

## **ÍNDICE.**

Sumario.....	I
Dedicatoria.....	II
Agradecimientos.....	III
Índice.....	IV
Lista de figuras.....	IIV
Lista de tablas.....	IX

### **CAPÍTULO I.**

#### **INTRODUCCIÓN GENERAL.**

1.1. Introducción.....	1
1.2. Objetivo. ....	2
1.3. Justificación. ....	2
1.4. Organización de la tesis.....	3

### **CAPÍTULO II.**

#### **MODULADORES DE FM y AM.**

2.1. Introducción.....	5
2.2. Diagrama a bloques del sistema propuesto.....	5
2.3. Multiplexión por división de frecuencia.....	6
2.4. Pre-énfasis y de-énfasis.....	7
2.5. Definición de modulación.....	11
2.6. Análisis matemático para una señal modulada en frecuencia....	12
2.7. El método indirecto de Amstrong.....	15
2.8. El modulador de diodo varactor.....	16

2.9. Modulador de oscilador controlado por voltaje.....	19
2.10. Análisis matemático de una señal modulada en AM.....	19
2.11. Modulador de AM.....	23
2.12. Conclusiones.....	25

**CAPÍTULO III.**

**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE MODULADORES DE FRECUENCIA.**

3.1. Introducción.....	27
3.2. Diseño de moduladores de frecuencia.....	27
3.3. Modulador de frecuencia indirecto tipo Armstrong.....	28
3.3.1. Oscilador local.....	29
3.3.2. Desfasador.....	33
3.3.3. Modulador de doble banda lateral con portadora suprimida.....	34
3.3.4. Multiplicadores de frecuencia.....	38
3.3.5. Mezcladores de frecuencia.....	41
3.3.6. Filtro pasabandas.....	43
3.4. Modulador de frecuencia de diodo varactor.....	49
3.5. Modulador directo de FM tipo VCO.....	52
3.6. Conclusiones.....	58

**CAPÍTULO IV.**

**TRANSMISOR DE AUDIO Y VIDEO.**

4.1. Introducción.....	60
4.2. Adquisición de la señal de audio.....	60
4.3. Diseño del modulador de AM.....	61
4.4. Oscilador de cristal de tercer armónico.....	64

4.5. Diseño del monopolio.....	64
4.6. Resultados.....	65
4.7. Conclusiones.....	67

**CAPÍTULO V.**

<b>CONCLUSIONES GENERALES.....</b>	<b>68</b>
------------------------------------	-----------

<b>REFERENCIAS.....</b>	<b>70</b>
-------------------------	-----------

<b>ANEXOS.....</b>	<b>72</b>
--------------------	-----------

**CAPÍTULO II.**

Fig. 2.1. Diagrama general del sistema desarrollado.....	6
Fig. 2.2. Circuito multiplexor.....	7
Fig. 2.3. DEP relativa de una señal de voz.....	8
Fig. 2.4. Red de pre-énfasis.....	9
Fig. 2.5. Densidad espectral del ruido después del de-énfasis.....	10
Fig. 2.6. Generación de señales FM de banda angosta.....	15
Fig. 2.7. Generación de señales FM de banda ancha.....	16
Fig. 2.8. Modulación AM.....	20
Fig. 2.9. Modulador de AM de nivel bajo de potencia.....	24

**CAPÍTULO III.**

Fig. 3.1. Modulador de frecuencia indirecto tipo Armstrong.....	29
Fig. 3.2. Oscilador local a 125 KHz.....	29
Fig. 3.3. Filtro pasabandas a 125 KHz.....	30
Fig. 3.4. Respuesta del filtro pasabandas a 125 KHz.....	32
Fig. 3.5. Fotografía de la tarjeta del oscilador local.....	32
Fig. 3.6. Circuito desfasador.....	33
Fig. 3.7. Modulador de DSBCS.....	35
Fig. 3.8. Señal de AM-DSBCS.....	36
Fig. 3.9. Espectro de la señal AM con portadora suprimida.....	36
Fig. 3.10. Señal de FM de banda angosta.....	37
Fig. 3.11. Tarjeta del modulador de AM-DSBCS.....	38
Fig. 3.12. Circuito multiplicador.....	39
Fig. 3.13. Señal de salida del multiplicador.....	40

Fig. 3.14. Mezclador de frecuencia.....	42
Fig. 3.15. Filtro pasabandas a 500 KHz.....	43
Fig. 3.16. Respuesta del filtro pasabandas a 500 KHz.....	45
Fig. 3.17. Oscilador a 4 MHz.....	47
Fig. 3.18. Tarjeta del oscilador a 4MHz.....	47
Fig. 3.19. Filtro pasabandas a 4.5 MHz.....	48
Fig. 3.20. Portadora de audio modulada por un tono de 10 KHz.....	49
Fig. 3.21. Diagrama a bloques del modulador de diodo varactor.....	50
Fig. 3.22. Modulador de diodo varactor.....	50
Fig. 3.23. Espectro de la señal de FM del modulador de diodo varactor	51
Fig. 3.24. Tarjeta del modulador de diodo varactor.....	52
Fig. 3.25. Filtro pasabajas tipo Chebyshev.....	54
Fig. 3.26. Respuesta en frecuencia del filtro pasabajas.....	54
Fig. 3.27. Configuración del modulador VCO.....	55
Fig. 3.28. Caracterización del modulador VCO.....	57
Fig. 3.29. Modulador VCO.....	57
Fig. 3.30. Modulador VCO conectado al transmisor.....	58

## **CAPÍTULO IV.**

Fig. 4.1. Diagrama a bloques del transmisor de audio y video.....	61
Fig. 4.2. Espectro de la señal de salida del transmisor de audio y video	63
Fig. 4.3. Oscilador a cristal de tercer armónico.....	64
Fig. 4.4. Transmisor de audio y video.....	66
Fig. 4.5. Sistema de transmisión funcionando.....	66
Fig. 4.6. Recepción del sistema.....	67

**CAPÍTULO III.**

Tabla 3.1. Valores del diseño del filtro pasabandas a 125 KHz.....	31
Tabla 3.2. Valores del diseño del circuito desfasador.....	34
Tabla 3.3. Valores de diseño del filtro pasabandas a 500 KHz.....	44
Tabla 3.4. Valores de diseño del filtro pasivo a 4.5 MHz.....	49
Tabla 3.5. Valores de diseño para el filtro pasabajas a 20 KHz.....	53

**CAPÍTULO IV.**

Tabla 4.1. Tabla de comparación de resultados.....	65
--	----

# CAPÍTULO I

## INTRODUCCIÓN GENERAL

### 1.1. INTRODUCCIÓN.

Con el desarrollo de la civilización y de las lenguas escritas, surgió también la necesidad de comunicarse a distancia de forma regular, con el fin de facilitar el comercio entre las diferentes naciones e imperios.

Sin embargo, a lo largo de los siglos siempre se han buscado medios de comunicación a larga distancia que fueran más rápidos que los convencionales. Entre los métodos más primitivos se encuentran los golpes de tambor, el fuego, las señales de humo y el sonido del cuerno. Más tarde, en la edad media, se utilizaron palomas mensajeras.

En los últimos 150 años, y en especial en las dos últimas décadas, la reducción de los tiempos de transmisión de la información a distancia y de acceso a la información ha supuesto uno de los retos esenciales de nuestra sociedad, por lo que es necesario hacer un estudio de las partes principales de un sistema de comunicación, de manera muy especial, de los moduladores de frecuencia.

Hoy, en día, las comunicaciones avanzan de manera vertiginosa, sin embargo, el principio básico sigue siendo el mismo. La modulación tiene suma importancia en la transmisión de información. Mediante el empleo de sistemas de modulación es posible transmitir simultáneamente varias señales usando la multiplexión por división de frecuencia, con el

consecuente ahorro de ancho de banda y un mejor aprovechamiento del canal.

Es aquí donde surge la inquietud de realizar un estudio de los moduladores de frecuencia más populares:

- a) Modulador de frecuencia indirecto tipo Amstrong.
- b) Modulador de frecuencia de diodo varactor.
- c) Modulador tipo oscilador controlado por voltaje (VCO).

El trabajo de tesis se limita al diseño, construcción y caracterización de estos tres tipos de moduladores para determinar su eficiencia, los problemas que presenta cada uno y su aplicación en el transmisor inalámbrico de audio y video desarrollado para este proyecto.

## **1.2. OBJETIVO.**

El objetivo general de esta tesis es diseñar, construir y caracterizar tres moduladores de frecuencia, así como un transmisor inalámbrico de audio y video, para lo cual, se establecen los siguientes objetivos particulares:

- a) Multiplexar por división de frecuencia, la señal de video en banda base con la portadora de audio centrada en 4.5 MHz.
- b) Utilizar esta señal multiplexada para modular en amplitud a una portadora de 82.06 MHz.



### **1.3. JUSTIFICACIÓN.**

El diseño y la construcción de los moduladores de frecuencia, en esta tesis, pretende proporcionar a las personas que inician en esta área, un panorama general de los problemas que se presentan en su implementación. El propósito de la evaluación de los moduladores de frecuencia es compilar información sobre los mismos, que sirva para ayudar y aclarar algunos parámetros que se deben considerar en su diseño y construcción.

El trabajo de tesis desarrollado es un sistema base, que muestra las principales partes de un sistema de transmisión. Para que pueda ser aplicado de la misma manera que un sistema de difusión de televisión, se necesita que la señal portadora esté modulada en banda lateral residual (BLR) y cumplir con las normas de la FCC. Se puede obtener modulación BLR en este sistema, agregando un filtro pasa-altas que suprima parcialmente la banda lateral transmitida.

La razón por la que se hace uso de la modulación en amplitud, se debe a que la parte fundamental del trabajo de tesis es el estudio de los moduladores de frecuencia; y el transmisor de audio y video es un sistema que se usa para probar el adecuado funcionamiento de los mismos.

### **1.4. ORGANIZACIÓN DE LA TESIS.**

El trabajo de investigación se ha organizado de la siguiente manera: índice, lista de figuras, lista de tablas, cuatro capítulos, conclusiones, referencias y anexos.

El primer capítulo es una introducción al sistema desarrollado, los objetivos que se persiguen y su utilidad.

El propósito del segundo capítulo, es definir la modulación FM y AM, así como dar una explicación de los tipos de moduladores de frecuencia realizados.

En el capítulo tres, se muestra la metodología, el diseño y construcción de los moduladores de frecuencia, así como una evaluación de cada tipo de modulador.

En el capítulo cuatro, se muestra la construcción de un modulador de amplitud, que debido a su diseño, se utiliza como transmisor. También se incluye el análisis para el monopolo utilizado para radiar la señal.

En el capítulo cinco, se formulan las conclusiones generales, en el que se exponen los resultados más significativos de la investigación y las perspectivas futuras de este trabajo de tesis.

# CAPÍTULO II

## MODULADORES DE FM Y AM

### 2.1. INTRODUCCIÓN.

En el siguiente capítulo, se explica a través de un diagrama a bloques la construcción del sistema desarrollado. También se proporcionan los análisis matemáticos para las señales moduladas en frecuencia y amplitud. Se explican los conceptos de multiplexión por división de frecuencia, pre-énfasis y de-énfasis y se hace una introducción teórica a los moduladores de frecuencia y de amplitud.

### 2.2. DIAGRAMA A BLOQUES DEL SISTEMA PROPUESTO.

En la figura 2.1. se muestra el diagrama a bloques del sistema propuesto. Se necesita una señal de entrada, la cual puede ser un reproductor de audio, o bien, voz. Esta señal, se amplifica y se pasa a una etapa de pre-énfasis (ver la sección 2.4 para más detalles), posteriormente, esta señal modula en frecuencia a una portadora centrada en 4.5 MHz. Para la etapa de modulación, se diseñaron y construyeron tres tipos de moduladores de frecuencia, un modulador indirecto tipo Armstrong, un modulador de diodo varactor y un modulador VCO. El último bloque es un modulador de AM, que actúa como transmisor de la señal de audio y video multiplexadas, y que sirve como sistema auxiliar para caracterizar a los moduladores mencionados.

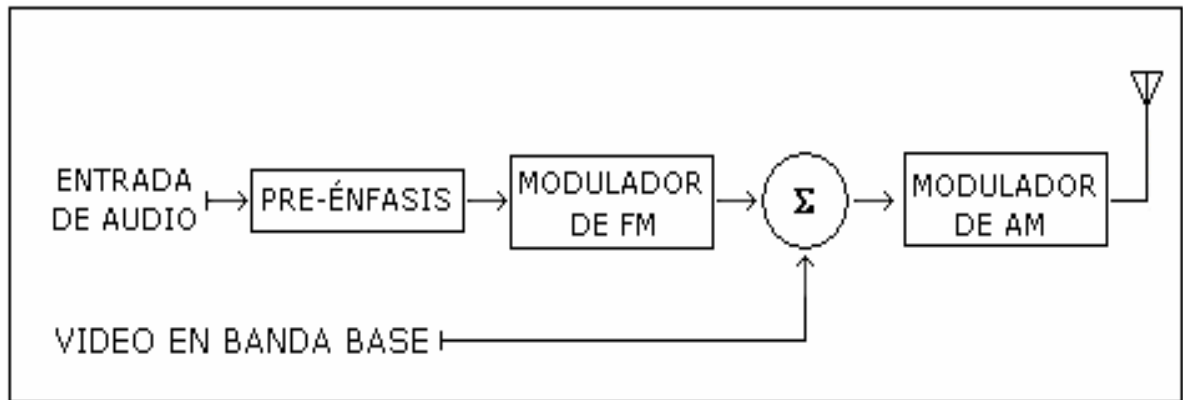


Fig. 2.1. Diagrama general del sistema desarrollado.

### 2.3. MULTIPLEXIÓN POR DIVISIÓN DE FRECUENCIA.

La multiplexión por división de frecuencia (FDM, por sus siglas en inglés) permite enviar varias señales simultáneamente, asignándole una frecuencia portadora diferente a cada una de ellas, de tal manera que estén separadas por al menos  $2f_m$ , ( $f_m$  = frecuencia de la señal modulante), esto con el fin de poder recuperarlas por medio de un filtro.

Si la separación de las dos señales moduladas no es muy grande, ambas pueden transmitirse por la misma antena. Si bien, la altura óptima de la antena no es la misma para cada señal, el ancho de banda total puede hacerse relativamente pequeño comparado con la frecuencia de la portadora [1].

La figura 2.2 muestra el circuito utilizado para la multiplexión de las señales de audio y video. Como se puede observar no es más que un sumador, sin embargo, la portadora de audio y la señal de video en banda base pasan antes por un seguidor para tener la misma impedancia de entrada.

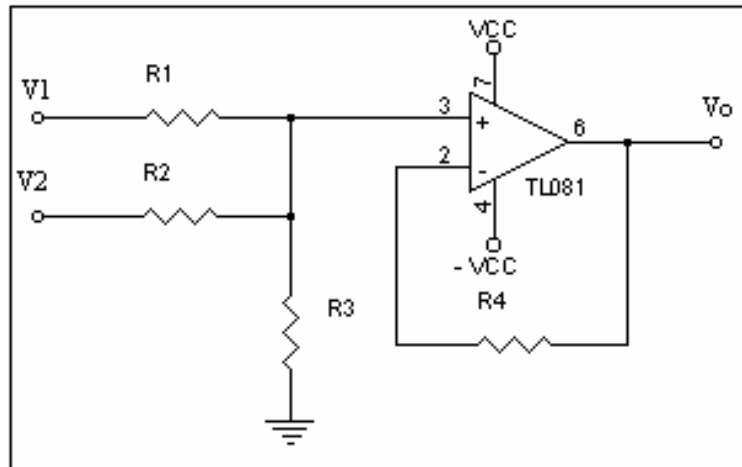


Fig. 2.2. Circuito multiplexor.

