



61 2y

UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

DISEÑO DE UN TRANSMISOR - RECEPTOR
PARA LA BANDA DE UHF.

T E S I S

Que para obtener el Título de
Ingeniero Mecánico Electricista

p r e s e n t a

LUIS EDUARDO GOMEZ ROJAS

Director de Tesis: Ing. Lauro Santiago Cruz

México, D. F.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

1990



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

INDICE

	página
INTRODUCCION	1
CAPITULO I. TRANSMISION DIGITAL A DISTANCIA	3
I.1. Métodos de modulación digital	3
I.2. Modulación angular	5
I.3. Modulación en frecuencia	7
I.4. Métodos de modulación en frecuencia	8
I.4.a Método directo de modulación en frecuencia	9
I.4.b Modulador de FM por variación de reactancia	9
I.5. Estabilización en frecuencia	10
I.6. Modulador por diodo varactor	12
I.7. Método indirecto de modulación en frecuencia	13
CAPITULO II. DEMODULACION DE SEÑALES EN FM	14
II.1. Métodos de detección de señales moduladas en frecuencia	15
II.2. Métodos de detección de FM por diferenciador	
II.2.1. Diferenciación directa	15
II.2.2. Diferenciación en el dominio de la frecuencia	17
II.2.2.a detector de pendiente balanceado	18
II.2.3. Diferenciación por retardo de tiempo	19
II.2.3.a Detector de rango	23
II.3. Detector de envolvente	25
II.3.1. Detector síncrono	25
II.3.2. Detector de envolvente promedio	26
II.3.3. Detector de envolvente pico	27
II.4. Método de detección por PLL	27
II.5. Método de detección por discriminador promedio de pulsos	28
CAPITULO III. DISEÑO DEL TRANSMISOR	30
III.1. Diseño del modulador	31

III.2. Primer etapa de multiplicación	34
III.3. Segunda etapa de multiplicación	39
III.4. Etapa de potencia	42
III.5. Diseño de la antena	47
CAPITULO IV. DISEÑO DEL RECEPTOR	52
IV.1. Amplificador de Radio Frecuencia (RF)	53
IV.2. Primer etapa de mezclado	59
IV.3. Segunda etapa de mezclado	63
IV.4. Oscilador Local	64
IV.4.a <i>Primer etapa de multiplicación</i>	67
IV.4.b <i>Segunda etapa de multiplicación</i>	69
IV.5. Amplificador de frecuencia intermedia	71
IV.6. Demodulador de FM	73
CAPITULO V. ANALISIS DEL SISTEMA	76
V.1. Descripción del transmisor	76
V.2. Descripción del receptor	77
V.3. Componentes	78

BIBLIOGRAFIA

APENDICE A

INTRODUCCION:

El diseño de un sistema de adquisición de datos de tipo remoto (SADR), para manejo y procesamiento de diversas variables utilizadas en un proceso dado, requiere de un sistema de comunicación que permita enlazar a éste con un procesador central donde se obtiene toda la información concerniente al proceso solicitada por el usuario.

El sistema de comunicación requerido varía según sean las condiciones de operación, así como las características mismas del proceso. Existen procesos en los cuales la velocidad de transmisión así como la distancia del SADR al procesador central es mínima, con lo cual un enlace directo por cable es suficiente, otros casos requieren enlaces vía modem o enlaces por fibra óptica. Sin embargo, se tienen procesos en los cuales la distancia a enlazar es mucho mayor; en éstos, la instalación de un sistema de comunicaciones por cable o fibra óptica resultaría impráctico y de un costo excesivamente elevado, por lo que se hace necesario un enlace vía radio.

Las características de un enlace vía radio varían en torno a las necesidades del proceso así como las normas y especificaciones que se utilizan para regular la operación de dichos sistemas. En la República Mexicana la entidad que se encarga de este control es la Secretaría de Comunicaciones y Transportes (SCT). Para el área metropolitana y alrededores específica que los sistemas de radio para transmisión de datos deben operar en la banda de VHF en el rango de frecuencias de 147 a 173 MHz, o en la banda de UHF en el rango de frecuencias de 450 a 512 MHz, dentro de los cuales se asignará una o más frecuencias de acuerdo a las necesidades del usuario y a la disponibilidad de las mismas en el área de trabajo solicitada.

En el Instituto de Ingeniería de la UNAM, Sección de Instrumentación, se ha desarrollado un sistema de adquisición de datos que maneja envío de información a través de enlaces físicos: Línea directa, conexión mediante modems (interfaz RS 232-C), y enlace vía telefónica,

además se han hecho pruebas de transmisión de datos con radios comerciales de 25 watts para la banda de VHF. El presente trabajo abarca un estudio general sobre radio digital, técnicas de modulación, métodos de generación y detección de señales en FM, así como el diseño de un equipo transmisor-receptor para la banda de UHF, con modulación de FM de banda angosta y de baja potencia, con lo que se pretende disminuir el consumo de potencia y operar en una banda de frecuencias menos saturada en el área de trabajo requerida.

En el capítulo I se presenta un estudio general sobre radio digital técnicas de modulación digital y métodos de modulación en frecuencia (FM). En el capítulo II se describen algunos de los métodos más generales usados para demodular señales de FM. En el capítulo III se muestra a nivel de bloques el transmisor y se describe el diseño de cada una de las partes que forman el mismo. En el capítulo IV se describe el diseño de cada una de las partes que constituyen el receptor. En el capítulo V se presentan las conclusiones respecto al desarrollo del equipo en general. Finalmente en el apéndice A, se presentan las hojas de datos, características de los circuitos integrados utilizados, las gráficas y cartas usadas en el desarrollo de este trabajo.

