



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO <sup>27-</sup> <sub>2ei</sub>

ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES

“ARAGON”

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN DEMODULADOR DE  
AUDIO PROTOTIPO PARA SER EMPLEADO EN ESTACIONES  
TERRENAS UNICAMENTE RECEPTORAS DE TELEVISION

TESIS PROFESIONAL

Que para obtener la Licenciatura de:  
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

Presenta:

JAVIER VAZQUEZ HERNANDEZ

Director de Tesis: Ing. JOSE LUIS PEREZ BAEZ

Asesor del IIE: Ing. JUAN MANUEL ALONSO MTZ.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

México, D. F., Enero de 1988



Universidad Nacional  
Autónoma de México



## **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.

# I N D I C E

	Pág.
AGRADECIMIENTOS .....	III
INDICE.....	IV
PREFACIO.....	VI
CAPITULO 1	
INTRODUCCION A LOS SISTEMAS DE COMUNICACION POR SATELITE.....	1
1.1 Comunicaciones vía satélite.....	4
1.2 Estaciones terrenas.....	7
1.2.1 Tipos de estaciones terrenas.....	12
1.3 Satélites.....	14
1.4 Difusión de televisión vía satélite.....	19
CAPITULO 2	
CARACTERISTICAS DE LOS SISTEMAS TVRO.....	21
2.1 Antecedentes.....	21
2.2 El sistema-TVRO.....	23
2.2.1 La antena.....	26
2.2.2 El amplificador de bajo ruido (ABR)..	31
2.2.3 El convertidor de bajada (D/C).....	34
2.2.4 El receptor de televisión.....	39
2.3 Características de la transmisión de señales de TV.....	45
2.3.1 Formas de transmitir el audio.....	45
2.3.2 Formas de transmitir el video.....	48
2.3.3 Redes de acentuación y ponderación...	51
2.4 Características de la señal de audio en transmisiones de TV por satélite.....	54
CAPITULO 3	
CONSIDERACIONES TEORICAS DE LA MODULACION EN FRECUENCIA.....	59
3.1 Técnicas de modulación.....	60
3.1.1 Tipos de modulación.....	62
3.2 Modulación en frecuencia.....	65
3.2.1 Definiciones.....	67
3.2.2 Ancho de Banda en FM.....	73
3.3 Moduladores de FM.....	74
3.3.1 Generación indirecta de FM.....	74
3.3.2 Generación directa de FM.....	77
3.4 Demoduladores de FM.....	80
3.4.1 El detector de inclinación.....	80
3.4.2 El discriminador balanceado.....	82
3.4.3 El lazo de amarre de fase (PLL).....	83

CAPITULO 4	
DISEÑO DEL DEMODULADOR DE AUDIO.....	85
4.1 Estructura del PLL.....	86
4.1.1 Funcionamiento por etapas.....	88
4.1.2 Teoría de operación.....	91
4.2 Consideraciones de diseño y cálculos.....	95
4.2.1 Aplicación del XR215 como demodulador	97
4.2.2 Ecuaciones de control del XR215.....	99
4.3 Recuperación de la señal de audio.....	106
4.4 Circuitería adicional.....	108
4.4.1 El amplificador Buffer.....	109
4.4.2 El filtro de subportadora.....	110
4.4.3 El filtro de audio.....	110
4.5 Implementación del prototipo.....	113
CAPITULO 5	
PRUEBAS Y CARACTERIZACION DEL PROTOTIPO.....	115
5.1 Niveles de entrada y salida.....	117
5.2 Pruebas al demodulador.....	120
5.2.1 Caracterización del VCO.....	121
5.2.2 Rangos de amarre y adquisición.....	123
5.2.3 Relaciones C/N y S/N.....	127
5.2.4 Respuesta en frecuencia.....	133
5.3 Pruebas a la circuitería adicional.....	135
5.3.1 Impedancia de salida del Buffer.....	136
5.3.2 Respuesta en frecuencia del FP Banda.....	137
5.3.3 Respuesta en frecuencia del FP Bajas.....	138
5.4 Prueba de recuperación práctica.....	139
CAPITULO 6	
CONCLUSIONES.....	143
6.1 Problemas en la adquisición de componentes.....	144
6.2 Problemas de diseño.....	145
6.3 Conclusión general.....	147
APENDICES.....	150
A) Hojas de datos.....	151
B) Lista de componentes.....	163
BIBLIOGRAFIA.....	165
REFERENCIAS.....	168

## P R E F A C I O

En la actualidad, los sistemas de comunicación por satélite tienen un gran auge merced a que con ellos el hombre ha superado las barreras impuestas por la naturaleza. En nuestro país, con la puesta en operación del Sistema Morelos de Satélites, este servicio será de gran utilidad debido a lo extenso y accidentado de nuestro territorio. Dentro de los servicios más importantes que se pueden proporcionar mediante el SMS se encuentran la difusión de televisión, telefonía, telex, transmisión de datos, facsimil, etcétera.

Es importante notar que no existe en el país ninguna empresa dedicada a la fabricación de equipo propio para radiocomunicaciones. Es por tanto deseable, pero sobre todo saludable para nuestra economía, desarrollar la tecnología necesaria para la fabricación nacional de este tipo de productos. Es por esto que, el objetivo principal de nuestro trabajo es contribuir a este desarrollo mediante la implementación de una parte importante del equipo receptor: El Demodulador de Audio.

Para conseguir nuestras metas hemos estructurado este trabajo apoyandonos en el método Inductivo.

Primeramente, en los capítulos 1 y 2, presentamos un panorama general de las comunicaciones vía satélite y de las estaciones TVRO en particular.

El capítulo 3 contiene las bases teóricas de la modulación en frecuencia (FM), por ser esta la forma tradicional de transmitir la señal de audio.

En el capítulo 4 realizamos el diseño del Demodulador empleando para ello el esquema de un Lazo de Amarre de Fase (PLL).

Las pruebas realizadas al prototipo se encuentran en el capítulo 5 y, finalmente, en el capítulo 6 se pueden consultar las conclusiones obtenidas.

## CAPITULO 1

### INTRODUCCION A LOS SISTEMAS DE COMUNICACION POR SATELITE.

Desde su aparición sobre la tierra el hombre ha tenido como una de sus necesidades primordiales la comunicación. Es así que, motivado por los beneficios de vivir en comunidad, desarrolla diferentes formas de expresión para manifestar sus inquietudes, deseos e ideas. La cacería en grupo de animales de mayor tamaño al del hombre, la recolección de frutos de temporada y la protección ante fenómenos naturales como las tormentas, puedan ser tal vez las causas originales que propiciaron que el hombre se comunicara con sus semejantes.

El desarrollo de las sociedades humanas se ha visto influido enormemente por el advenimiento de diferentes sistemas de comunicación, los cuales desde sus inicios han buscado rebasar los límites de la distancia y del tiempo. Tal es el caso de los sistemas de comunicación oral y escrita, el uso de las señales luminosas y sonoras y , más recientemente, de las comunicaciones eléctricas. La figura 1.1 muestra un panorama general del desarrollo de los sistemas de comunicación inventados por el hombre.



figura 1.1 Desarrollo de los sistemas de comunicación.

La electricidad ha proporcionado una gran ayuda al desarrollo de las comunicaciones al poder suministrar una mayor velocidad y seguridad a la transmisión-recepción de mensajes, tal como se ve en la figura 1.2 El perfeccionamiento de los descubrimientos de Samuel Morse, Alejandro G. Bell y Alberto Marconi ha conducido al desarrollo de la telegrafía moderna, del teléfono y de los sistemas inalámbricos de comunicación, capaces de transmitir casi instantáneamente mensajes a través de distancias de miles de kilómetros. Es precisamente con el advenimiento de las comunicaciones inalámbricas, o radio comunicaciones como se les denomina usualmente, que el empleo de



la electricidad en la transmisión de mensajes ha alcanzado su punto culminante.

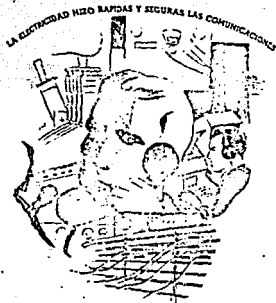


figura 1.2 La electricidad en las comunicaciones.

En general podemos considerar que todo sistema de comunicación está compuesto por un transmisor, el canal o medio de comunicación, el mensaje, y por un receptor, tal como se muestra en la figura 1.3. Generalmente las unidades de transmisión y recepción se encuentran dentro de un mismo local, ya que sus funciones son complementarias. El canal o medio de comunicación puede ser unidireccional, bidireccional o multidireccional, pero en todos los casos es recomendable contar con una relación de reciprocidad entre el transmisor y el receptor. Finalmente el mensaje reviste especial importancia por ser este la esencia del sistema.

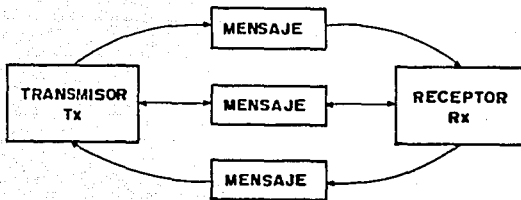


figura 1.3 Modelo de un sistema de comunicación.

#### 1.1.- Comunicaciones vía satélite.

Las comunicaciones por satélite comienzan a desarrollarse a partir de la segunda guerra mundial gracias al impulso de dos ramas de los sistemas militares: la ingeniería en cohetes y las comunicaciones por microondas. En 1945, Arthur C. Clarke científico y escritor británico, presenta la idea de emplear estaciones relevadoras situadas en el espacio, con una posición fija, para el manejo de radiocomunicaciones. Estos repetidores cubren aproximadamente un 38 % de la superficie terrestre por lo que se necesita un mínimo de tres de estos elementos, separados 120 grados entre sí, para proveer al mundo entero de comunicaciones eléctricas, teniendo la ventaja de poder enviar un gran número de canales de comunicación salvando los obstáculos geográficos y las grandes distancias involucradas. La

conceptualización de ésta idea se observa en la figura 1.4. Virtualmente, el mundo entero -desde el centro urbano más importante hasta la isla más remota- pueden ser interconectados por redes de comunicación capaces de proporcionar transmisiones confiables y económicas, que van desde la transmisión de voz y datos hasta la transmisión de textos, facsimil y televisión.

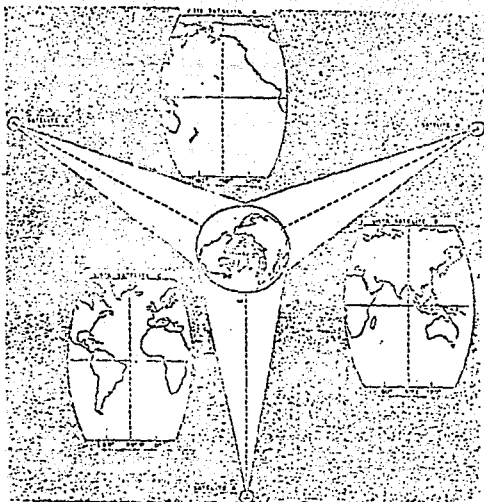


figura 1.4 Los satélite espaciales comunican al mundo.

Básicamente todo sistema de comunicación por satélite consta de dos partes principales: el segmento terrestre, constituido por las estaciones terrenas transmisora y receptora; y el segmento espacial, conformado por el satélite como estación repetidora, tal como se muestra en la figura 1.5. La señal que se desea transmitir será generada por un usuario y a través del sistema terrestre de microondas se enlazará con la estación terrena transmisora, donde la señal será procesada y enviada al segmento espacial. El procesamiento de la señal consiste en darle el formato adecuado para su transmisión, modularla y amplificarla en potencia para que en su viaje por el espacio libre no se atenué demasiado y pueda ser captada por los elementos correspondientes del satélite. A su paso por el segmento espacial la señal es nuevamente procesada, cambiándole de frecuencia y amplificándola para su regreso a la tierra, esto se hace con el fin de evitar interferencias entre la señal que llega al satélite y la señal que sale de él. En la estación terrena receptora la señal original es recuperada mediante el proceso inverso al de la transmisión.

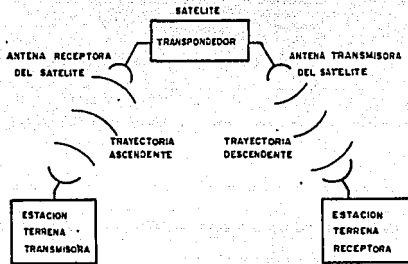


figura 1.5 Modelo de comunicación por satélite.

### 1.2.- Estaciones terrenas.

El segmento terrestre está formado por una gran variedad de equipo electrónico para el procesamiento y control de la información, dentro de los más importantes podemos mencionar : el modulador, el demodulador, los convertidores de frecuencia, los amplificadores y las antenas. A continuación daremos una breve explicación de las características más importantes de las etapas ilustradas en el modelo de la figura 1.6

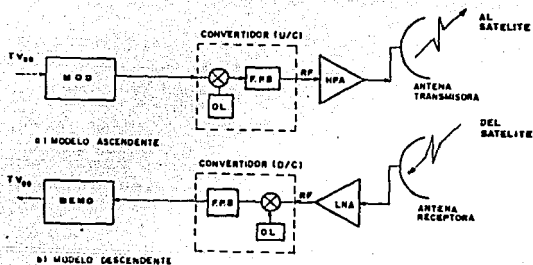


figura 1.6 Diagrama a bloques del segmento terrestre.

### Etapa de Modulación y Demodulación.

La entrada al modulador la constituye la señal compuesta de televisión, conocida comúnmente como Banda Base (B.B.). Esta señal modula en frecuencia a una portadora de 70 MHz, también llamada Frecuencia Intermedia (F.I.), la cual es suministrada normalmente por un oscilador local. Para difusión de televisión la señal modulada de TV puede ocupar un ancho de banda de 30 a 36 MHz.

En la estación terrena receptora se tiene un demodulador de frecuencia para eliminar la frecuencia de 70 MHz (FI), y poder recuperar la señal de televisión a través de un discriminador y un procesador de video.

### Etapa de conversión de frecuencia.

Las frecuencias usadas en un enlace por satélite son referidas comúnmente como: la banda 4/6, la banda 12/14 o la banda 20/30, todas en GHz. El primer número de cada caso se refiere a la frecuencia que se utiliza del satélite a la estación terrena receptora, también conocida como enlace descendente o down-link, mientras que el segundo término se refiere a la frecuencia que se emplea al transmitir de la tierra al satélite, también llamada enlace ascendente o up-link.

En la etapa de transmisión se emplea un convertidor de alta frecuencia, mismo que traslada la señal de frecuencia intermedia (70 MHz) a la frecuencia de enlace ascendente del sistema (6 ó 14 GHz dependiendo de la banda del satélite). En la recepción se utiliza un convertidor a baja frecuencia para trasladar la frecuencia recibida (4 o 12 GHz), correspondiente del enlace descendente, a la frecuencia intermedia de 70 MHz (FI), para después seleccionar y recuperar la señal deseada.

## Etapa de amplificación.

### Amplificadores de alta potencia ( H P A ).

Estos amplificadores se emplean para proporcionar la energía suficiente a la señal para que ésta sea radiada por la antena de la estación terrena transmisora hacia el satélite a través del espacio libre. El empleo de tubos electrónicos que generen ondas de alta frecuencia, con el fin de amplificar la energía de la señal al nivel requerido, es la forma más común de dichos amplificadores. Entre los amplificadores de alta potencia (o HPA) más empleados se encuentran los tubos Klystron, cuyo diagrama se muestra en la figura 1.7, y el tubo de onda progresiva (TOP o TWT) mostrado en la figura 1.8. Estos amplificadores manejan regularmente un ancho de banda de 500 MHz y potencias entre los 400 y los 10,000 watts.

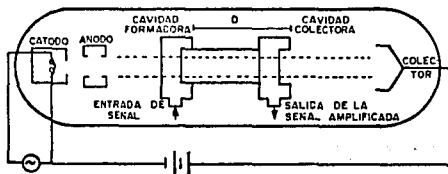


figura 1.7 Amplificador de alta potencia Klystron.



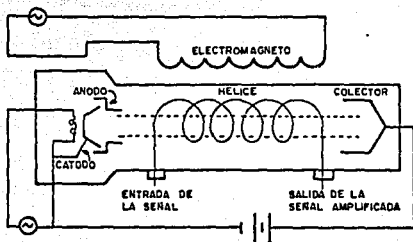


figura 1.8 Tubo de onda progresiva (HPA).

#### Amplificadores de bajo ruido (ABR).

El amplificador de bajo ruido (ABR o LNA), debe proporcionar una alta ganancia y un bajo nivel de ruido, ya que estas características influyen en forma importante en la figura de mérito. La figura de mérito es una característica del sistema receptor que describe la capacidad de la estación terrena para recibir la señal del satélite, y está determinada por la siguiente expresión:

$$\text{Figura de mérito} = G/T \quad \text{---(1.1)}$$

ó expresada en forma logarítmica:

$$\text{Figura de mérito (G/T)} = 10 \log G - 10 \log T \quad \text{---(1.2)}$$

donde G es la ganancia de la antena a la entrada del LNA, expresada en dB y T es la temperatura de ruido del sistema receptor referida a la entrada del amplificador de bajo ruido,

expresada en dB-K.

### Etapa de antenas.

La antena representa otro de los elementos importantes dentro de la estación terrena ya que ésta, además de proporcionar la ganancia necesaria para los propósitos de transmisión y recepción, también da las características de radiación y de polarización necesarias para eliminar la interferencia con señales no deseadas provenientes de otros satélites. Cabe mencionar que las antenas usadas en las estaciones terrenas son antenas de reflector tipo parabólico, mismas que se caracterizan por su ganancia y alta directividad. El diámetro del plato reflector depende de los servicios que se deseen de la estación. Las características más importantes que se deben considerar de la antena son: la ganancia en potencia, la temperatura de ruido, la relación en voltaje de onda reflejada (VSWR), la polarización, el patrón de radiación y la potencia radiada.

#### 1.2.1 Tipos de Estaciones Terrenas.

De acuerdo a las recomendaciones del CCIR (Comité Consultivo Internacional de Radiocomunicaciones), se dan distintos valores de la figura de mérito para los diferentes tipos de estaciones terrenas. Así, para las estaciones que operan con el sistema internacional de comunicaciones del consorcio INTELSAT

(International Telecommunications Satellite), se tiene:

a) Estación estándar A. Emplea antenas de 30 mts. de diámetro y debe cumplir en las condiciones de cielo despejado, para cualquier frecuencia de la banda de 3.7 a 6.2 GHz (banda C), con una figura de mérito mínima de  $40 \text{ dB/}^\circ\text{K}$ .

b) Estación estándar B. Emplea antenas de 11 mts. de diámetro, cumpliendo con una figura de mérito de  $31 \text{ dB/}^\circ\text{K}$  como mínimo para cualquier frecuencia de la banda C.

c) Estación estándar C. Utiliza antenas con diámetros de 7 mts, debe cumplir, en cualquier frecuencia de la banda de 11.7 a 12.7 GHz (banda Ku), con los valores de la figura de mérito establecidos por los siguientes criterios:

- No ser menor de  $39 \text{ dB/}^\circ\text{K}$  durante el 90% del tiempo de operación.
- Tener un mínimo de  $29.5 \text{ dB/}^\circ\text{K}$  durante el resto del tiempo.

Las estaciones terrenas que operan con satélites domésticos no cumplen con las especificaciones mencionadas, tanto en diámetro como en la figura de mérito. Este tipo de estaciones, dentro de las cuales se encuentran las estaciones únicamente receptoras de televisión (TVRO), se estudiarán más adelante.

### 1.3.- SATELITES.

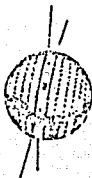
De acuerdo a la definición de la UIT (Union Internacional de Telecomunicaciones), un satélite es una estación relevadora situada en el espacio. La función principal del satélite es recibir la señal proveniente de la estación terrena transmisora, darle el nivel de potencia adecuado y retransmitirla a la tierra.

Los usos que se le puedan dar al satélite son muy variados, por lo que un sistema puede estar englobado en distintas categorías sin representar esto un gran problema. A continuación se presenta una clasificación de los satélites de acuerdo a su uso:

TIPOS DE SATELITES	SERVICIOS
A) INTERNACIONALES + INTELSAT + INTERSPUTNIK	TELEFONIA, DATOS, TELEGRAFIA, TELEX, TELEVISION, ETC.
B) DOMESTICOS + ANIK + SATCOM + MORELOS 1 Y 2	TELEFONIA, DATOS, TELEVISION EDUCATIVA Y COMERCIAL.
C) MILITARES + NATO + SKYNET + FLTSATCOM	REDES CONFIDENCIALES DE TELEFONIA Y DATOS, ALGUNOS CONTIENEN SISTEMAS DE DEFENSA.
D) EXPERIMENTALES, CIENTIFICOS Y METEOROLOGICOS + MARISAT + AEROSAT	INVESTIGACION Y EXPERI- MENTACION DE CONDI- CIONES ATMOSFERICAS, TERRESTRES Y ESPACIALES.

TABLA 1.1 TIPOS DE SATELITES DE ACUERDO A SU USO.

En menos de 40 años las comunicaciones espaciales han tenido un avance vertiginoso; desde el lanzamiento del primer satélite artificial hasta nuestros días la capacidad de manejo de información se ha ampliado enormemente. Por dar algunos ejemplos podemos mencionar:



Courier  
(E.U. 1962)

Primer satélite con repetidor activo, aceptaba y almacenaba hasta 360 mil palabras de teletipo. Funcionó durante 17 días.



TELSTART  
(AT&T 1962)

Primer satélite que recibió y transmitió información de manera simultánea, en la banda C. Utilizado para transmitir telefonía, facsimil, datos y un canal de TV, con una potencia de 3 W.



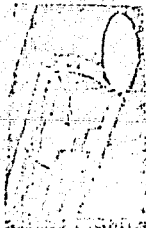
Primer satélite de comunicaciones comerciales con una capacidad de 240 canales de voz y 40 W de potencia de salida.

Early Bird  
(INTELSAT 1965)



Con capacidad de 960 circuitos de voz y 300 W de potencia de salida. Junto con otros dos de la misma clase formaron el primer sistema nacional de satélites.

Anik A  
(CANADA 1972)



Primer sistema mexicano de satélites. Cada satélite cuenta con 22 transpondedores, 18 para la banda C y 4 para la banda Ku, con una potencia de 7 W y 10.5 W respectivamente.

Morelos 1 y 2  
(MEXICO 1985)

Las comunicaciones comerciales se basan en el uso de satélites situados sobre la línea del ecuador, y a una distancia de 22,300 millas (36 000 Km) de la superficie terrestre. Estos satélites se mueven a una velocidad de 11,400 Km/Hr, misma que coincide con la rotación terrestre, de manera que permanecen en una misma posición en relación a la tierra. Debido a estas características estos satélites también son llamados geosíncronos o geostacionarios, como los ilustrados en la figura 1.4. El ancho de banda que maneja un satélite es de 500 MHz, dentro de este ancho se pueden transmitir 12 canales de televisión con un ancho de banda individual de 36 MHz modulados en frecuencia. Empleando el recurso de reuso de frecuencia se puede duplicar la capacidad del sistema. De esta manera se pueden trabajar 12 canales con una polarización (vertical por ejemplo) y los otros 12 canales con la polarización contraria (horizontal).

Al equipo que se emplea para recibir la señal, amplificarla, cambiarle de frecuencia y retransmitirla se le llama transpondedor, palabra compuesta por transmisor-responder. La figura 1.9 muestra el diagrama simplificado del transpondedor de un satélite. En él la señal, después de ser recibida por la antena, es seleccionada en banda y preamplificada. Este proceso es muy importante ya que la señal captada en la antena del satélite es de apenas unos cuantos picowatts, los cuales resultan insuficientes para el siguiente proceso. En la etapa subsecuente

se realiza la conversión de frecuencia y, finalmente, la señal es filtrada en banda y elevada en potencia para su retransmisión hacia la tierra.

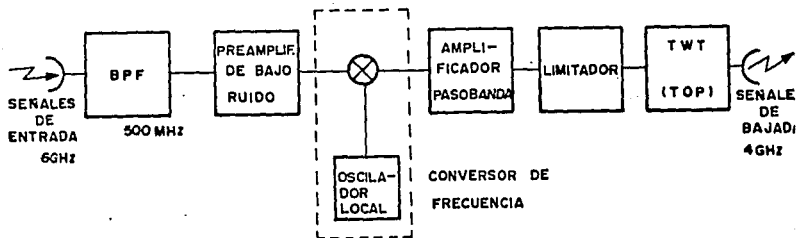


figura 1.9 Diagrama a bloques de un transpondedor.

Las bandas de frecuencia empleadas para las comunicaciones comerciales están situadas por debajo de los 15 GHz. Aún y cuando en los últimos años se ha experimentado con frecuencias superiores estas no se han implementado en sistemas comerciales, pero se espera hacerlo en los próximos 10 años. Las frecuencias abajo de los 10 GHz son muy utilizadas ya que presentan una menor atenuación a su paso por la atmósfera, además de que su tecnología se encuentra bien desarrollada. Las frecuencias mayores a 10 GHz presentan una mayor atenuación por lluvia, pero se emplean para evitar la interferencia con los servicios terrestres y espaciales que emplean la banda C.



#### 1.4.- Difusión de Televisión vía satélite.

La televisión consiste en la transmisión de imágenes con sonido, o sin él, por medio de un sistema eléctrico. La primera transmisión experimental de TV a través de un satélite se hizo en 1962 con el TELSTART, a partir de entonces han surgido nuevas técnicas de difusión. Podemos considerar que la difusión de televisión empleando satélite se puede realizar en tres formas distintas dependiendo del tipo de estación terrena empleada para su recepción y al uso posterior que se vaya a dar a la señal recibida:

a) Difusión comercial.- Este primer tipo corresponden las estaciones terrenas transmisoras-receptoras que además de tomar la señal la procesan para su distribución a través de la red terrestre de microondas. Para este tipo de transmisiones se emplean primordialmente satélites internacionales INTELSAT y/o satélites domésticos. El objetivo principal es proporcionar señales de TV de alta calidad a nivel internacional.

b) Únicamente recepción.- A este segundo tipo corresponden las estaciones únicamente receptoras de TV (TVRO). Este tipo de estación es menos costosa que las anteriores y posee antenas de diámetro menor a 10 mts, además ha sido tal su aceptación que su producción se ha desarrollado ampliamente. Generalmente emplean satélites domésticos ya que se requieren coberturas perfectamente delimitadas. Su objetivo es la recepción de señales de TV en regiones donde la red terrestre de microondas no tiene acceso.

c) Recepción Directa.-Este último tipo emplea satélites de difusión directa ( SDD o DBS Direct Broadcasting Satellites) y, como su nombre lo indica, su objetivo es que el usuario reciba la señal del satélite empleando la menor cantidad de equipo posible. Este sistema transmite la señal de TV en una banda especial de frecuencias, de 11.7 a 12.2 GHz, mediante el uso de transmisores de alta potencia, normalmente de 10 a 15 KW, misma que puede ser captada por pequeñas antenas individuales de diámetros menores a 1.5 metros. En este tipo de transmisión quedan aún algunos problemas por resolver relativos al peso excesivo y a la corta vida útil del equipo, por lo que su implementación se ha limitado a países de alto desarrollo tecnológico como Japón, USA, Canada y algunos otros de Europa occidental.

## CAPITULO 2

### CARACTERISTICAS DE LOS SISTEMAS TVRO.

#### 2.1.- Antecedentes.

Una vez que los satélites INTELSAT cumplieron con la función de proveer canales de televisión, telefonía y datos -sirviendo de puente para enlazar a diferentes países y contribuyendo así al intercambio de valores culturales, científicos y educativos-, nace en forma natural la preocupación de las naciones por mejorar sus comunicaciones internas, auxiliándose de este tipo de sistemas.