El voltaje de salida para este circuito está dado por:

$$V_o = \left[ \frac{R_2 \parallel R_3}{R_1 + R_2 \parallel R_3} V_1 + \frac{R_1 \parallel R_3}{R_2 + R_1 \parallel R_3} V_2 \right] \quad (2.1)$$

Eligiendo:

$$R_1 = R_2 = R_3 = 1\text{K}\Omega$$

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

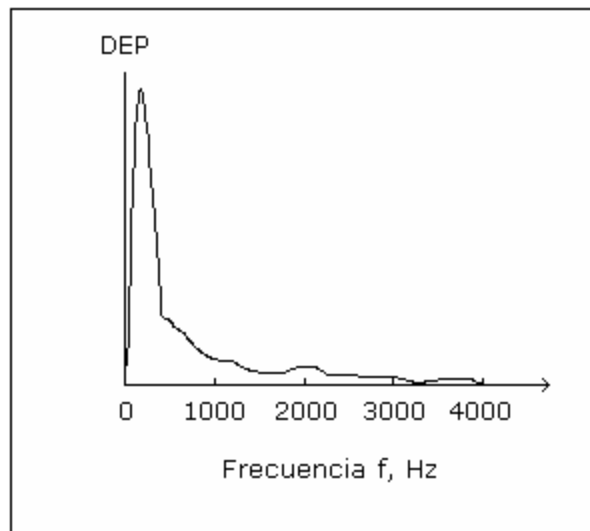
Y sustituyendo en la ecuación 2.1, se tiene:

$$V_o = 0.3 (V_1 + V_2) \quad (2.2)$$

## 2.4. PRE-ÉNFASIS Y DE-ÉNFASIS.

Para radiodifusión, la señal de banda base,  $f(t)$ , tiene un ancho de banda de 15 KHz, a pesar de que la densidad espectral de potencia (DEP)

de  $f(t)$  se encuentra concentrada dentro de 2 KHz (Fig. 2.3). Sin embargo, a la salida del demodulador, la densidad espectral de potencia de ruido blanco crece parabólicamente con la frecuencia [2]. Por lo tanto, la información contenida en las altas frecuencias es más afectada por el ruido que la contenida en las bajas frecuencias [3]. Si se refuerzan las componentes de alta frecuencia de la señal en el transmisor (pre-énfasis), y luego se atenúan en el receptor (de-énfasis), se obtiene una señal libre distorsión.



*Fig. 2.3. DEP relativa de una señal de voz.*

La etapa de pre-énfasis es una red de RC (Fig. 2.4) que actúa como un filtro pasa-altas. Los valores de los componentes se deben elegir cuidadosamente, ya que si se acentúan demasiado las altas frecuencias, el ancho de banda de la señal FM aumentará.

Las frecuencias de resonancia de este circuito, se calculan a partir de su función de transferencia, dada por:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{S + \frac{1}{R_1}}{S + \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C_1}} \quad (2.3)$$

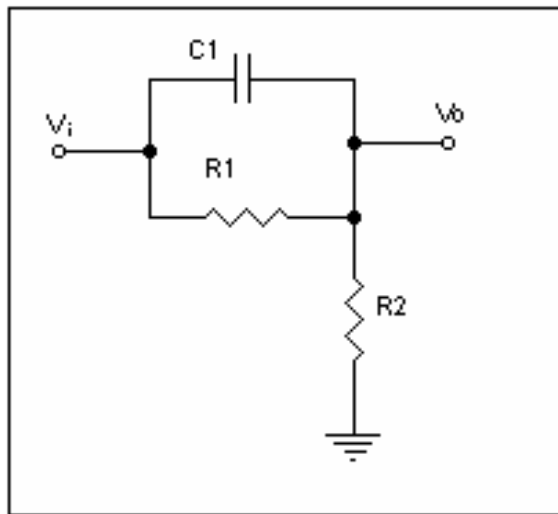


Fig.2.4. Red de pre-énfasis.

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (2.4)$$

$$f_2 = \frac{(R_1 + R_2)}{2\pi R_1 R_2 C_1} \quad (2.5)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_p C_1} \quad (2.6)$$

donde:

$$R_p = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.7)$$

Y

$$S = j\omega \quad (2.8)$$

Para la radiodifusión  $f_1$  se toma de 2.1 KHz ( $RC = 75\mu s$ ) que es la frecuencia a la cual la densidad espectral de la señal se reduce en 3 dB [4]. Para cumplir este requerimiento, se elige  $C_1 = 1.2 \text{ nF}$ , entonces:

$$R_1 = \frac{75ms}{C_1} = \frac{75ms}{1.2nF} = 62.5K\Omega$$

por lo que la constante de tiempo es:

$$C_1 R_1 = 75\mu s$$

que es el mismo valor que se pide para la radiodifusión.

Por otra parte, en el receptor, se realiza una operación inversa a la salida del demodulador, la cual se denomina de-énfasis. Su función es reducir el ruido agregado después del pre-énfasis. El filtro de de-énfasis cambia la densidad espectral del ruido como se muestra en la figura 2.5.

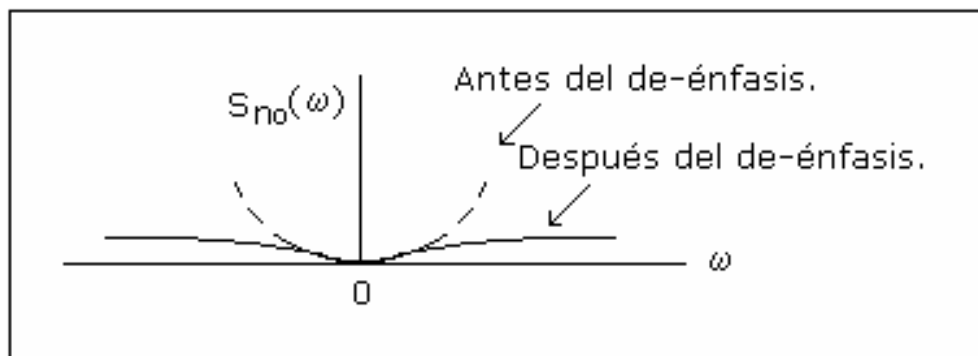


Fig. 2.5. Densidad espectral del ruido después del de-énfasis.



## **2.5. DEFINICIÓN DE MODULACIÓN.**

La modulación surge de la necesidad de enviar señales, tanto analógicas como digitales, a través del espacio. Podemos definirla como el proceso mediante el cual una señal de banda base (señal modulante o moduladora) modifica algún parámetro de una señal portadora de alta frecuencia, con el fin de facilitar su transmisión [5]. La señal resultante se llama onda modulada y debido a que tiene una frecuencia suficientemente alta puede radiarse de manera eficiente por una antena. La antena debe ser del orden de  $1/10$  o más de la longitud de onda de la señal que se radía. Para muchas señales de banda base, las longitudes de onda son demasiado largas para las dimensiones razonables de la antena. Por ejemplo, la voz se concentra en frecuencias dentro del rango de 100 Hz a 3000 Hz, lo que implica una longitud de onda de 1000 Km a 300 Km, respectivamente y como consecuencia una antena muy larga. En vez de esto, se modula una portadora de alta frecuencia trasladando el espectro de la señal [5].

En los Estados Unidos, la transmisión de señales a través de la atmósfera en la banda de radiofrecuencia RF, cubre un rango de 10 KHz a 275 GHz, y es controlado por la Comisión Federal de Comunicaciones, que asigna proporciones del rango de frecuencia para diferentes aplicaciones [6].

Los parámetros que pueden modificarse en una señal son la amplitud, la frecuencia y la fase [7]. En la modulación en amplitud (AM) se produce una señal constante en frecuencia y la amplitud de la portadora varía de manera proporcional a la señal modulante (información). En la modulación en frecuencia (FM), la amplitud de la portadora es constante y la frecuencia cambia proporcionalmente con la señal de información. En la modulación en fase (PM) la fase de la

portadora varía con respecto a la señal modulante. Estos dos últimos tipos de modulación, debido a su similitud, se conocen también como modulación angular.

## 2.6. ANALISIS MATEMÁTICO PARA UNA SEÑAL MODULADA EN FRECUENCIA.

Supongamos una señal con modulación angular:

$$\Phi(t) = V_C \cos[\omega_C t + \mathbf{q}(t)] \quad (2.9)$$

modulada por una señal:

$$f(t) = V_m \cos(\omega_m t) \quad (2.10)$$

donde:

$V_C$  = amplitud de la señal portadora.

$V_m$  = amplitud de la señal modulante.

$\omega_C$  = frecuencia de la portadora (rad / seg).

$\omega_m$  = frecuencia de la señal modulante (rad / seg).

$\mathbf{q}(t)$  = ángulo de fase.

Para la modulación de ángulo de esta señal, existen dos posibilidades: la modulación en fase y la modulación en frecuencia. Si el ángulo de fase  $\mathbf{q}(t)$ , varía linealmente con la señal modulante  $f(t)$ , se obtiene una onda modulada en fase. Si la frecuencia instantánea,  $\omega$ , se hace variar linealmente con la señal modulante, se tiene modulación en frecuencia. Como se desea modular en frecuencia, definimos frecuencia instantánea como [8]:

$$\omega_i(t) = \omega_C + k_f f(t) \quad (2.11)$$

donde:

$k_f$  = constante de modulación [ rad / seg.V ]

$$\mathbf{w}_i(t) = \frac{d\mathbf{q}}{dt} \quad (2.12)$$

por lo que:

$$\mathbf{q}(t) = \int \mathbf{w}_i(t) dt \quad (2.13)$$

$$\mathbf{q}(t) = k_f \int f(t) dt \quad (2.14)$$

Sustituyendo la ecuación (2.14) en la ecuación (2.9), se obtiene la señal:

$$\Phi_{FM}(t) = V_C \cos[\mathbf{w}_C t + k_f \int f(t)] \quad (2.15)$$

$$\Phi_{FM}(t) = V_C \cos[\mathbf{w}_C t + k_f \int V_m \cos(\mathbf{w}_m t)]$$

$$\Phi_{FM}(t) = V_C \cos[\mathbf{w}_C t + \frac{k_f V_m}{\mathbf{w}_m} \text{sen}(\mathbf{w}_m t)] \quad (2.16)$$

La desviación de frecuencia pico se define como:

$$\Delta \mathbf{w} = V_m k_f \quad (2.17)$$

Ahora podemos definir  $\beta$  como el índice de modulación:

$$\mathbf{b} = \frac{\Delta \mathbf{w}}{\mathbf{w}_m} \quad (2.18)$$

Sustituyendo las ecuaciones (2.17) y (2.18) en (2.16), la señal resultante es una onda modulada en FM y está dada por:

$$\Phi_{FM}(t) = V_C \cos(\omega_c t + b \text{ sen } \omega_m t) \quad (2.19a)$$

aplicando la identidad trigonométrica

$$\cos(a + b) = (\cos a)(\cos b) - (\text{sen } a)(\text{sen } b)$$

se obtiene

$$\Phi_{FM}(t) = V_C [\cos \omega_c t - b (\text{sen } \omega_m t)(\text{sen } \omega_c t)] \quad (2.19b)$$

El ancho de banda depende del valor de  $b$ . Para  $b$  pequeños, solo son significativas las primeras bandas laterales. Si el valor de  $b$  aumenta, hay más bandas significativas y el ancho de banda también se incrementa. Una consideración para FM de banda angosta es que  $b < 0.2$ , sin embargo, se utilizan valores de hasta 0.5 [9]. Matemáticamente:

$$B = 2\omega_m \quad (2.20)$$

donde:

$B = \text{ancho de banda}$ .

Cuando los valores de  $b$  son muy altos, se tiene FM de banda ancha y el ancho de banda está dado por:

$$B = 2\Delta\omega \quad (2.21)$$

Para los casos intermedios, se aplica la regla de Carson, la cual se aproxima a los límites correctos tanto para  $b$  muy grande como muy pequeña. Da siempre un ancho de banda menor que la definición de

bandas laterales significativas, con un error máximo en el entorno de  $b = 1$ .

$$B = 2 (\Delta w + w_m) \quad (2.22a)$$

que también puede escribirse como:

$$B = 2 w_m (1 + b) \quad (2.22b)$$

Aunque la frecuencia y la fase instantáneas de una onda modulada en ángulo pueden variar con el tiempo, la amplitud siempre permanecerá constante. En consecuencia, la potencia de una onda modulada en ángulo será siempre:

$$P = \frac{V_c^2}{2} \quad (2.23)$$

donde:

$P$  = potencia media total.

$V_c$  = amplitud de la señal FM.

## 2.7. EL MÉTODO INDIRECTO DE AMSTRONG.

En el método indirecto de Amstrong, la señal de FM de banda angosta se genera integrando la señal modulante  $f(t)$  y utilizándola para modular en fase a una portadora (Fig. 2.6).

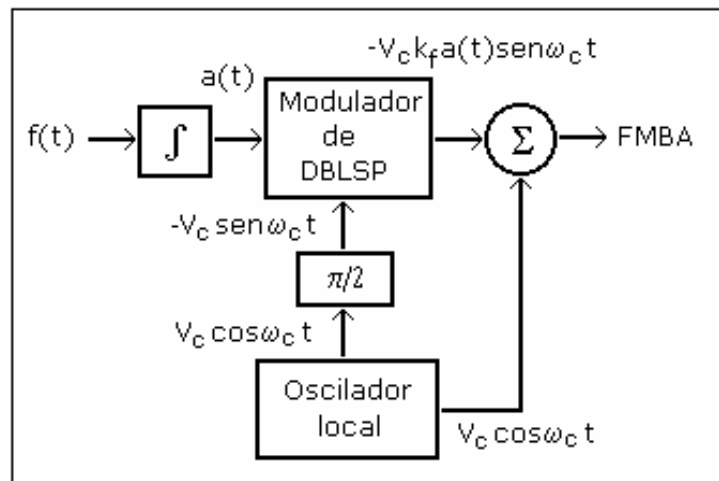
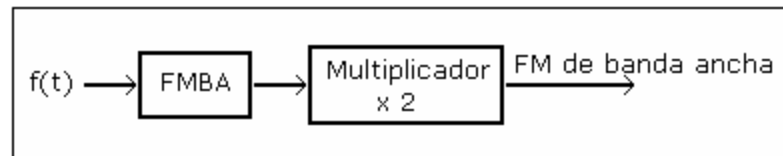


Fig. 2.6. Generación de señales FM de banda angosta.

Se utiliza un modulador de doble banda lateral con portadora suprimida, cuya salida se suma con la portadora original para obtener una señal modulada en fase.

Los multiplicadores nos sirven para convertir la señal de banda angosta a una señal de banda ancha (Fig. 2.7).



*Fig. 2.7. Generación de señales FM de banda ancha.*

La principal ventaja de un modulador de Armstrong es la estabilidad de frecuencia, misma que le proporcionan los osciladores a cristal, pero sufre el ruido que causa la multiplicación.

## **2.8. EL MODULADOR DE DIODO VARACTOR.**

Una forma de generar FM directa es usando diodos especiales, como los varactores y diodos de recuperación de escalón, que producen muchas armónicas. El uso de estos dispositivos permite multiplicar por un orden de magnitud, o más en un solo paso. Hay limitaciones como el hecho de que las pérdidas debidas a la generación de armónicos hacen necesaria una amplificación y las pequeñas inestabilidades de fase del proceso de multiplicación se acumulan y aparecen como ruido a la salida.

En este tipo de moduladores, la señal modulante se suma o se resta al voltaje de polarización, lo que cambia la capacitancia del diodo, y por lo tanto, la frecuencia de oscilación. Los cambios positivos de la señal modulante, aumentan la frecuencia de oscilación, y los negativos, la disminuyen.

En este método una señal de FM se puede generar utilizando la señal modulante como señal de control. Por lo que:

$$\omega_i = \omega_c + k_f f(t) \quad (2.24)$$

La frecuencia de oscilación es:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.25)$$

en donde:

$L = \text{inductancia}$ .

$C = \text{capacitancia del diodo varactor}$ .

El parámetro que varía en función de la señal modulante es la capacitancia del diodo, entonces:

$$C = C_o - kf(t) \quad (2.26)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC_o} \left[ 1 - \frac{kf(t)}{C_o} \right]^{1/2}} \quad (2.27)$$

pero

$$\frac{kf(t)}{C_o} \ll 1$$

Aplicando el teorema del binomio de Newton a  $\left[ 1 - \frac{kf(t)}{C_o} \right]^{1/2}$ , para el

caso de un exponente negativo o fraccionario [10], se tiene:

$$\mathbf{w}_o \cong \frac{1}{\sqrt{LC_o}} \left[ 1 + \frac{kf(t)}{2C_o} \right] \quad (2.28)$$

como:

$$\mathbf{w}_c = \frac{1}{\sqrt{LC_o}}$$

$$\mathbf{w}_o = \mathbf{w}_c \left[ 1 + \frac{kf(t)}{2C_o} \right]$$

Definimos

$$k_f = \frac{k\mathbf{w}_c}{2C_o} \quad (2.29)$$

$$\mathbf{w}_o = \mathbf{w}_c + k_f f(t) \quad (2.30)$$

$$\frac{\Delta C}{C_o} = \frac{2\Delta f}{f_c} \quad (2.31)$$

La generación de FM directa produce la suficiente desviación de frecuencia y requiere de poca multiplicación de frecuencia; sin embargo, este método tiene una baja estabilidad de frecuencia.



