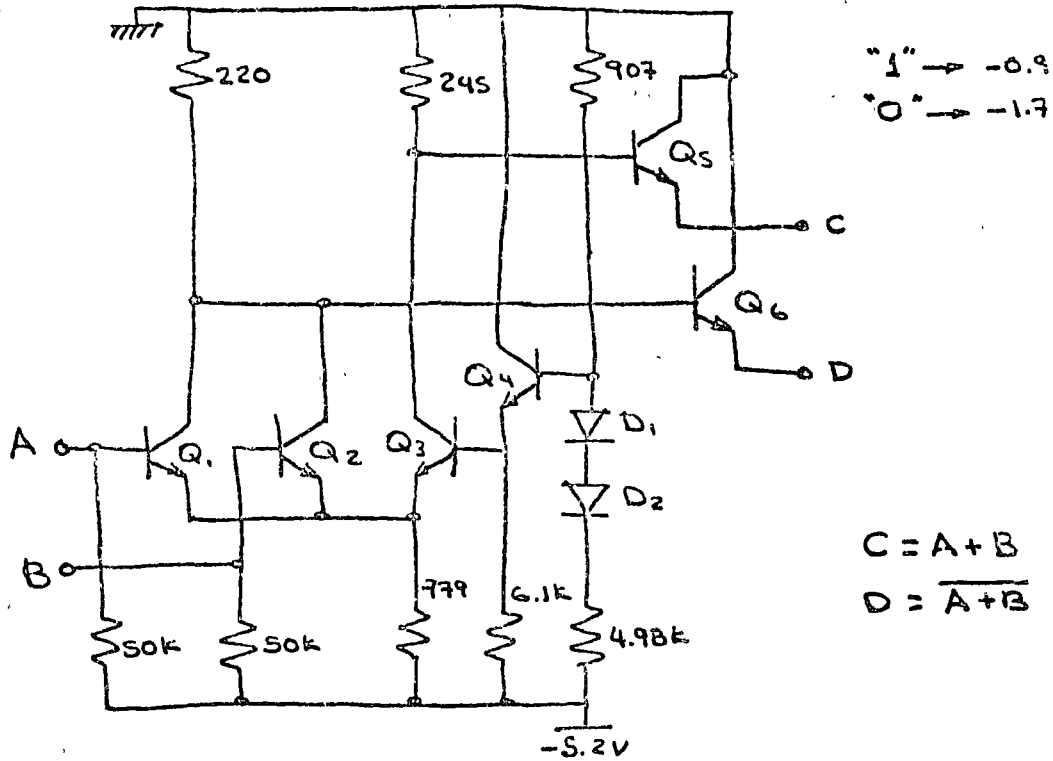


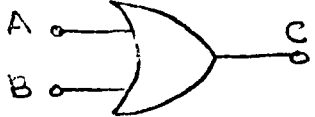
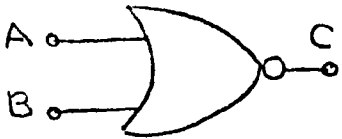
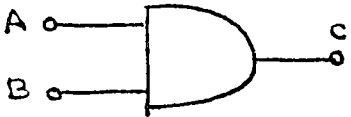


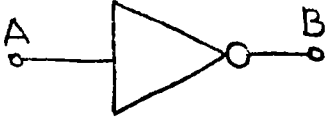
Fig. 1.5.3

Las restantes familias lógicas son de popularidad decreciente o escasa, excepto HTL cuya alta inmunidad al ruido ( $\approx 5V$ ) la hace muy deseable en circuitos industriales de control.

### 1.5.2 DEFINICION DE LOS ELEMENTOS LOGICOS.

A continuación presentamos un resumen de las definiciones de los elementos mas empleados en comunicaciones

A.- COMPUERTAS

S I M B O L O	TABLA DE VERDAD	NOMBRE Y FUNCION
	( A B C ) 0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1 1	OR  (o lógico) $C = A + B$
	0 0 1 0 1 0 1 0 0 1 1 0	NOR  (o lógico negado) $C = \overline{A + B}$
	0 0 0 0 1 0 1 0 0 1 1 1	AND  (y lógico) $C = A \cdot B$
	0 0 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0	NAND  (y lógico negado) $C = \overline{A \cdot B}$
	0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1 0	Exclusive OR (o lógico exclusivo)  $C = (A+B) \cdot \overline{AB}$ $= A \oplus B$
	0 1 1 0	INVERSOR  $B = \overline{A}$

Teorema de Morgan: Un teorema que es especialmente útil para substituir compuertas AND por OR y viceversa es el teorema de Morgan, el cual para dos variables indica que

$$\overline{A \cdot B} = \bar{A} + \bar{B}$$

B.- Circuitos Biestables son elementos cuya salida no depende únicamente del estado actual de las variables de entrada, sino también del estado anterior del circuito, o sea que en cierta forma tienen "memoria", a continuación presentamos las tablas de verdad de los biestables (Flip-Flops) mas usuales.

a.- Biestable J-K Flanco positivo (preset y clear)

P	C	CLK	J	K	Q	integrado típico
L	H	X	X	X	H	7470
H	L	X	X	X	L	
L	L	X	X	X	inestable	
H	H	↑	L	L	Q <sub>0</sub>	
H	H	↑	H	L	H	
H	H	↑	L	H	L	
H	H	↑	H	H	Toggle (cambia de estado con CLK)	
H	H	L	X	X	Q <sub>0</sub>	





X indica indiferencia al estado lógico presente en esa entrada

↑ indica cambio en la transición 0 → 1 de la variable lógica presente en la terminal

H equivale a "1"





L equivale a "0"

b.- Biestable J-K Maestro-Esclavo (preset)

P	CLK	J	K	Q	integrado típico
L	X	X	X	H	
H		L	L	Q <sub>0</sub>	74 L 71
H		H	L	H	
H		L	H	L	
H		H	H	Toggle	

indica que J y K deben permanecer constantes durante el período alto de la variable, y que la salida cambiará con el flanco de caída - de 1 a 0 de dicha variable

c.- Biestables RS Maestro esclavo (prest y clear)

P	C	CLK	S	R	Q	integrado típico
L	H	X	X	X	H	
H	L	X	X	X	L	74 L 71
L	L	X	X	X	inestable	
H	H		L	L	Q <sub>0</sub>	
H	H		H	L	H	
H	H		L	H	L	
H	H		H	H	indeterminada	

d.- Biestable tipo D flanco positivo (preset y clear)

P	C	CLK	D	Q	integrado típico
L	H	X	X	H	74 74
H	L	X	X	L	
L	L	X	X	inestable	
H	H	↑	H	H	
H	H	↑	L	L	
H	H	L	X	Q <sub>0</sub>	

Existen otros tipos de circuitos biestables, sin embargo su operación es similar a los descritos anteriormente.

C.- Registros de corrimiento

Un registro de corrimientos es una serie encadenada de biestables - - - (JK, RS ó D) tal que un nivel lógico presentado a la entrada de registro es transferido de un biestable a otro de acuerdo a las variaciones del reloj tal como se muestra en la figura 1.5.4

Diagrama de tiempos(simplificado) de un Registro de Corrimiento

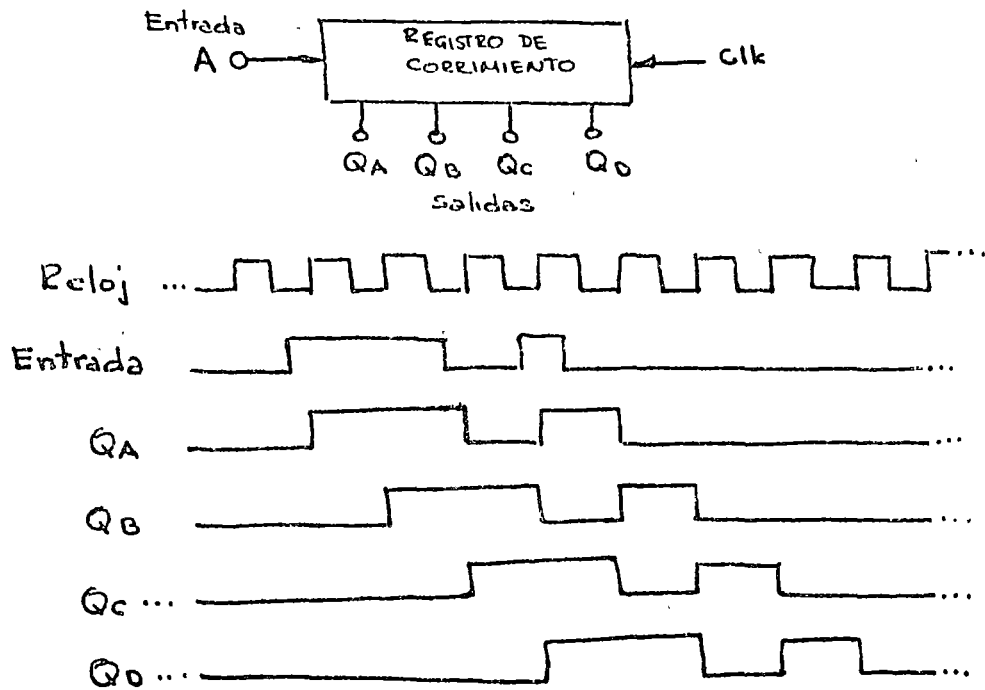
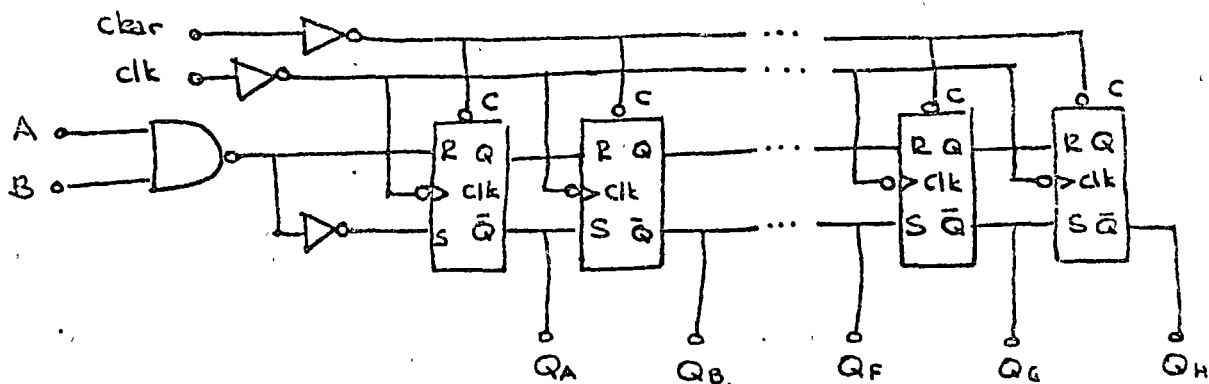


Fig 1.5.4

Implementación de un registro de corrimiento(74164)



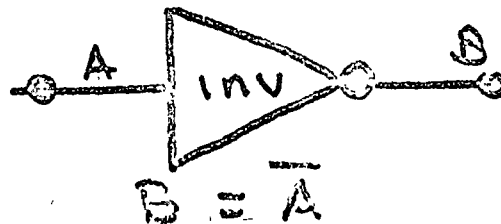
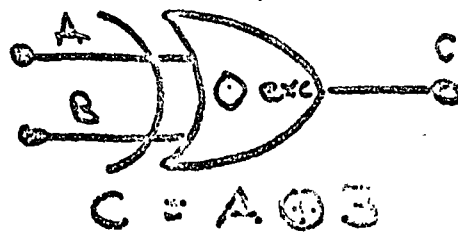
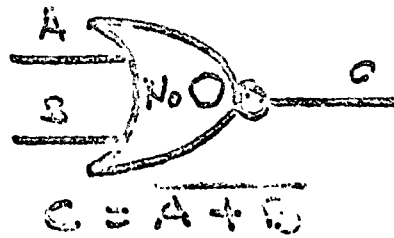
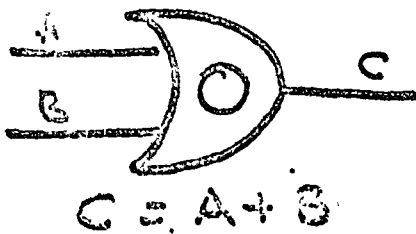
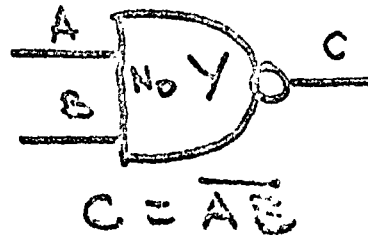
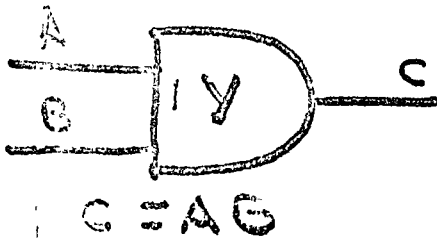
⊕ indica que la entrada sera activada en la transicion 1→0 del nivel lógico correspondiente

La aplicacion de registros de corrimiento como el mostrado, va desde transformaciones Serie → Paralelo de palabras digitales, hasta memorias de acceso seriado de 16 Kbits realizadas en tecnologia MOS.

# CIRCUITOS DIGITALES

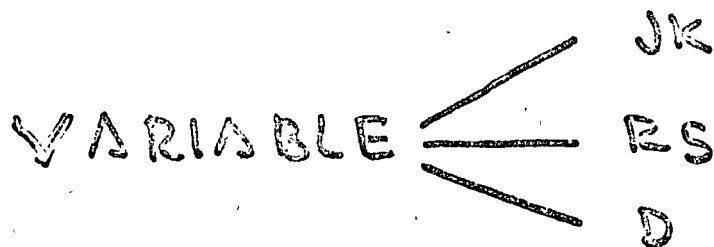
## Elementos Logicos

### COMPUERTAS

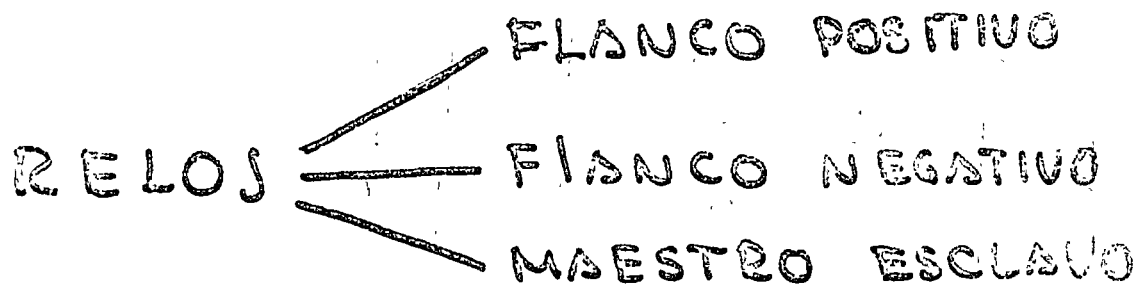


# BIESTABLES

Salida depende del estado anterior de las variables

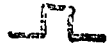





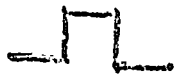
# SINCRONOS





# J-K MAESTRO ESCLAVO

P	clk	J	K	Q
L	X	X	X	H
H		L	L	Q <sub>0</sub>
H		H	L	H
H		L	H	L
H		H	H	Toggle

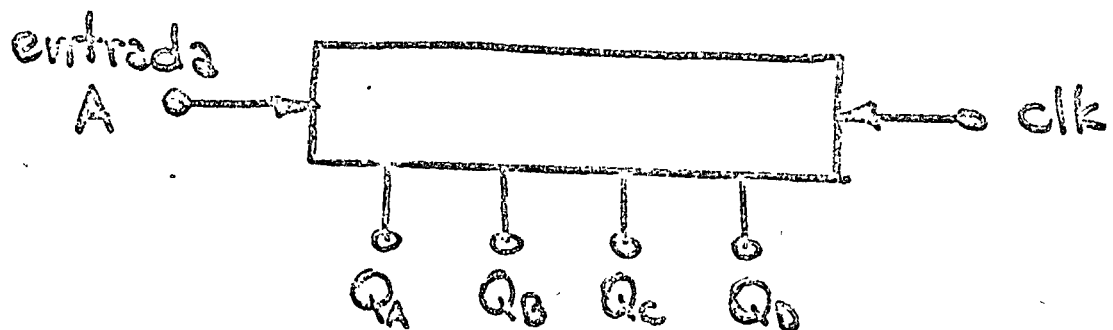
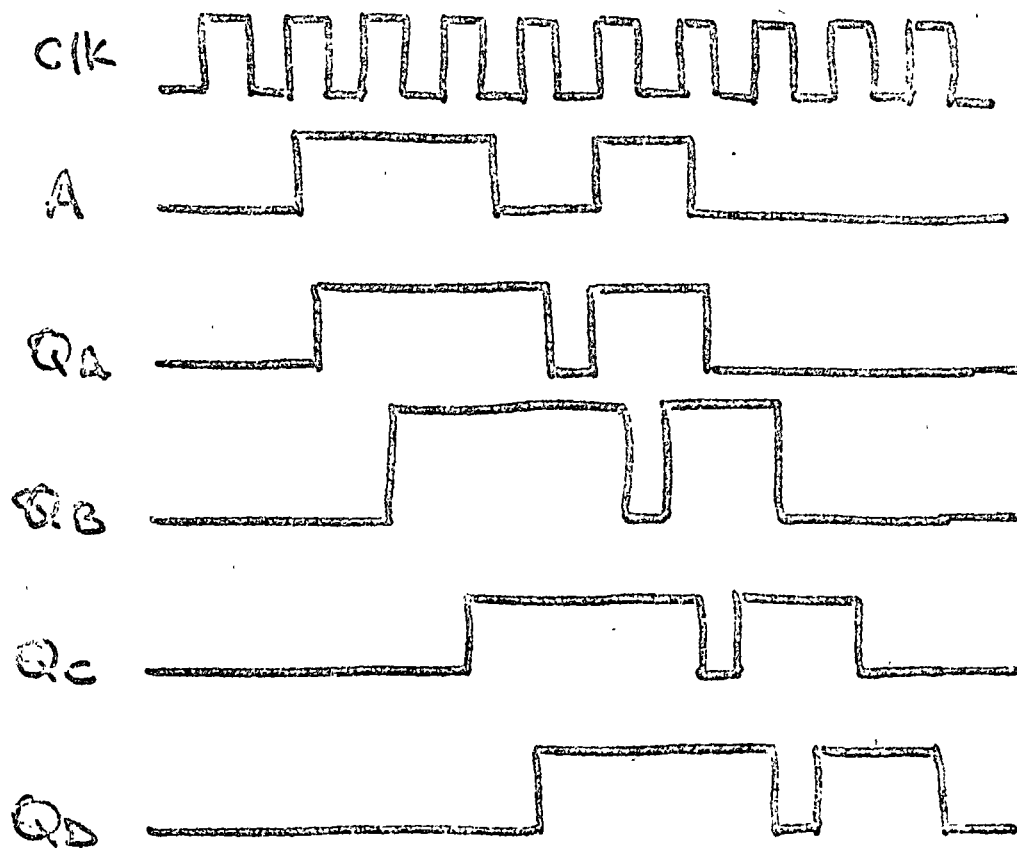
  $\rightarrow$  J, k constantes  
 $\searrow$  cambio 1  $\rightarrow$  0  
 Toggle cambio de estado con clk

# D FLANCO POSITIVO

P	C	clk	D	Q
L	H	X	X	H
H	L	X	X	L
L	L	X	X	INESTABLE
H	H	$\uparrow$	H	H
H	H	$\uparrow$	L	L
H	H	L	X	Q <sub>0</sub>

$\uparrow$  cambio 0  $\rightarrow$  1

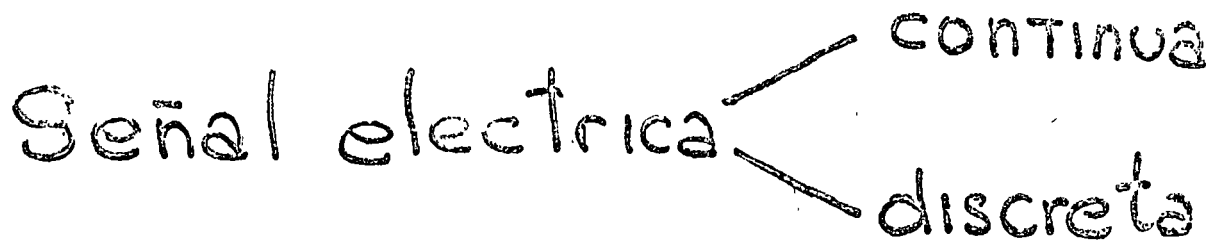
# REGISTRO DE CORRIMIENTO



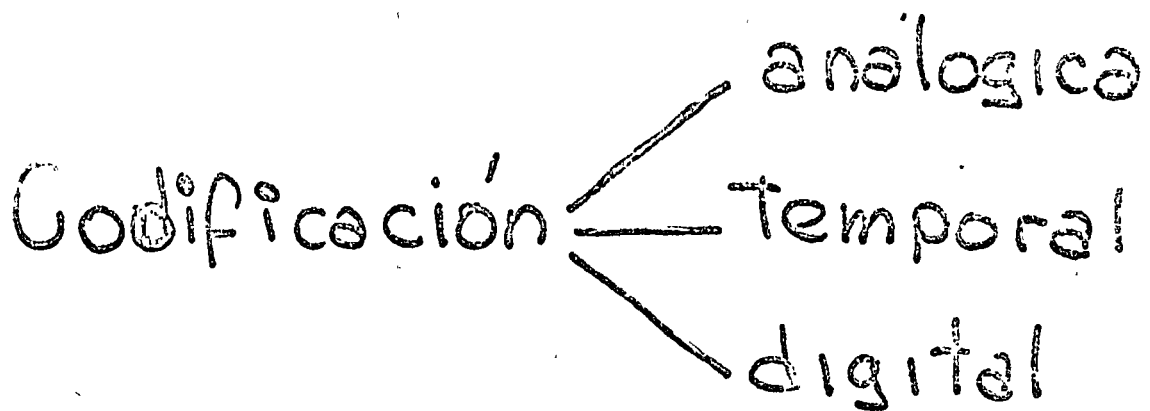


# CONVERSION

## DEFINICIONES

Señal eléctrica 

```
graph LR; A[Señal eléctrica] --- B[CONTINUA]; A --- C[discreta]
```

Codificación 

```
graph LR; A[Codificación] --- B[analógica]; A --- C[temporal]; A --- D[digital]
```

# CODIFICACION DE INFORMACION MEDIANTE SEÑALES ELECTRICAS

ANALOGICA	Carga Corriente Voltaje	La informacion esta contenida en la Magnitud de la variable
TEMPORAL	frecuencia Ancho de pulso Fase	La informacion esta contenida en la relacion temporal entre dos o mas pulsos
DIGITAL	Cuenta palabra serie palabra paralelo	La informacion esta contenida en el numero representado por
TIPO DE CODIFICACION	VARIABLES	CARACTERISTICA

EN UN SISTEMA REAL DEBEMOS PASAR  
DE UN SISTEMA A OTRO DE CODIFICACION

## CONVERSION

ANALOGICA  $\longrightarrow$  DIGITAL

DIGITAL  $\longrightarrow$  ANALOGICA

¿EN QUE CONSISTE?

- REPRESENTAR UN VOLTAJE O CORRIENTE MEDIANTE UNA PALABRA DE N BITS
- REPRESENTAR UNA PALABRA DE N BITS MEDIANTE UNA SEÑAL ANALOGICA DE VOLTAJE O CORRIENTE

¿PORQUE?

- VIVIMOS EN UN MUNDO ANALOGICO (MACROSCOPICAMENTE)
- EL PROCESAMIENTO, TRANSMISION Y ALMACENAMIENTO DIGITAL PRESENTAN GRANDES VENTAJAS

¿DONDE?

- SISTEMAS DE ALMACENAMIENTO
- SISTEMAS DE CONTROL
- INSTRUMENTOS DE MEDICION
- TRANSMISION DE DATOS
- EQUIPO AUTOMATICO DE PRUEBA
- ETC...

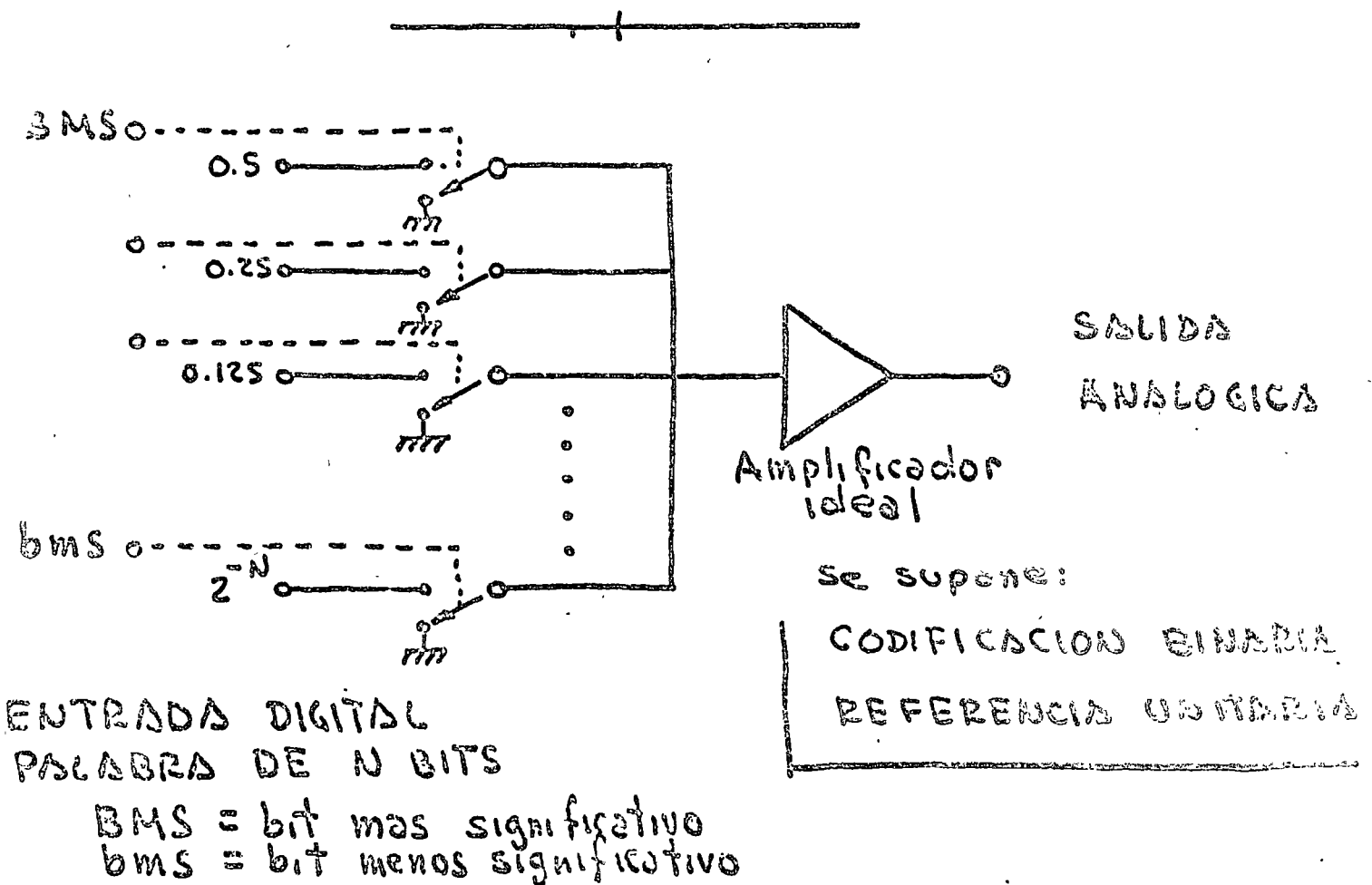
¿COMO?

---

# CONVERSION DIGITAL $\rightarrow$ ANALOGICA

ESTE TIPO DE SISTEMAS CONSTA  
GENERALMENTE DE :

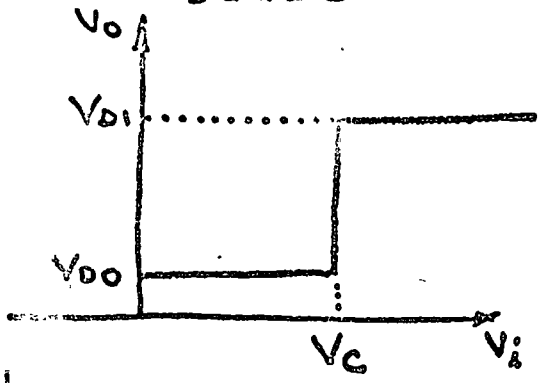
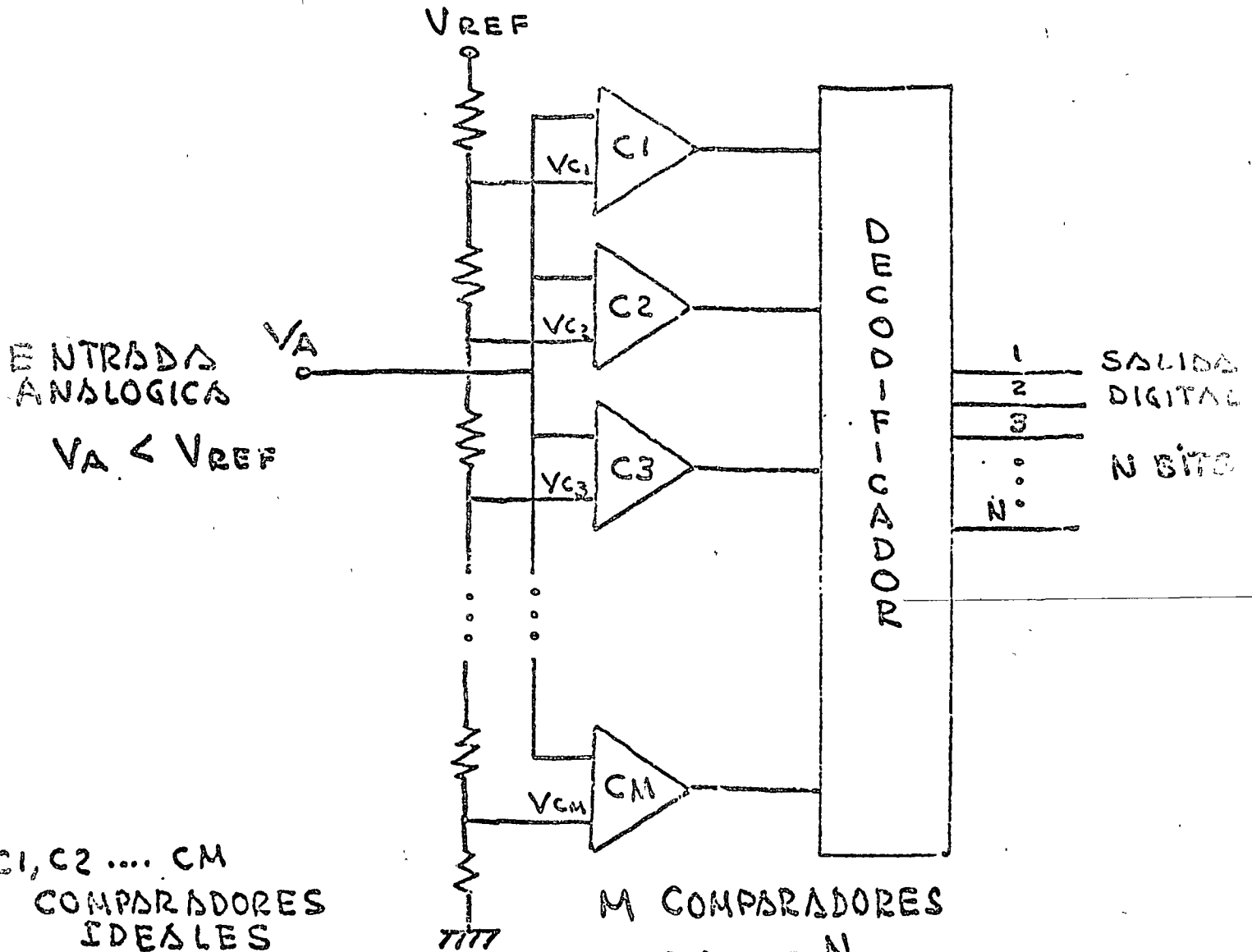
- + INTERRUPTORES DE CORRIENTE O VOLTAJE
  - ACCIONADOS POR LA PALABRA DIGITAL
- + FUENTES DE VOLTAJE O CORRIENTE
  - CON UN "PESO" ASIGNADO DE ACUERDO AL CODIGO DE LA PALABRA DIGITAL
- + SUMADOR ANALOGICO DE VOLTAJE O CORRIENTE





# CONVERSION ANALOGICA - DIGITAL

## CONVERTIDOR EN PARALELO

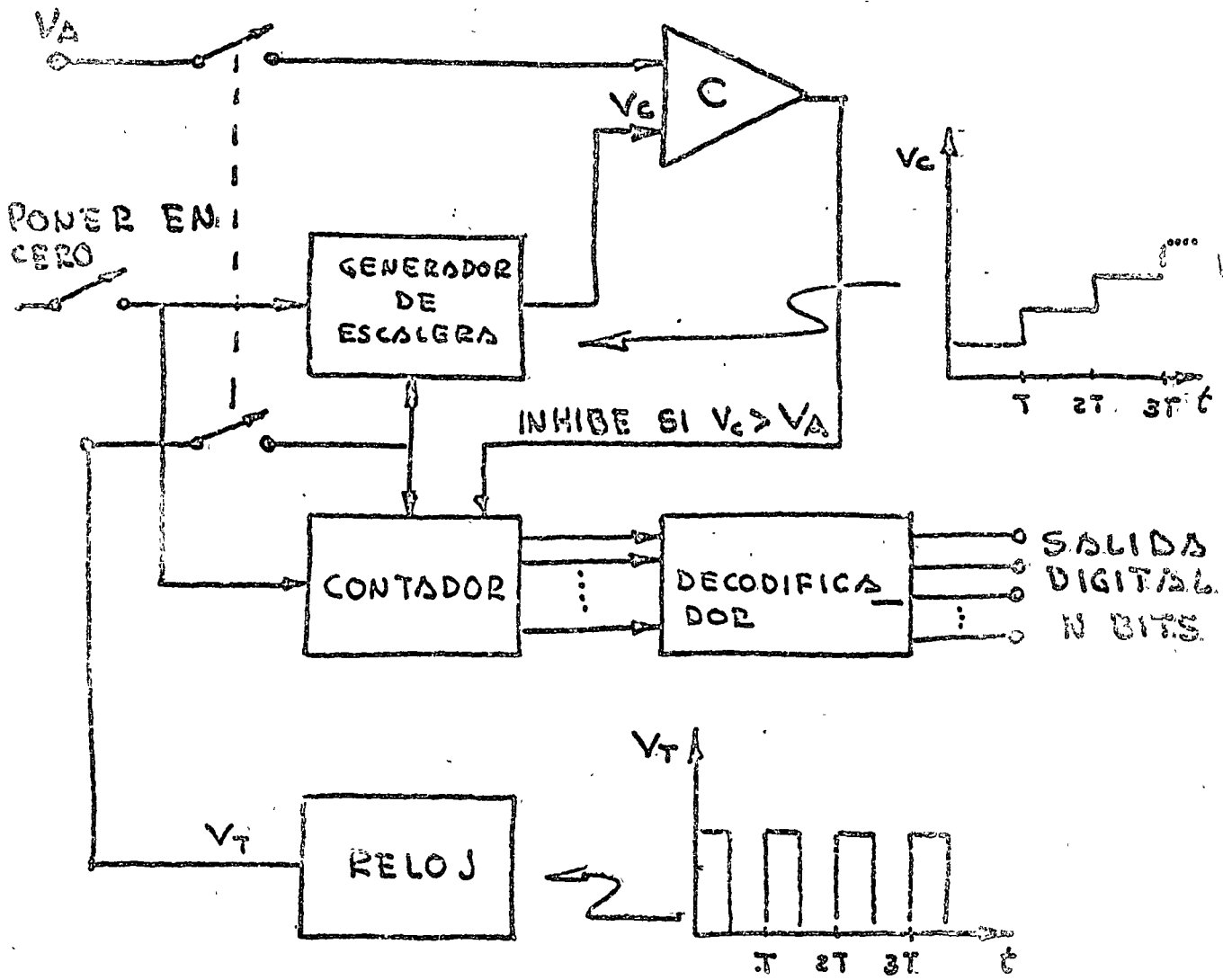


MUY RAPIDO  
CONVERSION CONTINUA  
POCO USADO PARA  $N > 4$

# CONVERTIDORES EN SERIE

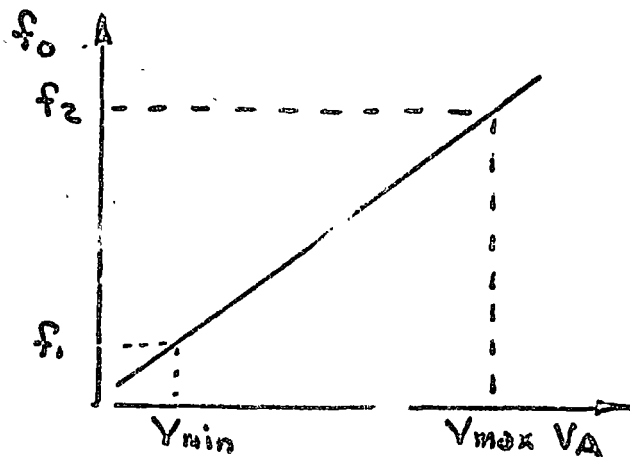
- LA CONVERSION ES MAS LENTA
- REQUIEREN MENOS COMPONENTES
- LA PARTE DIGITAL ES EN GENERAL MAS COMPLEJA

ENTRADA ANALOGICA

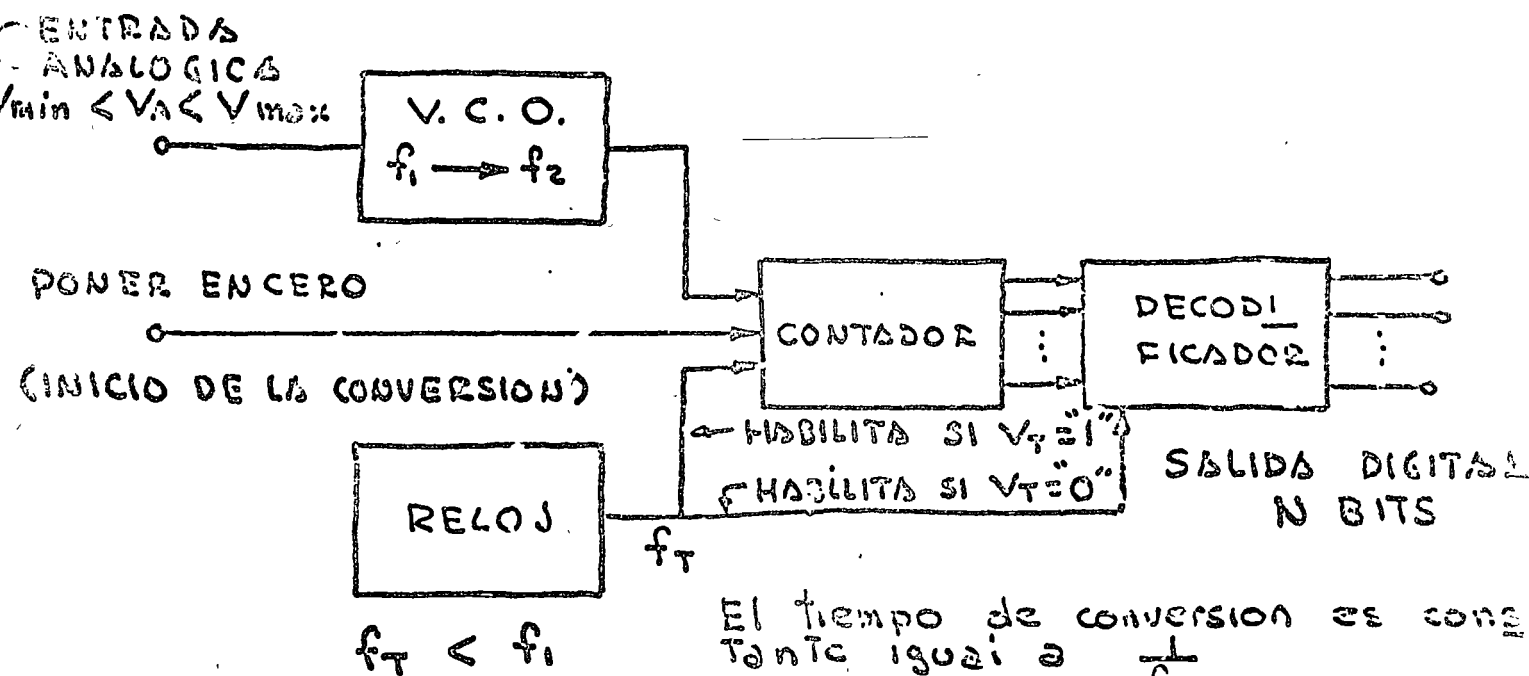


- TIEMPO MAXIMO DE CONVERSION -  
 $2^N T$

LA CONVERSION PUEDE REALIZARSE EMPLEANDO UN CONVERTIDOR VOLTAJE  $\rightarrow$  FRECUENCIA (V.C.O.) CUYA CARACTERISTICA ES:



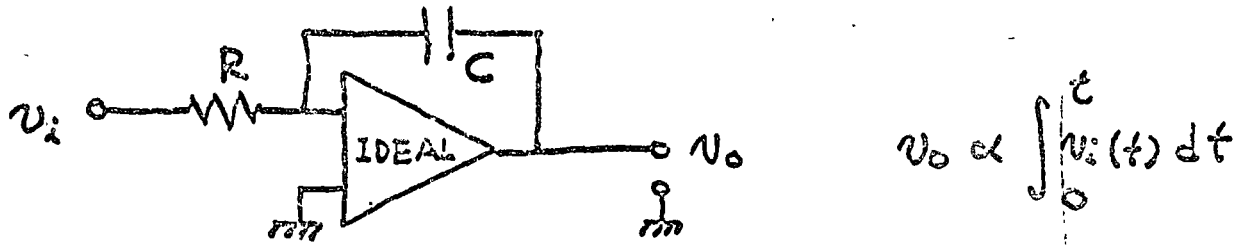
UN SISTEMA ELEMENTAL QUE HAGA USO DE ESTE DISPOSITIVO PUEDE SER:



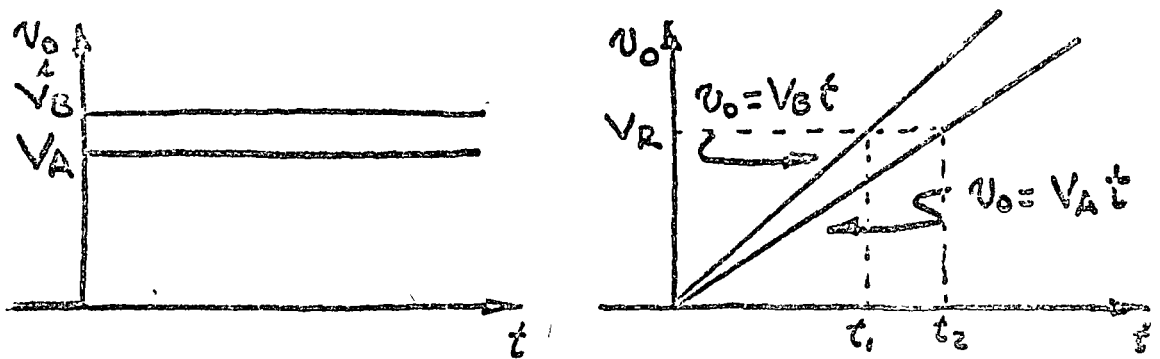
El tiempo de conversión es constante igual a  $\frac{1}{f_T}$

la salida es válida únicamente cuando  $V_T = "0"$

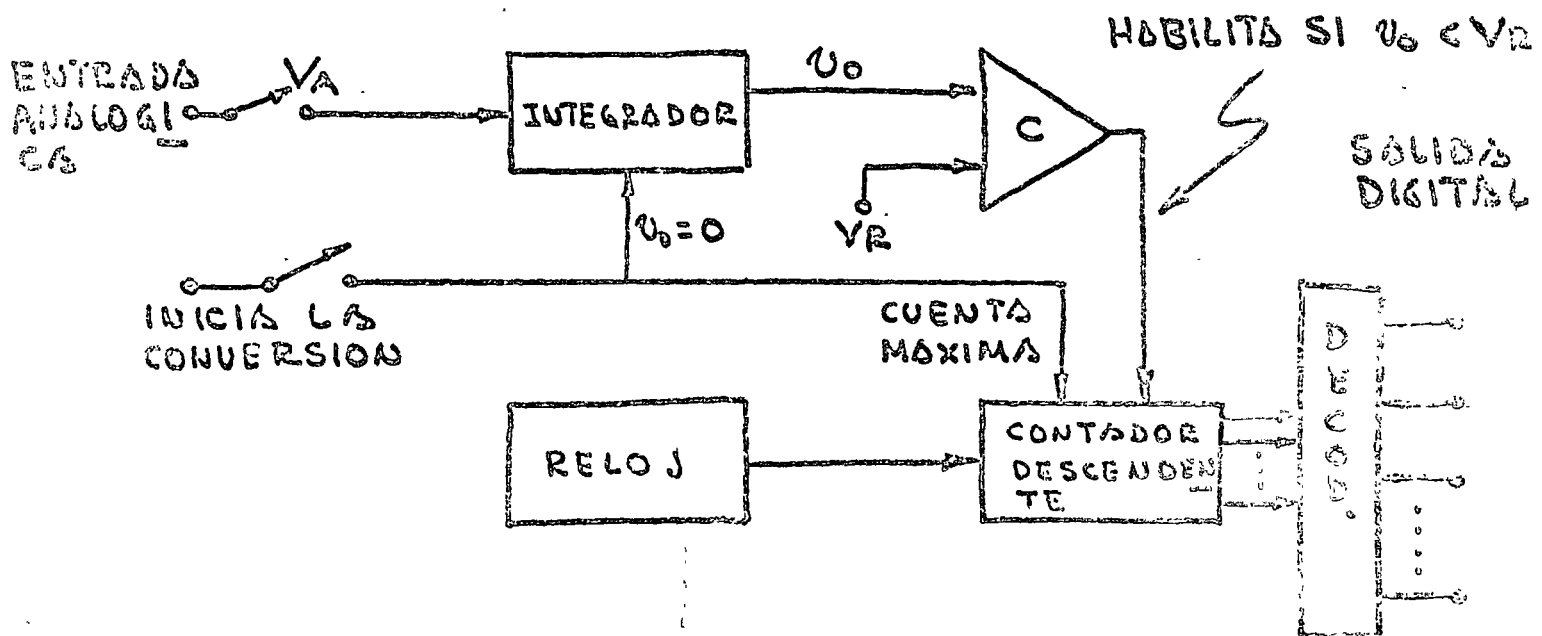
OTRAS FORMAS DE REALIZAR LA CONVERSION ES MEDIANTE UN INTEGRADOR



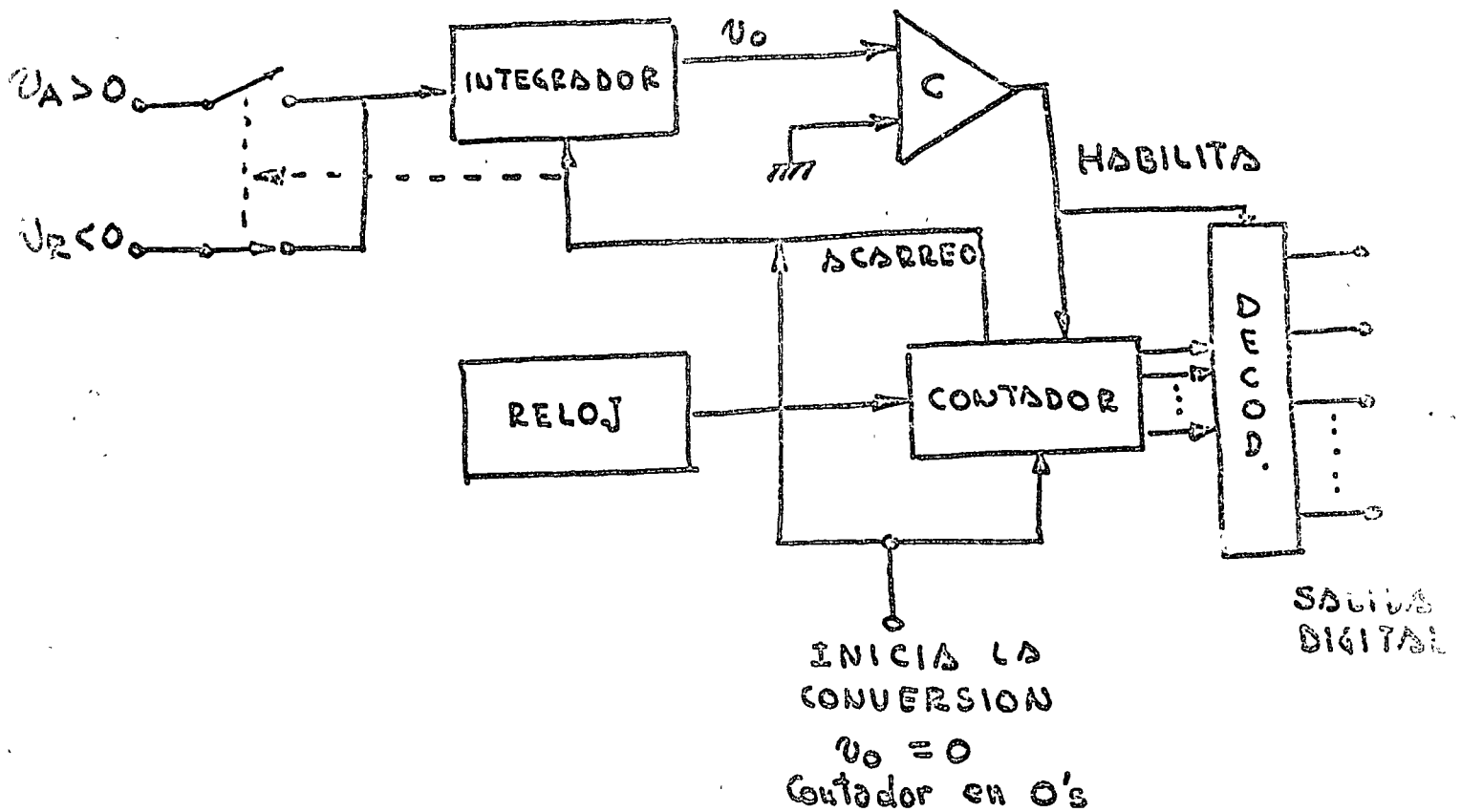
SI SUPONEMOS C INICIALMENTE DESCARGADO :



UN SISTEMA SENCILLO QUE EMPLEA ESTE PRINCIPIO PARA REALIZAR LA CONVERSION ES :

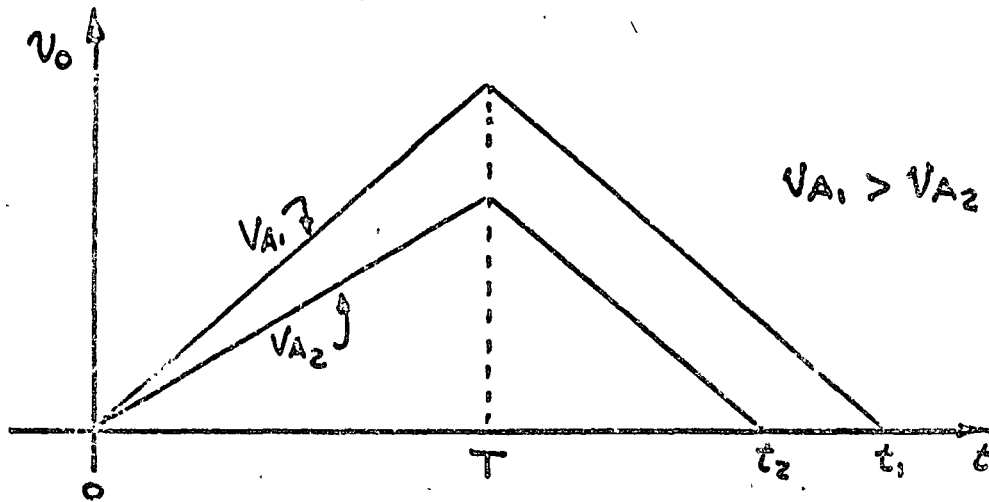


DEBIDO A LA SENSITIVIDAD DE LA CONFIGURACION MOSTRADA ANTERIORMENTE CON RESPECTO A PARAMETROS TALES COMO C, R,  $V_{ref}$  etc... SE PREFIERE LA CONFIGURACION DE DOBLE PENDIENTE, LA CUAL SE MUESTRA A CONTINUACION

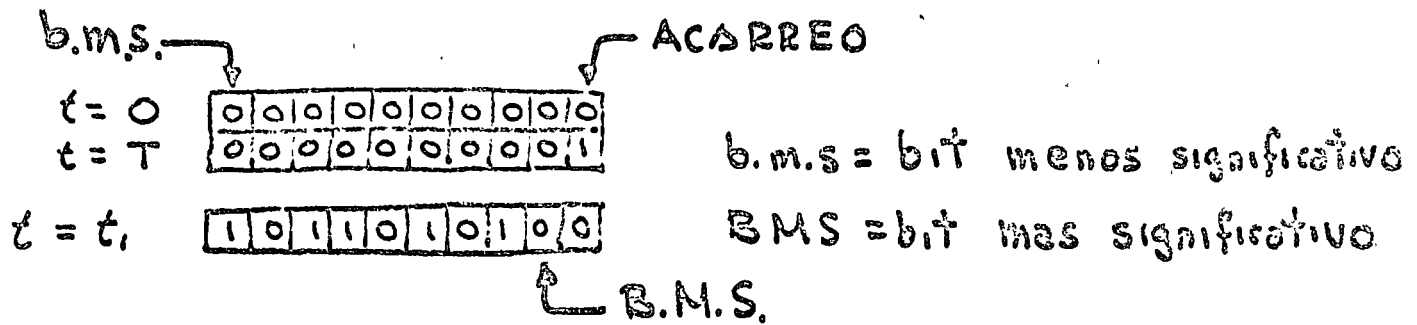


- Con  $V_1$  conectado el contador se lleva a cuenta máxima
- El bit de acarreo acciona el interruptor
- Con  $V_2$  conectado se lleva  $V_0$  a cero mientras el contador permanece habilitado
- Al llegar  $V_0$  a cero se habilita el decodificador

LA SALIDA DEL INTEGRADOR ES:



LA SALIDA DEL CONTADOR ES:

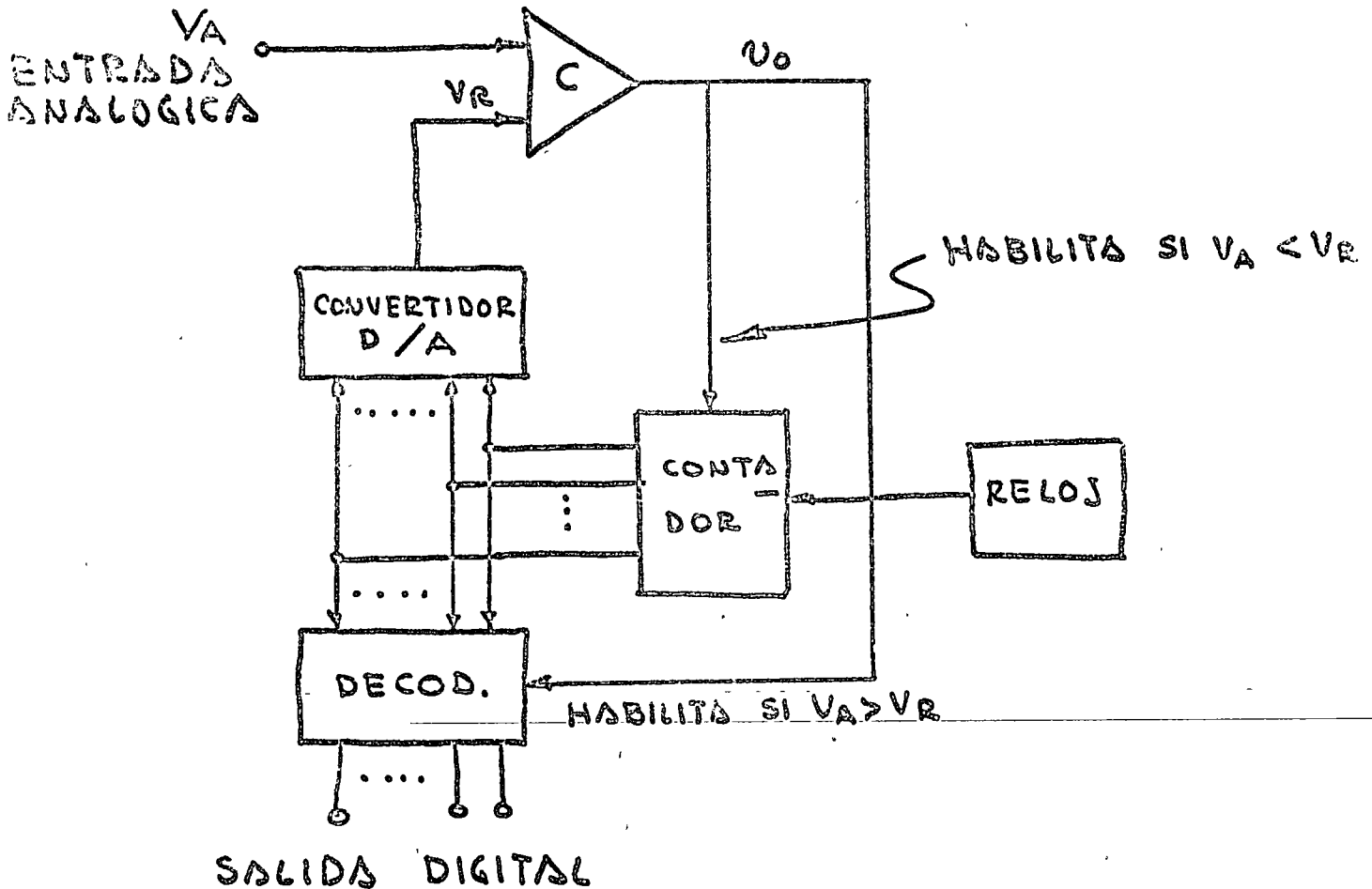


EN ESTE TIPO DE CONVERTIDOR NO DEPENDEMOS

DE:

- VARIACIONES EN R O C DEL INTEGRADOR
- OFFSET DEL COMPARADOR
- FRECUENCIA DEL RELOJ

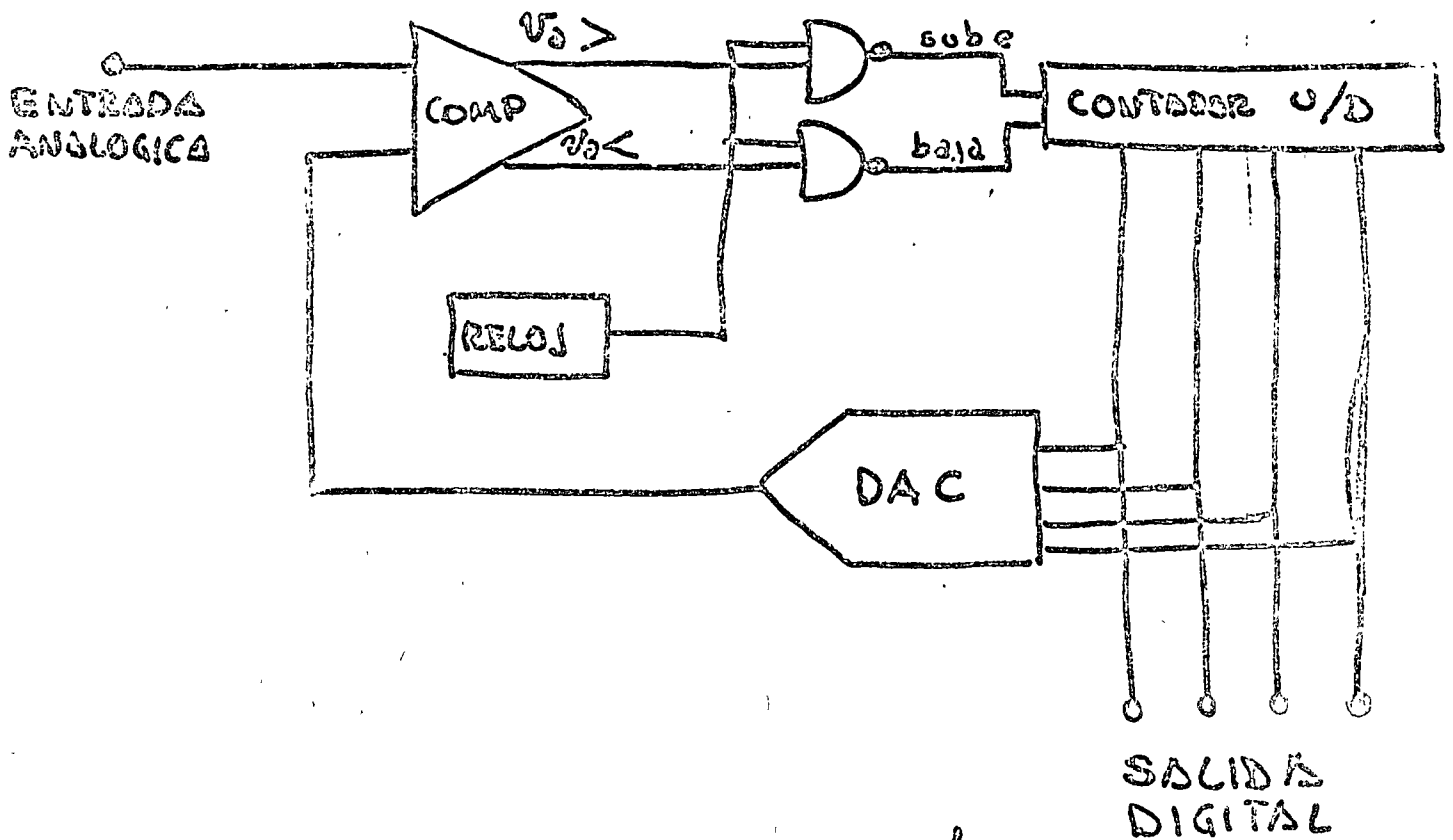
# CONVERTIDORES ANALOGICO-DIGITALES QUE EMPLEAN CONVERTIDORES DIGITAL-ANALOGICOS



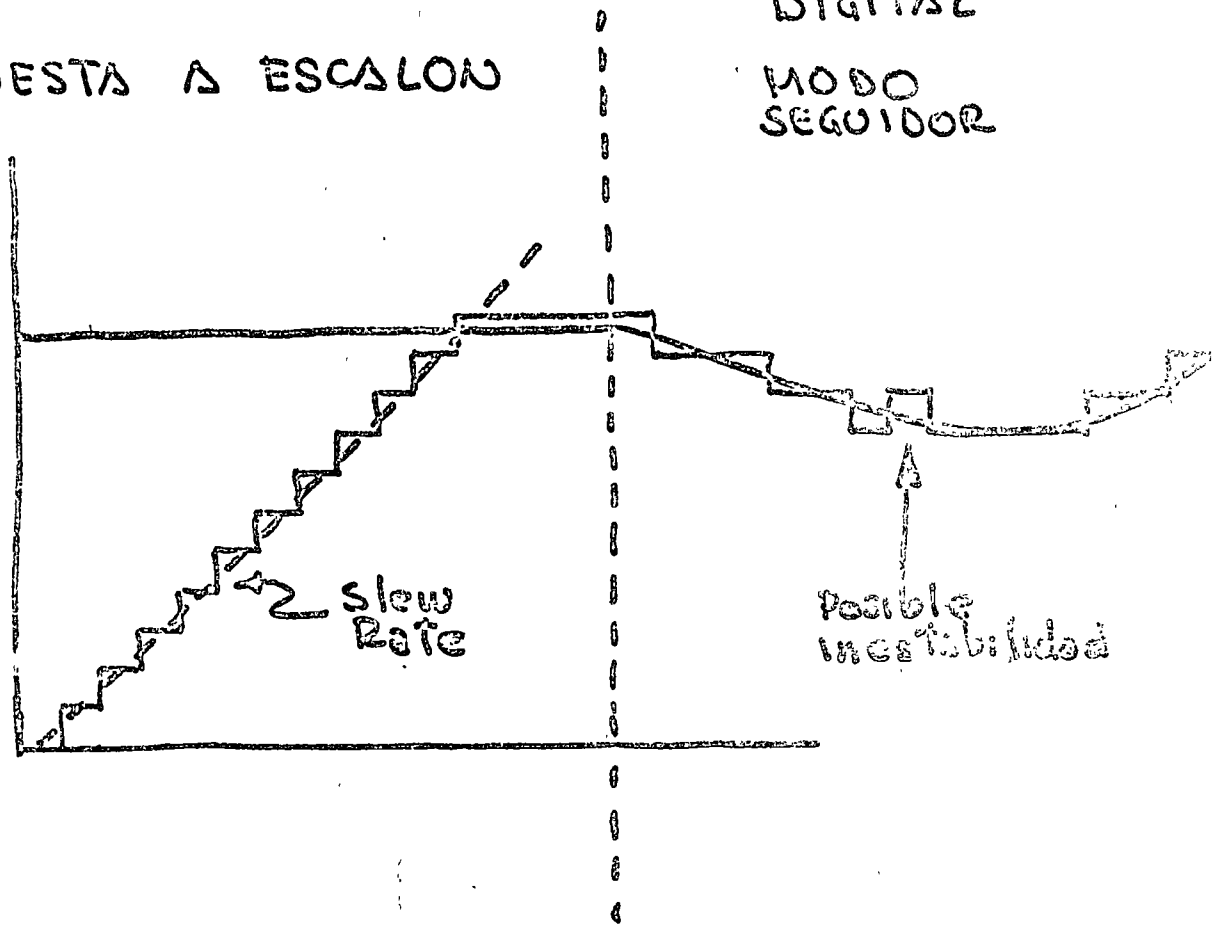
UNA VERSION MAS SOFISTICADA ES EL CONVERTIDOR POR APROXIMACIONES SUCESIVAS, QUE EMPLEA UNICAMENTE N PULSOS DE RELOJ EN LUGAR DE  $2^N$

PARA ESTO DEBEMOS SUBSTITUIR EL CONTADOR POR UNA LOGICA TAL QUE:

# CONVERTIDOR SEGUIDOR

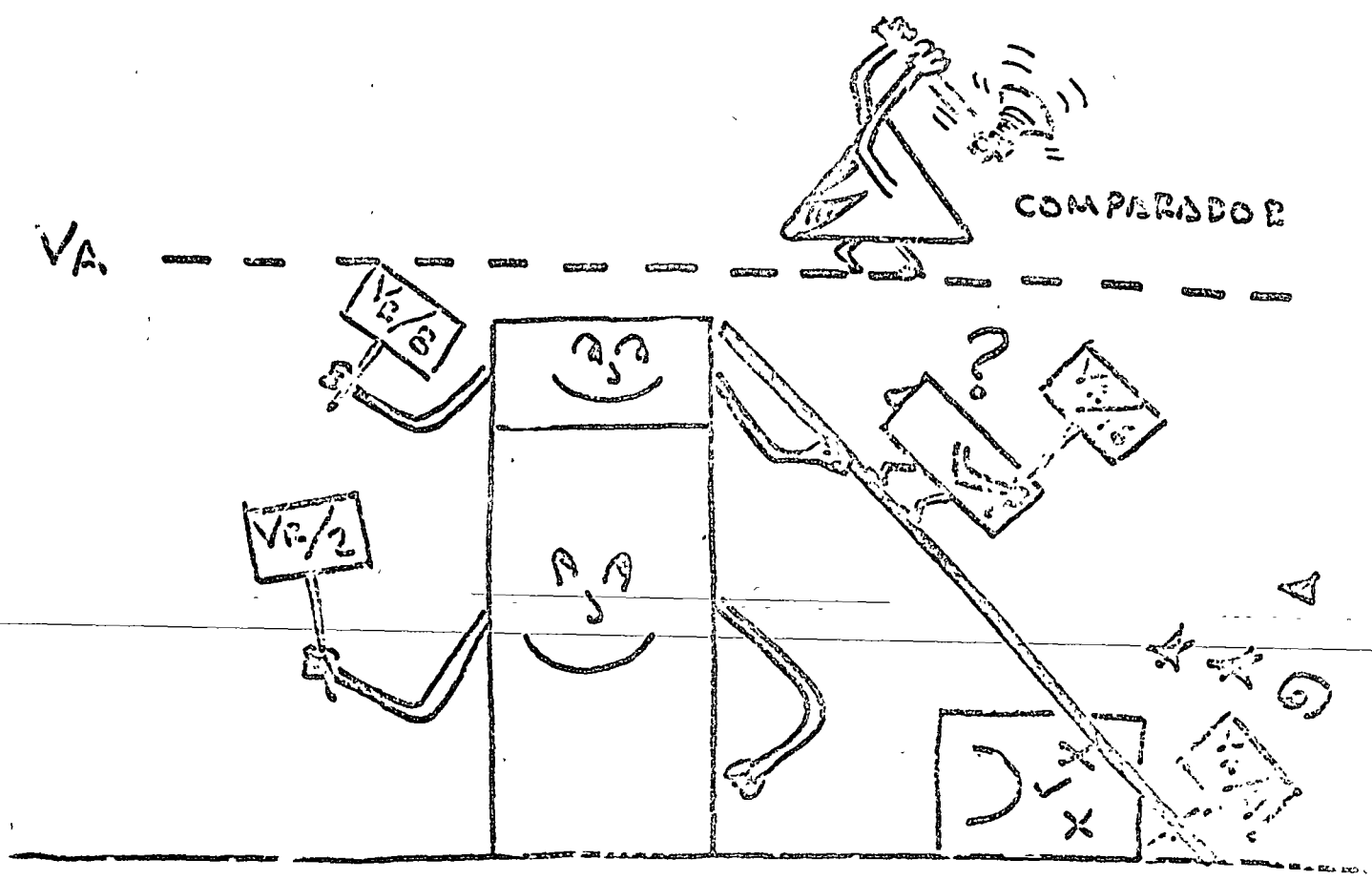


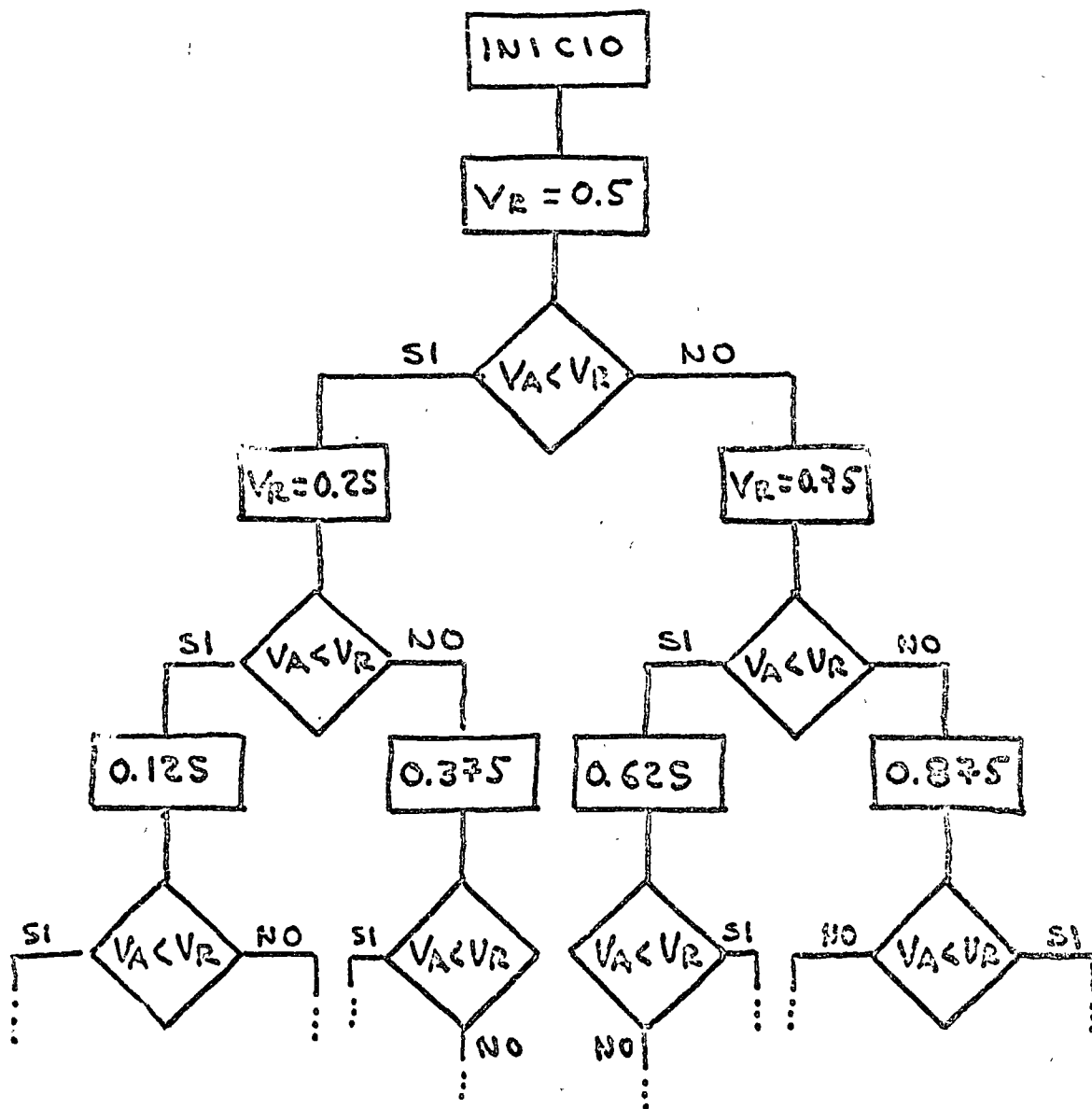
## RESPUESTA A ESCALON





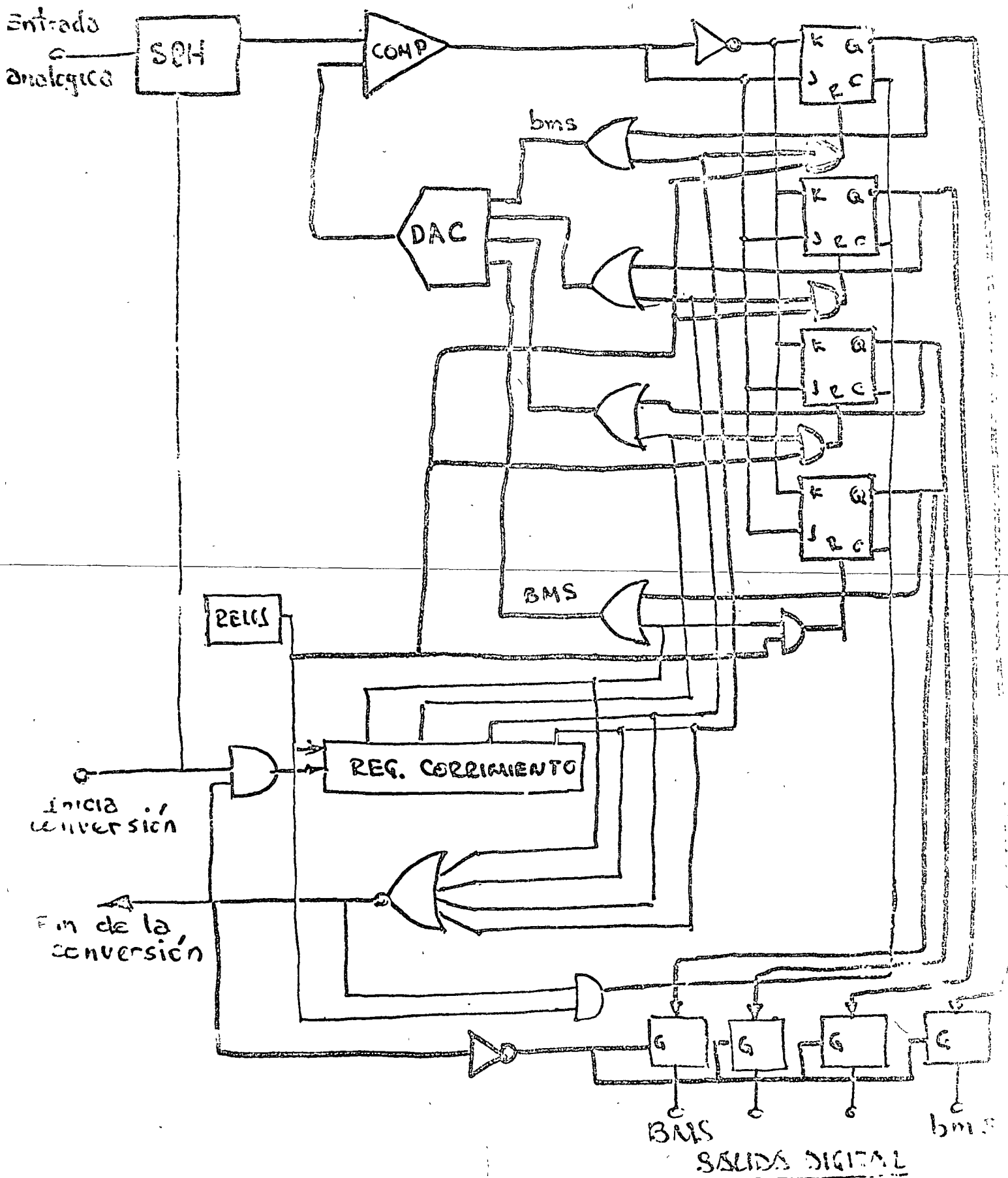
# APROXIMACION SUCESIVA





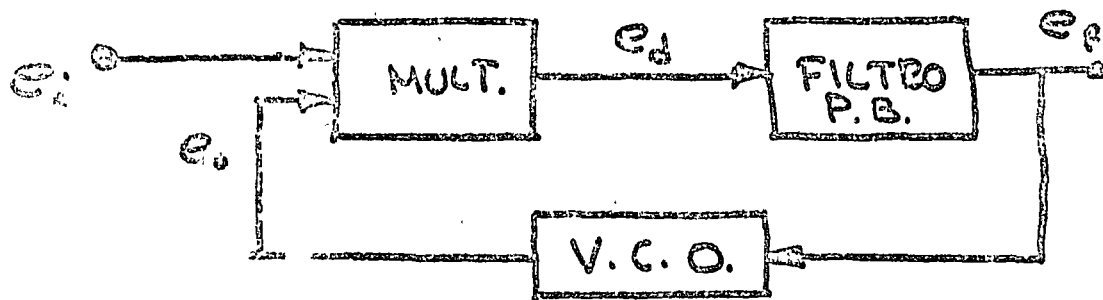
ESTE TIPO DE LOGICA PUEDE IMPLEMENTARSE VARIANDO UNICAMENTE UN BIT A LA VEZ COMENZANDO POR EL B.M.S.

# CONVERTIDOR A/D POR APROXIMACION SUCESIVA



EL P. L. L  
 ( PHASE LOCKED LOOP )  
 ( MALLA DE FASE ENCADENADA )

DIAGRAMA DE BLOQUES



$$e_i = E_i \text{ Sen}(\omega_0 t + \theta_1(t))$$

$$e_o = E_o \text{ Sen}(\omega_0 t + \theta_2(t))$$

$$\therefore e_d = \underbrace{E_d \text{ Sen}[\theta_1(t) + \theta_2(t)]}_{\text{corriente directa}} + \text{Sen}[2\omega_0 t + \theta_1 + \theta_2]$$

$$e_f = E_d \text{ Sen}[\theta_1(t) + \theta_2(t)]$$

$e_f$  es proporcional a la diferencia de fase  $\theta_1 - \theta_2$ .

la operacion del V.C.O. se caracteriza por

$$\frac{d\theta_2(t)}{dt} = k_0 e_f$$

ESTUDIAREMOS AL PLL COMO UN SISTEMA  
 REALIMENTADO

PLANTEAREMOS LAS FUNCIONES  
 DE TRANSFERENCIA DE CADA BLOQUE

- PARA EL MULTIPLICADOR:

$$E_d = K_0 (\Theta_1 - \Theta_2) \text{ ---- } \textcircled{1}$$

- PARA EL V. C. O.

$$\Theta_2(s) = \frac{K_0 E_d}{s} \text{ ---- } \textcircled{2}$$

- PARA UN FILTRO PASO BAJAS SIMPLE

$$\frac{E_2}{E_d} = \frac{1}{1 + sRC} = F(s) \text{ ---- } \textcircled{3}$$

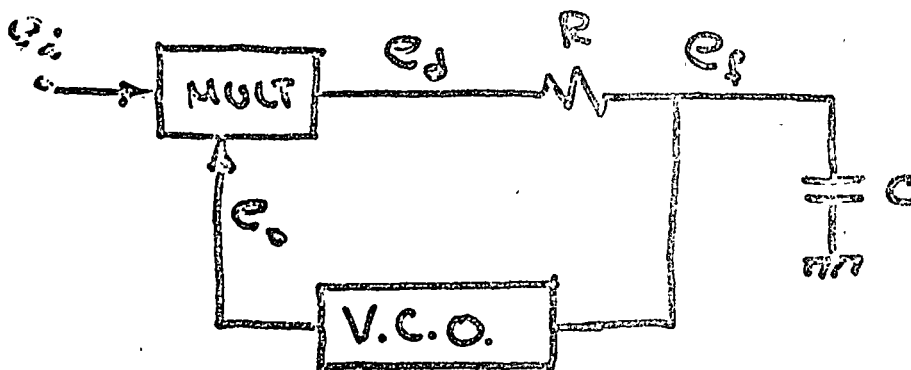
Combinando 1, 2 y 3

$$\frac{\Theta_2(s)}{\Theta_1(s)} = \frac{K_0 K_d F(s)}{s + K_0 K_d F(s)} = \frac{\frac{K_0 K_d}{RC}}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{K_0 K_d}{RC}}$$

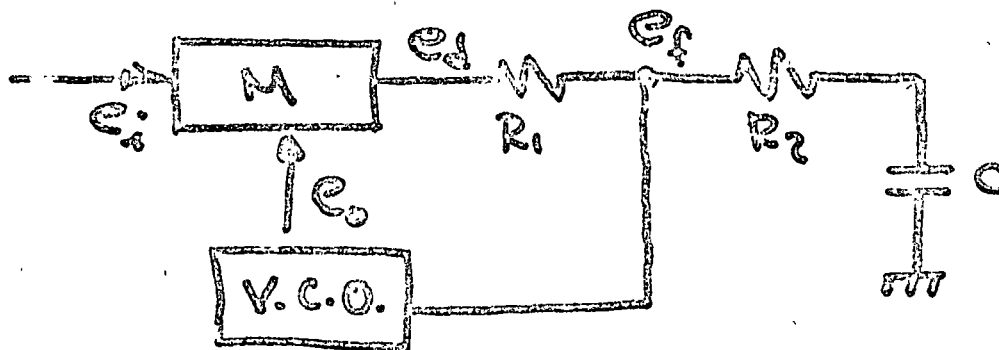
En este sistema

$$\omega_n = \left[ \frac{K_0 K_d}{RC} \right]^{1/2}$$

$$\zeta = \left[ \frac{1}{2RC K_0 K_d} \right]^{1/2}$$



Podemos mejorar el filtro



$$\frac{\Theta_2}{\Theta_1} = \frac{k_0 k_d (s\tau_2 + 1)(\tau_1 + \tau_2)}{s^2 + s \frac{(1 + k_0 k_d \tau_2)}{\tau_1 + \tau_2} + \frac{k_0 k_d}{(\tau_1 + \tau_2)^2}}$$

$$\tau_1 = R_1 C$$

$$\tau_2 = R_2 C$$

En este caso

$$\omega_n = \left[ \frac{k_0 k_d}{\tau_1 + \tau_2} \right]^{1/2}$$

$$\tau_2 \ll \tau_1$$

$$\zeta = \frac{\omega_n \tau_2}{2}$$

ALGUNOS PARAMETROS IMPORTANTES SON

CAPTURA: (pull-in)

$$\Delta\omega_c = \sqrt{2} (2\zeta \omega_n k_0 k_d - \omega_n^2)^{1/2}$$

$$\text{Si } \frac{\omega_n}{k_0 k_d} < 0.4$$

TIEMPO DE CAPTURA

$$T_c = \frac{(\Delta\omega)^2}{2\zeta \omega_n^3}$$

MANTENIMIENTO: (locking)

$$\Delta\omega_m = 2\zeta \omega_n$$

## EJEMPLO :

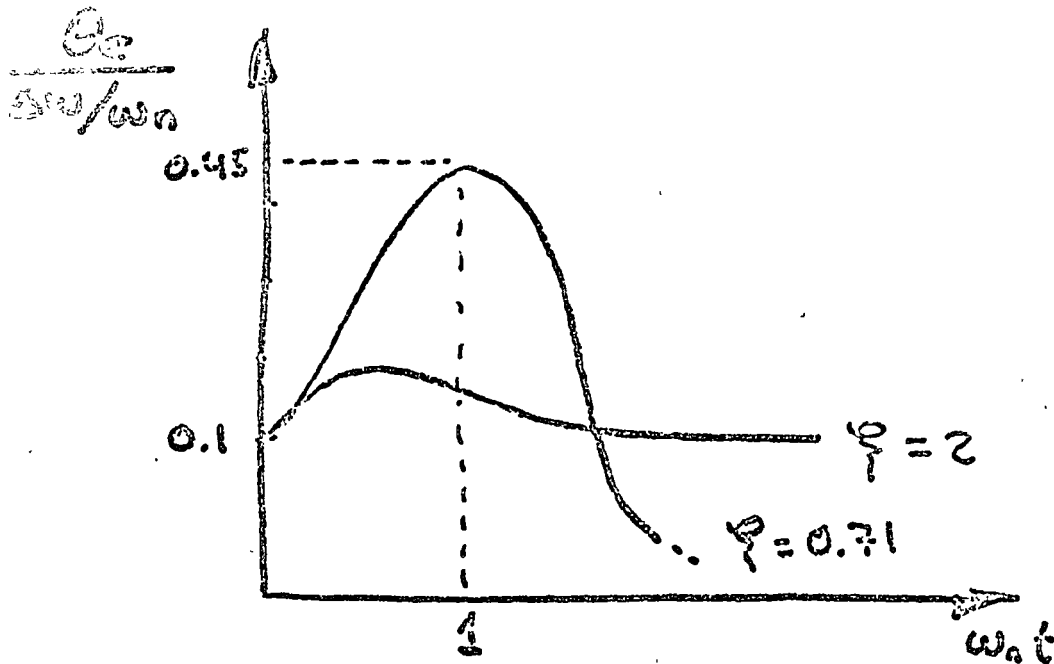
Demodulador de F.S.K. (Frequency shift keying)

Puede emplearse para teletipos

$$f_1 = 2025 \text{ Hz}$$

$$f_0 = 2225 \text{ Hz}$$

Analicemos el comportamiento del PLL



El error  $\theta_e$  no debe exceder de  $90^\circ$

Para  $\theta_e = 1$  radian ( $90^\circ = \frac{\pi}{2}$  rad.)

Podemos determinar

$$\Delta\omega = 2\pi (2025 - 2225) = 1250 \text{ rad/s}$$

$$\therefore \omega_n = 0.45 \frac{\Delta\omega}{\theta_e} = 0.45 \frac{1250}{1} = 562.5 \text{ rad/s}$$

$$f_n = 89.6 \text{ Hz}$$

Para el LM 565

$$K_o K_D = 2.8 \text{ } \frac{\text{rad}}{\text{sec}}$$



# TABLAS COMPARATIVAS DE CARACTERISTICAS DE AMPLIFICADORES OPERACIONALES TANTO COMERCIALES COMO MILITARES

Comparison of popular integrated circuit operational amplifier parameters

Device	Maximum input-offset current (nA) (at 25°C)	Maximum input-offset voltage (mV) (at 25°C)	Typical slew rate (V/μsec)	Typical unity gain bandwidth (MHz)	Maximum input-offset voltage drift (μV/°C)
LM101A	20	2	0.5	1	15
μA711	500	5	0.5	1	15
LM108A	0.4	0.5	0.1	0.5	5
μA725A	40	0.5	0.005	0.05	1
μA740	0.01	20	6.0	1	5 <sup>a</sup>
SN63088	0.3	0.075	25.0	3	0.6
HA9900	0.1	0.060	2.5	3	0.6
4250	5	4	0.16	0.25	

<sup>a</sup> Typical.

Comparison of commercial-grade devices

Device	Offset <sup>a</sup> voltage (mV)	Bias <sup>a</sup> current (nA)	Slew <sup>b</sup> rate (V/μsec)	Bandwidth <sup>b</sup> (MHz)	Supply <sup>a</sup> current (mA)
LM310	7.5	7.0	40	20	5.5
LM302	15	30	20	10	5.5
MC1456	10	30	2.5	1	1.5
μA715C	7.5	1500	20	10	10
LM308	7.5	7.0	0.3	1	0.8
LM308A	0.5	7.0	0.3	1	0.8
LM301A	7.5	250	0.6	1	3.0
μA741C	6.0	500	0.6	1	3.0

<sup>a</sup> Maximum at 25°C.

<sup>b</sup> Typical at 25°C.

Comparing performance of military grade integrated circuit operational amplifiers in the voltage-follower connection

Device	Offset <sup>a</sup> voltage (mV)	Bias <sup>a</sup> current (nA)	Slew <sup>b</sup> rate (V/μsec)	Bandwidth <sup>b</sup> (MHz)	Supply <sup>c</sup> current (mA)
LM110	6.0	10	40	20	5.5
LM102	7.5	100	10	10	5.5
MC1556	6.0	30	2.5	1	1.5
μA715	7.5	4000	20	10	7.0
LM108	3.0	3	0.3	1	0.6
LM108A	1.0	3	0.3	1	0.6
LM101A	3.0	100	0.6	1	3.0
μA741	6.0	1500	0.6	1	3.0

<sup>a</sup> Maximum for  $-55^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 125^{\circ}\text{C}$ .

<sup>b</sup> Maximum at 25°C.

<sup>c</sup> Typical at 25°C.

## LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

### DESCRIPTION

The  $\mu A741$  is a high performance operational amplifier with high open loop gain, internal compensation, high common mode range and exceptional temperature stability. The  $\mu A741$  is short circuit protected and allows for nulling of offset voltage.

### FEATURES

- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- SHORT CIRCUIT PROTECTION
- OFFSET VOLTAGE NULL CAPABILITY
- EXCELLENT TEMPERATURE STABILITY
- HIGH INPUT VOLTAGE RANGE
- NO LATCH-UP

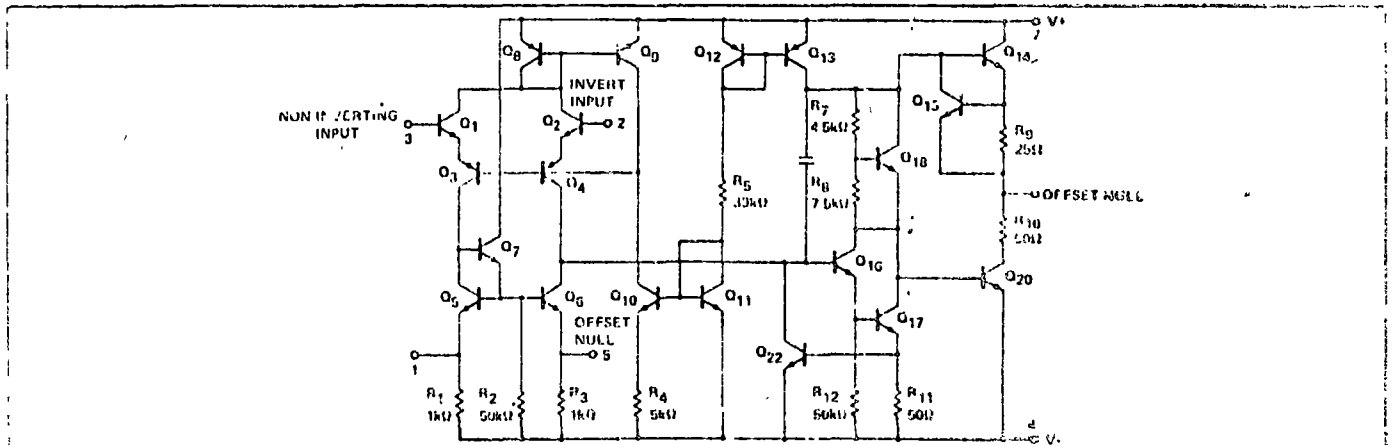
### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

	$\mu A741C$	$\mu A741$
Supply Voltage	$\pm 18V$	$\pm 22V$
Internal Power		
Dissipation (Note 1)	500mW	500mW
Differential Input Voltage	$\pm 30V$	$\pm 30V$
Input Voltage (Note 2)	$\pm 15V$	$\pm 15V$
Voltage between Offset Null and $V^-$	$\pm 0.5V$	$\pm 0.5V$
Operating Temperature Range	$0^\circ C$ to $+70^\circ C$	$-55^\circ C$ to $+125^\circ C$
Storage Temperature Range	$-65^\circ C$ 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

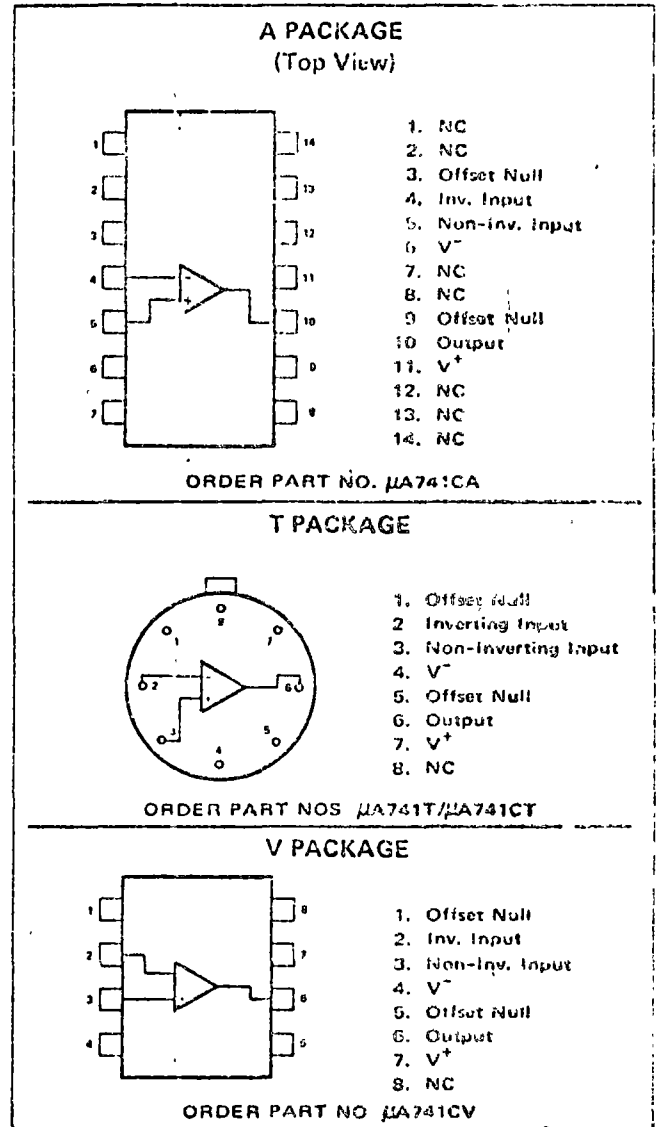
### Notes

1. Rating applies for case temperatures to  $125^\circ C$ ; de-rate linearly at  $5 \text{ mW}/^\circ C$  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 voltage.
3. Short circuit may be to ground or either supply. Rating applies to  $+125^\circ C$  case temperature or  $+75^\circ C$  ambient temperature.

### EQUIVALENT CIRCUIT



### PIN CONFIGURATIONS



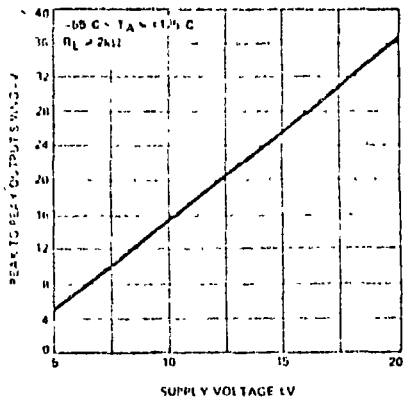
SIGMETICS  $\mu$ A741 - HIGH PERFORMANCE OPERATIONAL AMPLIFIER

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_S = \pm 15V$ ,  $T_A = 25^\circ C$  unless otherwise specified)

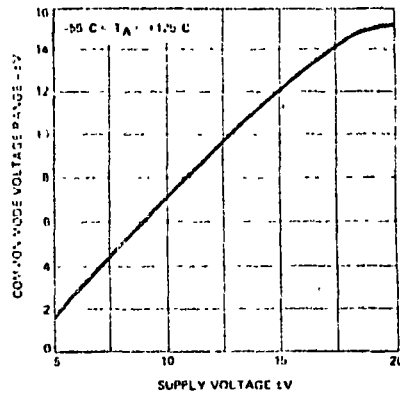
PARAMETER	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS	TEST CONDITIONS
<b><math>\mu</math>A741C</b>					
Input Offset Voltage		2.0	6.0	mV	$R_S \leq 10k\Omega$
Input Offset Current		20	200	nA	
Input Bias Current		80	500	nA	
Input Resistance	0.3	2.0		M $\Omega$	
Input Capacitance		1.4		pF	
Offset Voltage Adjustment Range		$\pm 15$		mV	
Input Voltage Range	$\pm 12$	$\pm 13$		V	
Common Mode Rejection Ratio	70	90		dB	$R_S \leq 10k\Omega$
Supply Voltage Rejection Ratio		10	150	$\mu V/V$	$R_S \leq 10k\Omega$
Large-Signal Voltage Gain	20,000	200,000			$R_L > 2k\Omega$ , $V_{out} = \pm 10V$
Output Voltage Swing	$\pm 12$ $\pm 10$	$\pm 14$ $\pm 13$		V	$R_L > 10k\Omega$ $R_L > 2k\Omega$
Output Resistance		75		$\Omega$	
Output Short-Circuit Current		25		mA	
Supply Current		1.4	2.8	mA	
Power Consumption		50	85	mW	
Transient Response (unity gain)					$V_{in} = 20mV$ , $R_L = 2k\Omega$ , $C_L \leq 100pF$
Risetime		0.3		$\mu s$	
Overshoot		5.0		%	
Slew Rate		0.5		V/ $\mu s$	$R_L > 2k\Omega$
The following specifications apply for $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$					
Input Offset Voltage			7.5	mV	
Input Offset Current			300	nA	
Input Bias Current			800	nA	
Large Signal Voltage Gain	15,000				$R_L > 2k\Omega$ , $V_{out} = \pm 10V$
Output Voltage Swing	$\pm 10$	$\pm 13$		V	$R_L > 2k\Omega$
<b><math>\mu</math>A741</b>					
Input Offset Voltage		1.0	5.0	mV	$R_S \leq 10k\Omega$
Input Offset Current		10	200	nA	
Input Bias Current		80	500	nA	
Input Resistance	0.3	2.0		M $\Omega$	
Input Capacitance		1.4		pF	
Offset Voltage Adjustment Range		$\pm 15$		mV	
Large Signal Voltage Gain	50,000	200,000			$R_L > 2k\Omega$ , $V_{out} = \pm 10V$
Output Resistance		75		$\Omega$	
Output Short Circuit Current		25		mA	
Supply Current		1.4	2.8	mA	
Power Consumption		50	85	mW	
Transient Response (unity gain)					$V_{in} = 20mV$ , $R_L = 2k\Omega$ , $C_L \leq 100pF$
Risetime		0.3		$\mu s$	
Overshoot		5.0		%	
Slew Rate		0.5		V/ $\mu s$	$R_L > 2k\Omega$
The following specifications apply for $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$					
Input Offset Voltage		1.0	6.0	mV	$R_S \leq 10k\Omega$
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	$\mu A$	$T_A = +125^\circ C$
		0.3	1.5	$\mu A$	$T_A = -55^\circ C$
Input Voltage Range	$\pm 12$	$\pm 13$		V	
Common Mode Rejection Ratio	70	90		dB	$R_S \leq 10k\Omega$
Supply Voltage Rejection Ratio		10	150	$\mu V/V$	$R_S \leq 10k\Omega$
Large-Signal Voltage Gain	25,000				$R_L > 2k\Omega$ , $V_{out} = \pm 10V$
Output Voltage Swing	$\pm 12$ $\pm 10$	$\pm 14$ $\pm 13$		V	$R_L > 10k\Omega$ $R_L > 2k\Omega$
Supply Current		1.5	2.5	mA	$T_A = +125^\circ C$
		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

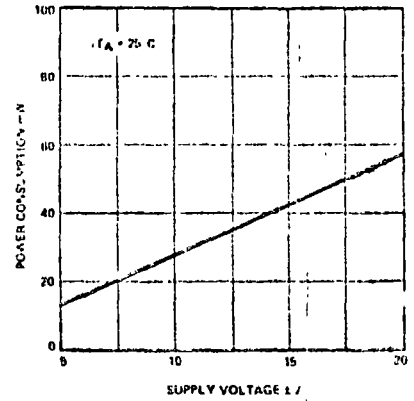
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



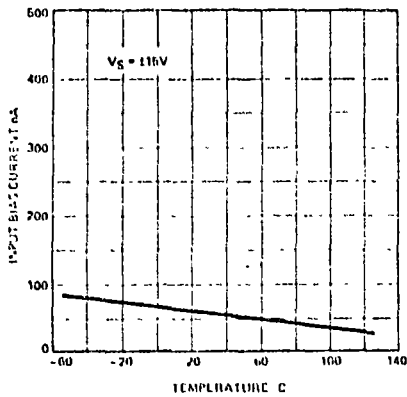
INPUT COMMON MODE VOLTAGE RANGE AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



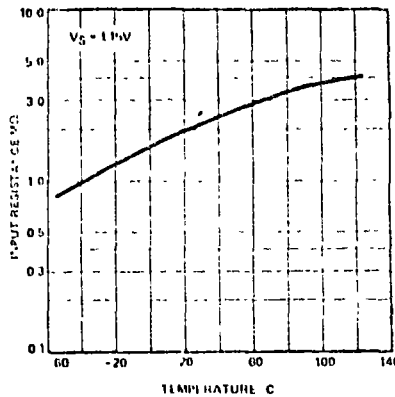
POWER CONSUMPTION AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



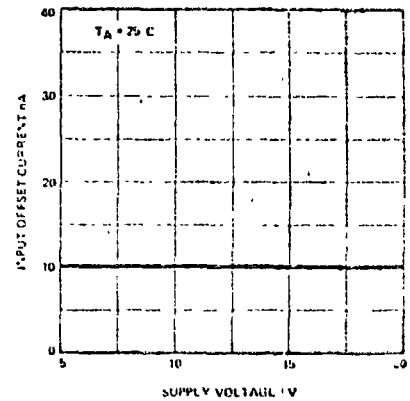
INPUT BIAS CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



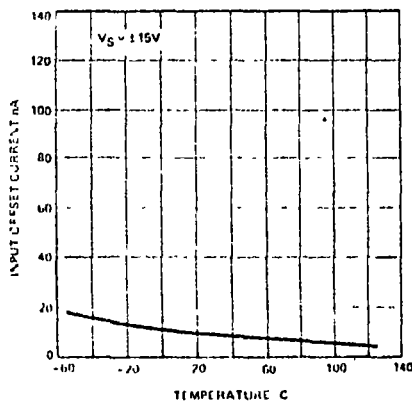
INPUT RESISTANCE AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



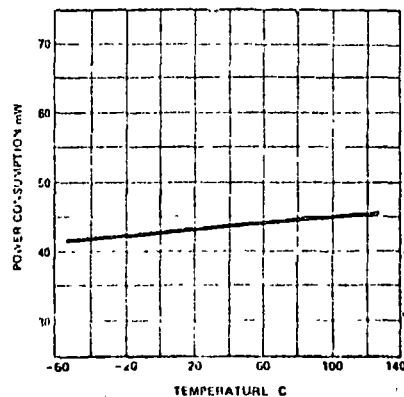
INPUT OFFSET CURRENT AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



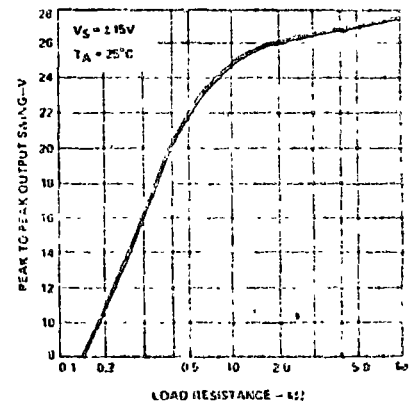
INPUT OFFSET CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



POWER CONSUMPTION AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



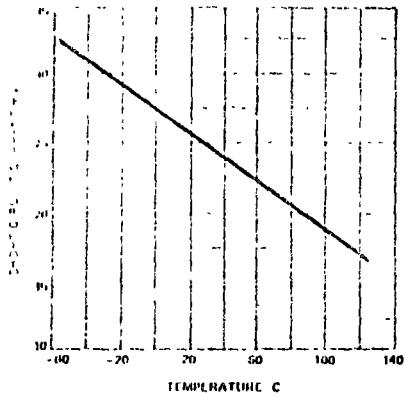
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF LOAD RESISTANCE



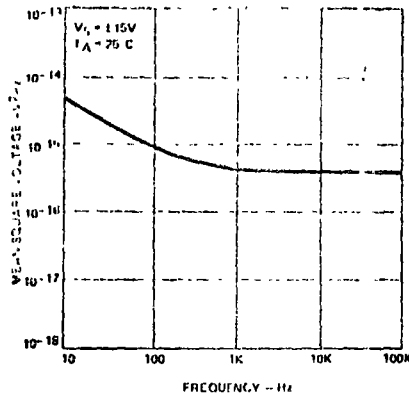
SIGNETICS =  $\mu$ A741 - HIGH PERFORMANCE OPERATIONAL AMPLIFIER

TYPICAL CHARACTERISTIC CURVES (Cont'd.)