CAPITULO I. TRANSMISION DIGITAL A DISTANCIA

La transmisión de señales digitales en distancias largas se realiza por medio de radio enlace, cuando las condiciones de operación del sistema o bien la existencia de obstrucciones naturales o limitaciones físicas así lo requieren. Se denomina radio digital a un sistema de transmisión por radiación electromagnética en el cual se modula una onda senoidal de alta frecuencia con una señal binaria o cadena de bits.

I.1. METODOS DE MODULACION DIGITAL.

Existen tres métodos básicos de modulación digital por conmutación utilizados en la transmisión de datos: Modulación por amplitud ASK (*Amplitude Shift Keying*), por frecuencia FSK (*Frequency Shift Keying*), o por fase PSK (*Phase shift keying*). La aproximación más simple para estos tipos de modulación es la variación de una portadora con dos estados lógicos ya sea en amplitud, frecuencia, o en fase. Para la modulación en amplitud (ASK) esto representa un nivel determinado para el "1" y otro para el "0"; para la modulación en frecuencia (FSK) se asigna un tono a cada estado lógico. Finalmente para la modulación por fase (PSK), cada estado mantiene un desfaseamiento de 180 grados con respecto al opuesto. Esta aproximación está limitada por el ancho de banda que ocupa la señal binaria, particularmente en lugares donde existe gran demanda del espacio radioeléctrico. El ancho de banda que ocupa una señal binaria de banda base está determinado por la densidad espectral de la misma, donde el 95% de la potencia total de la señal aproximadamente se concentra en el lóbulo principal del espectro en frecuencia de la señal binaria, el desarrollo en series de Fourier de dicha señal muestra que los puntos donde el espectro se hace cero corresponden a múltiplos de la velocidad de transmisión.

Para una modulación ASK o PSK, el espectro únicamente se traslada en frecuencia por lo que el ancho de banda corresponde a 2 veces la velocidad de transmisión o el lóbulo completo; para una modulación FSK,

el ancho de banda está determinado por la regla de Carson, que se verá posteriormente en el desarrollo de este capítulo. La relación del tipo de modulación con el número de bits y ancho de banda se muestran en la siguiente tabla.

MODULACION	NUMERO DE NIVELES LOGICOS	NUMERO DE BITS POR CICLO	ANCHO DE BANDA
ASK	2	1	2 V.T.
FSK	2	1	> 2 V.T.
PSK	2	1	2 V.T.
4PSK	4	2	V.T.
8PSK	8	3	2/3 V.T.
16PSK	16	4	1/2 V.T.

TABLA 1. Algunos métodos de modulación digital

De la tabla 1 se concluye que es necesario aumentar el número de bits por ciclo para así disminuir el ancho de banda requerido en la transmisión original. En la modulación 16 PSK se manejan 4 bits por ciclo, en cuyo caso se tiene una señal con 16 cambios en fase, esto reduce el ancho de banda requerido en 1/4; sin embargo, la sensibilidad al ruido aumenta así como la complejidad en el diseño del equipo de recepción.

El ancho de banda que ocupa una señal binaria está relacionado directamente con el número de niveles lógicos y por lo tanto el número de bits por ciclo, éste está relacionado con el esquema de modulación utilizado para realizar la transmisión, como se muestra en la tabla 1.

Señales con más de 4 bits por ciclo presentan una relación señal a ruido deficiente así como una alta complejidad en el diseño del equipo. Cabe mencionar la existencia de otros métodos de modulación como son: MPSK (*minimum phase shift keying*), OPSK (*off-set phase shift keying*), QAM (*Quadrature amplitude modulation*), etc. los cuales quedan fuera de los objetivos de este trabajo.

En relación con el sistema de transmisión-recepción a diseñar básic-

camente en lo que a velocidad de transmisión se refiere y de acuerdo a lo expuesto anteriormente, para una velocidad de transmisión de 9600 bauds el ancho de banda requerido por la señal utilizando 1 bit por ciclo es igual a 2 veces la velocidad de transmisión más el desplazamiento pico de frecuencia (regla de Carson), lo cual para una portadora en la banda de VHF o UHF es mínimo. Por otra parte considerando los métodos de generación y detección de señales en AM, FM o PM, así como la inusitada al ruido que presentan dichos sistemas se puede determinar que un esquema de modulación en FM, a partir de la señal modulada previamente en FSK es el adecuado para el trabajo presente.

1.2. MODULACION ANGULAR

El proceso de modulación angular es un sistema en el cual la amplitud de la onda portadora se mantiene constante mientras la fase de la misma se varía en función de una señal de entrada. Dentro de este esquema de modulación se puede manejar modulación en frecuencia o en fase.