## 2.9. MODULADOR DE OSCILADOR CONTROLADO POR VOLTAJE.

Los osciladores controlados por voltaje, VCO (por sus siglas en inglés), pueden generar una señal de FM de manera directa. La señal modulante desvía la frecuencia del VCO, produciendo una señal FM. La frecuencia de salida del modulador está dada por:

$$f = (f_c + \Delta f)N \quad (2.32)$$

en donde la desviación de frecuencia,  $\Delta f$ , es igual a la amplitud pico de la señal modulante multiplicada por la sensibilidad de desviación del VCO [11].

Como en los moduladores directos la frecuencia está controlada por la señal modulante, en este tipo de modulador, la estabilidad de frecuencia no es tan buena a largo plazo. Generalmente, se utilizan para aplicaciones de baja potencia [12].

## 2.10. ANÁLISIS MATEMÁTICO DE UNA SEÑAL MODULADA EN AM.

Dada una señal portadora:

$$P(t) = V_c \cos(w_c t) \quad (2.33)$$

en donde:

$V_c =$  amplitud pico de la portadora (volts).

$w_c =$  frecuencia de la portadora (rad / seg).

En la modulación de amplitud la fase es constante y la señal portadora varía proporcionalmente a la amplitud de la señal modulante, por lo que la máxima amplitud de la señal modulada es:

$$V_{\max} = V_C + V_m \quad (2.34)$$

en donde:

$V_m =$  amplitud de la señal modulante.

Por lo tanto, la amplitud instantánea de la señal modulada puede expresarse como:

$$\Phi_{am}(t) = [V_C + V_m f(t)][\cos(\omega_C t)] \quad (2.35)$$

Si la frecuencia máxima de  $f(t)$ ,  $\omega_m$ , es mucho menor que la frecuencia de la portadora,  $\omega_c$ , ( $\omega_m \ll \omega_c$ ), el término  $V_C + V_m f(t)$ , varía lentamente con los ciclos de portadora y se visualiza como su envolvente (Fig. 2.8).

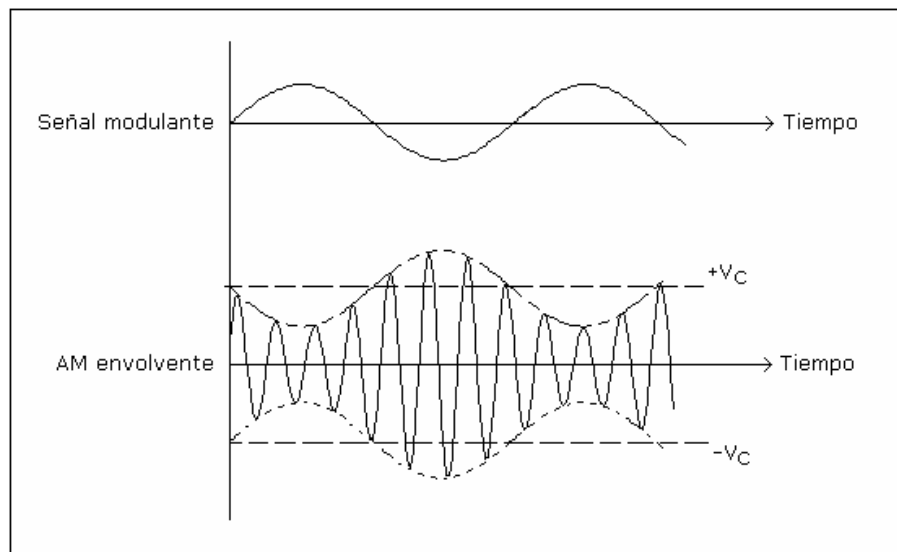


Fig. 2.8. Modulación AM

Esta es una característica importante de la modulación de amplitud, la envolvente de la onda tiene la forma de la señal modulante  $f(t)$ , lo que simplifica enormemente el proceso de recuperación de la señal  $f(t)$  a partir de la señal modulada. Para ello, se ha de cumplir la condición:

$$V_m [f(t)]_{\max} \leq V_C \quad (2.36)$$

ya que un cambio de signo implicaría una inversión de fase de la portadora y la envolvente no resultaría similar a  $f(t)$ .

El máximo de profundidad de modulación se denomina índice de modulación, y está dado por:

$$m = \frac{V_m [f(t)]_{\max}}{V_C} \quad (2.37)$$

Sustituyendo  $m$  en la ecuación 2.35, nos queda:

$$\Phi_{AM}(t) = V_C \left[ 1 + \frac{mf(t)}{f(t)_{\max}} \right] \cos(\omega_C t) \quad (2.38)$$

La expresión  $\frac{f(t)}{f(t)_{\max}}$  es la función  $f(t)$  normalizada, por lo tanto:

$$\Phi_{AM}(t) = V_C [1 + mf(t)] \cos(\omega_C t) \quad (2.39)$$

para  $f(t)$  normalizada.

En la ecuación 2.39 puede observarse que la señal modulante contiene un componente constante y un componente sinusoidal. La

componente constante produce la componente de la portadora en la señal modulada y la componente sinusoidal produce las frecuencias laterales.

El espectro de la señal modulada está dado por:

$$\Phi(t) = \frac{V_c}{2}[\mathbf{d}(\mathbf{w} - \mathbf{w}_c) + \mathbf{d}(\mathbf{w} + \mathbf{w}_c)] + \frac{mV_c}{2}[f(\mathbf{w} - \mathbf{w}_c) + f(\mathbf{w} + \mathbf{w}_c)] \quad (2.40)$$

Como se puede observar hay simetría en torno a  $\omega_c$  de las componentes de la señal. La simetría es par en la amplitud e impar en la fase.

El ancho de banda requerido es exactamente el doble que el ancho de banda del mensaje.

$$B = 2w \quad (2.41)$$

El sistema de modulación de amplitud es redundante ya que ambas bandas laterales contienen la misma información.

La potencia está dada por:

$$P_T = \frac{V_c^2}{2}[1 + m^2 \overline{f^2(t)}] \quad (2.42)$$

De aquí se desprende que  $P_T$  se puede descomponer en potencia de portadora,  $P_C$ :

$$P_C = \frac{V_c^2}{2} \quad (2.43)$$

y la potencia contenida en las bandas laterales  $2P_{BL}$ , siendo:

$$P_{BL} = \frac{V_c^2 m^2 \overline{f^2(t)}}{4} \leq \frac{1}{2} P_C \quad (2.44)$$

el límite superior de  $P_{BL}$  viene dado por la condición:

$$m^2 f^2(t) \leq 1 \quad (2.45)$$

con lo cual:

$$P_C = P_T - 2P_{BL} \geq \frac{1}{2}P_T \quad (2.46)$$

Luego, al menos el 50% de la potencia total se emplea en la portadora, que no contiene información relevante, pero todo lo que se pierde en potencia se ganará en facilidad de demodulación en el receptor.

## 2.11. MODULADOR DE AM.

La modulación de amplitud (AM) es el proceso de cambiar la amplitud de una portadora de frecuencia relativamente alta de acuerdo con la amplitud de la señal modulante. Las frecuencias que son lo suficientemente altas para radiarse de manera eficiente por una antena y propagarse por el espacio libre se llaman comúnmente radiofrecuencias o simplemente RF [12]. Debido a su costo relativamente barato se utiliza en la radiodifusión de señales de audio y video.

En la figura 2.9. se muestra el diagrama de un modulador simple de nivel bajo de potencia. La portadora se aplica a la base del transistor y la señal modulante al emisor, por lo que este método se conoce como modulación de emisor.

Una ventaja de la modulación de nivel bajo es que se requiere menos potencia de la señal modulante para lograr un alto porcentaje de modulación [13].

Con la modulación de emisor, la amplitud de la señal portadora debe ser menor que la amplitud de la señal modulante. Si la señal modulante tiene una amplitud de 0V, el circuito opera como un amplificador lineal.

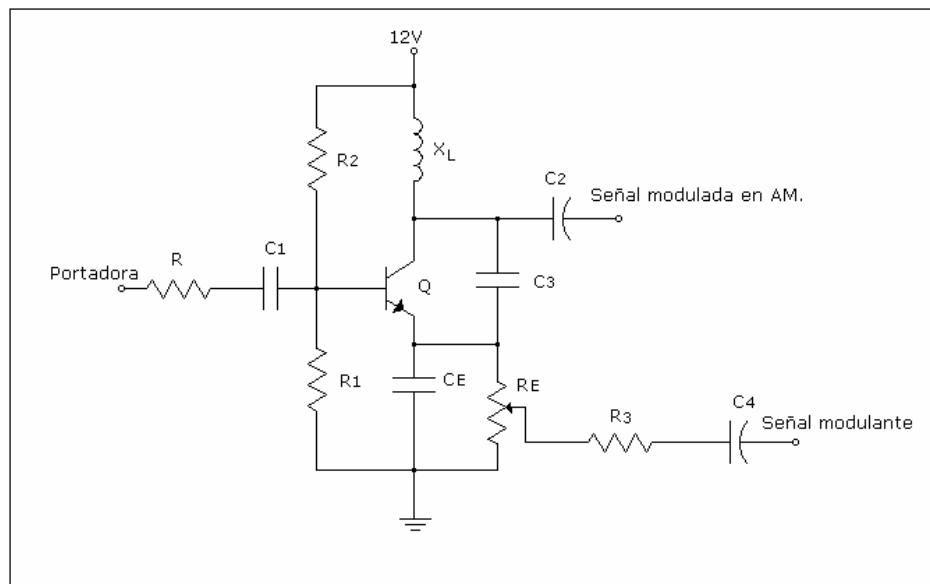


Fig. 2.9. Modulador de AM de nivel bajo de potencia.

El voltaje de la señal modulada, depende de la amplitud de la señal portadora y de la ganancia de voltaje del circuito cuando actúa como amplificador.

$$I_E = \frac{V_{th} - V_{be}}{\frac{R_{th}}{\beta} + R_E} \quad (2.47)$$

$$r'_e = \frac{25mV}{I_E} \quad (2.48)$$

$$V_{th} = \frac{V_{CC}R_1}{R_1 + R_2} \quad (2.49)$$

$$R_{th} = \frac{R_1R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.50)$$

$$A_q = \frac{r_c}{r'_e} \quad (2.51)$$

$$A_v = A_{max} = A_q(1 \pm m) \quad (2.52)$$

donde:

$m =$  *coeficiente de modulación.*

$A_q =$  *ganancia de voltaje en reposo.*

## 2.12. CONCLUSIONES.

Existen muchos circuitos generadores de señales FM, se eligieron éstos, porque son los más populares y utilizados. La configuración de los circuitos puede variar, dependiendo de los resultados que se quieran obtener.

La utilización de FM, se debe a que está relativamente libre de ruido. Esto se debe a que la atmósfera es menos ruidosa en VHF, donde se encuentra la aplicación de FM. En comparación de AM, FM tiene una mejor fidelidad y un uso más eficiente de la potencia.

La utilización de un modulador de AM como transmisor de la señal, permite radiar la señal a pocos metros de distancia, debido a la baja potencia de salida. Para incrementar la distancia de propagación de la señal, es necesario adaptar al sistema una etapa de potencia.



## CAPÍTULO III

### DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE MODULADORES DE FRECUENCIA

#### 3.1. INTRODUCCIÓN.

En el capítulo 2, se han expuesto los elementos necesarios para la modulación y la importancia que tiene en la radiodifusión y en los sistemas de comunicación. En este capítulo se muestra la metodología, el diseño y la construcción de los tres moduladores de frecuencia. Se explica detalladamente su funcionamiento y las etapas que los componen.

#### 3.2. DISEÑO DE LOS MODULADORES DE FRECUENCIA.

La portadora a 4.5 MHz se modula en frecuencia por una onda seno tal que la desviación de frecuencia pico máxima sea de 25 KHz. Se quiere determinar el índice de modulación y el ancho de banda de la señal de FM si se utiliza un tono de prueba de 20 KHz.

De acuerdo a la ecuación 2.18, el índice de modulación es de:

$$\beta = 1.25$$

Por definición,  $\beta$ , tiene un valor grande, por lo que la señal FM es de banda ancha, y por lo tanto, el ancho de banda está dado por la ecuación 2.21, es decir:

$$B = 150 \text{ KHz}$$

Si se aplica la regla de Carson (Ec. 2.22a):

$$B = 190 \text{ KHz.}$$

Por supuesto, se ha elegido un caso extremo. Una señal de audio no tiene tanto contenido de altas frecuencias. Para frecuencias de audio más bajas, el valor de  $\beta$  aumenta y el ancho de banda se aproxima al límite de la banda ancha (Ec. 2.20). Como se puede observar, el ancho de banda final, está determinado por la mayor frecuencia modulante.

### 3.3. MODULADOR DE FRECUENCIA INDIRECTO TIPO AMSTRONG.

Como ya se mencionó, en este método, una señal FM de banda angosta, se genera integrando la señal modulante y utilizándola para modular en fase una portadora. Posteriormente se multiplica para convertirla en FM de banda ancha. La figura 3.1 muestra un diagrama a bloques del modulador de Armstrong de FM indirecta.

En un modulador de Armstrong, la señal portadora se cambia de fase  $90^\circ$  y se alimenta a un modulador balanceado en donde se multiplica con la señal de audiofrecuencia  $f(t)$  ya integrada.

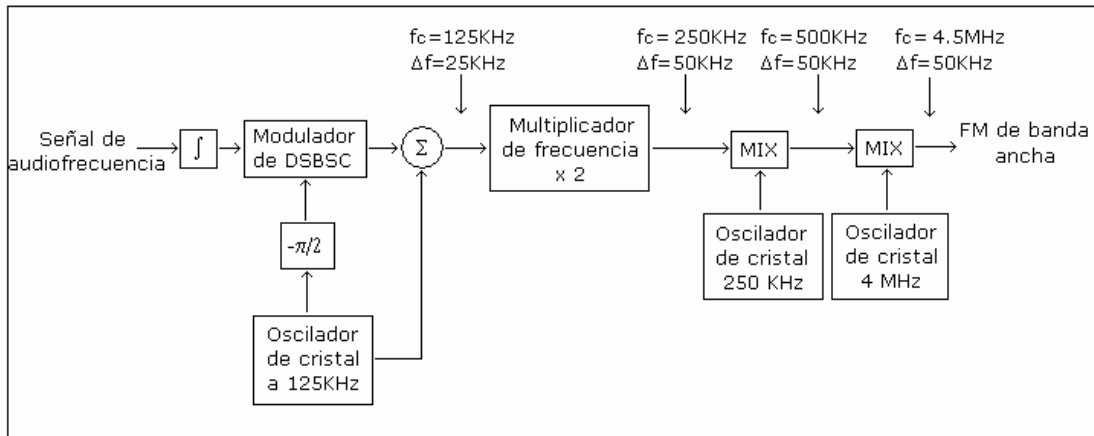


Fig. 3.1. Modulador de frecuencia indirecto tipo Amström.

El modulador balanceado se construye con un MC1496 y tiene por salida una señal de doble banda lateral con portadora suprimida, la cual se suma con la portadora original de 125 KHz para producir una onda modulada en frecuencia. Si la señal de audiofrecuencia no se integrara, la señal de salida sería una onda modulada en fase.

### 3.3.1. OSCILADOR LOCAL.

La figura 3.2 muestra un diagrama general del tratamiento que se le da a la señal portadora, debido a que el cristal tiene una frecuencia fundamental de 2 MHz, y el sistema necesita una portadora de 125 KHz.

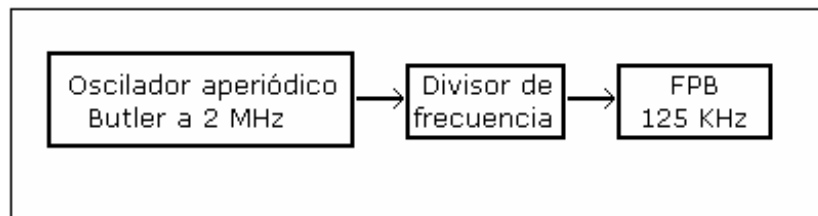


Fig. 3.2. Oscilador local a 125 KHz.

El oscilador aperiódico Butler [14], tiene una salida de 2 MHz, la cual pasa a un divisor de frecuencia, que no es más que un contador de décadas SN74LS93. Este flip-flop, nos proporciona cuatro salidas: 1 MHz, 500 KHz, 250 KHz y 125 KHz. Para elegir la frecuencia de 125 KHz se utiliza un filtro pasabandas tipo Chebyshev con ganancia  $K = 2$ , un factor de calidad  $Q = 5$  y un frecuencia de corte de 125 KHz. Dicho filtro se muestra en la figura 3.3. y su caracterización en la figura 3.4.

