ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA.

" ESTUDIO BASICO DEL SISTEMA DE MODULACION DELTA "

TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE INGENIERO EN LA ESPECIALIZACION DE ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES.

PATRICIO ALVAREZ D.

Quito - Diciembre - 1980

CERTIFICO QUE EL PRESENTE TRABAJO DE TESIS HA SIDO REALIZADO EN SU TOTALIDAD POR EL SEÑOR PATRICIO ALVAREZ D.

Ing. Luis Silva E

DIRECTOR DE TESIS

DEDICO ESTA TESIS

A MIS PADRES Y

HERMANOS.

INDICE

INTRODUCCION

CAPITULO I

1.1	Idea general de la Modulación Delta	5
1.1.1	Modulación Delta DM - concepto	5
1.2	Consideraciones de un Sistema de Modulación Delta	8
1.2.1	La limitación del ruido	8
1.2.2	Criterios de cuantización	13
1.3	Clasificación de los Sistemas DM	24

CAPITULO II

2.	ESTUDIO DEL SISTEMA BASICO DM EN BLOQUES	
2.1	Señales Análogas y Digitales	27
2.2	Sistema DM en Bloques	28
2.3	Proceso de Muestreo	29
2.4	Proceso de cuantización	35
2.5	Lazo de Realimentación	39

CAPITULO III

3.	BASE TEORICA DE UN SISTEMA DM	
3.1	Sistema DM con simple integración	45
3.1.1	Red lineal en el lazo de Realimentación	49
3.1.2	Decodificador	51
3.1.3	Rango máximo de Amplitud de la señal de Entrada	52
3.1.4	Comportamiento estacionario	54
3.1.5	Pendiente de sobrecarga con señales de entrada sinusoidales	55
3.1.6	Ruido de Quantización sqnr	58
3.2	Sistemas DM con doble integración	61
3.2.1	Modos intrínsicos de oscilación	65
3.2.2	Doble Integración con Predicción	68
3.2.3	Lazo de Realimentación	70
3.2.4	Decodificador	70
3.2.5	Condición y Característica de sobrecarga	72

3.2.6	Relación señal ruido de cuantización	74
3.3	Sistema Delta Sigma	76
3.3.1	Rango de Amplitud	80
3.3.2	Relación señal Ruido de cuantización	81
3.4	Sistema Adaptativo	82
3.5	Algunas comparaciones y aplicaciones	87
CAPITULO IV		
4.	FENOMENOS QUE DEGENERAN LA SEÑAL DM	98
4.1	Ruido Granular	99
4.2	Ruido de Pendiente	102
4.3	Alinearidad	104
4.4	Otros factores que degeneran la señal DM	107
CAPITULO V		
5.	EXPERIMENTACION EN EL LABORATORIO MONTAJE DE UN SISTEMA DM	
5.1	Codificador	110
5.1.1	Señal de entrada	111
5.1.2	Alimentación	113
5.1.3	Circuito codificador. Elementos usados	115
5.1.4	Forma de onda de las señales (Analógica/Digital)	118
5.2	Decodificador	121
5.2.1	Señal transmitida (entrada)	121
5.2.2	Circuito Utilizado. Elementos y características	122
5.2.3	Respuesta de Frecuencia de la señal reconstruida	128
5.2.4	Formas de Onda (Digital/ Análoga)	131
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES		134
BIBLIOGRAFIA		139
APENDICE		

P R O L O G O

La idea del presente trabajo es dar un pequeño aporte que tiene validez en el campo de los sistemas de telecomunicaciones, específicamente en la telefonía comercial. El significado de este trabajo, es de corroborar aspectos fundamentales de este tipo de modulacíon que servirán principalmente como punto de partida para cualquier futura aplicación en el campo de la telefonía.

Quiero expresar mi especial agradecimiento al Ing. Luis Silva por sus valiosas sugerencias y acertada colaboración, a la Escuela Politécnica Nacional (EPN), a los profesores del Depar-

tamento de Electrónica, especialmente de los Laboratorios y para todos los que en una u otra forma han contribuido a la culminación del presente trabajo.

INTRODUCCION

La transmisión de la voz en forma digital es aplicable por las siguientes razones:

a) La posibilidad de regenerar los pulsos binarios libres del ruido. Por lo tanto, en la transmisión sobre distancias, el ruido, la distorsión y variaciones de la ganancia no son acumulativas, como lo son en la transmisión análoga. La calidad de la señal recibida puede de hecho ser esencialmente independiente de la distancia;

b) Señales con varias fuentes de información tales como la voz, telégrafo, video dato, etcc.. pueden todas aparecer en el mismo sistema de transmisión en consecuencia pueden ser convenientemente intercaladas sin consideración especial alguna (multiplexer por división de tiempo)

c) La señal ya en forma digital puede asegurar la privacidad o seguridad de la transmisión, este hecho es importante en el campo de las comunicaciones militares.

Pero no todo en la transmisión digital es útil, tiene sus inconvenientes, primero es necesario hacer la conversión A/D y D/A, lo cual en la actualidad se le resta importancia debido a los avances de la circuitería integrada digital, un factor más sustancial es que típicamente la señal digital requiere de un ancho de banda cuyo orden de magnitud es más grande que el necesitado para la transmisión análoga.

Los métodos de codificación digital para la voz son notablemente variados y sus diferencias dependen principalmente de

las propiedades de la voz o de la capacidad auditiva.

Al margen de las virtudes y/o defectos de la codificación digital las principales técnicas incluyen Modulación por Código de pulsos (PCM), el PCM diferencial, modulación Delta, (DM), en sus varias concepciones.

La modulación Delta y sus derivaciones serán el tema central del presente trabajo cuyo título es "ESTUDIO BASICO DEL SISTEMA DE MODULACION DELTA".

El desarrollo del tema se circunscribirá a las características fundamentales de los principales sistemas de modulacíon Delta, así como las respectivas comparaciones y afinidades entre aquellas para dar un criterio de las aplicaciones.

Los primeros capítulos indican las generalidades y temas afines que rodean a la Modulación Delta, descritos de manera muy general; luego, se pasará al desarrollo de la Base Teórica de un sistema DM, de hecho muy importante, en el cual se cimientan los criterios fundamentales.

Se analiza además, factores extraños que no contribuyen a la intelegibilidad de la señal, para finalmente, mediante el montaje de un sistema DM comprobar, analizar y recomendar el criterio más apropiado para inmediata aplicación.

Este trabajo sentará un precedente para futuros trabajos y/o aplicaciones en el campo de la telefonía comercial, ya que representa un medio standart de comunicación en nuestro medio.

CAPITULO I

1.1 - IDEA GENERAL DE LA MODULACION DELTA

1.1.1. Modulación Delta (DM) - CONCEPTO.

Para la transmisión de la voz, música o cualquier otra información, se está generalizando el uso de los sistemas digitales, donde la señal es cuantizada en amplitud y tiempo. Todos los sistemas de modulación conocidos, están afectados de factores tales como el ruido principalmente, que vienen a degradar la señal; es por esto que la señal a transmitirse es codificada mediante una discretización en tiempo y amplitud.

La Modulación Delta (DM), es una forma de comunica-

ción digital comúnmente denominada CODEC (Codificador + Decodificador) de señales análogas de banda limitada, en señales binarias, orientadas a evitar la degradación de la señal (Figura 1.1)

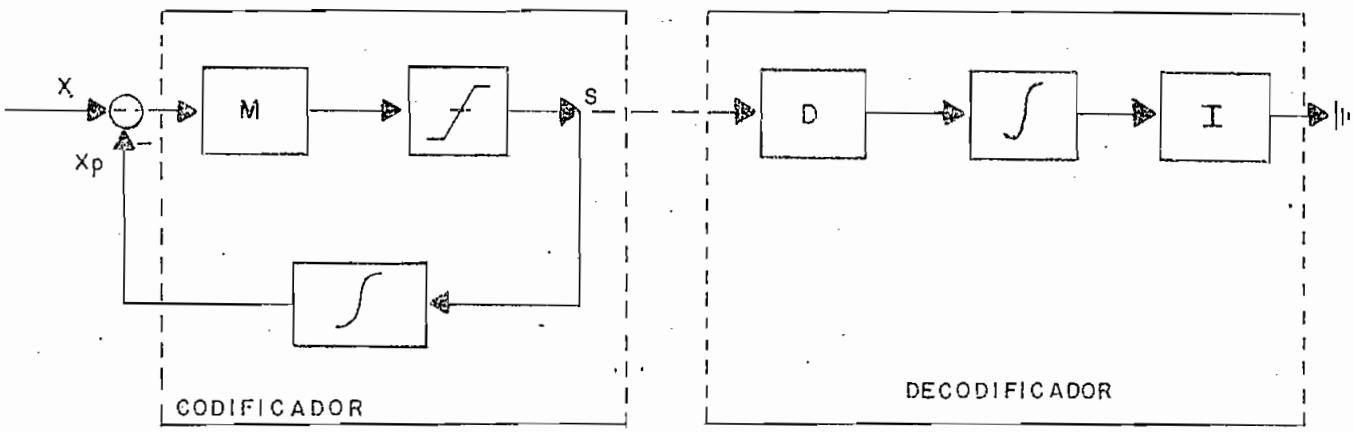


fig. 1.1 SISTEMA EN BLOQUES DM BASICO

La Modulación Delta, emplea básicamente un dígito del sistema PCM (Modulación por Código de Pulsos), donde la forma de onda análoga ha sido codificada en forma diferencial. → DPCM En contraste con el uso de n dígitos en PCM, la modulación DM utiliza un solo dígito para indicar los cambios en los valores de las muestras. Aunque DM puede ser fácilmente implementado en circuitería, ésta requiere un rango de muestreo mucho más alto que el rango de Nyquist de $2f_m$ y de un ancho de banda más grande comparado con un sistema PCM.

Principio de la Modulación Delta.

La serie de pulsos emitidos por el transmisor (a) son generados después de la comparación de la señal modulante (la curva continúa en b) con un incremento de modo que se aproxima a la señal. Cuando la aproximación de la señal es más pequeña que la señal modulante, un pulso es emitido, pero si es más grande que ésta, el pulso es suprimido. En el terminal de recepción, la señal aproximada es formada por la serie de pulsos integrados, de tal manera que la señal modulante es reconstruida por filtrado. (Fig. 1.2.)

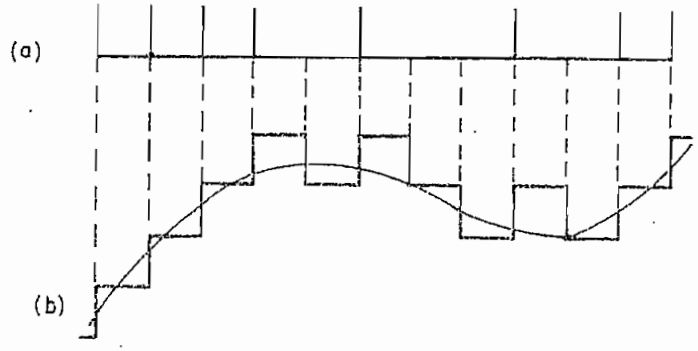


fig. 1:2 PRINCIPIO DE MODULACION DELTA

a) SEÑAL TRANSMITIDA

b) SEÑAL DE ENTRADA Y SEÑAL APROXIMADA

1.2 CONSIDERACIONES DE UN SISTEMA DE MODULACION DELTA.

1.2.1 La limitación del ruido.

Un factor importante que debemos tener presente en un sistema de comunicaciones es el fenómeno del ruido. Por ruido, entenderemos aquellas señales eléctricas causales e impredecibles que se originan de causas naturales, internas y/o internas al sistema.

La identificación perfecta de la señal debería ser posible en la ausencia de ruido, pero lo que hace que el ruido sea único es que este no puede ser completamente eliminado, debido a que es una señal sin amplitud, ni frecuencia definida y que generalmente ocupa un ancho de banda relativamente grande. (Fig. 1.3)

Las superposiciones de ruido sobre la señal, limita la capacidad de identificar correctamente la señal aplicada, y por lo tanto tiene el efecto de limitar la transmisión y recepción de información. Se puede distinguir dos tipos de ruido:

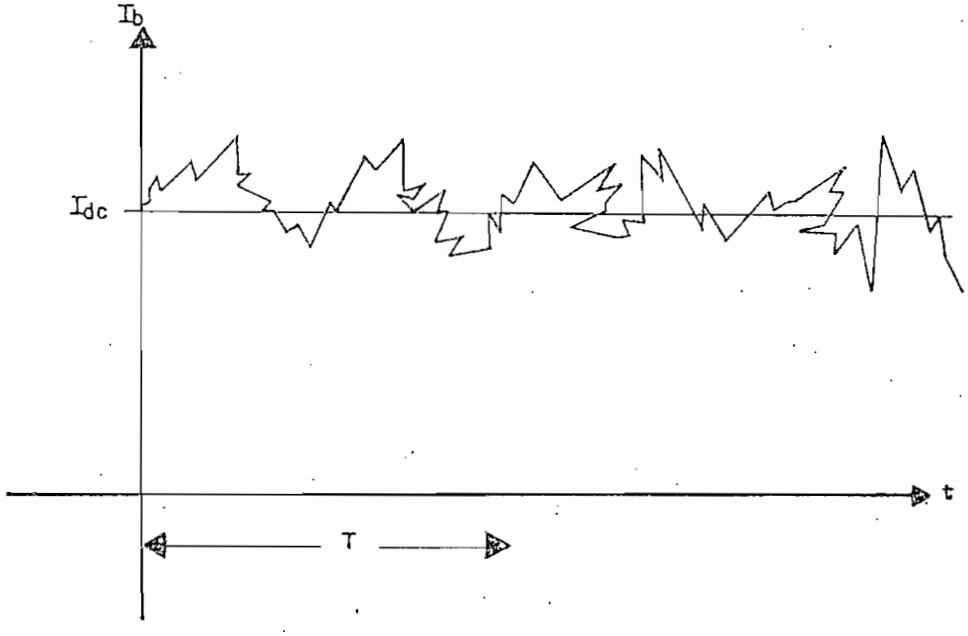


fig. I.3 CORRIENTE ALEATORIA EN UN DIODO

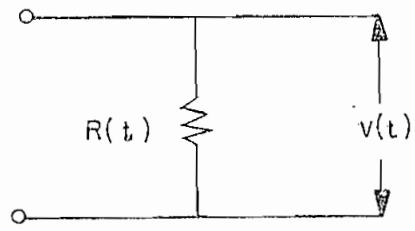
- Ruido interno, llamados también ruido de fluctuación espontánea.

- Ruido externo, originado por la contaminación de otras señales o por cualquier tipo de perturbación exterior.

Las fuentes de ruido interno, en una u otra forma están relacionadas con el movimiento errático de los electrones. Cualquier partícula a una temperatura que no sea el cero absoluto, posee una energía térmica que se manifiesta como un movimiento casual o agitación térmica. Si la partícula en mención es un electrón, el movi-

miento casual de éste, da lugar a una corriente aleatoria, si esta corriente se produce en un medio conductor, se produce un voltaje aleatorio conocido como Ruido Térmico, el mismo que es función de la temperatura.

Una buena aproximación al ruido térmico es el denominado "Ruido Blanco", el mismo que tiene una densidad espectral de ruido constante sobre un amplio rango de frecuencias. Específicamente la densidad espectral de potencia a los terminales de una resistencia R que tiene una temperatura T, está dada por:



$$Gv(f) = 2RKT\,(Vol^2/Hz) \quad (1.0)$$

teniendo el voltaje V(t) una distribución Gausiana con valor medio igual a cero $\bar{V} = 0$. siendo, el espectro de potencia del ruido blanco:

$$Gv(f) = \frac{n}{2}$$

donde n: densidad de potencia de frecuencia positiva e igual a:

$$n = 4\,R\,K\,T \qquad (1.1)$$

si el ancho de banda es: Δf (Hz) entonces, el valor cuadrático medio del ruido térmico es:

$$\overline{V_R^2} = n \Delta f$$

$$\overline{V_R^2} = 4 K T R \Delta f \qquad (1.2)$$

donde:

T = temperatura en (K)

R = resistencia en (Ω)

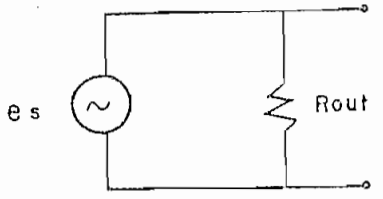
K = constante de Boltzman (1.38×10^{-23} Joul./K)

En los sistemas de transmisión, interesa más que la amplitud del ruido, la relación Señal - Ruido. Ambas, señal y ruido son medidas en el mismo punto y aparecen a través de la misma impedancia. La relación de los voltajes cuadráticos medios de señal y ruido es a la relación de potencias y la relación de potencia de la Señal-Ruido es dada por:

$$\left(\frac{S}{N}\right) = \frac{Vs^2}{\overline{V_N^2}} \qquad (1.3)$$

donde Vs y $\sqrt{\overline{V^2}}$ son los voltajes (rms) de las respectivas señales en el mismo punto del sistema.

Supongamos una fuente cuyo voltaje Vrms = e_s y una resistencia de salida Rout = Rs.



La potencia disponible de la señal es:

$$Ss = \frac{e_s^2}{4Rs}$$

asumiendo, máxima transferencia de potencia, es decir la resistencia de carga debe ser igual a la resistencia de salida y diciendo que solo existe Ruido Térmico

$$\overline{e_N^2} = 4\ K\ T\ Rs\ \Delta f$$

La potencia disponible del Ruido es:

$$Ns = \frac{\overline{e^2}}{4\ Rs}$$

$$Ns = \frac{4\ KTRs\ \Delta f}{4\ Rs}$$

entonces, la relación Señal-Ruido de una fuente simple esta dada por:

$$\left(\frac{Ss}{Ns}\right) = \frac{e_s^2}{\overline{e_N^2}} = \frac{e_s^2}{4KTRs\ \Delta f} \qquad (1.4)$$

$$\left(\frac{Ss}{Ns}\right) = \frac{\text{Potencia disponible de la señal}}{\text{Potencia disponible del ruido}} \qquad (1.5)$$

Con relación a los ruidos externos, su principal fuente es el ruido atmosférico, electrostático, etc., produciendo en todos los casos la variación de la señal transmitida.

Con respecto a otros factores tales como la distorsión, interferencia y otras perturbaciones que intervienen en un sistema de comunicaciones se la analizará posteriormente.

1.2.2. CRITERIOS DE CUANTIZACION

Modulación Delta (DM), es distintamente diferente en concepto de otras formas de modulación de pulsos, es modulación digital en la cuál el problema de transmitir un mensaje contínuo se reduce a la transmisión de un número finito de valores o muestras por segundo. Si los valores de las muestras asumen uno de los valores en un grupo finito dado, el problema debería reducirse a una transmisión en secuencia de un número finito de símbolos conocidos; pero desafortunadamente, las amplitudes de las muestras pueden asumir cualquier valor en un rango continuo, entonces para superar este problema, entonces cuantizamos a la señal.

En el proceso de "cuantización" se divide el rango total

dentro del cuál puede variar la amplitud del mensaje continuo en un cierto número de partes iguales llamados "niveles de cuantización". (Fig. 1.4).

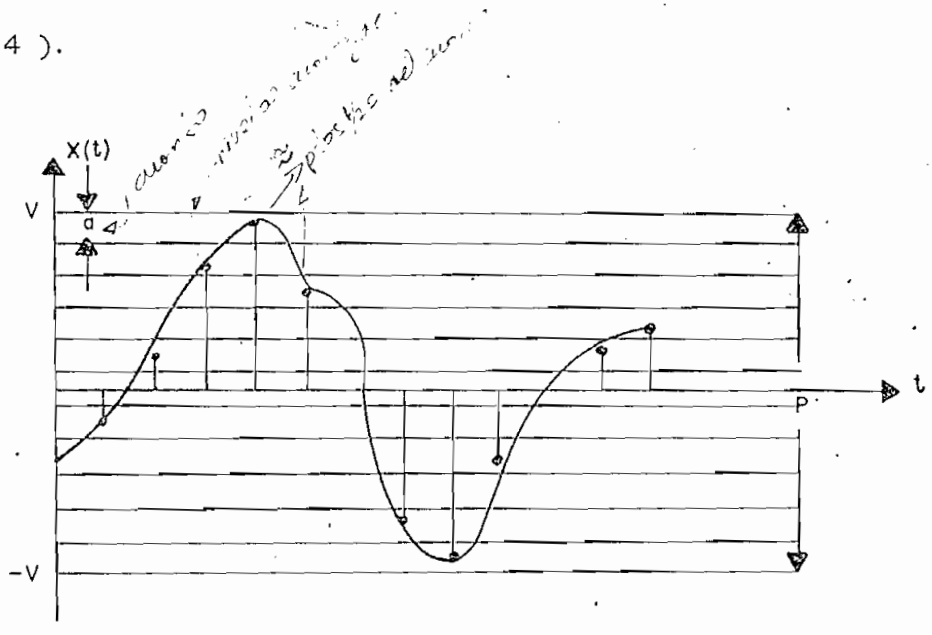


fig. 1.4 NIVELES DE CUANTIZACION

La separación entre dos niveles de cuantización sucesivos se le denomina " cuanto " (a) y el nivel de amplitud de cada muestra es aproximado al valor del punto medio de dicho cuanto. La cuantización obviamente es una forma muy aproximada de la señal de entrada y se producirá un error cuando las muestras cuantizadas son usadas para reconstruir la señal de entrada.

Generalmente, en la práctica se utiliza el sistema binario y un ejemplo de codificación binaria es mostrada en la (Fig 1.5)

para 3 bits y 8 niveles de cuantización.

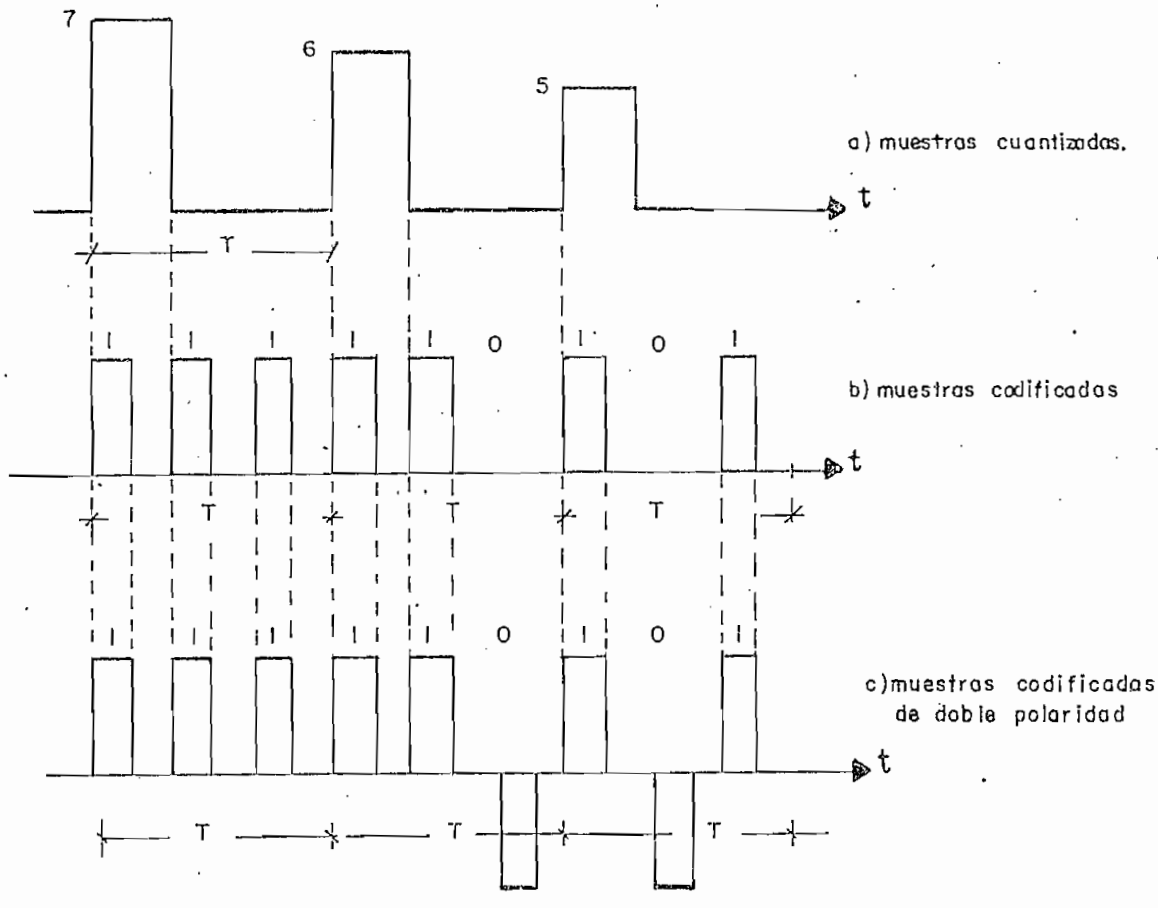


fig. 1.5

El error cuadrático medio entre la señal de entrada y la señal reconstruida por las muestras cuantizadas es llamado "error de cuantización". Con referencia al gráfico de la (Fig. 1.4) el ruido de cuantización está limitado por $\pm$ a/2.

Asumiendo que la señal esta uniformemente distribuída

en el rango (V, -V), es obvio que el error de cuantización debería tener una densidad de probabilidad uniforme y de valor 1/a; entonces el valor cuadrático medio será:

$$\overline{\varepsilon^2} = \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} \frac{1}{a} \varepsilon^2 \, d\varepsilon$$

$$\overline{\varepsilon^2} = a/12 \qquad (1.6)$$

de lo que se deduce:

- Disminuyendo la amplitud del cuanto, se disminuirá el error.
- El error de cuantización es independiente de la amplitud de la señal de entrada.
- La relación señal-ruido no es constante para todos los niveles.

Para conseguir que la relación S/N sea aproximadamente constante, se trata de hacer un reparto no uniforme de los niveles de cuantización, de modo que las señales débiles (baja amplitud) tengan cuantos pequeños y para señales de gran amplitud los cuantos sean mayores; de acuerdo a esta necesidad se utiliza el procedimiento llamado cuantización no uniforme. Otro procedimiento para conse-

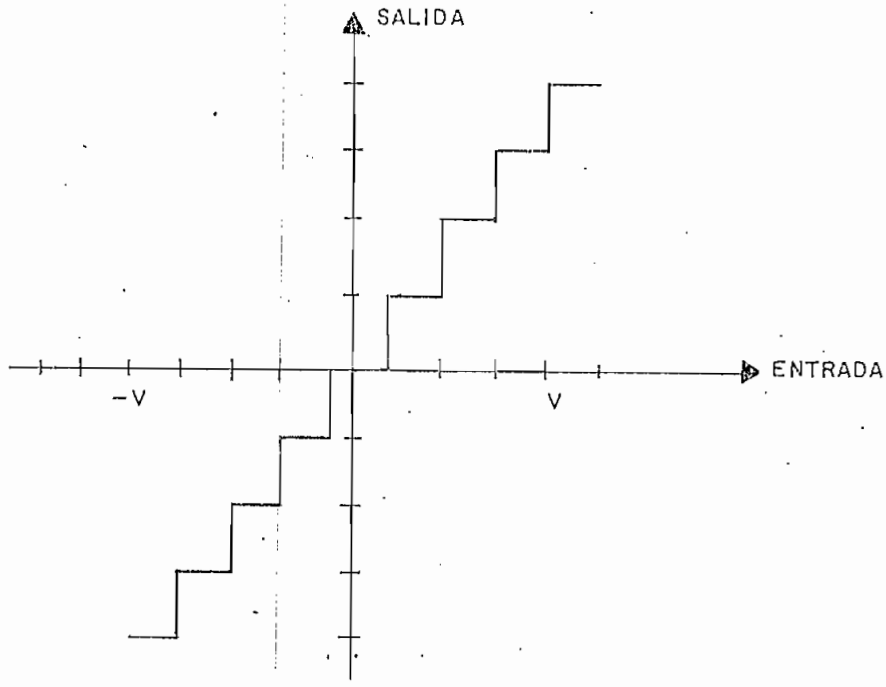


fig. I.6 CARACTERISTICA DE CUANTIZACION

guir el mismo efecto, es comprimir las muestras para luego cuantizarlas uniformemente.

Haciendo pasar las muestras de la señal por un "compresor" que posee una respuesta no lineal, (Fig. 1.7), de modo que a la salida las señales se amplifican más o menos e inclusive se atenúan dependiendo si las señales son débiles o fuertes respectivamente.

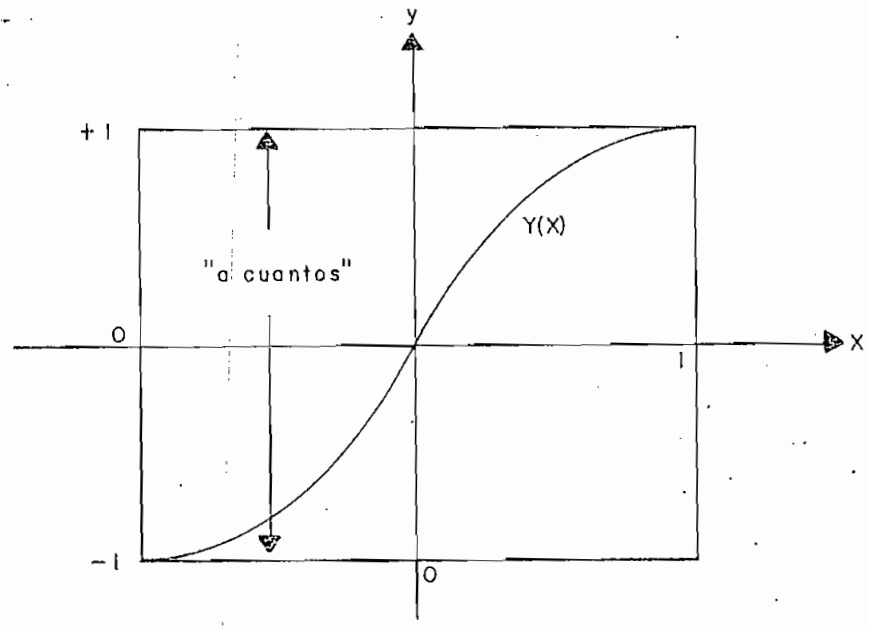


fig. 1.7 CARACTERISTICA DE "COMPRESION"
Y(X)

Las característica de transferencia del compresor o ley de compresión que se utiliza puede ser de dos tipos: logarítmica o hipérbolica.

Las leyes de tipo lagarítmico, utilizada en técnica de PCM son dos: La Ley μ, y la Ley A y como ley hiperbólica se emplea la ley h.

La Ley μ se define como:

$$y = \frac{\ln (1 + \mu x)}{\ln (1 + \mu)} \qquad (1.7)$$

$$x = \frac{V}{Vmax}$$

$$y = \frac{n}{N/2}$$

siendo:

V = tensión instántanea de entrada

Vmax = máxima tensión de entrada

n = nivel de cuantización de salida, constante a partir del origen

N = número total de niveles de cuantización

μ = parámetro que controla el grado de compresión

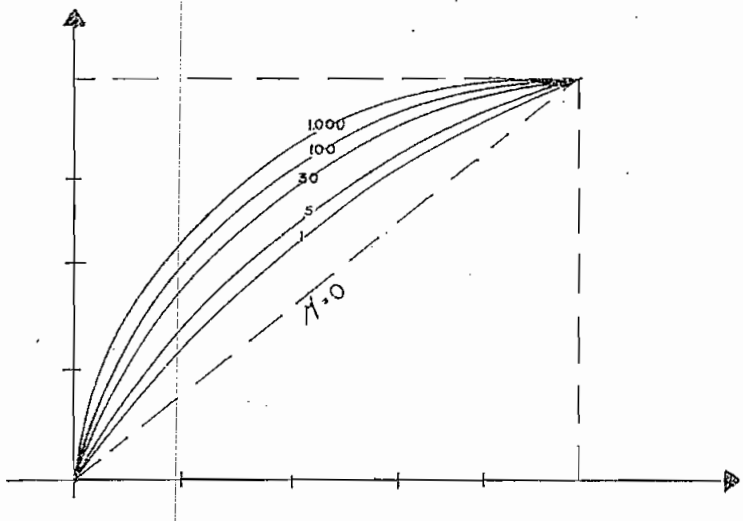


fig. I.8 COMPRESION LOGARITMICA LEY μ

Se define como "mejora de compresión" a:

$$\left.\frac{dy}{dx}\right|_{x=0}$$

para la Ley μ la mejora en dB es :

$$\left.\frac{dy}{dx}\right|_{x=0} = 20 \cdot \log \frac{\mu}{\ln(1+\mu)} \qquad (1.8)$$

La expresión matemática para la Ley A es:

$$y = \frac{Ax}{1 + \ln A} \; ; \quad 0 \leq X \leq 1/A \qquad (1.9)$$

$$y = \frac{1 + \ln Ax}{1 + \ln A} \; ; \quad 1/A \leq X \leq 1 \qquad (1.10)$$

donde: $X = \dfrac{V}{V_{máx}}$

$Y = \dfrac{n}{N/2}$

A: parámetro que controla la compresión.