En un principio las comunicaciones por microondas satisficieron las necesidades de comunicación que las naciones demandaban, pero posteriormente se hicieron evidentes las limitaciones que este tipo de red tenía al enfrentarse con topografías escabrosas o al tratar de comunicar grupos dispersos de población, dando paso a que se pensara en satélites para vencer estos obstáculos. En el capítulo 1 se hace mención a este tipo de satélites, a los cuales se les denomina Domésticos o Regionales puesto que están dedicados a proveer de servicios de

comunicación a un cierto país, o a una determinada región, y fueron desarrollados por países como Canada, que tenía el problema de comunicar a grupos poblacionales diseminados en la parte norte de su territorio, mismos que estaban fuera de la cobertura de INTELSAT. El satélite doméstico permitió concentrar la energía radiada y con ello se disminuyó el tamaño de las antenas propiciando en pocos años la aparición de las estaciones únicamente receptoras de televisión (TVRO).

México, desde 1985, tiene su sistema doméstico denominado Sistema Morelos de Satélites (SMS), consistente en dos satélites. La tabla 2.I muestra las características más importantes del sistema.

A nivel nacional, el empleo del sistema Morelos nos permitirá el manejo de una gran variedad de información como lo es la televisión educativa, teleconferencias, comunicación comercial e industrial, etcétera.

	BANDA C	BANDA Ku
NUMERO DE TRANSPONDEDORES POR SATELITE	12 DE 36 MHZ 6 DE 72 MHZ	4 DE 108 MHZ
ANCHO DE BANDA ENTRE CANALES (INCLUYENDO ESPACIAMIENTO)	40 MHZ 80 MHZ	124 MHZ
POTENCIA DE SALIDA DEL TWT	7 WATTS 10.5 WATTS	20 WATTS
G/T DEL SATELITE EN COBERTURA NACIONAL	1.9 DB/°K 0.0 DB/°K	1.0 DB/°K
PIRE POR TRANSPONDEDOR EN SATURACION	35.5 DBw 38.5 DBw	44 DBw
DENSIDAD DE FLUJO EN SATURACION	-80 DB/m -77 DB/m	-80 DB/m
BANDA DE FRECUENCIAS RECEPCION, GHz TRANSMISION, GHz	5.925 a 6.425 3.7 a 4.2	14.0 a 14.5 11.7 a 12.2
ANTENA RECEPCION	180 cm DIAMETRO REFLECTOR	ARREGLO PLANAR
TRANSMISION	180 cm DIAMETRO REFLECTOR	180 cm DIAM. REFLECTOR

TABLA 2.I CARACTERISTICAS TECNICAS DEL SISTEMA MORELOS.

## 2.2.- El sistema TVRO.

Las estaciones TVRO son aquellas que solamente tienen el equipo para hacer esta función, ni son transmisoras ni cuentan con el equipo necesario para recibir canales de voz o datos. En los últimos años han cobrado un gran auge debido a los servicios que pueden prestar y a su bajo costo.

Las estaciones únicamente receptoras se pueden clasificar en función del servicio prestado en tres categorías principales:

i) Las TVRO Regionales.- Estas estaciones forman parte del sistema de repetidoras de televisión y están diseñadas para recibir las señales de TV que provienen del satélite y entregarlas a pequeñas estaciones repetidoras, mismas que se encargan de retransmitir la señal a la región circundante en la banda de VHF o UHF.

ii) Las TVRO Comunitarias.- Son estaciones que están diseñadas para recibir y procesar la señal adecuando su formato para poder distribuirla por cable a los usuarios que estén conectados con ella. Este tipo de estación se utiliza para dar servicio en sitios comunitarios como: edificios de departamentos, hoteles, oficinas, escuelas, etcétera.

iii) Las TVRO Individuales.- Están diseñadas para recibir y procesar la señal de TV colocandola en el formato adecuado para ser alimentada al monitor de un solo usuario.

En sus inicios las TVRO regionales se caracterizan por operar exclusivamente con satélites domésticos, ya que estos eran los únicos capaces de proporcionar la potencia suficiente para obtener una buena calidad de señal. En la actualidad, gracias al empleo de haces de radiación en forma de pincel y un PIRE considerable del satélite, es posible la operación de este tipo de estaciones tanto con satélites domésticos, como con satélites

internacionales de la serie INTELSAT.

Aún y cuando las TVRO regionales se iniciaron con la transmisión de televisión educativa, éste no es el único servicio que prestan y, hoy en día, también se emplean para la recepción de TV comercial lo que ha provocado que estas ya no solo se ubiquen en zonas poco accesibles, sino que ahora una buena cantidad de ellas se localizan cerca de centros urbanos importantes.

Las TVRO comunitarias e individuales tienen características técnicas casi iguales. Debido al tipo de aplicación y a los elementos con los cuales están conformadas las estaciones TVRO comunitarias e individuales tiene un bajo costo comparadas con las TVRO regionales.

Las TVRO comunitarias y las individuales que se encuentran operando en el país lo están haciendo a través de satélites extranjeros, principalmente de los E.U. La demanda de este tipo de estaciones se ha incrementado cada vez más ya que para algunas personas resulta atractivo el tener acceso a programas de televisión diferentes a los que se pueden tener con los canales nacionales de televisión.

Como se ha mencionado, las estaciones TVRO cuentan con poca cantidad de equipo lo que hace que su estructura sea relativamente simple. En el capítulo 1 se presentó, de una

manera funcional, el equipo que compone toda estación terrena. En la siguiente sección presentamos las características más importantes de los equipos empleados específicamente en las estaciones TVRO, de acuerdo al diagrama de la figura 2.1

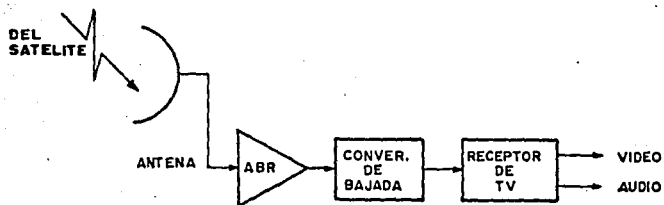


figura 2.1 Diagrama básico de una estación TVRO.

### 2.2.1.- La Antena

La antena es el primer elemento dentro de la estructura de una estación TVRO. Su principal objetivo es recolectar la señal proveniente del satélite y direccionarla a los componentes encargados de amplificarla para su posterior procesamiento. Las antenas de las estaciones TVRO no son iguales a las de las estaciones empleadas para las comunicaciones internacionales en lo que respecta a diámetro y ganancia. La ganancia de una antena parabólica está determinada por la expresión:



$$G_a = 10 \text{ LOG } \left[ \left( \frac{D\pi}{\lambda} \right)^2 \eta \right] \quad \text{---(2.1)}$$

donde:

D = es el diámetro de la antena, en metros

$\lambda$  = es la longitud de onda, en metros

$\eta$  = es la eficiencia de la antena

Como se puede observar la ganancia es directamente proporcional al diámetro de la antena (D) y a su eficiencia ( $\eta$ ). La eficiencia de una antena parabólica es aproximadamente constante y depende solamente de la banda de frecuencias empleada. De este modo para la banda C tenemos una eficiencia de 0.55, mientras que para la banda Ku la eficiencia es de 0.70

La longitud de onda está determinada por la banda de frecuencias de la transmisión y la velocidad de la luz de tal forma que  $\lambda = c/f$ . Sustituyendo valores correspondientes a las bandas C y Ku vemos que la longitud de onda disminuye con la frecuencia, lo cual se traduce en un aumento de la ganancia. Se pueden realizar combinaciones de los parámetros que intervienen en la fórmula para conseguir una ganancia determinada y la elección de estos depende de nuestra necesidad específica. Es fácil darse cuenta que el factor que más influye en la ganancia es el diámetro de la antena. Regularmente las antenas para TVRO tienen un diámetro entre 1.8 y 4.5 metros lo que da para el enlace descendente una ganancia entre 35 y 46 dB.

En la familia de antenas conocidas como parabólicas existen diversos tipos, como son: las antenas de reflector parabólico con punto focal, las antenas de doble reflector o Cassegrain, las de reflector esférico-parabólico, las de reflector offset, las de reflector toroidal y algunas combinaciones entre ellas. En seguida se mencionan algunas características de las dos primeras por ser estas las más comunes.

#### 2.2.1.a La antena de punto focal.

La mayor parte de los sistemas caseros de TVRO emplean antenas de reflector parabólico de punto focal. En ellas el alimentador está situado en el punto focal de la parábola que describe el reflector de la antena, tal como se muestra en la figura 2.2, y es allí donde se concentra la energía reflejada.

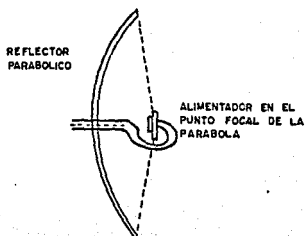


figura 2.2 Antena parabólica de punto focal.

#### 2.2.1.b La antena Cassegrain.

Las antenas tipo Cassegrain están formadas por un reflector principal tipo parabólico y un subreflector tipo hiperbólico como se muestra en la figura 2.3 El subreflector hiperbólico tiene generalmente dos focos, uno de ellos es el foco real del sistema y coincide con el centro del alimentador, mientras que el segundo foco, o foco virtual, coincide con el punto focal del reflector parabólico.

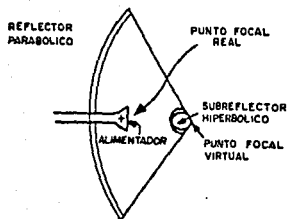


figura 2.3 Antena parabólica tipo Cassegrain.

De los dos tipos mencionados, cada uno tiene sus ventajas y desventajas. Por ejemplo, el alimentador de foco principal es fácil de construir y de instalar, además de que se puede mover para optimizar su funcionamiento. En el caso del alimentador Cassegrain, este puede aceptar espectros más estrechos, pero se requiere de una correcta alineación para que la señal sea reflejada, enfocada y captada. Haciendo arreglos a la antena Cassegrain clásica se logra aumentar la eficiencia y, por tanto, mejorar la ganancia de la misma.

### 2.2.2.- El Amplificador de Bajo Ruido (ABR).

Debido a que los satélites domésticos transmiten con fuentes de baja potencia (un satélite típico tiene un transmisor de 10 watts) y a que las pérdidas que sufre la señal en su recorrido por el espacio libre son muy grandes (normalmente entre 196 y 200 dB para la banda de 4 GHz), muchas de las señales transmitidas por el satélite no llegan con la suficiente potencia a la antena. Regularmente la potencia de la señal recibida en la antena es de apenas unos cuantos pico-watts por lo que la siguiente etapa consiste en elevar el nivel de la señal captada mediante un amplificador que, además de tener una ganancia grande, debe adherirle poco ruido. Esta etapa generalmente se localiza muy proxima al plato reflector para evitar atenuaciones por cableado. Como la superficie reflectora del plato es sólo una herramienta para dirigir la señal, se hace necesario el empleo de un elemento encargado de recolectar la señal reflejada, este elemento es el llamado "alimentador". El alimentador más comercial de antenas para un ABR frecuentemente consiste en una corneta, colocada en el foco principal, y equipada con una guía de onda tal como se muestra en la figura 2.4

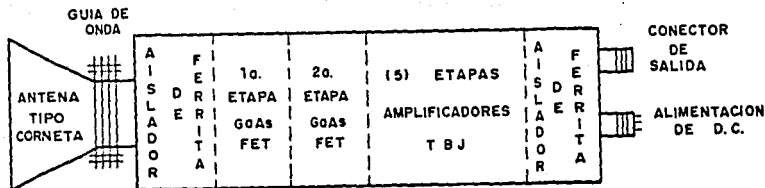


figura 2.4 Estructura básica de un ABR.

En la figura 2.4 el ABR tiene como entrada un aislador que a la vez funciona como selector de frecuencias y como equipo acoplador de impedancias con la primer etapa de amplificación del ABR protegiendola de posibles reflexiones de la señal. Dicha etapa está constituida por transistores GaAsFET (Transistor de Efecto Campo de Arseniuro de Galio) cuya función es fijar el ruido en un nivel bajo y establecer una alta impedancia a la entrada. Para la segunda etapa de amplificación se emplean transistores bipolares que son de menor costo y sirven para estabilizar la temperatura de los GaAs-FET al mismo tiempo que proporcionan una alta ganancia. La salida del ABR es por medio de un cable coaxial de bajas pérdidas conectado antes a un aislador de ferrita del cual se obtiene un bajo valor de la relación de voltaje de onda reflejada (VSWR). Normalmente se considera un valor de VSWR bajo cuando la relación es menor a 1.35:1, esto para la banda de los 4 GHz.

### 2.2.2.a Temperatura de ruido del ABR

Todas las señales no deseadas que se introducen en un sistema de comunicación son consideradas como ruido. El ruido proviene de fuentes tan diversas como son: el sol, las estrellas, la atmósfera y los equipos eléctricos fabricados por el hombre. Dentro de este último tipo de ruido tenemos al ruido térmico, el cual surge con el movimiento aleatorio de los electrones de cualquier conductor a una temperatura arriba del cero absoluto.

La temperatura de ruido de cualquier fuente es una expresión de la potencia de ruido producida por la temperatura sobre una gama de frecuencias. La relación matemática de esta expresión es:

$$P_n = K T B \quad \text{---(2.2)}$$

donde,

$P_n$  = Potencia de ruido, en watts

$K$  = Constante de Boltzman,  $1.38 \text{ E-}23$ , en  $\text{J}/^\circ\text{K}$

$T$  = Temperatura de la fuente, en  $^\circ\text{K}$

$B$  = Ancho de banda, en hertz

La temperatura de ruido en un ABR es una medida del comportamiento del mismo y sirve para determinar que tanto ruido se adhiere a la señal del satélite durante la amplificación. Dicha degradación no es la única que se presenta en el sistema receptor; existen otras pérdidas como son las provocadas por la longitud, conexión y acoplo del cableado, el provocado por la temperatura de ruido de la antena y el ruido adherido a la señal en el Demodulador de video, pero estos contribuyen muy poco en la temperatura total del sistema. Es por esta razón que en las estaciones TVRO es común considerar la temperatura del ABR como la temperatura de ruido equivalente del sistema. En la actualidad la temperatura de ruido de un ABR para estaciones TVRO oscila en un rango de 55 a 120° K. Muchos de los receptores comerciales trabajan con 85° K y con una ganancia entre 40 y 50 dB, todo esto para la banda C.

### 2.2.3.- El convertidor de bajada (D/C).

Un convertidor traslada una señal de frecuencia determinada a una nueva frecuencia central mediante un proceso de multiplicación de frecuencias. El diagrama de un convertidor de frecuencias se muestra en la figura 2.5



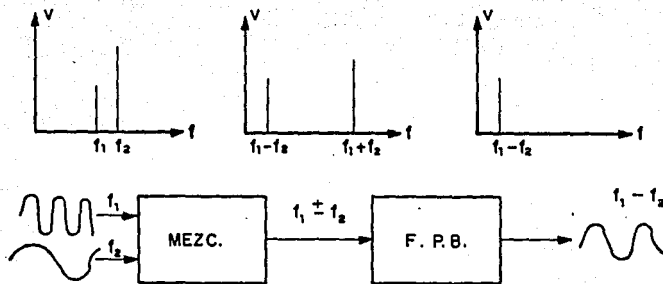


figura 2.5 Diagrama de un multiplicador de frecuencias.

La idea básica de un multiplicador, también conocido como Mezclador de frecuencias, es la siguiente: Dos señales senoidales de entrada  $f_1$  y  $f_2$  excitan a un circuito no lineal (mezclador) donde se generan armónicas y componentes de intermodulación dadas por la diferencia y la suma de las señales de entrada ( $f_1 \pm f_2$ ). Un filtro pasa banda permite el paso de solamente una de las componentes, sea esta la suma o la diferencia de las frecuencias. En la recepción de señales por satélite se emplea un convertidor para trasladar la señal recibida a una frecuencia que puede ser manejada por el receptor (70 MHz normalizados) y recuperar la señal original.

De acuerdo a la forma como se realiza, la conversión de frecuencia se puede clasificar en: a) el sistema que emplea un ABR y un convertor de baja frecuencia, b) el sistema que emplea conversión a bloque (Low Noise Block Converter) y, c) el que emplea convertidor de bajo ruido (Low Noise Converter). Estos formatos se muestran en los incisos (a), (b) y (c) de la figura 2.6

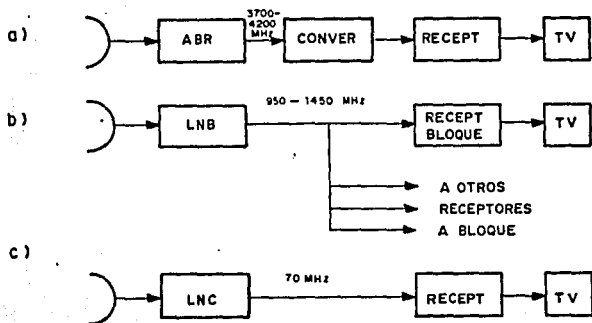


figura 2.6 Formatos típicos de convertidores para TVRO.

a) Los sistemas que emplean ABR necesitan un convertidor a baja frecuencia como el ilustrado en la figura 2.5 Aún y cuando se habla de "un convertidor de frecuencia", en la realidad la conversión se realiza como un proceso de doble conversión, es por

esto que también se dice que se trata de un convertidor con dos etapas de frecuencia intermedia (FI). Generalmente este tipo de conversor se identifica por su temperatura de ruido y se emplea en sistemas TVRO individuales.

b) En un convertidor a bloque (LNB) se empaquetan en una misma unidad un amplificador de bajo ruido y un primer conversor de bajada, mientras que otro conversor es instalado en el receptor. En el LNB la primer etapa de FI pasa por entero la banda de señales del canal deseado, regularmente esta banda se ubica entre 950 - 1450 MHz. La selección de frecuencia del canal deseado se realiza en la etapa subsecuente, dentro del mismo receptor. De esta manera cada receptor adicional conectado a la salida del primer estado de FI tiene ahora acceso a todas las frecuencias del satélite, es decir, cada receptor selecciona el canal que desea sintonizar.

c) El convertidor de bajo ruido (LNC) resulta de una combinación del ABR y del convertidor estándar. El LNC se instala lo más cerca posible del plato reflector y tiene una salida directa de 70 MHz de frecuencia intermedia. El inconveniente de este sistema es que la selección del canal deseado se realiza en una sola etapa por lo que si se desea contar con más aparatos receptores todos estos estarán sintonizados con la frecuencia elegida de antemano en el LNC.

Los primeros sistemas TVRO empleaban un esquema típico como el mostrado en la figura 2.1 En la actualidad los receptores de las estaciones TVRO comerciales se presentan en dos formatos: los que emplean sistema de conversión a bloque, por ejemplo el modelo DSB-800 de DX Antenna Corp., y los que emplean convertidor de frecuencia integrado dentro del receptor, uno de estos es el modelo 7500 de Scientific/Atlanta. El formato que emplea LNB es muy conveniente para la recepción comunitaria porque permite que varios receptores, generalmente cuatro, seleccionen de manera individual el transpondedor que deseen. Este tipo de receptores es muy comercial por lo que se encuentra disponible por la mayoría de los fabricantes. Los tipos de receptores que emplean LNC son de reciente aparición y aunque se emplean en menor proporción permiten reducir la atenuación en el cable que une al convertidor con el receptor, lo que se traduce en una mejor calidad de la imagen recibida. Es importante señalar que los receptores comerciales disponibles en el mercado nacional son implementados con tecnología extranjera y que su disponibilidad se reduce a la importación de los mismos por medio de sus representantes en el país.

Cual de los formatos anteriores es el mejor? Esta no es una pregunta fácil de responder, mucha de la gente que fabrica receptores de TV ofrece también un LNA, un LNC, un LNB, o un simple conversor de frecuencia compatible con el receptor. por lo que la solución a esta pregunta se encuentra al definir primero el uso que le daremos a la señal recibida y la calidad de

imagen que deseemos obtener.

#### 2.2.4 El receptor de TV.

En un principio el hecho de mantener cada etapa del sistema TVRO por separado, tal como se muestra en la figura 2.1, hacia muy engorroso el manejo del equipo. Para resolver este inconveniente los fabricantes han implementado equipos más compactos y de fácil manejo reduciendo el equipo a tres elementos básicos: la antena, el ABR y el receptor de TV. Este último contiene las etapas de doble conversión de frecuencia, amplificación y filtrado de FI y los demoduladores de video y audio. A continuación presentamos las características típicas de un receptor de TV siguiendo el recorrido de la señal de TV por cada una de sus etapas, para esto nos auxiliaremos del diagrama de la figura 2.7

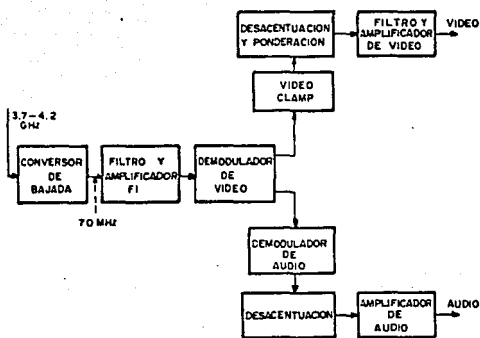


figura 2.7 Diagrama a bloques de un receptor TVRO

La entrada a este módulo consiste en una señal dentro de la banda de los 3.7 a 4.2 GHz. La señal de RF entra al convertidor mediante un filtro paso banda que selecciona la frecuencia deseada y elimina las frecuencias imagen para evitar que estas sean trasladadas a la nueva frecuencia portadora. El convertidor de bajada (D/C) es como el que se ilustra en la figura 2.8 Este convertidor emplea dos estados de conversión; el primero traslada la entrada de radiofrecuencia (RF) a una frecuencia intermedia de 880 MHz, por ejemplo, y con un Ancho de Banda (AB) aproximado de 80 MHz, empleando para ello un oscilador fijo. Normalmente el nivel de la señal de entrada es muy bajo (entre -35 y -65 dBm)

por lo que esta etapa cuenta con un mezclador-preamplificador para proporcionar un mayor nivel a la señal en proceso (normalmente -10 dBm). En seguida se emplea un filtro pasa banda (FPB) para remover las armónicas y señales espurias provocadas por la mezcla de señales. El segundo convertidor reduce la primera FI a otra de 70 MHz con un AB de 30 MHz. En esta segunda etapa se realiza la selección del canal deseado mediante un oscilador local sintonizable.

Algunos receptores modernos, como el modelo 7500 de Scientific/Atlanta, realizan funciones de control y monitoreo de señal auxiliadas por un control lógico ensamblado en base a un microprocesador con memorias RAM, ROM e interfaces de entrada/salida.

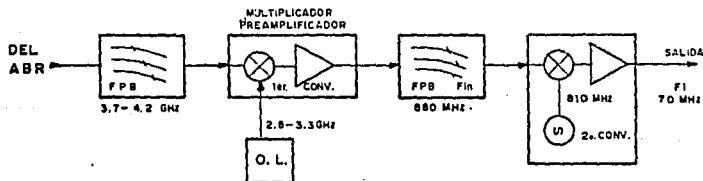


figura 2.8 Diagrama a bloques de un doble convertidor.

El filtro y amplificador de FI representa el segundo módulo de la figura 2.7 y tiene dos funciones principales: La primera es amplificar la señal desde el nivel dado por el D/C (-30 dB) hasta el nivel requerido por el demodulador de FM (-5 dB). La segunda función consiste en filtrar la señal de 70 MHz, rechazando las señales contiguas y estabilizando el AB en 30 MHz. El amplificador también cuenta con un control de ganancia de lazo cerrado para mantener la salida en un nivel estable (aproximadamente -10 dBm).

Existió una gran variedad de circuitos electrónicos con los que se puede lograr la amplificación y el filtrado. El empleo de un determinado tipo de circuitería depende de la calidad de señal deseada. Esto es válido para todas las etapas del sistema receptor, de allí que existan distintos modelos en el mercado. En los receptores más complicados, por ejemplo el mod. 7500 de Scientific/Atlanta, se logra con 9 etapas de amplificación (basados en el amplificador dual realimentado), 5 filtros de dos polos, 1 ecualizador de retardo, 2 secciones de atenuación, controles de ajuste de ruido y un control de ganancia que puede ser manual o automático. Por otro lado, como ejemplo de un receptor más sencillo, tenemos a el modelo Australis I de Dick Smith que, para esta etapa, emplea únicamente un filtro de alta selectividad tipo SAW (Surface Acoustic Microwave), un limitador y dos etapas de amplificación.



El Demodulador de Video y Audio, es el último módulo de la figura 2.7 mismo que sirve para recuperar la señal de TV original eliminando la portadora de 70 MHz. Hasta este momento hemos tratado a la señal de TV sin mencionar como se genera ni las características propias para su transmisión por satélite. Estos tópicos los trataremos en detalle en el inciso 2.3 Por lo pronto nos basta saber que la señal de TV está modulada en frecuencia por la portadora de 70 MHz y ocupa un ancho de banda nominal de 30 MHz. Las técnicas de modulación y demodulación serán tratadas en el capítulo 3 y en el se darán las ventajas y desventajas de cada una. Mientras tanto, trataremos la etapa de demodulación de video y audio a nivel sistema para lo cual nos auxiliaremos del diagrama de la figura 2.7

Para recuperar la señal de televisión de la portadora de 70 MHz se emplea un dispositivo llamado Detector. Generalmente, la señal de TV en banda base contiene una señal de video con un ancho de banda aproximado de 6 MHz y una subportadora de audio, modulada en frecuencia, colocada entre 6.2 y 6.8 MHz. Empleando un filtro pasa bajas para el video y uno pasa altas para la subportadora de audio se pueden separar estas señales y así procesarlas de manera independiente.

El video es pre-enfatizado <sup>1</sup> en la transmisión con el proposito de mejorar el comportamiento del sistema. En la recepción se hace necesario el de-énfasis <sup>1</sup> para reestablecer la señal original. El de-énfasis de video es una red RLC y no es muy complicada. En la transmisión a la señal de video también se le suma una señal de 30 Hz de frecuencia (llamada "forma de onda de dispersión"), con el proposito de reducir la interferencia producida por otros circuitos que manejen frecuencias semejantes a las del satélite (ejemplos de estas son las señales que manejan las compañías telefónicas y los servicios terrestres de microondas). Esta técnica de reducción de interferencia es la llamada técnica Dither. El camino más fácil para eliminar la forma de onda de dispersión es pasando el video a través de un circuito fijador de nivel (Clamp). Finalmente la señal de video es amplificada y entregada en una salida con impedancia nominal de 75 ohms y un nivel de 1 V<sub>pp</sub>.

Por parte del audio, la señal a 6.2 ó 6.8 MHz despues de pasar por el filtro pasa a un detector de audio , de allí a la red de de-énfasis correspondiente y por último la señal es

---

<sup>1</sup> estos conceptos se estudian más ampliamente en el proximo inciso.

amplificada. Los receptores comerciales entregan el audio a través de una línea de 600 ohms balanceados y con un nivel de 1 V<sub>pp</sub>.

### 2.3.- Características de la transmisión de TV por satélite.

#### 2.3.1 Formas de transmitir el audio.

En los sistemas actuales de TV vía satélite existen dos formas mediante las cuales puede transmitirse las señales de audio y video: a) transmisión sobre una sola portadora y b) transmisión sobre portadoras separadas.