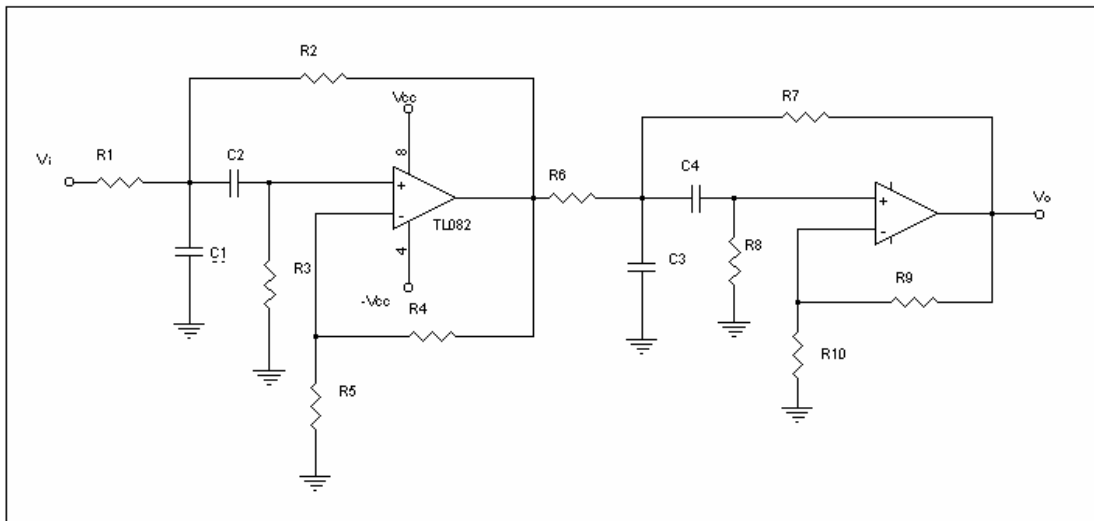


Fig. 3.3. Filtro pasabandas a 125 KHz.

Los valores de los componentes se determinan con las siguientes fórmulas [15]:

$$R_1 = R_6 = \frac{2}{\mathbf{r}w_o C_1} \quad (3.1)$$

$$R_2 = R_7 = \frac{2}{(-\mathbf{b} + \sqrt{(\mathbf{r} - \mathbf{b})^2 + 8\mathbf{g}})w_o C_1} \quad (3.2)$$

$$R_3 = R_8 = \frac{1}{\mathbf{g}w_o C_1} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \quad (3.3)$$

$$R_4 = R_5 = R_9 = R_{10} = 2R_3 \quad (3.4)$$

donde:

$$r = \frac{K}{Q} \quad (3.5)$$

$$b = \frac{1}{Q} \quad (3.6)$$

$$g = 1 \quad (3.7)$$

COMPONENTE	VALORES CALCULADOS	VALORES REALES
$C_1 = C_3$	1 nF	1 nF
$C_2 = C_4$	1 nF	1 nF
$R_1$	6.37 K $\Omega$	10 K $\Omega$
$R_2$	966 $\Omega$	1 K $\Omega$
$R_3$	1.93 K $\Omega$	2.2 K $\Omega$
$R_4 = R_5$	3.86 K $\Omega$	3.3 K $\Omega$
$R_6$	6.37 K $\Omega$	8.2 K $\Omega$
$R_7$	966 $\Omega$	1 K $\Omega$
$R_8$	1.93 K $\Omega$	2.2 K $\Omega$
$R_9 = R_{10}$	3.86 K $\Omega$	2.2 K $\Omega$

TABLA 3.1. Valores del diseño del filtro pasabandas a 125 KHz.

Como se puede observar, algunos valores no son iguales a los calculados, esto se debe a que se han conectado dos etapas de segundo orden, en cascada, con el fin de obtener un filtro más selectivo y con una  $K = 4$ . Los valores que generalmente cambian, son  $R_1$ ,  $R_4$  y  $R_5$ .

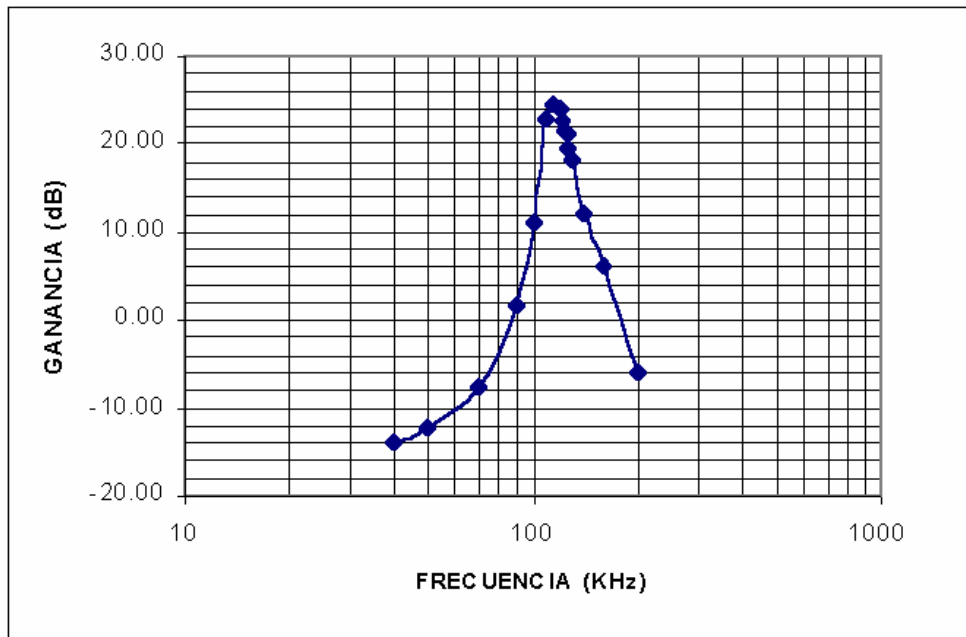


Fig. 3.4. Respuesta del filtro pasabandas a 125 KHz.

En la figura 3.5. se muestra la tarjeta del oscilador local para el modulador de Amstrong. En ella están integrados los osciladores a 2MHz, 1 MHz, 500 KHz, 250 KHz y 125 KHz.



Fig. 3.5. Fotografía de la tarjeta del oscilador local.

### 3.3.2. DESFASADOR.

La ecuación 2.19b, sugiere un método de generación de FM de banda angosta, usando desfases y moduladores balanceados. La figura 3.6. muestra tres circuitos desfases en cascada, los cuales, deben transmitir una señal sin cambiar su amplitud, pero cambiando su ángulo de fase [16]. Las resistencias R deben ser iguales y pueden utilizar cualquier valor desde 10 KΩ a 220 KΩ. El ángulo de fase,  $\theta$ , depende de  $R_i$ ,  $C_i$  y la frecuencia f. La relación es:

$$q = 2 \arctan 2pfR_iC_i \quad (3.8)$$

$$R_2 = R_5 = R_8 = R_i = \frac{\tan\left(\frac{q}{2}\right)}{2pfC_i} \quad (3.9)$$

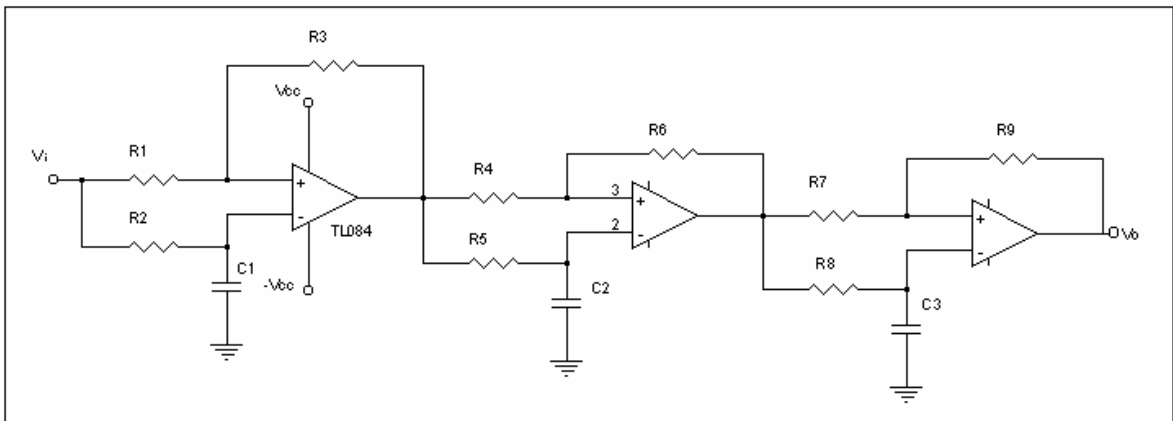


Fig. 3.6. Circuito desfaseador.

La ecuación 3.8 es útil cuando se conocen los valores de  $R$  y  $C_i$ . Cuando no se conocen, se ocupa la ecuación 3.9. En este caso se propone un valor para el capacitor  $C_i = 1$  nF. Para tener un desfaseamiento de  $90^\circ$ ,

se utilizan tres desfasadores de  $30^\circ$  cada uno, cuya suma es de  $90^\circ$ . Los valores así obtenidos, se muestran en la tabla 3.2.

COMPONENTES	VALORES CALCULADOS	VALORES REALES
$R_2$	$305.6 \Omega$	$220 \Omega$
$R_5$	$305.6 \Omega$	$150 \Omega$
$R_8$	$305.6 \Omega$	$220 \Omega$
$C_1$	$1 \text{ nF}$	$2.2 \text{ pF}$
$C_2$	$1 \text{ nF}$	$470 \text{ pF}$
$C_3$	$1 \text{ nF}$	$1 \text{ nF}$

*Tabla 3.2. Valores del diseño del circuito desfasador.*

La razón por la cual se utilizan tres desfasadores es la facilidad de diseño. Una sola etapa de desfasamiento no logra obtener los  $90^\circ$  requeridos. Para lograr el desfasamiento de  $-90^\circ$ , se utiliza un circuito inversor, de tal manera que:

$$90^\circ - 180^\circ = -90^\circ$$

### 3.3.3. MODULADOR DE DOBLE BANDA LATERAL CON PORTADORA SUPRIMIDA.

La figura 3.7 muestra el diagrama para un modulador de AM de doble banda lateral con portadora suprimida, DSBSC, (por sus siglas en inglés), utilizando el circuito integrado MC1496, el cual es un modulador/demodulador balanceado cuya salida es el producto de las dos señales de entrada.



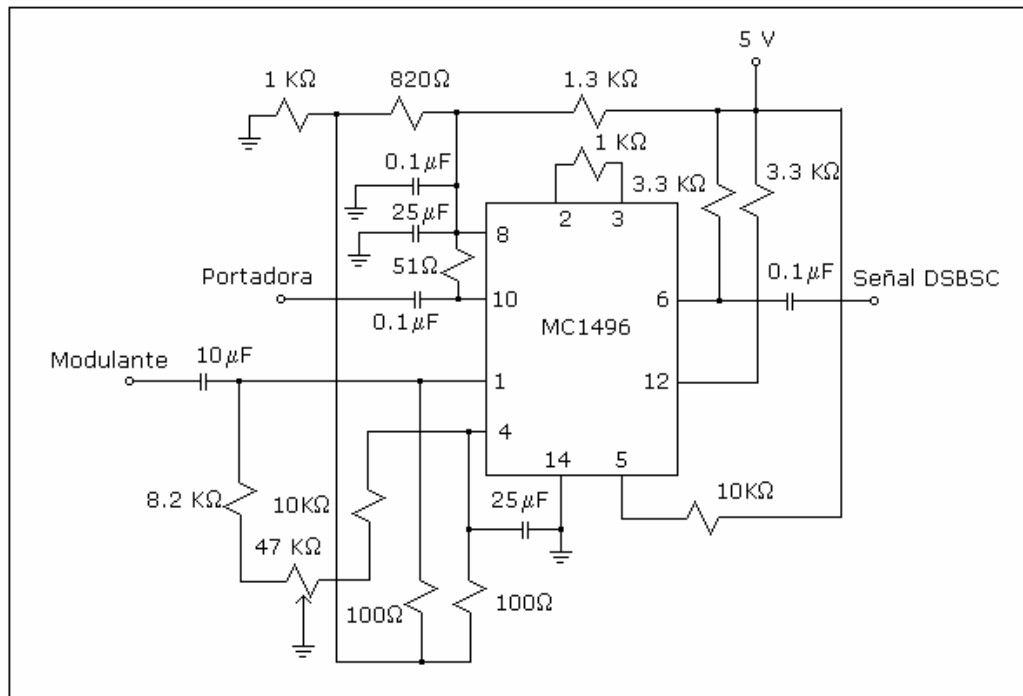


Fig. 3.7. Modulador de DSBSC.

La supresión de la portadora depende del nivel de voltaje de la señal portadora. Un bajo voltaje de la portadora tiene por resultado una baja ganancia de la señal, y por lo tanto, una baja supresión de portadora. De acuerdo con el fabricante, 60 mVrms proveen una supresión de portadora óptima en la vecindad de 500 KHz.

La señal modulante se aplica al pin 1. El potenciómetro de 47 K, se utiliza para balancear las corrientes de polarización para los amplificadores diferenciales y anular la portadora. Los pines 6 y 12 son las salidas que contienen componentes de la portadora y de la banda lateral. Cuando una de las salidas se invierte y se agrega a la otra, la portadora se suprime y produce una señal de doble banda lateral con portadora suprimida (Fig. 3.8 y Fig. 3.9). Cabe aclarar que los espectros obtenidos corresponden a un tono de prueba de 10 KHz y con una amplitud de 1 Vpp. Esta amplitud se aplica a cada tarjeta, no al circuito modulador.

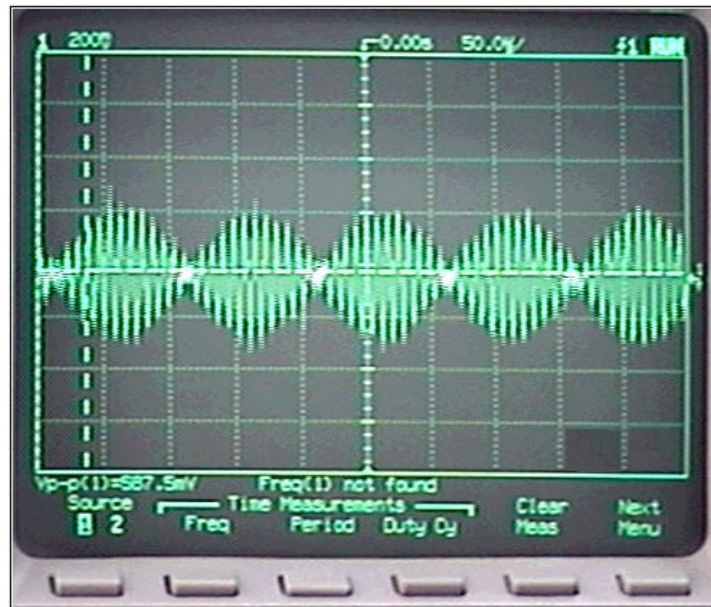


Fig. 3.8. Señal de AM-DSBCS.



Fig. 3.9. Espectro de la señal de AM con portadora suprimida.

La señal portadora se aplica al pin 10, que en conjunción con el pin 8, proporcionan una entrada a un amplificador de salida diferencial de

conexión cruzada cuadrática. Esta configuración se utiliza para asegurar que ocurra la multiplicación.

La señal de AM con portadora suprimida, se suma con la señal del oscilador local. Para determinar el valor de la constante  $k_f$ , se utiliza un amplificador. De esta manera, la salida es una señal de FM de banda angosta que es muy parecida al espectro de una señal de AM, como se muestra en la figura 3.10. La diferencia entre ambos sistemas es que, mientras que en AM la modulación se agrega en fase con la portadora, en FM de banda angosta, se agrega en cuadratura.

El espectro de la banda base que se requiere para fidelidad abarca de 50 Hz a 15 KHz [1], y la desviación de frecuencia es de 25 Hz, para mantener un índice de modulación menor que uno. El valor más alto para  $\beta$  es de 0.5 y el más bajo de 0.0016. Con estos valores de  $\beta$ , aseguramos una modulación FM de banda angosta.



