

7 20'



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

**SISTEMAS MULTICANAL PARA SEÑALES TELEGRÁFICAS**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

INGENIERO MECÁNICO ELECTRICISTA

P R E S E N T A N :

RICARDO ALFONSO ANAYA MOSQUEDA

GREGORIO GERARDO MENDOZA ANDRADE

DIRECTOR DE TESIS:

ING. MARIO A. IBARRA PEREYRA

**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**

1990



## **UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso**

### **DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

## INDICE

	Pagina
CAPITULO 1	1
INTRODUCCION	1
CAPITULO 2	4
PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA Y POSIBLES SOLUCIONES	6
2.1 Planteamiento del Problema	6
2.2 Posibles Soluciones	6
2.2.1 Modulación	7
2.2.2 Multicanalesizacion	13
2.2.3 Filtado	18
CAPITULO 3	26
CIRCUITOS PARA LA ETAPA TRANSMISORA	26
3.1 Modulación	26
3.1.1 Modulación Lineal	29
3.1.2 Modulación en Frecuencia	29
3.2 Generación de Señales	29
3.2.1 Sintetizador Digital de Frecuencias	30
3.2.2 Oscilador Controlado por Voltaje	32
3.2.3 Oscilador RC	35
3.3 Circuitos Senoidalizantes	37
3.3.1 Senoidalizador por Amplificador Diferencial	37
3.3.2 Amplificador Operacional como Senoidalizador I	39
3.3.3 Amplificador Operacional con Senoidalizador II	42
3.4 Multicanalesizacion	47
3.4.1 Multicanalesizador POR Amplificador Sumador	47

	Página
Capítulo 4	5v
Circuitos de Modulaciones FDM-FDM	5v
4.1 Frecuencia	5v
4.2 Amplitud	53
4.2.1 Modulación no Coherente	54
4.2.2 Modulación Coherente	61
4.3 Representación de Señales Binarias	65
Capítulo 5	84
Modulación de Señales en Sistemas FDM-FDM	84
5.1 Generación de Señales	84
5.2 Generador de Señales Pseudo-Aleatorias	87
5.3 Modulador FDM (1000, 2000 y 3000 Hz)	91
5.4 Multiplexador F.D.M.	97
5.5 Filtros (1000, 2000 y 3000 Hz)	101
5.6 Demodulador F.D.M.	112
5.7 Circuitos Auxiliares	116
5.7.1 Circuito de Reloj	116
5.7.2 Fuente de Alimentación de V.C.D.	119
Capítulo 6	124
CONCLUSIONES	124
BIBLIOGRAFÍA	128

## NOTACIONES

$C_n$	Capacitor ( $n^{\circ}$ significa número de parte)
$CI_n$	Circuito Integrado
$FC_n$	Frecuencia Central
Hz	Hertz
$K\Omega, K$	Kilohms ( $10^3$ ohms)
$\mu F$	microFarad
$\omega$	Ohms
$P_n$	Potenciómetro
$R_n$	Resistencia
E	Señal de entrada
S	Señal de salida
$T_n$	Transistor
( )	Unidades
Vcc	Voltaje de operación positivo
-Vcc	Voltaje de operación negativo

## S I M B O L O S

	Capacitor
	Conexión
	Conexión a circuito integrado
	Cruce (Sin conexión)
	Resistencia
	Resistencia variable (Potenciómetro)
	Sitio para entrada, salida o voltaje de operación
	Tierra
	Transistor NPN

## CAPÍTULO I

### INTRODUCCIÓN

La siempre imperiosa necesidad del hombre por establecer comunicación con sus congéneres de una forma rápida, eficiente y segura, ha activado un desarrollo espectacular en esta rama del saber humano.

Desde los primitivos métodos proporcionados al hombre por la naturaleza, los que tenían grandes limitaciones, hasta los modernos sistemas que permiten el acceso de grandes volúmenes de información a gran velocidad y a través de enormes distancias, la humanidad ha establecido el desarrollo de las comunicaciones, y en los últimos cien años, el método más usual ha sido por medio de las ondas electromagnéticas.

Este impulso se ha visto favorecido por el desarrollo de la electrónica de estado sólido, la miniaturización y la aplicación de novedosas técnicas de multicanalización.

Los sistemas de comunicación pueden ser clasificados en dos grandes grupos de acuerdo con la señal que operan pudiendo ser: Analógicas y Digitales.

Un sistema es analógico cuando las señales que se transmiten tienen un número infinito de niveles de voltaje.

Un sistema es digital cuando las señales enviadas tienen un número finito de niveles de voltaje discretos.

En rigor, no hay sistemas totalmente digitales, ya que el ser humano y el espacio no aceptan señales digitales.

Los sistemas de comunicaciones generalmente incluyen al menos un transmisor, un medio de transmisión a través del cual la información es transmitida (cables en el caso de la telefonía o telegrafía o el aire en el caso de las ondas de radio), y un receptor el cual produce a la salida una réplica reconocible de la información original.

El proceso de transmisión de información está estrechamente relacionado a la modulación o las variaciones en el tiempo de una señal sinusoidal particular llamada "portadora", un diagrama típico es el que se muestra en la siguiente figura:



hoy día se transporta la palabra información en los canales de comunicación. Tendremos ocasión de usarla más durante el desarrollo del presente curso. En tanto que una definición estrictamente científica basada en estadísticas para este concepto, se requiere de una manera intuitiva en el texto introductorio.

Si no se recibe información o transmisión de ésta, existieran señales o signos que cambien con el tiempo de manera aleatoria.

La repetición continua de un signo o señal, no genera ni transmite información. En caso de si el signo o señal es modificado de alguna manera en cualquiera de sus características, éste podrá ser interpretado, y por lo tanto generará y transmitirá información. De lo anterior concluimos que la generación o transmisión de información está relacionada con los cambios de las señales o símbolos y estos cambios pueden ser de forma impredecible.

¿Porque es tan importante insistir en este punto?. La respuesta es obvia, ya que en ingeniería se diseñan sistemas para transmisión de información y estando interesados en el mejor tipo posible de sistemas, debemos conocer en forma precisa que es lo que estamos transmitiendo y el efecto del sistema sobre las señales.

En base a lo descrito desarrollaremos un sistema capaz de recibir tres mensajes simultáneamente, estos serán de naturaleza serial binaria, los cuales deberán ser convertidos a señales analógicas y posteriormente, multicanalizadas para ser transmitidas; en el receptor se ejecutará el proceso contrario para recuperar los mensajes binarios.

Se analizará primeramente los tipos de multicanalización para determinar cual es el apropiado al propósito que nos ocupa, una vez elegido este, el siguiente paso es determinar el tipo de modulación, este deberá cumplir con los bases que se establecen en el planteamiento del problema como son: El ancho de banda disponible, la forma de onda y tipo de señal de la información y, por supuesto, la forma de multicanalización, esto y los simuladores de señal binaria (generadores de señal pseudorandomica), constituyen la etapa transmisora.

Para el desarrollo de la etapa receptora, tomando como punto de partida, el tipo de multicanalización, ya que debemos separar cada señal del canal de banda base, esto es, demultiplexar y posteriormente, a esta señal recibida, aplicar de acuerdo a lo establecido en la etapa transmisora, la demodulación apropiada.

La señal obtenida así, será una réplica idéntica de

la señal de entrada, pero de muy bajo nivel, la cual deberá amplificarse para ser útil.

Se ha mencionado que se van a usar simuladores de señal binaria; estos son circuitos capaces de generar una señal seudo aleatoria que puede ser adecuadamente comparada con la señal recuperada en el receptor ya que si se usara una señal aleatoria, la comparación sería bastante difícil.

Después de los capítulos en los que se detalla el diseño de los circuitos y las pruebas realizadas, se presenta un capítulo con las conclusiones del trabajo realizado, con lo que se finaliza el desarrollo de la tesis.

## Problema 2

### REALIZAMIENTO DE PROBLEMAS Y POSIBLES SOLUCIONES.

La finalidad del presente Seminario de tesis, consiste en diseñar, construir y probar un sistema que pueda servir para cubrir una necesidad específica como material didáctica en el Laboratorio de Comunicaciones y que resuelva el siguiente:

#### 2.1. PROBLEMA

a) Generar tres señales binarias de 50 Bauds que simulen las salidas de codificadores de caracteres alfanuméricos, vocales:

b) Transmitir esas tres "informaciones" simultáneamente por una sola línea telefónica sin rebasar el ancho de banda de una señal de voz.

c) En el extremo receptor, recuperar las tres informaciones binarias y comprobar que son idénticas a las transmitidas.

#### 2.2. POSIBLES SOLUCIONES:

Para resolver el Problema planteado, a continuación se

Existen tres tipos principales de modulación de onda que se aplican al sistema que son a saber: 1) modulación y 2) demodulación para dividir la etapa transmisora, y en caso de la decisión tomada se demodulará la etapa receptora, que comprende 3) Filtrado y 4) demodulación misma cuyos detalles se describen en los capítulos 3 y 4 del presente.

### 2.2.1 Modulación.

Las señales producidas por diferentes fuentes de información, no son siempre adecuadas para la transmisión directa a través de un canal dado. Estas señales, son en ocasiones fuertemente modificadas para facilitar su transmisión. Este proceso de conversión se conoce como modulación.

Para facilitar este proceso, se utiliza una señal portadora, usualmente de forma senoidal de alta frecuencia a la cual se le modifica algún parámetro, tal como la amplitud, la frecuencia o la fase por medio de una señal de banda base.

Existen tres tipos diferentes de modulación: La modulación lineal, angular y por pulsos. Los cuales mencionamos a continuación:

#### a) modulación lineal:

En este tipo de modulación, el mensaje a codificar en la señal portadora es un Amplitud, que para ser codificado debe ser primero transformado en una señal moduladora por la integración con respecto a la propia portadora.

La modulación simple, puede ser expresada en el dominio del tiempo como:

$$s(t) = m(t) \cos(\omega_c t)$$

Donde,  $m(t)$  es la señal moduladora en voltios,  $\omega_c$  es la frecuencia angular de la señal portadora.

Algunas la señal  $m(t)$  como una forma de onda senoidal pura, la multiplicación de  $m(t)$  resulta en el dominio de la frecuencia, en trasladar el espectro de frecuencia de  $m(t)$  con una frecuencia central  $\omega_c$ , sea en la misma frecuencia de  $\omega_c$  (ver Fig. 1.2.12).

La forma más simple de la modulación simple, son la modulación en amplitud (AM). La modulación en banda lateral única (SSB) y la modulación en banda lateral única (DSB).

### 3.1. MODULACIÓN SIMPLE

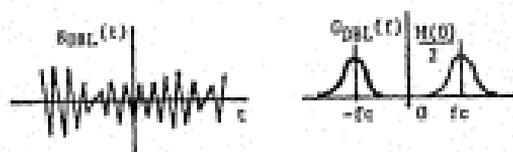
La modulación simple, es aquella que tiene un ancho de banda de modulación  $B_m$ , y una frecuencia de portadora  $f_c$  que es mucho mayor que  $B_m$ .



SEÑAL MODULADORA



SEÑAL PORTADORA



SEÑAL MODULADA

Fig. 2.2-1 Proceso de modulación lineal por DBL.

carácter colectivo, como una función lineal de una señal moduladora.

Al ser las variaciones resultantes de dichas variaciones, frecuencia ó fase, se las conoce como: modulación en frecuencia y modulación en fase (FM y PM), respectivamente.

Las diferencias básicas entre las formas de onda de una y otra se muestran en la Fig. 2.3-2.

De ahora en adelante se puede decir que en la modulación en frecuencia, la variación de amplitud de la señal moduladora corresponde con cambios en la frecuencia de la señal portadora, esto es, cuando la amplitud de la primera se incrementa, la frecuencia de la segunda se incrementa también, y a la inversa, cuando la amplitud decrece en la moduladora, la frecuencia de la portadora decrece. Cuando la señal moduladora es del tipo analógico, obtendremos modulación en frecuencia simple, esto significa que se presentan crecimientos continuos en la frecuencia de la señal modulada. Pero si la señal moduladora es un grupo de pulsos, la frecuencia de la portadora tomará valores discretos correspondientes a los niveles de la señal moduladora digital. A este resultado se le conoce comúnmente como FSK.

En la modulación en fase, sucede un proceso similar al de la modulación en frecuencia, con la diferencia que en esta



SEÑAL PORTADORA



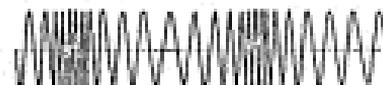
SEÑAL MODULADORA



MODULACION EN AMPLITUD



MODULACION POR FASE



MODULACION POR FRECUENCIA

Fig. 2.2-2 Comparación de modulación lineal y angular.

Cuando el parámetro  $\alpha$  es positivo, es el ángulo de fase el cual varía en correspondencia a cambios de la señal moduladora. Este parámetro, que controla la amplitud de la señal moduladora crece, el ángulo de fase se adelanta una cantidad determinada, y cuando la amplitud decrece, el ángulo se retrasa una determinada cantidad también.

#### c. Modulación por pulsos

Existen diversos métodos de Modulación por Pulsos; entre los más usuales está la modulación por amplitud de pulsos (PAM), la modulación por ancho de pulsos (PWM), la modulación por posición de pulsos (PPM) y la modulación por código de pulsos (PCM). En PAM las amplitudes de los pulsos individuales en un tren de pulsos, están determinadas por la amplitud de la señal moduladora. Dicho de otro modo, la señal moduladora queda dividida en una serie de pulsos cuyas crestas siguen el contorno de dicha señal.

En la PCM se hace un muestreo de la señal moduladora, a intervalos discretos. En cada muestreo se produce un grupo de bits, correspondiente al valor de la señal moduladora en ese instante. Cada grupo está formado de pulsos idénticos, pero el número de pulsos y la posición de los mismos, representa el valor específico de la moduladora, constituyendo así los elementos de un código.

El código BCH es el más desarrollado util para transmitir datos binarios, por ejemplo de telemetría, sin embargo, los errores binarios pueden representarse los datos en el alfabeto  $\{0, 1\}$  que también es utilizado para enviar mensajes de telegrafía, además de los pulsos que forman los grupos de código, se emplean algunos de referencia para indicar al equipo receptor que se inicia un nuevo grupo.

El código de pulsos más usado en telemetría, es conocido como código BPSK, este está formado por cinco pulsos de representación más un pulso para arranque y dos para parada la representación de cada código, se presenta en la Fig. 2.2-5.

### 2.2.3. Multicanalización:

Para poder transmitir varios canales de información por un canal de banda base, es necesario "dividir" de alguna manera esta y asignar a cada división un canal de información. Este proceso es conocido como multicanalización.

Existen dos formas más usuales de multicanalización, una es por división de tiempo (TDM) y la otra por división de frecuencia (FDM).

#### Al Multicanalización por División de Tiempo.

En la multicanalización por división de tiempo, los

POSICION DE CARRO	SERIAL DIGITAL	CODIGO BINARIO
IMP	IMP	10105
A	0	11000
B	1	00011
C	:	01110
D	\$	10010
E	3	00000
F	!	00110
G	@	00011
H	#	00101
I	%	00100
J	'	10010
K	^	11110
L	>	00001
M	.	00111
N	~	00110
O	?	00011
P	@	01100
Q	!	10101
R	^	01010
S	CAMP.	10100
T	3	00001
U	!	10100
V	^	01111
W	3	10001
X	7	10111
Y	@	10101
Z	^	10001
		00000
ESPACIO		00100
RET. CAR.		00010
ALIM. PAG.		01000
SÍMBOLOS		10011
LETRAS		10111

**ABREVIACIONES:**

CAMP. = CAMPANA

RET. CAR. = RETORNO DE CARRO

ALIM. PAG. = ALIMENTACION DE PAGINA

**Fig. 2.2-3 Código baudot.**

pulsos de las distintas señales, con arreglo a un intervalo específico en el canal de banda base y transmitidos, formando así un solo tren de pulsos modulados que lleven información múltiple, cada grupo de pulsos formado por un pulso de 0-03 señal, es separado por un pulso o grupo de pulsos de sincronización para identificar cada "paquete", dichos pulsos se distinguen de los pulsos de información de varias maneras, la más sencilla es modificando alguna de sus características (amplitud o duración), por lo que, de esta manera, los circuitos receptores identifican cada paquete de pulsos de información en el canal de banda base separando cada paquete de pulsos y distribuyéndolo hacia el canal de salida apropiado.

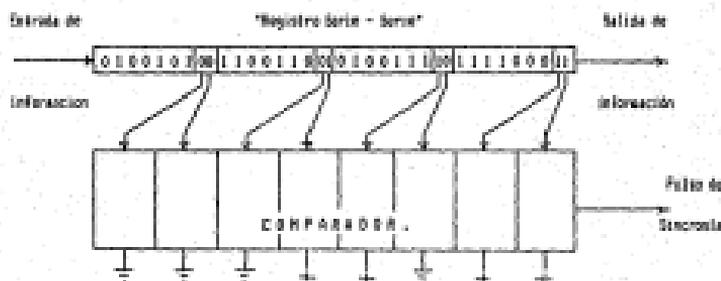


Fig. 2.2-4 Identificación de pulsos de sincronía.

Otra forma de identificar los pulsos de sincronía, es darles una secuencia difícil de producir en forma aleatoria, por ejemplo en la Fig. 2.2-4 se ve un ejemplo de bits correspondientes a 4 canales de datos con dos pulsos de

sincronía entre depuete y muestra, en la secuencia 00, 01, 10 y 11 que se pueden igualizar por comparación con el mismo estado registrado en un circuito comparador.

#### b) Multicanalización por División de Frecuencias.

En la multicanalización por división de frecuencia, cada señal de información modula a una senoide de una frecuencia particular de onda, que se genera varios anchos de banda, como se ve en la Fig. 2.2-8.

Los espectros de las señales moduladas, deben separarse mediante un ancho de banda suficiente para evitar interferencia y facilitar la separación de las señales en el receptor.

Después los espectros modulados, tenemos una señal compuesta que puede considerarse como una señal de banda base, que puede modular posteriormente, a una portadora de radiofrecuencia, con el propósito de transmisión.

En el receptor, la señal entrante se demodula, primero de la portadora de radiofrecuencia para recuperar la banda base compuesta, la cual se hace pasar a través de los filtros pasa-banda, para separar cada una de las señales moduladas. Luego, cada una de éstas señales, se demodulan individualmente, por medio de una subportadora apropiada para

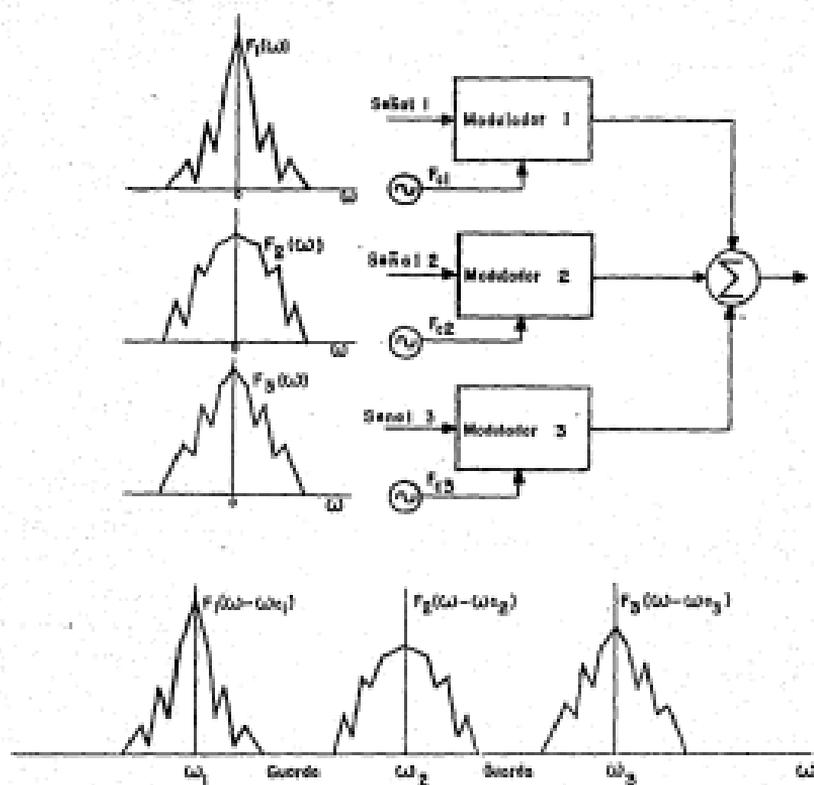


Fig. 2.2-5 Múltiplexación por división de frecuencia.

contener así todas las señales originales emitidas.