##### 2.3.1.a Transmisión sobre una sola portadora.

En este tipo, las señales de video y audio se transmiten sobre una portadora de radiofrecuencia con modulación en frecuencia. La técnica es la siguiente: la señal de televisión, proveniente de la red local de microondas, llega a la estación terrena transmisora donde la señal de audio y video son separadas. La señal de audio se pasa a través de un filtro pasa bajas (FPB) para limitar su frecuencia a 15 KHz, después esta señal es pre-acentuada y modulada en frecuencia con una señal subportadora colocada a 6.8 MHz. Realizada esta modulación la señal de audio se multicanaliza con la señal de video, misma que previamente ha sido filtrada a 4.5 MHz, obteniéndose una señal compuesta (B.B.). Obtenida la señal de TV en banda base, esta es pre-acentuada y modulada en frecuencia con una portadora de 70

MHz. A partir de aquí la señal pasa por las etapas de conversión de frecuencia, amplificación y transmisión hacia el satélite. En la figura 2.9 se ilustra este método. En la parte de recepción el proceso simplemente se invierte. En la actualidad esta técnica es la más empleada en transmisiones de TV vía satélite.

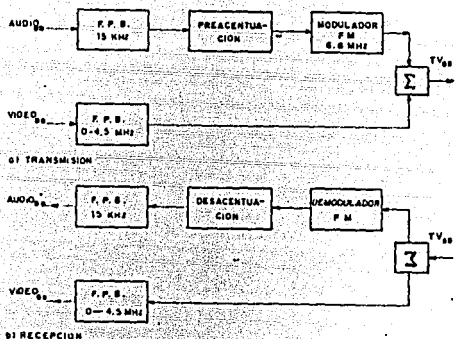


figura 2.9 Transmisión de TV sobre una portadora.

La técnica de la subportadora de audio se ha desarrollado tanto que hoy en día es posible transmitir varios canales de audio multicanalizados con la señal de video; inclusive existen métodos en los cuales la subportadora es modulada digitalmente por las señales de audio. Este punto es importante porque en base a él se ha logrado la radiodifusión de dos señales de audio,

permitiendo la recepción de sonido estereofónico o Bilingüe (como en el caso de Japón). La frecuencia utilizada para subportadora no ha sido fijada por el CCIR pero se recomienda que sean frecuencias dentro del rango de 5 a 8 MHz. Los satélites internacionales de INTELSAT manejan subportadoras colocadas a 6.60 y 6.65 MHz, mientras que los satélites domésticos normalmente trabajan con subportadoras colocadas en 6.2 y 6.8 MHz, mismas que se han elegido en base a un análisis de intermodulación e impacto en la relación señal a ruido<sup>2</sup>.

#### 2.3.1.b Transmisión sobre portadoras separadas.

En esta técnica las señales de video y audio son utilizadas para modular en frecuencia dos portadoras diferentes. El procedimiento seguido para radiar cada señal es muy parecido al que se realiza en la transmisión sobre una portadora, la única diferencia que se tiene es que en este caso no existe la multicanalización de las señales de audio y video.

La técnica de transmisión sobre portadoras separadas fue la primera que se empleó en transmisiones de TV vía satélite. Aun y

---

<sup>2</sup> Para mayor información ver informe 412-3 del CCIR.

cuando la técnica de una sola portadora es la más empleada, la técnica de portadoras separadas no ha dejado de emplearse por dos ventajas principales:

- Incremento de la banda de guarda entre audio y video, y
- Permite la pre-acentuación individual del audio y video.

### 2.3.2 Formas de transmitir el Video.

Existen dos técnicas mediante las cuales la señal de TV puede ocupar el ancho de banda (AB) de los transpondedores del satélite, estas son: Video de Medio Transpondedor (VMT) y Video de Transpondedor Completo (VTC). Aunque el nombre con que fueron bautizadas estas técnicas hace únicamente alusión a la señal de video, ellas pueden ser empleadas indistintamente para las dos técnicas de transmisión del audio existentes.

Originalmente ambas técnicas fueron diseñadas para utilizar un ancho de banda bien definido (36 MHz para VTC y 17.5 MHz para VMT), pero en la actualidad estos valores han cambiado en base a nuevas técnicas desarrolladas. Así, por ejemplo, en el sistema INTELSAT se utiliza un AB de 30 MHz para VTC y un AB de 17.5 MHz para VMT cuando en ambos casos se emplea la transmisión sobre una portadora. En el caso de emplear transmisión sobre portadoras separadas, el AB utilizado para VTC es de 34 MHz, empleando 30 MHz para la señal de video, 2.5 MHz para la de audio y 1.5 MHz como banda de guarda entre ambas; para VMT el AB sigue siendo de

17.5 MHz sólo que en este caso el AB corresponde únicamente a la señal de video, teniendo que emplearse un lugar en otro transpondedor para el audio asociado a esta señal. La tabla 2.II muestra un resumen de las técnicas mencionadas para el sistema INTELSAT.

#### PARAMETROS DE LA SEÑAL DE VIDEO

	TRANSPONDEDOR COMPLETO	MEDIO TRANSPONDEDOR
Ancho de Banda asignado		
Trans. sobre una portadora	30 MHz	17.5 MHz
Trans. portadoras separadas	34 "	17.5 "
Video =	30 "	Únicamente video,
Audio =	2.5 "	el audio se trans-
Guarda Banda =	1.5 =	mite en otro canal

#### PARAMETROS DE LA SEÑAL DE AUDIO

Frecuencia superior en BB	(KHz)	15.0
Ancho de Banda ocupado	(KHz)	875.0
Desviación en frecuencia	(KHz)	150.0
Frecuencia de la subportadora	(MHz)	6.60 canal 1 6.65 canal 2
Nivel de subportadora	(mVpp)	100.0
C/N <sub>0</sub>	(dB-Hz)	69.7

Tabla 2.II Parámetros principales de la señal de televisión para el sistema INTELSAT

Dentro de los dos tipos de transmisión del audio que se pueden realizar con la técnica de VTC la más utilizada es la de transmisión sobre una portadora, debido a que con esta técnica

trabajamos con el transpondedor en saturación, lo que representa una mayor potencia de salida en la transmisión misma que se traduce en una mejor relación portadora a ruido en el extremo receptor.

En lo que respecta a la técnica de VMT esta se utiliza prácticamente siempre con transmisión sobre una portadora. La técnica VMT se desarrolló con el fin de poder incrementar el número de señales de TV transmitidas sin tener que aumentar el número de transpondedores dedicados para ellas. Se ha tenido tal éxito con esta técnica que una buena parte de la difusión de TV por satélite se lleva a cabo con ella. Desde hace algunos años, INTELSAT la ha empleando usando un AB de 17.5 MHz para cada señal y dejando 1 MHz de banda de guarda entre cada par de señales. En este caso la señal de audio asociada a cada imagen modula en frecuencia a su propia subportadora; la subportadora de audio de la señal de video número uno tiene una frecuencia de 6.6 MHz y la de la señal de video número dos está a 6.65 MHz.

El precio que se tiene que pagar por el uso de la técnica de VMT es la reducción de la relación señal a ruido (S/N). Existen dos razones para esta reducción: Primero, el AB de transmisión de cada señal es menor que en la técnica VTC por lo tanto la máxima desviación en frecuencia de la portadora de FM es menor y, por consiguiente, la intensidad de la señal detectada también es menor. Segundo, puesto que hay dos portadoras usando el mismo transpondedor, la potencia del transpondedor debe reducirse para



evitar problemas de intermodulación.

### 2.3.3 Redes de acentuación y ponderación.

#### 2.3.3.1 Ruido triangular.

Adicionalmente al ruido blanco, o ruido térmico, los sistemas de transmisión que utilizan modulación en frecuencia se ven afectados por un tipo especial de ruido conocido como ruido triangular. Este ruido recibe su nombre porque su espectro en voltaje tiene forma triangular, o mejor dicho forma de rampa; mientras que su espectro en potencia posee una característica parabólica.

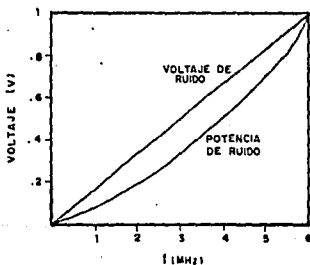


figura 2.10 Ruido triangular.

El ruido triangular es producido por los circuitos demoduladores de FM debido a la característica parabólica de la potencia de ruido de post-detección de todos ellos. Este tipo de ruido, como se ilustra en la figura 2.10, es proporcional a la frecuencia, es decir, mientras más alta es la frecuencia mayor es el voltaje de ruido. El resultado de este comportamiento es una reducción de la relación S/N conforme la frecuencia aumenta, Ahora bien, debido a que es importante mantener una relación S/N esencialmente constante en el receptor, es necesario emplear una técnica que permita compensar el ruido triangular.

La técnica empleada consiste en las denominadas redes de pre-acentuación y des-acentuación. La red de des-acentuación se encuentra localizada a la salida del demodulador de FM y posee una característica tal que su ganancia va disminuyendo conforme la frecuencia aumenta; esta característica de comportamiento provoca que a frecuencias altas, donde el voltaje de ruido es alto, se tenga la mínima ganancia, disminuyendo así el voltaje de ruido y dando como resultado una distorsión de la señal de salida. Para compensar esta distorsión se emplea la red de pre-acentuación en el extremo transmisor misma que se coloca antes del modulador de FM. La característica de la red de pre-acentuación es exactamente inversa a la de la red de des-acentuación, de tal manera que si colocamos ambas redes en cascada la señal de salida será una señal plana.

Tanto los circuitos como las curvas características utilizadas para la pre-acentuación y des-acentuación son obtenidas de las recomendaciones del CCIR y del CCITT. Para la señal de audio asociada a una señal de video, las características de pre y des acentuación deben concordar con la recomendación J.17 del CCITT; mientras que para la señal de video las redes deben concordar con la recomendación 405-1 del CCIR.

#### 2.3.3.2 Ponderación.

El ruido es un problema común que afecta a todos los sistemas de comunicación, el cual es imposible eliminar. Al cuantificar el efecto que tiene el ruido sobre los sistemas de comunicación, no solo debe tomarse en cuenta la potencia absoluta de ruido sino también el efecto que provoca sobre el receptor.

Por ejemplo, sabemos que dentro del rango de frecuencias audibles para el ser humano se puede aceptar una mayor cantidad de ruido en aquellas frecuencias donde la sensibilidad es mayor y, alternativamente, se acepta menos ruido en las frecuencias donde la sensibilidad es menor. Este comportamiento nos obliga a no tratar por igual el efecto del ruido en toda la gama de frecuencias. A este proceso se le conoce como ponderación del ruido.

Las red de ponderación se encuentra localizada en el extremo receptor despues del Demodulador de video, en el caso de que se esté utilizando una red de des-accentuación la red de ponderación se coloca despues de ésta.

La relación señal a ruido se modifica cuando se utiliza una red de ponderación. Para obtener la relación S/N ponderada de un sistema se añade a la relación S/N el factor de ponderación adecuado. En la Rec. 567-1 del CCIR se especifican las características de la curva de ponderación unificada utilizada para el video en los sistemas de TV por satélite.

#### 2.4 Características de la señal de audio.

Como se mencionó anteriormente, la transmisión de la señal de audio se puede realizar de dos maneras: a) transmisión sobre una portadora (método de la subportadora de audio) y, b) transmisión sobre portadoras separadas. Debido a que la primera es la forma más empleada nuestro diseño se basará en él.

En el método de transmisión sobre una sola portadora la señal de audio modula en frecuencia a una subportadora asociada a la señal de TV, tal como se ilustra en la figura 2.11 En este sistema la señal de video ocupa un AB de 4.2 MHz, mientras que la subportadora de audio puede ubicarse en la banda de 5 a 8 MHz con un AB que depende del índice de modulación empleado.

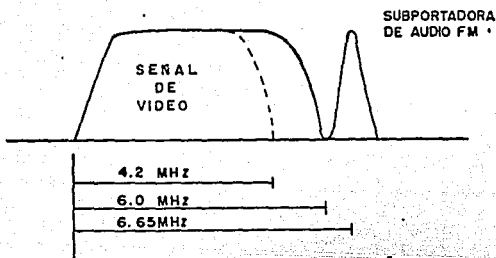


figura 2.11 Transmisión de TV por satélite.

En las transmisiones comerciales de TV por satélite existe una gran variedad de formatos de transmisión del canal de audio. Sin embargo, se intenta que todas las transmisiones se encuentren dentro de ciertos valores típicos. Por ejemplo, aproximadamente el 80 % de los programas de audio asociados al canal de TV están colocados en subportadoras de 6.8 MHz, un 10 % se coloca en 6.2 MHz y el otro 10 % se distribuye en el resto del rango de frecuencias, mientras que en las transmisiones internacionales de INTELSAT se emplean subportadoras colocadas a 6.6 y 6.65 MHz.

Otro ejemplo de la variación de los formatos está en el ancho de banda ocupado. Por la falta de regulación, los programadores (transmisores) tienen la libertad de elegir casi cualquier AB que satisfaga sus necesidades. Un valor típico del AB empleado por los programadores es de 300 KHz, pero también hay

quienes transmiten con uno mayor (por ejemplo el canal de Disney emplea un AB aproximado a 500 KHz). Esto ha conducido a que en muchos receptores se proporcionen demoduladores con dos AB seleccionables llamados audio angosto y audio amplio<sup>3</sup>.

Hasta este momento hemos mencionado únicamente los formatos de transmisión del audio monoaural, sin embargo existen otros formatos que se conocen como sonido estereofónico con los que la recepción se hace más complicada.

Cuando el audio izquierdo (L) es transmitido en un canal y el audio derecho (R) se transmite en otro tenemos lo que se llama estereo discreto. Para recibir estereo discreto, en el receptor deben existir dos sistemas de sintonía de subportadora separados (por ejemplo a 5.58 y 5.76 MHz). La conexión al sistema estereofónico casero se hace en forma directa de cada canal correspondiente.

Otro formato del sonido estereo es el conocido como el formato Matriz. En él también hay dos señales separadas pero cada envolvente mezcla el canal derecho con el izquierdo en un formato L+R y L-R, estos a su vez requieren de dos subportadoras (por ejemplo 5.8 y 6.8 MHz). En el receptor deben existir dos circuitos decodificadores de Matriz que separen las señales L y R

---

<sup>3</sup> Estos nombres son comunmente aceptados aún y cuando ambos son estrictamente FM de banda amplia por tener un índice de modulación mayor que la unidad.

de tal forma que estas puedan ser normalmente alimentadas al sistema estereofónico casero.

Además del programa de audio asociado a la señal de video cada transpondedor puede soportar numerosas subportadoras de audio, con lo que la transmisión de TV se enriquece. Por ejemplo, el transpondedor número 7 del SATCON FR4 (83 W) tiene media docena de subportadoras que llevan una gran variedad de información; algunos son servicios de difusión de música enviados por estaciones de radio en AM ó FM, las cuales pueden estar en el formato monoaural o estereofónico y algunas otras son señales de datos, en la figura 2.12 se sitúan en 6.4 MHz. Debido a que este servicio se presta básicamente a particulares, existe muy poca información sobre la forma de transmisión de los mismos en sistemas de TVRO.

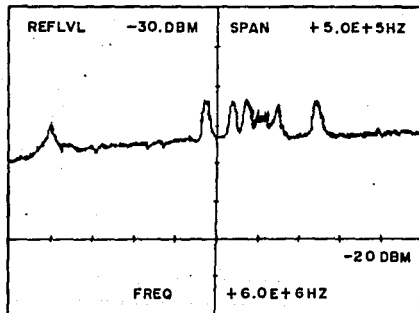


figura 2.12 Subportadoras de canal 07 del SATCOM F4.



### CAPITULO 3

## CONSIDERACIONES TEORICAS DE LA MODULACION EN FRECUENCIA

El empleo de métodos de modulación en frecuencia (FM) en radio comunicaciones fueron desarrollados en los años 1930 por Edwin Armstrong en un intento por reducir los problemas de estática y ruido asociados a las transmisiones de radio de amplitud modulada (AM). La principal ventaja de la modulación en frecuencia es la de producir una señal de alta relación S/N cuando se recibe una señal de potencia moderada. Sus desventajas son el amplio ancho de banda requerido y , algunas veces, los pobres resultados que se obtienen cuando una señal en FM se propaga por la ionósfera. Debido a esto el uso de la FM se ha limitado a a las secciones de VHF (30-300 MHz) y UHF (300-3000 MHz) del espectro electromagnético.

En la difusión de TV por satélite las señales de video y audio son transmitidas mediante la técnica de modulación en frecuencia, por lo que este capítulo tiene como objeto el manejo de dicha técnica para emplearla en el diseño que nos ocupa.

### 3.1 Técnicas de modulación.

La modulación fué definida por el comité del IRE (Intituto de Ingenieros en Radio, actualmente IEEE) como "el proceso por el cual algunas características de una forma de onda son modificadas de acuerdo a otra forma de onda". En otras palabras, la modulación es la alteración sistemática de una forma de onda conocida como "portadora" de acuerdo a las características de otra conocida como "moduladora".

#### Existen varias razones fundamentales para modular:

a) Para facilitar la radiación.- Esta tiene que ver con las leyes de la propagación electromagnética, la cual requiere que el tamaño del elemento radiador (antena) sea una fracción significativa (al menos un decimo) de la longitud de onda de la señal a ser transmitida. De este modo, la transmisión de una señal de 1000 Hz por una antena de longitud  $1/4\lambda$  requeriría de un elemento radiador de 75 Km de largo ( $\lambda = c/f$ ); es por esta razón que se hace necesario "imprimir" la señal de información en una portadora de mayor frecuencia para obtener una reducción del tamaño de la antena. Además, existe un vacío entre las frecuencias que el oído humano puede detectar y las frecuencias a las que la energía electromagnética puede ser radiada eficientemente. Las señales de interés para el oído humano están en la banda de frecuencias que van desde unas docenas de Hertz (20 Hz) hasta unos miles (20 KHz). Con la modulación se salva este vacío.

b) Para multiplexar.- Esta se basa en la necesidad de transmisión simultanea de diferentes señales. Si nosotros no modulamos solamente podemos enviar una señal en B.B. a un mismo tiempo; además, la transmisión simultanea de más de una señal sin modular puede causar que las señales se traslapen sin esperanza de recuperación. Sin embargo, con el uso de la modulación nosotros podemos trasladar varias señales en diferentes localidades del espectro electromagnético, de esta manera habilitamos al receptor para seleccionar la señal deseada. Este mismo principio se usa cuando se transmiten muchos mensajes telefónicos sobre un mismo cable, en la transmisión de datos de telemetría y en la radiodifusión estereofónica de FM.

c) Para superar limitaciones del equipo.- Otra razón es que con la modulación obtenemos una reducción del equipo limitando el tamaño y el peso de los circuitos y componentes. El comportamiento de los aparatos para el procesamiento de la información, tales como los amplificadores y filtros, y la facilidad con que estos puedan ser construidos depende de la localización de esta señal en el dominio de la frecuencia y de la relación entre la frecuencia mayor y la menor. La modulación puede emplearse para trasladar la señal a una localidad de frecuencia principal donde los requisitos de diseño sea fácilmente resueltos.

d) Para reducir el ruido y la interferencia.- El efecto del ruido y la interferencia no se pueden evitar completamente en un sistema de comunicación. Sin embargo, es posible minimizar sus efectos usando ciertos esquemas de modulación.

### 3.1.1 Tipos de Modulación.

Existen muchos esquemas de modulación que pueden ser empleados en las comunicaciones, un resumen de las técnicas más importantes se presenta en la tabla 3.1

Las técnicas de modulación analógicas tienen amplia aplicación en la transmisión de señales continuas, como son el audio y el video. Mientras tanto, las técnicas de modulación digital y de pulsos se emplean comúnmente en la transmisión de paquetes de datos. Finalmente, las técnicas de modulación por pulsos han tenido un avance importante en los últimos años, de tal forma que se estudia la posibilidad de emplearlas en terrenos que antes eran exclusivos de las técnicas analógicas.

		DSB-	DOBLE BANDA LATERAL
		DSB/SC-	DSB C/ PORTADORA SUPRIMIDA
	LINEAL	SSB-	BANDA LATERAL UNICA
	(AM)	SSB/SC-	SSB C/ PORTADORA SUPRIMIDA
		VSD-	BANDA LATERAL RESIDUAL
1.- ANALOGICA			
	EXPONENCIAL		EN FRECUENCIA (FM)
			EN FASE (PM)
2.- ANALOGICA	PAM-	MODULACION POR	AMPLITUD DE PULSO
DE PULSOS	PPM-	"	" POSICION " "
	PDM-	"	" DURACION " "
3.- CODIFICACION	PCM-	MODULACION POR	CODIGO DE PULSO
DE PULSO	DM -	"	DELTA
	DPCM-	"	DELTA PCM
4.- DIGITAL	ASK-	MODULACION POR	VARIACION DE AMPLITUD
	FSK-	"	" " " FRECUENCIA
	QAM-	"	" AMPLITUD EN CUADRATURA
	PSK-	MODULACION POR	CORRIMIENTO DE FASE
	BPSK-	PSK	BIFASE
	QPSK-	PSK	4 FASES
	8PSK-	PSK	8 FASES
	16PSK-	PSK	16 FASES

TABLA 3.1 TIPOS DE MODULACION.

### 3.1.1.1 Modulación Analógica

En este tipo de modulación la portadora es muy frecuentemente una senoide de frecuencia fija, sobre la cual se imprime la señal de información  $S(\lambda)$ , de la forma:

$$S(\lambda) = A_m \cos (\omega_m t) \quad \text{---(3.1)}$$

Cuando modulamos una señal en forma analógica, el parámetro modulado (de la señal portadora) varía en forma directamente proporcional a la señal moduladora, esto es:

Sea la señal portadora una senoide de la forma

$$X_p(t) = A \cos [\omega_c(t) + \phi(t)] \quad \text{---(3.2)}$$

si esta señal varía directamente en proporción a:

A - Tenemos una modulación en amplitud (AM),

$\omega$  - Tenemos una modulación en frecuencia (FM), y si es con

$\phi$  - Tenemos una modulación en fase (PM).

esta idea se ilustra en la figura 3.1.

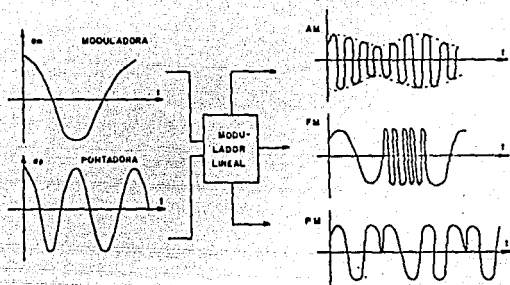


figura 3.1 Tipos de modulación analógica.

### 3.2 Modulación en Frecuencia.

Históricamente, el primero en estudiar la modulación en frecuencia fue E. H. Armstrong, mientras que John R. Carson fue el primero en encontrar correctamente el ancho de banda requerido. Una propiedad de la FM que hace posible que la potencia de ruido sea mínima, es que la información de la señal de FM está contenida en el cruce por cero de la onda, y no en la amplitud, donde se manifiesta principalmente el efecto de interferencia. Es por esto que, en el proceso de recuperación de la señal de FM, las variaciones en amplitud inducidas por la interferencia pueden ser removidas sin afectar el proceso.

Las principales ventajas de la FM sobre la AM son:

1.- Mejora la relación S/N. Las pruebas han demostrado que esta relación se incrementa casi 25 dB en comparación a la de AM, esto con respecto al ruido producido por el hombre.

2.- El área geográfica de interferencia es menor que en AM, cuando dos transmisores de FM están muy cercanos y operan a la misma frecuencia.

3.- La señal de FM requiere menos potencia radiada para la misma relación S/N.

4.- El equipo de transmisión que emplea es más eficiente.

5.- La existencia de áreas uniformes y bien definidas para un transmisor dado, a partir de que la relación S/N permanece alta hasta que la intensidad de campo alcanza un valor bajo (efecto Threshold).

En contra de estas importantes ventajas, la FM también sufre algunas desventajas:

- Una señal de FM típicamente requiere un gran ancho de banda (AB), unas 20 veces mayor que el requerido por una de AM.

- Un sistema FM es generalmente más complicado que su correspondiente en AM.



- La modulación FM es también potencialmente no lineal. Esto indica que el principio de superposición no se puede aplicar por lo que el análisis de las ondas de FM se hace más difícil. En los hechos, nosotros veremos que el análisis de FM usa más aproximaciones y es menos riguroso que el de AM.

### 3.2.1 Definiciones

#### 3.2.2.a Fase y frecuencia radial instantánea.

La frecuencia radial instantánea está definida por

$$\omega = \text{LIM} \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \dot{\phi} \quad \text{---(3.3)}$$

o su equivalente ,

$$f = \left[ \frac{\omega}{2\pi} \right] \quad \text{---(3.4)}$$

El hecho de que la fase cambie continuamente con el tiempo no puede ser considerado paradójico, ya que el mismo concepto se tiene en mecánica donde la velocidad puede cambiar continuamente con el tiempo. De la ecuación 3.3 tenemos:

$$\phi(t) = \omega_c t + \phi_0 \quad \text{---(3.5)}$$

donde  $\omega_c$  y  $\phi_0$  son constantes, esta última es conocida como la fase instantánea y es una función lineal que aumenta en proporción directa al tiempo con una pendiente  $\omega_c$ .

Entonces tenemos que para la señal portadora:

$$X_p(t) = A \cos(\omega_c t + \phi_0) \quad \text{---(3.2')}$$

a la que se le conoce como portadora sin modular.

### 3.2.1.b Modulación de un tono de FM

Una onda modulada en frecuencia está descrita por:

$$X(t)_{FM} = A \cos\left[\omega_c t + \phi_0 + K_f \int S(\lambda) d\lambda\right] \quad \text{---(3.6)}$$

donde:

$A$  - es la amplitud de la portadora

$\omega_c$  - es la frecuencia de la portadora

$\phi_0$  - es el defasamiento inicial

$K_f$  - es la constante de desviación en frecuencia y,

$S(\lambda)$  - es la señal de información.

sustituyendo la ecc. 3.1 y asumiendo  $\phi_0=0$ , podemos reescribir

$$X(t)_{FM} = A \cos \left[ \omega_c t + \frac{A_m K_f}{\omega_m} \text{sen}(\omega_m t) \right] \quad \text{---(3.6a)}$$

también conocida como modulación de un tono de FM.

### 3.2.1.c Desviación en frecuencia.

La máxima desviación en frecuencia de la frecuencia portadora sin modular está dada por:

$$\Delta\omega = \left. \left[ \frac{d}{dt} \left[ \frac{A_m K_f}{\omega_m} \text{sen}(\omega_m t) \right] \right] \right|_{\max} = A_m K_f \quad \text{---(3.7)}$$

La cantidad  $\Delta\omega$  es apropiadamente llamada desviación en frecuencia.

### 3.2.1.d Índice de modulación.

La desviación de frecuencia dividida entre la frecuencia modulada es la máxima diferencia de fase entre la onda de FM y la portadora sin modular; este parámetro también es llamado

índice de modulación y es frecuentemente denotado por  $\beta$  :

$$\beta = \frac{\Delta\omega}{\omega_m} = \frac{\Delta f}{f_m} \quad \text{---(3.8)}$$

el índice de modulación representa el máximo cambio de la frecuencia portadora producido por la señal modulada.