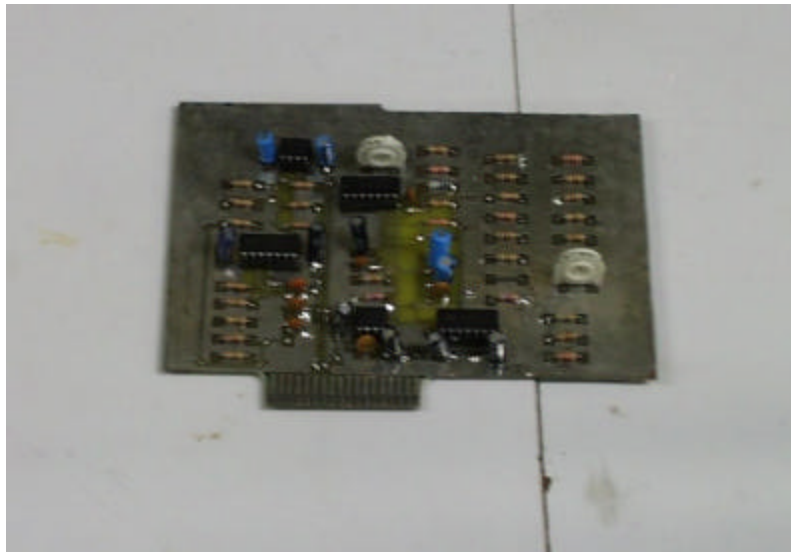
Fig. 3.10. Señal de FM de banda angosta.

El ancho de banda para FM de banda angosta es:

$$B = 2 f_m = 2 \times 10 \text{ KHz} = 20 \text{ KHz.}$$

La señal FM de banda angosta generada por este método presenta cierta distorsión, debido a que este modulador también tiene cierta modulación en amplitud. La limitación de la amplitud en los multiplicadores de frecuencia suprime la mayor parte de esta distorsión.

La figura 3.11. muestra la tarjeta del modulador de AM-DSBCS. En ella, se encuentra el desfasador, el modulador y un sumador.



*Fig. 3.11. Tarjeta del modulador de AM-DSBCS.*

#### **3.3.4. MULTIPLICADORES DE FRECUENCIA.**

La multiplicación de frecuencia se realiza a través de un amplificador de RF, al hacerlo operar en la parte no lineal de su curva característica genera armónicas, actuando como un multiplicador de

frecuencia, de tal manera, que es posible tener una frecuencia de salida que sea un múltiplo de la frecuencia de entrada [17].

Un método de incrementar la salida de un multiplicador de frecuencia es operar la etapa como amplificador push-push (Fig. 3.12). Las bases están conectadas para entrada push-pull, pero los colectores están en paralelo. El tanque del colector está sintonizado al múltiplo de la frecuencia de entrada. Si es necesario, los multiplicadores de frecuencia se conectan en cascada.

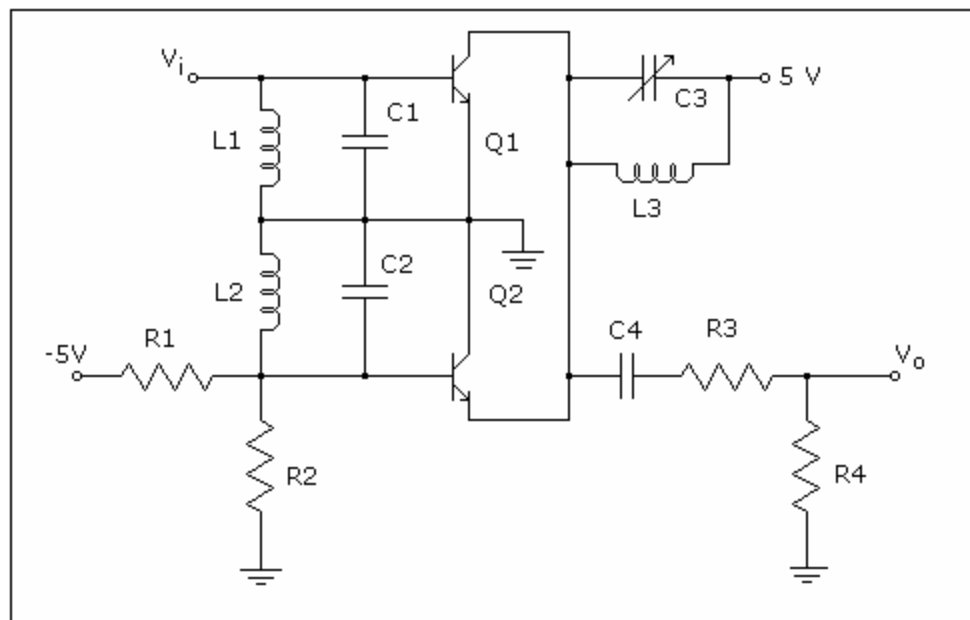


Fig. 3.12. Circuito multiplicador.

Para producir un espectro de frecuencia de FM de banda ancha, es necesario utilizar multiplicadores, que permitan aumentar la desviación de frecuencia. La desviación de frecuencia es de 12.5 KHz a la salida del modulador. Para lograr 25 KHz de desviación pico de frecuencia, se multiplica la portadora por 2, y se obtiene:

$$f_c = (125\text{KHz})(2) = 250\text{KHz}$$

$$\Delta f = (25\text{KHz})(2) = 50\text{KHz}$$

Como se puede observar, la multiplicación ha sido adecuada para lograr el desplazamiento de frecuencia deseado, pero la señal portadora está muy por debajo de la frecuencia de 4.5 MHz (Figura 3.13). Si se utilizara otro multiplicador no solo aumentaría la frecuencia de la portadora sino también el desplazamiento de frecuencia, para evitar que aumente el desplazamiento de frecuencia, se utilizan mezcladores, los cuales únicamente desplazarán la frecuencia de la portadora.

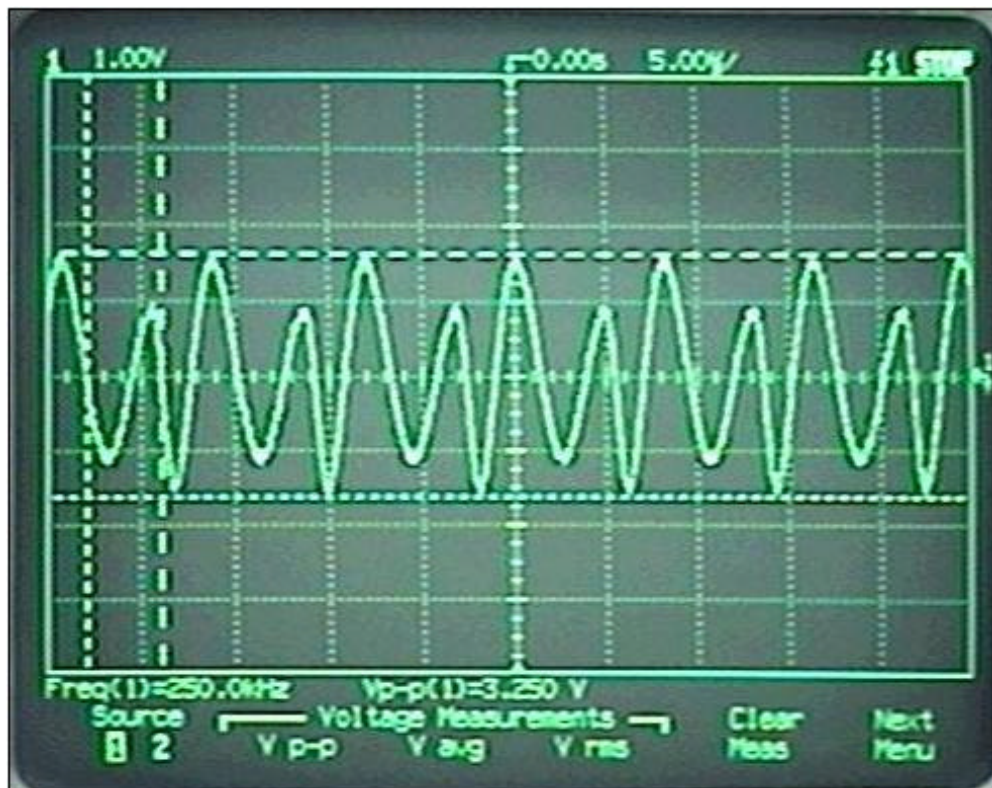


Fig. 3.13. Señal de salida del multiplicador.

### 3.3.5. MEZCLADORES DE FRECUENCIA.

Los mezcladores de frecuencia (MIX), sirven para trasladar el espectro de frecuencias de una región a otra sin alterar el carácter de la modulación [18]. Como resultado de la mezcla de dos señales, se obtiene una nueva frecuencia de la portadora, la cual se llama frecuencia intermedia  $f_{FI}$ , y puede ser mayor o menor que la frecuencia original de la portadora.

En los mezcladores se pueden emplear transistores bipolares (BJT) o de efecto de campo (JFET) como elemento paramétrico. Debido a la presencia del voltaje del oscilador local, la transconductancia  $g_m$  del transistor, cambia periódicamente, lo que causa la traslación de frecuencias.

La figura 3.14 muestra un mezclador con transistor de efecto de campo de doble compuerta. Este circuito es el equivalente del tubo de multirejilla de vacío. La portadora se aplica a una de las compuertas del JFET y la señal del oscilador a la otra. Con esto se logra un buen aislamiento entre el oscilador local y la señal portadora.

Para mezclar dos señales, la señal del oscilador local debe tener una amplitud suficientemente alta con respecto a la señal de RF modulada. Una desventaja de los mezcladores es que son ruidosos y su ganancia es mucho menor que la de un amplificador similar de frecuencia.

La señal de salida de un mezclador es:

$$f_{FI1} = f_o - f_p$$

$$f_{FI2} = f_o + f_p$$

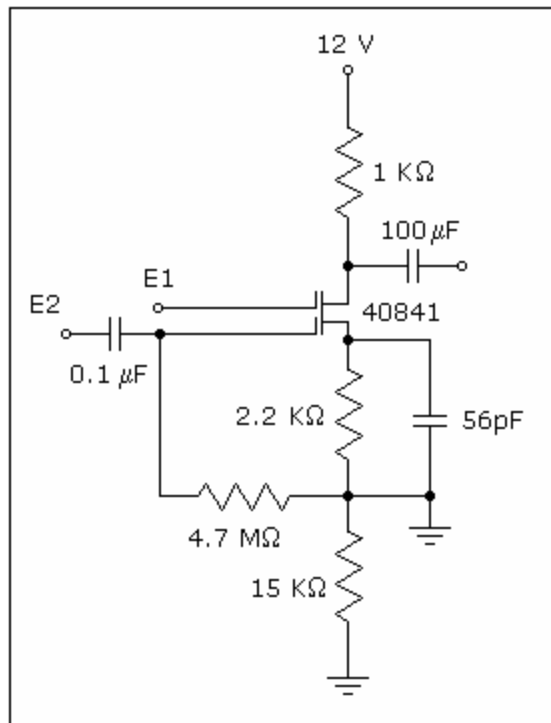


Fig. 3.14. Mezclador de frecuencia.

El resultado del primer multiplicador se mezcla con una frecuencia de 250 KHz, cuya salida tiene espectros en:

$$f_1 = 250\text{KHz} - 250\text{KHz} = 0\text{KHz}$$

$$f_2 = 250\text{KHz} + 250\text{KHz} = 500\text{KHz}$$

Mediante un filtro, se elige la frecuencia deseada, en este caso, el filtro se centra en 500 KHz. Una vez más se mezcla esta señal con una de 4 MHz, para obtener:

$$f_1 = 500\text{KHz} - 4\text{MHz} = -3.5\text{MHz}$$

$$f_1 = 500\text{KHz} + 4\text{MHz} = 4.5\text{MHz}$$



La elección de la frecuencia deseada se logra con un filtro cuya frecuencia de resonancia sea de 4.5 MHz.

El índice de modulación permanece constante para todas las frecuencias de la señal modulante, lo que varía es la desviación de frecuencia. Y el ancho de banda es:

$$B = 2\Delta f = (2)(25 \text{ KHz}) = 50 \text{ KHz}$$

### 3.3.6. FILTRO PASABANDAS.

Es posible diseñar elementos LC en configuraciones L, T o  $\pi$ , de tal manera que actúen como filtros. Una red de configuración  $\pi$  se utiliza a la salida del primer mezclador para obtener la señal modulada en 500 KHz. La configuración de la red  $\pi$  pasabandas y la respuesta en frecuencia se muestra en la figura 3.15 y 3.16, respectivamente.

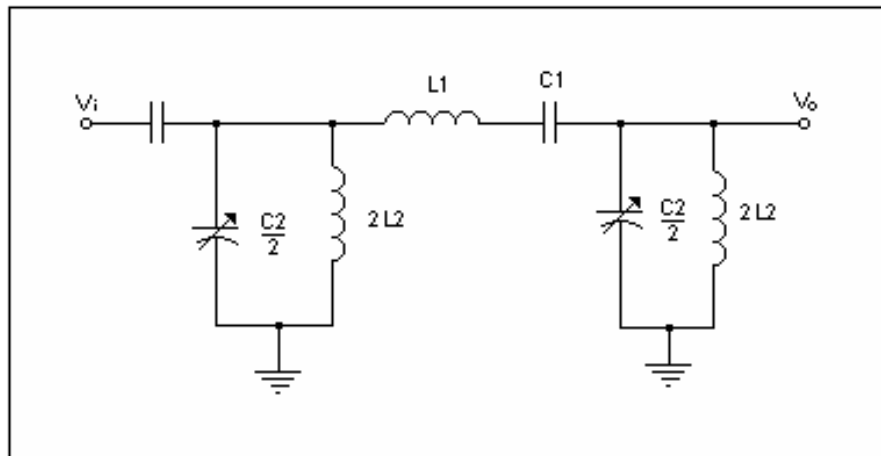


Fig. 3.15. Filtro pasabandas a 500 KHz.

Los criterios de diseño para este filtro pasabanda de K constante, están dados por las siguientes ecuaciones:

$$L_1 = \frac{R}{p(f_2 - f_1)} \quad (3.10)$$

$$L_2 = \frac{(f_2 - f_1)R}{4pf_1f_2} \quad (3.11)$$

$$C_1 = \frac{f_2 - f_1}{4pf_1f_2R} \quad (3.12)$$

$$C_2 = \frac{1}{p(f_2 - f_1)R} \quad (3.13)$$

COMPONENTE	VALOR CALCULADO	VALOR REAL
L <sub>1</sub>	159.15 mH	500 μH
L <sub>2</sub>	6.63 mH	4.3 mH
C <sub>1</sub>	663.14 pF	2.2 pF
C <sub>2</sub>	15.91 μF	C = 6.8-40 pF

Tabla 3.3. Valores de diseño del filtro pasabandas a 500 KHz.

En la figura 3.16, pareciera que la K del filtro no es constante, esto se debe a que los componentes entran en resonancia. Esto sólo sucede cuando se cumple la condición:

$$|X_L| = |X_C|$$

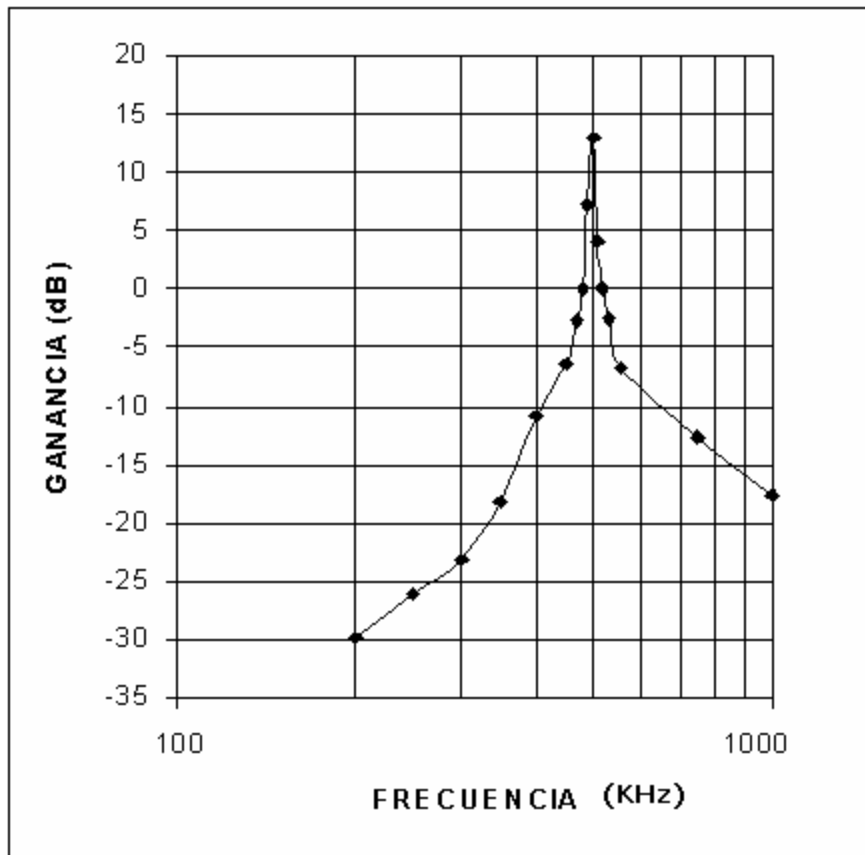


Fig.3.16. Respuesta del filtro pasabandas a 500 KHz.

$$|j\omega L| = \left\| \frac{1}{j\omega C} \right\|$$

$$\omega L = \frac{1}{\omega C}$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC}}$$

Como L = 8.3mH

Para C=6.8 pF

$$\omega = 658.13 \text{ KHz}$$

Para  $C=40 \text{ pF}$

$$\omega = 271.35 \text{ KHz}$$

donde  $C = \frac{C_2}{2}$

Cuando  $C$  toma su valor más pequeño, la frecuencia de resonancia es máxima, y cuando  $C$ , toma su valor más alto, la frecuencia de resonancia es mínima. La frecuencia central requerida se encuentra dentro del rango de resonancia del circuito, es decir:

$$271.35 \text{ KHz} < 500 \text{ KHz} < 658 \text{ KHz}$$

Finalmente para obtener una portadora de 4.5 MHz, esta señal pasa a través de un segundo mezclador, idéntico al de la figura 3.14. La señal portadora es generada por un oscilador a cristal de bajo ruido (Figura 3.19), el cual proporciona una salida de alta pureza sin sacrificar la estabilidad. El cristal además de determinar la frecuencia de oscilación, se emplea también como filtro pasabajas para los armónicos indeseados y como filtro pasabandas para el ruido de la banda adyacente. Todos los armónicos de orden superior son suprimidos considerablemente con una caída de 60dB para el tercer armónico de la frecuencia de oscilación fundamental de 4 MHz.