La expresión matemática de la Ley h es:

$$y = \frac{(1+h)X}{1+hX} \qquad (1.11)$$

donde X e Y tienen el mismo valor anterior indicado

h: es el parámetro que controla la compresión;ya que la:

$$\left(\frac{Ss}{Ns}\right) = \frac{e_s^2}{\overline{e_N^2}}$$

para nuestra señal x(t)

$$\frac{Ss}{Ns} = \frac{P^2}{\overline{e^2}} = \frac{S^2\ a^2}{a^2/12} = 12\ S^2$$

en dB:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{dB} = 10.8 + 10 \log_{10} S \qquad (1.12)$$

La mejora de la relación (S/N)dB con S (número de niveles usado)se ilustra en el cuadro No. 1

CUANTIZACION DE LA S/N MEJORADA CON EL NUMERO DE NIVELES

(CUADRO Nº I)

(S/ N) dB	S	Ancho de Banda
17	2	1
23	4	2
29	8	3
35	16	4
41	32	5
47	64	6
53	128	7

En consecuencia, incrementado S, aumenta el número del Código de pulsos y también su ancho de banda. Para un número de m pulsos y n posibles niveles, el número de niveles cuantizados s es:

$$S = n^m \qquad (1.13)$$

y la relación Señal-Ruido es:

$$\left(\frac{S}{N}\right) = 12\, n^{2m}$$

expresada en dB:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{dB} = 10.8 + 20m \log_{10} n \qquad (1.14)$$

y en particular para un sistema binario (n = 2) tenemos que:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{dB} = 10.8 + 6m \qquad (1.15)$$

ya que el Ancho de Banda es proporcional al número de pulsos (m) en un código de grupo, la relación Señal-Ruido a la salida se incrementa exponencialmente con el ancho de banda; mientras que $(S/N)_{dB}$ se incrementa linealmente con el ancho de banda. En general se obtiene una mejora de la relación (S/N).

Además de las consideraciones ya dadas para este sistema debemos tener presente que:

- La forma de onda sintetizada puede cambiar sólo un

nivel por cada pulso de reloj, así el sistema DM se carga cuando la pendiente de la señal es grande.

- La máxima señal de potencia dependerá del tipo de señal, ya que la más alta pendiente que puede ser reproducida es la integración de un nivel en un pulso. Para una señal seno cualquiera de frecuencia f, la máxima amplitud de la señal es:

$$A\,máx = \frac{f_s \quad a}{2\pi f} \qquad (1.16)$$

donde:

f_s = es la frecuencia de muestreo

a = un paso de cuantización

En general, la transmisión de la voz es una buena aplicación del sistema DM, aunque varias modificaciones y mejoras están siendo estudiadas para extender al sistema DM a más alta frecuencias y a las componentes de no tomadas en cuenta.

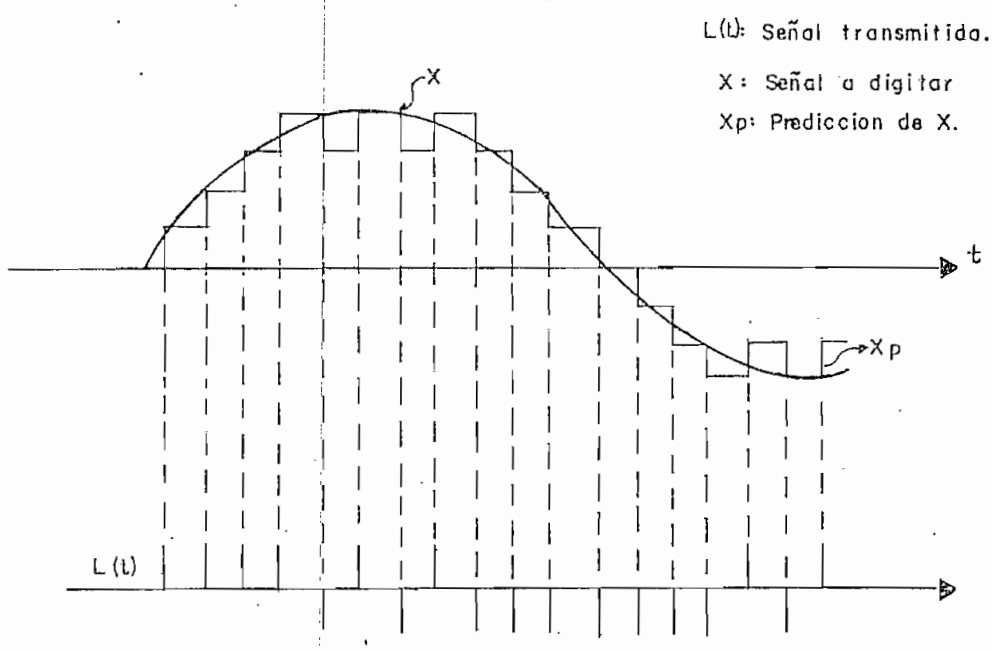


fig. 1.9 SEÑALES EN UN SISTEMA DM.

1.3 CLASIFICACION DE LOS SISTEMAS DM

Se distingue diferentes tipos de sistemas DM:

a) Lineales y no Lineales

Lineales, aquellos sistemas en los cuales el proceso de modulación es lineal, debido a que su lazo de realimentación está conformado por una red lineal (integrador).

Se los usa con bastante frecuencia en aplicaciones de multiplexer por división de tiempo.

Aquellos sistemas en los que se introduce una red no lineal en el lazo de realimentación, constituye un sistema de modulación no Lineal.

b) Fijos y Adaptativos

Fijos, aquellos sistemas en los cuales la amplitud es constante en cada instante de muestreo; y adaptativos, según la adaptabilidad de la amplitud que experimenta la señal para cada instante de muestreo

c) Simétricos y Asimétricos

Se los clasifica en base a si el proceso de cuantización, con un nivel de referencia (nulo) se realiza simétricamente o no. En general, se requiere que todos los sistemas DM sean simétricos.

d) Síncronos y Asíncronos

Clasificación en base a la periodicidad con que se envían los pulsos de línea. En los sistemas síncronos se toman las muestras equiespaciadas; así como también es posible tomar muestras irregularmente espaciadas.

En los sistemas Asíncronos se tiene una salida digital, la

001910

cuál es cuantizada en amplitud, pero no en tiempo, consecuentemente el proceso de muestreo no se halla involucrado.

Además, es posible que en los Sistemas de Modulación DM se introduzcan ciertas modificaciones en su estructura, dando lugar a:

Sistemas Delta-Sigma

En los cuales, al sistema de modulación lineal DM se antepone un integrador y todo ese conjunto se lo denomina Delta-Sigma.

Sistemas de Doble Integración

En estos sistemas el lazo de realimentación está conformado por dos redes de integración, conectadas en cascada y con la particularidad de que el codificador no es lineal, mientras que el decodificador si es lineal.

Sistemas con Integración Imperfecta

Debido a la imposibilidad de realizar integradores perfectos los sistemas que tienen un integrador filtro RC en su lazo de realimentación se los ubica en este caso.

CAPITULO II

2. - ESTUDIO DEL SISTEMA BASICO DM EN BLOQUES

2.1 SEÑALES ANALOGAS Y DIGITALES

En un sistema de comunicaciones podemos distinguir dos distintas clases de mensajes: el contínuo o análogo y el discreto o digital. Un mensaje contínuo como su nombre lo indica es una función contínua en el tiempo; siendo la señal de la voz humana un buen ejemplo de ésta. En contraste, tenemos mensajes digitales, los cuáles se representan en forma de una secuencia de datos digitales. En comparación, tal es el caso del idioma Inglés, el mismo que puede ser transmitido por 27 símbolos; así los mensajes discretos pueden

ser representados por un número finito de símbolos en consecuencia el problema de la comunicación de mensajes discretos se reduce a la transmisión y recepción de un número finito de símbolos o mensajes que a diferencia de la comunicación contínua donde el número de mensajes puede ser infinito, existiendo claro está, la posibilidad de convertir un mensaje contínuo en uno digital (cuantización o codificación hechas simultáneamente) por medio de un convertidor "Análogo - Digital " (A/D). Después de que el proceso digital ha sido completado, la reconstrucción de la señal de salida análoga es llevada a cabo por procesos de conversión " Digital - Análoga " (convertidor digital - análogo D/A) seguido de un proceso de filtrado.

Hablaremos con cierta frecuencia que idealmente, una señal es labanda limitada sí, fuera de un cierto margen de frecuencias la densidad del espectro de frecuencia es igual a cero.

2.2 SISTEMA DM EN BLOQUES

Un Sistema DM binario básico es ilustrado a continuación:

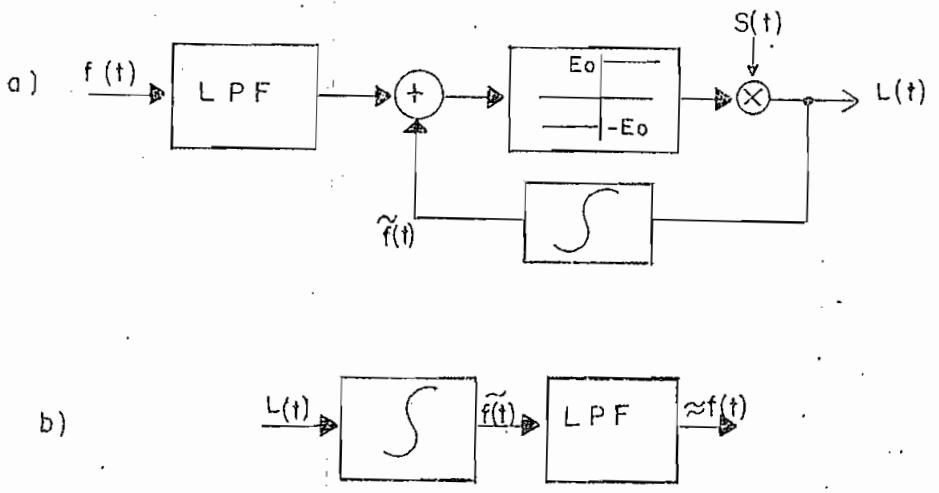


fig. 2.1 SISTEMA DE MODULACION DELTA

a) modulador

b demodulador

2.3 PROCESO DE MUESTREO

El primer paso en la digitación de una señal es el muestreo de la misma. Puede decirse que esta operación se realiza en la práctica como una toma de valores de dicha señal a intervalos regulares de tiempo. Es sabido que con una frecuencia de muestreo suficientemente elevada, la sustitución de una señal por sus valores muestra no supone pérdida de información.

El uso del Teorema del Muestreo, tiene gran significancia en la teoría de comunicaciones, el mismo que nos proporciona las bases teóricas para el adecuado uso de las técnicas de modulación de

pulsos. El Teorema formaliza el hecho de que una señal de banda limitada, la cual no tiene componentes espectrales de frecuencia superior a f_m (Hz), es completamente determinada mediante sus valores en intervalos uniformemente espaciados menores que $1/2f_m$ segundos. En otras palabras, la señal debe muestrearse al menos dos veces durante cada período o ciclo de su componente de más alta frecuencia para que sea recuperable. f_m: representa la componente de frecuencia más alta de la señal a ser muestreada (ejemplo 1era. armónica de una señal).

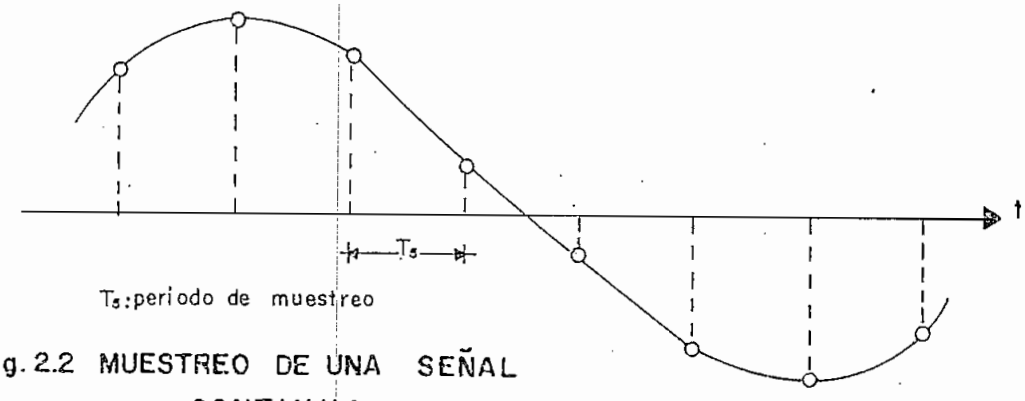


fig. 2.2 MUESTREO DE UNA SEÑAL CONTINUA

Sea, una señal análoga: $f(t) = A_o \cos wt + S_o$ (2.0)

cuyo espectro de frecuencia se encuentra entre f_1 y f_2, es sometido a muestreo por medio de un tren de pulsos de duración y de frecuen-

cia de muestreo $f_s = 1 / T_s$

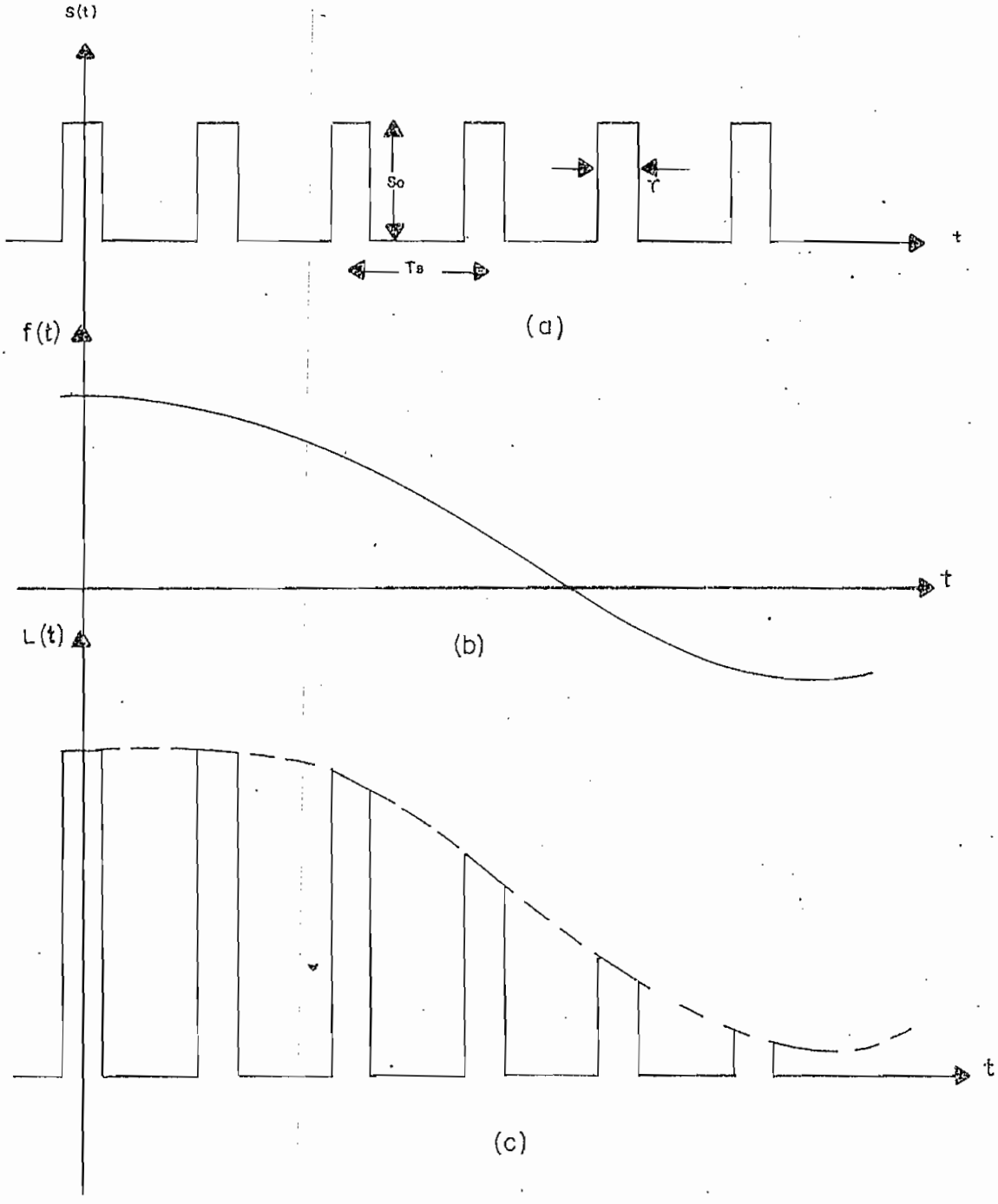


fig. 2.3

a) TREN DE PULSOS
b) SEÑAL COSINUSOIDAL
c) SEÑAL MUESTREADA

Así la señal cosinusoidal de frecuencia f, puede ser muestreada y a su vez calcular su espectro de frecuencia.

Los impulsos de muestreo están dados por:

$$S(t) = \frac{S_0 \tau}{T_S} + \sum_{n=1}^{\infty} 2 \frac{S_0 \tau}{T_S} \cdot \frac{\operatorname{Sen} \frac{n \pi \tau}{T_S}}{\frac{n \pi \tau}{T_S}} \cos n w_S t \qquad (2.1)$$

donde: $Ws = \frac{2\pi}{T_S}$

So = amplitud del pulso

τ = Ancho del pulso

haciendo: $Sm = \frac{S_0 \tau}{T_S}$

$$Kn = \frac{\operatorname{Sen} \frac{n w_S \tau}{2}}{\frac{n w_S \tau}{2}}$$

entonces:

$$S(t) = S_m + \sum_{n=1}^{\infty} 2 S_m K_n \cos n w_S t$$

si la señal analógica con su componente contínua, esta dada por

$$f(t) = Ao \cos wt + So$$

donde:

$$W = 2 \pi f$$

al muestrear la señal, tenemos:

$$L(t) = S(t) \cdot f(t) \qquad (2.2)$$

$$L(t) = S(t) \cdot (Ao \cos wt + So)$$

normalizando $L(t) = S(t) \cdot (m \cos wt + 1)$

donde: Ao / So = m que representa el índice de modulación

$$L(t) = \left[S_m + \sum_{n=1}^{\infty} 2 S_m K_n \cos n w_s t \right] \left[m \cos w t + 1 \right]$$

$$L(t) = S_m + m S_m \cos w t + \sum_{n=1}^{\infty} 2 S_m K_n \cos n w_s t$$

$$+ \sum_{n=1}^{\infty} m\, 2 S_m K_n \cos n w_s t \,.\, \cos w t$$

trabajando con el último término tenemos que:

$$\sum_{n=1}^{\infty} m\, S_m K_n \left\{ \cos\left[(n w_s - w) t \right] + \cos\left[(n w_s + w) t \right] \right\}$$

que representa las frecuencias de las bandas laterales de los armónicos de la frecuencia de muestreo f_s (doble banda lateral). Además el espectro de frecuencia de la señal L (t) contiene: el valor medio de la componente continua Sm del tren de pulsos, la señal analógica multiplicada por el factor τ/T; la frecuencia de muestreo fs con sus armónicos, cuyas amplitudes decrecen conforme a la función

$$\frac{\operatorname{Sen} \dfrac{n \pi \tau}{T_s}}{\dfrac{n \pi \tau}{T_s}} \qquad (2.5)$$

La señal analógica $mS_m \cos wt$ contenida en el espectro de frecuencia puede recuperarse completamente al pasar la señal por un filtro pasa-bajos cuya frecuencia de corte sea menor que fs/2 pero tal que cumpla fs = 2f según el teorema de muestreo.

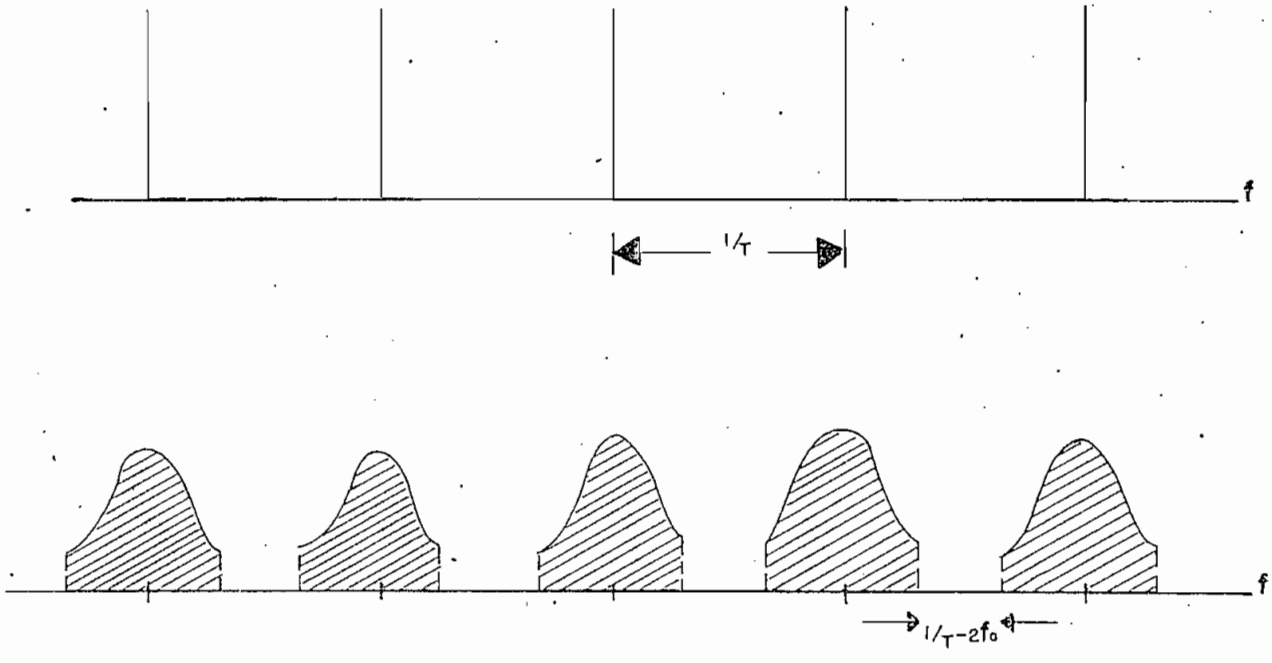


fig. 2.4 ESPECTRO DE UNA SEÑAL MUESTREADA

Si la señal f (t) tiene como transformada de Fourier a F(w), y S(t) es el tren de pulsos periódico de duración τ ; entonces la transformada de f(t). S(t) es L(w) siendo:

$$S(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\tau}{T_S} \frac{\operatorname{Sen} \frac{n W_S \tau}{2}}{\frac{n W_S \tau}{2}} e^{j n w_S t} \qquad (2.6)$$

$$L(w) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t).f(t)\, e^{-jwt}\, dt$$

siendo $W_S = \frac{2\pi}{T_S}$

$$L(w) = \frac{\tau}{T_S} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\operatorname{Sen} \frac{n W_S \tau}{2}}{\frac{n W_S \tau}{2}} e^{-j(w - n w_S)t}\, dt$$

escribiendo de otra manera tendríamos:

$$L(W) = \frac{\tau}{T_S} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\operatorname{Sen} \frac{n w_S \tau}{2}}{\frac{n w_S \tau}{2}} \int_{-\infty}^{\infty} f(t)\, e^{-j(w - n w_S)t}\, dt$$

La transformada de Fourier de f(t) es F(w).

$$F(W) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)\, e^{jwt}\, dt$$

entonces, el último factor sería F (w), con un desplazamiento hwo_s; es decir F (w - nwo_s), lo cuál nos da:

$$L(w) = \frac{\tau}{T_S} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\operatorname{Sen} \frac{n w_S \tau}{2}}{\frac{n w_S \tau}{2}} F(w - n w_S) \qquad (2.8)$$

X (w) representa el espectro de F(w) repitiéndose cada $w_s \frac{\text{ciclos}}{\text{seg}}$ pero con amplitudes que varían conforme a la función:

$$\frac{\operatorname{Sen} \frac{n w_S \tau}{2}}{\frac{n w_S \tau}{2}}$$

2.4 PROCESO DE CUANTIZACION

La validez del teorema del muestreo, hace que sea posible transmitir o procesar una señal analóga por medios digitales. Aquí el proceso de digitización de muestras involucra una aproximación. Este proceso de aproximación es llamada "cuantización".

La operación de cuantización de una señal la ilustramos a continuación. La señal X(t) tiene un voltaje Vi de entrada, aplicada a la entrada del cuantizador. La salida del cuantizador es llamada Vo.

El cuantizador tiene un rasgo peculiar, este es que la característica entrada-salida indicada en la Fig. 2.5.(b), tiene la forma de una escalera.

Como consecuencia la salida Vo, es la forma de onda cuantizada Xq(t); así pues, se observa que mientras la entrada Vi = X (t) varía suavemente sobre su rango, la señal cuantizada, Vo = $X_q(t)$ permanece en uno o en otro de los niveles señalados.....X_{-2} X_{-1}, X_o, X_1, X_2,...de modo que la señal cuantizada Xq (t) no cambia abruptamente.

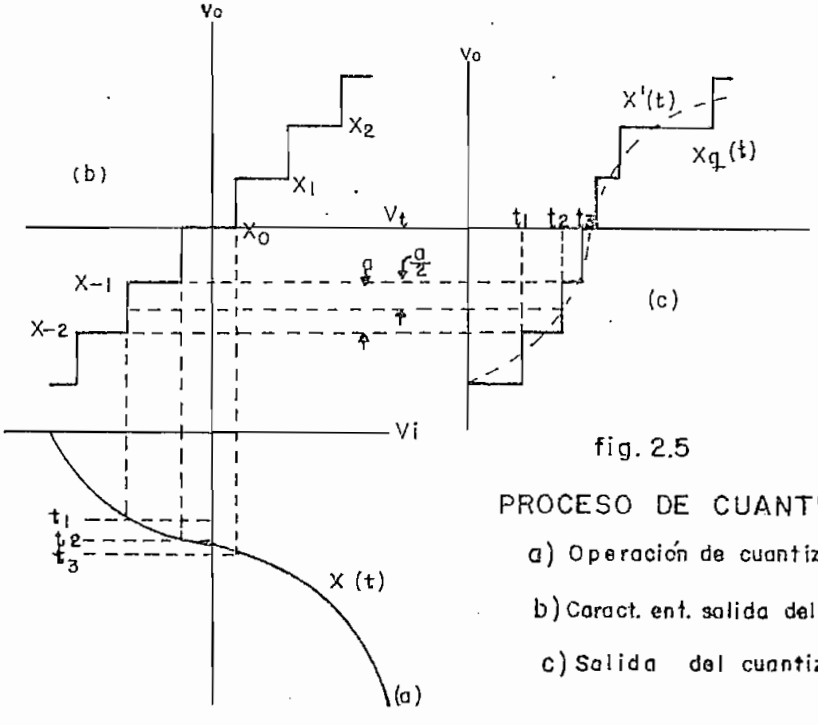


fig. 2.5

PROCESO DE CUANTIZACION

a) Operación de cuantización

b) Caract. ent. salida del cuantizador.

c) Salida del cuantizador.

La forma de onda X' (t) mostrada en puntos, representa la forma de onda de la salida, asumiendo que la salida es linealmente relacionada con la entrada.

Si el factor de proporcionalidad es la unidad, Vo = Vi y X' (t) = X (t). La transición entre un nivel y el próximo ocurre en el instante cuando X' (t) cruza el punto medio entre dos niveles adyacentes.

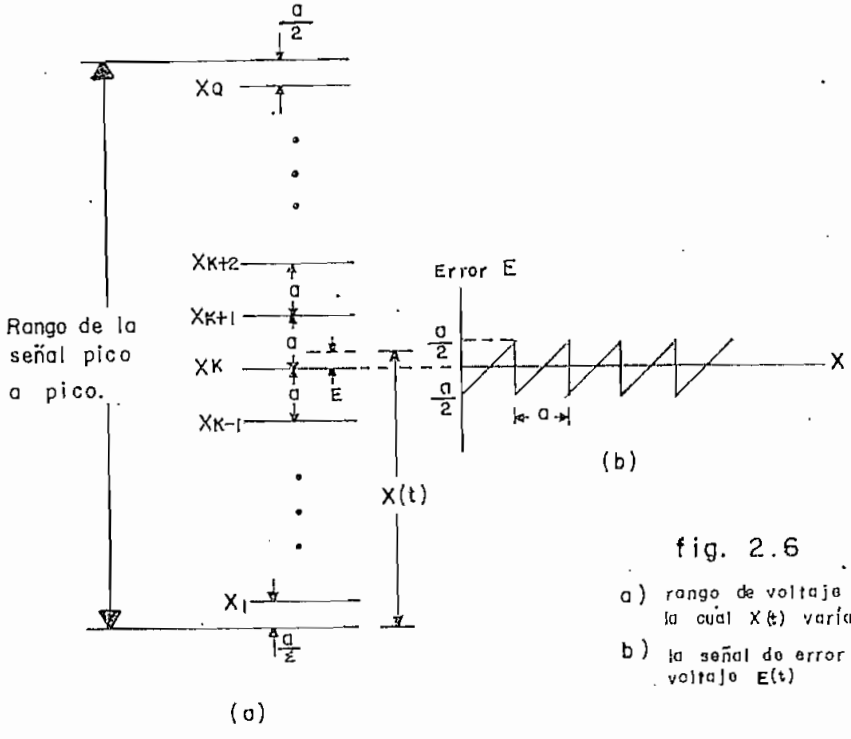


fig. 2.6

a) rango de voltaje sobre la cual X(t) varía

b) la señal de error de voltaje E(t)

Observamos además, que la señal cuantizada es una aproximación de la señal original; y la calidad de la aproximación puede ser mejorada reduciendo el tamaño de los pasos de cuantización, con lo cual se incrementa el número de niveles permisibles. En realidad con un gran número de pasos de cuantización lo suficientemente pequeños, el ojo y el oído humano no serán capaces de distinguir la señal original de la señal cuantizada.

El máximo error de cuantización instantáneo debería ser $\pm$ a/2 como se indica en la (Fig. 2.6 (b)).

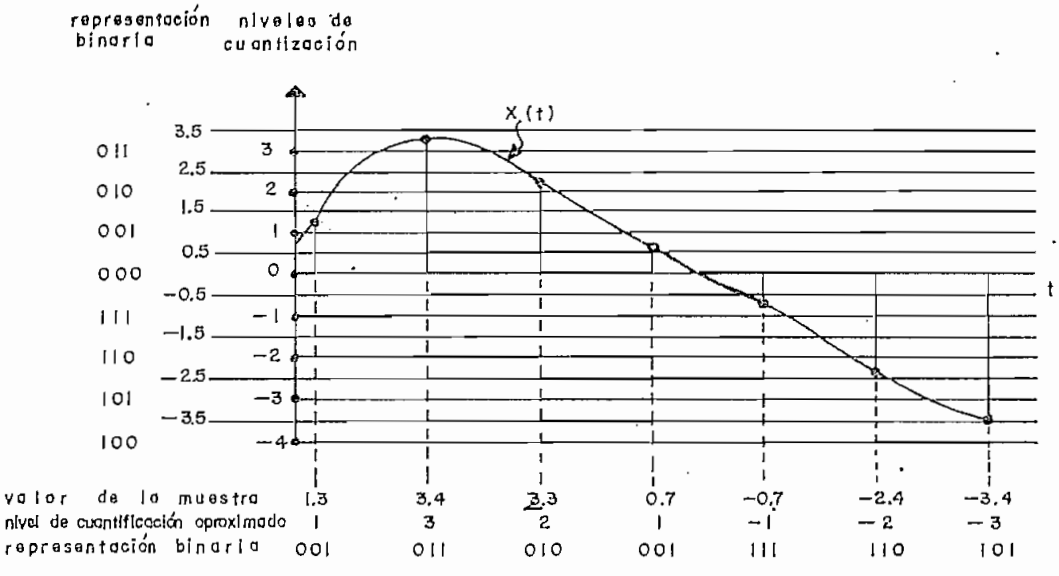


fig. 2.7 PROCESO DE DIGITIZACION

El proceso completo de digitización de una forma de onda análoga es ilustrado en la (Fig 2.7). La señal X (t) es regularmente muestreada a diversos tiempos; la amplitud máxima pico a pico hasta la cual puede variar X (t) es 7 volt. extendidos desde - 3,5 a + 3.5 volt. En el ejemplo, tenemos ocho niveles de cuantización localizados de tal manera que el error de cuantización máximo instantáneo que puede ocurrir es 0.5 volt. Siguiendo una práctica muy común, se ha asignado un grupo de dígitos binarios para cada nivel. (ocho niveles, entonces tres bits son requeridos).