### 3.2.1.e Funciones de Bessel.

Partiendo de la expresión para modulación de un tono de FM (ec. 3.6a) y empleando la identidad trigonométrica

$$\cos(A + B) = \cos A \cos B - \operatorname{sen} A \operatorname{sen} B$$

tenemos:

$$X(t)_{FM} = A \left[ \cos(\omega_c t) \cos(\beta \operatorname{sen} \omega_m t) \right] - A \left[ \operatorname{sen}(\omega_c t) \operatorname{sen}(\beta \operatorname{sen} \omega_m t) \right] \quad \text{---(3.9)}$$

Los términos  $\cos(\beta \operatorname{sen} \omega_m t)$  y  $\operatorname{sen}(\beta \operatorname{sen} \omega_m t)$  son funciones periódicas que se pueden resolver mediante la expansión de las series de Fourier, obteniéndose:

$$\cos[\beta \text{sen}(\omega_m t)] = C_0(\beta) + C_2(\beta) \cos(2\omega_m t) + C_4(\beta) \cos(4\omega_m t) + \dots \quad \text{---(3.10 a)}$$

$$\begin{aligned} \text{sen}[\beta \text{sen}(\omega_m t)] &= C_1(\beta) \text{sen}(\omega_m t) \\ &+ C_3(\beta) \text{sen}(3\omega_m t) \\ &+ C_5(\beta) \text{sen}(5\omega_m t) + \dots \quad \text{---(3.10 b)} \end{aligned}$$

Empleando las funciones de Bessel la ecc.3.6 puede reescribirse como:

$$\begin{aligned} X(t)_{FM} &= J_0(\beta) \cos(\omega_c t) \\ &- J_1(\beta) [\cos(\omega_c - \omega_m)t - \cos(\omega_c + \omega_m)t] \\ &+ J_2(\beta) [\cos(\omega_c - \omega_m)t - \cos(\omega_c + \omega_m)t] \\ &- J_3(\beta) \dots \quad \text{---(3.11)} \end{aligned}$$

que representa el espectro en frecuencia de una señal modulada en FM.

Los coeficientes de Fourier  $C_n$ , son a su vez series infinitas y sólo pueden ser evaluados numéricamente para valores específicos de  $n$  y  $\beta$ . Estos coeficientes son conocidos como las funciones de Bessel de primer orden. Gráficas para diversos valores de  $n$  pueden ser consultados en la bibliografía correspondiente. La figura 3.2 muestra el espectro en frecuencia de un tono modulado en FM, el cual tiene las siguientes propiedades:

1.- Las componentes laterales se localizan en  $f_c \pm n f_m$ , con  $n = 1, 2, 3, \dots$

2.- La amplitud relativa de las componentes depende de los valores de  $J_n(\beta)$ ; la amplitud de la portadora depende de  $J_0(\beta)$  y a su vez esta depende de la amplitud de la moduladora.

3.- La relación de fase entre las componentes laterales es tal que las bandas laterales inferiores de orden impar son inversas en fase.

4.- El ancho de banda, o número de componentes espectrales, depende del índice de modulación empleado.

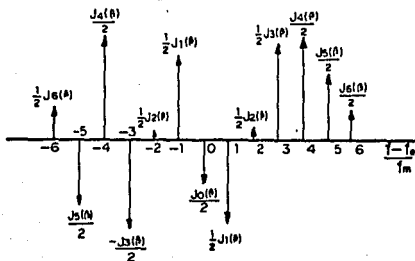


figura 3.2 Gráfica de los coeficientes de la funciones de Bessel.

### 3.2.2 Ancho de Banda en FM.

Los valores de los coeficientes de Bessel se encuentra tabulados y/o graficados en casi toda la literatura de FM. De la ecuación 3.11 observamos que la señal de FM está compuesta por la señal portadora original y dos bandas laterales situadas en

$(\omega_c \pm \omega_m)$ ,  $(\omega_c \pm 2\omega_m)$ ,  $(\omega_c \pm 3\omega_m)$ , ... Lo anterior indica que, en forma teórica, el espectro en frecuencia de una onda de FM se extendería a ambos lados de la portadora hasta el infinito. En la práctica, el AB de la señal de FM y las amplitudes de la portadora y de las bandas laterales dependen del valor de  $\beta$  ya que este determina los valores  $J_n(\beta)$ . Se consideran como Bandas Laterales significativas aquellas cuya amplitud es mayor del 1 % de la amplitud de la portadora.

Para un tono modulado en frecuencia el Ancho de Banda está determinado por:

$$AB = 2 (\beta + 1) f_m \quad \text{---(3.12)}$$

Las señales de FM se clasifican en dos categorías dependiendo del índice de modulación ( $\beta$ ). Si  $\beta \ll 1$  la señal es llamada FM de Banda Angosta (NBFM) y su ancho de banda es igual a  $2f_m$ , que es casi el mismo que para una señal AM-DSB. Cuando  $\beta \gg 1$  la señal es llamada FM de Banda Ancha (WBFM) y su ancho de banda aproximado es dos veces la desviación en frecuencia ( $2\Delta f$ ). Una aproximación bastante buena para el AB de una señal de FM con valores muy grandes o muy pequeños de  $\beta$

está dado por la Regla de Carlson que nos dice que, " el AB de una señal de FM es dos veces la suma de la desviación en frecuencia más el ancho de banda de la señal moduladora":

$$AB = 2 (\Delta f + f_m) \quad \text{---(3.13)}$$

### 3.3 Moduladores de FM

Como ya se mencionó, el proceso de modulación consiste en modificar las características de una señal dada, debido a la acción de otra. En modulación FM la alteración de la frecuencia de la señal portadora se puede realizar de dos maneras: en forma directa y en forma indirecta, mismas que se presentan a continuación.

#### 3.3.1 Generación indirecta de FM

A partir de la ecuación (3.6a) Armstrong obtuvo la modulación en frecuencia siguiendo tres pasos importantes:

1.- Integrar la señal moduladora  $S(\lambda)$  para producir la señal:

$$z(t) = \int_0^t S(\lambda) d\lambda \quad \text{---(3.14)}$$



2.- Modular en fase una portadora con  $Z(t)$  para producir una señal NBFM.

3. Usar un sistema de multiplicadores de frecuencia para convertir la NBFM en una señal WBFM.

El diagrama a bloques de un sistema de FM indirecto se muestra en la figura 3.3

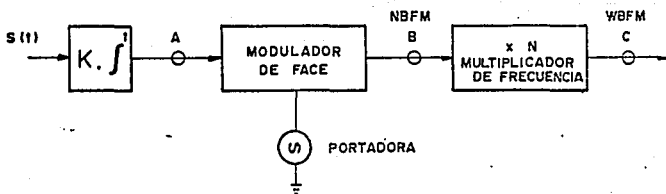


figura 3.3 Generación indirecta de FM

La salida en el punto A de la figura es:

$$\tau(t) = K_1 \int^t s(\lambda) d\lambda = K_1 z(t) \quad \text{---(3.15)}$$

y en el punto B la salida es proporcional a

$$X(t)_1 = \cos \left[ (\omega_c t) + k_1 \int^t S(\lambda) d\lambda \right] \quad \text{---(3.16)}$$

$$= \cos \left[ (\omega_c t) + \beta_1 \sin \omega_m t \right] \quad \text{---(3.16 a)}$$

si se asume modulación de una onda senoidal. La desviación en fase  $\beta_1$ , es típicamente menor que 0.5 tal que  $X(t)_1$  puede ser considerada razonablemente una onda NBFM. Los multiplicadores de frecuencia producen una señal con frecuencia  $\omega$  dada por:

$$\omega = N \dot{\phi}(t) \quad \text{---(3.17)}$$

$$\text{donde } \phi_1(t) = \omega_c t + \beta_1 \sin \omega_m t.$$

A partir de esto

$$\omega = N\omega_c t + N\beta_1\omega_m \cos \omega_m t \quad \text{---(3.18)}$$

Esta nueva fase es proporcional a la integral de  $N\dot{\phi}(t)$  tal que en C tenemos

$$X(t) = \cos(N\omega_c t + N\beta_1 \sin \omega_m t) \quad \text{---(3.19)}$$

Por escribir  $\omega_c = N \omega_c$  y  $\beta = N \beta_1$  la ecuación (3.19) puede escribirse de la forma normalizada

$$X(t) = \cos(\omega_c t + \beta \sin \omega_m t)$$

donde  $\beta$  es ahora un valor típico de FM de banda amplia.

El método indirecto de producir FM proporciona una buena estabilidad de la frecuencia, misma que representa una ventaja distintiva sobre el método directo.

### 3.3.2 Generación de FM por Métodos Directos.

En la generación directa de FM lo que se necesita esencialmente es un dispositivo cuya frecuencia varíe linealmente con el nivel de la señal aplicada. El oscilador controlado por voltaje (VCO), es uno de estos dispositivos. Otra técnica es el uso de un oscilador sintonizado en el que uno de los elementos resonantes es una reactancia variable. Un dispositivo empleado a este respecto es el varactor, el cual es un diodo cuya capacitancia de barrido  $C$  depende del voltaje aplicado. La figura 3.4 muestra, en forma simplificada, un circuito oscilador sintonizado en el que la frecuencia de resonancia es controlada por el diodo varactor.

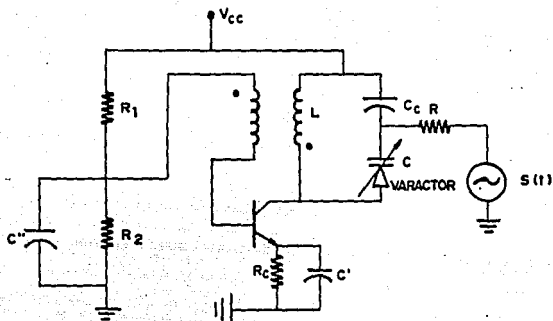


figura 3.4 Oscilador sintonizado controlado por varactor.

Los resistores  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_e$  proporcionan la curva característica de reposo para iniciar la oscilación, mientras que la característica dinámica se obtiene de la autoalimentación  $R_2C''$  dada la corriente que fluye de la base. La capacitancia  $C_c$  representa una impedancia alta para  $S(t)$ , pero si  $C_c \gg C$  la frecuencia de resonancia no es afectada por  $C_c$  y se determina por:

$$\omega = [LC]^{-1/2}$$

Ahora, asumiendo que una señal  $S(t)$  es aplicada, la capacitancia puede ser escrita como:

$$C = C_0 [1 - \Delta C/C_0] S(t) ; S(t) < 1$$

donde  $C_0$  es la capacitancia cuando  $S(t) = 1$  y  $\Delta C$  representa la máxima desviación de la capacitancia.

Si nosotros asumimos que  $\Delta C/C_0 \ll 1$  entonces la frecuencia instantanea del oscilador puede ser escrita como:

$$\omega = \omega_c [1 + \Delta C/2C_0] S(t)$$

donde  $\omega_c = \{ LC_0 \}^{-1/2}$ . La señal de salida puede ser escrita como

$$X(t) = A \cos \left[ \omega_c t + K'' \int^t S(\lambda) d\lambda \right]$$

La cual es la forma normal de una onda de FM, con  $K'' = \frac{\omega_c \Delta C}{2C_0}$

La principal ventaja de la FM directa es que elimina la necesidad de multiplicadores de frecuencia, a la vez que la alta frecuencia de la subportadora puede ser estabilizada por una pequeña corriente en la base, es por esta razón que se emplea la auto alimentación.

### 3.4 Demoduladores de FM.

En el sistema receptor la señal de FM deberá ser recuperada con la mínima variación, esto se logra mediante los llamados Demoduladores. La demodulación de una onda de FM requiere de un dispositivo que produzca una señal de salida cuya amplitud esté en función de la frecuencia de la señal de entrada. Los circuitos que producen tal respuesta son los llamados discriminadores. Si la entrada a un discriminador es una señal de FM como la de la ec. 3.6a la salida del discriminador debe ser de la forma:

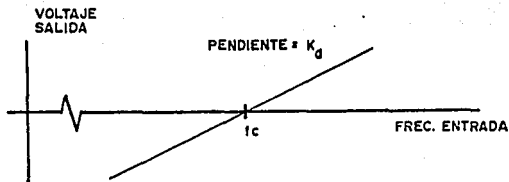
$$Y_d(t) = K_d K_f X(t)$$

donde  $K_d$  es la sensibilidad del discriminador.

#### 3.4.1 El Detector de Inclinación

La característica de un discriminador ideal es mostrada en la figura 3.5(a). Una aproximación para obtener la característica del discriminador ideal puede obtenerse empleando un diferenciador seguido de un detector de envolvente (figura 3.5(b)).

a)



b)

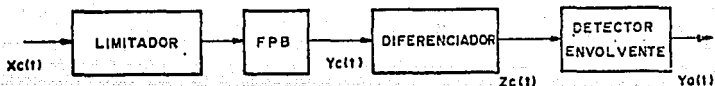


figura 3.5 El detector de inclinación. (a) Discriminador ideal  
(b) Discriminador de FM con limitador.

Si la entrada al discriminador es  $X_c(t)$ , entonces la salida del diferenciador es:

$$Z_c(t) = -A_c [\omega_c + K_f S(\lambda)] \text{sen}[\omega_c t + \phi(t)]$$

con excepción de la desviación de fase  $\phi(t)$  la salida del diferenciador tienen la forma de una señal de AM. Por consiguiente un detector de envolvente puede ser usado para recobrar la señal de información. Este método también es llamado de conversión de FM a AM debido a la característica del diferenciador.

Uno de los principales problemas de este método es que el detector responde a variaciones espurias en la amplitud de la señal de FM, provocadas por el ruido y la conversión de FM en AM. En este orden, para asegurar que la amplitud a la entrada del discriminador sea constante se coloca un limitador antes del diferenciador. El limitador fija la señal de entrada a una onda cuadrada cuyo cruce por cero contiene la señal de información. La forma de onda del limitador es filtrada antes de la diferenciación para remover las armónicas contenidas.

#### 3.4.2 El Discriminador Balanceado.

Un segundo problema con el detector de inclinación es que el rango lineal de la característica frecuencia-voltaje es frecuentemente muy pequeña. Un discriminador balanceado, como el de la figura 3.6(a), puede ser empleado para extender esta linealidad. Este discriminador tiene dos circuitos resonantes; uno sintonizado arriba de  $f_c$  y otro sintonizado abajo de  $f_c$ . La característica total  $f$  vs  $V$  tiene una forma de S, como se muestra en la figura 3.6(b). La componente de DC es automáticamente bloqueada y la respuesta para modulación de bajas frecuencias es buena. Estos discriminadores son ampliamente usados en el rango de las microondas, con cavidades sintonizables como circuitos tanque y diodos de cristal como detectores de envolvente.



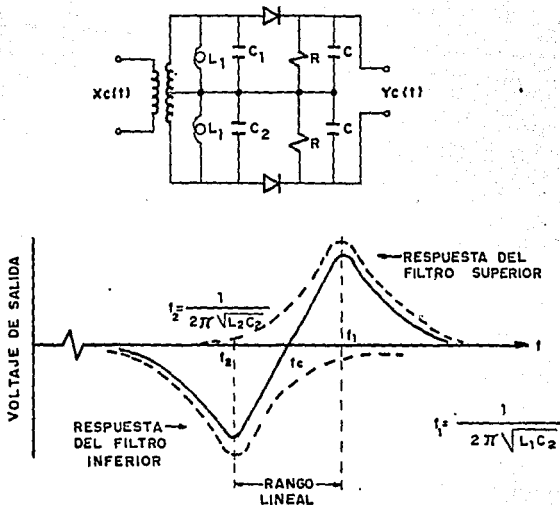


figura 3.6 Discriminador Balanceado, (a) circuito,  
(b) curva característica.

### 3.4.3 El lazo de amarre de fase (P L L)

Una aproximación diferente para demodular señales de FM es usando un sistema realimentado. Los Demoduladores realimentados se comportan mejor que los discriminadores en presencia de ruido. Entre los demoduladores de este grupo están el PLL (Phase Locked loop) y el demodulador con realimentación (FMFB).

Hoy en día, los demoduladores con PLL son ampliamente usados en sistemas de comunicaciones por su mejor comportamiento, facilidad de alineación y porque se pueden implementar usando circuitos integrados no muy caros. Debido a estas ventajas nosotros elegimos este tipo de Demodulador en nuestro diseño. En el capítulo 4 presentamos un estudio completo del P L L.

Existen otros tipos de discriminadores que pueden ser empleados para la demodulación de una señal de FM, tal es el caso del Discriminador de Cambio de Fase (PSD), el detector de relación, el detector de cuadratura y el detector de cruce por cero. Un estudio más completo de estos se puede consultar en la bibliografía correspondiente.

## CAPITULO 4

### DISEÑO DEL DEMODULADOR DE AUDIO

Un circuito PLL es un sistema de sincronización entre una señal de salida, generada por un oscilador, y una señal de referencia, o de entrada, ya sea que esta se realice en función de la frecuencia o la fase. En el estado sincronizado la diferencia de fase entre la entrada y la salida, conocida como señal de error, es cero o muy pequeña. Si el error de fase se incrementa un mecanismo de control actúa sobre el oscilador en tal forma que el error es nuevamente reducido a cero. En tal sistema la fase de la señal de salida sigue amarrada a la fase de la señal de referencia, por lo que el sistema es referido como un Lazo de Encadenamiento de Fase (PLL). En este capítulo presentamos un estudio de la estructura general de los PLL para comprender la filosofía de diseño al emplear uno de estos como Demodulador de señales de FM.

#### 4.1 Estructura del PLL.

El lazo de amarre de fase (PLL) es un circuito versátil que proporciona una frecuencia sintonizada y filtrada a elección sin la necesidad de inductancias o bobinas. Como se muestra en la figura 4.1, el PLL es un sistema realimentado compuesto de tres bloques funcionales: el comparador de fase (PD), el filtro pasa bajas (FPB) y el oscilador controlado por voltaje (VCO).

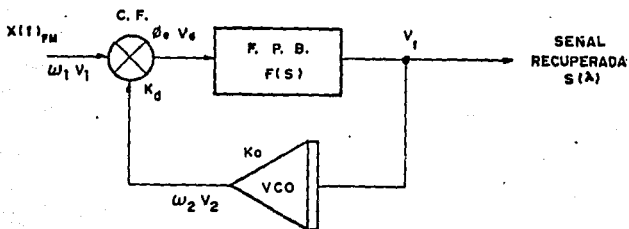


figura 4.1 Diagrama básico del PLL.

El principio básico de operación del PLL puede explicarse a grandes rasgos de la siguiente manera:

Cuando no se aplica señal a la entrada del sistema el voltaje de error  $V_d$  es igual a cero. El VCO opera a una frecuencia dada  $\omega_0$ , la cual es conocida como frecuencia de "corrida libre".

Si una señal de entrada es aplicada al sistema, el comparador de fase compara la fase del VCO con la de la señal de entrada, generando con ello una señal de error  $V_d(t)$  referida a la diferencia de fase entre las dos señales. Este voltaje es entonces filtrado y aplicado a la entrada de control del VCO. De esta manera el voltaje de control fuerza al VCO a variar en dirección tal que reduzca la diferencia de frecuencia entre ambas. Si la frecuencia de entrada  $\omega_1$  es suficientemente cercana a la del VCO, la realimentación natural del PLL provoca que la frecuencia del VCO se amarre con la de la señal de entrada. Una vez amarrados, la frecuencia del VCO es idéntica a la de la señal de entrada excepto por una diferencia de fase finita, misma que es necesaria para generar el voltaje de error correctivo  $V_d$ .

El PLL trabaja en dos rangos que caracterizan su comportamiento dinámico. Tomando la frecuencia de corrida libre del VCO como referencia central, el PLL tiene una banda de frecuencias dentro de la cual el PLL puede mantenerse cercano a una señal de entrada. Este rango está relacionado con la máxima excursión que puede realizar el VCO sin dejar su característica lineal y es conocido como "rango de búsqueda o de amarre". Dentro de este rango, pero con una menor magnitud, se encuentra la banda de frecuencia en la que el VCO es capaz de seguir fielmente a la señal de entrada, este es el llamado "rango de adquisición ó de encadenado", mismo que está relacionado con la respuesta del filtro del lazo. La figura 4.2 ilustran estos

conceptos.

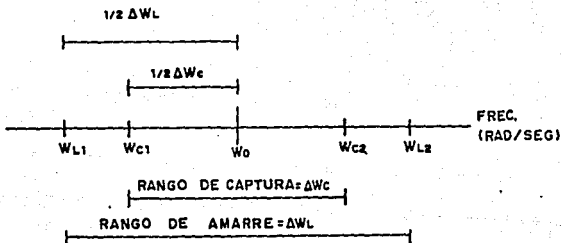


figura 4.2 Rangos de Amarre y Captura del PLL.

#### 4.1.1 Funcionamiento por etapas.

##### El Oscilador Controlado por Voltaje (VCO)

El VCO es un dispositivo cuya frecuencia varía linealmente con el nivel de voltaje de la señal aplicada en sus terminales de control, de esta manera la frecuencia angular del VCO está determinada por la salida del lazo  $V_f$ :

$$\omega_2 = \omega_0 + K_0 V_f(t)$$

donde  $\omega_0$  es la frecuencia angular central del VCO y  $K_0$  es su ganancia. Dicha frecuencia ( $\omega_0$ ) es llamada de "Corrida Libre" porque se obtiene con el sistema desencadenado y sin que exista acoplamiento entre la señal de entrada y la del VCO. En

algunos PLL ésta frecuencia puede variarse aplicando un voltaje adicional en la entrada de control de un VCO. Los VCO no siempre presentan una característica lineal, pues esta depende del tipo y calidad de los componentes empleados para su implementación. La figura 4.3 muestra la curva característica de voltaje contra frecuencia del VCO en el que se puede apreciar claramente su rango lineal.

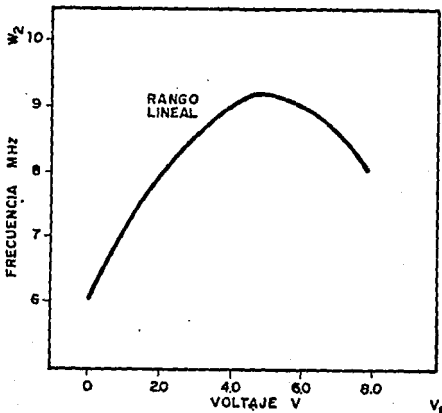


figura 4.3 Función de transferencia del VCO

El comparador de fase (PD).

El propósito del comparador es producir una señal que represente que tan lejos se encuentra la frecuencia del VCO con respecto a la frecuencia de la señal de entrada. Un mezclador de frecuencias es la forma más empleada por estos dispositivos. El

PD presenta una salida proporcional a la diferencia de fase entre la entrada y el VCO

$$V_d(t) = K_d \theta_e$$

aquí  $K_d$  representa la ganancia del PD y  $\theta_e$  es conocida como el error de fase ( $\theta_e = \omega_1 - \omega_2$ ).

El filtro pasa Bajas.

Este dispositivo se encarga de seleccionar únicamente la diferencia de frecuencia de las señales proporcionadas por el comparador, eliminando las armónicas generadas en la mezcla. La señal de información recuperada se envía de nuevo al VCO para que con su nivel cambie la frecuencia de oscilación continuándose con el proceso de comparación. El empleo de filtros paso bajas de primer orden es una práctica común.



#### 4.1.2 Teoría de operación.

Como se mencionó anteriormente, el comparador de fase es un multiplicador analógico que forma el producto de la señal de entrada,  $V_1(t)$ , con la señal de salida del VCO,  $V_2(t)$ . Refiriendonos a la figura 4.1 y asumiendo que las dos señales para ser multiplicadas pueden ser escritas como:

$$V_1(t) = V_1 \text{ SEN } (\omega_1 t) \quad \text{---(4.1)}$$

$$V_2(t) = V_2 \text{ SEN } (\omega_2 t + \phi_e) \quad \text{---(4.2)}$$

donde  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  y  $\phi_e$  son las frecuencias y la diferencia de fase de interés. Podemos trabajar indistintamente en términos de  $\omega$  o su equivalente en frecuencia  $\omega = 2 \pi f$  ---(4.3)

El producto de estas dos señales es un voltaje de salida dado por

$$V_d(t) = K_1 V_1 V_2 \text{ SEN}(\omega_1 t) (\text{sen}(\omega_2 t + \phi_e)) \quad (4.4)$$

donde  $K_1$  es una constante de dimensión apropiada.

Notese que la amplitud de  $V_d(t)$  es directamente proporcional a la amplitud de la entrada  $V_1$ . Pueden presentarse aquí únicamente dos estados; cuando el lazo se encuentra encadenado ( $\omega_1 = \omega_2$ ), y cuando se encuentra desencadenado ( $\omega_1 \neq \omega_2$ ) mismo que se consideran por separado.

#### 4.1.2.a El PLL desencadenado ( $\omega_1 \neq \omega_2$ ).

Cuando las dos frecuencias del comparador de fase no son iguales el lazo se encuentra desencadenado, además la diferencia del ángulo de fase de las ecuaciones 4.2 y 4.4 no tiene sentido por lo que podemos eliminarla eligiendo adecuadamente el tiempo de inicio.

Empleando identidades trigonométricas adecuadas la ec. 4.4 puede escribirse como:

$$V_d(t) = \frac{K_1 V_1 V_2}{2} \left[ \cos(\omega_1 - \omega_2)t - \cos(\omega_1 + \omega_2)t \right] \quad \text{---(4.5)}$$

cuando  $V_d$  es pasado através de un filtro paso bajas la componente suma de frecuencias es eliminada, quedando:

$$V_f(t) = K_2 V_1 V_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t \quad \text{---(4.6)}$$

donde  $K_2$  es una constante. Si despues aplicamos este voltaje de control a un amplificador la entrada al VCO aparecerá como:

$$V_f(t) = AK_2 V_1 V_2 \cos(\omega_1 - \omega_2) t \quad \text{---(4.7)}$$

Esta ecuación muestra que un efecto de abatimiento de frecuencias es establecido entre  $\omega_1$  y  $\omega_2$  causando una desviación de la frecuencia del VCO ( $\Delta\omega$ ), a partir de la  $\omega_0$  inicial, en proporción a la amplitud de la señal ( $A K_2 V_1 V_2$ ) que pasa através del filtro. Si no ocurren limitaciones o saturación, y si la amplitud de  $V_1$  es lo suficientemente grande, la frecuencia de salida del VCO puede ser desplazada desde  $\omega_0$  por algunas variaciones de  $\Delta\omega$  hasta que el encadenamiento se establezca. Esto se logra cuando

$$\omega_1 = \omega_2 = \omega_0 \pm \Delta\omega \quad \text{---(4.8)}$$

Si el encadenamiento no queda establecido esto puede deberse a que  $V_1$  es tan pequeña que no puede conducir al VCO para producir la desviación de  $\omega$  necesaria, o bien a que  $\omega_1$  está más allá del rango dinámico del VCO, por ejemplo  $\omega_1 > \omega_0 \pm \Delta\omega$ .

Para remediar las condiciones de no encadenamiento podemos:

- 1) Incrementar interna o externamente la entrada del lazo  $V_1$  para proporcionar amplitud adicional.
- 2) Incrementar la ganancia interna del lazo ajustando hacia arriba la respuesta del filtro paso bajas.

3) Mover  $\omega_0$  cerca de la  $\omega_1$  esperada, estableciéndose el caso de frecuencia encadenada.

#### 4.1.2.b El PLL encadenado ( $\omega_1 = \omega_2$ ).

Este estado se presenta cuando  $\omega_1$  y  $\omega_2$  están sincronizados; la salida del comparador para  $\omega_1 = \omega_2 = \omega$ , con un cierto corrimiento de fase  $\phi_e$ , es determinada a partir de la ecuación 4.4

$$V_d(t) = \frac{K_1 V_1 V_2}{2} \left[ \cos(\theta_e) - \cos(2\omega t + \phi_e) \right] \quad \text{---(4.9)}$$

El filtro pasa bajas remueve la componente de altas frecuencias de  $V_d$ , quedando únicamente la componente baja de AC montada sobre la componente de DC. Después de amplificarse el voltaje de DC es conducido al VCO para asegurar el encadenamiento, quedando la entrada al VCO como:

$$V_f(t) = A K_2 V_1 V_2 \cos \theta_e \quad \text{---(4.10)}$$

Supongase ahora que  $\omega_1$  y  $\omega_2$  están perfectamente sincronizadas para la frecuencia de corrida libre del VCO ( $\omega_0$ ). Para este caso,  $V_f$  sería cero indicando que  $\theta_e$  debe ser  $\pm 90^\circ$ .