En la figura 3.18, se puede observar la tarjeta del oscilador a cristal de 4 MHz, también se observan dos circuitos integrados que sirven como amplificadores y para igualar las impedancias de entrada al mezclador.

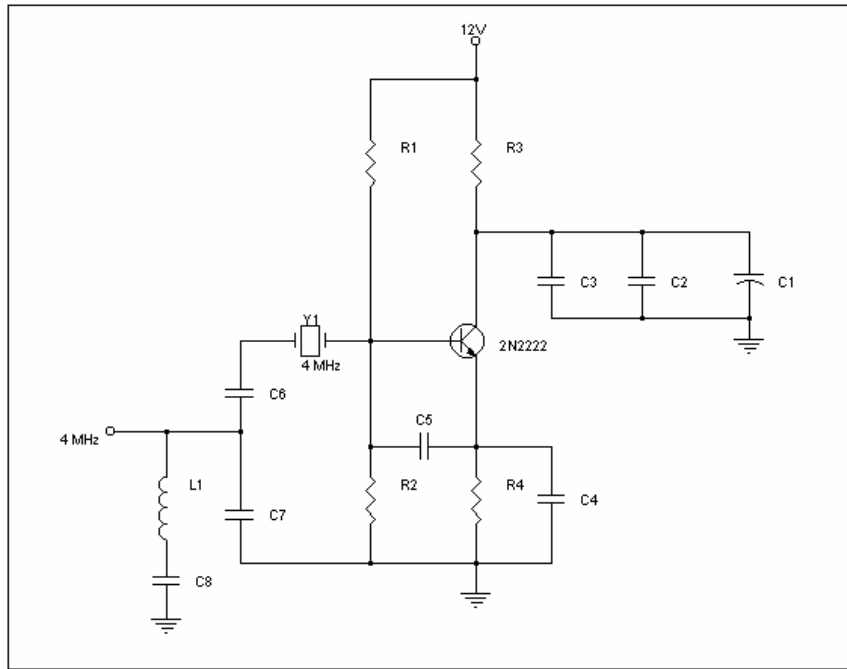


Fig. 3.17. Oscilador a 4MHz

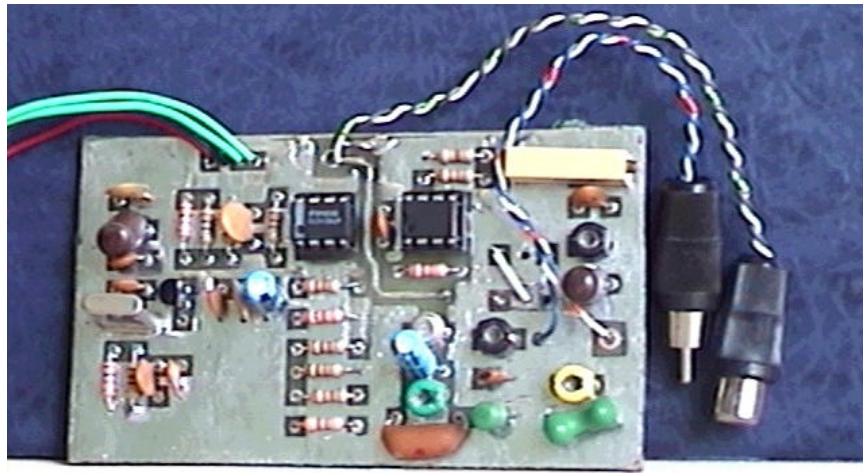


Fig. 3.18. Tarjeta del oscilador a 4 MHz.

La figura 3.19. es una red pasiva que actúa como filtro pasabandas. Está formado por un filtro pasabandas en configuración L, y la segunda etapa es un filtro pasabajas de configuración L. La frecuencia central es de 4.5 MHz.

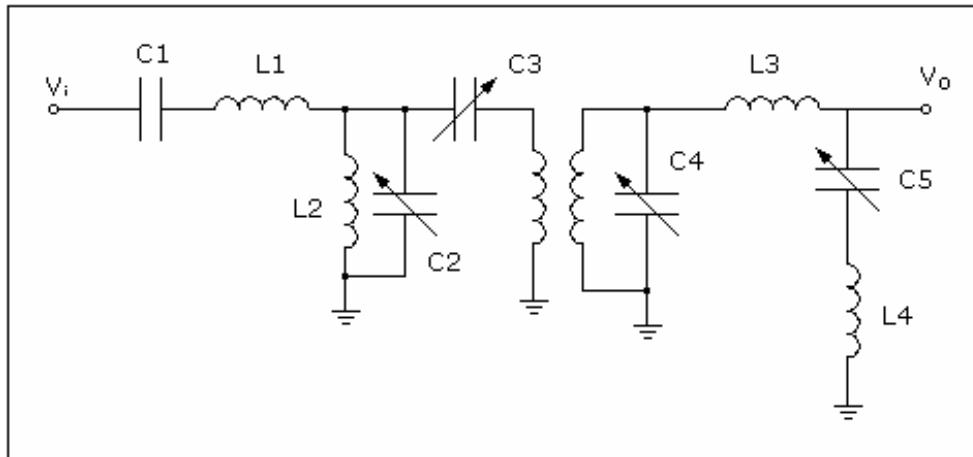


Fig. 3.19. Filtro pasabandas a 4.5 MHz.

El filtro pasabandas, está formado por  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $L_1$  y  $L_2$ , para su diseño, se utilizan las ecuaciones 3.10 a 3.13.  $L_3$ ,  $L_4$  y  $C_5$ , forman el filtro pasabajas. Las siguientes ecuaciones determinan su valor para una frecuencia de corte de 4.5 MHz.

$$L_3 = \frac{mR}{\mathbf{p}f_c} \quad (3.14)$$

$$L_4 = \frac{m}{\mathbf{p}f_c R} \quad (3.15)$$

$$C_5 = \left( \frac{1-m^2}{4m} \right) \left( \frac{1}{\mathbf{p}f_c R} \right) \quad (3.16)$$

La figura 3.20. muestra el espectro de la señal modulada en FM por el método indirecto de Armstrong. En la figura 3.10. el espectro sólo tiene dos bandas laterales, en este caso, se

tienen cuatro, esto se debe a que la señal se ha multiplicado por 2, convirtiendo al sistema en FM de banda ancha.

COMPONENTE	VALORES CALCULADOS	VALORES REALES
C1	17.7 pF	6.8-40 pF
C2	7.07 nF	6.8-40 pF
L1	70.7 $\mu$ H	8 $\mu$ H
L2	177.2 pH	270 $\mu$ H
L3	4.24 $\mu$ H	8 $\mu$ H
L4	424 pH	8 $\mu$ H
C5	424 pF	4.7-60 Pf

Tabla 3.4. Valores de diseño del filtro pasivo a 4.5 MHz.



Fig. 3.20. Portadora de audio modulada por un tono de 10 KHz.

### 3.4. MODULADOR DE FRECUENCIA DE DIODO VARACTOR.

Este tipo de modulador es un modulador de FM directo, es decir, que la frecuencia de la portadora varía directamente por la señal modulante [19]. Un diodo polarizado inversamente puede realizar esta función, ya que actúa como un capacitor que varía su capacitancia con el voltaje de polarización.

El diagrama a bloques de este modulador se muestra en la figura 3.21.

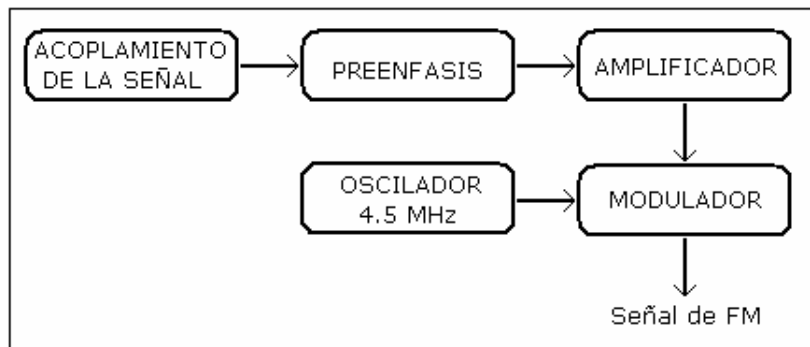
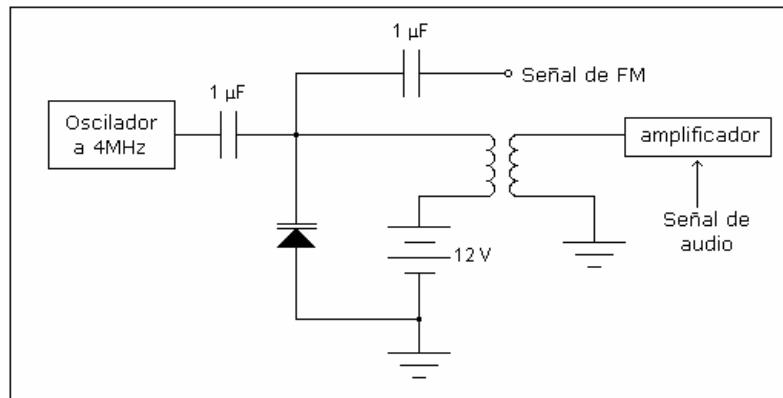


Fig. 3.21. Diagrama a bloques del modulador de diodo varactor.

La figura 3.22 muestra el diagrama esquemático para un generador de FM directo que usa un diodo varactor para desviar la frecuencia de un oscilador de cristal. Para los sistemas de FM de índice mediano y alto, el oscilador no puede ser a cristal, debido a la estabilidad del mismo por lo que su frecuencia no puede variarse de manera significativa.





*Fig. 3.22. Modulador de diodo varactor.*

Consecuentemente, son muy populares para las aplicaciones de índice bajo, porque son fáciles de usar, confiables y proporcionan la estabilidad de un oscilador de cristal.

La frecuencia de oscilación de 4.5 MHz, de este modulador está dada por la ecuación 2.25. La ecuación 2.31, determina la máxima variación de capacitancia del diodo varactor respecto a la señal modulante, la cual es de 1 pF. Bajo estas condiciones extremas, el índice de modulación es de 1.25. La figura 3.23. muestra el espectro de la señal modulada.

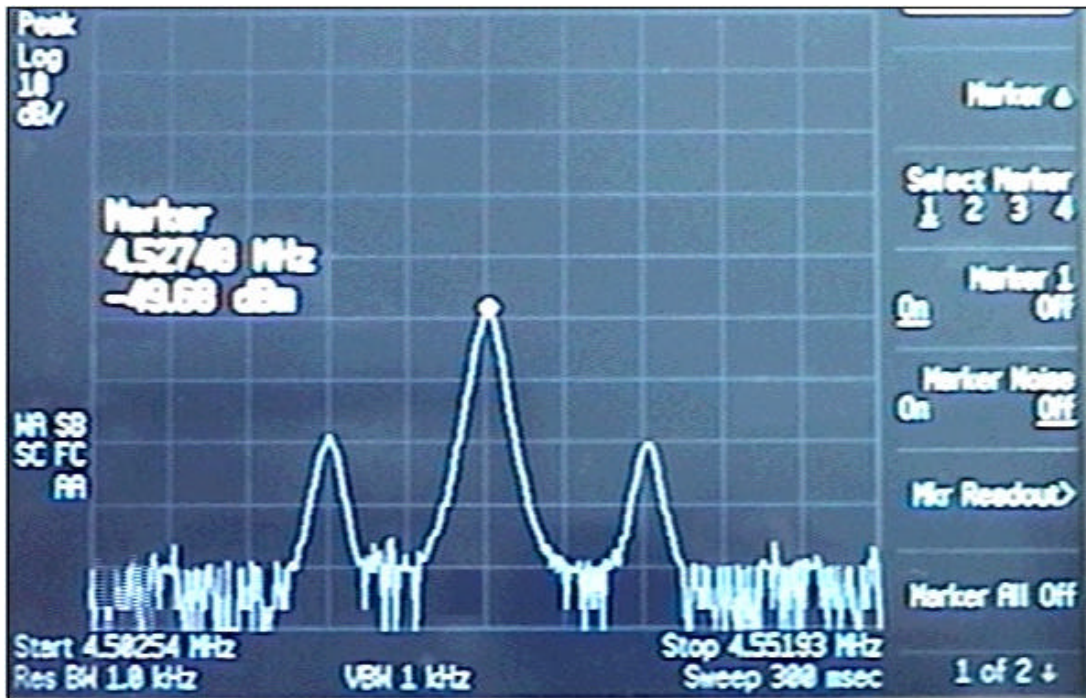


Fig. 3.23. Espectro de la señal de FM del modulador de diodo varactor.

La figura 3.24. muestra la tarjeta del modulador de FM de diodo varactor. Está formada por el oscilador a 4.5 MHz, la etapa de pre-énfasis, amplificadores y el modulador de diodo varactor.

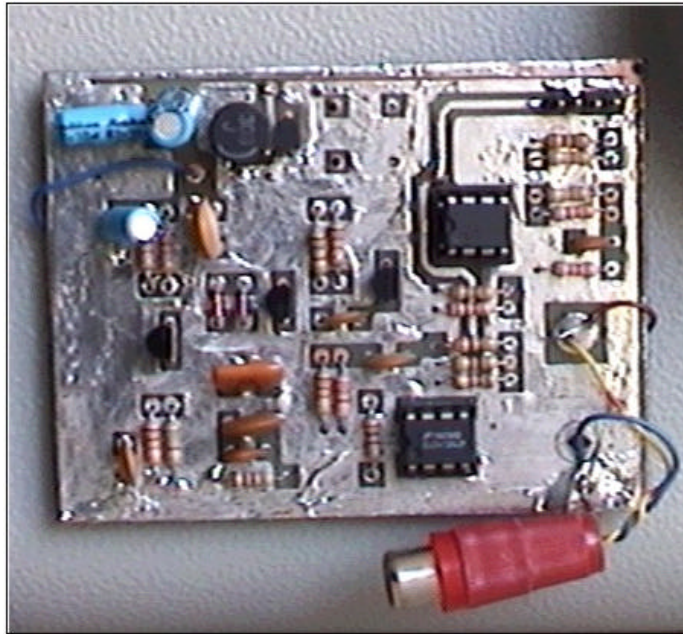


Fig. 3.24. Tarjeta del modulador FM de diodo varactor.

### 3.5. MODULADOR DIRECTO DE FM TIPO VCO.

La señal de entrada proviene de un reproductor de audio, la cual se amplifica para obtener una señal de 1V. Para obtener solo el rango de frecuencias audibles, se diseña un filtro Chebyshev pasabajos de cuarto orden, con 0.5dB de rizo, a 20 KHz, y cuya ganancia es  $K = 4$  (Fig. 3.25).

$$R_1 = \frac{2}{(bC_2 + \sqrt{(b_2 + 4C(K-1))C_2^2 - 4CC_1C_2})\omega_c} \quad (3.17)$$

$$R_2 = \frac{1}{CC_1C_2R_1\omega_c^2} \quad (3.18)$$

$$R_3 = \frac{K(R_1 + R_2)}{K-1} \quad (3.19)$$

$$R_4 = K(R_1 + R_2) \quad (3.20)$$

donde:

$$B = 0.350706$$

$$C = 1.063519$$

para la primera etapa del filtro.