### 2.2.3. Filtrado

Una vez que las señales han sido moduladas y multicanalizadas, el siguiente paso es realizar el proceso inverso para recuperar la señal original.

Dado que el tipo de multicanalización lógico es por división de frecuencia, para separar las señales que vienen juntas solo basta con pasar estas a través de filtros paso-banda, cuya banda pasante coincida con el ancho de banda de las señales moduladas originales.

El problema del filtrado o dicho de otra manera, de la separación y selección de las señales eléctricas en función de su frecuencia, ha sido siempre de una gran importancia en la técnica de las telecomunicaciones.

Los filtros eléctricos, actúan sobre la forma de la señal pero solamente para modificar la amplitud de ciertas componentes que se hallan en el espectro de entrada. Los filtros no introducen ninguna frecuencia nueva, por lo que pueden considerarse circuitos lineales.

En el sentido de decir que un filtro es de manera general, un circuito que proporciona una modificación de la amplitud o de

La acción de las componentes del espectro de frecuencias de una señal.

Para poder seleccionar adecuadamente los filtros que mejor se ajusten al propósito del presente trabajo, el primer paso es conocer algunas de sus características, las que veremos en el siguiente punto.

#### a) Clasificación de los Filtros.

De acuerdo a su aplicación, los filtros se dividen en:

#### i) Filtros de radiocomunicación.

En los receptores de calidad se selecciona una única frecuencia mediante un filtro de entrada, eliminando las que distan de la banda escogida, por otra parte, los receptores disponen de un amplificador de frecuencia intermedia (FI) que no es otra cosa que un amplificador asociado a un filtro que selecciona la banda de frecuencias emitida por la emisora que se desea recibir.

#### ii) Filtros de modulación y demodulación.

Tanto si las transmisiones se realizan mediante cable o vía inalámbrica, las señales se envían en forma de modulación de una frecuencia portadora (modulación de frecuencia, de

amplitud, de fase). Por consiguiente se hace preciso limitar al máximo el espectro de frecuencias para no ocupar en exceso la banda de transmisión. Esta misión la cumple el filtro de modulación. De la misma forma, en la recepción, el filtro de demodulación solamente retendrá la banda de frecuencia que corresponde a la señal recibida.

#### iii) Filtros de Análisis de Espectro.

El examen de una señal en función del tiempo es un método común de análisis y se realiza, por ejemplo: Con ayuda de un osciloscopio. Otro más exacto sobre todo cuando la señal está mezclada con ruido, consiste en determinar el espectro de frecuencias de dicha señal. Este análisis se realiza generalmente mediante filtros en peine, que no es otra cosa que una sucesión de filtros, cada uno de los cuales deja pasar una banda muy estrecha de frecuencias.

#### iv) Filtros que mejoran la relación señal ruido.

Cuando se conoce la banda de frecuencia de una señal que está mezclada con ruidos, resulta posible mejorar la calidad de dicha señal con ayuda de un filtro que solo deja pasar la banda de frecuencias deseadas. De la misma manera, si el ruido posee un espectro de frecuencia determinado, puede mejorarse la relación señal-ruido eliminando la banda indeseable.

#### v) Multiplicadores de Frecuencia.

Cuando se conforma una señal sinusoidal pura mediante un circuito electrónico de generación, este contiene un espectro de frecuencias, se elimina en virtud de la presencia de gran número de componentes armónicas. Si se incluye ahora un filtro que solamente deje pasar una de estas frecuencias armónicas, se habrá transformado así el conjunto en un multiplicador de frecuencias.

#### vi) Filtros Correctores.

Cuando una señal sufre una deformación lineal indeseable, resulta posible paliar este defecto con ayuda de un filtro corrector.

También existen otros muchos tipos de funciones que pueden realizar los filtros, particularmente en el uso de retardos e interfrecuencias.

#### b) Filtros de Acceso a su Tecnología.

Los filtros tienen en cuenta el hecho de que disponen de circuitos sensibles a una determinada frecuencia de resonancia, cuya calidad viene determinada por el valor del coeficiente de *Q* (factor de calidad). La tecnología de los circuitos

resonantes varía considerablemente según la gama de frecuencias y las características del filtro a realizar.

i) En la banda de bajas y muy bajas frecuencias, son circuitos resonantes con LCC siempre de constantes concentradas.

ii) En la gama de las frecuencias medias (100 Hz a 10 MHz por ejemplo) se hallan principalmente circuitos resonantes de bobina y condensador (LC), así como los piezoeléctricos (cerámicos).

iii) En frecuencias muy altas (100 MHz por ejemplo). Los circuitos resonantes serán de constantes distribuidas. Estos circuitos resonantes pueden ser de cavidades, líneas coaxiales o guías de onda.

#### c) Filtros Pasivos y Filtros Activos.

Los resonadores electromecánicos o piezoeléctricos, están basados en la transformación de una resonancia mecánica en una eléctrica mediante un efecto de conversión electromecánica.

Los circuitos resonantes eléctricos (con LC, de cavidad resonante) se basan en el fenómeno de intercambio de energía electrostática y electromagnética, a quienes las leyes

oscilación del filtro de paso bajo. Como en un caso como en el otro, si el resonador se excita mediante una fuente de energía externa y después de éste en resonancia, dicho circuito puede ser llamado un filtro pasivo, oscilando a su frecuencia de resonancia. La amplitud de esta oscilación decrece de cierta manera rápida, de acuerdo al valor del coeficiente de sobretensión. El circuito resonante disipa resistivamente la energía recibida. Los que utilizan circuitos resonantes de este tipo se les denomina filtros pasivos.

Por el contrario, cuando se excita un circuito resonante constituido por inductancias y condensadores asociados a elementos activos, como transistores por ejemplo, dichos últimos suministran al circuito una energía sin límite considerable, la cual se opone al decaimiento de la oscilación inicial. Llegando al límite, si esta energía es suficientemente importante, se origina una oscilación que se mantiene espontáneamente; en este caso el circuito resonante constituye un oscilador, a los filtros que utilizan este tipo de componentes, se les denomina filtros activos.

De esta manera podemos establecer la siguiente definición:

Filtro activo, es aquel que recibe energía de una fuente interna y filtro pasivo, es que no recibe energía de ninguna fuente interna; para los activos se tienen las siguientes

ventajas e inconvenientes:

a) Ventajas:

Su reducido volumen, ya que al emplear circuitos integrados, sus dimensiones pueden ser extraordinariamente reducidas, lo mismo ocurre con las resistencias, y como no es necesario el empleo de inductancias, el filtro tendrá en definitiva el volumen impuesto por el tamaño de los condensadores.

- Su bajo peso
- Pueden tener ganancias  $> 1$
- La facilidad de los ajustes

ii) Inconvenientes:

- La inestabilidad, es el principal, por ser éste el factor que limita sus características y su aplicación.

- Requieren fuente de Vcc

d) Según la posición respectiva que ocupan las bandas de paso y de corte, con relación a la frecuencia.

i) Filtros de Pasa Baja, son aquellos en los que la banda pasante se extiende desde la frecuencia cero hasta una frecuencia de corte  $f_c$ .

ii) Filtros de Pasa Alta, son en los que la banda pasante se extiende desde una frecuencia de corte  $f_c$  hasta el infinito.

iii) Filtros Pasa Banda, son en los que la banda pasante se encuentra situada entre las frecuencias de corte  $f_{c1}$  y  $f_{c2}$ .

iv) Filtros Supresores de Banda, son aquellos en los que la banda atenuada está comprendida entre las frecuencias de corte  $f_{c1}$  y  $f_{c2}$ , siendo  $f_{c1} < f_{c2}$ .

el Según las Características de su Curva de Respuesta Atenuación-Frecuencia.

i) Filtros de Butterworth, poseen la propiedad de tener una curva de respuesta lo más plana posible en el origen, es decir, para la frecuencia cero, pero la pendiente de su corte es radianes; un filtro de orden "n", tiene "6n" decibelios por octava, por otro lado presentan la ventaja de tener una curva de respuesta poco sensible a las variaciones de los componentes, lo cual resulta muy útil cuando no se puede definir con precisión los elementos de un filtro.

ii) Filtros de Legendre, estos tienen al igual que los de Butterworth, una curva de atenuación creciente, pero en lugar de ser lo más plana posible en el origen, presenta en la frecuencia de corte la pendiente lo más abrupta posible. Este corte tiene sensiblemente la misma pendiente que los filtros de Tchebyscheff de ondulación 0,1 dB en régimen transitorio. Los filtros de Legendre son casi tan buenos como los de Butterworth, por ello son preferidos los de Legendre siempre que la dificultad de los cálculos que hay que realizar no constituya un obstáculo.

iii) Filtros de Tchebyscheff, se calculan de manera que su atenuación en la banda de paso oscile el mayor número de veces entre cero y la amplitud máxima para un filtro de un orden dado, de esta forma en los filtros de Tchebyscheff la imperfección que constituye esta atenuación residual que existe en la banda de paso queda uniformemente repartida a lo largo de toda esa banda. Por el contrario, la atenuación aumenta de forma continua en la banda atenuada.

Los filtros de Tchebyscheff presentan un gran interés práctico, ya que de todos los filtros polinomiales, son los que tienen un corte más abrupto para un orden "n" dado, a pesar de no presentar un buen comportamiento frente a los transitorios y su tiempo de propagación de ondas en la banda de paso no es bueno.

Los filtros de Bessel, con sus filtros polinomiales en los que el criterio de optimización es la regularidad del tiempo de propagación de grupo en la banda de paso.

La función de transferencia de un filtro que tenga un tiempo de propagación de grupo de  $t = 1$  seg. perfectamente constante es:

$$F(p) = \exp(-p) = 1 / \cosh(p) + \sinh(p)$$

donde:

$$\cosh(p) = 1 + \frac{p^2}{2!} + \frac{p^4}{4!} + \frac{p^6}{6!} + \dots$$

$$\sinh(p) = p + \frac{p^3}{3!} + \frac{p^5}{5!} + \frac{p^7}{7!} + \dots$$

Es preciso tener en cuenta, es decir, es importante, los polinomios de Bessel que figuran en el denominador de la función de transferencia se han calculado tomando en cuenta como unidad el tiempo de propagación de grupo; por consiguiente, se obtendrán curvas de respuesta en amplitud en las que la atenuación en la frecuencia será una unidad arbitraria.

## CAPÍTULO 3

### CIRCUITOS PARA LA ETAPA TRANSMISORA

Como quedó establecido en el planteamiento del problema, las señales que manejaremos son binarias, es decir, es digital, con solo dos niveles discretos de voltaje. Como las tres fuentes de información presentan características similares para generar información (misma niveles discretos de voltaje, velocidad de transmisión, etc.) es necesaria la modulación para asignar a cada señal una característica específica de identificación.

#### 3.1 MODULACION

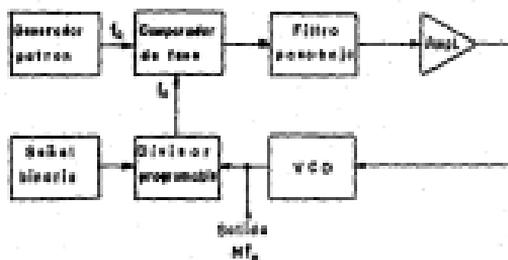
##### 3.1.1 Modulación Lineal.

La modulación lineal (o en amplitud), es la más sencilla de obtener, como se describió en los párrafos anteriores, sin embargo, resulta poco práctica para transmitir señales binarias por ser muy sensible al ruido, ya que cualquier ruido que penetra al medio de transmisión, se suma o resta a la señal modulada, pudiendo llevarla hasta el umbral de reconocimiento de un nivel de voltaje diferente al original.

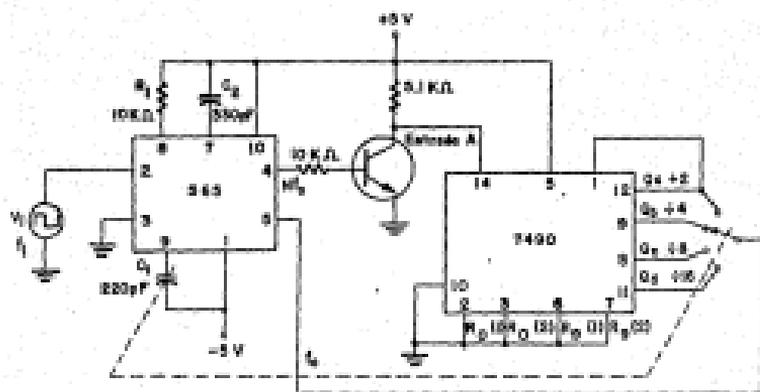
Además, que en su forma original, estos niveles de señales







c) Diagrama de bloques.



b) Implementación usando la unidad PLL 565.

Fig. 3.2-1 Sintetizador de frecuencia.

oscilación = mantener la frecuencia  $f_1$  que dividida entre  $N_1$  nos da  $f_0$  que en la división de  $N_2$  dentro del PLL, debe ser igual a  $f_0$ .

Una situación similar se presenta si el programador recibe un uno. La ventaja que presenta este circuito es su gran exactitud, por supuesto dependiente de la precisión del generador de frecuencia entre  $f_0$ .

La desventaja de este circuito, consiste en el tiempo que tarda en cambiar de una frecuencia a otra, que finalmente se traduce a costo ya que los circuitos más rápidos son más caros.

### 3.2.2 Oscilador Controlado por Voltaje (VCO).

En la literatura técnica existen muchos circuitos integrados (chips) que operan como VCO, uno de ellos es el NE560 que tiene una excepcional estabilidad y linealidad y genera ondas cuadradas y triangulares. La frecuencia de oscilación, es determinada por una capacitancia y una resistencia externas, y el voltaje aplicado a las terminales de control. La frecuencia de oscilación  $f_0$  viene dada en forma aproximada por la siguiente expresión:

$$f_0 = \frac{2(V_+ - V_c)}{k_1 + C_1 + V_+}$$

donde  $2\pi R_1 \leq R_1 \leq 10 R_1$  y también debe cumplir la siguiente relación para la terminal de control  $V_C$ :

$$10^{-4} V_C \leq V_C \leq V$$

Para variar la frecuencia en forma continua, se varía  $R_1$  mientras que el valor  $C_1$  varía en décadas para la determinación de rangos de frecuencia.

Un circuito equivalente del NE555 se muestra en la Fig. 3.2-3.

En este circuito, del integrador se obtiene una rampa cuando es excitado por un escalón a la entrada, esta rampa alimenta a un comparador del tipo Schmitt debido a la histéresis de dicho disparador, la rampa deberá llegar a un cierto valor de voltaje antes de disparar el comparador.

Si la salida del comparador se realimenta al integrador, se tendrá un circuito regenerativo que producirá una onda cuadrada y una triangular a la salida del integrador.

En el circuito anterior se puede variar la frecuencia de salida dependiente de  $R_1$ ,  $R_2$  y  $V_C$  así es un voltaje de corriente directa adicionado a la señal moduladora. Por lo que  $R_1$ ,  $C_1$ , y su voltaje de corriente directa ajustan la frecuencia central y ancho de banda y anchos lógicos a la

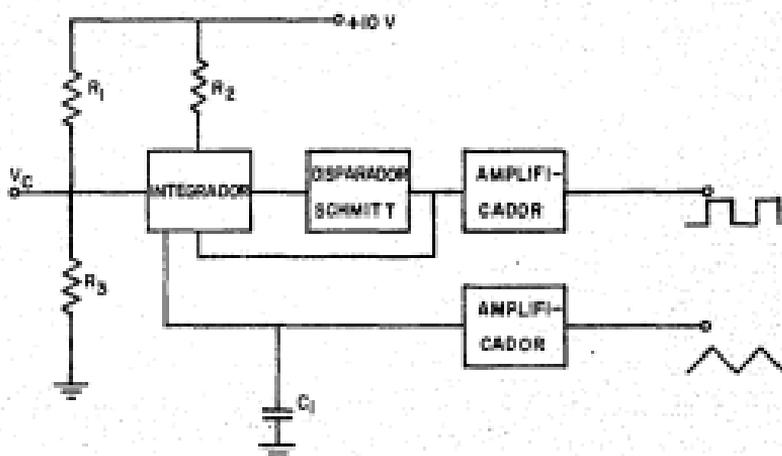


Fig. 3.2-2 Circuito de bloques equivalente al NE566.

salida de control, se pueden generar las dos frecuencias deseadas.

Las salidas de este circuito, se los 100 voltios de los unos y ceros lógicos, deben ser extremadamente precisos, ya que cualquier variación en ellos por pequeña que sea, altera la frecuencia de salida.

### 3.2.3 Oscilador RC

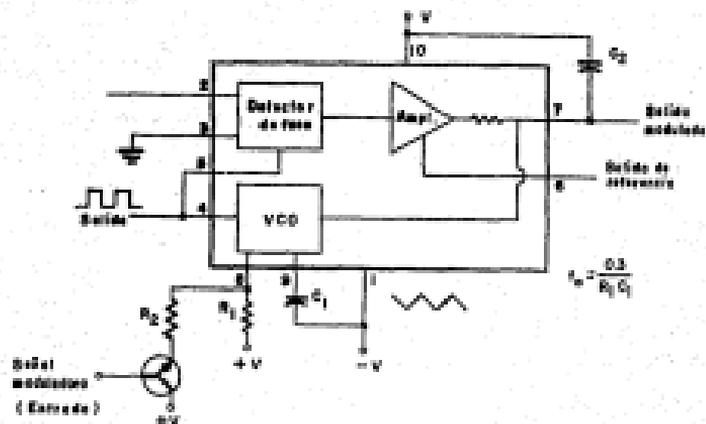
En la Fig. 3.2-3 se muestra uno de los muchos circuitos osciladores que existen.

En estos, la frecuencia depende directamente de los valores de la resistencia y capacitancia, de modo que al cambiar cualquiera de ellos, se logra el cambio de frecuencia. La técnica más usual, consiste en usar un interruptor (switch) electrónico analógico controlado por los pulsos binarios, tal como se muestra en la Fig. 3.2-3.

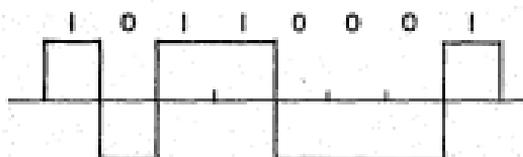
Con este oscilador, se obtienen las siguientes relaciones de frecuencia:

$$f_1 = 1/(2T_1 + R_1 + C_1), \quad f_2 = \left[ \frac{R_1 + R_2}{2T_1 + \frac{R_1 + R_2}{C_1}} \right]^{-1}$$

En caso de no querer usar el interruptor analógico, se



c). Circuito oscilador RC .



b). Comparación de señal de entrada y salida.

Fig. 3.2-3

puede utilizar un transistor TBJ o un JFET que se debe poner en corte o saturación con los unos y los ceros binarios.