En términos generales una señal sin modulación se puede representar analíticamente mediante la siguiente expresión:

$$V_c(t) = K \cos(\omega_c t + \phi) \quad (1.1)$$

Donde K es la amplitud máxima de la señal, ω_c la velocidad en rad/s y ϕ el ángulo de fase en rad. La fase instantánea de la señal está dada por:

$$\phi_1(t) = \omega_c t + \phi(t) \quad (1.2)$$

Y la frecuencia instantánea está dada por:

$$\omega_1(t) = d\phi_1(t)/dt = \omega_c + d\phi(t)/dt \quad (1.3)$$

Para una modulación en fase el término que varía en función de la señal moduladora es el ángulo de fase $\phi(t)$. Sea $m(t)$ la señal moduladora

dada por la ecuación:

$$m(t) = K_m \cos \omega_m t \quad (1.4)$$

donde K_m es la amplitud de la moduladora y ω_m la velocidad angular de la misma, para una modulación en fase $\phi(t) = K_p m(t)$, donde K_p es una constante de modulación en fase dada en rad/volt, y $m(t)$ la señal moduladora, por lo tanto la señal modulada en fase está determinada por la siguiente expresión:

$$v(t) = K \cos (\omega_c t + K_p m(t)) \quad (1.5)$$

Para una modulación en frecuencia el término que varía en función de la señal moduladora ec.(1.4) es la frecuencia instantánea de la señal, la cual está dada por la derivada de la fase de la señal portadora ec.(1.3), apartir de ésta, al igual que para la modulación en fase se puede definir una constante K_f dada en rad/s/volt, de donde $d\phi(t)/dt = K_f m(t)$, por lo que la expresión para una modulación en frecuencia es:

$$v(t) = K \cos (\omega_c t + \int K_f m(t) dt) \quad (1.6)$$

donde;

$$\phi(t) = \int K_f m(t) dt \quad (1.7)$$

sustituyendo $m(t)$ por su expresión general ec.(1.4) e integrando la expresión anterior se tiene:

$$\phi(t) = (K_f K_m / \omega_m) \sin \omega_m t \quad (1.8)$$

Finalmente, sustituyendo en la expresión definida por la ecuación (1.1), se tiene como resultado:

$$V_o(t) = K \cos (\omega_c t + \beta \sin \omega_m t) \quad (1.9)$$

donde $\beta = K_f K_m / \omega_m$ es el índice de modulación, el cual representa la máxima desviación de frecuencia de la onda portadora en relación con la señal de entrada.

1.3. MODULACION EN FRECUENCIA

La modulación en frecuencia como ya se mencionó es la variación de la frecuencia de una señal portadora en función de una señal moduladora. De la ecuación obtenida en el inciso anterior se puede observar que la señal de FM involucra el coseno de un seno, lo cual resulta en una onda portadora más un número infinito de componentes laterales. La amplitud de la onda portadora y de las componentes laterales se puede determinar matemáticamente mediante el uso de las funciones de Bessel de primer orden, donde la amplitud de la portadora está representada por $J_0(\beta)$, y la amplitud de las componentes laterales por $J_n(\beta)$, (donde n representa el número de componente), siendo en forma general $J_n(\beta)$ la solución a la función de Bessel.

$$J_n(\beta) = \left[\frac{\beta}{2} \right]^n \left[\frac{1}{n!} + \frac{(\beta/2)^2}{1!(n+1)!} + \frac{(\beta/2)^4}{2!(n+2)!} + \frac{(\beta/2)^6}{3!(n+3)!} + \dots \right] \quad (1.10)$$

Los valores de cada función de Bessel para un determinado valor de índice de modulación β están comprendidos en la tabla 1.2. En ésta se puede observar que el índice de modulación determina el número de componentes laterales que tienen una amplitud significativa, lo que determina el ancho de banda necesario para transmitir una señal relativamente sin distorsión. El valor del índice de modulación determina la desviación máxima de frecuencia con respecto de la frecuencia central de operación; además el aumento del índice de modulación implica que las bandas laterales adquieren amplitudes significativas y por lo tanto se requiere de un ancho de banda mayor para su transmisión. Para aplicaciones prácticas se recomienda que para definir el ancho de banda se consideren el número de las componentes que concentran el 98% de la potencia total de transmisión. Este porcentaje se conoce como factor de contenido

de energía (Sn). Para una relación $S_n > 0.98$, el ancho de banda está determinado por la regla de Carson donde se establece la siguiente relación:

$$BW = 2(\beta + 1)f_m \quad (1.11)$$

donde β es el índice de modulación y f_m la frecuencia de la moduladora. A partir de esta ecuación, sustituyendo β por su equivalente para una señal de FM se obtiene la expresión para el ancho de banda en relación con la desviación pico de frecuencia:

$$BW = 2(\Delta f + f_m) \quad (1.12)$$

β	J_0	J_1	J_2	J_3	J_4	J_5	J_6	J_7
0.00	1.00	—	—	—	—	—	—	—
0.25	0.98	0.12	—	—	—	—	—	—
0.5	0.94	0.24	0.03	—	—	—	—	—
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02	—	—	—	—
1.5	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01	—	—	—
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03	—	—	—
2.5	-0.25	0.50	0.54	0.22	0.07	0.02	—	—
3.0	-0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01	—
4.0	-0.40	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02
5.0	-0.18	-0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05

TABLA 1.2. Funciones de Bessel de primer orden

1.4. METODOS DE MODULACION EN FRECUENCIA (FM)

El principio básico de generación de señales en FM es la obtención de una señal cuya frecuencia varía proporcionalmente a la amplitud instantánea de la señal moduladora. Un método inmediato de generación de señales en FM consiste en variar la reactancia del circuito tanque de un oscilador en relación a un voltaje de entrada. Generalmente el circuito tanque se conecta a un dispositivo con reactancia variable el cual aumenta o disminuye la reactancia total del circuito con respecto al voltaje de entrada, lo que resulta en una variación de frecuencia pro-

proporcional a la variación del voltaje de entrada. Existen diversos dispositivos cuya reactancia puede variar en función de un voltaje determinado, tales como transistores de efecto de campo, transistores bipolares de juntura, tubos al vacío, etc.