2.5. LAZO DE REALIMENTACION

El codificador del sistema DM actúa como un convertidor análogo-digital, teniendo una entrada análoga X (t) y una señal de salida binaria L (t), y la relación entre X (t) y L (t), es tal que ésta última señal es la representación binaria de X (t), donde el rango de ocurrencia de cada pulso binario es directamente proporcional al valor instantáneo de la pendiente de X (t).

$f(t)$

Si la pendiente de la señal de entrada X(t) es positiva, entonces, mientras exista ésta condición, la forma de onda a la salida L(t) tiene más pulsos positivos que negativos y la situación es

contraria cuando X (t) tiene pendiente negativa.

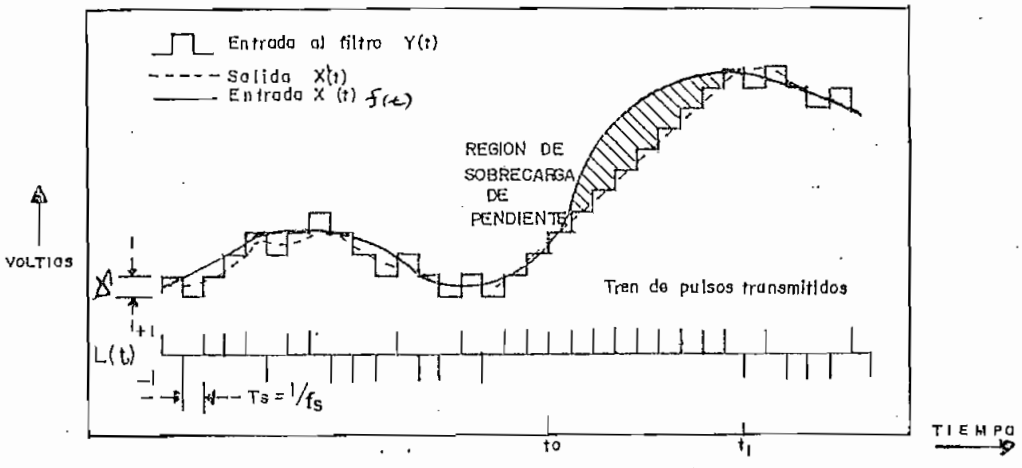


fig. 2.8 SEÑALES EN UN SISTEMA DM.

La salida del cuantizador es muestreada cada Ts segundos para producir los L (t) pulsos binarios. Cuando los pulsos son integrados en la malla de realimentación, la forma de onda resultante Y (t) contiene pequeños pasos de magnitud $\pm$ Δ voltios y duración τ segundos, las cuales oscilarán alrededor de la señal análoga de entrada X (t).

$$y(t) = \int L(t)\, dt \qquad (2.9)$$

Si e (t) $\geq$ 0; el pulso positivo será producido a la salida del codificador, Cuando este pulso es integrado a través del cir-

cuito que se muestra en la (Fig 2.9); Y (t) se incrementa en un paso positivo. Este incremento será restado de X (t) y ocurre un cambio en la magnitud de la señal de error.

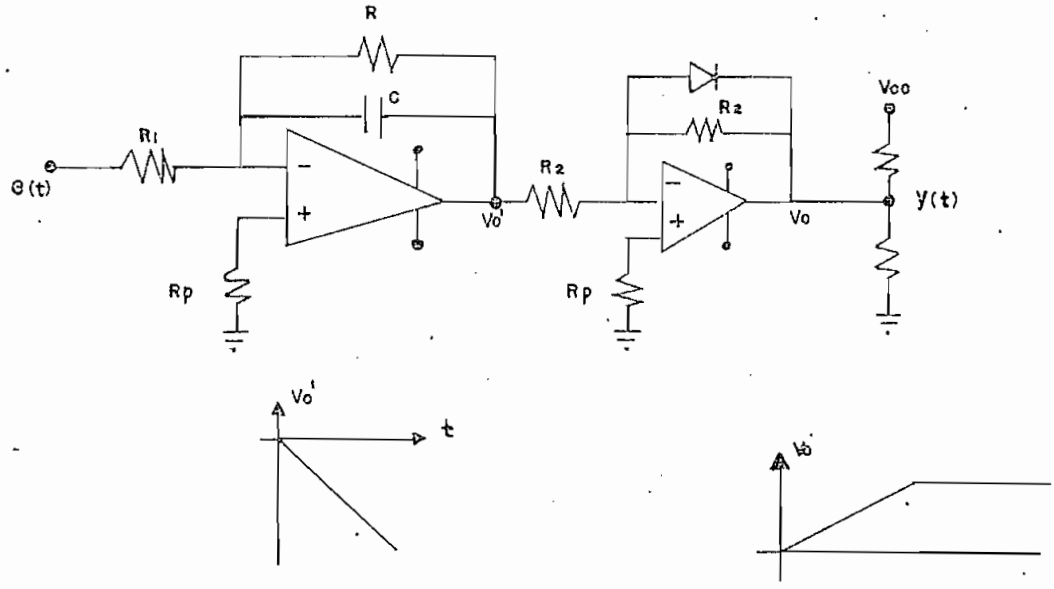


fig. 2.9 CIRCUITO INTEGRADOR Y LIMITADOR

Si ocurre que Y (t) es más grande que X (t), entonces e(t) $\leq$ 0 y un pulso negativo ocurrirá a la salida del codificador, lo cual originará una disminución del valor Δ' en la forma de onda de Y (t). En la práctica el integrador seguirá integrando la señal indefinidamente; para obviar este problema se coloca una segunda etapa en el lazo de realimentación, con el objeto de limitar al integrador a un voltaje muy cercano al valor de Y (t). Por lo

tanto su función es solo de un seguidor inversor de voltaje.

Teóricamente, debemos tener un integrador perfecto, pero reemplazando este por un circuito RC en el lazo de realimentación el valor de y(t) es más dificultoso de estimar.

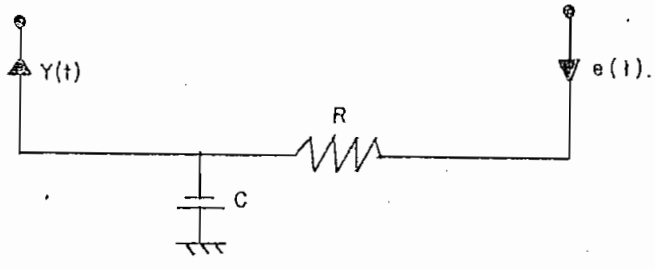


fig. 2.10 RED INTEGRADORA

el circuito RC de la figura 2.10 tiene la función de transferencia.

$$H(jw) = \frac{1}{1 + jWRC} \qquad (2.10)$$

donde: $W = 2\pi f$

$$H(j2\pi f) = \frac{1}{1 + j2\pi f RC}$$

haciendo:

$$f1 = 1/2\pi RC \qquad (2.11)$$

$$H(j\,2\pi f) = \frac{f1}{f1 + j\,f}$$

El proceso sigue continuamente hasta conseguir la señal reconstruída.

2.6 DECODIFICADOR

Los pulsos binarios de la señal L (t) a la salida del codificador son transmitidos a través de canales de comunicación y llevados al decodificador.

La recepción de los pulsos binarios de la señal L (t) son integrados por un integrador de las mismas características del usado en el codificador, de modo que:

$$\tilde{f}(t) = y(t) = \int L(t)\,dt \qquad (2.12)$$

Suponiendo el menor error posible en la transmisión de L (t), está señal $Y^{\hat{f}(t)}(t)$ es idéntica a la señal encontrada en el codificador; como $Y^{\hat{f}(t)}(t)$ solo difiere de la señal de entrada $X^{f(t)}(t)$ en una señal de error relativamente pequeña e (t), esto asegura que la señal a la salida del integrador en el decodificador es una buena reproducción de la señal original de entrada.

Por último, la señal $\hat{Y}(t)$ es filtrada por un filtro cuyo ancho de banda corresponde al ancho de banda de la señal de entrada y a la vez que este filtro suprima la componente de frecuencia del ruido de cuantización de modo que la relación señal-ruido de cuantización (SNR) pueda ser mejorada.

CAPITULO III

3. BASE TEORICA DE UN SISTEMA DM

3.1 SISTEMA DM CON SIMPLE INTEGRACION

Un sistema básico de modulación Delta, es aquel que está conformado por un codificador, un canal de transmisión digital y un decodificador, como se indica en la Figura 3.1. Una señal análoga es de banda limitada por cuanto ha pasado por un filtro pasa-banda Fi que tiene como frecuencias de corte fc_1 y fc_2, donde $fc_2 > fc_1$, dando así forma a la señal de entrada x (t); señal que es transformada por el modulador delta en una secuencia de pulsos binarios.

Todo esto, es ejecutado por un comparador que compara continuamente la señal análoga de entrada con la señal reconstruída, y que junto a un muestreador, muestrea periódicamente las decisiones del comparador a una frecuencia fs que es considerablemente más grande que la frecuencia de Nyquist 2 fc_2; donde fs =1/T.

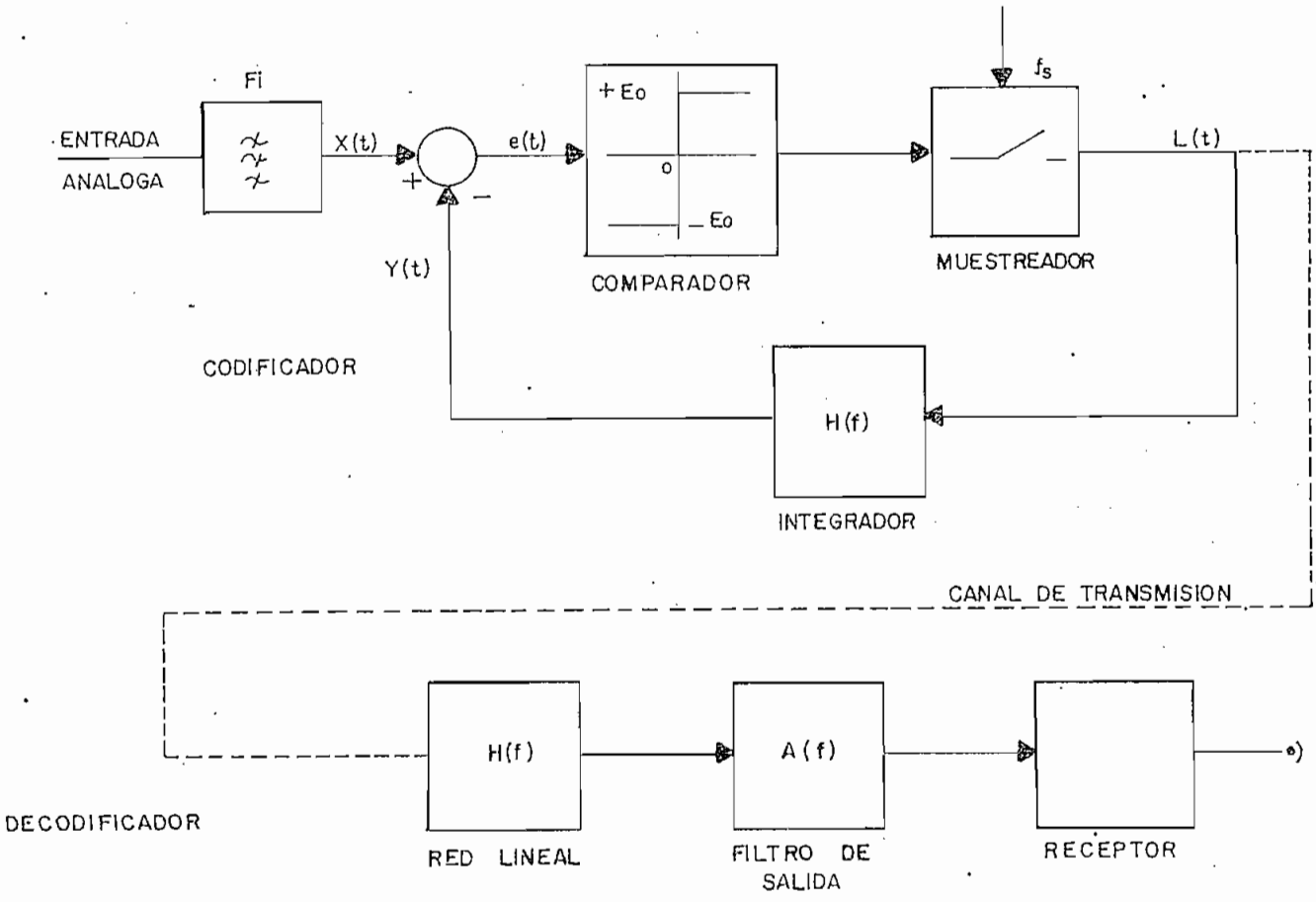


FIG. 3.1
SISTEMA DE MODULACION DELTA
(simple integración)

Los símbolos en forma de impulsos positivos y negativos son alimentados a una red lineal H (f) colocada en el lazo de realimentación; red que reconstruye la forma de onda la misma que muy estrechamente sigue a la señal análoga de entrada.

El sistema más simple de modulación delta, se obtiene usando una malla integradora en el lazo de realimentación; si esta tiena una constante de tiempo grande, la respuesta a un impulso es prácticamente la función unitaria paso.

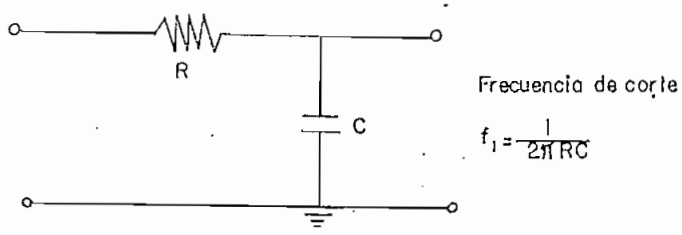


FIG. 3.2

DIAGRAMA CIRCUITAL DE LA RED INTEGRADORA

A fin de obtener una descripción cuantitativa del sistema, el funcionamiento del modulador debería ser descrito totalmente en términos de los parámetros del circuito, es decir Eo, fs y H(f) El modulador delta actúa, como un convertidor análogo digital, teniendo como entrada una señal análoga x(t) y una señal binaria de salida

L(t), la relación entre x(t) y L(t) es tal que L(t) es la representación binaria de x(t), donde la velocidad de ocurrencia de cada pulso es directamente proporcional a la pendiente instantánea de x(t). Si la pendiente de la señal de entrada x(t) es positiva, mientras exista esta condición, la salida L(t) tiene más pulsos positivos que negativos; la situación es contraria cuando x(t) tiene pendiente negativa y (Ver Fig. 3.3).

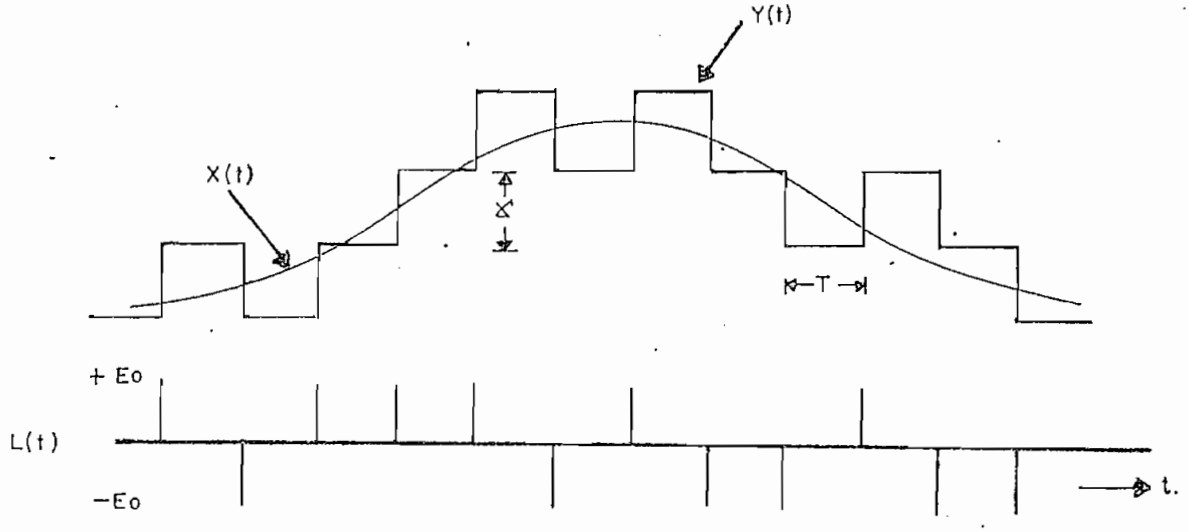


FIG. 3.3

APROXIMACION DE LA SEÑAL Y(t) y LA SEÑAL ORIGINAL X(t)

Los pulsos binarios de la señal L(t) son integrados por el integrador en el lazo de realimentación, dando como resultado la se-

ñal Y(t) escalonada, cuyos escalones son de magnitud $\pm \Delta$ voltios y duración T segundos, la cuál oscila alrededor de la señal de entrada x(t). La diferencia entre:

$$x(t) - y(t) = e\ (t) \qquad (3.0)$$

siendo e(t) la señal error, que es cuantizada en los límites $\pm$ Eo, lo cual significa que el signo y no la amplitud del error es cuantizado. La salida del cuantizador es muestreada cada T segundos para producir los L(t) pulsos.

Si e(t) $\geq$ 0 para un pulso de reloj cualesquiera, un pulso positivo será producido a la salida del codificador, este pulso es integrado y a su vez Y(t) es incrementado en un escalón positivo. Este incremento en Y(t) será restado de x(t) y un cambio en la magnitud de la señal error ocurrirá. Si el error no llega a ser negativo en el siguiente pulso de reloj, también se producirá un pulso positivo a la salida completando así el ciclo; por el contrario si e(t) $<$ 0 un pulso negativo aparecerá a la salida del codificador produciéndose una disminución en la señal Y(t) en una cantidad Δ .

3.1.1 Red Lineal en el lazo de Realimentación

En modulación DM lineal, la red lineal es justamente

un integrador que lo consideramos ideal (Fig. 3.2), el cual es el encargado de generar la réplica que da lugar a la señal error en el comparador; a la salida del integrador tenemos:

$$y(t) = \int L(t)\, dt$$

En el caso de simple integración, el circuito RC de la Figura 3.2. tiene la siguiente función de transferencia:

$$H(j\,2\pi f) = \frac{1}{1 + j\,2\pi f\,RC}$$

haciendo:

$$f1 = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$f1 = \frac{1}{2\pi T1}$$

$$H(j\,2\pi f) = \frac{f1}{f1 + j\,f}$$

$$H(j\,2\pi f) = \frac{1}{1 + jf / f1}$$

para una frecuencia de entrada, donde $f >> f1$ y $f << fs$

$$H(j\,2\pi f) \approx \frac{f1}{jf} \qquad (3.1)$$

Si f1 es escogida de tal manera que sea mucho menor que la más baja frecuencia de entrada fc1 a ser codificada, el cir-

cuito RC funciona como un integrador; siendo la ecuación (3.1) la correspondiente o un integrador perfecto.

3.1.2 Decodificador

Los elementos que conforman el decodificador son: un integrador y un simple filtro de salida. Asumiendo el menor error posible en la transmisión de L(t), el decodificador integra la secuencia de símbolos binarios recibidos dando como resultado Y'(t). Esta señal Y'(t) es la réplica, pero en el decodificador exactamente igual a lo que se hizo en el codificador; de modo que Y'(t) sólo difiere de la señal de entrada x(t) en un pequeño error de e(t), de lo cual concluimos que la señal a la salida del integrador es una buena reproducción de la señal de entrada original.

A continuación, la señal pasa por el filtro de salida Fo, que puede considerárselo idéntico al de entrada Fi (filtro pasabanda); pero generalmente se utiliza un filtro pasa-bajos en vez de un pasabanda debido a que el ruido bajo fc1 no causa molestias.

La característica requerida por el filtro para eliminar las formas abruptas de Y'(t), suavizándolas esta dada por la(Fig 3.4)

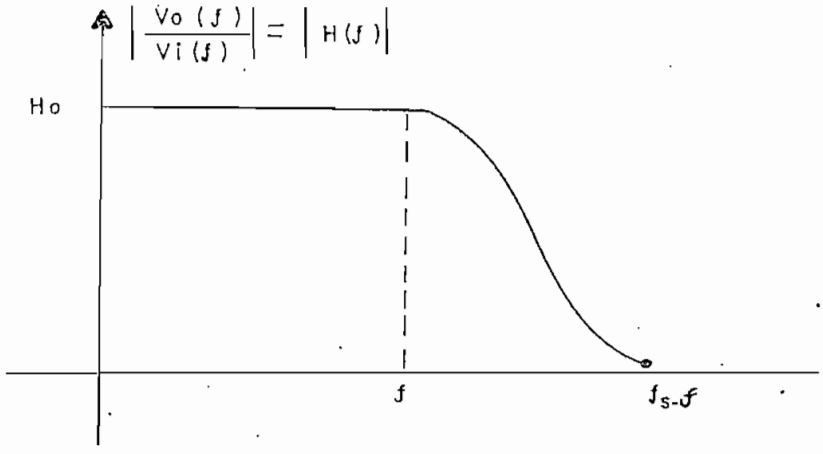


FIG. 3 . 4

CARACTERISTICA DE TRANSFERENCIA REQUERIDA POR EL FILTRO

donde: $A(f) = Vo(f) / vi(f)$

siendo f la más alta componente de frecuencia de la señal y'(t).

3.1.3 Rango máximo de Amplitud de la Señal de Entrada

Para una señal seno aplicada a la entrada de frecuencia f, la máxima amplitud que puede ser transmitida sin sobrecargar el codificador es dada por (3.2)

$$Esm = \frac{fs\ \Delta'}{2\pi f} \qquad (3.2)$$

donde fs es la frecuencia de los pulsos de muestreo y Δ' la altura de uno de los escalones de la función escalón; así la máxima amplitud decrece con el incremento de la frecuencia a ser transmitida. Sin embargo, en ausencia de señal de entrada a la salida del integrador la forma de onda de y(t) es cuadrada con valor Δ' volt. de pico a pico de modo que la señal sinusoidal de entrada debería tener una amplitud Es máxima de $\Delta'/2$.

Definiremos como rango de amplitud (AR) la relación entre:

$$A\,R = \frac{Esm}{Es} = \frac{\text{el valor de Es el cual produce sobrecarga en el codific.}}{\text{el valor de Es que produce muestras intrínsicas}}$$

de ahí que:

$$AR = \frac{fs}{\pi f} \qquad fs >>> fc2 \qquad (3.3)$$

Si la señal de información tuviera un espectro de ruido blanco, este causaría seria dificultad, pero afortunadamente en el caso de la voz las altas frecuencias contienen menos energía que las bajas frecuencias, a este respecto el rango de amplitud y la red integradora pueden ser bien adaptados a la transmisión de la voz

3.1.4 Comportamiento Estacionario

En los sistemas DM lineales se considera estado estacionario cuando no hay señal análoga de entrada. En estado estable la señal binaria de salida L(t) es compuesta por una serie alternada de pulsos positivos y negativos como resultado de la señal de realimentación y(t), la cual es aproximadamente una onda cuadrada de período $T = 2/fs$ y de amplitud $\pm \delta/2$ volt., como se indica en la (figura 3.5).

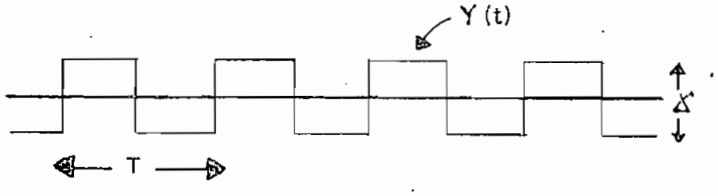


FIG. 3.5

APROXIMACION DE LA SEÑAL Y(t), EN AUSENCIA DE SEÑAL DE ENTRADA

La forma de onda de la señal error e(t) es igual a -y(t) cuando no exista señal de entrada, mientras que la forma de onda a la salida del comparador es también cuadrada teniendo la misma frecuencia de la señal error pero variando su amplitud $\pm$ Eo.

Debido a los pulsos positivos y negativos, de L(t), en los sistemas DM lineales a estado estable aparecen muestras intrínsicas repetitivas 10101010..... donde los "UNOS" y "CEROS" lógicos representan los pulsos positivos y negativos respectivamente. Ya que sólo están presentes altas frecuencias en la señal y(t), el filtro Fo en el decodificador rechaza completamente la señal y a la salida del decodificador no existirá señal, siendo su valor cero.

3.1.5 Pendiente de sobrecarga con señales de entrada sinusoidales.

La forma de onda y(t) a la salida del integrador, en los sistemas DM lineales serán calculados para la situación tal que la señal sinusoidal de entrada cause sobrecarga para parte de cada ciclo de la entrada. Sobrecarga ocurre cuando la amplitud de la señal de entrada excede a la amplitud máxima posible de la señal reconstruida. Puesto que esta última está dada por el producto de la altura del escalón " Δ' " y la frecuencia de muestreo, fs; entonces a fin de que el sistema no sea sobrecargado, la siguiente condición debería ser satisfecha:

$$\Delta' \, fs \geq \left| x'(t) \right| \qquad (3.4)$$

donde $|x'(t)|$ representa la magnitud de la derivada de la señal de entrada con respecto al tiempo.

Para una señal x(t) cuya forma de onda es:

$$x(t) = Es \text{ sen } 2\pi f t$$

$$x'(t) = Es\ 2\pi f \cos 2\pi f t = 2\pi f\ (Es^2 - x^2(t))^{1/2} \quad (3.5)$$

la condición de pendiente de sobrecarga generalmente es evitada si:

$$\Delta' fs \geq Es\ 2\pi f$$

Si nosotros designamos la potencia media de la derivada de la señal por D, entonces nosotros definiremos un término, designado por S y llamado factor de carga de pendiente como se indica.

$$S = \frac{\Delta' fs}{\sqrt{D}} \quad (3.6)$$

El factor de carga de pendiente dado por (3.6) representa la relación entre la capacidad de pendiente del sistema y el valor efectivo de la pendiente de la señal de entrada; esto, es sinembargo, una cantidad pequeña y una medida del grado por el cual la entrada carga la capacidad del sistema DM. En términos del espectro la potencia F(w) de la señal, la potencia media de la señal derivada esta dada por:

$$D = \int_0^W W^2\ F(w)\ dw \quad (3.7)$$

donde w = 2πf, es la máxima frecuencia angular para lo cual la señal

es de banda limitada previa a ser codificada.

En el caso de simple integración, el nivel de sobrecarga es inversamente proporcional a la frecuencia.

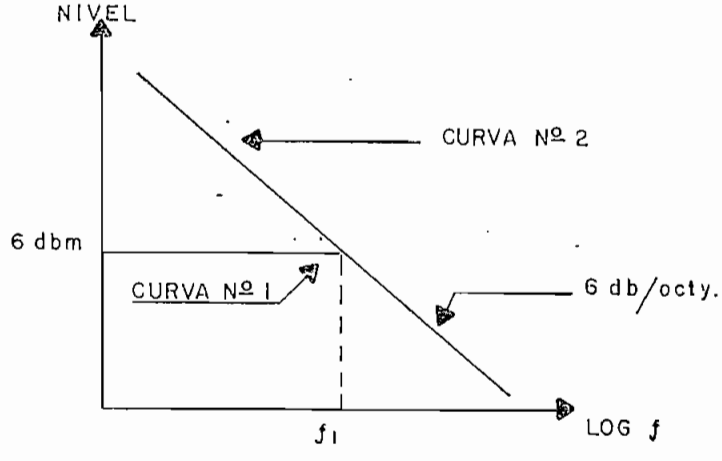


FIG. 3. 6

CARACTERISTICA DE SOBRECARGA DE UN CODEC-SIMPLE INTEGRACION

Si asumimos que la señal de audio a la entrada es sinusoidal con una característica amplitud-frecuencia mostrada por la curva #1, en la (Fig. 3.6), característica que se asemeja al espectro de voz, entonces el sistema ha sido sobrecargado y su característica esta dado por la curva # 2 de la (Fig. 3.6). Para una frecuencia f1, el sistema debería ser diseñado para aceptar esta frecuencia f1 sinusoidal a un nivel de + 6 dBm.

3.1.6 Ruido de Quantización.

La estimación del ruido de cuantización es esencial en la descripción del comportamiento del sistema de modulación delta. Para un sistema DM con simple integración, la señal ruido es referida como ruido de cuantización o ruido granular, el cual se originó en el proceso de codificación, debido a la existencia de la señal error e(t) la cual representa la diferencia entre x(t) y la señal realimentada y(t) de acuerdo a la ecuación (3.0).

Una simple y útil relación que nos permite la evaluación del ruido de cuantización, lo cual será válido para diferentes situaciones será mencionada. Dos aspectos importantes: el primero, el ruido de cuantización es sustancialmente no correlacionado con las señales de entrada, lo que permite que sea aplicable a gran variedad de señales de entrada y segundo que dicho ruido está uniformemente distribuido, aproximadamente se tendrá una densidad de probabilidad:

$$|Nq(t)| \leq \Delta$$

$$f(Nq) = 1/2\Delta$$

el valor cuadrático medio:

$$\int_{-\Delta}^{\Delta} N_q^2 \frac{1}{2\Delta} \, dq$$

$$E\left[N^2q(t)\right] = \frac{\Delta'^2}{3}$$

Si la frecuencia del pulso es doblada y usando el mismo valor Δ' para el tamaño del escalón, la nueva señal diferencia e(t) tendrá la misma característica irregular, con la misma amplitud pero diferente escala de tiempo (defasaje). Esto, significa que la potencia total de la señal es la misma, pero la potencia en la banda de frecuencia fc es solo la mitad del primer caso. Así que, la potencia de ruido después de pasar por el filtro pasa-bajos en el terminal de recepción es inversamente proporcional a la frecuencia de muestreo fs; llamando Nq al valor rms del ruido de cuantización.

$$Nq^2 = kq \frac{fc}{fs} \Delta'^2 \qquad (3.8)$$

donde kq es la constante de proporcionalidad empírica y los valores de kq para buenas condiciones de codificación han sido aproximadas al rango de 1/3 (señales sinusoidales).

3.1.7 Relación señal ruido de cuantización (sqnr)

La máxima relación señal ruido de cuantización es definida en sistemas lineales DM como el nivel máximo de señal en el punto de sobrecarga para el nivel promedio de ruido de cuantiza-

ción.

De acuerdo a la ecuación (3.2); si Es es la máxima amplitud de la sinusoide a ser transmitida, la potencia de entrada será $Es^2/2$, entonces la potencia disponible de la señal:

$$Pin = \frac{fs^2}{8\pi f} \Delta^2 \qquad (3.9)$$

de las ecuaciones (3.8) y (3.9) la relación señal ruido (sqnr) está dada por la fórmula:

$$sqnr = \frac{fs^3}{8\pi^2 kq} \cdot \frac{1}{fc\ f^2} \qquad (3.10)$$

La relación entre sqnr y la frecuencia de muestreo fs fueron derivados por De Jager quien estableció que:

$$sqnr = 0.261 \frac{fs^{3/2}}{fc\ f^2}$$

para sistemas con simple integración; además que sqnr es proporcional a tres veces y media la potencia de la frecuencia de muestreo.

Por simplicidad se asumirá que para señales de entrada sinusoidales la relación señal ruido de cuantización ocurre cuando:

$$Es = Es'max$$

3.2 SISTEMAS DM CON DOBLE INTEGRACION

Una importante pregunta, surge ahora, si la transmisión puede ser mejorada mediante el uso de otras redes en el lazo de realimentación y en el terminal de recepción respectivamente, con miras a reducir el ruido de cuantización.

Anteriormente, cada pulso recibido tenía el efecto de aumentar o disminuir el nivel de la señal recibida por una cierta cantidad. A fin de mejorar las propiedades de codificación de un codificador delta, ahora consideramos un sistema donde cada pulso tiene el efecto de cambiar la pendiente en vez de la amplitud de la señal recibida. Este concepto nos induce a la utilización de codificadores con doble integración.

La señal de información reconstruida, es entonces relacionada con la serie de pulsos recibidos como se indica en la (Fig. 3.7). a continuación.