Este circuito, a las velocidades y frecuencias usuales para la transmisión por líneas telefónicas, no presenta desventajas apreciables. La única pequeña desventaja es que la mayoría de los VCO's que existen actualmente en el mercado, no generan señal senoidal por lo que hay que adaptar un circuito senoidizador a la salida del VCO, para esto se cuenta con lo siguientes:

### 3.3 CIRCUITOS SENOIDIZADORES.

#### 3.3.1 Senoidizador por Amplificador Diferencial.

Este se puede realizar aprovechando la característica no lineal de un amplificador diferencial, cuando es excitado (alimentado) con una onda triangular, generando a la salida una respuesta senoidal. Un circuito que puede realizar lo descrito es el mostrado en la Fig. 3.3-1. En éste, la corriente en cada uno de los transistores del par diferencial viene dada por la siguiente expresión:

$$i(t) = \frac{I_0}{2} \left[ 1 - \frac{v_{in}}{2v_{T1}} + \frac{v_{in}^3}{12v_{T1}^3} - \dots \right]$$

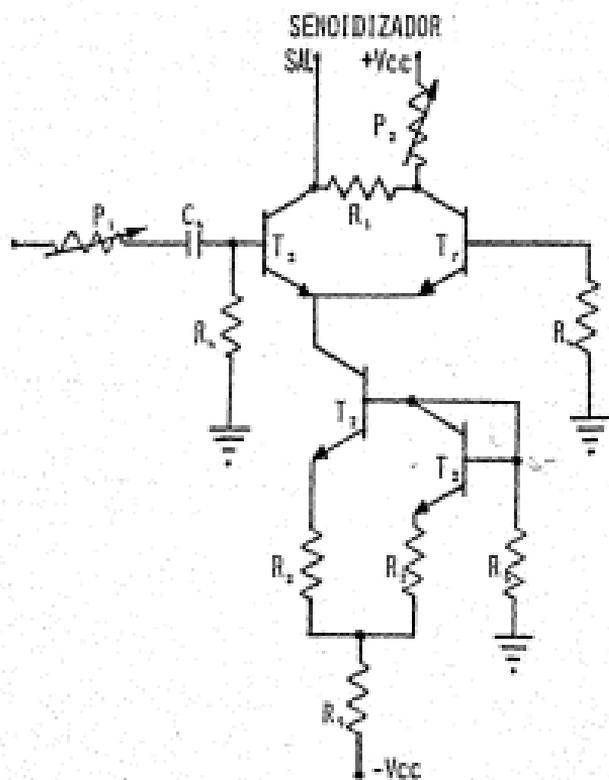


Fig. 3.3-1 Sencidizador per amplificador diferencial.

En este momento el  $V_o$  a  $t = 0$  tiene una menor amplitud (CC) de una onda senoidal.

Con una triangulación con la que se alimenta el circuito acondicionador a su entrada, provee de un VCO. Las resistencias variables (trasect) con que cuenta este circuito se usan como un ajuste para afinar la señal, y su frecuencia de salida es la misma que la de la onda triangular.

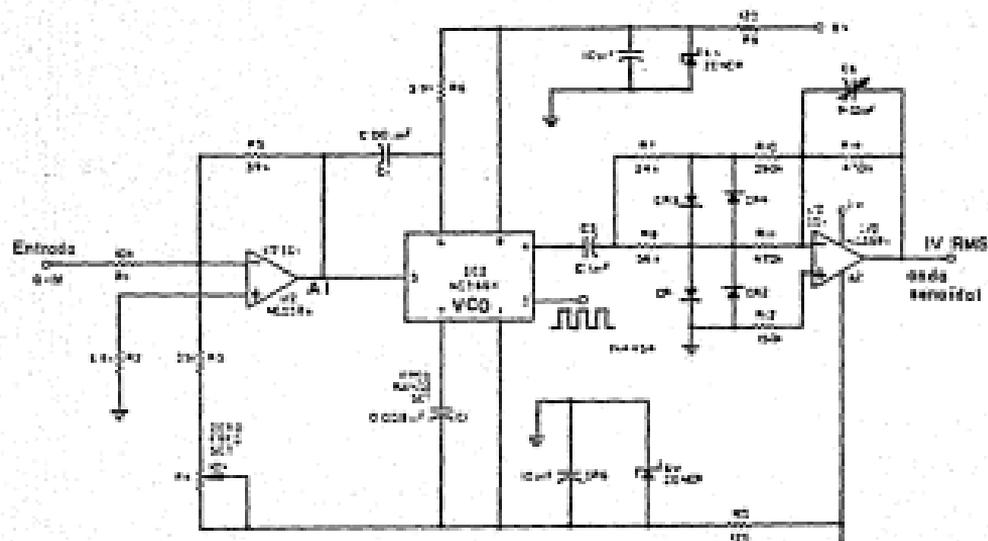
### 3.3.2 Amplificador Operacional como Sumador Modificado

1.

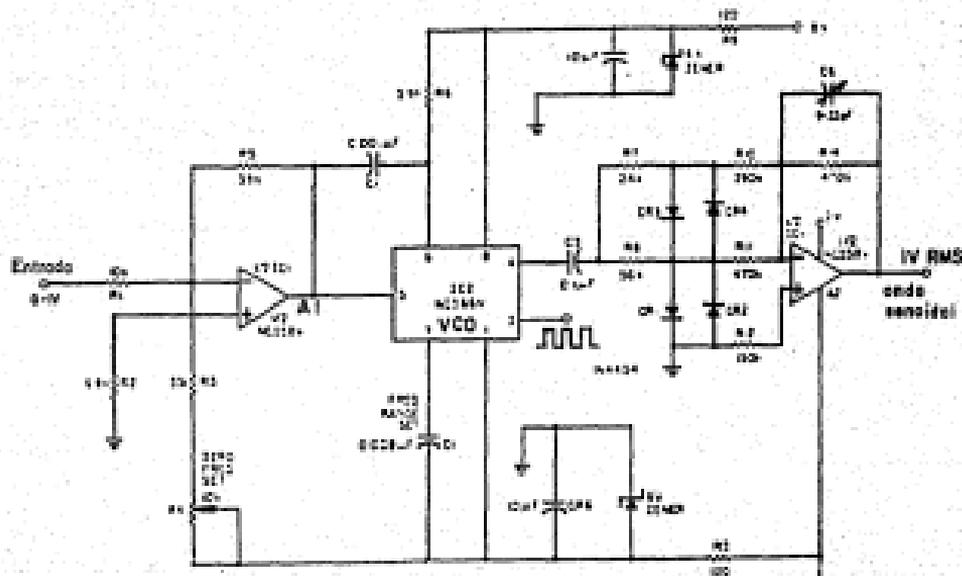
Un amplificador operacional que es usado como sumador, permite la conversión económica de una onda triangular de amplitud constante, a una senoidal sin el uso de componentes críticos.

De esta manera un VCO en circuito integrado comercialmente disponible con señal de salida triangular, puede ser adaptada para usarse como un VCO de salida senoidal.

El amplificador operacional AC de la Fig. 3.3.2 suma las salidas del circuito de diodos conectados a la salida de onda triangular del VCO (IC2).



3.3-2 Amplificador operacional-VCO adaptado como gerador de onda senoidal.



3.3-2 Amplificador operacional-VCO adaptado como sensorizador.

El valor de  $R7$  iguala la resistencia directa de un solo diodo, con  $Vt = 0.44$  mientras que  $R8$  es aproximadamente dos veces  $R7$ , con este arreglo los diodos  $CR1$  y  $CR2$  conducen más rápidamente el ciclo de la onda triangular que los diodos  $CR3$  y  $CR4$ . Como resultado de esta, el contorno de la onda de los diodos  $CR3$  y  $CR4$  es triangular hasta  $0.8$  V y entonces comienza a variar su pendiente hasta un máximo de  $0.65$  V y el voltaje de  $CR1$  y  $CR2$  es de forma triangular hasta  $0.4$  V entonces empieza a cambiar su pendiente hasta un máximo de  $0.48$  V.

Estas formas de onda alimentadas al amplificador diferencial  $A2$  en una relación aproximada de uno a uno, generan una buena onda senoidal a la salida de  $A2$ .

El capacitor  $C4$  de retroalimentación negativa, nos permite reducir la distorsión de la señal senoidalizada y la resistencia  $R14$  ajusta la ganancia del amplificador.

Finalmente, la señal de entrada para modular al VCO es procesada por el amplificador  $A1$  a fin de lograr el nivel de amplitud y el offset (C.B.) más adecuados.

Con los componentes mostrados en la Fig. 3.3-2, el circuito puede producir una onda senoidal que varía de  $500$  Hz a  $11$  kHz cuando la señal de entrada varía de  $0$  V a  $1.05$  Vp (un factor de escala de  $10$  kHz/V).

2.1.1. Realización y descripción del sistema implementado II.

El amplificador operacional, con un diseño apropiado de retroalimentación, puede ser usado para generar una onda senoidal, uno de tales circuitos es el mostrado en la Fig. 2.2-3.

En este circuito cuando la señal de salida del amplificador, se incrementa en amplitud, los circuitos de compensación de realimentación son usados para reducir en forma progresiva la ganancia de salida cerrada del mismo, cambiando la corriente al lugar de fuga del amplificador, el proceso ilustrativo de la transformación de la señal triangular a senoidal, con cada uno de estos circuitos, es mostrado en la Fig. 2.3-4.

En esta figura, en la parte superior, se muestra la forma de onda con la realimentación a través de la resistencia ha únicamente, las formas de onda inferiores muestran lo que le sucede a la señal inicial cuando los diodos  $D1, D2, D3, D4, D5, D6, D7, D8, D9, D10,$  y las resistencias asociadas a cada circuito, son conectadas sucesivamente al sistema, con esto se nota también que una senoidal es en forma muy aproximada una serie de incrementos de líneas rectas.

Las pendientes requeridas para los incrementos en las

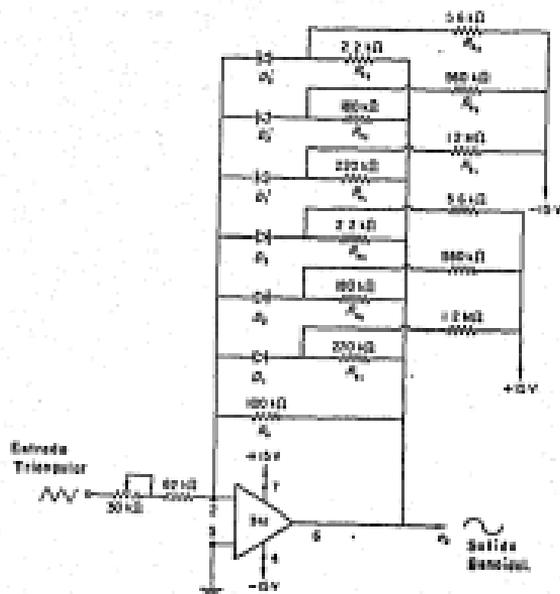


Fig. 3.3-3 Amplificador operacional de respuesta no lineal usado como senoidalizador.

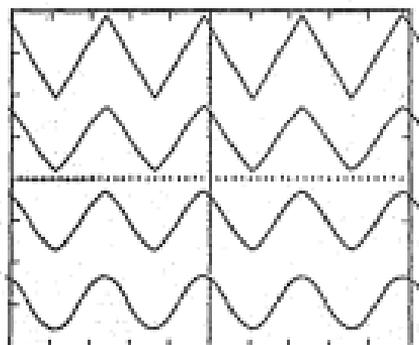


Fig. 3.3-4 Formas de onda corregidas por el circuito senoidalizador.

líneas rectas y los voltajes de c.a.s.c.o., pueden ser determinados gráficamente como se muestra en la Fig. 3.3-3.

Una onda triangular de período "T" y amplitud "V<sub>g</sub>", tiene una pendiente (ΔV/T). La expresión para una onda senoidal con el mismo período es:

$$V = V_g \sin (2\pi t/T)$$

La cual tendrá una pendiente máxima de  $2\pi V_g/T$  dado que ambas ondas deberán tener la misma pendiente a su paso por el origen es decir:

$$\Delta v/T = 2\pi V_g/T \text{ y } V_g = \Delta v/2\pi = 0.159 \Delta v$$

Los valores de las resistencias R<sub>a</sub> requeridos experimentalmente para fijar las pendientes deseadas de los incrementos en las líneas rectas están dados por las siguientes relaciones:

$$\frac{\text{Pendiente deseada para incremento 1}}{\text{Pendiente de la onda triangular}} = \frac{R_1 // R_{a1}}{R}$$

$$\frac{\text{Pendiente deseada para incremento 2}}{\text{Pendiente de la onda triangular}} = \frac{R_2 // R_{a2} // R_{a3}}{R}$$

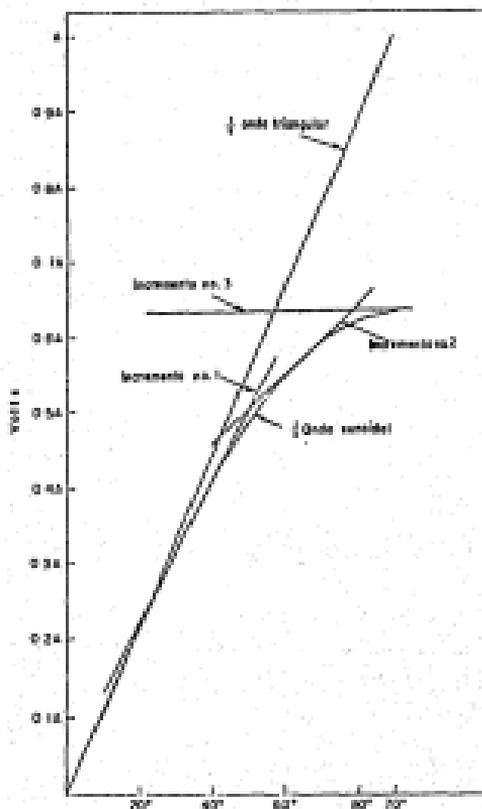


Fig. 3.3-5 Método gráfico de sensibilización de una onda triangular.

Los valores del voltaje de salida para los circuitos de carga de impedancia alterna, están determinados por la ecuación:

$$V_{\text{Sal}} = V_{\text{Ref}} + \frac{R_{\text{Sal}}}{R_{\text{Ref}}}$$

Donde:  $V_{\text{Sal}}$  = Voltaje de salida (amplificador).

$V_{\text{Ref}}$  = Voltaje de referencia

$R_{\text{Sal}}$  = Resistencia "a" en óhmios

$R_{\text{Ref}}$  = Resistencia "b" en óhmios

Las ecuaciones de diseño antes mencionadas, pueden ser usadas para calcular los valores de las resistencias de los circuitos de realimentación.

Los valores de los componentes del circuito mostrado al inicio de esta sección, están basados en esas ecuaciones. Las resistencias usadas son ajustadas a los valores más apropiados a ellas que existen en el mercado. Si se requiere una gran precisión, los valores de las resistencias deberán ser bien calculados y la onda senoidal ajustada con un gran

estado de interacción.

#### 2.4 MULTICANALIZACIÓN

Según sea el punto 2.1.3 establecido el uso de una sola línea de transmisión para las tres señales, esto obliga a trabajar con técnicas de multicanalización y por lo analizado en los párrafos anteriores, la técnica más apropiada para este caso resulta ser la multicanalización por división de frecuencia (FDM).

A continuación se describe el sistema utilizado en el presente trabajo.

##### 2.4.1 Multicanalizador FM (Amplificador Sumador).

Un sistema sencillo que opera como multicanalizador por división de frecuencia, se desarrolla a partir del amplificador inversor mostrado en la fig. 2.4a.

En él, la alta impedancia del operacionl asegura que cuando cualquiera de las dos entradas inversoras, ya sea toda la señal de entrada directa a través del lado de representación, si varias voltajes de entrada son conectados en serie con la resistencia que se encuentra conectada a la entrada inversora, la suma de los voltajes que aparecen a través de cada impedancia, será distribuida entre a través

de la configuración de resistencias, quedando un arreglo como el de la Fig. 3.4-2.

Para el primer arreglo se tiene que lo  $i_1$  por lo que el voltaje de salida estará dado por:

$$V_o = - \frac{R_2}{R_1} V_1$$

Y para el segundo arreglo se tiene que:

$$i_1 = i_1 + i_2 + i_3$$

Y el voltaje de salida está dado en esta ocasión por

$$V_o = - \left[ \frac{R_1}{R_1} V_1 + \frac{R_1}{R_2} V_2 + \frac{R_1}{R_3} V_3 \right]$$

De este modo un amplificador operacional puede ser usado para sumar un número de voltajes o de corrientes independientes; la entrada inversora del amplificador es usualmente conocida como el punto de suma del amplificador.

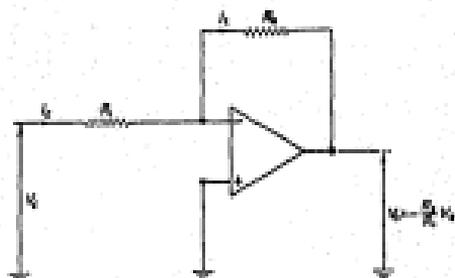


Fig. 3.4-1 Amplificador inversor

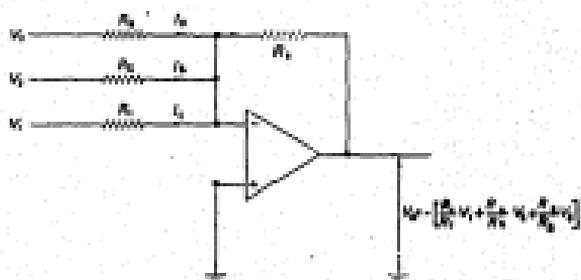


Fig. 3.4-2 Amplificador inversor usado para multiplexación por divisiones de frecuencia

## CAPÍTULO I

### CIRCUITOS PARA LA ETAPA RECEPTORA

#### 4.1 FILTRADO

El análisis hecho sobre los diferentes tipos de filtros disponibles para su utilización en el presente trabajo, se eligieron a los filtros activos, por ser los que mejor se desempeñan en el rango de frecuencias utilizadas en el proceso de modulación por las ventajas anteriormente mencionadas.

Para su realización se usaron filtros paso banda de segundo orden, ya que su curva de respuesta es la más adecuada para las necesidades de filtrado requeridas.

Los métodos de síntesis para filtros activos no se trataron en este trabajo, ya que se cuenta con el libro, entre muchos otros que existen, existen múltiples referencias al respecto.

Una aproximación al filtro paso banda de segundo orden, se obtiene haciendo los valores apropiados de  $\omega_p$  y  $\omega_{stop}$  de la función de transferencia:

$$|H(f)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}}$$

En donde  $f_0$  es el ancho de la banda pasante y es la frecuencia central del filtro,  $B$  puede estar dada en Hz para un ancho de banda  $f_0 = \omega/2$  Hz, otra cantidad que resulta de interés es el factor de calidad "Q", definido por:

$$Q = \omega/B$$

De aquí que para valores grandes de  $Q$  haya un alta selectividad ya que la banda pasante es angosta comparada con la frecuencia central del filtro.

La ganancia del filtro está definida como la amplitud de  $H(f)$  para la frecuencia central, ya que de ésta se tiene lo siguiente:

$$\text{Ganancia} = 1/0$$

El circuito que se desarrolla mediante la ecuación de  $H(f)$  es conocido como filtro pasa banda de realimentación positiva de segundo orden, el término realimentación positiva, significa que la señal realimentada a través de una resistencia ( $R$ ) para el caso que nos ocupa es una señal no invertida.

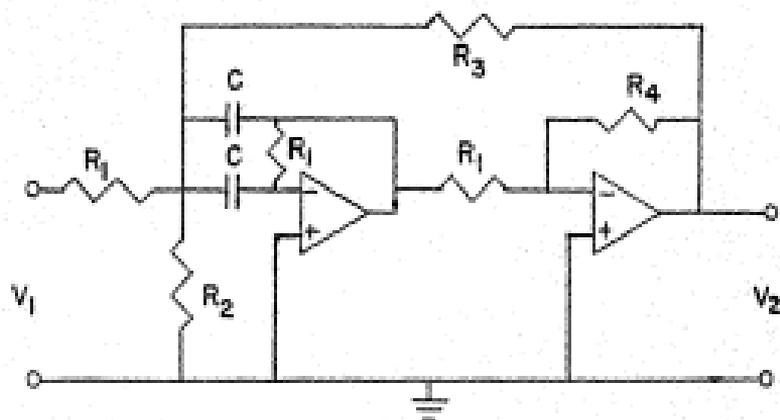


Fig. 4.1-1 Filtro pasa banda realimentación positivo de 2o. orden.

El circuito diseñado para el presente trabajo en el caso de presente es el Fig. 4.1-3.

El factor de calidad de resonancia del circuito resonante, se obtiene más sencillo con las siguientes relaciones:

$$Q = \frac{R_4}{R_1 + C\omega + \frac{1}{C\omega}}$$

$$Q = \frac{1}{R_1 + C\omega + \frac{1}{C\omega}} \cdot \frac{R_4}{R_2}$$

$$Q\omega + \frac{1}{Q\omega} = \frac{1}{R_1 + C\omega} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}$$

El factor de calidad Q, y por lo tanto el ancho de banda, pueden variar dentro de ciertos límites, sin cambios apreciables de la frecuencia controlada, de ajuste de las resistencias R1 y R4.

Para ajustar la frecuencia controlada también se puede utilizar un resistor variable en lugar de las bobinaciones.