La segunda etapa del filtro se conecta en cascada con la primera etapa y los coeficientes B y C son:

$$B = 0.846680$$

$$C = 0.356412$$

COMPONENTE	VALOR CALCULADO	VALOR REAL
R <sub>11</sub>	22.6 KΩ	10 KΩ
R <sub>12</sub>	2.6 KΩ	2.2 KΩ
R <sub>13</sub>	50.6 KΩ	22 KΩ
R <sub>14</sub>	50.6 KΩ	22 KΩ
R <sub>21</sub>	18.7 KΩ	15 KΩ
R <sub>22</sub>	9.4 KΩ	2.2 KΩ
R <sub>23</sub>	56.4 KΩ	22 KΩ
R <sub>24</sub>	56.5 KΩ	22 KΩ
C <sub>1</sub>	1 nF	1 nF
C <sub>2</sub>	1 nF	680 pF

Tabla 3.5. Valores de diseño para el filtro pasabajas a 20 KHz.

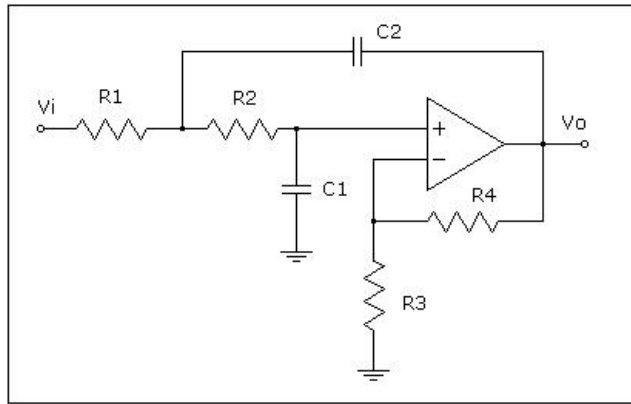


Fig. 3.25. Filtro pasabajas tipo Chebyshev.

La respuesta del filtro pasabajas, se muestra en la figura 3.26. Como los filtros ideales no existen, una aproximación práctica es:

$$t_r = \frac{1}{2B}$$

donde  $t_r$  es el tiempo de elevación del 10% al 90% en segundos y  $B$  es el ancho de banda a  $-3\text{dB}$  en Hz. Con esta aproximación, la máxima frecuencia permitida en la banda de paso es de 250 KHz.

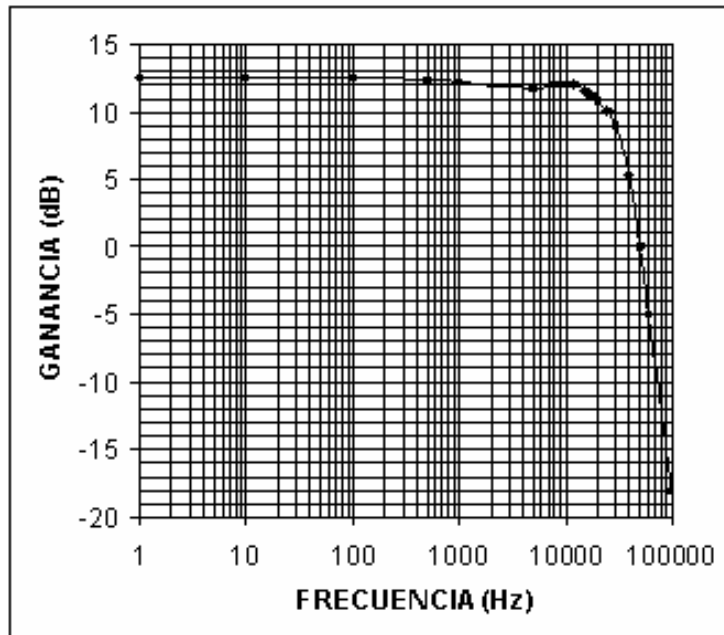


Fig. 3.26. Respuesta en frecuencia del filtro pasabajas.

La figura 3.27. muestra el diagrama de un generador de FM directa [11]. El circuito utilizado es el MC1376, el cual es un modulador tipo VCO. La frecuencia central del oscilador se controla mediante el inductor L1 y la capacitancia total de C1 y C3. Para tener una estabilidad del oscilador, es conveniente que  $X_L$  y  $X_C$  estén dentro del rango de  $300\Omega$  a  $1K\Omega$ .

El valor propuesto por el fabricante para L1, a una frecuencia de 4.5 MHz es:

$$L_1 = 10 \mu\text{H}$$

aunque se utiliza una inductancia  $L_1 = 8\mu\text{H}$ .

La frecuencia de portadora se calcula a partir de la resonancia producida por  $L_1$  y C.

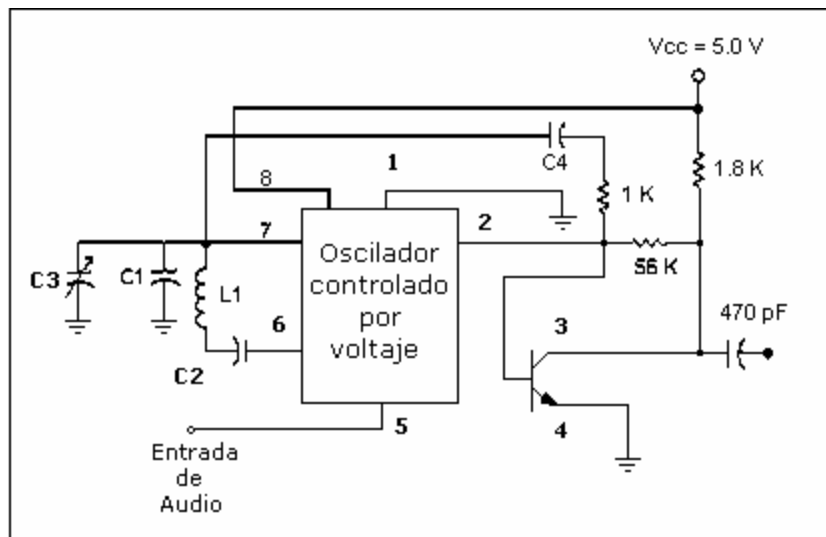


Fig. 3.27. Configuración del modulador VCO.

$$C = C_1 + C_3 \tag{3.21}$$

$$f_c = \frac{1}{2p\sqrt{LC}} \quad (3.22)$$

$$C = \frac{1}{L(2pf_c)^2} \quad (3.23)$$

donde

$f_c$  = frecuencia central o frecuencia de portadora.

$L$  = induc tan cia.

$C$  = capaci tan cia total.

Como  $f_c = 4.5$  MHz, entonces:

$$C = 156 \text{ pF}$$

$$C_1 = 150 \text{ pF}$$

$$C_4 = 39 \text{ pF}$$

Como se puede observar en la figura 3.27 el capacitor  $C_3$  es variable, y se utiliza para realizar ajustes a la capacitancia  $C_1$ . El transistor sirve para dar una ganancia a la señal de portadora.

Para tener un funcionamiento adecuado del modulador, se caracteriza aplicando un voltaje DC de 2.6 volts en el pin de entrada de audio (pin 5). La figura 3.28 muestra que el voltaje de entrada produce una región lineal, donde la modulación es óptima y la función de transferencia del VCO en su parte lineal ( $2 \leq V \leq 3.2$ ) es:

$$\frac{\Delta f}{\Delta V} = \frac{4.74 \text{ MHz} - 4.31 \text{ MHz}}{3.2 \text{ V} - 2 \text{ V}} = \frac{0.43 \text{ MHz}}{1.2 \text{ V}} = 0.35 \frac{\text{MHz}}{\text{V}}$$

Este resultado determina el máximo valor de voltaje de modulación a 1 Vpp, implicando una desviación de frecuencia pico a pico de 350 KHz.

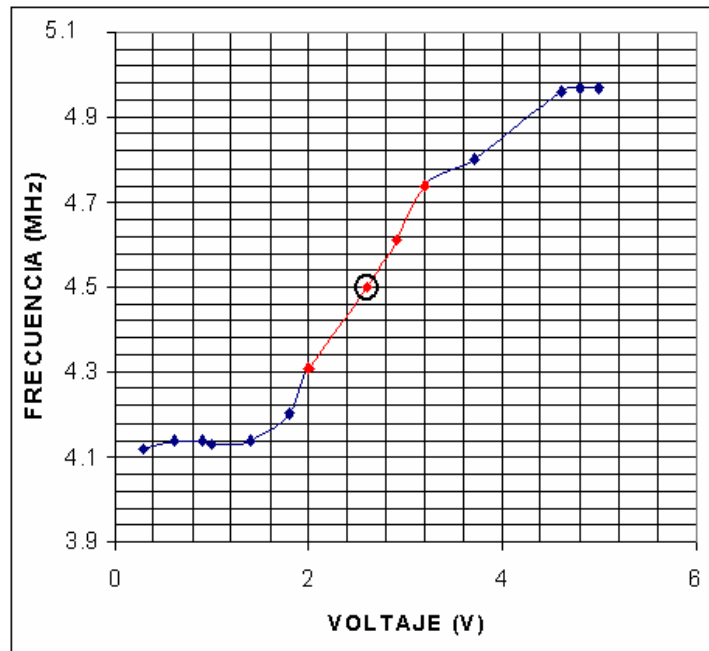


Fig. 3.28. Caracterización del modulador VCO.

El filtro pasabajos a 20 KHz, la etapa de pre-énfasis y el modulador VCO constituyen el modulador tipo VCO que se muestra en la figura 3.29.

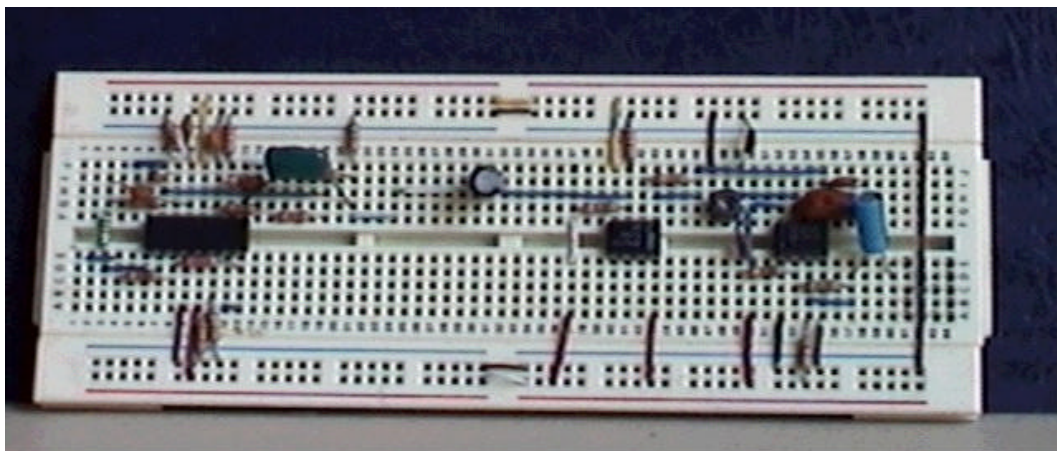
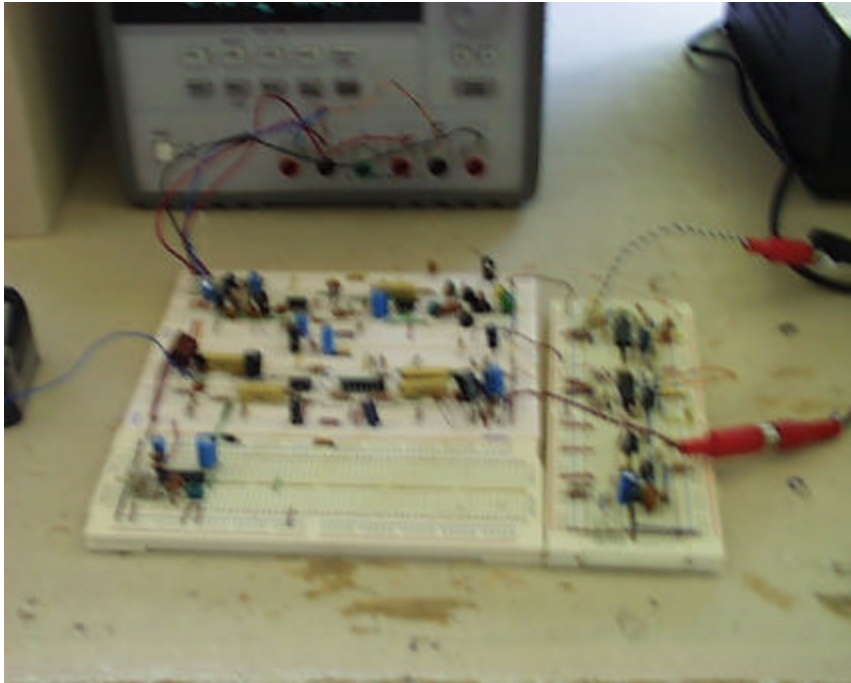


Fig. 3.29. Modulador VCO.



La figura 3.30, muestra el modulador VCO conectado al transmisor de audio y video.



*Fig. 3.30. Modulador VCO conectado al transmisor.*

### **3.6. CONCLUSIONES.**

De los moduladores de FM diseñados, el modulador indirecto de Armstrong, es el más complicado, debido, principalmente, al uso de multiplicadores y mezcladores. Otro problema que se presentó durante su diseño y construcción, es el modulador de doble banda lateral, ya que su señal de salida tiene una relación de señal a ruido de 20 dB.

El modulador de diodo varactor, no presenta grandes problemas para su construcción. La modulación depende de la amplitud de la señal

modulante. Se recomienda amplificar la señal antes de ser aplicada al modulador para que pueda variarse y obtener una modulación aceptable.

El modulador tipo VCO, es el más rápido y fácil de realizar. Sólo se debe centrar exactamente la frecuencia de oscilación para que funcione adecuadamente. Además proporciona una buena desviación de frecuencia.

De acuerdo a los resultados obtenidos, se llega a la conclusión de que los tres moduladores de frecuencia funcionan adecuadamente.

## **CAPÍTULO IV**

### **TRANSMISOR DE AUDIO Y VIDEO**

#### **4.1. INTRODUCCIÓN.**

Las señales de información deben ser transportadas de un punto a otro utilizando algún medio de transmisión. Sin embargo, las señales de información pocas veces encuentran una forma adecuada para la transmisión. La modulación se usa principalmente porque ofrece ventajas como: facilidad de transmisión de información a grandes distancias, radiación eficiente de la señal a través de una antena, transmisión simultánea de varias señales, etc.

La figura 4.1 muestra el diagrama a bloques del transmisor de audio y video que utiliza el sistema para la evaluación y caracterización de los moduladores de frecuencia. Como se puede observar se tienen dos señales de información: la señal de audio que modula en frecuencia a una portadora y la señal de video en banda base. Posteriormente ambas señales se multicanalizan por división de frecuencia.

#### **4.2. ADQUISICIÓN DE LA SEÑAL DE AUDIO.**

Para la transmisión de una señal de audio (voz o música), se necesita de un transductor, el cual puede ser un micrófono o un reproductor de audio.

Para que el transductor sea útil debe proporcionar una salida que sea una réplica exacta de la señal de audiofrecuencia. Se dice que el oído medio humano, reconoce señales comprendidas entre 40 Hz y 16 KHz, pero se ha convenido en señalar que el espectro audible va de 20 Hz a 20 KHz [20].

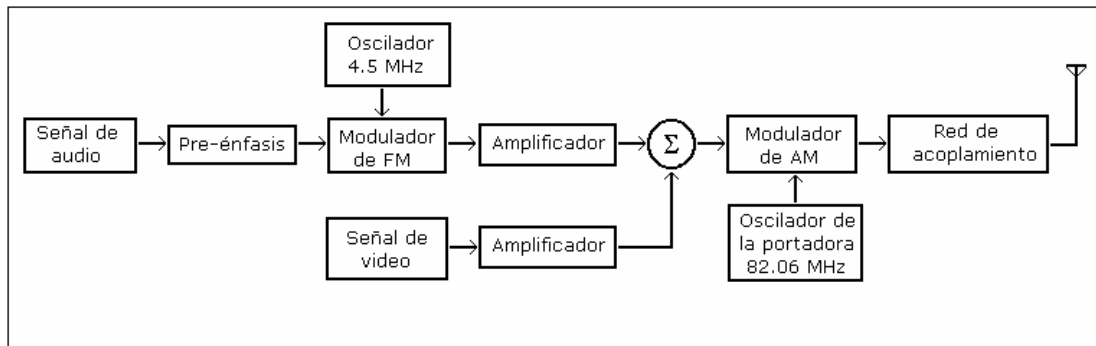


Fig. 4.1. Diagrama a bloques del transmisor de audio y video.