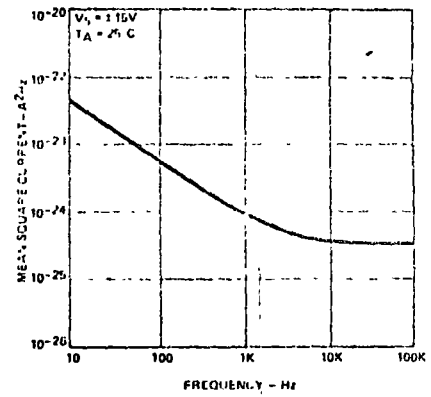
OUTPUT SHORT-CIRCUIT CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



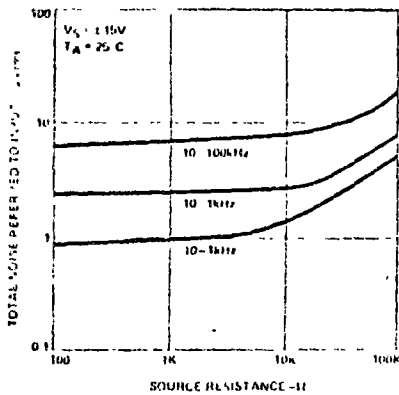
INPUT NOISE VOLTAGE AS A FUNCTION OF FREQUENCY



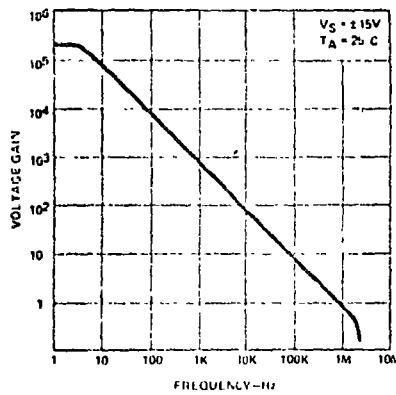
INPUT NOISE CURRENT AS A FUNCTION OF FREQUENCY



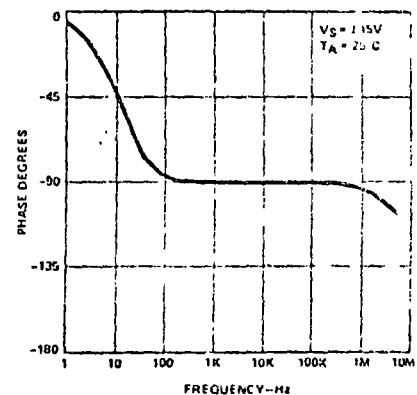
BROADBAND NOISE FOR VARIOUS BANDWIDTHS



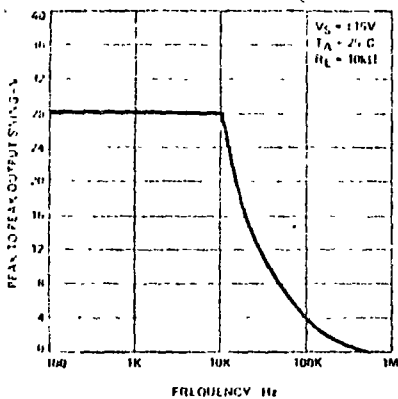
OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AS A FUNCTION OF FREQUENCY



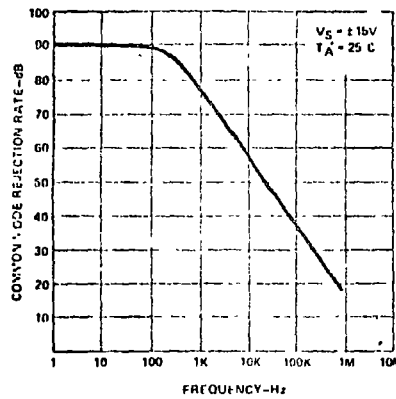
OPEN LOOP PHASE RESPONSE AS A FUNCTION OF FREQUENCY



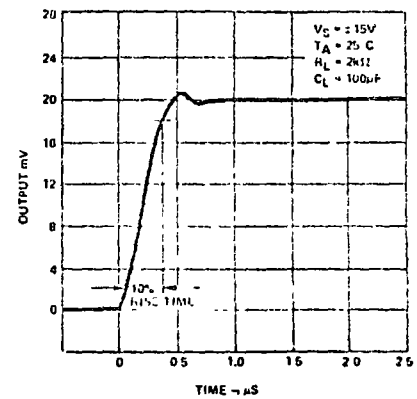
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF FREQUENCY



COMMON MODE REJECTION RATIO AS A FUNCTION OF FREQUENCY



TRANSIENT RESPONSE



# Algunos aspectos elementales del amplificador operacional

Eduardo Cristo Alvarez\*  
Luis M. Hernández Ortega\*

## 1. INTRODUCCION

Con el término amplificador operacional, se designó en un principio a aquellos dispositivos que se ajustan lo mejor posible a un cierto concepto ideal que se puede definir como un amplificador que cumple los siguientes requisitos:

- Impedancia de entrada infinita
- Impedancia de salida nula
- Ganancia diferencial de voltaje infinita
- Ganancia común de voltaje nula.

Aunque antes su empleo se limitó al campo de las computadoras analógicas, es en la actualidad uno de los bloques más útiles con que cuenta el diseñador de sistemas electrónicos analógicos; se puede decir que el amplificador operacional surge en 1947, con el trabajo de Ragazzini (ref 1).

El objeto del presente artículo no es señalar algunas aplicaciones del amplificador operacional, pues son tantas que se requieren textos completos para listar algunas de ellas (refs 2 y 3); más bien se trata de presentar las principales características de los diferentes tipos de amplificadores operacionales que existen actualmente en el mercado; explicar el porqué (cualitativamente) de sus limitaciones y, por último, presentar el panorama que se abre ante el diseñador de sistemas debido a la inclusión de macromodelos de amplificadores operacionales como parte de los simuladores digitales de circuitos electrónicos.

Actualmente, no todos los amplificadores operacionales se ajustan al modelo ideal presentado al principio de este artículo, ya que existen en el mercado circuitos cuya transconductancia es variable, por ejemplo el CA3060 de RCA (ref 4), cuyo modelo se muestra en la fig 1.1-b y el LM3900 (ref 5) de National Semiconductors, que podría definirse como un amplificador diferencial de corriente, comúnmente denominado amplificador operacional de Norton (fig 1.1-c).

\*División de Estudios Superiores, Facultad de Ingeniería, UNAM

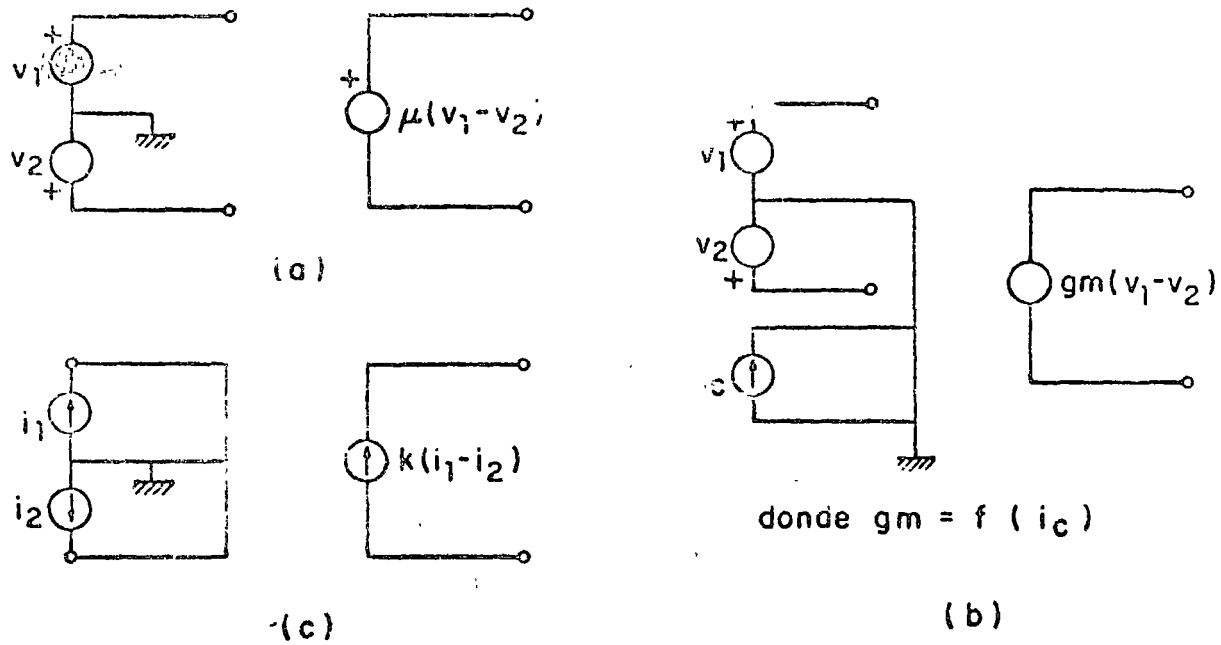


Fig 1.1

## 2. CONFIGURACIONES TÍPICAS SIMPLIFICADAS

### 2.1 Etapa de entrada

Se centrará la atención en la etapa de entrada, ya que en ella residen las características que distinguen entre sí los diversos tipos de amplificadores operacionales.

#### 2.1.1 Amplificador operacional de voltaje

El circuito que tradicionalmente se emplea para llevar a la práctica este tipo de amplificador es el par acoplado por emisor, polarizado mediante una fuente de corriente, realizada por medio de un espejo de corriente. En la fig 2.1 se muestra esta etapa;  $Q_1$  y  $Q_2$  constituyen el par acoplado por emisor y  $Q_3$  y  $Q_4$  (conectado como diodo), la fuente de corriente.

Una de las limitaciones de esta configuración es que, para su correcto funcionamiento, requiere que los transistores que integran el par acoplado por emisor posean iguales características (ocurre algo similar con el par de transistores que componen la fuente de corriente); si se realiza el circuito en forma monolítica, se puede obtener dicha igualdad de características; por otra parte, si se analiza la polarización mediante fuente de corriente, se verá que esta depende de relaciones adimensionales de resistencias, lo cual facilita fijar los puntos de operación de los transistores dentro de límites aceptables de variación (ref 6).

Esta configuración de entrada es fácilmente modificable, para satisfacer especificaciones más estrictas, por ejemplo: para altas impedancias de entrada,  $Q_1$  y  $Q_2$  pueden ser sustituidas por conexiones tipo Darlington o mediante Darlington híbrido con entrada por JFET, con lo cual se pueden obtener impedancias de entrada del orden de  $10^{12}$  ohmios; si el problema es la respuesta en el dominio de la frecuencia,  $Q_1$  y  $Q_2$  pueden sustituirse por un cascode, etc.

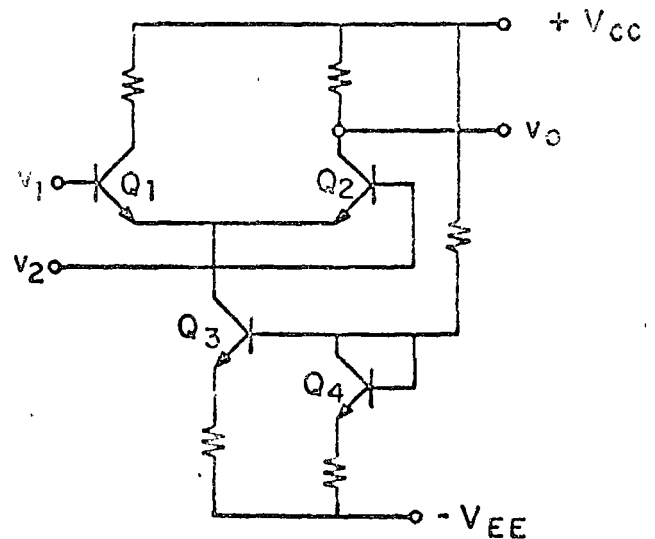


Fig 2.1

### 2.1.2 Amplificador operacional de transconductancia

Este tipo de amplificador operacional basa su funcionamiento en la característica de dependencia lineal de la transconductancia de pequeña señal en un TBJ con la corriente de colector (ref 7), o sea que se puede cambiar la transconductancia equivalente del par diferencial variando externamente su corriente de polarización; la solución más comúnmente empleada se muestra en la fig 2.2, donde si se considera la ganancia de corriente ( $\beta$ ) del transistor  $Q_1$ , muy grande, la corriente que fluya por  $Q_1$  y  $Q_2$  será esencialmente  $i_c/2$ . Un análisis más detallado puede encontrarse en el Manual de aplicación del CA3060 (ref 4).

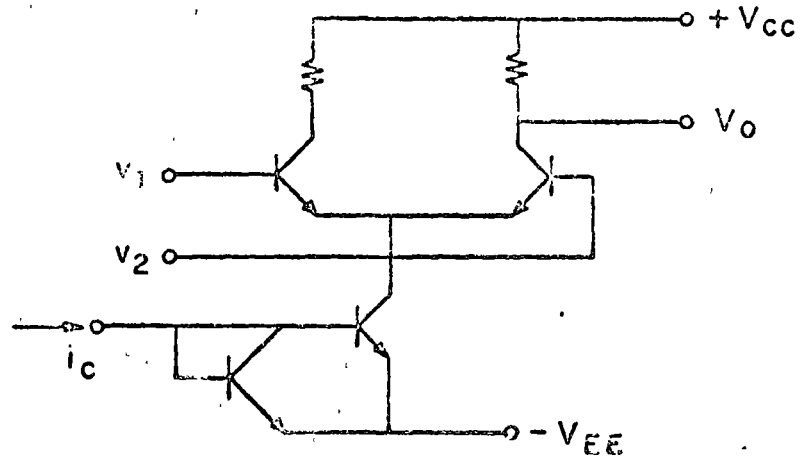


Fig 2.2

### 2.1.3 Amplificador operacional de Norton

En este tipo de amplificador operacional se pretende emplear una señal diferencial de corriente para controlar la salida del dispositivo. Una configuración empleada para satisfacer este propósito usa el concepto de "espejo de corriente" y se muestra en la fig 2.3.

Se puede apreciar que la comparación de corrientes se efectúa en el nodo A, donde la corriente  $I_1$  se resta a la corriente  $I_2$ ; esta es una de las principales limitaciones del dispositivo, ya que forzosamente  $I_2 > I_1$ ; nuevamente se remite al lector interesado en profundizar en este tipo de amplificadores a las notas de aplicación del fabricante, en este caso National Semiconductors (ref 5) en el capítulo referente al LM3900.

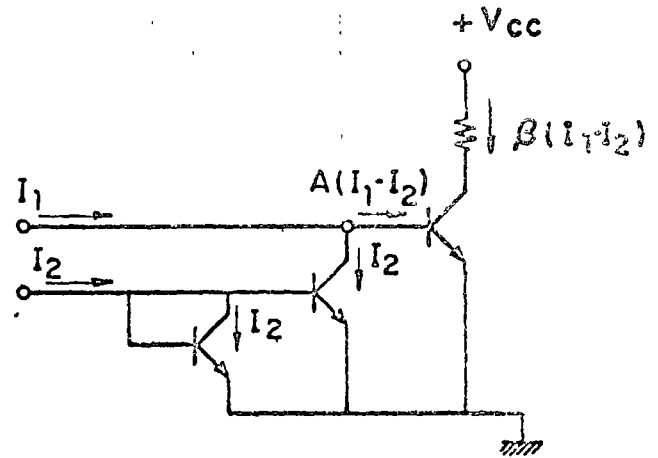


Fig 2.3

## 2.2 Etapa intermedia

Hay aspectos sumamente importantes dentro del diseño de amplificadores operacionales; como el de convertir la salida diferencial del par acoplado por emisor a salida común.

Obviamente existe la solución trivial consistente en tomar la salida entre alguno de los colectores del par y el nodo de referencia; esta solución adolece del defecto de reducir la ganancia a la mitad, lo cual es un grave problema en un circuito con el que se desean obtener altos niveles de ganancia. El problema puede resolverse mediante una configuración denominada amplificador polarizado por diodos (ref 7), que se muestra en la fig 2.4.

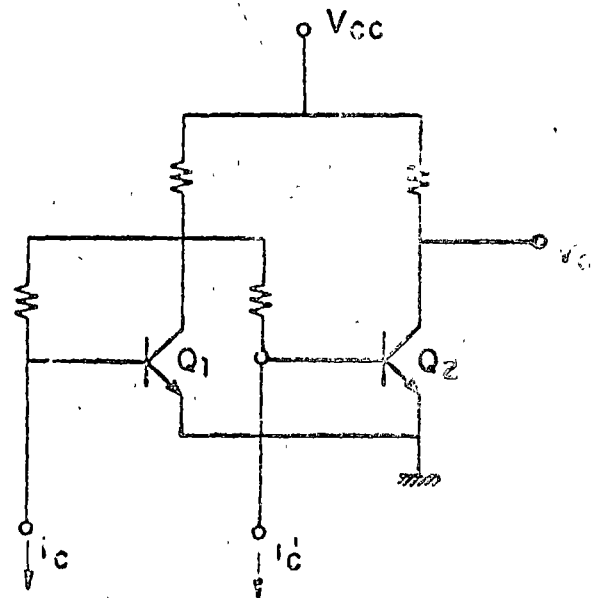


Fig 2.4



Si en esta configuración se sustituyen las fuentes  $i_e$  e  $i_c$  por los colectores de  $Q_1$  y  $Q_2$  de la fig 2.1, se pueden obtener salidas comunes a partir de etapas con salida diferencial de corriente. Analizando el amplificador se llega a:

$$V_o = 2 \beta R_1 i_{e_1}$$

además, como  $V_{ce_1} \doteq V_{ce_2} = \frac{2 V_{cc}}{\beta} + V_{be} + \frac{R_1 I_c}{2}$ , evidentemente los puntos de operación no dependerán de los parámetros de los dispositivos activos empleados, esto estabiliza al dispositivo con respecto a variaciones de dichos parámetros de fabricación. Es claro que existen muchas otras configuraciones que proporcionan ganancia de voltaje; sin embargo, estas son ampliamente conocidas y no requieren de una nueva presentación; cabe mencionar en este punto que existen también configuraciones como la celda de Gilbert (ref 8), cuyo principal objetivo es la ganancia de corriente; dicha configuración se muestra en la fig 2.5.

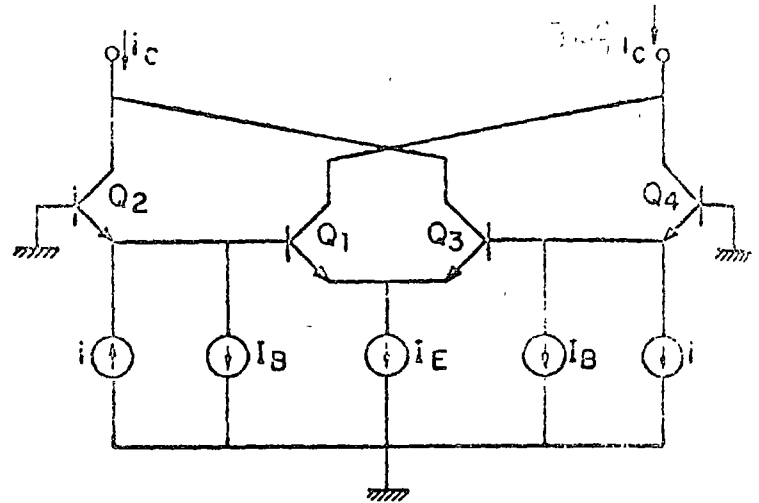


fig 2.5

Un análisis del circuito (ref 9) muestra que

$$A_i = 1 + \frac{I_E}{2I_B}$$

O sea que la ganancia de la celda puede escogerse seleccionando la relación  $\frac{I_E}{I_B}$  en forma adecuada;

más aún, excepto en la polarización de las fuentes de corriente, no se emplean resistencias, lo cual simplifica el diseño en forma monolítica (ref 6).

### 2.3 Etapa de salida

Esta es la etapa que constituye el acoplamiento con los demás circuitos del sistema; sus características dependen, por tanto, de las del modelo teórico que se desee emplear. En caso de amplificadores operacionales convencionales, esta etapa consta de algún arreglo en tipo *AB*; un problema interesante de diseño en estos circuitos son las redes de cambio de nivel de D.C. necesarias para garantizar que habrá 0 voltios a la salida para 0 voltios a la entrada. Lo anterior se consigue, generalmente, como se muestra en la fig 2.6 en forma simplificada. En este circuito, que esencialmente es un emisor seguidor, la polarización del transistor  $Q_1$  se logra mediante la fuente de corriente  $Q_2$ ,  $Q_3$ . Dado que la impedancia que presenta dicha fuente de corriente es mucho mayor que la resistencia  $R$ , no habrá atenuación de señal, pero sí una caída de voltaje proporcional a la corriente de operación  $I_{EQ}$ .

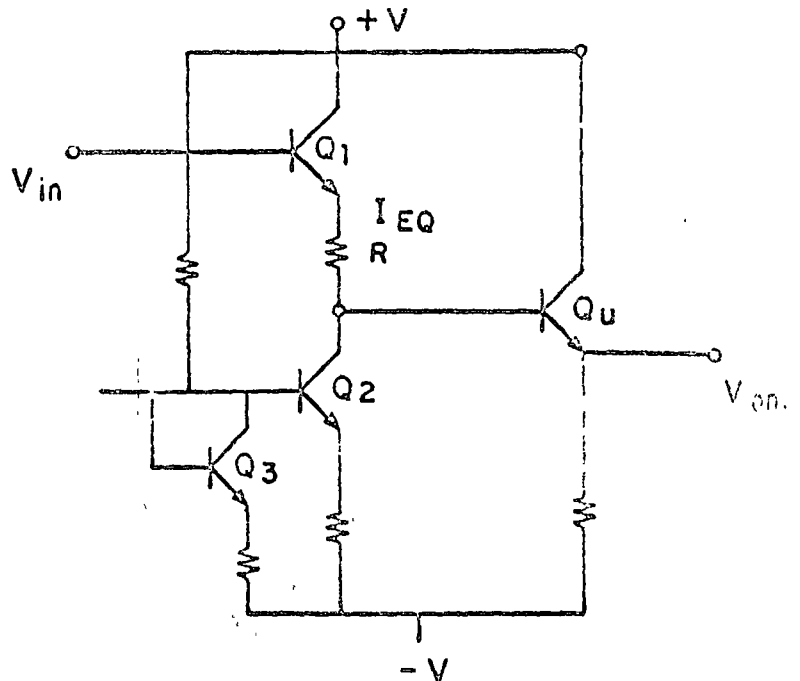


Fig 2.6

En tal caso, el transistor  $Q_1$  es la etapa de potencia (fase A) con característica de baja impedancia de salida. Hasta aquí se han mostrado, en forma simplificada, algunas de las etapas que integran un amplificador operacional, teniendo en mente fundamentalmente motivar al estudio más profundo y sobre todo a su aplicación.

### 3. DESVIACIONES DEL MODELO IDEAL

En esta sección se presentan las principales desviaciones que tiene el amplificador operacional con respecto a un modelo ideal. Es evidente que también en este caso existe la necesidad de un estudio más profundo y del análisis de la configuración específica en cuestión para descubrir la raíz de las limitaciones; sin embargo, esto cada vez es más sencillo, debido a la presencia de simuladores y lo será aún más en lo futuro, cuando la principal preocupación respecto a estas no idealidades será caracterizarlas adecuadamente para cuantificar los parámetros de los modelos implantados en dichos simuladores.

A continuación se hace un análisis somero de las siguientes no idealidades de segundo orden

1. Slew rate
2. Offset
3. Tiempo de transición
4. Ancho de banda
5. Ruido

#### 3.1 Slew rate

Si se excita un amplificador operacional con una función escalón  $K u(t)$  de varios voltios y tiempo de subida lo bastante rápido (del orden de pico-segundos), se aprecia que la respuesta del amplificador no "sigue" a la entrada inmediatamente (ref 9). Esto es, la derivada del voltaje de salida con respecto al tiempo, es finita.

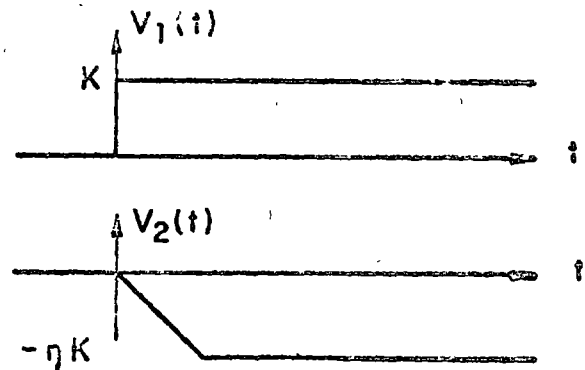
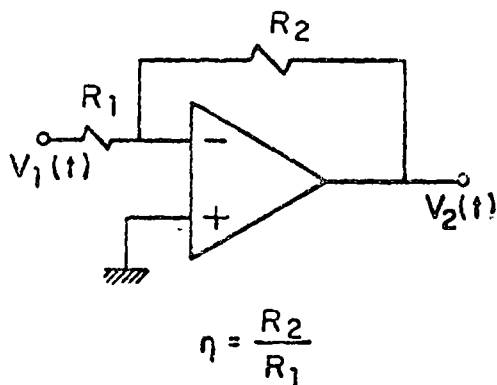


Fig 3.1

De acuerdo con la definición anterior

$$\frac{dV_2(t)}{dt} = \text{Slew rate}$$

$$\frac{dV_2(t)}{dt} = \infty \rightarrow \text{Ideal}$$

$$\frac{dV_2(t)}{dt} \rightarrow \text{entre } 0.5 \text{ V}/\mu\text{s y } 2000 \text{ V}/\mu\text{s} \rightarrow \text{Real}$$

Suponiendo al amplificador operacional en 3 etapas. Exactamente como se planteó su estructura, se tiene

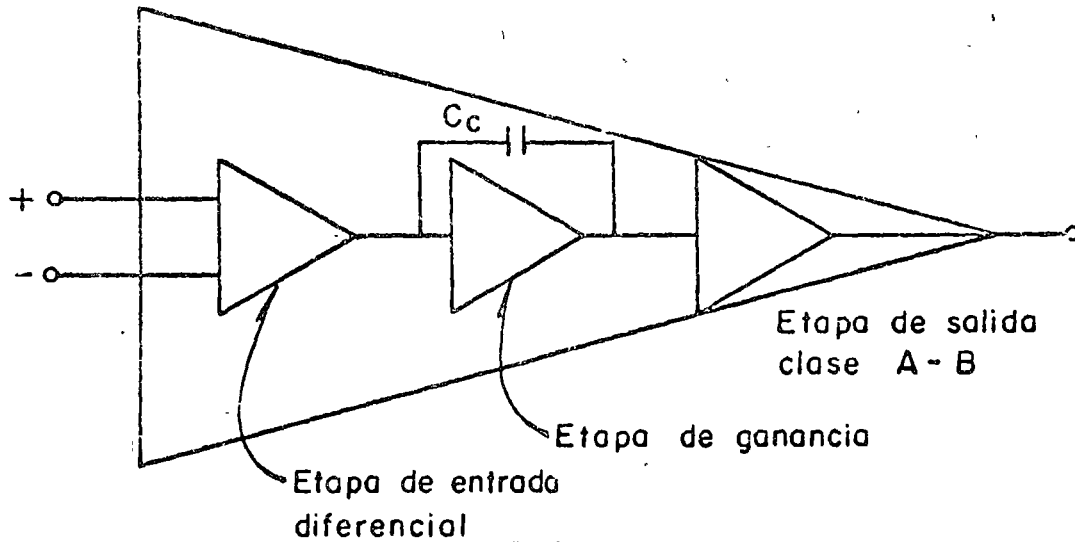


Fig 3.2

Para evitar que el amplificador operacional oscile la etapa de ganancia debe estar fuertemente compensada (ref 2); esto se logra aprovechando el efecto Miller, el cual puede verse como un efecto integrativo (ref 2). Debido al condensador  $C_c$  de compensación, son despreciables las capacitancias parásitas de esta etapa de ganancia, de la etapa de entrada diferencial, y de la etapa de salida clase  $AB$ , comparadas con la capacitancia  $C_c$  de compensación cuyo valor aparente

es mucho mayor debido al antes mencionado efecto Miller.

Suponiendo nuevamente que se excita el amplificador operacional con una función escalón, y asumiendo que la etapa de salida clase  $AB$  reproduce fielmente la señal inyectada por la etapa intermedia de ganancia del amplificador operacional, se tiene

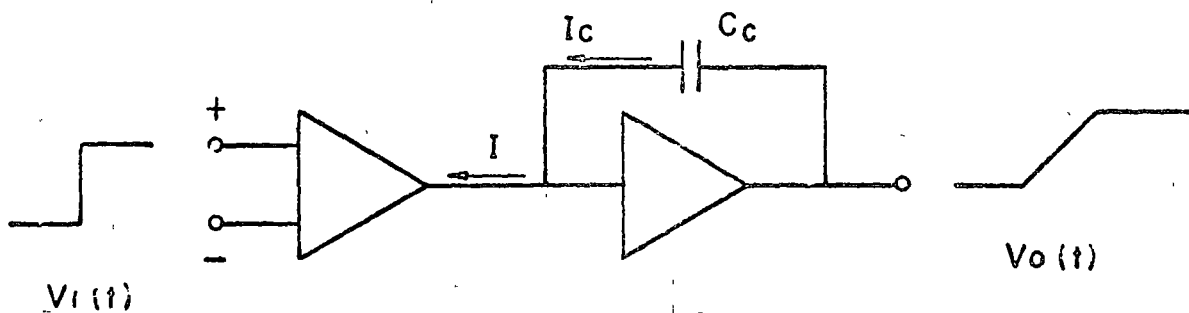


Fig. 3.3. Modelo para determinar el Slew rate asumiendo condiciones iniciales = 0. Esto es,  $C_c$  descargado

$$\frac{dV_o(t)}{dt} = \frac{I_c}{C_c}$$

$i_c = I$  debido a que la impedancia de entrada de la etapa de ganancia es bastante mayor que la impedancia de salida de la etapa de entrada diferencial

$$\frac{dV_o(t)}{dt} = \frac{I}{C_c}$$

Esto es, conociendo el valor del condensador de compensación de la etapa de ganancia  $C_c$  y el valor de la corriente entre las etapas de ganancia y de entrada,  $I$ , es posible determinar el Slew rate de un amplificador operacional.

Para verificar este resultado, se analizará el caso del  $\mu A 741$ , el cual tiene

$$C_c = 30 \text{ pF típico}; \quad I = 15 \text{ } \mu\text{A típicamente.}$$

$$\text{Slew rate} = \frac{dV_o(t)}{dt} = \frac{15 \times 10^{-6}}{30 \times 10^{-12}} = 0.5 \text{ V}/\mu\text{s.}$$

### 3.2 Offset de voltaje a la entrada

Se denomina así al voltaje diferencial que es necesario aplicar para lograr que el voltaje de salida sea de cero voltios. La especificación típica para el offset de voltaje dada por el fabricante está referida a cero voltios de entrada en modo común, y para valores nominales de fuente de poder. El valor ideal de offset de

voltaje es cero voltios; el valor real gira alrededor de cero voltios, siendo generalmente de  $\approx 2 \text{ mV}$ .

Para instrumentación, donde se requiere medición de bajos niveles de corriente directa, un error de voltaje como el correspondiente al offset opacaría completamente el nivel a medir.

A continuación se estudia el problema que trae consigo el offset de voltaje en un integrador simple como el mostrado en la fig 3.4.

Supóngase que  $V_1(t) = 0$ ; esto implicaría que el voltaje de salida  $V_2(t) = 0$ , pero analizando la ec 3.2.1 se tiene

$$V_2(t) = V_{of} + \frac{1}{RC} \int_0^t V_{of} dt$$

$$V_1(t) = 0$$

Estas ecuaciones implican que el voltaje de salida  $V_2(t)$  tendrá un valor inicial en  $t = 0$ , correspondiente al voltaje de offset y a partir de ese instante empezará a integrar  $V_{of}$  hasta llegar a un límite  $\pm V_s$  correspondiente al voltaje de saturación de salida del amplificador operacional (fig 3.5).

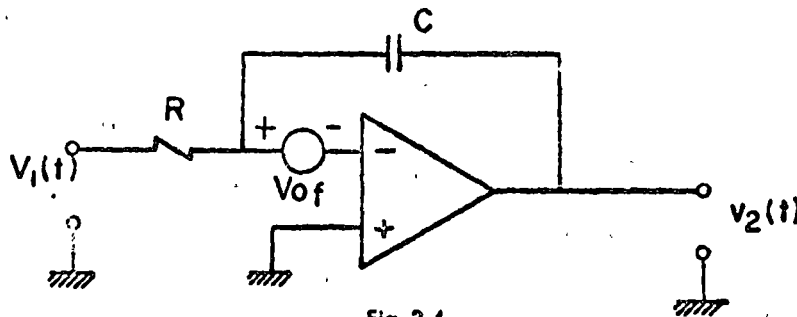


Fig 3.4

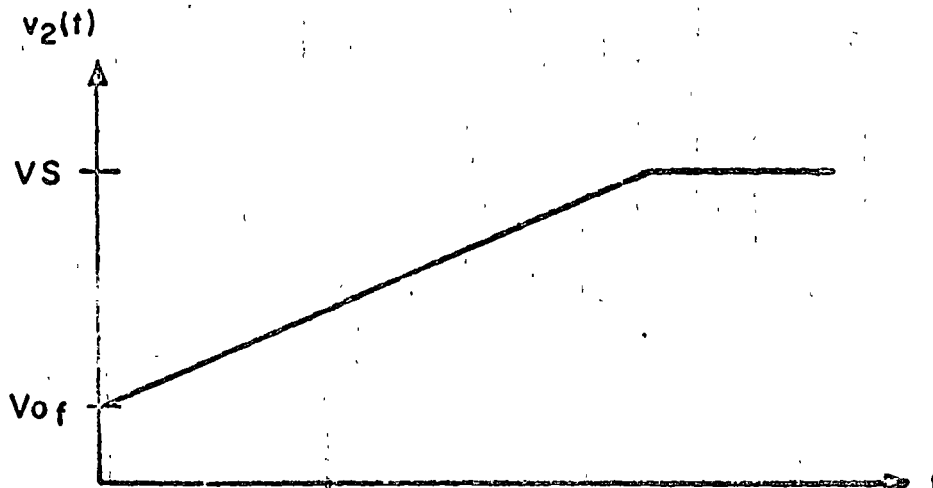


Fig 3.5 Respuesta de un integrador real con entrada cero

### 3.3 Tiempo de transición

Es el tiempo que tarda la respuesta de un amplificador operacional en mantenerse entre 0.1 y 0.01 por ciento de su valor final. En muchas aplicaciones del amplificador operacional, dicho parámetro es muy importante.

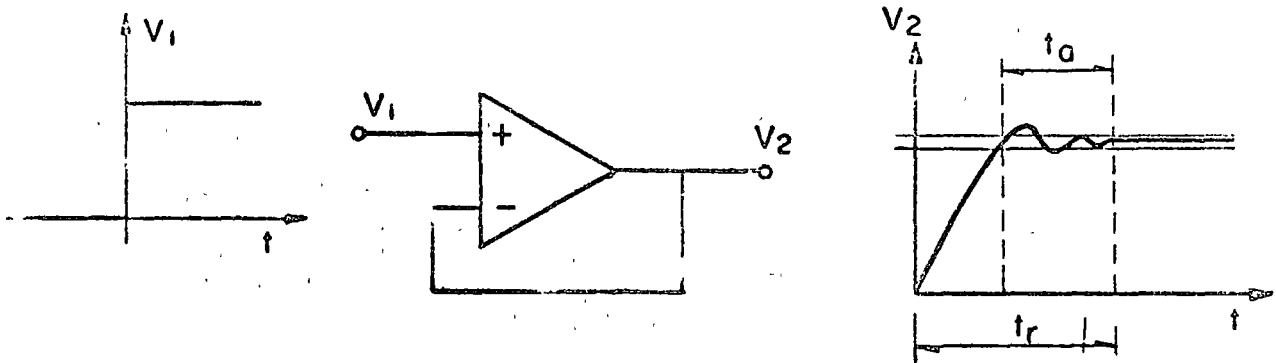
El tiempo de transición puede dividirse en dos periodos distintos: el primero está limitado por el Slew rate del amplificador y es el tiempo en el cual el voltaje de salida cambia de su valor original a la vecindad de un nuevo valor. La segunda parte es el tiempo de asentamiento, o sea el periodo en que el voltaje de salida alcanza un valor razonablemente cercano (0.1 o 0.01 por ciento) a su valor final.

Los valores relacionados con el tiempo de transición son dados por el fabricante con el amplificador montado en ganancia unitaria no-inversora, como se muestra en la fig 3.6.

### 3.4 Ancho de banda con ganancia unitaria

Dentro de la región lineal del amplificador operacional, la ganancia de voltaje diferencial decrece cuando la frecuencia se incrementa. Junto con el margen de fase, el ancho de banda con ganancia unitaria es la forma más común (ref 4) de especificar la respuesta en frecuencia de un amplificador operacional.

Un análisis de la fig 3.7 muestra que la frecuencia  $\omega_c$  a la cual la ganancia es unitaria viene dada por



$t_a \triangleq$  tiempo de asentamiento

$t_r \triangleq$  tiempo de transición

Fig 3.6 tiempo de transición.

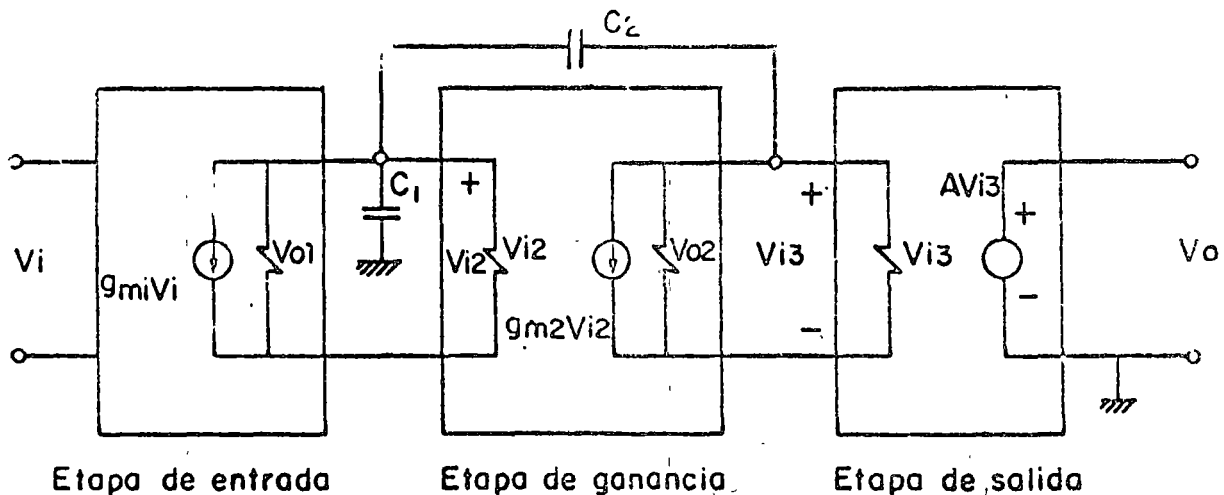


Fig. 3.7. Modelo para calcular frecuencia de corte

$$W_c = \frac{Gm_1 A}{C_2}$$

considerando únicamente  $C_2$

$$iW_c = \frac{Gm_1 Gm_2}{C_1} (r_{o2} // r_{o3})A$$

Considerando únicamente  $C_1$

sumiendo que

$$(r_{o1} // r_{o2}) \gg \frac{1}{W_c C_1}$$

$$(r_{o1} // r_{o2}) \gg \frac{1}{C_2 Gm_2 (r_{o2} // r_{o3}) W_c}$$

lo cual se satisface en cualquier tipo de amplificador operacional.

La tecnología actual en la fabricación de circuitos integrados es capaz de producir transistores NPN (ref 10) con una frecuencia de transición  $f_t$  del orden de 600-800 MHz; Por otra parte, los transistores PNP producidos con la misma tecnología, tienen una frecuencia de transición  $f_t$  del orden de 2.5 MHz, lo cual es una muy seria limitación para lograr un ancho de banda en amplificadores operacionales más allá de 1 MHz.

### 3.5 Ruido

Por ruido se entiende aquellas corrientes o voltajes que se generan dentro de los mismos dispositivos (transistores, resistencias, etc) que constituyen el circuito electrónico; la naturaleza del fenómeno es estocástica (ref 13), por tanto, en lo que respecta a su estudio se prefiere analizar el valor medio cuadrático de este tipo de señal, ya que entonces se pueden hacer comparaciones en términos de niveles de potencia. Independientemente de la clasificación que se haga del ruido con base en sus características, desde el punto de vista probabilístico, puede clasificarse de acuerdo con la naturaleza física del fenómeno en:

1. Ruido térmico: Causado por la agitación molecular hasta una frecuencia de  $10^{11}$  Hz; depende linealmente de la temperatura absoluta.

2. Ruido discreto: Es causado por el flujo de portadores de carga (electrones, iones o huecos) a través de una región carente de estos cuando se presentan las siguientes condiciones:

- El flujo de los portadores es un fenómeno cuántico y aleatorio
- El tiempo de tránsito de los portadores a través de la región vacía, es mucho menor que el periodo de variación de las señales externas aplicadas al dispositivo
- La probabilidad de que un portador atraviese la región vacía es independiente de lo que ocurra con otros portadores.

Este tipo de ruido se presenta en junturas PN polarizadas en inversa y depende del valor medio de la corriente que circula por el dispositivo, siempre y cuando la frecuencia de análisis sea menor que la décima parte del inverso del periodo del tiempo de tránsito del portador a través de la región vacía.

3. Ruido de parpadeo: Está asociado con un flujo de corriente directa a través del dispositivo y tiene una densidad espectral de la forma

$$K \frac{I^a}{f^b}$$

4. Ruido de ráfaga: Se debe principalmente a la existencia de niveles de trampa en la región prohibida, depende de  $1 + f^2$ .

5. Ruido de avalancha: Causado por los mecanismos de ruptura de una juntura PN en inversa; este ruido está asociado con las siguientes características:

- Flujo de C.D.
- Amplitud mucho mayor que el ruido discreto
- Distribución de amplitudes no gaussianas.

De los 5 tipos de ruido mencionados solo los dos primeros son predecibles teóricamente con cierta exactitud; los otros deberán medirse experimentalmente en el laboratorio.

Como auxiliar de diseño, los fabricantes de amplificadores operacionales generalmente proporcionan gráficas de nivel de ruido  $dV^2$  o  $dI^2$  contra frecuencia. Tomando en cuenta que el amplificador operacional es un filtro paso bajas, se puede estimar una frecuencia central, determinar el valor de  $dV^2$  obteniendo así fuentes equivalentes que puedan considerarse como existentes a la entrada del modelo del amplificador operacional, y así calcular la magnitud de este poderosamente indeseable a la salida.

#### 4. MODELOS DE AMPLIFICADORES OPERACIONALES

Los simuladores digitales de circuitos electrónicos han tenido gran aceptación entre los ingenieros diseñadores de circuitos. Su uso se ha extendido grandemente hasta el diseño de subsistemas de circuitos integrados y al diseño en gran escala. Desafortunadamente, el propósito fundamental de estos simuladores no era el de cubrir estas áreas, ya que un simulador digital realiza, en forma iterativa, el análisis de un circuito (ref 12), y como cada iteración requiere de un análisis completo de circuito, el tiempo de computación (por el cual se paga, y en algunos casos resulta caro) requerido para el análisis de un subsistema con circuitos integrados, sería prohibitivo y poco eficiente.

##### 4.1 MODELOS ELEMENTALES

Considérese el modelo mostrado en la fig 4.1, el cual representa en su forma más elemental un amplificador operacional de voltaje, por ejemplo el  $\mu A$  741.

- $R_i$  = Escogida arbitrariamente =  $1K'$
- $R_{in}$  = Resistencia de entrada
- $R_o$  = Resistencia de salida
- $A_v$  = Ganancia en malla abierta para C.D.
- $f_c$  = Ancho de banda con ganancia unitaria
- $C_c = \frac{A_v}{2\pi R_o f_c}$

Como es evidente, en un modelo tan elemental los parámetros internos del amplificador operacional no intervienen directamente. En este caso, el problema consiste en tratar al amplificador operacional como una red de dos puertos para poder obtener la mayor información posible, por ejemplo:  $R_{in}$ ,  $R_o$ ,  $A_v$ ,  $f_c$ .

Con el modelo mostrado en la fig 4.1 y la información obtenida se alimenta a un programa de computadora, simulador de circuitos electrónicos, el cual nos dará como respuesta un diagrama de polos y ceros, un diagrama de Bode en magnitud y fase y el ancho de banda con ganancia unitaria; no es posible obtener más información, ya que los parámetros internos del amplificador no van incluidos en el modelo.

Evidentemente la falla estriba en el modelo y no en el simulador, mas si lo que se pretende es ver el amplificador operacional como un elemento de circuito, sería necesario caracterizarlo de manera más completa.

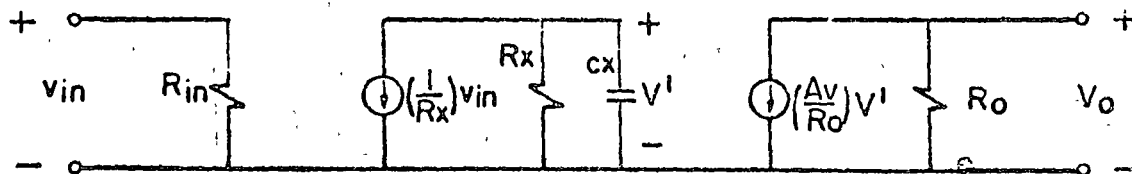


Fig. 4.1. Modelo elemental de un amplificador operacional.

## 4.2 MACROMODELOS

El objetivo del macromodelo es obtener un modelo lo más real posible de un circuito integrado o una fracción de él, a fin de reducir significativamente la complejidad del circuito, para poder simularlo en menor tiempo, y a menor costo para utilizarlo en circuitos integrados a gran escala o en subsistemas con circuitos integrados.

Un macromodelo del amplificador operacional ICL 8741 se muestra en la fig 4.2 (ref 11). Dicho macromodelo en comparación con el circuito real del ICL 8741 representa una reducción considerable de nodos y ramas y además una aproximación bastante buena de los parámetros de mayor interés, por ejemplo características de entrada y salida, ganancias en modo común y en modo diferencial, respuesta en frecuencia, offset de voltaje y corriente, polarización, Slew rate, excursión de voltaje a la salida y limitación de corriente a la salida por cortocircuito. Además, el macromodelo tiene la ventaja de que reduce aproximadamente 80 uniones PN a únicamente 8 uniones PN para una más rápida convergencia en el proceso iterativo.

El circuito de la fig 4.2 que representa el macromodelo cumple con la estructura básica de un amplificador operacional, esto es, etapa de entrada, etapa intermedia de ganancia y etapa de salida.

La etapa de entrada consiste en dos transistores ideales  $Q_1$  y  $Q_2$  asociados con fuentes de corriente y elementos pasivos. Reproduce las linealidades y no linealidades necesarias para representar las características en modo común y en modo diferencial del amplificador operacional. El capacitor  $C_1$  se usa para introducir efectos de segundo orden en el Slew rate y el capacitor  $C_1$  en el cambio de fase, al aumentar la frecuencia.

La ganancia de voltaje en modo común y en modo diferencial del amplificador operacional viene dada por los elementos de la etapa intermedia de ganancia,  $G_{cm}$ ,  $G_m$ ,  $R_2$ ,  $G_m$ , y  $R_{o2}$ .

La etapa de salida provee de la resistencia apropiada tanto de A.C. como de D.C.,  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $R_c$ ,  $G_c$ , simulan el efecto de máxima corriente de salida en cortocircuito. Los elementos  $D_3$ ,  $V_c$ ,  $D_4$ ,  $V_e$ , son circuitos recortadores para limitar la máxima excursión de voltaje a la salida.

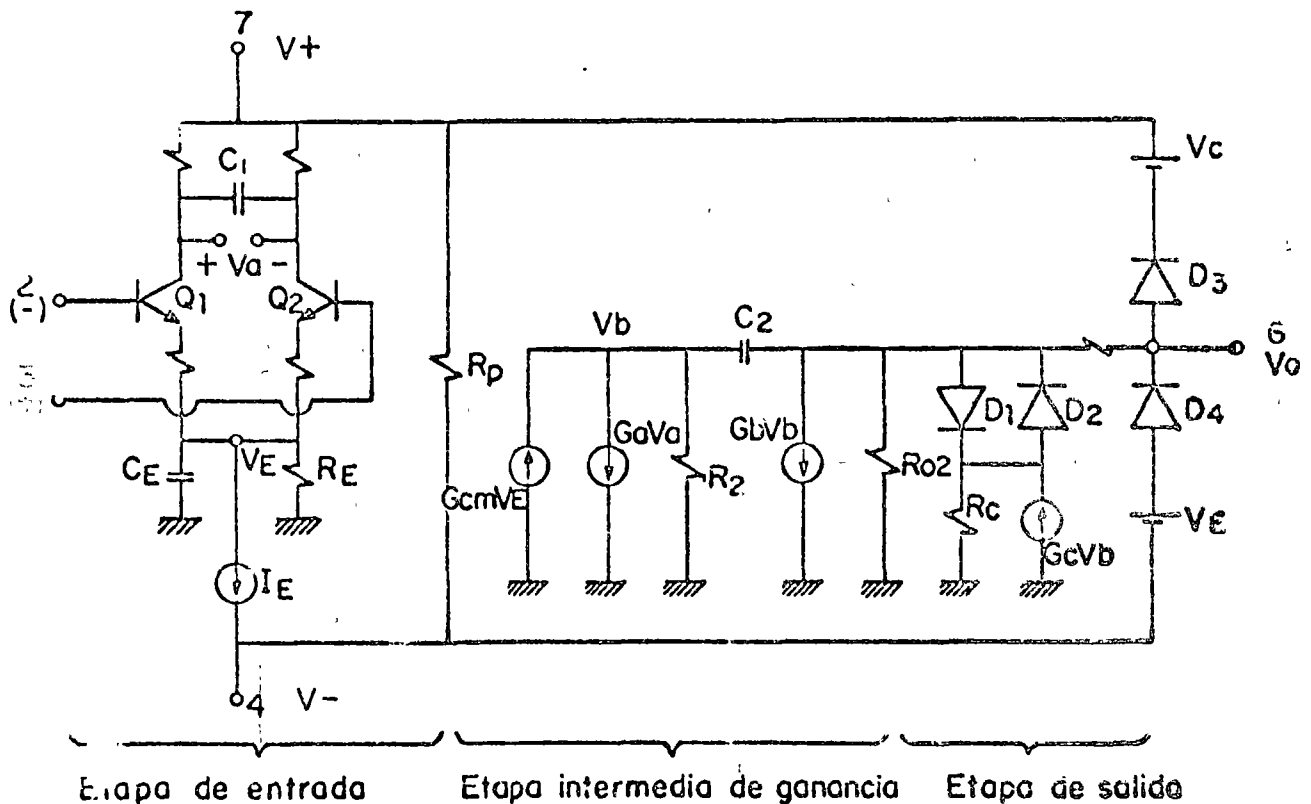
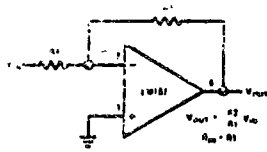


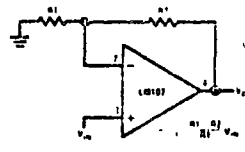
Fig 4.2 Macromodelo del amplificador operacional ICL 8741.



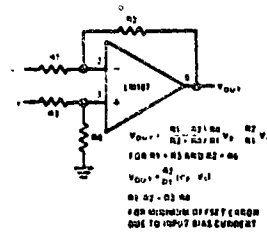
op amp circuit collection  
section 1 - basic circuits



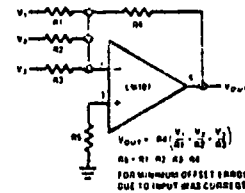
Inverting Amplifier



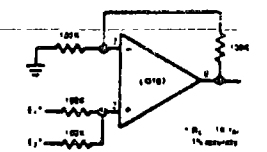
Non-Inverting Amplifier



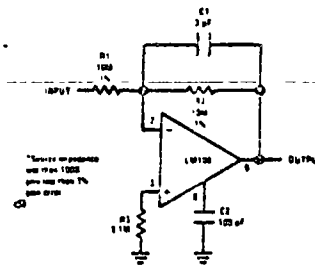
Difference Amplifier



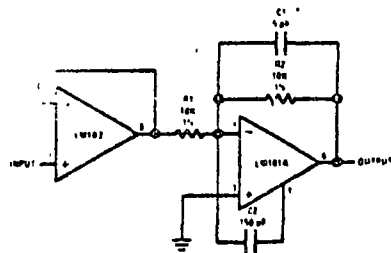
Inverting Summing Amplifier



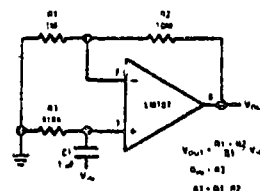
Non-Inverting Summing Amplifier



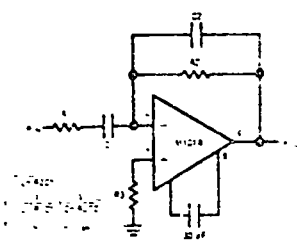
Inverting Amplifier with High Input Impedance



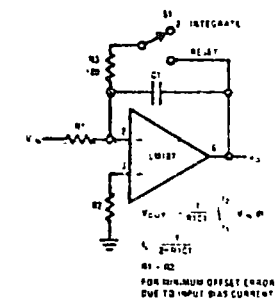
Fast Inverting Amplifier With High Input Impedance



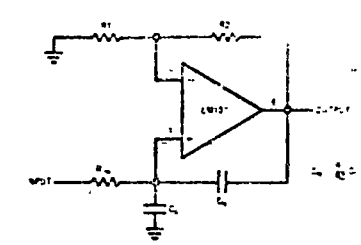
Non-Inverting AC Amplifier



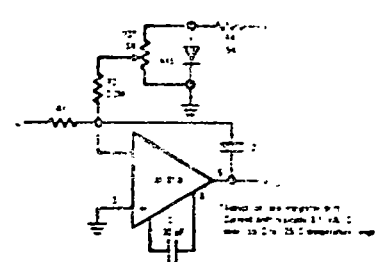
Practical Differentiator



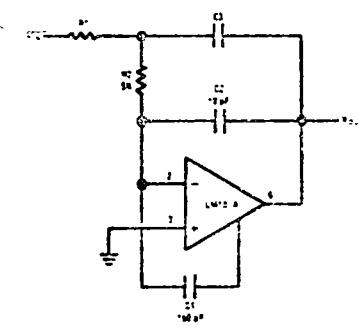
Integrator



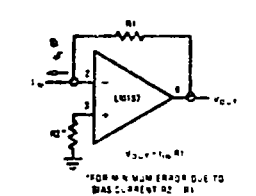
Neutralizing Input Capacitance to Optimize Response Time



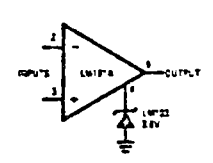
Integrator with Bias Current Compensation



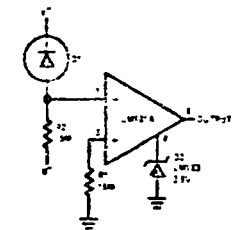
Fast Integrator



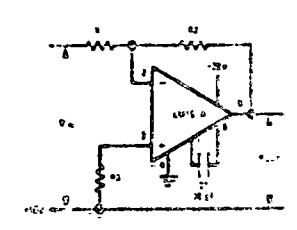
Current to Voltage Converter



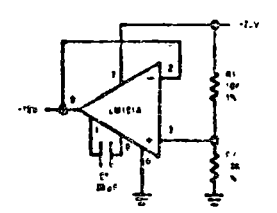
Voltage Comparator for Driving DTL or TTL Integrated Circuits



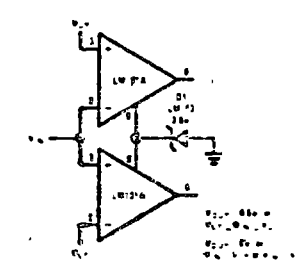
Threshold Detector for Photodiodes



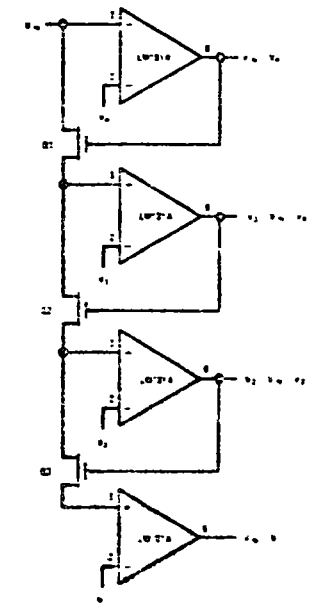
Circuit for Operating the LM124 without a Negative Supply



Circuit for Generating the Second Positive Voltage

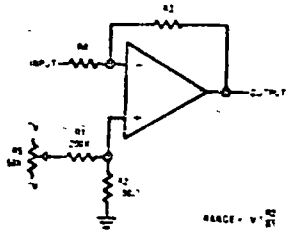


Double-Ended Limit Detector

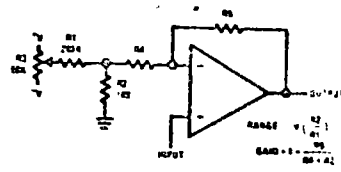


Multiple Aperture Window Discriminator

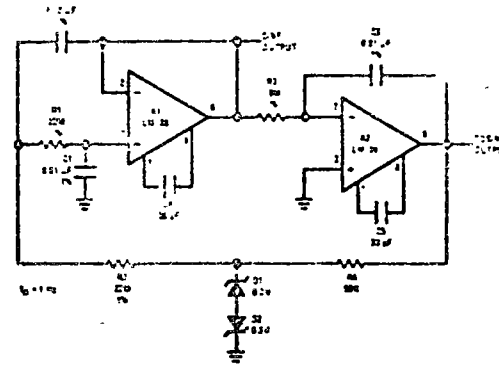
section 2 - signal generation



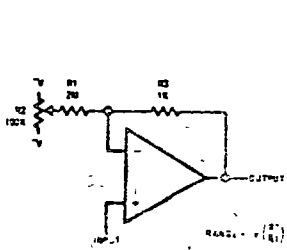
Offset Voltage Adjustment for Inverting Amplifiers Using Any Type of Feedback Element



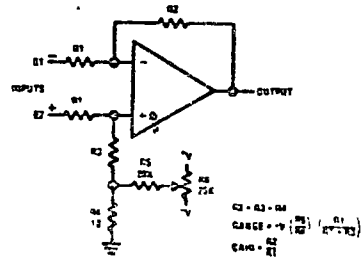
Offset Voltage Adjustment for Non-Inverting Amplifiers



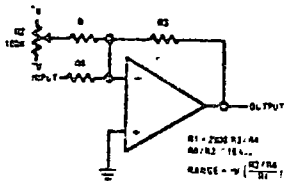
Low Frequency Sine Wave Generator with Quadrature Output



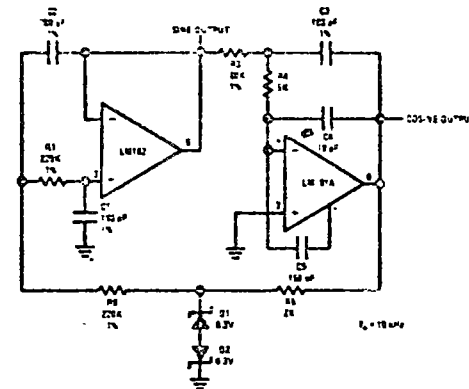
Offset Voltage Adjustment for Voltage Followers



Offset Voltage Adjustment for Differential Amplifiers

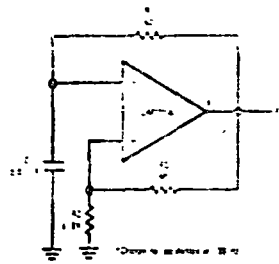


Offset Voltage Adjustment for Inverting Amplifiers Using 10 kΩ Source Resistance or Less

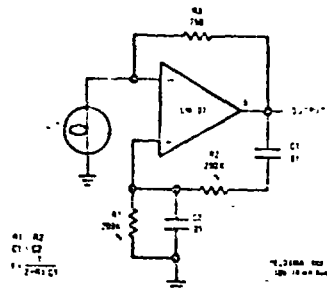


High Frequency Sine Wave Generator with Quadrature Output

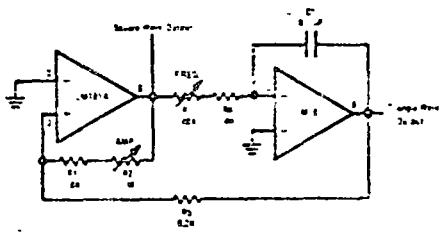
L. 112



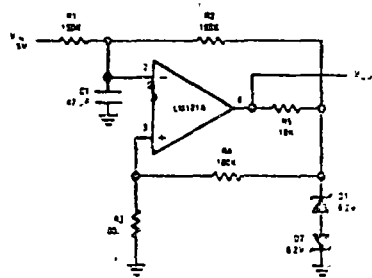
Free-Running Multivibrator



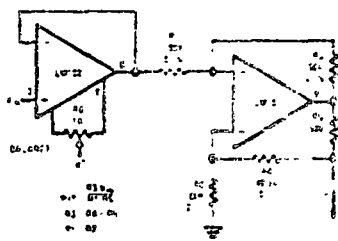
Wein Bridge Sine Wave Oscillator



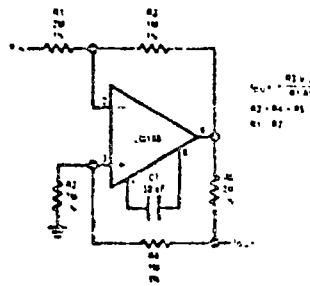
Function Generator



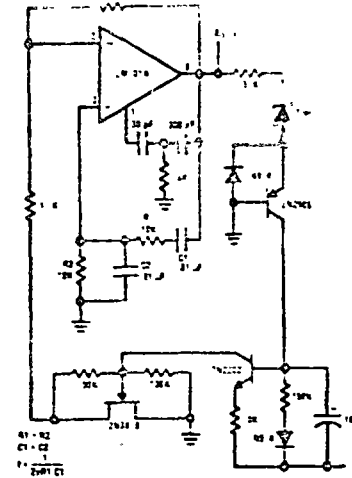
Pulse Width Modulator



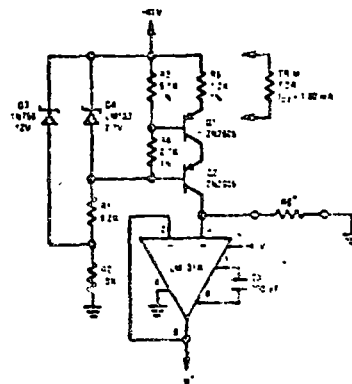
Bipolar Current Source



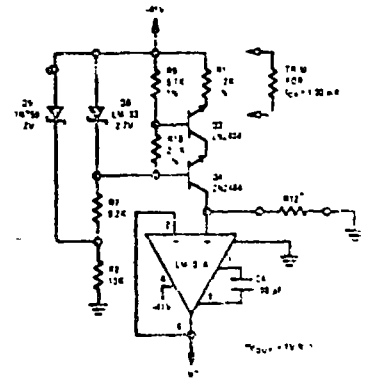
Bipolar Current Source



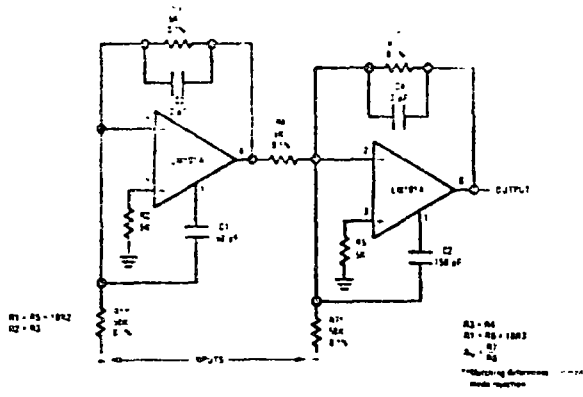
Wein Bridge Oscillator with FET Amplitude Stabilization



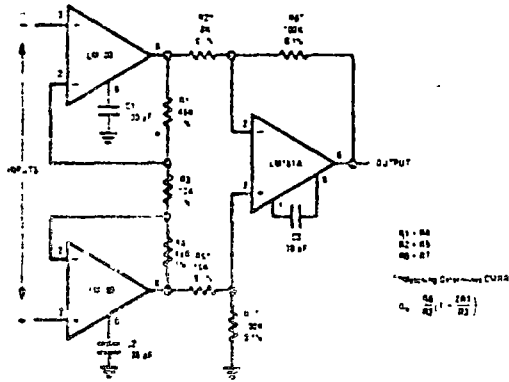
Low Power Supply for Integrated Circuit Testing



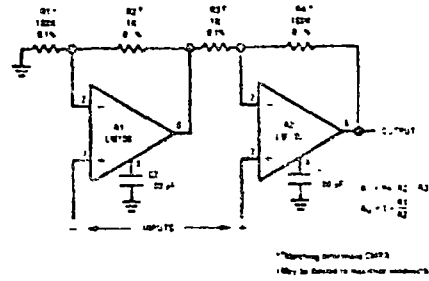




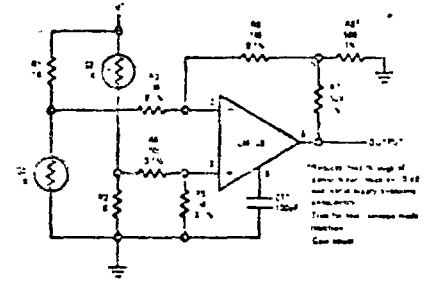
Instrumentation Amplifier with ±100 Volt Common Mode Range



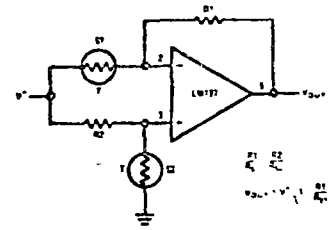
Differential Instrumentation Amplifier with High Common Mode Rejection



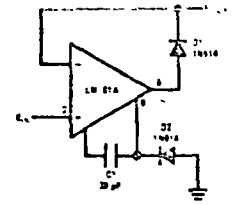
High Input Impedance Instrumentation Amplifier



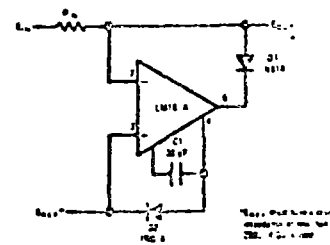
Bridge Amplifier with Low Noise Compensation



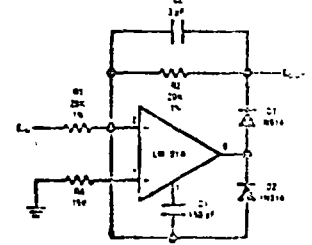
Bridge Amplifier



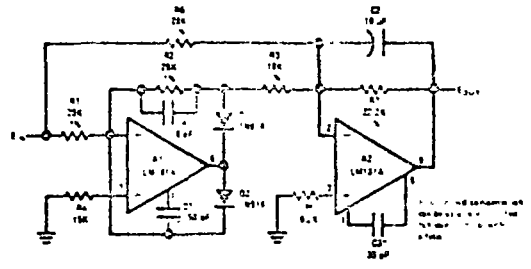
Precision Diode



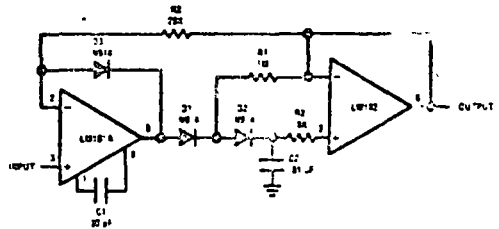
Precision Comp



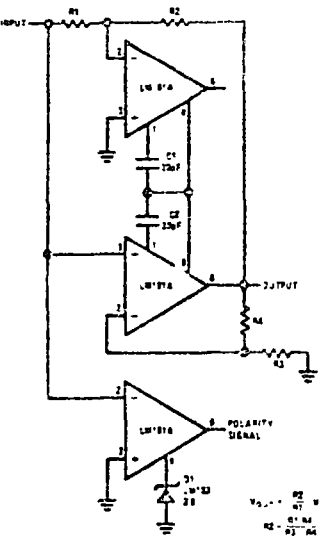
Fast Half Wave Rectifier



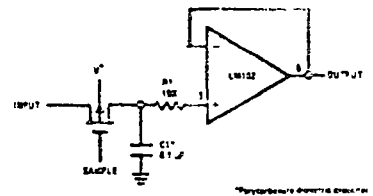
Precision AC to DC Converter



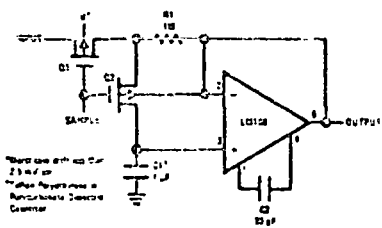
Low Drift Peak Detector



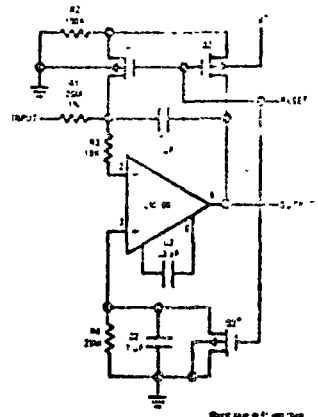
Absolute Value Amplifier with Polarity Detector



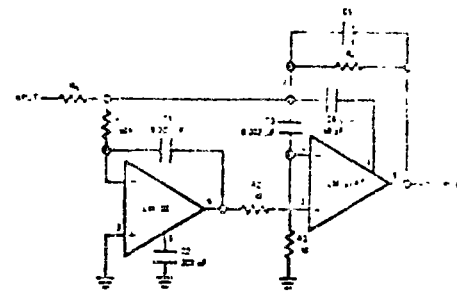
Sample and Hold



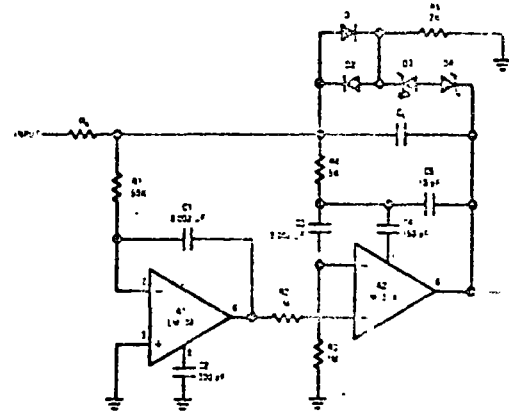
Sample and Hold



Low Drift Integrator



Fast Summing Amplifier with Low Input Current



Fast Integrator with Low Input Current

L116

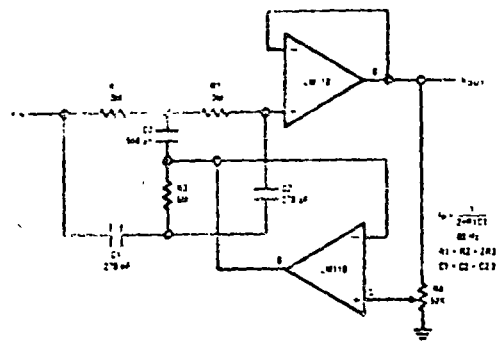
\* In addition to the circuit shown, the LM132 also has an input resistance, gate-drain leakage, and common-mode rejection ratio.

\* Power Dissipation: LM132 for Linear Operation (Maximum) 100 mW (at 25°C)

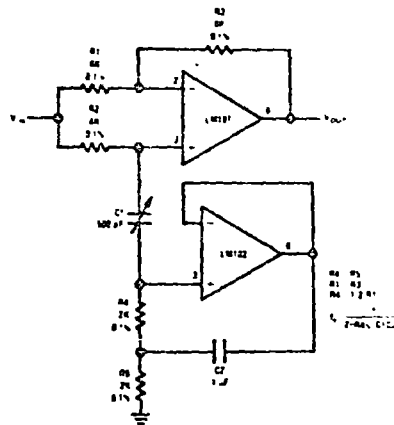
\* Input Bias Current: 10 nA

\* R1 and R2 should not have voltage gain greater than 10.

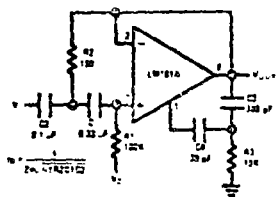
\* Input bias current is 10 nA (typical) at 25°C.



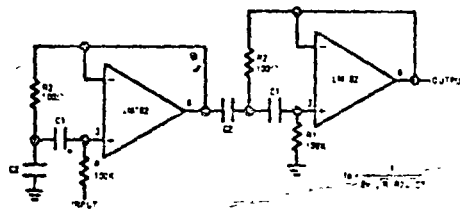
Adjustable Q Notch Filter



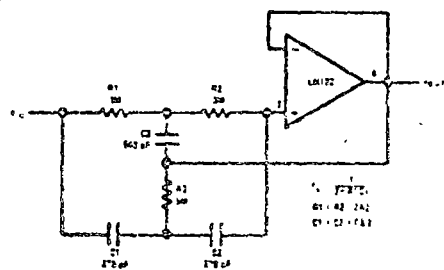
Easily Tuned Notch Filter



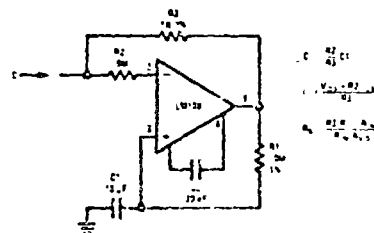
Tuned Circuit



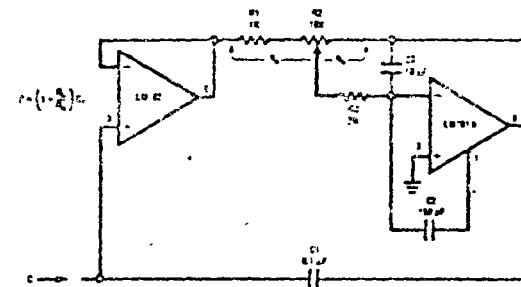
Two-Stage Tuned Circuit



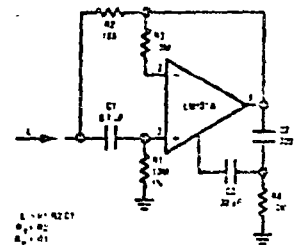
High Q Notch Filter



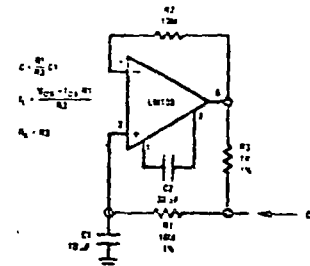
Negative Capacitance Multiplier



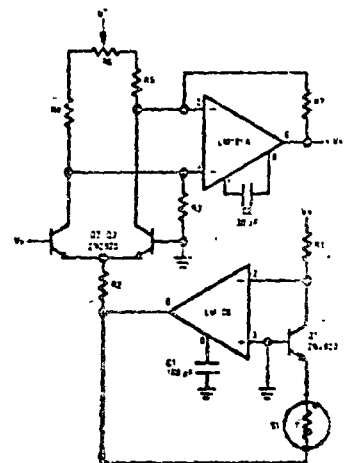
Variable Capacitance Multiplier



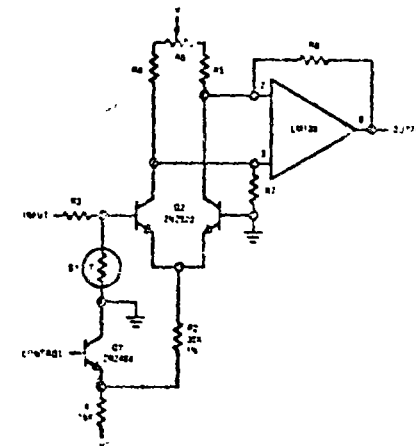
Simulated Inductor



Capacitance Multiplier

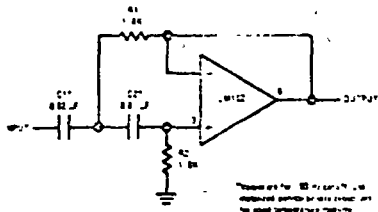


Two Quadrant Multiplier

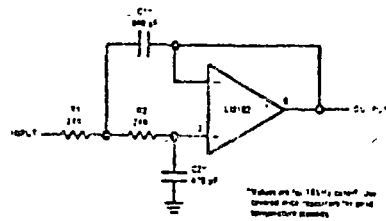


Voltage Controlled Gain Circuit

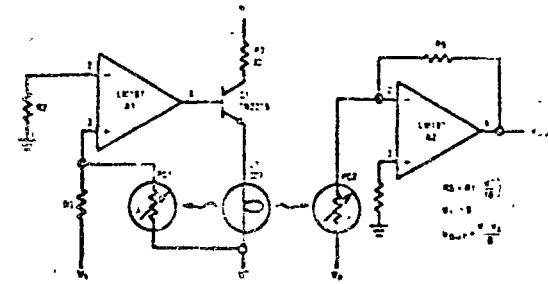




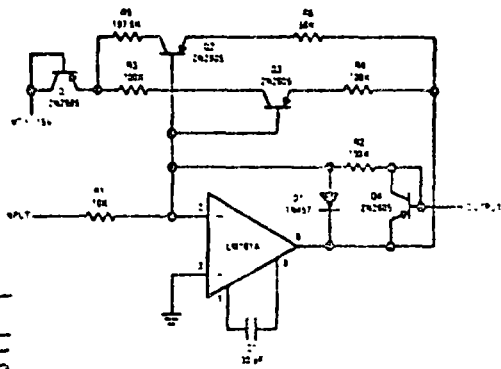
High Pass Active Filter



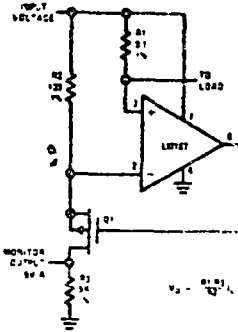
Low Pass Active Filter



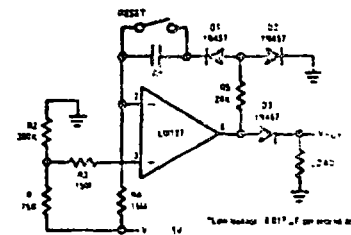
Analog Multiplier



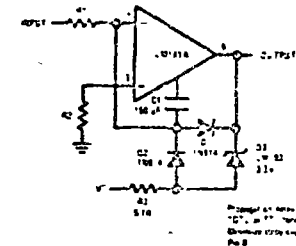
Nonlinear Operational Amplifier with Temperature Compensated Breakpoints



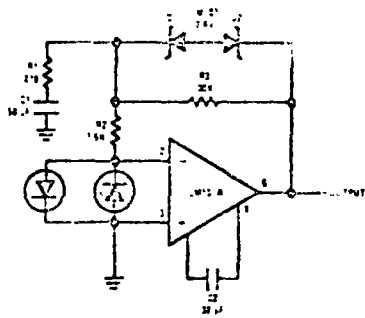
Current Monitor



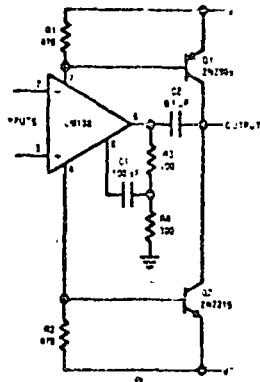
Long Interval Timer



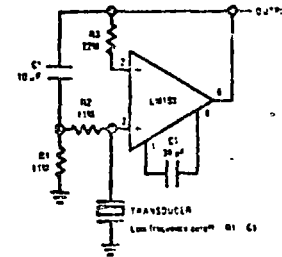
Fast Zero Crossing Detector



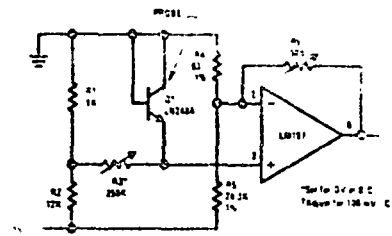
Saturating Signal Pre-amplifier with Rate Feedback



Power Booster



Amplifier for Piezoelectric Transducer



Temperature Probe

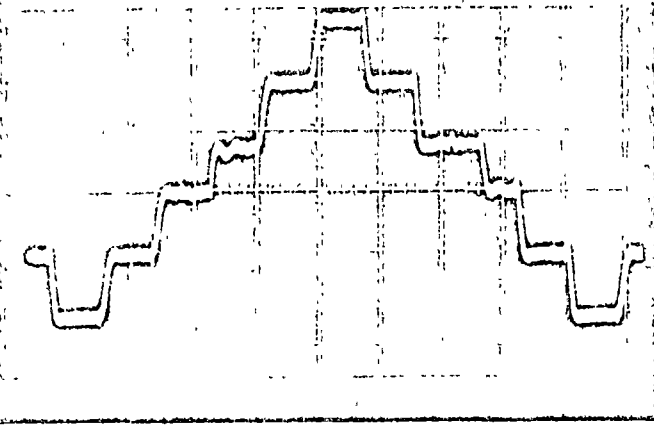
8117





# Digital-to-analog converters: Trading off bits and bucks

As the electronics industry moves toward more complex applications, the digital-to-analog converter (DAC) has become a key component. The DAC is a device that converts digital data into an analog signal. It is used in a wide variety of applications, including data acquisition, control systems, and communications. The DAC is a device that converts digital data into an analog signal. It is used in a wide variety of applications, including data acquisition, control systems, and communications.



□ What electronics device has proven so cost-effective over such a range of applications that six times as many are in use today as there were three years ago?

What device is widely accepted without makers having any common agreement about how to produce them and without benefit of any industry standards? Nor has a single maker developed a clearly superior design, nor is there one user large enough to dictate specifications.

Finally, what device, with estimated sales of 120,000 units this year and more growth expected, has moved into the market with low-cost models to anticipate volume requirements and competitive pressures—yet given rise to products with marginal performance? (Or so say some makers about some competitors).

The answer is the digital-to-analog converter (DAC) module.

Once exclusively a measurement and control systems component, the DAC now goes more into such products as X-Y plotters, cathode ray tube display terminals, programable power supplies, and analog-to-digital converters. But lack of electrical, packaging and terminal-connection standards, poor definition of real costs in

terms of performance, and technical complexities of the module put the electronics engineer at risk in determining DAC parameters and selecting the proper unit.

All this means that price alone is no guide to the selection of a DAC. By and large, two DACs of the same bit length usually differ in many electrical and performance parameters and options, as well as terminal arrangements, whether they come from different vendors or from two families of DACs made by the same vendor.

Consequently, choosing a DAC module—and so opting to deal with a particular vendor—means the system designer has to lay out the circuit board for a sole-source unit. However, if he is concerned about continued availability or long-term performance of the sole-source DAC, the designer can go to the expense of adding extra conductors and holes to his circuit board to make it compatible also with a "second-source" DAC. Or he can search out another vendor who can adapt his unit to be compatible with the first selection.

While competition has little effect on pricing, therefore, the major price determinants are completeness and freedom from error. By completeness of DAC modules is meant whether all of the electronic niceties required to convert a digital data word into a usable analog signal are actually in the package or whether outboard components—an input register or an output amplifier are examples—must be added and paid for by the user.

## Six performance parameters

There is a very sharp increase in price as DAC performance improves. The major performance parameters are resolution, accuracy, linearity, temperature stability, settling time, and freedom from switching transients.

In performing conversion, the DAC turns a parallel  $n$ -bit data word into  $2^n$  discrete levels of analog output. Thus, a 10-bit DAC has  $2^{10}$ , or 1,024, output levels. The reciprocal of the number of output levels is the DAC's resolution. Thus, the resolution of a DAC is implicit in the number of input bits (see table of Resolution Equivalents). Because the smallest change in analog output results from the binary change (from a 1 to an 0, for example) of the least significant bit (1 LSB) in the data word, the term "1 LSB" is a customary way of stating resolution, since it is independent of the bit-length of the data word. The LSB is equivalent to stating the percent of full scale for the analog output.

The DAC's accuracy refers to net error in the analog output for a given input code. For example, if a 10-bit DAC ought to have a 10-volt output for a full-scale digital word but yields only 9.5 volts because of poor calibration, the error is 5%. While the DAC will provide the necessary 1,024-step resolution, each step will be correspondingly inaccurate. Customarily, accuracy is specified in terms of  $\pm 1/2$  LSB error, meaning the accuracy remains consistent with the DAC's resolution capability. Practically speaking, accuracy cannot be better than resolution, but it can be worse.

Linearity defines the constancy of the input-output ratio of the full range of values. A DAC can be linear, but inaccurate.

Changes in the DAC's operating temperature create output error. The better the temperature stability, the wider the temperature range that it is possible for the

DAC to operate without producing excessive error.

*Setting time* expresses the delay between introduction of the data word and the analog output reaching some final value. The shorter the setting time, the faster the analog input gate for data conversion.

Switching operations inside the DAC cause transient spikes known as *glitches*. For some applications it's necessary to add a deglitcher circuit to remove them.

An indication of how the parameters relate to price can be gained from Fig. 1, which is based on information obtained from many manufacturers and charts the lowest and highest prices for DACs ranging from 6 to 16 bits. This price structure reveals the cost to the user of the technological demands placed on the maker to satisfy specific applications. The lowest price for each DAC size can be interpreted as the basic cost of obtaining conversion and resolution. The top of each bar can be construed as the maximum cost of providing maximum completeness, nominal accuracy, temperature stability, deglitching, and so forth. It is interesting to note that this extra cost, about \$200, is almost independent of the DAC's bit size—except for 6-bit DACs.

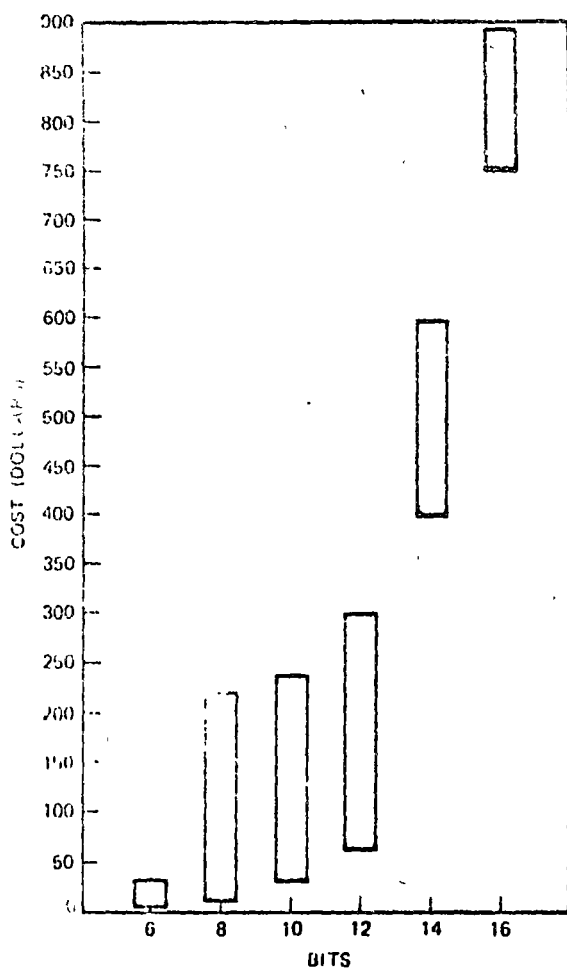
The cost trend for increased resolution is clearly dem-

onstrated in Fig. 2, which uses the data of Fig. 1 to plot cost per bit vs bits to the data. As expected, the cost per bit goes up with the number of bits—first gradually, then sharply—reflecting both the increased cost of higher-quality components and more exacting manufacturing and testing procedures.

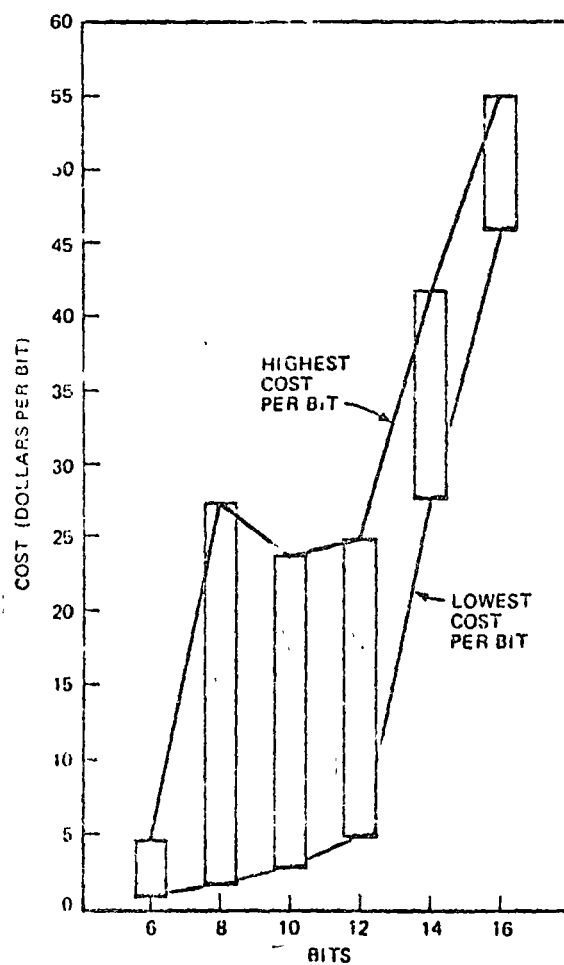
Figures 1 and 2 also show that 6-bit, 14-bit, and 16-bit DACs are each in a class by itself, while 8-bit, 10-bit, and 12-bit DACs together form another class. In fact many makers offer 8-, 10-, and 12-bit DACs in the same family of devices, having started with a 12-bit design and then modified the design to make lesser-bit units.

DACs having 14 and 16 bits provide so much resolution that they are most often used in exotic laboratory and scientific investigations and for applications having a wide dynamic range of digital values—65,536-to-1 for a 16-bit DAC.

The accuracy of a 10-bit DAC, equal to 0.05% of full-scale, equals or betters many types of analog meters and recorders. Such a unit is suited to drive, for example, a strip-chart recorder with outputs from a computer or other digital source. A 12-bit DAC provides sufficient resolution to match the accuracy of an X-Y plotter. And



1. Insight. Price structure for digital-to-analog converters, based on price per resolution, reveals sharp rise in cost for more resolution. Height of bar reflects cost-range for performance features over and above that for basic conversion.



2. Premium. Cost-per-bit data, based on Fig. 1 emphasizes the cost increment for attaining and maintaining DAC precision. The gradual price increase for lesser-bit DACs results from volume production and less stringent demand on component tolerances.

an 8-bit DAC could be used to drive a low-accuracy analog meter whose purpose is, for example, to give a test operator a quick but not too accurate look at ongoing results.

The 6-bit DAC produces an analog output having only 64 discrete steps, or a resolution of 1.6%. Because of this low resolution, the 6-bit DAC is not normally used in measurement and control applications as are the higher-bit DACs. Instead, the 6-bit DAC programs the output of power supplies, provides multi-level outputs for modems in data communications links, and so on.

For each application, the system designer must develop a set of specifications for such major parameters as resolution, linearity, accuracy, and settling time. And this means answering such questions as: over what temperature range must the DAC operate satisfactorily? For example, a 10-bit DAC required to have 10-bit resolution and 10-bit accuracy could degenerate to yield 10-bit resolution but only 9- or 8-bit accuracy—but 10-bit resolution with 8-bit accuracy might be adequate.

Does the application require a current output or a voltage output from the DAC? If voltage, is the performance of the output amplifier supplied with the DAC good enough, or should the user provide a higher-performance outboard amplifier?

### The infrastructure

There is a wide enough range of DACs and options available from about 20 manufacturers to meet almost any user requirements. Choosing a DAC wisely, though, involves an understanding of how they operate and how they're made.

The kernel of any DAC is a set of switches and a resistance network, as shown by the colored blocks in Fig. 3. Two popular configurations are shown in some detail in Figs. 4 and 5. Each transistor switch is opened by a 0 level or closed by a 1 level at a corresponding bit-position of the input digital data word. (Or the logic convention might of course reverse this correlation.) Thus, in

the case of a 6-bit DAC, the input binary word

1 0 1 0 1 0    Binary  
1 2 3 4 5 6    Bit number

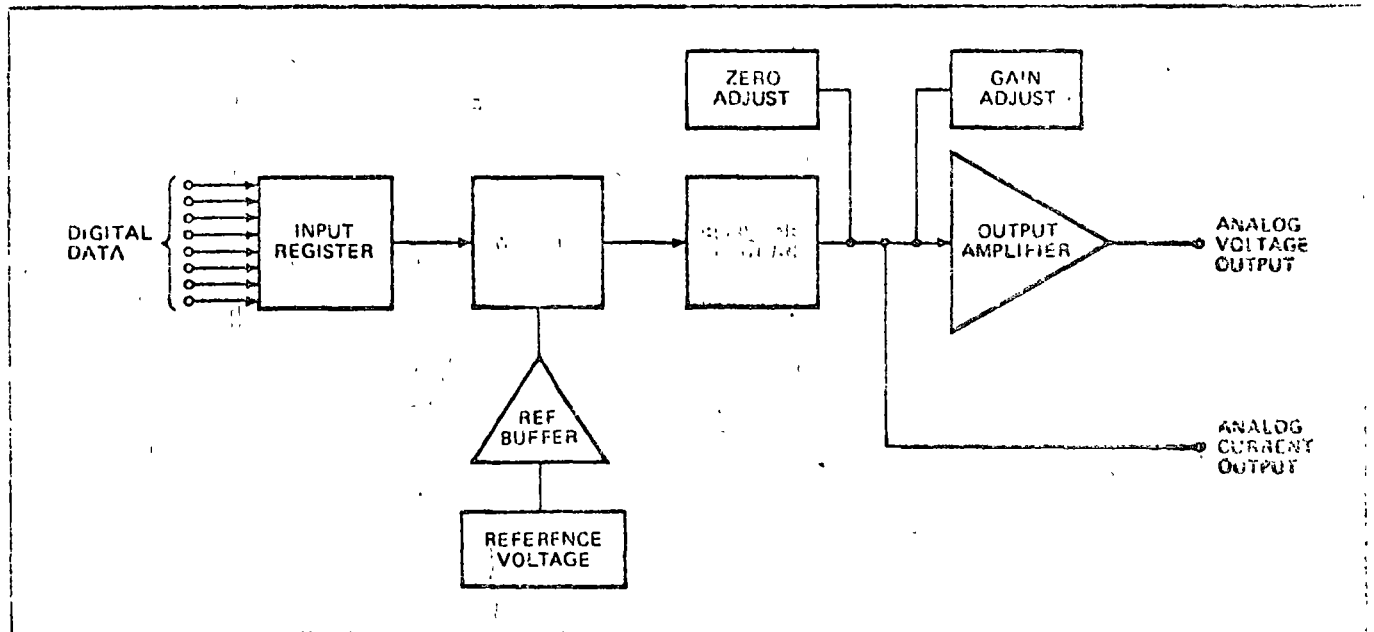
would mean the switches for bits 1, 3, and 5 are closed and 2, 4, and 6 open. Here bit 1 is the most significant bit (MSB) and bit 6 the least significant bit (LSB).

The analog output corresponding to 101010 is  $1 \times 2^{-1} + 0 \times 2^{-2} + 1 \times 2^{-3} + 0 \times 2^{-4} + 1 \times 2^{-5} + 0 \times 2^{-6}$  or 21/32 of full-scale value. Here, the MSB contributes one half the analog output.

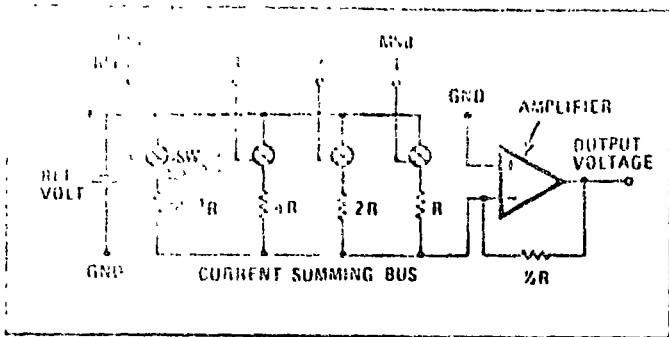
### Basic circuits

One common way of converting a binary input word to an equivalent analog output is shown in Fig. 4. When the bit-1 switch closes, the reference voltage creates a current through R of, say, 1 milliampere. Since the resistor associated with bit 3 is 4 R, then its current contribution is ¼ milliampere. And so on. The sum of these currents goes to the input of an operational amplifier which in turn produces an output voltage equivalent to the value of the applied digital word.

RESOLUTION EQUIVALENTS					
%	PPM				ANALOG OUTPUT STEPS
			%	PPM	
6.25	62,500		3.125	31,250	16
3.125	31,250		1.563	15,625	32
1.563	15,625		0.781	7,810	64
0.781	7,810		0.391	3,905	128
0.391	3,910		0.195	1,950	256
0.195	1,950		0.0977	977	512
0.0977	977		0.0488	488	1,024
0.0488	488		0.0244	244	2,048
0.0244	244		0.0122	122	4,096
0.0122	122		0.00610	61	8,192
0.00610	61		0.00305	31	16,384
0.00305	31		0.00153	15	32,768
0.00153	15		0.000763	8	65,536



3. Necessities and niceties. Every DAC contains switches and resistors (colored blocks) essential to conversion process, as well as other functions and features selectable for the performance required for the application.



4. Adding up binary input either opens or closes transistor switches, thereby producing binary-weighted currents that are then summed to equivalent current output or voltage output

This configuration features one resistor for each bit. However, since each resistance is related to its neighbor by a factor of 2, a DAC with a large number of bits requires a very wide range of resistance values. In a 12-bit DAC, for example, the range is over 4,000-to-1.

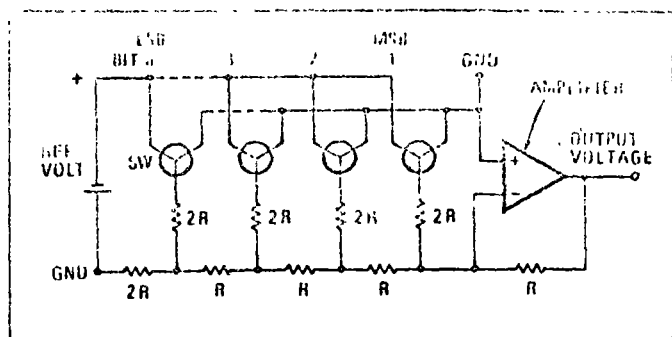
Furthermore, if linearity and accuracy are not to fall short of  $\pm 1/2$  LSB, the tolerance of  $R$ —including a resistance variation due to temperature change—must not be allowed to exceed  $2^{-n}/2^m R$ . In other words, any variation in the current through  $R$  (for the MSB) due to a change in the nominal design-value of  $R$  should not exceed half the current through the LSB resistor. This is why the allowable tolerance of the resistors decreases rapidly as the number of bits increases in the DAC.

To reduce the number of resistance values for higher-bit DACs, the quad circuit has been developed. The quad is essentially a 4-bit DAC requiring four different resistance values, as in Fig. 4. An 8-bit DAC is obtained by connecting two quad units, with a suitable current-attenuating resistor in the summing bus. In this case, the attenuating resistor reduces the contribution of the quad containing the LSB by 16 (or  $2^4$ ) relative to the quad containing the MSB. The two quads are similar, except that the tolerance of the resistors in the MSB quad must be correspondingly tighter than the tolerances in the other unit.

Another way of performing digital-to-analog conversion uses the R-2R network (Fig. 5). This conversion circuit also yields binary weighted analog contributions when each bit-position switch is closed. While it needs two resistors instead of one for each bit, it also requires only two different resistance values. But again, tolerances are important.

#### A heating problem

During conversion, single-pole double-throw transistor switches connect each resistor to the reference voltage or to ground. Some voltage drop occurs across the transistor and, ideally, this can be accounted for in the basic design so that the actual current through the resistors remains binary related. However, the transistor's sensitivity to temperature variations can have an effect on the actual current. As with the resistors, transistor-switch performance becomes more critical as the bit-length of the DAC increases. For this reason, makers often include temperature-compensation in the transistor-switch circuits.



5. Network. A common d-a conversion method uses the R-2R network to produce binary currents. This technique needs only two values of resistances, but takes two resistors per bit

Irrespective of the kind of resistor network, the addition of an internal zener reference, driven by a power supply, provides a regulated voltage to develop the summed currents (see Fig. 3). If the power supply rejection ratio (PSRR) (in percent output change per percent supply voltage change) isn't satisfactory, a reference buffer amplifier helps to stabilize the zener's operating point further, making the DAC even more immune to changes in power supply voltage.

Some DACs come without a zener reference, allowing the user to add his own when he wants a reference common to the whole system or when overall system performance requires a better regulation than ordinarily provided in the DAC package.

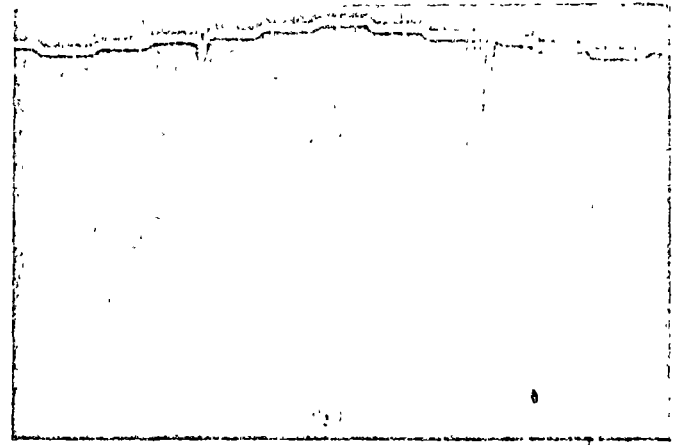
As the switches open and close as the data word changes, the difference in transistor turn-on and turn-off times and the resulting shifts in analog signal level, together with residual capacitance, create spikes called glitches (Fig. 6). The maximum amplitude of the spike, 50% of full-scale value, occurs when all the bit-positions switch simultaneously—as when an input data word changes from 0111 to 1000. Such a code change occurs when a DAC having a bipolarity output—for instance, from +5 V to -5 V—goes through zero.

The glitch can last for several hundred nanoseconds. If the DAC is driving a relatively large time-constant device, such as a d'Arsonval meter for a quick-look display, the effect of the glitches will go unnoticed. However, in a fast-response application—a CRT display—such a spike can be disturbing to the viewer since the glitch energy will "rattle around" in the tube and cause jitter in the displayed characters. For such high-speed applications, makers provide, for a price, a deglitcher that cuts the spike to about 0.02% of full scale value.