La clasificación más general sobre técnicas de generación de señales moduladas en frecuencia presenta dos métodos fundamentales: el método directo que emplea el principio de operación mencionado y el método indirecto cuyo principio de operación se basa en la obtención de una señal de FM de banda ancha a partir de una señal de FM de banda angosta. Otros métodos alternativos permiten la simulación analógica de la ecuación diferencial de la señal modulada en frecuencia, la generación y la formación no lineal de una onda triangular de FM así como el uso de circuitos integrados especializados.

I.4.a. METODO DIRECTO DE MODULACION EN FRECUENCIA

El método directo como ya se mencionó involucra el uso de un dispositivo que varíe la frecuencia central de un oscilador en función de un voltaje de entrada. Existen dos métodos principales de generación directa de señales de FM. la modulación por variación de reactancia. y la modulación utilizando un diodo varactor.

I.4.b. MODULADOR EN FM POR VARIACION DE REACTANCIA

El método directo de modulación en FM por variación de reactancia requiere de el uso de un elemento activo así como determinadas condiciones de operación. Para el caso de un transistor de efecto de campo la impedancia vista desde las terminales D-S (*drenaje-fuente*), con un arreglo RC en la compuerta, es prácticamente reactiva; siendo el valor de ésta proporcional a la transconductancia del dispositivo, la cual depende del voltaje de polarización. El principio de operación del circuito es similar para los transistores bipolares de juntura y los tubos

al vacío, siendo las condiciones de operación iguales para cualquier dispositivo.

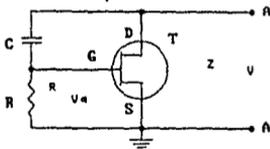


Fig 1.1. Dispositivo de reactancia variable

Para el transistor de efecto de campo, la corriente en la compuerta debe ser despreciable en comparación con la corriente de drenaje, la impedancia de compuerta a drenaje debe ser mayor que la impedancia de compuerta a fuente aproximadamente en un rango de 5 a 1, por lo que se puede deducir que la impedancia vista desde las terminales D-S (drenaje-fuente) es puramente reactiva y está dada por:

$$C_{eq} = g_m RC \quad (1.13)$$

De la ecuación anterior se puede ver que la capacitancia equivalente depende de la transconductancia y por lo tanto puede ser variada por un voltaje de polarización o ajustada externamente variando el arreglo RC. Cuando la impedancia de compuerta-drenaje no es mucho mayor que la impedancia de compuerta-fuente, la impedancia vista desde las terminales drenaje-fuente no es puramente reactiva, lo que implica un efecto resistivo, que a su vez resulta en una variación de la Q del circuito y por lo tanto cierta modulación en amplitud. El efecto anterior no es muy crítico ya que puede ser eliminado mediante un limitador de amplitud, sin afectar la información contenida en la portadora.

1.5. ESTABILIZACION EN FRECUENCIA

Para un sistema de transmisión de señales en FM la estabilidad en frecuencia es esencial para mantener un alto nivel de calidad. En esque-

mas de modulación de FM, donde el oscilador no puede ser controlado por un cristal de cuarzo, como es el caso del sistema descrito en el inciso 1.4.b, se requiere de el uso de algún circuito adicional que proporcione dicha estabilidad. El diagrama a bloques de la figura f.2 muestra dicho sistema.

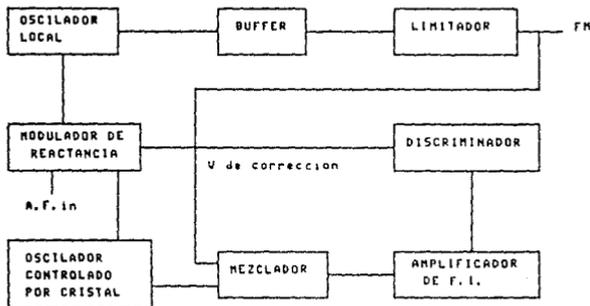


Fig 1.2. Transmisor con control automático de frecuencia

El modulador de FM por variación de reactancia opera en el circuito tanque de un oscilador, una fracción del voltaje de salida de éste pasa a un mezclador al cual se alimenta también con la señal de un oscilador controlado por cristal, sintonizado a una frecuencia cercana a la frecuencia del oscilador central, obteniéndose una señal a la salida de aproximadamente 1/20 de la frecuencia del oscilador central.

Quando existe una desviación en la frecuencia del oscilador central, la señal de salida del mezclador presenta una variación proporcional a la diferencia de frecuencias entre el oscilador central y el oscilador local. Esta señal pasa a un discriminador o demodulador que genera una variación de voltaje proporcional al desplazamiento en frecuencia de la señal del oscilador. Al tener un desplazamiento positivo en la frecuencia de la señal, se presenta un voltaje positivo a la salida del discriminador que aumenta la transconductancia del oscilador aumentando la capacitancia equivalente del circuito, lo que disminuye la

frecuencia central de oscilación. Para el caso contrario cuando existe un desplazamiento negativo en la frecuencia del oscilador, a la salida del discriminador se presenta un voltaje negativo disminuyendo la transconductancia del oscilador, lo que aumenta la frecuencia de operación.