### 4.3. DISEÑO DEL MODULADOR DE AM.

El voltaje y la resistencia de la base son los mismos que el voltaje y resistencia de Thévenin. Se calculan de la siguiente manera [21]:

$$V_B = V_{th} = \frac{V_{CC} R_1}{R_1 + R_2} = \frac{12V(6.8K\Omega)}{6.8K\Omega + 6.8K\Omega} = 6V$$

$$R_B = R_{th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{(6.8K\Omega)(6.8K\Omega)}{6.8K\Omega + 6.8K\Omega} = 3.4K\Omega$$

La ganancia,  $\beta$ , de un transistor 2N2222, es de 200, por lo que:

$$I_E = \frac{V_{th} - V_{be}}{\frac{R_{th}}{\beta} + R_E} = 5.3mA$$

$$r'_e = \frac{25mV}{I_E} = 4.71\Omega$$

La impedancia de entrada en la base del transistor es:

$$Z_{eb} = \mathbf{b}r'_e = 200(4.71) = 943.39$$

La impedancia de entrada del circuito está determinada por el divisor de voltaje y  $Z_{eb}$ .

$$Z_e = R_1 \parallel R_2 \parallel Z_{eb} = R_{th} \parallel Z_{eb} = 738.48\Omega$$

$$V_c = V_{CC} - I_c X_L = 12V - (5.2mA)(144.36\Omega) = 11.24V$$

$$i_g = \frac{V_c}{R_b + Z_e} = 2.7mA$$

Esta corriente produce un voltaje y una corriente de entrada de:

$$v_b = (i_g)(Z_e) = 2V$$

$$i_b = \frac{v_b}{Z_{eb}} = 2.12mA$$

como  $\beta=200$ , la corriente de colector vale:

$$i_c = \mathbf{b}(i_b) = 425.56mA$$

Cuando esta corriente circula por la resistencia ca del colector, produce un voltaje de ca de:

$$v_c = i_c X_L = 61.43V$$

Por lo tanto la ganancia de voltaje:

$$A = \frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{v_c}{v_b} = 30.7$$

Con un voltaje de entrada de la portadora de 50mV, el voltaje de salida es:

$$V_o = A V_i = 1.53V$$

La señal de audio modula en frecuencia a una portadora de 4.5 MHz, mientras la señal de video se encuentra en banda base. Ambas señales se multicanalizan y modulan en amplitud a una portadora de 82.06 MHz (Fig. 4.2). El armónico de mayor amplitud representa la portadora y los armónicos laterales son la portadora de video y la portadora de audio. Al lado de la portadora aparecen dos espectros que causan ruido en el sistema receptor.

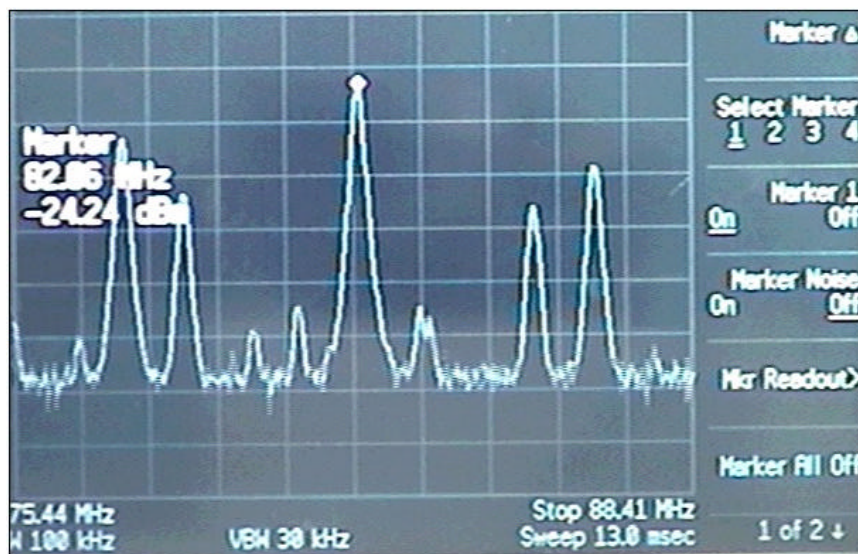


Fig. 4.2. Espectro de la señal de salida del transmisor de audio y video.

#### 4.4. OSCILADOR DE CRISTAL DE TERCER ARMÓNICO.

La figura 4.3 muestra el circuito oscilador [22], que genera una portadora de 82.06 MHz. Lo constituye básicamente el circuito integrado MC74HC00, el cual es una compuerta NAND. La frecuencia fundamental del cristal es de 27.355 MHz, de la cual se obtiene el tercer armónico.

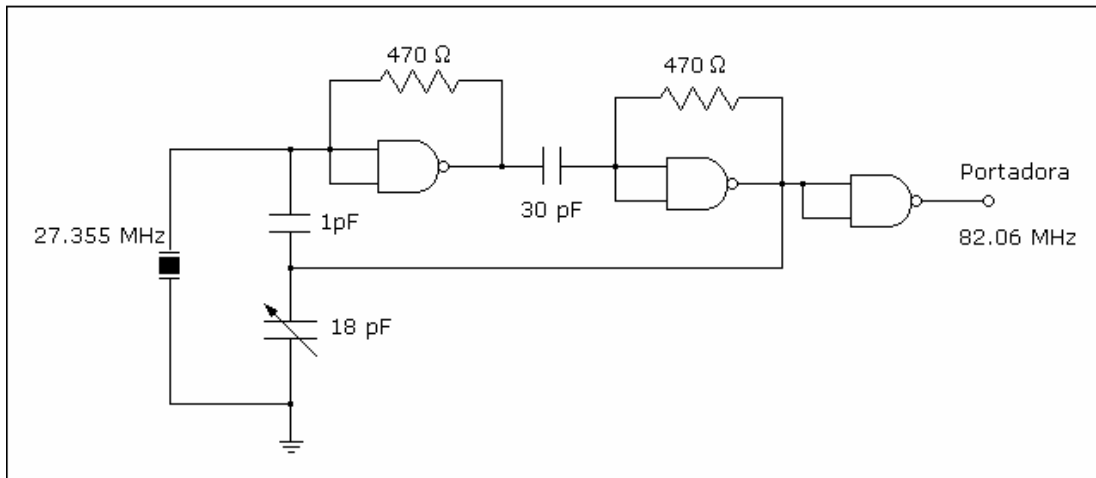


Fig. 4.3. Oscilador a cristal de tercer armónico.

#### 4.5. DISEÑO DEL MONOPOLO.

La función principal de una antena es convertir la energía electromagnética, procedente de un generador a través de una línea de transmisión, en energía electromagnética que se propaga libremente en el espacio [23].

Un monopolo es una antena constituida por una varilla de altura  $h$  sobre un plano de tierra, natural o artificial, excitada entre un extremo de

la varilla y dicho plano. El campo producido es omnidireccional sobre el plano.

Para trabajar a una frecuencia de 82.06 MHz se necesita una antena con las siguientes características:

Longitud de onda ( $\lambda$ ):

$$\lambda = \frac{C}{f} = \frac{300 \times 10^6 \text{ m/s}}{82.06 \text{ MHz}} = 3.65 \text{ m}$$

para una antena  $\lambda/4$ , la altura teórica de la antena es de 91.25 cm y la altura efectiva es de 1.16m.

#### 4.6. RESULTADOS.

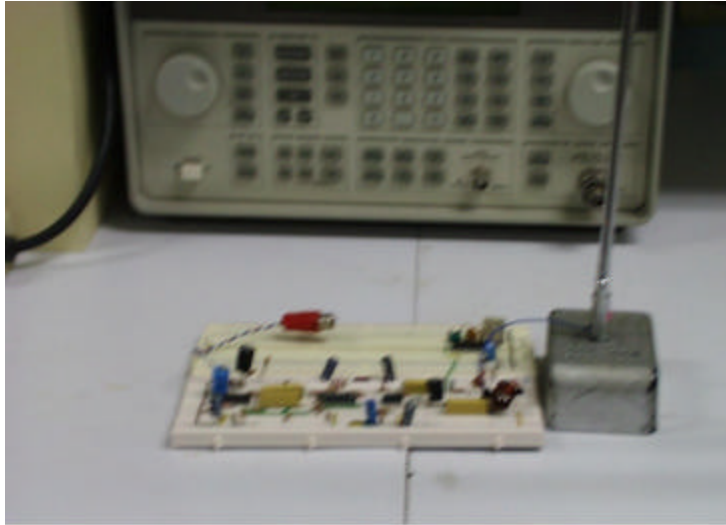
La tabla 4.1 muestra los parámetros para cada modulador. En el modulador indirecto de Armstrong, se incluye el ancho de banda para FM de banda angosta (B1) y el ancho de banda para FM de banda ancha (B2).

PARÁMETRO	MODULADOR DE AMSTRONG	MODULADOR VARACTOR	MODULADOR TIPO VCO	MODULADOR AM
$V_i$	280mV min 1 V max	500 mV min 700 mV max	1 Vpp	1 Vpp
$V_o$	1.4 Vpp	1V		1.7 Vpp
$Z_i$	75 $\Omega$	75 $\Omega$	-	-
$Z_o$	1 K $\Omega$		-	-
$\beta$ o m	$\beta=2.3$	$\beta=2.5$	$\beta=2$	-
B	B1= 20 KHz B2= 40 KHz	40 KHz	40 KHz	B=9 MHz

Tabla 4.1. Tabla de comparación de resultados.

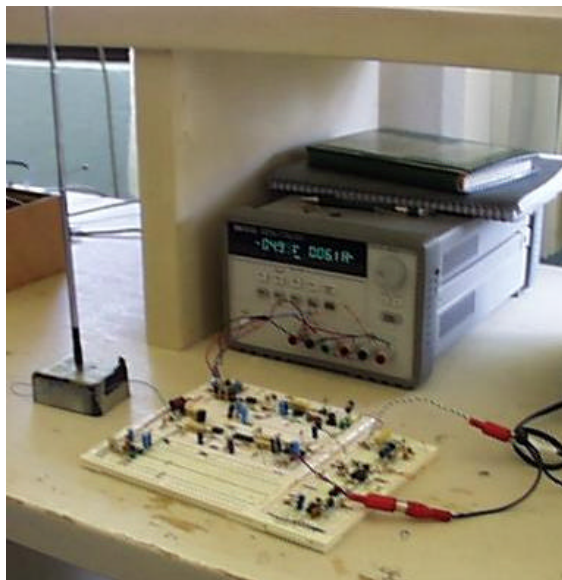


La figura 4.4. muestra el sistema de transmisión de audio y video. Está formado por amplificadores, el circuito multiplexor y el modulador de AM.



*Fig. 4.4. Transmisor de audio y video.*

En la figura 3.5 y 3.6 se muestra el sistema funcionando. El modulador conectado es el tipo VCO. Los voltajes de alimentación son: +5V, -5V y +12V. La recepción del sistema, se realiza en un televisor a través del canal 6.



*Fig. 4.5. Sistema de transmisión funcionando.*



*Fig. 4.6. Recepción del sistema.*

#### **4.7. CONCLUSIONES.**

Los resultados mostrados anteriormente, indican que el modulador de AM funciona adecuadamente como transmisor de audio y video. Para transmisiones a largas distancias es necesario implementar una etapa de potencia a la salida del modulador, o bien, utilizar otro circuito como transmisor.

En la figura 4.6. se puede observar que la recepción aun tiene deficiencias, la razón por la cual no se mejoró, es que el objetivo de esta tesis no es el sistema de transmisión, sino el funcionamiento adecuado de los moduladores de frecuencia.

## CAPÍTULO V

### CONCLUSIONES GENERALES

El sistema de audio y video que se ha construido ha servido como herramienta auxiliar para evaluar y caracterizar a tres tipos de moduladores de frecuencia: modulador indirecto de Amstron, modulador directo de diodo varactor, modulador directo tipo VCO. A su vez nos ha permitido arrojar las siguiente conclusiones:

El modulador indirecto de Amstron, a pesar de requerir mucho trabajo por su complejidad, es uno de los más utilizados, sobre todo en los transmisores heterodinos, debido a que el uso de osciladores de cristal proporciona una gran estabilidad de frecuencia al circuito. La complejidad de este tipo de moduladores y transmisores, estriba en que la mayoría de las etapas que los componen no tienen una respuesta lineal, tal es el caso de los multiplicadores y mezcladores, por lo que la señal que capta el receptor, lleva inherente el ruido.

La señal de audio que recibe el receptor, no tiene una buena calidad debido principalmente a que la salida del modulador de portadora suprimida solo tiene una relación señal a ruido de 20 dB.

Para trabajos futuros, es necesario considerar otra configuración del modulador de portadora suprimida que permita señales de entrada de mayor amplitud, ya que el modulador balanceado MC1496, requiere voltajes de entrada muy pequeños.

El modulador de diodo varactor, proporciona una estabilidad de frecuencia bastante aceptable, debido a que también utiliza un oscilador a cristal, sin embargo, esta misma característica, hace que la desviación de frecuencia pico se limite a valores pequeños. Con voltajes de entrada de 500 mV a 700 mV, se logró una desviación de frecuencia de 50 KHz, como se requería.

En este caso la calidad de audio es mejor en comparación con el modulador de Armstrong. La ausencia de multiplicadores y mezcladores así como la amplitud de la señal de entrada han sido determinantes en la reducción del ruido.

En modulador tipo VCO tiene por salida una señal FM relativamente estable. La calidad de la señal es semejante a la del modulador de diodo varactor, pero menos estable. Para sistemas de transmisión de corta distancia, es útil, debido a su facilidad de diseño y construcción, sin embargo, para transmitir a largas distancias, requieren de una o más etapas de potencia.

El transmisor de audio y video puede utilizarse sin ningún problema para los tres moduladores, o para cualquier otro con características semejantes.

Por cuestiones de rapidez y facilidad de construcción, se recomienda utilizar moduladores tipo VCO, siempre y cuando la estabilidad de frecuencia no sea muy importante. Si lo que se requiere es la estabilidad del sistema, se recomienda utilizar un modulador indirecto tipo Armstrong.

La construcción de estos moduladores de frecuencia, me permite decir, que es posible diseñar sistemas de transmisión sencillos y moduladores de frecuencia, con los recursos disponibles en esta región.

## REFERENCIAS

---

- [1] B. P. Lathi. Ingeniería Electrónica. Tomo 4. Nueva Editorial Interamericana S.A. de C. V. Segunda Edición. México, 1996. pp. 304.
- [2] Stremler, Ferrel. Sistemas de comunicación. Alfaomega. Segunda Edición. 1989. pp. 338.
- [3] Roden, Martín. Analog and Digital Communication Systems. Cuarta Edición. Prentice Hall. 1996. pp. 309.
- [4] Idem [2]. pp. 357.
- [5] Idem [1]. pps. 11-12.
- [6] Alan V. Oppenheim y Alan S. Willsky. Señales y Sistemas. Prentice Hall Hispanoamericana, S. A. Segunda Edición. México, 1994. pp. 496.
- [7] Tomassi, Wayne. Sistemas de Comunicaciones Electrónicas. Prentice Hall. Segunda edición. México, 1996. pp. 226.
- [8] Idem [1]. pp. 285.
- [9] Idem [2]. pp. 283.
- [10] Agustín Anfossi y marco A. Flores Meyer. Álgebra. Editorial Progreso, S. A. Vigésimo segunda Edición. México, 1984. pp.317.
- [11] Idem [7]. pp. 257.
- [12] Idem [7]. pp. 102.
- [13] Idem [7]. pp. 120.
- [14] Graf, Rudolf. Circuitos Osciladores. Editorial Paraninfo. 1999. pp. 45.
- [15] D. E. Jonhson, J. R. Johnson y H. P. Moore. A Handbook of Active Filters. Louisiana State University.
- [16] Robert F. Coughling y Frederick F. Driscoll. Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales. Prentice Hall. Cuarta Edición. 1993. pp. 132.

- [17] Lapatine, Sol. Electrónica en Sistemas de Comunicación. Limusa. 1997. pp. 77.
- [18] Oleg Golovin V. Y Hildeberto Jardón A. Receptores para Sistemas de Radiocomunicación. Alfaomega. 1998. pps 317-340.
- [19] Idem [7]. pp. 253.
- [20] Luis H. Rodríguez y Horacio D. Vallejo. Saber Electrónica. Curso Completo de Audio & HI-FI. Editorial Quark S. R. L. Pp 11.
- [21] Malvino, Albert. Principios de Electrónica. McGraw Hill. Tercera Edición. pps. 278-325.
- [22] Idem [14]. pp. 63.
- [23] García, A. Domínguez. Cálculo de Antenas. Alfaomega. Segunda edición. pp. 17.