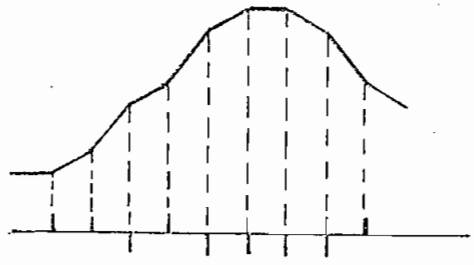


FIG. 3.7

SEÑAL APROXIMADA DONDE CADA PULSO CAMBIA LA PENDIENTE EN VEZ DE LA AMPLITUD POR UNA CIERTA CANTIDAD

Un sistema DM con Doble Integración, es un sistema peculiar en el sentido que el codificador es una red no lineal mientras su decodificador es lineal. Doble Integración tiene rasgos propios que lo hacen diferente al resto de sistemas, tal es el caso de que introduce en el codificador características oscilatorias; posee una característica de sobrecarga que caé a 12 dB/octeta, además la relación señal ruido de cuantización es más grande para este caso que para simple integración.

Imaginemonos, un segundo integrador conectado en cascada en el lazo de realimentación de un sistema DM con Simple Integración como se indica en la (Fig. 3.8).

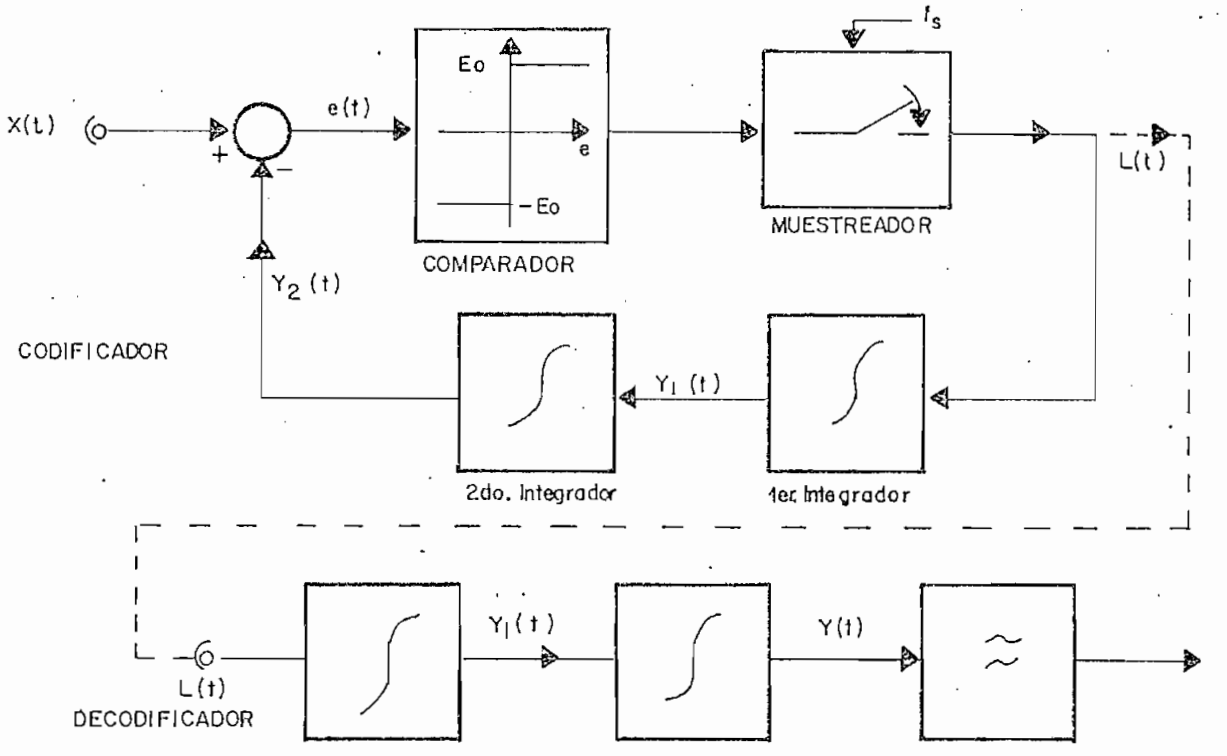


FIG. 3.8

SISTEMA DM CON DOBLE INTEGRACION

Consideremos los L (t) pulsos a la salida del codificador como impulsos de intensidad $\pm V \tau$, los cuales originan Y1(t) a la salida del integrador compuesto de pasos de magnitud $\pm \Delta$ voltios.

Estos pasos son integrados por el segundo integrador originando la señal de realimentación Y2(t). De esta forma la señal

de la (Fig 3.7) es reconstruida por una serie de pulsos donde cada pulso cambia la pendiente de la señal de salida por una cantidad constante en dirección positiva o negativa.

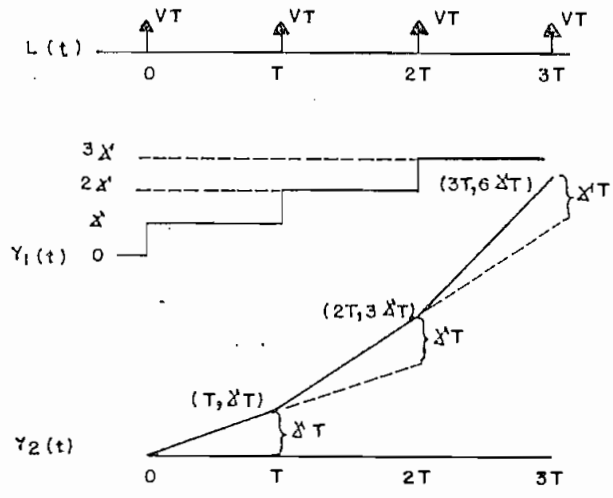


FIG. 3.9

Formas de onda de $Y_1(t)$, $Y_2(t)$ cuando la salida binaria es una serie de pulsos positivos

La Figura 3.9 muestra los pulsos de salida L (t), representados como impulsos de intensidad VT, y las formas de onda correspondientes a Y1(t) y Y2(t).

La pendiente de Y1 (t) es Δ'/T, así como el máximo incremento en la pendiente de Y2 (t) es Δ'/T.

3.2.1 Modos intrínsicos de oscilación

Una desventaja de este nuevo sistema, con dos integradores ideales es el riesgo de oscilación. Estas oscilaciones observadas en Y2(t) como indica la figura 3.10, se producen cuando hay cambios rápidos en la señal de entrada; sin embargo si los cambios en la pendiente de la señal de entrada se producen lentamente, el codificador puede ser estable; en caso contrario se puede disminuir el comportamiento oscilatorio mediante el uso de un Predictor, insertado en el lazo de realimentación

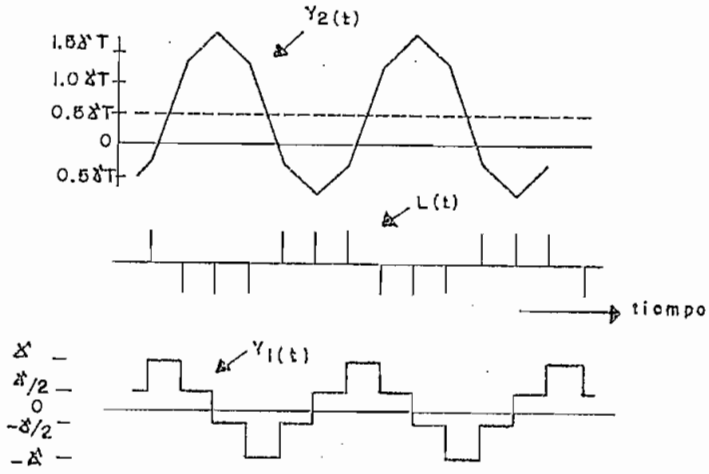


FIG. 3.10

Comportamiento oscilatorio para m = 3

La figura 3.10 indica el comportamiento del codificador en un modó intrínsico donde la señal de entrada es cero. En vez de una serie binaria 10101010..... como mencionamos anteriormente para simple integración, ahora tenemos una secuencia alternada de "m unos y m ceros", siendo el valor de m el cual determina el orden del modo intrínsico. En la figura 3.10, m = 3.

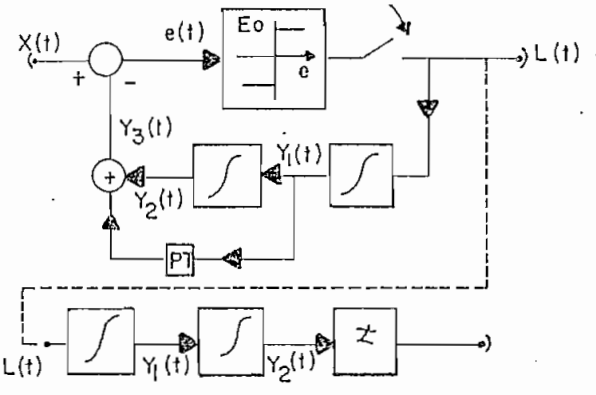
3.2.2. Doble integración con Predicción

La característica oscilatoria de la señal de realimentación Y2(t) que generalmente tiene una componente continua en el codificador es debido a que la pendiente de Y2(t) tiene su máxima pendiente cuando su magnitud es cero.

A fin de minimizar o prevenir la oscilacón de Y2(t), nosotros podemos escoger los cambios en la derivada, esto sugiere que, para obtener la señal aproximada a la forma de onda de la Figura 3.7., nosostros haremos uso de cierta información futura utilizando el principio de Predicción.

Considerando que la curva reconstruida es una aproximación de líneas rectas, el valor que será buscado después de algún

intervalo de tiempo puede siempre ser predecido por el sistema usado que se indica en la Figura 3.1.1.



F I G. 3.11
DOBLE INTEGRACION CON PREDICTOR

De este modo se puede hacer una extrapolación de la curva de puntos de la Figura 3.12 y, estos valores comparados con los valores de la función original. Si el valor de la extrapolación es más bajo que el requerido, una unidad es agregada a la derivada de la curva aproximada, la cual tenderá a ser la diferencia entre las dos pequeñas funciones. En esta forma la aproximación puede ser estable.

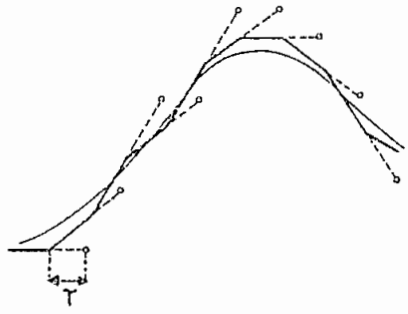


FIG. 3.12

En la grafica, la pendiente de la curva aproximada es aumentada o disminuida en una unidad de acuerdo al valor extrapolado de la curva aproximada (indicada por puntos entrecortados) es mas pequeño, o más grande que el valor original de la curva.

Este procedimiento puede ser ahora aplicado a un sistema eléctrico a ser implementado por un circuito RC dado en la Figura 3.13. Si construimos este circuito el cual genera el valor extrapolado de Y2(t) tal que:

$$Y3\ (t) = Y2\ (\ t + PT\ ) \qquad (\ 3.11\ )$$

Colocando esta malla en el lazo de realimentación a fin de decidir si la pendiente de la señal aproximada debería ser aumentada o disminuida en una unidad, es decir si el siguiente pulso debería ser positivo o negativo. Para esta voltaje extrapolado

$$Y2\ (\ t+PT) = Y2(t) + PT\ \frac{dY2(t)}{d(t)} \qquad (\ 3.12\ )$$

$$Y3 = y1(t) + PT\,Y1(t)$$

donde: Y2(t) representa el voltaje en el condensador C2.

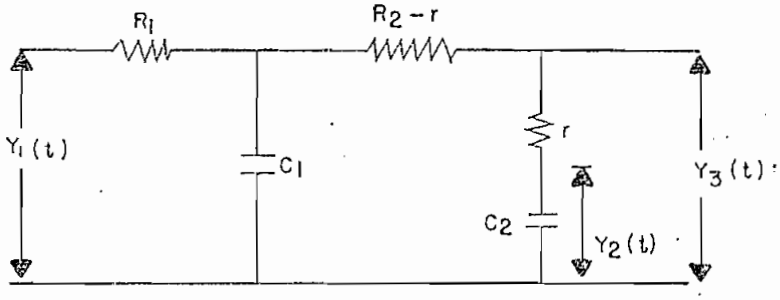


FIG. 3.13

CIRCUITO RC PARA DOBLE INTEGRACION CON PREDICCION USADO EN EL LAZO DE REALIMENTACION

Si i es la corriente a través de R2, tenemos que:

$$\frac{d\,Y2\,(t)}{dt} = \frac{i}{C2}$$

$$Y3\,(t) = Y2\,(t) + ir \qquad (3.13)$$

Comparando las ecuaciones:

$$PT = r\,C2 \qquad (3.14)$$

donde:

PT: es el tiempo de predicción

desde el punto de vista de información teórica el óptimo valor de PT es cercanamente igual al intervalo de tiempo entre dos pulsos.

3.2.3 Lazo de realimentación

Para el caso de doble integración, el circuito RC de la Figura 3.13 tiene la siguiente función de transferencia.

$$H(jf) = \frac{(1 + jf/fo)\, H(o)}{(1 + jf/fc1)\,(1 + jf/fc2)} \qquad (3.15)$$

asumiendo que $fc1 \ll f \ll fo$; y que $fo = fs/2\pi$

donde fc1, fc2 y fo son las frecuencias de corte respectivas, representadas en el diagrama de la Figura 3.15.

siendo:

$$fc1 = \frac{1}{2\pi R1\ C1\ (1 + C2/C1)}$$

$$fc2 = \frac{1}{2\pi R2\ C2 \left\{ 1 - \frac{1}{4}\left(1 + \frac{R1}{R2}\right)^2 \frac{R2C2}{R1C1} \right\}}$$

$$fo = \frac{1}{2\pi\ r\ C2}$$

y H (o) la ganancia dc del circuito

3.2.4 Decodificador

El decodificador es un sistema estable de lazo abierto, donde generalmente no se necesita usar un sistema de Predicción, como

el que se usó en el codificador, consecuentemente el decodificador consiste de dos integradores seguidos por un filtro pasabajos como se indica en la Figura 3.11.

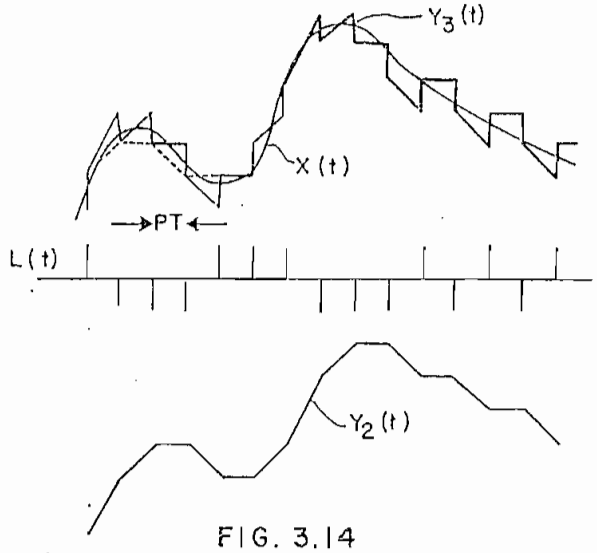


FIG. 3.14
SEÑALES DE UN SISTEMA DM CON DOBLE INTEGRACION (CON PREDICCION)

La Figura 3.14 nos muestra la señal de realimentación Y3(t) en el codificador y la señal Y2(t) en el decodificador o codificador, cuando es aplicado una señal x(t) arbitraria en el codificador. Notemos que la señal Y2(t) no contiene altas componentes de frecuencia los cuales si existen en Y3(t); además que Y2(t) es una cercana aproximación a x(t) con un retardo de PT segundos. La ausencia de predictor en el decodificador produce un mínimo efecto en la forma de onda a la salida del filtro pasa bajos, causando una leve

distorsión de fase.

3.2.5 Condición y característica de sobrecarga

El máximo incremento en la pendiente de Y2(t) es Δ/T (vol / s^2) que nos permite especificar la condición de sobrecarga por la ecuación:

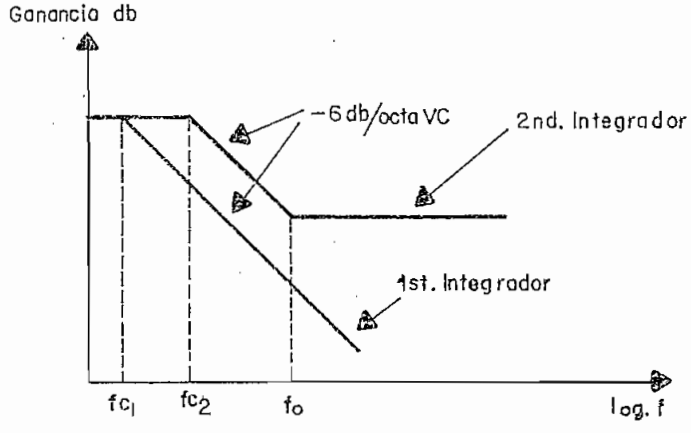
$$Es_m (2 \pi f)^2 = (\Delta / T) \qquad (3.16)$$

donde Es_m representa la máxima amplitud de la señal sinusoidal la cual no sobrecarga al codificador.

La característica de sobrecarga para un sistema DM con Doble Integración cae a - 12 dB/octeta, de acuerdo a la característica de frecuencia del circuito usado en el lazo de realimentación, que tiene una pendiente de -12 dB/octeta para bajas frecuencias, lo que implica que el codificador solamente es apropiado para señales cuyo espectro de frecuencia esta compuesto principalmente de bajas frecuencias.

A fin de obtener una característica de sobrecarga que caiga a 6 dB/octeta sobre la banda de mensaje con el objeto de que

sea bien apropiada para señales de voz cuyo espectro promedio decrece cercanamente desde los 800 Hz, hacemos que la ganancia del segundo integrador con Predicción tenga una característica como indica la Figura 3.15 de modo que la función de transferencia resultan-



F I G. 3.15

DIAGRAMA DE BODE PARA EL 1er. Y 2do. INTEGRADOR CON PREDICCION

te del circuito completo en el lazo de realimentación esta dado por la ecuación (3.15) donde H (o) es la ganancia d.c. del circuito.

El punto de corte en la característica es encontrado a una frecuencia fo para lo cual:

$$Wo\ PT = 1$$

$$PT = 1/(2\pi fo) \qquad (3.17)$$

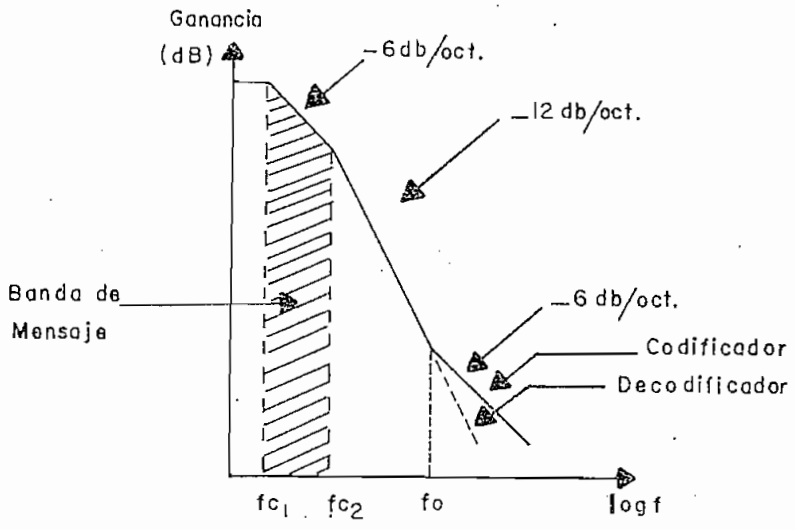


FIG.3.16

DIAGRAMA DE BODE PARA EL CODIFICADOR Y DECODIFICADOR

3.2.6 Relación señal ruido de cuantización

De acuerdo a la figura 3.16 muestra que el decodificador tiene un comportamiento similar a un simple integrador en la banda de mensaje, es decir que la característica cae a 6 dB/octava. Consecuentemente el cálculo del ruido de cuantización puede ser realizado considerando que el decodificador es un simple integrador seguido de un filtro pasabajos.

Usando similar razonamiento al expuesto en el literal 3.1.6. la potencia del ruido de cuantización Nq^2 es proporcional a la frecuencia de la banda de mensaje e inversamente proporcional a la frecuencia de muestreo de modo que:

$$Nq^2 \propto \frac{fc}{fs} \; y^3 (o)$$

si alteramos el tiempo de predicción PT, la frecuencia de muestreo deberá ser cambiada a fin de mantener la misma potencia del ruido de cuantización Nq^2; entonces:

$$Y3 (o) \propto \frac{\Delta' \, fc2}{fs}$$

reemplazando tenemos que:

$$Nq^2 = Cq \; \Delta'^2 \left(\frac{fc2}{fs}\right)^3 \qquad (3.18)$$

donde Cq' es una constante de proporcionalidad empírica, cuyo valor númerico es alrededor de 20.

La máxima amplitud Esm de la señal sinusoidal de entrada de frecuencia f a la salida del decodificador tiene un valor pico:

$$Esm \; 2\pi f = \Delta' \, fs \qquad (3.19)$$

El valor cuadrático medio $S^2 = E^2sm / 2$

entonces:

$$S^2 = \frac{f^2s}{8 \pi^2 f^2} \qquad (3.20)$$

de las ecuaciones (3.18) y (3.20) la relación señal ruido de cuantización esta dada por:

$$sqnr = \frac{1}{8\,\pi^2 Cq} \frac{f_s^5}{f_{c_2}^3 \; f^2} \qquad (3.21)$$

Aunque el valor de Cq es aproximadamente 60 veces más grande que Kq, la relación señal ruido de cuantización es más grande para doble integración que para simple integración.

3.3 SISTEMA DELTA SIGMA (D $\sum$ M)

La técnica de modulación " Delta Sigma "vista desde el punto de implementación emplea los mismos componentes funcionales que un modulador Delta Lineal, pero arreglados de alguna manera diferente.

Un modulador " Delta Sigma" lineal esta compuesto de un modulador Delta precedido por un integración, es decir el modulador codifica la integral de la señal de entrada x(t) como se indica en el arreglo de la Figura 3.17.

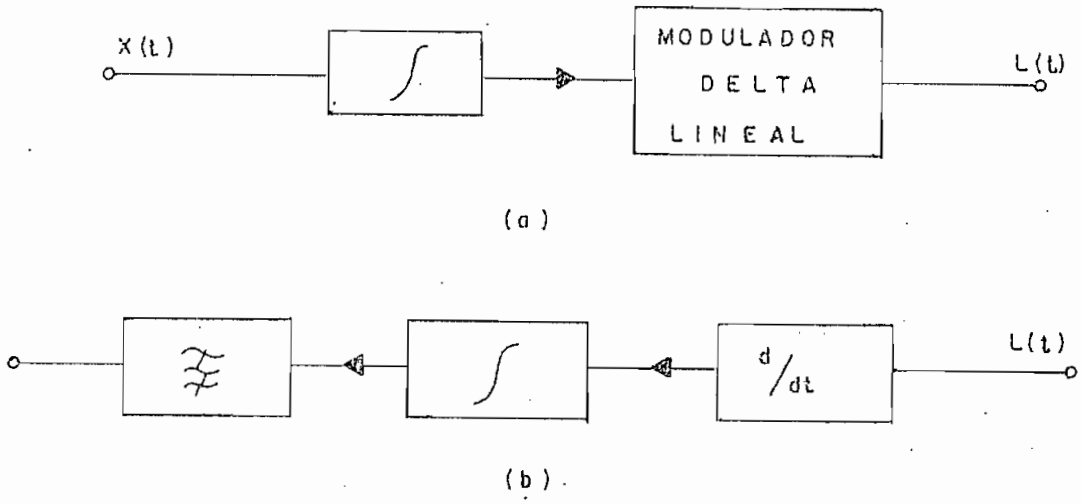


FIG. 3.17
SISTEMA DE MODULACION DELTA-SIGMA: a) codificador
b) decodificador

La recuperación de la señal de entrada x (t) involucra la suma de la diferenciación en el decodificador para compensar el efecto del integrador extra colocado antes de la entrada del codificador y un filtro pasabajos que reduce los efectos de cuantización.

Los dos integradores colocados en el decodificador pueden ser reemplazados por un integrador colocado después de la señal error, debido a que:

$$\int x(t)\,dt - \int L(t)\,dt = \int e(t)\,dt \qquad (3.22)$$

Una situación exactamente equivalente al Sistema de

Modulacíon Delta Sigma dada por la Figura 3.17, es el mostrado a continuación en la Figura 3.18.

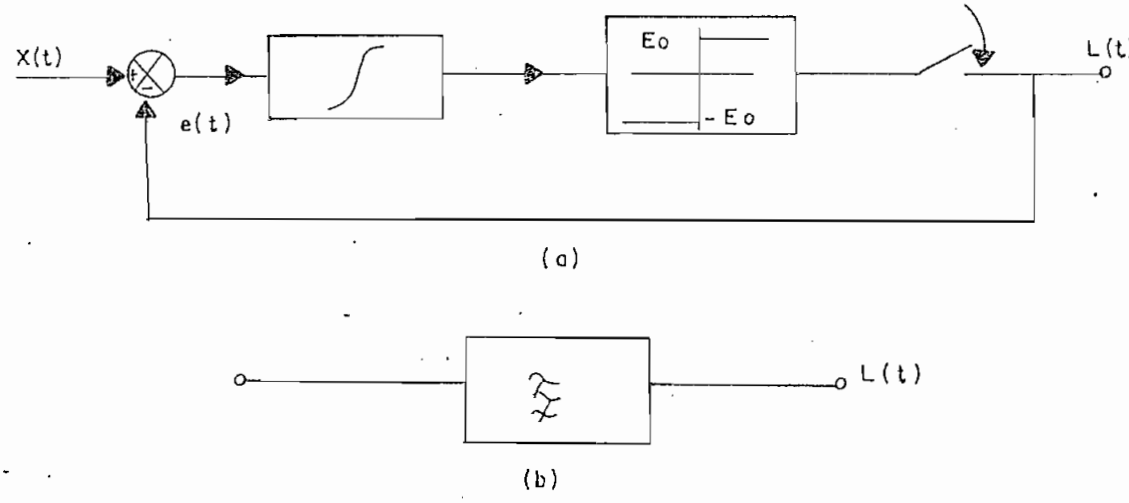


FIG. 3.18

REPRESENTACION ALTERNA DE UN SISTEMA DELTA-SIGMA

a) codificador b) decodificador

La integración toma lugar en el codificador, así a la salida, los pulsos llevan la información correspondiente a la amplitud de la señal de entrada.

La salida del pulso es realimentada a la entrada y restado de la señal de entrada; la señal diferencia es integrada para luego esta señal ser comparada en amplitud con una referencia predeterminada.

Si la señal diferencia integrada es positiva y más grande que la referencia, entonces a la salida aparece un pulso. Está realimentación negativa siempre mantiene la señal diferencia integrada cerca de la referencia, así los pulsos originados a la salida llevan los datos correspondientes a la amplitud de entrada.

La decodificación solo requiere rehacer la señal de entrada a partir de los pulsos, haciendo pasar a estos a través de un filtro pasabajos, sin ser necesario un integrador.

Para la señal de entrada $x(t) = Esm \text{ sen } 2\pi ft$

donde: $f > fsm$

$$\int x(t)\, dt = \int Esm \text{ sen } 2\pi ft\, dt$$

$$\int x(t)\, dt = \frac{Esm}{2\pi f} \cos 2\pi ft$$

justamente, esta señal es aplicada al modulador Delta, teniendo una máxima pendiente dada por:

$$\left| \frac{d}{dt} \left\{ \frac{-Esm}{2\pi f} \cos 2\pi ft \right\} \right|_{máx} = \left| Esm \text{ sen } 2\pi ft \right|_{máx} = Esm$$

La máxima pendiente con que la sinusoide a la salida del integrador produce sobrecarga es:

$$Esm = \chi' fs \qquad (2.23)$$

observemos que la característica de sobrecarga dada por la ecuación (3.23) es independiente de la frecuencia de la señal de entrada, consecuentemente el codificador es adecuado para un amplio rango de aplicaciones.

3.3.1 Rango de Amplitud

El rango de amplitud fue definido en la sección 3.1.3 Si $\chi'/2$ es la amplitud de la señal seno para lo cual justo se producen muestras intrínsicas; entonces la entrada correspondiente para el modulador Delta Sigma es:

$$\frac{\chi'}{2} \text{ sen } 2\pi ft = Est \text{ sen } 2\pi ft \quad dt$$

$$= \frac{Est}{2\pi f} \text{ sen}(2\pi ft - \pi/2) .$$

igualando tenemos que: $Est = \chi' \pi f$ (3.24)

y la amplitud máxima de la señal esta dado por la ecuación (3.23) de modo que el rango de amplitud es:

$$AR = \frac{Esm}{Est} = \frac{fs}{\pi f} \qquad (3.25)$$

3.3.2 Relación Señal-Ruido de Cuantización

El decodificador en un sistema Delta Sigma difiere del decodificador del sistema normal delta en que no existe integrador en el lazo de realimentación; como resultado de esto, es que en vez de la densidad espectral de ruido a la salida del decodificador existe la función de transferencia de potencia del integrador.

La densidad espectral de ruido de cuantización de un modulador Delta normal sobre la banda de mensaje es:

$$Snn(f) = \frac{kq\ \Delta'^2}{fs}$$

para un modulador Delta Sigma llega a ser:

$$Snn(f) = \frac{kq\ \Delta'^2}{fs}\ (2\pi f)^2 \qquad (3.26)$$

ya que la función de transferencia de potencia de un integrador es $1/(2\pi f)^2$ entonces el ruido de cuantización a la salida del decodificador es:

$$Nq^2 = 4\,\pi^2\,kq\,\frac{\Delta^2}{f_s}\int_0^{f_{c2}} f^2\,df$$

$$Nq^2 = \frac{4\,\pi^2}{3}\,kq\,\Delta^2\,\frac{f^3 c2}{fs} \qquad (3.27)$$

para una entrada sinusoidal que tiene una potencia $Es^2/2$ la relación señal ruido de cuantización esta dada por:

$$sqnr = \frac{Es^2/2}{\frac{4\,\pi^2}{3}\,kq\,\frac{f^3\,c2}{fs}\,\Delta^2}$$

$$sqnr = \frac{3}{8\,\pi^2\,kq}\,(fs/fc2)^3 \qquad (3.28)$$

La ecuación (3.28) ofrece una independencia entre la relación señal ruido de cuantizacíon y la frecuencia f de la señal de entrada.

3.4 SISTEMA ADAPTATIVO

Las limitaciones básicas de un sistema DM lineal se deben al estrecho rango dinámico producido por dos características inherentes al sistema. La primera el ruido granular o de cuantización producido por el tamaño finito del escalón, la segunda el ruido de pendiente introducido cuando el sistema no puede seguir a la señal de entrada. En consecuencia el modulador Delta tiene un solo

punto óptimo, es decir a la salida, donde la relación señal ruido de cuantización es máxima para una potencia de entrada dada.

Para sobrellevar estos problemas básicos es posible variar el tamaño del escalón del sistema en el lazo de realimentación en concordancia con el cambio de la señal de entrada. En consecuencia se tiene un esquema adaptativo.

El procedimiento involucra un circuito (procesador digital en el lazo de realimentación) tal que seleccione el inmediato tamaño del paso de cuantización con el fin de minimizar el error, es decir, la diferencia entre la señal codificada y decodificada.

Muchas señales tales como la voz no son estacionarias, el nivel de la voz varía durante la conversación y como es lógico las propiedades espectrales como también el nivel de potencia varian con el tiempo. En un modulador Delta diseñado para la codificación de la voz, la adopción del algoritmo deberá armonizar con las propiedades dinámicas de la voz. Con el fin de determinar tal algoritmo, el logoritmo del valor absoluto de las diferencias entre muestras consecutivas de la voz es analizado como una función del tiempo. El valor del logaritmo es la medida del tamaño del escalón en decibeles

que es requerido por el codificador a fin de seguir la forma de onda de la voz.

La estimación de la señal $\hat{x}(t)$ (Figura 3.19). es formada usando el siguiente algoritmo: si $L(kTs) = 1$ lo cual denota que $x(kTs) \geq \hat{x}(kTs)$ se incrementa $\hat{x}(t)$ por una cantidad o paso Δ' durante el intervalo $KTs + \tau < t < (k+1)Ts + \tau$ - Si $L(KTs) = 0$ lo cual denota que $x(kTs) < \hat{x}(KTs)$ se reduce $\hat{x}(t)$ por un paso Δ'. El tiempo de retardo es el tiempo requerido para convertir las variaciones de $L(t)$ en cambios de $\hat{x}(t)$. El algoritmo puede ser escrito en términos de los tiempos de muestreo KTs y $(k+1)Ts$.

$$\hat{x}\left[(k+1)Ts\right] = \hat{x}(kTs) + \Delta'\left[(K+1)Ts\right] \qquad (3.29)$$

donde $\Delta'\left[(K+1)Ts\right]$ es el tamaño del escalón y no representa una magnitud constante.