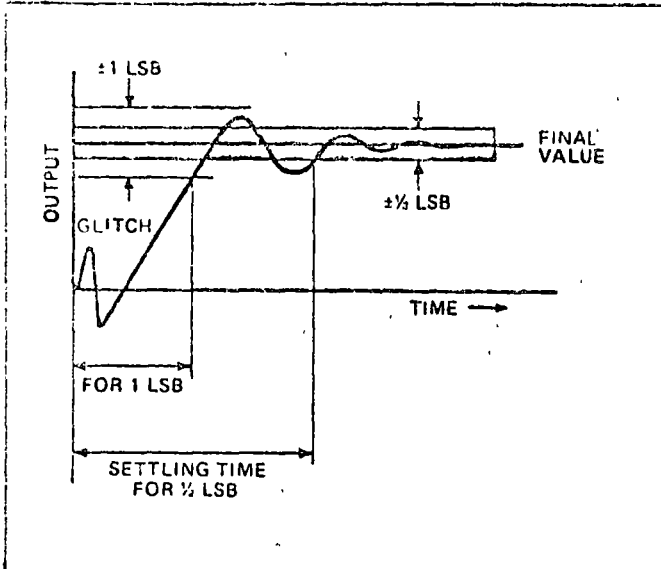
When bits in the parallel-bit data word do not actually arrive at the DAC at the same time, each transistor will then switch at a different time. This nonsimultaneous switching can also cause glitches. The situation can be ameliorated by adding a register in front of the switches. The data word is loaded into the input register, and then a strobe command connects the data word in the register to drive all switches simultaneously.

The register also serves as a data hold. Here, the computer loads the register and goes on to other tasks. At a later time, determined by system needs, a strobe command initiates the conversion.

Settling time, one of the DAC's major parameters, de-



6. Deglitching Oscilloscope A shows spikeless output when deglitcher circuit is added to a 10-bit high-speed DAC. In oscilloscope B the vertical gain has been reduced by a factor of ten, revealing magnitude of the glitch. Photos, courtesy Analog Devices Inc., have been retouched.



7. Settling time. The time interval between initiation of switching operations and attainment of some prescribed final value of analog output is called the settling time.

termines the fastest rate at which successive data inputs can be converted without losing accuracy due to premature cutoff of the transient analog output. By definition, it's the interval between the loading of a new data word into the switches and settling of the output to within some error band bracketing the final value (Fig. 7).

Its actual duration depends on the magnitude of the change between successive data words, the presence (or absence) of major code transitions that may create glitches, and the slewing rate and damping of the output amplifier (if any).

#### Plus and minus an amplifier

This amplifier, as Fig. 3 shows, is not necessary in DACs with a current output, which is available directly from the current summing bus. When a voltage output is needed, an output amplifier transduces the output current to an equivalent voltage. Staying with current output means the settling time is shorter, and the DAC will probably cost less, because there's no amplifier in the module. However, analog devices driven by a DAC often require voltage inputs, so it may be more conve-

nient to buy a DAC with the internal output amplifier at the slight additional cost.

By and large, the settling time stated by makers is based on a full-scale change in the input data word and an error band of  $\pm\frac{1}{2}$  LSB. This value would be much smaller, and therefore appear better, if the error band were  $\pm 1$  LSB, because of the exponential approach to final value. Thus, to compare settling times, the user must make sure the error bands are within same tolerances.

For current-output DACs, the times quoted range from about 100 to 1,000 nanoseconds, due primarily to switching delay. However, with an integral amplifier the net settling time stretches to many microseconds.

This increase arises from the amplifier's inherent rise time, which occurs in response to the step change in current resulting from a change in the input digital word. Despite its duration, the settling time of most voltage DACs is generally adequate. But when the application needs it to be shorter, the user can add a higher-performance amplifier, one having a wider bandwidth, to speed up the output response.

The output amplifier also contributes to the error budget of the overall DAC. Therefore, a high-performance outboard amplifier can be employed not only to improve settling time, but also to reduce zero drift and changes gain in with time and temperature. High-performance amplifiers add appreciably to the overall cost of performing fast, accurate, and repeatable digital-to-analog conversion.

#### Sources of error

Besides the operating functions available in or with a DAC, the other aspect of DAC performance is the error budget. Some error is left in during manufacture, as indicated by the values on maker's spec sheets for various parameters. Additional error can show up during operation—particularly when the DAC is mounted in a warm or cold environment.

Changes in component values cause several types of error, which may be more or less important in different applications. Suppose it were possible to have an ideally linear and accurate DAC (Fig. 8). Here, the "transfer function" would be a straight line that started at true zero and finished at true full scale. As a result, when the digital input was stepped 1 bit-value at a time, the digi-



digital-to-analog conversion process would produce a uniform-incremental-step staircase output. Figure 8 shows the effect on this output when the transfer function becomes nonlinear, which can occur, for example, when temperature change modifies component values so that the summed currents are no longer related in a binary fashion. The resolution remains, but accuracy decreases; the staircase steps are no longer uniform.

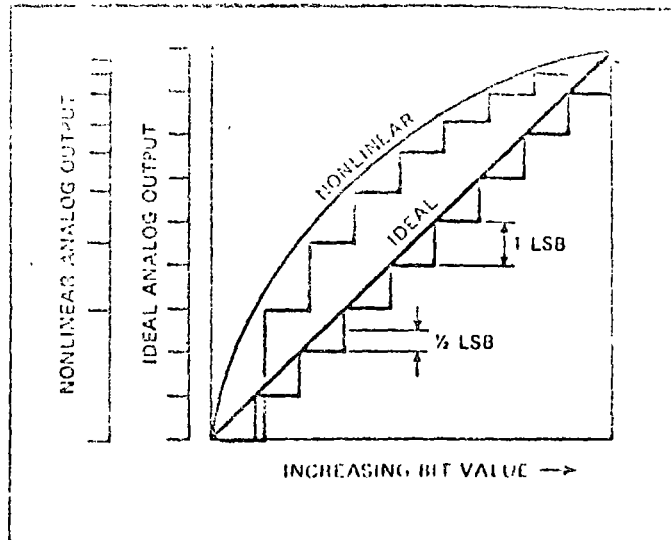
The nonlinearity in Fig. 8 is monotonic, in that increasing bit values yield an increasing-value staircase output and there is a unique analog value corresponding to each digital word. However, the transfer function could degenerate into a non-monotonic nonlinearity, as shown in Fig. 9. Here, the nonlinearity reverses direction. The presence of an excessive non-monotonic nonlinearity means that two different input codes produce the same analog output, which could have serious consequences. For example, it could cause a digital servo to hunt (oscillate) continuously, because of the servo's inability to settle on a single-valued null point. (The nonlinearity in Figs. 8 and 9 has been exaggerated for graphic contrast.)

Two other kinds of error, gain error and offset error, are shown in Fig. 10. The former, in which the slope of the transfer function changes and does not go through the ideal full-scale point, is caused by changes in reference voltage, amplifier gain, and resistor values. Offset error, in which the slope does not go through the ideal zero point, is caused by resistor changes and amplifier drift. Some higher-resolution DACs include extra terminals for connection of resistor trimmers, to permit out-board recalibration of offset and gain functions when the DAC ambient is of high or low temperature.

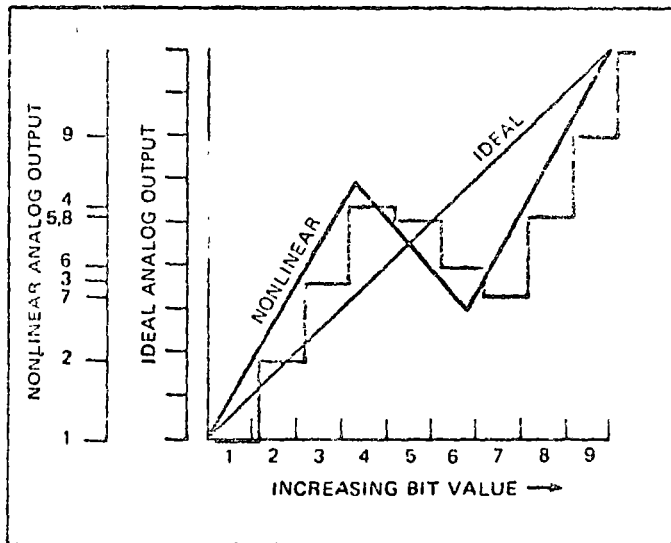
While the effect of temperature change on individual components is to alter nonlinearity, gain, and offset errors, the important thing to the user is the net effect of temperature on the overall unit. This effect on accuracy is specified by the maker as a temperature coefficient (tempeco) in parts per million per °C (or as its equivalent percent per °C, see table of Resolution Equivalents). The impact of temperature change on DAC accuracy can be determined from the three charts in Fig. 11. Here, a DAC ambient temperature different from nominal temperature (usually 25°C) results in a certain ppm error—depending on the DAC's tempeco—and this in turn is translated into the equivalent ½ LSB error for each DAC size from 6 to 16 bits.

Suppose a 12-bit DAC has a 100 ppm/°C tempeco and must operate at 35°C (or a Δ°C of 10). Figure 11b shows the resulting error is 100 ppm. Since 100 ppm falls within the colored band for the ½ LSB for 12-bit DAC, the DAC retains its ½ LSB accuracy under these conditions. However, in the case of a 14-bit DAC with a 10 ppm/°C tempeco (see Fig. 11c), a change of only 4°C is enough to push accuracy past the ½ LSB limit, so that the DAC has 14-bit resolution but only 13-bit accuracy under these conditions. And a change of 10°C would reduce the DAC to 12-bit accuracy.

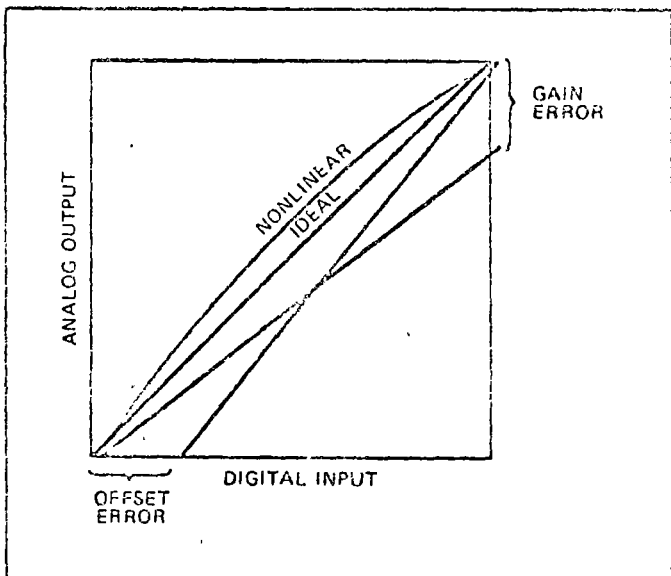
All this brings the user right back to the cost information in Fig. 1. Does he really need a 14-bit DAC that must operate with 14-bit accuracy and, if so, can he maintain the unit's temperature within a relatively narrow band? If yes, the cost is about \$500. If, however, 12-



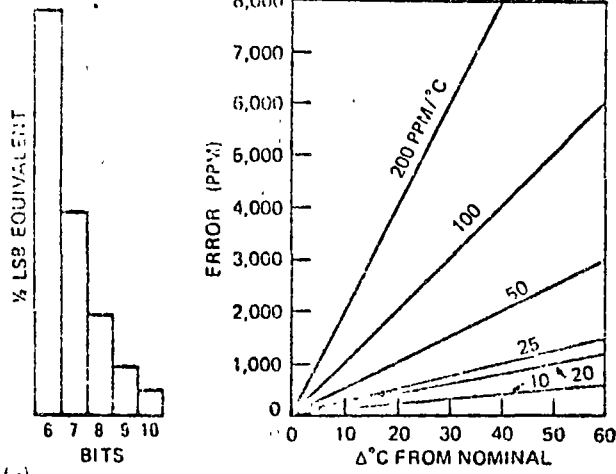
8. Nonlinearity. Any nonlinearity in the DAC's transfer function produces non-uniform steps in the analog output.



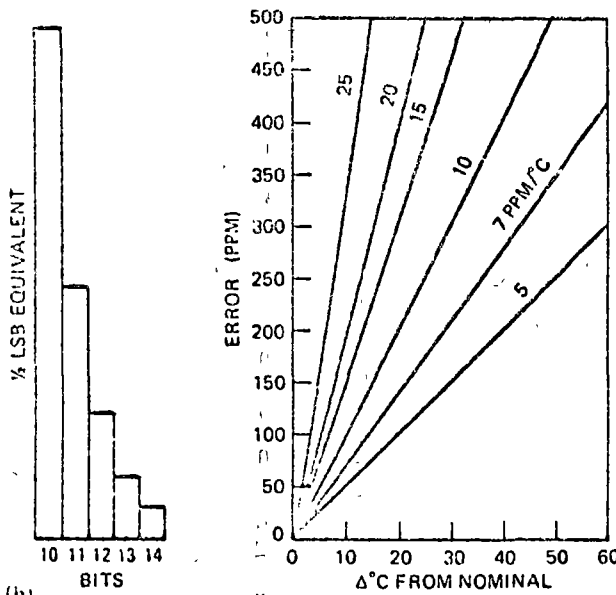
9. Non-monotonicity. When the DAC's transfer function reverses direction, output steps will go down when they should go up.



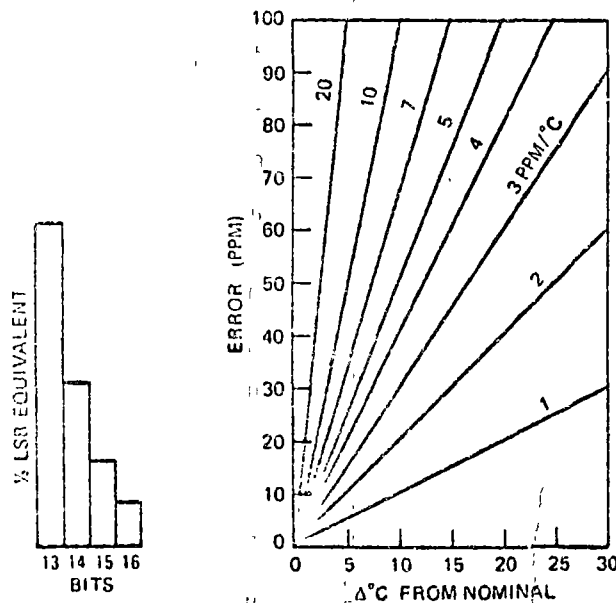
10. Erroneous. Two causes of reduced accuracy in a DAC are gain error and offset error. External correction is possible in some DACs.



(a)



(b)



(c)

ates at a temperature different from the nominal design temperature, an error in parts per million may result. Its value depends on the DAC's temperature coefficient and ambient temperature. Here, the error is related to the corresponding 1/2-least-significant-bit criterion for each DAC size. If the temperature-induced error falls within the appropriate colored bar, the DAC retains nominal accuracy.

bit accuracy is satisfactory and he can also settle for 12-bit resolution, the cost drops to about \$200.

In some applications accuracy less than equivalent resolution can be a definite specification, not a compromise. For example, suppose a wide range of digital values requires the code combinations available in a 16-bit word for their representation, but the analog output need only be accurate to 0.05%, equivalent to the  $\pm 1/2$  LSB accuracy of a 10-bit DAC. Asking the manufacturer for a 16-bit DAC with a 10-bit accuracy eases his production and testing problems since acceptable  $\pm 1/2$  LSB error can be within 500 ppm rather than less than 10 ppm; the cost drops from about \$750 to \$200.

### Method of manufacture

Interpreting the information on spec sheets, however, is just one factor in coming up with a performance rating. The second factor—design and manufacturing method—may weigh heavily in the ultimate selection because it could affect the long-term performance of the relatively low-cost DAC in an expensive electronic system. As the plethora of hybrid, discrete-component, and monolithic DACs reveals, manufacturers themselves have not agreed in the best way to make a DAC—and at the present there may be no single way that's best for every application. The user should add his own judgment, in the light of his particular needs, and then relate the outcome to price.

Many interrelated considerations go into the way the maker chooses to produce his unit. Among these are the DAC's bit length, the conversion method, the expected selling price, and production volume. The bit length sets the accuracy requirements and this in turn determines, for example, whether thick-film resistors can provide the required range of resistance values and tempo for the bit-length of the DAC, or whether the unit should use more precise, discrete wirewound resistors. The conversion method determines, among other things, the parts count of the resistors, and thus affects the decision of whether it's less costly to buy discrete resistors or to deposit them at one time as a thin-film or thick-film network. Production volume can affect whether the maker wants to invest in a hybrid or semiconductor facility, or save on capital investment but opt for higher labor cost in assembling discrete-component DACs.

In general, higher-bit DACs don't enjoy a high volume but do require high precision, and so they are produced from discrete, high-accuracy, low-tempo resistors. Lesser-bit DACs, with higher production volume, are made in a variety of hybrid or discrete designs. The latest innovation in DACs, the 100% monolithic design, may eventually pose a threat to other methods, but so far this approach has resulted in a 6-bit DAC on one chip in a dual in-line package. However, 8- and 10-bit monolithic DACs should be announced soon.

# La codificación de información en señales eléctricas (presentación tutorial)

Luis Marcial Hernández Ortega\*

## RESUMEN

Se presentan en forma tutorial nociones de codificación de información mediante variaciones en la magnitud en parámetros temporales o numéricos, pertenecientes a señales eléctricas, así como los sistemas más usados para el cambio del tipo de codificación empleado.

## 1. INTRODUCCION

### 1.1 Operación elemental de un sistema electrónico

El concepto general de un sistema electrónico corresponde al diagrama de bloques que se muestra en la fig 1.1.1

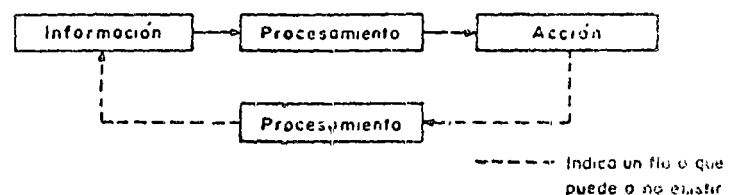


Fig 1.1.1

En este diagrama se presenta la siguiente idea: el mundo físico proporciona la información necesaria para poder decidir el curso de acción más adecuado. Dicha acción puede o no generar modificaciones a la información original; en algunos casos (sistema retroalimentado) esta modificación a la información original deberá tomarse en cuenta para variar el curso de acción. Lo anterior puede aclararse mediante el siguiente ejemplo.

\*Departamento de Estudios Superiores, Facultad de Ingeniería, UNAM

Si se desea un sistema que permita conocer la altura a que se encuentra un avión, se puede obtener dicha información a partir de la presión atmosférica absoluta. Se hace que esta presión varíe la resistividad de un elemento sólido; detectar este cambio transformándolo a un voltaje mediante un puente de Wheatstone; convertir este voltaje a corriente y, finalmente, darle significado físico mediante un galvanómetro y una escala convenientemente graduada.

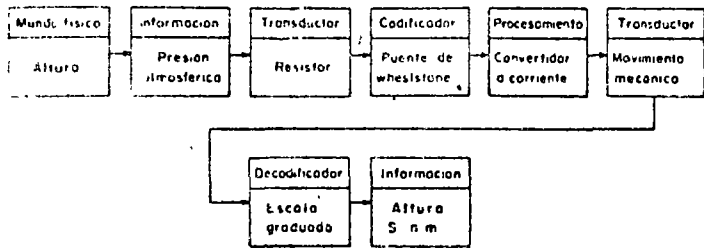


Fig 1.1.2

Se puede dividir el sistema en tres grandes bloques:

1. Captación de la información y su codificación en la variación de un parámetro eléctrico.
2. Procesamiento del parámetro eléctrico y sus transformaciones a otros parámetros
3. Decodificación de la información en forma útil al usuario (o al sistema dependiente del sistema en cuestión)

Para los fines de este trabajo, la parte más importante es la codificación y las transformaciones que esta experimenta como parte de la operación del sistema.

### 1.2 Codificación de información en señales eléctricas

Se analizarán las alternativas que existen para codificar una cierta información, obtenida mediante un transductor adecuado, en una señal eléctrica, de tal modo que su procesamiento posterior sea lo más eficiente posible.

Se presentan tres alternativas (ref 1)

1. Codificar la señal mediante la variación de la magnitud del parámetro eléctrico (carga, corriente o voltaje); por ejemplo, la señal de AM (amplitud modulada) empleada en radiodifusoras; a esta forma de codificación se le denomina analógica (hay

que hacer énfasis en que la información está contenida en la magnitud del parámetro eléctrico, como se muestra en la fig 1.2.1).

### SEÑALES CODIFICADAS ANALÓGICAMENTE

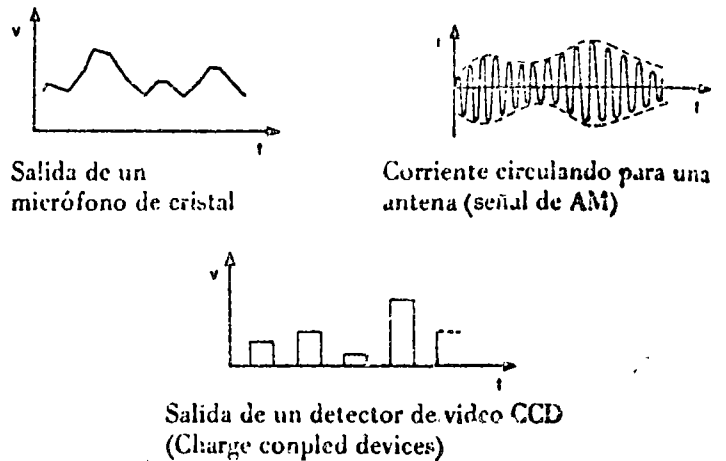


Fig 1.2.1

2. Codificar en la relación temporal existente entre dos características cualesquiera de la señal eléctrica; por ejemplo, frecuencia de la señal, ancho de un pulso, posición de un pulso, etc. Es evidente que en este tipo de codificación, al no intervenir la magnitud de la variable es menos sensible al efecto aditivo del ruido. (fig 1.2.2)

### SEÑALES CODIFICADAS TEMPORALMENTE

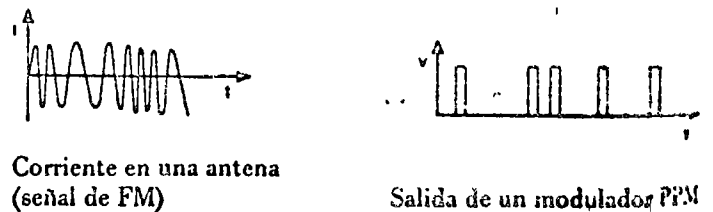


Fig 1.2.2

3. Codificar la señal digitalmente, o sea asignándole un número mediante las veces que una cierta señal discreta se encuentre presente en un intervalo de tiempo dado, o directamente como una cifra (generalmente expresada en forma binaria) en forma de serie ( $n$  dígitos en una línea) o en paralelo ( $n$  líneas); este tipo de codificación posee mayor inmunidad al ruido, siempre y cuando su amplitud no sea comparable a la señal deseada; más susceptible de ser procesada a fin de añadir red.

... con el fin de poder recuperar información perdida en el proceso de transmisión (fig 1.2.3)

### SEÑALES CODIFICADAS DIGITALMENTE

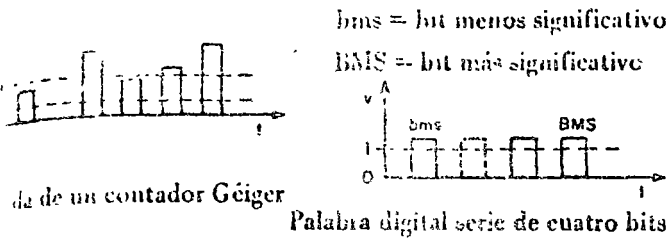
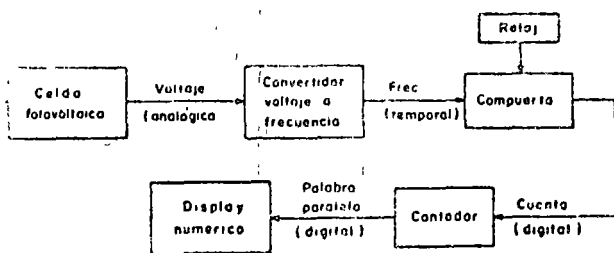


Fig 1.2.3

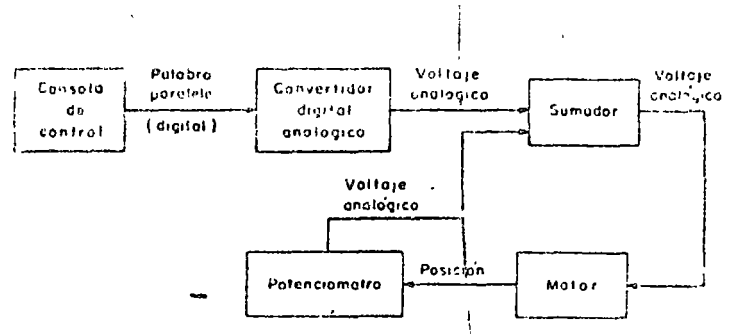
### Convertidores de codificación

Plantear un sistema electrónico desde el punto de vista de la adquisición, procesamiento y presentación de la información acerca de cierto fenómeno físico, se requiere incluir varios tipos de codificación; por ejemplo, para adquirir información, la codificación analógica es la más usual (debido a que la mayoría de los transductores codifican la variable en forma analógica (refs 2 y 3), sin embargo, para procesamientos que involucran una extensa manipulación de la información, la codificación digital es la solución más adecuada. A continuación se presentan dos ejemplos para mostrar los cambios de codificación que una información sufre al pasar por un sistema electrónico de medición y uno de control.

### MEDIDOR DE INTENSIDAD LUMINOSA



### CONTROL DIGITAL DE POSICION ANGULAR (REF 4)



En el último ejemplo, el sumador puede ser digital y el potenciómetro sustituirse por una rueda codificada, realizando en este caso la conversión digital analógica antes del servomotor.

## 2. SISTEMAS CONVERTIDORES DE CODIFICACION

En la sección 1.3 se manifiesta la necesidad de realizar conversiones de tipo de codificación en la mayoría de los sistemas electrónicos. A continuación, se analizarán los tipos más usuales de convertidores de codificación, sin tomar en cuenta los que trabajan en un mismo tipo o dominio de codificación; por ejemplo: corriente a voltaje, palabra serie a palabra paralelo, carga a voltaje, etc.

### 2.1 Convertidor analógico temporal

Para analizar este tipo de convertidor se partirá de una codificación analógica común: magnitud del voltaje entre dos puntos. Los sistemas más sencillos serían los que se presentan a continuación.

#### 2.1.1 Convertidor voltaje a frecuencia

Este sistema, conocido también como VCO (voltage controlled oscillator), generará una forma de onda cuya frecuencia está relacionada linealmente con el voltaje que aparece en su puesto de entrada; una configuración empleada a menudo para lograr este propósito se muestra en la fig 2.1.1.

### CONVERTIDOR VOLTAJE A FRECUENCIA

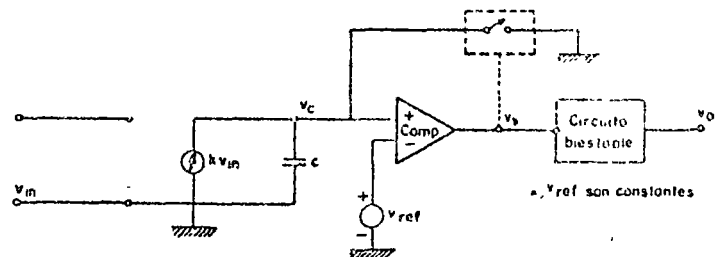


Fig 2.1.1

Las formas de onda para  $V_{in} = V_{in}(t)$  se muestran a continuación

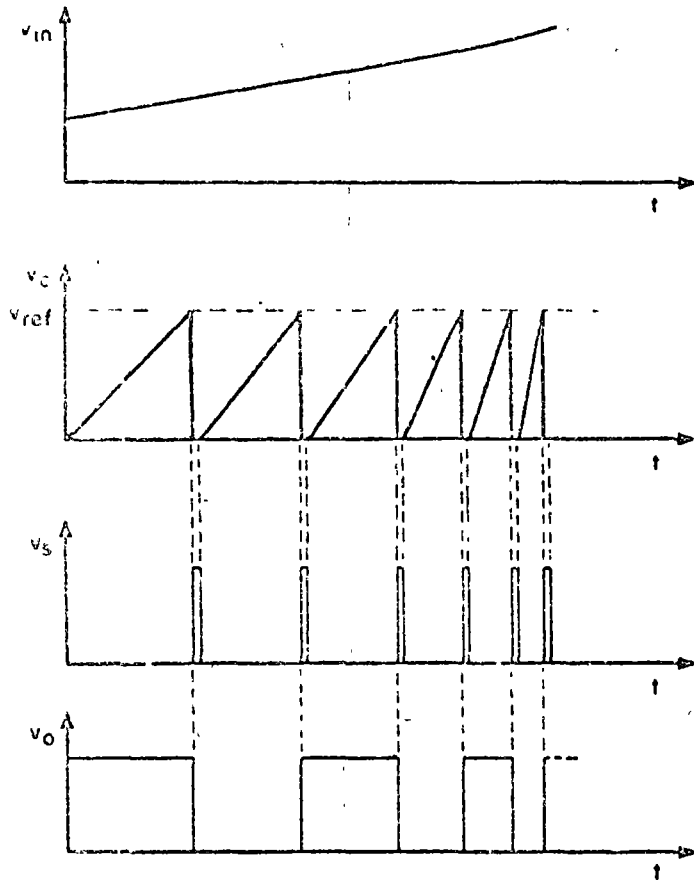


Fig 2.1.2

El circuito mostrado en la fig (2.1.2) es fácil de analizar desde el punto de vista intuitivo; sin embargo, es difícil de implantar debido al interruptor; una realización práctica se encuentra en el circuito generador de funciones 566 (ref 5), el cual emplea dos fuentes de corriente.

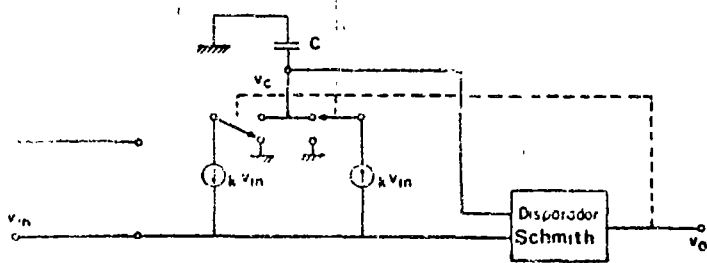


Fig 2.1.3

En este caso  $V_c$  será una onda triangular y no un diente de sierra. Cabe hacer notar que en este caso el problema relacionado con las grandes corrientes que debe manejar el interruptor debido a la carga reactiva, se eliminan al descargar el capacitor mediante una fuente de corriente y no provocando un cortocircuito en este. En la fig 2.1.4 se muestran características típicas correspondientes a este circuito (ref 5).

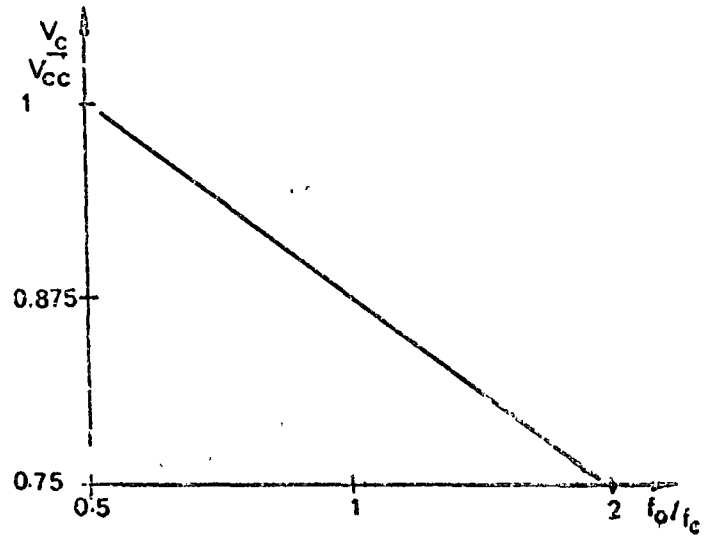


Fig 2.1.4

### 2.1.2 Convertidor voltaje – ancho de pulso

El objeto de este circuito es trasladar la información contenida en la magnitud de un cierto voltaje al ancho de un cierto pulso de voltaje o corriente, de amplitud constante. En su forma más elemental este convertidor deberá constar de los siguientes sistemas.

- Un método que permita tomar muestras de la señal analógica y mantenerlas (independientes de las variaciones de la señal analógica) hasta terminar el proceso de conversión.
- Un generador de rampa que relacione amplitudes de voltaje y tiempo en forma lineal.
- Un comparador que determine el instante en que la rampa de referencia y la entrada analógica son iguales, para generar la onda de salida y controlar el sistema.

En la fig 2.1.5 se muestra la forma de realizar un circuito de este tipo.

## CONVERTIDOR VOLTAJE-ANCHO DE PULSO

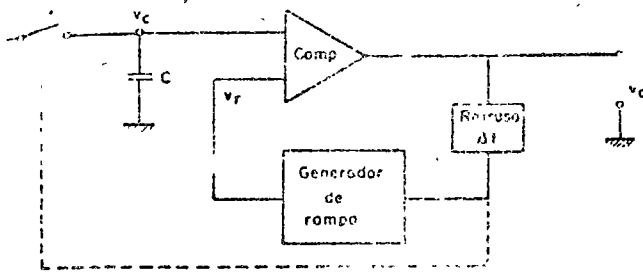


Fig 2.1.5

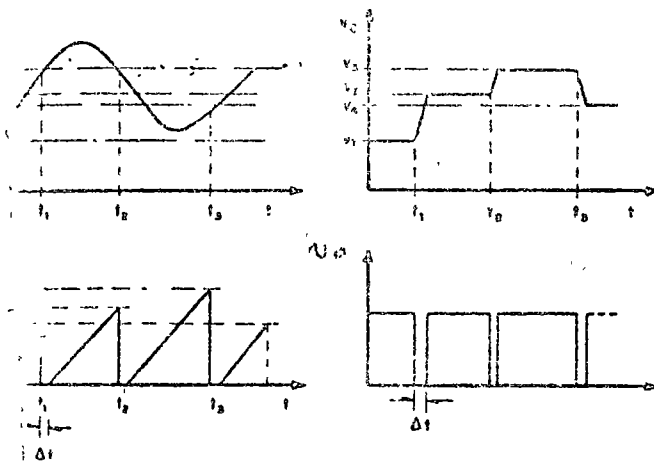


Fig 2.1.6

Este tipo de convertidor puede también realizarse usando una rampa variable (función de  $V_{in}$ ) y una referencia fija. Posteriormente se analizará este circuito como parte de convertidores más complejos.

El proceso de conversión analógica temporal existente requiere una frecuencia máxima de  $V_{in}$  para un convertidor dado, esto es obvio en el sistema de muestreo en la fig 2.1.5, en el cual, debido a la inercia del muestreador, cualquier variación (información) que se presente cuando el interruptor  $S$  está en posición (condición de mantenimiento) será ignorada.

### Convertidor temporal-digital

La aplicación de este tipo de convertidores es quizá la más directa, ya que en esencia involucra únicamente la cuantización de cierto intervalo de tiempo o del número de eventos que ocurren en un intervalo dado

de tiempo, se toma por ejemplo la medición digital de la velocidad angular de un motor de combustión interna del cual se conocen los siguientes hechos:

- Existen pulsos de alto voltaje que ocurren en el final del ciclo de compresión de cada pistón
- El ciclo de compresión ocurre en cada pistón a la mitad de la frecuencia correspondiente a la velocidad angular del motor (ciclo de cuatro tiempos)
- Se requiere contar con información acerca del funcionamiento del motor cada segundo, en forma numérica.

Se puede entonces afirmar que un sensor de voltaje colocado en la línea de alto voltaje del distribuidor a la bujía contendrá información relativa a la velocidad angular del motor codificada en forma temporal; por tanto, bastará un convertidor de codificación para obtener la información en la forma deseada (fig 2.2.1).

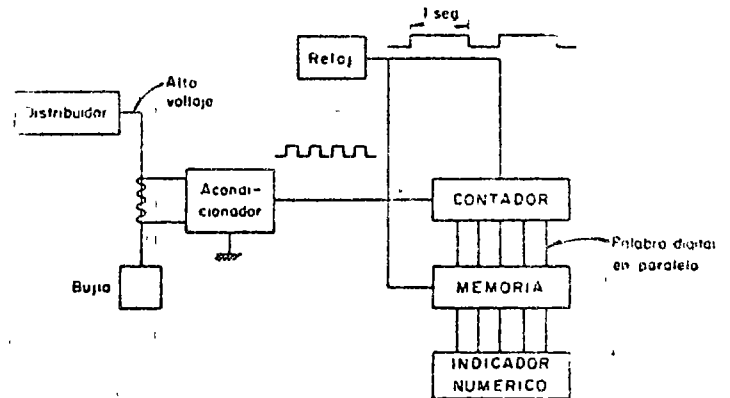


Fig 2.2.1

La función del reloj (generador de pulsos de 1 seg de duración) es la de inicializar el contador a ceros al principio de cada ciclo y habilitar la memoria para cambiar los datos contenidos en ella al final de cada ciclo. La memoria presentará al indicador el resultado de la conversión efectuada en el ciclo anterior, decodificada numéricamente en la forma adecuada.

Si se invierten las entradas del reloj y la señal codificada temporalmente, se puede contar con un convertidor de modulación por ancho de pulso a señal digital, haciendo que el contador cuantifique el número de pulsos de reloj que llegan al contador durante el periodo "alto" del pulso que contiene la información.

### 2.3 Convertidor digital-analógico

El propósito de un convertidor digital analógico es generar una corriente o voltaje proporcional a una palabra digital, generalmente alimentada en paralelo al convertidor. Un diagrama de bloques muy simplificado de un convertidor de este tipo se muestra en la fig 2.3.1. La función de los interruptores  $S_1, S_2, \dots, S_n$  es conectar al sumador analógico  $\Sigma$  la  $i$ -ésima referencia si el  $i$ -ésimo dígito binario es 1 lógico (este 1 "lógico" corresponde a un voltaje predeterminado en el sistema); permanecer abierto, si el  $i$ -ésimo dígito binario es 0, en el ejemplo mostrado la palabra digital es 1011, siendo el dígito (bit) más significativo (BMS) el de la extrema izquierda y el bit menos significativo (bms) el de la extrema derecha; en este caso el voltaje analógico resultante será igual a

$$v_o = V_{ref} \left( \frac{1}{2} (1) + \frac{1}{4} (0) + \frac{1}{8} (1) + \frac{1}{16} (1) \right)$$

$$v_o = V_{ref} \left( \frac{11}{16} \right)$$

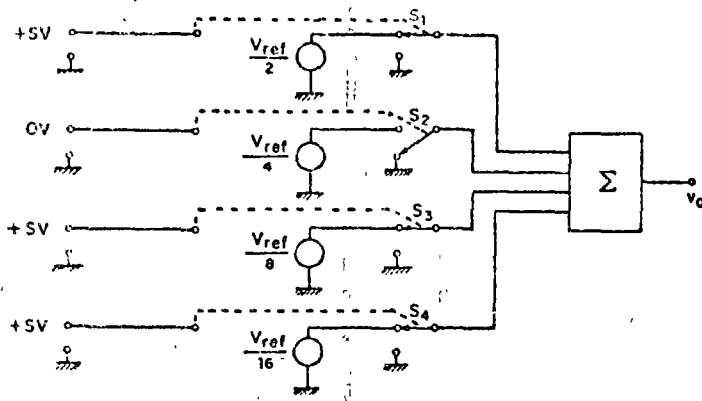


Fig 2.3.1

A continuación se irán detallando los circuitos prácticos para realizar las funciones de interruptor y de referencias pasadas de acuerdo con el código empleado en la palabra digital (en este artículo se tratará en particular el caso de codificación binaria).

#### 2.3.1 Interruptores electrónicos

El realizar la función de un interruptor controlado por algún parámetro externo en forma no electromecánica (por ejemplo relevadores) es un problema difícil para el cual existe un gran número de soluciones (ref 6). En términos generales se puede pensar en

dos grandes categorías; en función de la señal eléctrica a controlar: en interruptores de corriente e interruptores de voltaje de acuerdo con la posición del interruptor con respecto a la carga: en interruptores en serie, en paralelo e interruptores compuestos serie-paralelo.

En cada caso hay también que considerar el grado de aislamiento eléctrico que existe entre los puestos de entrada, salida y control. En la fig 2.3.1 se muestran algunos ejemplos a fin de aclarar los conceptos expuestos anteriormente.

#### EJEMPLOS DE TIPOS DE INTERRUPTORES

DIAGRAMA	DESCRIPCION	REALIZACION
	Interruptor de voltaje y corriente tipo serie paralelo	Transistor bipolar entre límites de corte y saturación (poco aislamiento en general)
	Interruptor de corriente tipo serie	Transistor MOS (buen aislamiento entre puesto de control y otros puestos)
	Interruptor de voltaje tipo paralelo	Fotodiodo y fototransistor (buen aislamiento entre el puerto de control y otros puertos)
	Interruptor de corriente tipo serie paralelo	Par diferencial realizado con transistores bipolares

#### 2.3.2 Referencias de voltaje o corriente

En esta parte del trabajo no se incluyen los circuitos electrónicos empleados para la realización de referencias estables de voltaje o corriente, sino la forma de obtener una serie de voltajes o corrientes pasadas de acuerdo con un cierto código sin tener que recurrir más que a una sola referencia general (ref 7). A primera vista, la forma más sencilla de obtener un juego de valores de voltaje con base en una sola referencia, se muestra en la fig 2.3.2. En este circuito se muestra una combinación de resistencias y amplificadores operacionales (ref 8) que realizan la función requerida.



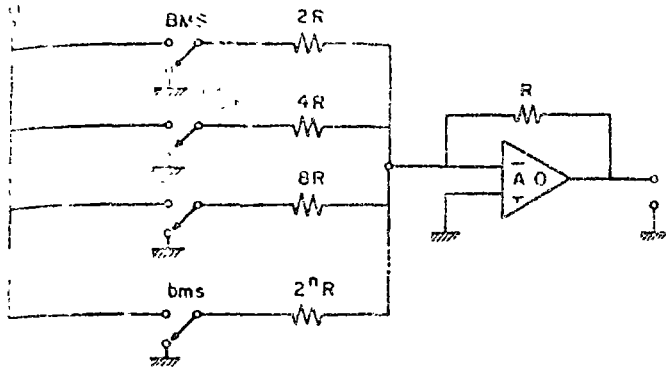


Fig 2.3.2

Este tipo de convertidor tendrá una salida para una palabra digital de  $n$  bits  $b_1, b_2, b_3, \dots, b_n$  ( $b_1 \rightarrow BMS, b_n \rightarrow bms$ ) dada por

$$v_n = V_{ref} \left( b_1 \frac{1}{2} + b_2 \frac{1}{4} + \dots + b_n \frac{1}{2^n} \right)$$

correspondiente a la salida dada por el convertidor de la fig 2.3.1. El principal inconveniente que presenta este tipo de codificadores es que requiere resistencias de precisión en un amplio intervalo de valores; por ejemplo, para el caso de un convertidor con entrada de 10 bits ( $n=10$ ) existe una diferencia de tres órdenes de magnitud entre  $R$  y  $2^n R$ , esto presenta graves problemas al tomar en cuenta variaciones de temperatura y restricciones tecnológicas para su realización integrada, ya sea esta en forma monolítica o híbrida (ref 9). Un arreglo que soluciona el problema de dispersión de valores resistivos se basa en la red escalera que se muestra en la fig 2.3.3 (ref 6) denominada Red R-2R

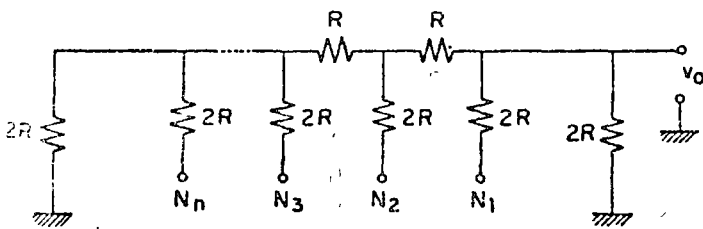


Fig 2.3.3

En este arreglo los nodos  $N_1, N_2, \dots, N_n$  se encuentran conectados al potencial de referencia o a tierra

(potencial cero), dependiendo del valor del bit asignado a dicho nodo, o sea que

$$\text{Si } b_i = 0 \quad V_{Ni} = 0$$

$$\text{Si } b_i = 1 \quad V_{Ni} = V_{ref}$$

La operación de esta red se puede visualizar fácilmente mediante un ejemplo:

Supóngase que en la red mostrada en la fig 2.3.3,  $b_1=1, b_2, b_3, \dots, b_n=0$ , o sea la palabra digital 1000...0, como se muestra en la fig 2.3.4.

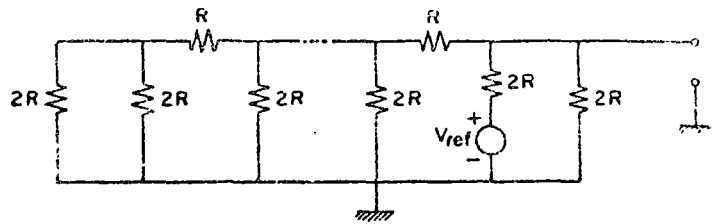


Fig 2.3.4

el circuito puede reducirse al que se muestra en la fig 2.3.5, donde fácilmente puede verse que

$$V_o = \frac{1}{3} V_{ref}$$

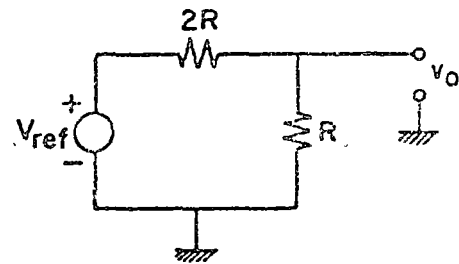


Fig 2.3.5

Si ahora la palabra digital cambia a 0100...0, el circuito equivalente al de la fig 2.3.3 para estas condiciones queda como el de la fig 2.3.6.

### 2.3 Convertidor digital-analógico

El propósito de un convertidor digital analógico es generar una corriente o voltaje proporcional a una palabra digital, generalmente alimentada en paralelo con el convertidor. Un diagrama de bloques muy simplificado de un convertidor de este tipo se muestra en la fig 2.3.1. La función de los interruptores  $S_1, S_2, \dots, S_n$  es conectar al sumador  $\Sigma$  la  $i$ -ésima referencia si el  $i$ -ésimo dígito binario es 1 lógico (este 1 "lógico" corresponde a un voltaje predeterminado en el sistema), permanecer abierto, si el  $i$ -ésimo dígito binario es 0, en el ejemplo mostrado la palabra digital es 1011, siendo el dígito (bit) más significativo (BMS) el de la extrema izquierda y el bit menos significativo (bms) el de la extrema derecha; en este caso el voltaje analógico resultante será igual a

$$V_o = V_{ref} \left( \frac{1}{2} (1) + \frac{1}{4} (0) + \frac{1}{8} (1) + \frac{1}{16} (1) \right)$$

$$V_o = V_{ref} \left( \frac{11}{16} \right)$$

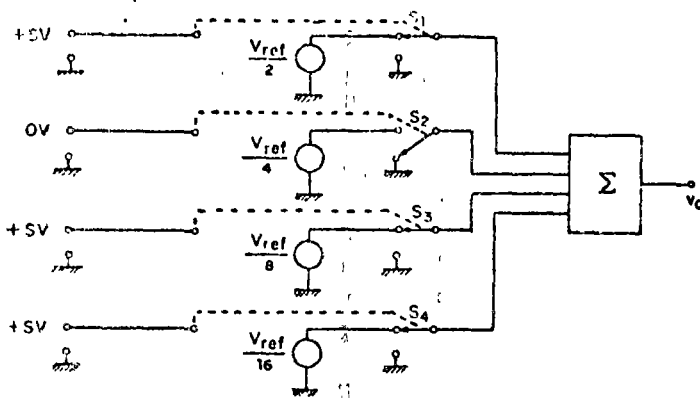


Fig. 2.3.1

A continuación se irán detallando los circuitos prácticos para realizar las funciones de interruptor y de referencias pasadas de acuerdo con el código empleado en la palabra digital (en este artículo se tratará en particular el caso de codificación binaria).

#### 2.3.1 Interruptores electrónicos

El realizar la función de un interruptor controlado por algún parámetro externo en forma no electromecánica (por ejemplo relevadores) es un problema difícil para el cual existe un gran número de soluciones (ref 6). En términos generales se puede pensar en

dos grandes categorías; en función de la señal eléctrica a controlar: en interruptores de corriente e interruptores de voltaje de acuerdo con la posición del interruptor con respecto a la carga: en interruptores en serie, en paralelo e interruptores compuestos serie-paralelo.

En cada caso hay también que considerar el grado de aislamiento eléctrico que existe entre los puestos de entrada, salida y control. En la fig 2.3.1 se muestran algunos ejemplos a fin de aclarar los conceptos expuestos anteriormente

### EJEMPLOS DE TIPOS DE INTERRUPTORES

DIAGRAMA	DESCRIPCION	REALIZACION
	Interruptor de voltaje y corriente tipo serie-paralelo	Transistor bipolar entre límites de corte y saturación (poco aislamiento en general)
	Interruptor de corriente tipo serie	Transistor MOS (buen aislamiento entre puesto de control y otros puestos)
	Interruptor de voltaje tipo paralelo	Fotodiodo y fototransistor (buen aislamiento entre el puerto de control y otros puertos)
	Interruptor de corriente tipo serie-paralelo	Par diferencial realizado con transistores bipolares

#### 2.3.2 Referencias de voltaje o corriente

En esta parte del trabajo no se incluyen los circuitos electrónicos empleados para la realización de referencias estables de voltaje o corriente, sino la forma de obtener una serie de voltajes o corrientes pasadas de acuerdo con un cierto código sin tener que recurrir más que a una sola referencia general (ref 7). A primera vista, la forma más sencilla de obtener un juego de valores de voltaje con base en una sola referencia, se muestra en la fig 2.3.2. En este circuito se muestra una combinación de resistencias y amplificadores operacionales (ref 8) que realizan la función requerida.

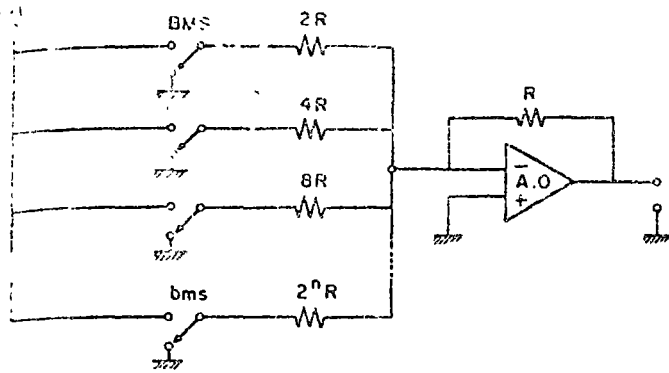


Fig 2.3.2

Este tipo de convertidor tendrá una salida para una palabra digital de  $n$  bits  $b_1, b_2, b_3, \dots, b_n$  ( $b_1 \rightarrow BMS, b_n \rightarrow bms$ ) dada por

$$v_n = V_{ref} \left( b_1 \frac{1}{2} + b_2 \frac{1}{4} + \dots + b_n \frac{1}{2^n} \right)$$

correspondiente a la salida dada por el convertidor de la fig 2.3.1. El principal inconveniente que presenta este tipo de codificadores es que requiere resistencias de precisión en un amplio intervalo de valores; por ejemplo, para el caso de un convertidor con entrada de 10 bits ( $n=10$ ) existe una diferencia de tres órdenes de magnitud entre  $R$  y  $2^n R$ , esto presenta graves problemas al tomar en cuenta variaciones de temperatura y restricciones tecnológicas para su realización integrada, ya sea esta en forma monolítica o híbrida (ref 9). Un arreglo que soluciona el problema de dispersión de valores resistivos se basa en la red escalera que se muestra en la fig 2.3.3 (ref 6) denominada Red R-2R

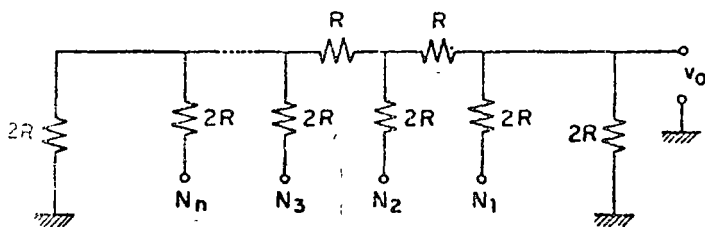


Fig 2.3.3

En este arreglo los nodos  $N_1, N_2, \dots, N_n$  se encuentran conectados al potencial de referencia o a tierra

(potencial cero), dependiendo del valor del bit asignado a dicho nodo, o sea que

$$\text{Si } b_i = 0 \quad V_{Ni} = 0$$

$$\text{Si } b_i = 1 \quad V_{Ni} = V_{ref}$$

La operación de esta red se puede visualizar fácilmente mediante un ejemplo:

Supóngase que en la red mostrada en la fig 2.3.3,  $b_1=1, b_2, b_3, \dots, b_n=0$ , o sea la palabra digital 1000...0, como se muestra en la fig 2.3.4.

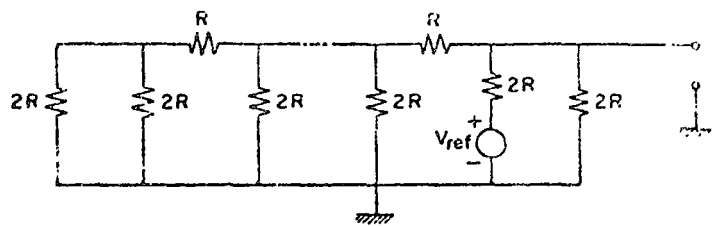


Fig 2.3.4

el circuito puede reducirse al que se muestra en la fig 2.3.5, donde fácilmente puede verse que

$$V_o = \frac{1}{3} V_{ref}$$

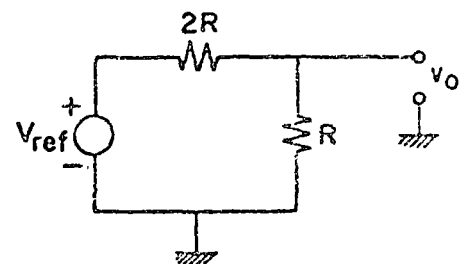


Fig 2.3.5

Si ahora la palabra digital cambia a 0100...0, el circuito equivalente al de la fig 2.3.3 para estas condiciones queda como el de la fig 2.3.6.

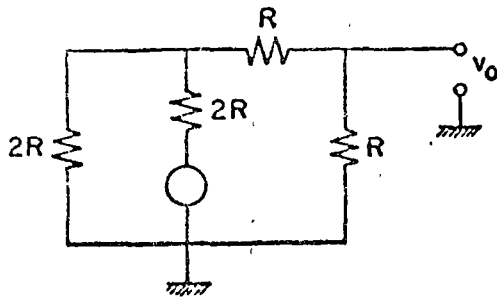


Fig 2.3.6

Para este caso la salida  $V_o = \frac{1}{3} V_{ref}$ . Se puede continuar en forma similar el análisis obteniendo para el caso general la siguiente expresión:

$$V_o = \frac{2}{3} \left( \frac{1}{2} b_1 + \frac{1}{4} b_2 + \dots + \frac{1}{2^n} b_n \right) V_{ref}$$

Generalmente, a la salida se coloca un amplificador operacional a fin de impedir que las variaciones en el circuito externo afecten a la red decodificadora.

Existe una gran variedad adicional de circuitos que realizan este tipo de función 8, 12; sin embargo, la descripción de estos está más allá de los límites dados por el enfoque del presente trabajo. Finalmente, en la fig 2.3.7 se muestra un circuito convertidor digital analógico completo; en este caso la escalera R-2R ha sido modificada ligeramente a fin de proporcionar una más fácil realización.

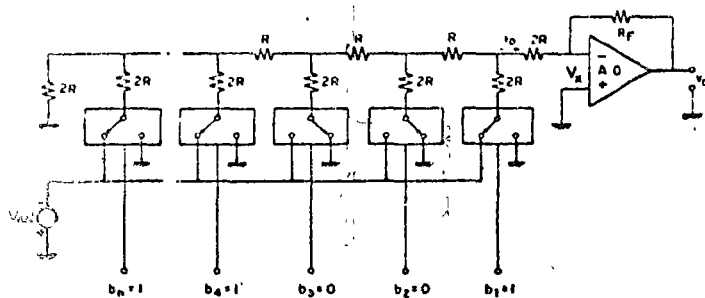


Fig 2.3.7

En este ejemplo

$$V_o = V_{Ref} \frac{R_F}{3R} \left( \frac{1}{2} b_1 + \frac{1}{4} + \dots + \frac{1}{2^n} b_n \right)$$

el análisis de la red decodificadora no se altera, ya que para un amplificador operacional  $V_x = 0$ ; hay que hacer notar que la escalera decodificadora no proporciona estrictamente un voltaje, sino una corriente  $i_o$  dada por

$$i_o = \frac{V_{ref}}{3R} \left( \frac{1}{2} b_1 + \frac{1}{4} b_2 + \dots + \frac{1}{2^n} b_n \right)$$

que es convertida a voltaje mediante la combinación de  $R_F$  y del amplificador operacional.

## 2.4 Convertidores analógico-digitales

El proceso de cuantificar la magnitud de una señal eléctrica (generalmente un voltaje) puede ser realizado en dos formas, una directa o sea sin ningún otro tipo de conversión intermedio, y otra indirecta, pasando de la codificación analógica a la temporal y de la temporal a la digital; en esta sección se tratará la conversión directa, ya que los sistemas más usuales de conversión indirecta, como son los de pendiente simple o doble, etc. son combinaciones de los sistemas vistos en las secciones 2.1 y 2.2 (ref 4).

### 2.4.1 Convertidor analógico-digital en paralelo

Al analizar el problema de la conversión analógico-digital en forma directa, la primera idea que se presenta es conectar el voltaje cuyo valor numérico se desea conocer a un número  $M$  de comparadores, cada uno de ellos conectado a su vez a un voltaje de referencia  $V_i$  tal que  $V_{i-1} + \frac{V_R}{M} = V_i = V_{i+1} - \frac{V_R}{M}$  donde  $V_R \left(1 + \frac{1}{M}\right)$  es el intervalo máximo de entrada,  $i=0, 1, 2, \dots, M$  y  $V_o=0$ ; un sistema de este tipo se muestra en la fig 2.4.1.

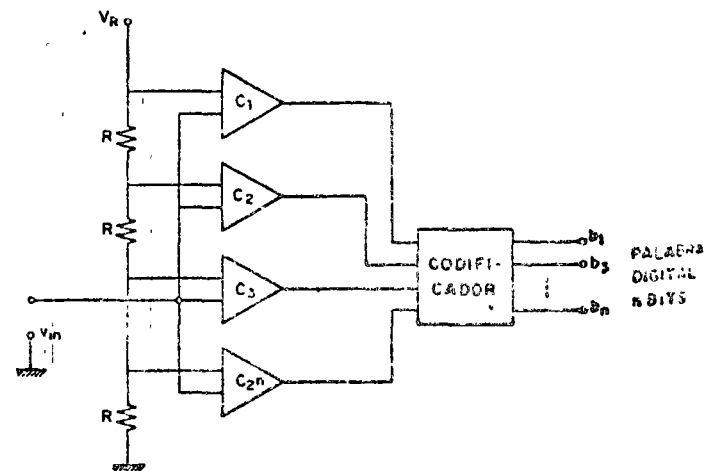


Fig 2.4.1 Convertidor analógico digital en paralelo

Algunos aspectos importantes relativos a la operación del circuito son los siguientes:

Este es el tipo de convertidor más rápido que existe, ya que se encuentra limitado únicamente por la velocidad de respuesta de los comparadores y por el retraso causado por el arreglo de circuitos lógicos que constituyen el codificador.

La salida digital es válida permanentemente, siendo su variación en el tiempo precisamente la misma que la variación de  $V_{in}$ .

El número de comparadores así como la complejidad en la obtención práctica de los potenciales de referencia crece como  $2^n$ , donde  $n$  es el número de dígitos que se desean a la salida (se trata del caso binario), lo cual hace que este tipo de convertidor sea poco usado cuando  $n > 4$ .

En resumen, este sistema es de poco interés práctico, excepto en casos en que la resolución del convertidor sea de pequeña importancia y se requiera una gran velocidad de conversión.

#### 2.4.2 Convertidores analógico-digitaes en serie

Este tipo de convertidores es el más empleado en la actualidad, ya que el compromiso planteado entre costo, velocidad de operación y complejidad de realización conduce en casi todos los casos a esta solución. Actualmente, la tecnología ofrece una gran variedad de convertidores de este tipo, incluso algunos emplean procesadores, para controlar el proceso de conversión.

Hay tres tipos de convertidores en serie, que representan diferentes tendencias en el diseño y diversas características de operación; tienen sin embargo una característica en común, forman un sistema de malla cerrada (retroalimentado) con un convertidor digital-analógico en la malla de realimentación. A continuación se presentan los principios de operación de cada uno de ellos:

a) **Convertidor analógico-digital serie elemental:** este circuito basa su operación en la generación de una referencia variable en el tiempo; esta variación consiste en un incremento discreto, periódico, de la forma mostrada en la fig 2.4.2.

En la fig 2.4.2,  $\Delta V = \frac{V_R}{2^n}$ , donde  $V_R$  es el intervalo máximo del convertidor.

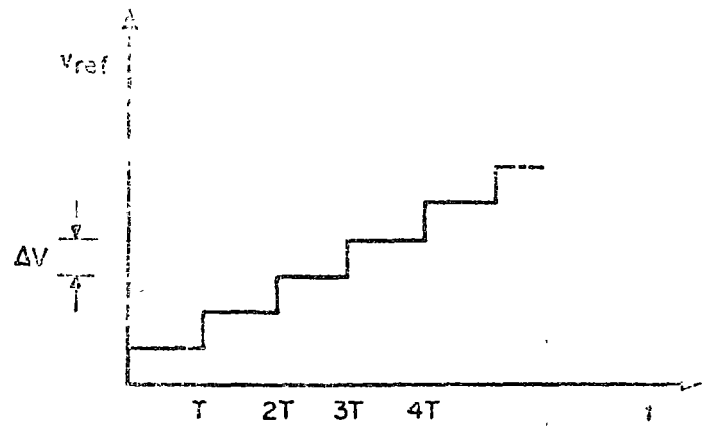


Fig 2.4.2 Voltaje de referencia para un convertidor elemental analógico digital modo serie

Una forma práctica de generar a un costo razonable y con precisión adecuada la forma de onda mostrada en la fig 2.4.2, es mediante un contador binario y un convertidor digital-analógico, como se muestra en el sistema de la fig 2.4.2; este circuito es semejante en su operación al de la fig 2.1.5.

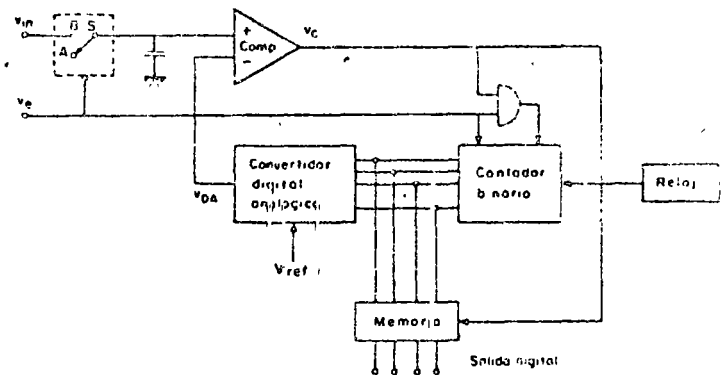


Fig 2.4.3 Convertidor elemental analógico-digital modo serie

- El contador se habilita si  $V_c = "1"$  y  $V_e = "1"$
- La memoria cambia su contenido si  $V_c = "0"$
- El interruptor S en A si  $V_e = "1"$ , en B si  $V_e = "0"$
- El contador se fuerza a cero en todas la salidas si  $V_e = "0"$

La operación del convertidor será la siguiente:

- Inicialmente  $V_e = V_c = "1"$ ; esto implica que la entrada (+) del comparador está a  $V_{in}$  y la entrada (-) a cero.

Para  $t=0$  se fuerza  $V_e = "1"$ ; por tanto, el contador comienza a aceptar los pulsos de reloj, y por tanto  $V_{DA}$  se incrementa.

-  $M$  pulsos de reloj después ( $M \leq 2^n$ )  $V_{DA} \geq V_{in}(t=0)$ , lo cual hace que  $V_e = "0"$ ; por tanto, la memoria toma el nuevo valor.

- Se hace  $V_e = "0"$ , con lo que el muestreador toma un nuevo valor y se fuerza  $V_{DA} = 0$

Se hace hincapié en que, este es un convertidor sumamente lento, ya que en el peor de los casos el tiempo de conversión ( $V_{in} = V_{ref}$ ) será igual a  $2^n$  ciclos de reloj; por otra parte, el tiempo de conversión es variable y requiere de un muestreador como apoyo para realizar la conversión; sin embargo, su construcción es muy simple, y si las variaciones de la variable  $V_{in}$  no son demasiado rápidas se pueden obtener grandes resoluciones, limitadas únicamente por la capacidad del convertidor digital-analógico.

**CONVERTIDOR SEGUIDOR:** Una variante del convertidor modo serie se muestra en la fig 2.4.4 (ref 11).

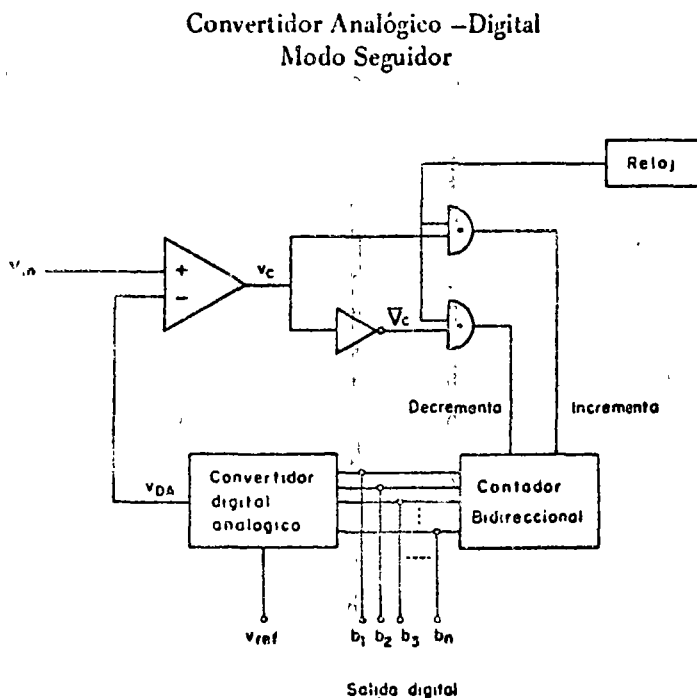


Fig 2.4.4

El funcionamiento del circuito es como sigue:

Si  $V_{in} > V_{DA}$   $V_c = "1"$ ; por tanto, el reloj incrementa al contador

Si  $V_{in} < V_{DA}$   $V_c = "0"$ ; por tanto, el reloj decrementa al contador

Este convertidor tiene dos modos de operación bien definidos:

a) Si  $|V_{in} - V_{DA}| > |KV_{ref} \frac{1}{2^n}|$  ( $k$  es una constante que da el intervalo máximo del convertidor), el convertidor se comporta similarmente al que opera en modo serie)

b) Si  $|V_{in} - V_{DA}| \leq KV_{ref} \frac{1}{2^n}$  la salida digital es siempre válida (sin tomar en cuenta el b.m.s.) y, por tanto, presenta exteriormente las mismas características que el convertidor modo paralelo.

Cuando el convertidor se encuentra operando en el modo  $b$ , se mantendrá en él siempre y cuando la rapidez de cambio no sea mayor que la máxima del voltaje  $V_{DA}$  fijada principalmente por el reloj del sistema; en otras palabras, el sistema tiene un cierto *slew rate* similar al de un amplificador operacional; o sea que para cuantificar señales tales que  $\frac{dV_{in}}{dt} \leq \frac{KV_{ref}}{2^n T}$  se puede emplear este convertidor para tener la sencillez de un convertidor serie combinada con las ventajas de un convertidor paralelo (disponibilidad inmediata de la señal digital, operación asíncrona y ausencia de un muestreador).

### CONVERTIDOR ANALÓGICO-DIGITAL POR APROXIMACIONES SUCESIVAS:

Este tipo de convertidor pertenece a una categoría de sistemas que requiere cierta lógica para su funcionamiento; es suficientemente simple como para poderse implantar mediante lógica alamburada (*hard ware*), pero sienta los principios de operación de convertidores cuya eficiencia depende del algoritmo implantado, que con el advenimiento de los microprocesadores puede ser tan complejo como se requiera.

El algoritmo de la aproximación sucesiva se muestra en la fig 2.4.5.

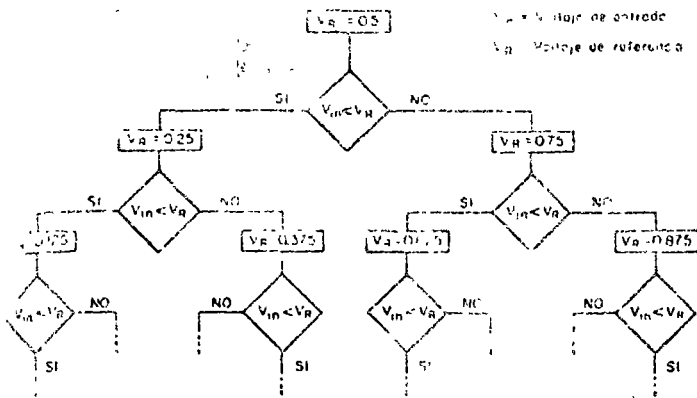


Fig 2.4.5 Algoritmo de la aproximación sucesiva

Supóngase que se requiere realizar la referencia variable mediante un convertidor digital-analógico. El diagrama resultante quedaría para un convertidor de 4 voltios, como se muestra en la fig 2.4.6, en la que se pueden observar las siguientes características de operación:

- Para modificar la referencia en cualquier caso, basta con cambiar un bit
- Del resultado de la comparación se elimina el bit añadido en el paso anterior o se añade uno a la palabra digital.

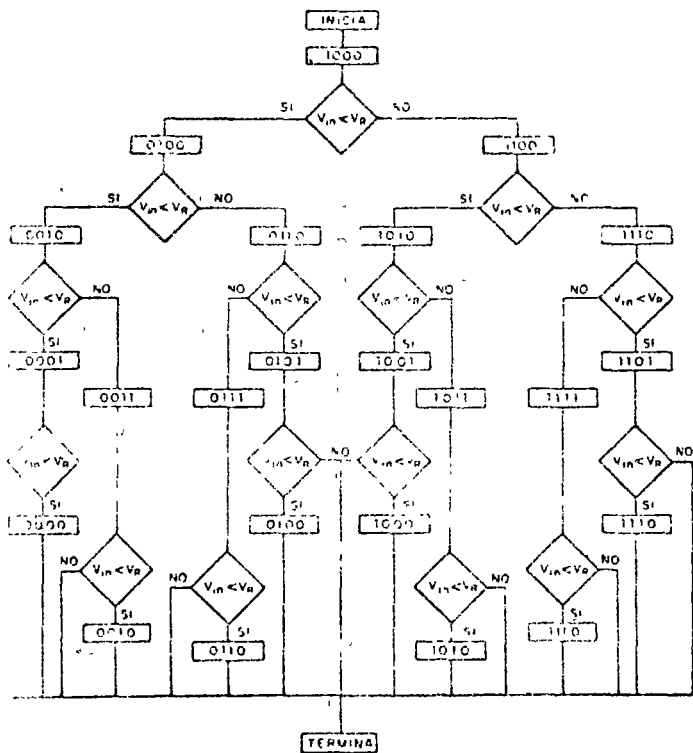


Fig 2.4.6

Aunque aparentemente difícil de realizar, el sistema puede ser fácilmente convertido con base en registros de corriente y biestables (ref 10); en la fig 2.4.7 se muestra un circuito que realiza el algoritmo indicado en la fig 2.4.6.

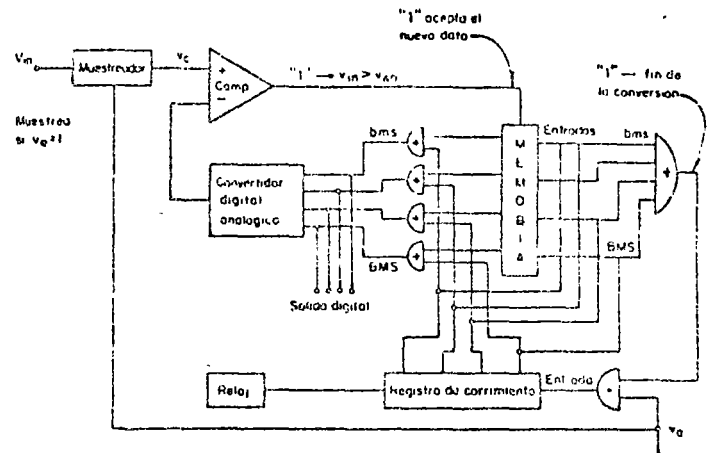


Fig 2.4.7

En la operación de este sistema hay que tener en cuenta lo siguiente:

- El ciclo de conversión es siempre constante igual a  $n$  ciclos de reloj
- La salida digital será válida únicamente cuando la señal de fin de conversión se encuentre en el estado "1"

Este circuito convertidor es evidentemente mas complejo que cualquiera de los anteriores, sin embargo, la reducción de tiempo para el peor caso es mucho mayor, lo cual justifica el incremento en la complejidad del circuito con su consecuente aumento en el costo.

### 3. CONCLUSIONES

Dado el enfoque tutorial del presente trabajo, las conclusiones que se pueden deducir son pocas; por tanto, se resumen algunos puntos que se consideran importantes:

1. Al analizar un circuito electrónico como un sistema cuyo propósito es procesar una señal, no se debe perder de vista el hecho de que las clasificaciones tradicionales de los circuitos (analógicos y digitales) no son una característica del circuito en sí, sino de la manera en que la información está codificada en la señal eléctrica.

- 2 La conversión de la forma de codificar una señal es un paso necesario en la mayoría de los sistemas electrónicos.
- 3 Existe gran variedad de convertidores de codificación que cubren un amplio espectro de características.

#### 4. REFERENCIAS

- 1 Malmstad, H V, Enke C G., y Crouch, S R, "Digital and analog data conversions", W.A. Benjamin, Inc. (1973)
- 2 Malmstad, H V, Enke, C G, y Crouch, S R, "Electronic analog measurement and transducers", W.A. Benjamin, Inc. (1973)
3. National Semiconductors Inc., "Temperature and Pressure Transducers Handbook" (1975)
4. Hoeschele D A, Jr., "Analog to digital, digital to analog conversion techniques", John Wiley and Sons (1968)
5. Signetics Inc., "Linear circuits handbook" (1975)
6. Schmid, H, "Electronic analog digital conversions", Van Nostrand Reinhold Co. (1970)
7. Hamilton, D J, y Howard, W G, "Basic integrated circuit engineering", Mc Graw Hill (1975)
8. Cristo Alvarez, E y Hernández, L M, "Aspectos elementales del amplificador operacional", Revista Ingeniería (may 1975)
9. Harris Semiconductors Inc., "Analog integrated circuits", John Wiley and Sons (1975)
- 10 Wickes, W E, "Logic design with integrated circuits", John Wiley and Sons (1966)
11. Motorola Semiconductor Products Inc., "Linear integrated data book" (1973)



# PHASE-LOCKED LOOP DESIGN: FUNDAMENTALS

## INTRODUCTION

The purpose of this application note is to provide the electronic system designer with the necessary tools to design and evaluate Phase Locked Loops (PLL) configured with integrated circuits. The majority of all PLL design problems can be approached using the Laplace transform technique. Therefore, a brief review of Laplace is included to establish a common reference with the reader. Since the scope of this article is practical in nature all theoretical derivations have been omitted hoping to simplify and clarify the content. A bibliography is included for those who desire to pursue the theoretical aspect.

## PARAMETER DEFINITION

The Laplace Transform permits the representation of the time response  $f(t)$  of a system in the complex domain  $F(s)$ . This response is twofold in nature in that it contains both the transient and steady state solutions. Thus, all operating conditions are considered and evaluated. The Laplace transform is valid only for positive real time linear parameters, thus, its use must be justified for the PLL which includes both linear and nonlinear functions. This justification is presented in Chapter Three of Phase Lock Techniques by Gardner.<sup>1</sup>

The parameters in Figure 1 are defined and will be used throughout the text.

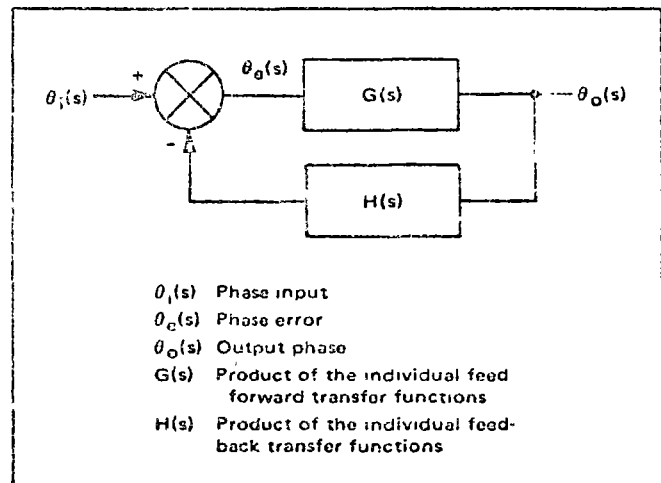


FIGURE 1 — Feedback System

Using servo theory, the following relationships can be obtained.<sup>2</sup>

$$\theta_e(s) = \frac{1}{1 + G(s)H(s)} \theta_i(s) \quad (1)$$

$$\theta_o(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \theta_i(s) \quad (2)$$

These parameters relate to the functions of a PLL as shown in Figure 2.

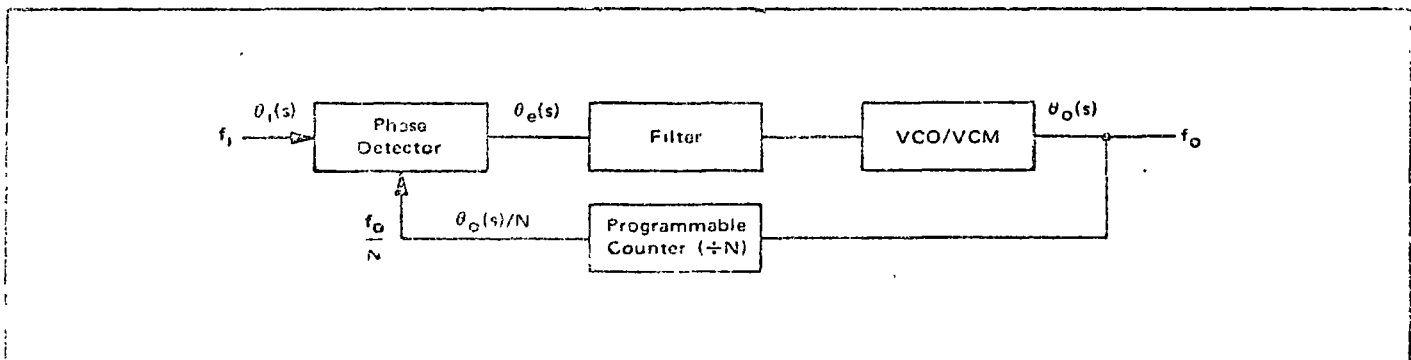


FIGURE 2 — Phase Locked Loop

The phase detector produces a voltage proportional to the phase difference between the signals  $\theta_i$  and  $\theta_o/N$ . This voltage upon filtering is used as the control signal for the VCO/VCM (VCM - Voltage Controlled Multivibrator).

Since the VCO/VCM produces a frequency proportional to its input voltage, any time variant signal appearing on the control signal will frequency modulate the VCO/VCM. The output frequency is

$$f_o = N f_i \quad (3)$$

during phase lock. The phase detector, filter, and VCO/VCM compose the feed forward path with the feedback path containing the programmable divider. Removal of the programmable counter produces unity gain in the feedback path ( $N = 1$ ). As a result, the output frequency is then equal to that of the input.

Various types and orders of loops can be constructed depending upon the configuration of the overall loop transfer function. Identification and examples of these loops are contained in the following two sections.

#### TYPE - ORDER

These two terms are used somewhat indiscriminately in published literature, and to date there has not been an established standard. However, the most common usage will be identified and used in this article.

The type of a system refers to the number of poles of the loop transfer function  $G(s)H(s)$  located at the origin.

Example:

$$G(s)H(s) = \frac{10}{s(s+10)} \quad (4)$$

This is a type one system since there is only one pole at the origin.

The order of a system refers to the highest degree of the polynomial expression

$$1 + G(s)H(s) = 0 \triangleq \text{C.E.} \quad (5)$$

which is termed the Characteristic Equation (C.E.). The roots of the characteristic equation become the closed loop poles of the overall transfer function.

Example:

$$G(s)H(s) = \frac{10}{s(s+10)} \quad (6)$$

then

$$1 + G(s)H(s) = 1 + \frac{10}{s(s+10)} = 0 \quad (7)$$

therefore

$$\text{C.E.} = s(s+10) + 10 \quad (8)$$

$$\text{C.E.} = s^2 + 10s + 10 \quad (9)$$

which is a second order polynomial. Thus, for the given  $G(s)H(s)$ , we obtain a type 1 second order system.

#### ERROR CONSTANTS

Various inputs can be applied to a system. Typically these include step position, velocity, and acceleration. The response of type 1, 2, and 3 systems will be examined with the various inputs.

$\theta_e(s)$  represents the phase error that exists in the phase detector between the incoming reference signal  $\theta_i(s)$  and the feedback  $\theta_o(s)/N$ . In evaluating a system,  $\theta_e(s)$  must be examined in order to determine if the steady state and transient characteristics are optimum and/or satisfactory. The transient response is a function of loop stability and is covered in the next section. The steady state evaluation can be simplified with the use of the final value theorem associated with Laplace. This theorem permits finding the steady state system error  $\theta_e(s)$  resulting from the input  $\theta_i(s)$  without transforming back to the time domain.<sup>3</sup>

Simply stated

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [\theta(t)] = \lim_{s \rightarrow 0} [s \theta_e(s)] \quad (10)$$

Where

$$\theta_e(s) = \frac{1}{1 + G(s)H(s)} \theta_i(s) \quad (11)$$

The input signal  $\theta_i(s)$  is characterized as follows:

$$\text{Step position: } \theta_i(t) = C_p \quad t \geq 0 \quad (12)$$

$$\text{Or, in Laplace notation: } \theta_i(s) = \frac{C_p}{s} \quad (13)$$

where  $C_p$  is the magnitude of the phase step in radians. This corresponds to shifting the phase of the incoming reference signal by  $C_p$  radians:

$$\text{Step velocity: } \theta_i(t) = C_v t \quad t \geq 0 \quad (14)$$

$$\text{Or, in Laplace notation: } \theta_i(s) = \frac{C_v}{s^2} \quad (15)$$

where  $C_v$  is the magnitude of the rate of change of phase in radians per second. This corresponds to inputting a frequency that is different than the feedback portion of the VCO frequency. Thus,  $C_v$  is the frequency difference in radians per second seen at the phase detector.

$$\text{Step acceleration: } \theta_i(t) = C_a t^2 \quad t \geq 0 \quad (16)$$

$$\text{Or, in Laplace notation: } \theta_i(s) = \frac{2 C_a}{s^3} \quad (17)$$

$C_a$  is the magnitude of the frequency rate of change in radians per second per second. This is characterized by a time variant frequency input

Typical loop  $G(s)H(s)$  transfer functions for types 1, 2, and 3 are:

$$\text{Type 1 } G(s)H(s) = \frac{K}{s(s+a)} \quad (18)$$

$$\text{Type 2 } G(s)H(s) = \frac{K(s+a)}{s^2} \quad (19)$$

$$\text{Type 3 } G(s)H(s) = \frac{K(s+a)(s+b)}{s^3} \quad (20)$$

The final value of the phase error for a type 1 system with a step phase input is found by using Equations 11 and 13.

$$\theta_c(s) = \left( \frac{1}{1 + \frac{K}{s(s+a)}} \right) \left( \frac{C_p}{s} \right)$$

$$= \frac{(s+a)C_p}{(s^2 + as + K)} \quad (21)$$

$$\theta_c(t=\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} \left[ s \left( \frac{s+a}{s^2 + as + K} \right) C_p \right] = 0 \quad (22)$$

Thus the final value of the phase error is zero when a step position (phase) is applied.

Similarly applying the three inputs into type 1, 2 and 3 systems and utilizing the final value theorem, the following table can be constructed showing the respective steady state phase errors.

TABLE I - Steady State Phase Errors for Various System Types

	Type 1	Type 2	Type 3
Step Position	Zero	Zero	Zero
Step Velocity	Constant	Zero	Zero
Step Acceleration	Continually Increasing	Constant	Zero

A zero phase error identifies phase coherence between the two input signals at the phase detector.

A constant phase error identifies a phase differential between the two input signals at the phase detector. The magnitude of this differential phase error is proportional to the loop gain and the magnitude of the input step.

A continually increasing phase error identifies a time rate change of phase. This is an unlocked condition for the phase loop.

Using Table I the system type can be determined for specific inputs. For instance, if it is desired for a PLL to track a reference frequency (step velocity) with zero phase error, a minimum of type 2 is required.

### STABILITY

The root locus technique of determining the position of system poles and zeroes in the s-plane is often used to graphically visualize the system stability. The graph or plot illustrates how the closed loop poles (roots of the character-

istic equation) vary with loop gain. For stability all poles must lie in the left half of the s-plane. The relationship of the system poles and zeroes then determine the degree of stability. The root locus contour can be determined by using the following guidelines:<sup>2</sup>

Rule 1 - The root locus begins at the poles of  $G(s)H(s)$  ( $K = 0$ ) and ends at the zeroes of  $G(s)H(s)$  ( $K = \infty$ ). Where  $K$  is loop gain.

Rule 2 - The number of root loci branches is equal to the number of poles or number of zeroes, whichever is greater. The number of zeroes at infinity is the difference between the number of finite poles and finite zeroes of  $G(s)H(s)$ .

Rule 3 - The root locus contour is bounded by asymptotes whose angular position is given by

$$\frac{(2n+1)}{\#P - \#Z} \pi; n = 0, 1, 2, \dots \quad (23)$$

Where  $\#P$  ( $\#Z$ ) is the number of poles (zeroes).

Rule 4 - The intersection of the asymptotes is positioned at the center of gravity C. G.

$$\text{C.G.} = \frac{\Sigma P - \Sigma Z}{\#P - \#Z} \quad (24)$$

Where  $\Sigma P$  ( $\Sigma Z$ ) denotes the summation of the poles (zeroes).

Rule 5 - On a given section of the real axis, root loci may be found in the section only if the  $\#P + \#Z$  to the right is odd.

Rule 6 - Breakaway points from negative real axis is given by:

$$\frac{dK}{ds} = 0 \quad (25)$$

Again where  $K$  is the loop gain variable factored from the characteristic equation.

Example:

The root locus for a typical loop transfer function is found as follows:

$$G(s)H(s) = \frac{K}{s(s+4)} \quad (26)$$

The root locus has two branches (Rule 2) which begin at  $s = 0$  and  $s = -4$  and ends at the two zeroes located at infinity (Rule 1). The asymptotes can be found according to Rule 3. Since there are two poles and no zeroes the equation becomes:

$$\frac{2n+1}{2} \pi = \begin{cases} \frac{\pi}{2} & \text{for } n = 0 \\ \frac{3\pi}{2} & \text{for } n = 1 \end{cases} \quad (27)$$

The position of the intersection according to the Rule 4 is:

$$s = \frac{\sum P - \sum Z}{\#P - \#Z} = \frac{(-4 - 0) - (0)}{2 - 0}$$

$$s = -2 \quad (28)$$

The breakaway point as defined by Rule 6 can be found by first writing the characteristic equation.

$$\text{C.E.} = 1 + G(s)H(s) = 0$$

$$= 1 + \frac{K}{s(s+4)} = s^2 + 4s + K = 0 \quad (29)$$

Now solving for K yields

$$K = -s^2 - 4s \quad (30)$$

Taking the derivative with respect to s and setting it equal to zero then determines the breakaway point.

$$\frac{dK}{ds} = \frac{d}{ds} (-s^2 - 4s) \quad (31)$$

$$\frac{dK}{ds} = -2s - 4 = 0 \quad (32)$$

or

$$s = -2 \quad (33)$$

is the point of departure. Using this information, the root locus can be plotted as in Figure 3.

This second order characteristic equation given by Equation 29 has been normalized to a standard form

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad (34)$$

where the damping ratio  $\zeta = \cos \phi$  ( $0^\circ \leq \phi \leq 90^\circ$ ) and  $\omega_n$  is the natural frequency as shown in Figure 3.

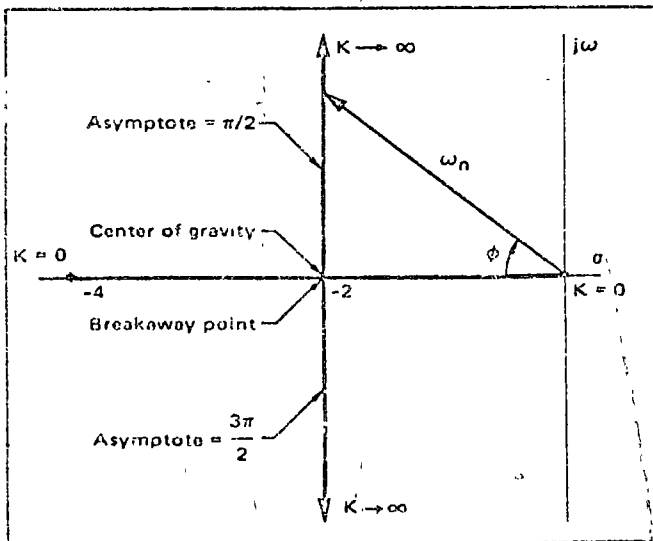


FIGURE 3 - Type 1 Second Order Root Locus Contour

The response of this type 1, second order system to a step input is shown in Figure 4. These curves represent the phase response to a step position (phase) input for various damping ratios. The output frequency response as a function of time to a step velocity (frequency) input is also characterized by the same set of figures.

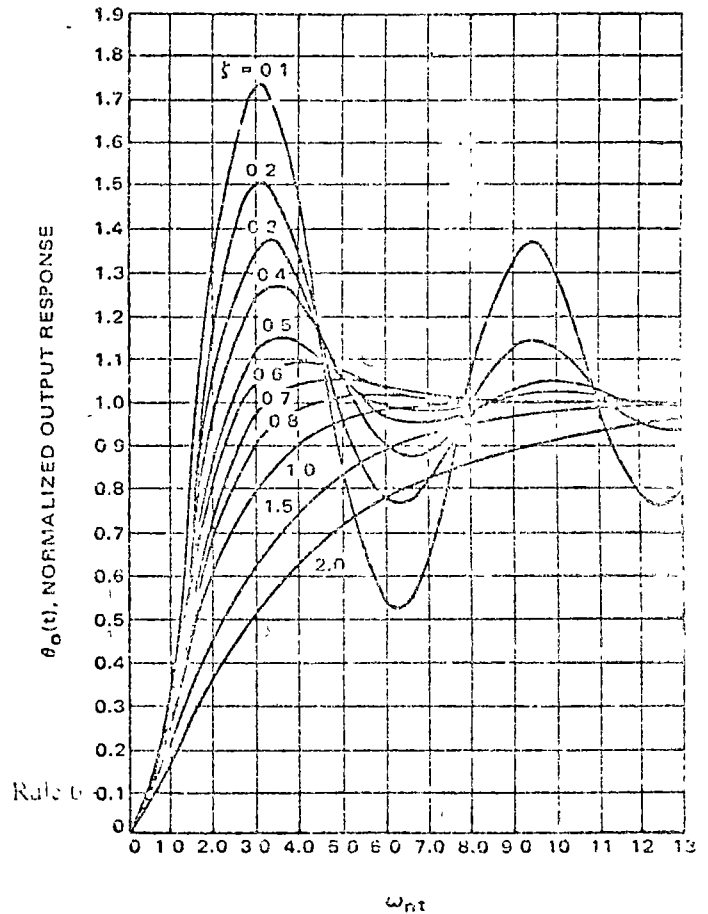


FIGURE 4 - Type 1 Second Order Step Response

The overshoot and stability as a function of the damping ratio  $\zeta$  is illustrated by the various plots. Each response is plotted as a function of the normalized time  $\omega_n t$ . For a given  $\zeta$  and a lock-up time  $t$ , the  $\omega_n$  required to achieve the desired results can be determined. Example.

Assume  $\zeta = 0.5$   
 error  $< 10\%$   
 for  $t > 1$  ms

From  $\zeta = 0.5$  curve the error is less than 10% of final value for all time greater than  $\omega_n t = 4.5$ . The required  $\omega_n$  can then be found by:

$$\omega_n t = 4.5 \quad (35)$$

or

$$\omega_n = \frac{4.5}{1} = \frac{4.5}{0.001} = 4.5 \text{ k rad/s} \quad (36)$$

$\zeta$  is typically selected between 0.5 and 1 to yield optimum overshoot and noise performance.

EXAMPLE.

Another common loop transfer function takes the form

$$G(s)H(s) = \frac{(s+a)k}{s^2} \quad (37)$$

This is a type 2 second order system. A zero is added to provide stability. (Without the zero the poles would move along the  $j\omega$  axis as a function of gain and the system would at times be oscillatory in nature.) The root locus shown in Figure 5 has two branches beginning at the origin with one asymptote located at 180 degrees. The center of gravity is  $s = -a$ ; however, with only one asymptote there is no intersection at this point. The root locus lies on a circle centered at  $s = -a$  and continues on all portions of the negative real axis to left of the zero. The breakaway point is  $s = -2a$ .

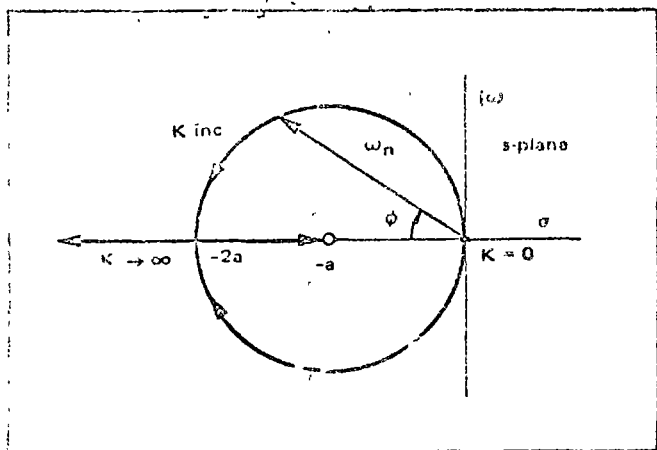


FIGURE 5 - Type 2 Second Order Root Locus Contour

The respective phase or output frequency response of this type 2 second order system to a step position (phase) or velocity (frequency) input is shown in Figure 6. As illustrated in the previous example the required  $\omega_n$  can be determined by the use of the graph when  $\zeta$  and the lock up time are given.

#### BANDWIDTH

The -3 dB bandwidth of the PLL is given by

$$\omega_{-3 \text{ dB}} = \omega_n \left( 1 - 2\zeta^2 + \sqrt{2 - 4\zeta^2 + 4\zeta^4} \right)^{1/2} \quad (38)$$

for a type 1 second order<sup>4</sup> system, and by

$$\omega_{-3 \text{ dB}} = \omega_n \left( 1 + 2\zeta^2 + \sqrt{2 + 4\zeta^2 + 4\zeta^4} \right)^{1/2} \quad (39)$$

for a type 2 second order<sup>1</sup> system.

#### PHASE-LOCKED LOOP DESIGN EXAMPLE

The design of a PLL typically involves determining the type of loop required, selecting the proper bandwidth, and establishing the desired stability. A fundamental approach

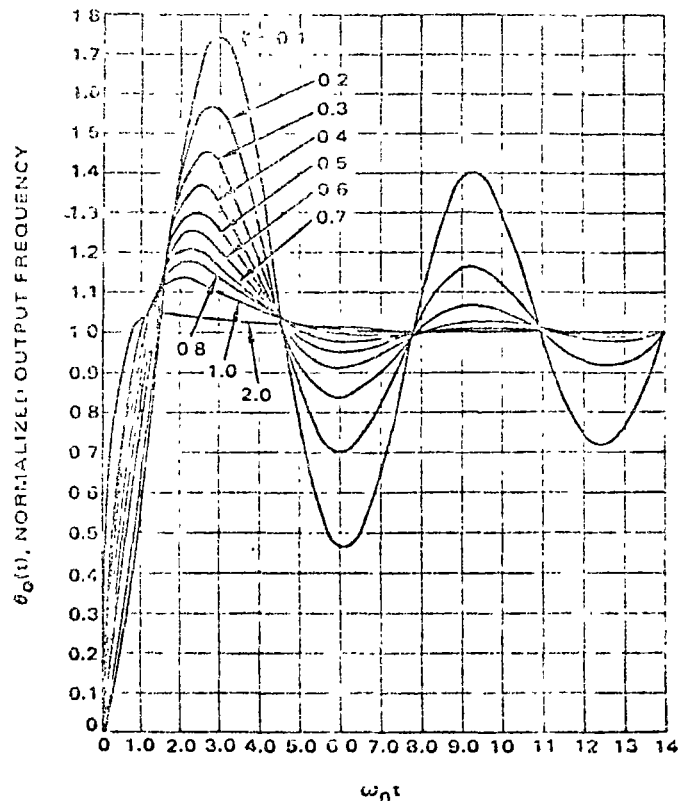


FIGURE 6 - Type 2 Second Order Step Response

to these design constraints is now illustrated. It is desired for the system to have the following specifications.

Output frequency	2.0 MHz to 3.0 MHz
Frequency steps	100 kHz
Phase coherent frequency output	-
Lock-up time between channels	1 ms
Overshoot	< 20%

NOTE: These specifications characterize a system function similar to a variable time base generator or a frequency synthesizer.

From the given specifications the circuit parameters shown in Figure 7 can now be determined.

The devices used to configure the PLL are:

Frequency-Phase Detector	MC4044/4344
Voltage Controlled Multivibrator (VCM)	MC4024/4324
Programmable Counter	MC4016/4316

The forward and feedback transfer functions are given by:

$$G(s) = K_p K_f K_o \quad H(s) = K_n \quad (40)$$

where 
$$K_n = 1/N \quad (41)$$

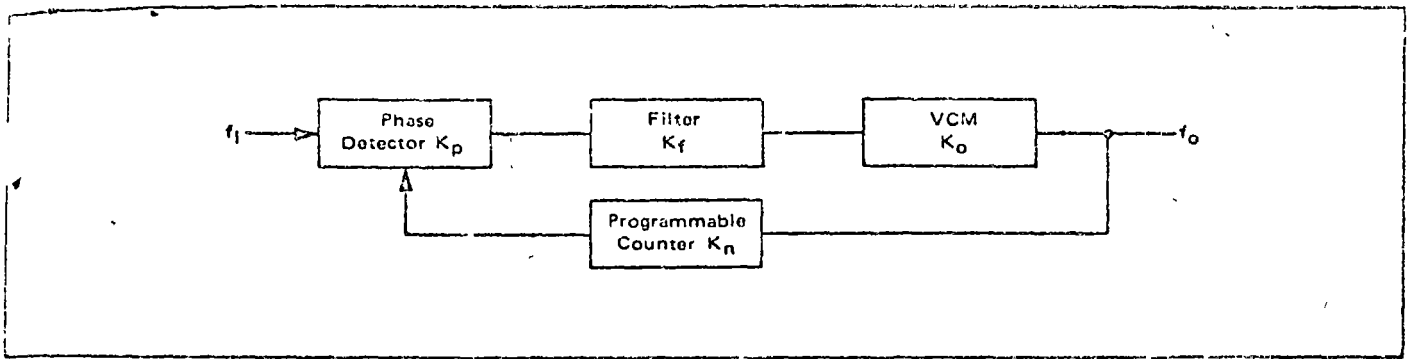


FIGURE 7 — Phase Locked Loop Circuit Parameters

The programmable counter divide ratio  $K_n$  can be found from Equation 3.

$$N_{\min} = \frac{f_o \min}{f_i} = \frac{f_o \min}{f_{\text{step}}} = \frac{2 \text{ MHz}}{100 \text{ kHz}} = 20 \quad (42)$$

$$N_{\max} = \frac{f_o \max}{f_{\text{step}}} = \frac{3 \text{ MHz}}{100 \text{ kHz}} = 30 \quad (43)$$

$$K_n = \frac{1}{20} \text{ to } \frac{1}{30} \quad (44)$$

A type 2 system is required to produce a phase coherent output relative to the input (see Table 1). The root locus contour is shown in Figure 5 and the system step response is illustrated by Figure 6.

The operating range of the MC4024/4324 VCM must cover 2 MHz to 3 MHz. Selecting the VCM control capacitor according to the rules contained on the data sheet yields  $C = 100 \text{ pF}$ . The desired operating range is then centered within the total range of the device. The input voltage versus output frequency is shown in Figure 8.

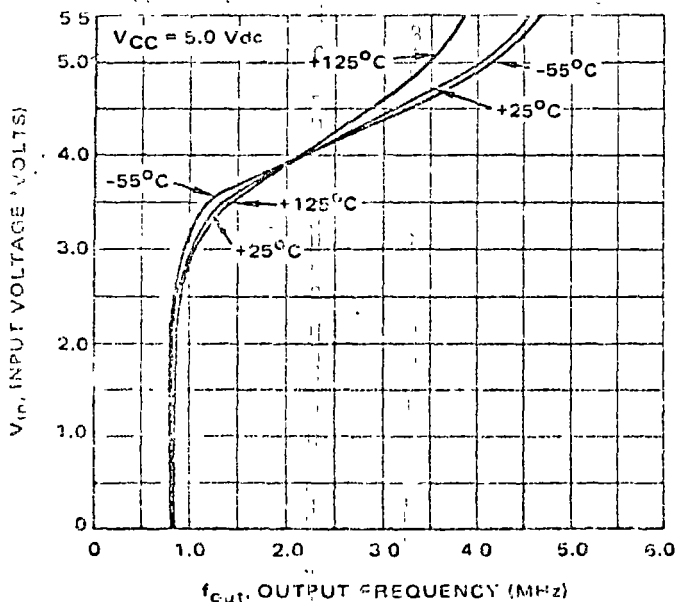


FIGURE 8 — MC4324 Input Voltage versus Output Frequency (100 pF Feedback Capacitor)

The transfer function of the VCM is given by

$$K_o = \frac{K_v}{s} \quad (45)$$

Where  $K_v$  is the sensitivity in radians per second per volt. From the curve in Figure 8,  $K_v$  is found by taking the reciprocal of the slope.

$$K_v = \frac{4 \text{ MHz} - 1.5 \text{ MHz}}{5 \text{ V} - 3.6 \text{ V}} = 2\pi \text{ rad/s/V}$$

$$K_v = 11.2 \times 10^6 \text{ rad/s/V} \quad (46)$$

Thus

$$K_o = \frac{11.2 \times 10^6}{s} \text{ rad/s/V} \quad (47)$$

The  $s$  in the denominator converts the frequency characteristics of the VCM to phase, i.e., phase is the integral of frequency.

The gain constant for the MC4044/4344 phase detector is found by<sup>5</sup>

$$K_p = \frac{DF \text{ High} - UF \text{ Low}}{2(2\pi)} = \frac{2.3 \text{ V} - 0.9 \text{ V}}{4\pi} = 0.111 \text{ V/rad} \quad (48)$$

Since a type 2 system is required (phase coherent output) the loop transfer function must take the form of Equation 19. The parameters thus far determined include  $K_p$ ,  $K_o$ ,  $K_n$  leaving only  $K_f$  as the variable for design. Writing the loop transfer function and relating it to Equation 19

$$G(s)H(s) = \frac{K_p K_v K_n K_f}{s} = \frac{K(s+a)}{s^2} \quad (49)$$

Thus  $K_f$  must take the form

$$K_f = \frac{s+a}{s} \quad (50)$$

in order to provide all the necessary poles and zeroes for

the required  $G(s)H(s)$ . The circuit shown in Figure 9 yields the desired results.

$K_f$  is expressed by

$$K_f = \frac{R_2 Cs + 1}{R_1 Cs} \quad \text{for large } A \quad (51)$$

where  $A$  is voltage gain of the amplifier.

$R_1$ ,  $R_2$ , and  $C$  are then the variables used to establish the overall loop characteristics.

The MC1014/4344 provides the active circuitry required to configure the filter  $K_f$ . An additional low current high  $\beta$  buffering device or IIT can be used to boost the input impedance thus minimizing the leakage current from the capacitor  $C$  between sample updates. As a result longer sample periods are achievable.

Since the gain of the active filter circuitry in the MC1014/4344 is not infinite, a gain correction factor  $K_C$  must be applied to  $K_f$  in order to properly characterize the function.  $K_C$  is found experimentally to be  $K_C = 0.5$ .

$$K_{fc} = K_f K_C = 0.5 \left( \frac{R_2 Cs + 1}{R_1 Cs} \right) \quad (52)$$

(For large gain, Equation 51 applies.)