De este modo  $V_f$  es proporcional a la diferencia de fase, o error de fase, entre  $\omega_1$  y  $\omega_2$  centrada cerca de un ángulo de fase de  $\pm 90^\circ$ . Si  $\omega_1$  cambia significativamente a partir de  $\omega_0$  el primer efecto sería un cambio en  $\theta_e$  a partir de  $\pm 90^\circ$ . Entonces,  $V_f$  sería ajustado para cualquier valor diferente de cero para el correcto  $\omega_2$ ; bajo estas condiciones el amarre de frecuencia es mantenido con  $\omega_1 = \omega_2$ . El error de fase podría ser desplazado cierta cantidad  $\Delta\theta$  del ángulo de referencia de  $\pm 90^\circ$ . Este concepto puede simplificarse redefiniendo  $\theta_e$  como:

$$\theta_e = \theta_r \pm \Delta\theta \quad \text{---(4.11)}$$

donde  $\theta_r$  es la referencia de fase inherente movida de  $\pm 90^\circ$  y  $\Delta\theta$  es la desviación de ese valor de referencia. De este modo el voltaje de control del VCO se convierte en:

$$\begin{aligned} V_f &= A K_2 V_1 V_2 \cos(\theta_r \pm \Delta\theta) \quad \text{---(4.12)} \\ &= \pm A K_2 V_1 V_2 \text{SEN}(\Delta\theta) \end{aligned}$$

Apartir de que la función seno es impar, un cambio momentáneo de  $\Delta\theta$  contiene información sobre cual camino seguir para ajustar la frecuencia del VCO para corregir y mantener la condición de amarre. El rango máximo sobre el cual los cambios  $\Delta\theta$  pueden ser seguidos es de  $-90^\circ$  a  $+90^\circ$ , mismo que corresponde a un rango de  $0^\circ$  a  $180^\circ$ .

En suma,  $V_f(t)$  representa la salida demodulada de una señal de entrada  $V_1(t)$ , asumiendo una característica lineal del VCO. De este modo, la recuperación de una señal modulada en frecuencia puede realizarse con el PLL sin emplear circuitos sintonizados inductivamente, tal como se hace en los detectores convencionales.

#### 4.2 Consideraciones de diseño y cálculos.

Los PLL empaquetados como circuitos integrados que existen en el mercado pueden ser de dos tipos: analógicos o digitales. Los PLL digitales son muy empleados para la sincronización de señales digitales, recuperación de reloj y recepción de datos en fila, entre otras aplicaciones. Los PLL's analógicos son ampliamente usados en sistemas de comunicación a partir de que mantienen una relación lineal entre las señales de entrada y salida. Algunas de las aplicaciones más comunes de los sistemas PLL son:

- I.- Generación de señales (Analógicas/Digitales).
- II.- Modulación de señales (Analógico/Digital).
- III.- Selección de una señal determinada dentro de un grupo.
- IV.- Reconstrucción de señales.
- V.- Demodulación o Decodificación de señales.
- VI.- Multiplicar o dividir frecuencias.

Dentro de los PLL analógicos existe una considerable cantidad que maneja rangos de operación amplios, que van desde unos cientos de Kiloherztz (500 KHz) hasta decenas de Megahertz (50MHz). En el mercado existen varios fabricantes de este tipo de componentes entre los que destacan por su variedad los suministrados por SIGNETICS CORP. (NE 560, 561, 564, 565, 566 Y 567) Y los de EXAR Integrated Systems Corp. (XR-2211, 2212, 200, 210 y 215) [ref. 1 y 2].

Los PLL de EXAR pueden trabajar en dos rangos

Frecuencia baja (<1 MHz) XR- 567,2567,2211,2212

Frecuencia Alta (>1 MHz) XR- S200,210,215

El XR-215 es un PLL de propósito general con rango amplio de frecuencia (hasta 30 MHz), empleado particularmente en Modulación/Demodulación de señales FM y FSK. En base a las características presentadas por el fabricante [ref. 3] y a que este PLL se puede conseguir con cierta facilidad en el mercado nacional lo emplearemos para la etapa de demodulación.

#### 4.2.1 Aplicación del XR-215 como Demodulador de FM.

La figura 4.4 muestra el diagrama de conexiones del PLL XR-215 aplicado como demodulador de señales en FM. La selección del capacitor de temporización,  $C_0$ , está determinada por la frecuencia de la señal portadora de FM. La figura 4.5 muestra la característica típica de la frecuencia de barrido del VCO en

función del capacitor de temporización  $C_0$ . El capacitor  $C_1$  del filtro pasa bajas está determinado por la selectividad requerida. Para portadoras entre 1 y 10 MHz  $C_1$  está en el rango de  $10 C_0$  a  $30 C_0$ . El resistor de realimentación  $R_f$  puede ser usado como un control de volumen colocado para ajustar la amplitud de la salida demodulada.

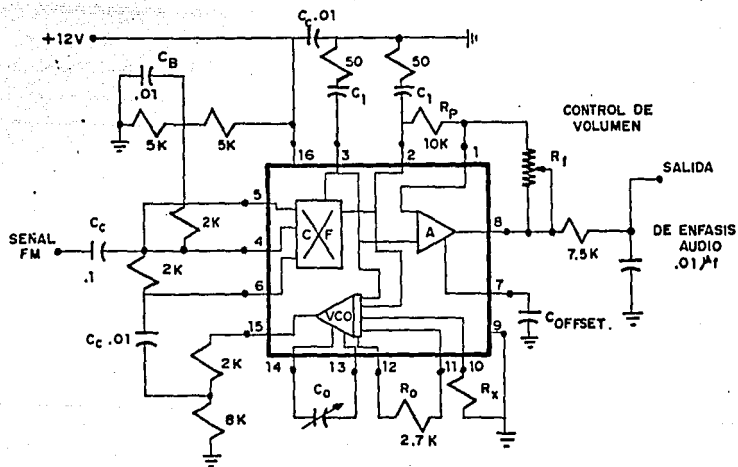


figura 4.4 Aplicación del XR-215 como Demodulador de FM.



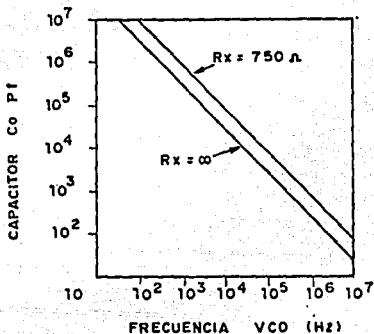


figura 4.5 Característica de  $f_0$  vs  $C_0$  del XR-215.

#### 4.2.2 Ecuaciones de control del XR-215.

El empleo de un PLL totalmente caracterizado, como lo es el XR-215, nos facilita el diseño al presentar ecuaciones de comportamiento perfectamente definidas. A continuación realizamos los cálculos de diseño en base a las ecuaciones presentadas por el fabricante.

##### 4.2.2.a Frecuencia de corrida libre ( $f_0$ ).

La frecuencia del VCO sin señal de entrada está determinada por la elección del capacitor  $C_0$  entre sus puntos (P13 y P14). Una buena aproximación para la correcta selección de  $C_0$  se puede obtener de la figura 4.5 Este circuito en particular tiene la capacidad de variar la frecuencia de barrido del VCO aplicando un voltaje de control externo mediante la conexión del

resistor  $R_x$  entre los puntos P9 y P10, de tal forma que la frecuencia del VCO puede aproximarse a:

$$f_o = \frac{200}{C_o} \left[ 1 + \frac{0.6}{R_x} \right] \quad \text{---(4.13)}$$

donde  $C_o$  está en  $\mu\text{f}$  y  $R_x$  en  $K\Omega$ .

Para la frecuencia de la subportadora de audio, que es de 6.8 MHz, y fijando  $R_x$  en 1.2  $K\Omega$  el capacitor de temporización será:

$$C_o = .44.11 \text{ pf}$$

Como hemos visto, en transmisiones de TV por satélite además de la señal de audio asociada al video se puede enviar una buena cantidad de subportadoras de audio, colocadas dentro del rango de 5 a 8 MHz, por lo que si deseamos que el VCO efectue un barrido de ese tipo necesitamos un capacitor variable que sea sintonizable a:

$$C_o = 60 \text{ .pf para } f_o = 5 \text{ MHz, y}$$

$$C_o = 37.5 \text{ pf para } f_o = 8 \text{ MHz}$$

empleando un capacitor variable de 5 a 70 pf podemos cubrir fácilmente dichas frecuencias.

#### 4.2.2.b Ganancia de conversión del VCO ( $K_O$ ).

Esta es la ganancia al convertir el voltaje a frecuencia en el VCO y está determinada por la elección del capacitor  $C_O$  y por la resistencia de control de ganancia ( $R_O$ ) conectada externamente en P11 y P12. Esta ganancia puede ser expresada como:

$$K_O = \frac{700}{C_O R_O} \quad (\text{rad})/\text{volt} \quad \text{---(4.14)}$$

donde  $C_O$  está en  $\mu\text{f}$  y  $R_O$  en  $\text{k}\Omega$ .

Si asumimos un valor de  $R_O = 2.7 \text{ k}\Omega$  (para muchas aplicaciones se recomiendan valores de  $R_O$  entre  $1 \text{ k}\Omega$  y  $10 \text{ k}\Omega$ ), con  $C_O = 44 \text{ pf}$ ,

$$K_O \cong 5.9 \text{ E } +06$$

#### 4.2.2.c Ganancia del comparador de fase ( $K_d$ ).

Esta es la salida de voltaje del comparador de fase, en radianes, debido a la diferencia de fase en sus entradas. La figura 4.6 muestra la característica de ganancia del comparador en función de la amplitud de la señal de entrada para el XR-215.

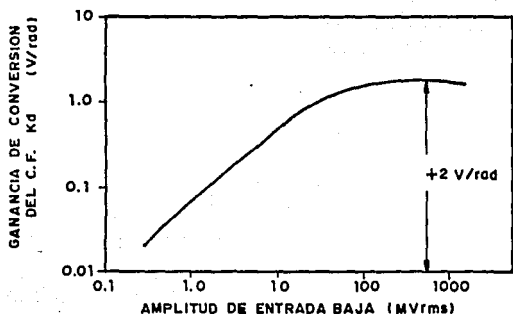


figura 4.6 Ganancia del comparador de fase del XR-215.

Si tomamos 100 mVolts como valor típico de amplitud a la entrada, observamos que

$$K_d = 2 \text{ V/rad.}$$

#### 4.2.2.d Rango de Amarre ( $\Delta\omega_L$ ).

Si no ocurren limitaciones o saturación en el PLL, el rango de encadenamiento es igual a la ganancia de lazo, haciendo referencia a las figuras 4.1 y 4.2 tenemos:

$$K_t = \Delta\omega_L = K_d K_o \quad \text{---(4.15)}$$

sustituyendo valores tenemos:

$$\Delta\omega_L = 11.8 \text{ E}+06 = 11.8 \text{ MHz.}$$

#### 4.2.2.e Rango de captura ( $\Delta\omega_C$ ).

Como ya se mencionó, éste siempre es menor que el rango de amarre y tiene relación directa con el ancho de banda del filtro pasa bajas. Su ecuación puede ser reducida a una paramétrica de la forma:

$$\Delta\omega_C \equiv \Delta\omega_L \left| F(j\Delta\omega_C) \right| \quad \text{---(4.16)}$$

donde  $\left| F(j\Delta\omega_C) \right|$  es la respuesta en magnitud del filtro pasa bajas en  $\omega = \Delta\omega_C$ . Para un simple filtro de retraso esta puede expresarse como:

$$\Delta\omega_C = \sqrt{\frac{\Delta\omega_L \tau_2}{\tau_1 + \tau_2}} \quad \text{---(4.17)}$$

donde  $\tau_1 = R_1 C$  y  $\tau_2 = R_2 C$  son las constantes de tiempo del filtro.

#### 4.2.2.f Respuesta del filtro pasa bajas.

La sección del filtro pasa bajas está formada por la red conectada a través de los puntos P2 y P3. Configuraciones típicas de filtros y sus correspondientes funciones de transferencia son presentados en la figura 4.7, donde  $R_1$ , es la impedancia interna entre los puntos P2 y P3 y es igual a 6  $k\Omega$ .

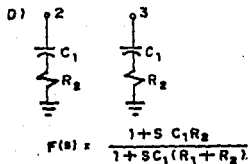
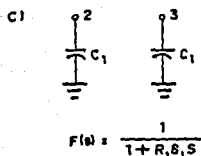
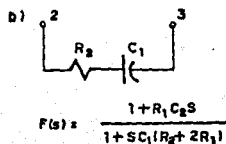
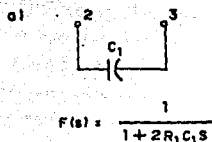


figura 4.7 Configuraciones del Filtro Paso Bajas.

Tomando la configuración 4.7(d) y eligiendo  $C_1 = 1 \text{ nF}$  obtenemos las constantes de tiempo del filtro dadas por:

$$\tau_1 = R_1 C = 6 \text{ E-06}$$

$$\tau_2 = R_2 C = 5 \text{ E-08}$$

sustituyendo en la ecuación 4.17 tenemos:

$$\Delta\omega_c = 0.312 \text{ MHz.}$$

#### 4.2.2.g La amplitud de la salida Demodulada.

Esta es proporcional a la desviación de la señal en FM y a los resistores  $R_o$  y  $R_f$ . Para una desviación de  $\pm 1\%$  de la señal de FM la amplitud puede aproximarse a:

$$V_a \cong R_o R_f \left[ 1 + \frac{0.6}{R_x} \right] \quad \text{---(4.18)}$$

donde todos los resistores están en  $K\Omega$  y el voltaje se da en mVolts rms.

Como la salida de audio en los receptores TVRO normalmente se presenta en un valor de 1 volt p-p, nosotros calculamos el  $R_f$  necesaria a partir de la ecuación 4.18, de esta manera:

$$R_f = 247 \Omega$$

Empleando un potenciómetro de  $R_f = 2.2 K\Omega$  garantizamos la salida deseada.

#### 4.3 Recuperación de la señal de Audio.

Como se vió en la sección 2.2.4, la función del Demodulador de video es recuperar la señal de TV en banda base (BB) eliminando la portadora de FI (70 MHz). Después del demodulador de video la señal de TV tiene una bifurcación, tal como se muestra en la figura 4.8 Una parte de la señal sigue su camino por los circuitos de video (De-énfasis, Clamp y Amplificador) obteniéndose a la salida la señal de video en estado "puro", es decir únicamente la imagen de la transmisión. En el punto A la señal de TV en BB contiene aún las señales de video, forma de onda de dispersión y subportadoras de audio. Estas últimas serán recuperadas mediante el prototipo propuesto y su circuitería adicional.

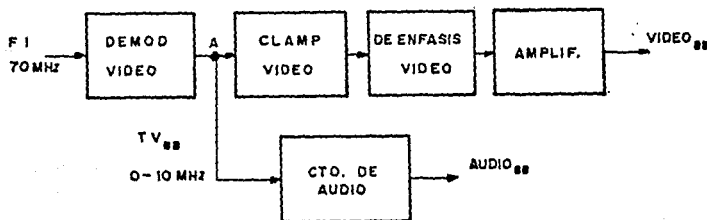


figura 4.8 Recuperación de la señal de TV en BB.



En la figura 4.9 se muestra una forma característica de la señal de audio estereofónica asociada al programa de TV del canal 07 del satélite SATCOM F4 (subportadoras a 6.2 y 6.8 MHz). En esta gráfica se puede apreciar un nivel aproximadamente constante de -10 dBm, ó su equivalente en voltaje

$$V = 61 \text{ mVolts.}$$

Este es aproximadamente el valor en amplitud de la señal que entra al demodulador de audio, mismo que debemos tener presente al realizar nuestras pruebas.

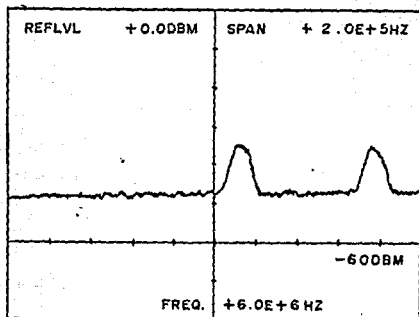


figura 4.9 Señal de audio asociada a un programa de TV.

El PLL empleado en nuestro diseño es capaz de trabajar dentro de un rango dinámico desde 300  $\mu\text{V}$  a 3 V de entrada, mismo que es adecuado comparado con los valores típicos. Además, el prototipo es capaz de proporcionar un nivel de salida constante de 1 V p-p, el cual puede ser ajustado por el potenciómetro  $R_f$  que aparece en la figura 4.4

#### 4.4 Circuitería adicional

Para que un circuito de audio sea práctico, y pueda ser ensamblado directamente en el receptor de TV (punto A de la figura 4.8), éste debe contener además del Demodulador de audio otras etapas necesarias para el procesamiento de la señal tal como se muestra en la figura 4.10

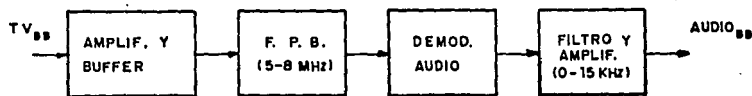


figura 4.10 Circuito de Audio.

#### 4.4.1 El amplificador Buffer.

Este es el primer bloque en la figura 4.10 y sirve para acoplar la impedancia entre el demodulador de video y el filtro de subportadoras. La función principal de esta etapa es proporcionar una salida estable y de baja impedancia, sin la necesidad de proporcionar ganancia a la señal. El circuito empleado consiste en el emisor-seguidor representado en la figura 4.11, el cual tiene una ganancia de voltaje unitaria [ref. 4]

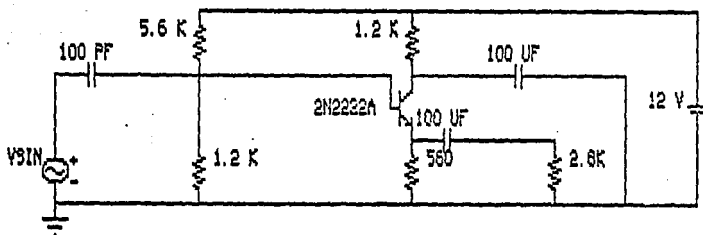


figura 4.11 Amplificador Buffer.

#### 4.4.2 El filtro de subportadoras.

Esta etapa está formada por dos filtros pasivos a base de capacitores e inductancias y tiene el propósito de permitir únicamente el paso de la banda de 5 a 8 MHz, donde se encuentran localizadas las subportadoras de audio. La figura 4.12 muestra el diagrama de un filtro paso banda formado por dos filtros en cascada (un filtro paso bajas más uno paso altas) con frecuencias de corte calculadas en 4.3 y 7.8 MHz.

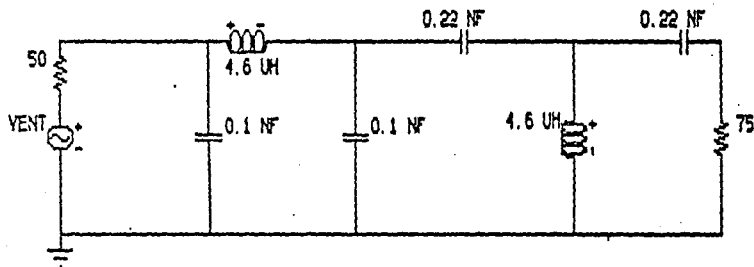


figura 4.12 Filtro pasa banda para subportadoras.

#### 4.4.3 El amplificador y filtro de audio.

La salida del Demodulador de audio representa la señal de audio en banda base del programa de TV. Debido a que la señal de entrada a nuestro demodulador presenta una gran cantidad de ruido

y un nivel de señal portadora bajo<sup>1</sup>, nuestra salida contiene aún una cantidad importante de ruido de altas frecuencias.

Es por esta razón que hacemos pasar a esta señal por un filtro para tener únicamente la banda que nos interesa (de 0 a 15 KHz). El filtro empleado es un filtro pasa bajas activo de tres polos (Butterworth), implementado con un amplificador operacional tal como se muestra en la figura 4.13. El filtro fué diseñado con una ganancia unitaria y una frecuencia de corte de 16 KHz. [ref. 5]

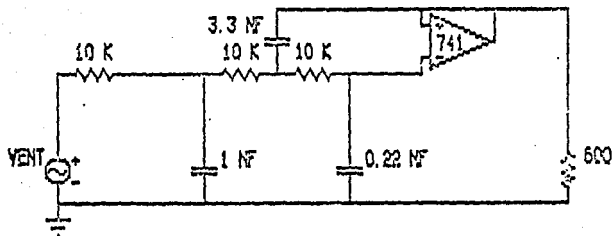


figura 4.13 Filtro pasa bajas para audio

---

<sup>11</sup> La relación portadora a ruido medida en este punto es de aproximadamente C/N= 7 dB, el cual es bajo.

#### 4.4.4 Modulador de FM.

Para poder realizar las pruebas al demodulador necesitaremos de un dispositivo que simule la transmisión de señales de audio en BB con modulación en frecuencia. Para lograr este proposito utilizamos también el CI XR-215, ya que tiene como otra de sus aplicaciones el que puede ser empleado como modulador de FM [ref. 3]. La figura 4.14 presenta el diagrama de conexiones del modulador, en él la frecuencia portadora está determinada por el capacitor  $C_0$ . También puede emplearse la resistencia  $R_x$  para ajustar la frecuencia de corrida libre del modulador en su rango lineal.

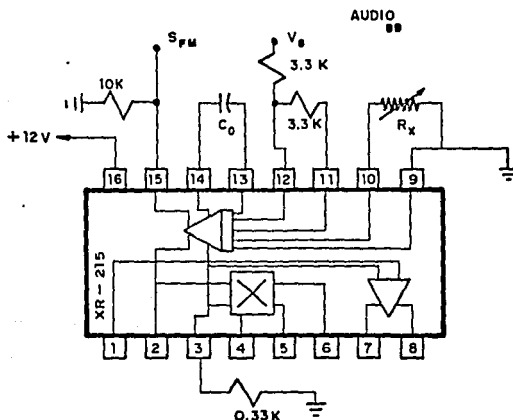


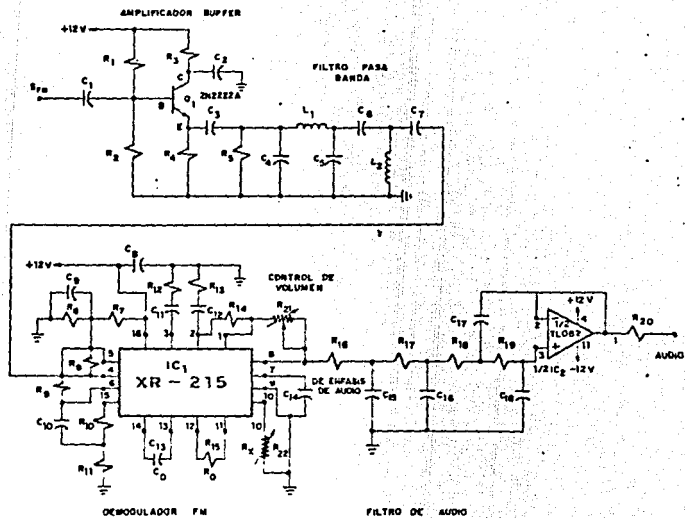
figura 4.14 Modulador de FM

#### 4.5 Implementación del prototipo.

En un principio se trabajaron todos los circuitos en tablilla de laboratorio para facilitar armarlos rápidamente y realizar los ajustes o cambios necesarios. En ésta etapa del proyecto, realizamos distintas pruebas a cada sección por separado para comprobar sus características, las cuales se presentan en el siguiente capítulo. Para realizar las pruebas correctamente se trabajó con dos circuitos, uno en la tablilla y otro en una tarjeta impresa. El empleo de esta última se hizo necesario para eliminar problemas de ruido causados por las rejillas de la tablilla de experimentos. En la figura 4.15 se muestra el diagrama eléctrico final del circuito de audio con todas sus etapas.

En el anexo A se pueden consultar las hojas de datos de los componentes empleados, mismos que pueden ser adquiridos en el mercado nacional. Cabe hacer mención que el presente diseño se puede realizar con ayuda de cualquier PLL, con la única condición de que éste opere en un rango de frecuencias mayor al de la señal portadora.

figura 4.15 Diagrama eléctrico del circuito de audio.





## CAPITULO 5

### PRUEBAS Y CARACTERIZACION DEL PROTOTIPO

En este capítulo presentamos los resultados obtenidos de las pruebas de laboratorio al demodulador propuesto y a la circuiteria adicional cuyo diseño se vió en el capítulo anterior. Todas las pruebas fueron realizadas con el equipo existente en los laboratorios de comunicaciones del Instituto de Investigaciones Electricas (I.I.E.) de Cuernavaca Mor. y de la Escuela Nacional de Estudios Profesionales ARAGON. Además de los equipos de medición apropiados para radiocomunicaciones, estas intituciones cuentan con una estación terrena TVRO cuyas características más importantes se presentan en la tabla 5.1, mientras que en la tabla 5.2 se muestran las coordenadas de los satélites empleados.

A grandes rasgos podemos decir que las pruebas realizadas se presentan en dos bloques. El primero consiste en las pruebas al equipo de recepción, hechas con la finalidad de conocer los principales parámetros considerados en la transmisión de TV por satélite y así establecer los criterios del diseño. El segundo bloque involucra las pruebas de laboratorio tanto del demodulador como de la circuiteria adicional, y representa la parte central de este trabajo.

	I.I.E. Palmira	E.N.E.P. Aragón
COORDENADAS		
Longitud	99.216° O	99.0° O
Latitud	18.866° N	19.5° N
DIAMETRO DE LA ANTENA	2.8 mts.	4.5 mts.
TEMPERATURA DEL ABR	125° K	125° K
MODELO DEL RECEPTOR	S/A 7500	Microdyne 1100

TABLA 5.1 Características de las estaciones TVRO empleadas.

SATELITES EMPLEADOS	I.I.E. Palmira	E.N.E.P. Aragón
Satcom F3R		
Elevación	47.70°	47.17°
Azimuth	242.44	241.88
Satcom F4		
Elevación	61.12°	60.73°
Azimuth	138.02	139.33
Morelos 1		
Elevación	62.66°	61.73°
Azimuth	218.21	217.70

TABLA 5.2 Coordenadas de los satélites empleados.

### 5.1 Niveles de entrada y salida.

Esta prueba consistió en verificar los valores de voltaje y frecuencia típicos de la señal de TV a su paso por el receptor. La tabla 5.3 presenta un resumen de la verificación de calidad de transmisión de los satélites empleados.

ESTACION	SATELITE	TRANSPONDEDOR	COMENTARIOS
Aragón	Satcom F3R	03, 07, 08 12 y 15	Excelente calidad de video y audio
		03 y 11	Transmiten más de 3 subportadoras
Palmira	Satcom F4	01, 03, 08 17 y 20	Buena calidad de video y audio
		07 y 20	Transmiten más de 3 subportadoras

Tabla 5.3 Verificación de los satélites empleados.

Con la ayuda del Analizador de espectros (TEKTRONIX 492P) y del graficador HP-85 se realizó la captura del espectro en frecuencia de la señal de TV en tres puntos importantes:

- A) A la salida del filtro de FI.
- B) A la salida del demodulador de video.
- C) A la entrada del filtro de subportadora.

A continuación presentamos las gráficas obtenidas de la estación terrena Palmira.

A) Espectro a la salida del filtro de FI.

En la gráfica 5.1 pueden apreciarse claramente las espigas (portadoras) de los canales del satélite. La espiga del canal sintonizado se encuentra centrada a 70 MHz y los canales adyacentes separados 20 MHz (Video de Medio Transpondedor). El nivel de la señal puede variar constantemente, pero el receptor trata de mantener un nivel constante de aproximadamente -10 dBm.