En el sistema descrito aquí $\Delta'\left[(k+1)Ts\right]$ está dado por:

$$\Delta'\left[(k+1)Ts\right] = \left|\Delta'(kTs)\right| L(kTs) + \Delta'_o L\left[(K-1)Ts\right] \qquad (3.30)$$

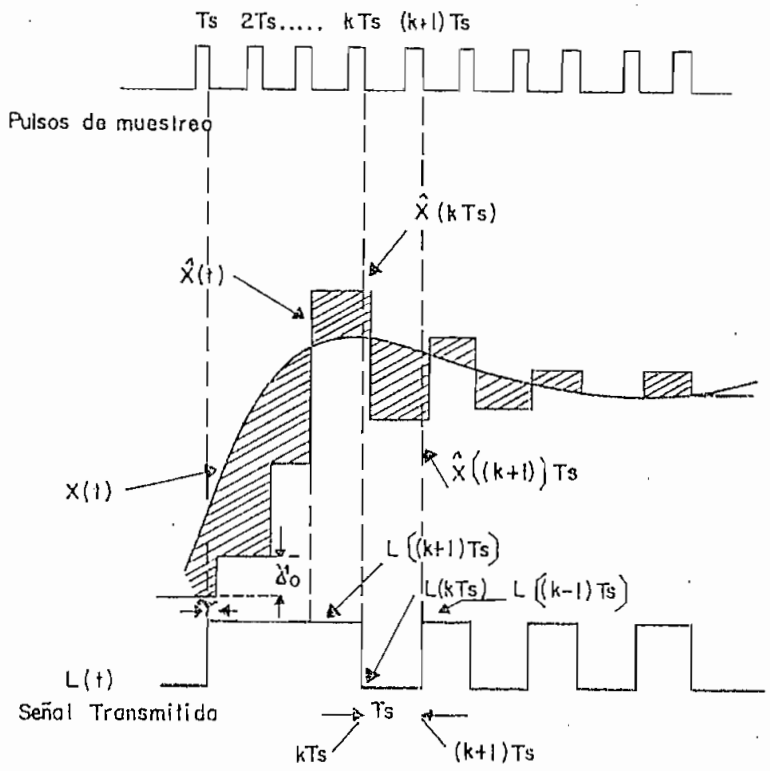


FIG. 3.19

CAPACIDAD DEL ADM PARA APROXIMARSE A LA DE ENTRADA

La Figura 3.19 nos indica el seguimento a la señal de entrada que denotamos mediante $\hat{x}(t)$, la cual resulta cuando $\Delta'[(k+1)Ts]$ es generado a través del algoritmo de la ecuación (3.30). Para verificar que $\Delta'[(k+1)Ts]$ es consistente con la ecuación debemos tener en cuenta que $\Delta'[(k+1)Ts]$ representa el salto de $\hat{x}(t)$ al tiempo $(kTs + \tau)$ donde τ es el tiempo de retardo introducido por el procesador digital.

Observé, sin embargo, que en el presente caso, que si la condición $x(t) > \hat{x}(t)$ persiste, el salto de $\hat{x}(t)$ llega a ser progresivamente más grande; por otro lado, cuando en respuesta a una pendiente grande de $x(t)$, $\hat{x}(t)$ desarrollo grandes saltos, que bien pueden requerir de un gran número de pulsos de reloj con el fin de que dichos saltos disminuyan su amplitud cuando estos no requieran ser grandes.

El sistema de modulacíon Delta adaptativa, aunque reduce el error de pendiente a expensas de incrementar el error de cuantización provee una gran ventaja para la transmisión de la voz

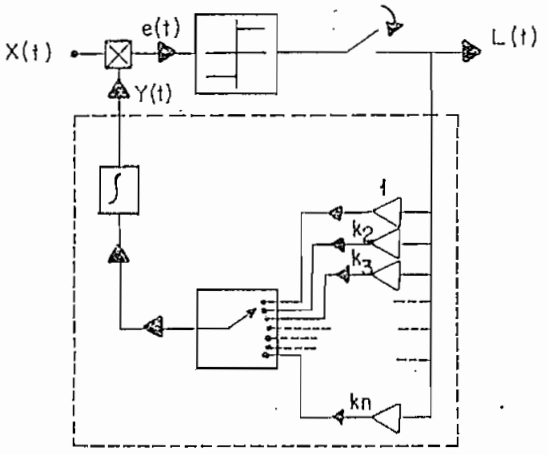


FIG. 3.20
CODIFICADOR DM ADAPTATIVO

Analizando el espectro de frecuencia de la voz, las espurias o impurezas en los componentes de frecuencia introducidas en la señal reconstruida debido al error de pendiente y sobrecarga son principalmente en el rango de bajas frecuencias, mientras que el error de cuantización introduce principalmente espurias en los componentes de alta frecuencia. La potencia de la voz que esta concentrada grandemente en los componentes, de baja frecuencia, los cuales deberían ser reproducidos sin contaminación alguna de ruido con el fin de preservar su intelegibilidad. Es por esto, que si pasamos la señal reconstruida a través de un filtro pasabajos, seremos capáces de discriminar las altas frecuencias debidas al error de cuantización sin degenerar materialmente la señal de la voz.

3.5 ALGUNAS COMPARACIONES Y APLICACIONES

Este punto trata de hacer algunas comparaciones entre los sistemas de transmisión digital. Esta comparación no puede ser tan comprensiva debido a que los métodos de codificación digital de la voz son marcadamente variados. Sus diferencias dependen principalmente de las propiedades de la señal de la voz y de la capacidad auditiva, caractéristicas que deben aprovecharse en el diseño del sistema. Más que otra cosa, lo que se tratará es de visualizar aspectos

básicos dados en este capítulo.

En vista de la estrecha relación que existe entre PCM y DM (DM, utiliza 1 bit del sistema PCM) mencionaremos ciertas características propias de cada sistema como también sus diferencias, para en la última parte dar paso a las comparaciones entre los diferentes sistemas de Modulación Delta.

- Ambos PCM y DM sus posibilidades son limitadas, la señal a ser transmitida no debe ser tan grande, mientras que en el receptor señales muy pequeñas no pueden ser distinguidas de la señal cero o del ruido.

- En PCM el ruido de sobrecarga se produce cuando la amplitud de la señal excede el máximo nivel del cuantizador, mientras que en DM se produce cuando la pendiente de la señal excede a la capacidad de pendiente que tiene el cuantizador.

- El rendimiento en PCM es limitado por la sobrecarga en la amplitud, por otro lado en DM el rendimiento

es limitado por la sobrecarga en la pendiente.

- En la transmisión de la voz, el número promedio de pulsos por segundo es constante (es igual a la mitad de bits transmitidos) y sin embargo, la señal DM contiene una componente d.c. constante. El espectro de la señal no contiene componentes a.c. a frecuencias más bajas que aquellas a las cuales la señal de la voz será transmitida, esto hace posible utilizar elementos capacitivos de acoplamiento en amplificadores para señales DM. Con PCM no existe una relación lineal entre el valor instantáneo de la señal de la voz y el número de bits en el código de grupo, de acuerdo a esto, la señal PCM contiene componentes a muy bajas frecuencias, lo cual complica el diseño de los amplificadores.

CUADRO COMPARATIVO DE SISTEMAS DM

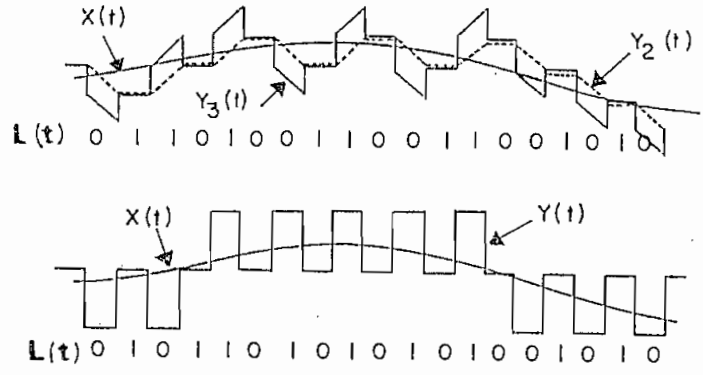
(CUADRO Nº 2)

PARAMETROS	SISTEMA MODULADOR				
	PCM	DM			
		SIMPLE INTEGRACION	DOBLE INTEGRACION	DELTA SIGMA	ADAPTATIVO
RANGO DE AMPLITUD	$a\,2^{n-1}$	$\frac{f_s}{\pi f}$		$\frac{f_s}{\pi f}$	
PENDIENTE DE SOBRECARGA		δf_s	δT	δf_s	
LAZO DE REALIMENTACION		RED LINEAL	RED LINEAL *		PROCESADOR DIGITAL
RUIDO DE QUANTIZACION	$\frac{a^2}{12}$	$k_q \frac{f_c}{f_s} \delta$	$C_q \delta^2 \left(\frac{f_{c_2}}{f_s}\right)^3$	$\frac{4\pi^2 k_q \delta^2}{3} \frac{f_{c_2}^3}{f_s}$	
RELACION SEÑAL-RUIDO	1.5×2^{2n}	$\frac{1}{8\pi^2 k_q} \frac{f_s^3}{f_c f^2}$	$\frac{1}{8\pi^2 C_q} \frac{f_s^5}{f_{c_2}^3 f^2}$	$\frac{3}{8\pi^2 k_q} \left(\frac{f_s}{f_{c_2}}\right)^3$	$\frac{1}{8\pi^2 k_q} \frac{f_s^3}{f_c f^2}$ **

* El codificador en estos sistemas son no lineales: mientras el decodificador es lineal.

** Relación Señal-Ruido (máxima) permanece aproximadamente igual que para un Sistema DM lineal.

n: Numero de bits en el código P.C.M.



F I G. 3.21
Comparación del comportamiento de codificación entre un sistema lineal DM y uno de doble integración para la misma señal de entrada.

La Figura 3.21 da una apreciación visual de porque doble integración que se muestra en la Figura 3.11, tiene una relación señal ruido de cuantización superior a la de simple integración. El tiempo de predicción es un período del reloj y el cambio total en Y3(t), es idéntico al cambio que se produce en la señal de realimentación y(t) de un sistema DM lineal que se indicó en la Figura 3.1. La secuencia binaria para simple y doble integración son diferentes cuando codificamos la misma señal x(t).

La señal decodificada Y2(t) en doble integración tiene componentes de baja frecuencia más pequeños que y(t), debido a que la primera se desvía menos de x(t) que la segunda, en otras palabras Y2(t) es adaptada cerca de x(t) en forma más simétrica que

y(t).

El cuadro No 2, nos da una idea global de los requerimientos que PCM y especialmente los que necesita DM para la codificación y decodificación de una señal.

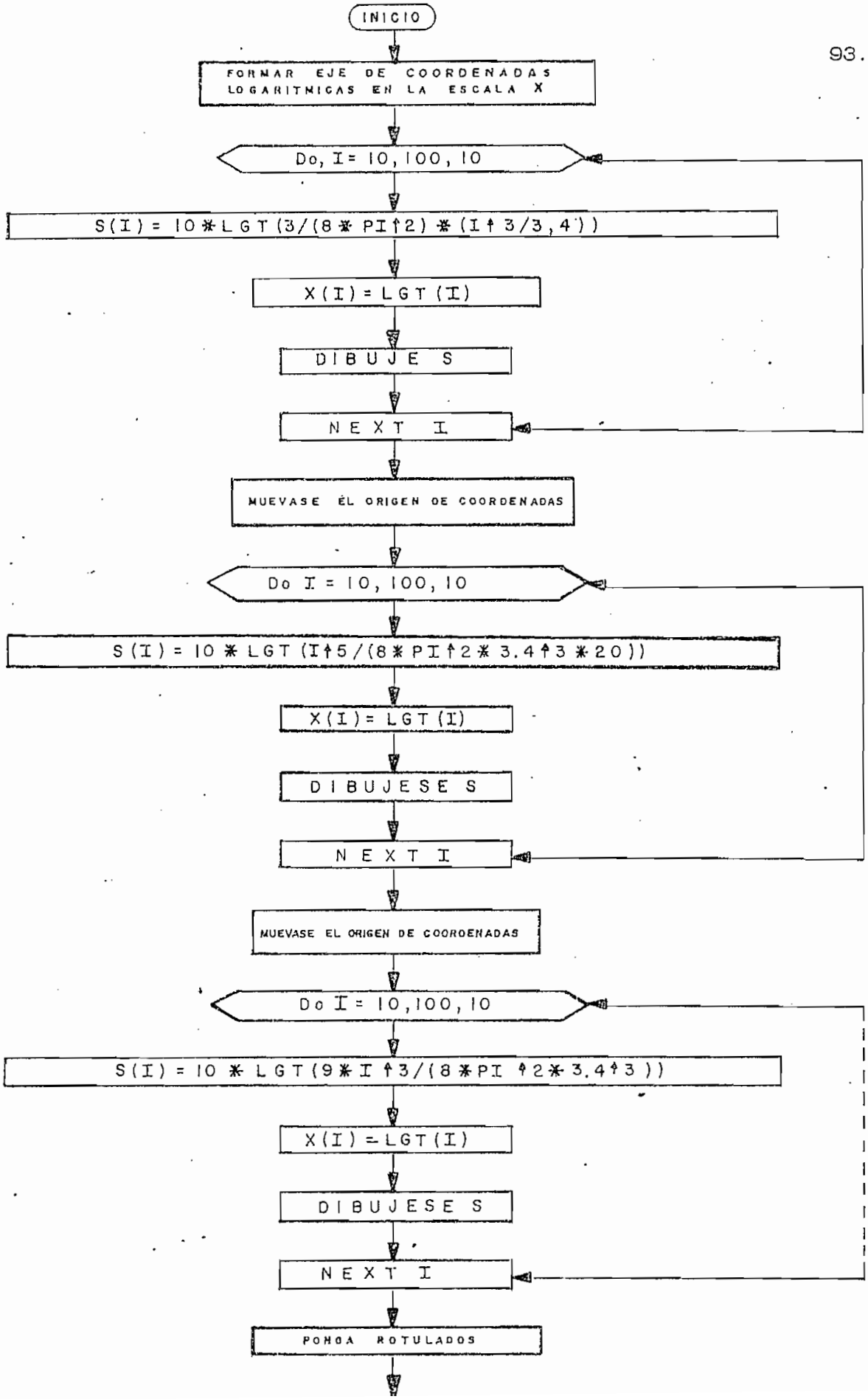
Para valores típicos de kq = 1/3, Cq = 20., la frecuencia de la señal de entrada a ser codificada f = 1kHz, utilizando el espectro de telefonía que usualmente es limitada a la banda de frecuencia entre 0 - 3.4 kHz (fc2); con las ecuaciones (3.10), (3.21), (3.28) y conocida la relación:

$$sqnr\ (dB) = 10 \log_{10} sqnr \qquad (3.31)$$

construimos un gráfico que nos indique la máxima relación señal ruido de cuantización en db, en función del logarítmo de la frecuencia de muestreo, para lo cual nos ayudamos del siguiente programa:

Estructuramos el respectivo diagrama de flujo, codificamos y corremos el programa con la ayuda de la Tektronic 4051 obteniéndose los resultados indicados en la Figura 3.22.

DIAGRAMA DE FLUJO



MAXIMA RELACION SEÑAL RUIDO DE CUANTIZACION

```
100 PAGE
110 DELETE X,S,I,Y
120 DIM X(110),S(200),Y(200)
130 WINDOW 1,2.03,20,60
140 VIEWPORT 20,120,20,96
160 FOR I=10 TO 90 STEP 10
170 X(I)=LGT(I)
172 X(I+10)=LGT(I+10)
174 MOVE X(I),20
180 RDRAW X(I+10)-X(I),0
190 RDRAW 0,1
200 RDRAW 0,-2
210 RDRAW 0,1
220 NEXT I
230 MOVE 1,20
240 RDRAW 0,20
241 RDRAW -0.01,0
242 RDRAW 0.02,0
243 RDRAW -0.01,0
244 RDRAW 0,20
245 RDRAW -0.01,0
246 RDRAW 0.02,0
247 RDRAW -0.01,0
251 MOVE 1,20
260 REM Fp=F1
270 REM Fe=F2
280 REM Fs=F3
290 REM Ka=K
300 REM sqrt=S
310 FOR I=10 TO 100 STEP 10
320 S(I)=10*LGT(3/(8*PI^2)*(I^3/3,4))
325 X(I)=LGT(I)
350 DRAW X(I),S(I)
360 NEXT I
361 MOVE 1,20
370 FOR I=10 TO 100 STEP 10
380 S(I)=10*LGT(I^5/(8*PI^2*3,4^3*20))
390 X(I)=LGT(I)
400 DRAW X(I),S(I)
410 NEXT I
415 MOVE 1,20
420 FOR I=10 TO 100 STEP 10
430 S(I)=10*LGT(9*I^3/(8*PI^2*3,4^3))
440 X(I)=LGT(I)
450 DRAW X(I),S(I)
460 NEXT I
465 HOME
470 END
```

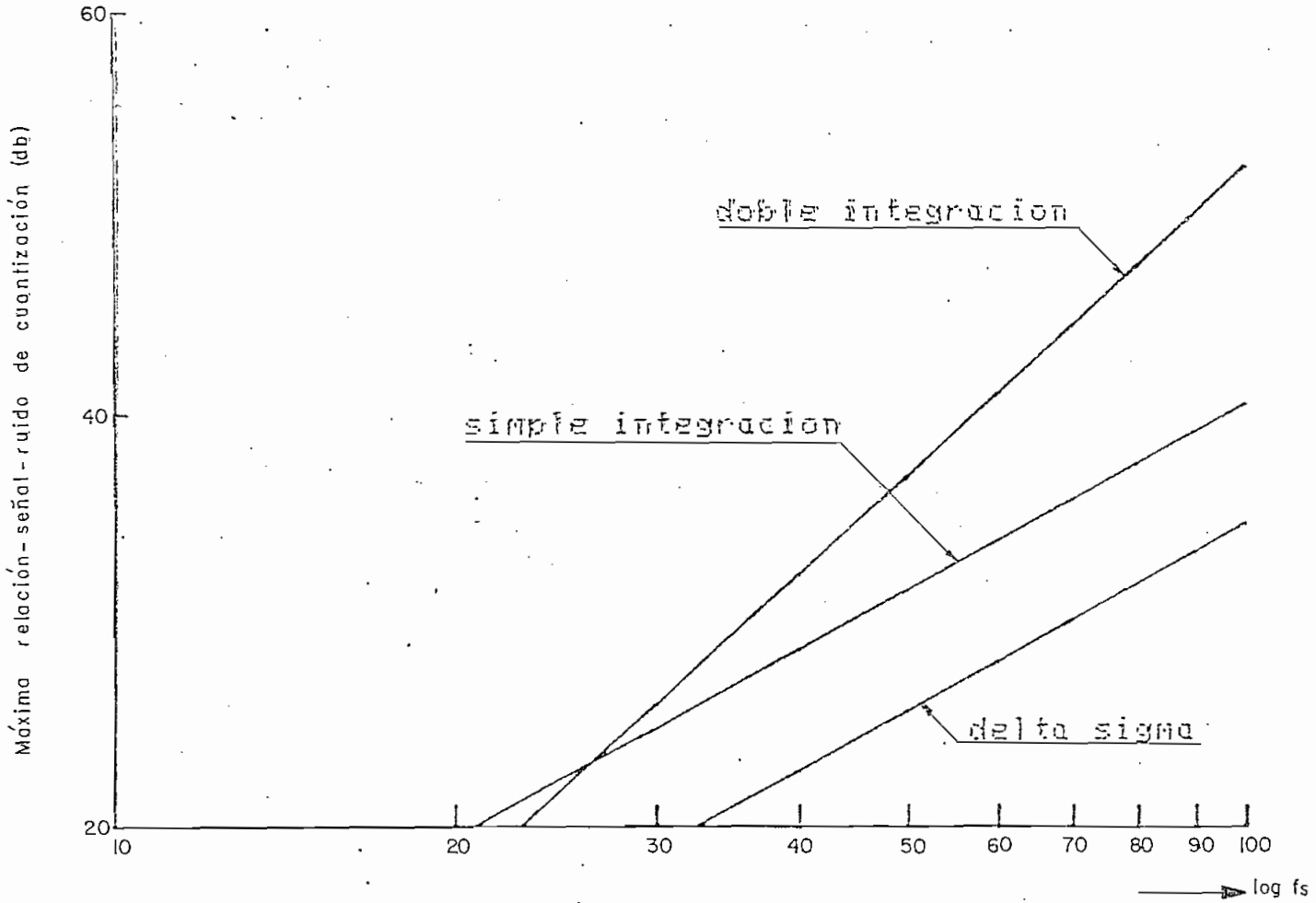


FIG. 3.22 MAXIMA RELACION:SEÑAL-RUIDO

Observando la Figura 3.22, confirmamos el hecho de que la relación señal ruido de cuantización para doble integración es pues más grande que la sqnr para simple integración, y un mejoramiento en la relación señal ruido es esperada con más pasos de integración

Para ADM, la sqnr es aproximadamente proporcional al cubo de la frecuencia de muestreo, mientras el incremento es exponencial para PCM (Ver cuadro No. 2)

APLICACIONES

En general DM aparece razonablemente como un cierto campo que encontrará un amplio rango de aplicaciones(más que en el pasado) y principalmente en las siguientes áreas.

- Una alta calidad en la transmisión digital y almacenamiento de la voz

- Se logra una aceptable calidad telefónica en la transformación digital de la voz a frecuencias de muestreo menores que aquellas usadas en sistemas PCM. Esto

puede ser de gran importancia en los satélites de comunicación del tipo PCM - FDM.

- Comunicaciones telefónicas a baja frecuencia de muestreo para aplicaciones militares

- Codificación de canales de una sola voz

- Aunque en un sistema DM ocupa mayor ancho de banda que en el caso de PcM, cuando el ahorro de espectro no interesa se puede pensar en el ahorro económico del receptor (aproximadamente en un 40% de la parte de recepción).

CAPITULO IV

4. FENOMENOS QUE DEGENERAN LA SEÑAL DM

En los sistemas modernos de portadores telefónicos, la señal transmitida por cable sobre distancias de 100 km son atenuadas 240 dB, es decir una relación de potencia de 10^{-24} veces. Pero además de ser atenuada, también la señal es distorsionada, la misma que puede consistir por ejemplo en ruido, cross talk de canales adjuntos y variaciones en el nivel de la señal. Estos efectos que por ellos mismos son pequeños, actúan a lo largo de todo el camino de transmisión, de tal forma que la última distorsión de la señal recibida es la acumulación de estos pequeños errores.

En líneas generales, existen dos tipos de interferencias a ser distinguidas, la interferencia que es inherente al sistema y la que es introducida en el curso de la transmisión. Si la interferencia permanece bajo un cierto valor mínimo, entonces la transmisión de la interferencia puede ser enteramente eliminada por el proceso de cuantización.

Propiamente un sistema de modulación delta constituye un conversor analógico-digital-analógico, como lo afirmamos anteriormente. Dicha conversión lleva inherente perdida de información al recuperar la señal análoga, aún en situación ideal; por lo tanto, esta señal no será una réplica exacta de la señal original de entrada. La diferencia entre ambas señales puede considerarse como ruido introducido por el proceso de conversión. Se mencionará factores importantes que vienen a degradar la calidad de la señal transmitida.

4.1 RUIDO GRANULAR

Consideramos ruido granular, como la diferencia entre la señal x(t) retardada un período de reloj y la señal a la salida del decodificador. Su aparición ocurre porque solo un número finito de niveles son posibles para representar la señal análoga de entrada durante

el proceso de codificación.

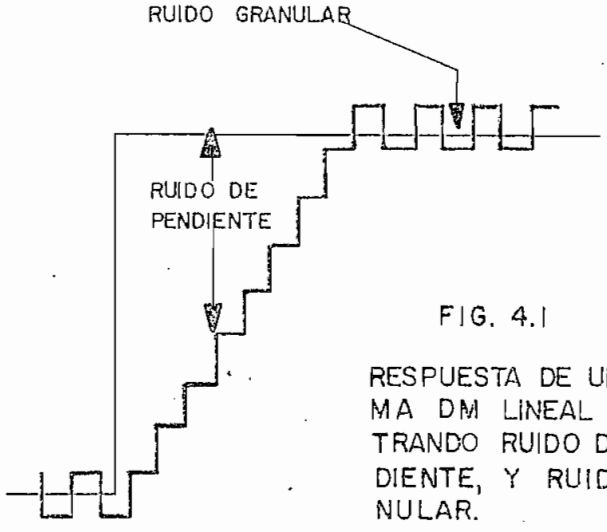


FIG. 4.1

RESPUESTA DE UN SISTEMA DM LINEAL MOSTRANDO RUIDO DE PENDIENTE, Y RUIDO GRANULAR.

Debido a su naturaleza aleatoria, este representará en verdad una componente indeseable a la salida del sistema, siendo a su vez dependiente del nivel de la señal de entrada. El cálculo del ruido granular en base a principios elementales resulta un problema complicado. En un inicio, sin embargo, podemos reconocer que esta relacionado con el paso de cuantización Δ, y que está dado por el valor pico a pico de la señal a la salida del decodificador, cuando la entrada al decodificador es una secuencia de pulsos rectangulares de amplitud $\pm$ Eo y una frecuencia fs/2. Considerando la

rápida caída de los altos armónicos a través del decodificador, el paso de cuantización esta dado por:

$$\Delta = \frac{8\ Eo}{\pi} \left| H\ (fs/2) \right| \qquad (4.1)$$

A fin de obtener la cantidad de ruido granular presente a la salida, el siguiente argumento es usado. Este asume que debido a su naturaleza aleatoria y conservando también su periodicidad fundamental fs/2, la densidad espectral de error debería tener la forma $(\sin x/x)^2$ con su primer cero en fs como indica la Figura 4.2.

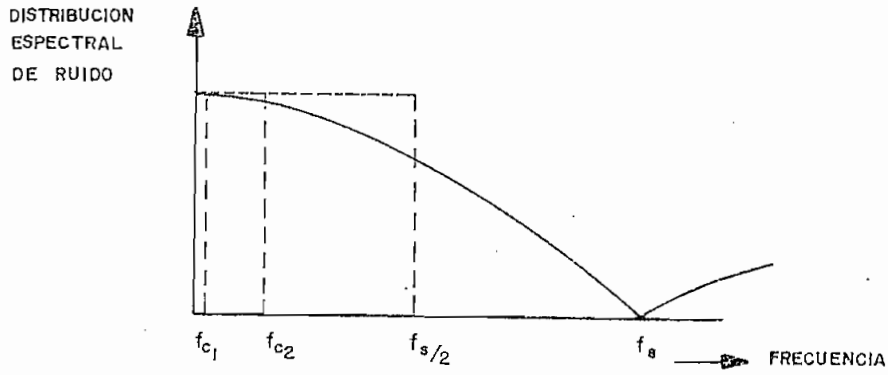


FIG. 4.2
DISTRIBUCION DE FRECUENCIA DE LA ENERGIA DEL RUIDO DE CUANTIZACION.

Así, el ruido granular que aparece a la salida del decodificador, puede ser expresado como su potencia media dada por:

$$Ng^2 = k \; \Delta^2 \; \frac{2Bw}{fs} \qquad (4.2)$$

donde Bw es el ancho de banda y k es el factor de corrección de la potencia media del error cuando la señal no es cero. Sustituyendo (4.1) en (4.2) llegamos a:

$$Ng^2 = k \; \frac{128}{\pi^2} \; Eo^2 \left| H(fs/2) \right| \frac{Bw}{fs} \qquad (4.3)$$

que nos da la idea de la magnitud del ruido granular.

4.2 RUIDO DE PENDIENTE

El ruido de pendiente, por otro lado puede ser descrito como una distorsión correlacionada con la señal, ya que su signo y amplitud están relacionados con la pendiente de la señal. De esto resulta, si se piensa que, cuando el sistema se encuentra bajo sobrecarga, la señal $\hat{x}(t)$ se hace independiente de la señal de entrada $x(t)$. Ocurre ruido de pendiente, siempre y cuando la pendiente de la señal análoga de entrada exceda la máxima pendiente que el sistema sea capaz de reconstruir.

El análisis del ruido de pendiente se presenta dificultoso aunque se recurra a los modelos más simples de la modulación Delta. Para este análisis nos limitaremos a indicar un modelo denominado "circuito limitador de pendiente" que provee una estimación más fácil de la aparición del ruido de pendiente.

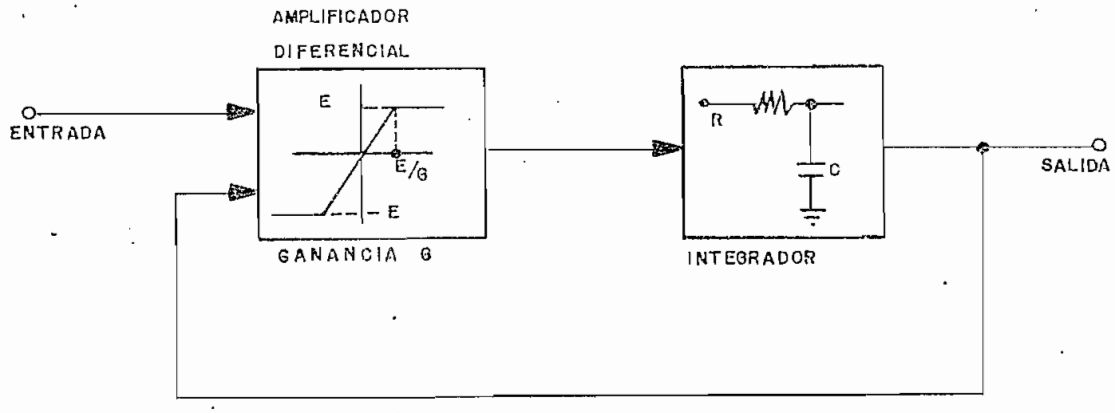


FIG. 4.3 MODELO LIMITADOR DE PENDIENTE

Si la derivada de la señal es mayor en valor absoluto que E, el modulador delta es incapaz de seguir la señal produciéndose consecuentemente ruido de pendiente como se indica en la Figura 4.4., caso contrario si no se produce (la derivada de la señal es en valor absoluto menor que E) se obtiene así la señal de salida idéntica a la señal de entrada, claro está en ausencia del ruido de cuantiza-

ción.

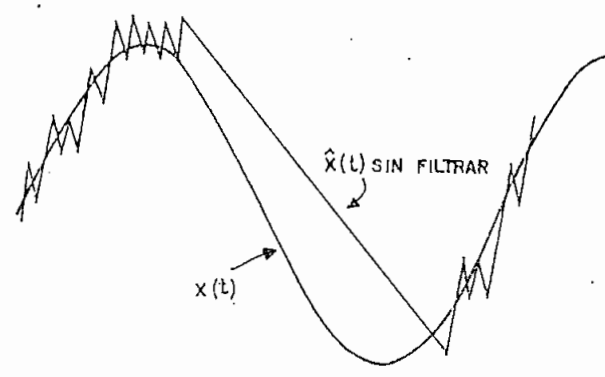


FIG.- 4.4 SEÑAL DE ENTRADA, SEÑAL DE SALIDA DEMODULADA

4.3 ALINEARIDAD

Básicamente en un Sistema de Modulación Delta. si la señal de salida es la réplica exacta de la señal análoga de entrada, de manera que no exista pérdida alguna de información durante el proceso de transmisión no vendría al caso de hablar de Alinearidad. Lastimosamente en el sistema se presenta efectos indeseables tales como la distorsión por Alinearidad objeto de estudio en este punto.

El término alinearidad esta estrechamente vinculado con el ruido de pendiente, en consecuencia esto es función de la pen-

diente de sobrecarga. En el gráfico de la Figura 4.5, observamos la forma de onda de la señal demodulada y el error de cuantización para los casos indicados.

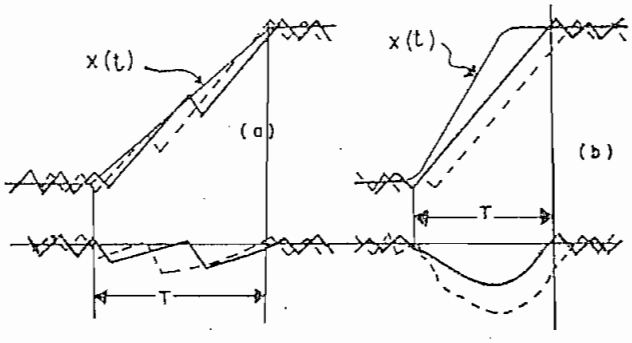


FIG. 4.5 FORMAS DE ONDA MODULADA

a) Con pendiente ligera

b) Pendiente grande - errores de cuantización.