#### 4.1.3. Simulación

La simulación fue llevada a cabo con el uso de un computador electrónico sin conexión de cables de muy fácil para cualquier condición de trabajo.

transmisión de un tren de pulsos de baja frecuencia, no necesariamente de forma rectangular.

Para nuestro ejemplo supondremos que la señal de entrada al receptor está contaminada con ruido de antena o del propio receptor en las primeras etapas de amplificación o ecualizado. Las formas de onda combinadas, son entonces trasladadas a una frecuencia conveniente y filtradas. Se considera que el traslado de frecuencia no afecta los niveles relativos a las formas de onda de la señal o ruido.

A la salida del filtro receptor se tendrá una señal cosenooidal cuando un uno es recibido y no habrá señal cuando un cero es recibido. Por lo que sólo tendremos en cuenta la señal obtenida para los unos a la salida del filtro, esta será la superposición de los términos de la señal y el ruido, los cuales serán aplicados al circuito decodificador el cual determinará si está recibiendo un uno o un cero.

Se da por hecho que el receptor está sincronizado correctamente y que las decisiones binarias son tomadas sobre la base del muestreo de la salida del detector en un momento apropiado, esto es, cuando el pulso de información es máximo, el voltaje muestreado activará un relevador de impresión o podrá servir para alguna operación equivalente.

El estado más común de detección de señales telegráficas, es la detección no coherente, que involucra la detección de la señal en el convertidor a lo largo del tiempo más breve.

Los estados de detección coherente, en principio también pueden ser empleados, y una vez que esta técnica se adopta, surge la gran ventaja de esta combinación con las técnicas no coherentes. El estado de excitación por ruido en el ruido es particularmente susceptible al desvanecimiento de la señal. Bajo el tipo de los sistemas en comunicaciones, a principios técnicos de modulación, las pruebas deben ser en principio en el procedimiento, una respuesta debe estar disponible en la forma de técnica de modulación en frecuencia, especialmente a las variaciones en amplitud (como y cuando la amplitud de la señal está arriba del umbral de rechazo de un receptor).

Es por eso que el FSK fue originalmente basado en el simple concepto de usar una señal telegráfica para mostrar un frecuencia a una portadora, con una modulación de frecuencia, (modo de modulación) FSK (FSK) a FT, una señal, relación señal-ruido.

La frecuencia instantánea, medida en relación con, (modo de modulación) FSK (FSK) a FT, una señal, relación señal-ruido.

En el caso de la recepción incoherente de información, se requiere que los filtros, que trabajan en la frecuencia de los bits, estén sincronizados en la frecuencia de los bits, para poder detectar la sincronización de forma que el decodificador pueda funcionar, es decir, de la más reciente teoría de decisiones estadísticas, el detector recibe una señal de FSK, involucra un par de representaciones, las cuales para determinadas señales particulares, pueden ser realizadas por filtros adaptados particularmente. Por estos motivos, el diseño de receptor de doble filtro, es una de las aplicaciones más comúnmente usadas en comunicaciones.

Discutiremos solamente el ejemplo más simple del uso de un par de filtros para recepción con detección coherente y no coherente.

#### 4.2.1 Detección no Coherente.

En la detección no coherente de ASK el valor instantáneo de la envolvente a la salida del filtro resonante será muestreada una vez cada ciclo, para determinar si el pulso es uno o un cero, lo que implica una cantidad de suposiciones adicionales para una operación usual, por lo que consideramos las siguientes consideraciones:

1) El tiempo de sincronización está disponible en el

receptor, es decir, se tiene un conocimiento preciso del intervalo ocupado por cada pulso de información y por lo tanto de sus efectos perjudiciales para el sistema en la detección y en caso de decisión errónea.

En el caso de la envolvente relacionado a cada muestra se supone que incluye solo voltajes asociados con su único pulso de información más el ruido, en caso a esto se considera la posibilidad de interferencia entre señales, en los circuitos las decisiones binarias pueden ser combinadas por algunas respuestas a la salida del filtro, debido a pulsos anteriores. En parte, esto implica necesariamente que las pulsos de información son de longitud finita.

Desde lo anterior, la Fig. 4.2-1 nos muestra de una manera evidente que en la detección no coherente de ASK para cada relación señal-ruido hay un nivel de reconocimiento que produce la misma probabilidad de error, ya que cuando más grande es la relación de señal a ruido, más grande será el nivel de reconocimiento tal como se muestra en la Fig. 4.2-2.

En la detección no coherente de FSK usando un par de filtros de paso banda, un filtro es sintonizado para cada estado (los unos, el otro es sintonizado para los ceros). Las salidas de los dos filtros son detectadas en envolventes y comparadas una vez por pulso. El resultado de la comparación de

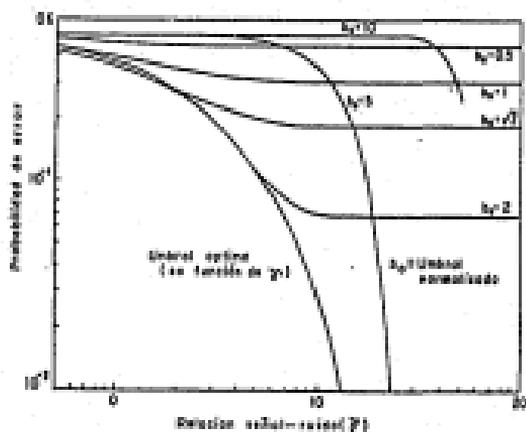


Figura 4.2.1 Rango de error para ASK no coherente.

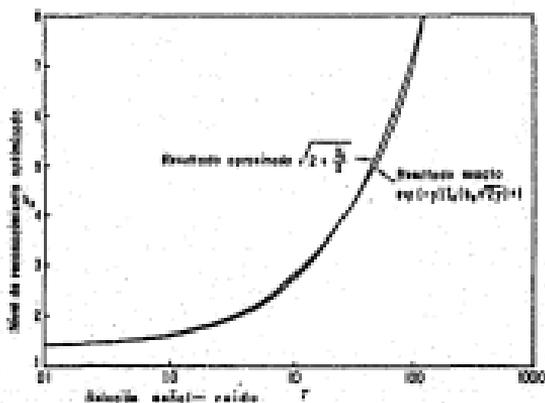


Figura 4.2.2 Nivel de reconocimiento optimizado vs Relación señal-ruido para ASK no coherente.

Algunos otros datos de interés son que el nivel de ruido de fondo en el canal de recepción en condiciones de nuestra investigación es que el nivel de ruido de fondo con respecto al nivel de potencia de 100 dB.

En la Fig. 4.140 se grafica la relación señal-ruido vs la probabilidad de error de una detección no coherente.

Es interesante comparar este resultado con el de detección no coherente de  $M=2$ , para una relación señal-ruido alta y con unbral de reconocimiento optimizado.

Es evidente que el nivel ancho de banda de error son bajos cuando se comparan con el no coherente con solo la mitad del valor de relación señal-ruido, requerido para ASK no coherente. Para ciertos valores de integración, la relación señal-ruido en ambos casos está definida con respecto al nivel ancho de banda de los filtros y para el mismo nivel de ruido, por otra parte, en ASK, la relación señal-ruido está definida en términos de la potencia transmitida solo durante los unos, ninguna potencia es transmitida durante los ceros. El procedo de potencia usado en ASK es semejante al nivel de valor usado en la definición de la relación señal-ruido, así, a bajos niveles de error, ASK no coherente logran un nivel de error equivalente con la misma relación señal-ruido en promedio. La única desventaja significativa de ASK es la necesidad de estabilizar el nivel de potencia para cada relación señal-ruido tal

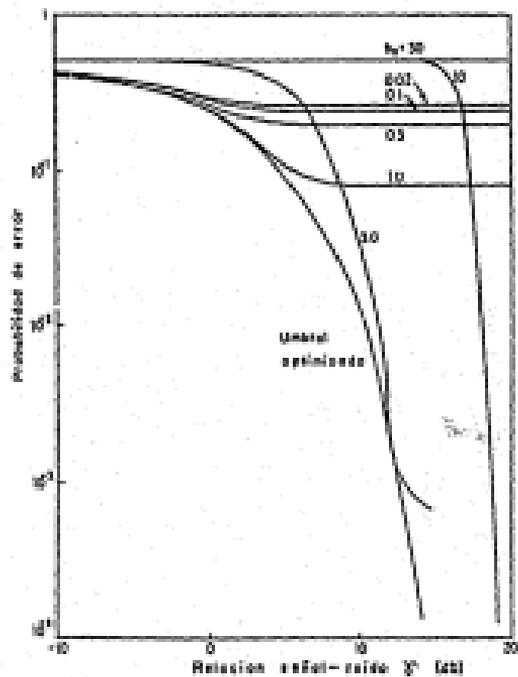


Fig. 4.2-3 Razón de error para detección coherente de ASK.

problema no existe en FSK.

#### 4.2.4 Detección Coherente.

En la detección coherente o sincrónica ideal de 4FSK, se establece que en el receptor existe un dispositivo que genera una señal igual a la señal que eventualmente llegue a él, o sea, de la misma frecuencia y en fase, por lo que el receptor podrá comparar la señal que tiene contra la que es la señal recibida en el punto de transición.

En general, para determinar si una señal de un ancho de banda dado, existe otra señal cuya envolvente tiene un espectro de frecuencias (transmisible de Fourier) desplazado un  $\omega$  dado en todas sus componentes. Esta última señal se dice que es ortogonal a la primera, si cuando se suman sus componentes dentro de banda que estas dos señales puede considerarse que la energía está dividida a partes iguales entre esas dos señales ortogonales.

Por lo antes descrito describe, la detección coherente puede verse como la extracción de una idea de una especie de señal, luego a correlacionarla con unido del mismo tipo de esta señal, esta se hace con la señal deseada, mientras que recibe aquella parte que se desvirtúa en cuadratura de fase.

La ventaja principal de la detección de señales coherente es que el ruido de fondo puede ser cancelado por la energía acumulada por el receptor. La ventaja de la señal coherente y la falta de ruido de fondo, que se obtiene al utilizar un filtro adaptado, la ventaja definitiva de la detección coherente se obtiene en la transmisión de datos en forma binaria, por el conocimiento anticipado de la fase de la señal que codifica la información binaria así como la fase de una sola fase de onda continua.

En la detección coherente de señales FSK, nuevamente estableciendo un conveniente nivel de ruido existe señal recibida instantáneamente incluida su fase en  $\pi$ . Esta forma de detección de señales FSK de nuevo tiene el efecto de rechazar una porción del ruido en la banda pasante a la salida de cada filtro. La operación de FSK coherente involucra las mismas dificultades que el PSK, pero se obtiene un funcionamiento más efectivo. Al mismo tiempo, la detección coherente de FSK es significativamente mejor que la recepción no coherente solo a relaciones señal/ruido relativamente bajas. A pesar de esto, las aplicaciones prácticas en las cuales el FSK puede ser conveniente a pesar de problemas operacionales complicados y en los que la detección coherente puede pagar un precio para obtener una gran ventaja adicional.

Referencias de artículos de la detección coherente para

debe considerarse la selección aleatoria de la suma de ruido  $y$  entre señales e la salida de un par. de filtros pasabanda. La salida real contiene la señal libre a la salida del subcanal aleatorio de la respuesta al otro filtro, en la frecuencia del ruido a la salida (en ausencia de interferencias únicamente ruido).

Por otro lado puntualizemos que si hay subsecuente filtrado de frecuencia el cual modifica los voltajes de señal y ruido, estas modificaciones pueden ser consideradas mediante una característica de transmisión del filtro, representado una copia igual a la antes descrita.

En la fig. 4.244 se grafica la probabilidad de error contra la relación señal a ruido, para diferentes sistemas binarios.

Si la grafica descrita es comparada con aquella para detección coherente de FSK con umbral optimizado, se verá que la misma relación de error ocurre en el caso de FSK a un valor de  $S$  decibeles más bajo que la relación señal-ruido que en el caso de FSK, básicamente explicados que este fenómeno es el mismo comportamiento de potencia e igual potencia de potencia, cuando se construye una señal de FSK con el 50% del ciclo de trabajo.

Otra comparación interesante es FSK coherente contra FSK

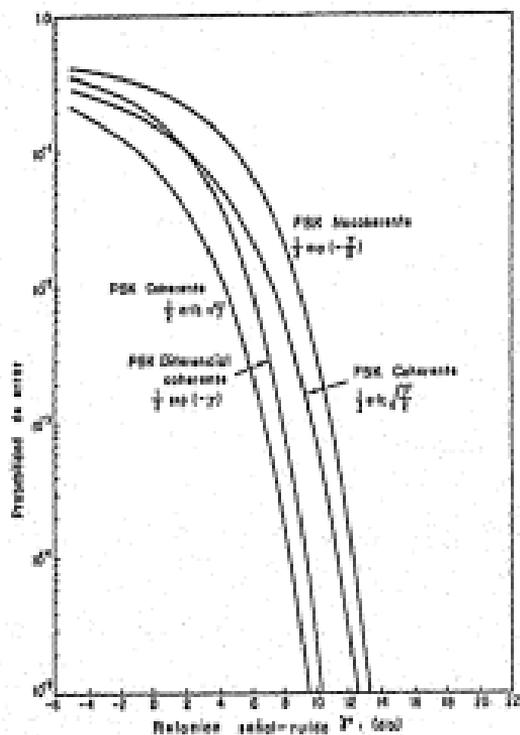


Figura: 4.2.4 RANGOS DE ERROR PARA DIFERENTES SISTEMAS BINARIOS.

se conserva en la misma relación señal a ruido, es que en esta relación señal a ruido la probabilidad de error (Pe) en sí, permanece en aproximadamente:

$$P_e \approx \frac{0.01875}{(2.11) \ln(1/2)}$$

Debido a que el comportamiento de la expresión está dominado por la exponencial, hay una pequeña diferencia, que se va haciendo apreciable al aumentar la relación señal a ruido, entre la relación señal a ruido requerida para obtener una cierta tasa de error en PCM coherente, y la requerida para PCM no coherente como se muestra en las curvas de la Fig. 4.2-4.

#### 4.2 RE-GENERACION DE SEÑALES BINARIAS.

En la Fig. 4.2-1 se indica que la señal recibida en el decodificador está un tanto distorsionada, como contaminada por ruido, y consiguientemente se le debe procesar haciendo uso de algún tipo de dispositivo de toma de decisiones. Este dispositivo de toma de decisiones debe extraer la información necesaria de la señal recibida para producir a su salida una secuencia de bits binarios digitalizados, coherentes con el alfabeto del destinatario de la información, y esta secuencia debe ser una aproximación apropiada a la secuencia transmitida. El decodificador también debe ser capaz de

estimar la velocidad de transferencia de información que posee el transmisor, o lo que es equivalente, saber la frecuencia de reloj. Este requisito es muy severo en el caso de comunicaciones sincrónicas, en el que el receptor debe poseer la réplica exacta del reloj del transmisor. El decodificador debe contener circuitos que extraigan la información de sincronismo de la señal recibida, pues ésta constituye la única información de sincronismo de la señal recibida, y es así mismo la única información que el circuito decodificador del receptor tiene a su disposición.

En el siguiente párrafo nos referiremos a la transmisión binaria; ya que de este tipo es nuestra señal de información.

#### 4.3.1 Extracción de Información de Sincronismo.

Es usual trabajar con señales codificadas en NRZ, pues su forma de onda posee transiciones sincronizadas con las transiciones de la onda de reloj del transmisor; una forma típica de esto se muestra en la Fig. 4.3-2. En ésta, la transmisión de la señal NRZ a través de medios de banda limitada causa el efecto de redondear las transiciones exactas, y, en consecuencia, de borrarse la información de sincronismo que contiene en sus transiciones de nivel.

El instrumento básico con sus conexiones para extraer la información de sincronismo consiste en detectar las

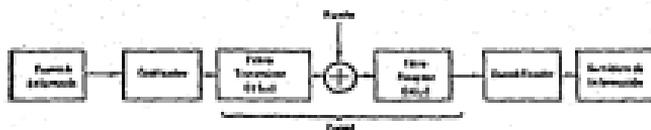


Figura 4.3.1 Modelo para enlaces de comunicaciones por banda base.

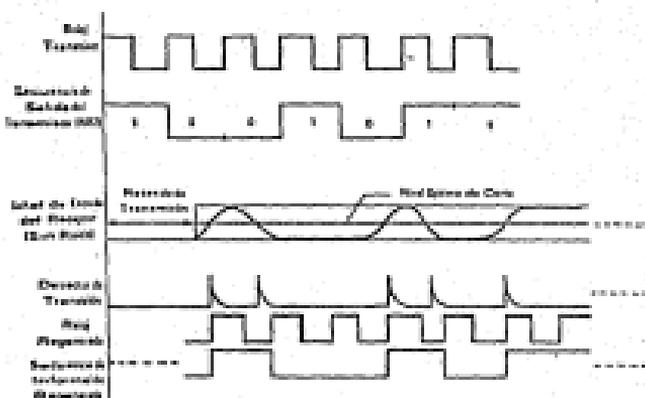


Figura 4.3.2 Principio de la regeneración del pulso.

Mecanismos de control de error de detectar la variación de la frecuencia de las transiciones, se procesa mucha información para obtener la tasa de error para el receptor.

Generalmente se detectan las transiciones comparando la señal recibida con una tensión de referencia fija y se generan señales control cada vez que la señal recibida supera el "umbral" que corresponde a la tensión de referencia, la cual influye sobre la posición de los pulsos de sincronismo, razón por la cual se debe determinar con sumo cuidado el valor de dicho umbral.

#### 4.3.2.2. Funciones del Funcionamiento de La Malla Enclavada por Fase (PLL).

La malla enclavada por fase (PLL, o Phase-Locked Loop) es un circuito que sincroniza un oscilador local variable con la tasa y la frecuencia de la señal entrante.

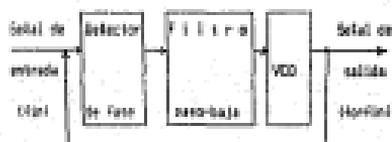


Fig. 4-3-2. Bloques de bloques del circuito de malla enclavada por fase (PLL).

La forma básica del PLL que se ilustra en la Fig. 4.3-3, está compuesta por un oscilador variable, un detector de fase

por el tipo. La frecuencia del oscilador queda determinada por una tensión de salida del detector de fase. La tensión de salida del detector de fase es condicional a la diferencia de fase entre los dos flujos de los dos canales que sirven como entradas, la señal de retraso y la señal de salida del oscilador controlado por tensión (VCO). La salida del detector de fase debe poseer polaridad y magnitud tales que lleve al VCO a oscilar a frecuencia igual a la de entrada.

En segundo, siempre ocurrirá haber una diferencia de fase, que habitualmente será bastante pequeña, con el objeto de que el detector de fase pueda generar la tensión de control necesaria para llevar al VCO a la frecuencia correcta de salida. Como el detector de fase tiene limitados el alcance de ganancias de salida, también será limitado el alcance de frecuencias para las cuales el VCO permanecerá en sincronismo.

Otro concepto importante es el rango de captura, que consiste en los valores que puede tener la frecuencia de entrada para los cuales el VCO se puede hacer sincronizar con la señal de retraso sin ayuda externa.

Todo cambio en la frecuencia de la señal de entrada causa un cambio en la salida del detector de fase, que se manifiesta en forma de una corriente a través de dicho

Si la frecuencia de la señal de entrada varía con el tiempo de forma similar a una señal modulada en frecuencia, el filtro pasa-bajas atenúa en gran medida la componente alterna generada por el detector de fase, y la tensión de corrección que se aplica al VCO puede no ser suficiente para mantenerlo fijo. En este caso el VCO oscilará a la frecuencia promedio de la entrada, haciendo las cosas la mitad de la señal de entrada no presente, si la frecuencia de la señal de entrada realizara excursiones amplias, se podría llegar a perder el sincronismo.

Las señales de entrada contaminadas con ruido son muy parecidas a las señales moduladas en frecuencia hasta un determinado valor de la relación señal-ruido, si PLL permaneciera fijado, y generará una señal relativamente limpia y estable, cuyo frecuencia será el valor promedio de la frecuencia de la señal de entrada, y repentinamente se perderá la fijación al continuar disminuyendo la relación señal-ruido.