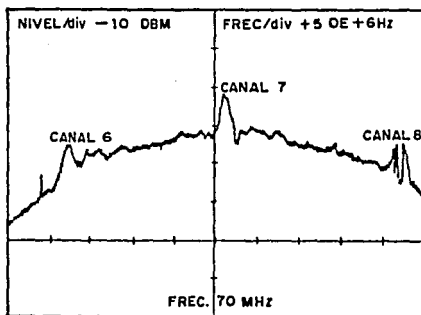


figura 5.1 Espectro en frecuencia del filtro de FI.

B) Espectro a la salida del Demodulador de video.

La señal de video ocupa normalmente un AB de 4.2 MHz con un nivel continuamente variable de aproximadamente -14 dBm. En la figura 5.2 puede notarse además la espiga de la subportadora de audio centrada a 6.8 MHz y con un nivel de -12 dBm.

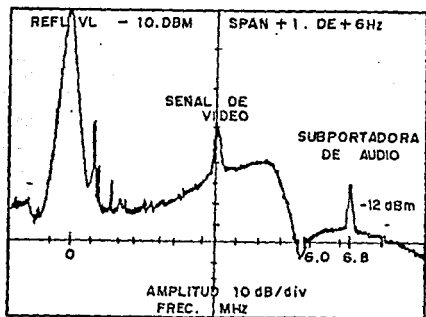


figura 5.2 Espectro en frecuencia del Demodulador de Video.

C) Espectro de la subportadora de Audio.

La subportadora de audio es seleccionada en banda por un filtro muy selectivo centrado a 6.8 MHz y con un ancho de banda estrecho. La figura 5.3 presenta el espectro en frecuencia de una señal en estereofonía (6.2 y 6.8 MHz), con un AB de 200 KHz y

un nivel aproximado de 60 mV.

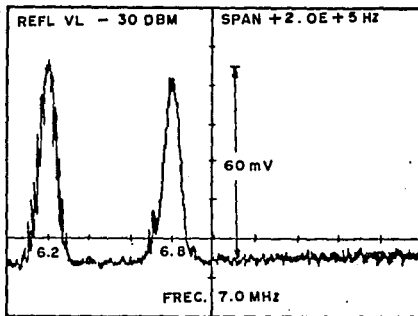


figura 5.3 Espectro de la señal de audio en Stereo.

## 5.2 Pruebas al demodulador de audio.

Para realizar estas pruebas se empleo el circuito modulador como transmisor de la señal de FM, mientras que el circuito Demodulador se empleo como receptor. El diagrama de conexión del equipo empleado se ilustra en la figura 5.4

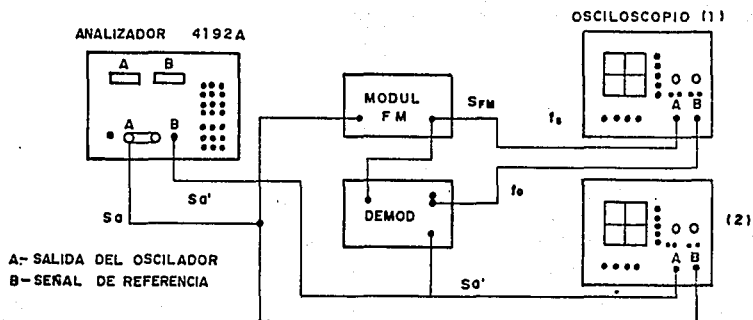


figura 5.4 Equipo empleado para las pruebas del Demodulador.

### 5.2.1 Caracterización del VCO.

Esta prueba nos sirvió para conocer el rango de frecuencias donde el VCO presenta una característica lineal. Como ya se mencionó, la frecuencia del VCO puede ajustarse variando la capacitancia  $C_0$  ó el resistor  $R_x$ . El emplear una capacitancia variable resultó inconveniente porque los valores necesarios para obtener el barrido requerido son muy pequeños (20 a 50 pf). Para centrar la frecuencia en  $\omega_0 = 6.8$  MHz, se

fijó el valor de  $C_0 = 39$  pf y se ajustó el valor de la frecuencia por medio de  $R_x$ , ya que el voltaje entre sus terminales es inversamente proporcional a la frecuencia del VCO (se debe tener cuidado de no colocar  $R_x=0$  porque esto provoca escenso en la temperatura del VCO alterando su frecuencia de barrido). La figura 5.5 muestra el barrido de  $f_0$  en función del voltaje entre las terminales de  $R_x$ .

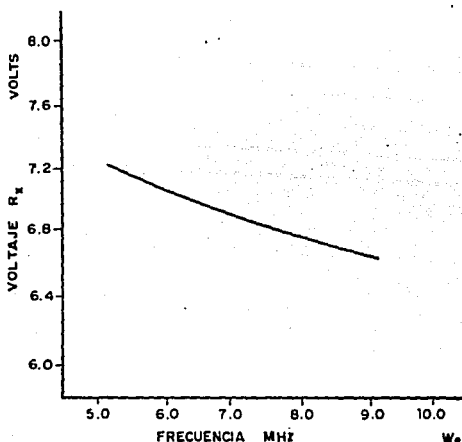


figura 5.5 Característica  $f_0$  vs  $V_R$ .

A pesar de que el fabricante especifica que el XR-215 es un PLL de respuesta amplia (30 MHz), al realizar distintas caracterizaciones se encontró que el rango lineal real es menor a 10 MHz y más todavía su funcionamiento óptimo está por debajo de los 5 MHz.



### 5.2.2) Rangos de adquisición y amarre.

Para realizar esta prueba mantenemos el sistema Modulador-Demodulador trabajando en las condiciones indicadas en la figura 5.6

(En condiciones normales la salida del VCO del Modulador presenta una forma de onda cuadrada de magnitud 500 mV<sub>pp</sub>, mientras que el VCO del Demodulador presenta una señal casi triangular. Teóricamente estos VCO deberían entregar pulsos cuadrados, pero experimentalmente hemos encontrado que a frecuencias mayores de 5 MHz la señal se deforma. Afortunadamente esto no afecta el proceso de recuperación de la señal porque en este tipo de modulación la información se efectúa en las variaciones de frecuencia).

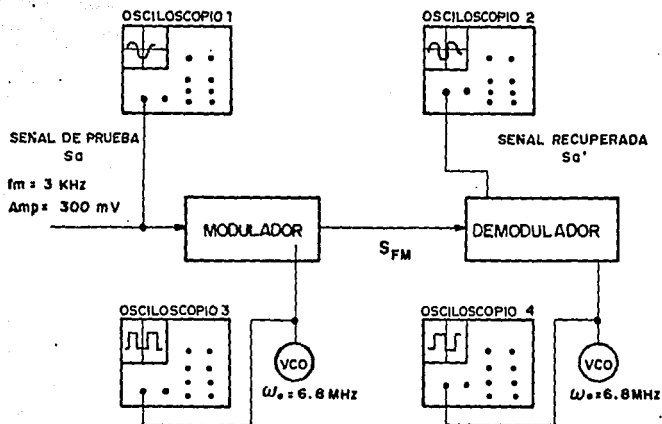


Figura 5.6 Conexión del equipo para obtener los rangos de captura y amarre

Primeramente se sintonizaron ambos VCO a la misma frecuencia (6.8 MHz) y se observó que en estas condiciones la señal de prueba se recupera normalmente, lo cual indica que nos encontramos dentro del rango de captura (ver fig. 5.7(a)).

Para obtener los límites de estos rangos se realizó un barrido de la frecuencia del VCO en el Demodulador por medio de su resistencia de control  $R_x$ . El primer barrido se realizó disminuyendo la frecuencia del VCO hasta el punto en el que la

señal recuperada deja de ser igual a la de prueba (fig. 5.7(b)).

Este punto es conocido como el límite inferior de captura y en nuestro caso fue de

$$f_{C1} = 5.6 \text{ MHz}$$

en este punto la frecuencia del VCO en el Demodulador continua siguiendo a la del Modulador. Disminuyendo más aún la frecuencia del Demodulador se encontró el punto en el que la señal de prueba deja de ser recuperada, provocando que el VCO del Demodulador dejara de seguir al VCO del Modulador. Bajo esta condición revazamos el límite inferior de amarre establecido en

$$f_{L1} = 5.2 \text{ MHz}$$

Para encontrar los límites superiores de captura y amarre se realizó también el barrido de frecuencias del Demodulador pero en sentido inverso. De esta manera se obtuvo

$$f_{C2} = 7.9 \text{ MHz} \quad \text{y} \quad f_{L2} = 8.75 \text{ MHz.}$$

A partir de estos valores tenemos que:

$$\Delta\omega_L = \text{Rango de amarre} = f_{L2} - f_{L1} = 3.55 \text{ MHz}$$

$$\Delta\omega_C = \text{Rango de adquisición} = f_{C2} - f_{C1} = 2.3 \text{ MHz.}$$

La figura 5.7(c) ilustra estos valores.

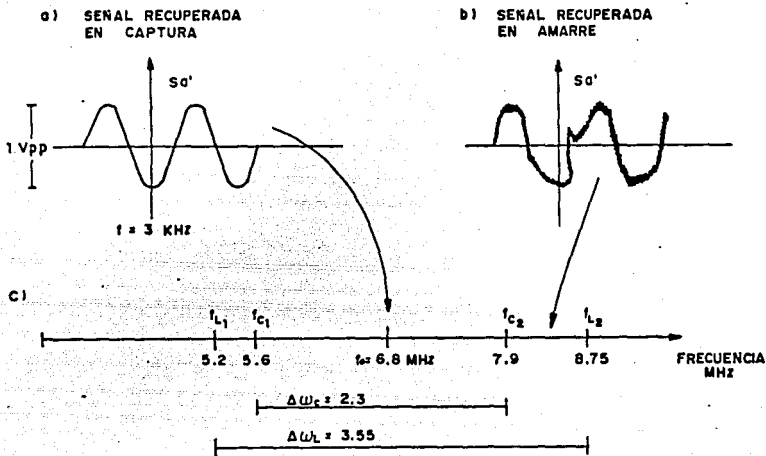


figura 5.6 Valores de  $\Delta\omega_L$  y  $\Delta\omega_C$

Los valores prácticos no son iguales a los calculados en la sección 4.2 ( $\Delta\omega_L = 11.8 \text{ MHz}$  y  $\Delta\omega_C = 0.312 \text{ MHz}$ ), debido básicamente a que entonces considerabamos una ganancia del comparador de fase de 2 Volts, cuando en el circuito real hemos encontrado que su valor es de apenas 1.0 volts. Realizando los cálculos correspondientes vemos que los valores prácticos se acercan a los teóricos. Aún con esto, el hecho de que el PLL presente un rango de adquisición amplio representa un inconveniente importante cuando se trata de sintonizar alguna otra frecuencia subportadora dentro de ese rango.

### 5.2.3 Relaciones S/N y C/N.

La relación (C/N) es una característica de la calidad del sistema receptor en general. A continuación se presenta una tabla de correlación entre la calidad de video recibida y la relación C/N [ref. 6]

C/N (dB)	CALIDAD DE IMAGEN
0 - 3	Imagen apenas perceptible.
4 - 6	Centelleo pesado (ruido impulso), calidad muy pobre, molestias.
7 - 9	Centelleo de medio a brillante. El observador promedio puede juzgar la calidad como pobre o regular.
10 - 12	Sin centelleo notable. Buena calidad de imagen.
13 - 15	Saturación apenas perceptible. Muy buena calidad.
más de 15	Saturación no perceptible. Excelencia de calidad.

TABLA 5.4 CALIDAD DE IMAGEN vs C/N

A continuación se presenta una relación matemática rigurosa para determinar las relaciones de Señal a Ruido (S/N) y de Portadora a Ruido (C/N) en sistemas de TV por satélite [ref. 7]. Para una señal de audio se determinan los valores de la forma siguiente:

$$\frac{C}{N} = \frac{C}{N_0} + 20 \text{Log} \frac{\Delta F_{sc}}{F_{sc}} - 10 \text{Log} B_{sc} - 3 \quad \text{--- (5.1)}$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{prgm}} = \frac{C}{N_0} + 20 \text{Log} \frac{\Delta F_{sc}}{F_{sc}} + 20 \text{Log} \frac{\Delta F_a}{B_{na}} - 10 \text{Log} B_{na} - 1.25 \quad \text{--- (5.2)}$$

donde

$C/N_0$  = relación portadora a densidad de ruido térmico

$\Delta F_{sc}$  = Desviación pico de la subportadora, en MHz

$F_{sc}$  = Frecuencia de la subportadora, en MHz

$B_{sc}$  = AB del filtro de subportadora de audio, en MHz

$B_{na}$  = AB del filtro de audio en BB con respecto al ruido triangular, en MHz.

$\Delta F_a$  = Desviación pico de la subportadora para tono de prueba

tomando los valores típicos presentados por Harris [ref.7]

$$C/N_0 = 34 \text{ dB}$$

$$B_{sc} = 600 \text{ KHz}$$

$$\Delta F_{sc} = 1 \text{ MHz}$$

$$B_{na} = 6.344 \text{ KHz}$$

$$F_{sc} = 6.8 \text{ MHz}$$

$$\Delta F_a = 150 \text{ KHz}$$

de aquí obtenemos los valores teóricos de  $C/N$  y  $S/N$

$$C/N = 16.55 \text{ dB} \quad \text{y} \quad (S/N)_{\text{prgm}} = 66.5 \text{ dB}$$

Keith Larson [ref. 6] realizó un estudio de la relación (C/N) de todos los canales del SATCOM F3R obteniendo valores promedio de 13 dB. El método que se empleó, aunque subjetivo, permite realizar mediciones sin necesidad de mover el plato reflector y limitando la precisión de la medición a  $\pm 1$  dB o menos dependiendo de la habilidad del operador. El método es llamado Método del Analizador de Espectros y consiste básicamente en obtener los niveles máximos de las espigas (portadoras) de cada canal. Del mismo modo se obtiene el máximo valor del ruido al eliminar la señal portadora; esto último se realiza colocando el conversor de bajada (D/C) a una frecuencia intermedia entre dos canales adyacentes. La diferencia de las lecturas indica la relación C/N en dB del equipo receptor.

Para obtener las relaciones C/N y S/N en forma práctica nosotros empleamos un método similar al que llamamos Método del Osciloscopio de Memoria, el cual consiste básicamente en los siguientes pasos:

1o.- Operar el sistema con valores de entrada y salida típicos.

2o.- Observar la señal a prueba mediante el osciloscopio de Memoria, realizando un promedio de diferentes lecturas y su correspondiente captura. (Es importante conocer el valor de la impedancia de entrada del equipo de prueba en caso de que se desee obtener el valor de la potencia).

3o.- Medir el valor pico-pico de la señal a prueba y calcular su valor medio cuadrático (RMS) mediante

$$V_{rms} = \frac{V_{p-p}}{2\sqrt{2}}$$

4o.- Eliminar el nivel de la señal a prueba y medir directamente del osciloscopio el valor RMS del ruido ( $N_{rms}$ ). Es importante que la captura en memoria del ruido se realice sin promediarlo para realizar una correcta medición.

5o.- Obtener el valor en decibeles mediante la relación

$$\frac{S}{N} = 20 \log \frac{S_{rms}}{N_{rms}} \quad \text{--- (dB)}$$

Empleando este método se realizó la medición de la relación S/N del diseño propuesto. El diagrama de conexión del equipo es como el de la figura 5.4, solo que aquí se sustituyó el osciloscopio No. 2 por el de memoria (TEKTRONIX 2445).

Medición de la relación S/N

Pasos 1o y 2o .- El valor de la señal de entrada al Modulador es de 300 mV<sub>p-p</sub> y frecuencia de 1 KHz.

Paso 3o.- A la salida del Demodulador tenemos la señal recuperada, con la ayuda del osciloscopio de memoria obtenemos su valor pico-pico



$$S_{pp} = 1.086 \text{ volts}$$

$$\text{y su valor RMS} \quad S_{rms} = 380 \text{ mVolts}$$

Paso 4o.- Eliminando la señal del generador obtenemos el ruido total del sistema Modulador-Demodulador.

$$N_{rms} = 1.685 \text{ mVolts}$$

Paso 5o.- El valor de la relación señal a ruido del sistema es:

$$\frac{S}{N} = 20 \log \frac{380}{1.68} = 47 \text{ dB}$$

De acuerdo con los valores obtenidos teóricamente, podemos considerar este valor como una buena relación S/N.

#### Medición de la relación C/N

La medición de la relación C/N se realizó del sistema receptor del I.I.E.-Palмира, modelo Scientific/Atlanta 7500, inmediatamente despues del filtro de subportadora.

Paso 1o y 2o .- La señal presente en este punto consiste en una onda senoidal de amplitud y frecuencia constantes. Su frecuencia es de 6.8 MHz, amplitud 69 mV<sub>pp</sub> y va montada en un nivel de DC de 1.5 V.

Paso 3o. - Medimos el valor pico de la señal por medio de puntas de prueba.

$$C_{pp} = 69 \text{ m Volts}$$

$$\text{valor rms} \quad C_{rms} = 24.44 \text{ mVolts.}$$

Paso 4o.- Aterrizamos momentaneamente la señal portadora para medir el valor del ruido

$$N_{rms} = 10.96 \text{ mVolts}$$

Paso 5o.- El valor de la relación Portadora a ruido es:

$$\frac{C}{N} = 20 \log \frac{24.44}{10.96} = 7 \text{ dB}$$

Este fue el valor de la relación C/N presente a la entrada del Demodulador de audio. Tomando como patrón la tabla 5.2, este valor es considerado bajo, aunque esto no representa mucho problema en el receptor porque este cuenta con componentes de buena calidad para el procesamiento de la señal, presentando al final una señal de audio bastante aceptable.

#### 5.2.4 Respuesta en frecuencia del Demodulador.

La respuesta en frecuencia de un sistema se define como la respuesta del sistema, en el estado estable, a una señal senoidal de entrada con amplitud constante, pero de frecuencia variable. Nosotros realizamos dos mediciones de dicha característica. Primeramente se obtuvo la respuesta en frecuencia exclusivamente del Demodulador, para esto se conectó el equipo como se muestra en la figura 5.4, solo que ahora agregamos un graficador X-Y a la salida del generador de barrido del Analizador de Impedancias quedando como en la figura 5.7

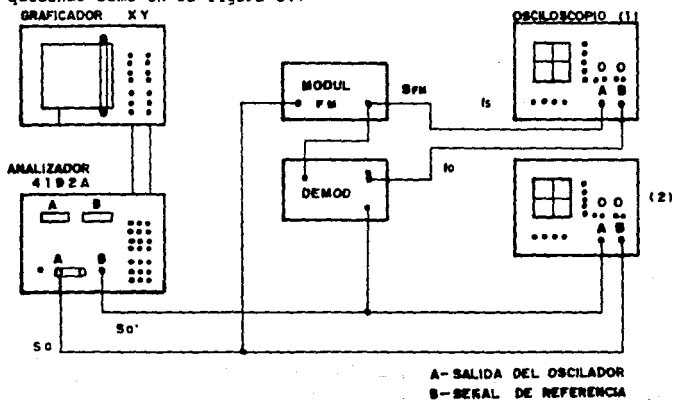


figura 5.7 Conexión del equipo para obtener la respuesta en frecuencia del demodulador de audio.

La figura 5.8 presenta la gráfica obtenida en la prueba, en ella se puede apreciar como el demodulador tiene una respuesta casi plana (-1.2 dB) de 0 a 250 KHz, donde se presenta la frecuencia de corte, y apartir de este punto la ganancia disminuye rápidamente. Esta gráfica nos proporciona información de las frecuencias que pueden ser facilmente recuperadas por el Demodulador cuando se modulan con un señal portadora de 6.8 MHz.

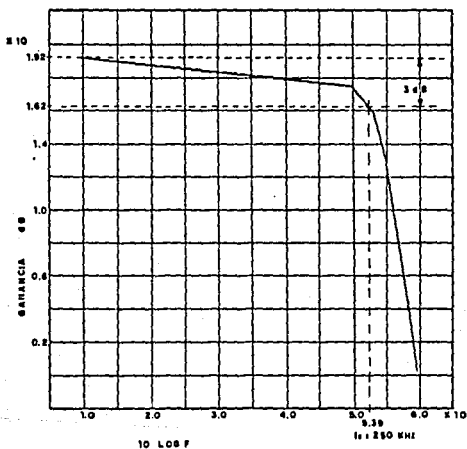


figura 5.8 Respuesta en frecuencia del Demodulador.

La segunda medición se realizó con el circuito de audio trabajando íntegramente (amplificador, filtro de subportadora, Demodulador y filtro de audio), en el que solo realizamos un barrido de 0 a 25 KHz que representa el rango de frecuencias de

interés. En la gráfica 5.9 se muestra la respuesta obtenida y en ella puede observarse claramente la función del filtro.

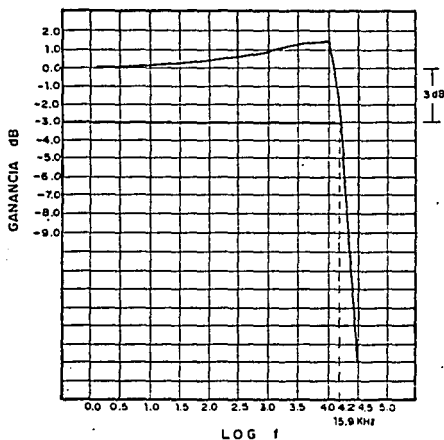


figura 5.9 Respuesta en frecuencia del circuito de audio.

### 5.3 Pruebas a la circuitería adicional.

Como se recordará de la sección 4.3, el circuito de audio además del demodulador contiene al amplificador Buffer, el filtro de subportadoras y el filtro de salida necesarios para el correcto procesamiento de la señal, tal como se ilustra en la figura 4.10. A continuación presentamos las pruebas realizadas para verificar el correcto funcionamiento de dicha circuitería.

### 5.3.1 Impedancia de salida del Amplificador Buffer.

La utilidad más importante de esta etapa es acoplar las impedancias entre el demodulador de video y el resto del circuito de audio. La idea consiste en que el amplificador tenga una alta impedancia de entrada para limitar la corriente consumida de la etapa previa y una pequeña impedancia de salida para permitir el libre flujo de corriente a la etapa siguiente.

Como se había calculado la ganancia del amplificador es casi unitaria, por lo que la salida sigue en voltaje a la entrada. La impedancia de salida del amplificador se puede obtener a partir del método del divisor de voltaje [ref. 4] siguiendo el esquema de la figura 5.10 El método consiste en los siguientes pasos:

- a) Se mide el voltaje de salida del amplificador sin carga ( $V_0$ ), esto es, el voltaje del amplificador a circuito abierto.
- b) Se conecta una resistencia variable de carga  $R_L$  a la salida del amplificador.
- c) Variar el valor de  $R_L$  hasta que el voltaje entre sus terminales ( $V_0'$ ) sea  $1/2 V_0$ . Cuando se tiene esta relación se garantiza que el valor de  $R_L$  es el mismo que el de la impedancia de salida del amplificador.

d) Medir el valor de  $R_L = Z_o$ .

En nuestro amplificador se obtuvo un valor de

$Z_o = 45 \Omega$  que no está lejos de lo calculado.

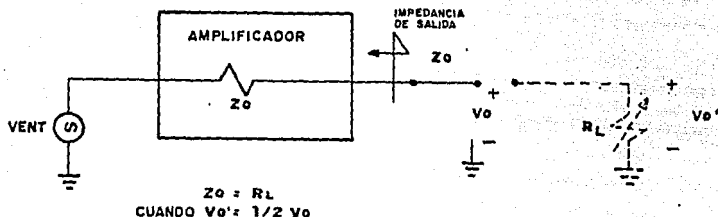


figura 5.10 Medición de la impedancia de salida del amplificador.

### 5.3.2 Respuesta del filtro paso Banda.

La figura 5.11 presenta la respuesta en frecuencia del filtro paso banda de la sección 4.3.2 al aplicarle una señal senoidal de 300 mVolts con un barrido de 0 a 100 MHz. En la gráfica se pueden observar claramente las frecuencias de corte (3.7 y 7.8 MHz) cuya banda permite el fácil paso de las subportadoras. Estos valores son diferentes a los calculados

teóricamente debido a variaciones en el valor nominal de las inductancias y a la carga que representa el demodulador.

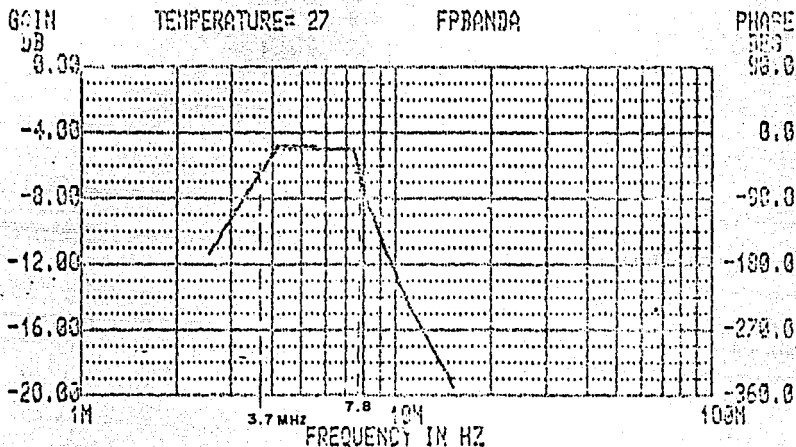


figura 5.11 Respuesta del Filtro de subportadoras

### 5.3.3 Respuesta del Filtro pasa bajas de audio.

El objetivo de este filtro es limpiar la señal recuperada del ruido adherido durante la demodulación. La figura 5.12 representa la respuesta en frecuencia del filtro presentado en la sección 4.3.3, en ella se puede apreciar que la respuesta permanece plana con ganancia unitaria (0 dB). La respuesta de corte se localiza a 17 KHz y a partir de aquí la señal es atenuada hasta ser completamente eliminada.



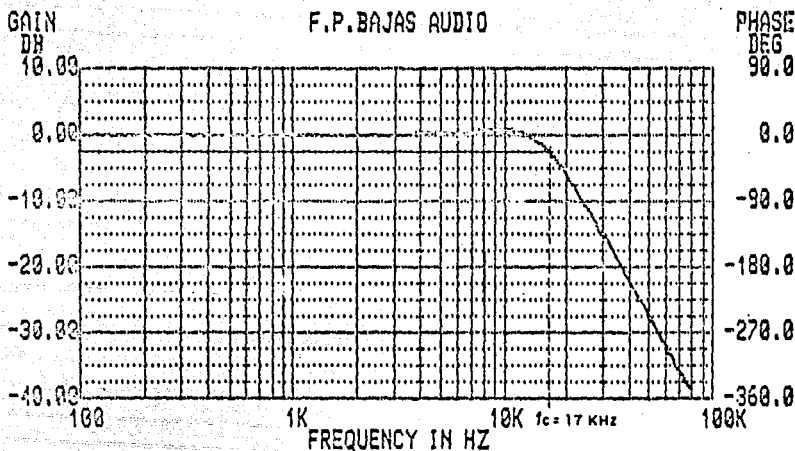


figura 5.12 respuesta del F.P. Bajas para audio.

#### 5.4 Prueba de recuperación práctica.

Esta última etapa de pruebas consistió en observar la respuesta del circuito de audio integrando cada una de sus partes, tal como se muestra en la figura 5.13

En el punto (a) de la figura se presenta la señal de información en BB consistente en un tono de prueba de amplitud 300 mV y frecuencia de 3 KHz ( $S_a$ ). Después de ser modulada (punto b), la señal en BB es enviada al circuito de audio por medio del amplificador Buffer y seleccionada en banda por el

filtro de subportadora. En este punto (d) se observa la señal de FM como una senoide de frecuencia 6.8 MHz y amplitud constante con variaciones de frecuencia apenas perceptibles. A la salida del demodulador, punto (e) de la figura, se tiene el tono de prueba recuperado pero con señales de ruido adherido. El filtro pasa bajas se encarga de eliminar dicho ruido, además de limitar el ancho de banda únicamente a las señales de interés (0 a 15 KHz).