The PLL circuit diagram is shown in Figure 10 and its place representation in Figure 11.

The loop transfer function is

$$G(s)H(s) = K_p K_{fc} K_o K_n \quad (53)$$

$$G(s)H(s) = K_p (0.5) \left( \frac{R_2 Cs + 1}{R_1 Cs} \right) \left( \frac{K_v}{s} \right) \left( \frac{1}{N} \right) \quad (54)$$

The characteristic equation takes the form

$$\text{C.E.} = 1 + G(s)H(s) = 0$$

$$= s^2 + \frac{0.5 K_p K_v R_2}{R_1 N} s + \frac{0.5 K_p K_v}{R_1 C N} \quad (55)$$

Relating Equation 55 to the standard form given by Equation 34

$$s^2 + \frac{0.5 K_p K_v R_2}{R_1 N} s + \frac{0.5 K_p K_v}{R_1 C N} = s^2 + 2 \zeta \omega_n s + \omega_n^2 \quad (56)$$

Equating like coefficients yields

$$\frac{0.5 K_p K_v}{R_1 C N} = \omega_n^2 \quad (57)$$

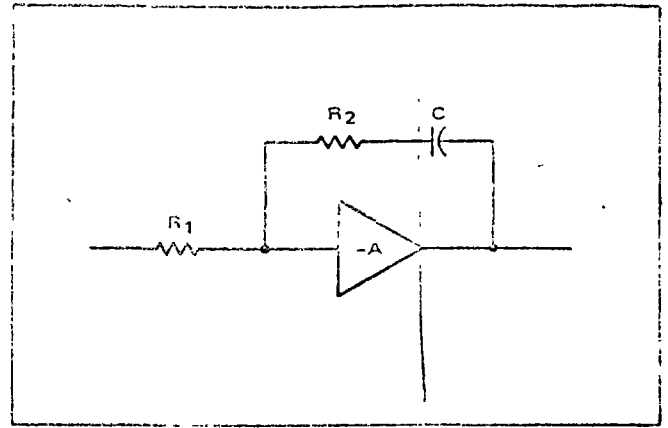


FIGURE 9 - Active Filter Design

$$\text{and} \quad \frac{0.5 K_p K_v R_2}{R_1 N} = 2 \zeta \omega_n \quad (58)$$

With the use of an active filter whose open loop gain ( $A$ ) is large ( $K_C = 1$ ), Equations 57 and 58 become

$$\frac{K_p K_v}{R_1 C N} = \omega_n^2 \quad (59)$$

$$\frac{K_p K_v R_2}{R_1 N} = 2 \zeta \omega_n \quad (60)$$

The percent overshoot and settling time are now used to determine  $\omega_n$ . From Figure 6 it is seen that a damping ratio  $\zeta = 0.8$  will produce a peak overshoot less than 20% and will settle to within 5% at  $\omega_n t = 4.5$ . The required lock-up time is 1 ms.

$$\omega_n = \frac{4.5}{t} = \frac{4.5}{0.001} = 4.5 \text{ k rad/s} \quad (61)$$

Rewriting Equation 57

$$R_1 C = \frac{0.5 K_p K_v}{\omega_n^2 N} \quad (62)$$

$$= \frac{(0.5)(0.111)(11.2 \times 10^6)}{(4500)^2 (30)}$$

$$R_1 C = 0.00102$$

(Maximum overshoot occurs at  $N_{\max}$  which is minimum loop gain)

$$\text{Let} \quad C = 0.5 \mu\text{F}$$

$$\text{Then} \quad R_1 = \frac{0.00102}{0.5 \times 10^{-6}} = 2.04 \text{ k}\Omega$$

$$\text{Use} \quad R_1 = 2 \text{ k}\Omega$$

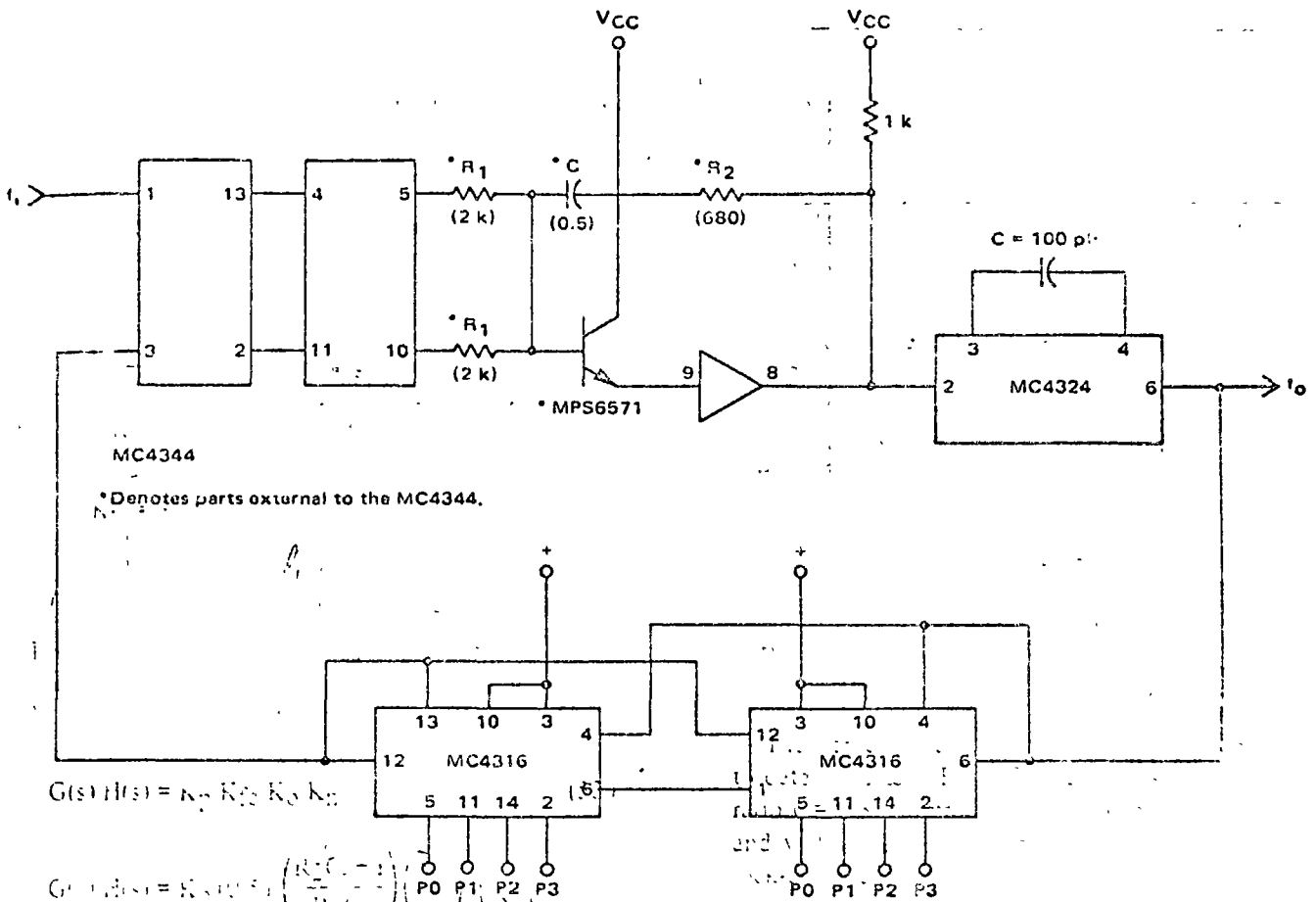


FIGURE 10 – Circuit Diagram of Type 2 Phase Locked Loop

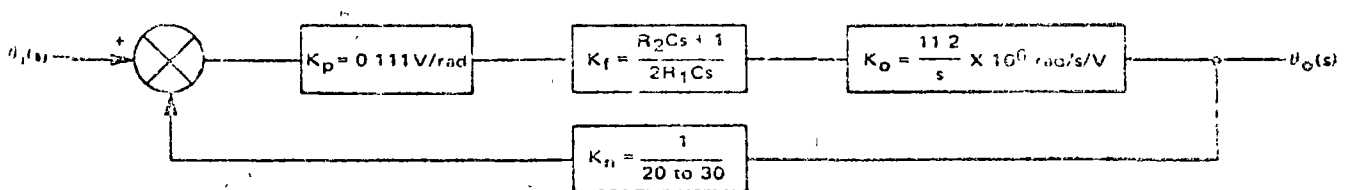


FIGURE 11 – Laplace Representation of Diagram in Figure 10



$R_1$  is typically selected greater than 1 k $\Omega$ .

Solving for  $R_2$  in Equation 58

$$R_2 = \frac{2\zeta \omega_n R_1 N}{K_p K_v (0.5)} = \frac{2\zeta}{C \omega_n} \quad (63)$$

$$= \frac{2(0.8)}{(0.5 \times 10^{-6})(4.5 \text{ k})}$$

$$= 711 \Omega$$

use  $R_2 = 680 \Omega$

All circuit parameters have now been determined and the PLL can be properly configured.

Since the loop gain is a function of the divide ratio  $K_H$ , the closed loop poles will vary in position as  $K_H$  varies. The root locus shown in Figure 12 illustrates the closed loop pole variation.

The loop was designed for the programmable counter  $N = 30$ . The system response for  $N = 20$  exhibits a wider bandwidth and larger damping factor, thus reducing both lock-up time and percent overshoot (see Figure 14).

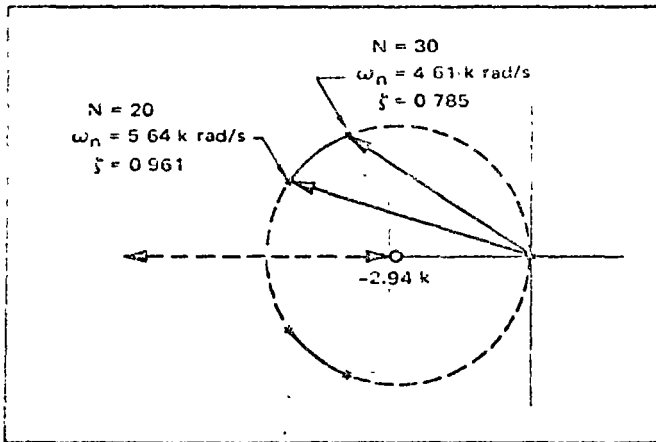


FIGURE 12 – Root Locus Variation

NOTE: The type 2 second order loop was illustrated as a design example because it provides excellent performance for both type 1 and 2 applications. Even in systems that do not require phase coherency a type 2 loop still offers an optimum design.

### EXPERIMENTAL RESULTS

Figure 13 shows the theoretical transient frequency response of the previously designed system. The curve  $N = 30$  illustrates the frequency response when the programmable counter is stepped from 29 to 30 thus producing a change in the output frequency from 2.9 MHz to 3.0 MHz. An overshoot of 18% is obtained and the output frequency is within 5 kHz of the final value one millisecond after the applied step. The curve  $N = 20$  illustrates the output fre-

quency change as the programmable counter is stepped from 21 to 20.

Since the output frequency is proportional to the VCM control voltage, the PLL frequency response can be observed with an oscilloscope by monitoring pin 2 of the VCM. The average frequency response as calculated by the Laplace method is found experimentally by smoothing this voltage at pin 2 with a simple RC filter whose time constant is long compared to the phase detector sampling rate but short compared to the PLL response time. With the programmable counter set at 29 the quiescent control voltage at pin 2 is approximately 4.37 volts. Upon changing the counter divide ratio to 30 the control voltage increases to 4.43 volts as shown in Figure 14. A similar transient occurs when stepping the programmable counter from 21 to 20. Figure 14 illustrates that the experimental results obtained from the configured system follows the predicted results shown in Figure 13. Linearity is maintained for phase errors less than  $2\pi$ , i.e. there is no cycle slippage at the phase detector.

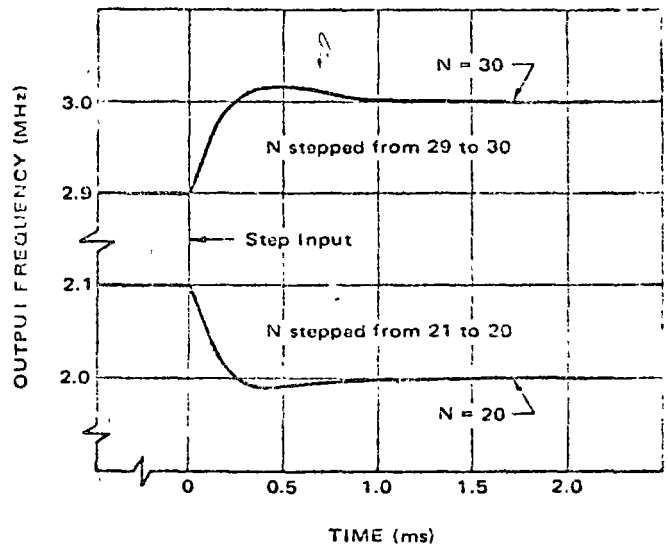


FIGURE 13 – Frequency-Time Response

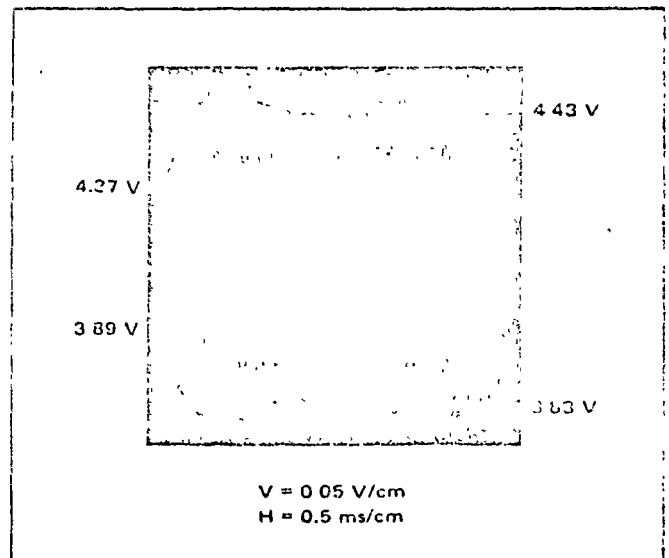


FIGURE 14 – VCM Control Voltage (Frequency) Transient

\*THE PARAMETERS LISTED BELOW APPLY TO THE FOLLOWING PLOT

PHASE DETECTOR GAIN CONSTANT	P1 = 0.111 VOLTS PER RADIAN
VCM GAIN CONSTANT	V1 = 1.12 E+7 RAD PER VOLT
FILTER INPUT RESISTOR	R1 = 3900 OHMS (R1c = 2 k)
FILTER FEEDBACK RESISTOR	R2 = 680 OHMS
FILTER CAPACITOR	C1 = 0.5 MICROFARADS
DIVIDER VALUE	N1-N2 = 29 - 30
REFERENCE FREQUENCY	F1 = 100000 CPS
OUTPUT FREQUENCY CHANGE	F5 = 100000 CPS

P2 = 0.111	C2 = 0.5
V2 = 1.12 E+7	N3-N4 = 21 - 20
R3 = 3900 (R1c = 2 k)	F2 (F6) = 100000 (100000)
H4 = 680	

PLOT OF FUNCTIONS

(NOTE: Y(T) IS PLOTTED '+', Z(T) IS '\*', AND 'O' IS COMMON)

FOR T: TOP = 0 BOTTOM = 0.0015 INCREMENT = 0.00005  
 FOR FCTS: LEFT = 0 RIGHT = 0.12 INCREMENT = 0.002

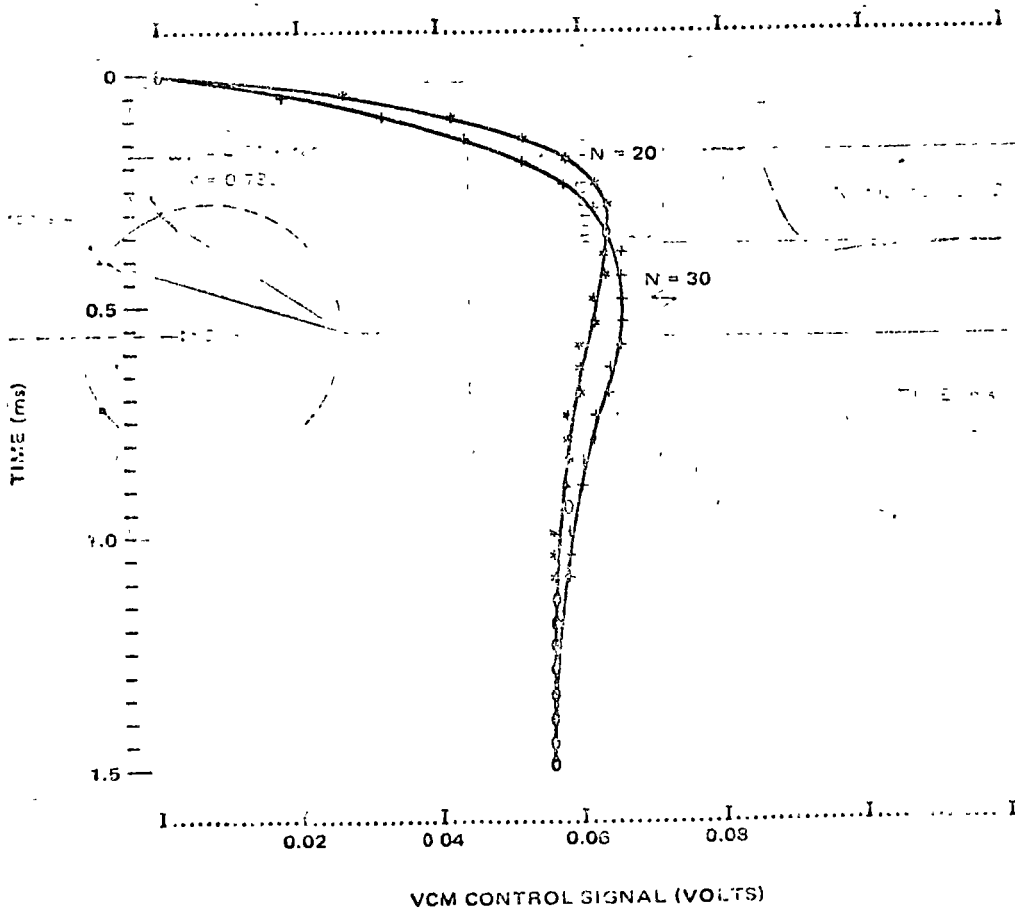


FIGURE 15 - VCM Control Signal Transient

Figure 12 is a theoretical plot of the VCM control voltage transient as calculated by a computer program. The computer program is written with the parameters of Equations 58 and 59 (type 2) as the input variables and is valid for all damping ratios of  $\zeta \leq 1.0$ . The program prints or plots the control voltage transient versus time for desired settings of the programmable counter. The lock-up time can then be readily determined as the various parameters are varied. (If stepping from a higher divide ratio to a lower one the transient will be negative.) Figures 14 and 15 also exhibit a close correlation between the experimental and analytical results.

#### SUMMARY

This application note describes the basic control system techniques required for phase-locked loop design. Criteria for the selection of the optimum type of loop and methods for establishing the desired performance characteristics are presented. A design example is illustrated in a step-by-

step approach along with the comparison of the experimental and analytical results.

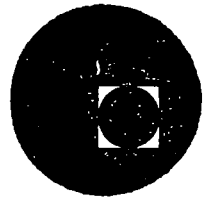
#### BIBLIOGRAPHY

1. Topic: Type Two System Analysis  
Gardner, F. M., Phase Lock Techniques, Wiley, New York, Second Edition, 1967
2. Topic: Root Locus Techniques  
Kuo, B. C., Automatic Control Systems, Prentice-Hall, Inc., New Jersey, 1962
3. Topic: Laplace Techniques  
McCollum, P. and Brown, B., Laplace Transform Tables and Theorems, Holt, New York, 1965
4. Topic: Type One System Analysis  
Truxal, J.G., Automatic Feedback Control System Synthesis, McGraw-Hill, New York, 1955
5. Topic: Phase Detector Gain Constant  
DeLaune, Jon, MITL and MICL Avionics Digital Frequency Synthesizer, AN532





centro de educación continua  
división de estudios superiores  
facultad de ingeniería, unam



LA ELECTRONICA EN LAS COMUNICACIONES



2) APLICACION A LAS COMUNICACIONES  
ANALOGICAS.

M.en C. Caupolicán Muñoz G.

## CAPITULO II

### 2. APLICACION A LAS COMUNICACIONES ANALOGICAS

M.C. Caupolicán Muñoz Gamboa

- 2.1 Moduladores Lineales
  - 2.1.1 Amplitud Modulada (AM)
    - Moduladores de AM
    - Amplificador Modulador de Ganancia Variable y Demodulador de Envolvente
    - Moduladores de Conmutación
    - Modulador Cuadrático
  - 2.1.2 Doble Banda Lateral (DSB)
    - Moduladores de DSB
    - Moduladores Balanceados
    - Modulador Cuadrático
    - La Reinserción de Portadora y otros Métodos
- 2.2 Moduladores Angulares
  - Espectro de la Modulación Angular
  - 2.2.1 Frecuencia Modulada (FM)
    - Moduladores de FM
    - Diodo Varactor
    - Reactor Saturable
    - Modulador de Reactancia
  - 2.2.2 Fase Modulada (PM)
    - Conversión de Banda Ancha
    - Modulador de Armstrong
- 2.3 Multicanalización por División de Frecuencia (FDM)
  - Banda Lateral Unica (SSB)
- 2.4 Referencias
- 2.5 Circuitos Moduladores de AM
- 2.6 Circuitos Moduladores de FM y PM

## 2. APLICACION A LAS COMUNICACIONES ANALOGICAS

Las técnicas de transmisión de señales se llevan a la práctica, casi en su totalidad, con circuitos electrónicos; tanto en el caso de las comunicaciones analógicas, como en las digitales, debido principalmente a que son estos circuitos los que más fácilmente permiten realizar los procesos de modulación y demodulación, al mismo tiempo que dan gran confiabilidad al sistema.

En el caso de los sistemas de modulación análogos, se debe introducir la información  $m(t)$  en una portadora  $p(t)$  de la forma

$$p(t) = A_p \cos(\omega_0 t + \phi) \quad (2.1)$$

La señal  $p(t)$ , que cumple con la función de adaptar la información al canal de transmisión, puede transportarla si ésta se incluye de alguna manera en  $p(t)$  haciendo variar uno o varios de sus parámetros en forma proporcional a  $m(t)$ .

La señal de voltaje  $m(t)$  se introduce en  $p(t)$  si se varía la amplitud  $A_p$  o el ángulo  $\omega_0 t + \phi$  de esta última. Cuando lo que varía es  $A_p$ , los sistemas de modulación se denominan lineales, por el comportamiento de los espectros de frecuencia; mientras que si lo que varía es el ángulo, se denominan angulares. Ejemplos típicos de los sistemas lineales son la Amplitud Modulada (AM) y la Doble Banda Lateral (DSB); y de los sistemas angulares la Frecuencia Modulada (FM) y la Fase Modulada (PM). Estos son los sistemas de modulación que se analizarán a continuación.

## 2.1 Moduladores Lineales

El principal problema de la Ingeniería de Comunicaciones es establecer contacto entre dos puntos con el fin de intercambiar información. Esto se realiza por medio de la transmisión de mensajes a través del espacio o por medio de una línea de transmisión. Evidentemente, es deseable que este proceso se lleve a cabo dentro de ciertos márgenes de diseño que comprenden básicamente la recepción confiable, la adaptación adecuada de la información al medio (canal), el costo del sistema y la complejidad del mismo.

Al adaptar el mensaje al canal de transmisión, deben considerarse las características, tanto de la información como del medio, para decidir la técnica a emplear. Cuando se trata de información de baja frecuencia ( p. ej. audio ) a enviarse a través del espacio, hay dos problemas fundamentales que deben resolverse: la propagación de estas frecuencias y la interferencia que podría haber con otras comunicaciones. Ambos problemas se resuelven mediante la selección de un intervalo adecuado de frecuencias que presente las características de propagación requeridas por el caso y se procede a situar, mediante la modulación, el espectro de la información en dicho intervalo. La técnica mas empleada para este efecto es la Modulación en Amplitud (AM), debido a la sencillez con que se realizan los circuitos moduladores y demoduladores encargados de desplazar el espectro de  $m(t)$  al intervalo de frecuencias elegido. Por otra parte, la técnica de Doble Banda Lateral (DSB) tiene la ventaja de que toda la potencia de la señal resultante se emplea en las componentes debidas a la información. Así, si se de

fine la eficiencia  $\xi$  como

$$\xi = \frac{\text{potencia de las componentes debidas a } m(t)}{\text{potencia total}} 100\% \quad (2.2)$$

se observa que para DSB  $\xi = 100\%$ . Sin embargo, esta eficiencia solo se consigue con una mayor complejidad de los circuitos moduladores y demoduladores.

### 2.1.1 Modulación de Amplitud (AM)

El diagrama de bloques de la Fig. 2.1 muestra el proceso de modulación de AM, el que consiste básicamente en la obtención de la señal

$$s_{AM}(t) = A_p(K + m(t)) \cos \omega_0 t \quad (2.3)$$

donde  $K$  es un voltaje constante que se agrega a  $m(t)$  y  $A_p$  es el valor relativo de la portadora  $p(t)$ . En la ecuación (2.3) se observa que la amplitud de la portadora se hace variar alrededor de  $K$  de acuerdo a  $m(t)$ . En AM se exige que  $K \geq \max(|m(t)|)$ , de manera que el término amplitud cumple con

$$A_p(K + m(t)) \geq 0 \quad (2.4)$$

Se define el índice de modulación  $a$ , por medio de la relación que existe en un momento dado entre  $K$  y  $|\max(m(t))|$



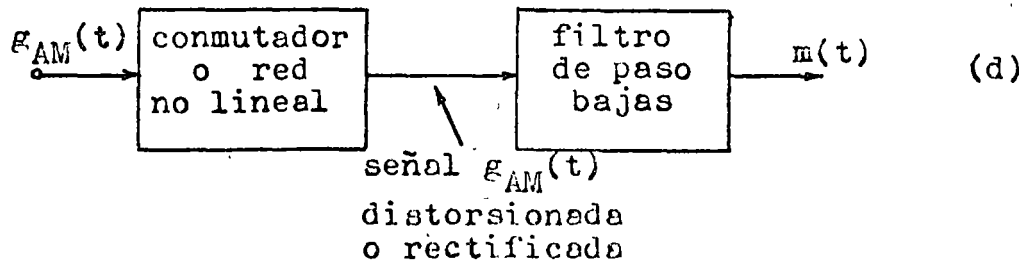
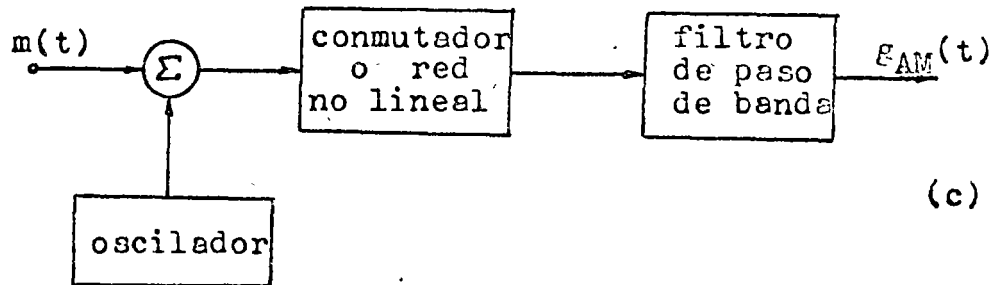
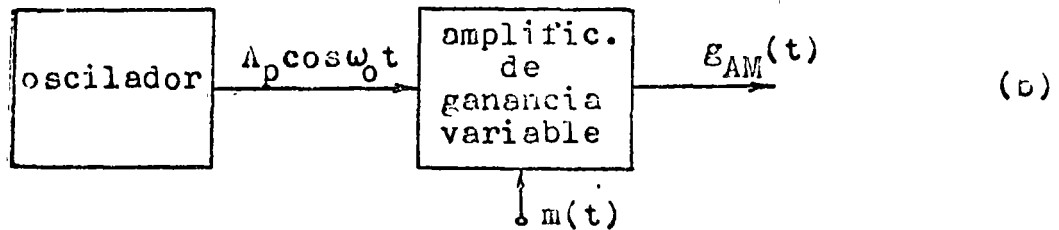
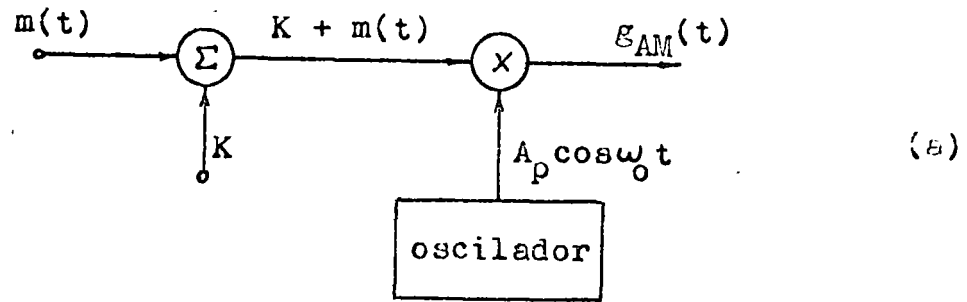


Fig. 2.1 La modulación en amplitud a) El proceso de modulación, b) amplificador modulador de ganancia variable, c) modulador no lineal, d) el proceso de demodulación.

$$\xi = \frac{|\max(m(t))|}{K} 100\% \quad (2.5)$$

Respecto del espectro de la señal  $g_{AM}(t)$ , en la Fig. 2.2 se aprecia que si la señal  $m(t)$  tiene un espectro  $M(f)$ , entonces  $m'(t) = K + m(t)$  tiene un espectro  $M'(f) = M(f) + K\delta(f)$  y el de la señal  $g_{AM}(t)$  resulta ser

$$G_{AM}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} M'(x) P(f-x) dx = M'(f) * P(f) \quad (2.6)$$

donde  $P(f)$  es el espectro de  $p(t)$ . A partir de la ecuación (2.6), se tiene\*

$$G_{AM}(f) = \frac{1}{2} [M(f-f_0) + M(f+f_0)] + \frac{K}{2} [\delta(f-f_0) + \delta(f+f_0)] \quad (2.7)$$

Este último resultado refleja la traslación de  $M(f)$  hasta la frecuencia  $f_0$  de la portadora, más el espectro de ella,  $P(f)$ . Debe notarse, además, que la amplitud de los espectros desplazados  $M(f-f_0)$  y  $M(f+f_0)$  depende del índice de modulación, mientras que la amplitud de los componentes de la portadora  $\delta(f-f_0)$  y  $\delta(f+f_0)$  depende solamente de  $K$ , o sea, son constantes.

La eficiencia máxima de este sistema se tiene para  $|\max[m(t)]| = K$ , lo que significa para  $m(t)$  senoidal que  $\xi = 33.3\%$

\*Se ha tomado  $P(f) = \delta(f-f_0) + \delta(f+f_0)$ , o sea,  $A_p = 1$

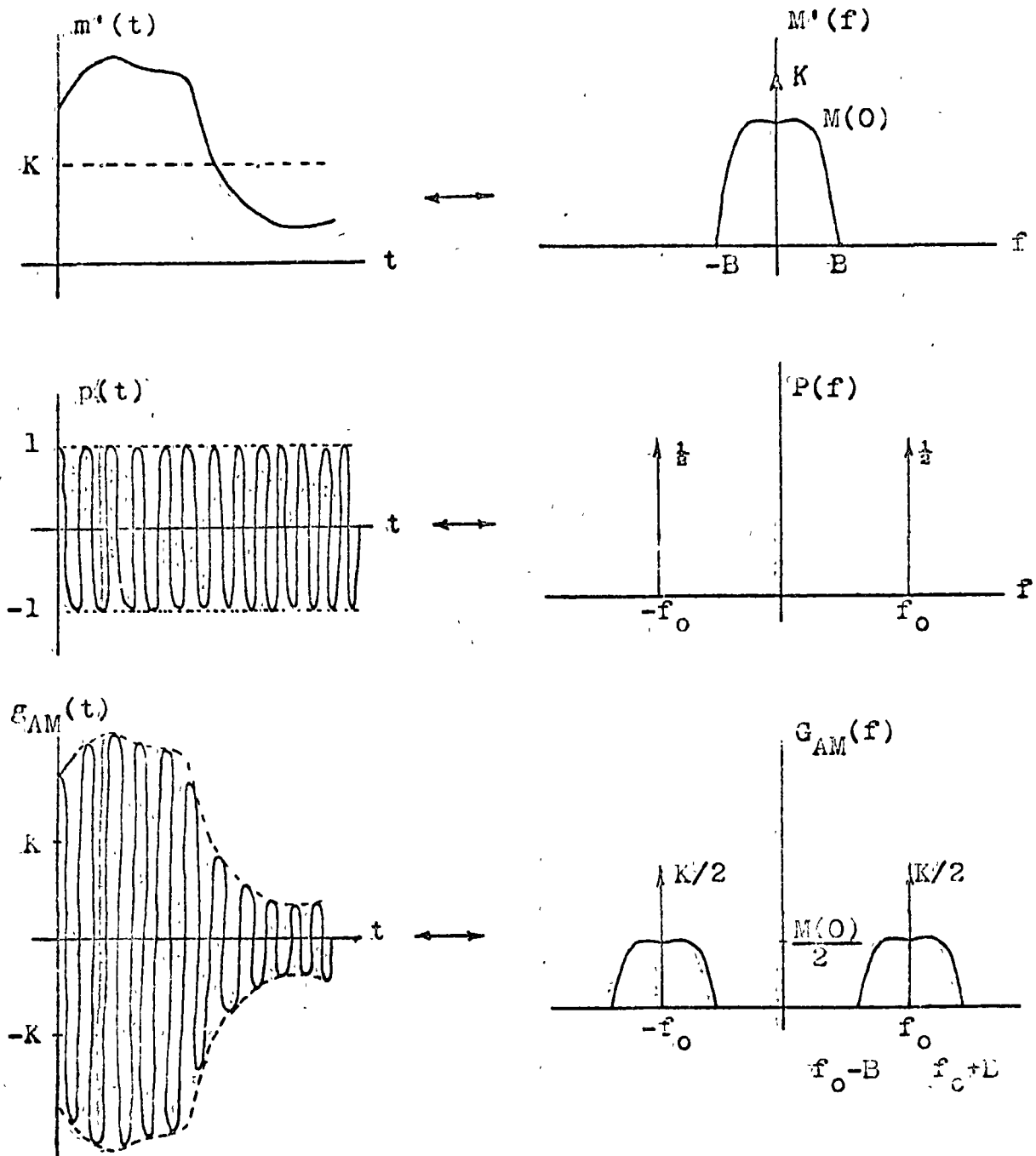


Fig. 2.2 Las señales y sus espectros en la modulación de AM  
 a) Señal moduladora (información), b) portadora, c) señal de AM resultante.

Por otra parte, el proceso de demodulación de AM (denominado detección), es simple debido a que la forma de la envolvente de la señal  $s_{AM}(t)$  es exactamente igual a la de la señal  $m(t)$  (ver Fig. 2.2 ), lo que permite reconstruir la información con un circuito no lineal (detector de envolvente), o con otros procedimientos que se analizarán a continuación, pero que no son muy comunes (detector de conmutación y detector cuadrático).

#### Moduladores de AM

La traslación de frecuencias que debe realizar un modulador se consigue con circuitos no lineales o variables en el tiempo, los que al distorcionar o modificar las señales portadora  $p(t)$  e información  $m(t)$ , introducen armónicas de éstas, consiguiendo en esta forma que se pueda seleccionar los componentes de frecuencia necesarios por medio de filtros.

La modulación de AM se realiza con circuitos no lineales en los siguientes casos

a) Modulador de Conmutación

b) Modulador Cuadrático

y con circuitos variables en el tiempo como

c) Amplificador Modulador de Ganancia Variable

La demodulación de las señales de AM se realiza en forma similar con los siguientes circuitos no lineales

a) Demodulador de Envolvente

b) Demodulador de Conmutación

c) Demodulador Cuadrático

## Amplificador Modulador de Ganancia Variable y Demodulador de Envolvente.

Estos son los métodos más usados para efectuar los procesos de modulación y demodulación de AM. La Fig. 2.3 muestra el diagrama de un amplificador de ganancia variable típico, en el que la ganancia  $A$  es función de la información  $m(t)$ . Entonces, si se tiene que  $A(t) = K + m(t)$ , la señal de salida es

$$e_{AM}(t) = A_p(K + m(t)) \cos \omega_0 t \quad (2.8)$$

ecuación que corresponde con (2.3).

El amplificador de ganancia variable puede implementarse con una válvula de vacío o con otros dispositivos electrónicos, como se aprecia en la Fig. 2.3, procurando que la señal  $m(t)$  introduzca una variación en la polarización del circuito. Esto provocará que la ganancia del amplificador varíe de acuerdo a  $m(t)$ . En la práctica no es indispensable que  $A(t)$  sea exactamente igual a  $K + m(t)$ , ya que cualquier distorsión que se presente puede eliminarse con un circuito sintonizado de salida.

Cabe destacar que estos moduladores se transforman en simples amplificadores si se elimina la señal  $m(t)$  (p. ej. cuando el índice de modulación  $a = 0$ ), lo que implica que estos circuitos tienen la ventaja de amplificar la señal. Sin embargo, debido a que la variación que produce la polarización en los parámetros  $\mu$  o  $\beta$  del dispositivo activo en cuestión, este tipo de modulador no permite índices de modulación muy elevados. Este inconveniente se

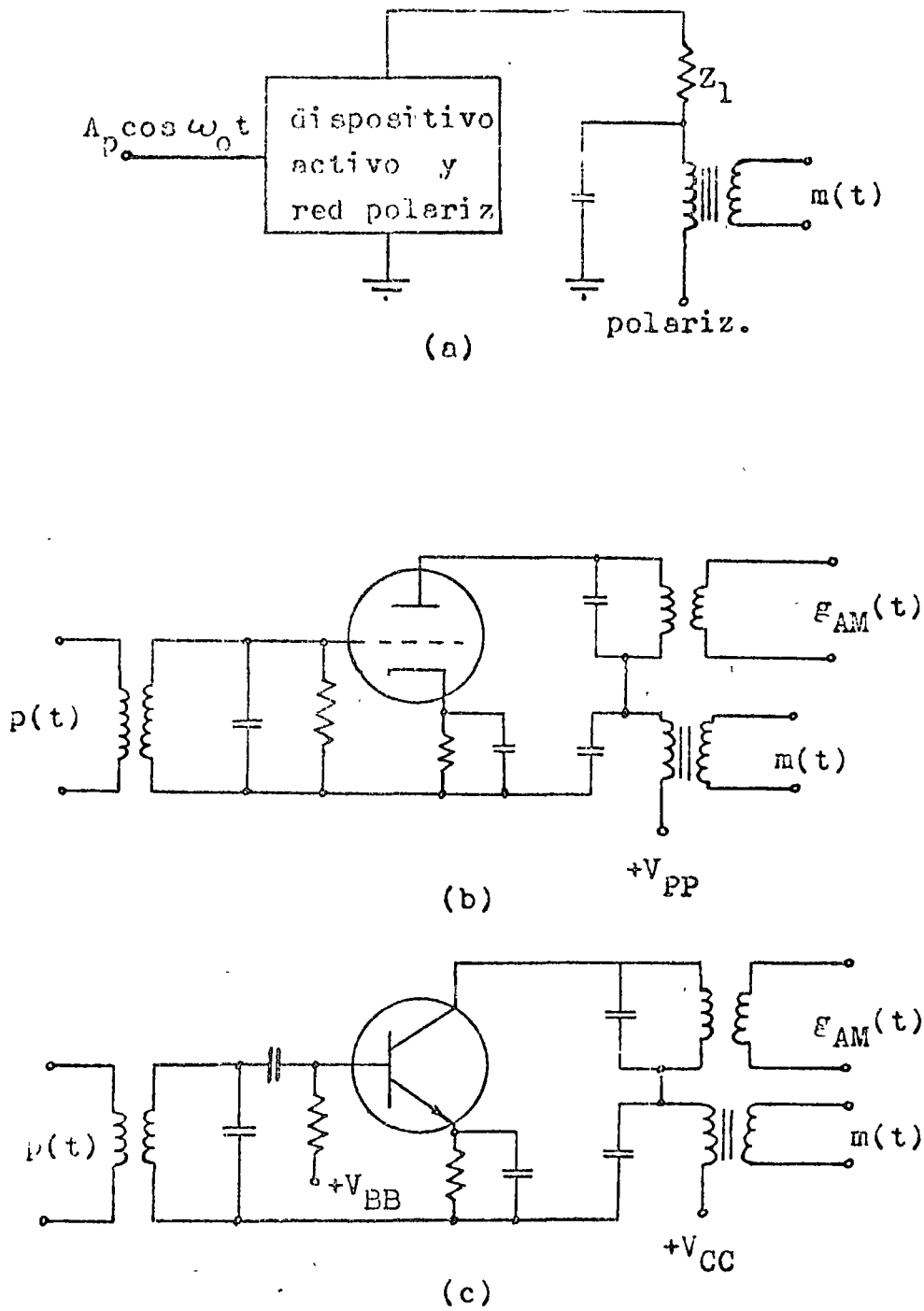


Fig. 2.3 Modulador amplificador de ganancia variable. a) Diagrama típico, b) modulador con triodo, c) modulador con transistor.

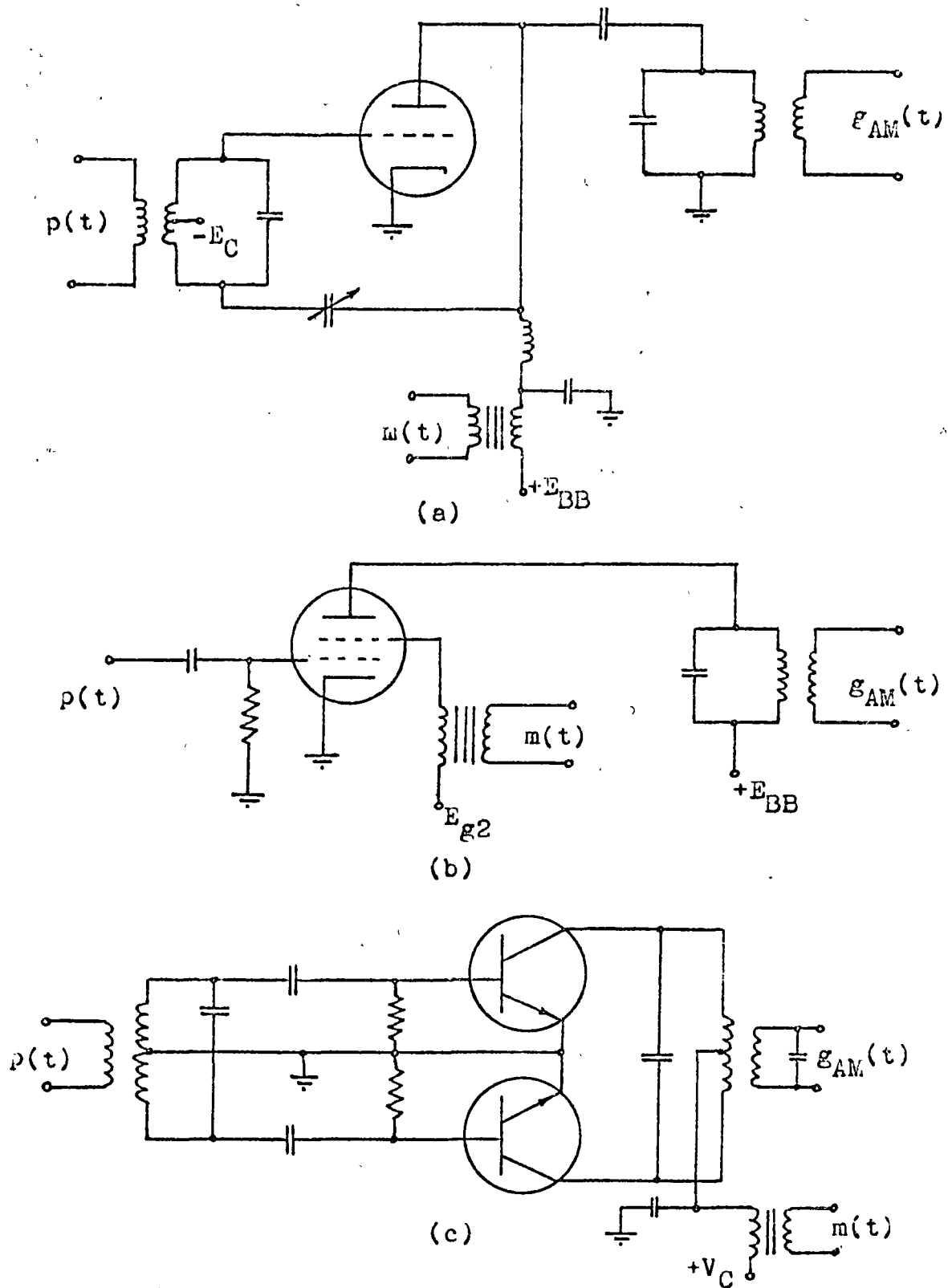


Fig. 2.4 a) Amplificador clase C con triodo modulado en placa, b) Amplificador clase C con tetrodo modulado en pantalla, c) Amplificador transistorizado clase C modulado en colector.

remedia si se utiliza amplificadores no lineales del tipo clase C, con lo que se gana eficiencia en la conversión de potencia y se pueden obtener índices de modulación mayores. La Fig. 2.4 muestra algunos de estos moduladores.

En cuanto a la demodulación, el circuito de la Fig. 2.5 muestra el denominado demodulador de envolvente. En esta figura se aprecia claramente la operación, la que consiste básicamente en la reconstrucción de la información a partir de los pulsos rectificados por el diodo. Para óptima operación se requiere que la frecuencia de la portadora sea muy superior a la frecuencia máxima de la información ( lo que ocurre generalmente en la práctica ) y que la constante de tiempo RC sea adecuadamente elegida. Como se aprecia en la Fig. 2.5, un valor alto de dicha constante produce una distorsión en  $m(t)$ , mientras que un valor pequeño no permite una adecuada demodulación.

### Moduladores de Conmutación

Uno o una red de diodos rectificadores pueden utilizarse para producir la modulación o la demodulación de una señal de AM. La característica no lineal de los diodos permite la generación de armónicas de la mezcla de señales portadora y moduladora, con lo que se produce el traslado en frecuencia de  $m(t)$ .

En la Fig. 2.6 se observa un modulador con un simple diodo, cuyo funcionamiento se explica fácilmente al considerar que el diodo produce una conmutación a la frecuencia de la portadora, o sea, es un interruptor que se abre cuando  $p(t) < 0$  y se cierra cuando  $p(t) > 0$ . esto equivale a multiplicar la suma  $m(t) + p(t)$



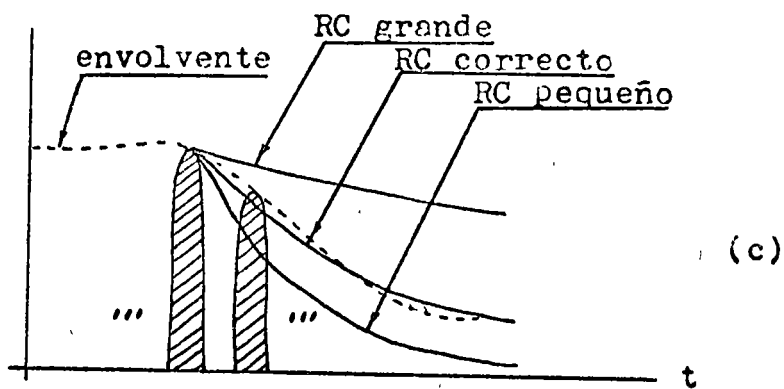
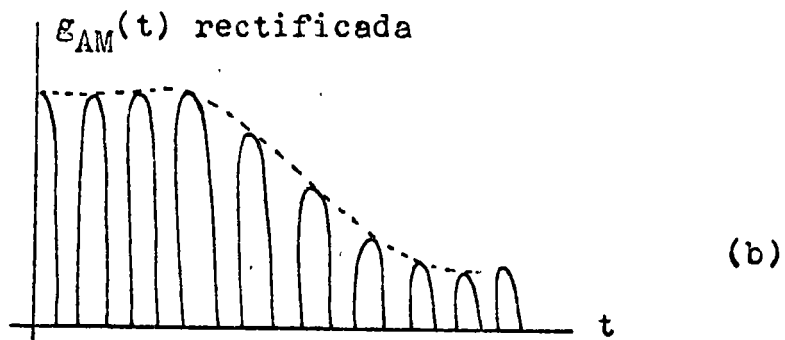
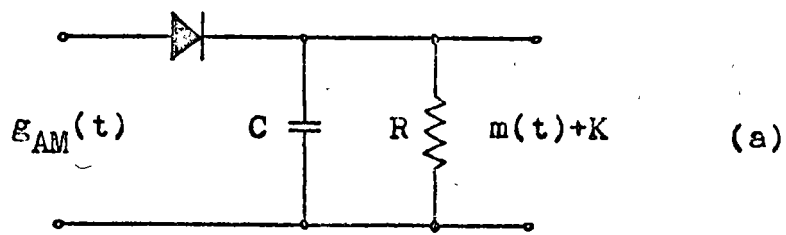


Fig. 2.5 Detector de envolvente a) Circuito, b) forma de onda, c) efecto de la constante de tiempo RC en la reconstrucción de la señal  $m(t)$ .

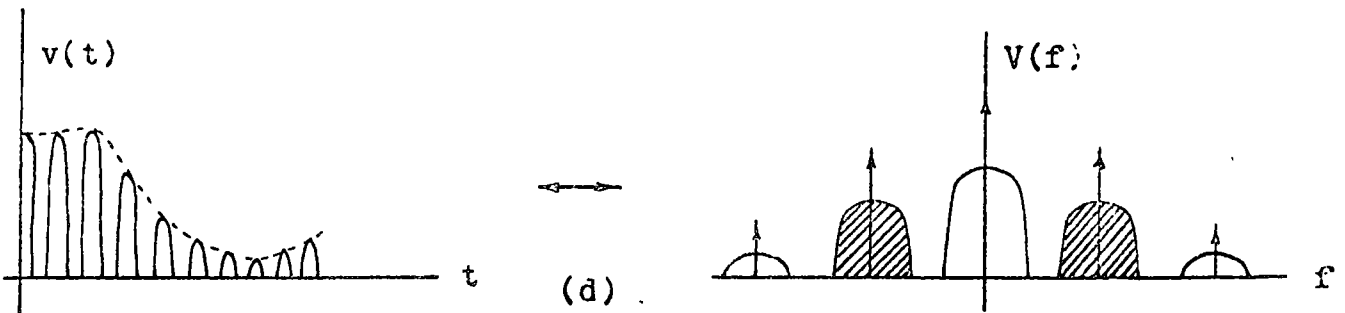
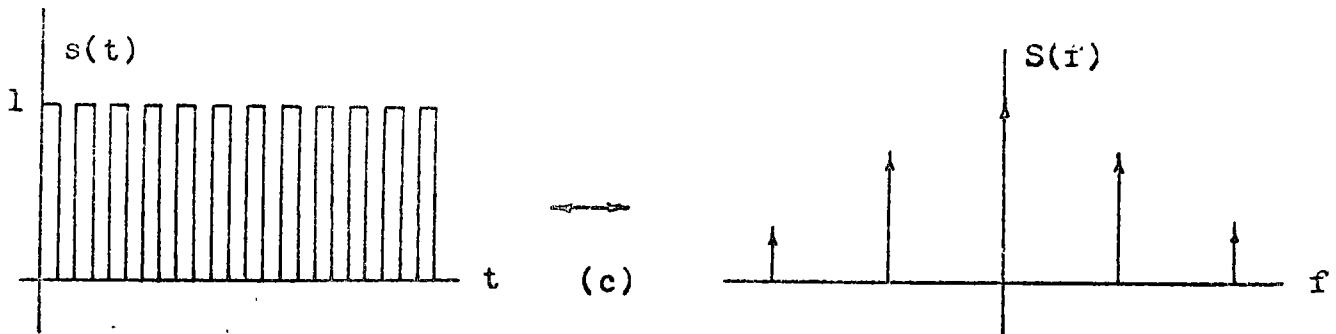
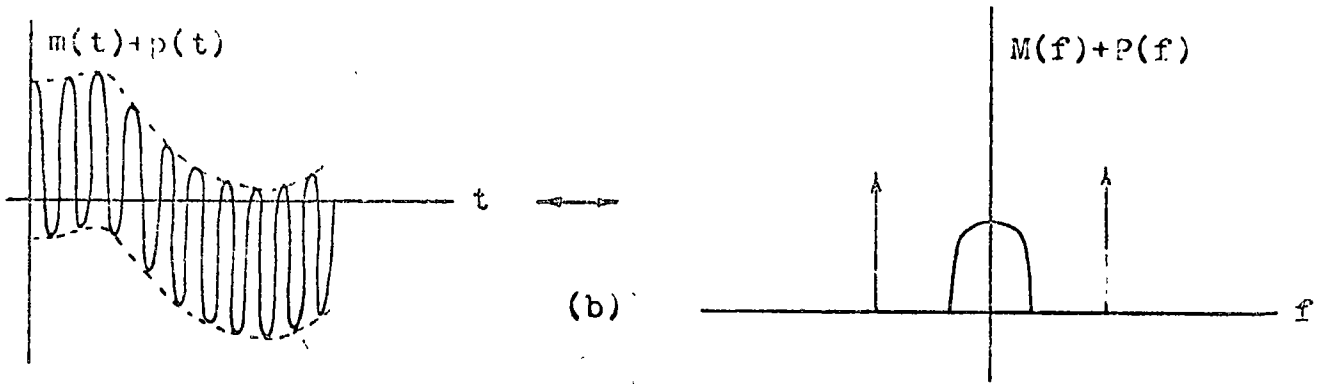
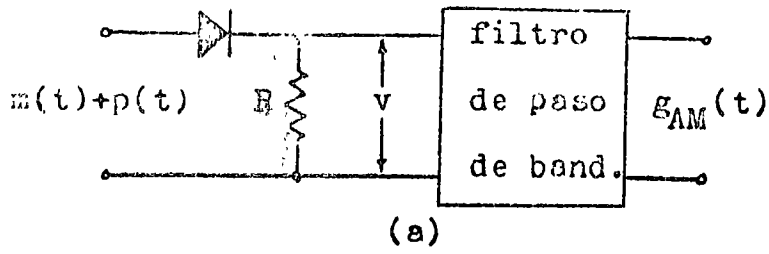


Fig. 2.6 Modulador de conmutación con diodo. a) Circuito, b) portadora, moduladora y espectro de ambas, c) la señal de conmutación, d) señal resultante y espectro.

por una señal cuadrada de frecuencia igual a la de  $p(t)$  y que oscila entre 0 y 1. El espectro de la señal resultante contiene una portadora y dos bandas laterales, las que se separan del resto mediante un filtro de paso de banda.

### Modulador Cuadrático

Si se dispone de una red no lineal cuya característica pueda describirse aproximadamente en la forma ( ver Fig. 2.7 )

$$y(t) = a x(t) + b x^2(t) \quad (2.9)$$

se tendrá un dispositivo que producirá armónicas de la señal de entrada  $x(t)$ . Si se considera que

$$x(t) = m(t) + p(t) \quad (2.10)$$

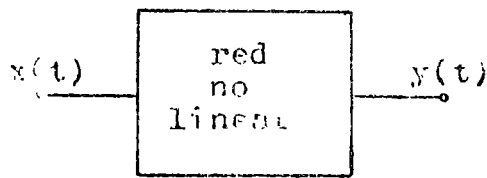
entonces

$$y(t) = \frac{b}{2} + am(t) + bm^2(t) + [a + 2bm(t)] \cos \omega_0 t + \frac{b}{2} \cos 2\omega_0 t \quad (2.11)$$

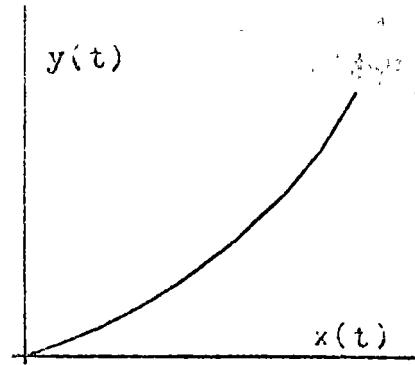
Esta última ecuación contiene la señal de AM dada por el cuarto término\*

$$\varepsilon_{AM}(t) = 2b \left( \frac{a}{2b} + m(t) \right) \cos \omega_0 t \quad (2.12)$$

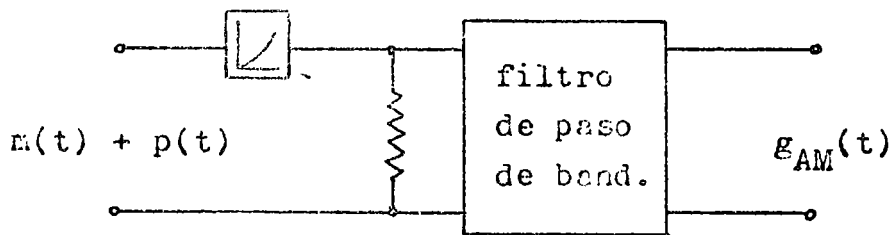
\*Hay que hacer notar que, como  $a/2b$  puede ser una constante pequeña, se tiene un mejor resultado si se agrega una constante  $K$  a la ecuación (2.10)



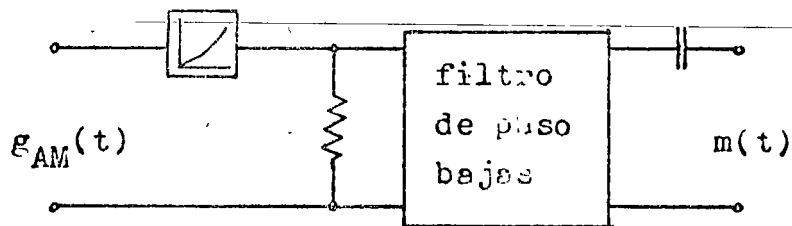
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 2.7 Modulación cuadrática a) Sistema no lineal, b) característica, c) modulador cuadrático, d) demodulador cuadrático.

Los demás términos de la ecuación (2.11) se eliminan con un filtro de paso de banda.

Puede demostrarse fácilmente que el circuito cuadrático puede usarse como demodulador bajo ciertas condiciones que implican una eficiencia más pobre, por lo que su uso es muy restringido.

Por otra parte, como cualquier red no lineal permite realizar este tipo de modulador, un problema interesante es encontrar el dispositivo que permita un máximo aprovechamiento de los niveles de potencia de entrada y salida.

### 2.1.2 Doble Banda Lateral (DSB)

La baja eficiencia de AM implica que gran parte de la potencia de la señal modulada no sea aprovechable, lo que constituye un desperdicio. Una manera de mejorar esta situación es por medio de la modulación en doble banda lateral, ya que en este caso la señal modulada no tiene componentes de la portadora. La Fig. 2.8 muestra como se realiza la modulación y demodulación en DSB, la que consiste básicamente en un sistema de AM que no cumple con la ecuación (2.4), ya que se tiene  $k=0$ , o sea,

$$s_{DSB}(t) = A_p m(t) \cos \omega_0 t \quad (2.13)$$

Esta vez resulta que la eficiencia es de 100%, según la ecuación (2.5) y debido a que  $s_{DSB}(t)$  es directamente proporcional a  $m(t)$ . Además, el espectro de la señal modulada está dado por

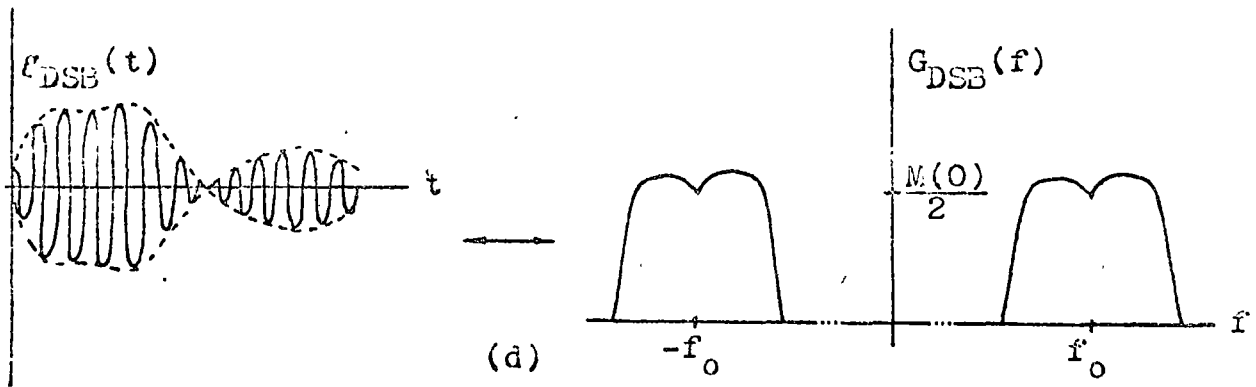
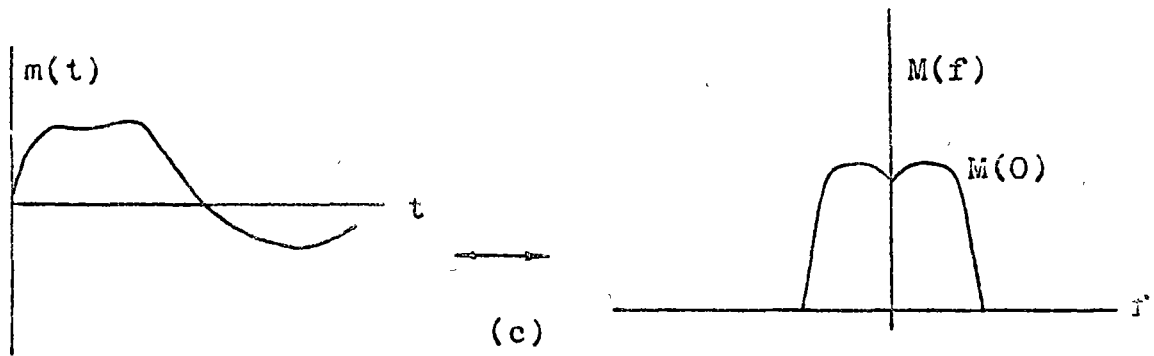
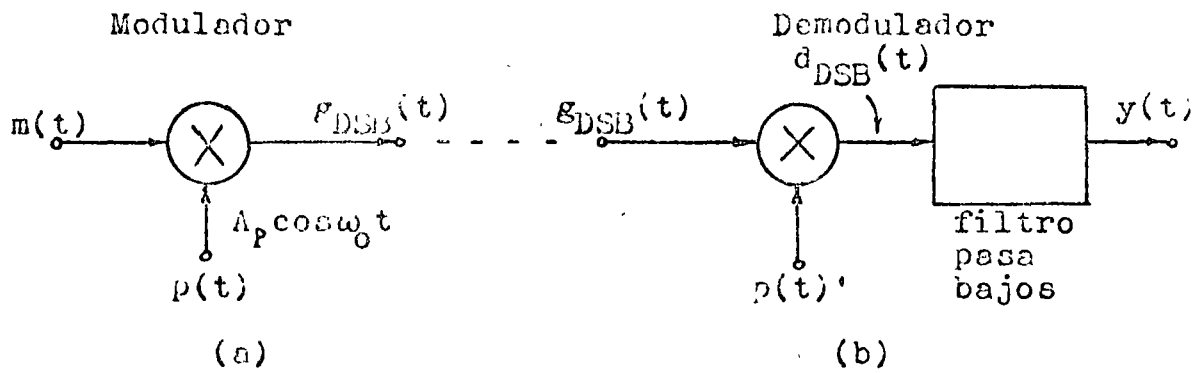


Fig. 2.8 Modulación y demodulación en DSB a) Modulación, b) demodulación, c) señal y espectro de  $m(t)$ , d) señal y espectro de DSB.

$$G_{\text{DSB}}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} M(x) P(f-x) dx = M(f) * P(f) \quad (2.14)$$

de donde se obtiene\*

$$G_{\text{DSB}}(f) = \frac{1}{2} [M(f-f_0) + M(f+f_0)] \quad (2.15)$$

Debe notarse que esta última ecuación puede deducirse de (2.7) si se toma  $K = 0$ , con lo cual resulta obvio que la modulación en DSB no es otra cosa que la misma modulación en AM con la portadora su primida.

En cuanto a la demodulación debe destacarse que, debido a que la señal envolvente puede hacerse negativa, no puede utilizarse el simple proceso del demodulador de envolvente para recuperar la información, sino que es preciso recurrir nuevamente a la multiplicación para realizar el desplazamiento hacia las bajas frecuencias de los espectros trasladados de la ecuación (2.15). Además, la Fig. 2.8 indica que se debe conocer la portadora en el receptor en el momento de efectuar la demodulación. Así, si  $p(t)$ ' esta dada por

$$p(t)' = 2\cos(\omega_0 t + \phi(t)) \quad (2.16)$$

entonces

$$d_{\text{DSB}}(t) = m(t)\cos\phi(t) + m(t)\cos(2\omega_0 t + \phi(t)) \quad (2.17)$$

de donde se obtiene a la salida del filtro, si los dos espectros componentes de (2.17) no se traslapan,

$$y(t) = m(t)\cos \varnothing(t) \quad (2.18)$$

Si  $\varnothing(t)$  es una constante, el efecto del error de fase es una atenuación de la señal  $m(t)$ . Esto no constituye una distorsión, sin embargo, en los sistemas reales  $\varnothing(t)$  es variable en el tiempo en una forma desconocida y aleatoria, lo que significa que la señal de salida se distorsiona seriamente.

Esta dificultad del sistema de modulación DSB exige que en el receptor esté presente la portadora para que la demodulación pueda llevarse a cabo en forma síncrona o coherente. Hay básicamente dos maneras de obtener la señal  $p(t)$  en el receptor; una, es enviando junto con  $s_{DSB}(t)$  una portadora de baja potencia, la que puede aislarse antes de demodular mediante un filtro de paso de banda muy estrecho, y la otra consiste en elevar al cuadrado la señal de DSB recibida, entonces

$$s_{DSB}^2(t) = \frac{1}{2}m^2(t) + \frac{1}{2}m^2(t) \cos 2\omega_0 t \quad (2.19)$$

El segundo término de (2.19) contiene una componente discreta en  $2\omega_0$ , (ya que  $m^2(t)$  tiene una componente continua), la que puede extraerse del espectro de  $s_{DSB}^2(t)$  mediante un filtro estrecho de paso de banda y usarse para demodular si se divide en frecuencia por dos



## Moduladores de DSB

La señal de DSB puede conseguirse en la práctica por métodos similares a los de AM, sin embargo, debe procurarse que la portadora sea efectivamente suprimida. Este tipo de moduladores ( y de moduladores ) se denominan balanceados debido a que un apropiado balance del circuito permite minimizar el contenido de portadora de la señal resultante.

Los moduladores de DSB pueden clasificarse en

- a) Moduladores de conmutación
- b) Moduladores cuadráticos.

Estos circuitos permiten realizar también la demodulación, si a la entrada se introduce la señal  $s_{DSB}(t)$ . Sin embargo este proceso puede llevarse a efecto por medio del método de reinserción de portadora, que consiste básicamente en agregar el término que falta en la ecuación (2.13) para transformar la señal de DSB en una de AM y demodular con un detector de envolvente. Un método más elaborado, denominado Lazo de Amarre de Fase (PLL) de Costas, será analizado más adelante.

### Moduladores de Conmutación

Este tipo de moduladores se implementa en la forma de un modulador balanceado que produce el efecto de una multiplicación entre la información y una señal cuadrada de frecuencia  $\omega_0$ . Este resultado se obtiene por medio de diodos que conducen o se cortan gobernados por la frecuencia de la portadora  $p(t)$ . En la Fig. 2.9 se aprecia un circuito puente de diodos que permite o impide la conducción entre los puntos a y b, de acuerdo a la señal  $p(t)$ . Es

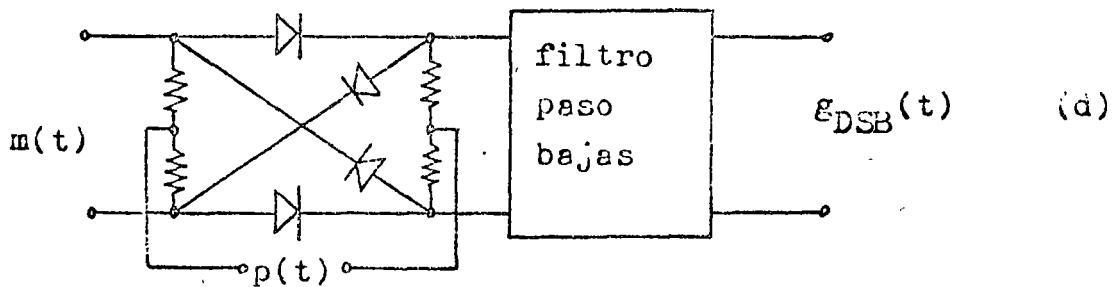
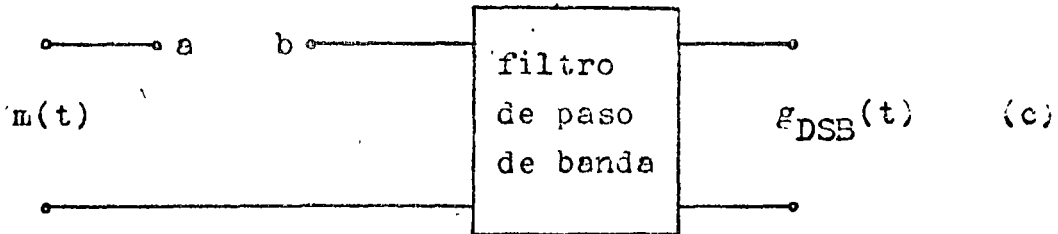
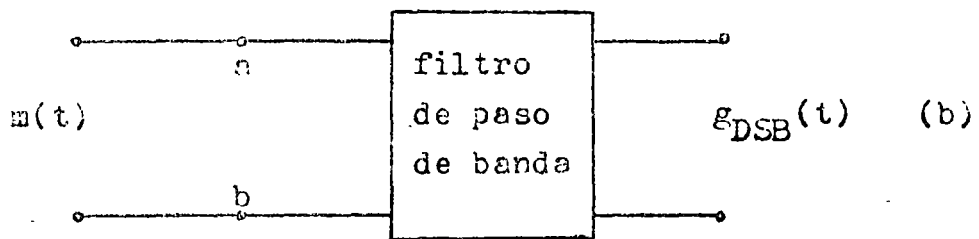
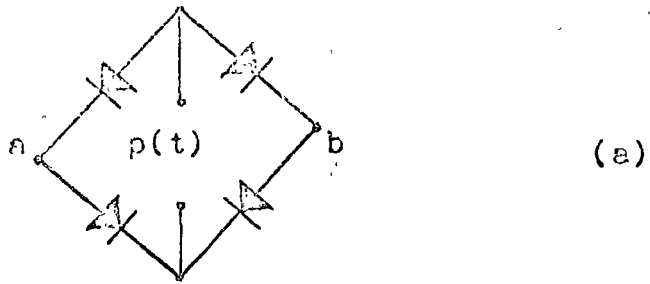


Fig. 2.9 Moduladores y demoduladores balanceados de DSB a) Circuito conmutador, b) Modulador paralelo, c) Modulador serie, d) Modulador doble balanceado.

te circuito genera la referida multiplicación si se sitúa adecuadamente en serie o en paralelo con la información, según se observa en esta misma figura.

La multiplicación de la información con la señal cuadrada genera una serie de armónicas que se eliminan con un filtro de paso de banda adecuado. Ya que la señal cuadrada contiene una componente en  $\omega_0$  y armónicas en  $n\omega_0$ , el efecto de la multiplicación es producir una señal de DSB centrada en cada una de estas frecuencias.

El modulador de la Fig. 2.9 (d) difiere de los anteriores en el hecho que en aquéllos la señal cuadrada varía entre 0 y 1, mientras que en este último lo hace entre +1 y -1. En esta forma, el espectro de la señal resultante no contiene componentes de  $m(t)$ , por lo que un filtro pasabajos es suficiente para aislar  $s_{DSB}(t)$ .

### Moduladores cuadráticos

Puesto que un modulador cuadrático permite obtener AM, es fácil suponer que balanceando este tipo de moduladores puede eliminarse la componente de portadora del espectro resultante, con lo que la señal de DSB se obtiene en la salida. Un modulador típico aparece en la Fig. 2.10 y su funcionamiento consiste básicamente en que las componentes de  $p(t)$  de ambas ramas tienden a cancelarse, mientras que las componentes de las bandas laterales se refuerzan. Cuando este circuito se balancea adecuadamente su salida es  $s_{DSB}(t)$ .

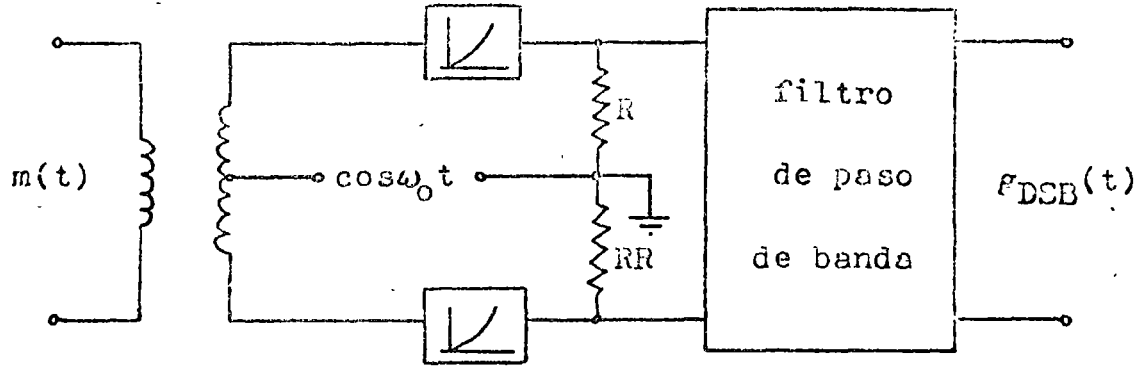


Fig. 2.10 Modulador cuadrático balanceado

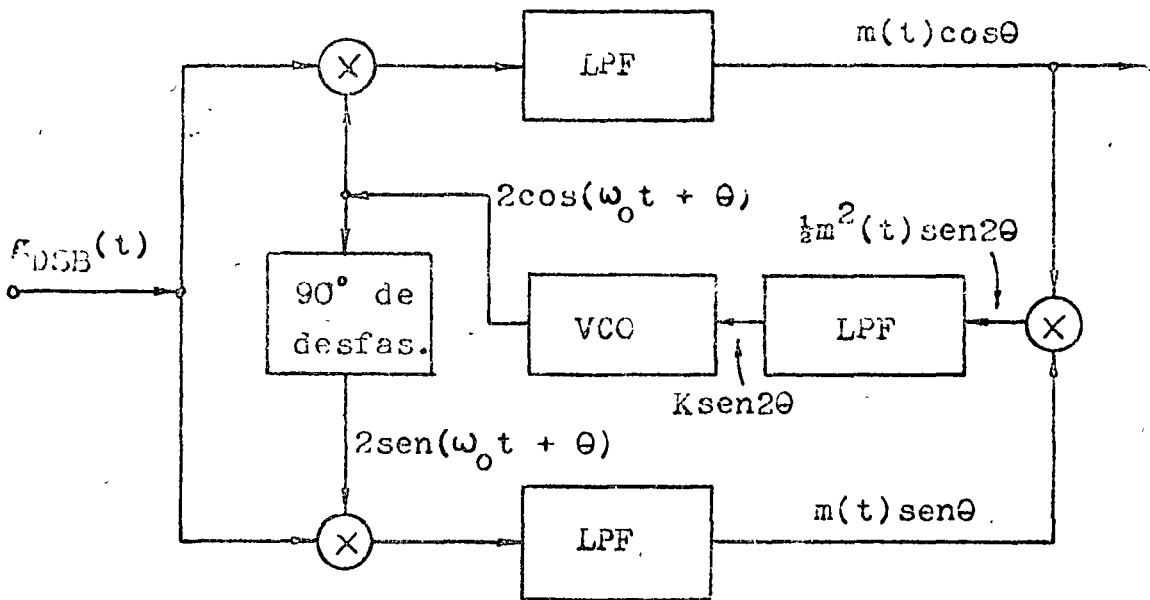


Fig. 2.11 El demodulador PLL de Costas. LPF = Filtro de paso bajas. VCO = Oscilador controlado por voltaje.

## La Reinserción de Portadora y otros Métodos

Es evidente que si a la ecuación (2.13) se le agrega el término  $A_p k \cos \omega_0 t$ , se obtiene la ecuación (2.3) que puede demodularse con los detectores conocidos de AM. En este caso, debe cuidarse la obtención de la señal portadora mediante alguno de los métodos ya mencionados y que cumpla con los requisitos de amplitud (ecuación (2.4)) y fase, para que la señal de AM generada pueda detectarse sin distorsión. Este método se denomina demodulación con reinserción de portadora.

Otro método es el que muestra la Fig. 2.11 y se denomina demodulador Lazo de Amarre de Fase de Costas. En este caso se obtiene la señal  $m(t)$  para un valor pequeño de  $\phi$ . El diagrama de bloques permite conocer las señales en cada punto a partir de la entrada del demodulador y la salida del oscilador controlado por voltaje (VCO).

## 2.2 Moduladores Angulares

La información  $m(t)$  puede incluirse también en el ángulo  $\theta = \omega_0 t + \phi$  de la señal de la ecuación (2.1) en forma analógica y proporcional. En esta forma, se tiene dos posibilidades para realizar esta operación; una, es variando de acuerdo a  $m(t)$  la frecuencia  $\omega_0$ , y la otra es realizando dicha variación en la fase  $\phi$ . Así, se producen los dos tipos más comunes de modulación angular: Frecuencia Modulada (FM) y Fase Modulada (PM). Durante estos dos procesos, la amplitud de la portadora permanece constante, mientras que el ángulo instantáneo de la portadora es

$$\theta_i(t) = \omega_0 t + \phi(t), \quad \omega_0 \text{ constante} \quad (2.20)$$

y la frecuencia instantánea

$$\omega_i(t) = \frac{d}{dt} \theta_i = \omega_0 + \frac{d}{dt} \phi, \quad \omega_0 \text{ constante} \quad (2.21)$$

Según estos dos últimos resultados, la variación instantánea de fase y frecuencia en forma proporcional a  $m(t)$  puede efectuarse mediante los parámetros desviación de fase y desviación de frecuencia en la siguiente forma

$$\phi(t) = k_p m(t) \quad (2.22a)$$

$$\frac{d}{dt} \phi = k_f m(t) \quad (2.22b)$$

donde  $k_p$  y  $k_f$  son las constantes de desviación de fase y frecuen-

cia, respectivamente. Según lo anterior, las señales moduladas es tan dadas por

$$E_{PM}(t) = A_p \cos[\omega_0 t + k_p m(t)] \quad (2.23a)$$

$$E_{FM}(t) = A_p \cos[\omega_0 t + k_f \int m(t) dt] \quad (2.23b)$$

Debe notarse que la integral no tiene límites debido a que la con dición inicial de fase no es importante. Por otra parte, en las ec. (2.23) se aprecia que, ya sea que se module en fase o en fre - cuencia, el resultado siempre puede interpretarse como una varia - ción de  $\phi(t)$  en forma proporcional a  $m(t)$  o a la integral de  $m(t)$ . Esto permite concebir que aunque se trata de dos sistemas diferen tes, existe una importante similitud entre ambos.

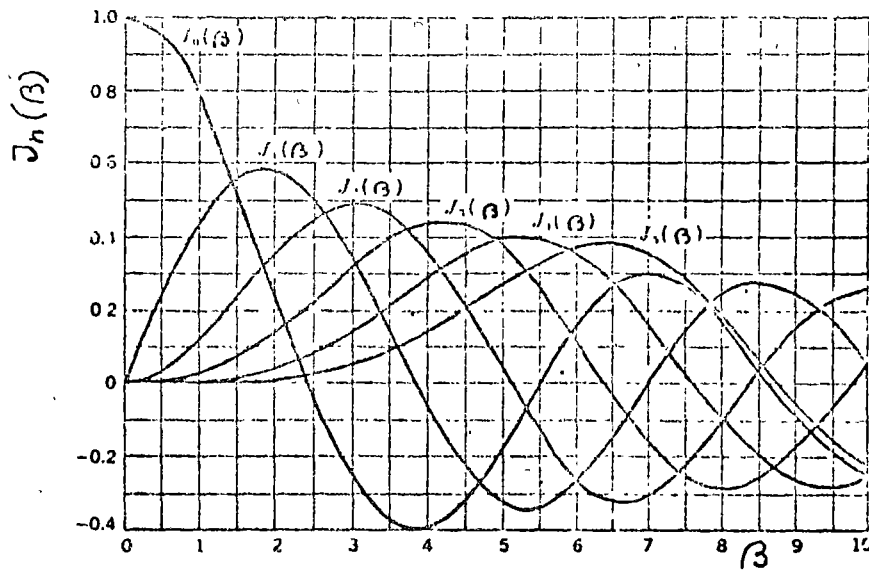
#### Espectro de la Señal Modulada en Angulo

Obtener el espectro de una señal de FM o PM cualquiera es normalmente un problema difícil, sin embargo, puede realizarse una evaluación interesante si se considera una moduladora senoidal. Se tomará para PM,  $m(t) = k_p \text{ sen } \omega_m t$  y para FM,  $m(t) = k_f \text{ cos } \omega_m t$  definiendo  $\beta_{PM} = k_p$  y  $\beta_{FM} = k_f / \omega_m$ , se tiene

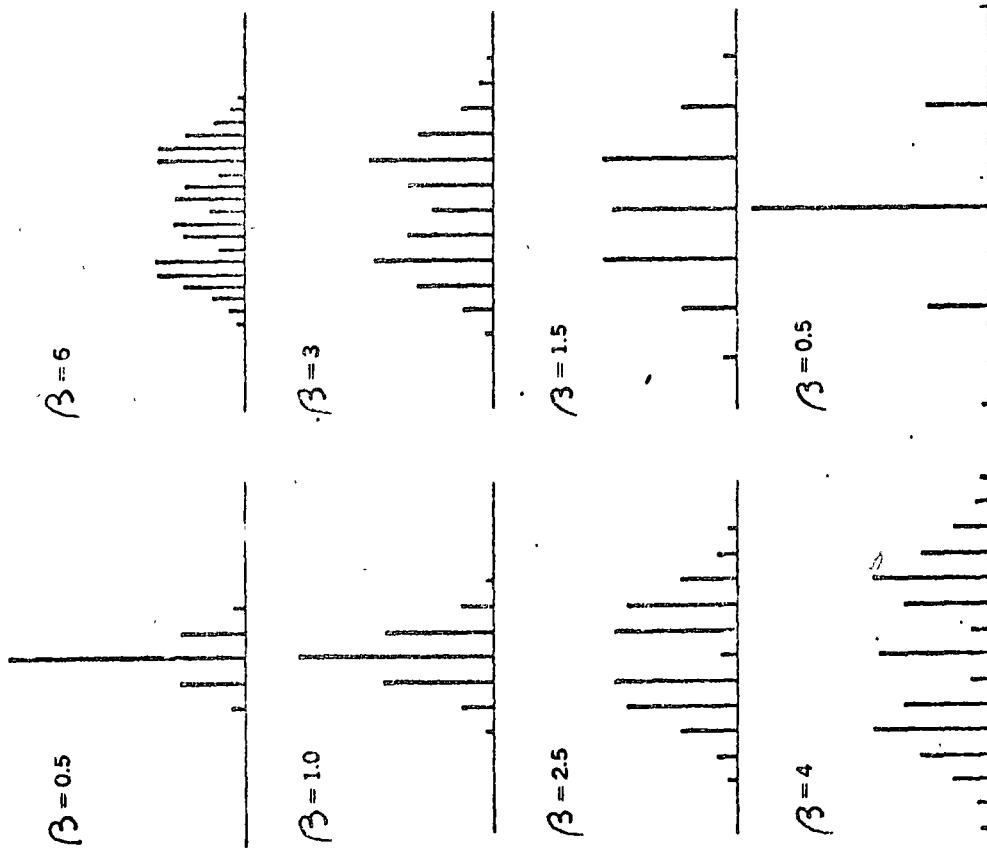
$$g(t) = A_p \cos[\omega_0 t + \beta \text{ sen } \omega_m t] \quad (2.24)$$

Esta expresión puede descomponerse en la siguiente forma

$$g(t) = A_p \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos(\omega_0 + n\omega_m t) \quad (2.25)$$



(a)



(b)

(c)

Fig. 2.12 a) Funciones de Bessel, b) espectro de FM con desviación máxima constante y frecuencia de modulación ( $\omega_m$ ) variable, c) espectro de FM con desviación máxima variable y  $\omega_m$  constante. Estos dos últimos efectos se ilustran para diferentes índices de modulación,  $\beta$ .



donde  $J_n(\beta)$  son las funciones de Bessel de primera clase y orden  $n$ , las que aparecen en la Fig. 2.12.

La ecuación (2.25) indica que existen infinitas bandas laterales para una moduladora senoidal, separadas de la portadora por un número entero de veces la frecuencia de la moduladora,  $\omega_m$ . La amplitud de estas bandas laterales determinará el ancho de banda BW, de la señal resultante (ya que los  $J_n(\beta)$  tienden a cero cuando  $n$  tiende a infinito), pero como dicha amplitud está dada precisamente por  $J_n(\beta)$ , el ancho de banda será una función de  $\beta$ . Cabe hacer notar que para una señal de FM el ancho de banda se mantiene aproximadamente constante, ya que si en la ecuación (2.25) se incrementa  $\omega_m$ , el espaciamiento de las bandas laterales aumenta al mismo tiempo que  $\beta$  disminuye. Este efecto no se produce en PM, ya que  $\beta_{PM}$  es constante y el espaciamiento producido por un incremento de  $\omega_m$  hace aumentar efectivamente el ancho de banda mínimo necesario.

Una regla generalmente aceptada para determinar BW en una señal de FM es la conocida como regla de Carson

$$BW = 2(\beta + 1)\omega_m \quad (2.26)$$

Esta expresión es válida solo para la modulación senoidal, ya que  $\beta = k_f/\omega_m$  está definido para este tipo de señales, sin embargo su validez puede extenderse a señales arbitrarias al definir la razón de desviación,  $D$ , en la siguiente forma

$$D = \frac{\text{m\u00e1xima desviaci\u00f3n en frecuencia}}{\text{ancho de banda de } m(t) = B} \quad (2.27)$$

entonces se tiene

$$BW = 2(D + 1) B \quad (2.28)$$

N\u00f3tese que si  $D \ll 1$ , el ancho de banda  $BW = 2B$  y la se\u00f1al se denomina FM de banda angosta. Por otra parte, si  $D \gg 1$ , la se\u00f1al se llama FM de banda ancha y  $BW = 2DB$ .

El an\u00e1lisis espectral realizado para la modulaci\u00f3n angular, considera que la se\u00f1al  $m(t)$  es solamente una senoidal. Si se toma  $m(t)$  como una suma ponderada de se\u00f1ales senoidales puede encontrarse que el resultado contiene las bandas laterales generadas por cada una de las senoidales componentes de la suma, m\u00e1s todas las combinaciones posibles entre ellas ( o sea, las frecuencias dadas por  $\omega_0 + n_1\omega_1 + n_2\omega_2 + \dots$ , con  $n_1, n_2, \dots$  enteros ). Este fen\u00f3meno de generaci\u00f3n de bandas laterales por combinaci\u00f3n o cruce es exclusivo de la modulaci\u00f3n angular, motivo por el cual se dice que esta modulaci\u00f3n es no lineal.

### 2.2.1 Frecuencia Modulada (FM)

La se\u00f1al de Frecuencia Modulada est\u00e1 dada por la ecuaci\u00f3n (2.23b) y puede notarse que aunque en ella se ha hecho variar con  $m(t)$  la frecuencia, el resultado es una variaci\u00f3n en la fase con la integral de  $m(t)$ . Esta propiedad permite obtener las dos se\u00f1a-

les de la ecuación (2.23) con el mismo modulador y demodularlas en la misma forma, siempre y cuando se realicen previamente las operaciones de integrar o diferenciar. Por esto se hará incapié en los sistemas de FM, que por las razones ya vistas del ancho de banda es la más utilizada.

#### Moduladores de FM

Debido a que en FM la fase de la señal es  $k_p \int m(t) dt$  y en PM,  $k_p m(t)$ , según las ecuaciones (2.23), la relación que existe entre estos dos tipos de modulación es muy estrecho. Si se integra la información y se modula en fase, el resultado es una modulación en frecuencia; por el contrario, si se diferencia la señal  $m(t)$  y posteriormente se modula en frecuencia, el resultado es una señal modulada en fase.

Esta razón permite generar FM de dos maneras fundamentales

- a) Modulación directa,
- b) Modulación indirecta.

La primera de ellas consiste en variar, de acuerdo a  $m(t)$ , uno de los parámetros de los circuitos sintonizados que se utilizan en un oscilador, por ejemplo, si  $L$  y  $C$  son la inductancia y la capacidad del circuito, la frecuencia de resonancia  $\omega_r$  es

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2-29)$$

entonces, una pequeña variación en  $L$  ó  $C$  produce una variación aproximadamente lineal en  $\omega_r$  y por tanto en la frecuencia de oscilación del oscilador.

Algunos moduladores de este tipo son

- i) De diodo varactor,
- ii) De reactor saturable,
- iii) De reactancia ( transistor o válvula de vacío )

La segunda manera de generar FM consiste en integrar la información y posteriormente modular en fase.

En cuanto a los demoduladores, éstos producen una salida proporcional a la frecuencia de la señal de FM, con lo que transforman FM en AM. Este tipo de demoduladores se denominan discriminadores y su funcionamiento se explica fácilmente si se considera que son circuitos con una característica muy lineal alrededor de la frecuencia  $\omega_0$  y con una pendiente mayor que cero. Un dispositivo de esta naturaleza se observa en la Fig. 2.13.

Otros demoduladores son el discriminador Lazo de Amarre de fase (PLL), cuya principal característica es su eficiencia bajo condiciones de señal débil, y el discriminador de promedio de pulso, cuya función es convertir la señal de FM en un tren de pulsos de duración constante y período dependiente de la frecuencia instantánea de  $s_{FM}(t)$ . Evidentemente, el promedio de estos pulsos es la información  $m(t)$ .

El discriminador PLL aparece en la Fig. 2.14, donde se observa que el detector de fase determina la señal error de fase entre la entrada y la salida del VCO. Esta señal, después de ser amplificada y filtrada tiende a reducir el error al variar la frecuencia del VCO. Puesto que este error de fase es producto de la modu

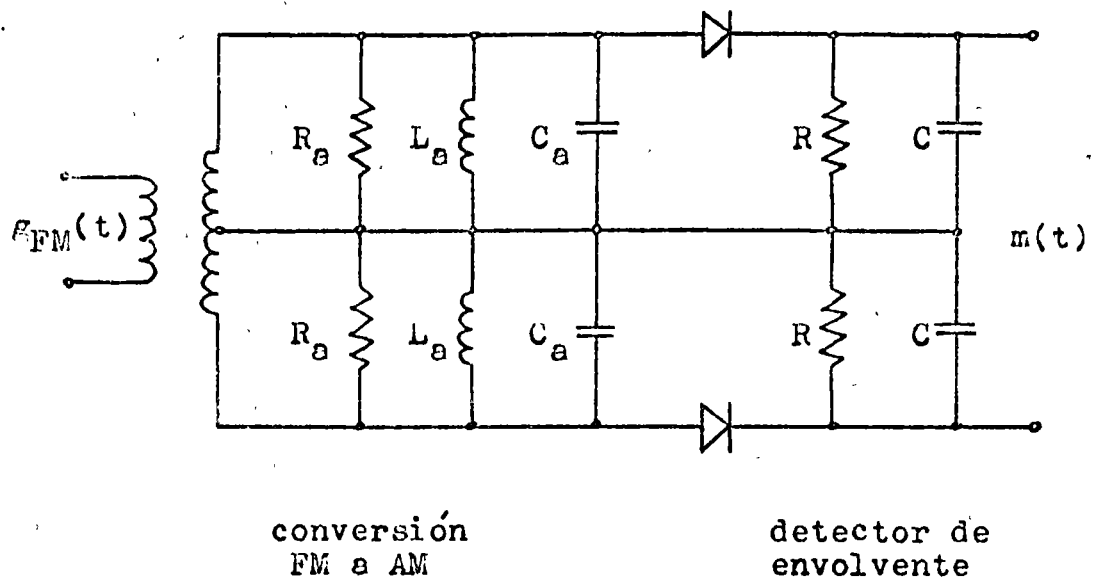


Fig. 2.13 Discriminador por conversión de FM a AM. Este demodulador es balanceado, de modo que la salida del circuito superior e inferior se refuerzan en la salida.

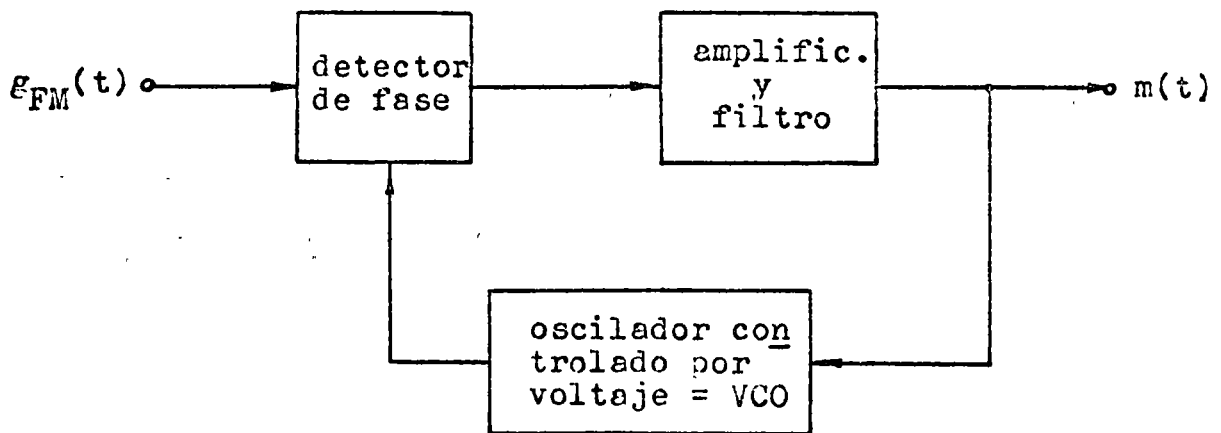


Fig. 2.14 Discriminador de Lazo de Amarre de Fase (PLL)

lación, la salida del filtro es  $m(t)$ .

#### Modulador de Diodo Varactor

La variación de capacidad que se mencionara anteriormente, se consigue en la práctica con un diodo varactor, el cual tiene una capacidad que depende del voltaje entre sus extremos. Así, la señal  $m(t)$  producirá variaciones en la capacidad intrínseca del diodo, la que puede aprovecharse para modificar la sintonía de un oscilador, como se muestra en la Fig. 2.15.

#### Modulador de Reactor Saturable

Así como la señal  $m(t)$  modifica la capacidad del diodo varactor, puede modificarse la inductancia de un reactor saturable, lo que permite producir una variación similar en la inductancia del circuito sintonizado del oscilador, como se indica en la Fig. 2.16. Esta forma de generar FM permite obtener desviaciones de frecuencia máxima grandes, lo que no se logra con los otros moduladores mencionados.

#### Modulador de Reactancia

En este caso se utiliza la propiedad que tienen los circuitos activos de presentar una impedancia variable entre sus extremos de salida y que depende de la señal de entrada  $m(t)$ . En esta forma, es fácil producir variaciones a la frecuencia de oscilación de un oscilador. La Fig. 2.17 muestra un modulador de este tipo con transistores, en el que la reactancia es del tipo capacitivo. Naturalmente que es factible conseguir impedancias de salida inductivas, dependiendo del tipo de elemento que se sitúe entre co-

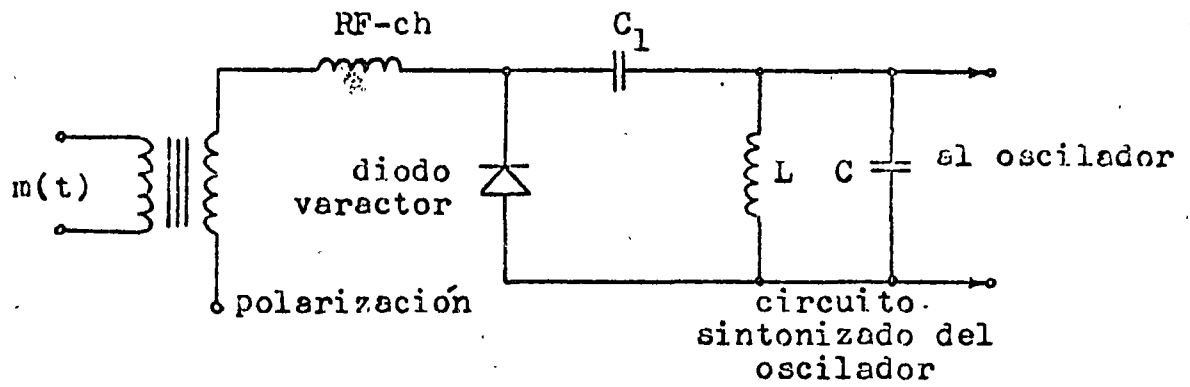


Fig. 2.15 Modulador de FM de diodo varactor.

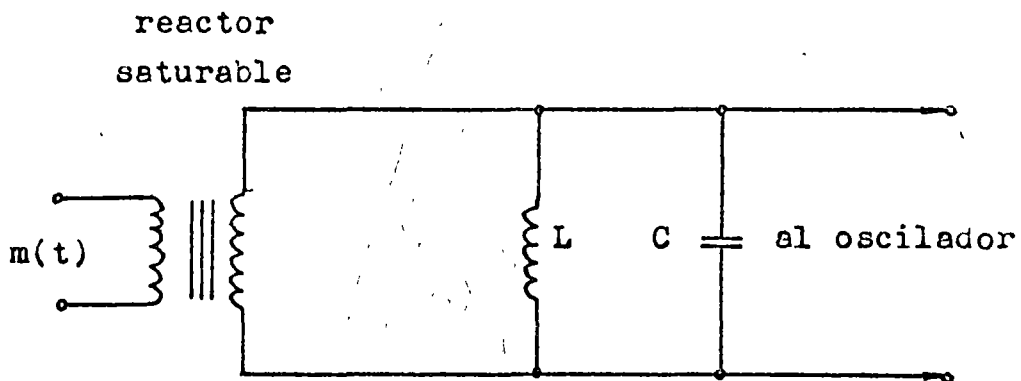


Fig. 2.16 Modulador de FM de reactor saturable

lector y base ( o grilla y placa ).

Cabe destacar que con este modulador y el que utiliza diodo varactor sólo se consigue FM de banda angosta, por lo que es preciso, si se desea, producir FM de banda ancha con un conversor de banda ancha, el que se analizará mas adelante.

### 2.2.2 Fase Modulada (PM)

Como ya se viera, la señal de FM dada por el ecuación (2.23a) no tiene un espectro que se mantenga constante como la de FM, sino que depende de la frecuencia de la señal moduladora y especialmente de las máximas componentes de ésta. Por esta razón, su uso no está muy extendido y por lo general sólo se utiliza para generar FM por el método indirecto, que ya se mencionara.

Un diagrama de bloques de este método aparece en la Fig. 2.18, donde se supone que la señal de PM es de banda angosta y que es necesario transformarla en FM de banda ancha. Puede notarse que la modulación se realiza con una portadora ya generada, en contraste con los métodos de generación de FM directos, en los cuales se modula sobre el oscilador. Por esta razón, el método indirecto de modulación de FM tiene una gran estabilidad en la señal producida. En otras palabras, las variaciones naturales en la frecuencia de los osciladores sintonizados producidas por los componentes se evitan si la portadora se genera con un oscilador de cristal. De otro modo, se requiere un circuito especial para estabilizar la señal generada.



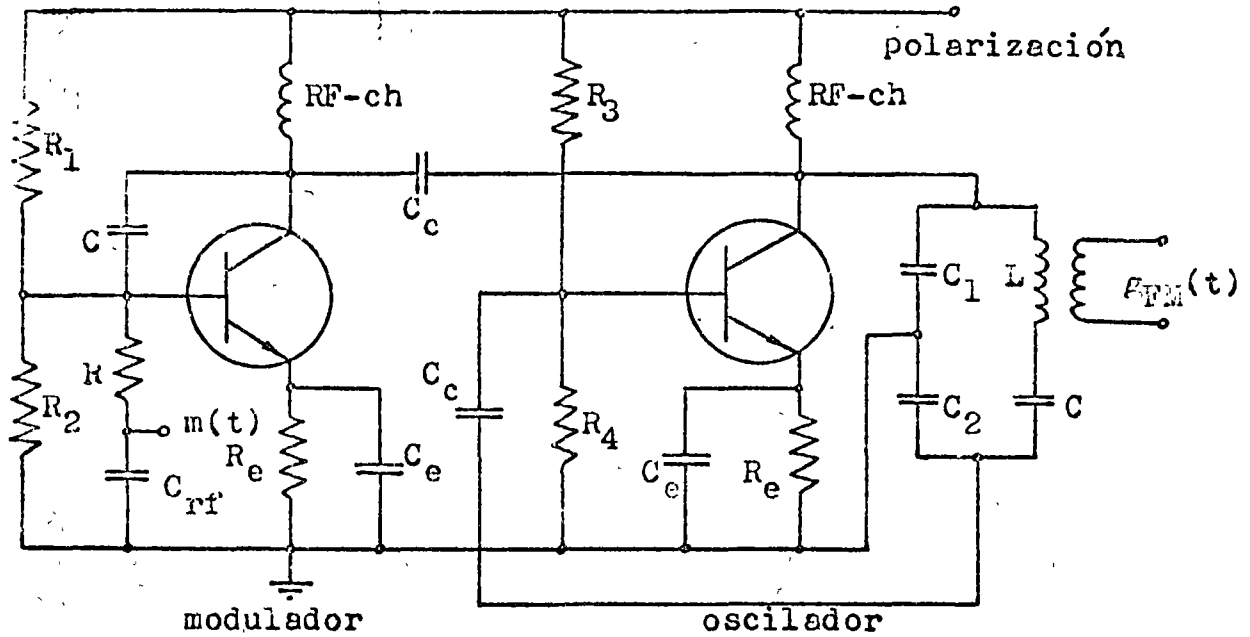


Fig. 2.17 Circuito transistorizado de un modulador de reactancia. Se compone de dos secciones: el modulador y el oscilador. Se muestran los componentes de acoplamiento y polarización.

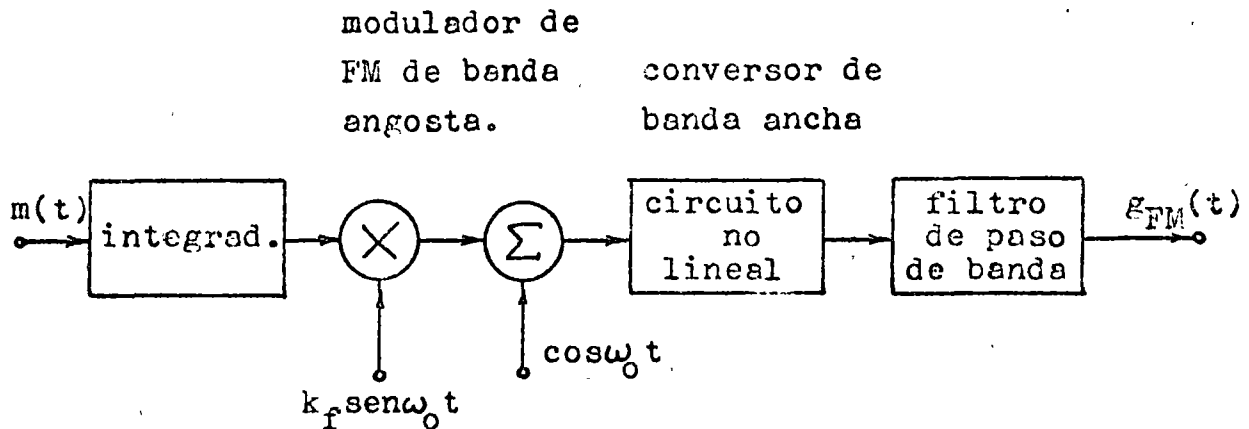


Fig. 2.18 Modulador de FM indirecto. Se emplea un modulador de fase y un conversor de banda ancha. La señal  $m(t)$  se integra previamente.