Como la frecuencia de corte de los filtros pasa-baja realimentados normalmente es sencilla, el PLL ve una relación "interna" señal-ruido mucho mayor que la existente en sus entradas considerando que hay entrada de ruido blanco. En consecuencia el PLL puede mantener la fijación y generar

señales estables aun cuando el ruido de banda ancha de entrada sea mayor que la señal útil a la entrada.

Si aumentamos la señal se supone que cuando el circuito PLL cuando hay ruido a la entrada, veremos que aunque la frecuencia promedio sea estable, la fase varía aleatoriamente, es decir el ruido le modula en fase. A esta modulación se denomina "jitter" (fluctuación).

El "jitter" ejerce un efecto perjudicial sobre el comportamiento de los circuitos que debe evitar el PLL, comparando con el caso de testeo que se obtiene cuando la señal es estable.

Antes de dar por terminada esta breve descripción de las fallas asociadas por fase, presentaremos una modificación al circuito básico (Fig. 4.3-4)

El circuito que se muestra en la Fig. 4.3-4 posee un divisor de frecuencia en el lazo de realimentación. Para que el lazo se cierre, las dos señales aplicadas en las entradas del detector de fase deben ser de igual frecuencia, está permitido que  $F_{in} = F_o/M$  donde  $M$  es la división del divisor de frecuencia. Reordenando las fórmulas se obtiene:

$$F_o = M \cdot F_{in}$$



El SSB puede ser generado a partir de un circuito PLL, modificado para producir un voltaje en de la señal de entrada, conservando la información de fase del PLL mismo.

El PLL puede utilizarse en una amplia variedad de aplicaciones que dependen entre otras cosas la de modulación de frecuencia, decodificación FM, síntesis de frecuencia, etc., de ellos solo trataremos los dos primeros que por los temas de importancia para el presente trabajo.

#### a) Demodulación de frecuencia.

La demodulación de frecuencia o detección puede lograrse directamente utilizando un circuito PLL. Si la frecuencia central del PLL es sintonizada o ajustada como la frecuencia portadora de FM, el voltaje de salida filtrado en el circuito de frecuencia es el voltaje demodulado deseado, que varía en valor proporcional a las variaciones de la frecuencia de la señal. El circuito de PLL opera así como un generador completo de frecuencia intermedia (FI) limitador y desmodulador como se utiliza en los receptores de FM. Un circuito integrado PLL de uso frecuente es el 565, conectado como se muestra en la Fig. 4.3-3a.

El 565 contiene un detector de fase, un amplificador y un VCO, que solo son conectados en forma parcial en el presente. Una resistencia y un condensador externo R1 y

Se le utiliza para coser la frecuencia libre a frecuencia controlada del VCO.

Una frecuencia externa. Se le utiliza para variar la banda del filtro pasabanda, y la salida del VCO debe conectarse de nuevo a la entrada del detector de fase para cerrar la malta PLL. El 565 típicamente utiliza dos fuentes de alimentación,  $V_+$  y  $V_-$ .

La anterior figura muestra al PLL 565 conectado para trabajar como un desmodulador de FM. La resistencia  $R_1$  y el condensador  $C_1$  fijan la frecuencia libre de operación. Se da acuerdo a la siguiente relación:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

Con la siguiente limitación:

$$2 < R_1 < 20k$$

Por lo que el rango de encendido viene dado por:

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

El rango de apagado viene

$$V_{cc} = \frac{V_{cc}}{2} \sqrt{\frac{2R_1 R_2}{R_1 + R_2}}$$

En la Fig. 4.5.4 se muestra en la parte 4 un otro tipo de oscilador. Una entrada común del tiempo de establecimiento se introduce en un voltaje de salida en la parte 7 que varía alrededor del voltaje  $V_{cc}$  impuesto por la señal de la entrada en  $f_0$ .

La Fig. 4.5.5 muestra la salida en la parte 7 como una función de la frecuencia de la señal de la entrada. El voltaje  $V_{cc}$  en la parte 7 está linealmente relacionado a la frecuencia de oscilamiento alrededor de la frecuencia central. La salida de salida de la señal oscilada que varía con la frecuencia dentro del rango de operación especificado.

#### 8.2 Decodificadora F2.

Un decodificador de señal por claves de desplazamiento de frecuencia (F2), puede construirse como se sugiere en la Fig. 4.5.6.

En este el decodificador recibe una señal en una de dos frecuencias portadoras diferentes, una mayor y una menor, representando estos niveles lógicos de marca (uno) o espacio (cero), respectivamente. Cuando la señal aparece en la entrada, la salida envía la frecuencia de entrada y la

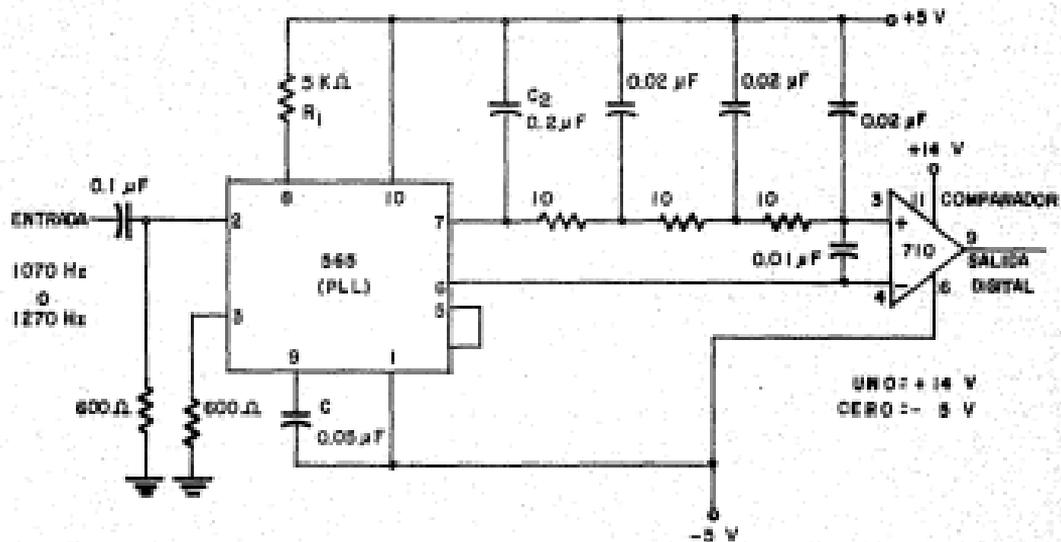


Fig. 4.3-6 Decodificador de FSK.

camión entre dos frecuencias posibles con un desplazamiento de correlaciones en la salida.

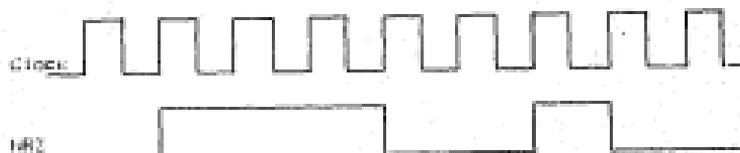
El filtro de selección de frecuencia se utiliza para retener la componente de frecuencia de suma. La frecuencia libre es ajustada con R1 para que el voltaje Vcc en la salida (pata 7) sea el mismo que en la pata 6. Entonces la entrada de frecuencia alta excitará la salida del decodificador a un nivel de voltaje más positivo, excitando la salida digital a un nivel alto (estado 0 lógico). De manera correspondiente, una frecuencia alta excitará la salida Vc del 565 a que sea más negativa con la salida digital, que entonces sea a un nivel bajo (estado 1 lógico).

#### 4.3.3 Regeneración del Reloj Mediante Circuitos PLL.

El uso de los circuitos mostrados en la Fig. 4.3-3 y 4.3-4 para regenerar el reloj en el receptor constituye una aplicación bastante directa. Referenciados a la Fig. 4.3-2 relacionamos a la entrada del PLL el tren de impulsos que genera el detector de transiciones. Luego de cada transición el voltaje de fase actualizarse de tensión de salida entre señales. Una vez estabilizado se toma una muestra al VCO a la frecuencia que minimiza el error promedio de sincronización que existe entre las transiciones de la entrada y las transiciones de la salida del VCO.

Condiciones en las que el VCO del receptor se ajustará a la frecuencia del reloj del transmisor.

Si alguna vez el PLL de todo la señal NRZ tiene menos transiciones que el reloj del transmisor debido a que se pueden presentar varios "unos" o varios "ceros" seguidos (ver siguiente figura).



Entonces mientras no haya cambios del nivel en la señal NRZ, el PLL no tiene referencia para sincronizarse.

Para que los circuitos PLL funcionen correctamente en calidad de circuitos de recuperación de reloj, su detector de fase debe estar diseñado para que cuando la señal de entrada no tenga transiciones, conserve el último valor de tensión de salida que produjo. En la Fig. 4.3-7 se ilustra un circuito que cumple con este requisito.

Este circuito convierte la señal del VCO en una rampa lineal, y muestra la tensión de la rampa cada vez que hay un pulso de entrada (transición). La rampa lineal se genera entre las terminales del condensador C1 (forma de onda b), integrando la señal del VCO, que es una onda cuadrada. La

llave electrónica S2 sustrae la tensión entre las terminales de C1, cerrándose espontáneamente en el instante en que aparece el pulso de salida, y transfiriendo la tensión que aparece entre las terminales de C1 al condensador C2 (400 pF es mucho más pequeño). Al finalizar cada semiciclo del VCB, la llave S1 descarga el condensador C1 con el fin de prepararlo para otro ciclo de conexión de fase.

La tensión presente entre las terminales de C2 se aplica al filtro de paso bajo, haciéndola pasar por un adaptador de alta impedancia de entrada; con esto se asegura que el condensador C2 conserve la misma tensión independientemente un tiempo prolongado, como si que podría haber si recibiese secuencias de información con densidades bajas de transiciones.

Analizando el funcionamiento de este detector de fase se puede deducir que durante la operación estacionaria, esto es, mientras la diferencia de fase entre las dos señales de entrada sea constante, no hay necesidad de actualizar el valor de la tensión presente entre las terminales del condensador C2 a menos que se descargue o que se modifiquen las condiciones del circuito. En consecuencia, este tipo de detectores de fase es sumamente adecuado para ser empleado con circuitos de recuperación de reloj.

#### 4.3.4 Regeneración de la Secuencia de Información.

ESTO  
SABE  
TAMBIÉN  
DE LA  
COMUNIDAD  
DE INVESTIGACIÓN

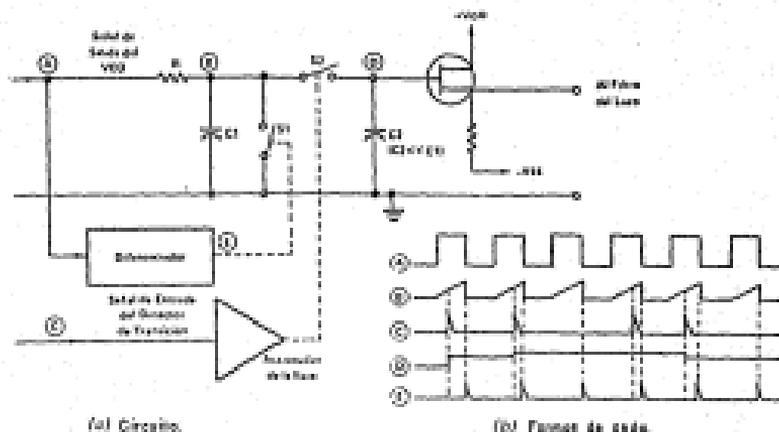


Fig. 4.3-7 PLL como circuito de recuperación de reloj.

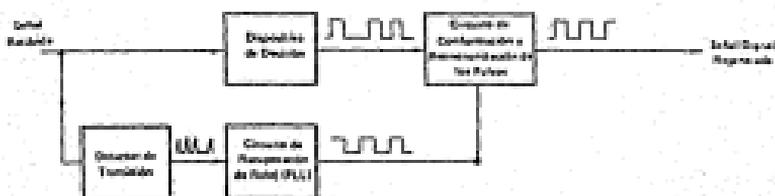


Figura 4.3-8 Diagrama en bloques completo de un circuito de regeneración.

La señal de reloj recuperada se utiliza para regenerar la secuencia original de información transmitida, al proporcionar información de sincronismo para el dispositivo de toma de decisiones del decodificador.

Si los circuitos de sincronización no funcionan correctamente, habrá interferencia intersimbólica y se empeorará la relación señal-ruido efectiva. En consecuencia, es sumamente importante que el circuito de recuperación de reloj se opere perfectamente para que la comunicación sea confiable. El sistema usado para recuperar la señal recibida consta de tres componentes:

- El circuito de recuperación de reloj.
- El dispositivo de toma de decisiones.
- El circuito de conformación y resincronización de los pulsos.

El circuito de recuperación de reloj (Fig. 4.3-B) generalmente está formado por un detector de transiciones seguido por un circuito PLL. La señal de salida de PLL se procesa en circuitos lógicos, que forman parte del bloque de recuperación de reloj, los cuales producen las señales de sincronismo para los demás componentes.

El dispositivo de toma de decisiones analiza la señal recibida y decide, a efectos, cuál es el símbolo con mayor probabilidad de haber sido transmitido.

El circuito de corrección y resincronización de los pulsos procesa la salida del dispositivo de toma de decisiones para producir una secuencia de símbolos de información digital de duración y niveles normalizados. Estas secuencias responden a las mismas normas de las secuencias truncadas originales y se pueden usar para excitar al destinatario de la información (receptor) o para excitar otro enlace de comunicaciones digitales sin desearse el desaseo. Sin embargo, a pesar del hecho que las secuencias regeneradas sean parecidas a las secuencias originales, es posible que el contenido está alterado debido a los errores causados por el dispositivo de toma de decisiones, por ejemplo debido a ruido, etc. Así y todo, efectivamente la regeneración mejora al desaseo pues el ruido y las perturbaciones que acompañan a la señal recibida se suprimen totalmente al no permitir que el dispositivo de toma de decisiones cometa errores. En el caso que los enlaces de comunicación sean largos, la posibilidad de suprimir el ruido constituye una ventaja muy significativa pues los enlaces digitales se podrán implementar en forma de secciones cortas conectadas en cascada y cada sección podrá operar virtualmente sin desaseo.

En cooperación, los enlaces de comunicaciones analógicas

siempre posee una componente de ruido, que nunca se puede "eliminar" completamente en las señales de salida y que condiciona la calidad óptica de la imagen de la trayectoria de transmisión.

## CONTENIDO

### INDICE DEL SISTEMA FDM-FSK.

#### 5.1 DESCRIPCION GENERAL.

Con base en el análisis presentado en los capítulos anteriores y después de evaluar algunos sistemas que resolvieron el problema, se eligió un circuito que se representa mediante el diagrama de bloques de la figura 5.1-1.

Este diagrama contiene los circuitos necesarios para resolver el problema planteado, y además, los circuitos complementarios para la correcta operación del sistema.

En este se presentan como bloques principales las fuentes de información, los moduladores FSK, el demodulador, los filtros y los demoduladores.

Una descripción de manera conceptual del funcionamiento de este sistema es como sigue:

La fuente de datos proporciona información en forma de señal binaria. Esta señal debe cumplir con lo establecido en el capítulo 2.1 (Problema). La señal obtenida de la fuente de datos modula a la portadora senoidal por llaveo de frecuencia

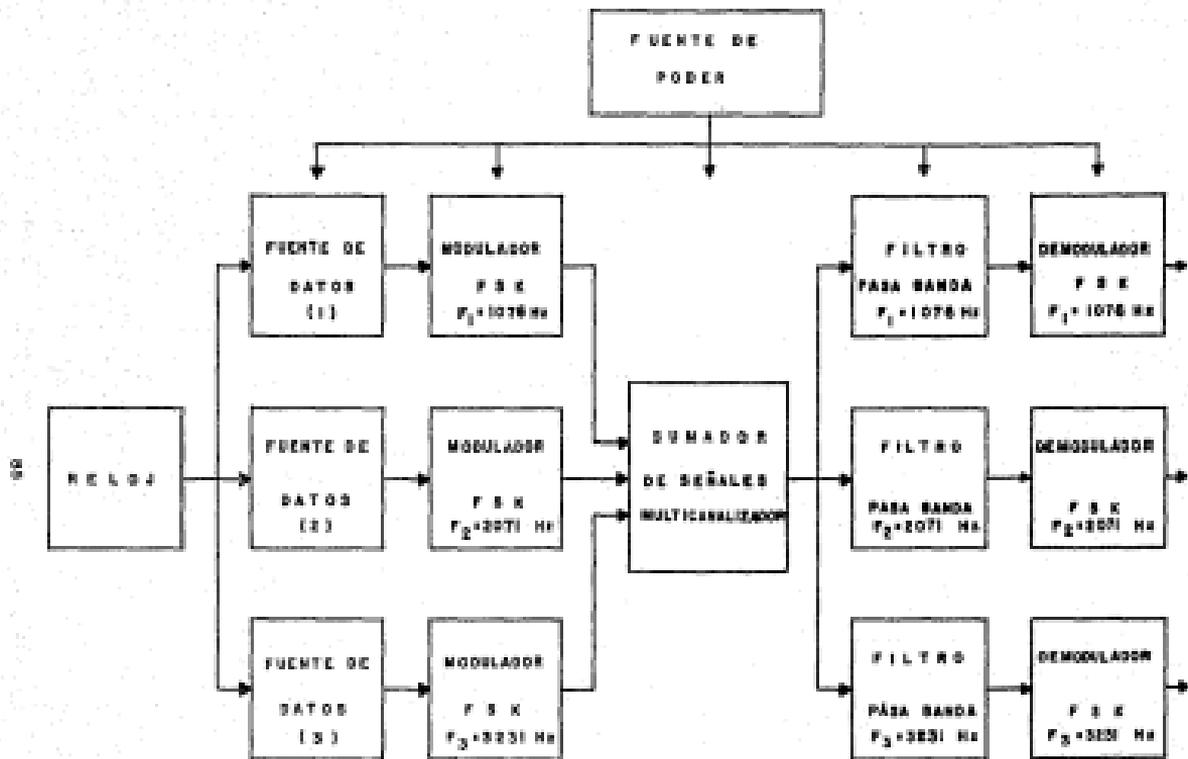


FIG. 3.1-1 DIAGRAMA DE BLOQUES

FM, SSB, AM, etc., se hace necesario todo que se transmitan por una misma línea diferentes datos con señales de características similares al mismo tiempo. Al recibir la modulación se asigna a cada fuente de datos un canal con una frecuencia central diferente y suficientemente separada de las demás para evitar el traslape y la interferencia de las tres señales. Las señales moduladas en FM pueden ahora ser transmitidas por una sola línea.

Esto se logra evitando multicanalización por división de frecuencia (DFM).

Para recuperar los mensajes originales, al primer paso requiere usar a la entrada del receptor una batería de filtros pasa-banda cuyas frecuencias centrales deben corresponder con las de los canales asignados a las fuentes de datos y cuyas frecuencias de corte garantizan una separación suficiente entre la frecuencia superior de su canal dege y la frecuencia inferior del siguiente evitando así posibles interferencias.

Una vez separadas las señales, cada una de ellas es procesada a través de un circuito demodulador de FM, cuyas frecuencias central de demodulación corresponden con la frecuencia central de cada canal de datos, y a la salida del demodulador se obtiene una réplica fiel de la señal original.

A continuación se describe el desarrollo de generación de cada uno de estos circuitos tanto principales como auxiliares.

#### EL GENERADOR DE SEÑAL SÍNCRO-LOGOTÓPICA.

En el sistema, el primer punto importante resuelto, es la generación de la información que será transmitida; como se estableció serán caracteres alfanuméricos de 5 bits de longitud. Los datos pueden ser obtenidos directamente a la salida de un teclado o simultáneamente otros circuitos. Se eligió el segundo caso por ser más práctico y se desarrolló un circuito generador de señal sincronizadora.

El método utilizado para generar tales palabras, es un método basado en el cual consiste en usar un registro de desplazamiento con realización.

Como la entrada del registro de desplazamiento es una sucesión de bits sucesivos, se produce una serie repetitiva.

En este caso se produce la realización de una sucesión de bits que es un subconjunto de los bits de la Fig. 3-2-1.

En la Fig. 3-2-2 se da un ejemplo de un circuito que genera una serie repetitiva de bits, su implementación se puede observar entre las páginas 3-2-3 y 3-2-4.