Cuando la pendiente de la señal no es muy elevada caso (a) de la Figura 4.5, el error de cuantización tiene una forma de onda periódica parecida a un diente de sierra en la región de transición;cuando la pendiente de la señal excede a la máxima pendiente a la cual el sistema puede reconstruir la señal, caso (b) el error de cuantización tiene la forma de pulsos unipolares. En el caso de que las señales son codificadas bajo diferentes condiciones iniciales las formas de onda de las señales se indican con las líneas punteadas en la misma figura. Principalmente en el un caso se cambia la fase,

mientras que en el otro es notorio el cambio de amplitud. Cuando el sistema no tiene una pendiente muy empinada (alta) el error es suavizado al pasar por un filtro pasabajo, manteniéndose aún la variación de amplitud que llamamos alinearidad.

La alinearidad estará permitida si la pendiente de la señal de entrada es limitada a una pendiente ligeramente más baja que la pendiente que produce sobrecarga en el sistema anterior.

Para prevenir la alinearidad, hacemos referencia al punto anterior; exactamente al circuito limitador de pendiente Figura 4.3, el cual está compuesto de un amplificador diferencial con una malla integradora RC . La señal o la salida del integrador es transmitida como señal del limitador de pendiente. El amplificador diferencial tiene una ganancia lineal G para pequeñas señales y la salida es saturada a $\pm$ E para grandes señales. Para señales de bajas (suaves) pendientes el nivel de la diferencia de la señal no logra saturarse y el circuito opera como un amplificador lineal con una función de transferencia igual a:

$$H(s) = \frac{G}{1+G} \left(1 + S \cdot \frac{RC}{1+G} \right)^{-1} \qquad (4.4)$$

Si la Ganancia G es suficientemente más grande que $|S.RC|$ y $G >> 1$, H (s) es la unidad. Cuando la amplitud de la señal de entrada cambio rápidamente el amplificador diferencial es saturado. La rata de cambio de la amplitud de salida es limitada desde un valor determinado hasta el voltaje $\pm$ E.

Si E es mucho más grande que el nivel de la señal la máxima pendiente a la salida del limitador de pendiente está dado por E / RC, asegurando de este modo que no se produzca el fenómeno de Alinearidad.

4.4 OTROS FACTORES QUE DEGENERAN LA SEÑAL DM.

El ruido intrínsico de canal es el ruido producido a la salida del sistema (asumiendo el menor error posible en la transmisión), cuando la señal de entrada esta ausente o solo consiste de ruido térmico. La condición para producir ruido intrínsico de canal cuando la señal de entrada es cero es que el tamaño de los pasos del cuantizador sean desiguales con lo cual el proceso de codificación y decodificación es asimétrico.

La sola presencia del ruido intrínsico degrada el rendimiento del codificador. Afortunadamente este ruido puede ser reducido a cero o a proporciones despreciables con un adecuado diseño

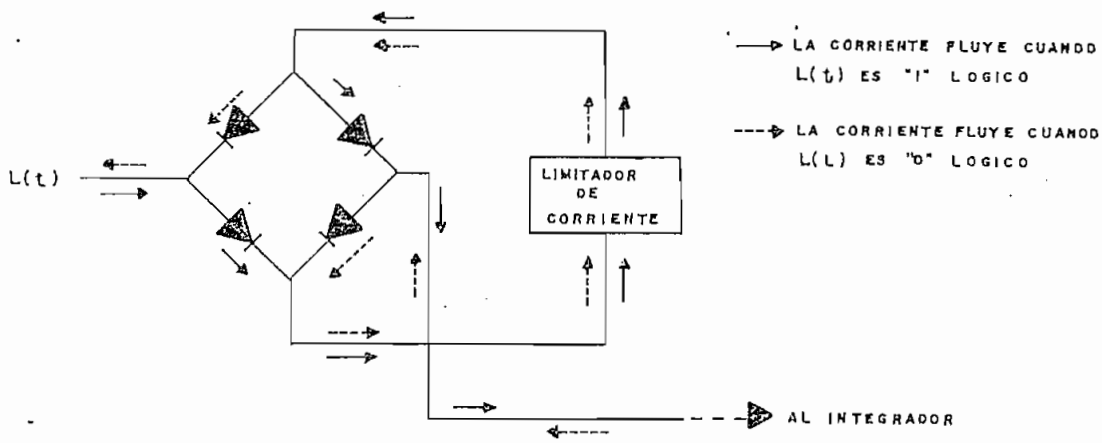


FIG. 4.6 CIRCUITO RECOMENDADO PARA ELIMINAR IDLE CHANNEL NOISE

El ruido intrínsico de canal puede ser eliminado por el circuito de la Figura 4.6 que debe ser colocado entre la salida del codificador y la entrada al integrador en el lazo de realimentación. La corriente es swicheada a través de un puente de diodos. De esta forma se asegura que las magnitudes positivas y negativas de la corriente aplicadas al integrador sean idénticas. El circuito limitador de corriente puede tener una corriente de efecto de campo

del diodo limitador O un simple circuito que use transistores bipolares y que provea la misma función. Cualquier desbalance puede ser facilmente eliminado usando un lazo de control entre los terminales.

Por otro lado, cabe mencionar que este tipo de modulacíon está sujeto a otra clase de ruido, que no tiene mayor influencia en el sistema, este es el ruido periódico, el cual depende del nivel dc. de la señal de entrada y que solamente es comparable con el ruido de cuantización cuando la relación f muestreo / f corte es pequeño.

CAPITULO V

5. EXPERIMENTACION EN EL LABORATORIO - MONTAJE DE UN SISTEMA DM

5.1 CODIFICADOR

En un sistema de modulación DM, el codificador convierte la señal análoga de entrada, sinusoidal en este caso o una señal digital. En definitiva lo que se realizó es una conversión análoga-digital A/D, logrando de esta manera que la señal digital L (t) contenga la información transmitida en un principio. El diagrama de bloques del codificador esta representado en la Figura 5.1. en el se pueden diferenciar las dos etapas de que consta el codificador.

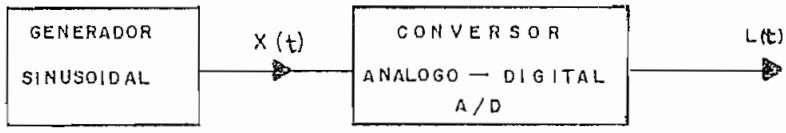


FIG. 5.1

DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CODIFICADOR.

5.1.1 Señal de Entrada.

Características

A efectos de estudio del sistema, la señal de voz o la señal telefónica puede ser sustituida por una señal de prueba sinusoidal de las siguientes especificaciones:

Frecuencia : 1KHz

Amplitud : 1.5 voltios pico-pico

Generamos la señal sinusoidal mediante el circuito de la Figura 5.2, el cual utiliza el integrado:

XR - 2206

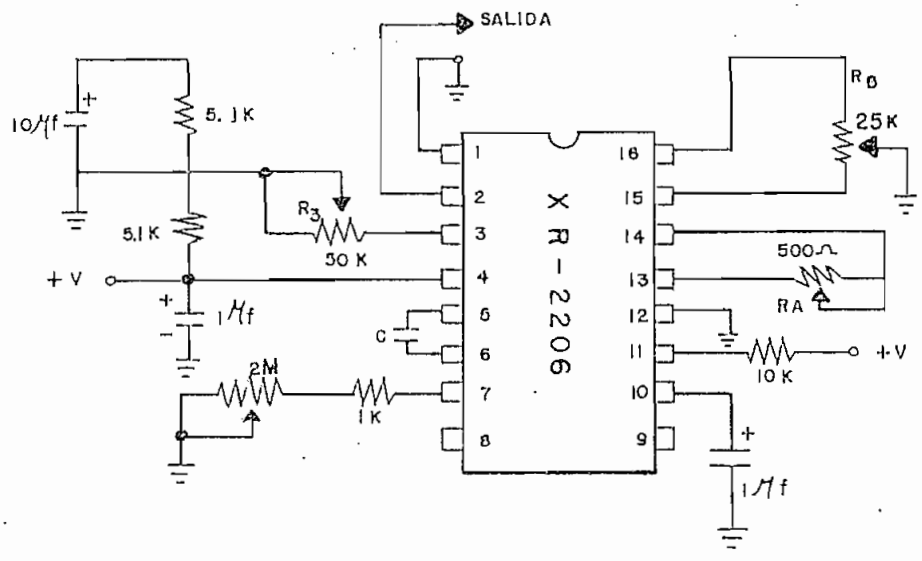


FIG. 5.2
GENERADOR SINUSOIDAL

La frecuencia de operación del integrado, fo, es determinada por un condensador C conectado a través de las terminales 5 - 6 y por una resistencia R conectada al terminal 7. R y C son elementos externos al circuito integrado. La frecuencia de oscilación es dado por:

$$fo = \frac{1}{RC} \quad (Hz) \qquad (5.0)$$

y puede ser ajustado mediante la variación de R o C. Se recomienda valores de C entre 1000 pf y 100 μf.

La variación del potenciometro R_A nos provee la forma de onda sinusoidal, mientras la variación de R_B da un ajuste fino de la simetría de la señal sinusoidal. El procedimiento de calibración o ajuste es el que sigue:

1. Colocamos R_B en el punto medio de su valor y ajustamos R_A para mínima distorsión.

2. Con R_A colocado como se indica arriba, ajustamos R_B de modo que se reduzca aún más la distorsión

Por otro lado la máxima amplitud de la señal a la salida es inversamente proporcional al valor de la resistencia externa R3 conectado al terminal 3. Para la señal sinusoidal la amplitud es aproximadamente 60 mv pico por cada KΩ de R3. Así por ejemplo si R3 = 50 KΩ tendremos; aproximadamente $\pm$ 3v en la amplitud de la señal a la salida.

5.1.2 Alimentación

La fuente de poder utilizada da + 5 volt. a 1 amperio para circuiteria digital, y provee además de + 15 y -15 volt. a 0.5

amperios para circuiteria lineal (amplificadores operacionales)

Las características de la fuente utilizada van en concondancia con las especificaciones eléctricas (alimentación) de cada uno de los "chips" utilizados.

XR - 2206	OV - 15 volt
MC 3418	OV - 5 volt
741	+ 15v - -15 volt.

Todas las fuentes son reguladas y la corriente limitada para un máximo rendimiento y seguridad.

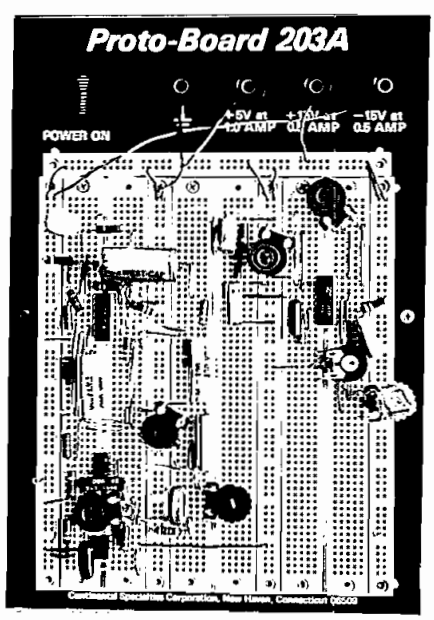


Fig. 5.3. Alimentación utilizada

5.1.3 Circuito codificador. Elemertos usados

Un modulador Delta básico, consiste en un comparador en el camino directo y un integrador en el lazo de realimentación. Las entradas al comparador son la señal análoga de entrada y la salida del integrador. El comparador considera el signo de la diferencia entre el voltaje de entrada y la salida del integrador. El signo del bit es la salida digital y que también controla la dirección de la pendiente del integrador. El comparador es normalmente muestreado de modo que produce un flujo digital sincrónico de bits.

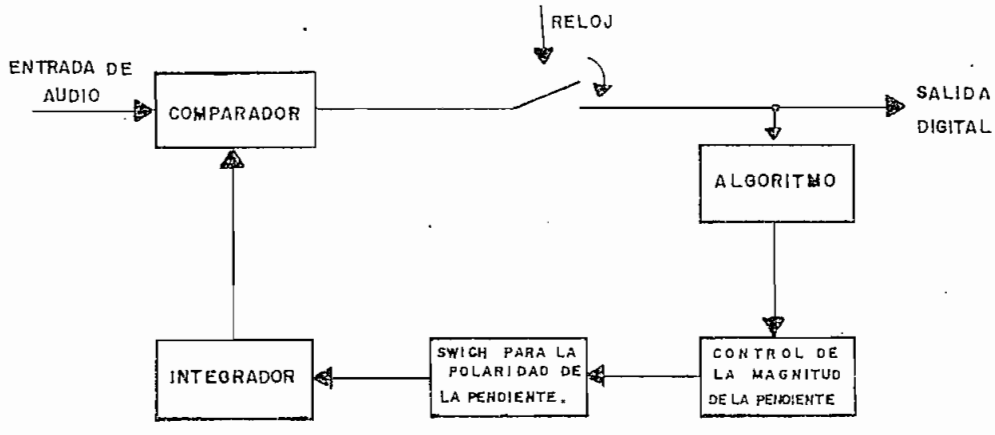


FIG. 5.4

DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CODIFICADOR UTILIZANDO EL CIRCUITO INTEGRADO MC 3418

La señal análoga debe ser de banda limitada y amplitud limitada. Las limitaciones de frecuencia están dadas por la frecuencia de Nyquist, mientras que la capacidad de amplitud es dado por la ganancia del integrador.

Para un nivel de señal, una ganancia específica obtendrá un óptimo nivel de ruido. Desafortunadamente, un sistema básico DM tiene un pequeño rango dinámico sobre el cual, el nivel del ruido es constante.

Un circuito adicional y externo a un sistema DM básico que permite incrementar el rango dinámico es un algoritmo, el cual analiza el valor de las últimas salidas y decide el valor de la próxima salida mediante el control de la ganancia del integrador, de esta manera se obtiene una medida del nivel promedio de entrada que es lo que se necesita.

Para el diseño del codificador básico de la Fig. 5.4. se debe considerar y seleccionar la frecuencia de muestreo, la ganancia del lazo de realimentación, el mínimo valor de Δ, y un cuidadoso diseño del integrador.

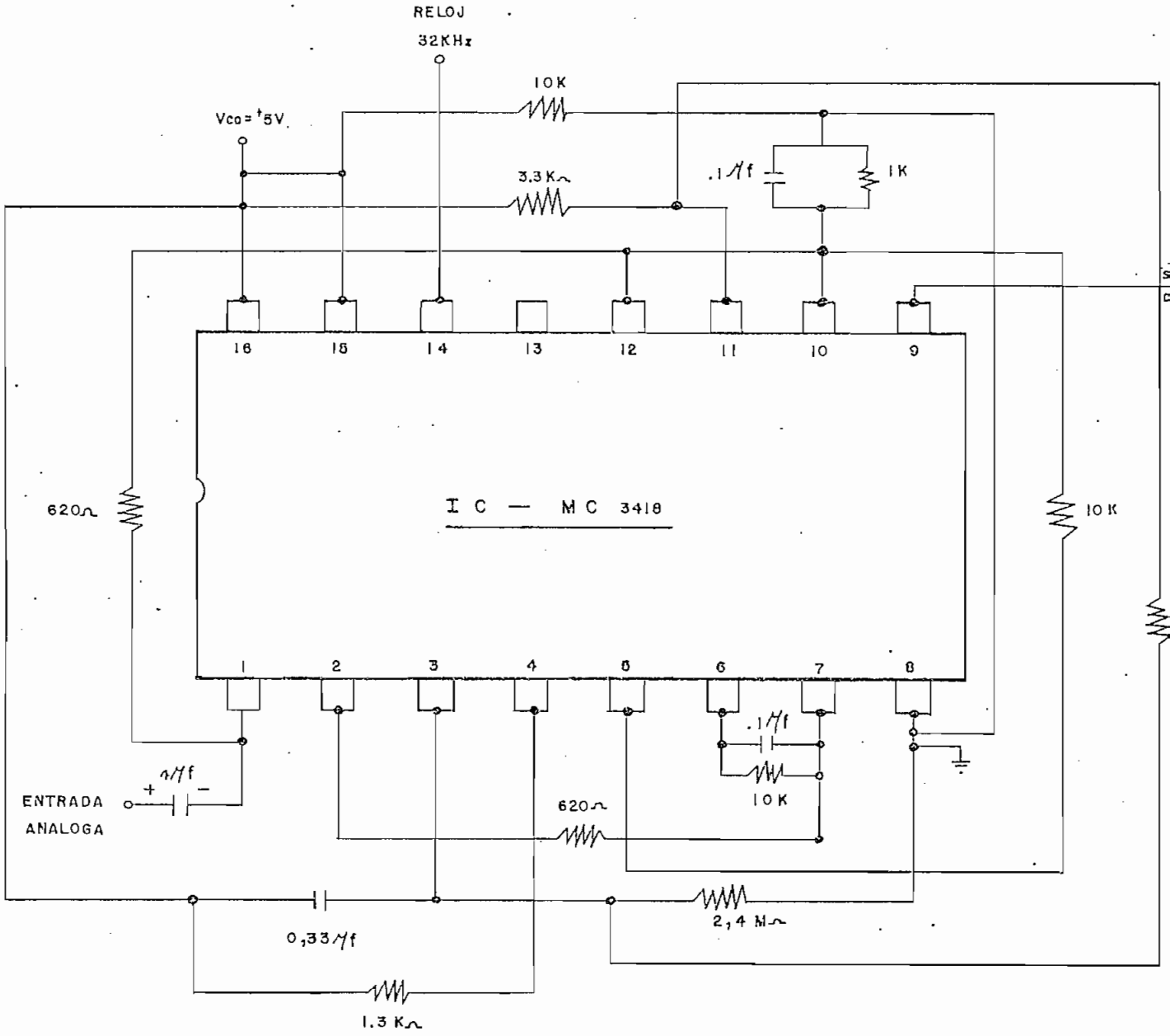


FIG. 5-5 CIRCUITO UTILIZADO PARA EL CONVERSOR A/D

En la Figura 5.5. se indica el circuito utilizado para el codificador. Las características eléctricas como también la descripción de cada uno de los "pins del chip" se adjunta al final en el apéndice.

5.1.4 Forma de onda de las señales (Analógica/Digital)

Las formas de onda de las señales permitirán realizar las comparaciones de los resultados obtenidos con aquellos datos recogidos de manera teórica, es por esto, que se ha puesto especial interés en mostrar las formas de onda en los diferentes puntos del circuito.

En un inicio, se mostrará en la Figura 5.6 (a) el tren de pulsos de muestreo enviados desde un generador Hewlett Packard con salida 600 Ω . Los pulsos serán recurrentes de período 32 μs y con un voltaje aproximado de 5 vdt , que muestrearán la señal de entrada portadora de información.

Haciendo que el codificador se encuentre en estado estable, es decir que no exista señal de entrada, la señal binaria a la salida del codificador tiene cercanamente una forma de onda cuadra-

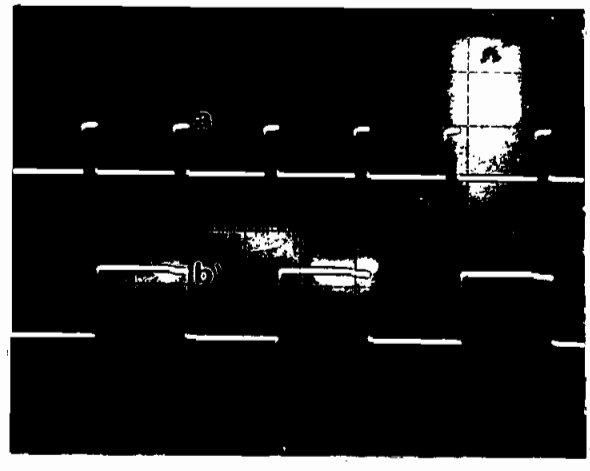


Figura 5.6. a) Tren de pulsos de muestreo
voltaje: 5 volt/div. tiempo: 20 μs/div

b) Señal binaria a la salida del decodificador
voltaje 0.5 vol/div; tiempo: 20 μs/div.

da con un período de 2/fp = 64 μseg y al amplitud 0.65 volt. como se establece en la Figura 5.6 (b).

A continuación se puede apreciar en la Figura 5.7 (a) la señal de entrada x(t) que simulará la información a ser transmitida y que será muestreada por el tren de pulsos.

Debido al lazo de realimentación existente en el circuito, la señal y:(t) tratará de seguir a la señal de entrada y solo se diferenciará de aquella, en la señal error e(t). La señal y(t) tiene una pendiente que varía continuamente dando origen a la señal binaria

digital L(t) a salida del codificador de modo que si lo pendiente es positivo la señal es cero (bajo de "1" → "0"), mientras que si la pendiente es negativa, la digital está en uno (sube de "0" → "1").

La Figura 5.7 nos da la interpretación completa del proceso de conversión analógica-digital.

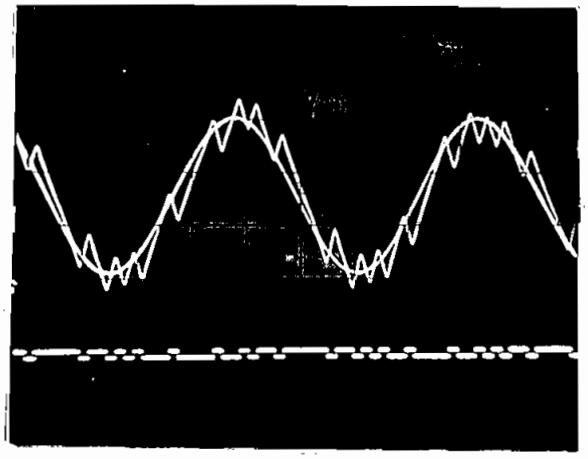


Figura 5.7. a) Señal de entrada x(t)
volt: 0.5 col/div; tiempo: 0.2 ms/div
b) Seña y(t) en el lazo de realimentación
volt: 0.5 volt/div, tiempo: 0.2 ms/div
c) señal binaria digital L(t)
volt: 5 volt/div; tiempo 0.2 ms/div.

5.2 DECODIFICADOR

En la transmisión digital de pulsos, en el terminal de recepción debemos tener un circuito decodificador que nos permite convertir la señal digital transmitida por el codificador en una señal análoga, siendo ésta con sus correspondientes limitaciones una fiel reproducción de aquella señal de entrada x(t) portadora de toda la información a ser transmitida. En definitiva lo que se realiza es un procedimiento similar al efectuado en el codificador pero contrario en el sentido de que corresponde a una conversión digital-Análoga D/A. En la Figura 5.8 se observa el diabrama de bloques del decodificador, en el cual se diferencia 3 etapas fundamentalmente.

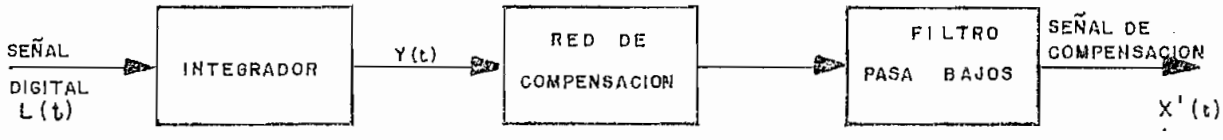


FIG. 5.8
DIAGRAMA DE BLOQUES DEL DECODIFICADOR.

5.2.1 Señal transmitida (entrada)

Asumiendo el menor error posible en el camino o canal de transmisión, la señal transmitida por el codificador, vendrá

a ser la señal de entrada al decodificador. Señal que será procesada y que en último término será la portadora de la información que en un inico le fue suministrada al sistema de modulación DM.

5.2.2 Circuito utilizado. Elementos y Características

En la Figura 5.9 se muestra un circuito integrador, el que utiliza un amplificador operacional (741) para forzar una misma corriente a través de R1y y C1, el integrador ideal produce una salida de voltaje lo cual es proporcional a la integral del voltaje de entrada. En otras palabras la salida es proporcional al producto de la amplitud y a la duración de la señal de entrada.

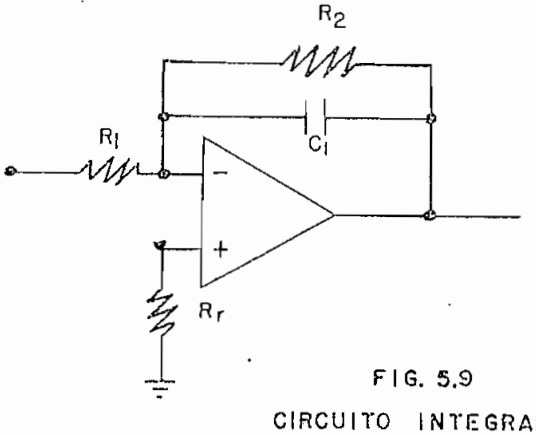


FIG. 5.9
CIRCUITO INTEGRADOR

el voltaje en el capacitor es:

$$V_{C_1} = \frac{1}{C_1} \int_{t_0}^{t} i_{C_1}\, dt + C_0 \quad ; \quad C_0 = 0$$

donde i_{ci} es la corriente del capacitor.

Ya que i_{ci} es igual a la corriente de entrada i_{in}

e:

$$i_{in} = \frac{Vi}{Ri}$$

$$Vci \approx Vo$$

$$Vo = \frac{-1}{R1\ C1} \int_{0}^{t} Vi\ dt \qquad (5.1)$$

esto es equivalente a decir:

$$\frac{dvo}{dt} = \frac{-Vin}{R1\ C1} \qquad (\text{la pendiente})$$

El término 1/ R1 C1, debería ser igual a la mínima frecuencia de entrada esperada, así que:

$$R1C1 = \frac{1}{2\pi fmin} \qquad (5.2)$$

El segundo bloque del circuito es una red de compensación(adelanto de fase) colocada a la salida del integrador con el objeto de tener aceptable respuesta de frecuencia de la señal recu-

perada. La función de transferencia de compensación del adelanto de fase puede obtenerse con la red mostrada en la Figura 5.10.

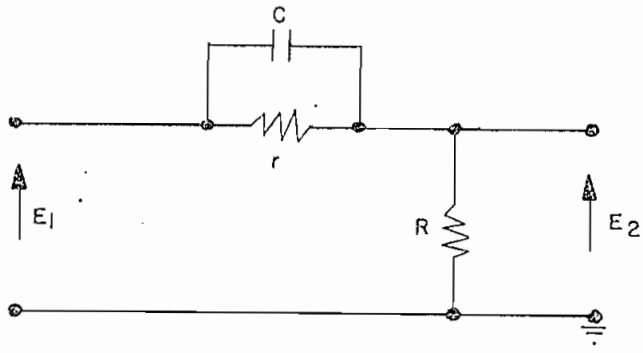


FIG. 5.10 RED DE COMPENSACION

La función de transferencia de la red es:

$$G(s) = \frac{E_2(s)}{E_1(s)} = \frac{R_2}{R_2 + \left\{ R_1 (1/CS) \big/ \left[R_1 + (1/CS) \right] \right\}}$$

$$G(s) = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \frac{(R_1 CS + 1)}{\left\{ \left[R_1 R_2 / (R_1 + R_2) \right] CS + 1 \right\}}$$

Con la red de la Figura, obtenemos una característica de adelanto de fase como se indica en la Figura 5.11.

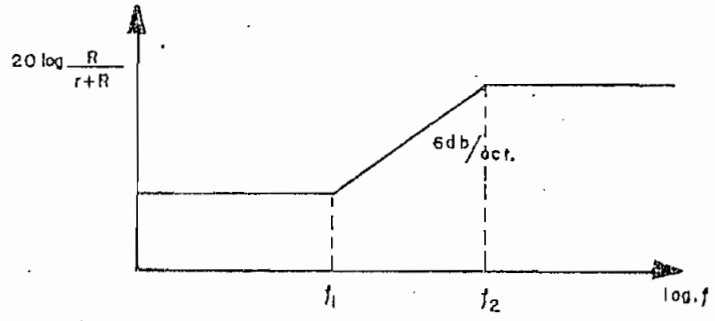


FIG. 5.11 DIAGRAMA DE BODE.

con r))) R la amplitud de respuesta tiene dos frecuencias de corte dadas por:

$$f1 = \frac{1}{2 \pi r c}$$

$$f2 = \frac{1}{2 \pi RC}$$

entre estas dos frecuencias f1 y f2 la señal es enfazada.

En nuestro caso f1 y f2 corresponden aproximadamente a 785 Hz y 3386 Hz respectivamente.

El último bloque corresponde a un filtro pasabajos de segundo orden. Figura 5.12. Selecciona las frecuencias, dejando pasar

pasar las bajas frecuencias y bloqueando las altas frecuencias.

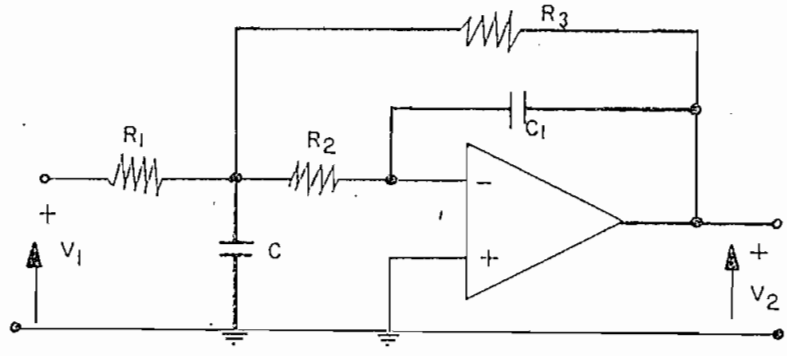


FIG. 5.12 FILTRO PASABAJOS DE 2do. Orden.

Como ejemplo, la respuesta ideal y realizable de un filtro pasabajos es el mostrado en la Figura 5.13 donde fc es la frecuencia de corte que se define como el punto al cual la amplitud de la respuesta del filtro es 0.707 veces su máximo valor. En decibeles la frecuencia de corte es el punto al cual la amplitud es 3 dB bajo su máximo valor.

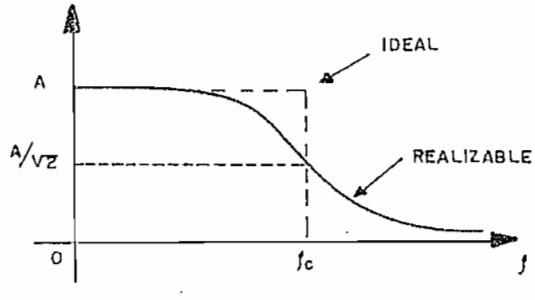


FIG. 5.13 RESPUESTA IDEAL Y REALIZABLE DE UN FILTRO PASABAJOS DE 2do Orden.

El filtro de la Figura 5.12 tiene una función de transferencia:

$$\frac{V2}{V1} = \frac{k\ b\ Wc^2}{S^2 + a\ Wc\ S + b\ Wc^2} \qquad (5.4)$$

donde k, a y b son constantes escogidas apropiadamente de acuerdo al tipo de filtro bajo consideración. Usando el cuadro dado por el REFERENCIA DATA de la ITT los valores de a y b son 1.41421 y 1 respectivamente. Para una ganancia aproximada de $k \approx 1$, fc = 3400 Hz y dadas las relaciones:

$$R2 = \frac{2\ (k + 1)}{\left\{a\ C + \left\{a^2\ C^2 - 4b\ CC1\ (k + 1)\right\}^{1/2}\right\} Wc} \qquad (5.5)$$

$$R1 = R2\ /\ k \qquad (5.6)$$

$$R3 = 1\ /\ b\ CC1\ Wc^2\ R2 \qquad (5.7)$$

con valores de C = 0.0048 μf, C1 = 0.001 μf. obtenemos despues de pequeños reajustes que proporcionan la correcta ganancia los siguientes valores:

R3 = 22 k

R1 = 20 k

R2 = 10 k

En la figura 5.14 se muestra el circuito completo del decodificador.