## Conversión a Banda Ancha

Cuando se genera FM en forma indirecta y se produce PM de banda angosta, suele ser necesario alterar la señal obtenida para que el índice de modulación sea mayor y la desviación máxima de frecuencia sea la adecuada. Una forma de producir esta conversión a banda ancha es mediante una red no lineal que produzca el efecto de la multiplicación del ángulo de la portadora por un número entero. Las otras armónicas que aparecen en el proceso deben eliminarse con filtros pasabanda adecuados. Debido a que la multiplicación que se consigue afecta a todo el ángulo de la portadora, y por tanto, a la frecuencia; la señal de entrada debe ser una sub-armónica de la señal de salida, o sea,

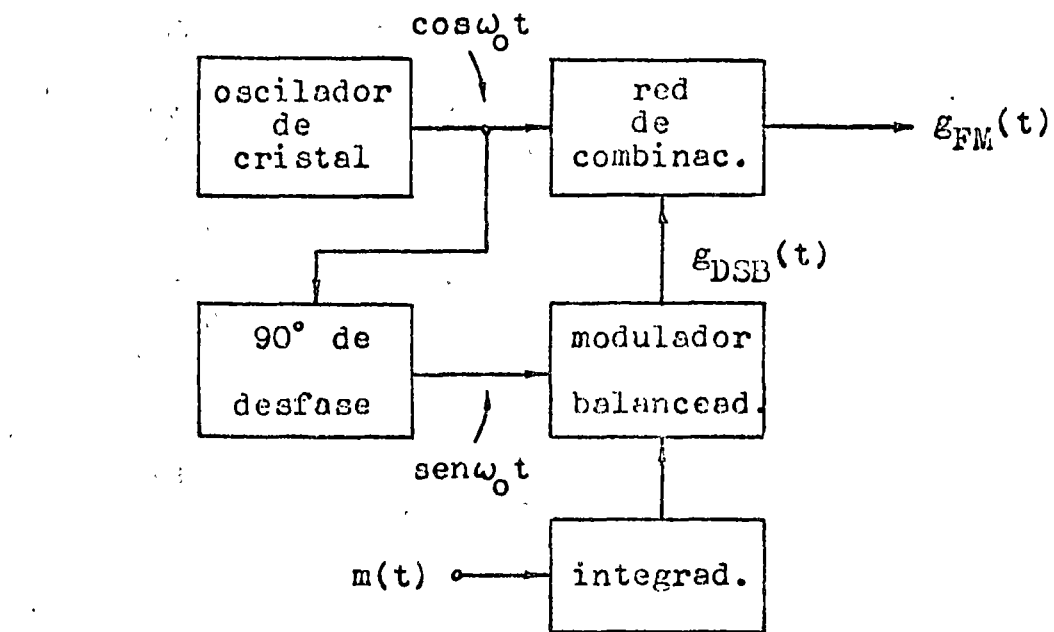
$$g_{in}(t) = A_p \cos \left( \frac{\omega_0}{n} t + k_f \int m(t) dt \right) \quad (2.30)$$

$$g_{out}(t) = A_p \cos \left( \omega_0 t + nk_f \int m(t) dt \right) \quad (2.31)$$

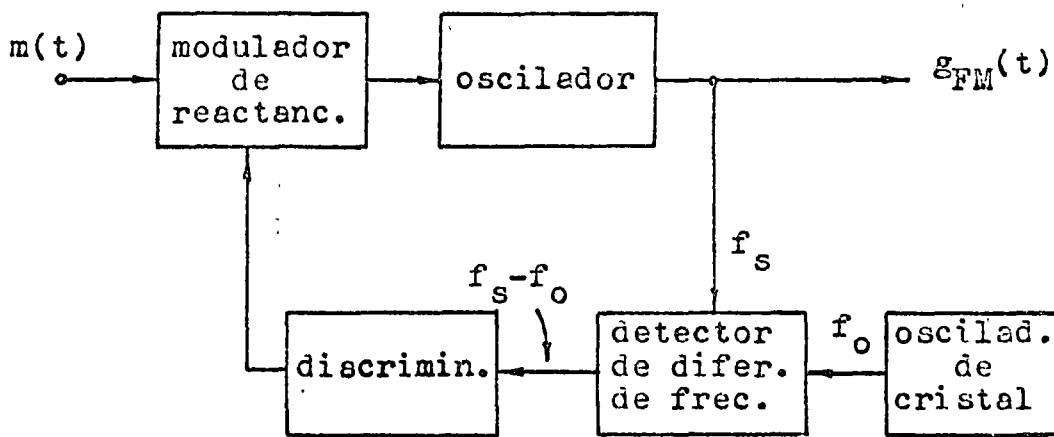
Esta última señal es de una frecuencia tan estable como lo es la frecuencia de entrada  $\omega_0/n$  y su desviación en frecuencia es  $n$  veces mayor, o sea, para un  $n$  mayor que determinado valor la ecuación (2.31) describe una señal FM de banda ancha.

## Modulador de Armstrong

El diagrama de bloques de este modulador aparece en la Fig. 2.19 y su funcionamiento está basado en la modulación indirecta de FM, ya que se trata en realidad de un modulador de fase.



(a)



(b)

Fig. 2.19 a) Modulador de FM de Armstrong, b) Modulador de FM de reactancia con lazo de realimentación y oscilador de cristal estabilizadores de frecuencia.

En la señal de PM de la ecuación (2.23) se tiene modulación de banda angosta si  $k_p m(t)$  [o  $k_f \int m(t) dt$ ] es mucho menor que 1 para todo  $t$ . En este caso, la ecuación (2.23) puede escribirse

$$s_{FM}(t) = \text{Re} \left[ A_p \exp(j\omega_0 t + jk_f \int m(t) dt) \right] \quad (2.32)$$

$$s_{FM}(t) = \text{Re} \left[ A_p \left( 1 + jk_f \int m(t) dt \right) \exp(j\omega_0 t) \right] \quad (2.33)$$

de donde

$$s_{FM}(t) = A_p \left[ \cos \omega_0 t - k_f \int m(t) dt \sin \omega_0 t \right] \quad (2.34)$$

En esta última ecuación se observa que la señal de PM de banda angosta obtenida contiene una componente de la portadora y un par de bandas laterales (DSB) con la portadora  $\cos \omega_0 t$  desfasada 90 grados. Este es el principio que utiliza el modulador de Armstrong para obtener PM, pero debido a que la señal moduladora es la integral de  $m(t)$ , la señal resultante es una señal de FM.

Finalmente cabe hacer notar que la señal de banda angosta que se ha obtenido puede ser convertida a banda ancha por el método ya mencionado.

### 2.3 Multicanalización en Frecuencia (FDM)

La propiedad de traslado lineal del espectro de frecuencia de una señal dada, ya analizado en 2.1, permite deducir que espectros trasladados por diferentes señales portadoras no producirán interferencia entre ellos y aunque estén mezclados en el tiempo, pueden ser separados mediante filtros adecuados en el receptor. Un sistema como el mencionado se utiliza para transmitir por un canal un gran número de señales de banda limitada. Esta situación es típica en telefonía, donde se tiene una gran cantidad de señales similares, las que deben ser transmitidas ya sea por líneas de transmisión o por el espacio.

El diagrama de bloques de un sistema de FDM se muestra en la Fig. 2.20, donde las señales individuales se modulan en AM. Evidentemente, este sistema tiene las desventajas propias de este tipo de modulación en lo referente a eficiencia. Esta situación se mejora notablemente si se modula cada señal con DSB, como se indica en la Fig. 2.20e, donde los espectros modulados no contienen componentes de las portadoras. Por último, en la figura 2.20f se observa el resultado de filtrar una de las bandas laterales de las señales de DSB. En este caso, se tiene solo una banda lateral por cada señal con lo que el ancho de banda mínimo requerido es la mitad del anterior. Este sistema de modulación se conoce como Banda Lateral Unica (SSB), y su utilización en sistemas FDM permite obtener ancho de banda mínimo con máxima eficiencia.

#### Banda Lateral Unica (SSB)

El uso de este método de modulación no está restringido a

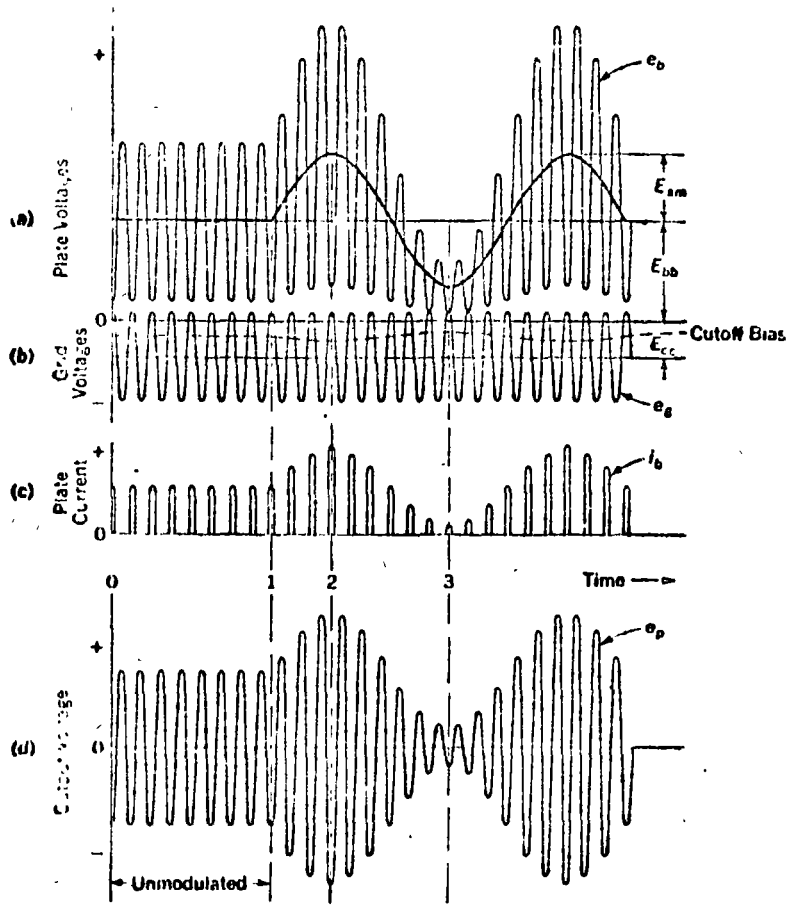


FIG. 2.22 Formas de onda en el modulador amplificador clase C modulado en placa.

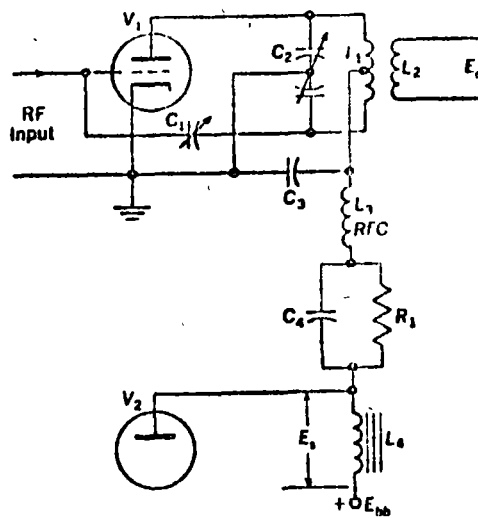


Fig. 2.23 Modulador de Heising

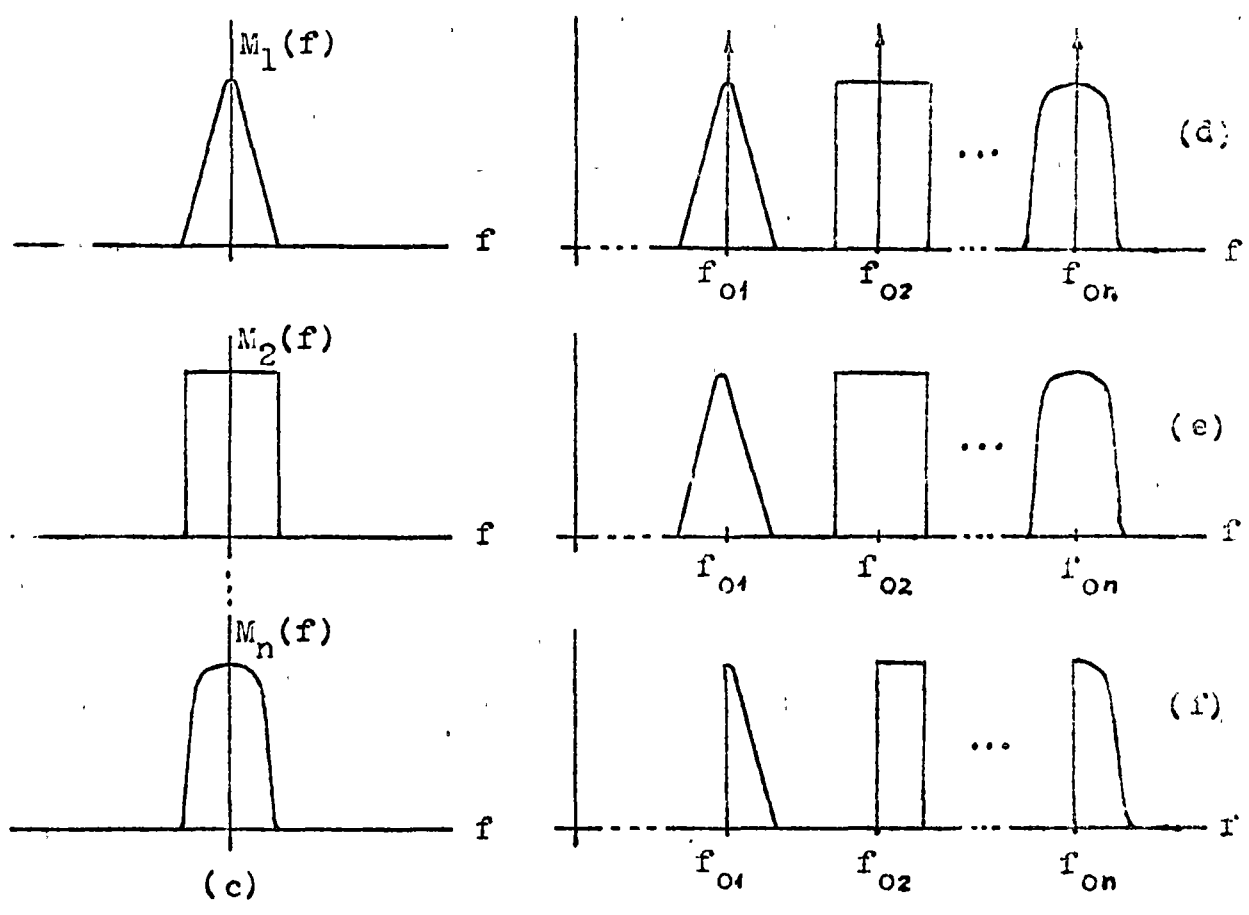
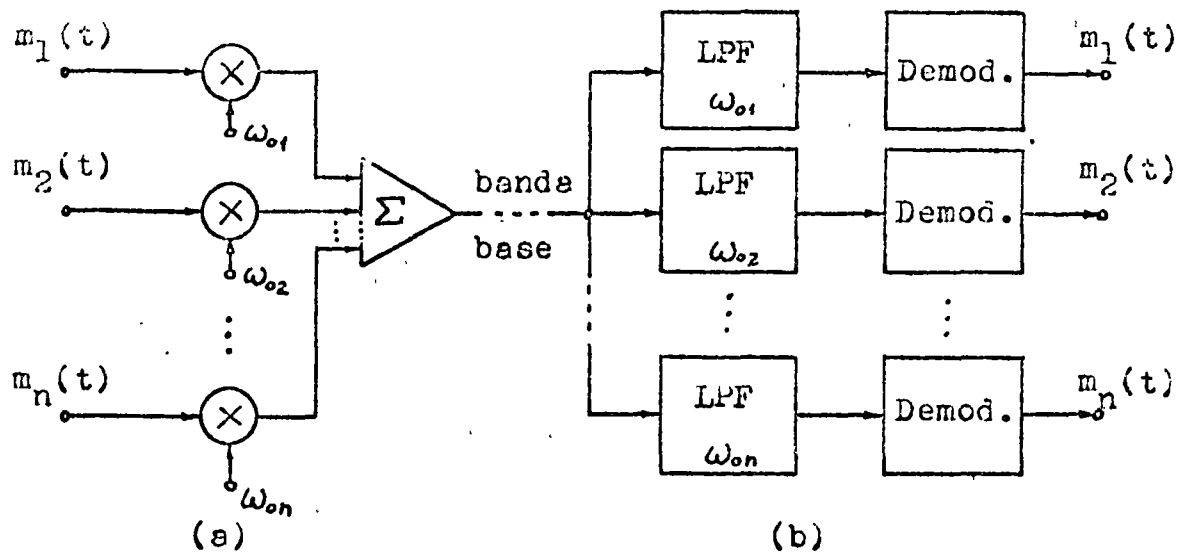


Fig. 2.20 El sistema de multicanalización por división de frecuencia. a) Modulación, b) demodulación, c) espectros de las señales componentes, d) espectro de FDM/AM, e) espectro de FDM/DSB, f) espectro de FDM/SSB.

FDK, sino que su aplicación es extensiva a todos los casos en que la eficiencia y/o el ancho de banda sean importantes. Como ya se viera, la señal de SSB puede obtenerse a partir de DSB mediante un filtro muy selectivo de paso de banda que pueda aislar adecuadamente la banda (superior o inferior) deseada, aunque existen otros métodos para generar SSB.

En cuanto a la demodulación de las señales de SSB, se obtienen buenos resultados con los mismos demoduladores coherentes utilizados en DSB.



## 2.4 Referencias

1. A.B.Carlson "Communication Systems" M.Graw-Hill, 1968
2. D.K.Frederick y A.B.Carlson "Linear systems in Communication and Control" Wiley, 1971
3. G.Kennedy "Electronic Communication Systems" M.Graw-Hill,1970
4. B.P.Lathi "Communication Systems" Wiley, 1968
5. W.C.Lindsey y M.K.Simon "Telecommunication Systems Eng.", Prentice-Hall, 1973
6. P.F.Panter "Modulation, Noise and Spectral Analysis" M.Graw-Hill, 1960
7. R.S.Simpson y R.C.Houts "Fundamentals of Analog and Digital Communication Systems", Allyn and Bacon, 1971
8. H.Taub y D.L.Schilling "Principles of Communication Systems" M.Graw-Hill, 1971
9. R. Ziemer y W.H.Tranter "Principles of Communications" Houghton Mifflin, 1976

## CIRCUITOS MODULADORES DE AM

### MODULACION EN PLACA

Los circuitos moduladores más comúnmente usados en amplitud modulada son los denominados moduladores en placa ( o colector ), que son amplificadores lineales o no, cuya ganancia varía debido a que la polarización depende de la información. El principio básico de operación radica en el hecho de que el factor de amplificación de los tubos  $\mu$  (  $\beta$  en los transistores ), es un parámetro de pendiente del punto de operación del dispositivo.

El circuito básico de este tipo de modulación se ilustra en la Fig. 2.21, mientras que las formas de onda de corriente y voltaje se observan en la Fig.

2.22. En este caso se trata de un amplificador clase C, ya que la corriente es pulsante. Esta corriente aumenta o disminuye de acuerdo con la información, ya

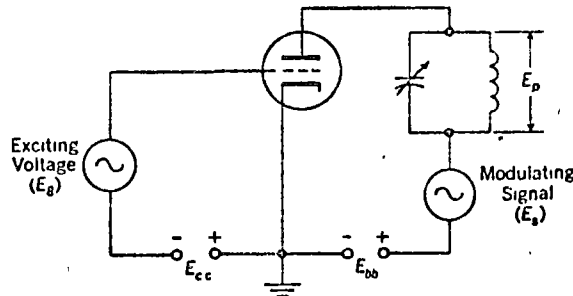


Fig. 2.21 Circuito básico para modular en placa

que el voltaje de operación ( punto de trabajo ) oscila con la señal moduladora. Las señales de voltaje de placa y de salida difieren por cuanto el circuito sintonizado elimina las armónicas indeseables que se generan con la no linealidad del amplificador.

El modulador de Heising ( fig. 2.23 ) o modulador acoplado por alta inductancia ( choke de radiofrecuencia ), fue uno de los primeros que se usaron para obtener AM, sin embargo, no es posible obtener con él un alto índice de modulación. Este problema se debe a que la fuente de alimentación es común y el voltaje mínimo de operación del triodo es mayor que cero.

Un circuito que elimina esta desventaja se observa en la Fig. 2.24. Al mismo tiempo que se obtiene con él altos índices de modulación, el transformador T1 consigue un buen acoplamiento de impedancias para la salida final de audio.

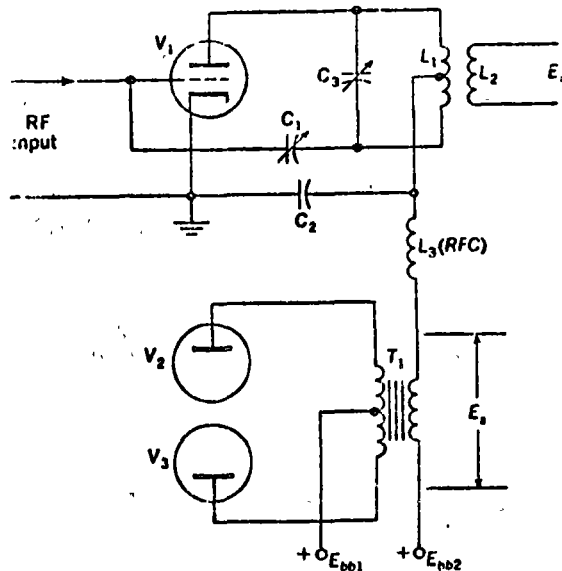


Fig. 2.24 Triodo modulado en placa

#### CIRCUITOS CON MODULACION EN PLACA Y PANTALLA

Además del triodo, otros tubos de potencia pueden usarse para modular. Sin embargo, para obtener 100% de modulación debe modularse también la pantalla. Algunos circuitos de este tipo se observan en la Fig. 2.25 para pentodos.

#### MODULACION EN REJILLA

En este caso, la señal de información se introduce a la entrada del amplificador, simultáneamente con la portadora. Esto implica que la potencia necesaria para dicha señal de información es mucho menor que para el caso de modulación en placa. También se minimizan los componentes en el circuito de salida, que por las potencias usadas pueden ser de grandes dimensiones.

Debe destacarse, además, que debido a que las señales se introducen simultáneamente en el circuito de entrada, la calibración de este circuito es más pro-

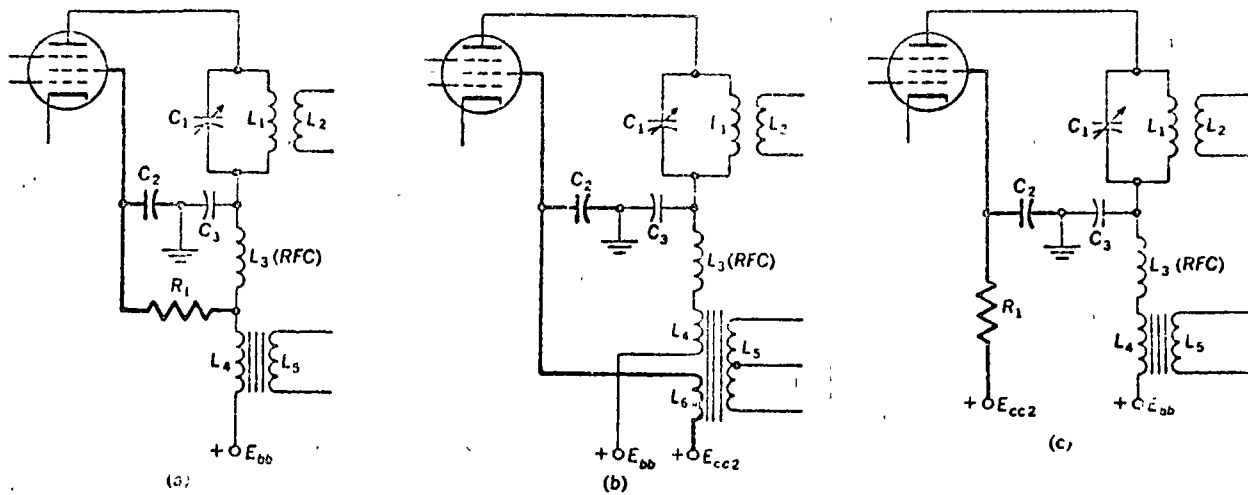


Fig. 2.25 Pentodos modulados en placa

biomática que con modulación en placa.

Un circuito típico para modular en rejilla aparece en la Fig. 2.26. Los señales de voltaje y corriente para este caso difieren notablemente en el circuito de entrada, pero son básicamente iguales a la modulación en placa en el circuito de salida, como puede observarse en la Fig. 2.27. Nótese que la variación que sufre la ganancia se controla, en ambos casos, con las variaciones de los voltajes de operación, por lo que con modulación en rejilla la potencia necesaria para un mismo índice de modulación es mucho menor

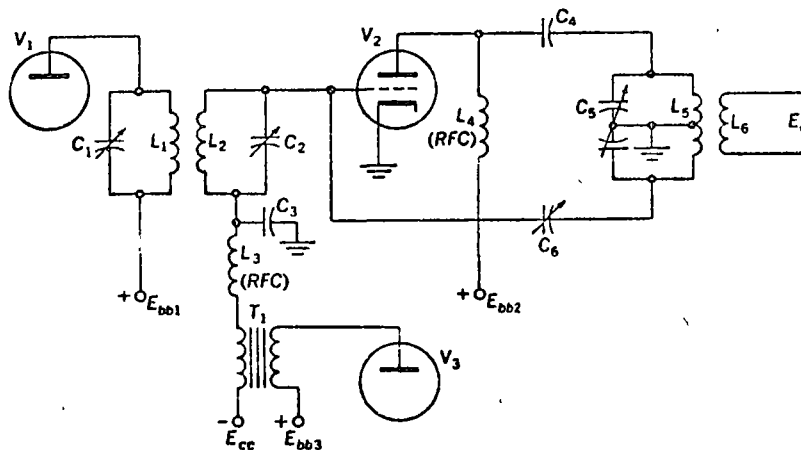


Fig. 2.26 Triodo modulado en rejilla

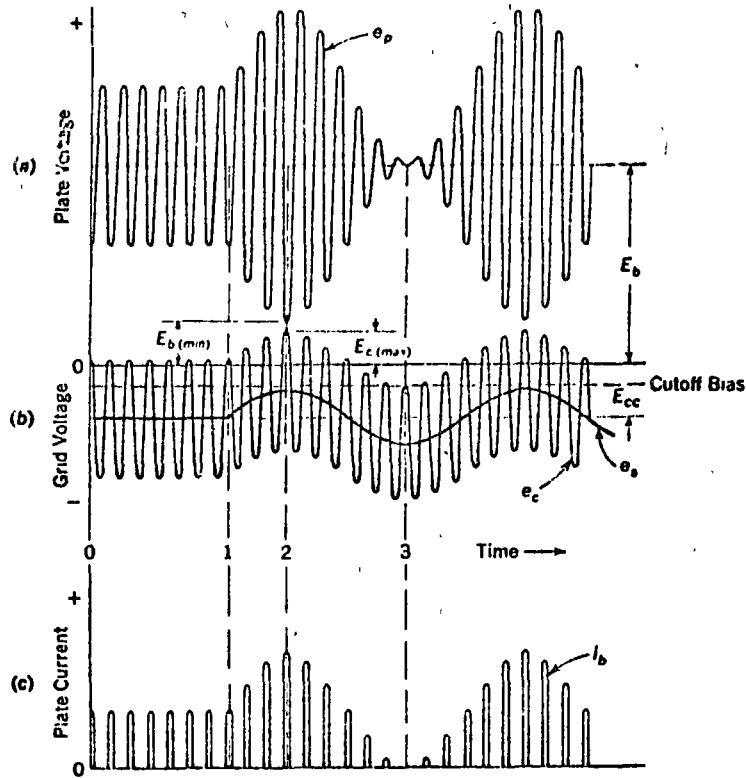


Fig. 2.27 Formas de onda con modulación en rejilla

MODULACION EN SUPRESORA Y PANTALLA

Estos dos tipos de modulación se ilustran en la Fig. 2.28, siendo variaciones interesantes respecto de las modulaciones en placa y rejilla. En estos casos, los circuitos son menos críticos en su ajuste debido a que las señales se intro

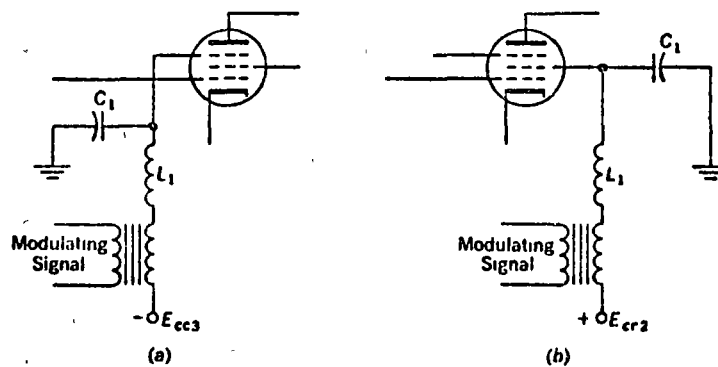


Fig. 2.28 Circuitos para modular en supresora y pantalla

dución en diferentes entradas, a diferencia de la modulación en rejilla; y la potencia de la información es menor que la necesaria para modular en placa.

#### MODULADORES TRANSISTORIZADOS

Los circuitos utilizados para modular con tubos tienen su equivalente con transistores en casi todos los casos, con las variaciones propias correspondientes a la diferencia entre los elementos activos.

La modulación en placa tiene su equivalente transistorizado en la modulación en colector, como se aprecia en el circuito que aparece en la Fig. 2.29. También en este caso, los circuitos son amplificadores lineales o no, cuya ganancia varía

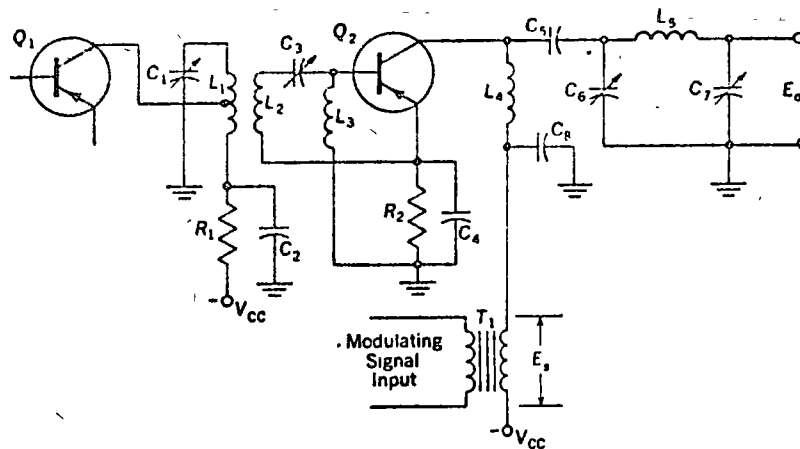


Fig. 2.29 Circuito para modular en colector.

de acuerdo a la polarización. Con el circuito de la Fig. 2.29 no puede obtenerse altos índices de modulación debido básicamente a los efectos de saturación, que limitan el voltaje mínimo de la señal modulada. Un circuito que puede modular con altos índices requiere generalmente de modulación tanto en la etapa final, como en la etapa excitadora. En cuanto a las potencias requeridas, como en el caso de los tubos, se requiere que la información tenga, al 100% de modulación, la mitad de la potencia de la portadora.

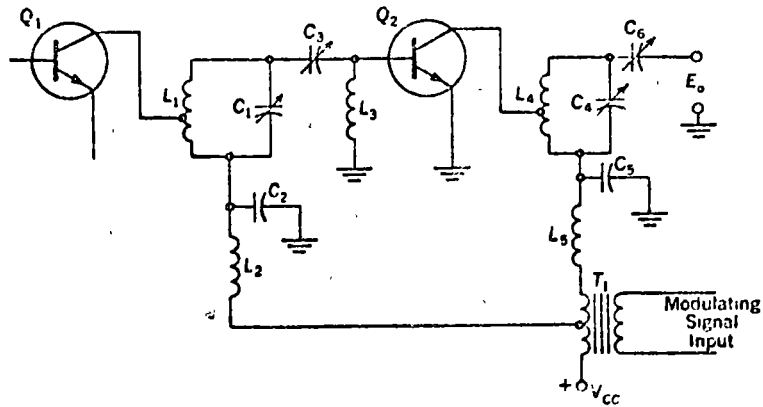


Fig. 2.30 Circuito para altos índices de modulación

MODULACION EN BASE

Una reducción apreciable en la potencia de la información puede obtenerse en este caso, ya que las señales se introducen en la base del transistor de salida. Dos circuitos para modular en base se aprecian en la Fig. 2.31, cuya diferencia fundamental está en la forma como se mezclan la portadora y la señal moduladora. En el circuito de la Fig. 2.31 (a) se mezclan en serie, mientras que en (b) la mezcla se realiza en paralelo.

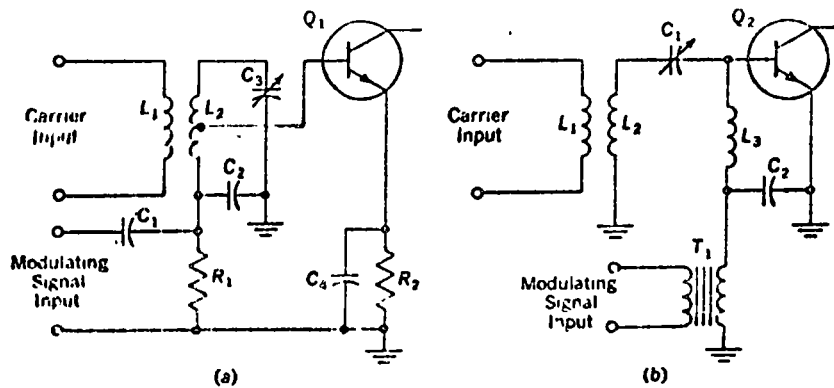


Fig. 2.31 Circuitos para modular en base

Comparada con la modulación en colector, estos circuitos tienen menor eficiencia de colector, menor potencia de salida para un mismo transistor, peor linealidad y son más difíciles de ajustar.

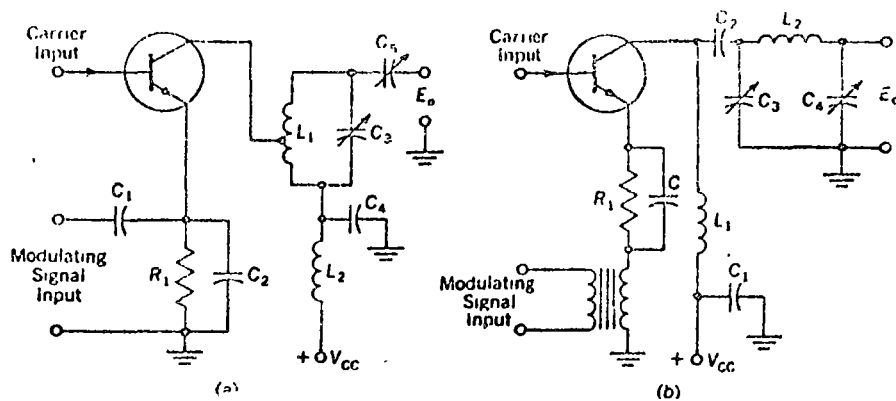


Fig. 2.32 Circuitos para modular en emisor

### MODULACION EN EMISOR

La técnica de modular en emisor permite obtener características intermedias entre las modulaciones de base y colector. Dos circuitos de este tipo se muestran en la Fig. 2.32, en los cuales la diferencia básica es el circuito que inyecta la señal moduladora.



## CIRCUITOS MODULADORES DE FM Y PM

### MODULACION DIRECTA

La modulación directa de FM se obtiene por medio de una reactancia variable (capacidad o inductancia), que se conecta en paralelo con el circuito sintonizado del oscilador maestro. Un circuito transistorizado de este tipo se observa en la Fig. 2.33. En este caso, la reactancia es capacitiva, pero también puede usarse una reactancia inductiva. La capacidad equivalente a la entrada del oscilador varía de acuerdo a la señal moduladora de entrada.

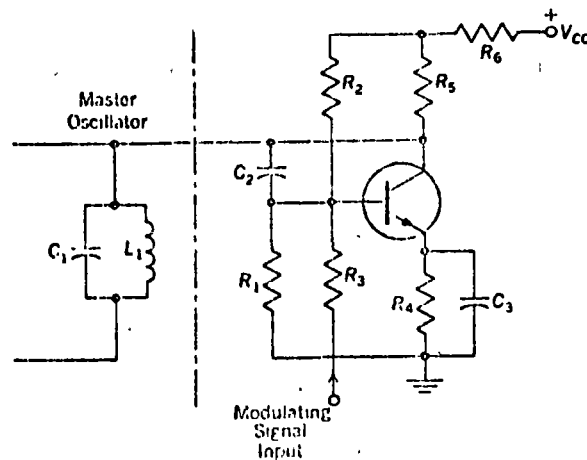


Fig. 2.33 Circuito modulador de reactancia

Otro modo de obtener el mismo efecto es utilizando las variaciones que experimentan las capacidades interelectrónicas del transistor con la polarización. El efecto de modulación del ancho de la base, y por ende, de las capacidades, se utiliza en este caso para modificar directamente la frecuencia del oscilador. (ver Fig. 2.34)

También los diodos varactores (capacidad dependiente del voltaje), que se basan en el mismo principio anterior, pueden usarse para obtener variaciones directas de frecuencia. Un circuito típico se muestra en la Fig. 2.35.

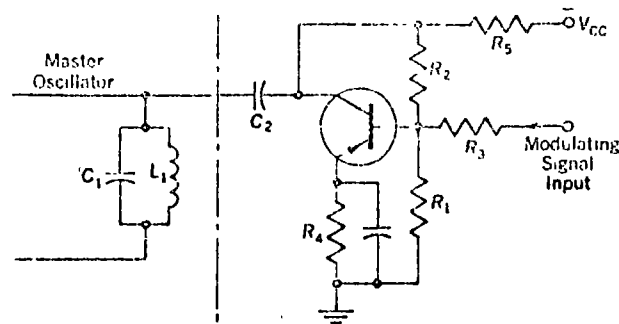


Fig. 2.34 Modulador de Capacidades interelectródicas

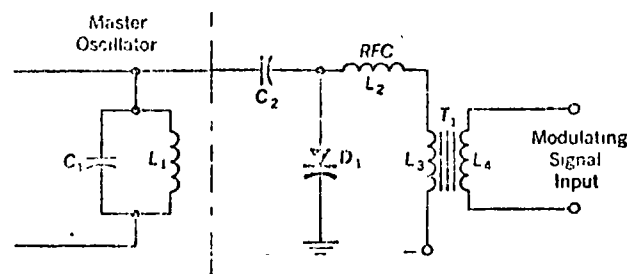


Fig. 2.35 Modulador de diodo varactor

#### MODULADOR Y TRANSMISOR DE FM DIRECTA

Un transmisor de FM directa, denominado sistema Crosby, se utiliza en algunas estaciones comerciales de FM. La Fig. 2.36 muestra un diagrama de bloques de dicho sistema, donde se observa que se usa multiplicación de frecuencia para obtener banda ancha y, al mismo tiempo, un lazo de realimentación permite controlar la estabilidad de la frecuencia de la portadora. Un oscilador de cristal provee la referencia para este control automático de frecuencia.

#### MODULACION INDIRECTA

La generación indirecta de FM más común es la conocida como método de Armstrong, la que utiliza moduladores balanceados para generar el primer par de bandas laterales. Uno de estos moduladores aparece en la Fig. 2.37 y su función es la de modular en amplitud (AM) sin portadora. Este modulador balanceado

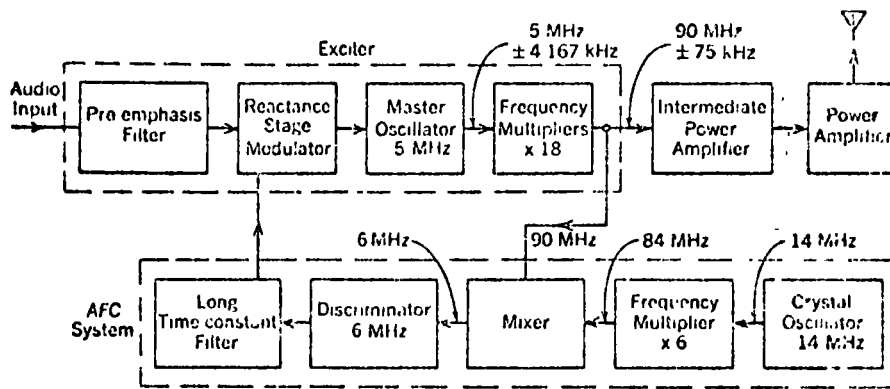


Fig. 2.36 Transmisor de FM tipo Crosby

genera una señal de doble banda lateral alrededor de la frecuencia de la portadora. Para obtener la señal de FM, debe combinarse la salida del modulador con la portadora desfasada 90°. El resultado es PM de banda angosta, por lo que será necesario efectuar una conversión a banda ancha antes de excitar la etapa de salida.

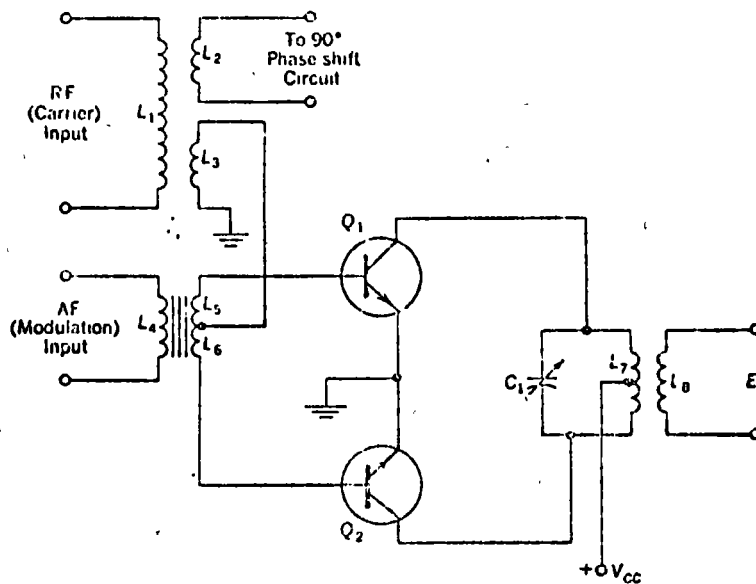


Fig. 2.37 Modulador balanceado con transistores

El diagrama de bloques de la Fig. 2.38 muestra un Transmisor modulador de Armstrong. Los bloques incluyen el paso necesario de integración (red  $1/s$ ), generación de la señal de PM con la red desfásadora de 90°, el modulador balancea-

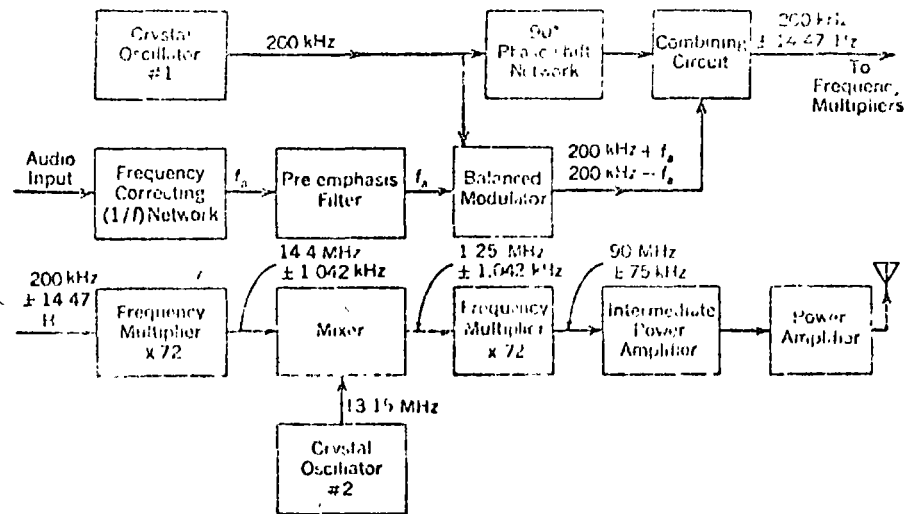


Fig. 2.38 Transmisor de FM tipo Armstrong

do y el circuito mezclador. También aparecen los circuitos multiplicadores y los osciladores de cristal empleados.

#### OTROS METODOS INDIRECTOS

Cuando la alta fidelidad y la máxima desviación de fase no son requisitos importantes, circuitos menos complicados que los mostrados deben usarse. El modulador de FM de Link de la Fig. 2.39 genera una señal modulada al mezclarse en la compuerta del FET las señales moduladora y portadora. Esta última se aplica también a  $L_1$  (sin inversión de fase). La acción de amplificador del FET genera las bandas laterales, que se agregan a la portadora en el circuito de salida para formar la señal de FM de banda angosta. El circuito compuesto de  $R_1$  y  $C_3$  constituye la red correctora de frecuencia ( $1/f$ ), por lo cual, la salida es una señal de FM.

Un modulador de Fase con oscilador de cristal se muestra en la Fig. 2.40. El transistor  $Q_1$  es el elemento activo del oscilador y el  $Q_2$  es el modulador de fase. Otro modulador de reactancia por desfase aparece en la Fig.

2.41

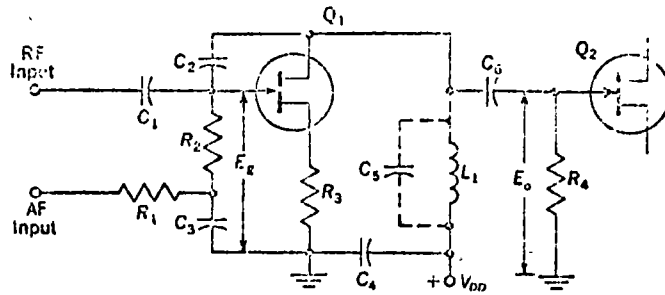


Fig. 2.39 Modulador de Fase de Link

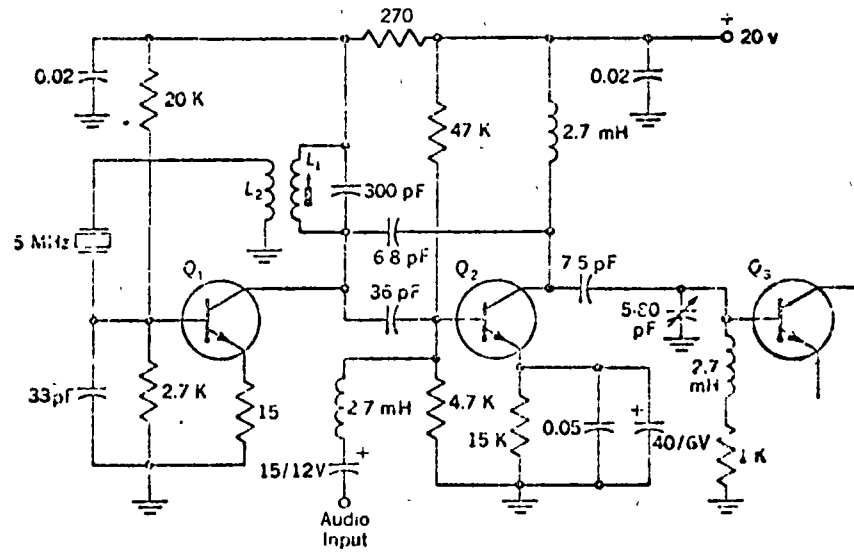


Fig. 2.40 Modulador de fase con oscilador de cristal

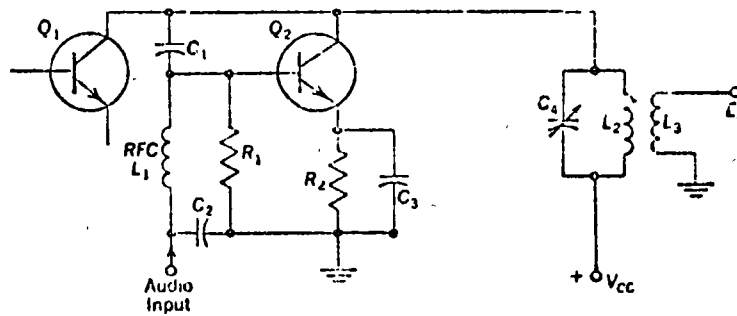


Fig. 2.41 Modulador de reactancia por desfaseamiento

## PRACTICA II

Objetivo: Verificar en la práctica aspectos de la teoría de modulación de frecuencia.

### 1.- Modulación.

La modulación de la frecuencia se realiza por medio de un oscilador controlado por voltaje, donde la señal de control es la modulante.

### 2.- Demodulación.

Este proceso puede ser realizado por medio de un demodulador de fase síncrona o PLL, cuyo diagrama de bloques es mostrado en la figura 1.

La salida del detector de fase después de pasar por el amplificador y filtro se supone proporcional al error entre la fase de la señal de entrada y la fase de la señal del oscilador controlado por voltaje (VCO), la salida del amplificador y filtro cambiará la frecuencia del VCO de tal manera que el error de fase tiende a 0, por lo que esta señal tendrá que ser proporcional a  $m(t)$ .

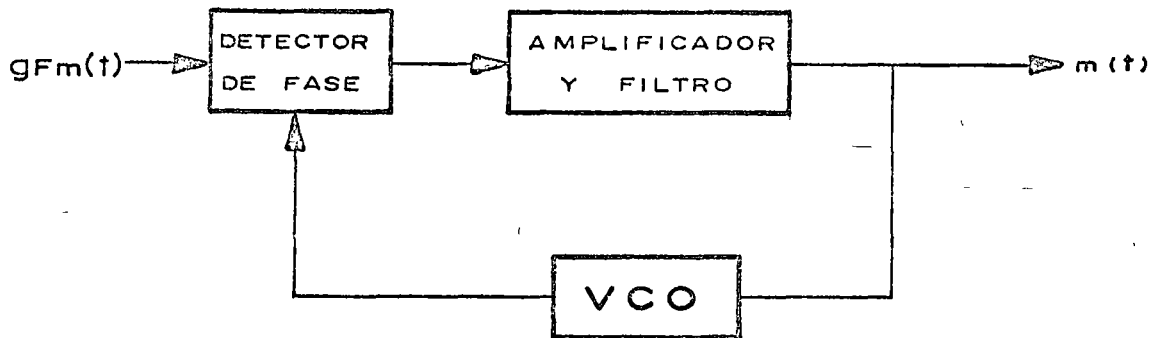


Figura 1. Demodulador de fase síncrona (PLL)

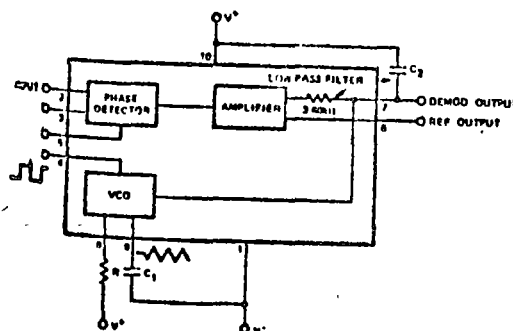


Figura 2. Diagrama de bloques.

La figura 2 muestra un demodulador de fase síncrona.

### 3.- Experimentos.

3.1 Usando un modulador y un generador de funciones, module la frecuencia de una señal senoidal portadora de frecuencia 1KHZ y amplitud - - - 3 Vp.p. con una señal senoidal de frecuencia 100HZ y amplitud 3 Vp.p. Observe la señal modulada en el osciloscopio y en el analizador de espectro.

3.2 Repetir 3.1 usando una señal modulante triangular.

3.3 Empezando en 0 volts aumente la amplitud de una señal senoidal modulante hasta que desaparezca la componente en la frecuencia  $f_c$  de la señal modulada; en ese momento  $B_f = 2.4$ , calcule  $K_f$ .

3.4 Polarizando el PLL con  $\pm 5$  volts haga que la frecuencia del oscilador (VCO) del PLL sea 50 KHZ.

3.5 Use una señal portadora senoidal de frecuencia 50 KHZ y amplitud 1 Vp.p. y una señal modulante senoidal de frecuencia 700 HZ y amplitud - - - 1 Vp.p.

3.6 Conecte la señal modulada al PLL y observe en el osciloscopio tanto la señal modulante como la demodulada obtenida del PLL.

3.7 Repita 3.5 con una señal modulante triangular de frecuencia igual a 100 HZ.

PRACTICA III

MODULACION POR AMPLITUD DE PULSO (PAM) Y TEORIA DEL MUESTREO

MODULACION POR DURACION DE PULSO (PDM)

Objetivo: Verificar en la práctica la validez de la teoría del muestreo y mostrar dos de las formas de modulación por pulsos PAM y PDM.

1.a. Modulación por amplitud de pulso y teoría del muestreo

Instrumentos: Osciloscopio, Analizador de espectros, circuitos impresos de PAM, PDM y filtros pasobajas.

Teorema del muestreo: es posible recuperar completamente una señal de banda limitada que no tenga componentes de frecuencia arriba de  $B$  Hz., siempre y cuando esta señal haya sido muestreada con una frecuencia de por lo menos  $2B$  Hz.

Recuperación: la reconstrucción de la señal se lleva a cabo pasando la señal muestreada a través de un filtro pasobajas cuya frecuencia de corte sea mayor que  $B$  Hz., pero menor que  $f_0 - B$  Hz, donde  $f_0$  es la frecuencia de muestreo. Las figuras 1-a, 1-b y 1-c ilustran los espectros de amplitud de la señal original, de la señal muestreada y las condiciones del filtro, respectivamente.

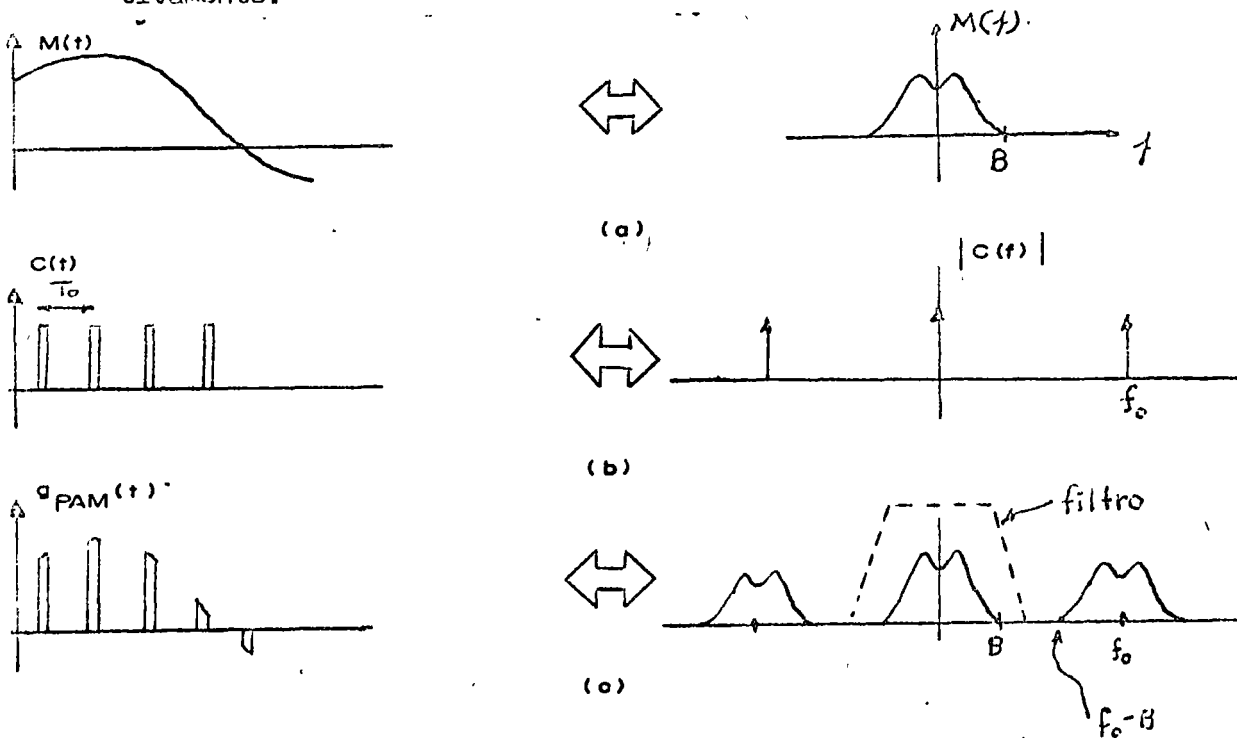


Fig. 1 Modulación por amplitud de pulso en el dominio del tiempo y la frecuencia.



La modulación por amplitud de pulso se puede interpretar a partir de la teoría del muestreo en donde un tren de pulsos es modulado por una señal  $m(t)$ , lo cual equivale a tomar muestras de la señal cada vez que ocurre un pulso, pudiéndose aplicar el Teorema del Muestreo.

Desarrollo de la práctica:

- Por medio del generador de funciones, obtenga una señal senoidal de 1 khz. y obsérvela en el osciloscopio.
- Introduzca esta señal en el analizador y vea si el espectro contiene 2 impulsos aplicados en  $f = \pm 1$  khz.
- Alimente el muestreador con la senoide y observe la salida en el osciloscopio. Calcule la frecuencia de muestreo.
- Observe el espectro de amplitud de la señal muestreada. Verifique que coincide con los cálculos teóricos. ¿qué frecuencia de corte deberá tener el filtro de reconstrucción?
- Recupere la señal introduciéndola al filtro pasabajas y compárela con la señal original ¿ Existe distorsión?
- Haga el experimento de nuevo, variando la frecuencia de la senoide ¿qué sucede si la frecuencia de muestreo es menor que dos veces la frecuencia de la senoide?

#### 1.b. Modulación por duración de pulso.

Teoría: Así como en PAM la información está contenida en la amplitud de cada pulso, en el caso de PDM, la información (señal moduladora) está contenida en la duración de los pulsos, siendo ésta proporcional a la amplitud de la señal moduladora.

Una forma mediante la cual se puede realizar la modulación por duración de pulso es la siguiente: a la señal moduladora se le añade una componente de directa con el fin de hacer factible su comparación con una onda diente de sierra que debe tener una frecuencia de por lo menos el doble de la moduladora  $m(t)$ . (Teorema de Nyquist).

En la fig. 2 se muestra el diagrama electrónico del modulador; la señal diente de sierra se obtiene mediante un sencillo circuito que emplea un transistor UJT.

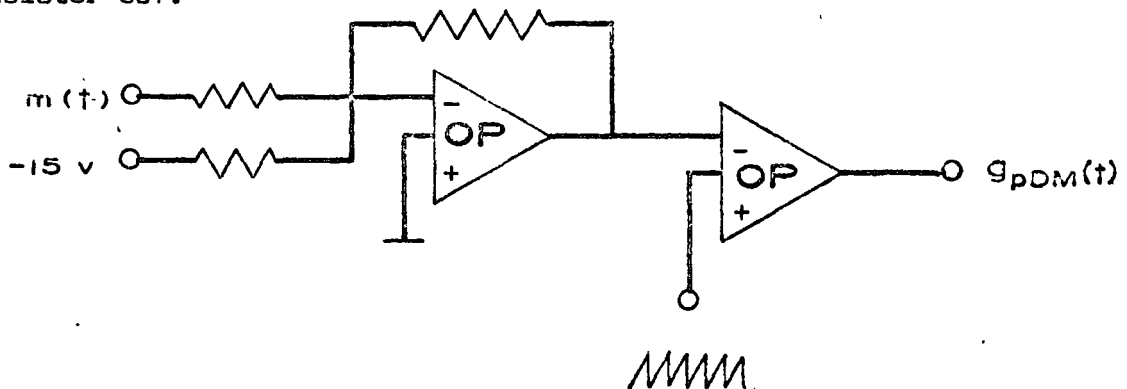


Fig. 2 Modulador por duración de pulso

Desarrollo: (a) observar la señal  $G_{PDM}(t)$  y verificar la coincidencia de la amplitud de la señal  $m(t)$  con el ancho de los pulsos. Hallar la frecuencia de muestreo. ( $m(t) = A \sin 2\pi f_m(t)$ ). Ver fig. 3

(b) Observe el espectro de la señal modulada el cual muestra un gran parecido con el de FM, pero aparece una componente a la frecuencia de la señal moduladora  $m(t)$ . Ver la fig. 4

(c) Recuperación: la recuperación puede hacerse mediante un filtro pasabajas. Ver figura 4

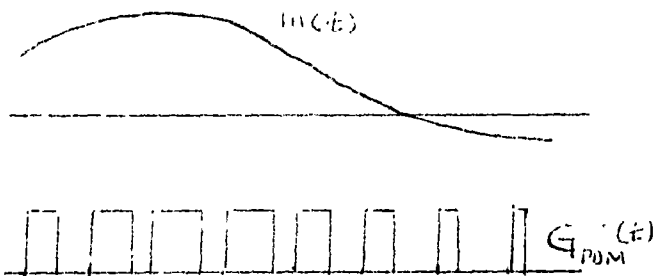


FIG 3 . SEÑAL MODULADORA Y SEÑAL MODULADA POR PDM

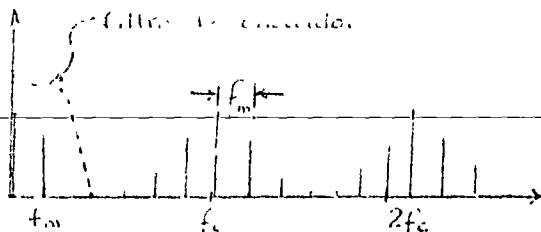
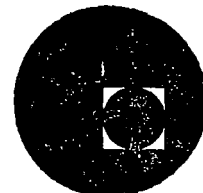


FIG 4 . ESPECTRO DEL PDM Y RECUPERACION.



centro de educación continua  
división de estudios superiores  
facultad de ingeniería, unam



LA ELECTRONICA EN LAS COMUNICACIONES

RUIDO EN LAS COMUNICACIONES ANA-  
LOGICAS.



M. en C. Guillermo Rebolledo C.



ΕΠΙΧΕΙΡΗΣΙΑΚΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ  
ΕΚΠΑΙΔΕΥΣΗ ΚΑΙ ΔΙΑ ΒΙΟΥ ΜΑΘΗΣΗ  
ΠΡΟΤΥΠΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΣΧΟΛΙΑΣΤΩΝ



## 1. INTRODUCCION

En un sistema de comunicación, cuando se recibe una señal de voltaje, ya sea por un canal metálico de cable o por uno aéreo, vendrá acompañada por otra forma de onda que varía con el tiempo de manera enteramente impredecible. Esta señal es comunmente llamada ruido. Este tipo de señales no se pueden describir usualmente mediante expresiones matemáticas simples que proporcionen su valor explícitamente en cada instante de tiempo. Esto conduce al importante problema de cómo realizar un análisis de estas "señales esotéricas" y de su interacción con los diversos dispositivos de que consta un sistema de comunicación. Parte del propósito de estas notas es el de exponer elementalmente algunos de los resultados obtenidos al respecto e interpretar su significado. La manera más usual de describir señales aleatorias que interactúan con sistemas es mediante un modelo estadístico. Este consiste de un conjunto apropiado de valores promedio tales como la media, variancia, función de correlación, densidad espectral y otras. Estos promedios son particularmente apropiados cuando la señal aleatoria interactúa con sistemas lineales.

Aunque el estudio de señales aleatorias es de naturaleza primordialmente matemática, es importante tener la capacidad de relacionar las matemáticas con cantidades físicas. Asimismo, es conveniente tener nociones acerca de las fuentes físicas y los fenómenos que originan al ruido. Este último punto se pretende cubrir en la parte final de estas notas. Es conveniente, entonces, tener en mente algunas situaciones físicas en las que aparecen señales de ruido en sistemas de comunicación.

Si, por ejemplo, la señal de voz que llega a un receptor es alimentada a un amplificador de alta ganancia, y este a su vez a una bocina, no es infrecuente oír, junto con la señal, una serie de ruidos cortos, agudos y que semejan el arrastrar de un micrófono conectado a la bocina. Este ruido aleatorio surge del movimiento térmico de los electrones de conducción en el circuito de entrada del amplificador, o de las varia-

ciones aleatorias en el número de electrones (o huecos) pasando por tubos y transistores. Es evidente que no sería posible calcular el valor del ruido en un instante, puesto que depende de los efectos combinados de miles de millones de partículas cargadas en movimiento. Es posible, no obstante, calcular la potencia promedio de este ruido, su espectro en frecuencia y aún la probabilidad de observar un valor del ruido mayor que algún valor específico.

Como otro ejemplo, considérese un receptor aéreo de radio o televisión. Aparte del ruido generado en los circuitos del receptor, por el mecanismo descrito, la antena captará señales de ruido también. Estas tendrán como origen la radiación cósmica, tormentas eléctricas, perturbaciones ocasionadas por el hombre, etc. Entonces, aún cuando se dispusiera de receptores perfectos, la señal recibida estaría corrupta por ruido. Similarmente, el cálculo de sus parámetros estadísticos sería más significativo que el conocimiento de valores instantáneos.

En la sección 2 se dará un esbozo de los conceptos matemáticos usados en el análisis de procesos aleatorios, dando énfasis a los parámetros estadísticos empleados. Se supondrá que el lector tiene familiaridad con los conceptos básicos de probabilidad así como de la transformada de Fourier. La sección 3 se enfoca a describir las principales fuentes de ruido que aparecen en la naturaleza, tales como el ruido térmico, ruido impulsivo, etc.

Antes de ello, cabe hacer una distinción. Se ha mencionado varias veces que "una señal va acompañada de ruido", sin haber hablado en qué forma. En la mayoría de las cosas prácticas el ruido afecta a una señal de dos formas: Sumándose a ella o multiplicándola. En el primer caso se tiene un fenómeno de ruido aditivo o simplemente ruido. El segundo es un fenómeno llamado desvanecimiento (en inglés, fading). Aquí nos concentraremos en el ruido exclusivamente, debido a que el fenómeno de desvanecimiento es más infrecuente y su análisis muy complicado. De esta forma, el diagrama de bloques simplificado de nuestro sistema de comunicación aparece en la Fig. 1.

## 2. PROCESOS ALEATORIOS

En problemas de comunicaciones, estamos interesados no en una sola función aleatoria del tiempo sino en un agregado o ensamble de funciones aleatorias. Estas son generadas, ya sea por fuentes similares, o pueden ser obtenidas de una sola fuente como resultado de varios experimentos realizados bajo las mismas condiciones esenciales. A un ensamble tal de funciones aleatorias se le denomina proceso aleatorio o proceso estocástico.

En la Fig. 2 se muestra un proceso aleatorio, constituido por un conjunto de señales aleatorias de voltaje  $x_1(t)$ ,  $x_2(t)$ , .... Se mencionó en la sección anterior, que es necesario asociar un conjunto de parámetros estadísticos o, simplemente, un conjunto de estadísticas \*, a todo proceso aleatorio. Se puede hablar de dos tipos de estadísticas: de ensamble y de tiempo.

En un instante dado  $t = t_1$ , se puede obtener un conjunto de mediciones de voltaje  $x_1(t_1)$ ,  $x_2(t_1)$ , ... del proceso. Estas constituyen muestras de una variable aleatoria  $x(t_1)$  asociada obviamente al tiempo  $t = t_1$ . Similarmente se podrían obtener muestras de la variable aleatoria  $x(t_i)$  en cualquier otro instante de tiempo  $t_i$ . Las estadísticas de todas las variables aleatorias, así obtenidas, abarcando todo el rango de la variable continua  $t$ , constituyen las estadísticas de ensamble del proceso. No obstante, las estadísticas de las variables aleatorias  $x(t_1)$  y  $x(t_2)$ ,  $t_1 \neq t_2$ , pueden ser totalmente diferentes. Se puede entonces hablar del  $n$ -ésimo momento de la variable aleatoria  $x(t)$ ,  $E [x^n(t)]$ , en el instante  $t$ .

---

\*Por estadísticas entiéndase media variancia, función de densidad, etc.

Este será<sup>3</sup>:

$$E [x^n(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} x^n p(x, t) dx \quad (1)$$

donde  $x$  es nuestra variable aleatoria, y  $p(x, t)$  su función de densidad, que depende obviamente del tiempo.

Por otro lado, podría seleccionarse alguna función  $x_i(t)$  del conjunto de funciones de la Fig. 2. De esta función podríamos tener varios promedios a lo largo del tiempo. Por ejemplo

$$\overline{x_i^n} = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x_i^n(t) dt \quad (2)$$

sería el valor promedio en el tiempo de la función  $x_i(t)$  elevada a alguna potencia  $n$ ,  $n = 1, 2, 3, \dots$ . El conjunto de los promedios así tomados para cada función del tiempo  $x_i(t)$  constituyen las estadísticas del tiempo del proceso en cuestión. Similarmente, las estadísticas o promedios de dos funciones,  $x_i(t)$  y  $x_j(t)$ ,  $i \neq j$ , pueden ser diferentes.

Con lo expuesto, es posible ahora establecer dos clasificaciones muy importantes de procesos aleatorios: estacionarios y ergódicos.

## 2.1 Procesos Aleatorios Estacionarios

Se ha hecho notar que asociada a una variable aleatoria  $x(t_1)$  de un proceso aleatorio (Fig. 2), hay una función de densidad  $p(x, t_1)$  que en general dependerá del tiempo  $t_1$  en que se observa el proceso. Esto implica que la media y todos los momentos dependerán también de este tiempo  $t_1$ . Si las estadísticas de ensamble de un proceso aleatorio, tales como su media y todos los momentos son constantes, es decir, independientes del tiempo en que se observan, se dice que el proceso es estacionario. En el caso contrario el proceso es no estacionario.

---

\*El símbolo  $E [Z]$  indica la esperanza matemática de la variable aleatoria  $Z$ .



En sentido riguroso, no hay procesos aleatorios estacionarios que en realidad aparezcan en la naturaleza, puesto que todo proceso tuvo un comienzo en el pasado y supuestamente tendrá un fin en el futuro. No obstante, hay muchas situaciones físicas en las que el proceso no cambia apreciablemente sus características durante el tiempo en el que se observa.

## 2.2 Procesos Aleatorios Ergódicos

Algunos procesos aleatorios estacionarios poseen la propiedad de que todos los miembros del ensamble poseen las mismas *características estadísticas que* todo el ensamble mismo. En este caso sería posible determinar el comportamiento estadístico del proceso, observando solamente una función muestra típica  $x_1(t)$  que podemos llamar simplemente  $x(t)$ . A los procesos con esta peculiaridad se les denomina procesos ergódicos.

Para procesos ergódicos, entonces, es posible obtener sus estadísticas tomando promedios del ensamble o tomándolos en el tiempo. Así, por ejemplo, considerando las Ecs. (1) y (2), el n-ésimo momento está dado por

$$\overline{x^n} = \int_{-\infty}^{\infty} x^n p(x) dx = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x^n(t) dt \quad (3)$$

Es importante puntualizar que todo proceso ergódico es estacionario, pero no viceversa. A aquellos procesos que no son ergódicos se les llama simplemente no ergódicos.

En lo que resta de las notas se hará referencia solamente a señales aleatorias que son funciones muestra de procesos ergódicos. Si una de estas señales es  $v(t)$  las afirmaciones siguientes son válidas:

- 1- La media  $\bar{v}$  es la componente de directa DC de la señal.
- 2- El cuadrado de la media  $\bar{v}^2$  es la potencia en la componente DC.
- 3- La media del cuadrado  $\overline{v^2}$  es la potencia total promedio.

- 4- La variancia  $\sigma^2 = \overline{v^2} - \bar{v}^2$  es la potencia en la componente variable con el tiempo, es decir, la potencia AC.
- 5- La desviación standard  $\sigma$  es el valor RMS (Root Mean Square) de la componente variable con el tiempo.

Estas identificaciones sirven para hacer sentir al ingeniero más confianza en el mundo de las estadísticas. No obstante, tienen validez solo asociadas a procesos ergódicos.

En lo que resta de esta sección se verán los importantes conceptos abstractos de función de correlación y densidad espectral. Se expondrá su significado físico y la utilidad práctica que aportan cuando nuestras señales aleatorias ergódicas interactúan con sistemas.

### 2.3 Función de correlación

Si  $v(t)$  es una señal de voltaje perteneciente a un proceso ergódico, ~~la función de correlación (o de autocorrelación)  $R_V(\tau)$  del proceso,~~ se define como

$$R_V(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T v(t) v(t+\tau) dt \quad (4)$$

Puede apreciarse que esta función es simplemente el promedio en el tiempo del producto de la función  $v(t)$  con la misma función desplazada en el tiempo unidades. Es decir  $R_V(\tau) = \overline{v(t) v(t+\tau)}$  que es obviamente función de  $\tau$ .

La función de correlación tiene las siguientes características:

- a) Es una función par  $R_V(\tau) = R_V(-\tau)$ , lo cual se puede comprobar con un simple cambio de variable en la Ec. (4)
- b) Su valor en  $\tau = 0$  nos proporciona la potencia promedio total de la función  $v(t)$ ,

$$R_V(0) = \overline{v^2} = \sigma^2 + \bar{v}^2 \quad (5)$$

c) Su valor en  $\tau = 0$  es mayor o igual que para cualquier otro valor de  $\tau$

$$R_V(0) \geq |R_V(\tau)| \quad (6)$$

d) Si  $v(t)$  es no periódica la función de correlación tiende al valor de la potencia DC, conforme  $\tau$  crece

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} R_V(|\tau|) = \overline{v^2} \quad (7)$$

e) Si el proceso es periódico,  $R_V(\tau)$  es también periódica con el mismo período.

Estas propiedades nos hacen palpar un poco la relación que guarda la función de correlación de un proceso con algunas cantidades físicas. Similarmente se puede notar que, en cierta forma, es una medida de la razón de variación con el tiempo de  $v(t)$  y de la dependencia estadística que guardan diversas muestras de  $v(t)$  entre sí.

Ejemplo:

Un tipo de señal aleatoria ampliamente usada en sistemas de transmisión de datos (ver tema 5) es la mostrada en la Fig. 3. Esta señal  $v(t)$ , llamada señal binaria aleatoria, toma el valor constante  $A$  o  $-A$  aleatoriamente en intervalos de  $T$  segundos. Estas dos amplitudes son equiprobables, y la amplitud en algún intervalo es independiente de todos los demás intervalos.

Puede obtenerse [2] que la función de correlación de esta señal aleatoria es la que se muestra en la Fig. 4. Analizándola, observamos que satisface las propiedades (a) y (c) mencionadas. Además, podemos concluir que su potencia promedio es  $R_V(0) = \overline{v^2} = A^2$ , y que la potencia DC es cero pues

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} R_V(\tau) = 0$$

... (11) ...

## 2.4 Densidad Espectral de Potencia

La descripción más adecuada que se puede poseer de una señal aleatoria en el dominio de la frecuencia, es mediante la función llamada densidad espectral de potencia  $G_V(f)$ . Esta está definida, para una señal  $v(t)$ , como la transformada de Fourier de su función de correlación. Esto es:

$$G_V(f) = F[R_V(\tau)] = \int_{-\infty}^{\infty} R_V(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (8)$$

Consecuentemente, la función de correlación es la antitransformada de Fourier de la densidad espectral

$$R_V(\tau) = F^{-1}[G_V(f)] = \int_{-\infty}^{\infty} G_V(f) e^{j2\pi f\tau} df \quad (9)$$

La densidad espectral tiene las siguientes características:

a) Es una función real y par,  $G_V(f) = G_V(-f)$

~~b) El área total bajo  $G_V(f)$  es la potencia total de la función  $v(t)$ .  
Esto se puede ver de las Ecs. (5) y (9)~~

$$R_V(0) = \int_{-\infty}^{\infty} G_V(f) df = \overline{v^2} \quad (10)$$

c) Si la potencia DC de  $v(t)$  es diferente de cero, es decir si  $\overline{v^2} \neq 0$ ,  $G_V(f)$  tendrá un impulso en  $f=0$ , cuyo peso será precisamente  $\overline{v^2}$ .

Estas características de la función de densidad nos proporcionan una idea de su relación con cantidades físicas. Puede decirse, además, que indica la distribución relativa de potencia de las diversas componentes espectrales del proceso  $v(t)$ .

Ejemplo:

Para la misma señal del ejemplo dado en la sección anterior, puede obtenerse que su densidad espectral es [2]

$$G_V(f) = F[R_V(\tau)] = A^2T \left( \frac{\text{sen}\pi fT}{\pi fT} \right)^2 \quad (11)$$

La gráfica aparece en la Fig. 5. Se puede escribir directamente que el área bajo  $G_v(f)$  es precisamente  $A^2$ , que es la potencia total  $\overline{v^2} (R_v(0)=A^2)$

## 2.5 La Función de Correlación y la Densidad Espectral de una Señal a la Salida de un Sistema Lineal

En el receptor de un sistema de comunicación, la señal de información que llega será procesada por diversos sistemas y dispositivos. Pero esta señal vendrá acompañada por señales aleatorias que hemos denominado ruido. Estas serán similarmente procesadas. Es importante, entonces, tener herramientas que nos proporcionen las características estadísticas de una señal de ruido a la salida de un sistema, si se conocen las características a la entrada.

Se ha mostrado que tanto la función de correlación como la densidad espectral proporcionan importante información estadística, tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia. Es inmediato, entonces, plantear la posibilidad de conocer estas funciones a la salida de un sistema, si se conocen a la entrada y, si además, se conoce también las características dinámicas del sistema. Para sistemas lineales, estas relaciones se dan a continuación.

Sea un sistema lineal invariante con el tiempo caracterizado por su respuesta a impulso  $h(t)$  y por su respuesta en frecuencia  $H(f) = \mathcal{F}[h(t)]$ . Sea también a la entrada de este sistema una señal aleatoria  $x(t)$  perteneciente a un proceso ergódico con función de correlación y densidad espectral  $R_x(\tau)$  y  $G_x(f)$ , respectivamente. La salida del sistema será otra señal aleatoria ergódica  $y(t)$  con función de correlación  $R_y(\tau)$  y densidad espectral  $G_y(f)$  dadas respectivamente por [3]:

$$R_y(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\lambda) d\lambda \int_{-\infty}^{\infty} h(\gamma) R_x(\tau + \lambda - \gamma) d\gamma \quad (12)$$

y

$$G_y(f) = |H(f)|^2 G_x(f) \quad (13)$$

Ejemplo:

En dispositivos electrónicos hay un tipo de ruido, llamado ruido térmico (ver siguiente sección) que se caracteriza por tener una densidad espectral plana (constante) sobre un amplio rango de frecuencias. Tal espectro tiene todas sus componentes de frecuencia en igual proporción y es apropiadamente llamado ruido blanco. Tal denominación deriva de la analogía con la luz blanca, que contiene todas las componentes espectrales de la luz visible en igual proporción.

La densidad espectral para este tipo de procesos se escribe en general como

$$G(f) = \frac{N}{2} \quad -\infty < f < +\infty, \quad (14)$$

en donde se indica que la mitad de la potencia corresponde a frecuencias positivas, y la otra mitad a frecuencias negativas. En este caso, la función de correlación, es

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{N}{2} e^{j2\pi f\tau} df = \frac{N}{2} \delta(\tau), \quad (15)$$

es decir, un impulso en  $\tau=0$  de peso  $N/2$ .

Un proceso de este tipo es llevado a la entrada de un filtro RC pasobajas, cuya respuesta en frecuencia  $H(f)$  es

$$H(f) = \frac{1}{1 + j f/f_c} \quad (16)$$

donde  $f_c$  es la frecuencia de corte.

Se desea obtener la densidad espectral  $G_0(f)$  del proceso que se obtendrá a la salida del filtro. Usando la Ec. (13), se obtiene que

$$\begin{aligned} G_0(f) &= \frac{N}{2} |H(f)|^2 \\ &= \frac{N}{2} \frac{1}{1 + (f/f_c)^2}, \end{aligned} \quad (17)$$

de donde, usando la Ec. (10), la potencia  $N_0$  del ruido a la salida del filtro es

$$N_0 = \frac{N}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{df}{1+(f/f_c)^2} = \frac{\pi}{2} N f_c \text{ (volts)}^2 \quad (18)$$

En esta sección se dió un esbozo de la herramienta matemática usualmente empleada para analizar señales aleatorias, diciendo muy poco o nada acerca de las causas que las generan. La siguiente sección intenta cubrir este punto de forma elemental.

### 3. FUENTES DE RUIDO

En un sistema de comunicación, las señales eléctricas indeseables provienen de una gran variedad de fuentes. Estas se clasifican, en general, como humanas (o artificiales) y naturales. El ruido humano se genera en otros sistemas de comunicación y transmisión de potencia, por perturbaciones causadas por el tráfico de vehículos terrestres, aviones, barcos, etc., en la operación de conmutadores y relevadores electromecánicos, en las tomas de corriente usuales que originan el llamado ruido "humming" de 60 ciclos, etc. Por otro lado, los fenómenos que originan al ruido natural incluyen perturbaciones atmosféricas, radiación cósmica y ruido electrónico, originado éste último en circuitos y componentes eléctricos y electrónicos.

El ruido natural, originado por perturbaciones atmosféricas y radiación cósmica, es precisamente el ruido que recogen las antenas receptoras en los diversos sistemas de comunicación aéreas (radio, televisión, telégrafo, telemetría, etc.). Este ruido, debido a que lo origina una gran variedad de fenómenos totalmente diferentes, puede ser modelado como ruido blanco, pues tiene un amplio espectro de densidad constante. Además, y debido al Teorema de Límite Central, se puede considerar como ruido gaussiano\*. El teorema del Límite Central indica que la densidad de probabilidad de la suma de  $N$  variables aleatorias independientes se aproxima a una densidad gaussiana conforme el número  $N$  crece.

\*Se dice que un proceso aleatorio (ergódico) es gaussiano, si su función de densidad es

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(x-\bar{x})^2}{2\sigma^2}\right] \quad -\infty < x < +\infty$$

A continuación, y para concluir, se discutirán dos importantes tipos de ruido: el ruido térmico y el ruido impulsivo. El primero, de acuerdo a nuestra clasificación, es de tipo natural; el segundo puede abarcar los dos tipos.

### 3.1 Ruido Térmico

El ruido térmico, fue observado originalmente por Nyquist y Johnson en 1928. Debido a que cualquier elemento eléctricamente resistivo lo origina, también se le llama ruido de resistencia.

Es bien sabido que la capacidad de una resistencia para conducir corriente eléctrica deriva de la disponibilidad de sus electrones libres de moverse. El ruido térmico es debido, precisamente, al movimiento aleatorio de estos electrones, generándose una señal de voltaje aleatorio en las terminales de la resistencia. Esta agitación aleatoria a nivel atómico, es característica universal de la materia. Y el "grado" de agitación es directamente proporcional de la temperatura absoluta del material. De aquí el nombre de ruido térmico. En efecto, de la teoría cinética, la energía promedio de una partícula a una temperatura absoluta  $T$  es proporcional a  $kT$ ,  $k$  siendo la constante de Boltzmann. Es de esperar entonces, que los valores del ruido térmico incluyan al término  $kT$ .

Ha sido determinado experimentalmente que el voltaje de ruido  $v(t)$  que aparece en las terminales de una resistencia  $R$  es gaussiano y su potencia total promedio en una banda pequeña de frecuencias  $\Delta f$  es

$$\overline{v^2} = 4kTR \Delta f \quad (\text{volts})^2 \quad (19)$$

donde  $T$  es mediada en grados Kelvin ( $^{\circ}\text{K}$ ),  $R$  en Ohms,  $\Delta f$  en Hertz y  $k = 1.37 \times 10^{-23}$  Joules/ $^{\circ}\text{K}$ .

También, experimentalmente se ha comprobado que el ruido térmico es aproximadamente blanco y que su densidad espectral es:

$$G_v(f) = 2 k T R \quad (\text{volts})^2/\text{Hz} \quad (20)$$



Este es, precisamente, el tipo de ruido que aparece en los dispositivos electrónicos de los sistemas de comunicación, tales como amplificadores, filtros, mezcladores, osciladores, etc. No puede ser evitado, solo atenuado. El hecho de conocer su densidad espectral (Ec. 20) nos sitúa en buena posición para poder analizarlo, describirlo y atenuarlo. Para lograr esto, es usual representarlo mediante alguna de las dos formas indicadas en la Fig. 6. La resistencia física de la Fig. 6a se puede reemplazar o modelar mediante el circuito de Thevenin de la fig. 6b, que consiste de una resistencia ideal  $R$  sin ruido en serie con una fuente de voltaje de valor  $\overline{v_n^2}$ . Este circuito se puede representar también mediante su equivalente de Norton mostrado en la Fig. 6c.

### 3.2 Ruido Impulsivo.

El llamado ruido impulsivo tiene, en general una forma de onda  $n(t)$  como la mostrada en la Fig. 7. Este ruido consiste de pulsos, todos de forma idéntica pero con amplitudes aleatorias y tiempos de ocurrencia aleatorios. Sin importarnos cuál es la forma de los pulsos, en este momento, se supondrá que la potencia promedio de la señal y la razón de repetición promedio de los pulsos, son ambos constantes. El proceso es entonces estacionario y ergódico.

El nombre de ruido impulsivo o ruido de disparo (en inglés: Shot noise) deriva de que aparece físicamente en tubos y uniones de semiconductores, en donde los electrones contribuyen a la corriente en el breve lapso en el que viajan del cátodo al ánodo o cruzando la unión. De esta forma, la corriente en el circuito consistirá de una serie de pulsos de corriente, cada uno correspondiente al viaje de una partícula cargada a través del tubo o de la unión.

Si el ruido impulsivo es generado de esta forma, cae dentro de la clasificación de ruido natural electrónico. No obstante, bajo ciertas condiciones puede ser generado ruido de este tipo de forma artificial. Por ejemplo, algunos conmutadores telefónicos electromecánicos producen señales impulsivas en el rápido cambio de estado de los dispositivos.

Puede demostrarse que la densidad espectral de este ruido impulsivo  $n(t)$  está dada por [1]

$$G_n(f) = \frac{1}{T_s} \overline{|P(f)|^2} \quad -\infty < f < +\infty \quad (21)$$

donde  $T_s$  es el tiempo promedio de separación de los pulsos de  $n(t)$  y  $P(f)$  es la transformada de Fourier de un pulso aislado de forma  $p(t)$  cuya amplitud  $P$  es una variable aleatoria.  $\overline{|P(f)|^2}$  es el promedio de la amplitud al cuadrado de  $P(f)$ .

Si  $p(t)$  fuese un impulso de amplitud  $I$ ,  $|P(f)| = I$  y  $G_n(f) = I^2/T_s$  para toda  $f$ . Esto indica que cuando el ruido impulsivo consiste de una serie de impulsos de igual amplitud, pero aleatoriamente separadas, el ruido puede considerarse como blanco.

#### 4. CONCLUSION

En un sistema de comunicación, aparecerán señales aleatorias indeseables que irán acompañando a nuestras señales de información. Esto hace difícil, y a veces imposible, su procesamiento e interpretación. Para conocer el fenómeno del ruido en las comunicaciones, es necesario tener la capacidad tanto de poder describir estas señales aleatorias, como de conocer sus fuentes físicas que las originan. El propósito de estas notas fue el de cubrir estos dos puntos precisamente, tratando siempre de encontrar la relación entre conceptos matemáticos y cantidades físicas.

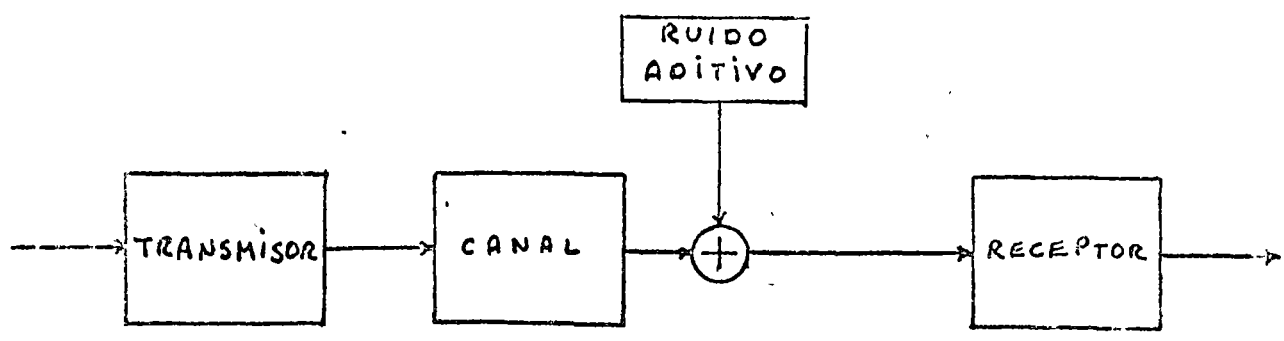


Fig. 1

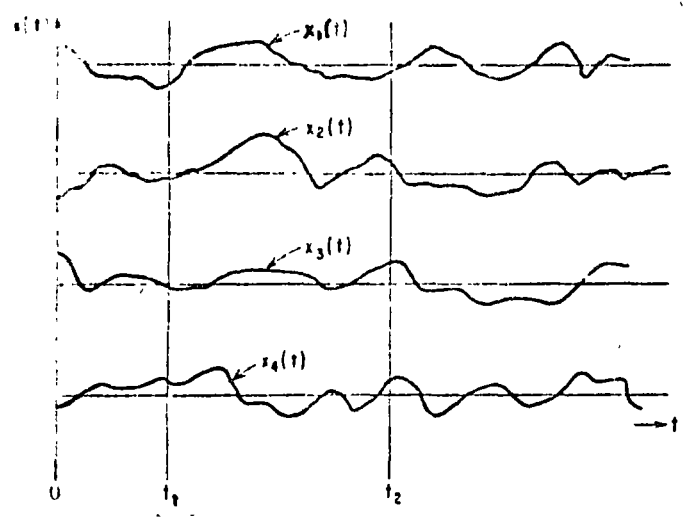


Fig. 2

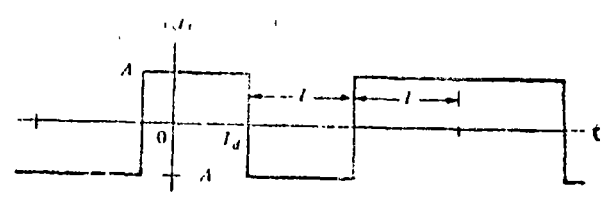


Fig. 3

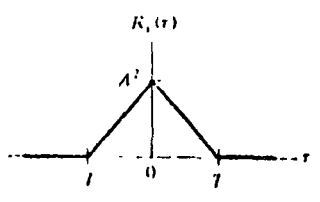


Fig. 4

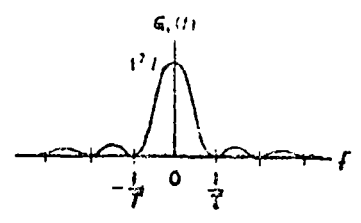


Fig. 5

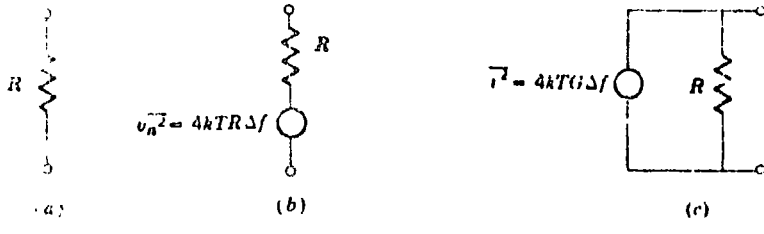


Fig. 6

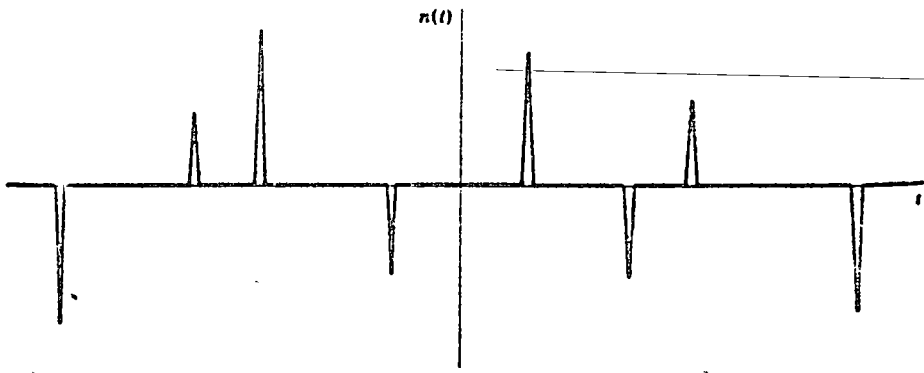
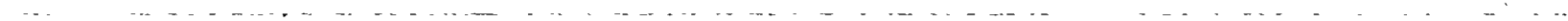


Fig. 7

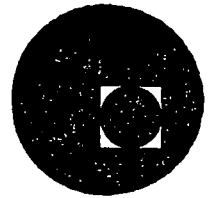
5. REFERENCIAS Y BIBLIOGRAFIA

1. H. Taub y D.L. Schilling, "Principles of Communication Systems", Caps. 2, 7 y 14, Mc Graw-Hill, 1971.
2. A.B. Carlson, "Communication Systems", Caps. 3 y 4, Mc Graw-Hill, 1975
3. P.F. Panter, "Modulation, Noise, and Spectral Analysis", Cap. 4, Mc Graw-Hill, 1965.

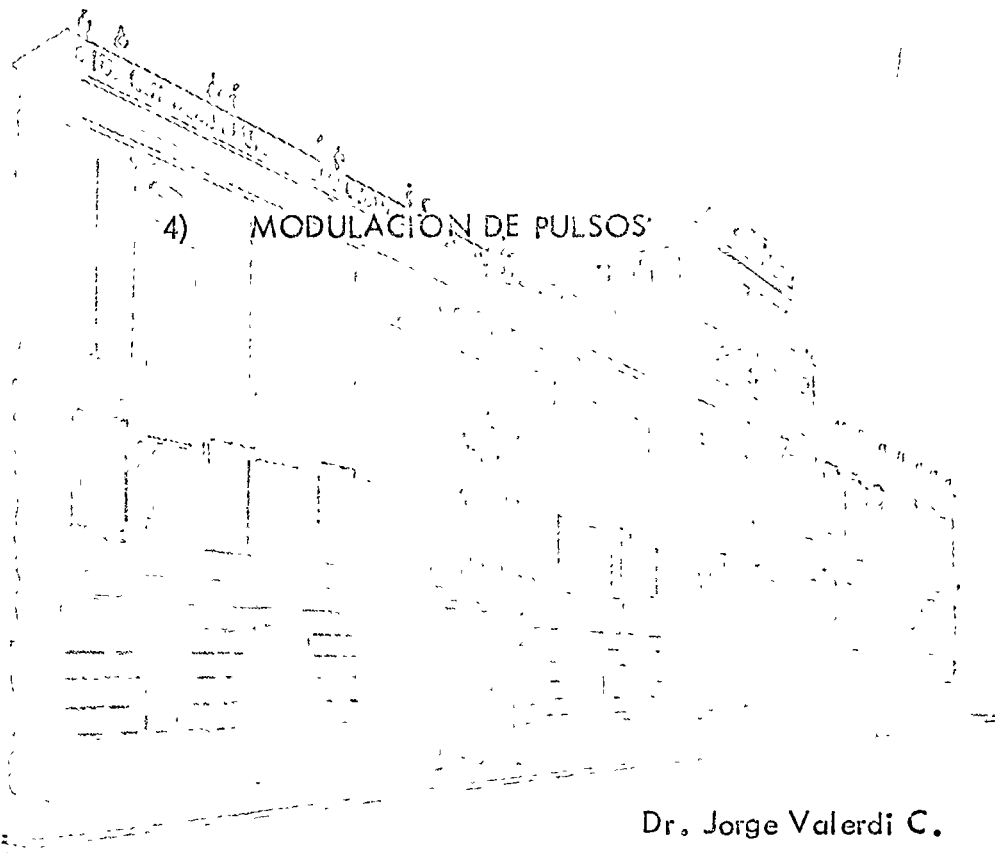




centro de educación continua  
división de estudios superiores  
facultad de ingeniería, unam



LA ELECTRONICA EN LAS COMUNICACIONES



Dr. Jorge Valerdi C.

Handwritten text, possibly a signature or name, located at the top of the page.



---

---



## CAPITULO III

### APLICACION A LAS COMUNICACIONES DIGITALES

Dr. Jorge Valerdi Caram\*

#### 3.1 MODULACION POR PULSOS

Como se ha demostrado en capítulos anteriores, los amplificadores operacionales pueden ser usados como generadores de onda, multiplicadores, amplificadores lineales o no lineales, etc., y es de esperarse que también se les pueda considerar como moduladores y/o demoduladores de señales de pulsos. Estas últimas funciones pueden implementarse combinando integradores, multiplicadores, comparadores y compuertas de precisión. A continuación se considerarán diferentes tipos de modulación por pulsos, los cuales se pueden implementar como se mostrará, con amplificadores operacionales.

Los tipos más comunes de modulación por pulsos, se muestran en la Fig. 3.1.1 y son:

- modulación por amplitud de pulsos (MAP)
- modulación por duración de pulsos (MDP)
- modulación por posición de pulsos (MPP)

##### 3.1.1. MODULACION POR AMPLITUD DE PULSOS

El método más directo para realizar la modulación por amplitud de pulsos (MAP), es utilizando un multiplicador analógico. Sin embargo, como la portadora es un tren de pulsos, la implementación de dicho modulador puede ser más fácil utilizando un circuito de control para encendido y apagado de la señal analógica de entrada.

Una compuerta de un transistor y un amplificador operacional para realizar

---

\* Profesor, Sección de Electrónica y Comunicaciones  
Facultad de Ingeniería, UNAM

MAP se muestra en la Fig. 3.1.2. En este circuito, el tren de pulsos  $e_c$  conmuta al transistor  $Q_1$  entre los estados de encendido y apagado (saturación y corte). El voltaje de modulación  $e_M$  es siempre negativo y varía de 0 a 10v. Cuando  $e_c = 10v$ ,  $Q_1$  es polarizado a corte y la salida  $e_o$ , es igual a  $(-e_c - V_B)$ . Cuando  $e_c$  cambia de estado (a un valor aproximadamente de 0v.),  $Q_1$  es polarizado a saturación por medio de la resistencia de  $33 k\Omega$  hacia la fuente de -15 v. Entonces  $e_o$  sería igual a  $-V_B - 2V_{CE(sat.)}$ , es decir,

$$e_o = \begin{cases} -e_c - V_B & \text{si } e_c = 10v \\ -V_B - 2V_{CE(sat.)} & \text{si } e_c = 0v \end{cases}$$

El voltaje  $V_{CE(sat.)}$  puede hacerse muy pequeño escogiendo un transistor que tenga un valor bajo de este voltaje de saturación colector-emisor, (los valores típicos oscilan entre 20 y 200 mV para transistores de conmutación), y haciendo la resistencia  $R_1/2$  bastante alta. Un transistor de efecto de campo puede utilizarse en lugar del transistor bipolar, si así se desea. El voltaje de desviación en el estado de conducción será menor, pero el efecto capacitivo de alimentación de los transientes de conmutación puede empeorar.

Otro método para realizar MAP se puede implementar por medio de diodos, como se ilustra en la Fig. 3.1.3. No obstante un puente de diodos se puede utilizar para realizar la conmutación, la exactitud dependería de las características de los diodos. Sin embargo, un circuito rectificador de precisión como el de la Fig. 3.1.3 provee mejor exactitud y mayor rango dinámico.

Para la explicación de dicha figura, supóngase que  $e_c$  es un tren de pulsos que varía entre 0 y 10 v. El voltaje de modulación  $e_M$  es simétrico y varía entre  $\pm 4$  v. El amplificador  $A_1$  tiene dos posibles salidas:

$$e_1 = \begin{cases} (-e_c - e_M - V_B) & \text{si } (-e_c - e_M - V_B) < 0 \\ 0 & \text{si } (-e_c - e_M - V_B) > 0 \end{cases}$$

El amplificador  $A_2$  tiene también dos posibles salidas:

$$e_o = \begin{cases} -e_c - (e_c - e_M - V_B) = e_M + V_B & \text{si } e_1 < 0 \\ -e_c & e_1 = 0 \end{cases}$$

Si  $E_H$  es más positivo que  $|e_m = V_B|$ , entonces  $e_1$  tendrá valores negativos y la salida será  $(e_M + V_B)$ . Si  $(e_M + V_B) < 0$ , entonces  $e_1 = 0$  cuando  $e_c$  es  $\hat{=}$  0 y la salida será igual a cero. El voltaje de polarización  $V_B$  está ajustado a -5v. para el ejemplo mostrado.

### 3.1.2 MODULACION POR DURACION DE PULSOS

La generación de MDP puede ser como se indica en el sistema conceptual de la Fig. 3.1.4. Nótese que en este sistema se hace uso de la salida de un modulador por amplitud de pulsos (MAP), la cual es sumada a una señal triangular para producir la señal 3.1.4 (d). Esta señal, a su vez, es pasada a través de un amplificador de ventana para producir la modulación por duración de pulsos 3.1.4 (e). Este amplificador de ventana debe ser capaz de dar un pulso de salida cuya duración será proporcional al tiempo que la señal de entrada 3.1.4(d) esté dentro de la ventana de voltaje determinada por dicho amplificador.

Entonces, se obtiene que la salida  $g_{PDM}(t)$  es un tren de pulsos cuya duración es proporcional al valor de la señal moduladora, y de período constante.

Como ejemplo de un circuito conversor de voltaje a duración de pulso se muestra la Fig. 3.1.5. Si la portadora es senoidal, ésta es amplificada y cortada hasta formar una onda cuadrada, y luego convertida a una onda triangular por medio de un integrador. La señal moduladora de entrada controla la polarización de la onda triangular y modula el ancho del pulso alrededor de la condición de 50% en su ciclo de trabajo. El ancho de pulso  $T_1$  está dado por

$$T_1 = \frac{10 + e_m}{20} T_c$$

donde  $-10 \leq e_m \leq 0$

Otro ejemplo de un convertidor de voltaje a duración de pulso, es haciendo uso de un integrador conmutado para obtener un modificador muy lineal y además estable, como el de la Fig. 3.1.6.

Se debe tener un tren de pulsos el cual provee una señal de control de tiempo, para así obtener un tren de pulsos sincronizado con los pulsos de entrada con una duración que será función lineal del voltaje de entrada. Los valores  $V_R$ ,  $C_1$  y  $R_1$  en el circuito deben de seleccionarse de tal manera que cumplan con el rango dinámico deseado y la repetición de los pulsos (el período). Por ejemplo, si la frecuencia de los pulsos de entrada es de  $1 \text{ KH}_z$  y el voltaje de entrada varía de 0.1 a 10 v., y  $V_R$  es + 10v, entonces

$$0.01 R_1 C_1 < T_p < R_1 C_1$$

donde  $T_p$  es la duración o ancho del pulso y debe ser menor que el período  $T_c$  para evitar ambigüedades. Consecuentemente  $R_1 C_1$  debe ser menor que  $T_c$ .

Si  $R_1 C_1$  es igual a  $0.9 T_c$ , entonces  $R_1 C_1 = 0.9 \text{ m. seg.}$ , y si  $C_1 = 0.01 \mu\text{f}$  entonces  $R_1 = 90 \text{ K}\Omega$ . Se tiene que con los valores anteriores  $T_p = 0.09 e_1 \text{ mseg}$  el ciclo de trabajo es  $T_p/T_c = 0.09 e_1$ .

### 3.1.3 MODULACION POR POSICION DE PULSOS

Existe una relación muy estrecha entre modulación por posición (MPP) y modulación por duración de pulsos, la cual se puede apreciar en la Fig. 3.1.7 en donde se muestra la generación de MPP a partir de MDP.

Teniendo los pulsos controlados por duración, se diferencia la señal y después se rectificarla e invertirla, se obtiene un tren de impulsos cuya posición es proporcional a la amplitud de la señal moduladora. Este tren de impulsos dispara a un multivibrador monostable originando pulsos angostos modulados por posición.

### 3.2 MODULACION POR PULSOS CODIFICADOS

La modulación por pulsos codificados es un método de modulación en el cual una señal analógica continua es transmitida en un modo digital equivalente. La base del funcionamiento de esta modulación codificada es la conversión de esa señal analógica, por medio de muestras a un código binario. Estas muestras de la señal analógica deben ser tomadas de acuerdo al teorema del muestreo que dice:

Si una señal limitada en ancho de banda, es muestreada a intervalos regulares de tiempo y a una razón constante de dos veces o más, que la frecuencia mas alta contenida en la señal, entonces la muestra tomada contiene toda la información de la señal original. Esta señal original puede ser reconstruída utilizando un filtro paso bajas.

Como un ejemplo del teorema de muestreo, se puede mencionar que un canal de voz de 4 KHz de ancho de banda, tendría que ser muestreado a una razón mínima de 8 000 muestras por segundo.