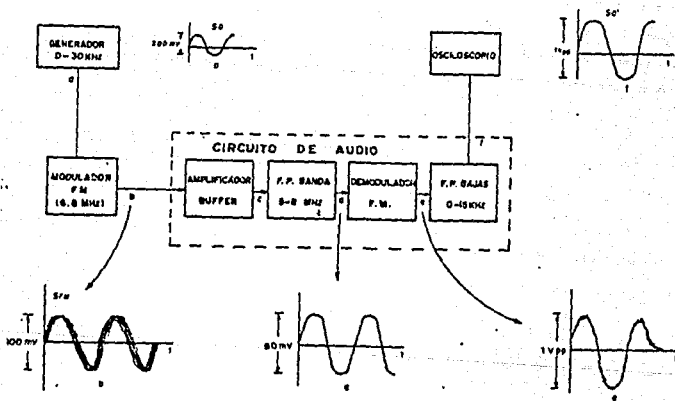


figura 5.13 Recuperación práctica del audio.

Una vez verificada la recuperación del tono de prueba en el laboratorio sometimos nuestro prototipo a la acción de una transmisión de TV real. Para esto eliminamos el generador y el modulador del arreglo de la figura 5.13, conectando el punto (b) directamente a la última etapa del filtro de subportadora del receptor de TV y, para valorar la calidad de la señal recuperada, sustituimos el osciloscopio por un amplificador de audio de propósito didáctico. Una vez conectado y encendido el equipo realizamos los ajustes necesarios para obtener la mejor calidad de audio.

En estas condiciones la recuperación del audio se consigue exitosamente, aunque existen algunos problemas al tratar de localizar subportadoras distintas de 6.8 MHz. Esto se debe básicamente a tres factores importantes:

- 1) Los rangos de adquisición y amarre del PLL son muy grandes por lo que una vez sintonizada la frecuencia del Demodulador ( $f_0$ ), ésta se sincroniza con la frecuencia de la subportadora durante todo el rango evitando la sintonía de subportadoras adyacentes;

- 2) La potencia de la subportadora de 6.8 MHz es mayor que la de las otras subportadoras por lo que interfiere en la localización de las más cercanas; y

3) En los receptores usados, al igual que en la mayoría de los receptores comerciales, el filtro de subportadora es sintonizado únicamente a la frecuencia deseada (6.8 MHz en nuestro caso), con un ancho de banda lo bastante estrecho para permitir solamente el paso de la banda de interés. Esto se hace con el fin de tener la mayor relación de C/N a la entrada del demodulador y así recuperar la señal sin problemas.

Dadas estas limitantes nos tuvimos que ajustar únicamente a la recuperación de la subportadora de 6.8 MHz. Si se desea realizar la sintonía de otras subportadoras debemos de solventar los problemas anteriores mediante las pautas presentadas en el siguiente capítulo.

Con la realización de esta última prueba pudimos comprobar las ventajas y desventajas de emplear un sistema PLL como circuito detector en transmisión de señales de TV por satélite. En el siguiente capítulo presentamos un resumen de las conclusiones obtenidas en el desarrollo del presente trabajo.

## CAPITULO 6

# C O N C L U S I O N E S

El objetivo principal de nuestro trabajo, recuperar la señal de audio en transmisiones de señales de televisión vía satélite, se cumplió satisfactoriamente con la última prueba al prototipo, la recuperación práctica de la señal de audio en una transmisión normal.

Durante el desarrollo de este trabajo se encontraron algunos problemas que se comentan en los siguientes incisos. Este trabajo también nos permite afirmar que, si bien la técnica de sistemas PLL es poco conocida, estos sistemas pueden ser usados en varias aplicaciones entre las que destacan la Modulación-Demodulación de señales FSK y FM, con buenos resultados.

## 6.1 Problemas en la adquisición de componentes.

La idea que dió origen al presente trabajo es un proyecto ambicioso en el que se busca la fabricación de estaciones terrenas TVRO nacionales. Para este fin se realizó una investigación de los módulos necesarios para su implementación. Como resultado de este estudio encontramos diversos esquemas que pueden ser empleados para el diseño de receptores de video. Debido a problemas en la adquisición de componentes necesarios para el manejo de radiofrecuencias (amplificadores, limitadores y filtros de FI), el trabajo se tuvo que limitar a la implementación del Demodulador de audio.

Definido nuestro objetivo nos dimos a la tarea de buscar el mejor esquema para conseguir la recuperación de la señal de audio. En base a un estudio de los esquemas más empleados optamos por el uso de un Lazo de Amarre de Fase (PLL) como detector de la señal de FM. Donald E. Best [ref. 8] presenta un estudio del estado del arte de los PLL en circuitos integrados (CI) disponibles hasta 1983. De los componentes presentados los fabricados por EXAR (XR-215 y XRS200) y por SIGNETICS (NE561, NE562 y NE564) presentan las características más adecuadas para nuestro proposito.

De los anteriores CI el único que puede conseguirse en el mercado nacional es el XR-215, aunque este no es el más idóneo ya que presenta algunas deficiencias que se verán más adelante. El resto de los componentes no presentan gran problema ya que casi

todos son de fácil adquisición, a excepción de las inductancias que deben ser de importación, ya que las hechas en el país presentan grandes variaciones de sus valores nominales. En el apéndice B se muestra la lista de componentes empleados así como su precio y facilidad de adquisición en el mercado nacional. De esta lista podemos observar que la implementación del prototipo resulta económica, menor de 25 mil pesos, y además se puede reducir su precio con su producción en serie.

## 6.2 Problemas de Diseño.

Aunque el empleo de un PLL completamente caracterizado, como lo es el XR215; nos facilitó el diseño, debemos destacar que este PLL en particular no es el más idóneo ya que presenta variaciones en las características proporcionadas por su fabricante. Entre los problemas más importantes del XR215 podemos mencionar:

- El rango de frecuencias donde el VCO presenta una característica lineal es menor a 10 MHz aunque el fabricante especifica 35 MHz.
- La forma de onda cuadrada del VCO se distorsiona para frecuencias mayores de 5 MHz.
- La ganancia del comparador de fase ( $K_d$ ) es menor que la indicada.

- La relación señal a ruido medida (47 dB) es menor que la indicada (65 dB).
- Existen grandes variaciones en los parámetros de los CI de una misma familia. Por ejemplo, la amplitud de la señal del VCO puede variar desde 200 mV<sub>pp</sub> hasta 2 V<sub>pp</sub> de un CI a otro, esto provoca diferencias en la amplitud de la señal recuperada.
- El hecho de contar con rangos amplios de adquisición y amarre impide la sintonía de otras subportadoras, por lo que debe procurarse realizar ajustes más precisos en la frecuencia de corrida libre  $f_0$ .

Otro tipo de problemas es que se refiere a los componentes pasivos de valores críticos como son los capacitores de valor muy pequeño (del orden de los nano y picofaradios) y las inductancias que presentan variaciones en sus valores nominales de acuerdo con la frecuencia de trabajo.



### 6.3 Conclusiones Generales.

Del desarrollo de nuestro trabajo podemos obtener tres conclusiones importantes referidas a la aplicación de sistemas PLL en la recepción de televisión por satélite.

I) La primera, y para nosotros la más importante, es que el sistema PLL puede ser empleado confiablemente en la recuperación de señales moduladas en frecuencia presentando las siguientes ventajas:

i) El sistema es fácil de alinear.

ii) No emplea inducancias (circuitos tanque) para la detección, lo que reduce el ruido por el uso de elementos discretos.

iii) Se trata de elementos completamente integrados lo que se traduce en disminución de componentes, simplificación de equipos y ahorro de espacio.

II) Se puede mejorar la selectividad del sistema para que sea capaz de recuperar otras subportadoras realizando un ajuste más preciso del voltaje de control del XR215 o bien cambiando este por otro PLL de mejor comportamiento.

La gran mayoría de los diseños de demoduladores de FM investigados emplean el NE564 para realizar esta función. El NE564 es un PLL de propósito general empleado para MODEMS de alta velocidad (FSK y FM) con salidas compatibles de TTL y ECL. Este PLL se hace particularmente atractivo porque maneja frecuencias de 0 a 50 MHz y porque, además de contar con los bloques tradicionales (VCO, comparador de fase y amplificador) éste cuenta con un limitador de señal de entrada, un recuperador de DC y un Schmitt Trigger (disparador) compatible directamente con TTL. Este PLL puede conseguirse en los Estados Unidos de Norteamérica a un precio no muy alto (\$ 1.30 US/dlls.) con el que podemos realizar un demodulador más económico y de mayor calidad.

III) Finalmente, como los PLL pueden emplearse para la demodulación de cualquier señal de FM, este tipo de técnicas también puede emplearse para la recuperación de la señal de video en el receptor de TV. El demodular la señal de video implica eliminar la portadora de 70 MHz (F1) para lo cual empleamos el NE564 de una manera un poco inusual [ref. 9]. Debido a que el NE564 tiene una frecuencia de trabajo máxima de 50 MHz debe realizarse un ajuste en la frecuencia de entrada para que la señal sea procesada. La solución es emplear un divisor de frecuencia a la entrada convirtiéndola en una salida de 35 MHz que puede ser rastreada más fácilmente por PLL.

Con estas reflexiones damos por concluido la elaboración de nuestro trabajo de tesis. Quedan aún algunos problemas por resolver y mejoras que realizar al prototipo propuesto, pero de momento quedan fuera de nuestros objetivos básicos, considerese simplemente a ésta como una aproximación más para lograr la fabricación nacional de equipo de comunicaciones.

A P E N D I C E S

A P E N D I C E      A

HOJAS DE DATOS DE LOS COMPONENTES EMPLEADOS.

A continuación presentamos las hojas de datos del P L L empleado en el diseño ( EXAR-215 ), así como las hojas del - NE-564 (fabricado por signetics) por considerar que estos pueden ser de utilidad en posteriores trabajos relacionados con el tema.

Se omiten las hojas de datos de los amplificadores , el TL082 y el 2N2222 porque estos se pueden consultar con gran facilidad en los establecimientos dedicados a la venta de componentes electrónicos.

# XR-215

## Monolithic Phase-Locked Loop

The XR-215 is a highly versatile monolithic phase-locked loop (PLL) system designed for a wide variety of applications in both analog and digital communication systems. It is especially well suited for FM or FSK demodulation, frequency synthesis and tracking filter applications. The XR-215 can operate over a large choice of power supply voltages ranging from 5 volts to 26 volts and a wide frequency band of 0.5 Hz to 35 MHz. It can accommodate analog signals between 300 microvolts and 3 volts and can interface with conventional DTL, TTL and ECL logic families.

Figure 1 contains a functional block diagram of the XR-215 monolithic PLL system. The circuit consists of a balanced phase comparator, a highly stable voltage-controlled oscillator (VCO) and a high speed operational amplifier. The phase comparator outputs are internally connected to the VCO inputs and to the non-inverting input of the operational amplifier. A self-contained PLL system is formed by simply ac coupling the VCO output to either of the phase comparator inputs and adding a low-pass filter to the phase comparator output terminals.

The VCO section has frequency sweep, on-off keying, sync, and digital programming capabilities. Its frequency is highly stable and is determined by a single external capacitor. The operational amplifier can be used for audio preamplification in FM detector applications, or, as a high speed sense amplifier (or comparator) in FSK demodulation.

### FEATURES

- Wide Frequency Range: 0.5 Hz to 35 MHz
- Wide Supply Voltage Range: 5V to 26V
- Digital Programming Capability
- DTL, TTL and ECL Logic Compatibility
- Wide Dynamic Range: 300  $\mu$ V to 3V
- ON-OFF Keying and Sweep Capability
- Wide Tracking Range: Adjustable from  $\pm 1\%$  to  $\pm 50\%$
- High-Quality FM Detection: Distortion 0.15%  
Signal/Noise 65dB

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply	26 volts
Power Dissipation	750 mW
Derate above +25°C	5 mW/°C
Temperature Storage	-65°C to +150°C

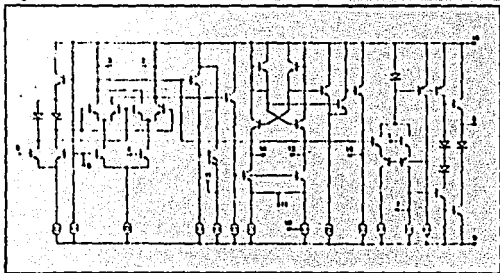
### APPLICATIONS

- FM Demodulation
- Frequency Synthesis
- FSK Coding/Decoding (MODEM)
- Tracking Filters
- Signal Conditioning
- Tone Decoding
- Data Synchronization
- Telemetry Coding/Decoding
- FM, FSK and Sweep Generation
- Crystal Controlled Detection
- Wide-band Frequency Discrimination
- Voltage-to-Frequency Conversion

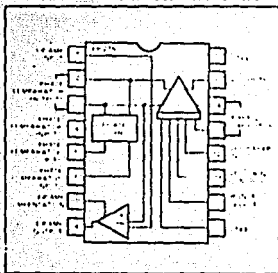
### AVAILABLE TYPE

Part Number	Package	Operating Temperature
XR-215CN	Ceramic	0°C to 75°C

### EQUIVALENT SCHEMATIC



### FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



CHARACTERISTICS	LIMITS			UNITS	CONDITIONS
	MIN.	TYP.	MAX.		
<b>I - GENERAL CHARACTERISTICS</b>					
Test Conditions: $V^* = 12V$ (single supply), $T_A = 25^\circ C$ , Test Circuit of Figure 2 with $C_0 = 100 pF$ , (silver mica) $S_1, S_2, S_3$ , closed, $S_4$ open unless otherwise specified.					
SUPPLY VOLTAGE					
Single Supply	5		$\sqrt{26}$	V dc	See Figure 2
Split Supply	$\pm 2.5$		$\pm 13$	V dc	See Figure 3
Supply Current	8	11	15	mA	See Figure 2
Upper Frequency Limit	20	35		MHz	See Figure 2, $S_1$ open, $S_4$ closed
Lowest Practical Operating Frequency		0.5		Hz	$C_0 = 500 pF$
<b>VCO SECTION:</b>					
Stability					
Temperature		250	600	ppm/ $^\circ C$	See Figure 2, $0^\circ C < T_A \leq 75^\circ C$ , $V^* > 10V$
Power Supply		0.1		%/V	$S_3$ closed, $S_4$ open, $0 < V_S < 6V$
Sweep Range	5:1	8:1			See Figure 9, $C_0 = 2000 pF$
Output Voltage Swing	1.5	2.5		V <sub>p-p</sub>	$S_5$ open
Rise Time		20		ns	
Fall Time		20		ns	10 pF to ground at Pin 15
<b>PHASE COMPARATOR SECTION:</b>					
Conversion Gain		2		V rad	$V_{in} > 50 mV$ rms (See characteristic curves)
Output Impedance		6		k $\Omega$	Measured looking into Pins 2 or 3
Output Offset Voltage		20	100	mV	Measured across Pins 2 and 3 $V_{in} = 0, S_5$ open
<b>OP AMP SECTION:</b>					
Open Loop Voltage Gain	66	80		dB	$S_2$ open
Slew Rate		2.5		V/ $\mu$ sec	$AV = 1$
Input Impedance	0.5	2		M $\Omega$	
Output Impedance		2		k $\Omega$	
Output Swing	7	10		V <sub>p-p</sub>	$R_1 = 30 k\Omega$ from Pin 8 to ground
Input Offset Voltage		1		mV	
Input Bias Current		80		nA	
Common Mode Rejection		90		dB	
<b>II - SPECIAL APPLICATIONS</b>					
<b>A) FM Demodulation</b>					
Test Conditions: Test circuit of Figure 4, $V^* = 12V$ , input signal: 10.7 MHz FM with $df = 75 kHz$ , $f_{mod} = 1 kHz$ .					
Detection Threshold		0.8	3	mV rms	50 $\Omega$ source
Demodulated Output Amplitude	250	500		mV rms	Measured at Pin 8
Distortion (1HD)		0.15	0.5	%	
AM Rejection		40		dB	$V_{in} = 10 mV$ rms, 30% AM
Output Signal Noise	55	65		dB	
<b>B) Tracking Filter</b>					
Test Conditions: Test circuit of Figure 5, $V^* = 12V$ , $f_0 = 1 MHz$ , $V_{in} = 100 mV$ rms, 50 $\Omega$ source.					
Tracking Range (% of $f_0$ )	$\pm 30$	$\pm 50$			See Figures 5 and 25
Discriminator Output					
$\frac{\Delta V_{out}}{\Delta f_{in}}$		50		mV/%	Adjustable See applications information

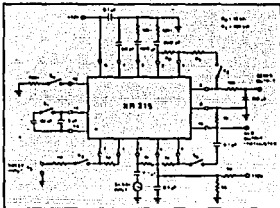


Figure 2. Test Circuit for Single Supply Operation

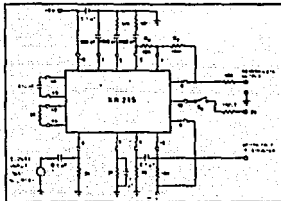


Figure 3. Test Circuit for Split Supply Operation

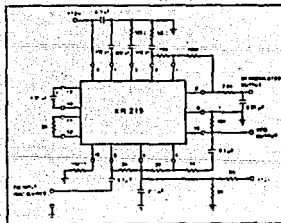


Figure 4. Test Circuit for FM Demodulation

#### DESCRIPTION OF CIRCUIT CONTROLS

##### PHASE COMPARATOR INPUTS (PINS 4 AND 6)

One input to the phase comparator is used as the signal input, the remaining input should be a. coupled to the VCO output (pin 15) to complete the PLL (see Figure 2). For split supply operation, these inputs are biased from ground as shown in Figure 3. For single supply operation, a relative bias string similar to that shown in Figure 2 should be used to set the

bias level at approximately  $V_{CC}/2$ . The dc bias current at these terminals is nominally  $8 \mu A$ .

##### PHASE COMPARATOR BIAS (PIN 5)

This terminal should be dc biased as shown in Figure 2 and 3, and ac grounded with a bypass capacitor.

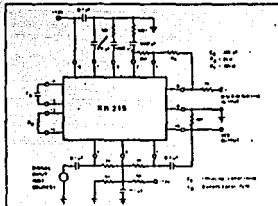


Figure 5. Test Circuit for Tracking Filter

##### PHASE COMPARATOR OUTPUTS (PINS 2 AND 3)

The low frequencies test dc voltage across these pins corresponds to the phase difference between the two signals at the phase comparator inputs (pins 4 and 6). The phase comparator outputs are internally connected to the VCO control terminals (see Figure 1). One of the outputs (pin 15) is internally connected to the non-inverting input of the operational amplifier. The low pass filter is achieved by connecting an RC network to the phase comparator outputs as shown in Figure 3.

##### VCO TUNING CAPACITOR (PINS 13 AND 14)

The VCO free running frequency,  $f_0$ , is inversely proportional to tuning capacitor  $C_T$  connected between pins 13 and 14. (See Figure 3).

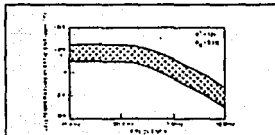


Figure 6. Typical VCO Temperature Coefficient Range as a Function of Operating Frequency (pin 10 output)

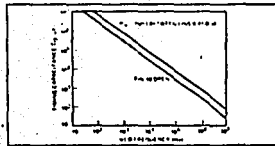


Figure 7. VCO Free Running Frequency vs Tuning Capacitor



### VCO OUTPUT (PIN 15)

The VCO produces approximately a 2.5 V<sub>p</sub> output signal at this pin. The dc output level is approximately 2 volts below V<sub>CC</sub>. This pin should be connected to pin 9 through a 10 kΩ resistor to increase the output current drive capability. For high voltage operations (V<sub>CC</sub> > 20V), a 20 kΩ resistor is recommended. It is also advisable to connect a 300Ω resistor in series with this output for short circuit protection.

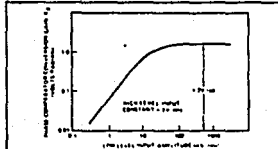


Figure 8 Phase Comparator Conversion Gain, k.g., versus Input Amplitude

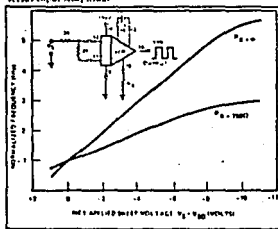


Figure 9 Sweep Frequency Characteristics as a Function of Applied Sweep Voltage

(Note: V<sub>CC</sub> = V<sub>EE</sub> = 3V - Open Circuit Voltage at pin 12)

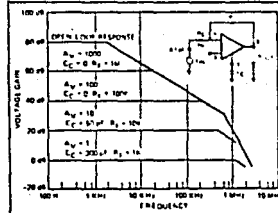


Figure 10 XR-215 Op Amp Frequency Response

### VCO SWEEP INPUT (PIN 13)

The VCO frequency can be swept over a broad range by applying an analog sweep voltage, V<sub>s</sub>, to pin 12 (see Figure 9). The sweep level looking into the sweep input is approximately 50Ω. Therefore, for sweep applications, a current limiting resistor, R<sub>S</sub>, should be connected in series with this terminal. Typical sweep characteristics of the circuit are shown in Figure 9. The VCO temperature dependence is minimum when the sweep input is not used.

**CAUTION:** For safe operation of the circuit, the maximum current, I<sub>S</sub>, drawn from the sweep terminal should be limited to 5 mA, or less under all operating conditions.

**TESTING:** With pin 10 open circuited, the VCO can be keyed off by applying a positive voltage pulse to the sweep input terminal. With R<sub>S</sub> = 2 kΩ, no load, a 200 μs step of the applied potential at pin 12 is raised 3 volts above its open-circuit value. When sweep, sym, or on/off keying functions are not used, R<sub>S</sub> should be left open circuited.

### RANGE SELECT (PIN 10)

The frequency range of the XR-215 can be extended by connecting an external resistor, R<sub>X</sub>, between pins 9 and 10. With reference to Figure 11, the operation of the range select terminal can be explained as follows. The VCO frequency, pin potential to the sum of currents I<sub>1</sub> and I<sub>2</sub> through transistors T<sub>1</sub> and T<sub>2</sub> on the non-inverting input. These transistors are biased from a fixed internal reference. The current I<sub>1</sub> is set internally, whereas I<sub>2</sub> is set by the external resistor R<sub>X</sub>. Thus, at any fixed setting, the VCO frequency can be expressed as

$$f_m = f_1 \left( 1 + \frac{R_1}{R_X} \right)$$

where f<sub>1</sub> is the frequency with pin 10 open circuited and R<sub>X</sub> is an external resistor R<sub>X</sub> is 150Ω or recommended for operation at frequencies in excess of 5 MHz.

The range select terminal can also be used for fine tuning the VCO frequency, by varying the value of R<sub>X</sub>. Similarly, the VCO frequency can be changed in discrete steps by switching in different values of R<sub>X</sub> between pins 9 and 10.

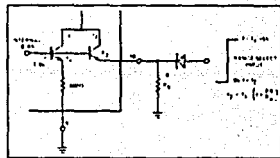


Figure 11 Explanation of VCO Range Select Control

### DIGITAL PROGRAMMING

Uses the range select control, the VCO frequency can be stepped in a binary manner, by applying a logic signal to pin 10, as shown in Figure 11. For high level logic inputs, transistor T<sub>2</sub> is turned off and R<sub>X</sub> is effectively switched out of the circuit. Using the digital programming capability, the XR-215 can be time multiplexed between two separate input frequencies, as shown in Figures 18 and 19.

### AMPLIFIER INPUT (PIN 3)

This pin provides the inverting input for the operational amplifier section. Normally it is connected to pin 2 through a 10 kΩ external resistor (see Figure 2 or 3).

### AMPLIFIER OUTPUT (PIN 8)

This pin is used as the output terminal for FM or FSK demodulation. The amplifier gain is determined by the external feedback resistor,  $R_F$ , connected between pins 1 and 8. Frequency response characteristics of the amplifier section are shown in Figure 10.

### AMPLIFIER COMPENSATION (PIN 7)

The operational amplifier can be compensated by a single 200 pF capacitor from pin 7 to ground. (See Figure 10).

## BASIC PHASE-LOCKED LOOP OPERATION

### PRINCIPLE OF OPERATION

The phase-locked loop (PLL) is a unique and versatile circuit technique which provides frequency selective tuning and filtering without the need for coils or inductors. As shown in Figure 12, the PLL is a feedback system composed of three basic functional blocks: phase comparator, low pass filter and voltage controlled oscillator (VCO). The basic principle of operation of a PLL can be briefly explained as follows: with an input signal applied to the system, the error voltage,  $V_E$ , is equal to zero. The VCO operates at a set frequency,  $f_0$ , which is known as the "free-running" frequency. If an input signal is applied to the system, the phase comparator compares the phase and frequency of the input signal with the VCO frequency and generates an error voltage,  $V_E$ , that is related to the phase and frequency difference between the two signals. This error voltage is then filtered and applied to the control terminal of the VCO. If the input frequency,  $f_i$ , is sufficiently close to  $f_0$ , the feedback nature of the PLL causes the VCO to synchronize with  $f_i$  with the following value of lock, where the VCO frequency is identical to the input signal, except for a finite phase difference.

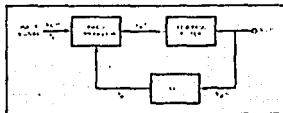


Figure 12. Block Diagram of a Phase-Locked Loop.

### A LINEARIZED MODEL FOR PLL

When the PLL is in lock, it can be approximated by the linear feedback system shown in Figure 13.  $\phi_i$  and  $\phi_o$  are the respective phase angles associated with the input signal and the VCO output.  $|H|$  is the low pass filter response in frequency domain, and  $K_V$  and  $K_F$  are the conversion gains associated with the phase comparator and VCO sections of the PLL.

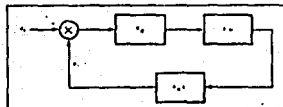


Figure 13. Linearized Model of a PLL as a Negative Feedback System.

## DEFINITION OF XR-215 PARAMETERS FOR PLL APPLICATIONS

### VCO FREE RUNNING FREQUENCY, $f_0$

The VCO frequency with no input signal. It is determined by selection of  $C_0$  across pins 13 and 14 and can be increased by connecting an external resistor  $R_X$  between pins 9 and 10. It can be approximated as:

$$f_0 = \frac{200}{C_0} \left( 1 + \frac{0.6}{R_X} \right)$$

where  $C_0$  is in pF and  $R_X$  is in k $\Omega$ . (See Figure 7).

### PHASE COMPARATOR GAIN $K_V$

The output voltage from the phase comparator per radian of phase difference at the phase comparator inputs (pins 4 and 6).

### VCO CONVERSION GAIN $K_F$

The VCO voltage-to-frequency conversion gain is determined by the choice of timing capacitor  $C_0$  and pin control resistor,  $R_0$ , connected externally across pins 11 and 12. It can be expressed as:

$$K_F = \frac{700}{C_0 R_0} \text{ (rad/sec/V)}$$

where  $C_0$  is in pF and  $R_0$  is in k $\Omega$ . For most applications, recommended values for  $R_0$  range from 1 k $\Omega$  to 10 k $\Omega$ .

### LOCK RANGE ( $\Delta\omega_L$ )

The range of frequencies in the vicinity of  $f_0$  over which the PLL can maintain lock with an input signal. It is also known as the "tracking" or "holding" range. If synchronization or hunting does not occur, the lock range is equal to the loop gain, i.e.,  $\Delta\omega_L = K_V K_F K_m$ .