## Segundo nivel de LSA

Con cada pulso de reloj el número digital en el registro de desplazamiento que aparece en las salidas QA, QB y QC, se desplaza a la derecha.

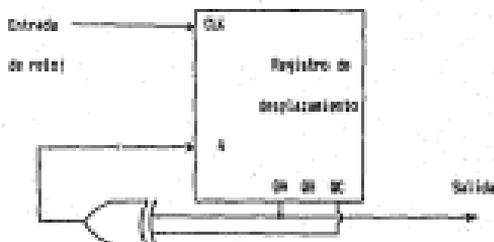


Fig. 3.2-3 Generador de pulsos de sincronización (clock generator)

El número en la entrada de datos "A" entra al registro de desplazamiento y aparece en "QA", mientras que el número en "QC" es desplazado hacia afuera y se pierde.

Veamos la operación del circuito y supongamos que para comenzar, está en 1 0 0 -ESTADO 1- (es decir: QA = 1, QB = 0, QC = 0).

Ya que  $A = QA + QC$ ,  $A = 1$  y el número en el registro de desplazamiento cambia con el pulso del reloj; así:

1 1 0 -ESTADO 2-

Ahora  $A = 1$  y el próximo número será: 1 1 1 ESTADO 3

Ahora  $A = 0$  y el próximo número será: 0 1 1 ESTADO 4

y así sucesivamente: Dando  $A = 1$ : 1 0 1 ESTADO 5

$A = 0$  0 1 0 ESTADO 6

$A = 0$  0 0 1 ESTADO 7

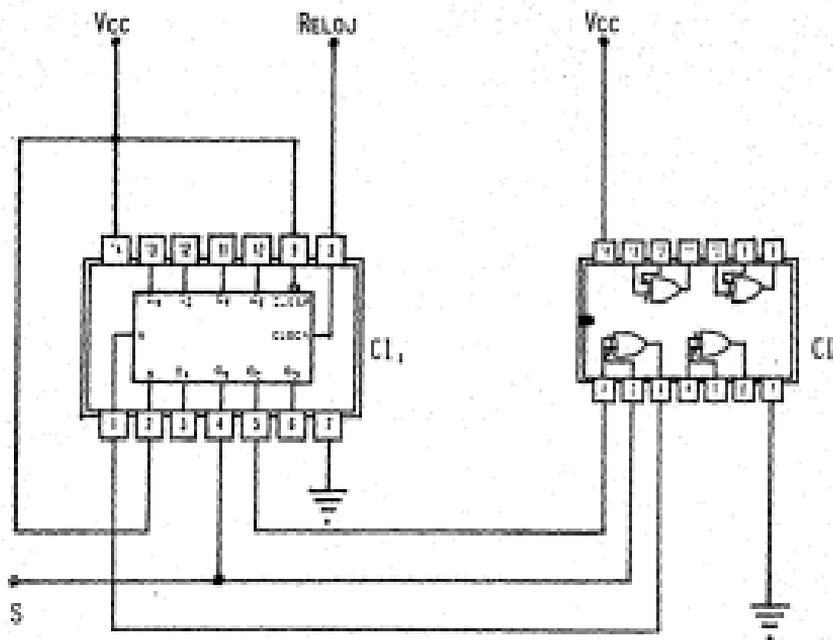
$A = 1$  1 0 0 ESTADO 8

El estado 6 es idéntico al estado 1 y ya que el próximo estado está siempre determinado por el estado presente, el sistema pasará por los mismos estados y en el mismo orden indefinidamente.

Los números en GR forman una serie de siete bits.

Esta serie es 1110100 y tiene algunas características interesantes, entre otras que puede ser generada por un registro de desplazamiento con realimentación por compuerta GR enciclosiva.

La realización física del circuito mostrado en la Fig. 5.24i, se llevó a cabo utilizando el circuito integrado 7494, 7494-8 de Texas Instruments que es un registro de



GENERADOR DE SEÑAL SEUDOALEATORIA	
COMPONENTES	$FC_1 = 1000$ Hz $FC_2 = 200$ Hz $FC_3 = 323$ Hz
CI <sub>1</sub>	SN54164
CI <sub>2</sub>	SN7485

Fig. 5.2-2 Generador de señal pseudoaleatoria.

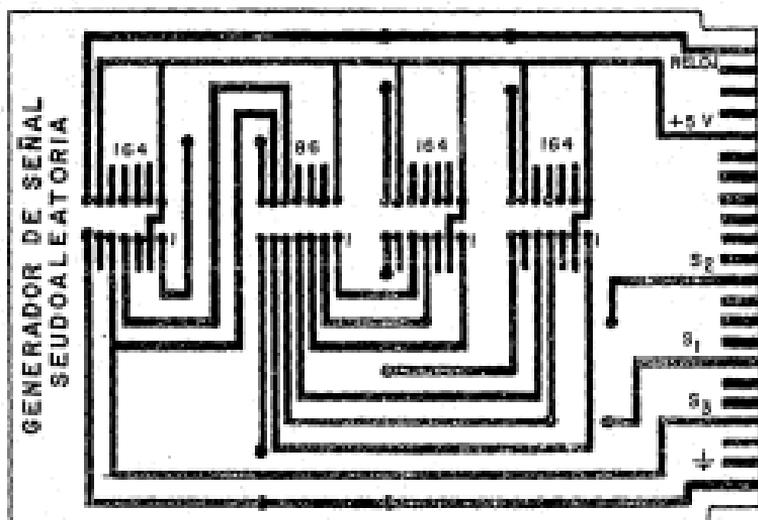


Fig. 5.2-3 Circuito impreso para generador de señal pseudoaleatoria.

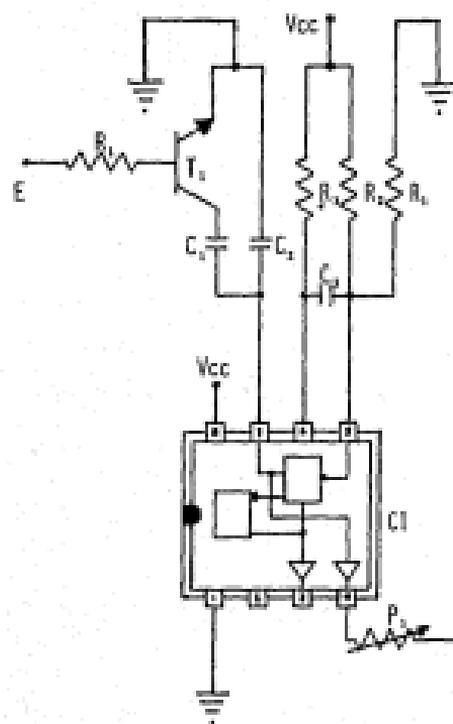
con un ancho de banda serie-salida paralelo de 8 bits, del cual únicamente se toman las primeras tres salidas para efecto de producir la serie de autocorrelación de 7 bits, que se descifra posteriormente, y el circuito integrado SN74LUS2N de la serie Instrumental, que es un arreglo cuádruple de compuertas OR-exclusivas de 2 entradas.

Este circuito se implementó por triplicado con el fin de simular 3 fuentes de datos independientes. El diagrama de conexiones de cada uno de esos se muestra en la Fig. 5.2-2.

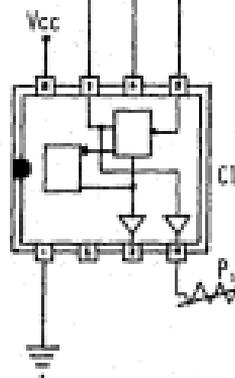
Respecto al diseño del circuito impreso que contiene los componentes de los 3 generadores de señal pseudo-aleatoria, se presenta en la Fig. 5.2-3.

### 5.3 MODULADOR DE FSK (1000, 2000 Y 3000 HZ.).

De lo analizado en el punto 3.1.2 el sistema que mejor se desempeña para los propósitos del presente trabajo es el circuito oscilador constituido por un VCO (NE 560V) y un circuito de "switches" compuesto por un transistor (como se muestra en la Fig. 5.3-1) el cual al recibir la señal binaria entra en estado de corte o saturación dependiendo del nivel de voltaje de dicha señal, con lo que el capacitor C1 opera en paralelo con el capacitor C2 para la saturación del transistor y queda fuera de operación para el estado de corte.



Módulo de FSK			
Componentes	Fc = 4076 Hz	Fc = 4071 Hz	Fc = 3029 Hz
R <sub>1</sub> (Ω)	10	10	10
R <sub>2</sub> (Ω)	1,2	1,2	1,2
R <sub>3</sub> (Ω)	8,31	9,7	6,62
C <sub>c</sub> (pF)	0,0045	0,002	0,0017
C <sub>e</sub> (pF)	0,015	0,0147	0,0165
C <sub>e</sub> (nF)	0,081	0,080	0,081
T <sub>1</sub>	AC127	AC127	AC127
CI	HE568V	HE568V	HE568V



SÉNDIDIZADOR	
Componentes	Fc = 4076 Hz Fc = 4071 Hz Fc = 3029 Hz
R <sub>1</sub> (Ω)	10
R <sub>2</sub> (Ω)	1,2
R <sub>3</sub> (Ω)	180
R <sub>4</sub> (Ω)	2,2
R <sub>5</sub> (Ω)	8,2
C <sub>c</sub> (pF)	100
P <sub>1</sub> (Ω)	5
P <sub>2</sub> (Ω)	10
T <sub>1</sub>	BC150

SÉNDIDIZADOR

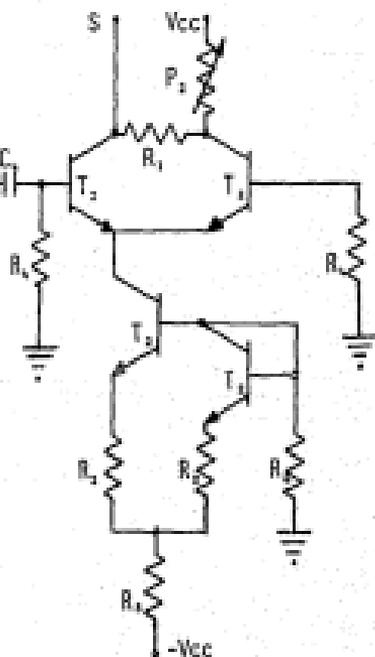


Fig. 5.3-1 Modulador de FSK.

Las frecuencias centrales de operación han sido fijadas en principio en 1000, 2000 y 3000 Hz (Capítulo 1) ya que aparentemente van a cambiar ligeramente debido al uso de valores comerciales en los componentes.

Refiriendo a la gráfica del fabricante en donde se representan los valores frecuencia Hz vs capacitancia (uF) y resistencia (k $\Omega$ ) se obtienen valores según la siguiente tabulación:

$f_{c1} = 1000$ Hz	$f_{c2} = 2000$ Hz	$f_{c3} = 3000$ Hz
$C2 = 0.04$ uF	$C2 = 0.02$ uF	$C2 = 0.01$ uF
$R1 = 10$ k $\Omega$	$R1 = 10$ k $\Omega$	$R1 = 10$ k $\Omega$

Los valores comerciales más cercanos fueron obtenidos con  $R = 10$  k $\Omega$  sin embargo, para ajustar la  $f_c$  lo más cerca posible de la deseada, se ajustaron los valores de los capacitores, obteniéndose las frecuencias dadas en la siguiente tabla:

#### Frecuencias Nuevas

Para:	$f1 = 1125$ Hz	$C2 = 0.031$ uF
	$f2 = 2160$ Hz	$C2 = 0.0247$ uF
	$f3 = 3240$ Hz	$C2 = 0.0165$ uF

esta misma estructura se presentará a la salida del VDD cuando la señal binaria sea un cero y el transistor de control este en corte.

Cuando llegue un uno lógico al transistor de control quedará C1 en paralelo con C2 dando las frecuencias descritas en la siguiente tabla:

Frecuencias mínimas.

Para:	$f_1 = 1007 \text{ Hz}$	$C2 // C1 = 0.00948 \mu\text{f}$
	$f_2 = 1501 \text{ Hz}$	$C2 // C1 = 0.00690 \mu\text{f}$
	$f_3 = 3101 \text{ Hz}$	$C2 // C1 = 0.00370 \mu\text{f}$

Las frecuencias consignadas en la tabla junto a la Fig. B.3-1, son las nominales, las cuales se obtienen procediendo los valores de frecuencia máxima y mínima en cada caso.

Dado que la salida de este circuito por la pata 4 tiene forma de onda triangular y se requiere una forma de onda senoidal para su procesamiento en las etapas subsiguientes, se hace necesario incluir un circuito auxiliar para senoidalizar dicha señal. Este circuito senoidalizador se describe en el punto 3.3 del presente.

En la Fig. B.3-2, se presenta el diseño del circuito senoidalizador utilizado para tal fin.

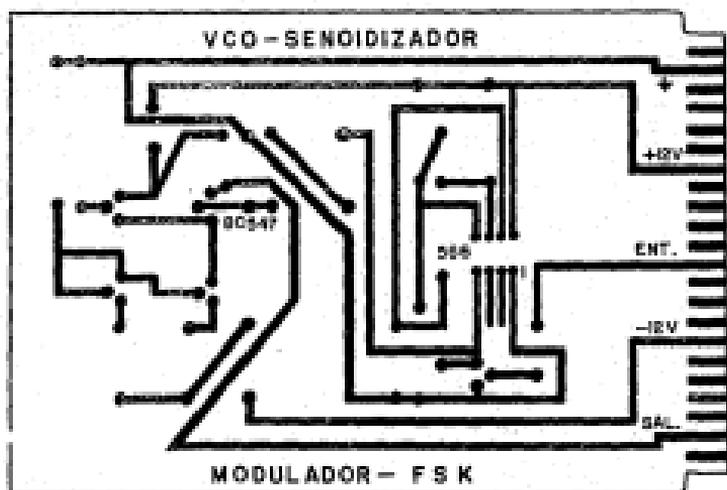


Fig. 5.3-2. Circuito impreso para modulador FSK y senoidizador.

## 5.4 MULTICANALIZADOR FDM.

De lo analizado en el punto 3.4.1 un circuito sencillo que opera como multicanalizador por división de frecuencia, consistió en un amplificador operacional cuyo diagrama esquemático de conexiones se muestra en la Fig. 5.4-1.

El propósito de los amplificadores operacionales en las entradas, es dar a éstas un nivel uniforme y garantizar que la suma de las máximas amplitudes de cada señal, no rebase el valor del voltaje de alimentación.

Las características generales de dicho circuito, quedaron establecidas en el punto 3.4.1 y los valores de las resistencias  $R3$  y  $R4$  se calculan de las siguientes ecuaciones:

$$I4 = I1 = I2 + I3 ;$$

$$V4 = R4 + I4 \quad ; \quad I4 = V4/R4$$

$$\frac{V4}{R4} = \frac{V1}{R1} + \frac{V2}{R2} + \frac{V3}{R3}$$

El voltaje de alimentación es de 12 V.C.D. subgrupos V = 12 V.C.D. para garantizar que no excedamos el voltaje de

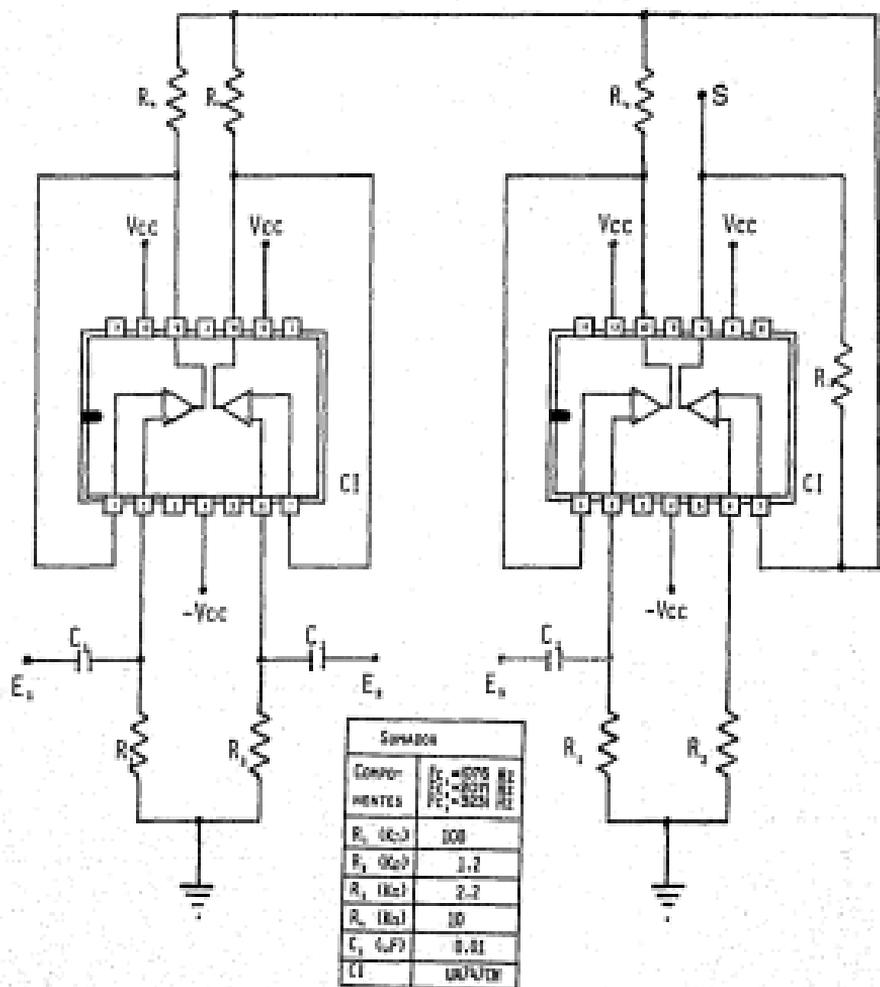


Fig. 5.4-1 Sumador.

amplitud = 3. Si cuanto a los voltajes de entrada se realizaron mediciones físicamente en la salida de la etapa moduladora, encontrando que la misma amplitud es de 15 V.C.C. Con lo cual, si suponemos la misma amplitud máxima para cada una de las entradas:

$$V_1 = V_2 = V_3 = 15 \text{ V.C.C.}$$

Si además suponemos:  $R_1 = R_2 = R_3$

Entonces:

$$\frac{V_4}{R_4} = \frac{(V_1) \cdot 3}{R_1} \quad |$$

$$\frac{R_4}{R_1} = \frac{V_4}{3 \cdot V_1}$$

Sustituyendo valores:

$$\frac{R_4}{R_1} = \frac{10}{3 \cdot 15} = \frac{10}{45} = 0.2222$$

$$R_4 = 0.22 R_1, \quad \text{si} \quad R_1 = 10 \text{ K}$$

$$R_4 = 0.22 \cdot 10 \text{ K}$$

$$R_4 = 2.2 \text{ K}$$

Lo cual nos da valores comerciales para  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  y  $R_4$

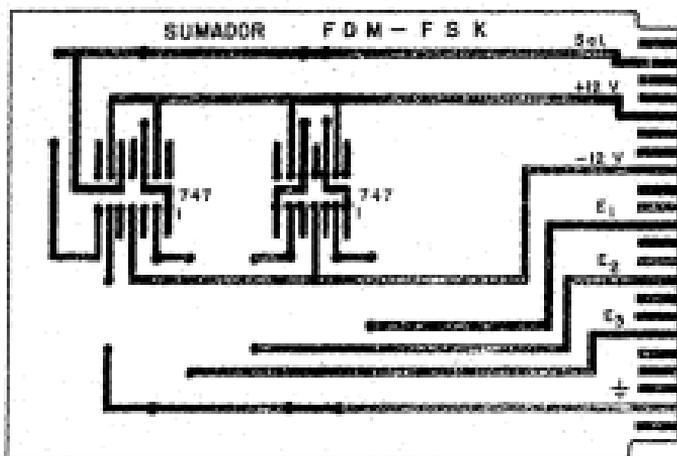


Fig. 5.4-2 Circuito impreso para el sumador.

que fueron empleados en cada circuito.

En la Fig. 5.4-2 se presenta el detalle del circuito interno, que contiene los amplificadores de entrada para cada canal y el circuito multicanalizador.

### 5.5 FILTROS DE 1000, 2000 Y 3000 Hz.

Tomando como base lo establecido en el punto 4.1, en donde se determinó el uso de los filtros activos, en la Fig. 5.5-1 se presenta el diagrama de conexiones del filtro pasa-banda de realimentación positiva de segundo orden que se está utilizando en el presente trabajo.