Para desarrollar una señal PCM a partir de una o varias señales analógicas, se requieren tres pasos: Muestreo, Cuantización y Codificación. El resultado es una señal binaria secuencial, es decir, una secuencia de bits, que pueden o no ser aplicados a una línea de comunicación sin pasos adicionales de modulación.

Aquí se está suponiendo que la forma más simple de transmisión digital es la binaria, donde un elemento de información es asignado a una de las dos posibilidades existentes. Así mismo existe un sistema en números que se ha basado en dos valores, los cuales por convención han sido asignados los símbolos 1 y 0. Este es entonces el sistema binario y su base numérica es 2. El elemento de información básica del sistema binario se reconoce como bit, que es una palabra compuesta del inglés: Binary digit. El bit entonces puede tomar los valores 1 ó 0. Un número discreto de bits pueden identificar un elemento de información y a este conjunto de bits se le conoce como un carácter.

Una de las principales ventajas de la transmisión digital es que las señales pueden ser regeneradas en puntos intermedios sobre los enlaces comprendidos en la transmisión. Por otro lado el precio que se paga por esta característica es el incremento en ancho de banda requerido por PCM. Sistemas prácticos han demostrado requerir 16 veces el ancho de banda de su equivalente analógico (por ejemplo, un canal que conduce señales de voz de 4 KHz requiere 16 x 4, ó 64 KHz, cuando se transmite por PCM). La regeneración de una señal digital se simplifica y es particularmente efectiva cuando la señal de la línea es binaria, ya sea neutral, polar, o bipolar.

La transmisión binaria también tolera niveles de ruido más altos (es decir, razones de señal a ruido más degradados) cuando se compara con su equivalente analógico. Este aspecto, además de la capacidad de regeneración, es un paso importante en la ingeniería de transmisión de señales. La regeneración que se lleva a cabo en cada repetidor, por definición, origina una nueva señal digital; por lo tanto, el ruido como se conoce tradicionalmente, no es acumulativo. Sin embargo, existe un ruido equivalente en sistemas de PCM el cual es generado en el proceso de modulación-demodulación. Esta es la distorsión por cuantización, y el receptor puede confundirlo con el ruido térmico.

Concerniente al ruido térmico de intermodulación, se puede comparar un enlace de 2 500 Km. de un sistema analógico que utiliza FDM ya sea sobre cable o radio, con un sistema de PCM equivalente que transmite sobre los mismos medios:

	<u>FDM/radio/cable</u>	<u>PCM/radio/cable</u>
Multiplex	2 500 pWp	130 pWp equiv.
Radio/cable	7 500 pWp	0 pWp
	<u>10 000 pWp</u>	<u>130 pWp equiv.</u>

donde se aprecia que el enlace PCM no es dependiente de la longitud de recorrido del sistema.

La razón de error es otro factor importante. Si se puede mantener una razón de error en la porción digital del sistema de  $1 \times 10^{-5}$ , la señal será todavía

inteligible. Un tercer factor de importancia en los sistemas de transmisión PCM en cable, es la interferencia cruzada de un sistema hacia otro o de la trayectoria de transmisión sobre la de recepción dentro del mismo paquete de cables.

A continuación se presentará el material básico que muestra los problemas existentes en las diferentes etapas de los sistemas PCM.

### 3.2.1 MUESTREO

Si se toma en cuenta el teorema de muestreo mencionado anteriormente, sobre el envío de información telefónica que comprende las frecuencias de 300-3400 Hz de acuerdo con la convención del CCITT (originando un ancho de banda de 3100 Hz), y se muestrea a una razón de 8 000 muestras por segundo, se ha cumplido con el teorema de Nyquist y es de esperarse que toda la información original pueda recuperarse en su forma analógica. Para lo anterior, una muestra es tomada cada  $1/8\ 000$  segundos, es decir, cada 125 microsegundos.

Otro ejemplo puede ser un canal de alta fidelidad de 15KHz. En este caso la razón de muestreo mas baja que se podría tomar, es de 30 000 muestras por segundo. Entonces las muestras serían tomadas intervalos de  $1/30\ 000$  segundos, es decir espaciadas a 33.3 microsegundos.

Un sistema PCM práctico comprende multiplexaje por división de tiempo, con una excepción (SPADE). El muestreo en estos casos no comprende únicamente un canal de voz, sino varios. En la práctica un sistema normal comprende 24 canales de voz; otros consideran 32 canales. El resultado del muestreo múltiple es una señal de tipo PAM. En la figura 3.2.1 se muestra el caso de 3 señales analógicas muestreadas y sus formas PAM de entrada al cuantizador-codificador.

Si el canal de voz nominal de 4 KHz debe ser muestreado 8 000 veces por segundo, y un grupo de 24 canales de voz similares deben ser muestreados secuencialmente para intercalarlos, formando una onda PAM de multicanal, esto puede ser realizado a través de compuertas. Si se abre la compuerta por un período de 3.25 microsegundos para cada canal de voz a ser muestreado en forma sucesiva del

1 al 24, esta secuencia completa puede ser realizada en un período de 125 micros-gundos ( $125 \times 10^6 / 8\ 000$ ). A este período de 125 microsegundos se le conoce como un marco, y dentro de este marco todos los 24 canales son muestreados una vez, en forma sucesiva.

### 3.2.2 CUANTIZACION

El siguiente paso en el proceso de formar una secuencia de bits PCM, es asignar un código binario a cada muestra conforme se presenta al codificador. Hay que recordar que un código binario de 4 elementos discretos (un código de nivel 4) codificará 24 significados distintos y separados diferentes caracteres, los cuales no son suficientes para un alfabeto de 26 letras; un código de 5 niveles suministraría 32 caracteres. El código ASCII es básicamente un código de 7 niveles que permite 128 significados discretos para cada combinación de código. Un código de 8 niveles permitiría 256 posibilidades.

Otro concepto que debe tenerse en mente es que los anchos de banda están relacionados con la razón de información, es decir, el número de bits por segundo transmitidos. El objetivo es mantener algún control sobre la cantidad de ancho de banda necesaria. Por lo tanto debe de limitarse la longitud del código, es decir, el número de niveles.

Hasta ahora un número infinito de niveles de amplitud se presenta al codificador, y la excursión de la onda PAM es entre 0 y 1 volt; se puede uno preguntar, cuántos valores discretos se encuentran entre 0 y 1? Todos los valores deben ser considerados, aún el de 0.0176487892 volts.

El rango de intensidad de las señales de voz que son enviados por canales telefónicos analógicos es del orden de 60 dB. El rango 0-1 volts de la etapa PAM en la entrada del codificador puede representar el rango de 60 dB. Más aún el codificador no puede suministrar un código de longitud infinita (por ejemplo un número infinito de niveles codificados) para satisfacer cada nivel en el rango de los 60 dB. La clave es asignar niveles discretos de -1 pasando por 0 a +1.

La asignación de valores discretos a las muestras PAM se llama cuantización.



Para citar un ejemplo consideremos la figura 3.2.2 donde existen 16 niveles cuánticos entre -1 y +1 volts y están codificados como sigue:

0	0000	8	1000
1	0001	9	1001
2	0010	10	1010
3	0011	11	1011
4	0100	12	1100
5	0101	13	1101
6	0110	14	1110
7	0111	15	1111

Un análisis de la figura 3.2.2 muestra que el paso 12 es utilizado dos veces. En ninguna de las ocasiones que es utilizado toma los valores reales de la senoidal analógica, sino que toma valores redondeados. Estos valores redondeados se muestran con línea punteada en la misma figura. Las líneas punteadas horizontales muestran el punto donde el cambio cuántico excede hacia el siguiente nivel superior o inferior; ya sea que la señal senoidal esté arriba o abajo de ese valor. Si se toma el paso 14 en la curva, como otro ejemplo, la parte que va cayendo de su máximo le es asignada a dos valores de 14 en forma consecutiva. Para el primero, la curva está arriba de 14 y para el segundo está abajo; este error en el caso del 14, del valor cuántico al valor verdadero, se le conoce como distorsión cuántica. Esta distorsión es la fuente principal de imperfección en los sistemas PCM.

Si se mantiene el rango de 1 a -1 y se dobla el número de pasos cuánticos de 16 a 32 se podría identificar un mejoramiento en la distorsión de cuantización. Para apreciar este mejoramiento se debe determinar el incremento de los pasos en milivolts, para cada caso: en el primero, el rango total de 2000 milivolts sería dividido en 32 pasos, es decir 187.5 milivolts por paso, el segundo caso tendría  $2000/64$ , es decir, 93.7 milivolts por paso.

Para el caso de los 32 pasos, el error de cuantización mas grande ocurriría cuando una señal de entrada al ser cuantizada, se encuentre a la mitad del nivel de uno de los pasos, o en este caso a 93.7 milivolts arriba o abajo del

nivel de cuantización más cercano. Cuando se tienen 64 pasos, el error máximo ocurriría igualmente a la mitad del nivel, es decir, a los 46.8 milivolts. El mejoramiento en decibeles, al doblar el número de pasos de cuantización es:

$$\begin{aligned} 20 \log\left(\frac{97.7}{46.8}\right) &= 20 \log 2 \\ &= 6 \text{ dB aprox.} \end{aligned}$$

Lo anterior es válido únicamente para cuantización lineal. Entonces, al incrementar el número de pasos de cuantización para un rango de valores fijo reduce la distorsión de cuantización en forma proporcional. En experimentos prácticos, se ha encontrado que si se suministra un sistema de 2 048 pasos de cuantización uniformes, se alcanza una calidad de señal suficientemente aceptable.

Para un sistema de 2 048 pasos de cuantización, se requeriría que el codificador suministrara para cada paso cuántico se asignara un carácter o significado, lo que requiere un código de 11 elementos, es decir:

$$2^n = 2\,048 \quad (n=11)$$

Con una razón de muestreo de 8 000 muestras por segundo por canal de voz, la razón de información binaria por canal será de 88 000 bits por segundo. Considérese que el ancho de banda equivalente es una función de la razón o velocidad de la información; el deseo de reducir esta figura es claramente obvia.

### 3.2.3 CODIFICACION

Se ha observado que los sistemas PCM mas comunes utilizan códigos binarios de 7 y de 8 niveles, es decir:

$$2^7 = 128 \text{ pasos cuánticos}$$

$$2^8 = 256 \text{ pasos cuánticos.}$$

El objetivo que se persigue al codificar es el de reducir el error debido al ruido. Esto se hace representando a la amplitud de PAM como un número

binario y enviando una serie de pulsos de amplitud máxima (unos) y espacios (ceros) para representar al número binario, como se puede apreciar en la figura 3.2.3. Se supone que en el detector se conoce donde comienza y termina cada número binario es decir, se presupone sincronía.

El uso de la codificación para transmitir PAM cuantizado, resulta entonces en una señal de PCM. Este tipo de modulación de pulsos es adecuado para la transmisión de señales en la presencia de ruido muy intenso, ya que el proceso de detección consiste en hacer una decisión relativamente fácil de presencia o ausencia del pulso durante un intervalo de tiempo.

El costo de este mejoramiento en los sistemas PCM relativo a PAM, es el ancho de banda. En lugar de determinar ahora la amplitud de un pulso, se tiene que determinar si el pulso que se transmitió fue un 1 ó un 0.

Para obtener una estimación ideal del ancho de banda requerido en PCM, se puede considerar el argumento de que un número binario de  $n$  dígitos se puede utilizar para especificar  $2^n$  niveles diferentes. Para determinar este ancho de banda se debe conocer el número de niveles cuánticos decididos para el sistema. Se concluirá entonces que el ancho de banda para transmitir este tipo de señales es  $n$  veces mayor que el que se requiere para transmitir la señal moduladora original, es decir:

$$\frac{1}{2 \times B} = \frac{1}{2n f_m} \quad \text{ó}$$

$$B = n f_m$$

## MODULACION DELTA

Este tipo de modulación es una técnica por la cual una señal analógica puede ser codificada en dígitos binarios. Entonces DM es un sistema PCM. Se restringirá sin embargo, el nombre PCM a la técnica de codificación descrita anteriormente. DM tiene el mérito de que los circuitos electrónicos requeridos para la modulación en el transmisor, y particularmente para la demodulación en el receptor, son sustancialmente más simples que los circuitos correspondientes requeridos en PCM.

Un sistema de modulación Delta se muestra en el bloque de la figura 3.2.4. El generador de pulsos suministra un tren regularmente recurrentes de  $p_i(t)$  con amplitud y polaridad fija. Para simplificar la explicación se supondrá que estos pulsos son arbitrariamente angostos pero aún así, de área finita. El modulador recibe estos pulsos  $p_i(t)$  así como una señal  $\Delta(t)$ . La salida del modulador  $p_o(t)$ , es el tren de pulsos de entrada multiplicado por +1 ó por -1, dependiendo de la polaridad de  $\Delta(t)$  únicamente. Si  $\Delta(t)$  es positiva cuando  $p_i(t)$  ocurre, la multiplicación es por +1 y si es negativa, será por -1.

La forma de onda  $p_o(t)$  es aplicada a un integrador cuya salida se le ha designado  $\tilde{m}(t)$ . Como se verá,  $\tilde{m}(t)$  es una aproximación de la señal de entrada  $m(t)$ . Estas dos señales son comparadas en un amplificador diferencial cuya salida está dada por:

$$\Delta(t) = m(t) - \tilde{m}(t)$$

La operación de este modulador se puede explicar también con las formas de onda mostradas en la figura 3.2.5. En esta figura,  $t = 0$  ha sido seleccionada para ocurrir a la mitad de los pulsos. Los valores iniciales de  $m(t)$  y  $\tilde{m}(t)$  han sido seleccionados en forma arbitraria. En el tiempo  $t_1$  del primer pulso, sucede que  $m(t)$  es mayor que  $\tilde{m}(t)$ . Por lo tanto, el pulso de salida del modulador es positivo. La respuesta del integrador a este pulso, es una función escalón; en el tiempo  $t_2$ ,  $\Delta(t) = m(t) - \tilde{m}(t)$  es aún positiva, con la resultante de que  $m(t)$  es una función escalón positiva, una vez más. Las formas de onda  $\tilde{m}(t)$  continúan su progresión en forma de escalón hacia  $m(t)$  hasta el cuarto pulso, en donde se detecta una igualdad.

Entonces inmediatamente después del primer pulso,  $\Delta(t)$  es negativa, y el siguiente pulso en la salida del modulador es de polaridad negativa. La primera parte  $m(t)$  ha sido indicada sin variación de tiempo, para mostrar el acercamiento transiente inicial de  $\tilde{m}(t)$  hacia  $m(t)$ , y para ilustrar también el seguimiento de  $\tilde{m}(t)$  cuando  $m(t)$  no varía.

La señal que es transmitida a través del canal de comunicaciones es la forma de onda de pulsos de  $p_o(t)$ . En la práctica cada pulso es de duración finita,

para aumentar la energía en el bit transmitido. Se observa que al transmitir  $p_0(t)$ , se transmite en forma codificada, no el nivel de la señal misma, sino la información sobre la diferencia entre la forma de onda  $m(t)$  y su aproximación  $\hat{m}(t)$ . De ahí el que se derive el nombre de la modulación Delta.

El cuantizador mostrado en la figura 3.2.4 sirve para realizar, en principio, la misma función hecha por el receptor en un sistema PCM. Es de esperarse que si el ruido que se añade a la señal en un canal de comunicaciones no es demasiado grande, el cuantizador siempre será capaz de distinguir un pulso positivo de uno negativo.

El tren de pulsos de la figura anterior es el que se suministra entonces al receptor. Se podrá consecuentemente reconstruir la forma de onda  $\tilde{m}(t)$  utilizando un integrador, al igual que en el transmisor. Seguido del integrador se coloca un filtro paso-bajas para suprimir las fluctuaciones indeseables en  $\tilde{m}(t)$  y alisar la señal de manera que siga en una manera mas o menos bien comportada, la forma original de  $m(t)$ . Sin embargo, se reconoce que un filtro paso-bajas proporcionará por sí mismo una medida aproximada de la integración. Entonces se puede obviar el integrador en el receptor y depender del filtro únicamente; su salida será  $\hat{m}(t)$ , que difiere de entrada del transmisor  $m(t)$ , solamente debido a los efectos de la aproximación en forma escalonada de la modulación Delta y los errores hechos por el cuantizador del receptor debido al ruido.

Entonces el aspecto esencial de un sistema DM es que transmite información sobre la señal de diferencia. Nótese que esta señal está disponible a la salida del amplificador diferencial de la figura 3.2.4. En este sistema no se transmite  $\Delta(t)$  sino únicamente su polaridad, determinada en cada tiempo de muestreo. Se puede también, si así se desea, transmitir  $\Delta(t)$ . Entonces suponiendo que  $\Delta(t)$  fuera aplicada como la señal de entrada a un sistema PCM, este sistema sería identificado como Delta - PCM o simplemente DPCM.

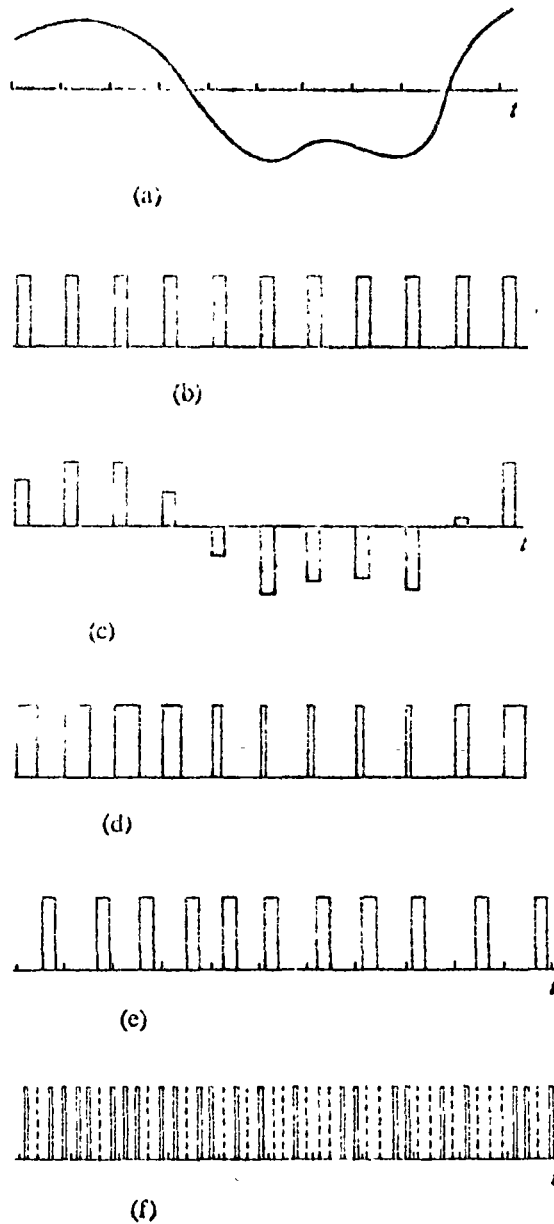


FIG. 3.1.1 TIPOS DE MODULACION POR PULSOS

- |   |   |
|---|---|
| (a) Señal Moduladora                        | (d) Modulación por Duración de Pulsos (MDP)       |
| (b) Portadora                               | (e) Modulación por Posición de Pulsos (MPP)       |
| (c) Modulación por Amplitud de Pulsos (MAP) | (f) Modulación por Pulsos Codificados (MPC ó MIC) |

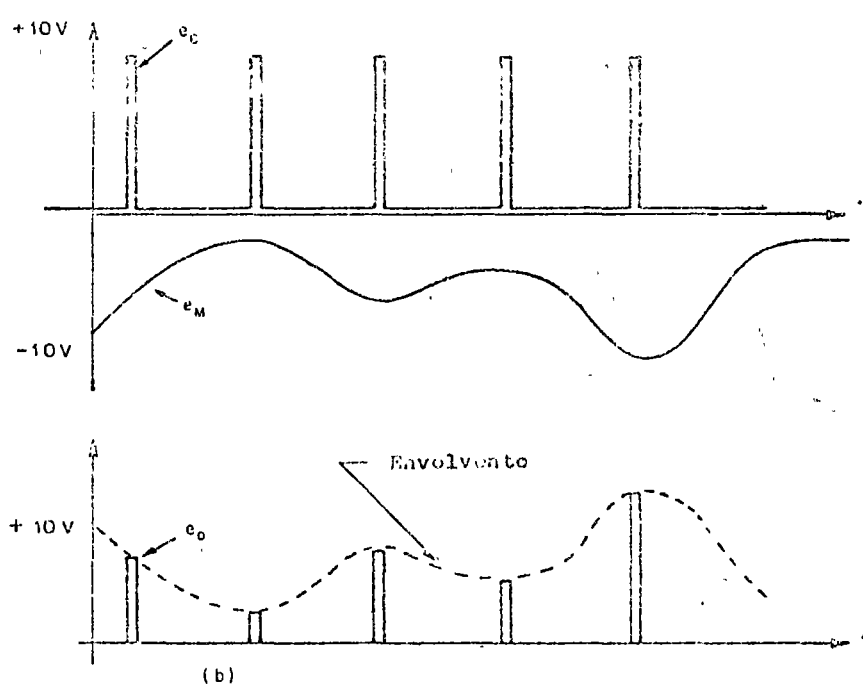
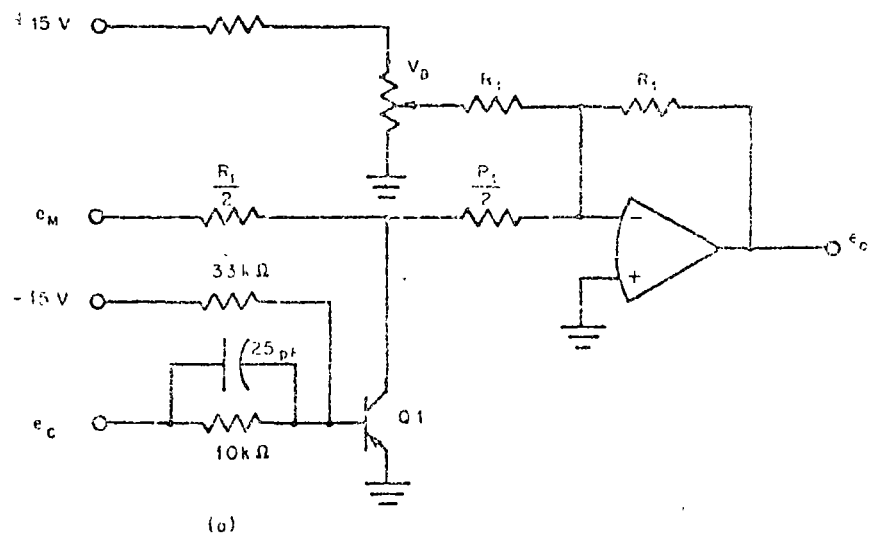


FIG. 3.1.2 MODULACION POR AMPLITUD DE PULSOS  
 (a) MAP utilizando un transistor como compuerta  
 (b) Formas de onda

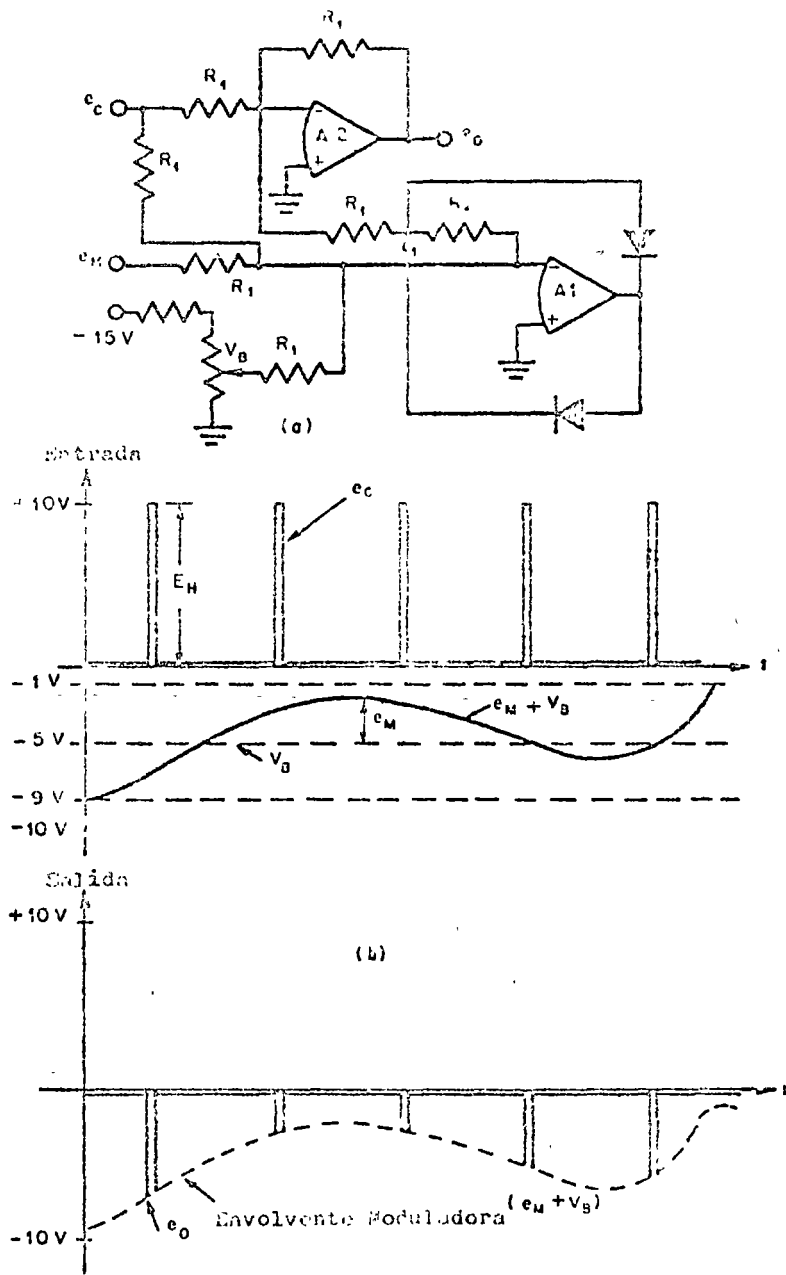


FIG. 3.1.3 MODULADOR POR AMPLITUD DE PULSOS

(a) Diagrama

(b) Formas de Onda



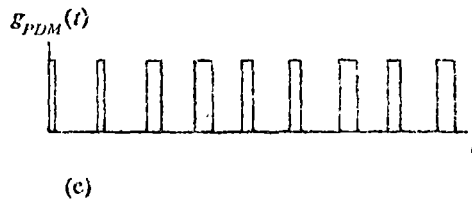
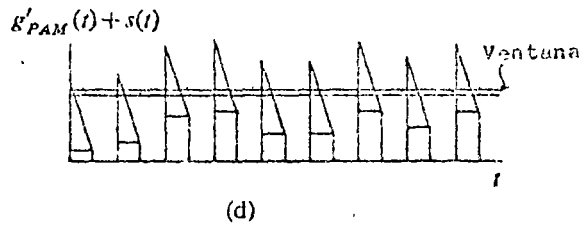
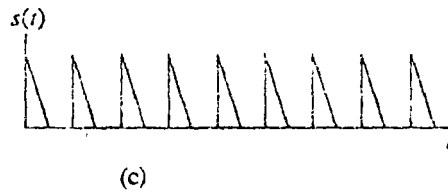
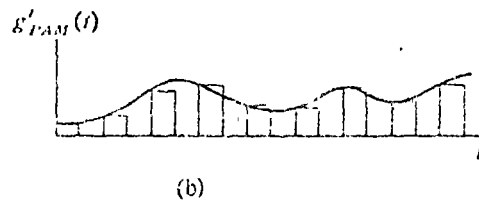
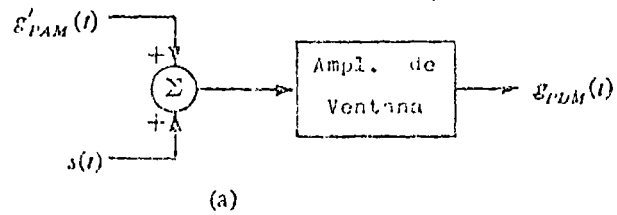


FIG. 3.1.4 GENERACION DE MDP

- |                        |                                     |
|------------------------|-------------------------------------|
| (a) Sistema Conceptual | (d) Ventana                         |
| (b) Señal MAP          | (e) Señal MDP (ventana amplificada) |
| (c) Señal Triangular   |                                     |

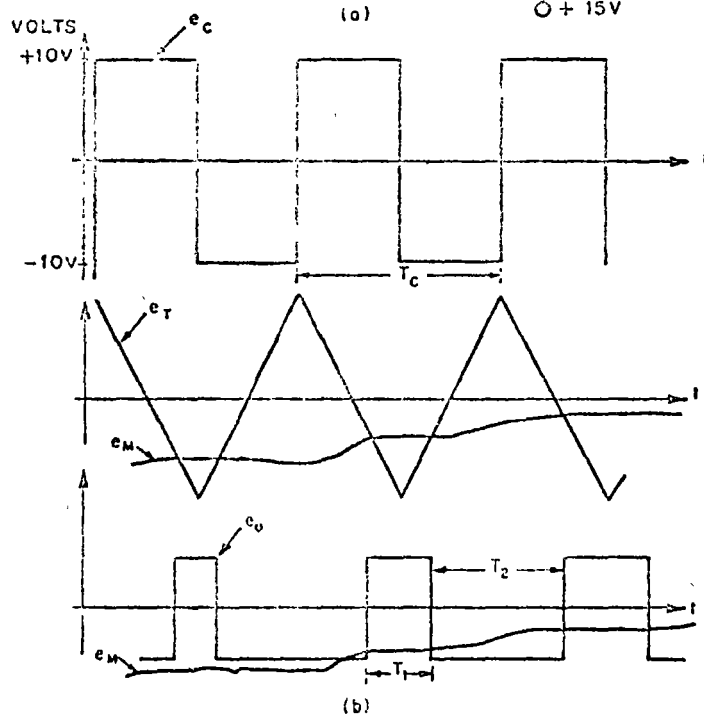
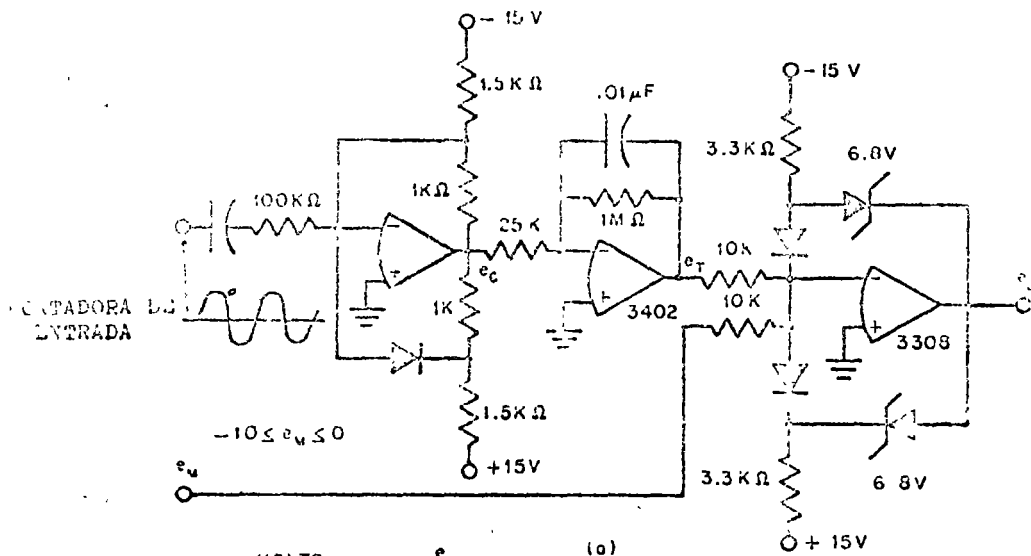


FIG. 3.1.5 MODULADOR POR DURACION DE PULSOS

- (a) Diagrama
- (b) Formas de Onda

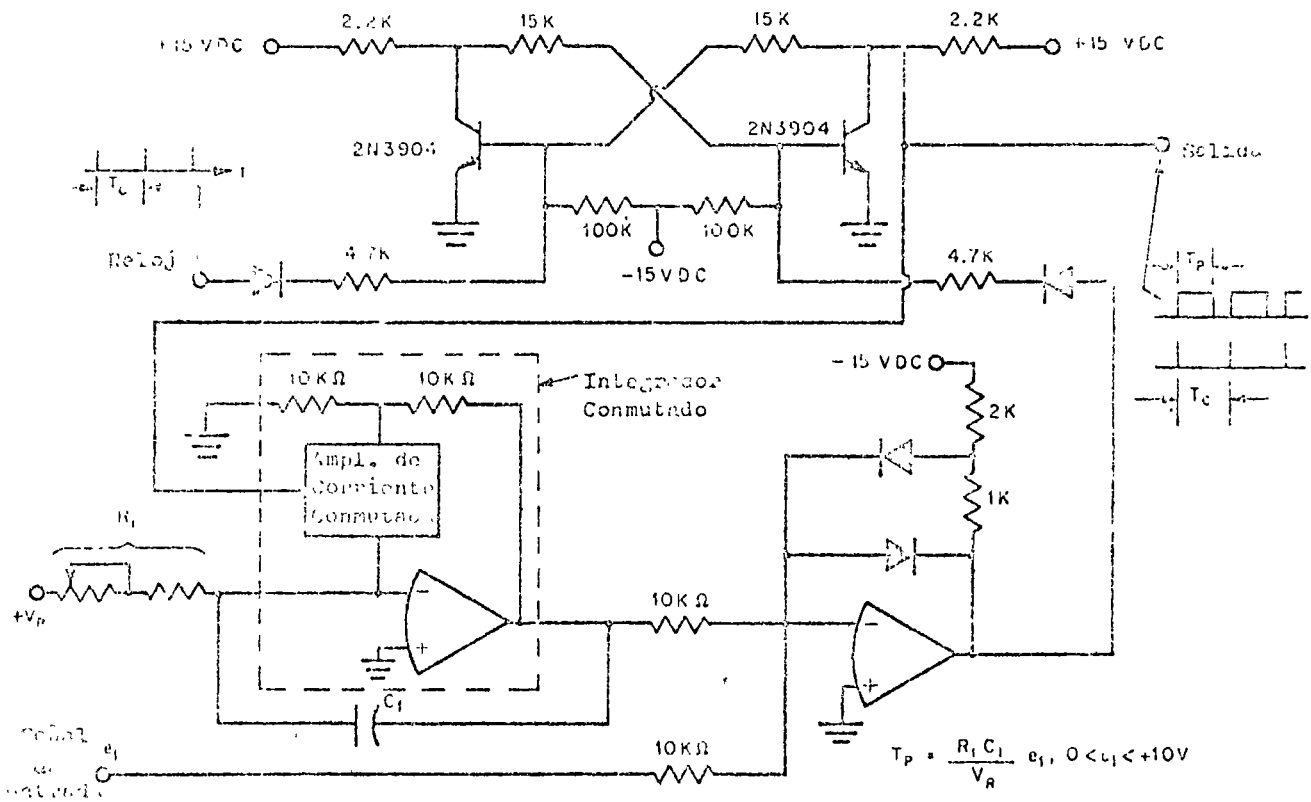
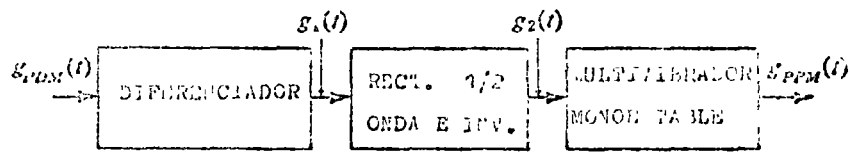
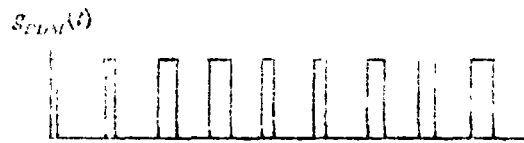


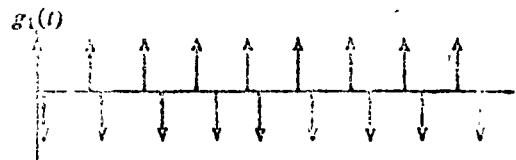
FIG. 3.1.6 DIAGRAMA SIMPLIFICADO DE UN CONVERTOR DE VOLTAJE A DURACION DE PULSOS



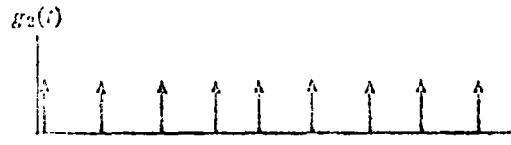
(a)



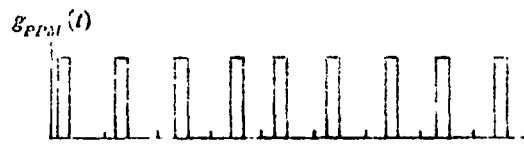
(b)



(c)



(d)



(e)

FIG. 3.1.7 GENERACION DE MPP

- |                        |                                 |
|------------------------|---------------------------------|
| (a) Conversión MDP-MPP | (d) Señal Rectificada invertida |
| (b) Señal MDP          | (e) Señal MPP                   |
| (c) Señal Diferenciada |                                 |

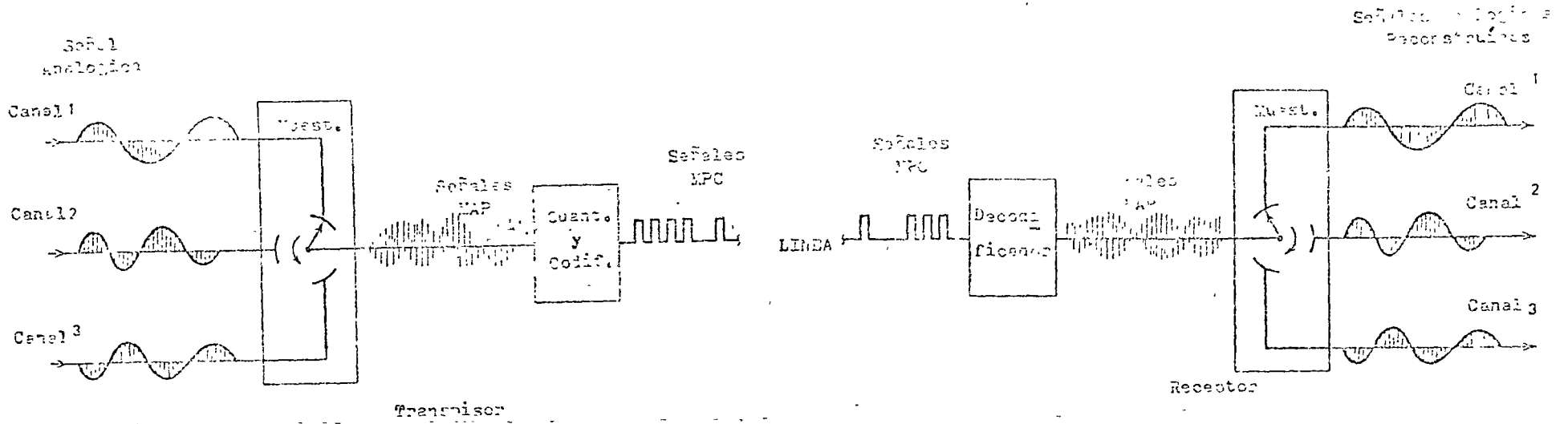
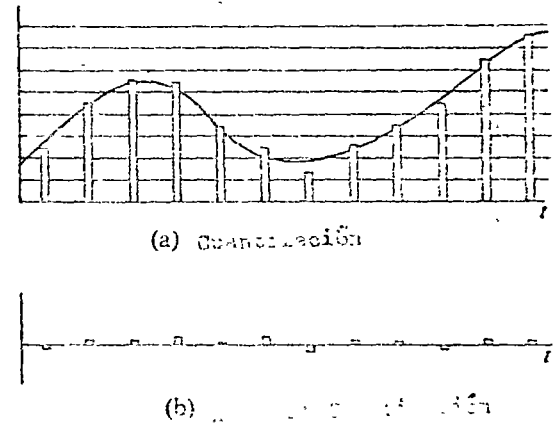
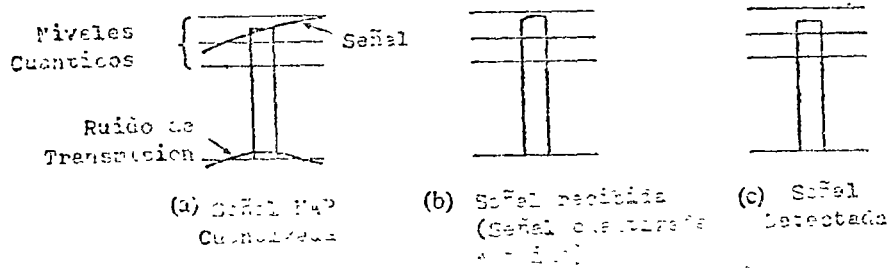


FIG. 3.2.1 SISTEMA SIMPLIFICADO MAP - MIC



3.2.11 MAP CUANTIZADO

3.2.11a INMUNIDAD DE MAP CUANTIZADO AL RUIDO DE NIVELES BAJOS

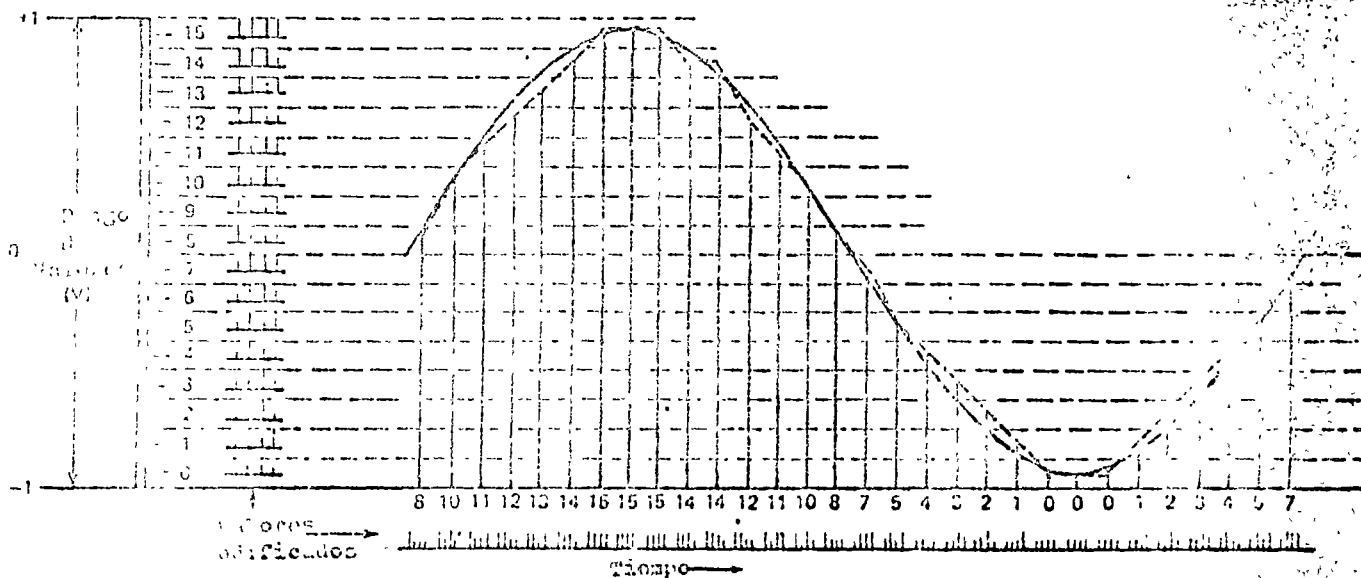


FIG. 3.2.2 CUANTIZACION Y CODIFICACION RESULTANTE UTILIZANDO 16 PASOS CUANTICOS

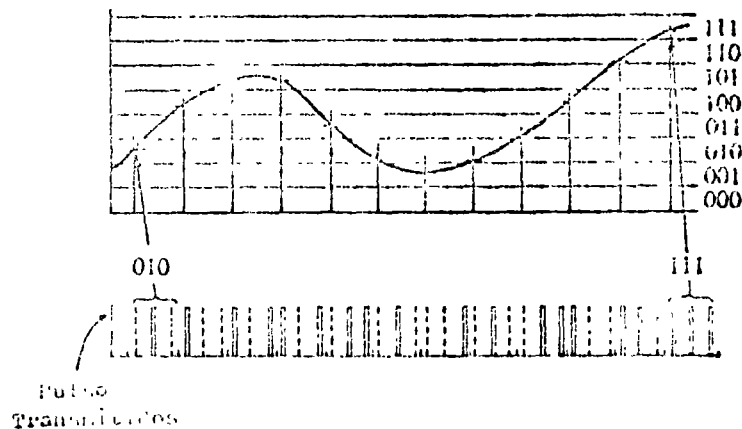


FIG. 3.2.3 FORMACION DE MIC (PCM)

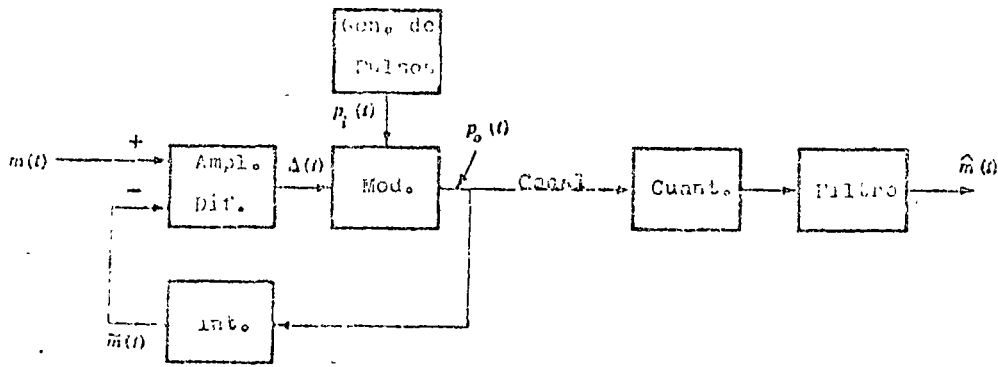


FIG. 3.2.4 SISTEMA DE MODULACION DELTA

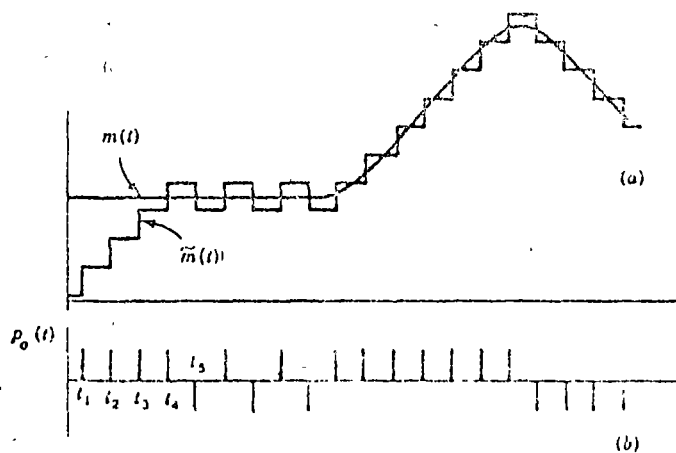


FIG. 3.2.5 FORMAS DE ONDA DE UN SISTEMA MD

- (a) La señal  $m(t)$  y su aproximación  $\hat{m}(t)$
- (b) El tren de pulsos Transmitido

### 3.3 MULTICANALIZACION

La multicanalización en tiempo (MT) divide la señal transmitida en intervalos discretos de tiempo, cada uno capaz de portar información de una entrada diferente. Un sistema conceptual MT se muestra en la figura 3.3.1. Las diferentes señales que se van a transmitir son periódicamente muestreadas y usadas para modular una portadora de pulsos MAP, la cual produce la señal de banda base que se ilustra en la figura 3.3.2.

Puesto que una señal particular tiene acceso al canal sólo durante períodos de tiempo recurrentes, MT es un proceso en serie contrastado con MF el cual es un proceso paralelo.

Generalmente, el conmutador es implementado haciendo uso de circuitos electrónicos, aunque algunos sistemas absolutos utilizaron conmutadores rotatorios mecánicos. En el lado del receptor, otro conmutador en sincronía con el conmutador del transmisor, separa los pulsos recibidos y los aplica a los demoduladores de pulsos, los cuales en la mayoría de los casos son filtros paso-bajo.

Un ejemplo de un conmutador construido de interruptores MOSFET se muestra en la figura 3.3.3. La salida de cada interruptor está conectada a un nodo común el cual es la salida del conmutador. Cada circuito alimentador aplica voltaje a la compuerta (G) de un interruptor MOSFET. Este voltaje controla el estado del transistor MOSFET: un nivel de  $-15\text{v}$ . lo apaga y un nivel de  $+15\text{v}$  lo prende. Las entradas de la lógica de control que originan estos estados son  $0\text{v}$ . y  $+V\text{v}$ ., respectivamente.

Con fuentes de alimentación de  $\pm 15\text{v}$ . y un rango dinámico de  $\pm 10\text{v}$ . para la señal analógica de entrada, el transistor MOSFET debe tener un voltaje de corte de compuerta-fuente de  $-5\text{v}$ . máximo, y voltajes de rompimiento de compuerta-fuente y compuerta-colector de  $\pm 25\text{v}$ . mínimo.

El nodo de salida del conmutador debe de conectarse a una carga de alta impedancia para prevenir que parte de la entrada analógica sea absorbida a través de la resistencia de colector-fuente del canal que esté prendido. De



Si es posible, entonces el conmutador debe estar seguido de un amplificador ooplador para así aislar la carga del nodo común.

El amplificador debe de dar una ganancia unitaria muy exacta, la cual requiere que el rechazo en nodo común y la ganancia a circuito abierto del amplificador operacional sean altas. Una exactitud de 0.01% en la ganancia requiere que ambos parámetros sean mayores que 80 dB.

#### Conmutación utilizando un contador binario

En la figura 3.3.4 se muestra un conmutador que utiliza un contador binario a base de flip-flops, para seleccionar en forma secuencial, las 10 entradas analógicas.

En este contador, si un 1 aparece en el primer flip-flop y todos los demás están puestos a 0, el 1 circulará en forma continua alrededor del contador siempre y cuando los pulsos del reloj existan.

Puesto que solamente un flip-flop tiene un 1 a la vez, y el 1 permanece constante durante la duración del pulso del reloj, el interruptor analógico (IA) conectado a este flip-flop será el único seleccionado y el voltaje analógico de ese canal es el único que estará presente a la salida del conmutador.

#### Conmutación con transistores bipolares

En la figura 3.3.5 se muestra un conmutador construido para aplicaciones de PCM en telemetría (fabricado por GE) y diseñado para conmutar señales analógicas de 0 a 5 v. de una fuente cuya resistencia máxima fuera de  $5000 \Omega$ , y con una exactitud de  $\pm 0.2\%$  de la escala máxima.

En este circuito en particular se tienen 64 entradas de señal analógicas. Estas entradas están divididas en 8 grupos de 8 canales cada uno, y cada grupo de 8 interruptores analógicos conectados a 1 de las 8 ramas.

Las ventajas de esta configuración son que las corrientes de fuga provenientes de los canales apagados que fluye en los canales prendidos son altamente reducidos, y la serie de configuraciones de interruptores con pares de transistores que hay para cada interruptor analógico se obtiene sin pagar el exceso de dos transistores

de conmutación por canal.

Para seleccionar un canal en particular, su línea de selección debe estar a un potencial cercano a 0v, para que el transistor de comando del interruptor analógico esté polarizado de tal manera que no conduzca. Bajo estas condiciones, la corriente de comando en la base del transistor-interruptor, fluirá para ese canal, haciendo uso de la fuente  $V_2$  de +15v

Por ejemplo, si el canal 1 es seleccionado, los transistores-interruptores  $Q_{1-1}$  y  $Q_{2-1}$  conducirán (estarían prendidos), es decir, los transistores  $Q_{3-1}$ ,  $Q_{4-1}$ ,  $Q_{5-1}$  y  $Q_{6-1}$  no conducirán (estarían apagados). Para habilitar el sumidero de corriente a la corriente de base aplicada al interruptor analógico, los transistores  $Q_{7-1}$  y  $Q_{8-1}$  conectados a los colectores de estos interruptores están también apagados durante el tiempo de selección. Bajo estas condiciones, una corriente igual a la que ha sido suministrada a las bases de  $Q_{1-1}$  y  $Q_{2-1}$  es conducida hacia la fuente de -24v a través de la resistencia de 325 000  $\Omega$ .

La función del amplificador operacional que controla los colectores de todos los transistores de conmutación analógica de las ramas, es la de proporcionar mejor exactitud. Este amplificador disminuye el error de conmutación analógica.

#### Selección y diseño de conmutadores Analógicos

Como ya se ha mencionado, interruptores analógicos no son perfectos, y que conforme conmutan señales analógicas también añaden errores a dichas señales. Estos errores están en función de la "transmisión" de la señal de alimentación del interruptor a la línea de la señal analógica, es decir, el voltaje  $V_{OF}$ , así como la resistencia de saturación durante conducción  $r_s$ , y la impedancia de apagado y corrientes de fuga del interruptor.

A continuación se da un listado de éstos y otros parámetros de importancia que deben ser considerados en la selección o diseño de un conmutador analógico.

- 1). La exactitud total de conmutación, requerida. Este factor es de importancia cuando se están determinando las características eléctricas del conmutador.

90

Número de canales.

El número de canales conmutados tiene un efecto directo en la exactitud. Algún tipo de ramificación puede ser necesaria si dicho número es muy grande. Las corrientes de fuga y la capacitancia aumenta conforme el número de canales aumenta, Si la capacitancia aumenta, la velocidad de conmutación disminuye, y más tiempo es necesario para que los transientes se atenúen a niveles de error aceptables.

3. Polaridad y rango de valores de voltaje analógico de entrada.

Además de la polaridad y voltajes de operación supuestamente normales, es importante conocer el máximo voltaje posible en ambas polaridades. Si el voltaje de algún canal analógico resulta ser más alto que lo normal, la operación de conmutación en los otros canales debe ser insensible a esta anomalía.

4. Impedancia de la fuente de voltaje analógico.

La resistencia de la fuente es normalmente la mas importante. En algunos casos donde el valor de resistencia es alto, la capacitación de la fuente puede ser importante. Este es el factor que determina la corriente permisible de salida del conmutador y la cantidad de señal de control (comando) de interrupción que alimenta la fuente.

5. Diferencia de voltaje entre la fuente analógica y la referencia de tierra.

En sistemas complejos puede haber diferencias considerables en los voltajes de tierra a los que algunos canales de entrada analógicas se refieren, debido a las caídas en voltaje de la línea de tierra entre los diferentes equipos. Este hecho determina la necesidad por un rechazo en modo común y una conmutación diferencial en las entradas analógicas.

6. Cruce entre canales.

Este es la fuga de una señal (resistiva, capacitiva, radiada) de los canales que no están prendidos, hacia los canales que sí están prendidos.

7. Razón de muestreo.

Esta razón es determinada por el ancho de banda de la señal analógica que debe de recuperarse.

8. Tiempo de encendido. cº  
Este es el tiempo requerido, después de que la señal de control es recibida, para que la salida analógica del conmutador iguale la entrada, con una cierta tolerancia.
9. Tiempo de apagado.  
Este es el tiempo requerido, después de que la señal de control ha dejado de ser aplicada, para que tanto la impedancia de conmutación (de apagado) y por los transientes, alcancen valores especificados.
10. Tiempo de muestra durante el encendido.  
En el caso de comandos por medio de transformadores o capacitadores en transistores bipolares, este es un factor importante. El tamaño del transformador o del capacitor, está determinado por esta duración.
11. Impedancia de carga, originada por la salida del interruptor analógico.  
La corriente, resistencia y la capacitancia del circuito comandado por la salida del interruptor analógico, deben ser consideradas. Por ejemplo, si un amplificador diferencial de transistores es comandado, no sólo la impedancia de entrada del amplificador es importante; también la corriente de polarización de entrada a los transistores del amplificador diferencial, que fluye a través del interruptor analógico y consecuentemente también en la fuente de voltaje analógico, causando errores.
12. Requisitos físicos.  
Estos factores incluyen tamaño, peso, vida, rango de temperatura, vibración, impacto, humedad y gases corrosivos.
13. Potencia de entrada.  
Los voltajes y los watts constituyen la potencia de entrada. Las variaciones en la potencia de voltaje de entrada, incluyendo exactitud a corriente directa, rizo, y los transitorios, deben de ser considerados en el diseño del conmutador.

TABLA 1

PARAMETROS EN LA CONMUTACION DE SEÑALES ANALOGICAS PARA VARIOS TIPOS DE TRANSISTORES

Analog Switch Type	$V_{off}$				$r_s$ at $I_{BC} = 1 \text{ mA}$ , $\Omega$	$I_L$ at 25°C, nA	$C_{01}$ , pF	$h_{FE1}$ at 25°C	$\frac{V_{off}}{M_B}$
	Inverted Connection at $I = 1 \text{ mA}$		Normal Connections at $I = 1 \text{ mA}$						
	Single Transistor $V_{off}$ , mV	Matched Transistors $\Delta V_{off}$ , mV	Single Transistor $V_{off}$ , mV	Matched Transistors $\Delta V_{off}$ , mV					
Silicon diode	...	...	600	10	5*	1-50	1-10	...	...
Silicon transistors									
Alloy	0.5-3	0.1	10-25	1-2	5-30	1-20	5-30	1-10	Low
Grown	50-100	...	10-80	...	100-300	1-500	5-20	1-3	High
Mesa	1-50	0.1-5	20-100	2-10	50-100 200-2K	1-500	5-75	0.01-0.6	High
Planar	1-...	0.1-...	20-...	3-...	50-100	0.01-10	2-75	0.1-1	High
Planar epitaxial	0.2-2	0.05-0.5	10-20	1-2	5-20	0.01-10	7-75	1-10	Low
Integrated transistor (2 devices on a single silicon substrate)	...	0.025	...	...	20-200	0.01-10	2-10	...	Low
Germanium transistors									
Alloy	0.2	0.05-0.5	5-10	0.5-1	2-10	1,000- 10,000	2-50	1-5	Low
Field effect transistors									
Junction	0.0	0.0	0.0	0.0	2-1000	Alloy 10- 1000 Planar 0.01-100	2-70	...	Voltage- controlled device
MOS	0.0	0.0	0.0	0.0	2-...	0.001-...	2-...	...	Voltage- controlled device

\* Los rangos de los parámetros en  $r_s$  son valores aproximados para transistores de baja potencia y pueden cambiar como resultado de las mejoras en los procesos de manufactura.

$V_{of}$  = voltaje a través de un diodo como resultante de la corriente de polarización directa

$h_{FE1}$  = ganancia en corriente

$V_{OF}$  = voltaje de desviación que aparece a través de las terminales C-E de un transistor cuando está encendido por una corriente de base, y la corriente a través C-E es cero

$V_{OFN}$  = voltaje de desviación a través de las terminales C-E cuando la corriente de base en exceso que satura al transistor, fluye de B-E, es decir, en la conexión normal

$V_{OFI}$  = voltaje de desviación existente a través de las terminales C-E cuando la corriente de base en exceso que satura al transistor, fluye de B-C, es decir, en la conexión invertida

$r_s$  = resistencia dinámica de conducción

$i_{BC}$  = corriente directa que fluye de las terminales B-C

## Commutación de transistores de conexión normal

La Tabla 1.5. da un comentario de los parámetros de conexión de conmutación para varios tipos de transistores. Varias observaciones se pueden hacer a partir de dicha tabla.

- para transistores bipolares, el voltaje  $V_{CE}$  invertido es generalmente mucho menor que el voltaje  $V_{CE}$  obtenido cuando el transistor se conecta en la forma normal.
- algunos transistores, tales como los de unión por crecimiento de silicio, pueden dar un voltaje en conexión normal  $V_{CE}$  menor que su voltaje invertido  $V_{CE}$ . Esto es debido a que para este tipo de transistor, la región del colector tiene más resistencia que la región del emisor. Por lo tanto para valores más altos de corriente base, la corriente de base de encendido en conexión invertida que fluye de la base al colector origina una caída de voltaje relativamente grande en la región del colector. Algunos de los transistores fabricados por crecimiento de silicio, tal como el 2N336, pueden usarse como interruptores a corriente alterna de voltajes analógicos, es decir, cortadores de señal (o choppers), debido a su baja capacitancia de salida  $C_o$ ; sin embargo, estos transistores deben ser excitados con corrientes de base muy pequeñas para que la caída a través de la resistencia de colector o emisor no sea un problema.
- los transistores de fabricación por crecimiento, mesa, y planares, tienen generalmente resistencia de colector mayores que los transistores por aleación y los epitaxiales planares, lo cual resulta en un voltaje  $V_{CE}$  y resistencias de saturación, mayores. Además, la geometría física del transistor mesa resulta en un valor de beta inversa extremadamente pequeña, lo cual hace muy difícil el utilizar este tipo de transistor como conmutador analógico para señales bipolares.
- en general, para transistores bipolares, los tipos epitaxiales

planares de silicio y los de aleación tienen las mejores características para conmutación analógica. Tienen el voltaje  $V_{0F}$  mas bajo y por lo tanto el menor incremento  $\Delta V_{0F}$  cuando están bien acoplados; la resistencia  $r_s$  mas baja; una corriente de fuga mínima  $h_{FE1}$  es grande, y una variación de  $V_{0F}$  respecto a variaciones en corriente de base  $\Delta i_B$  menor que los demás

- en muchas aplicaciones el transistor FET es el mejor interruptor analógico.
- el transistor MOSFET es bastante popular en sistemas de conmutación y multiplexaje analógico de baja corriente debido a las ventajas que tiene con el transistor bipolar por lo que respecta a exactitud y simplicidad en circuito.
- por las mismas razones los transistores de unión FET de resistencia  $r_{ds}$  baja son muy usados en la implementación de decodificadores D/A muy exactos.

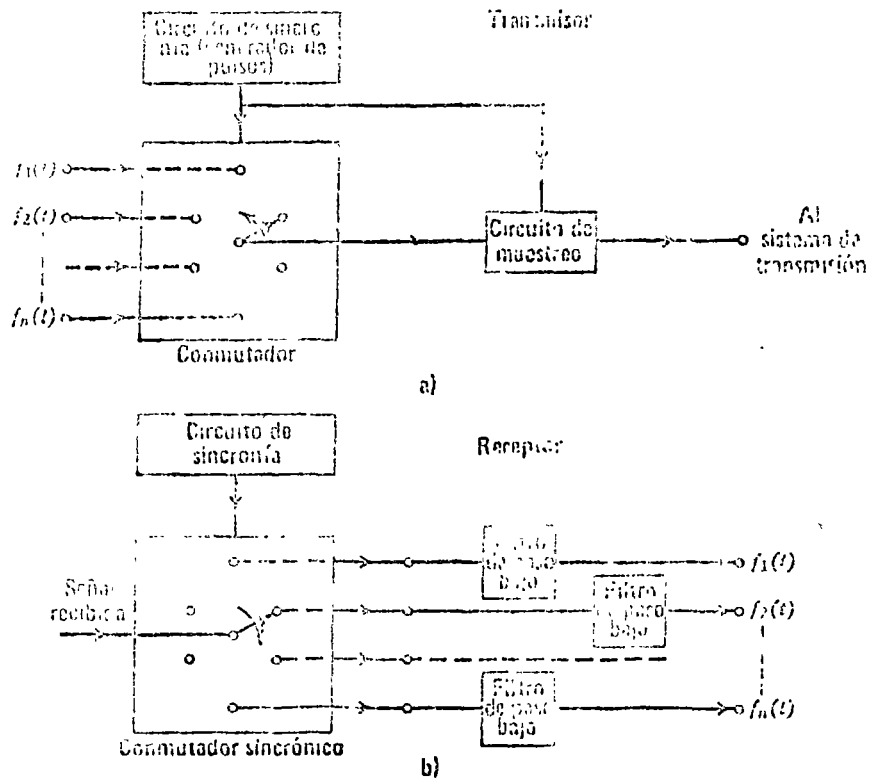
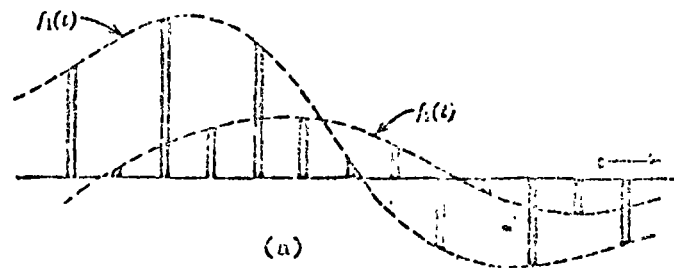


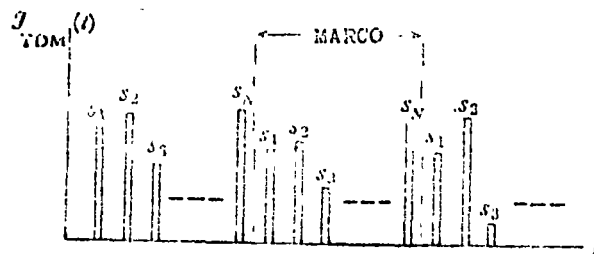
FIG. 3.3.1 SISTEMA CONCEPTUAL DE MULTICANALIZACION EN TIEMPO (MT)

(a) Transmisor

(b) Receptor



(a)



(b)

FIG. 3.3.2 SEÑAL DE BANDA BASE EN MT

(a) Muestreo de 2 señales

(b) Señal compuesta de N muestras



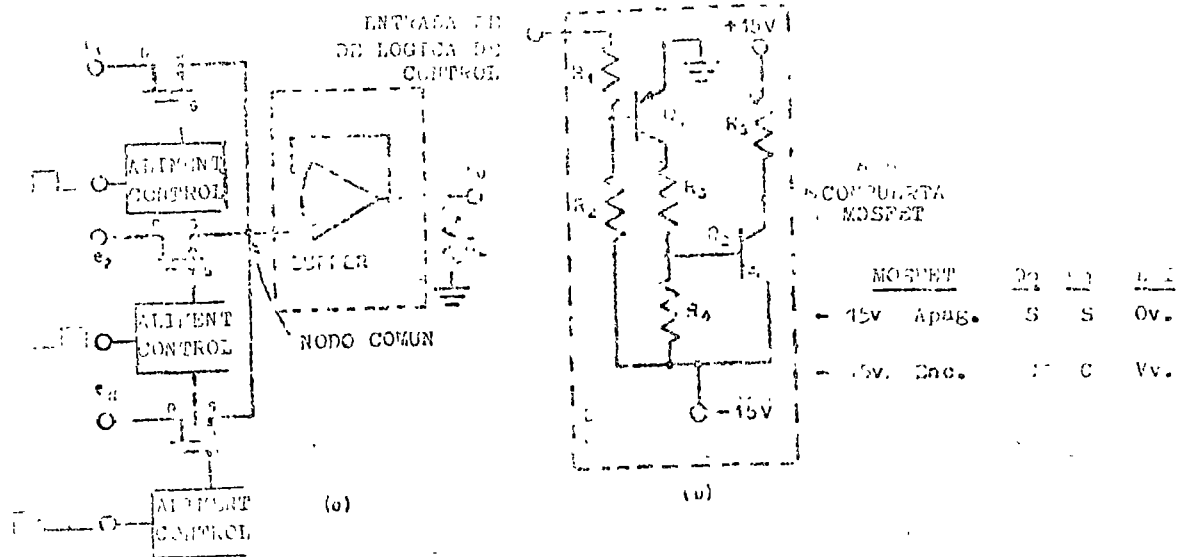


FIG. 3.3.3 MULTICANALIZACION A BASE DE UN CONMUTADOR CONTROLADO POR MOSFET

- (a) Diagrama
- (b) Circuito del Alimentador-Controlador

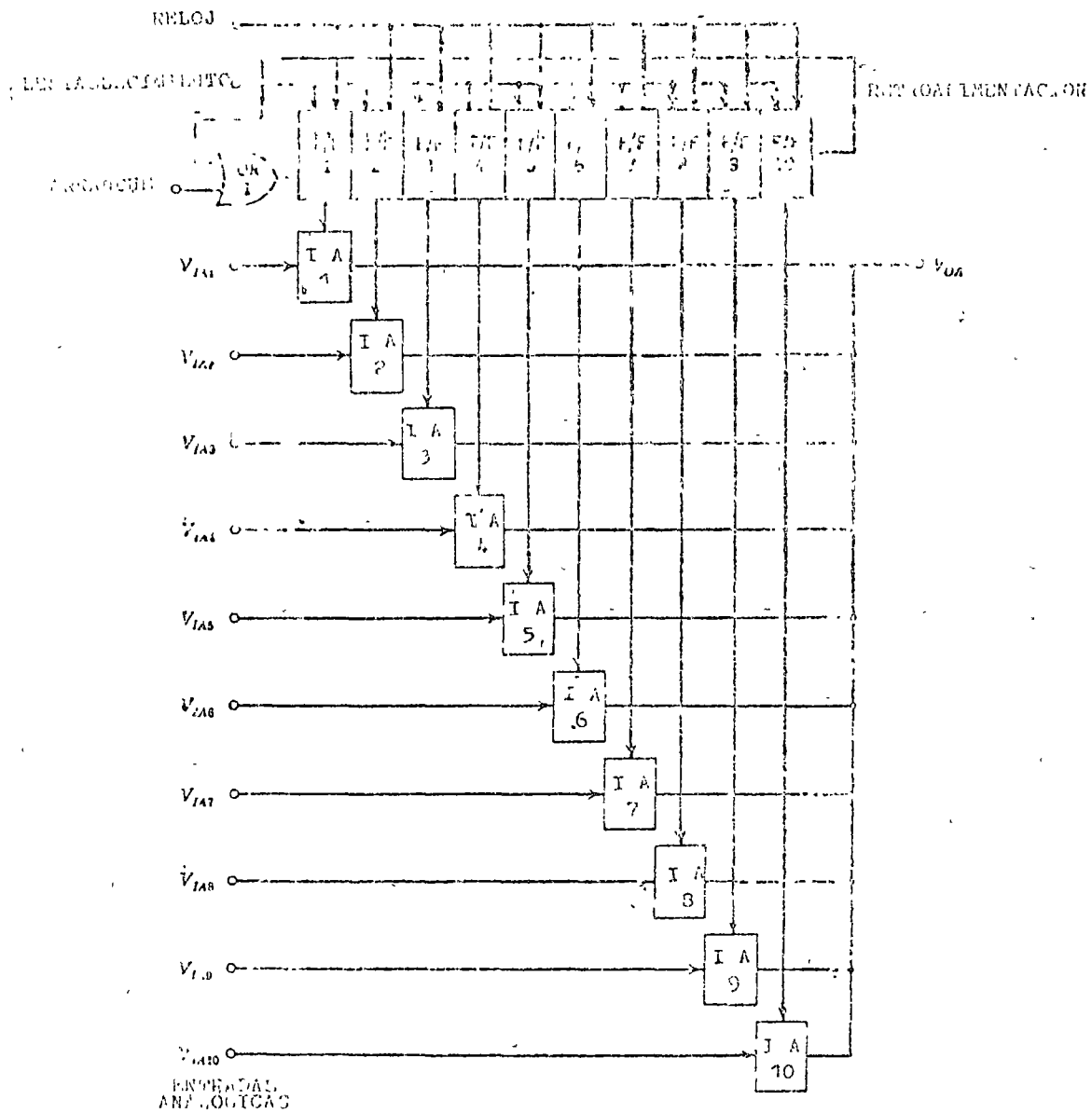


FIG. 3.3.4 MULTICANALIZACION POR MEDIO DE UN CONMUTADOR CONTROLADO POR UN CONTADOR CIRCULAR

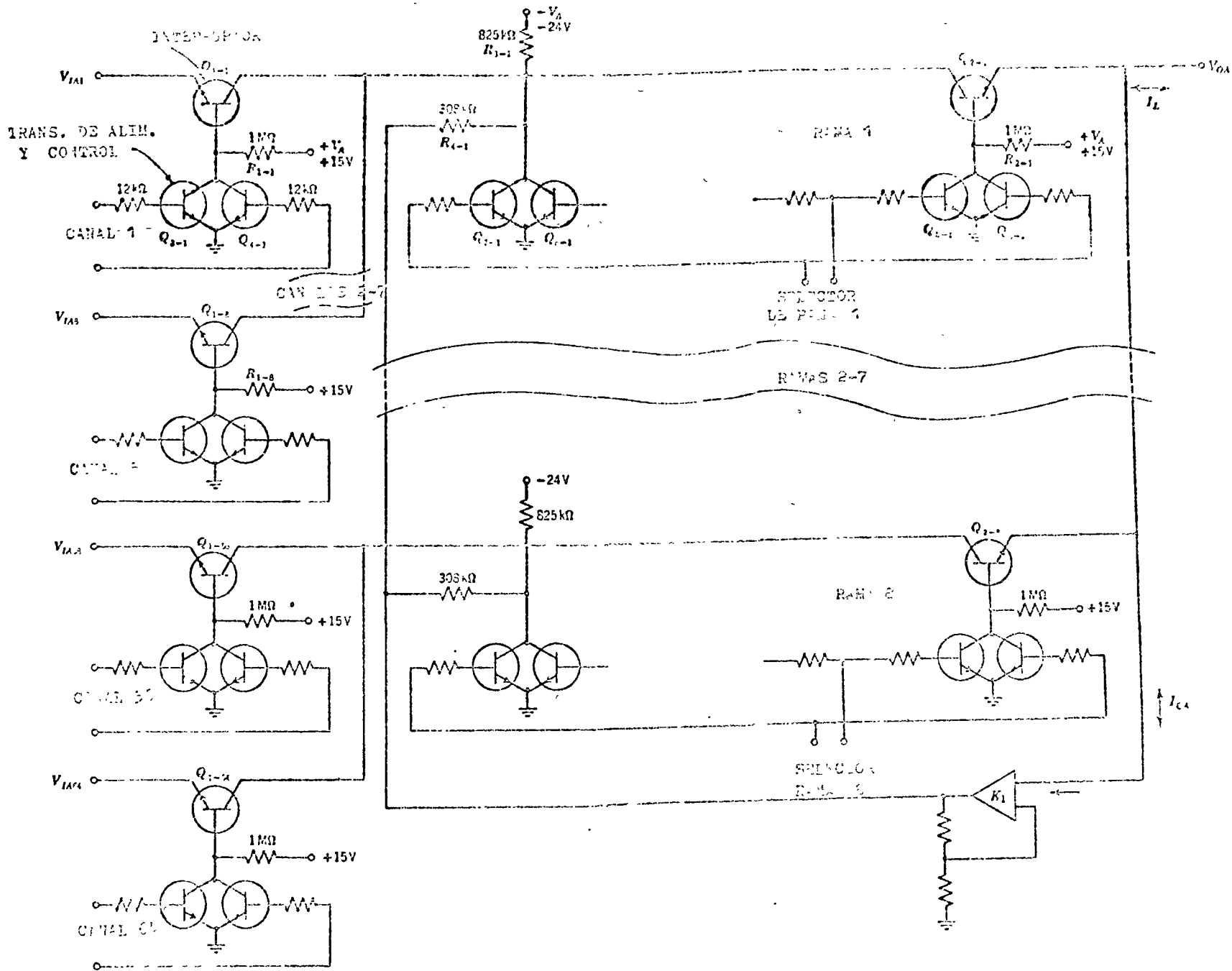


FIG. 3.3.5 CONMUTADOR A BASE DE TRANSISTORES TIPICALES

## 3.4 MODULACIONES DIGITALES

En esta sección se analizarán las técnicas de traslación de las señales digitales que se presentan como desviaciones en amplitud de corriente directa, a una señal de radio-frecuencia, es decir modificar a una portadora para transportar una envolvente de menor frecuencia. Para esto, hay que recordar la función básica de la modulación: convertir la información que se va a enviar, a la forma de onda más adecuada a las características del canal. Esta modulación puede ser en amplitud, frecuencia o fase, como se ilustra en la figura 3.4.1, donde estos tres tipos de modulación son ejemplificados para una secuencia binaria 1001. Mas adelante se precisará más sobre estas formas de onda.

Por otro lado, en la transmisión de pulsos de corriente directa, se ejemplifican dos usos de los métodos de modulación:

- Uno es el utilizado en las redes de larga distancia, y es donde la banda de voz es trasladada a otra frecuencia central para agruparla con otros canales (MF); por ejemplo, la formación de grupos (12 canales), supergrupos (5 grupos), grupos maestros (5 supergrupos 300 canales), supergrupos maestros (3 grupos maestros = 900 canales), etc.
- Dado un canal con ciertas propiedades, diseñado originalmente para transmitir voz y no dígitos binarios, la modulación se utiliza para facilitar y mejorar el envío de bits por el canal. En este caso, la modulación permite que se obtengan las máximas velocidades de transmisión y que su diseño dé la máxima protección contra el ruido y la distorsión del canal.

Por ser este último punto de gran interés, los propósitos de estas notas, se presenta a continuación una breve descripción de los canales telefónicos.

### SEÑALES DIGITALES EN REDES TELEFONICAS

Existen dos maneras fundamentales para transmitir señales digitales. Una forma es diseñar y construir, una red especializada para el propósito de transmitir dígitos binarios. Otra manera es adaptar las facilidades existentes de la red telefónica, para poder transmitir estas señales digitales. A continuación se estudian modos para el envío de información a través de la red telefónica.

Las redes telefónicas, diseñadas para manejar señales de voz, tienen características que hacen difícil la transmisión de dígitos binarios de corriente directa, ya que su banda pasante se estima ser de 300 a 3 400 Hz.

El origen de que el ancho de banda sea de 3 100 Hz se puede apreciar en la figura 3.4.2 (a), en donde se ve que para que la voz sea reconocible y entendible, solamente se requiere transmitir el rango indicado, aunque el oído cubra un mayor ancho de banda.

Entonces, el sistema telefónico atenuará, en forma mas o menos igual, todas las frecuencias existentes entre 300 y 3 400 Hz; las señales superiores a 4 000 Hz son atenuadas casi en su totalidad, como se puede ver en la figura 3.4.3.(a). En la figura 3.4.3(b) se muestra también la forma de la atenuación de la banda pasante, que es de particular interés para la evaluación de las propiedades de los circuitos para transmisión de datos. Asimismo, en la figura 3.4.3(c) se tiene la comparación de una línea telefónica común comparada con otra línea acondicionada de mayor calidad.

En fin, para permitir la transmisión de datos en redes de voz, es necesario convertir la información de C-D, en una señal que ocupe la banda disponible en la red telefónica.

### 3.4.1 MODULACION EN AMPLITUD (ASK)

Una de las maneras de convertir un mensaje binario de "1"s y "0"s a radio frecuencia es modulando en amplitud a una portadora senoidal. Este tipo de modulación se conoce como ASK (Amplitude Shift Keying) y se le ha traducido como Modulación por Desviación en Amplitud (MDA) y también como Modulación Binaria en Amplitud (MBA).

La convención para esta modulación digital es enviar un pulso senoidal  $S(t)$  cuando un 1 está presente, y enviar un espacio cuando un 0 está presente, es decir:

$$S(t) = \begin{cases} A \sin(2\pi f_c t) & 0 < t < T \\ 0 & \text{cualquier otro intervalo} \end{cases}$$

Con esta técnica, los estados binarios están representados por la presencia o ausencia de un tono de audio o portadora. Esta modalidad es también conocida como telegrafía ON-OFF. Los elementos básicos de un sistema ASK se pueden apreciar en la figura 3.4.4.

Para transmisión de datos menor o igual a 1 200 bits/seg., un sistema ASK utiliza una frecuencia en la portadora de 1 600 Hz.

Las características principales de un sistema ASK se pueden resumir como sigue:

- (1) Bastante simple en un proceso de modulación-demodulación
- (2) Costo relativamente bajo
- (3) Susceptible a cambios repentinos en la amplitud
- (4) Ineficiente en el proceso de modulación (33% max.)
- (5) Desperdicio del espectro al exigir doble banda lateral.

Cuando las velocidades de transmisión son altas (mayores a 4 800 b/seg.) el punto (5) anteriormente mencionado se convierte en un factor importante. Recurriendo a las técnicas analógicas de eliminación de una banda lateral para transmitir una señal portadora modulada en amplitud por banda lateral única (AM-BLU), se puede recurrir al mismo concepto para la transmisión digital. De esta manera se mejora la eficiencia en el uso del espectro.

Puesto que la información esencial está presente en cada una de las bandas laterales, no se pierde contenido durante este proceso. La portadora debe conservarse para poder recuperar la componente C-D de la información en la envolvente. Sistemas digitales de este tipo utilizan modulación por banda lateral residual, de la cual únicamente una de las bandas laterales es retenida, pero debido a la curva de corte de los filtros, una porción de la portadora y un residuo de la otra banda lateral son también incluidas.

Lo anterior se logra tomando una señal de doble banda lateral y filtrando la banda lateral deseada. Como resultado de esto, la señal utiliza alrededor de 3/4 del ancho de banda requerido en doble banda lateral.

Las velocidades de operación en moduladores de banda lateral residual que

operan a 2 400 b/seg., son usados en canales telefónicos; para velocidades de 4 800 b/seg., se han utilizado técnicas de nivel múltiple o M-ASK. La frecuencia de la portadora está normalmente localizada entre 2 200 y 2 700 Hz.

#### ESPECTRO EN ASK

Para ilustrar un caso típico del espectro originado por una secuencia de bits, considérese la secuencia 101010... que es transmitida a una razón de 2 fm bits/seg. Si se ignora el efecto de la fase en el espectro resultante se tiene que si el índice de modulación es 1 (máximo índice antes sobremodular) este espectro es un tren de componentes discretas espaciadas por un valor de fm y con bandas laterales centradas en fc. Estas componentes tendrán su amplitud igual a la de una función sinc(x), como se puede ver en la figura 3.4.5(a).

Si se considera un tren de pulsos diferentes con duración  $\tau$  seg. y enviados a una velocidad de S pulsos/segundos, aparecen mas componentes discretos si  $\tau S$  es menor que 1, como se puede ver en la figura 3.4.5(b). En este caso también, las componentes discretas siguen la forma de la función sinc(x), y se encuentran centradas en S, 2S, 3S, ...

Como este tren de pulsos modula a una portadora de frecuencia fc, su espectro se encuentra centrado precisamente en fc, donde aparece una componente relativamente grande que no lleva información. En este caso  $\tau S = 1/6$ , es decir, existen seis intervalos entre pulsos.

Como ya se mencionó anteriormente, la información que realmente es necesaria transmitir sin perder el contenido, es una banda lateral sin la portadora. Además, no todas las componentes discretas tienen que enviarse; se podrían enviar las componentes contenidas en los dos o tres primeros lóbulos que contienen las componentes mas significativas.

Lo anterior se presenta ya que para transmitir todo el espectro mostrado, se tendría que utilizar un ancho de banda innecesario, o si el ancho de banda del canal está fijo, se restringiría la velocidad de transmisión. También se requeriría una potencia apreciable para transmitir todas las componentes. Además, la energía disponible se debe de limitar a valores que no perjudiquen a otros

usuarios que comparten las mismas facilidades, por lo tanto, es altamente deseable utilizar toda la potencia disponible para transmitir esa parte del espectro que con el mayor contenido de información. Este criterio aumenta las posibilidades de poder separar, de manera eficiente, a la señal del ruido.

Volviendo a los conceptos de potencia, ésta es proporcional al cuadrado de la amplitud, por lo que la potencia transmitida en la portadora es proporcional a  $A_c^2$ , y a la potencia de cada banda lateral es proporcional a  $(A_m/2)^2$ . Para un factor de modulación de 1 ( $A_c = A_m$ ), se requiere 4 veces más potencia para transmitir la portadora, que no contiene información, que para transmitir cualquiera de las bandas laterales. Factores de modulación menores a 1 implican que la portadora puede requerir 6 ó 8 veces la potencia de las bandas laterales.

#### TRANSMISION DE NIVEL MULTIPLE

La presentación anterior se refirió a modulación en amplitud de dos niveles. Si ahora se amplían los conceptos anteriores a más niveles, con el propósito de aumentar la cantidad de información contenida en un intervalo, se presentan otras desventajas.

Considérese un sistema ASK de 4 niveles (representando 4 - ASK), como los de la figura 3.4.4(b), en donde cada nivel puede representar un par de bits ("dibits") 00, 01, 10 ó 11. Este proceso da un menor margen para errores en el umbral de decisiones del regenerador. Teóricamente el número de bits sencillos que lleva la señal puede ser doblado; sin embargo la susceptibilidad al ruido es mayor. La razón de la diferencia en niveles que deben detectarse respecto al ruido, es apreciablemente menor.

En forma similar, 8 niveles permitirían que se transportaran tres bits por nivel, y proporcionar de esta manera tres veces la velocidad del sistema de 2 niveles, pero las diferencias de nivel que deben detectarse son menores.

Desafortunadamente, AM en sí, ya es vulnerable al ruido; la modulación de multi-niveles es todavía más vulnerable. Sin embargo existen varios sistemas construidos bajo este principio: los modems Al Data System desarrollados por Bell System, en relación con SAGE, la red norteamericana de defensa aérea, utilizó modulación en amplitud de tres niveles, de los cuales sólo dos portaban

información, el tercero servía para mantener la sincronía de marco.

#### 3.4.2 MODULACIÓN EN FRECUENCIA (FSK)

Una manera de convertir bits a pulsos de radiofrecuencia es asignando una frecuencia diferente a cada símbolo binario, obteniéndose de esta manera la modulación FSK (Frequency Shift Keying), que se le ha traducido como Modulación por desviación de Frecuencia, y también como Modulación binaria en Frecuencia.

Si las dos portadoras equivalentes al 1 y al 0 son senoides de frecuencia  $f_1$  y  $f_2$  respectivamente, estas se pueden representar como:

$$s(t) = \begin{cases} A \sin 2\pi f_1 t & 0 \leq t < T \\ A \sin 2\pi f_2 t & \end{cases}$$

es decir, que la amplitud de la señal modulada y el ángulo de la senoide contendrá la información a transmitir.

Este tipo de modulación puede realizarse siguiendo métodos convencionales de FM, como se puede apreciar en la figura 3.4.6(a), para modular y recuperar el tren de pulsos original. Cabe hacer notar que también existe otro procedimiento de detección utilizando dos filtros pasa-banda a la entrada del receptor; la salida de estos filtros se compararía y en base a la señal que resulta mayor se decidirá por un 1 ó un 0 (ver figura 3.4.6(c)).

Los sistemas FSK tienen las siguientes características:

- (1) Implementación no mas compleja que ASK
- (2) Costo medio
- (3) Prácticamente inmune al ruido en la amplitud
- (4) Insensible a cambios de ganancia
- (5) Requiere un gran ancho de banda (mayor que ASK)

El punto (4) anterior se presenta ya que la señal recibida puede ser amplificada y limitada, requiriéndose entonces una etapa simple amplificadora-limitadora, mientras que los sistemas AM exigen un control automático de ganancia para poder operar en un rango dinámico grande.



el concepto del punto (3) se refiere a que FSK tiene una mejoría de 3 a 4 dB sobre ASK en la mayoría de los medios ruidosos, particularmente en los umbrales de distorsión (es decir, en el punto donde la distorsión es tal que la impresión de símbolos está a punto de suspenderse). Conforme la desviación en frecuencia es mayor, la ventaja sobre AM mejora más todavía en un medio ruidoso. Además, éste es el modo más atractivo de enviar pulsos, en un medio con desvanecimientos. El uso de moduladores-demoduladores FSK ha sido bien recibido en casi todo el mundo para transmitir datos a 1 200 b/seg. o menos. El sistema Bell lo ha adoptado en los Dataphone-200, y por el gobierno Inglés en su Datel-200 y 600.

Existen recomendaciones del CCITT (# V.21, 22 y 23 Libro Blanco, vol. VIII) que recomiendan que para la transmisión de datos a 200 bauds en redes telefónicas conmutadas debe ser:

- Desviación de frecuencia:  $\pm$  100 Hz
- Frecuencia central, canal 1: 1 080 Hz
- Frecuencia central, canal 2: 1 750 Hz

También se recomiendan ahí, las razones de modulación para la transmisión sincrona a 600 y 1 200 bauds. Para el canal envío de información, se sugieren las siguientes frecuencias

	$F_0$	$F_1$	$F_2$
Modo 1 (hasta 600 bauds):	1 500 Hz	1 300 Hz	1 700 Hz
Modo 2 (hasta 1 200 bauds):	1 700 Hz	1 300 Hz	2 100 Hz

Para transmisiones de mas alta velocidad (2 400, 4 800 bauds, etc.), se ha recomendado hacer uso de moduladores de fase (ver sección 3.4.3) que han mostrado ser más complejas en su construcción pero más confiables en su transmisión.

#### ESPECTRO EN FSK

Para calcular el espectro que genera un tren de pulsos 101010..., se observa que esto se obtiene a partir de la gráfica de amplitudes de funciones Bessel, originando un espectro que tiene una cantidad infinita de componentes discretos en sus dos bandas laterales, también simétricas en  $f_c$ .

Para apreciar el efecto de variar el índice de modulación  $A_{fm}/f_m$  de 0.5 a 10, se muestran en la figura 3.4.7 cuatro espectros resultantes al modular en frecuencia una portadora con un tren de pulsos 101010... Se puede ver, también, que la amplitud de la portadora no es tan grande, relativamente hablando, respecto a las bandas laterales, como sucede en la modulación por amplitud. En algunos casos, la portadora desaparece completamente sobre todo cuando el índice de modulación aumenta. La información, sin embargo, se extiende ampliamente a los lados de la portadora. Igualmente que en AM, se puede suprimir una de las bandas laterales, ya que tanto la banda superior como la inferior son imágenes espejo una de la otra.

Por otro lado, se puede utilizar la transmisión de niveles múltiples en una manera similar al tratado en la sección anterior, comprimiendo mas información en el ancho de banda dado, pero incrementando la susceptibilidad a los errores. Los "dibits" mencionados en AM, pueden modular a una portadora para que esta presente cuatro frecuencias diferentes. Esto doblaría la velocidad de transmisión, pero la relación señal/ruido requerida para alcanzar la misma probabilidad de error,  $P_e$ , será mucho mayor; para la misma potencia en la señal, ocurrirían mas errores.

### 3.4.3 MODULACION EN FASE

Se ha observado que para tener un sistema de modulación por pulsos codificados, se deben emplear pulsos bipolares ( $-V$  y  $V$ ), en lugar de los unipolares ( $0, V$ ). De esta manera, en MPC bipolar, los símbolos binarios se representan por  $S(t)$  y  $-S(t)$ . A este tipo de modulación se le conoce como modulación binaria en fase (MBF), que es la traducción del inglés de Phase Shift Keying (PSK).

Para transmitir información binaria, se asigna a cada símbolo una de las dos fases disponibles; estas fases pueden ser  $0^\circ$  y  $180^\circ$  ó  $90^\circ$  y  $270^\circ$ , es decir:

$$S(t) = \begin{cases} A \text{ sen } (2\pi f_c t) & 0 < t \leq T & \text{para un 0 binario} \\ -A \text{ sen } (2\pi f_c t) & 0 < t \leq T & \text{para un 1 binario} \end{cases}$$

De esta manera, se hace uso de una portadora sin cambiar su amplitud o frecuencia para enviar información binaria, sino cambiando su fase, como se ilustra en la figura 3.4.1(c).

Algunas características de este tipo de modulación digital son:

- (1) Implementación mas compleja que FSK y ASK
- (2) Costo medio (debido a los circuitos integrados)
- (3) Prácticamente inmune a los ruidos en la amplitud
- (4) Insensible a cambios ligeros en ganancia
- (5) Requiere menor ancho de banda que FSK y ASK
- (6) Toda la potencia disponible es utilizada en la información
- (7) Sincronización de la portadora es requerida

Una de las aplicaciones mas importantes de FSK es la transmisión binaria a altas velocidades (9 600, 56 000. 1 M b/seg.), ya que ofrece la mejor eficiencia en ancho de banda e inmunidad contra el ruido comparado con ASK, y FSK. Por su forma de transportar la información, es sumamente crítico que la estabilidad en fase de los circuitos sea bastante alta.

En algunos casos es conveniente enviar la información en la fase relativa al pulso anterior. Por ejemplo, el bit 1 se representa enviando un pulso de R.F de la misma fase que el pulso anterior. El bit 0 está representado por un pulso de R.F de fase opuesta al anterior. Las señales se demodulan en el receptor integrando y almacenando la información contenida en un pulso durante el intervalo de un bit, para poderlo comparar con el pulso siguiente.

#### ESPECTRO DE PSK

En general se puede decir que la modulación por fase es equivalente a FM (con un cambio de variable en el índice de modulación), sobre todo si la moduladora es senoidal.

Por otro lado si la modulación es un tren de pulsos cuadrados, el efecto sería equivalente a dos señales moduladas en amplitud que se superponen en sus espacios; las dos señales tendrán componentes en las mismas frecuencias.

Entonces, los sistemas que transmiten patrones de bits en esta forma, generalmente tienen un espectro mas parecido a AM que a FM.

## DETECCION

Existen básicamente dos métodos para la detección de datos modulados en fase: la Referencia fija y la Diferencial. Ya que el receptor no tiene idea de la fase (salvo cuando se le envía una secuencia de entrenamiento), es necesario generar información sobre las fases, ya sea de la misma señal o examinando los cambios que ocurren en la fase.

El primer método requiere de una referencia fija suministrada por el transmisor. Para mantener una alta eficiencia se transmite esta información con un mínimo de potencia en un tono piloto con un ancho de banda muy angosto y múltiplo armónico de la portadora.

### M - PSK

Como ejemplo de la complejidad que contiene un sistema de fase múltiple, la figura 3.4.8 muestra un diagrama de 4-PSK, es decir, un sistema de modulación digital de 4 fases. La información está dividida en pares de bits (los antes mencionados dibits), y el primer bit de cada par modula una senoide, el segundo bit modula la misma senoide retardada  $90^\circ$ . En forma similar, se utilizan dos ondas senoidales se usan para la detección, una  $90^\circ$  defasada de la otra.

La detección diferencial no genera una referencia fija de la fase en el receptor, sino que la información es codificada por medio de cambios en la fase. Si en un sistema 2-PSK el bit 1 es codificado como un cambio de  $+90^\circ$  en la fase de la señal, y el bit 0 como un cambio de  $-90^\circ$ , en el sistema 4-PSK los cambios pueden ser:

<u>Bits</u>	<u>Cambio de Fase</u>
00	$-135^\circ$
01	$-45^\circ$
11	$+45^\circ$
10	$+135^\circ$

El detector entonces no necesita una referencia e identifica los cambios de fase. Se requiere, sin embargo, de un retardo de 1 símbolo de la señal recibida para poder compararla con la otra entrante.

Por lo tanto, la modulación en frecuencia reemplazó a ASK debido a su mayor inmunidad al ruido, igualmente PSK está siendo mas utilizado que los otros dos tipos de modulación anteriormente presentados; sin embargo, a la fecha existen mas unidades FSK instaladas que de cualquier otra.

Como las pequeñas variaciones en fase no pueden transmitirse y detectarse con precisión, PSK no se usa normalmente para enviar música o voz, en donde ASK y FSK son muy eficientes.