### CAPTURE RANGE ( $\Delta\omega_C$ )

The range of frequencies in the vicinity of  $f_0$  over which the PLL can establish or acquire lock with an input signal. It is also known as the "acquisition" range. It is always smaller than the lock range and is also known as the low pass filter bandwidth. It can be approximated by a parametric equation of the form:

$$\Delta\omega_C \approx \Delta\omega_L |H| \Delta\omega_L^{-1}$$

where  $|H|$  is the low pass filter magnitude response at  $\omega = \Delta\omega_C$ . For a simple lag filter, it can be expressed as:

$$\Delta\omega_C \approx \sqrt{\frac{\Delta\omega_L}{T_f}}$$

where  $T_f$  is the filter time constant.

### AMPLIFIER GAIN $A_V$

The voltage gain of the amplifier section as determined by feedback resistors  $R_F$  and  $R_P$  between pins 11 and 12, respectively. (See Figures 2 and 3). It is given by:

$$A_V = -\frac{K_F}{R_F + R_P}$$

where  $R_F$  is the 6 k $\Omega$  internal impedance at pin 2, and  $R_P$  is the external resistor between pins 1 and 2.

### LOW PASS FILTER

The low pass filter section is formed by connecting an external capacitor on the network across terminals 2 and 3. The low pass filter components can be connected either between pins 2 and 3 or, from each pin to ground. Typical filter configurations and corresponding filter transfer functions are shown in Figure 14 where  $R_1$  to  $R_3$  is the internal impedance at pins 2 and 3.

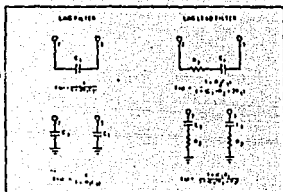


Figure 14

### APPLICATIONS INFORMATION

#### FM DEMODULATION

Figure 15 shows the external circuit connections to the XR-215 for frequency selective FM demodulation. The choice of  $C_1$  is determined by the FM carrier frequency (see Figure 7). The low pass filter capacitor  $C_2$  is determined by the selectivity requirements. For carrier frequencies of 1 to 10 MHz,  $C_2$  is in the range of 10 pF to 30 pF. The feedback resistor  $R_1$  can be used as a "volume control" adjustment to set the amplitude of the demodulated output. The demodulated output amplitude is proportional to the FM deviation and to resistors  $R_2$  and  $R_3$ . For 217 kHz deviation can be approximated as

$$V_{OUT} \approx R_2 R_3 \left( \frac{1}{R_1} \right) \left( \frac{D_{FM}}{R_X} \right) \text{ mV, rms}$$

where all resistors are in k $\Omega$  and  $R_X$  is the large extension resistor connected across pins 10 and 11. For circuit operation below 5 MHz,  $R_X$  can be open circuited. For operation above 5 MHz,  $R_X$  is 200  $\Omega$  to be recommended.

Types of output signal, noise ratio and harmonic distortion are shown in Figures 16 and 17 as a function of FM deviation, for the component values shown in Figure 4.

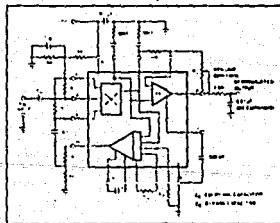


Figure 15. Circuit connections for FM demodulation.

#### MULTI CHANNEL DEMODULATION

The digital processing capabilities of the XR-215 allows a single output to be time shared or multiplexed between two input channels,  $P_1$  and  $P_2$ , and thereby selectively demodulate two separate carrier frequencies. Figure 16 shows a practical circuit configuration for time multiplexing the XR-215 between two FM channels, at 1 MHz and 1.1 MHz respectively. The channel select key output is applied to pin 10, as shown in Figure

16, with both input channels simultaneously present at the  $P_1$  input (pin 4). Figure 19 shows the demodulated output as a function of the channel select pulse where the two inputs have sinusoidal and triangular FM modulation respectively.

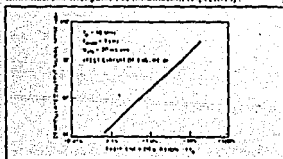


Figure 16. Output Signal/Noise Ratio as a function of FM Deviation.

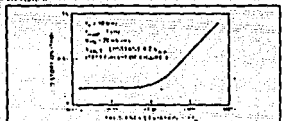


Figure 17. Output Distortion as a function of FM Deviation.

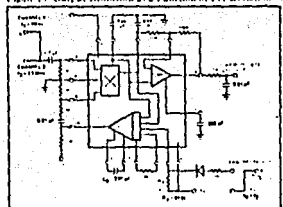


Figure 18. Time-Multiplexing XR-215 Between Two Simultaneous FM Channels.



Figure 19. Demodulated Output Waveforms for Time-Multiplexed Operation.  
Top: Demodulated Output  
Bottom: Channel Select Pulse

ANALOG DIVISION

JUNE 1983

## PHASE LOCKED LOOP

NE/SE564

B-45-17

## DESCRIPTION

The NE564 is a versatile, high performance frequency Phase Locked Loop designed for operation up to 30MHz. As shown in the block diagram, the NE564 consists of a VCO, divider, phase comparator, and post detector processor.

## APPLICATIONS

- High speed modems
- FMX receivers and transmitters
- Frequency synthesizers
- Signal generators
- Various telemetry systems

## FEATURES

- Operative with single 5V supply
- TTL compatible inputs and outputs
- Guaranteed operation to 30MHz
- External loop gain control
- Reduced carrier feedthrough
- No elaborate filtering needed in FMX applications
- Can be used as a modulator
- Variable loop gain (externally Controlled)

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

PARAMETER	RATING	UNIT
V <sub>S</sub> Supply voltage	14	V
I <sub>S</sub> Pin 1	8	mA
I <sub>S</sub> Pin 10	800	mA
P <sub>D</sub> Power dissipation	0 to 70	mW
T <sub>A</sub> Operating temperature	-55 to +125	°C
T <sub>S</sub> Operating temperature	-55 to +125	°C
T <sub>STG</sub> Storage temperature	-55 to +150	°C

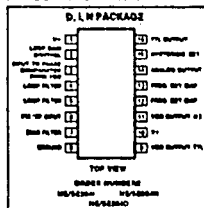
NOTES

1. Character above 1 note will require knowledge of the data.

## OUTLINE OF SETUP PROCEDURE

1. Determine operating frequency of the VCO --  
If  $N = N$  in feedback loop, then  
 $f_c = N \times f_o$
2. Calculate value of the VCO frequency set capacitor:  
$$C_0 = \frac{1}{2\pi f_c \times 2000}$$
3. Set I<sub>S</sub> current sinking into Pin 2 for a 200µA. After operation is obtained, this value may be adjusted for best dynamic behavior.
4. Check VCO output frequency with digital counter at Pin 8 of device (loop open, VCO to a det.). Adjust C<sub>0</sub> trim or frequency adj. (Pin 4-5) for exact center frequency if needed.
5. Close loop and inject input signal to Pin 6. Monitor Pin 3 and 8 with two channel scope. Lock should occur with duty cycle equal to 50% (phase error).
6. If pulsed burst or ramp frequency is used for input signal, special loop filter

## PIN CONFIGURATION

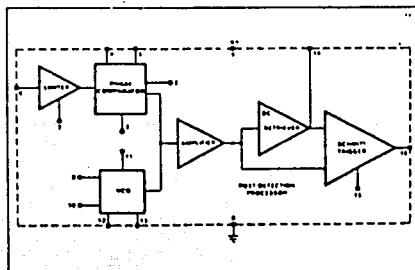


design may be required in place of simple single capacitor filter on Pin 4 and 5. (See PLL application section in Analog Manual.)

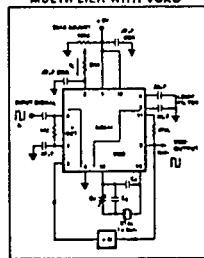
7. The input signal to Pin 6 and the VCO feedback signal to Pin 3 must have a duty cycle of 50% for proper operation of the phase detector. Due to the nature of a balanced mixer if signals are not 50% in duty cycle, D.C. offsets will occur in the loop which tend to create an artificial or biased VCO offset.
8. For multiplier circuits where phase jitter is a problem, loop filter capacitors may be increased to a value of 10-50µF on Pin 4, 5. Also careful supply decoupling may be necessary. This includes the counter chain V<sub>CC</sub> lines.

11

## BLOCK DIAGRAM



## NE564 PHASE LOCKED FREQUENCY MULTIPLIER WITH VCO



Signetics

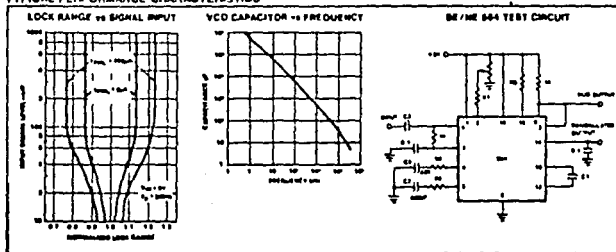
## PHASE LOCKED LOOP

NE/SE64

ELECTRICAL CHARACTERISTICS  $V_{CC} = 5V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ ,  $f_s = 5MHz$ ,  $I_s = 400\mu A$  unless otherwise specified

PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE64			NE64			UNIT
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Maximum VCO frequency	$C_1 = 0$	50	65		40	60		MHz
Lock range	Input = 200mVrms $T_A = 25^\circ C$ $= 125^\circ C$ $= -5^\circ C$ $= 0^\circ C$ $= 70^\circ C$	40 20 5	70 30 5		40 70			% of $f_s$
Capture range	Input = 200mVrms, $R_f = 270$	30	30		30	30		% of $f_s$
VCO frequency drift with temperature	$f_s = 5MHz$ , $T_A = -55^\circ C$ to $125^\circ C$ $= 0^\circ C$ to $70^\circ C$ $f_s = 300kHz$ , $T_A = -55^\circ C$ to $125^\circ C$ $= 0^\circ C$ to $70^\circ C$		400 250	1000 800		400 400	1250 800	PPM/°C
VCO free running frequency	$f_s = \frac{1}{25\mu C_1}$ , $C_1 = 80pF$ $R_C = 1000$ "Internal"	4	5	6	3.5	5	7	MHz
VCO frequency change with supply voltage	$V_{CC} = 4.5V$ to $5.5V$		3	8		3	8	% of $f_s$
Demodulated output voltage	Modulation frequency, 1KHz $f_s = 5MHz$ , input deviation, 2% $T = 25^\circ C$ 1% $T = 25^\circ C$ $= 0^\circ C$ $= -55^\circ C$ $= 70^\circ C$ $= 125^\circ C$	16 8	28 14		16 8	28 14		mVrms mVrms mVrms mVrms
Distortion Signal to noise ratio AM rejection	Distortion, 1% to 8% Bid condition, 1% to 10% dev Bid condition, 30% AM		40 35		1 40 35			% dB dB
Demodulated Output at operating voltage	Modulation frequency, 1KHz $f_s = 5MHz$ , input deviation 1% $V_{CC} = 4.5V$ $V_{CC} = 5.5V$	7 8	12 14		7 8	12 14		mVrms mVrms
Supply current	$V_{CC} = 5V$ , $I_s$ , $I_{s1}$		45	80		45	80	mA
Output "1" output leakage current "0" output voltage	$V_{OUT} = 5V$ , Pin 18, 9 $I_{OUT} = 2mA$ , Pin 18, 9 $I_{OUT} = 8mA$ , Pin 18, 9		1 0.3 0.4	20 0.8 0.8		1 0.3 0.4	20 0.8 0.8	$\mu A$ V V

## TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



Signetics

## PHASE LOCKED LOOP

NE/SE564

FUNCTIONAL DESCRIPTION  
(Figure 1)

The MS84 is a monolithic phase locked loop with a phase detector section. The use of Schottky clamped transistors and an isolated device geometry extends the frequency of operation to greater than 500MHz. In addition to the classical PLL applications, the MS84 can be used as a modulator with a controllable frequency deviation.

The output voltage of the PLL can be written as shown in the following equation:

$$V_{CO} = \frac{R_1 \omega_c}{R_2 \omega_c} \quad \text{Equation 1}$$

$R_{CO}$  = conversion gain of the VCO  
 $\omega_c$  = frequency of the input signal  
 $f_c$  = free running frequency of the VCO

The process of recovering FSK signals involves the conversion of the PLL output into logic compatible signals. For high data rates, a considerable amount of carrier will be present at the output of the PLL due to the unbalanced nature of the loop filter. To

avoid the use of complicated filters, a comparator with hysteresis or Schmitt trigger is required. With the conversion gain of the VCO fixed, the output voltage as given by Equation 1 varies according to the frequency deviation of  $f_c$  from  $f_0$ . Since the digital data system to which it is necessary that the hysteresis of the Schmitt trigger be capable of being changed so that it can be optimized for a particular system. This is accomplished in the MS84 by varying the voltage of pin 18 which results in a change of the hysteresis of the Schmitt trigger.

For FSK signals, an important factor to be considered is the drift in the free running frequency of the VCO itself. If this change due to temperature, according to Equation 1 it will lead to a change in the dc levels of the PLL output, and consequently to errors in the digital output signal. This is especially true for narrow band signals where the deviation in  $f_c$  itself may be less than the change in  $f_0$  due to temperature. The effect

can be minimized if the dc or average value of the signal is compared and used as the reference to the comparator. In this manner variations in the dc levels of the PLL output do not affect the FSK output.

## VCO Section

Due to its inherent high frequency performance, an output or control oscillator is used in the VCO in the circuit, shown as the variable automatic transistors  $Q_{23}$  and  $Q_{24}$  with current sources  $Q_{25}$ - $Q_{26}$  from the bias circuit. The free running frequency of the oscillator is shown in the following equation:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_1 C_2}} \quad \text{Equation 2}$$

$R_1 = R_{11} = R_{12} = 100 \text{ } \Omega$  (INTERNAL)  
 $C_1$  = external frequency setting capacitor  
 $C_2$  = parasitance

Variation of  $V_{D1}$  (phase detector output voltage) changes the frequency of the oscillator for  $\beta$  indicated by Equation 2. The frequency of the oscillator has a negative

## EQUIVALENT SCHEMATIC

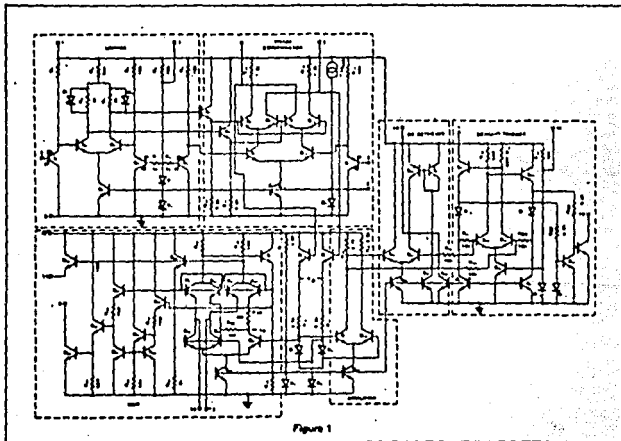


Figure 1

Signetics

PHASE LOCKED LOOP

NEISE564

B-45-17

The loop filter diagram shown is explained by the following equation

$$F(s) = \frac{1}{1 + sRC_2} \quad \text{Equation 5}$$

$$R = R_{12} = R_{13} = 1 \text{ k}\Omega \text{ (INTERNAL)}$$

By adding capacitors to pins 4 and 5, two poles are added to the loop transfer function at  $\omega = \frac{1}{RC_1}$

APPLICATIONS

FM DEMODULATOR

The NE564 can be used as an FM demodulator. The connections for operation at 8V and 12V are shown in Figures 2 and 3 respectively. The input signal is ac coupled with the output signal being extracted at pin 14. Loop filtering is provided by the capacitors at pins 4 and 5 with additional filtering being provided by the capacitor at pin 14. Since the conversion gain of the VCO is not very high, to obtain sufficient demodulated output signal the frequency deviation in the input signal should be 1% or higher.

MODULATION TECHNIQUES

The NE564 phase locked loop can be modulated at either the loop filter parts (pins 4 and 5) or the input part (pin 8) as shown in Figure 4. The approximate modulation frequency can be determined from the frequency conversion gain curve shown in Figure 5. The curve will be appropriate for signals injected into pins 4 and 5 as shown in Figure 4.

FSK Demodulation

The 564 PLL is particularly attractive for FSK demodulation since it contains an internal voltage comparator and VCO which have TTL compatible inputs and outputs, and it can operate from a single 8 volt power supply. Demodulated dc voltages associated with the mark and space frequencies are recovered with a single external capacitor in a dc receiver without using extensive filtering networks. An internal comparator, acting as a Schmitt trigger with an adjustable hysteresis, shapes the demodulated voltages into compatible TTL output levels. The high frequency design of the 564 enables it to demodulate FSK at high data rates in excess of 10M baud.

Figure 6 shows a high frequency FSK decoder designed for input frequency deviations of  $\pm 1.0\%$  centered around a frequency of 10.0MHz. The value of the tuning capacitance required was estimated from Figure 8 to be approximately 40pF. A trimmer capacitor was added to fine tune  $f_c$  to 10.0MHz.

The lock range graph indicates that the  $\pm 1.0\%$  frequency deviations can be within the lock range for input signal levels greater than approximately 10mV with zero pin 2 bias current. While strictly this figure is appropriate only for 564's, it can be used as a guide for lock range estimates at other 1<sup>st</sup> frequencies.

The hysteresis was adjusted experimentally via the 10k\Omega potentiometer and 2k\Omega bias adjustment to give the waveforms shown in Figure 7 for 50K, 500K, 1M baud rates with square wave FSK modulation. Note the magnitude and phase relationships of the phase comparator's output voltages with respect to each other and to the FSK output. The high frequency sum components of the input and VCO frequency sites are visible as noise on the phase comparator's outputs.

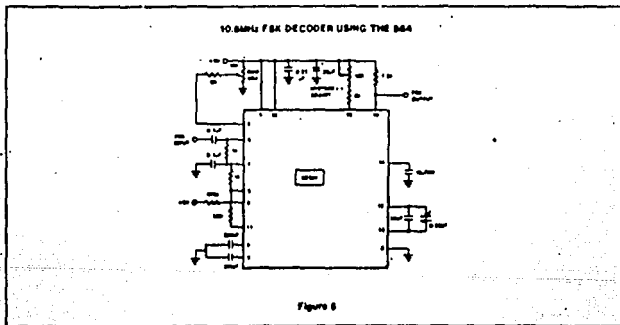


Figure 6

Signetics

## PHASE LOCKED LOOP

NE/SE564

temperature coefficient due to the positive temperature coefficient of the monolithic resistor. To compensate for this a current with a negative temperature coefficient is introduced to achieve a low frequency drift with temperature.

## Phase Comparator Section

The phase comparator consists of a double balanced modulator with a linear amplifier to improve AM rejection. Schottky clamped vertical PNP's are used to obtain TTL level inputs. The loop gain can be varied by changing the current in  $Q_4$  and  $Q_{13}$  which

effectively changes the gain of the criterion set amplifiers. This can be accomplished by introducing a current at pin 7.

## Post Detection Processor Section

The post detection processor consists of a unity gain transconductance amplifier and comparator. The amplifier can be used as a dc detector for demodulation of FSK signals, and as a post detection filter for linear FM demodulation. The comparator has adjustable hysteresis so that phase jitter in the output signal can be eliminated.

As shown in the equivalent schematic, the dc detector is formed by the transconductance amplifier  $Q_{12}$ - $Q_{13}$  together with an external capacitor which is connected at the amplifier output (pin 14). This forms an integrator whose output voltage is shown in the following equation:

$$V_0 = \frac{V_{in}}{C_2} \mu A \quad \text{Equation 3}$$

$\mu A$  = transconductance of the amplifier  
 $C_2$  = capacitor at the output (pin 14)  
 $V_{in}$  = signal voltage at amplifier input

With proper selection of  $C_2$ , the integrator time constant can be varied so that the output voltage is the dc or average value of the input signal for use in FSK, or as a post detection filter in linear demodulation.

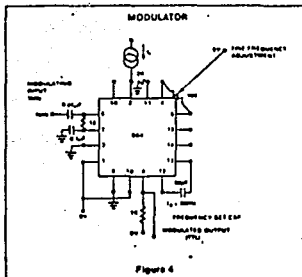
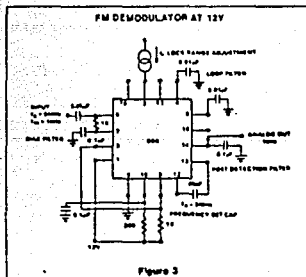
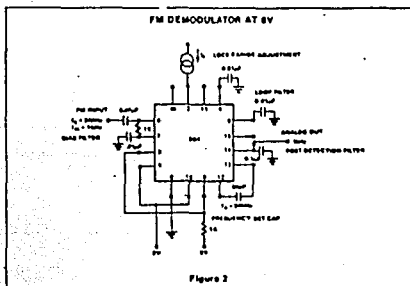
The comparator with hysteresis is made up of  $Q_{10}$ - $Q_{16}$  with positive feedback being provided by  $Q_{11}$ - $Q_{18}$ . The hysteresis is varied by changing the current in  $Q_{13}$  with a resulting variation in the loop gain of the comparator. This method of hysteresis control, which is a dc control, provides symmetric variation around the nominal value.

## Design Formula

The free running frequency of the VCO is shown by the following equation:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_C (C_1 + C_2)} \quad \text{Equation 4}$$

$R_C$  = 1000  
 $C_1$  = external cap in farads  
 $C_2$  = stray capacitance



Signetics



A P E N D I C E      B

L I S T A      D E      C O M P O N E N T E S

NOTA : La numeración corresponde al diagrama eléctrico presentado en la figura 4.16 y los precios están en moneda nacional al 22 de agosto de 1987.

RESISTENCIAS

$R_1, R_6, R_7$	= 5.6 K	$R_{12}, R_{13}$	= 50 ohms
$R_2, R_3$	= 1.2 K	$R_{14}, R_{17}, R_{18}, R_{19}$	= 10 K
$R_4$	= 560 ohms	$R_{15}$	= 2.7 K
$R_5, R_8, R_9, R_{10}$	= 2.2 K	$R_{16}$	= 7.5 K
$R_{11}$	= 8.2 K	$R_{20}$	= 600 ohms
Precio unitario	\$ 25.00	-----	\$ 500.00

POTENCIOMETROS

$R_{21}$	= 2.2 K lineal	-----	\$ 500.00
$R_{22}$	= 5 K trimmer	-----	\$3,200.00

CAPACITORES

$C_2, C_3$	= 100 f a 25 V	electrolíticos	
Precio unitario	\$ 120.00	-----	\$ 240.00

CAPACITORES (cerámicos)

$C_1, C_8$	= 0.1 micro fd	$C_{11}, C_{12}, C_{16}$	= 1 ndno fd
$C_4, C_5$	= 0.1 nano fd	$C_{13}$	= 39 pico fd
$C_6, C_7, C_{18}$	= 0.22 nano fd	$C_{14}$	= 0.33 nano fd
$C_9, C_{10}, C_{15}$	= 0.01 micro fd	$C_{17}$	= 3.3 nano fd
Precio unitario \$ 82.00		-----	\$ 1,312.00

TRANSISTOR

$Q_1$	= 2N2222 (NPN)	-----	\$ 335.00
-------	----------------	-------	-----------

INDUCTANCIAS

$L_1, L_2$	= 4.6 micro Henrios		
Precio unitario \$ 750.00		-----	\$ 1,500.00

INTEGRADOS

$IC_1$	= XR-215 (P L L)	-----	\$ 15,000.00
$IC_2$	= TL082 (opam)	-----	\$ 350.00

---

---

T O T A L \$ 22,837.00 M/N.

## BIBLIOGRAFIA

- 1.- Communications Satellite Systems.  
James Martin.  
Printice Hall Inc. USA 1978
- 2.- Communications Symposiums '83.  
Scientific-Atlanta Inc. USA 1983
- 3.- Digital and Analog Communication Systems.  
K. Sam Shanmugam  
John Wiley & Sons USA 1979
- 4.- Eart Station Technology.  
I E E Conference Publication No. 72.  
Inglaterra 1970
- 5.- Modern Electrical Communications.  
Henry Stark - Franz B. Tuteur  
Printice Hall USA 1979
- 6.- New Media Developments Satellite TV.  
A G B Suplements. Holanda 1984
- 7.- Phase Locked Loops and their aplication  
W. C. Lindsey and M. K. Simon  
IEEE PRESS USA 1978
- 8.- Principios de los sistemas de comunicación vía satélite.  
J. L. Pérez Baéz.  
UNAM (ENEP-Aragón). México 1982
- 9.- Recepción Directa de TV difundida por satélite.  
Juan Manuel Alonso, et al  
UNAM (F.I.). México 1985
- 10.- Satellite Communication Systems.  
B.G. Evans. England 1978
- 11.- Satellite Communication Systems Technology.  
I E E Conference Publication No. 126. Inglaterra 1975.
- 12.- Satellite Television Receivers.  
Joel Golber USA, 1984.
- 13.- Telecommunications Engineering  
J. Dunlop & D.G. Smith  
VNR (U.K.) England 1984

## M A N U A L E S

- Instruction Manual Satellite TV receiver  
Microdyne Corp. mod. 1100-FFC(X1)(S)
- Technical Manual Video and Audio Receiver  
Scientific-Atlanta Inc. mod. 7500

## A R T I C U L O S

- All about Satellite TV.  
Matin Clifford  
Radio Electronics vol. 55 No. 5 1984
- Home-reception using backyard Satellite  
TV receivers. Robert B. Cooper  
Radio Electronics vol. 51 No. 1 1980
- Know Before Buy.  
Bob Cooper Jr.  
Radio Electronics vol.56 Nos. 6, 7 y 8
- Performance Characteristics of an FM  
Demodulator. K. Shanker and D. Roy  
Electron. & telecomm. Eng. vol.22 No. 3 1981
- Proyecto de lazos de enganche de fase.  
Fernando M. Clara  
telegraf. - Electron. (Argentina)  
vol. 72 No. 847
- Satellite TVRO System. Nick Harrold  
Television G.B. vol. 34 Nums 1 y 2
- Satellite TV receivers. Richard Maddox  
Radio electronics, vol. 57 Nums. 1 y 2
- The TVRO Numbers Game Tom Stocker  
Retrailler April 1981
- Variable IF Sound Channel. Hugh Cocks  
Television (GB) vol. 35 No.1 1984

#### NOTAS TECNICAS

- Introduction to the Phase Locked Loop  
Don Jones. HARRIS semiconductor AN-501
- Phase Locked Loop Design Fundamentals  
Garth Nash MOTOROLA semiconductor AN-535

#### INFORMES Y RECOMENDACIONES CCITT Y CCIR

- REC. 405-1 del CCIR  
Pre-énfasis y De-énfasis de video
- REC. 412-3 del CCIR  
Localización de las subportadoras de audio
- REC. 567-1 del CCIR  
Ponderación en señales de TV
- INF. J-17 del CCITT  
Pre-énfasis y De-énfasis de audio

## REFERENCIAS

- [ref. 1] Applications Manual Signetics Analog  
Signetics corp. USA 1979
- [ref. 2] EXAR Product Guide  
Manual EXAR USA november 1980
- [ref. 3] EXAR Product and Applications  
Manual EXAR USA january 1981
- [ref. 4] Diseño de circuitos con transistores.  
M.A. Reyes Sánchez. Limusa, México 1985
- [ref. 5] Manual para Ingenieros y Técnicos en Electrónica  
Milton Kaufman y Arthur H. Seidman.  
Mc Graw Hill, México 1984
- [ref. 6] Sin titulo.  
Keith Larson  
SAT video july 1984.
- [ref. 7] Noise Associated with Video System  
Rick Harris January 1981.
- [ref. 8] Phase Locked Loops  
Ronald E. Best  
Mc Graw Hill, USA 1984
- [ref. 9] Satellite TV receivers. David Becker  
Radio electronics, vol. 53 Nums. 5, 6 y 7