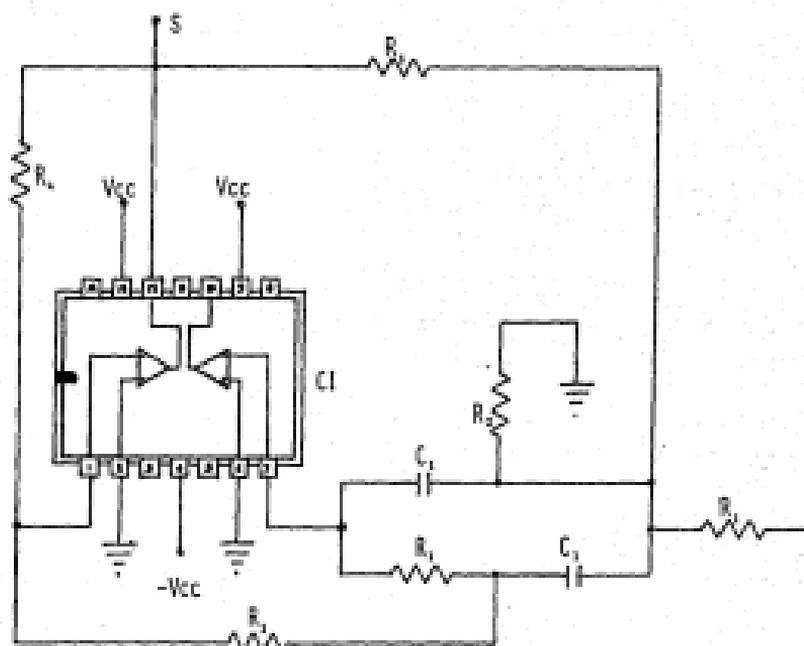
El comportamiento de estos filtros de acuerdo a los valores de los componentes discretos queda determinado por las siguientes relaciones:

$$Q = F_0/B$$

$$K = \frac{R4}{R1+R2 + C}$$

$$B = \frac{1}{R1 + R2} \quad Q = \frac{R4}{R3}$$

$$F_0 = \frac{1}{R1 + C+2} + \frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + \frac{1}{R3}$$



FILTRO PASA BANDA			
COMPONENTES	$F_{c_1} = 4076 \text{ Hz}$	$F_{c_2} = 2071 \text{ Hz}$	$F_{c_3} = 3231 \text{ Hz}$
$R_1$ (K $\Omega$ )	56	47	27
$R_2$ (K $\Omega$ )	5,1	1	1
$R_3$ (K $\Omega$ )	35,66	18	10
$R_4$ (K $\Omega$ )	52	53	18
$C_1$ ( $\mu$ F)	0,01	0,01	0,01
CI	UA747CN	UA747CN	UA747CN

Fig. 5.5-1 Filtro paso banda.  
102

donde:

$Q$  = Factor de calidad (indica el grado de selectividad).

$F$  = Ganancia de malla abierta.

$B$  = Ancho de banda pasante.

$F_c$  = Frecuencia central del filtro (nominal frecuencia).

Dado que el análisis de filtros no es propósito del presente trabajo, sin embargo ya se describió algo en los puntos 2.2.3 y 4.1, éste se tomó del "Manual of Active Filter Design" (REF), ver referencias; en el punto 3.4 de esta referencia, se desarrolla el análisis de los filtros descritos.

Al someter la señal de salida del sumador a un analizador de espectro, las formas de onda observadas para los canales 1, 2 y 3 son como se muestra en la Fig. 5-3-2.

De éstas se puede observar que el ancho de la banda pasante ( $B$ ) es de 200 Hz para cada canal.

Tomando el valor de la banda pasante y las frecuencias:

obtenidos obtenidos restando los valores máximo y mínimo en cada caso, obtenemos el factor de calidad Q de la siguiente forma:

$$F_{c1} = 1076 \text{ Hz} \quad F_{c2} = 2071 \text{ Hz} \quad F_{c3} = 3231 \text{ Hz}$$

$$\text{Para } F_{c1} : Q = 1076 / 200 = 5,38$$

$$\text{Para } F_{c2} : Q = 2071 / 200 = 10,355$$

$$\text{Para } F_{c3} : Q = 3231 / 200 = 16,155$$

Para el capacitor C, el valor elegido fue 0,01 uF dado que este es su comercial.

Aplicando estos valores de frecuencia nominal, periodo (T) y capacitancia (C), a la tabla 4.11(b) del MFD se obtienen los valores del parámetro K para los 3 canales:

$$\text{Para } F_{c1} \quad K = 9$$

$$\text{Para } F_{c2} \quad K = 5$$

$$\text{Para } F_{c3} \quad K = 3$$

Según el procedimiento descrito en el MFD, los

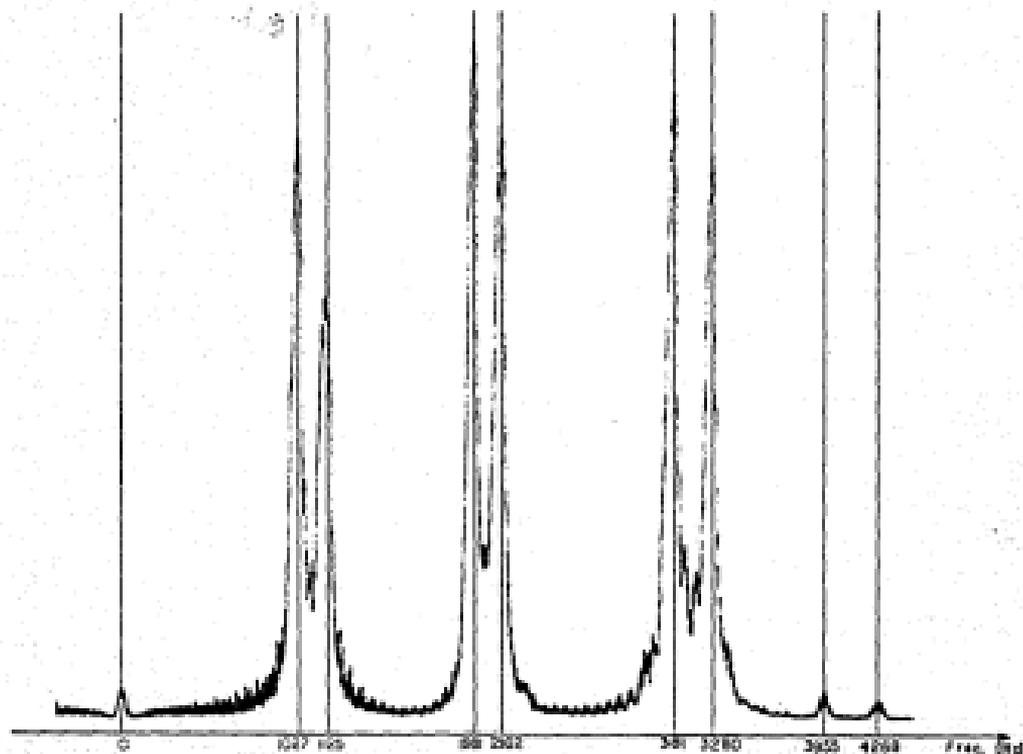


Fig. 5.5-2 Espectro de señales Fc1, Fc2, Fc3.

valores obtenidos de las gráficas. Para las resistencias de cada filtro fueron:

$$f_{c1} = 1070 \text{ Hz.} \quad f_{c2} = 2071 \text{ Hz.} \quad f_{c3} = 3231 \text{ Hz.}$$

$$R_1 = 54 \text{ K} \quad R_1 = 34 \text{ K} \quad R_1 = 27 \text{ K}$$

$$R_2 = 4.8 \text{ K} \quad R_2 = 2.1 \text{ K} \quad R_2 = 1 \text{ K}$$

$$R_3 = 32 \text{ K} \quad R_3 = 18 \text{ K} \quad R_3 = 11 \text{ K}$$

$$R_4 = 55 \text{ K} \quad R_4 = 31 \text{ K} \quad R_4 = 19 \text{ K}$$

Al obtener la curva característica de cada filtro, se observaron ligeras desviaciones de las frecuencias nominales ( $f_c$ ) en cuestión, para los valores comerciales más cercanos a los obtenidos.

Por lo que fue necesario ajustarlos experimentalmente para centrar lo más posible a las frecuencias deseadas. Los valores así obtenidos se presentan en la tabla de la Fig. 5.5-1.

En las gráficas de las Figs. 5.5-3 a 5.5-5, se muestran las curvas ganancia (dB) vs frecuencia (Hz) de cada filtro, obtenidas con los valores ajustados.

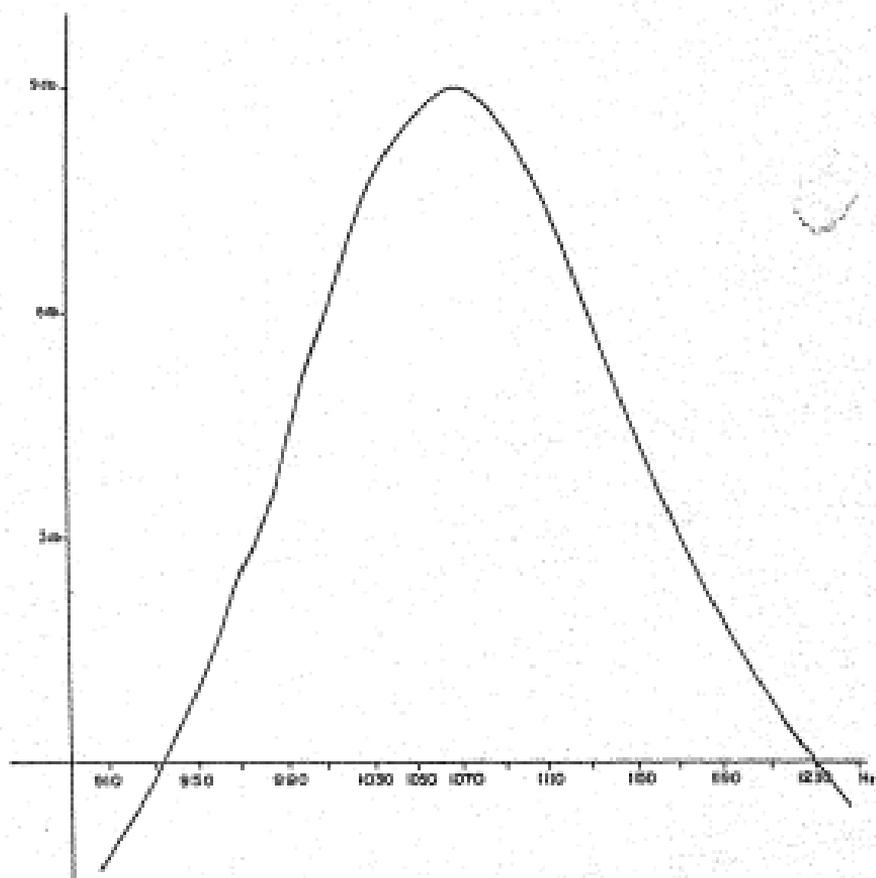


Fig. 5.5-3 Gráfica: Ganancia (db) vs. Frecuencia (Hz)  
 filtro sññññ I

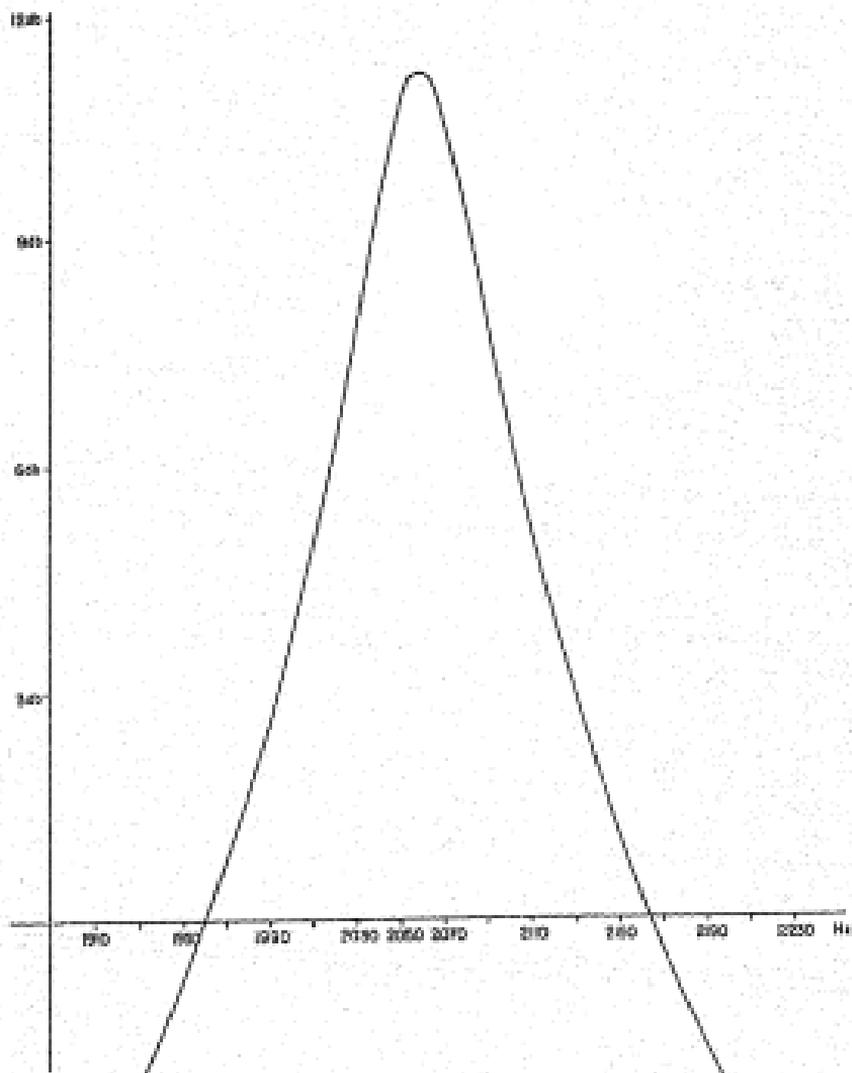


Fig. 5.5-4 Grafico: Ganancia (dB) vs. Frecuencia (Hz)  
filtro señal 2

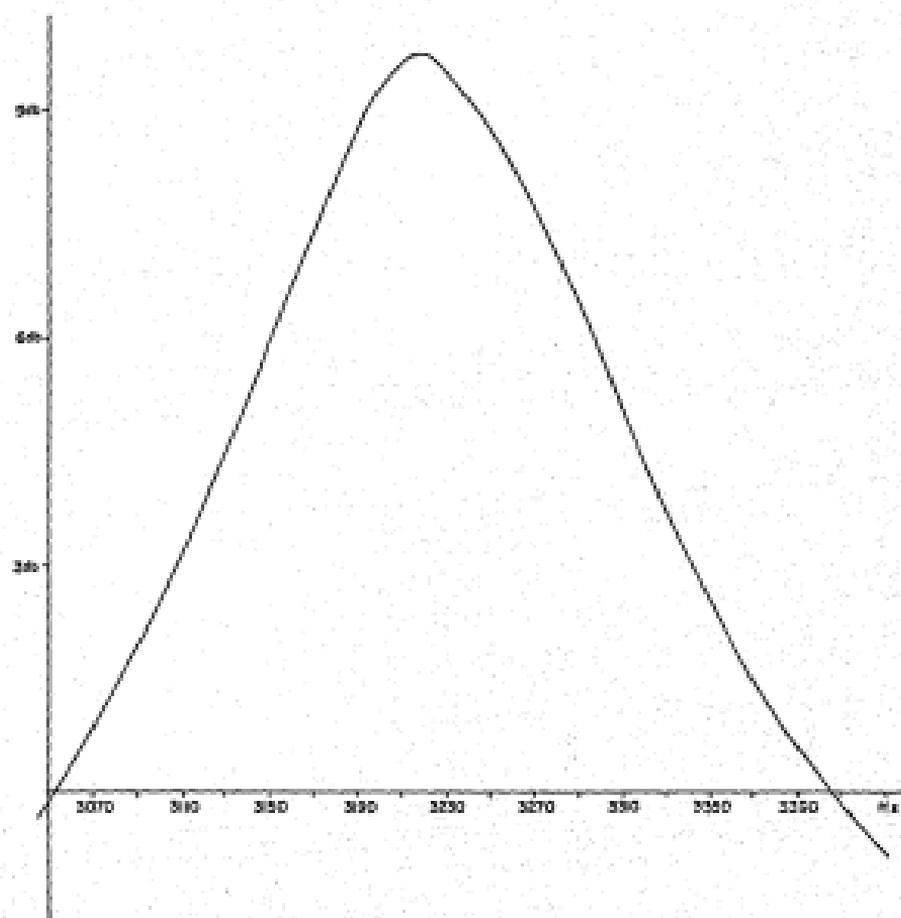


Fig. 5.5-5 Gráfica: Ganancia (db) vs. Frecuencia (Hz)  
filtro señal 3

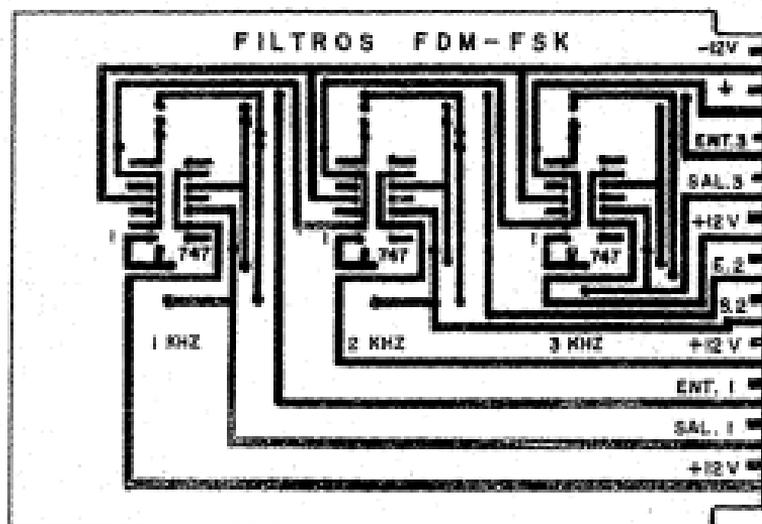


Fig. 5.5-6 Circuito impreso para los filtros.

Demodulador de FSK

Componentes	$f_c = 1070$ Hz	$f_c = 2070$ Hz	$f_c = 3230$ Hz
$R_1$ (k $\Omega$ )	4,7	4,7	4,7
$R_2$ (k $\Omega$ )	10	10	10
$R_3$ (k $\Omega$ )	15	15	15
$R_4$ (k $\Omega$ )	680	680	680
$R_5$ (k $\Omega$ )	22	22	22
$R_6$ (k $\Omega$ )	15,4	15,45	11,3
$R_7$ (k $\Omega$ )	2,2	2,2	2,2
$C_1$ ( $\mu$ F)	0,1	0,1	0,1
$C_2$ ( $\mu$ F)	5	5	5
$C_3$ ( $\mu$ F)	10	10	10
$C_4$ ( $\mu$ F)	0,022	0,02	0,02
$C_5$ ( $\mu$ F)	0,001	0,001	0,001
$C_6$ ( $\mu$ F)	2,2	2,2	2,2
$C_7$ ( $\mu$ F)	0,02	0,02	0,02
$CI_1$	LM555CN	LM555CN	LM555CN
$CI_2$	LM311N	LM311N	LM311N

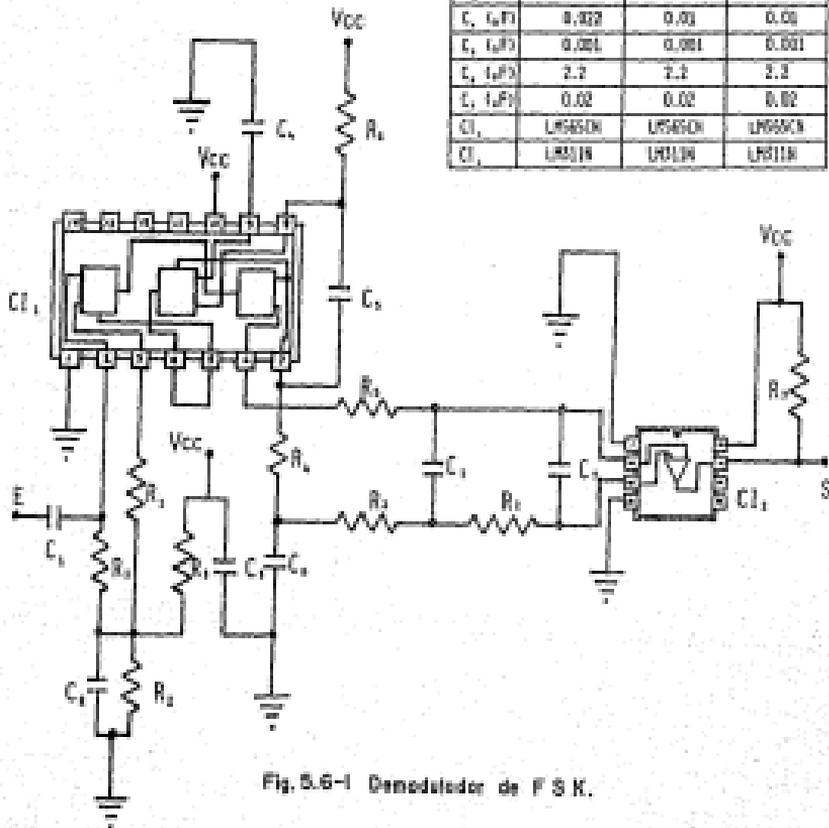


Fig. 5.6-1 Demodulador de FSK.

en la Fig. 5.2-a, se presenta el diseño del circuito siempre elaborado para tal fin.