COMUNICACIONES POR RADIO

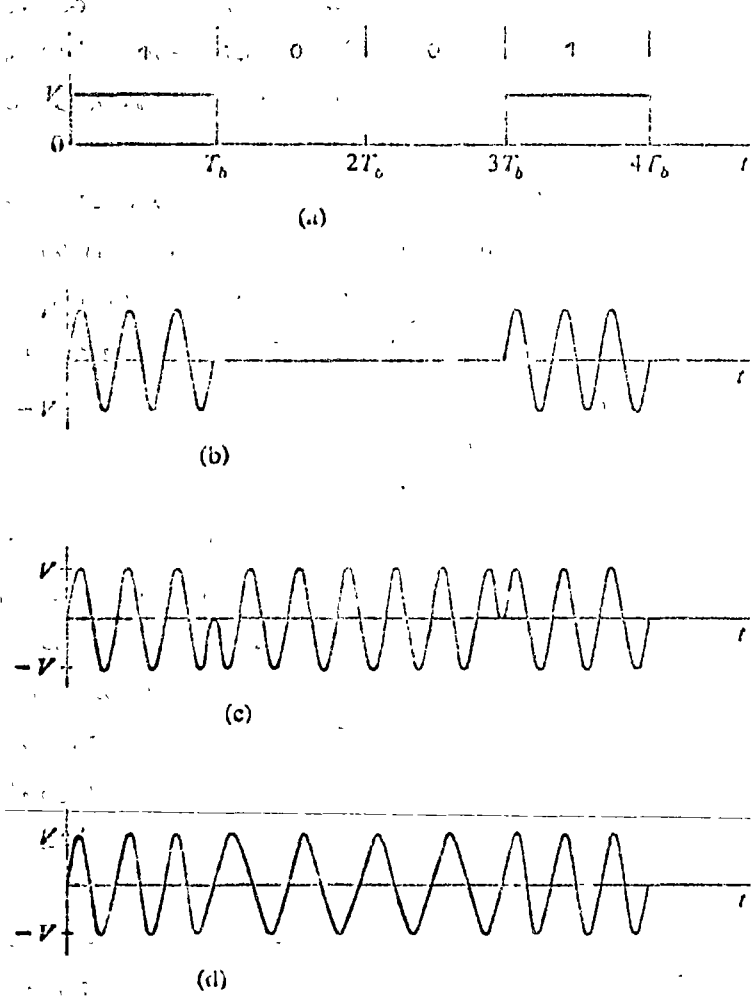
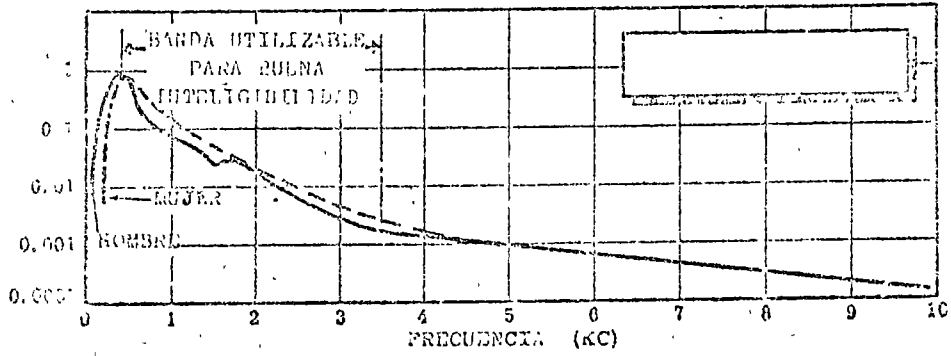


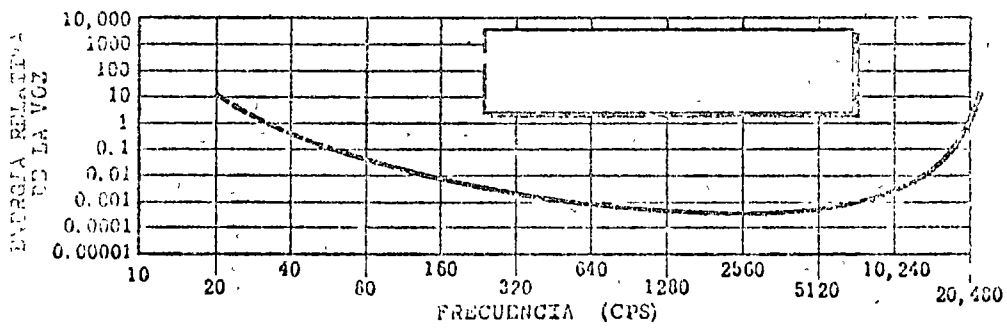
FIG. 3.4.1 FORMAS DE ONDA EN LA MODULACION BINARIA DE UNA PORTADORA

- (a) Tren de pulsos
- (b) Modulación en Amplitud
- (c) Modulación en Fase
- (d) Modulación en Frecuencia

RAZON DE POTENCIA RELATIVA



(a)

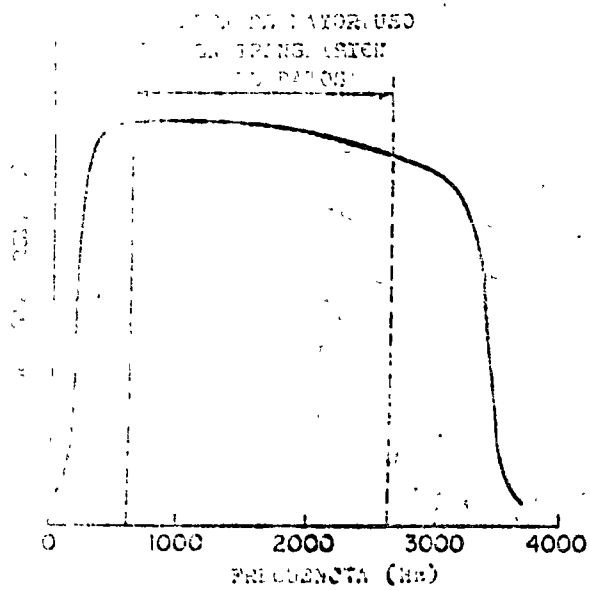


(b)

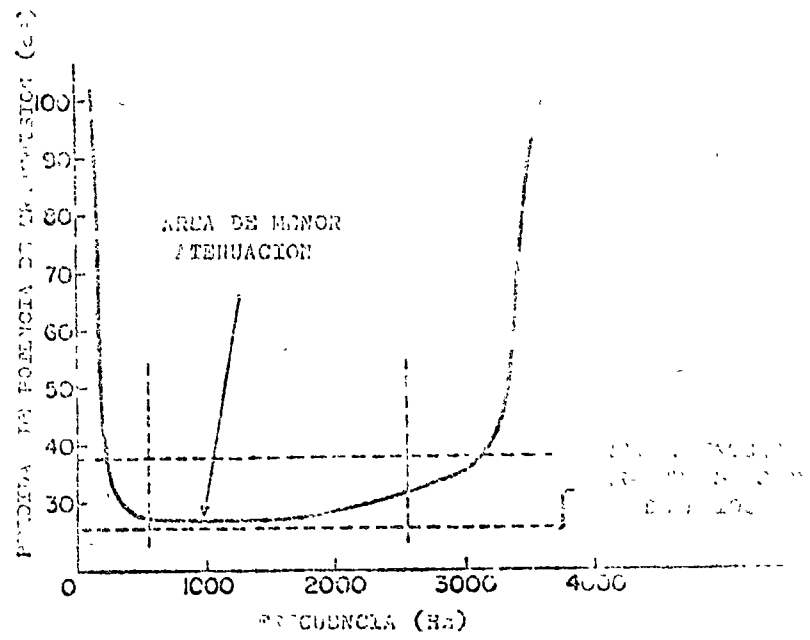
FIG. 3.4.2 CARACTERISTICAS DE LA RESPUESTA HUMANA

(a) Espectro de la voz

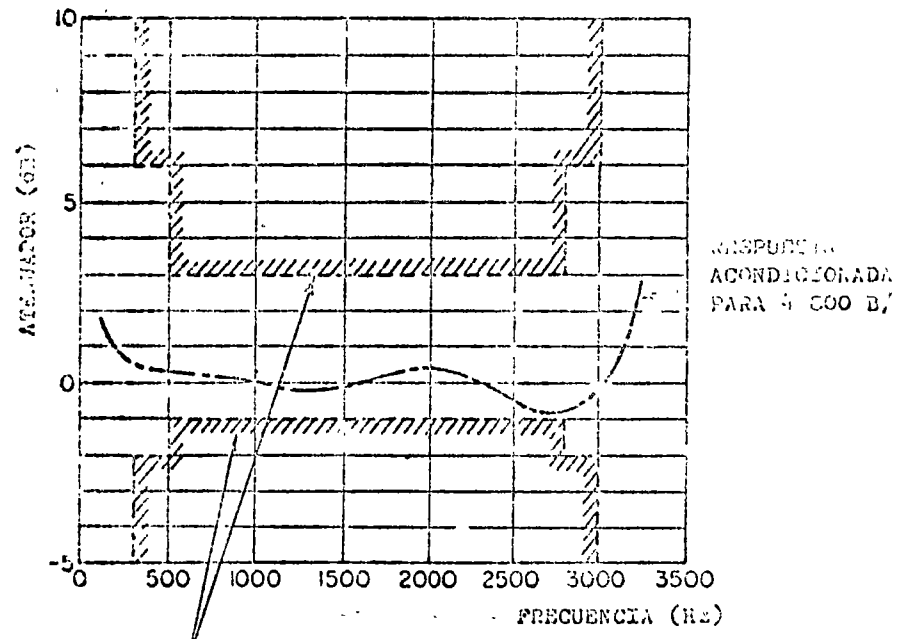
(b) Rango audible



(a)



(b)



LIMITES PARA UNA LINEA ACOND. C-2

(c)

FIG. 3.4.3 CARACTERISTICAS DE UN CANAL TELEFONICO

- (a) Respuesta típica
- (b) Atenuación
- (c) Límites normales para una línea de alta calidad



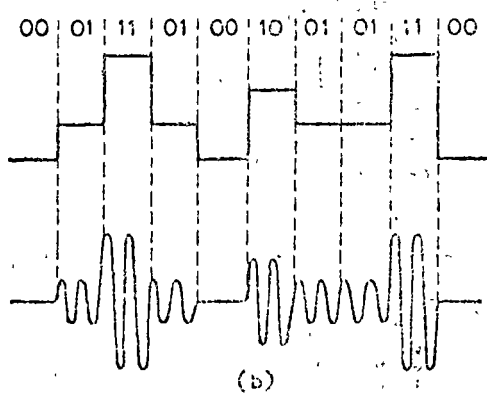
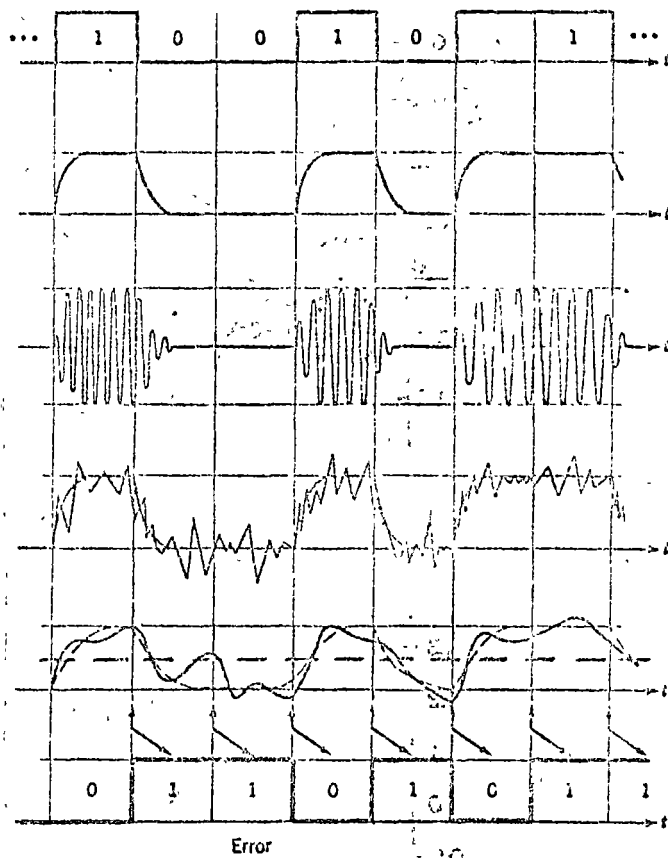
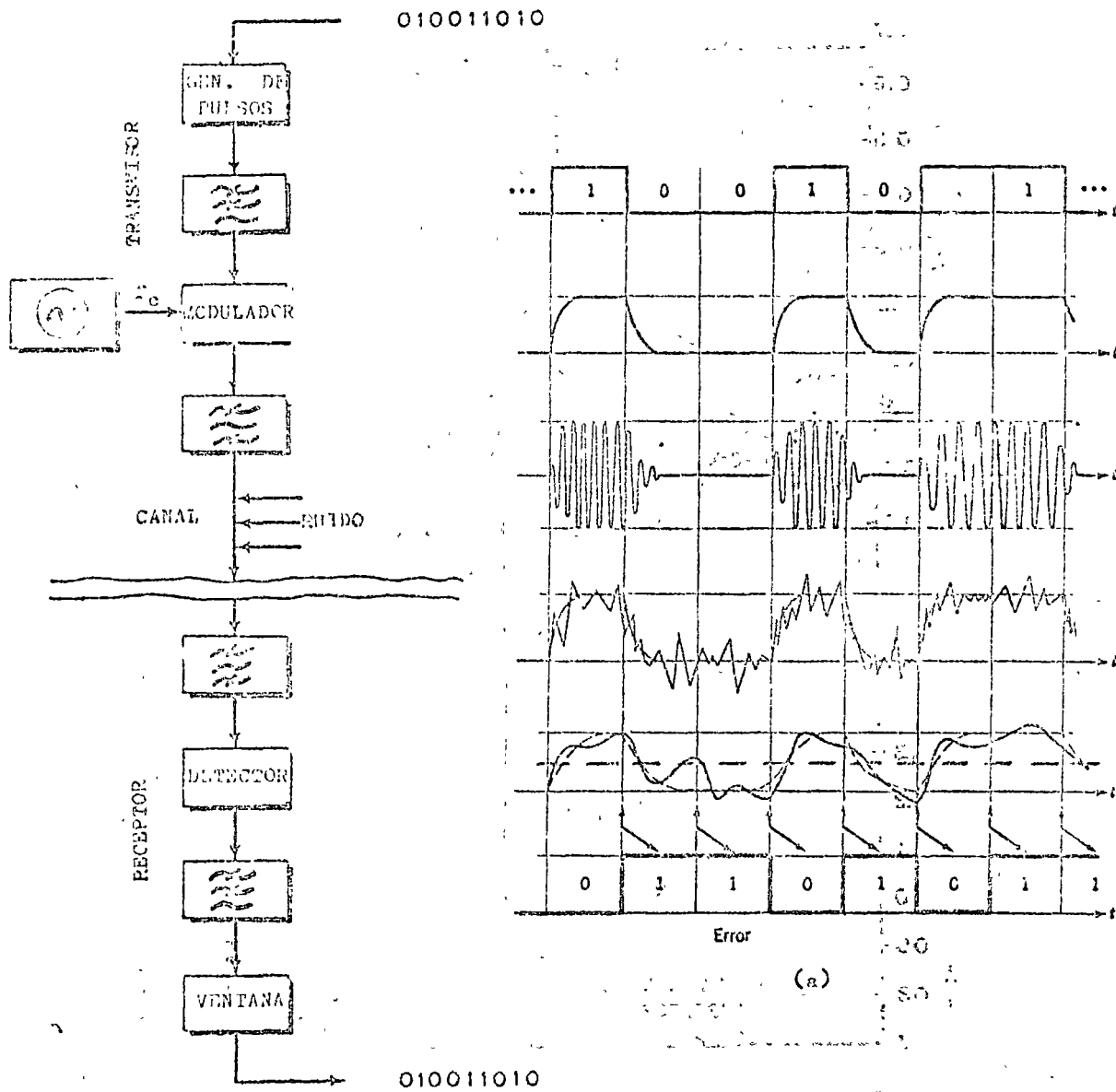
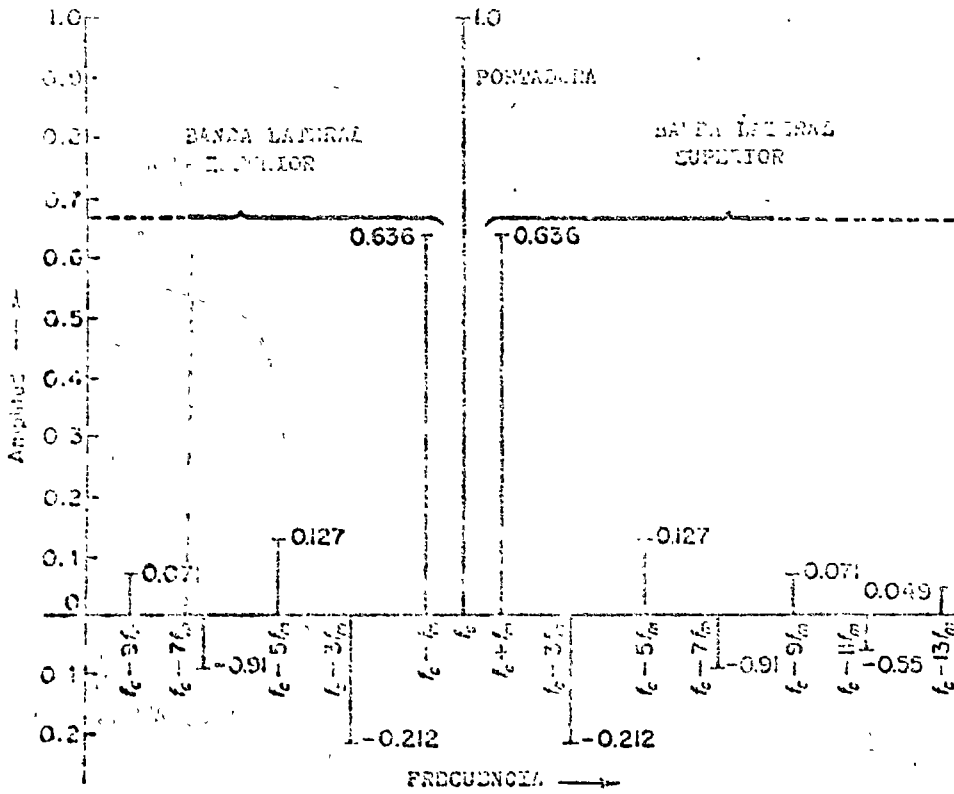
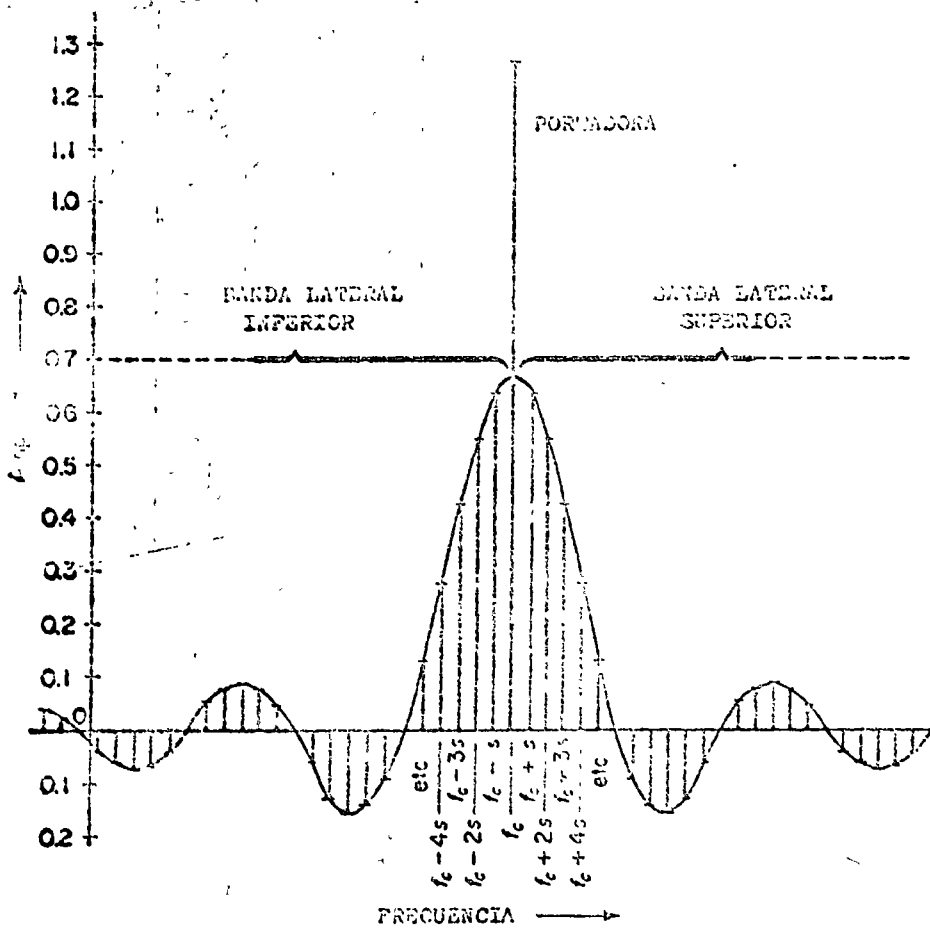


FIG. 3.4.4 ETAPAS UTILIZADAS EN UN PROCESO ASK

- (a) Sistema binario
- (b) Sistema cuaternario



(a)



(b)

FIG. 3.4.5 ESPECTRO RESULTANTE AL MODULAR EN AMPLITUD A UNA PORTADORA CON UNA SERIE DE DIGITOS BINARIOS

(a) Serie 01010101 ...

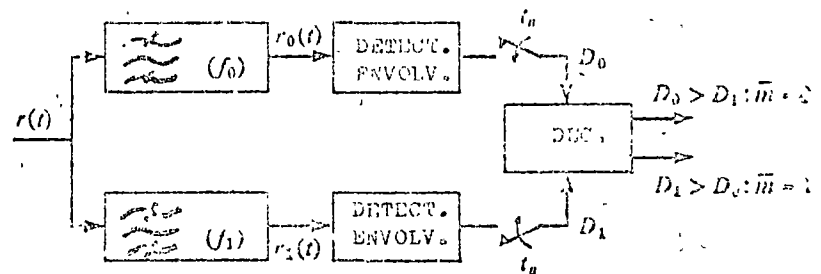
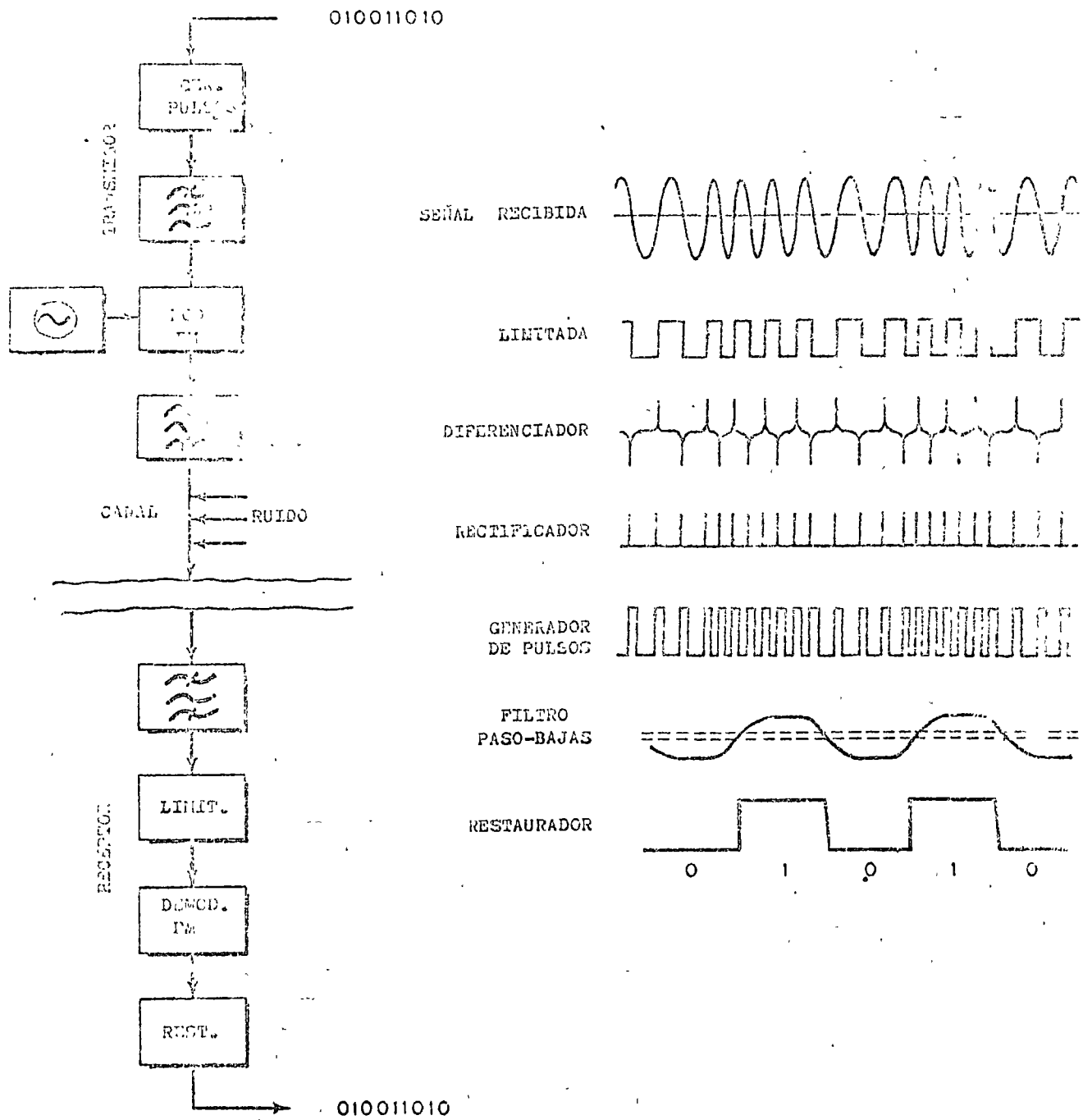


FIG. 3.4.6 MODULACION DIGITAL EN FRECUENCIA

- (a) Diagrama a bloques
- (b) Formas de onda
- (c) Diagrama conceptual usando dos filtros

INDICE DE  
MODULACION

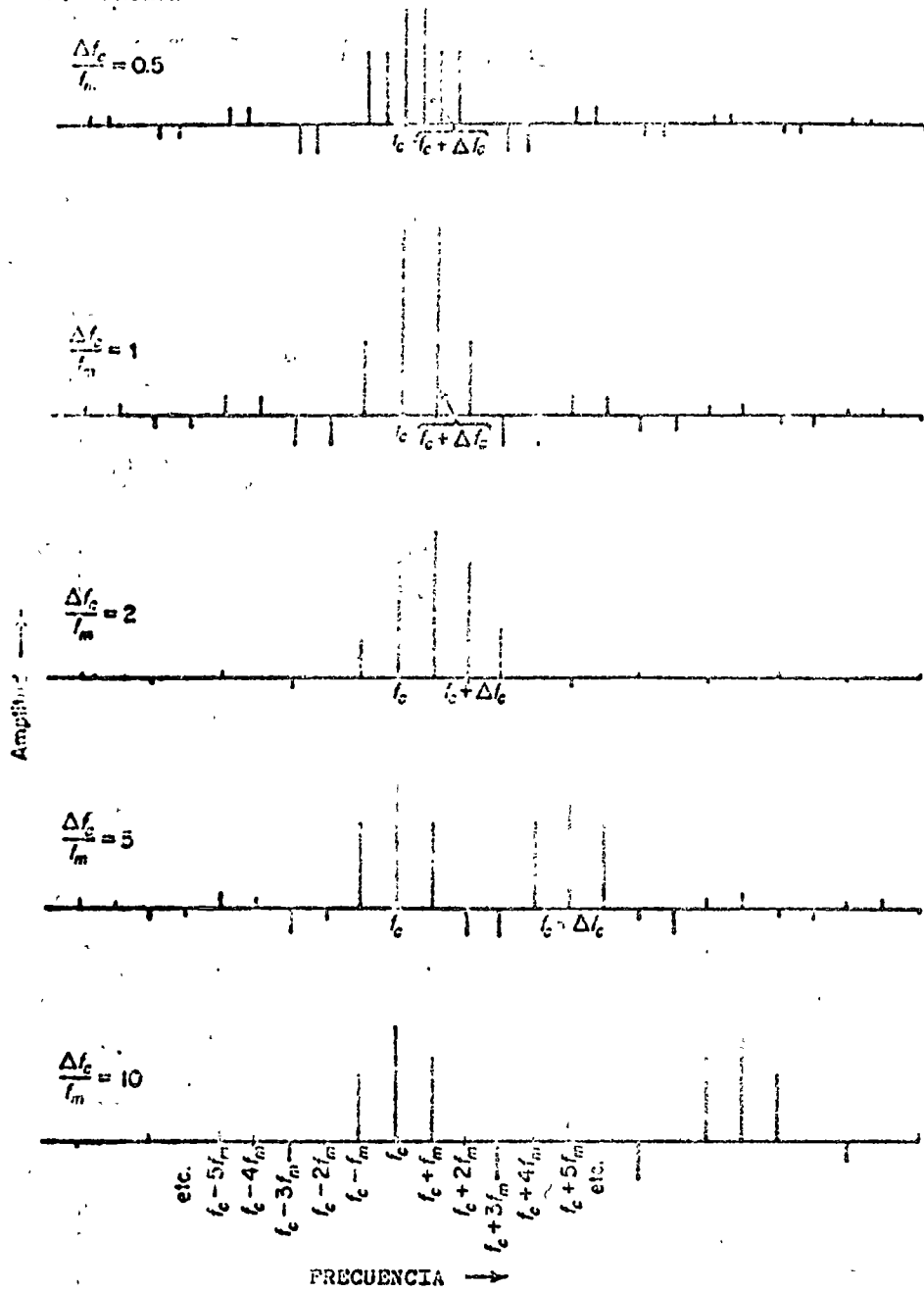


FIG. 3.4.7 ESPECTRO DE FSK PARA LA SECUENCIA 01010101 ...

### 3.5 SISTEMAS DE COMUNICACION DIGITAL

Como ya se mostró en la Sección 3.2, existen varias etapas para la conversión de información analógica, a su forma digital equivalente. Estas etapas son: Muestreo, Cuantización y Codificación. Para formar un sistema general de comunicaciones digitales, se deben incluir las etapas de modulación (Ver Fig. 3.3.1), que como se vio en la sección 3.4, estas pueden ser en frecuencia, amplitud o fase. Tanto la cuantización como la codificación de niveles a símbolos binarios se pueden cuantificar integrados al conversor analógico-digital (A/D), cubierto en el capítulo 1. La multicanalización que en la Fig. 3.5.1 se muestra como MUX, se analizó en la sección 3.3. Su presencia se debe a que muchas veces la fuente de información analógica de entrada al conversor A/D es un tren de pulsos MAP compuesto, es decir, la señal MAP será la salida de un conmutador analógico que muestrea a varias fuentes de información en forma periódica.

Las etapas de modulación, equivalen a la posibilidad de que existan varios sistemas como el mostrado (u otros analógicos), que se deseen transmitir usando la misma portadora. De esta manera se comparte el espectro de transmisión de RF entre varias subportadoras que pueden contener tipos de modulación diferentes, es decir, se tiene multicanalización en frecuencia.

Esta información modulada pasa por el canal, que bien puede ser la atmósfera, un cable, etc. y es distorsionada por el ruido que se supone que es aditivo. Se omiten efectos tales como: retardos de propagación, desvanecimientos, multitrayectorias, interferencias entre símbolos, y efectos similares debidos al medio y a los circuitos de transmisión y recepción.

Después de demodular la señal digital, haciendo la operación inversa de modulación, se procede a la detección. Esta etapa examina a la señal en

---

\* Esto se argumenta con el teorema del Límite Central, que está fuera del objetivo de estas notas.

banda base que contiene ruido y hace una decisión sobre cuál de las posibles señales enviadas (0 ó 1) está presente en el intervalo de análisis.

Es en esta etapa donde se evalúa al receptor (o más bien a la etapa de decisión), para lo cual existen parámetros que cuantifican esta evaluación. Si el sistema es digital, se hace uso de la probabilidad de error,  $P_e$ , que es la razón del número de decisiones incorrectas respecto al número total de decisiones intentadas. Si el sistema es analógico, se calcula el error cuadrático medio, o su raíz cuadrada (r.m.s.), entre la señal original y la recibida, esto es:

<u>TIPO DE SEÑAL</u>	<u>ERRORES</u>	<u>DEFINICION</u>
Digital	$P_e$	# errores/# de muestras
Analógica	R.M.S.	$\sqrt{\langle e^2 \rangle}$ ; $e = m(t) - \hat{m}(t)$

Para decidir si  $P_e$  es aceptable para una aplicación dada, se tienen que definir los rangos permisibles de error que se está dispuesto a tolerar. Como ejemplo, y con el fin de dar órdenes de magnitud, se presentan los siguientes valores para aplicaciones específicas:

<u><math>P_e</math></u>	<u>Aplicación</u>
$10^{-2}$ - $10^{-1}$	Telegrafía
$10^{-3}$ - $10^{-2}$	Télex
$10^{-4}$ - $10^{-3}$	Voz
$10^{-5}$ - $10^{-3}$	Facsimile
$10^{-8}$ - $10^{-6}$	Datos de Computadora

El problema de analizar el rendimiento de un sistema de comunicaciones digitales es complejo, debido a la multiplicidad de parámetros que se deben de considerar. Definitivamente, la evaluación de un sistema está condicionado a las subjetividades del usuario y del valor que tengan los errores en su información.

---

\* Cabe aclarar que son estimaciones subjetivas.

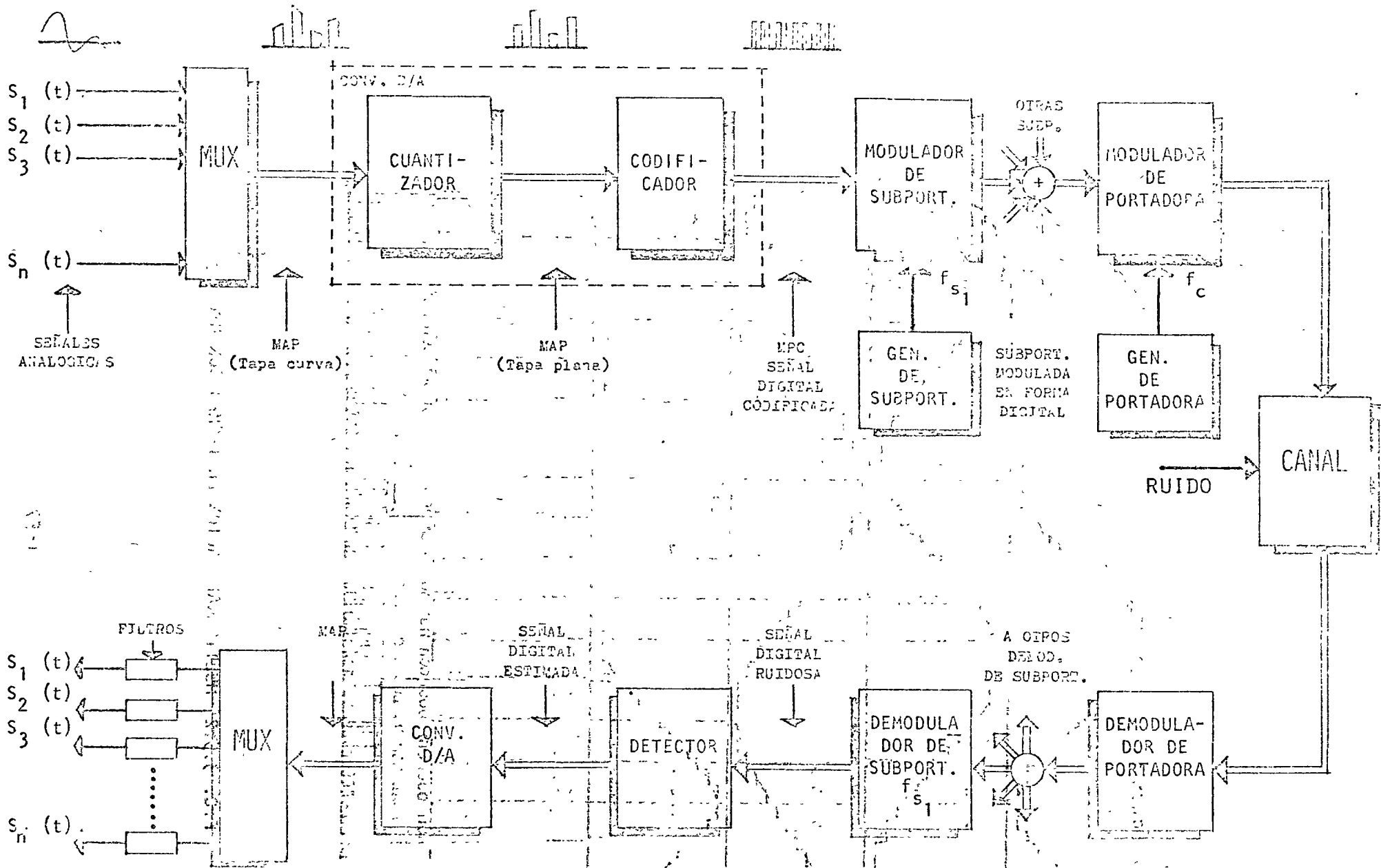


FIG. 3.5.1 Sistema de Comunicaciones Digitales \*\*

\* No incluye Codificación para protección contra el ruido

\*\* Se omiten etapas de:  
 a) Compresión-Expansión  
 b) Repetidores  
 c) Inf. de Sincronía

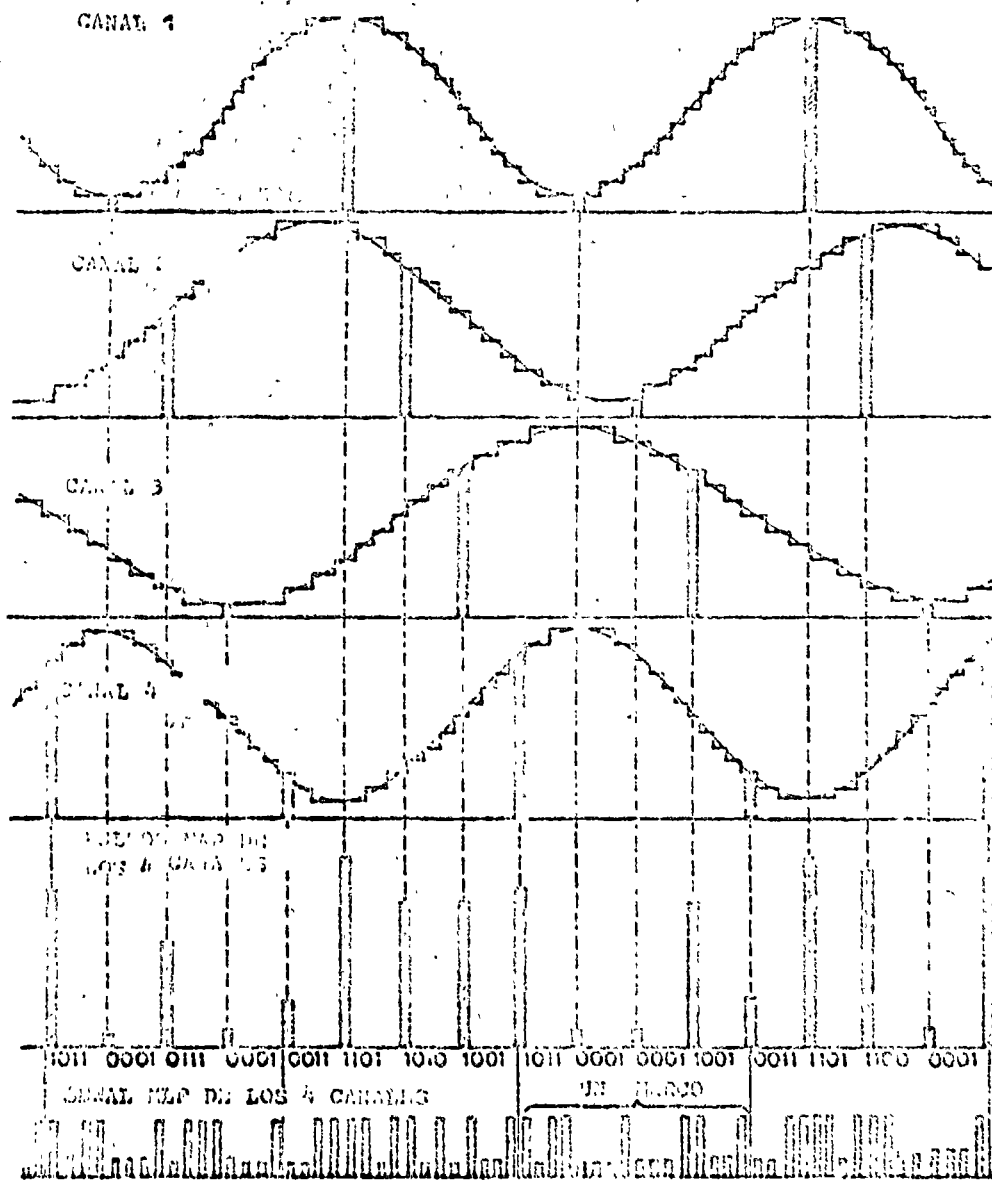


FIG. 3.5.2 MULTICANALIZACION EN TIEMPO CON MPC



## PRACTICA IV

### SISTEMA DE MODULACION DELTA

1.0 Objetivo: Familiarizar físicamente al alumno con el proceso de Modulación y Demodulación Delta.

2.0 Teoría Básica:

Modulación Delta es uno de los métodos de conversión de señales analógicas en señales digitales. Se diferencia de PCM en que en lugar de transmitir los valores absolutos de cada muestra de la señal se transmite la diferencia de éstas.

El modulador Delta Simple consiste básicamente en un sistema realimentado de la siguiente forma:

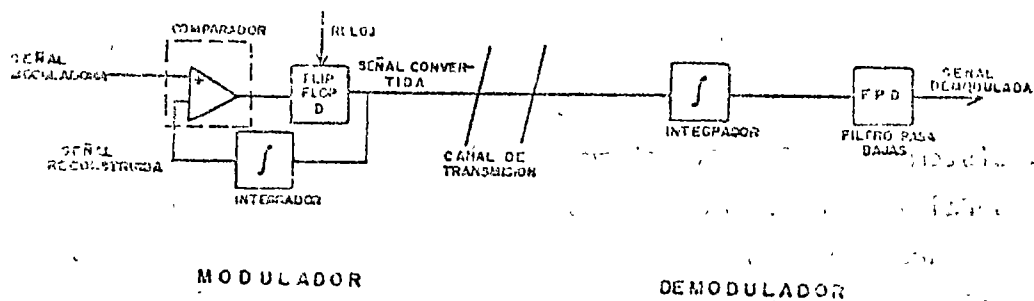


FIG. 1 SISTEMA DE MODULACION DELTA CON INTEGRACION SIMPLE

El comparador sirve para indicar cuando la señal-reconstruida por el integrador ha alcanzado a la señal moduladora, el flip flop D sirve para modular un tren de pulsos con la salida del comparador.

El modulador transmite las diferencias detectadas por el comparador.

Las señales formadas son:

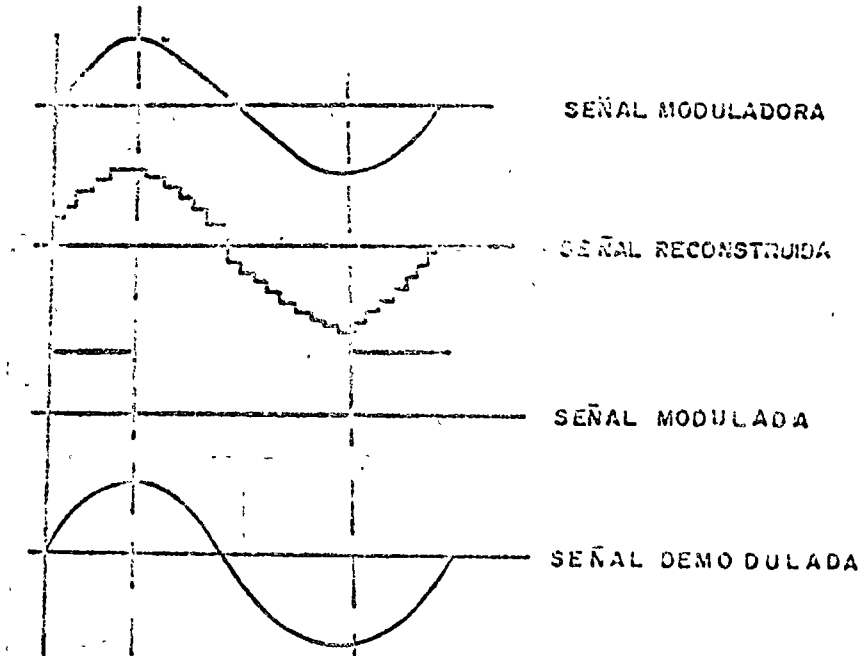


FIG. 2

El sistema descrito anteriormente tiene limitaciones. Si la pendiente de la señal moduladora aumenta al crecer la frecuencia, el modulador ya no se puede encadenar a ésta, porque los escalones tienen tamaño fijo. Para solucionar esto, se debe aumentar la frecuencia de los púlsos de reloj, o utilizar el método COMPANDED compresión-expansión, en el que se varía el tamaño de los escalones o su frecuencia, siguiendo alguna medida de la pendiente de la señal moduladora.

En las figuras tres y cuatro, se ilustran un modulador y demodulador que utilizan el método de compresión expansión, mencionado en el párrafo anterior.

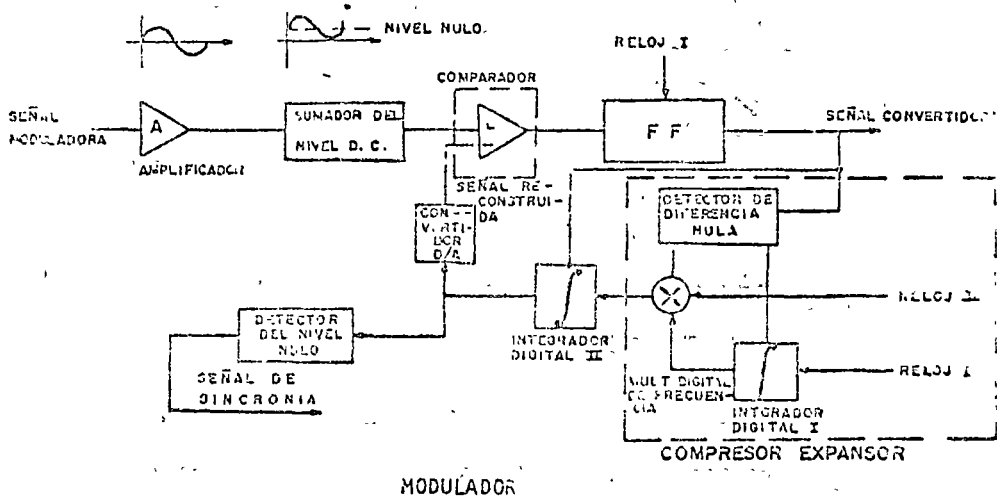


Fig. 3

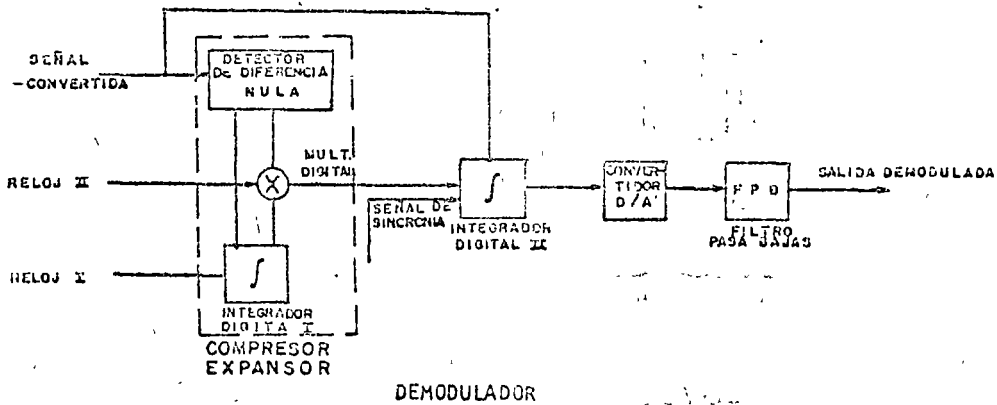
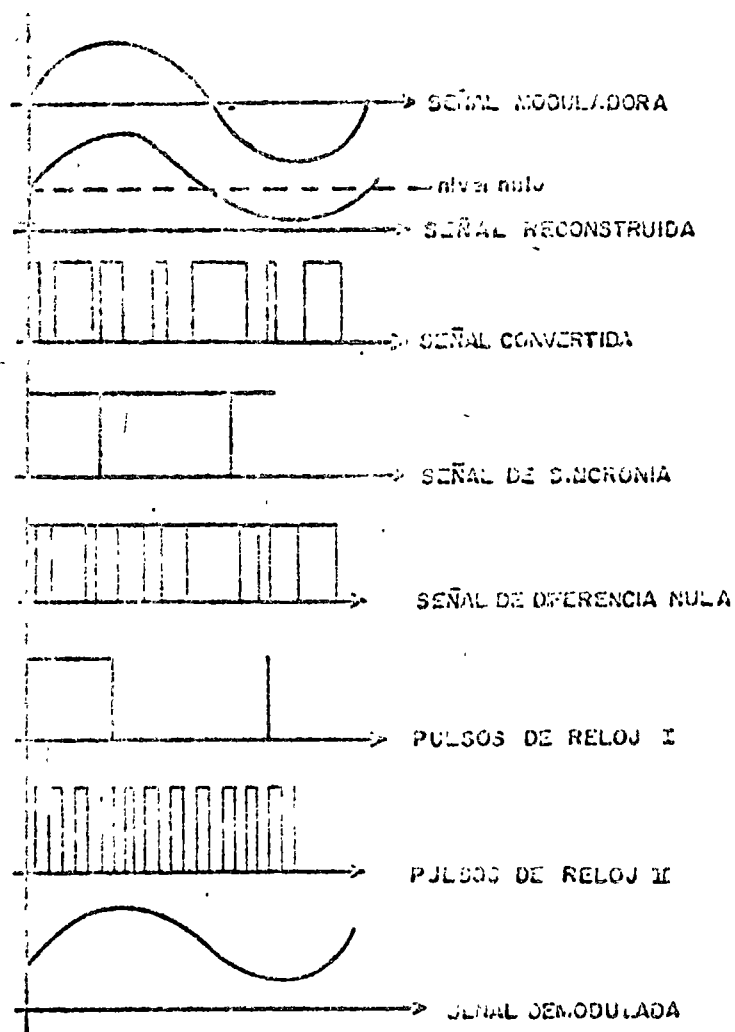


FIG. 4

Todas las funciones del sistema están realizadas con circuitos integrados digitales. El integrador es un contador, el multiplicador es un módulo variador de frecuencia. El detector de diferencia nula reinicializa al multiplicador e integrador. Las señales en los diferentes puntos son:



SEÑALES DETECTADAS EN PUNTOS DE PRUEBA

FIG. 5

La frecuencia de transmisión es 640 KHz porque  $B = 4$  KHz, se toman 16 muestras por lo tanto la frecuencia de muestreo  $f_m = 4 \times 16 = 64$  KHz, y el sistema necesita diez ciclos en el bloque compresor-expansor para cuantificar una muestra, por lo que la frecuencia de transmisión  $f_t = 10 \times f_m = 640$  KHz. El reloj II es diez veces  $f_t$  para funcionamiento del multiplicador.

### 3.0 EQUIPO EMPLEADO

#### Generador de funciones

Osciloscopio (ancho de banda superior a 10 MHz)

Analizador de espectros

Graficador x-y

Fuentes 5V, 12V, y -12V

#### 4.0 EXPERIMENTOS A REALIZAR

- 4.1 Generar una senoide de 4 KHz y alimentarla al sistema. Comparar las salidas en los puntos de prueba con las señales mostradas en la presente.
- 4.2 Obtenga la figura de Lissajous entre la entrada y la salida. Escribir sus conclusiones.
- 4.3 Conectar la entrada a tierra y observar la salida del modulador. Escriba sus conclusiones.
- 4.4 Obtenga el espectro de frecuencia de la señal moduladora, de la señal modulada y de la señal demodulada. Utilice el graficador y acote los resultados.

## PRACTICA V

### MODULACION CON PULSOS DE UNA PORTADORA EN AMPLITUD (ASK), FASE (PSK) Y FRECUENCIA (FSK)

**Objetivo:** Adentrar físicamente al alumno en los procesos de modulación mediante pulsos, trabajando en el dominio del tiempo y en el de la frecuencia.

#### 1- Teoría Básica

La modulación de amplitud mediante pulsos consiste en representar el estado uno por una señal portadora, mientras que el estado cero es representado por la ausencia de señal (0 volts) (ver Fig. 1a.).

Los estados en la modulación de frecuencia mediante pulsos se representan por 2 señales senoidales de diferente frecuencia, la frecuencia  $f(1)$  para el estado uno y  $f(0)$  para el estado cero (ver Fig. 1b).

En la modulación de fase mediante pulsos se emplea una sola señal senoidal portadora y la diferencia entre las señales que representan los estados uno y cero, es un desfaseamiento (ver Fig. 1c).

#### 2- Análisis de las Señales Moduladas

De la figura 2 se pueden obtener las siguientes expresiones analíticas para las señales moduladas:

$$g_{ASK}(t) = m(t) c_1(t)$$

$$g_{PSK}(t) = m'(t) c_1(t)$$

$$g_{FSK}(t) = m(t) c_1(t) + \overline{m(t)} c_2(t)$$

El espectro de amplitud de las funciones anteriores puede obtenerse tomando en cuenta que el producto en el dominio del tiempo se transforma en la operación convolución en el dominio de la frecuencia y además que:

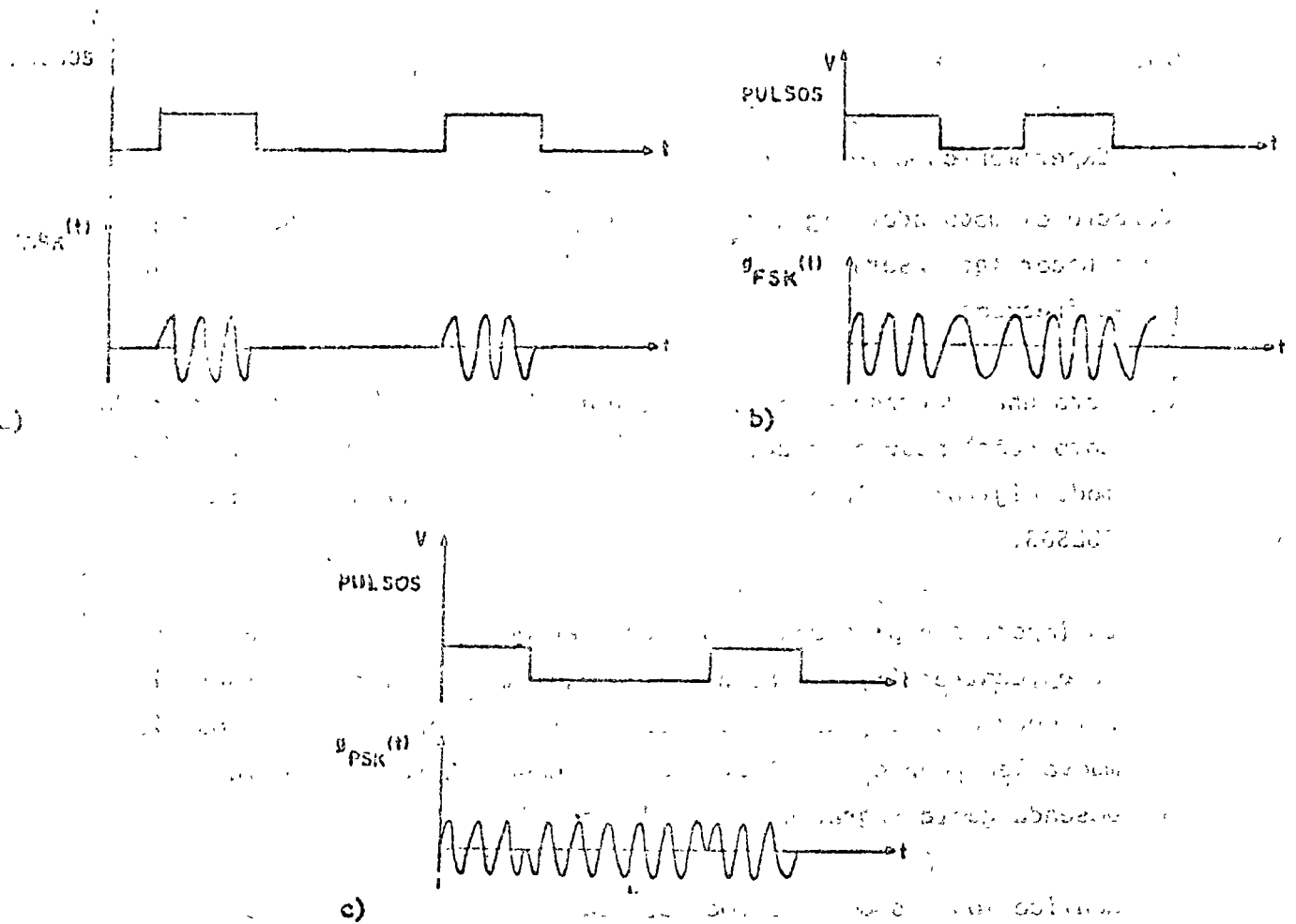


Figura 1. Modulación de: a) Amplitud, b) Frecuencia, c) Fase mediante pulsos.

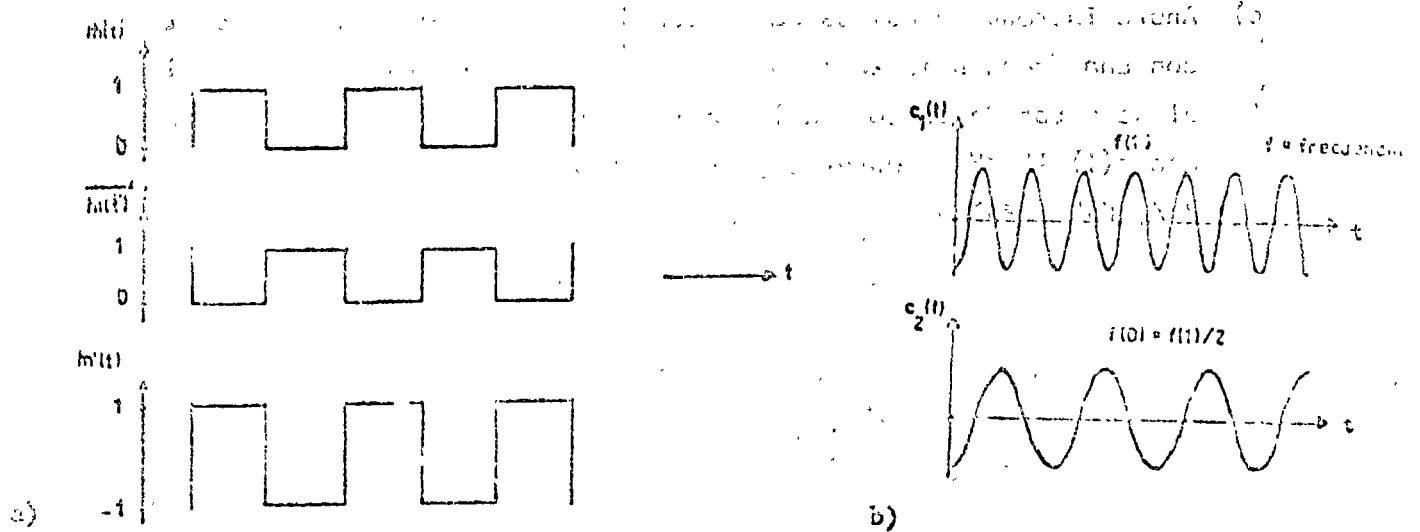


Figura 2. Señales: a) Modulantes, b) Portadoras

$$M(f) = e^{j(f-f_0)t} = M(f-f_0)$$

### 3- Experimentos a realizar

Conecte el modulador digital al osciloscopio y al analizador de espectro para hacer las observaciones tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia.

- a) Para una frecuencia de la señal portadora de 5 KHz. y seleccionado como señal modulante una secuencia 1010... de 1000 bits/seg. (del mod. digital). Observe para cuando se selecciona: ASK, PSK, FSK y PULSOS.

Es importante para una mejor apreciación, que las ondas en el osciloscopio se encuentren fijas. Para lograrlo, tome la salida de sincronización del modulador digital y conéctela a la sincronización del osciloscopio, mueva lentamente el selector de frecuencia alrededor de la frecuencia deseada hasta lograr que la onda se fije.

- b) Realice los mismos experimentos, para cuando en vez de usar los pulsos de la secuencia, se usan los pulsos de la codificación de una señal senoidal de amplitud 0.6 volts y frecuencia 0.1 Hz. introducida a la entrada del modulador digital. Ponga el selector de pulsos ADC.
- c) Ahora introduzca pulsos de amplitud 2 volts y 10% de ciclo de trabajo con una frecuencia de 1 KHz, a la entrada del modulador digital. Ponga el selector de pulsos en la posición Pulsos Ext. y para la señal portadora use  $f(1)=10$  KHz. Observe y grafique para cuando se selecciona ASK, PSK, FSK y Pulsos.

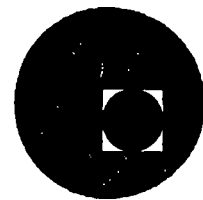


## REFERENCIAS

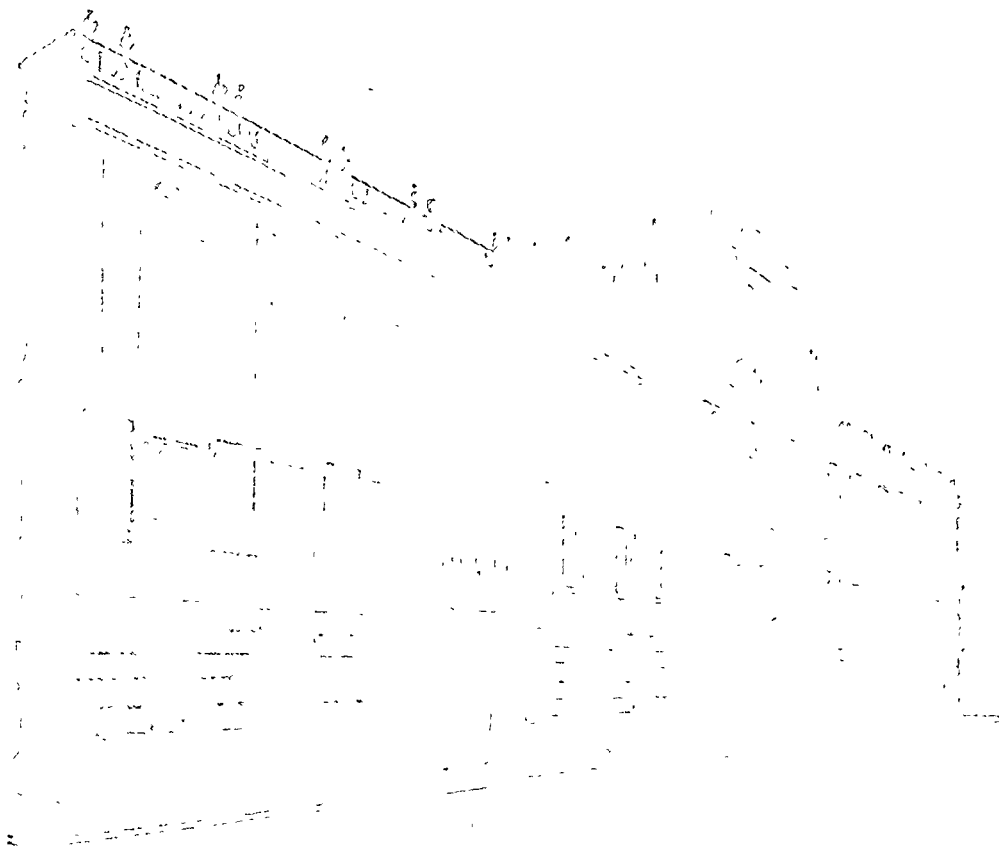
1. "Fundamentals of Analog and Digital Communications Systems"  
R. S. Simpson y R. C. Houts  
Aliyn and Bacon (1971)
2. "Operational Amplifiers, Design and Applications"  
J. G. Graeme, G.E. Tobey y L.P. Huelsman  
Mc. Graw Hill (1971)
3. "Analog to Digital/Digital to Analog Conversion Techniques"  
D. F. Hoesehle  
John Wiley (1968)
4. RCA Integrated Circuit Manual
5. "Proceedings of the Apollo Unified S-Band Technical Conference",  
Goddard Space Flight Center,  
Julio 14-15, 1965 (NASA SP-87)
6. "Telecommunications and The Computer"  
J. Martin  
Prentice Hall (1969)
7. "Telecommunication Transmission Handbook"  
R. L. Freeman  
John Wiley (1975)
8. "Telecommunications Systems Design, vol. 1: Transmission Systems"  
M. T. Hills & B. Evans  
George Allen & Unwind Ltd. (1973)



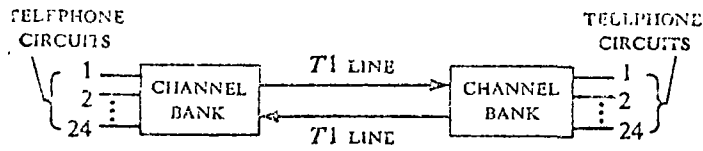
centro de educación continua  
división de estudios superiores  
facultad de ingeniería, unam



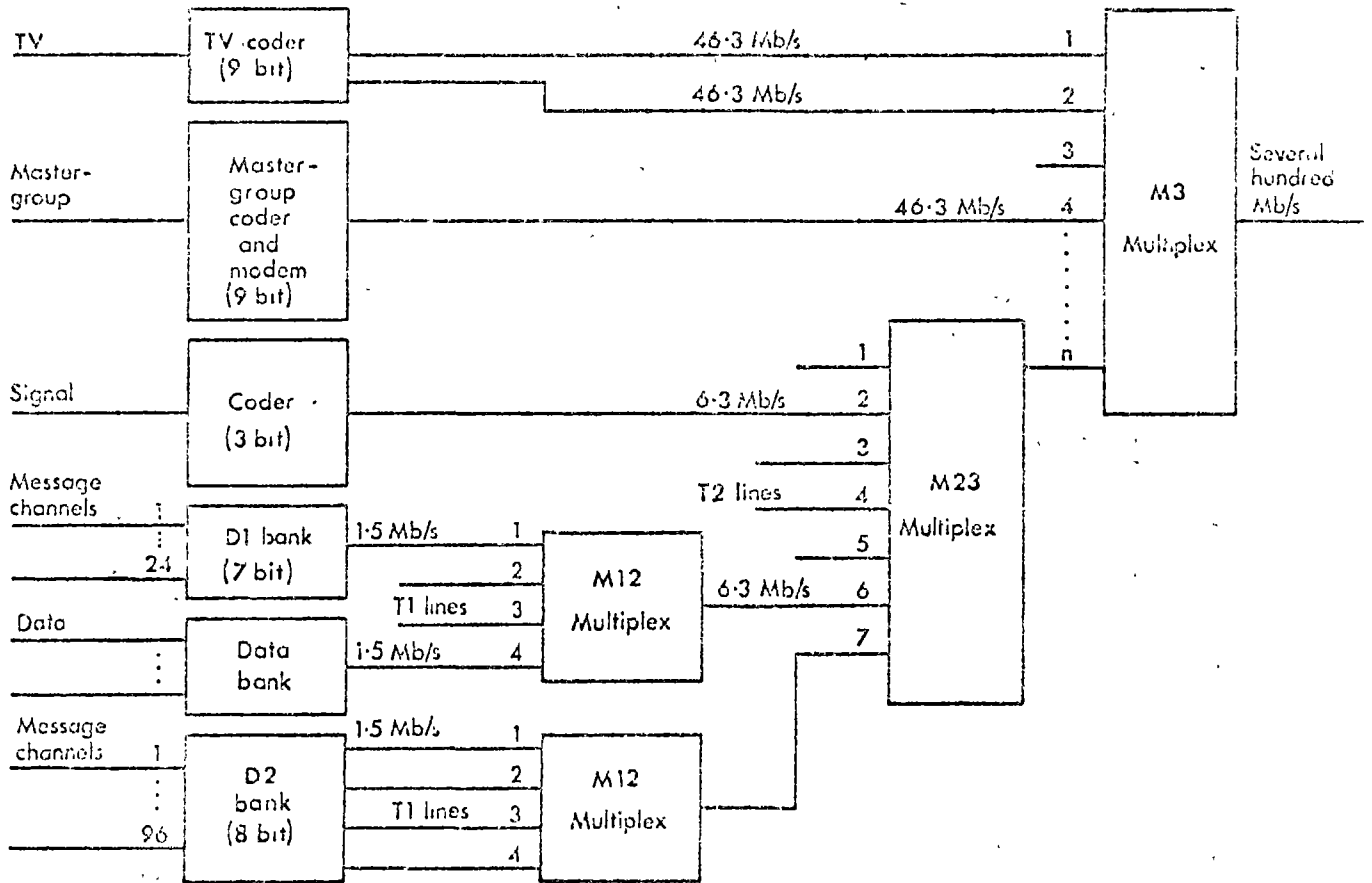
LA ELECTRONICA EN LAS COMUNICACIONES



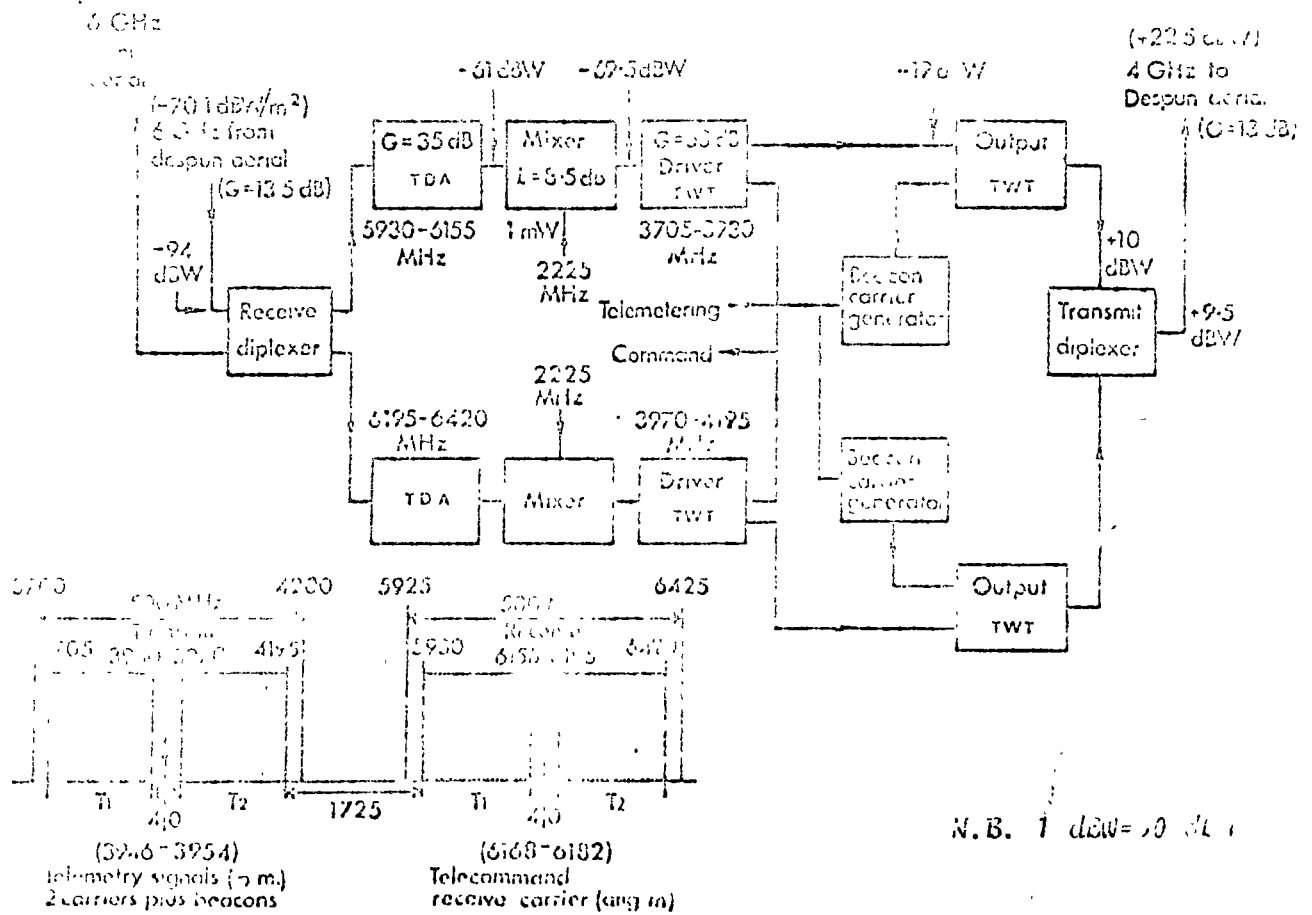
DR. JORGE VALERDI CARAM



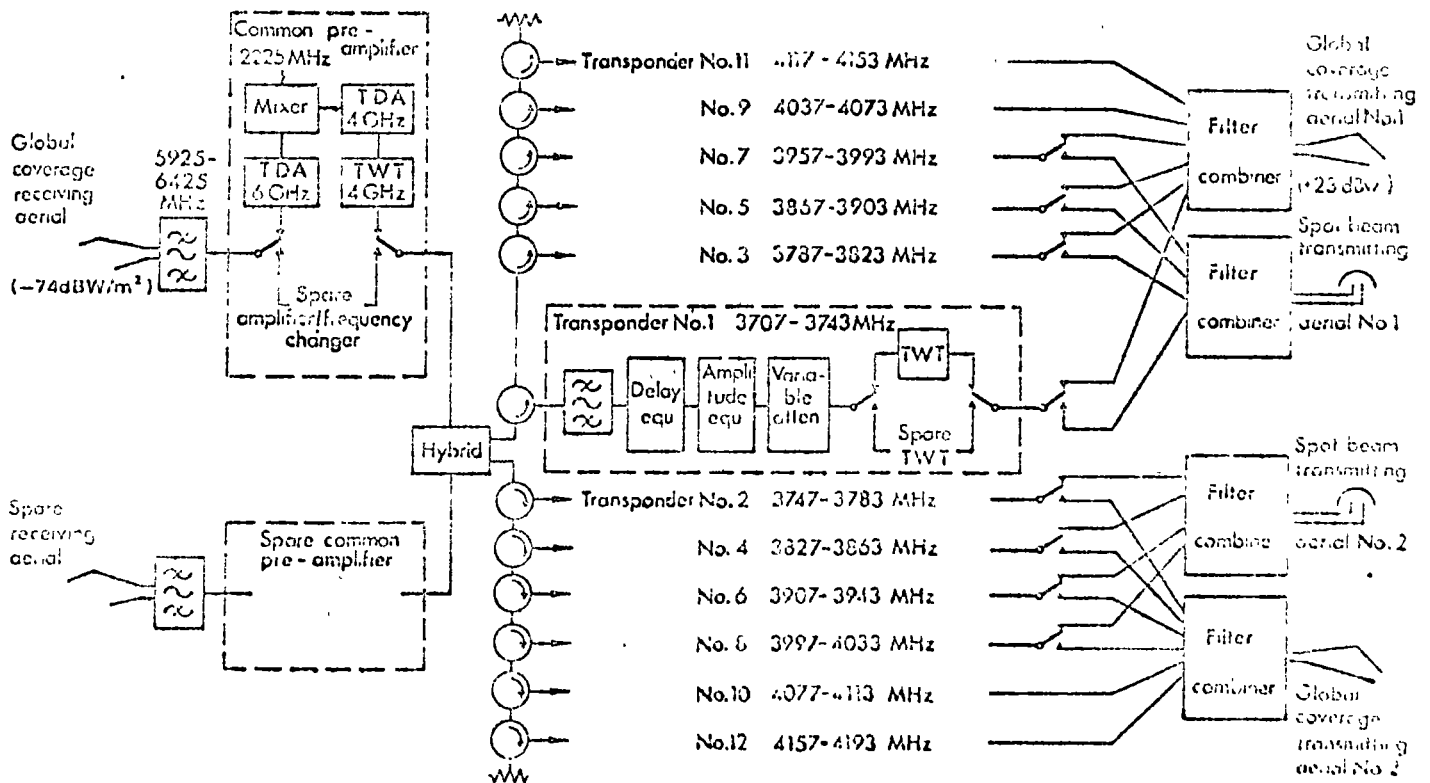
Sistema de Portadoras T1



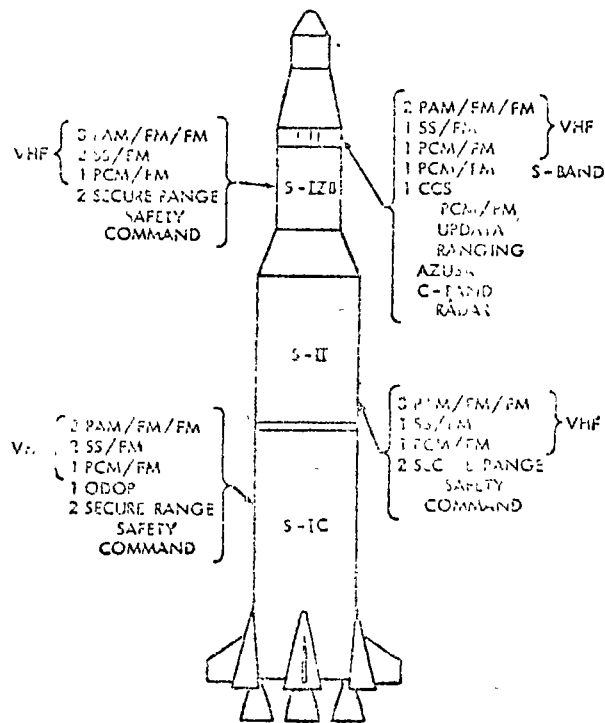
Jerarquia Digital Del Sistema BELL



Sub-sistema del Satelite de Comunicaciones  
INTELSAT III



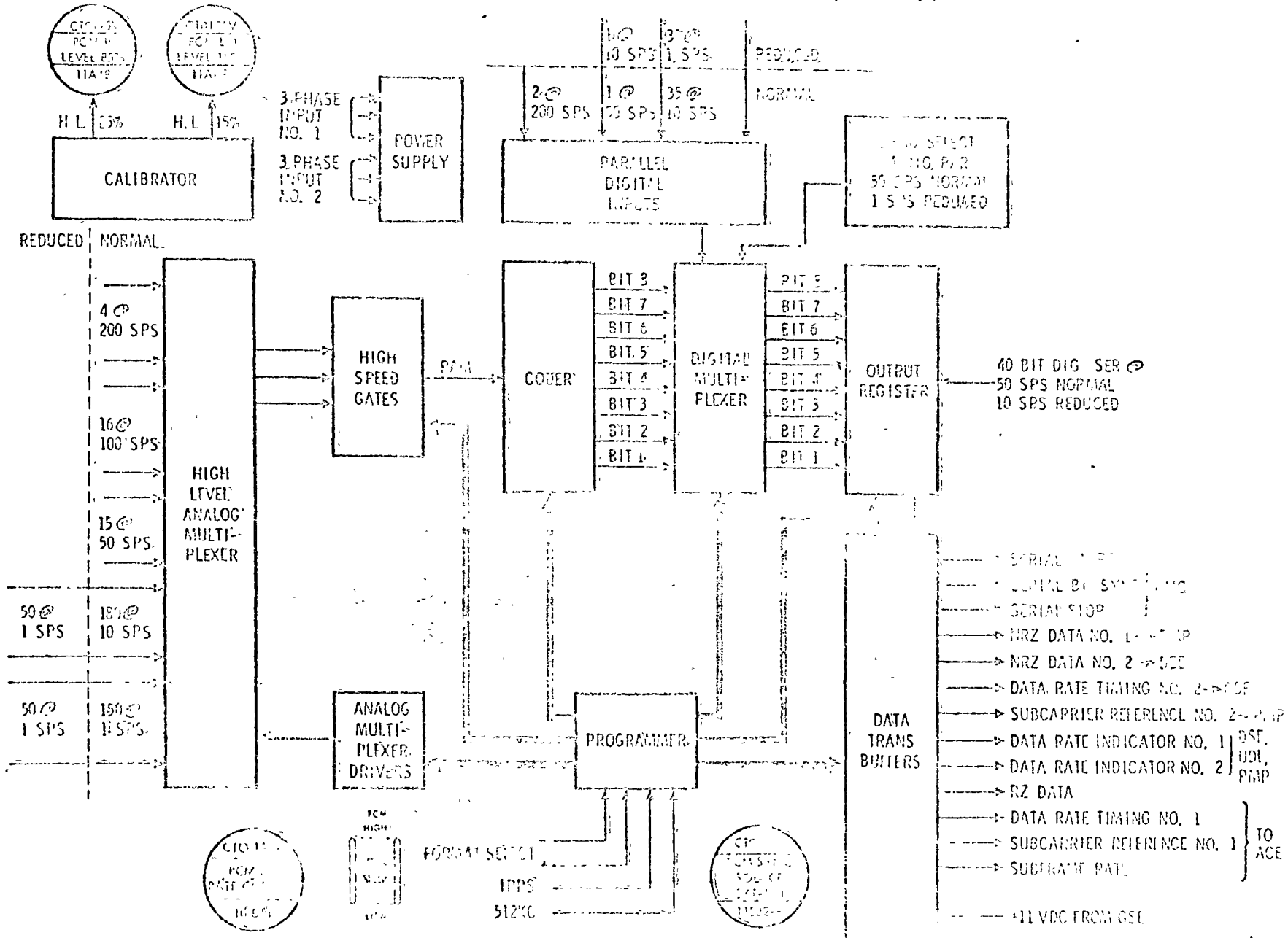
Sub-sistema del Satelite de Comunicaciones INTELSAT IV



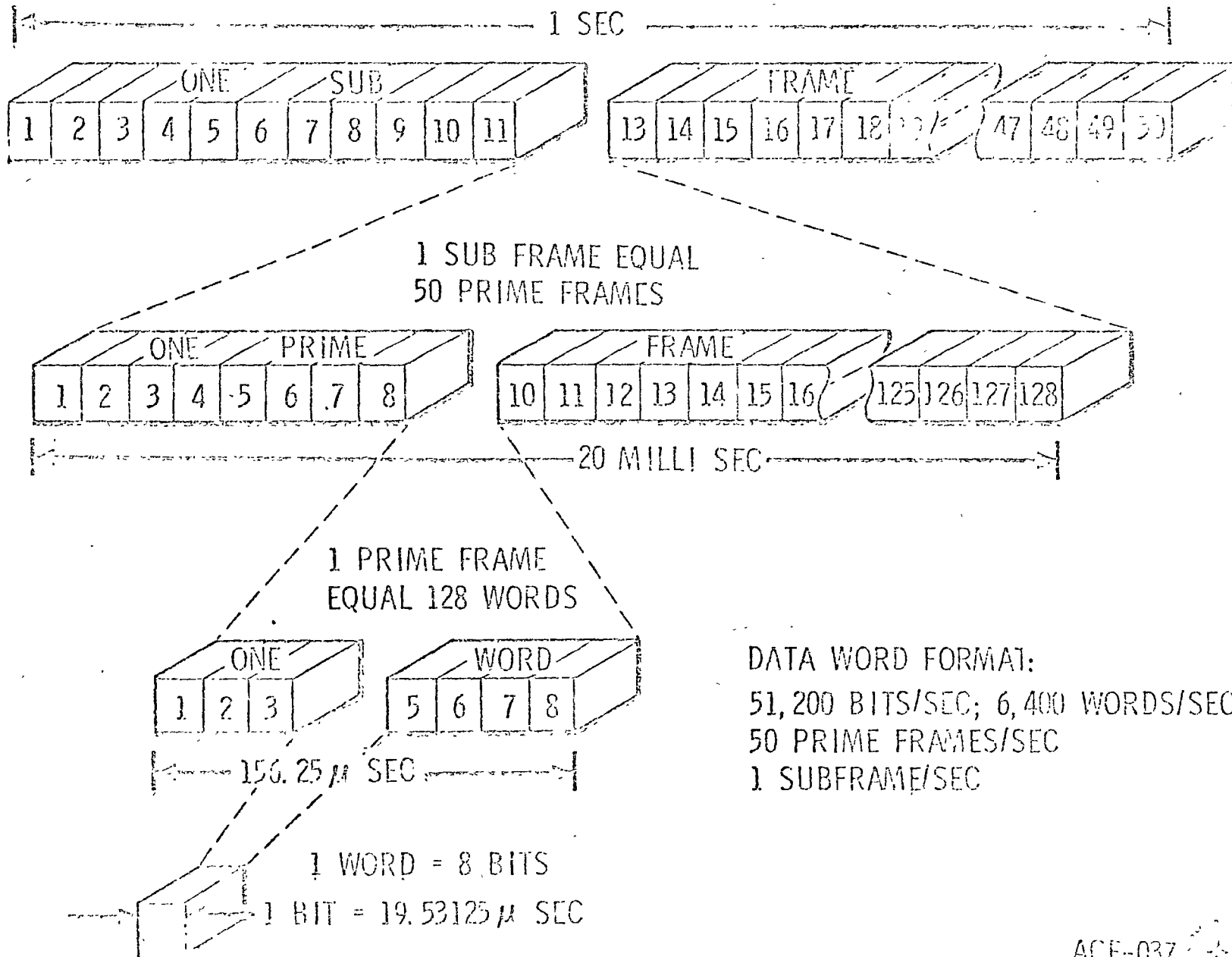
Sistema de Instrumentacion del SATURNO V

	V H F	U H F
Potencia del Transmisor	+43 dbm	+43 dbm
Modul., Polar. & Cable	- 5.1 db	- 8.1 db
Ganancia Ant. Transm.	- 3.0 db	+12.0 db
Atenuacion del Espacio	-167 db	-185 db (20 000 Km)
Ganancia Ant. Recept.	+18.0 db	+44.0 db
Potencia Entr. al Recep.	-11.1 db	-94.8 db
Densidad del Ruido	-175.4db/ciclo	-175.4db/ciclo
Potencia del Ruido	-117.3db	-119.2db
S/R Real	+5.2 db	+24.4 db
S/R Requerida	+13.0 db	+13.0 db

# PCM BLOCK DIAGRAM

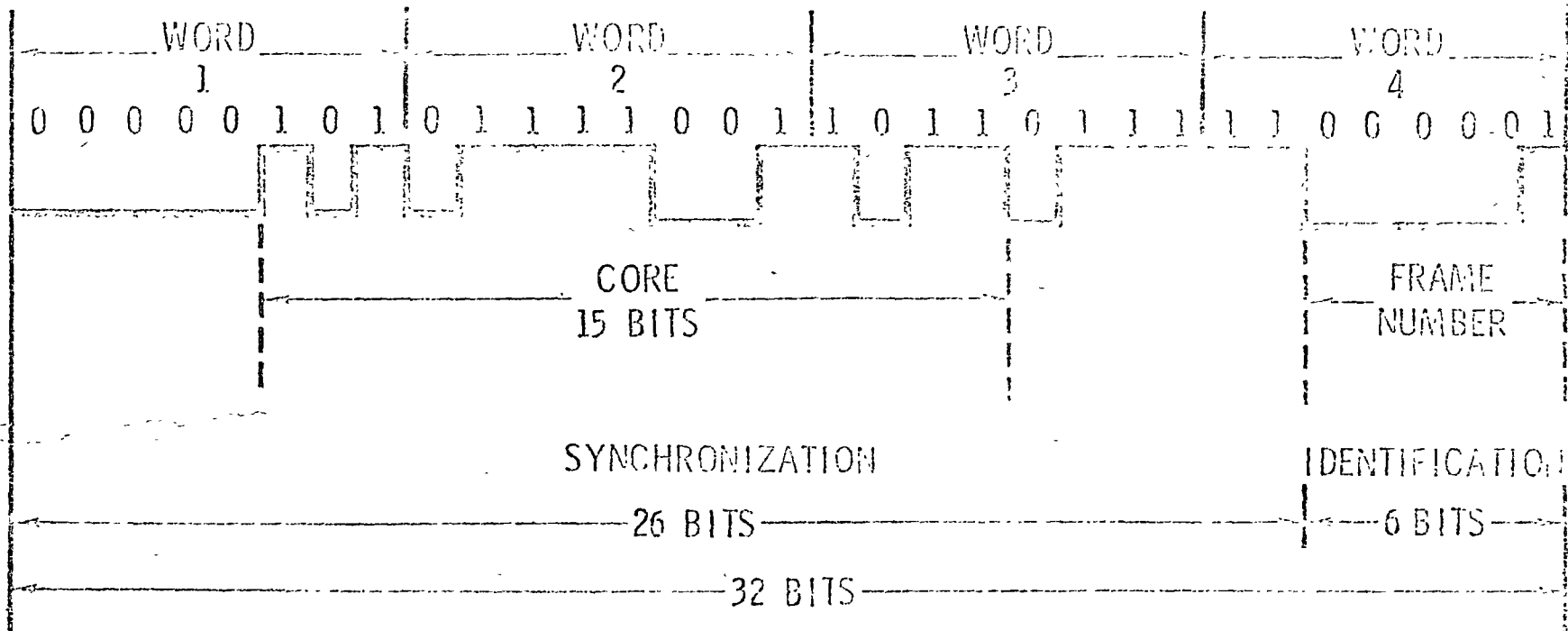


# PCM FORMAT



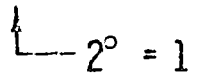
ACE-037

# PCM PRIME FRAME SYNCHRONIZATION

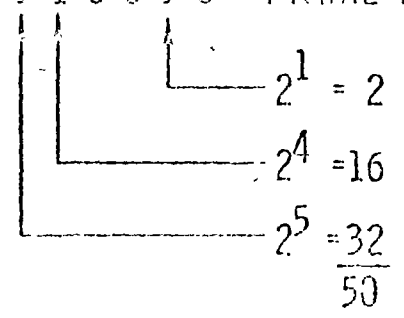


## PRIME FRAME NUMBER IN BINARY FORM

EXAMPLE: 1 0 0 0 0 0 1 = PRIME FRAME 1



EXAMPLE: 2 1 1 0 0 1 0 = PRIME FRAME 50





FORM 7 (REV. 11-75) NO. 1

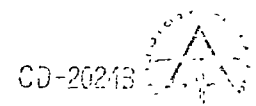
BLOCK II

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
				22A	22A	22A	22A	11A	11A	11A	11A	12A	12A	12A	12A
				1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4
17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32
11A	22D	22D	10D	12A	12A	12A	12A	11A	11A	11A	11A	51A	51A	51A	51DS
5	1	2	1	5	6	7	8	6	7	8	9	1	2	3	1
33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48
51DS	51DS	51DS	51DS	22A	22A	22A	22A	11A	11A	11A	11A	12A	12A	12A	12A
2	3	4	5	1	2	3	4	10	11	12	13	9	10	11	12
49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64
11A	22D	22D	10A	12A	12A	12A	12A	11A	11A	11A	11A	51A	51A	51A	51A
14	1	2	1	13	14	15	16	15	16	17	18	4	5	6	7
65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80
11D	11D	11D	11D	22A	22A	22A	22A	11A	11A	11A	11A	12A	12A	12A	12A
2	2	2	2	1	2	3	4	19	20	21	22	1	2	3	4
81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96
11A	22D	22D	10A	12A	12A	12A	12A	11A	11A	11A	11A	51A	51A	51A	51A
23	1	2	2	5	6	7	8	24	25	26	27	8	9	10	11
97	98	99	100	101	102	103	104	105	106	107	108	109	110	111	112
11D	11D	11D	51D	22A	22A	22A	22A	11A	11A	11A	11A	12A	12A	12A	12A
3	4	5	2	1	2	3	4	28	29	30	31	9	10	11	12
113	114	115	116	117	118	119	120	121	122	123	124	125	126	127	128
11A	22D	22D	10A	12A	12A	12A	12A	11A	11A	11A	11A	51A	51A	51A	51A
32	1	2	3	13	14	15	16	33	34	35	36	12	13	14	15

SIGNIFICANT DIGIT NO. OF ZEROS

22A  
1

CHANNEL  
A - ANALOG  
DS-DIGITAL SERIAL  
DP-DIGITAL PARALLEL

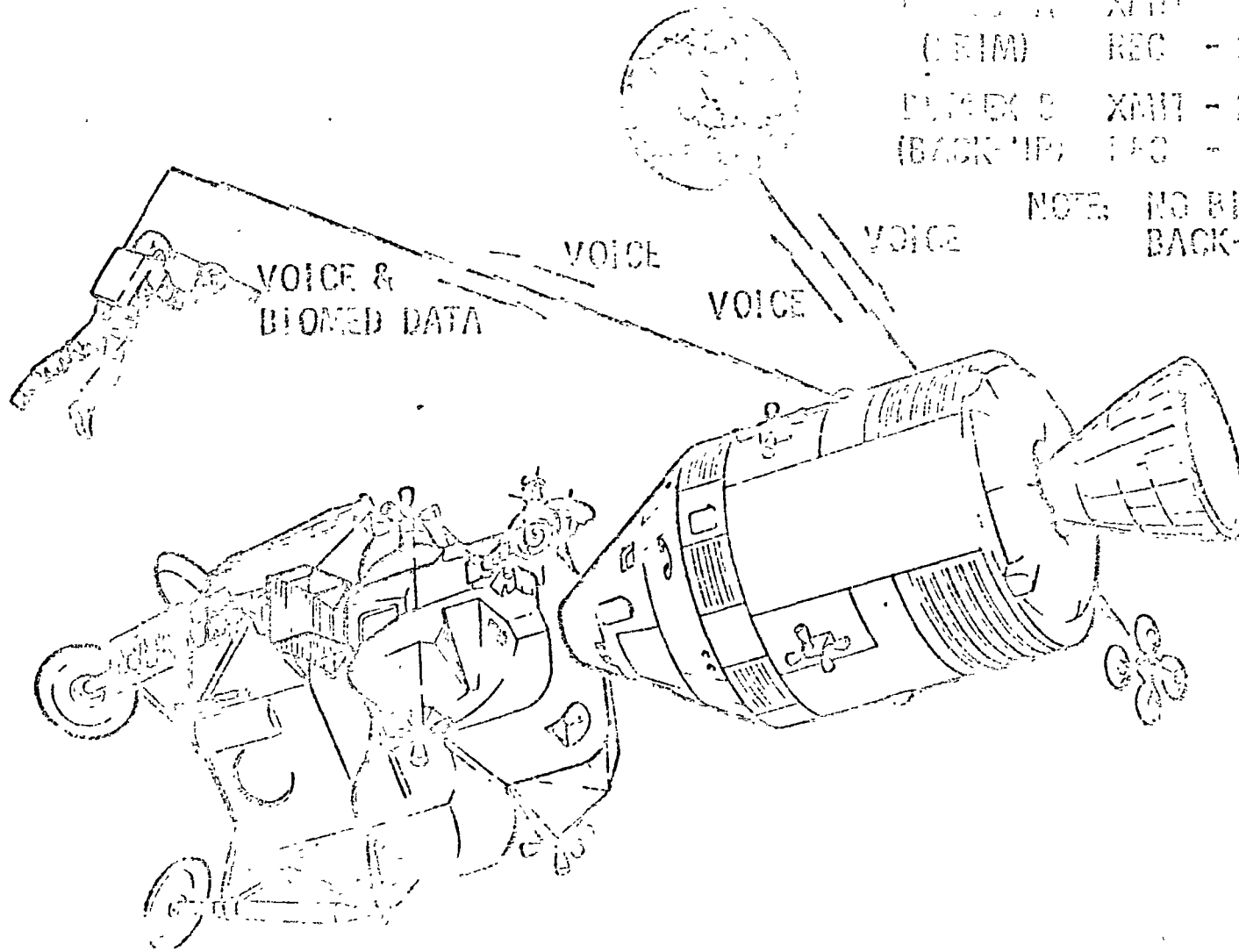


CD-20213

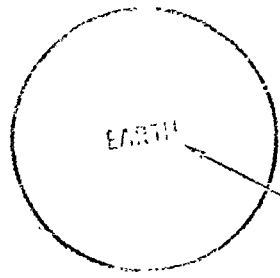
# ALASKA VHF/AM COMM MOBILE BAND RELAY MOBILE

TX	XMIT	219.0
(CEM)	REC	- 230.7
DUPLICATE	XMIT	- 252.7
(BACK-UP)	FAC	- 270.8

NOTE: NO BIONED IN  
BACK-UP MOBILE



# APOLLO DIAL RELAY



S-BAND RELAY

MSFN + LM VOICE 296.8

NO. 1 AND NO. 2 VOICE  
(TIME SHARED) + NO. 1 DATA  
+ NO. 2 DATA 259.7 MC

MSFN + LM VOICE 296.8 MC

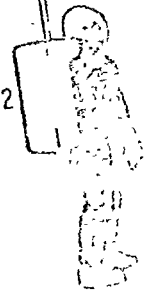
NO. 1 VOICE 259.7 MC

NO. 2 VOICE AND NO. 2 DATA 279.0 MC

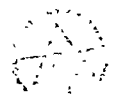
EVA NO. 1

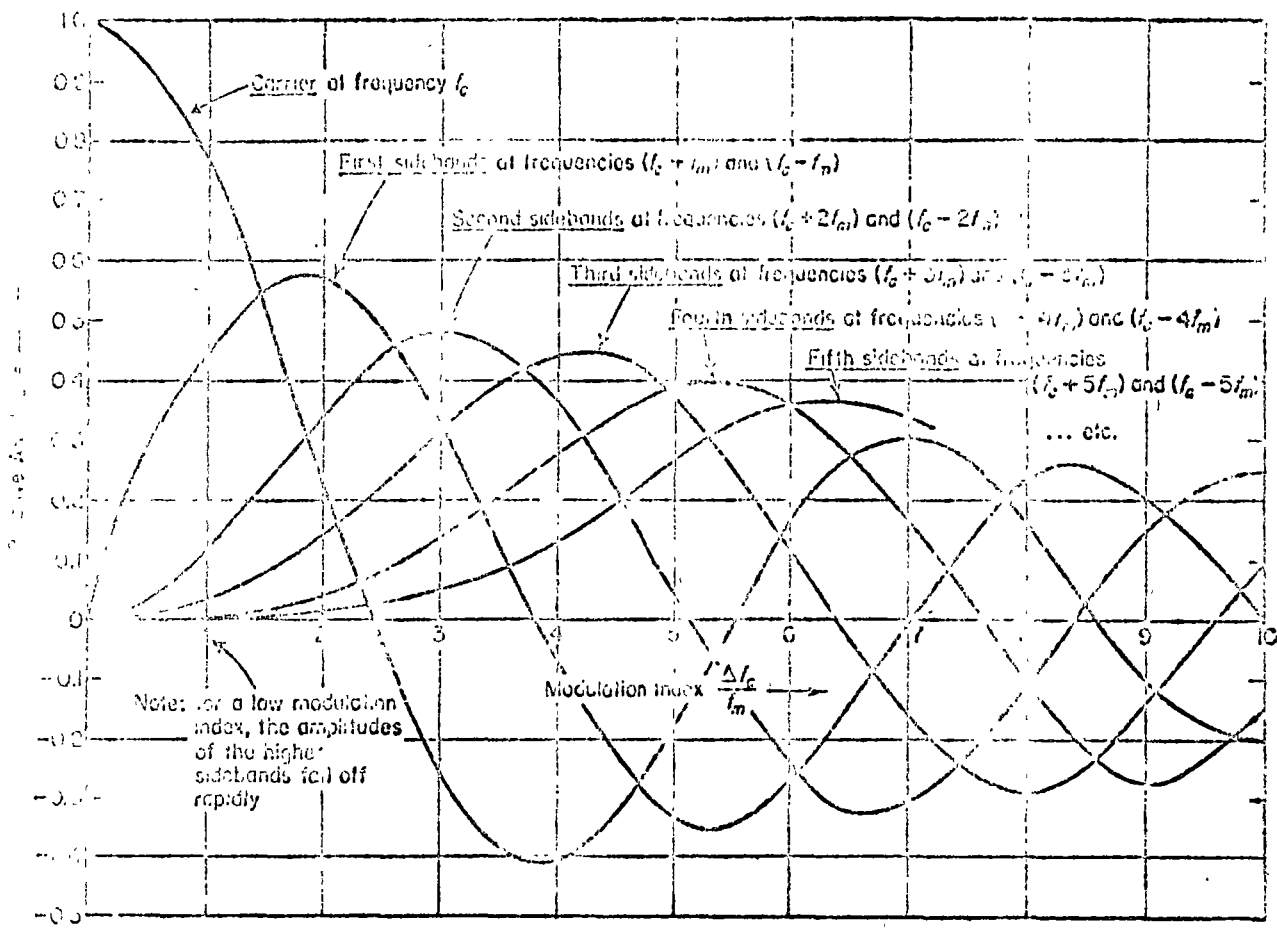


EVA NO. 2



CD 2121





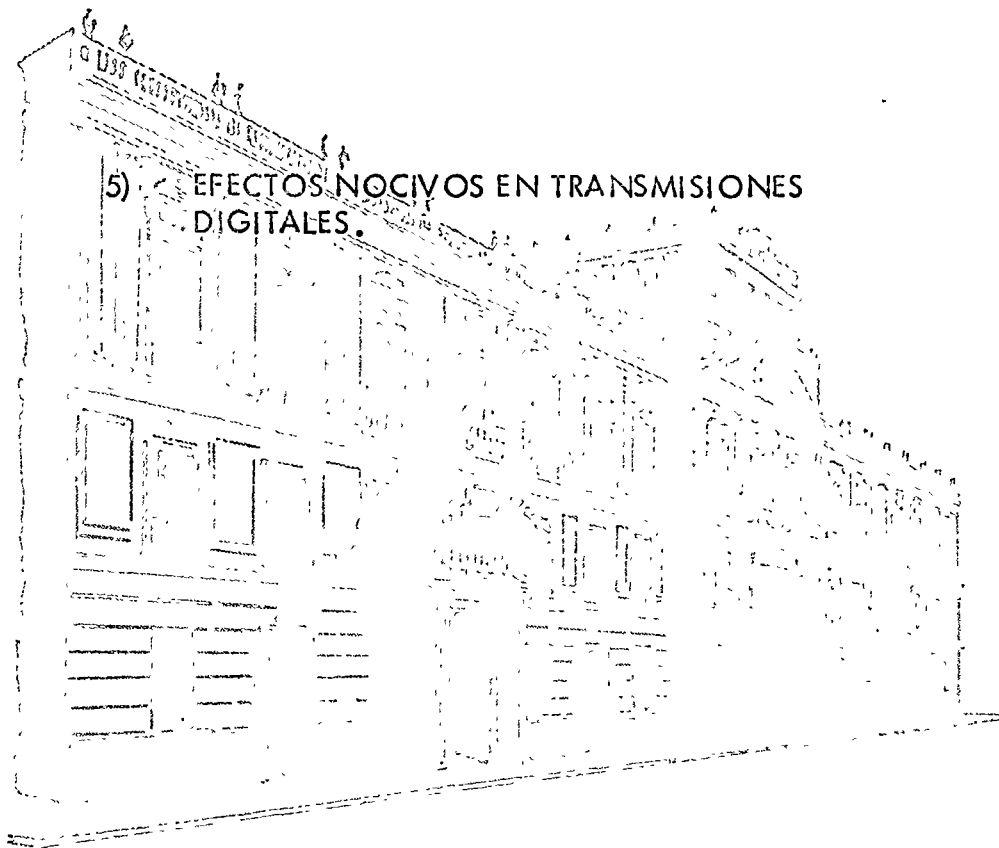
Componentes Espectrales de una Señal FM



centro de educación continua  
división de estudios superiores  
facultad de ingeniería, unam



LA ELECTRONICA EN LAS COMUNICACIONES



M.en C. Guillermo Rebolledo C.

## EFFECTOS NOCIVOS EN SISTEMAS DE TRANSMISION DE DATOS.

Estas notas describen en forma elemental la forma cómo los fenómenos de ruido e interferencia entre símbolos afectan el buen funcionamiento de un sistema de transmisión de datos binario. Asimismo, se mencionan las técnicas más eficientes que se emplean para aliviar o disminuir los efectos de tales fenómenos nocivos. Se introduce también el importante concepto de probabilidad de error, en base al cual se califica el buen desempeño de un sistema. Como preámbulo, se da una breve introducción a lo que un sistema de transmisión de datos binario es.

### 1. Descripción de un Sistema de Transmisión de Datos Binario

Un sistema de transmisión de datos es en general un sistema de comunicación digital. Si el canal de transmisión maneja varios tipos de señales, se denomina sistema de niveles múltiples. Por simplicidad y sin perder generalidad, se considerarán en estas notas a aquellos sistemas que manejan solo dos tipos de señales, a éstos se les llama binarios.

Formalmente, entonces, un sistema de transmisión de datos binario es aquel que conduce información codificada en forma de una secuencia de dígitos binarios, es decir 1's y 0's. Estos dígitos binarios, llamados bits, pueden ser representados de diversas formas. En general un 1 se representa por una señal  $s_1(t)$  y un 0 por otra señal  $s_0(t)$ , ambas con duración de T segundos. La señal que resulta de la combinación de las señales  $s_i(t)$  ( $i=0,1$ ), que forman la secuencia, puede enviarse directamente a través del canal de comunicación, o ser usada para modular una señal portadora. Si ésta es de tipo senoidal, la modulación puede ser por amplitud ASK\* (Amplitude-Shift Keying), por frecuencia FSK (Frequency-Shift Keying) o por fase PSK (Phase-Shift Keying) [2].

---

\*En estas notas se usarán las siglas y nombres en inglés de conceptos técnicos universalmente empleados.

Si la señal portadora, en cambio es rectangular, la modulación puede ser por amplitud de pulsos PAM(Pulse-Amplitude Modulation), por duración de pulsos PDM(Pulse-duration Modulation) o por posición de pulsos PPM(Pulse-Position Modulation) [2]. En el caso en que  $s_1(t)$  y  $s_0(t)$  sean funciones impulso \*,  $s_1(t) = \delta(t)$  y  $s_0(t) = -\delta(t)$  (por conveniencia en el análisis matemático se consideran impulsos y no pulsos) y la señal se envía directamente por el canal, se tiene en realidad un sistema de transmisión de datos binario PAM.

Estas notas tratarán solamente con este tipo de sistemas, debido a que son extensamente usados [1].

La Fig. 1 muestra un diagrama de bloques de un sistema de transmisión de datos binario PAM, en forma simple. Este consta de un transmisor, un canal de comunicación, representado matemáticamente por su respuesta en frecuencia  $C(\omega)$ , y un receptor. La entrada del sistema que representa a los bits, es la secuencia  $\{a_\ell\}$ ,  $a_\ell = \pm 1$ ,  $\ell = -\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, +\infty$ , y la salida es una estimación  $\{\hat{a}_\ell\}$  de la entrada.  $a_\ell = 1$  representa a un 1 y  $a_\ell = -1$  a un 0. El transmisor está constituido de un codificador y un modulador. La entrada al canal  $C(\omega)$  es un tren de impulsos codificados  $\sum a_\ell \delta(t - \ell T)$ , espaciados uno del otro por un intervalo de T segundos. El receptor consta de un muestreador, que toma muestras cada T segundos, y un detector. Como puede apreciarse en la misma Fig. 1, a la señal obtenida a la salida del canal se le suma otra señal  $n(t)$  que se identifica como ruido aditivo o simplemente ruido. Ya se justificó en el tema 3 de esta serie de notas la naturaleza aleatoria del ruido y se habló asimismo de las principales fuentes físicas que lo producen y de la herramienta matemática empleada para su descripción. Lo importante en este punto es recordar que, en cualquier canal de comunicación físico, aparecerán estas señales de ruido y no podrán ser pasadas por alto.

---

\*Recuérdese que a la función impulso  $\delta(t)$  se le llama también Delta de Dirac.

Los canales de comunicación en general, se modelan como sistemas lineales para su análisis en las diversas disciplinas de las comunicaciones. Si consideramos a nuestro canal  $C(\omega)$  modelado linealmente y además invariante con el tiempo, a su salida, en la Fig. 1, se tendrá una señal  $y(t)$  dada por:

$$y(t) = \sum_{\ell = -\infty}^{\infty} a_{\ell} r(t - \ell T) + n(t) \quad (1)$$

donde  $r(t)$  es la respuesta a impulso del canal  $C(\omega)$  y  $n(t)$  es el ruido. Esta señal  $y(t)$  es muestreada en el receptor, dando como resultado una secuencia de muestras, a partir de la cual se estima la secuencia original. La estimación es realizada en el detector, etapa del sistema donde se cometen los errores, interpretando 1's por 0's y viceversa.

En la siguiente sección se describen las causas principales que propician la comisión de errores.

## 2. Fuentes de Error

Dos son las principales fuentes de error en un sistema de transmisión de datos: el ruido y la interferencia entre símbolos ISI (Intersymbol Interference). Como se indicó en la sección anterior, la señal a la salida del canal se muestra en el receptor. Cada muestra es comparada con un umbral en el detector, y éste "decide" si su valor corresponde a  $a_{\ell} = 1$  ó a  $a_{\ell} = -1$ , es decir, si el valor del bit que se envió es 1 ó 0, respectivamente. Es en esta decisión donde se incurre en errores, al interpretar 1's por 0's y viceversa.

Para comprender mejor el efecto nocivo que estos dos fenómenos causan en nuestro sistema, analicémoslos por separado; es decir, analicemos primero el caso en que hay ruido sin interferencia entre símbolos y luego el caso converso.

### E f e c t o d e l R u i d o .

Considérese que como entrada a nuestro canal de comunicación se tiene solamente un impulso unitario  $\delta(t)$ , como se muestra en la Fig. 2.



A la salida se tendrá precisamente la respuesta a impulso que hemos llamado  $r(t)$ . No obstante, se ha mencionado que la señal que llega al receptor vendrá acompañada de una componente nociva de ruido  $n(t)$ , por lo que la señal que se muestreará será  $r(t) + n(t)$ , como se aprecia en la misma figura. Si por ejemplo, el umbral o nivel de detección fuera cero, una muestra positiva de la señal se tomaría como un 1, y una muestra negativa como un 0. Puede apreciarse en la Fig. 2 que, en el momento  $t_0$  de tomar la muestra, el ruido puede tener un valor instantáneo tal que haga que la muestra sea negativa, no obstante de haber enviado un impulso positivo. Esto implicaría un error.

#### Efecto de la Interferencia entre Símbolos.

Consideremos ahora el caso ideal en que no hay ruido aditivo en el canal, para exponer el fenómeno de interferencia entre símbolos.

Si como entrada al canal se tiene un tren de impulsos unitarios espaciados  $T$  segundos, la salida consistirá de una superposición de respuestas a impulso  $r(t)$  espaciados también  $T$  segundos, como se bosqueja en la Fig. 3. Si el pulso que se desea observar o detectar es el que se indica con línea gruesa, puede observarse que la muestra correspondiente, tomada en  $t_0$ , constará no solo de la señal deseada, sino de componentes de los pulsos adyacentes. Estas componentes nocivas constituyen el fenómeno de interferencia entre símbolos.

El tren de impulsos de entrada consta aleatoriamente de impulsos positivos y negativos (dependiendo de  $\{a_k\}$ ). Es evidente, entonces, que las componentes de la interferencia entre símbolos pueden acumularse de forma tal que si el pulso que se está observando es positivo (o negativo), la muestra correspondiente sea negativa (o positiva). Esto implica un error.

En la realidad, estos dos fenómenos descritos aparecen simultáneamente. Con referencia a la Fig. 1, las ideas anteriores se pueden expresar cuantitativamente. La señal que llega al receptor se vio que es  $y(t)$ , expresada mediante la Ec. (1).

Si  $y(t)$  es muestreada en un instante apropiado  $t_0$  se tiene

$$y(t_0) = a_0 r(t_0) + \sum_{\substack{\ell=-\infty \\ \ell \neq 0}}^{\infty} a_\ell r(t_0 - \ell T) + n(t_0) \quad (2)$$

El primer término es la señal deseada, mientras que el segundo y tercero representan la interferencia entre símbolos y el ruido, respectivamente.

Ya se ha justificado que el ruido es una señal aleatoria. Ahora, debido a la naturaleza aleatoria de la secuencia de entrada  $\{a_\ell\}$ , la interferencia entre símbolos será también una señal aleatoria. Por lo tanto se puede hablar de una probabilidad finita de que en un sistema de este tipo se cometa un error. A ésta se le llama, precisamente, probabilidad de error  $P_e$ , y está definida como la suma de dos probabilidades condicionales:

$$P_e = P_r\{1 \text{ detectado}/0 \text{ transmitido}\} P_r\{0 \text{ transmitido}\} + P_r\{0 \text{ detectado}/1 \text{ transmitido}\} P_r\{1 \text{ transmitido}\} \quad (3)$$

En base a este importante parámetro se determina la bondad de un sistema de transmisión de datos.

El cálculo de la probabilidad de error es una tarea ardua y se han propuesto varias soluciones. El lector interesado puede recurrir a la Ref. [3].

Hay varias maneras de disminuir la probabilidad de error en un sistema, lo cual se logra aliviando los efectos nocivos de ruido e interferencia entre símbolos. A continuación se mencionan las técnicas más efectivas para lograr este objetivo.

### 3. Métodos para disminuir la Probabilidad de Error

Las técnicas más comúnmente usadas para disminuir la probabilidad de error son tres [1]:

- 1) Dar forma apropiada a los pulsos
- 2) Incluir un filtro transversal
- 3) Incluir un filtro apareado (Matched-filter) en el receptor.

La Fig. 4 muestra un diagrama de bloques del sistema así optimizado, cuando el ruido aditivo es blanco (ver tema 3). La primera de las tres técnicas mencionadas consiste en disminuir la interferencia entre símbolos incluyendo los filtros transmisor  $G_T(\omega)$  y receptor  $G_R(\omega) = \overline{G_T(\omega)}$  \*. El bloque  $G_T(\omega) G_R(\omega)$  tiene una respuesta a impulso tal que su valor en los tiempos de muestreo  $t = kT$  ( $k$  es cualquier entero) es cero para toda  $k$ , excepto para  $k=0$ . Así, si se hace pasar un tren de impulsos unitarios a razón de uno cada  $T$  segundos, por  $G_T(\omega) G_R(\omega)$ , los pulsos de respuesta a la salida, aunque translapados, tendrán todos valor cero en los tiempos de muestreo, con excepción del pulso que se desea observar. De esta forma, si se tiene un canal dispersivo  $C(\omega)$  con cierta interferencia entre símbolos, es obvio esperar que la interferencia entre símbolos del canal modificado  $G_T(\omega) C(\omega) G_R(\omega)$  será menor.