La desviación de frecuencia del oscilador central se refleja a la salida del mezclador como un porcentaje de la desviación de frecuencia original, por lo tanto la corrección en frecuencia es mayor ya que solo permite desviaciones del porcentaje obtenido a la salida del mezclador. Siendo la estabilidad del discriminador aproximadamente 3 veces mayor que la del oscilador la disminución en la desviación de frecuencia se hace aún mayor. Aún cuando la corrección en frecuencia es directamente proporcional a la reducción de la frecuencia central del discriminador, (diferencia de la frecuencia del oscilador central a la frecuencia del oscilador local) ésta tiene un límite aproximadamente a 1/20 de la frecuencia central ya que el ancho de banda del discriminador puede llegar a ser insuficiente para seguir la desviación máxima de frecuencia del oscilador central perdiéndose la estabilización.

I.6. MODULADOR POR DIODO VARACTOR

El principio básico de modulación en FM por diodo varactor es similar al método de generación por variación de reactancia, ambos emplean un dispositivo que altera la frecuencia central de un oscilador en función de un voltaje. El diodo presenta un efecto de capacitancia en la unión p-n, el valor de esta capacitancia es proporcional al voltaje de polarización en inversa. Al ser éste el voltaje de una señal moduladora la capacitancia de la unión varía forzando la variación en la frecuencia del oscilador. Este método permite el uso de osciladores controlados por cristal para una desviación de frecuencia mínima, que elimina el proceso de estabilización; sin embargo, hace necesario un esquema de multiplicación en frecuencia con la finalidad de alcanzar el índice de modulación deseado.

I.7. METODO INDIRECTO

El método indirecto se basa en la generación de una señal de FM de banda ancha a partir de una señal de FM de banda angosta. El método más general conocido como método de Armstrong parte de una señal modulada en fase para generar la señal de FM de banda angosta. A partir de la señal de un oscilador controlado por cristal se genera una señal desfasada 90 grados, la cual es modulada posteriormente en amplitud con portadora suprimida por la señal de información. Las bandas laterales de la señal de AM se suman a la señal del oscilador sin desfase quedando las bandas laterales en cuadratura con la portadora. Al variar la modulación de AM se incrementa la desviación en fase con lo cual se obtiene una modulación en fase en conjunto con la modulación en amplitud, la señal de FM se obtiene integrando previamente la señal moduladora (ec. 1.6). En la figura 1.3 se muestra el diagrama a bloques de este método.

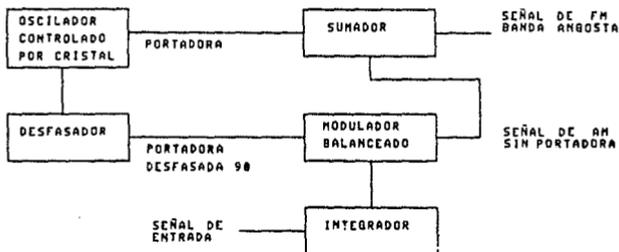


Fig. 1.3. Método de Armstrong

La frecuencia de la señal de FM de banda angosta se ajusta generalmente a un valor bajo, por lo que se requiere de etapas de multiplicación para alcanzar la frecuencia de transmisión así como el índice de modulación deseados. Sin embargo, ambos no se pueden obtener simultáneamente al valor deseado, por lo que las etapas de multiplicación se ajustan para obtener el índice de modulación requerido independientemente de la frecuencia, la cual se puede ajustar finalmente al valor deseado mediante una o varias etapas de mezclado.

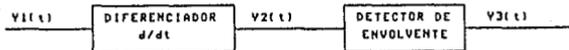
CAPITULO II. DEMODULACION DE FM

El proceso de recepción de una señal FM es básicamente similar a un sistema de recepción de AM, generalmente son del tipo superheterodino, con etapas de amplificación de RF, etapas de amplificación de FI, mezclado, filtrado, etc. En una modulación de AM la información está contenida en la envolvente de la portadora mientras que para una señal de FM la información está contenida en las variaciones de frecuencia de la portadora. Lo anterior sugiere que para recuperar la información original se deben transformar estas variaciones en variaciones de amplitud, con lo cual se puede seguir el mismo esquema de demodulación de AM. Sin embargo, el proceso requiere de circuitos adicionales como son principalmente el detector o convertidor de FM a AM, así como un limitador de amplitud cuya función es eliminar fluctuaciones en el nivel de la señal de FM para evitar distorsión por variaciones de amplitud que no corresponden a la información.

II.1. METODOS DE DETECCION DE SEÑALES MODULADAS EN FRECUENCIA

En un esquema de demodulación de FM el detector es el circuito más importante y por consiguiente el que define básicamente el método de demodulación. Existen fundamentalmente dos métodos de detección de señales de FM, el primero consiste en pasar la señal de FM una vez limitada en amplitud, a través de un diferenciador, el cual produce una modulación en amplitud proporcional a la frecuencia instantánea de la señal de entrada. La información original se obtiene al pasar esta señal a través de un detector de envolvente, como se muestra en la figura 2.1.