### 5.2. MODULACIÓN DE FSK.

Como se describió en los puntos 3.1 y 4.3 el tipo de modulación para el presente trabajo es FSK.

Para modulación de FSK se utiliza un circuito de mallita excitada por fase (Phase Locked Loop) conectado como se muestra en la Fig. 5.2-b.

El circuito integrado utilizado como PLL es el LMS55, el filtro de escalera es utilizado para atenuar la componente de frecuencia de suma, y el circuito integrado LMS11 es un comparador utilizado como circuito de toma de decisión para dar un nivel uniforme a los unos y los ceros a la salida PLL.

Para fijar la frecuencia libre o frecuencia central del VCO, se utiliza la resistencia  $R_2$  conectada entre +Vcc y la pata 2 del LMS55 y el capacitor  $C_4$  conectado entre la pata 9 del mismo y tierra, cuya relación queda determinada por:

$$f_c = \frac{0.7}{R_2 \cdot C_4}$$

Las frecuencias de oscilación libre de los VCO de los

El empuje se aplica a las de los VCO de los osciladores.

Si en la ecuación anterior fijamos el valor de la capacitancia, obtenemos como base la gráfica de fabricante "frecuencia libre del VCO contra la resistencia en la pata 8 y la capacitancia en la pata 9", eligiendo los valores comerciales más próximos obtenemos lo siguiente:

Para:  $f_{cl} = 1076 \text{ Hz}$  y  $C4 = 0.22 \text{ uF}$

$$f_{cl} = \frac{0.3}{R8 \cdot C4}$$

$$R8 = \frac{0.3}{f_{cl} \cdot C4}$$

Sustituyendo valores en esta ecuación,

$$R8 = \frac{0.3}{1000 \cdot 0.022 + 10} = \frac{0.3}{0.022 + 10}$$

$$R8 = 13.6 \text{ K}\Omega$$

Por lo que para  $f_{cl} = 1076 \text{ Hz}$

$$C4 = 0.022 \text{ uF}$$

$$R8 = 13.6 \text{ K}\Omega$$

De la misma manera para  $f_{c2} = 2071$  Hz

$$C_4 = 0.01 \text{ } \mu\text{F}$$

$$R_6 = 15 \text{ K}\Omega$$

y para  $f_{c3} = 3231$  Hz

$$C_4 = 0.01 \text{ } \mu\text{F}$$

$$R_6 = 10 \text{ K}\Omega$$

Dado que en la practica estos valores obtenidos para  $R_6$  no proporcionan los valores correctos para las frecuencias con las que se eligió, estos fueron ajustados mediante aproximaciones por resistencias en paralelo obteniéndose finalmente los valores de resistencia y frecuencia central siguientes:

Para  $C_4 = 0.022 \text{ } \mu\text{F}$

y  $R_6 = 15.4 \text{ K}$  en el circuito 1 se tiene:

$$f_{c1} = 1692 \text{ Hz.}$$

para  $C_4 = 0.01 \text{ } \mu\text{F}$

y  $R_6 = 15.43 \text{ K}$  en el circuito 2 se tiene:

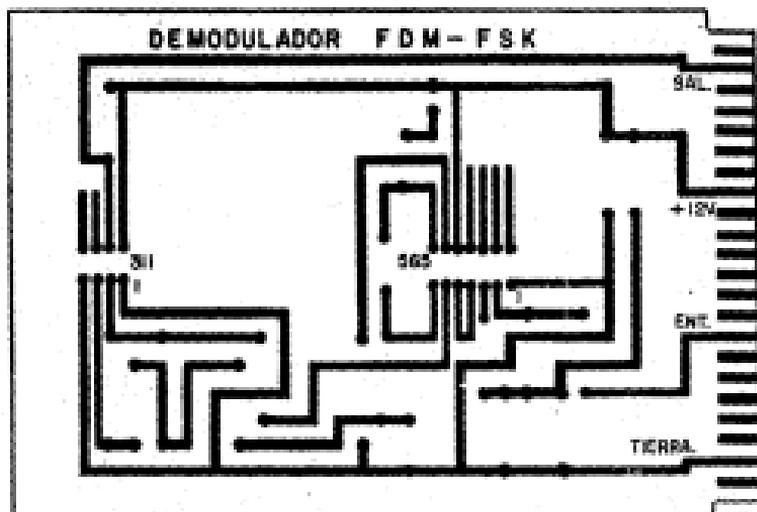


Fig. 5.6-2 Circuito impreso para el demodulador de FSK.

$$f_{c2} = 2071 \text{ Hz}$$

$$\text{Para } C4 = 0,01 \mu\text{F}$$

y  $R5 = 11,3 \text{ K}$  en el circuito 3 se tiene:

$$f_{c3} = 3231 \text{ Hz}$$

En la Fig. 5.6-2 se presenta el diseño del circuito interno típico, utilizado para cada uno de los 3 decodificadores.

### 5.7 CIRCUITOS AUXILIARES.

En este subcapítulo se describen los circuitos que no interactúan directamente sobre la señal de información y que solo sirven para proporcionar las condiciones necesarias para el funcionamiento de los componentes, así como del sistema en su conjunto. Estos son el circuito de reloj y la fuente de alimentación de  $\pm 12$  y  $\pm 5$  V.C.D.

#### 5.7.1 Circuito de Reloj.

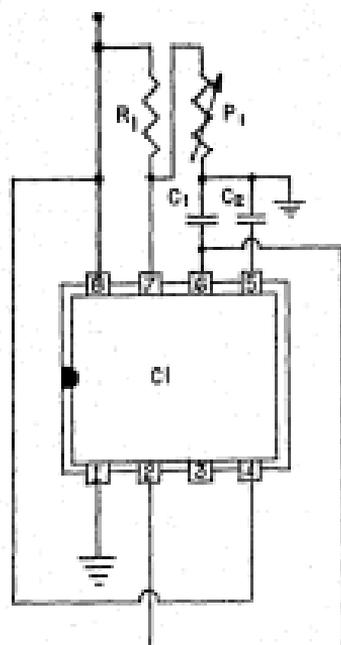
Como se mencionó en el punto 5.2, una de las señales auxiliares para el buen funcionamiento del generador de señal pseudo-aleatoria es el reloj. Dado que el generador de "señales" para nuestros fines operará con una salida de 50 Kauds, esta

condiciona que la salida del reloj tenga que estar en 50 Hz.

Para la realización de este, después de analizar varias opciones que cumplen el objetivo, se optó por utilizar el circuito integrado 4060C por su versatilidad, gran disponibilidad en el mercado y fácil adaptabilidad como circuito de reloj. Dicho dispositivo es alimentado estable y funciona para estos fines, en esta modo de operación, la frecuencia libre de oscilación queda determinada con precisión por dos resistencias y un capacitor externo.

En la Fig. 5.7-1 se muestra el diagrama de conexiones del circuito que se está utilizando en el presente trabajo, en éste los valores de las resistencias y del capacitor externos, se determinan en base a la gráfica del fabricante que relaciona a las resistencias y capacitancias con la frecuencia libre de oscilación.

El valor del capacitor  $C_2$  permanece constante como dato del fabricante en 0.01  $\mu$ f. Para determinar  $R_A$  y  $R_B$ , se fija la frecuencia en 50 Hz y el valor de la capacitancia  $C_1$  en 0.1  $\mu$ f; con estos valores relacionados a la gráfica del fabricante obtenemos un valor aproximado de 250 k $\Omega$  para la expresión  $(R_A + 2R_B)$ , ahora bien, si además tenemos el valor de la resistencia  $R_B$  de 20 k $\Omega$  se puede a la siguiente:



RELOJ	
COMPONENTES	
$R_1$	1 K $\Omega$
$P_1$	200 K $\Omega$
$C_1$	0.1 $\mu$ f
$C_2$	0.01 $\mu$ f
C1	555

Fig.5.7-1 Reloj.

de 1 K $\Omega$ , luego entonces,

$$R_B = \frac{125 \text{ K}}{2} = 125 \text{ K}\Omega$$

La resistencia  $R_A$  tiene un valor fijo y el valor de la resistencia  $R_B$  se proporciona mediante un potenciómetro con el fin de poder ajustar la frecuencia libre de oscilación del circuito; estos valores de resistencia se eligieron así porque la expresión que determina el ciclo de trabajo de este circuito viene dada por:

$$\text{Ciclo de Trabajo} = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$$

Sustituyendo los valores encontrados obtenemos:

$$\text{Ciclo de Trabajo} = \frac{125}{1 + (2 * 125)} = 0.5$$

En la Fig. 5.7-2 se muestra el diseño del circuito interno utilizado para tal fin.

### 5.7.2 Fuente de Alimentación de V.C.D.

Como se mencionó al principio de este subcapítulo sobre los circuitos auxiliares necesarios para la correcta operación del sistema es la fuente de alimentación de  $\pm 12$  y

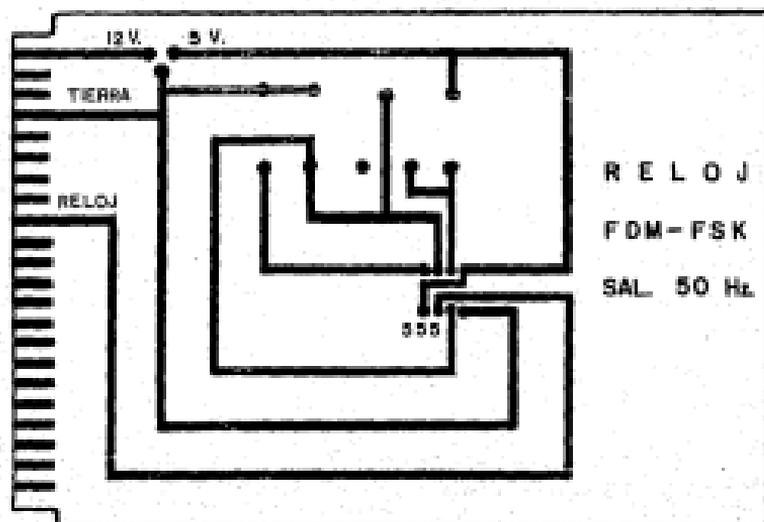


Fig. 5.7-2 Circuito Impreso para reloj.

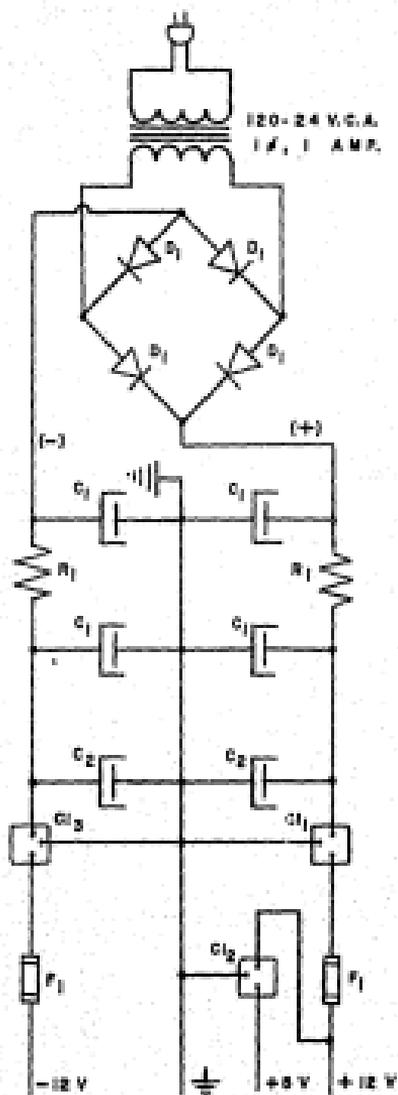
45 V.C.D.

Esta se consigue utilizando un circuito de rectificación tipo puente a la salida de un transformador autoexcitado de 127 = 24 V.C.A., 1 ampere, con tap central. Haciendo a la salida del circuito de rectificación dos filtros tipo "II", y por último tres circuitos integrados reguladores de voltaje para obtener los +12, -12 y +5 volts de corriente directa, con que se alimenta a cada tarjeta del sistema, según sus necesidades, la Fig. 5.7-3 muestra el diagrama de conexiones utilizado para tal fin.

La fuente funciona de la siguiente manera:

a) Al aplicar un voltaje de 127 V.C.A. en el lado primario del transformador se obtienen 24 V.C.A. en el lado secundario entre extremos, este voltaje es aplicado al circuito de rectificación tipo puente el cual rectifica los lóbulos negativos de la onda de corriente alterna entregando a la salida un voltaje de corriente directa con fluctuaciones de cero a  $\pm 12(1.41)$  volts (17 V rms)

b) La siguiente etapa consiste de dos filtros tipo "II" de polaridades invertidas y aplicados por el neutro el cual se aterriza junto con el tap central del transformador. A la salida de los filtros acopiados se aplica el voltaje de corriente directa con fluctuaciones y los filtros eliminan



COMPONENTES	
D <sub>1</sub>	1N 3002
C <sub>1</sub>	330 μF
C <sub>2</sub>	680 μF
R <sub>1</sub>	22 Ω, 2 W
F <sub>1</sub>	0.5 AMP.
C <sub>1</sub>	7812, +12V
C <sub>2</sub>	7805, +5 V
C <sub>3</sub>	7812, -12V

Fig. 5.7-3 Fuente de poder.

las altas y las bajas frecuencias entregando a la salida un voltaje de corriente continua de  $\pm 17$  V.C.D. con un rizado de ondas del 2% sin carga.

c) Por último a la salida positiva de  $+17$  V.C.D. se conectan dos circuitos integrados reguladores de voltaje de  $+12$  V.C.D. y  $+5$  V.C.D., y a la salida negativa de  $-17$  V.C.D. se conecta un circuito integrado regulador de voltaje de  $-12$  V.C.D., y así se obtienen los voltajes de alimentación para las tarjetas del sistema.

d) El voltaje a la salida de los filtros decaerá a  $\pm 14$  V.C.D. con carga lo cual permite aún la correcta operación de los circuitos reguladores de voltaje.

## CAPÍTULO 4

### CONCLUSIONES

El Seminario de tesis consistió en analizar la posible realización de un sistema modulador y multicanalizador para la transmisión de señales binarias (teletipo), y su recuperación que implica el filtrado y la demodulación y en caso de ser posible su realización física.

Con la elaboración del modelo físico se demostró la factibilidad de construir un sistema que opere bajo las condiciones establecidas como "Planteamiento del problema y posibles soluciones" (Capítulo 2). El sistema consta, como ya se menciona de una etapa moduladora, una etapa de multicanalización, una etapa de filtrado y una etapa demoduladora, se implementó también un generador de señales binarias pseudo-aleatorias y todo el sistema de alimentación de corriente directa. Dos puntos mencionados en el tesis y que no fueron implementados son la línea o medio de transmisión y la etapa de regeneración de señales binarias. El primero no fue necesario dado que el objetivo del seminario es la demostración de la modulación - demodulación, el análisis de los problemas adicionales generados por el medio de transmisión, como son la atenuación y el ruido, no está considerado en la elaboración del modelo físico.

En la salida de la etapa decodificadora los trenes de bits correspondientes a cada canal de la información tienen una configuración rectangular que corresponde en forma exacta con la forma de la señal binaria de entrada decodificada de telemotor por lo que ya no fue necesario implementar la etapa de regeneración de señal binaria cuya función era precisamente esta.

Uno de los problemas a que nos enfrentamos durante el desarrollo del presente trabajo fue que los valores de las constantes discretas tales como resistencias y capacitores que se construyeron para ajustar con precisión los parámetros de operación, en su mayoría, no existen en forma comercial resultando esto en un esfuerzo adicional al aproximar estos valores lo más cercano posible mediante conexiones serie-paralelo a los parámetros establecidos en la teoría.

Sin embargo el mayor problema fue "alinearse" las frecuencias de operación de cada una de las diversas etapas como moduladora, multicanalización, filtrado y decodificación para la creación satisfactoria del Sistema FCI-FGC en su conjunto, logrando obtener a la salida una réplica reconocible de la señal de entrada.

Como logros adicionales no descritos con anterioridad se realizó lo siguiente:

a) Se optó por realizar el sistema en forma modular, esto es, se incluyen en una sola tarjeta de circuito impreso los componentes necesarios y suficientes para realizar una función determinada para cada uno de los tres canales de información, con excepción de los generadores de señal pseudo-aleatoria, los cuales fueron incluidos en una sola tarjeta, esto se hizo con el propósito de sustituir tarjetas de circuito impreso de una función específica por otras que sin utilizar componentes o tecnologías diferentes, pero cumpliendo con los parámetros de operación pueda demostrarse la operación satisfactoria de estas últimas.

b) Una función adicional que se proporciona en los generadores de señal pseudo-aleatoria consiste en un interruptor manual que permite desplazar el tren de pulsos de referencia al azar siempre sincronizados con los pulsos del reloj, esto permite poner en fase los trenes de pulsos de información de los tres canales, o diferenciarlos según se requiera.

c) La fuente de alimentación ha sido acondicionada con dos indicadores luminosos (led) el que nos permite saber cuando está en operación.

Añadiendo que el tiempo desarrollado en un trabajo modesto, en un país que sea de utilidad práctica en el Laboratorio de Comunicaciones Digitales, dada la versatilidad

Este equipo auxiliar, sirve como una herramienta adicional en las prácticas de modulación y demodulación FSK-FSK.

En los capítulos 3 al 4 se incluyen brevemente algunos conceptos de la teoría relacionada al proyecto sin profundizar grandemente en ellos debido a que no se trata de producir un libro de texto o hacer un desarrollo formal, sino que simplemente se adquirieron ciertos principios fundamentales adecuados e interesantes para el desarrollo.

Al mismo se presentaron diferentes circuitos que producen el mismo efecto o resultado, esto se hizo para seguir una práctica común en la Ingeniería, la cual consiste en analizar varias soluciones a un mismo problema y escoger la más conveniente ya sea por su precisión, economía, o algún otro factor requerido.

Por todo lo anteriormente descrito y analizado, consideramos que el objetivo de la tesis fue alcanzado satisfactoriamente.

## BIBLIOGRAFIA

- Haykin, S.: "Information, Modulation and Noise"; Mc Graw Hill, 1970.
- Hilburn, John L.: "Manual of Active Filter Design"; Mc Graw Hill, 1973.
- Arpano, Kurt, Berlin, J. C.: "Mathematical Methods of Information Transmission"; Artech, 1965.
- Lathi, B. P.: "Introducción a la Teoría y Sistemas de Comunicación".
- Schilling and Bolover: "Electronic Circuits Discrete and Integrated".
- Taub, Herbert and Schilling, Donald L.: "Principles of Communication Systems".
- Motorola, Texas Instruments, National Semiconductors.: "Manual de Circuitos Integrados".