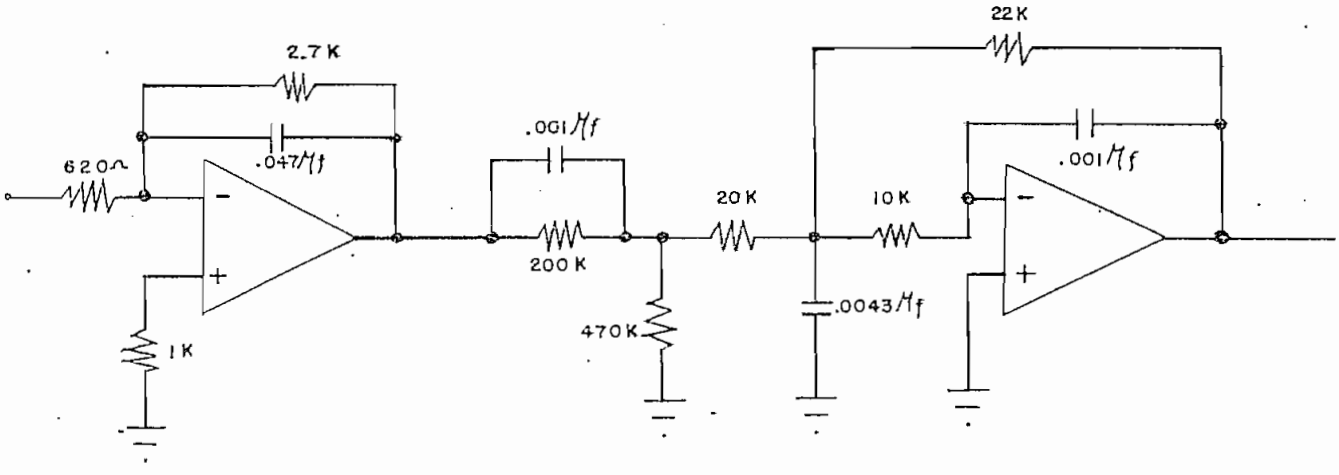


FIG. 5.14 CIRCUITO UTILIZADO PARA EL DECODIFICADOR

5.2.3 Respuesta de frecuencia de la señal reconstruida.

Utilizando la señal reconstruida y tomando como referencia la señal de entrada, construimos la respuesta de frecuencia en base a la relación:

$$20 \log_{10} \frac{Vo}{Vin} \qquad (5.9)$$

Manteniendo constante la amplitud de la señal de entrada y variando los valores de frecuencia, encontramos punto a punto todos y cada uno de los valores correspondientes a la señal de salida (reconstruida).

La frecuencia hasta donde responde el circuito la podemos apreciar en la curva de respuesta de frecuencia de la señal reconstruida indicada en la Figura 5.15, y que nos da un valor aproximado de 3.2 KHz, el mismo que esta prácticamente dentro del ancho de banda convencional utilizado en telefonía.

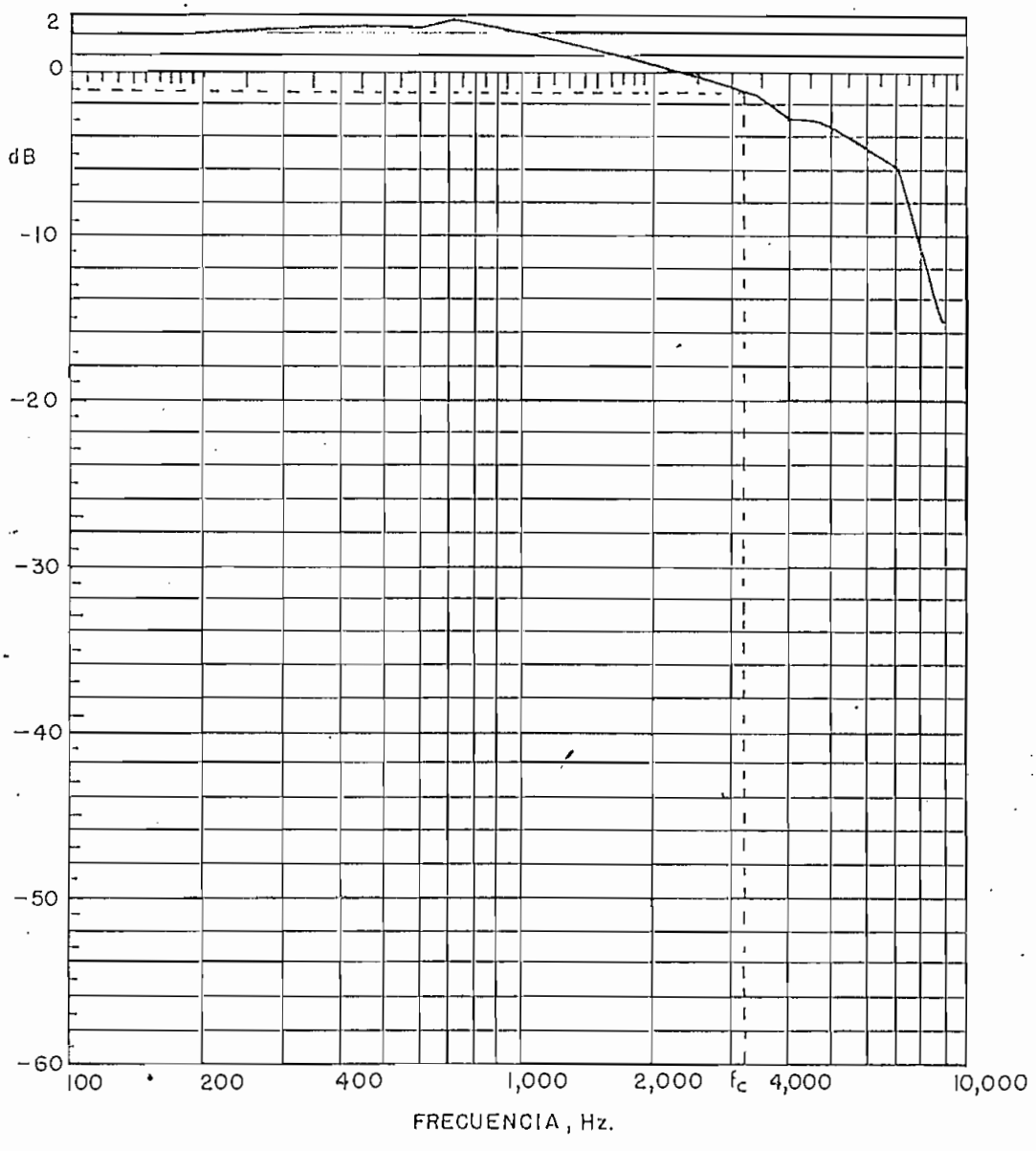


FIG. 5.15 RESPUESTA DE FRECUENCIA DE LA SEÑAL RECONSTRUIDA.

5.2.4 Formas de Onda (Digital / Análoga)

Asumiendo el menor error posible durante el camino o en el canal de transmisión, la señal L (t) llego a la entrada del codificador, siendo L (t) integrada. Como resultado de la integración tenemos a la salida del integrador la forma de onda indicada en la Figura 5.16 que nos indica la existencia de una simple integración con pendiente fija.

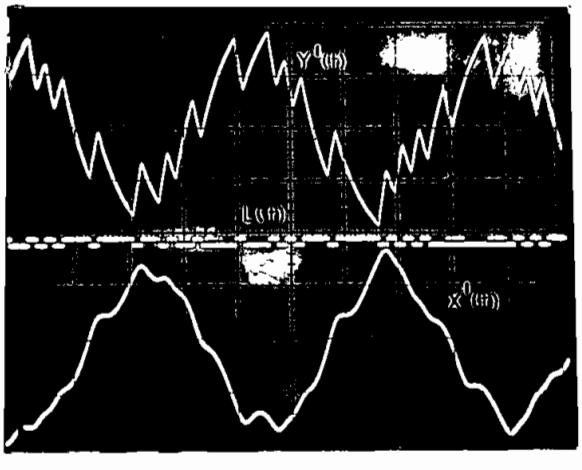


Figura 5.16. a) señal L(t) digital
volt: 5 vol/div, tiempo 0.2 ms/div
b) señal y'(t) a la salida del integrador
volt: 0.5 vol/div, tiempo 0.2 ms/div
c) señal x'(t) recuperada
volt: 0.5 vol/div, tiempo 0.2 ms/div

Manteniéndose el mismo criterio anterior de la figura 5.7, de que si la señal digital esta en el nivel alto la pendiente

de y'(t) es negativo, mientras que si L(t) esta en bajo la pendiente de y'(t) es positiva.

A continuación la señal y'(t) es filtrada de modo de eliminar espurias o impurezas en las componentes de frecuencia y para proporcionarle una frecuencia de corte acorde con el ancho de banda utilizado en telefonía. En la Figura 5.17, la señal recuperada tiene un defasamiento de 180°el mismo que no representa ningún problema en la recuperación de la información transmitida. Una vez puesta la señal en fase, todavía se puede apreciar un pequeño desplazamiento de la señal de salida con respecto a la señal de entrada, que fundamentalmente se atribuye al retardo producido por los integrados 741, pero que en ningún momento constituye un defasamiento acumulativo, lo cual nos permite asegurar que la información es recuperada.

De esta manera se ha completado el procedimiento de conversión Analógico-Digital-Analógico con los resultados arriba desarrollados.

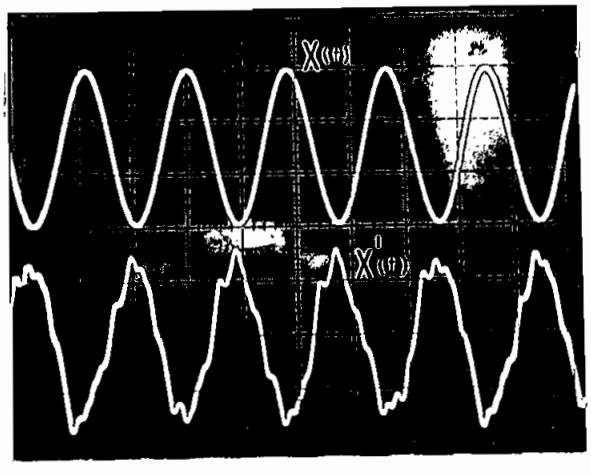


Figura 5.17. a) Señal de entrada x(t)
volt: o.5 volt/div, tiempo 0.2 ms/div
b) señal recuperada x'(t)
volt : 0.5 vol/div, tiempo 0.2 ms/div.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

- En la modulación DM, todos los bits de valor "1" tienen la misma significancia, ellos indican un incremento en el tamaño de la señal reconstruida; de lo cual concluimos que la sincronización es innecesaria en DM.

- En la utilización de cualquiera de las variaciones de un sistema DM, hay que tener presente las características de la señal transmitida, así como también la capacidad auditiva presente en el terminal de recepción con el fin de obtener el mayor provecho posible de la transmisión.

- Observando y comparando las formas de onda y(t) e y'(t) Figura No 1 a la salida de los integradores, tanto en el codificador como en el decodificador se observa:

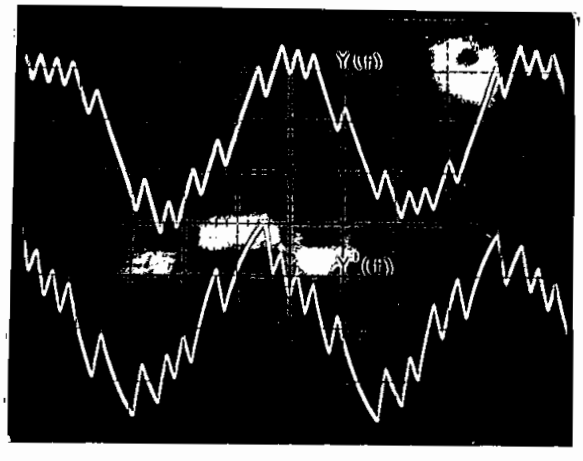


Figura No 1. a) señal y(t)
voltaje 0.5 volt/div, tiempo 0.2 ms/div
b) señal y'(t)
voltaje: 0.5 vol/div ,tiempo 0.2 ms/div

que la señal y(t) tiene una pendiente que varía continuamente con la señal de entrada, mientras que la señal y'(t) tiene una sola integración con pendiente fija, razón de la no simetría de las formas de onda indicadas arriba aunque, su naturaleza es la misma.

- Al aumentar el rango de la frecuencia de muestreo, al doble de lo, utilizado, se obtiene la forma de onda de la señal recuperada mucho más simétrica o la forma de onda de la

señal de entrada; ya que el proceso de muestreo involucra un número mayor de muestras de x(t) que son procesadas, dando como resultado en el terminal de recepción las formas de onda indicadas en la Figura No. 2.

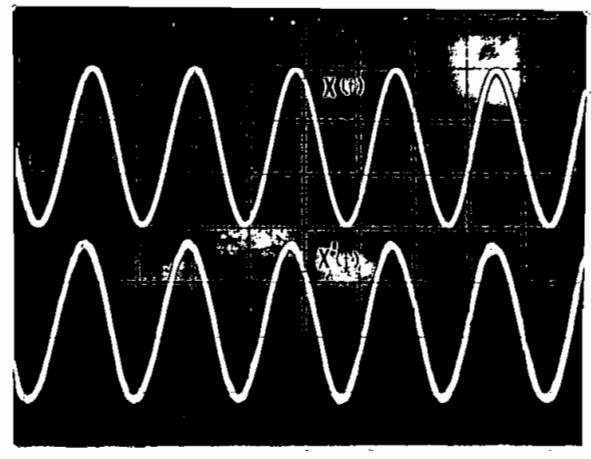


Figura No 2. a) señal sinusoidal x(t)
b) señal recuperada x'(t)
fmuestreo: 64 kHz, voltaje: 0.5 vol/div.
tiempo: 0.5 ms/div

- Si aumentamos la frecuencia de muestreo, aumentará el costo del equipo, técnicamente se recuperará mejor la señal de entrada, pero al mismo tiempo disminuye su respuesta de frecuencia.

- Para aplicaciones generales, especialmente para transmisiones de voz y de señales de televisión se presenta

promisorio el sistema DM adaptativo debido a su adaptabilidad y facilidad que tiene para asemejarse o compararse a la señal de entrada.

- El sistema DM es un sistema versátil, en el sentido de los codificadores, ya que el código que se establece es directo y no existe pasos intermedios.

- El ruido en un sistema DM puede reducirse arbitrariamente a un bajo nivel mediante la combinación del incremento de la frecuencia de muestreo y la reducción del paso de cuantización.

- En general, las técnicas digitales en el campo de la transmisión, pueden ser fácilmente implementadas, dando como resultado un equipo compacto.

- Pareció conveniente realizar al inicio un estudio general de todos lostemas que iban y tienen que ver de una u otra manera directa o indirectamente con el propósito del trabajo para luego pasar al desarrollo del tema específico.

- Con relación a todo lo expuesto anteriormente, el presente trabajo ha sido de completo provecho personal, ya que la investigación realizada ha proporcionado, criterios y especificaciones de gran utilidad para el desarrollo profesional.

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

1. SCHWARTZ MISCHA. "Information, transmission, modulation and noise, a unified approach to comunication system Mac Graw Hill, Nueva York, 1959

2. LATHI B.P. " Signals, systems and comunication" Wiley, New York, 1965

3. RIVERO, MARIÑO, FIGUEIRAS: "Transmisión por Modulación Delta" Universidad Politécnica de Madrid. Marzo 1978.

4. WANG P PAUL. "Idle channel Noise of Delta Modulation" IEEE. Trans. on Comm Techn, Vol 16. No. 5. pág 737. octubre 1968

5. I.T.T., Reference Data for Radio Engineers Howard W. Soms & Co. Inc. Sexta Edición 1977, pág 10-3.

6. VAN DE WEG N. "Quantizing noise of a single integration delta modulation system with on N-digit code" Philips Research

Report No 8 pág 367. octubre 1953.

7. GREEFKES J.A. JAGER F. "Continuous Delta Modularion" Philips Reserarch Report No 23, pág 233. 1968

8. FIGUEIRAS V.. "Modulación de Pulsos codificados (P C M) Modulación Delta (DM)" Esc. Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicaciones Barcelona, Octubre 1977.

9. TOMAZAWA A. KANEKO. H. "Companded DM for telephone transmission" IEEE. Trans on Comm Techn. Vol 16 No. 1. pág 149-150, Febrero 1968

10. BROLIN S.J. BROWN J.M. "Companded Delta Modulation for Telephony" IEEE. Trans on Comm. Techn. Vol 16 No 1. pág 158-160 Febrero 1968

11. SCHOUTEN, JAGER. GREEFKES. "Delta Modulation a new modulation system for Telecommunication" Philips Technical Review Vol 13. pág 237-243, No. 9 March 1952

12. SCHINDLER. H.R. "Delta Modulation" I.E.E.E. Spectrum Vol 7. No. 10. octubre 1970

13. JAYANT. N.S. "Digital Coding of Speech wave forms: PCM DPCM, y DM quantizers" I.E.E.E. Proc. Vol. 62 No. 5. pág 621-623.

14. STEELE. R. "Delta Modulation Systems" Pentech Press London 1975

15. JESCHKO A. "Introducción a la Técnica de la Modulacón por impulsos Codificados" Publi.

16. JAGER F. "Delta Modulation, a method of PCM Transmission using the 1-unit code" Philips Research Report, Vol. 7 pág 443-446-450. Diciembre 1952

17. ABATE J.E. "Linear and Adoptative Delta Modulation" I.E.E.E. Proc, Vol 55 No 3 pág 298,301,302. Marzo 1967

18. SCHINDLER.H.R. "Linear, non linear and adoptative Delta Modulation" I.E.E.E. Trans. on Comm. Techn, Vol 22. No 11.. pág 1807-1819, Noviembre 1974

19. TAUB, SCHILLING "Digital integrated Electronics" Mc Graw Hill New York 1977

20 .GREEFKES.J.A.RIEMENS.K. "Code Modulation with digitally controlled companding for speech transmission" Philips Technical Review Vol 31, No 11/12 . 1970

21. JOHSON F. "Calculating Delta Modulator Performance" I.E.E.E. Trans on Audio and Electro acust. Vol. AU -16, No. 123-124. Marzo 1968.

22. BERLIN H. "The design of Active Filters with Experiments E&L Instruments, INC. Abril 1977

23. KIKKERT C.J. "Digital Techniques in Delta Modulation" I.E.E.E. Trans on Comm Techn Vol 19, No 4. pág 570. August. 1971

24. KIKKERT C.J. "Digital Companding Techniques" I.E.E.E. Trans on Comm. Techn Vol. 22. No. 1 pág 76. January 1974

25. OSHIMA T. ISHIGURO T. "Reduction of Edge Busyness in Delta Modulation " I.E.E.E. Trans on Comm. Techn. Vol. 23. No. 5 pág 550. May 1975.

XR 2206

Monolithic Function Generator

OCTOBER 1975

The XR-2206 is a monolithic function generator integrated circuit capable of producing high quality sine, square, triangle, ramp and pulse waveforms of high stability and accuracy. The output waveforms can be both amplitude and frequency modulated by an external voltage. Frequency of operation can be selected externally over a range of 0.01 Hz to more than 1 MHz.

The XR-2206 is ideally suited for communications, instrumentation, and function generator applications requiring sinusoidal tone, AM, FM or FSK generation. It has a typical drift specification of 20 ppm/°C. The oscillator frequency can be linearly swept over a 2000:1 frequency range with an external control voltage with very little affect on distortion.

As shown in Figure 1, the monolithic circuit is comprised of four functional blocks: a voltage-controlled oscillator (VCO); an analog multiplier and sine-shaper; a unity gain buffer amplifier; and a set of current switches. The internal current switches transfer the oscillator current to at one of the two external timing resistors to produce two discrete frequencies selected by the logic level at the FSK input terminal (pin 9).

FEATURES

- Low Sinewave Distortion (THD .5%) — insensitive to signal sweep
- Excellent Stability (20 ppm/°C, typ)
- Wide Sweep Range (2000:1, typ)
- Low Supply Sensitivity (0.01%/V, typ)
- Linear Amplitude Modulation
- Adjustable Duty-Cycle (1% to 99%)
- TTL Compatible FSK Controls
- Wide Supply Range (10 V to 26V)

APPLICATIONS

- Waveform Generation
  - Sine, Square, Triangle, Ramp
- Sweep Generation
- AM/FM Generation
- FSK and PSK Generation
- Voltage-to-Frequency Conversion
- Tone Generation
- Phase-Locked Loops

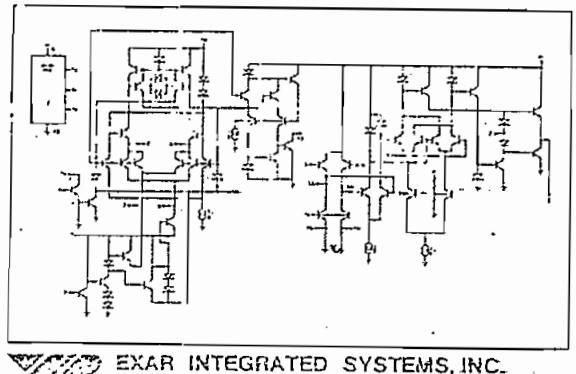
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply	26V
Power Dissipation	750 mW
Derate above 25°C	5 mW/°C
Total Timing Current	6 mA
Operating Temperature	
Storage Temperature	−65°C to +150°C

AVAILABLE TYPES

Part Number	Package Types (16 Pin DIP)	Operating Temperature Range
XR-2206M	Ceramic	−55°C to +125°C
XR-2206N	Ceramic	0°C to +75°C
XR-2206P	Plastic	0°C to +75°C
XR-2206CN	Ceramic	0°C to +75°C
XR-2206CP	Plastic	0°C to +75°C

EQUIVALENT SCHEMATIC DIAGRAM



FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

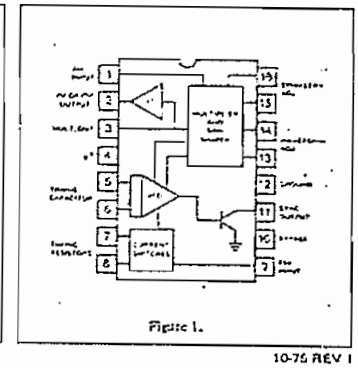


Figure 1.

EXAR INTEGRATED SYSTEMS, INC.
750 Palomar Ave., Sunnyvale, CA 94086
(408) 733-7700 TWX 910-339-9235

10-75 REV 1

Member of the International R-Ohm Group

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of Fig. 2, $V^+ = 12V$, $T_A = 25°C$, $C = 0.01\ \mu F$, $R_1 = 100\ K\Omega$, $R_2 = 10\ K\Omega$ $R_3 = 25\ K\Omega$ unless otherwise specified. S_1 open for triangle, closed for sinewave.

CHARACTERISTICS	XR-2206M, XR-2206			XR-2206C			UNITS	CONDITIONS
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.		
Supply Voltage								
Single Supply	10		26	10		26	V	
Split Supply	±5		±13	±5		±13	V	
Supply Current		12	17		14	20	mA	$R_1 \geq 10\ K\Omega$
Oscillator Section								
Max. Operating Frequency	0.5	1		0.5	1		MHz	$C = 1000\ pF$, $R_1 = 1\ K\Omega$
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	$C = 50\ \mu F$, $R_1 = 2\ M\Omega$
Frequency Accuracy		±1	±4		±2		% of f_o	$f_o = 1/R_1C$
Temperature Stability		±10	±50		±20		ppm/°C	$0°C \leq T_A \leq 75°C$, $R_1 = R_2 = 20\ K\Omega$
Supply Sensitivity		0.01	0.1		0.01		%	$V_{LOW} = 10V$, $V_{HIGH} = 20V$, $R_1 = R_2 = 20\ K\Omega$
Sweep Range	1000:1	2000:1			2000:1		$f_H = f_L$	f_H @ $R_1 = 1\ K\Omega$, f_L @ $R_1 = 2\ M\Omega$
Sweep Linearity								
10:1 Sweep		2			2		%	$f_L = 1\ kHz$, $f_H = 10\ kHz$
1000:1 Sweep		8			8		%	$f_L = 100\ Hz$, $f_H = 100\ kHz$
FSK Distortion		0.1			0.1		%	±10% Deviation
Recommended Timing Components								
Timing Capacitor: C	0.001		100	0.001		100	μF	See Figure 5
Timing Resistors: R_1 & R_2	1		2000	1		2000	KΩ	
Triangle/Sinewave Output								See Note 1, Fig.
Triangle Output		160			160		mV/KΩ	Fig. 2 S_1 Open
Sinewave Output	40	60	80		60		mV/KΩ	Fig. 2 S_1 Closed
Max. Output Swing		6			6		Vpp	
Output Impedance		600			600		Ω	
Triangle Linearity		1			1		%	
Amplitude Stability		0.5			0.5		dB	For 1000:1 Sweep
Sinewave Distortion								$R_1 = 30\ K\Omega$
Without Adjustment		2.5			2.5		%	See Figure 11.
With Adjustment		0.4	1.0		0.5	1.5	%	See Figure 12
Amplitude Modulation								
Input Impedance	50	100		50	100		KΩ	
Modulation Range		100			100		%	
Carrier Suppression		55			55		dB	
Linearity		2			2		%	For 95% modulation
Square Wave Output								Measured at Pin 11
Amplitude		12			12		Vpp	
Rise Time		250			250		nsec	$C_L = 10\ pF$
Fall Time		50			50		nsec	$C_L = 10\ pF$
Saturation Voltage		0.2	0.4		0.2	0.4	V	$I_L = 2\ mA$
Leakage Current		0.1	20		0.1		μA	$V_{11} = 12V$
FSK Keying Level (Pin 9)	0.8	1.4	2.4	0.8	1.4	2.4	V	See Section on Circuit Controls
Reference Bypass Voltage	2.9	3.1	3.3	2.5	3	3.5	V	Measured at Pin 10.

Note 1: Output Amplitude is inversely proportional to the resistance R_3 on Pin 3. See Figure 3

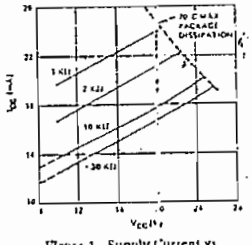


Figure 4. Supply Current vs Supply Voltage, Timing R

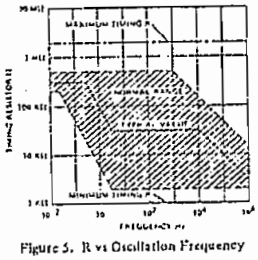


Figure 5. R vs Oscillation Frequency

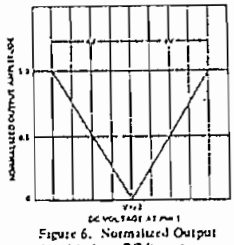


Figure 6. Normalized Output Amplitude vs DC Bias at AM Input (Pin 1).

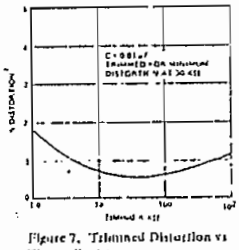


Figure 7. Trimmed Distortion vs Timing Resistor

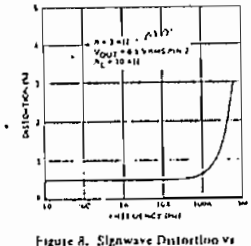


Figure 8. Sinewave Distortion vs Operating Frequency With Timing Capacitors Varied

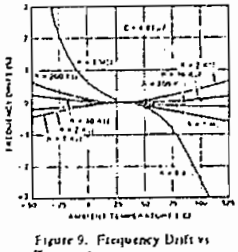


Figure 9. Frequency Drift vs Temperature

MOTOROLA

MC3417, MC3517
MC3418, MC3518

Specifications and Applications Information

CONTINUOUSLY VARIABLE SLOPE DELTA MODULATOR/DEMODULATOR

LASER-TRIMMED INTEGRATED CIRCUIT

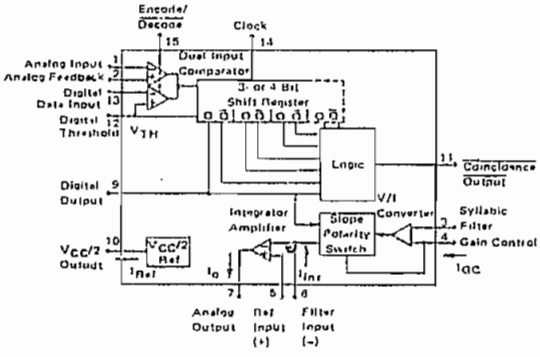
CONTINUOUSLY VARIABLE SLOPE DELTA MODULATOR/DEMODULATOR

Providing a simplified approach to digital speech encoding/decoding, the MC3517/18 series of CVSDs is designed for military secure communication and commercial telephone applications. A single IC provides both encoding and decoding functions.

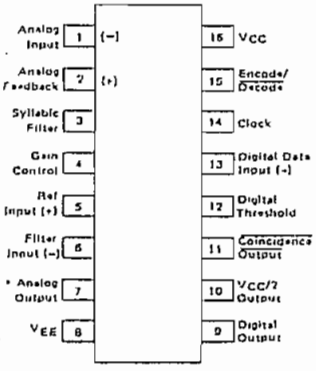
- Encode and Decode Functions on the Same Chip with a Digital Input for Selection
- Utilization of Compatible I^2L — Linear Bipolar Technology
- CMOS Compatible Digital Output
- Digital Input Threshold Selectable ($V_{CC}/2$ reference provided on chip)
- MC3417/MC3517 has a 3-Bit Algorithm (General Communications)
- MC3418/MC3518 has a 4-Bit Algorithm (Commercial Telephone)

L SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 620

CVSD BLOCK DIAGRAM



PIN CONNECTIONS



MAXIMUM RATINGS

(All voltages referenced to V_{EE}, T_A = 25°C unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	−0.4 to +18	Vdc
Differential Analog Input Voltage	V_{ID}	±6.0	Vdc
Digital Threshold Voltage	V_{TH}	−0.4 to V_{CC}	Vdc
Logic Input Voltage (Clock, Digital Data, Encode/$\overline{\text{Decode}}$)	V_{Logic}	−0.4 to +18	Vdc
Coincidence Output Voltage	$V_{O(Con)}$	−0.4 to +18	Vdc
Syllabic Filter Input Voltage	$V_{I(Syl)}$	−0.4 to V_{CC}	Vdc
Gain Control Input Voltage	$V_{I(GC)}$	−0.4 to V_{CC}	Vdc
Reference Input Voltage	$V_{I(Ref)}$	$V_{CC}/2$ − 1.0 to V_{CC}	Vdc
$V_{CC}/2$ Output Current	I_{Ref}	−25	mA

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V_{CC} = 12 V, V_{EE} = Gnd, T_A = 0°C to +70°C for MC3417/18, T_A = −55°C to +125°C for MC3517/18 unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC3417/MC3517			MC3418/MC3518			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Power Supply Voltage Range (Figure 1)	V_{CCR}	4.75	12	16.5	4.75	12	16.5	Vdc
Power Supply Current (Figure 1) (Idle Channel)	I_{CC}							mA
(V_{CC} = 5.0 V)		–	3.7	5.0	–	3.7	5.0	
(V_{CC} = 15 V)		–	6.0	10	–	6.0	10	
Clock Rate	SR	–	16 k	–	–	32 k	–	Samples/s
Gain Control Current Range (Figure 2)	I_{GCR}	0.001	–	3.0	0.001	–	3.0	mA
Analog Comparator Input Range (Pins 1 and 2) (4.75 V < V_{CC} < 16.5 V)	V_I	1.3	–	V_{CC} − 1.3	1.3	–	V_{CC} − 1.3	Vdc
Analog Output Range (Pin 7) (4.75 V < V_{CC} < 16.5 V, I_O = ± 5.0 mA)	V_O	1.3	–	V_{CC} − 1.3	1.3	–	V_{CC} − 1.3	Vdc
Input Bias Currents (Figure 3) (Comparator In Active Region)	I_{IB}							μA
Analog Input (I1)		–	0.5	1.5	–	0.25	1.0	
Analog Feedback (I2)		–	0.5	1.5	–	0.25	1.0	
Syllabic Filter Input (I3)		–	0.06	0.5	–	0.06	0.3	
Reference Input (I5)		–	−0.06	−0.5	–	−0.06	−0.3	
Input Offset Current (Comparator In Active Region)	I_{IO}							μA
Analog Input/Analog Feedback (I1 − I2) – Figure 3		–	0.15	0.6	–	0.05	0.4	
Integrator Amplifier (I5 − I6) – Figure 4		–	0.02	0.2	–	0.01	0.1	
Input Offset Voltage V/I Converter (Pins 3 and 4) – Figure 5	V_{IO}	–	2.0	6.0	–	2.0	6.0	mV
Transconductance	gm							mA/mV
V/I Converter, 0 to 3.0 mA		0.1	0.3	–	0.1	0.3	–	
Integrator Amplifier, 0 to ± 5.0 mA Load		1.0	10	–	1.0	10	–	
Propagation Delay Times (Note 1)								μs
Clock Trigger to Digital Output	t_{PLH}	–	1.0	2.5	–	1.0	2.5	
(C_L = 25 pF to Gnd)	t_{PHL}	–	0.8	2.5	–	0.8	2.5	
Clock Trigger to Coincidence Output	t_{PLH}	–	1.0	3.0	–	1.0	3.0	
(C_L = 25 pF to Gnd) (R_L = 4 kΩ to V_{CC})	t_{PHL}	–	0.8	2.0	–	0.8	2.0	
Coincidence Output Voltage – Low Logic State ($I_{OL(Con)}$ = 3.0 mA)	$V_{OL(Con)}$	–	0.12	0.25	–	0.12	0.25	Vdc
Coincidence Output Leakage Current – High Logic State (V_{OH} = 15.0 V, 0°C < T_A < 70°C)	$I_{OH(Con)}$	–	0.01	0.5	–	0.01	0.5	μA