El segundo método consiste en colocar un modulador de FM en la red de realimentación de un amplificador, que representa el esquema de un circuito PLL (*phase lock loop*), cuyo principio básico de operación se tratará en el inciso correspondiente.



$$\begin{aligned}
 Y_1(t) &= A \cos[\omega_c t + \Delta\omega \int x(t) dt] \\
 Y_2(t) &= -A[\omega_c + \Delta\omega x(t)] \sin[\omega_c t + \Delta\omega \int x(t) dt] \\
 Y_3(t) &= K_1 + K_2 x(t)
 \end{aligned}$$

Fig 2.1. Diagrama de detección de FM

II.2. METODOS DE DETECCION DE FM POR DIFERENCIADOR

Existen diversos métodos que emplean dentro de este esquema de demodulación los circuitos diferenciador y detector de envolvente. Con respecto al circuito diferenciador, se pueden distinguir tres métodos generales:

1. Diferenciación directa.
2. Diferenciación en el dominio de la frecuencia.
3. Diferenciación por retardo de tiempo.

II.2.1. DIFERENCIACION DIRECTA

Las restricciones que se presentan para utilizar el método de diferenciación directa son el filtrado y la etapa de detección de envolvente. El circuito diferenciador se puede implementar básicamente mediante un capacitor, en el cual la entrada es el voltaje en el capacitor y la salida, la corriente del mismo, siendo ésta la derivada del voltaje, donde:

$$V(t) = A \cos[\omega_c t + \Delta\omega \int f(\theta) d\theta] \quad (2.1)$$

$$i_c(t) = -AC [\omega_c(t)] \sin[\omega_c t + \Delta\omega \int f(\theta) d\theta] \quad (2.2)$$

donde ω_c es la frecuencia angular de la portadora y $\Delta\omega$ es la desviación máxima de frecuencia.

Para un voltaje de entrada $v(t)$, el máximo rango de desviación permisible ($D = \Delta\omega/\omega_0$) y el índice de modulación ($\beta = \Delta\omega/\omega_m$), determinan un punto para el cual la demodulación de la señal de FM es posible mediante un detector de envolvente promedio (inciso II.3.2.). El voltaje a la salida del circuito está dado por:

$$V_o(t) = \alpha AC \omega_i(t) * h_L(t) / \pi \quad (2.3)$$

donde α es la constante de emisión electrónica del transistor usado en el detector de envolvente, $\omega_i(t)$ es la frecuencia instantánea de la señal, A es la amplitud de la señal modulada en FM, C es el capacitor donde se realiza la diferenciación y $h_L(t)$ es la respuesta al impulso del filtro pasobajas.

Un circuito que maneja este principio de funcionamiento se muestra en la figura 2.2, donde el filtro pasobajas formado por R_B y C_B extrae la componente de baja frecuencia, la cual presenta una respuesta lineal en un rango determinado como se muestra en la figura 2.2.a

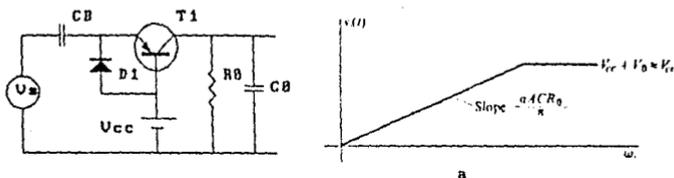


Fig. 2.2. Circuito diferenciador con filtro detector de envolvente. a) respuesta en frecuencia del filtro.

El circuito descrito opera cuando $\Delta\omega$ es una fracción considerable de ω_0 ; sin embargo para $\Delta\omega \ll \omega_0$ se requiere de un circuito balanceado que reduce V_o a cero.

Para $\omega_0 = \omega_i$ la red de balance en el circuito resta el término

proporcional a la envolvente de la entrada de $V_o(t)$, lo que proporciona al diseño una respuesta lineal relativa a $\Delta\omega f(t)$, siempre y cuando no se saturan los transistores que conforman tanto al circuito como a la red de realimentación.

Las ventajas de un circuito balanceado son varias, el balanceo suprime variaciones de amplitud que no son eliminadas por el limitador, provee el desarrollo de una señal de error para el control automático de frecuencia y finalmente permite incrementar la sensibilidad de $V_o(t)$ a $f(t)$ como se observa en la figura 2.3.

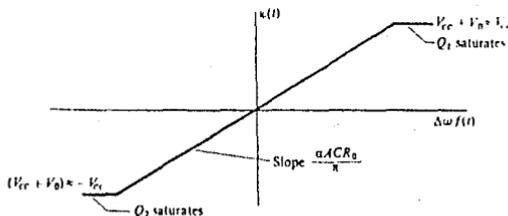


Fig. 2.3. Respuesta en frecuencia del diferenciador balanceado

La característica de la gráfica puede ser aumentada hasta el punto donde las variaciones en $f(t)$ de $+1$ y -1 ocasionen variaciones correspondientes para $V_o(t)$ entre $+V_{cc}$ y $-V_{cc}$, lo que propicia que una pendiente $V_{cc}/\Delta\omega$ sea posible, esto es bastante significativo para la mayor parte de las aplicaciones prácticas en las cuales $\omega_0 \gg \Delta\omega$.

II.2.2. DIFERENCIACION EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

El método de demodulación por diferenciación en frecuencia consiste en generar un voltaje proporcional a la desviación en frecuencia de la señal de entrada, al pasar ésta por un circuito sintonizado a una frecuencia cercana a la de la portadora. El sistema que emplea éste

concepto se conoce como detector de pendiente (*slope-detector*). El diagrama de bloques de éste sistema se muestra en la figura 2.4.