A la característica  $X(\omega) = G_T(\omega) G_R(\omega)$  se le llama característica de Nyquist. Una clase de ésta que ha sido extensamente usada y estudiada, es la característica del coseno levantado (raised-cosine), que está dada por [1] :

$$X(\omega) = \begin{cases} T & , 0 \leq \omega \leq \frac{\pi}{T} (1-\alpha) \\ \frac{T}{2} \left\{ 1 - \text{sen} \left[ \frac{T}{2\alpha} \left( \omega - \frac{\pi}{T} \right) \right] \right\} & , \frac{\pi}{T} (1-\alpha) \leq \omega \leq \frac{\pi}{T} (1+\alpha) \end{cases} \quad (4)$$

y cuya respuesta a impulso es:

$$x(t) = \frac{\text{sen } \pi t/T}{\pi t/T} \cdot \frac{\cos \alpha \pi t/T}{1 - (2 \alpha t/T)^2} \quad (5)$$

---

\*  $\overline{F(\omega)}$  es el complejo conjugado de  $F(\omega)$ .

Las Figs. 5a y 5b muestran respectivamente las gráficas de las Ecs. (4) y (5) para varios valores del parámetro  $\alpha$ . Recuérdese que T es el intervalo de muestreo.

La segunda técnica disminuye también la interferencia entre símbolos, y es más importante y eficiente que la anterior. Consiste en hacer que el filtro transversal  $T(\omega)$  de la Fig. 4 haga las veces de un compensador. Así, si éste es ideal, la respuesta en frecuencia de todo el sistema global tendrá amplitud constante y fase lineal, es decir:

$$|G_T(\omega) C(\omega)|^2 T(\omega) = M e^{-j\omega t_d} \quad (6)$$

donde M es la magnitud y  $t_d$  el tiempo de retardo.

De esta forma, la respuesta a impulso del sistema así optimizado será, idealmente, un impulso de amplitud M y retrasado  $t_d$  segundos. Es evidente que con esto se elimina la interferencia entre símbolos por completo.

Se le llama filtro transversal puesto que esta es la nomenclatura para su realización, mostrada en la Fig. 6 [1], que consiste de una línea de retraso con derivaciones transversales a intervalos de T segundos. Cada derivación es conectada a través de un amplificador (y posiblemente un inversor) o una línea sumadora que proporciona la salida. Puede comprobarse [1] que la respuesta en frecuencia de un filtro transversal  $T(\omega)$  que satisfaga la Ec. (6) es repetitiva, con puntos de simetría en las componentes real e imaginaria localizados en  $2\pi n/T$  radianes. Su expresión analítica es:

$$T(\omega) = \sum_{n=-N}^N c_n \exp(-j\omega n T) \quad (7)$$

Donde  $c_n$  son precisamente las ganancias de los amplificadores mencionados (Fig. 6), iguales en número a  $2N+1$ . Sus valores tienen que fijarse en forma óptima en base a la respuesta a impulso de todo el sistema que precede al filtro transversal; en el caso de la Fig. 4,  $|G_T(\omega) C(\omega)|^2$ .

Se mencionó que un filtro transversal necesita ser ideal para que elimine por completo la interferencia entre símbolos. Esto equivale a que tenga un número infinito de coeficientes, es decir, en la Ec. (7)  $N \rightarrow \infty$ . Esto lo hace irrealizable. En la práctica, su realización con un número finito pero razonable de coeficientes puede proporcionar excelentes resultados. Por ejemplo, en la Ref. [3] se evaluó la probabilidad de error de un sistema de transmisión de datos binario PAM, resultando  $P_e = 2.5 \times 10^{-3}$ . En la Ref. [4] se diseñó un filtro transversal de 15 coeficientes ( $N = 7$ ) para este sistema y la probabilidad de error se logró disminuir, con el mismo nivel de ruido a  $P_e = 2.15 \times 10^{-11}$ . ¡Cien millones de veces menor!

A los filtros transversales de este tipo se les llama con más frecuencia filtros igualadores o simplemente igualadores debido a que igualan o compensan en magnitud y en fase al canal que los precede. La manera más usual de diseñar un igualador óptimo es bajo el criterio de mínimo error cuadrático medio MSE (Mean-square Error) [5]. Debido a la estructura de los igualadores, es particularmente apropiado realizarlos digitalmente. No obstante, esto trae errores adicionales a los ya mencionados [4].

La tercera y última técnica mencionada alivia los efectos nocivos del ruido unicamente, y consiste en añadir en el receptor un filtro llamado filtro apareado (matched-filter). Este se diseña en base no solo a las características estadísticas del ruido aditivo presente, sino al tipo de las señales  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$  que se estén usando.

Puede demostrarse [1] que en un sistema PAM con ruido aditivo blanco (ver tema 3) la respuesta en frecuencia del filtro apareado óptimo es simplemente el complejo conjugado del canal que lo precede. En nuestro sistema optimizado de la Fig. 4, el filtro apareado óptimo

es entonces  $\bar{C}_T(\omega)$   $\bar{C}(\omega)$  como se indica. La función de estos filtros es proporcionar una relación de señal o ruido SNR(Signal to Noise Ratio) mayor a su salida que a su entrada. En general su realización es compleja en la práctica.

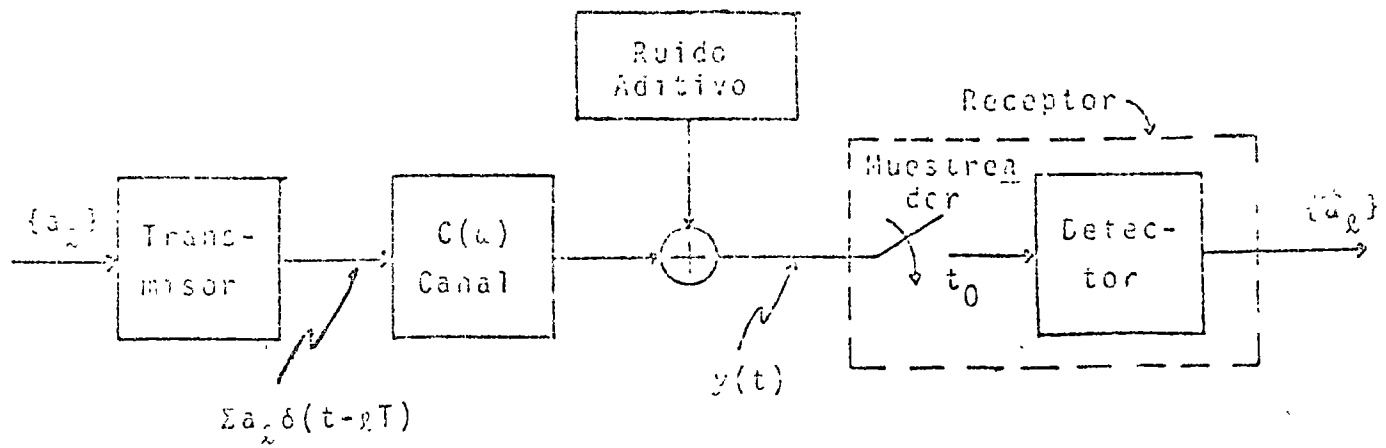


Fig. 1

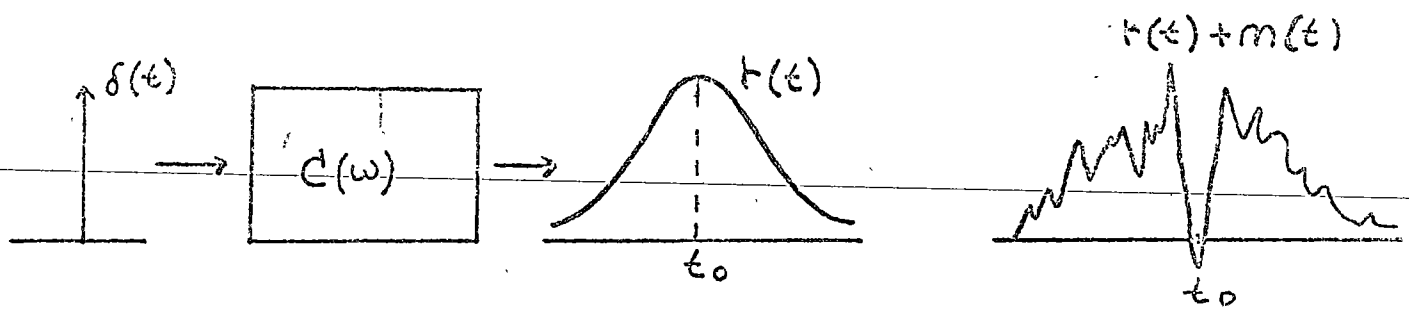


Fig. 2

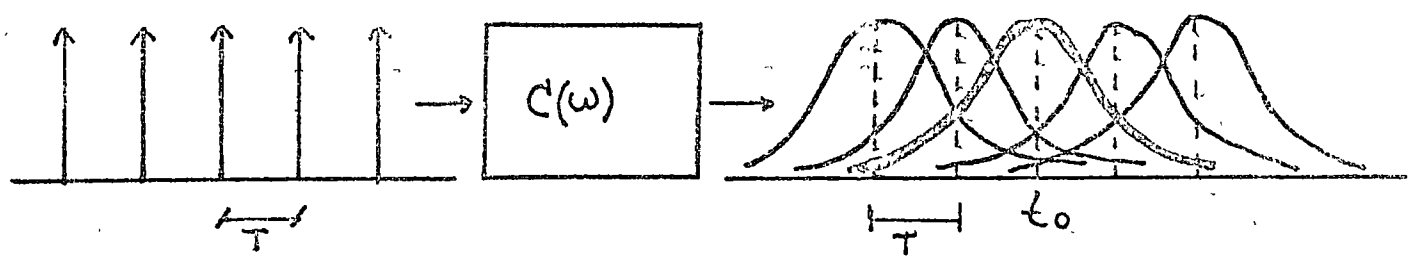


Fig. 3

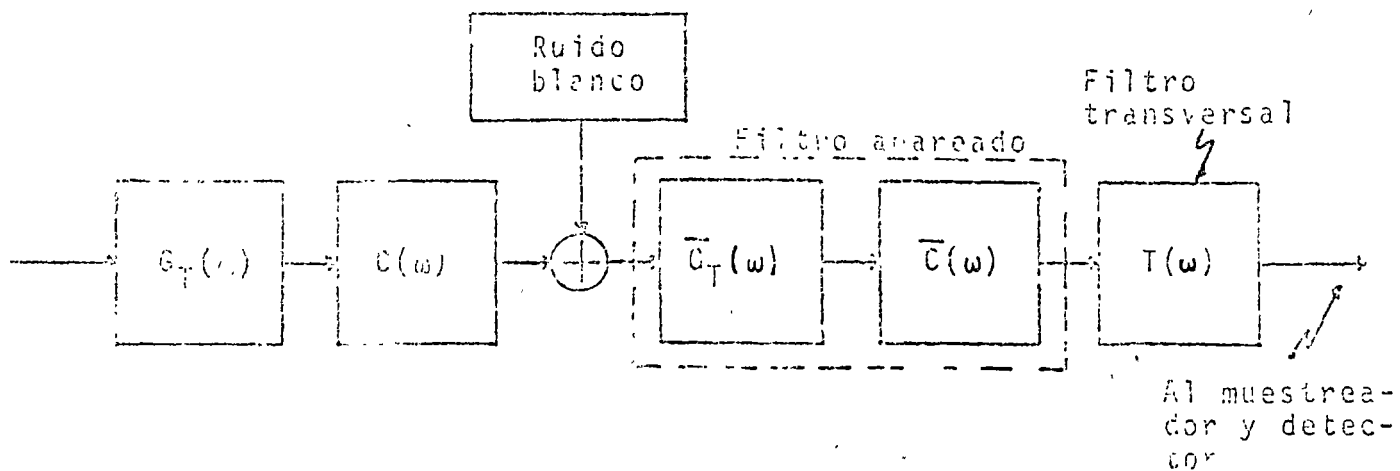
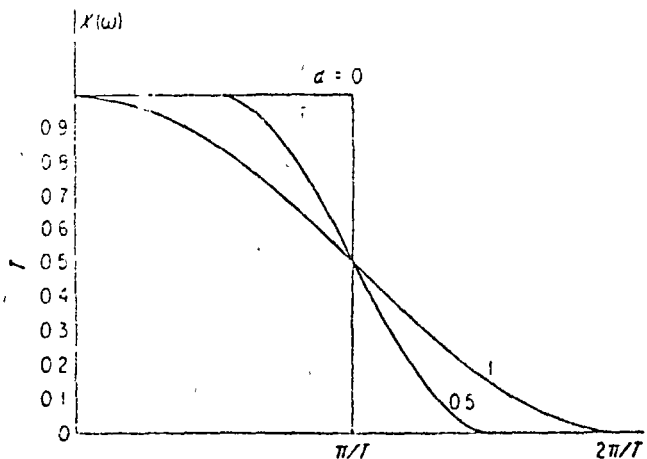
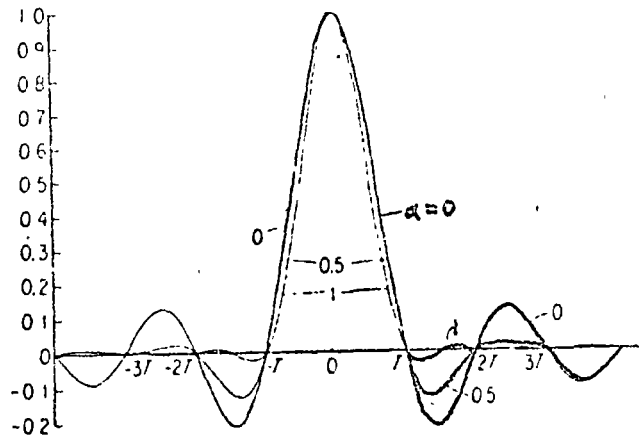


Fig. 4



(a)



(b)

Fig. 5

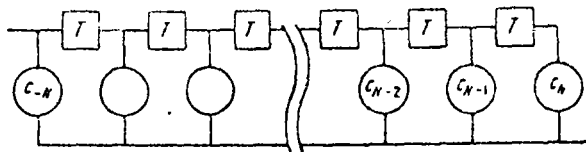


Fig. 6



R E F E R E N C I A S :

1. R.W. Lucky, J. Salz y E.J. Weldon, "Principles of Data Communication", New York: Mc Graw Hill, 1968.
2. H. Taub y D.L. Schilling, "Principles of Communication Systems", Mc Graw Hill, 1971
3. H. Y. Ho y Y.S. Yeh, "A new Approach for Evaluating the Error Probability in the Presence of Intersymbol Interference and Additive Gaussian Noise", Bell Syst. Tech. J., Vol. 49, pp. 2249-2265, Nov. 1970
4. G. Rebolledo. "Efecto del Redondeo de Coeficientes Sobre la Probabilidad de Error en un Canal Binario con Interferencia Entre Símbolos Igualado Digitalmente", Tesis de Maestría, INAOE, Puebla, 1976.
5. P. Butler y A. Cantoni, "Noniterative Automatic Equalization", IEEE Trans. Commun., Vol. Com-23, pp. 621-633, Jun. 1975.



centro de educación continua  
división de estudios superiores  
facultad de ingeniería, unam



LA ELECTRONICA EN LAS COMUNICACIONES



M. en I. Federico Kuhlmann R.



Faint, illegible text or markings at the top of the page, possibly a header or title.



A small, faint mark or character located in the lower-left quadrant of the page.

A small, faint mark or character located in the bottom right corner of the page.

## DETECCION DE SEÑALES RUIDOSAS

### Introducción.-

En este trabajo se pretende mostrar algunas técnicas de detección de señales digitales basadas en las características estadísticas de las señales a transmitir y del canal de comunicaciones empleado. Se diseñarán detectores de señales binarias provenientes de un canal ruidoso de acuerdo a diversos criterios con el objeto de enfatizar que el diseño de un sistema puede ser enfocado desde distintos puntos de vista.

Se cuenta con un transmisor de señales digitales binarias y con un canal de transmisión con ruido aditivo (fig. 1). El transmisor envía pulsos de duración  $T$  seg que representan "unos" o "ceros" binarios.



Fig. 1

Se desea diseñar un dispositivo que decida si un pulso transmitido éste a su vez originado por un dígito binario, es un "uno" o un "cero" (siendo éstos los dos estados binarios de la transmisión). A este dispositivo se le llamará detector; a su salida tendrá conectados otros subsistemas cuyas funciones son, por ejemplo, reconstruir, filtrar, corregir, compensar, etc. la señal proveniente del detector.

Supóngase que se conoce la estadística del ruido aditivo que actúa sobre el canal, esto es, se conoce la función de densidad de probabilidad (y obviamente la media y la variancia) del proceso de ruido.

Además es factible determinar la probabilidad de ocurrencia de "uno" en la sucesión de dígitos en la entrada del canal (y por tanto también la de "cero").

## Ejemplo

Considérese el sistema caracterizado por las señales mostradas en la fig. 2.

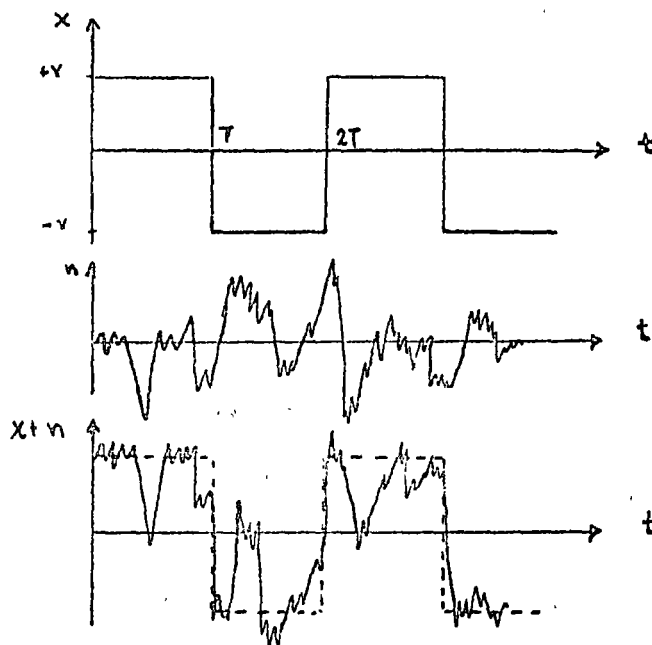


Figura 2

$x(t)$  = señal a la entrada del canal

$n(t)$  = ruido aditivo

$x + n$  = señal a la entrada del detector

A partir de ésta es posible observar que aunque en el intervalo  $(0, T)$  fue transmitida

$$x(t) = +V, \quad 0 \leq t \leq T$$

la señal recibida  $x(t) + n(t)$  no es igual a  $+V$  durante todo el intervalo.

Asimismo puede verificarse este hecho en el intervalo  $(T, 2T)$

A continuación se plantearán diversas formas de detección de señales en presencia de ruido aditivo para eliminar el efecto nocivo del ruido del canal de transmisión.

### Caso 1: Una Sola Muestra

Tómese una muestra de la señal recibida  $x(t) + n(t)$  en cada intervalo de duración  $T$  seg y a partir de ella infiérase sobre el valor de  $x(t)$  en ese mismo intervalo.

Es posible distinguir entre dos tipos de errores para éste problema de detección:

Un "uno" se interpreta como "cero" (llámese  $e_1$ ) y un "cero" puede ser interpretado como "uno" (llámese  $e_2$ ).

Sea  $P(1)$  la probabilidad de ocurrencia del dígito "uno" binario.

Entonces la probabilidad de error total por dígito, o sea, por pulso de duración  $T$  seg, puede ser expresada como:

$$P_e = P(1) \cdot \text{Pr}(\text{interpretar un "uno" como un "cero" dado que fue transmitido un "uno"}) + [1 - P(1)] \cdot \text{Pr}(\text{interpretar un "cero" como un "uno" dado que un "cero" fue transmitido})$$

donde  $1 - P(1) = \text{Pr}(\text{ocurrencia de un "cero" binario})$

Es importante resaltar que ambos sumandos del término de la derecha continen probabilidades condicionales; a continuación se explicarán sus significados. Como se partió de la hipótesis de que la estadística del ruido es conocida, supóngase que éste tiene la función de densidad de probabilidad.

$$f_N(n)$$

Esta densidad es válida únicamente en ausencia de señal; sin embargo, si durante un intervalo de duración  $T$  seg se transmite un pulso de amplitud  $A$  Volts, no se altera la función de densidad del ruido en cuanto a su forma, desplazándose únicamente su media al valor  $A$ .

En la fig. 3 se ilustra una posible función de densidad (a), esa densidad al transmitir un pulso de valor positivo  $A$  (b) y esa misma con un pulso de valor negativo  $-A$  (c).

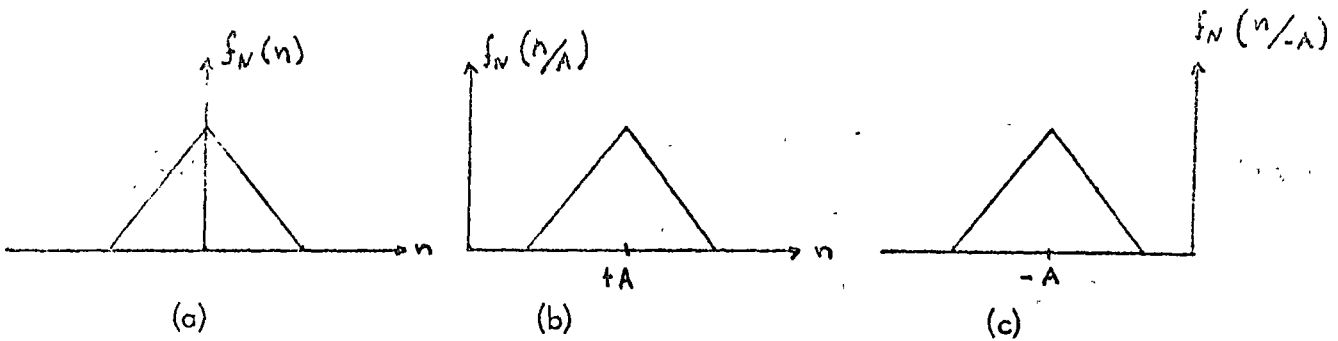


Figura 3

En la fig. 3 es posible confirmar que el hecho de condicionar la estadística del ruido a la polaridad positiva o negativa de un pulso transmitido es equivalente a desplazar la media del ruido al valor de dicho pulso. Además, trasladar la densidad del ruido hacia un valor dado es equivalente a condicionar la suma (señal + ruido) al valor de la señal.

Una vez establecido lo anterior es posible simplificar la expresión correspondiente a la probabilidad total de error por dígito.

$$P_e = P(1) \cdot P_{e1} + (1 - P(1)) P_{e0}$$

Además  $P_{e1}$  puede ser expresado como

$$P_{e1} = \int_{-\infty}^{\mu} f_N(n/A) dn$$

y

$$P_{e0} = \int_{\mu}^{\infty} f_N(n/-A) dn$$

donde  $\mu$  representa el umbral de decisión, o sea que, toda muestra mayor que  $\mu$  será interpretada como "uno" y toda muestra menor que  $\mu$  como "cero".

La fig. 4 ilustra  $P_{e0}$  y  $P_{e1}$  para la función de densidad de probabilidad de la fig. 3

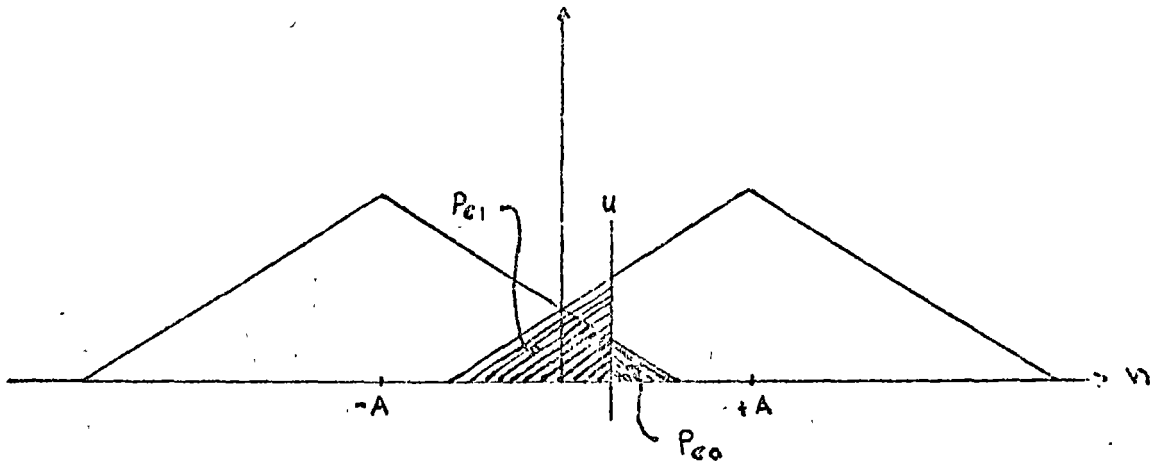


fig. 4

Sustituyendo nuevamente en la expresión para  $P_e$ :

$$P_e = P(1) \int_{-\infty}^{\mu} f_N(n/A) dn + (1-P(1)) \int_{\mu}^{\infty} f_N(n/-A) dn$$

y debido a que

$$\int_{-\infty}^{\mu} f_N(n) dn = 1 - \int_{\mu}^{\infty} f_N(n) dn$$

resulta que, después de simplificar

$$P_e = P(1) + \int_{\mu}^{\infty} \left[ (1-P(1)) f_N(n/-A) - P(1) f_N(n/A) \right] dn$$

para minimizar  $P_e$  con respecto a  $\mu$  es necesario obtener la derivada de la integral con respecto a  $\mu$  (por medio de la fórmula de Leibnitz para derivadas de integrales) e igualar ésta a cero obteniéndose:

$$1 - P(1) f_N(n/-A) \Big|_{n=\mu} = P(1) f_N(n/A) \Big|_{n=\mu}$$

o equivalentemente:

$$\frac{f_N(\mu/A)}{f_N(\mu/-A)} = \frac{1 - P(1)}{P(1)}$$



La  $\mu$  que satisfaga esta relación determina el umbral de decisión que minimiza la probabilidad de error  $P_e$  por dígito.

Una vez fijo el umbral la realización electrónica del dispositivo es relativamente sencilla:

Un muestreador que tome una muestra cada  $T$  seg. y un comparador de voltaje con el nivel de referencia localizado en  $\mu$  Volts.

### Caso 2: Más de una muestra por pulso.

Se tomarán  $m$  muestras cada  $T$  segundos y a partir de sus valores se determinará el valor de la señal en dicho intervalo.

Es posible realizar análisis similares al presentado para una sola muestra para el caso de varias muestras; sin embargo se analizará un método distinto.

Supóngase que se toman  $m$  muestras de la señal deformada por el ruido; además, que el ruido tiene media nula y variancia  $\sigma_n^2$  y finalmente, que las muestras del ruido no están correlacionadas, esto es

$$E n_i n_j = \begin{cases} 0 & i \neq j \\ \sigma_n^2 & i = j \end{cases}$$

donde  $n_i$ ,  $n_j$  son las muestras  $i$ ,  $j$  del proceso de ruido.

Nótese que la  $k$ -ésima muestra de la señal recibida (con ruido) es:

$$y_k = x_k + n_k$$

Si se toma el promedio de las  $m$  muestras resulta en

$$y = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m y_k = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m (x_k + n_k)$$

si  $m$  es grande,  $y$  tenderá al valor medio de las muestras y éste a su vez es igual al valor de la señal debido a que el valor medio del ruido es cero.

Además, analizando la variancia de  $y$  :

$$E\left[(y - \bar{y})^2\right] = \frac{1}{m^2} \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m E(n_i n_j) = \frac{\sigma_n^2}{m^2}$$

se observa que al crecer  $m$  disminuye la variancia; esto implica que  $y$  tiene una densidad con poca dispersión con respecto a su valor medio, que es precisamente el valor de la señal.

Otra forma de detectar utilizando varias muestras por intervalo de  $T$  seg es comparar cada una de ellas con un umbral y decidir de acuerdo a la mayoría de ellas.

## Conclusiones

Como conclusión fundamental es posible mencionar que así como una señal puede ser detectada de muchas formas obteniéndose distintos desempeños de acuerdo a los distintos criterios de diseño, un sistema completo de comunicaciones ya sea analógicas o digitales puede ser diseñado optimizando distintas variables como por ejemplo, costo, ancho de banda, potencia, velocidad; etc. Es por ello que, para que el estudiante esté conciente de este hecho, se mencionaron algunas técnicas de detección y diseño estadístico de sistemas, las cuales obviamente no representan la totalidad de ellas ni tampoco se puede afirmar que sean las mejores más que de acuerdo al criterio con que fueron desarrolladas.

C O D I F I C A C I O N   Y   D E C O D I F I C A C I O N

Federico Kuhlmann R.

5.1

## I N D I C E

- 1. PROLOGO
  - 2. CODIGOS DE BLOQUE
    - 2.1 Introducción
    - 2.2 Definiciones
    - 2.3 Construcción de los códigos
      - 2.3.1 Codificación
      - 2.3.2 Decodificación
      - 2.3.3 Ejemplo
      - 2.3.4 Realización
  - 3. CODIGOS CONVOLUCIONALES
    - 3.1 Introducción
    - 3.2 Definiciones, codificación y decodificación
    - 3.3. Ejemplo
    - 3.4 Realización
  - 4. CONCLUSION
  - 5. APENDICE: CANAL BINARIO SIMETRICO
-

CAPITULO I. PROLOGO

## PROLOGO

La presente exposición está dirigida a alumnos que cursan la materia de Comunicaciones II.

Siguiendo la secuencia lógica, los estudiantes deben estar familiarizados con los temas de las comunicaciones mencionados a continuación, para que el objetivo del tema a exponer esté claramente definido:

- Sistemas de modulación analógica con señales continuas
- Sistemas de modulación analógica con pulsos
- Sistemas digitales
- Origen y efecto del ruido

El objetivo de la sección "Codificación y decodificación", enmarcada en el temario del segundo curso de Comunicaciones

es el siguiente:

"Mostrar al alumno técnicas para proteger información digital transmitida a través de un canal ruidoso, contra el ruido aditivo del canal"

Se propone la siguiente meta:

"El alumno debe ser capaz de: determinar el tipo de código a utilizar y la protección de la cual se proveerá la información y diseñar los circuitos electrónicos para la implementación del código seleccionado, de acuerdo a la probabilidad de error del canal de transmisión".

Para alcanzar la meta y cumplir el objetivo propuestos se analizarán debidamente dos técnicas de protección:

CODIGOS DE BLOQUE

CODIGOS CONVOLUCIONALES

Debe enfatizarse que los codificadores (o decodificadores) están enmarcados dentro del codificador (o decodificadores) del canal; no se analizarán los moduladores o demoduladores de RF, que también son parte del codificador del canal.



CAPITULO II. CODIGOS DE BLOQUE.

---

## 2. CODIGOS DE BLOQUE

### 2.1 Introducción

En este capítulo se mostrará una técnica de codificación para información binaria basada en agregar dígitos redundantes a la secuencia de información que forma una palabra. Utilizando argumentos de las Teorías de Información y Probabilidad, es fácilmente demostrable que el contenido de información no se altera con éstos dígitos y además que con los dígitos redundantes disminuye la probabilidad de error en la secuencia de dígitos binarios transmitida. Este tipo de códigos protege palabras utilizando la idea central de verificación de paridad. Esta está basada en la convención que, si una palabra tiene un número impar de unos, se le agrega al final otro uno; en caso contrario, se le agrega un cero. Es debido a este procesamiento, por palabras, que se les

llama a estos códigos Códigos de Bloque.

Entre las ventajas que presentan éstos códigos se pueden mencionar las siguientes:

- pueden tanto detectar como corregir errores
- se puede agregar cualquier número de dígitos redundantes; la capacidad de detección y corrección de errores depende de este número de dígitos redundantes
- son fácilmente realizables.

Evidentemente el código a utilizar depende del canal a través del cual se enviará la información. Para transmitir por un canal muy ruidoso se necesita mucha protección para la información (o sea, muchos dígitos redundantes); para transmitir por un canal con probabilidad de error (por dígito) muy baja, se necesitan menos dígitos redundantes para obtener en promedio el mismo número de errores, por secuencia de palabras, que en el caso anterior.

La idea central de este capítulo es mostrar la estructura básica y la forma de construir los códigos de bloque.

## 2.2 Definiciones

Sea  $\underline{u} = (u_1, u_2, \dots, u_n)$  un vector de información (o mensaje); al vector

$$\underline{x} = (\delta_e^{(1)}(\underline{u}), \delta_e^{(2)}(\underline{u}), \dots, \delta_e^{(n)}(\underline{u}))$$

se le llamará palabra codificada o palabra transmitida.

Al conjunto de vectores  $\underline{x}$  se le llamará código y se dirá que  $\underline{x}$  es una palabra del código.

El conjunto  $\{\delta_e^{(i)}(\underline{u})\}_{i=1}^n$  representa  $n$  combinaciones lineales de las  $n$  componentes de  $\underline{u}$ ; no tienen que ser  $n$  combinaciones diferentes.

Si la palabra transmitida tiene  $n$  dígitos donde

$$n = n + m$$

entonces los últimos  $m = n - n$  dígitos se llaman dígitos redundantes; los primeros  $n$  dígitos son los dígitos de información.

Defínase la suma en aritmética módulo 2 (mod-2) de la siguiente forma

$$\begin{array}{ccccccccc} 1 & 0 & 1 & = & 0 & 0 & 0 & = & 0 \\ 1 & 0 & 0 & = & 0 & 0 & 1 & = & 1 \end{array}$$

Obsérvese que cambiar uno o más dígitos de una palabra codificada  $\underline{x}$  es equivalente a sumarle (mod-2) a  $\underline{x}$  un vector  $\underline{z}$  con unos en las posiciones en que se cambiaron los dígitos de  $\underline{x}$  y ceros en las demás. Por ejemplo, sea

$$\underline{x} = (1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0)$$

llámese  $\underline{y}$  al vector  $\underline{x}$  con uno o varios dígitos alterados .

$$\underline{y} = ( 1 1 0 1 0 1 1 0 )$$

Entonces el vector  $\underline{z}$  que satisface  $\underline{x} = \underline{y} \oplus \underline{z}$  es

$$\underline{z} = ( 0 1 1 0 0 1 0 0 )$$

Utilizando estas propiedades se llamará a  $\underline{z}$  vector de errores y a  $\underline{y}$  palabra recibida. Nótese que si

$$\underline{z} = \underline{0}$$

(  $\underline{0}$  es un vector de ceros) para todas las palabras transmitidas entonces se puede concluir que el canal de transmisión no introduce errores y además

$$\underline{x} = \underline{y}$$

o sea, que la palabra recibida es igual a la transmitida.

Nótese que  $\underline{y} = \underline{x} \oplus \underline{z}$

o equivalentemente  $\underline{z} = \underline{x} \oplus \underline{y}$

Al número de dígitos diferentes de cero en una secuencia se le llamará peso de la secuencia; al mínimo número de dígitos diferentes de cero en las sumas (mod-2) de dos palabras cuales

quiera de un código se le llamará distancia del código.

Un código que genera palabras de longitud  $r$  a partir de mensajes de longitud  $n$  se llama código  $(r, n)$ .

En álgebra mod-2 son válidas las leyes asociativa, distributiva y conmutativa de la aritmética.

## 2.3 Construcción de los códigos

### 2.3.1 Codificación

Como se mencionó anteriormente, las palabras del código  $(r, n)$  se forman a partir de combinaciones lineales de los elementos de  $\underline{u}$ ; estas pueden ser descritas a través de un conjunto de ecuaciones de la forma

$$x_i = \sum_{j=1}^n u_j g_{ji} \quad 1 \leq i \leq r \quad (1)$$

donde

$x_i$  es la  $i$ -ésima componente de  $\underline{x}$

$\sum$  es la sumatoria mod-2 sobre el conjunto de índices  $\{\alpha\}$

$\{g_{ij}\}_{\substack{1 \leq j \leq n \\ 1 \leq i \leq r}}$  representa un conjunto de dígitos binarios arbitrarios pero fijos

Se hablará de un código sistemático  $(r, n)$  si

$$g_{ji} = \delta_{ji} \quad \begin{array}{l} 1 \leq j \leq n \\ 1 \leq i \leq n \end{array}$$

donde  $\delta_{ji}$  es la función  $\delta$  de Kronecker.

Obviamente (1) representa un conjunto de ecuaciones lineales; estas pueden ser escritas matricialmente

$$\underline{x} = \underline{u} G \quad (2)$$

G es una matriz de dimensión  $(n \times n)$  cuyos elementos son los números  $g_{ji}$  del conjunto descrito anteriormente.

Esto es

$$G = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} & \cdots & g_{1n} \\ g_{21} & g_{22} & \cdots & g_{2n} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ g_{n1} & \cdots & \cdots & g_{nn} \end{bmatrix} \quad (3)$$

y si el código es sistemático

$$G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 & g_{1,n+1} & \cdots & g_{1,n} \\ 0 & 1 & \cdots & 0 & g_{2,n+1} & \cdots & g_{2,n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & g_{n,n+1} & \cdots & g_{n,n} \end{bmatrix} \quad (4)$$

lo cual puede ser escrito como

$$G = \left[ \begin{array}{c|c} I_n & G' \end{array} \right] \quad (5)$$

donde  $I_n$  es la matriz identidad de dimension  $n$ .

Debido a que, a través de la ecuación (2) se generan las palabras del código, a la matriz  $G$  se le llama matriz generadora.

### 2.3.2 Decodificación

Por simplificar matemáticamente el proceso de decodificación se utilizarán códigos sistemáticos.

La ecuación (1), para un código sistemático, puede ser expresada como

$$x_i = u_i \quad 1 \leq i \leq n \quad (6)$$

$$x_i = \sum_{j=1}^n g_{ji} u_j \quad n < i \leq n \quad (7)$$

y substituyendo (6) en (7)

$$x_i = \sum_{j=1}^n g_{ji} x_j \quad n < i \leq n \quad (8)$$

o similarmente



$$\sum_{j=1}^n g_{ji} x_j + x_i = 0 \quad n < i \leq n \quad (9)$$

La ecuación (9) puede ser desarrollada y escrita en forma matricial quedando

$$\begin{bmatrix} x_1 & x_2 & \dots & x_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_{1,n+1} & g_{1,n+2} & \dots & g_{1,n} \\ g_{2,n+1} & g_{2,n+2} & \dots & g_{2,n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{n,n+1} & g_{n,n+2} & \dots & g_{n,n} \\ \hline 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & 1 \end{bmatrix} = \underline{0}$$

o equivalentemente

$$\underline{x} \begin{bmatrix} G' \\ \hline I_m \end{bmatrix} = \underline{0} \quad (10)$$

Si se define la matriz  $H$  por medio de

$$H = \begin{bmatrix} G' \\ \hline I_m \end{bmatrix} \quad (11)$$

Entonces (10) se transforma en

$$\underline{x} H = \underline{0} \quad (12)$$

Es evidente que si una palabra se genera a partir de (2), es-

ta debe satisfacer (12); por otro lado, una palabra que satisface (12) debe haber sido generada por medio de (2).

Es importante hacer notar que el conjunto de palabras de un código de bloque es mayor que el número de posible mensajes a codificar; si se codifican  $2^n$  mensajes de longitud  $n$  con un código  $(r, n)$  donde  $r > n$  entonces evidentemente  $2^r > 2^n$ ; esto significa que existen secuencias de longitud  $r$  que no pertenecen al código  $(r, n)$ ; se tratará que éstas secuencias sean precisamente la suma de palabras transmitidas y vectores de error.

De aquí se puede concluir que los elementos de la matriz generadora deben ser fijados de tal forma que, si se desea corregir errores de orden  $\ell$  (los vectores de error tienen peso  $\ell$ ), la distancia entre la palabra recibida y cualquier palabra del código excepto la transmitida debe ser mayor que la distancia entre la palabra recibida y la transmitida, o sea, mayor que  $\ell$ . Este criterio se llama criterio de máxima similitud.

Como se recordará 
$$\underline{y} = \underline{x} \underline{0} \underline{z} \quad (13)$$

Pero si  $\underline{y}$  no pertenece al código

$$\underline{y} \underline{H} \neq \underline{0} \quad (14)$$

La ecuación (14) encierra la idea básica para la detección de

errores; la ecuación (13) se utilizará para su corrección.

Defínase el síndrome  $\underline{S}$  en la siguiente forma

$$\underline{S} = \underline{y} H \quad (15)$$

De lo anterior se concluye que si  $\underline{S} = \underline{0}$  entonces  $\underline{y}$  es una palabra del código; si  $\underline{S} \neq \underline{0}$  entonces  $\underline{y}$  no pertenece al código y la palabra transmitida  $\underline{x}$  fue alterada por el vector de error  $\underline{z}$  (debido evidentemente al ruido del canal). Esto es

$$\underline{y} = \underline{x} \oplus \underline{z}$$

resultando el síndrome

$$\underline{S} = (\underline{x} \oplus \underline{z}) H = \underline{x} H \oplus \underline{z} H \quad (16)$$

y debido a la ecuación (12)

$$\underline{S} = \underline{z} H \neq \underline{0} \quad (17)$$

porque  $\underline{z}$  no pertenece al código que tiene una distancia mayor que cualquier vector de error. (Se supone que el canal tiene probabilidad no nula de error por dígito; sin embargo la probabilidad de alterar  $d$  dígitos de una palabra, que resultaría en otra palabra del código, es insignificante).

El síndrome es un vector de dimensión  $m = n - k$  o sea que existe

ten sólo  $2^m$  síndromes diferentes; si se asocia a cada posible síndrome un vector de error del conjunto de posibles errores (que tiene  $2^n$  elementos), una vez conocido el síndrome se podrá determinar la secuencia de error que probablemente lo originó. Por tanto, los errores que se escojan deberán ser los de mayor probabilidad de ocurrencia.

Supóngase que el vector de error  $\underline{z}_1$  tiene alta probabilidad de ocurrencia; asóciesele el síndrome  $\underline{S}_1$ . La palabra transmitida es  $\underline{x}_1$ . La recibida, evidentemente,  $\underline{y}_1 = \underline{x}_1 \oplus \underline{z}_1$ . A partir de  $\underline{y}_1$  se encuentra  $\underline{S}_1$  y de éste,  $\underline{z}_1$ . En esta forma se determina finalmente  $\underline{x}_1 = \underline{y}_1 \oplus \underline{z}_1$ . Por las propiedades de detección de la matriz  $H$  a esta se le llama matriz de verificación.

### 2.3.3 Ejemplo

Se desea codificar mensajes binarios de 3 dígitos en forma sistemática. El canal de transmisión requiere que se corrijan por lo menos todos los errores de peso unitario (errores sencillos), se supone además que todos los errores de peso 2 tienen igual probabilidad de ocurrencia.

#### Solución

El número de mensajes es  $2^3 = 8$ . Como el código debe corregir todos los errores sencillos y éstos pueden aparecer en cual-

quier posición se necesita un número mínimo de  $(4+m)$  síndromes ( $m$  = número de dígitos redundantes).

Por tanto se agregarán 3 dígitos redundantes para tener en total 6 dígitos por palabra y 8 diferentes síndromes.

Como  $H$  debe tener todos sus renglones diferentes para que al multiplicar por cada uno de los errores sencillos se obtengan síndromes distintos, se iniciará el diseño del código con esta matriz cuya estructura está dada por (11)

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ - & - & - \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G' \\ I_3 \end{bmatrix}$$

$$G = \begin{bmatrix} I_3 & G' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

A partir de  $G$  se pueden determinar las funciones

$$\{ \delta_e^{(i)} \}_{i=1}^6$$

Estas son

$$x_1 = \delta_e^{(1)}(\underline{u}) = u_1$$

$$x_2 = \delta_e^{(2)}(\underline{u}) = u_2$$

$$x_3 = \delta_e^{(3)}(\underline{u}) = u_3$$

$$x_4 = \delta_e^{(4)}(\underline{u}) = u_1 \oplus u_3$$

$$x_5 = \delta_e^{(5)}(\underline{u}) = u_1 \oplus u_2$$

$$x_6 = \delta_e^{(6)}(\underline{u}) = u_2 \oplus u_3$$

El siguiente paso es asignar un síndrome a cada error probable, a través de una tabla de decodificación; de acuerdo al planteamiento, los errores más probables son los más sencillos.

∴ TABLA DE DECODIFICACION

Síndrome $\underline{s}$	Vector de errores $\underline{z}$
0 0 0	0 0 0 0 0 0
0 0 1	0 0 0 0 0 1
0 1 0	0 0 0 0 1 0
1 0 0	0 0 0 1 0 0
1 0 1	0 0 1 0 0 0
0 1 1	0 1 0 0 0 0
1 1 0	1 0 0 0 0 0

Debido a que todos los errores de peso 2 son equiprobables se escogió arbitrariamente uno cuyo síndrome fuera el que faltaba en la tabla.

Así, si se recibe  $\underline{y} = (1 0 1 0 1 0)$   
 entonces  $\underline{s} = (0 0 1)$   
 y  $\underline{z} = (0 0 0 0 0 1)$   
 por lo cual  $\underline{x} = \underline{y} \oplus \underline{z} = (1 0 1 0 1 1)$   
 y  $\underline{u} = (1 0 1)$

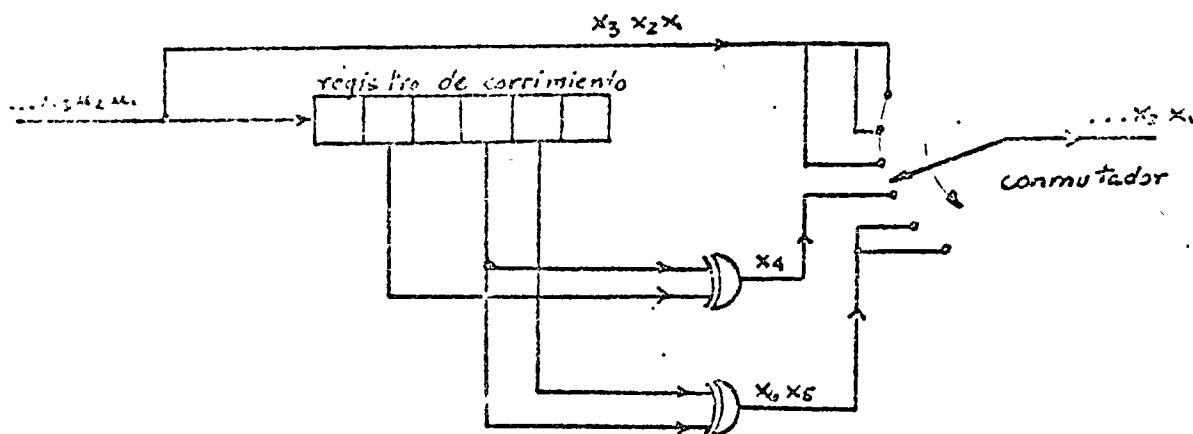
Este código detecta y corrige todos los errores sencillos y un error doble.

#### 2.3.4 Realización

Para la realización del código (6,3) bajo análisis no se requieren más que los siguientes elementos activos:

- registros de corrimiento
- compuertas OR-exclusivo
- reloj

Esquemáticamente se ilustra a continuación el codificador



CAPITULO III. CODIGOS CONVOLUCIONALES

5.21



## 5. CODIGOS CONVOLUCIONALES

### 5.1 Introducción

Debido a que la información digital no siempre está estructurada en forma de palabras (como en PCM), es necesario estudiar otro tipo de códigos que permitan la protección de la información en forma serial (tal y como se obtendría a partir de un Modulador Delta).

Se protegerá la información dígito a dígito intercalando en la secuencia de información dígitos redundantes. A un código convolucional que contiene  $k$  dígitos de chequeo por cada  $n$  dígitos de información se le llamará código convolucional  $(k, n)$ .

### 3.2 Definiciones, codificación y decodificación.

(mensaje).

A la secuencia

$$\underline{x} = (x_{11}, x_{12}, x_{13}, \dots, x_{1k}, x_{21}, \dots, x_{2k}, \dots, x_{31}, \dots)$$

se le llama secuencia codificada o secuencia transmitida;  $x_{ij}$  es generado a través de combinaciones lineales de los  $k$  dígitos anteriores a  $u_{i+1}$ .

Esto es

$$x_{ij} = \delta_e^{(j)} (u_{i-1-e}, \dots, u_{i-1})$$

donde  $\delta_e^{(j)} (\dots)$  es una combinación lineal de los argumentos. A la secuencia

$$\underline{y} = (y_{11}, y_{12}, y_{13}, \dots, y_{1k}, y_{21}, \dots, y_{2k}, \dots)$$

se le llama secuencia recibida;

es evidente que si el canal de transmisión no tiene ruido entonces

$$\underline{x} = \underline{y} \quad (19)$$

Por otra parte, si el canal tiene ruido y el código se diseña en forma adecuada a partir de  $\underline{y}$  se obtiene la secuencia  $\underline{t}$  tal que

$$\underline{u} = \underline{t} \quad (20)$$

donde a  $\underline{t}$  se le llamará secuencia decodificada.

La secuencia decodificada  $\underline{t}$  se obtiene en la siguiente forma

$$\underline{t} = (t_1, t_2, \dots)$$

donde

$$t_\alpha = g_\lambda^{(B)} (y_{\alpha-e,1}, \dots, y_{\alpha-e,j}, \dots, y_{\alpha,1}, \dots, y_{\alpha,j}) \quad (21)$$

y  $g_\lambda^{(S)} (\dots)$  es una función lógica de los argumentos.

se ilustra través por medio de un ejemplo la codificación y decodificación con este tipo de códigos.

### 3.3 Ejemplo

Se desea transmitir una secuencia de información

$$\underline{u} = (1\ 0\ 1\ 1\ 0\ \dots)$$

protegida por medio de un código convolucional (2,1).

El canal tiene una probabilidad de error tal que

$$P(3\ \text{errores en 3 dígitos}) \ll P(2\ \text{errores en 3 dígitos}) \ll P(1\ \text{error cada 3 dígitos})$$

#### Solución

Una posible codificación es

$$x_{i1} = u_i = x_{i2}$$

resultando la secuencia transmitida

$$\underline{x} = (u_1, u_1, u_1, u_2, u_2, u_2, \dots)$$

o sea

$$\underline{x} = (1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 1\ 1\ \dots)$$

La decodificación y corrección se efectúan en la siguiente forma

$$t_{\alpha} = \begin{cases} y_{\alpha 1} & \text{si } y_{\alpha 1} = y_{\alpha 2} \\ y_{\alpha 2} & \text{si } y_{\alpha 2} = y_{\alpha 3} \\ y_{\alpha 3} & \text{si } y_{\alpha 3} = y_{\alpha 1} \end{cases} \quad (22)$$

La relación (22) es precisamente la función lógica mencionada en (21)

Supóngase que la secuencia recibida es

$$\underline{u} = (1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 1\ \dots\dots)$$

Usando  $t_{\alpha}$  como se definió en (22) resulta que

$$\underline{t} = (1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 0\ \dots\dots)$$

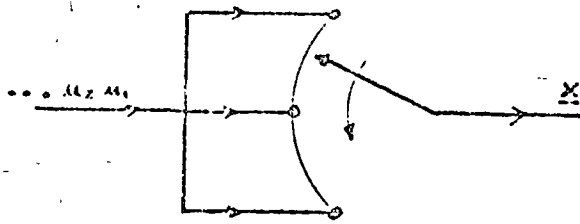
la cual es igual al mensaje.

El código del ejemplo anterior es apropiado para el canal descrito en las hipótesis; si fuese muy probable la aparición de dos errores en 3 dígitos consecutivos, éste código obviamente podría provocar que  $\underline{t} \neq \underline{u}$  con una probabilidad considerable.

### 3.4 Realización

El codificador puede ser realizado con el siguiente circui-

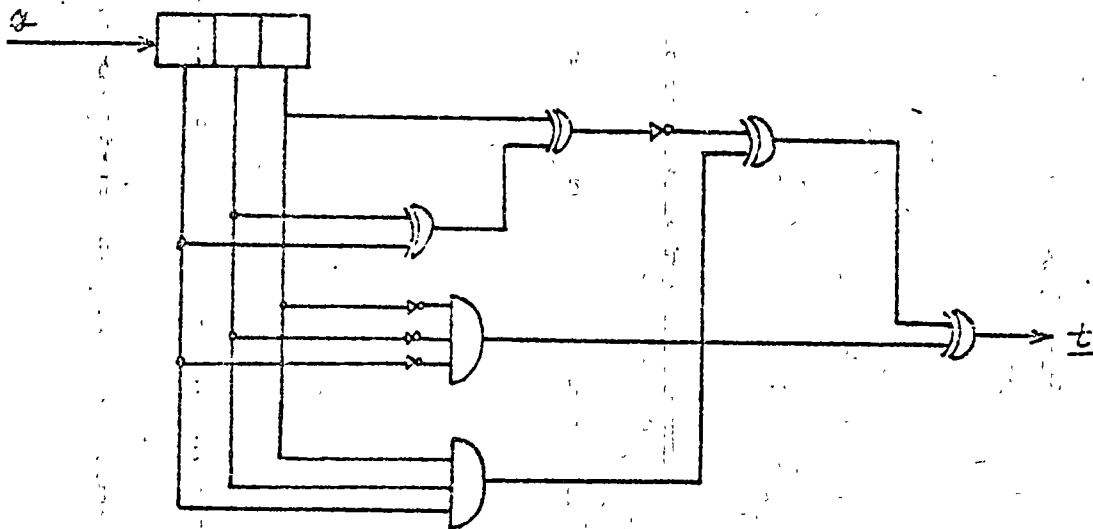
to:



Un mismo dígito es alimentado al canal de transmisión 3 veces para que 3 dígitos consecutivos de  $x$  sean iguales.

La frecuencia del conmutador debe ser 3 veces mayor que (duración de un dígito de  $u$ )<sup>-1</sup>.

La decodificación puede ser realizada con el circuito mostrado a continuación:



Fácilmente se puede demostrar que el circuito mostrado de-  
codifica correctamente de acuerdo a la tabla

$y_{\alpha,3}$	$y_{\alpha,2}$	$y_{\alpha,1}$	$t_{\alpha}$
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	1

La duración del dígito  $t_{\alpha}$  es tres veces mayor que la dura-  
ción de cualquier dígito de  $y$ .

CAPITULO IV. CONCLUSION

---

## CONCLUSION

Finalmente es importante mencionar que los dos tipos de códigos analizados son elementos del conjunto de códigos correctores; existen una infinidad de éstos, con las estructuras más variadas y complejas que uno pueda imaginar.

Sin embargo, para fines didácticos, el análisis de los códigos de bloque y los convolucionales es suficiente para familiarizar al estudiante con la posibilidad de proteger la información y para motivar a estudiantes interesados.

Se ha demostrado que fácilmente se puede proteger la información digital contra ruido en un canal de transmisión.

Esta información puede ser codificada tanto cuando está dis



ponible en forma de palabras como cuando es una secuencia continua de dígitos, sin estructura alguna.

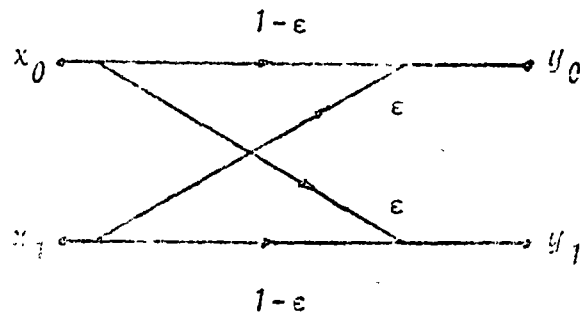
Para complementar la teoría se ha desarrollado en el laboratorio de Comunicaciones un circuito codificador y uno decodificador de códigos de bloque, ambos con lógica TTL.

Deben diseñarse un codificador y un decodificador convolucionales para poderlos utilizar en serie con el Modulador Delta que está siendo terminado.

APENDICE. CANAL BINARIO SIMETRICO

## CANAL BINARIO SIMETRICO (BSC)

Un modelo matemático de un canal de transmisión frecuentemente utilizado es el representado a continuación



A  $\epsilon$  se le llama probabilidad de transición y es precisamente la probabilidad de error en un dígito transmitido, o sea

$$\epsilon = P(y_1|x_0) = P(y_0|x_1) < \frac{1}{2}$$

Supóngase que la información digital proviene de una fuente discreta sin memoria, o sea que se satisface

$$P(x_i, x_{i+1}) = P(x_i)P(x_{i+1})$$

y que además

$$P(x_0) = P(x_1) = \frac{1}{2}$$

Entonces, para el ejemplo del capítulo 2, la probabilidad de error en el mensaje decodificado es

$$\begin{aligned}
 P(e) &= 1 - P(\text{no error}) = \\
 &= 1 - (1-\epsilon)^6 - 6(1-\epsilon)^5 - \epsilon^2(1-\epsilon)^4 \quad (23)
 \end{aligned}$$

lo cual está basado precisamente en la corrección de todos los errores sencillos y uno doble.

Si no se codificaran los mensajes, entonces

$$P(e) = 1 - P(\text{no error}) = 1 - (1-\epsilon)^6 \quad (24)$$

Evidentemente, la probabilidad de error es menor cuando se codifica la información, debido a que

$$6\epsilon(1-\epsilon)^5 + \epsilon^2(1-\epsilon)^4 > 0$$

Para el ejemplo del Apéndice 3, si se codifica, se obtiene una probabilidad de error en el mensaje decodificado dada por

$$P(e) = 1 - P(\text{no error}) = 1 - (1-\epsilon)^3 - 3(1-\epsilon)^2 \quad (25)$$

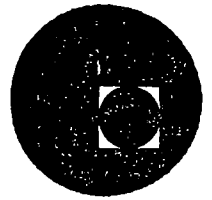
y si no se codifica

$$P(e) = 1 - P(\text{no error}) = 1 - (1-\epsilon)^3$$

y como  $3\epsilon(1-\epsilon)^2 > 0$  se concluye también que la codificación disminuye la probabilidad de error por dígito del mensaje.



centro de educación continua  
división de estudios superiores  
facultad de ingeniería, unam



LA ELECTRONICA EN LAS COMUNICACIONES



Daniel Ríos Z.

## PRACTICA I DISPOSITIVOS ELECTRONICOS

Objetivo Familiarizar al alumno con las explicaciones del amplificador Operacional en el diseño práctico de filtros activos mediante tablas de parámetros normalizados y la aplicación del PLL en la demodulación de F.M.

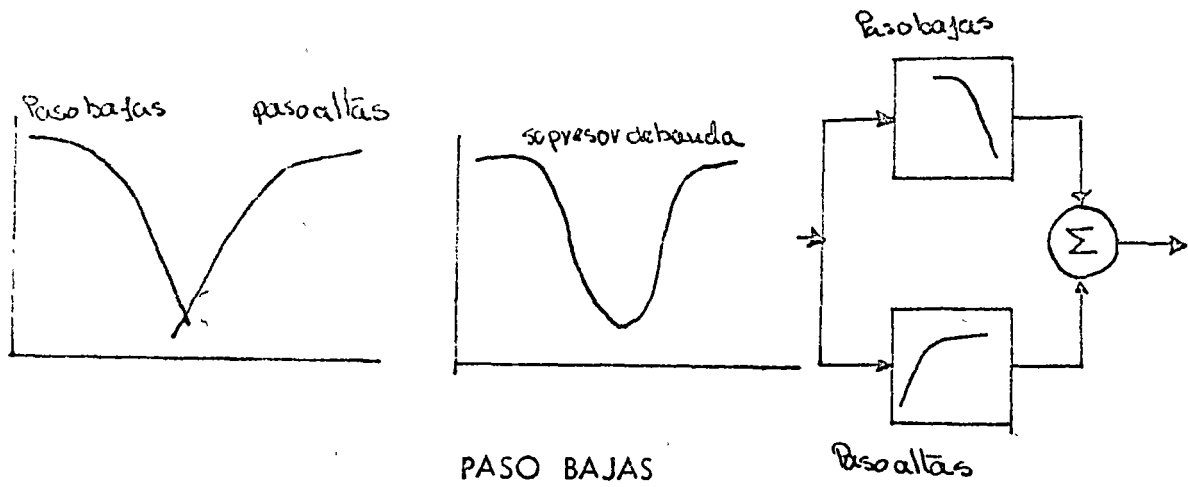
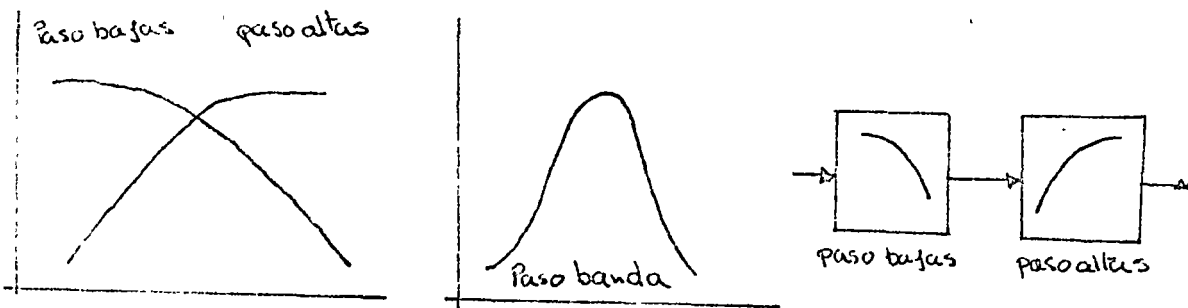
### Filtros Activos:

El diseño de Filtros activos con ganancia unitaria y con 2 a 10 polos se lleva a cabo conectando en cascada según el número de polos deseados redes con 2 o 3 polos, teniendo en cuenta que debido a que en el eje real no debe haber más de 1 polo el número de secciones de 3 polos se restringe a 1 por filtro.

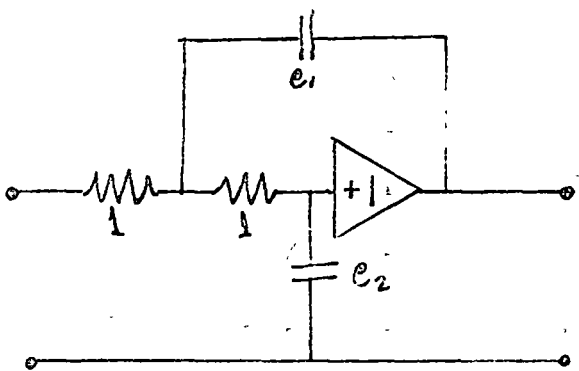
Para diseñar un Filtro paso bajas primero se debe seleccionar el orden y el tipo que se desea emplear dirigiéndose a las tablas respectivas y se dividen los valores de los capacitores por  $\omega_c$  que es la frecuencia de corte a -3db. A continuación debe encontrar un factor de escala que al dividir por él los condensadores los lleve a un valor comercial; una vez logrado esto multiplique los valores de las resistencias por éste y así el filtro quedará diseñado. Debe hacerse notar que este factor es totalmente arbitrario dentro de las limitaciones a las que nos referimos después.

En el diseño de un filtro paso-altas el procedimiento es similar al anterior. Primero se selecciona el orden y tipo de filtro a emplear, luego se calcula el valor de los elementos normalizados encontrando el recíproco de los valores en las tablas se divide los capacitores por  $\omega_c$  la cual es la frecuencia de corte a -3 db y se encuentra el factor de escala como en el caso anterior.

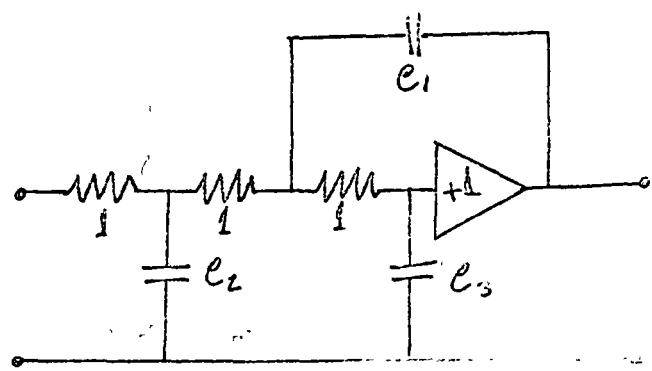
La implementación del filtro paso-banda y supresor de banda se realiza como se ilustra en la siguiente figura.



PASO BAJAS

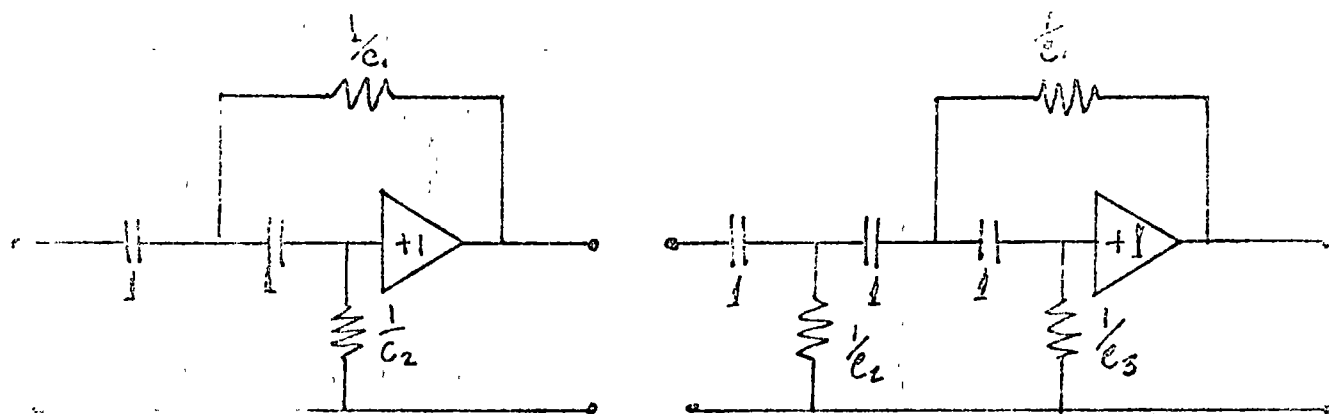


Sección Tipo 1



Sección Tipo 2

## PASO ALTAS



Sección Tipo 1

Sección Tipo 2

A pesar de no haber restricciones prácticas se presentan problemas en ocasiones debido a la ganancia de malla abierta del amplificador operacional.

## Filtros paso-bajas

$$\begin{aligned} \text{Sección tipo 1} \quad A &\gg C_1/2C_2 \\ M &\ll 2 \frac{C_2}{C_1} R_{in} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Sección tipo 2} \quad A &\gg C_1/2C_3 \\ M &\ll 2 \frac{C_3}{C_1} R_{in} \end{aligned}$$

## Filtros paso altas

$$\begin{aligned} \text{Sección tipo 1} \quad A &\gg C_1/2C_2 \\ M &\ll C_2 R_{in} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Sección tipo 2} \quad A &\gg C_1/2C_3 \\ M &\ll C_3 R_{in} \end{aligned}$$



donde:

$A$  = Ganancia de malla abierta del Amplificador.

$C_1, C_2, C_3$  = Valor en las tablas.

$M$  = factor de escala.

$R_{in}$  = impedancia de entrada de malla cerrada del Amplificador.

Desarrollo:

a) Diseñe y construya un filtro activo.

b) Grafique sus curvas de ganancia y fase y comente sus resultados.

9.066 -1	6.799 -1		1.414 +φ	7.071 -1	
1.423 +φ	9.88φ -1	2.538 -1	3.546 +φ	1.392 +φ	2.024 -1
7.351 -1	6.746 -1		1.082 +φ	9.241 -1	
1.012 +φ	3.90φ -1		2.613 +φ	3.825 -1	
1.009 +φ	3.712 -1	3.095 -1	1.753 +φ	1.354 +φ	4.214 -1
1.041 +φ	3.093 -1		3.235 +φ	3.089 -1	
6.352 -1	6.098 -1		1.035 +φ	9.66φ -1	
7.225 -1	4.835 -1		1.414 +φ	7.071 -1	
1.073 +φ	2.561 -1		3.863 +φ	2.588 -1	
8.532 -1	7.792 -1	3.027 -1	1.531 +φ	1.336 +φ	4.885 -1
7.25φ -1	4.151 -1		1.604 +φ	6.235 -1	
1.098 +φ	2.164 -1		4.493 +φ	2.225 -1	
5.673 -1	5.539 -1		1.019 +φ	9.809 -1	
6.09φ -1	4.861 -1		1.202 +φ	8.313 -1	
7.257 -1	3.59φ -1		1.80φ +φ	5.557 -1	
1.116 +φ	1.357 -1		5.125 +φ	1.95φ -1	
7.564 -1	7.07φ -1	2.851 -1	1.455 +φ	1.327 +φ	5.169 -1
6.048 -1	4.352 -1		1.305 +φ	7.661 -1	
7.307 -1	3.157 -1		1.999 +φ	4.999 -1	
1.137 +φ	1.628 -1		5.758 +φ	1.736 -1	
5.172 -1	5.092 -1		1.012 +φ	9.874 -1	
5.412 -1	4.682 -1		1.122 +φ	8.908 -1	
5.999 -1	3.896 -1		1.414 +φ	7.071 -1	
7.326 -1	2.792 -1		2.202 +φ	4.50φ -1	
1.151 +φ	1.437 -1		6.389 +φ	1.563 -1	

1.949 +φ	6.533 -1		2.218 +φ	6.061 -1	
1.123 +1	2.25φ +φ	8.95φ -2	1.618 +1	2.567 +φ	6.423 -2
2.582 +φ	1.293 +φ		3.125 +φ	1.269 +φ	
6.233 +φ	1.802 -1		7.546 +φ	1.489 -1	
6.842 +φ	3.317 +φ	3.033 -1	8.884 +φ	3.935 +φ	2.54φ -1
9.462 +φ	1.144 -1		1.155 +1	9.355 -2	
3.592 +φ	1.921 +φ		4.41φ +φ	1.90φ +φ	
4.907 +φ	3.743 -1		6.024 +φ	3.117 -1	
1.34φ +1	7.902 -2		1.646 +1	6.425 -2	
7.973 +φ	4.483 +φ	4.698 -1	1.029 +1	5.382 +φ	4.012 -1
6.446 +φ	2.429 -1		7.941 +φ	1.993 -1	
1.807 +1	5.778 -2		2.225 +1	4.604 -2	
4.665 +φ	2.517 +φ		5.756 +φ	2.538 +φ	
5.502 +φ	5.303 -1		6.792 +φ	4.435 -1	
8.237 +φ	1.714 -1		1.015 +1	1.395 -1	
2.345 +1	4.409 -2		2.894 +1	3.568 -2	
9.563 +φ	5.68φ +φ	6.259 -1	1.233 +1	6.850 +φ	5.382 -1
6.697 +φ	3.419 -1		8.281 +φ	2.815 -1	
1.026 +1	1.279 -1		1.268 +1	1.038 -1	
2.954 +1	3.475 -2		3.651 +1	2.808 -2	
5.76φ +φ	3.175 +φ		7.125 +φ	3.17φ +φ	
6.383 +φ	6.773 -1		7.897 +φ	5.63φ -1	
8.048 +φ	2.406 -1		9.952 +φ	1.962 -1	
1.253 +1	9.952 -2		1.55φ +1	8.054 -2	
3.636 +1	2.81φ -2		4.498 +1	2.269 -2	

1.638 +φ	6.955 -1		1.778 +φ	6.789 -1	
6.653 +φ	1.825 +φ	1.345 -1	8.551 +φ	2.φ18 +φ	1.1φ9 -1
1.9φ1 +φ	1.241 +φ		2.221 +φ	1.285 +φ	
4.592 +φ	2.4φ9 -1		5.363 +φ	2.φ84 -1	
4.446 +φ	2.52φ +φ	3.8φ4 -1	5.543 +φ	2.898 +φ	3.425 -1
6.81φ +φ	1.58φ -1		8.φ61 +φ	1.341 -1	
2.553 +φ	1.776 +φ		3.φ44 +φ	1.375 +φ	
3.487 +φ	4.917 -1		4.159 +φ	4.296 -1	
9.531 +φ	1.11φ -1		1.136 +1	9.323 -2	
5.175 +φ	3.322 +φ	5.693 -1	6.471 +φ	3.876 +φ	5.223 -1
4.546 +φ	3.331 -1		5.448 +φ	2.839 -1	
1.273 +1	8.194 -2		1.526 +1	6.844 -2	
3.27φ +φ	2.323 +φ		3.932 +φ	2.474 +φ	
3.857 +φ	6.89φ -1		4.638 +φ	6.φ62 -1	
5.773 +φ	2.398 -1		6.942 +φ	2.φ19 -1	
1.644 +1	8.292 -2		1.976 +1	5.234 -2	
6.194 +φ	4.161 +φ	7.483 -1	7.766 +φ	4.891 +φ	6.919 -1
4.678 +φ	4.655 -1		5.637 +φ	3.983 -1	
7.169 +φ	1.812 -1		8.639 +φ	1.514 -1	
2.φ64 +1	4.98φ -2		2.487 +1	4.131 -2	
4.φ11 +φ	2.877 +φ		4.843 +φ	3.φ75 +φ	
4.447 +φ	8.756 -1		5.368 +φ	7.725 -1	
5.6φ3 +φ	3.3φ3 -1		6.766 +φ	2.83φ -1	
8.727 +φ	1.419 -1		1.φ53 +1	1.181 -1	
2.532 +1	4.φ37 -2		3.φ57 +1	3.344 -2	

2.672 +φ	5.246 -1		3.1φ3 +φ	4.558 -1	
2.782 +1	3.113 +φ	3.892 -2	4.342 +1	3.629 +φ	2.533 -2
4.φ21 +φ	1.163 +φ		4.863 +φ	1.φ49 +φ	
9.7φ7 +φ	1.15φ -1		1.174 +1	9.432 -2	
1.24φ +1	4.953 +φ	1.963 -1	1.579 +1	5.917 +φ	1.6φφ -1
1.499 +1	7.169 -2		1.822 +1	5.86φ -2	
5.75φ +φ	1.769 +φ		7.φ42 +φ	1.607 +φ	
7.853 +φ	2.426 -1		9.575 +φ	2.φφ2 -1	
2.146 -1	4.9φ2 -2		2.615 +1	4.φφ4 -2	
1.421 +1	6.851 +φ	3.169 -1	1.793 +1	8.236 +φ	2.621 -1
1.φ38 +1	1.532 -1		1.267 +1	1.257 -1	
2.91φ +1	3.568 -2		3.553 +1	2.912 -2	
7.539 +φ	2.367 +φ		9.217 +φ	2.156 +φ	
8.896 +φ	3.467 -1		1.φ87 +1	2.866 -1	
1.331 +1	1.φ67 -1		1.627 +1	8.733 -2	
3.791 +1	2.714 -2		4.634 +1	2.215 -2	
1.696 +1	8.763 +φ	4.285 -1	2.135 +1	1.φφ6 +1	3.561 -1
1.φ36 +1	2.163 -1		1.328 +1	1.779 -1	
1.663 +1	7.916 -2		2.φ35 +1	6.467 -2	
4.79φ +1	2.135 -2		5.86φ +1	1.742 -2	
9.355 +φ	2.964 +φ		1.144 +1	2.7φ4 +φ	
1.φ37 +1	4.451 -1		1.269 +1	3.681 -1	
1.3φ6 +1	1.5φ2 -1		1.599 +1	1.231 -1	
2.φ35 +1	6.133 -2		2.491 +1	5.φφ7 -2	
5.9φ8 +1	1.724 -2		7.231 +1	1.4φ7 -2	

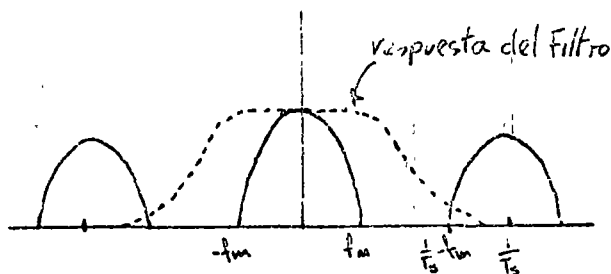
## PRACTICA II MODULACION ANALOGICA

Objetivo:

Relacionar al alumno con las técnicas de Modulación Analógica más comunes.

Teorema del Muestreo: Sea  $m(t)$  una señal de banda limitada y  $f_m$  la mayor frecuencia de su espectro. Sean los valores de  $m(t)$  determinados a intervalos regulares  $T_s \ll \frac{1}{2f_m}$ ; esto es la señal  $m(t)$  es muestreada cada  $T_s$  segundos. Entonces estas muestras  $m(nT_s)$ , donde  $n$  es un entero, determinan la señal y esta puede ser recuperada de estas muestras sin distorsión con la ayuda de un filtro ideal paso bajas con un ancho de Banda  $f_m \leq B \leq \frac{1}{T_s} - f_m$ .

En la práctica la frecuencia de muestreo mínima se hace mayor que  $2f_m$  ya que al no contar con filtros ideales se hace necesario dejar una zona de la  $\omega$  que se llama banda de guarda con el fin de permitir al filtro atenuar suficientemente la siguiente componente del espectro. La decisión a tomar dependerá de la calidad del muestreador, el orden del filtro a usar y la atenuación que sea requerida en las armónicas superiores. Lo anterior se muestra en la siguiente figura.



PAM

La Modulación por Amplitud de Pulsos (PAM) puede verse como una aplicación directa del teorema de muestreo y es de gran aplicación en los sistemas de multiplexaje por división de tiempo.

Equipo empleado: Generador de funciones, generador de pulsos, Osciloscopio, Analizador de espectro, muestreador.

#### Desarrollo:

- a) Por medio del generador de funciones obtenga una señal senoidal con una componente de directa igual al valor pico de la senoide. Obsérvela en el osciloscopio y en el Analizador de espectro.
- b) Genere un tren de pulsos de 10 KHz y un ciclo de trabajo de  $1/5$  y obsérvelo en el analizador de espectro y en el Osciloscopio.
- c) Alimente el muestreador con el nivel de directa en la entrada y el tren de pulsos en la compuerta. Compare la señal obtenida a la salida del muestreador con el tren de pulsos.
- d) Alimente el muestreador con el nivel de directa más la senoide y varíe la frecuencia de la senoide hasta encontrar la máxima para esa frecuencia de muestreo. ¿Coincide con la teoría?
- e) Elimine la componente de directa. Justifique sus observaciones.
- f) Reduzca la frecuencia del tren de pulsos a 2 KHz. sin variar la duración del pulso. Observe el espectro de este tren de pulsos y encuentre el ciclo de trabajo, así como la máxima frecuencia que se podrá muestrear.
- g) Lieve la senoide a la frecuencia máxima. Justifique sus observaciones.
- h) Disminuya la frecuencia de la senoide a 500 Hz y recupere la señal con el filtro paso -

bajar y aumente paulatinamente la frecuencia de la onda senoidal a 2000 Hz ¿Coinciden sus observaciones con lo esperado al observar el espectro de frecuencia?

PDM.

Modulación por duración de pulso. Así como en el caso del PAM la información está contenida en la amplitud del pulso, en el caso del PDM ésta se encuentra en el ancho del pulso el que es proporcional a la amplitud de la señal moduladora en el instante de muestreo.

Equipo Empleado: Generador de funciones, Osciloscopio, Analizador de espectro, generador de pulsos, Modulador PDM.

Desarrollo:

a) Alimente el canal A del osciloscopio con la señal moduladora y el B con la señal modulada ¿Se observó alguna relación entre ambas?

A partir de sus observaciones en el Osciloscopio calcule la frecuencia de muestreo.

b) Observe la señal modulada en el analizador de espectro. Corrobore sus observaciones respecto a la frecuencia de muestreo.

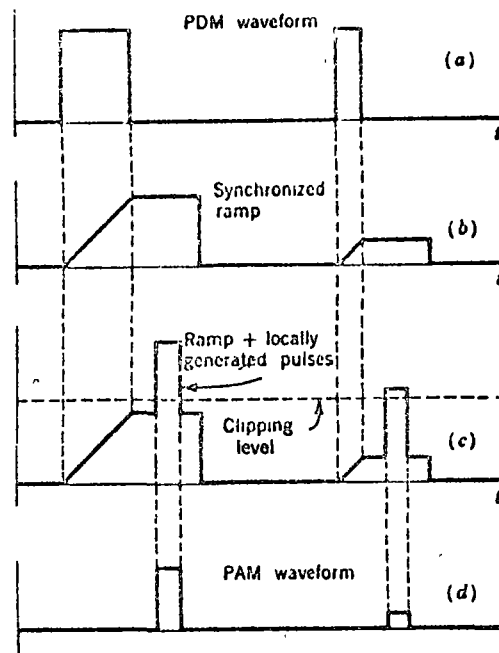
c) Recupere la señal por medio del Filtro paso bajas.

¿Hay distorsión? justifique.

d) Convierta la señal de PDM a PAM y recupere con la ayuda del filtro paso bajas

¿Hay distorsión?

En la siguiente figura se muestra como funciona el conversor PDM a PAM.



### PPM.

Modulación por posición de pulsos. En este sistema al igual que en el PDM la información no se encuentra en la amplitud del pulso, sino en la posición que ocupa éste dentro del intervalo entre dos muestras consecutivas.

Equipo Empleado: Generador de funciones, Osciloscopio, Analizador de espectro, modulador PPM.

### Desarrollo:

- Observe la señal modulada y la moduladora y determine la existencia de una relación entre ellas a partir de sus observaciones encuentre la frecuencia del muestreo.

b) Observe la señal modulada en el analizador de espectro y corrobore sus observaciones anteriores respecto a la frecuencia de muestreo.

c) Recupere la señal por medio de un filtro paso bajas ¿Hay distorsión? Explique.

AM

Amplitud modulada es una de las formas más populares de modulación lineal, es la que - permite la más fácil demodulación pero tiene baja eficiencia debido a que se transmite la señal portadora.

Equipo Empleado: Modulador AM, generador de funciones, Osciloscopio, Analizador de Espectro, Voltímetro RMS, Frecuencímetro.

Desarrollo:

a) Module una señal de 10 KHz con una onda senoidal de 1 KHz y obsérvela en el osciloscopio comparada con la señal moduladora, cerciorándose que el índice de Modulación sea mayor que 1.

$$I_{mod.} = \frac{A_e (max) - A_c (min)}{2 A_c}$$

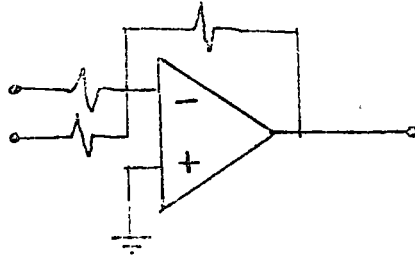
b) Observe esta señal en el Analizador de espectro y varíe la amplitud de la señal moduladora sin permitir que el índice de Modulación pase de 1 ¿varía la potencia de la señal?

Calcule la máxima eficiencia con este tipo de señal moduladora para un índice de modulación de .5

FDM

Multiplexaje por división en frecuencia, Esta técnica es empleada cuando es necesario llevar por un canal de gran ancho de banda una serie de señales de la misma frecuencia base. Para llevar a cabo esta experiencia necesitaremos un circuito sumador el cual implementaremos con la ayuda de un amplificador operacional.





Equipo a emplear: 2 Moduladores AM. Osciloscopio, Analizador de espectro, circuito sumador.

Desarrollo:

- a) Genere con el modulador A una señal modulada en amplitud con una portadora de 10 KHz y una señal moduladora de 1 KHz y alimente una entrada del sumador con ella. Observe la salida del sumador en el osciloscopio y en el analizador de espectro.
- b) Genere en el Modulador B una señal Modulada en AM con una portadora de 20 KHz y una señal moduladora de 1 KHz. y alimente esta a la entrada libre del sumador. Observe en el tiempo y la frecuencia la salida del sumador. ¿Distingue las señales en el tiempo? ¿en la frecuencia.
- c) Haga el índice de modulación mayor que 1 ¿Hay distorsión? ¿Afecta la sobremodulación el ancho de banda?.

FM

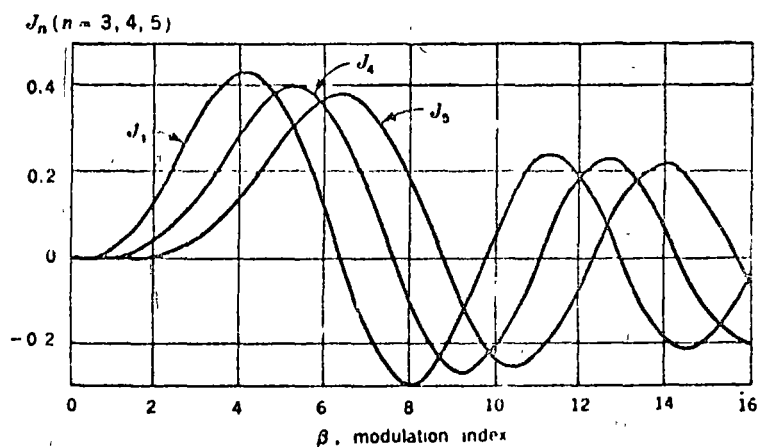
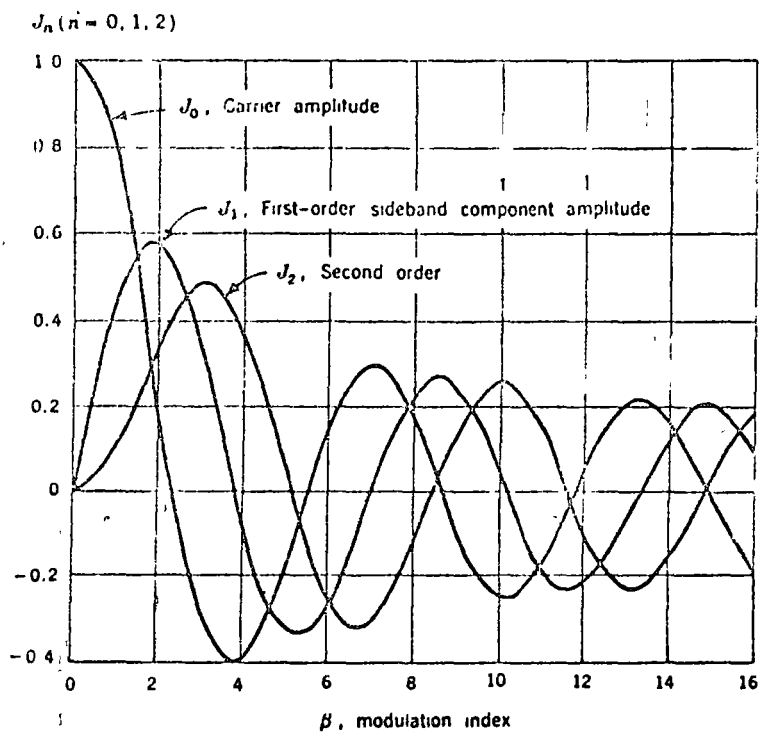
Frecuencia Modulada es una de las formas de modulación en ángulo, superior a la modulación lineal en cuanto a una mejor actuación en canales ruidosas aunque implica la utilización un ancho de banda mayor.

Equipo a emplear: Modulador F.M. Generador de funciones, Osciloscopio, Analizador de espectro, Voltmetro RMS.

Desarrollo:

- a) Module una señal de 10 KHz con una onda senoidal de 1 KHz y obsérvela en el osciloscopio

- o) comparada con la señal moduladora ¿ Existe alguna relación entre las dos señales?
- b) Observe la señal moduladora en el analizador de espectro y varíe la amplitud de la señal moduladora ¿ varía la potencia de la señal? ¿ varía en ancho de la banda ocupado por la señal? Encuentre el índice de Modulación con ayuda de las funciones de Bessel y el ancho de Banda requerido para transmitir dicha señal si observamos que para transmitir más del 98 % de la señal  $B = 2 (B+1) \text{ fm}$ .
- c) Cambie la forma de onda de la señal moduladora de senoidal a cuadrada ¿ podemos calcular el ancho de banda necesario para poder reconstruir 100% esta señal? ¿ para poder transmitir el 92 % de la potencia de la señal moduladora?



3.

PRACTICA III  
MODULACION DIGITAL

**Objetivo:**

Familiarizar al alumno con los métodos de modulación Digital.

**PCM**

Modulación por pulsos codificados. Este método de modulación digital le otorga a cada muestra de la señal analógica un valor al que le corresponde una palabra digital.

Equipo empleado: generador de señales Modulador digital y Osciloscopio.

Desarrollo:

a) Alimente el Modulador con una señal senoidal de muy baja frecuencia y observe como varía la palabra digital mostrada por los led's aumente la amplitud de la onda senoidal hasta observar que recorre todo el rango del conversor analógico digital.

¿cuantos niveles de cuantización hay?

Determine el mayor error de cuantización en el que se puede incurrir.

b) Alimente el modulador con voltaje continuo y observe como al mirarlo cambia la palabra transmitida en el osciloscopio ¿cuál es la frecuencia de muestreo?

**Modulación Delta.**

La modulación Delta se diferencia del PCM en que en vez de transmitir los valores absolutos de cada muestra de la señal se transmite la diferencia de éstas o alguna variable que depende de ésta.

Equipo a emplear: Generador de funciones, Osciloscopio, Analizador de Espectro, Modulador Delta companded.

Desarrollo:

- a) Alimente el generador con una senoide de 4 KHz obtenga la diferencia de fase entre la señal moduladora y la recuperadora ¿Qué indica su observación?
- b) Conecte una fuente de voltaje y observe la información transmitida para diversos voltajes fijos ¿A qué conclusión llega?

Modulación de Señales Digitales.

Cuando se hace necesario modular una portadora de alta frecuencia con una señal binaria se recurre al empleo de Modulación en Amplitud (ASK) o en ángulo (FSK y PSK)

Equipo a emplear. Modulador Digital, Generador de Funciones Analizador de espectro.

Desarrollo:

- a) Module en ASK, PSK, FSK una señal binaria de secuencia 1,0 y 1000 cps. y observe su espectro.
- b) Module en ASK, PSK y FSK un tren de pulsos con un ciclo de trabajo de 1/10 y una frecuencia de 1000 cps.  
¿Hay variación en el ancho de banda?

## PRACTICA IV

### RUIDO

Objetivo:

Determinar en forma práctica algunas características del ruido.

1.- Determinación de la Media.

La media de una señal  $n(t)$  se puede determinar en función de la diferencia de nivel que se registre en el osciloscopio al tenerlo acoplado para alterna o directa.

2.- Determinación de la varianza.

Teniendo en cuenta que  $\sqrt{V} = V_{RMS}$  para determinar la varianza bastará un voltmetro RMS.

3.- Determinación de la función de densidad de probabilidad para determinar la función de densidad de probabilidad usaremos un comparador de ventana cuyos umbrales varien linealmente y un filtro paso bajas para obtener un voltaje representativo de la salida del comparador.

4.- Determinación del Espectro en frecuencia.

Esta determinación se puede llevar a cabo recorriendo todo el espectro con un filtro paso banda con un ancho de banda pequeño y graficando el valor RMS a la salida del filtro.

Equipo a emplear: Generador de Ruido, Osciloscopio Graficador X-Y, comparador de Ventana, Generador de Rampa, Filtro paso bajas.

Desarrollo:

- a) Alimente el circuito comparador con el ruido y grafique para diversas amplitudes y varianzas, corrobore que la distancia entre los puntos de inflexión de la curva sea el vector RMS del Ruido ¿Se podría graficar la salida del comparador sin el Filtro paso bajas?

- b) Alimente el analizador con la señal de ruido y grafique la salida ¿Por qué se usa el analizador en vez del sistema antes descrito?

A consecuencia el ruido existente en los canales de transmisión se hace necesario para algunas aplicaciones contar con métodos capaces de brindar una protección a la información, estos pueden consistir en aumentar uno o varios bits llamados redundantes los que nos pueden ayudar a detectar errores en la transmisión e incluso corregirlos.

### CODIGO DE BLOQUES (7,5/ Sistemático)

Es un código de bloques sistemático de 3 bits de información y 4 redundantes el cual además de ser capaz de detectar errores es capaz de corregirlos errores sencillos y varios dobles. El aparato codificador decodificador está provisto de un sistema introductor de errores sencillos y usa serie de LED'S en donde se pueden ver los vectores  $U, X, V, S$ .

Equipo a Emplear: CODEC, Osciloscopio, generador de pulsos.

Desarrollo:

- Elija cualquier vector  $U$  de entrada al codificador y observe en el Osciloscopio la salida  $X$  compruebe que este coincide con la mostrada por los LED'S
- Conecte la salida  $X$  del codificador a la entrada del introductor de errores y compruebe su funcionamiento.
- Conecte la salida del introductor de errores a la entrada del decodificador. Ponga el selector de errores en "0" (sin error). Observe que el vector de salida corresponde con la entrada  $U$  al codificador y verifique que son corregidos.

## BIBLIOGRAFIA

1. D.J. Hamilton, W.G. Howard "Basic Integrated Circuit Engineering" Mc Graw Hill (1975)
2. E.J. Angelo Jr. "BJTs, FETs and Microcircuits" Mc Graw Hill (1973)
3. P.E. Gray, C.L. Searle "Electronic Principles Physics, Models and Circuits" John Wiley & Sons (1969)
4. J.G. Graeme, G.E. Tobey, L.P. Huelsman, "Operational Amplifiers Design and Applications" Burr & Brown Ed. Mc Graw Hill
5. J.G. Graeme, G.E. Tobey, L.P. Huelsman, "Operational Amplifiers third Generation Techniques" Burr & Brown Ed. Mc Graw Hill
6. National Semiconductors "Linear Applications" (1973)
7. E. Cristo, L.M. Hernandez "Aspectos Elementales del Amplificador Operacional" Revista Ingenieria Mayo 1975
8. J.E. Solomon "The Monolithic Op.Amp: A Tutorial Study" IEEE Journal of Solid State Circuits Diciembre 1974
9. J.L. Hilburn, D.E. Johnson "Manual of Active Filter Design" Mc Graw Hill (1973)
10. Harris Semiconductors Inc. "Analog Integrated Circuits" John Wiley & Sons (1975)
11. E.R. Hnatek "Applications of Linear Integrated Circuits" John Wiley & Sons (1975)
12. H.V. Malmstad, C.G. Enke, S.R. Crouch "Digital & Analog Data Conversions" W.A. Benjamin, Inc. (1973)
13. D.A. Hooschele Jr. "Analog to Digital, Digital to Analog Conversion Techniques" John Wiley & Sons (1975)



14. R. Schmid "Electronic Analog/Digital Conversions" Van Nostrand Reinhold Co. (1970)
15. Motorola Semiconductor Products Inc. "Linear Integrated Circuits Data Book" (1973)
16. J. Strauss "Wave Generation and Shaping" Mc Graw Hill (1970)
17. K.K. Clarke, D.T. Hess "Communication Circuits:Analysis and Design" Addison Wesley (1971)
18. W.E. Wickes "Logic Design With Integrated Circuits" John Wiley & Sons (1968)
19. M. Baker, J. Blukis "Practical Digital Electronics:An Introductory Course" Hewlett Packard Co. (1974)
20. Engineering Staff of Texas Instruments, Inc. "The TTL Data Book for Design Engineers" T.I. Inc.
21. Engineering Staff of Texas Instruments Inc. "Designing with TTL Integrated Circuits" T.I. Inc.

REVISTAS DE ELECTRONICA

- |  |   |
|--|---|
| 1- ELECTRONICS<br>Mc. Graw - Hill, Inc.<br>Subscription Dept.<br>P. O. Box 514<br>Hightstown, N. J. 08520            | Revista quincenal<br>\$ 16.00 por tres años<br>(U.S.C.)     |
| 2. ELECTRONIC SERVICING<br>P. O. Box 2512<br>Clinton, Iowa 52732   | Revista mensual<br>\$ 13.00 por tres años<br>(U.S.C.)       |
| 3. RADIO - ELECTRONICS<br>Subscription Service<br>Boulder, Colorado 80302  | Revista mensual<br>\$ 18.00 por tres años<br>(U.S.C.)       |
| 4. MUNDO ELECTRONICO<br>Boixareu Editores<br>Av. Jose Antonio 594,1<br>Barcelona - 7                                 | Revista mensual<br>\$ 16.00 por tres años<br>(U.S.C.)       |
| 5.- POPULAR ELECTRONICS.<br>P.O. Box 2772<br>Boulder, Colorado 80302   | Revista mensual<br>\$ 6.00 por un año<br>(U.S.C.)           |
| 6.- ELEMENTARY ELECTRONICS<br>Box 886, Ansonia Station<br>New York, N. Y. 10023                                      | Revista bimensual   |
| 7.- BOLETIN DE ELECTRONICA<br>Electrónica, S.A. de C.V.<br>Varsovia No. 36, México,6, D.F.                           | Revista Trimestral<br>Subscripción gratuita                 |
| 8.- WIRELESS WORLD<br>429 Brighton Road<br>South Croydon<br>Surrey CR2 9 PS, G.B.                                    | Revista mensual   |
| 9.- 73 MAGAZINE FOR RADIO AMATEURS<br>73, Inc., Peterborough<br>New Hampshire 03458                                  | Revista mensual<br>\$7.00 por año.<br>(U.S.C.)              |
| 10.-ELECTRONIC DESIGN.<br>Hayden Publishing Co. Inc.<br>50 Essex Street<br>P.O. Box 300<br>Rochelle Park, N.J. 07662 | Revista bimensual<br>\$25.00 por un año<br>(U.S.C.)         |
| 11.-MICROWAVES<br>Hayden Pub. Co. INC.<br>50 Essex Street. P.O. Box 300<br>Rochelle Park, N.J. 07662                 | Revista mensual<br>\$10.00 por año<br>(U.S.C.)              |
| 12.-ELECTRONIC DESIGN & MICROWAVES<br>Hayden Pub. Co. Inc. 50 Essex Street<br>P.O.Box 300. Rochelle Park, N.J. 07662 | Las dos revistas (10 y 11)<br>a \$30.00 por año<br>(U.S.C.) |

- |      |   |  |
|------|---|--|
| 13.- | PRACTICAL WIRELESS<br>Subscription Department<br>IPC Magazines I.t.d.<br>Cariton House, 68 Gt, Quen Street<br>London, WC2 5 DD            | Revista mensual<br>2.00 libras esterlinas el año   |
| 14.- | JAPAN ELECTRONIC ENGINEERING (JEE)<br>Dempa publications, Inc.<br>11-15, Higashi Gotanda 1-Chome,<br>Shinagawa, Tokyo, Japan              | Revista mensual<br>\$50.00 U.S. por año            |
| 15.- | JAPAN ELECTRONIC INDUSTRY (JEI)<br>Dempa publications, Inc.   | Revista mensual<br>\$26.00 U.S. por año            |
| 16.- | OFFICE EQUIPMENT & PRODUCT (OEP)<br>Dempa publications, Inc.  | Revista trimestral<br>\$8.00 U.S. por año          |
| 17.- | ASIA ELECTRONICS UNION (AEU)<br>Dempa publications, Inc.  | Revista trimestral<br>\$52.0 U.S. por año          |
| 18.- | ELECTRICAL REVIEW<br>IPC Electrical-Electronic pres Ltd<br>Electrical Review Room 28, Dorset House,<br>Stamford Street; London SE1 9 LU   | Revista mensual<br>10.75 libras esterlinas por año |
| 19.- | PROCEEDINGS OF THE IEEE<br>The Institute of Electrical and<br>Electronic Engineers, Inc.<br>345 East, 47 Street,<br>New York, N. Y. 10017 |  |
| 20.- | ELECTRONICS WEEKLY<br>IPC Electrical-Electronic Press Ltd.<br>Room 15, Dorset House,<br>Stamford St., London, SE1 9LU, ENGLAND            | Revista semanal<br>2.75 libras esterlinas por año  |
|      | ELECTRON - LONDON   |  |
|      | ELECTRONIC ENGINEERING. LONDON  |  |
|      | ELECTRONIQUE, MICROELECTRONIQUE INDUSTRIELLE,<br>PARIS  |  |
|      | ELECTRONICA E TELECOMUNICAZIONI, TORINO   |  |
|      | MICROWAVE JOURNAL. MASSACHUSETTS  |  |
|      | SOLID - STATE ELECTRONICS. N. Y.  |  |
|      | RADIOTECHNIKA<br>(Mockba)   |  |
|      | RADIOTECHNIKA . ELEKTRONIKA (MOCKBA)  |  |

DIRECTORIO DE ASISTENTES AL CURSO DE LA ELECTRONICA EN LAS COMUNICACIONES ( DEL 22 DE ABRIL AL 14 DE MAYO DE 1977. )

<u>NOMBRE Y DIRECCION</u>	<u>EMPRESA Y DIRECCION</u>
1. GUSTAVO AHUMADA GARCIA Antonio Solis 115- Int. 15 Col. Obrera México 8, D. F.	ELECTRONICA, C. A. DE C. V. Varsquia No. 36 Col. Juárez México, D. F. Tel: 5-33-11-80
2. JOSE OCTAVIO ALVA HERRERA Valle de la Mota 14-1 Unidad Valle de Aragón Tel: 5-88-03-00	INDETEL. Arcos de Belem No. 58 Col. Doctores México 7, D. F.
3. ING. ARTURO ÁNDRADA MANZANO Guerrero No. 340 Edif. Allende A-203 Unidad Nonoalco México 3, D. F. Tel: 5-83-29-05	INDETEL Arcos de Belem No. 58 México 1, D. F.
4. ING. JOSE FRANCISCO ARTEAGA MELLADO Oyameles Ote. No. 21 Cuautitlan Izcalli Edo. de México	INDUSTRIA DE TELECOMUNICACION, S.A. Av. Ciencia No. 13 Cuautitlan, Edo. de México Tel: 2-03-40
5. ING. MARIO DIAZ HERNANDEZ Av. P. Elias Calles No. 1050-3 Col. Portales México 13, D. F. Tel: 5-39-05-25	UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO Av. Universidad No. 3500 San Angel México 20, D. F. Tel: 5-50-52-15-4407
6. ING. FRANCISCO J. ESPINOSA JIMENEZ Luz Saviñon 1061-5 Col. del Valle México 12, D. F. Tel: 5-43-96-43	SISTEMA RADIOPOLIS, S. A. Ayuntamiento México 1, D. F. Tel: 5-18-12-20 Ext. 24
7. ING. GERARDO GONZALEZ ABARCA Mar del Neltar No. 34 Ciudad Brisa Jardines de San Mateo Edo. de México Tel: 3-73-29-57	INDETEL Arcos de Belem No. 58 México, D. F. Tel: 5-88-03-00

DIRECTORIO DE ASISTENTES AL CURSO LA ELECTRONICA EN LAS COMUNICACIONES ( DEL 22 DE ABRIL AL 14 DE MAYO DE 1977 )

NOMBRE Y DIRECCION

EMPRESA Y DIRECCION

- |   |   |
|---|---|
| 8. VICTOR MANUEL IBÁÑEZ MARTINEZ<br>Tulyehualco No. 3630<br>México 13, D. F.<br>Tel: 6-70-08-83                                     | COMISION DE ESTUDIOS DEL TERRITORIO NACIONAL<br>San Antonio Abad No. 124<br>Col. Tránsito<br>México 8, D. F.<br>Tel: 5-78-62-00 - 193 |
| 9. SRA. ISABEL LIZARRAGA DE HERNANDEZ<br>Edif. 14 Ent. "A" Depto. 401<br>Unidad Cuicuiláhuac<br>México 16, D. F.<br>Tel: 5-56-09-98 | ELECTRONICA, S. A. DE C. V.<br>Varsovia 36-1er. Piso<br>Col. Juárez<br>México, D. F.<br>Tel: 5-33-11-80                               |
| 10. ING. ARQUIMEDES NUÑEZ TOVAR<br>Playa Condesa No. 12<br>Col. Reforma Iztaccihuatl<br>México 13, D. F.<br>Tel: 5-32-82-07         | SIDERURGICA LAZARO CARDENAS LAS TRUCHAS, S. A.<br>Av. Yucatán No. 15-4o. Piso<br>México, D. F.  |
| 11. ING. JUAN ULLOA BAÑUELOS<br>Caibas No. 53<br>Jardines de San Mateo<br>Edo. de México  | INDETEL<br>Arcos de Belem No. 58<br>México, D. F.<br>Tel: 5-88-03-00 Ext. 146   |
| 12. JOSE GUILLERMO VARGAS LOPEZ<br>Oriente 2530 No. 52<br>Col. Oriental<br>México 9, D. F.<br>Tel: 5-58-14-17                       | INDUSTRIA DE TELECOMUNICACION<br>Av. Ciencia No. 13<br>Cuautitlan Izcalli<br>Edo. de México   |