NOTE 1. All propagation delay times measured 50% to 50% from the negative going (from V_{CC} to +0.4 V) edge of the clock.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Characteristic	Symbol	MC3417/MC3517 Min	Typ	Max	MC3418/MC3518 Min	Typ	Max	Unit
Applied Digital Threshold Voltage Range (Pin 12)	V_{TH}	+1.2	–	V_{CC} – 2.0	+1.2	–	V_{CC} – 2.0	Vdc
Digital Threshold Input Current ($1.2\ V \le V_{th} \le V_{CC} - 2.0\ V$)	$I_{I(th)}$							μA
(V_{IL} applied to Pins 13, 14 and 15)		–	–	5.0	–	–	5.0	
(V_{IH} applied to Pins 13, 14 and 15)		–	–10	–50	–	–10	–50	
Maximum Integrator Amplifier Output Current	I_O	±5.0	–	–	±5.0	–	–	mA
$V_{CC}/2$ Generator Maximum Output Current (Source only)	I_{Ref}	+10	–	–	+10	–	–	mA
$V_{CC}/2$ Generator Output Impedance (0 to +10 mA)	Z_{Ref}	–	3.0	6.0	–	3.0	6.0	Ω
$V_{CC}/2$ Generator Tolerance ($4.75\ V \le V_{CC} \le 16.5\ V$)	ϵr	–	–	±3.5	–	–	±3.5	%
Logic Input Voltage (Pins 13, 14 and 15)								Vdc
Low Logic State	V_{IL}	Gnd	–	V_{th} – 0.4	Gnd	–	V_{th} – 0.4	
High Logic State	V_{IH}	V_{th} + 0.4	–	18.0	V_{th} + 0.4	–	18.0	
Dynamic Total Loop Offset Voltage (Note 2) – Figures 3, 4 and 5	ΣV_{offset}							mV
I_{GC} = 12.0 μA, V_{CC} = 12 V								
T_A = 25°C		–	–	–	–	±0.5	±1.5	
0°C ≤ T_A ≤ +70°C MC3417/18		–	–	–	–	±0.75	±2.3	
–55°C ≤ T_A ≤ +125°C MC3517/18		–	–	–	–	±1.5	±4.0	
I_{GC} = 33.0 μA, V_{CC} = 12 V								
T_A = 25°C		–	±2.5	±5.0	–	–	–	
0°C ≤ T_A ≤ +70°C MC3417/18		–	±3.0	±7.5	–	–	–	
–55°C ≤ T_A ≤ +125°C MC3517/18		–	±4.5	±10	–	–	–	
I_{GC} = 12.0 μA, V_{CC} = 5.0 V								
T_A = 25°C		–	–	–	–	±1.0	±2.0	
0°C ≤ T_A ≤ +70°C MC3417/18		–	–	–	–	±1.3	±2.8	
–55°C ≤ T_A ≤ +125°C MC3517/18		–	–	–	–	±2.5	±5.0	
I_{GC} = 33.0 μA, V_{CC} = 5.0 V								
T_A = 25°C		–	±4.0	±6.0	–	–	–	
0°C ≤ T_A ≤ +70°C MC3417/18		–	±4.5	±8.0	–	–	–	
–55°C ≤ T_A ≤ +125°C MC3517/18		–	±5.5	±10	–	–	–	
Digital Output Voltage								Vdc
(I_{OL} = 3.6 mA)	V_{OL}	–	0.1	0.4	–	0.1	0.4	
(I_{OH} = –0.35 mA)	V_{OH}	V_{CC} – 1.0	V_{CC} – 0.2	–	V_{CC} – 1.0	V_{CC} – 0.2	–	
Syllabic Filter Applied Voltage (Pin 3) (Figure 2)	$V_{I(Syl)}$	+3.2	–	V_{CC}	+3.2	–	V_{CC}	Vdc
Integrating Current (Figure 2)	$\lvert I_{Int}\rvert$							
(I_{GC} = 12.0 μA)		8.0	10	12	8.0	10	12	μA
(I_{GC} = 1.5 mA)		1.45	1.50	1.55	1.45	1.50	1.55	mA
(I_{GC} = 3.0 mA)		2.75	3.0	3.25	2.75	3.0	3.25	mA
Dynamic Integrating Current Match (I_{GC} = 1.5 mA) Figure 6	$V_{O(Ave)}$	–	±100	±250	–	±100	±250	mV
Input Current – High Logic State (V_{IH} = 18 V)	I_{IH}							μA
Digital Data Input		–	–	+5.0	–	–	+5.0	
Clock Input		–	–	+5.0	–	–	+5.0	
Encode/Decode Input		–	–	+5.0	–	–	+5.0	
Input Current – Low Logic State (V_{IL} = 0 V)	I_{IL}							μA
Digital Data Input		–	–	–10	–	–	–10	
Clock Input		–	–	–360	–	–	–360	
Encode/Decode Input		–	–	–36	–	–	–36	
Clock Input, V_{IL} = 0.4 V		–	–	–72	–	–	–72	

NOTE 2. Dynamic total loop offset (ΣV_{offset}) equals V_{IO} (comparator) (Figure 3) minus V_{IOX} (Figure 5). The input offset voltages of the analog comparator and of the integrator amplifier include the effects of input offset current through the input resistors. The slope polarity switch current mismatch appears as an average voltage across the 10 k Integrator resistor. For the MC3417/MC3517, the clock frequency is 16.0 kHz. For the MC3418/MC3518, the clock frequency is 32.0 kHz. Idle channel performance is guaranteed if this dynamic total loop offset is less than one-half of the change in integrator output voltage during one clock cycle (ramp step size). Laser trimming is used to insure good idle channel performance.

DEFINITIONS AND FUNCTION OF PINS

Pin 1 — Analog Input

This is the analog comparator inverting input where the voice signal is applied. It may be ac or dc coupled depending on the application. If the voice signal is to be level shifted to the internal reference voltage, then a bias resistor between pins 1 and 10 is used. The resistor is used to establish the reference as the new dc average of the ac coupled signal. The analog comparator was designed for low hysteresis (typically less than 0.1 mV) and high gain (typically 70 dB).

Pin 2 — Analog Feedback

This is the non-inverting input to the analog signal comparator within the IC. In an encoder application it should be connected to the analog output of the encoder circuit. This may be pin 7 or a low pass filter output connected to pin 7. In a decode circuit pin 2 is not used and may be tied to $V_{CC}/2$ on pin 10, ground or left open.

The analog input comparator has bias currents of 1.5 μA max, thus the driving impedances of pins 1 and 2 should be equal to avoid disturbing the idle channel characteristics of the encoder.

Pin 3 — Syllabic Filter

This is the point at which the syllabic filter voltage is returned to the IC in order to control the integrator step size. It is an NPN input to an op amp. The syllabic filter consists of an RC network between pins 11 and 3. Typical time constant values of 6 ms to 50 ms are used in voice codecs.

Pin 4 — Gain Control Input

The syllabic filter voltage appears across C_S of the syllabic filter and is the voltage between V_{CC} and pin 3. The active voltage to current (V-I) converter drives pin 4 to the same voltage at a slew rate of typically 0.5 V/μs. Thus the current injected into pin 4 (I_{GC}) is the syllabic filter voltage divided by the R_x resistance. Figure 6 shows the relationship between I_{GC} (x-axis) and the integrating current, I_{Int} (y-axis). The discrepancy, which is most significant at very low currents, is due to circuitry within the slope polarity switch which enables trimming to a low total loop offset. The R_x resistor is then varied to adjust the loop gain of the codec, but should be no larger than 5.0 kΩ to maintain stability.

Pin 5 — Reference Input

This pin is the non-inverting input of the integrator amplifier. It is used to reference the dc level of the output signal. In an encoder circuit it must reference the same voltage as pin 1 and is tied to pin 10.

Pin 6 — Filter Input

This inverting op amp input is used to connect the integrator external components. The integrating current (I_{Int}) flows into pin 6 when the analog input (pin 1) is high with respect to the analog feedback (pin 2) in the encode mode or when the digital data input (pin 13) is high in the decode mode. For the opposite states, I_{Int} flows out of Pin 6. Single integration systems require a capacitor and resistor between pins 6 and 7. Multipole configurations will have different circuitry. The resistance between pins 6 and 7 should always be between 8 kΩ and 13 kΩ to maintain good idle channel characteristics.

Pin 7 — Analog Output

This is the integrator op amp output. It is capable of driving a 600-ohm load referenced to $V_{CC}/2$ to +6 dBm and can otherwise be treated as an op amp output. Pins 5, 6, and 7 provide full access to the integrator op amp for designing integration filter networks. The slew rate of the internally compensated integrator op amp is typically 0.5 V/μs. Pin 7 output is current limited for both polarities of current flow at typically 30 mA.

Pin 8 — V_{EE}

The circuit is designed to work in either single or dual power supply applications. Pin 8 is always connected to the most negative supply.

Pin 9 — Digital Output

The digital output provides the results of the delta modulator's conversion. It swings between V_{CC} and V_{EE} and is CMOS or TTL compatible. Pin 9 is inverting with respect to pin 1 and non-inverting with respect to pin 2. It is clocked on the falling edge of pin 14. The typical 10% to 90% rise and fall times are 250 ns and 50 ns respectively for V_{CC} = 12 V and C_L = 25 pF to ground.

Pin 10 — $V_{CC}/2$ Output

An internal low impedance mid-supply reference is provided for use of the MC3417/18 in single supply applications. The internal regulator is a current source and must be loaded with a resistor to insure its sinking capability. If a +6 dBmo signal is expected across a 600 ohm input bias resistor, then pin 10 must sink 2.2 V/600 Ω = 3.66 mA. This is only possible if pin 10 sources 3.66 mA into a resistor normally and will source only the difference under peak load. The reference load resistor is chosen accordingly. A 0.1 μF bypass capacitor from pin 10 to V_{EE} is also recommended. The $V_{CC}/2$ reference is capable of sourcing 10 mA and can be used as a reference elsewhere in the system circuitry.

Pin 11 — $\overline{\text{Coincidence Output}}$

The duty cycle of this pin is proportional to the voltage across C_S. The coincidence output will be low whenever the content of the internal shift register is all 1s or all 0s. In the MC3417 the register is 3 bits long

DEFINITIONS AND FUNCTIONS OF PINS (continued)

while the MC3418 contains a 4 bit register. Pin 11 is an open collector of an NPN device and requires a pull-up resistor. If the syllabic filter is to have equal charge and discharge time constants, the value of R_P should be much less than R_S. In systems requiring different charge and discharge constants, the charging constant is R_SC_S while the decaying constant is $(R_S + R_P)C_S$. Thus longer decays are easily achievable. The NPN device should not be required to sink more than 3 mA in any configuration. The typical 10% to 90% rise and fall times are 200 ns and 100 ns respectively for $R_L = 4\ k\Omega$ to +12 V and $C_L = 25\ pF$ to ground.

Pin 12 — Digital Threshold

This input sets the switching threshold for pins 13, 14, and 15. It is intended to aid in interfacing different logic families without external parts. Often it is connected to the $V_{CC}/2$ reference for CMOS interface or can be biased two diode drops above V_{EE} for TTL interface.

Pin 13 — Digital Data Input

In a decode application, the digital data stream is applied to pin 13. In an encoder it may be unused or may be used to transmit signaling message under the control of pin 15. It is an inverting input with respect to pin 9. When pins 9 and 13 are connected, a toggle flip-flop is formed and a forced idle channel pattern can be transmitted. The digital data input level should be maintained for 0.5 μs before and after the clock trigger for proper clocking.

Pin 14 — Clock Input

The clock input determines the data rate of the codec circuit. A 32K bit rate requires a 32 kHz clock. The switching threshold of the clock input is set by pin 12. The shift register circuit toggles on the falling edge of the clock input. The minimum width for a positive-going pulse on the clock input is 300 ns, whereas for a negative-going pulse, it is 900 ns.

Pin 15 — Encode/$\overline{\text{Decode}}$

This pin controls the connection of the analog input comparator and the digital input comparator to the internal shift register. If high, the result of the analog comparison will be clocked into the register on the falling edge at pin 14. If low, the digital input state will be entered. This allows use of the IC as an encoder/decoder or simplex codec without external parts. Furthermore, it allows non-voice patterns to be forced onto the transmission line through pin 13 in an encoder.

Pin 16 — V_{CC}

The power supply range is from 4.75 to 18.5 volts between pin V_{CC} and V_{EE}.

FIGURE 1 — POWER SUPPLY CURRENT

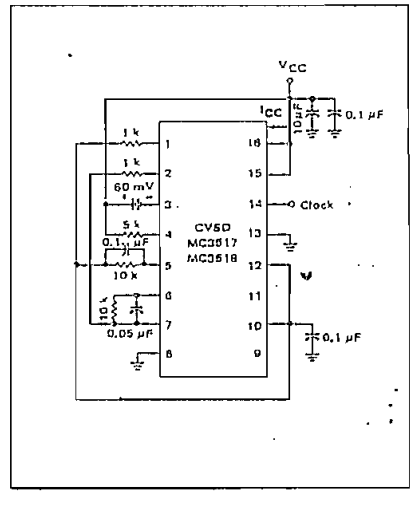
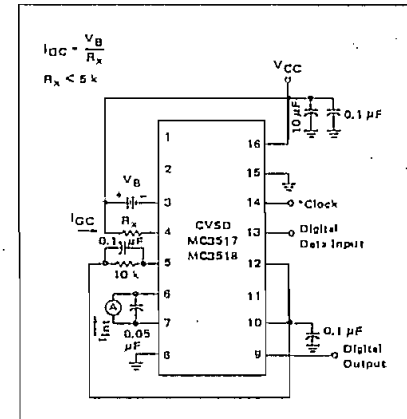


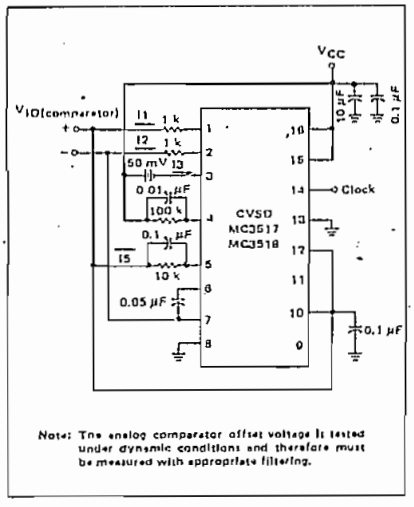
FIGURE 2 — I_{GCR}, GAIN CONTROL RANGE and I_{Int} — INTEGRATING CURRENT



Note: Digital Output = $\overline{\text{Digital Data Input}}$

*For static testing, the clock is only necessary for preconditioning to obtain proper state for a given input.

FIGURE 3 — INPUT BIAS CURRENTS, ANALOG COMPARATOR OFFSET VOLTAGE AND CURRENT



Note: The analog comparator offset voltage is tested under dynamic conditions and therefore must be measured with appropriate filtering.

FIGURE 4 — INTEGRATOR AMPLIFIER OFFSET VOLTAGE AND CURRENT

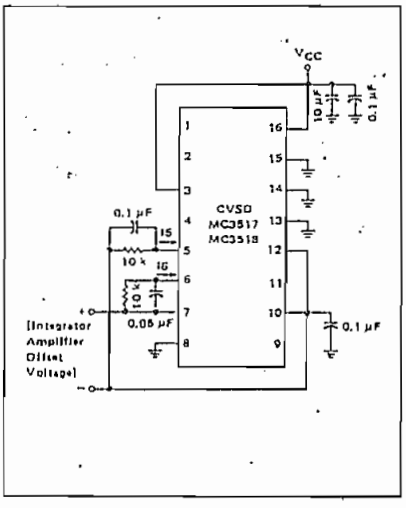
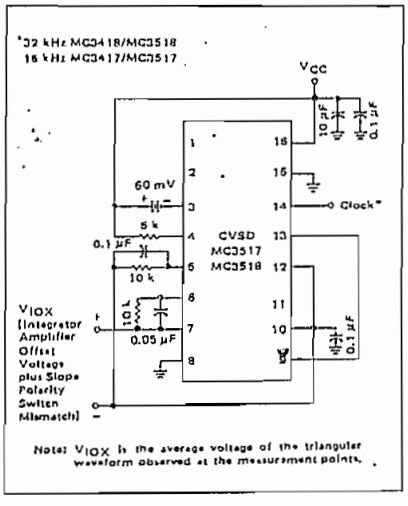
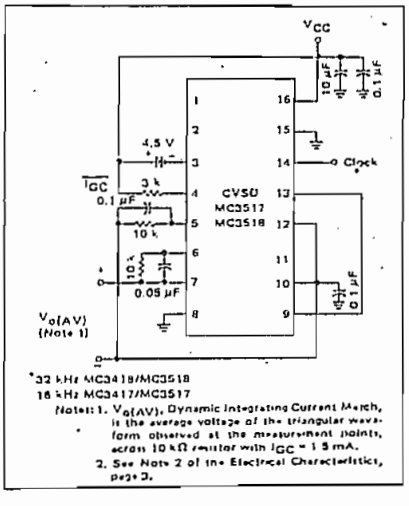


FIGURE 5 — V/I CONVERTER OFFSET VOLTAGE, V_{ID} and V_{IOX}



Note: V_{IOX} is the average voltage of the triangular waveform observed at the measurement points.

FIGURE 6 — DYNAMIC INTEGRATING CURRENT MATCH



*32 kHz MC3418/MC3518
16 kHz MC3417/MC3517

Note: 1. $V_{o(AV)}$, Dynamic Integrating Current Match, is the average voltage of the triangular waveform observed at the measurement points, across 10 kΩ resistor with I_{GC} = 1.5 mA.

2. See Note 2 of the Electrical Characteristics, page 3.

DESCRIPTION

The μA741 is a high performance operational amplifier with high open loop gain, internal compensation, high common mode range and exceptional temperature stability. The μA741 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

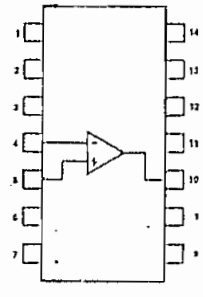
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

	μA741C	μA741
Supply Voltage	±18V	±22V
Internal Power Dissipation (Note 1)	500mW	500mW
Differential Input Voltage	±30V	±30V
Input Voltage (Note 2)	±15V	±15V
Voltage between Offset Null and V−	±0.5V	±0.5V
Operating Temperature Range	0°C to +70°C	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	−65°C to +150°C	−65°C to +150°C
Lead Temperature (Solder, 60 sec)	300°C	300°C
Output Short Circuit Duration (Note 3)	Indefinite	Indefinite

Notes:
1. Rating applies for case temperatures to 125°C; derate linearly at 6.5mW/°C for ambient temperatures above +75°C.
2. For supply voltages less than ±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°C case temperature or +75°C ambient temperature.

PIN CONFIGURATIONS (TOP VIEW)

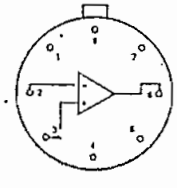
A PACKAGE



1. NC
2. NC
3. Offset Null
4. Inv. Input
5. Non-Inv. Input
6. V−
7. NC
8. NC
9. Offset Null
10. Output
11. V+
12. NC
13. NC
14. NC

ORDER PART NO. μA741CA

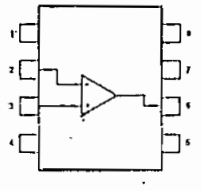
T PACKAGE



1. Offset Null
2. Inverting Input
3. Non-Inverting Input
4. V−
5. Offset Null
6. Output
7. V+
8. NC

ORDER PART NOS. μA741T/μA741CT

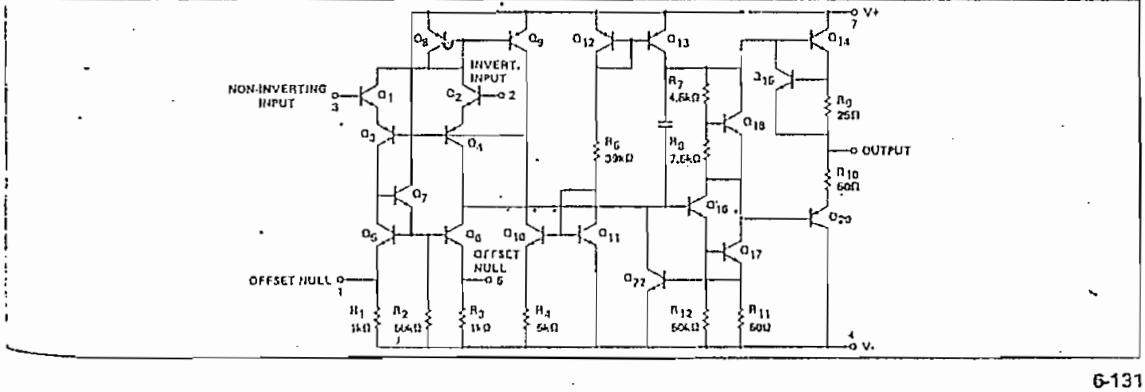
V PACKAGE



1. Offset Null
2. Inv. Input
3. Non-Inv. Input
4. V−
5. Offset Null
6. Output
7. V+
8. NC

ORDER PART NO. μA741CV

EQUIVALENT CIRCUIT

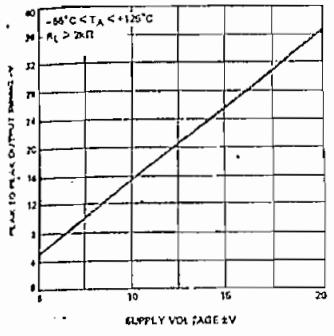


ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_S = \pm 15V$, $T_A = 25°C$ unless otherwise specified)

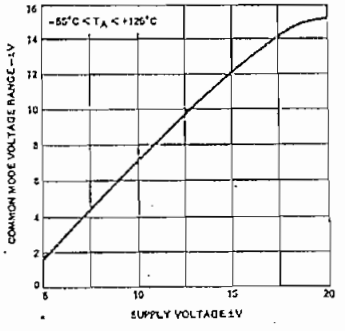
PARAMETER	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS	TEST CONDITIONS
μA741C					
Input Offset Voltage		2.0	6.0	mV	$R_S < 10k\Omega$
Input Offset Current		20	200	nA	
Input Bias Current		80	500	nA	
Input Resistance	0.3	2.0		MΩ	
Input Capacitance		1.4		pF	
Offset Voltage Adjustment Range		±15		mV	
Input Voltage Range	±12	±13		V	
Common Mode Rejection Ratio	70	90		dB	$R_S < 10k\Omega$
Supply Voltage Rejection Ratio		10	150	μV/V	$R_S < 10k\Omega$
Large-Signal Voltage Gain	20,000	200,000			$R_L > 2k\Omega$, $V_{out} = \pm 10V$
Output Voltage Swing	±12	±14		V	$R_L > 10k\Omega$
	±10	±13		V	$R_L > 2k\Omega$
Output Resistance		75		Ω	
Output Short-Circuit Current		25		mA	
Supply Current		1.4	2.8	mA	
Power Consumption		50	85	mW	
Transient Response (unity gain)					$V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L < 100pF$
Risetime		0.3		μs	
Overshoot		5.0		%	
Slew Rate		0.5		V/μs	$R_L > 2k\Omega$
The following specifications apply for $0°C < T_A < +70°C$					
Input Offset Voltage			7.5	mV	
Input Offset Current			300	nA	
Input Bias Current			800	nA	
Large-Signal Voltage Gain	15,000				$R_L > 2k\Omega$, $V_{out} = \pm 10V$
Output Voltage Swing	±10	±13		V	$R_L > 2k\Omega$
μA741					
Input Offset Voltage		1.0	5.0	mV	$R_S < 10k\Omega$
Input Offset Current		10	200	nA	
Input Bias Current		80	500	nA	
Input Resistance	0.3	2.0		MΩ	
Input Capacitance		1.4		pF	
Offset Voltage Adjustment Range		±15		mV	
Large-Signal Voltage Gain	50,000	200,000			$R_L > 2k\Omega$, $V_{out} = \pm 10V$
Output Resistance		75		Ω	
Output Short Circuit Current		25		mA	
Supply Current		1.4	2.8	mA	
Power Consumption		50	85	mW	
Transient Response (unity gain)					$V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L < 100pF$
Risetime		0.3		μs	
Overshoot		5.0		%	
Slew Rate		0.5		V/μs	$R_L > 2k\Omega$
The following specifications apply for $-55°C < T_A < +125°C$					
Input Offset Voltage		1.0	6.0	mV	$R_S < 10k\Omega$
Input Offset Current		7.0	200	nA	$T_A = +125°C$
		20	500	nA	$T_A = -55°C$
Input Bias Current		0.03	0.5	μA	$T_A = +125°C$
		0.3	1.5	μA	$T_A = -55°C$
Input Voltage Range	±12	±13		V	
Common Mode Rejection Ratio	70	90		dB	$R_S < 10k\Omega$
Supply Voltage Rejection Ratio		10	150	μV/V	$R_S < 10k\Omega$
Large-Signal Voltage Gain	25,000				$R_L > 2k\Omega$, $V_{out} = \pm 10V$
Output Voltage Swing	±12	±14		V	$R_L > 10k\Omega$
	±10	±13		V	$R_L > 2k\Omega$
Supply Current		1.5	2.5	mA	$T_A = +125°C$
		2.0	3.3	mA	$T_A = -55°C$
Power Consumption		45	75	mW	$T_A = +125°C$
		45	100	mW	$T_A = -55°C$

TYPICAL CHARACTERISTIC CURVES

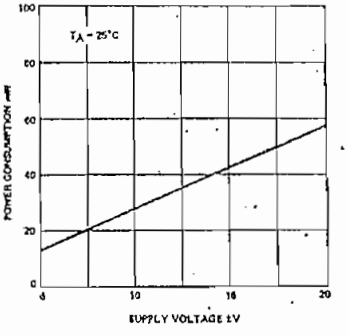
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



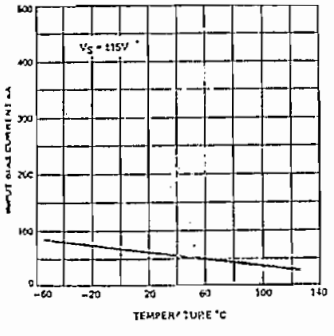
INPUT COMMON MODE VOLTAGE RANGE AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



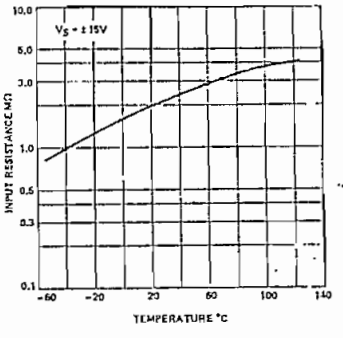
POWER CONSUMPTION AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



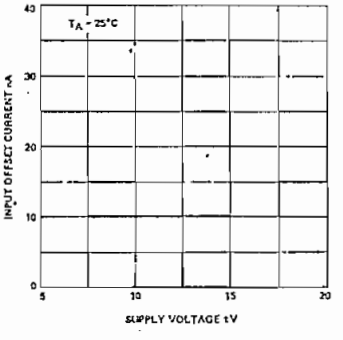
INPUT BIAS CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



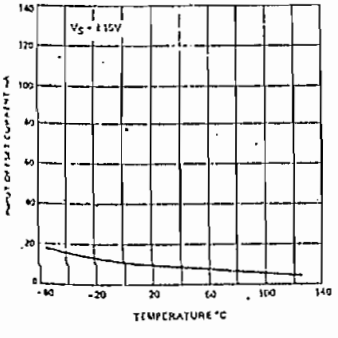
INPUT RESISTANCE AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



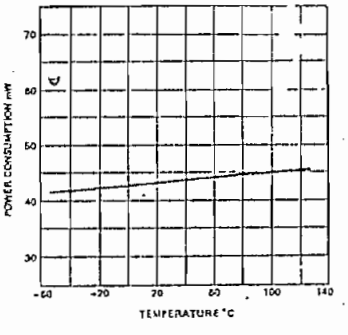
INPUT OFFSET CURRENT AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



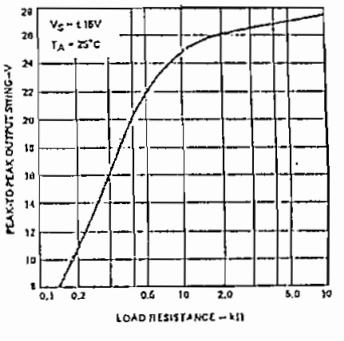
INPUT OFFSET CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



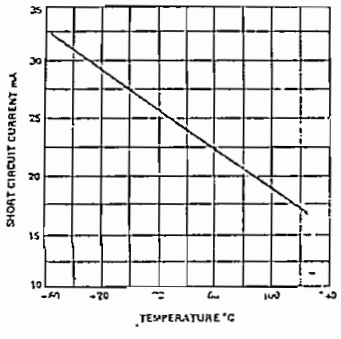
POWER CONSUMPTION AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



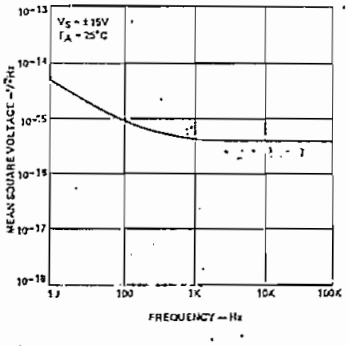
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF LOAD RESISTANCE



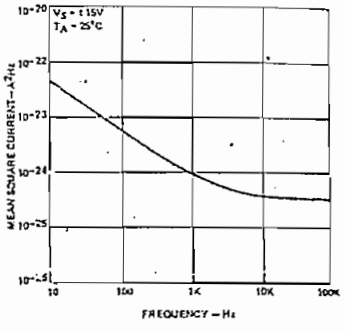
OUTPUT SHORT-CIRCUIT CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



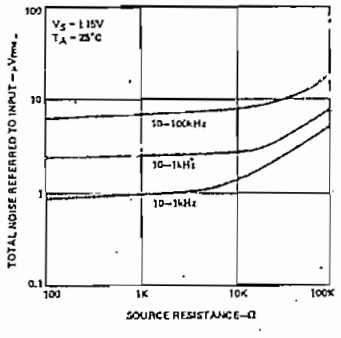
INPUT NOISE VOLTAGE AS A FUNCTION OF FREQUENCY



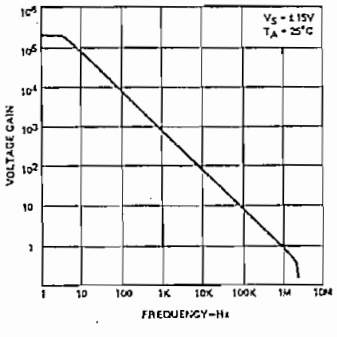
INPUT NOISE CURRENT AS A FUNCTION OF FREQUENCY



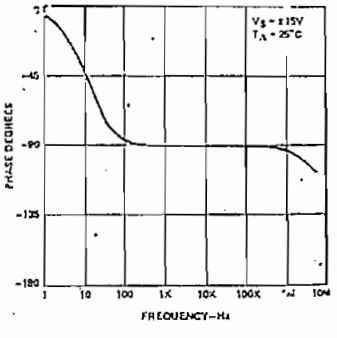
BROADBAND NOISE FOR VARIOUS BANDWIDTHS



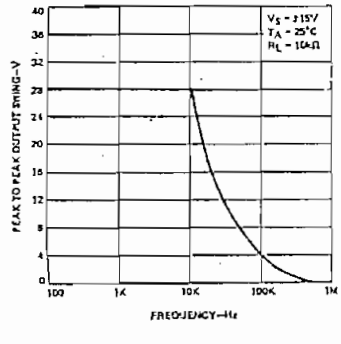
OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AS A FUNCTION OF FREQUENCY



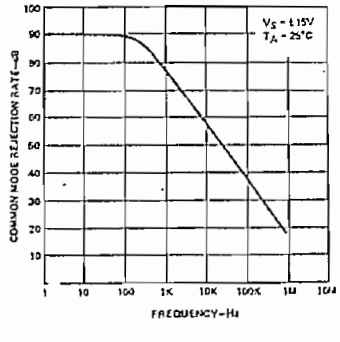
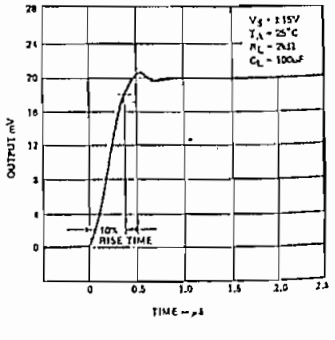
OPEN LOOP PHASE RESPONSE AS A FUNCTION OF FREQUENCY



OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF FREQUENCY



COMMON MODE REJECTION RATIO AS A FUNCTION OF FREQUENCY



TRANSIENT RESPONSE