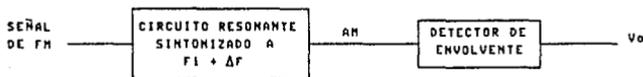


Fig. 2.4. Detector de pendiente.

Un diferenciador convencional de banda ancha tiende a acentuar el ruido de alta frecuencia debido al aumento de ganancia del circuito al aumentar la misma. El nivel de DC de la señal demodulada tiende a ser muy elevado en comparación con la señal de AC por lo que debe ser eliminado, lo anterior descarta la posibilidad de transmisión de información en DC. Esto puede solucionarse con arreglos balanceados los cuales permiten que el nivel de DC no deseado sea cancelado a la frecuencia central usando dos circuitos separados interconectados. La característica de diferenciación se conserva y se mantiene lineal solo en el rango de desviación de frecuencia de la señal.

II.2.2.a. DETECTOR DE PENDIENTE BALANCEADO

Un circuito que cumple con estas características es el discriminador balanceado (fig 2.5), el cual incluye un transformador cuyo secundario con tap central, en conjunto con los capacitores correspondientes representan dos circuitos paralelos resonantes sintonizados a $f_c + f_a$ y $f_c - f_a$ respectivamente, los diodos en conjunto con los circuitos RC desarrollan la detección de envolvente en las dos componentes de la señal, por lo que a la salida se tiene la diferencia entre los dos voltajes separados. Los niveles de DC se cancelan si se tiene un balance perfecto.

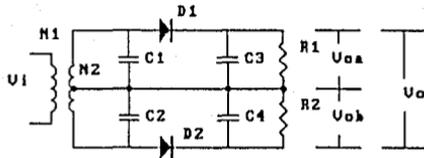


Fig. 2.5. Detector balanceado.

La respuesta en frecuencia del circuito muestra que el ruido por alta frecuencia se disminuye, ya que la linealidad del circuito es solo en un rango limitado de frecuencia (fig 2.6).

El análisis de este circuito muestra que el voltaje más alto de V_{oa} y el voltaje más bajo de V_{ob} son: $V_{oa} = A + Kr$ y $V_{ob} = A - Kr$ respectivamente, por lo que $V_o = V_{oa} - V_{ob} = 2Kr = Kd$ donde Kd es la constante del discriminador.

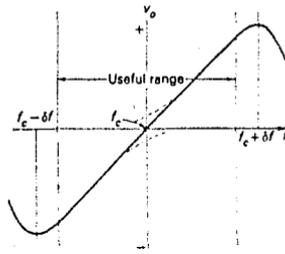


Fig. 2.6. Respuesta en frecuencia del detector de pendiente.

II.2.3. DIFERENCIACION POR RETARDO DE TIEMPO

La respuesta del detector de pendiente balanceado presenta una mejor linealidad que los métodos anteriores; sin embargo, el circuito presenta problemas de alineación ya que se deben sintonizar las bobinas

a tres frecuencias diferentes. Un método que disminuye este problema y aumenta la linealidad en la respuesta es el discriminador de fase (*Foster-Seeley discriminator*). En éste tanto el primario como el secundario están sintonizados a la frecuencia central de la señal de entrada, el circuito utiliza además el mismo método de detección de envolvente que el detector de pendiente balanceado formado por dos diodos y dos arreglos RC, como se muestra en la figura 2.7.

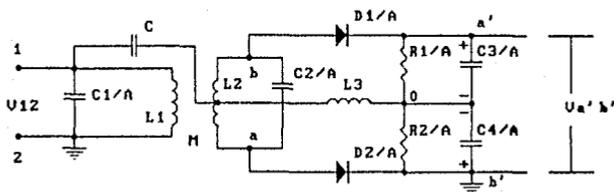


Fig. 2.7. Discriminador de fase.

El principio de operación del discriminador es un proceso diferente a los procesos de detección mencionados, ya que el voltaje aplicado a cada diodo es la suma del voltaje primario con el correspondiente medio voltaje del secundario, permaneciendo ambos 90 grados fuera de fase cuando la frecuencia de entrada es igual a la frecuencia central, menos de 90 grados fuera de fase cuando f_{in} es mayor a f_c , y más de 90 grados fuera de fase cuando f_{in} es menor a f_c .

Los voltajes que se presentan en forma independiente a la entrada de cada diodo son iguales para cualquier frecuencia de entrada; sin embargo, la suma vectorial varía de acuerdo a la diferencia de fase de los voltajes entre el primario y secundario, por lo que los voltajes individuales solo son iguales cuando la frecuencia de entrada es f_c , para el resto de las frecuencias el voltaje de salida de un diodo será mayor o menor que el del otro dependiendo si la f_{in} es mayor o menor que f_c . La magnitud del voltaje de salida dependerá de la desviación de frecuencia de la señal de entrada.

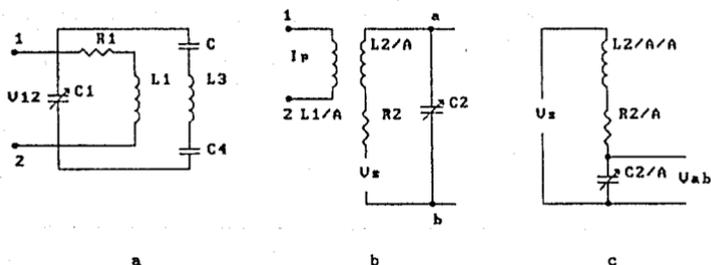


Fig. 2.8. a) Voltaje en el primario del discriminador. b) Relación entre el primario y secundario del discriminador. c) Voltaje en el secundario del circuito.

El circuito compuesto por C , $L3$, y $C4$ donde $L3$ es choke de radio frecuencia (RFC), C es un capacitor de acoplamiento, y $C4$ es un capacitor de bypass en RF, está colocado a través del circuito primario como se muestra en la figura 2.8. $L3$ presenta una reactancia mucho mayor que C y $C4$ por lo que el voltaje a través de $L3$ es igual al voltaje aplicado al primario. Considerando un factor de calidad alto para las bobinas así como una inductancia mutua baja. Al analizar el primario se puede desprestigiar la impedancia reflejada del secundario así como la resistencia del primario.

por lo que la corriente en el primario queda dada por:

$$I_p = V_{12} / j\omega L1 \quad (2.4)$$

el voltaje inducido en el secundario está dado por:

$$V_s = \pm j\omega H I_p \quad (2.5)$$

donde M es la inductancia mutua y el signo depende de la dirección de la bobina. Considerando el signo negativo para simplificar cálculos se tiene:

$$V_s = - M V_{12} / L1 \quad (2.6)$$

por lo que el voltaje en las terminales de C2 esta dado por:

$$V_{ab} = V_S \frac{Z_{C2}}{Z_{C2} + Z_{L2} + R_2} = \frac{JM}{L_1} \frac{V_{12} X_{C2}}{R_2 + jX_2} \quad (2.7)$$

donde $X_2 = X_{L2} - X_{C2}$ puede ser negativo, positivo o cero dependiendo de la frecuencia. De donde se puede ver que el voltaje total aplicado a los diodos, D1 y D2, V_{ao} y V_{bo} , respectivamente, (fig. 2.7), está dado por:

$$V_{ao} = V_{ac} + V_L = V_{ab}/2 + V_{12} \quad (2.8)$$

$$V_{bo} = V_{bc} + V_L = V_{ab}/2 + V_{12} \quad (2.9)$$

cuando la frecuencia de entrada (f_{in}) es igual a frecuencia central (f_c) el circuito entra en resonancia por lo que $X_2 = 0$, obteniéndose:

$$V_{ab} = \frac{JM}{L_1} \frac{V_{12} X_{C2}}{R_2} = \frac{V_{12} X_{C2} M/90^\circ}{R_2 \cdot 1} \quad (2.10)$$

lo que muestra un desfase de 90 grados entre el voltaje aplicado al primario con respecto al voltaje en el secundario, según se observa en la figura 2.9. Para $f_{in} > f_c$, X_{L2} es mayor que X_{C2} por lo que X_2 es positivo con lo cual se tiene la siguiente expresión:

$$V_{ab} = \frac{JM}{L_1} \frac{V_{12} X_{C2}}{R_2 + jX_2} = \frac{V_{12} X_{C2} M/90^\circ}{L_1 |Z_2| \theta} \quad (2.11)$$

Esta última presenta un desfase menor a 90 grados. El análisis para el caso cuando $f_{in} < f_c$ es similar al anterior, obteniéndose un desfase mayor de 90 grados. Como se observa en la figura 2.9,

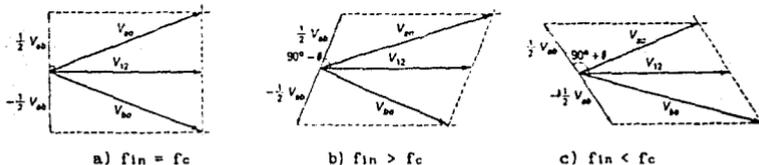


Fig. 2.9. Diagramas fasoriales del discriminador de fase

la suma vectorial de los voltajes V_{ab} y V_{12} genera el voltaje aplicado a cada diodo, el cual varía en forma lineal con la desviación de frecuencia, por lo que finalmente se obtiene una respuesta similar al detector de pendiente, con mayor linealidad ya que el circuito se basa principalmente en la relación de fase del primario al secundario.

II.2.3.a. DETECTOR DE RANGO

El discriminador de fase no presenta limitación de amplitud por lo que cualquier variación de amplitud en la señal de entrada puede alterar el voltaje de salida, lo que hace necesario una limitación previa de la señal de entrada. El detector de rango, fig. 2.10, que es una variante del discriminador de fase, proporciona dicha limitación en amplitud. Las variantes con respecto al discriminador de fase consiste en la inversión del diodo D2, lo que ocasiona que el voltaje V_{ab} sea una suma de voltajes, la cual se mantiene constante mediante la inclusión del capacitor C5 entre las terminales a, b. El voltaje de salida se toma de las terminales o', o, de modo que, tomando la referencia de tierra en la terminal o se tiene que:

$$V_o = V_{b'o'} - V_{b'o} = \frac{V_{a'b'}}{2} - V_{b'o} = \frac{V_{a'o'} - V_{b'o'}}{2} \quad (2.12)$$

que es la mitad de la diferencia entre los voltajes de salida de cada diodo, siendo el voltaje de salida proporcional a la diferencia entre los voltajes independientes de cada salida, los cuales dependen de la frecuencia de la señal de entrada.

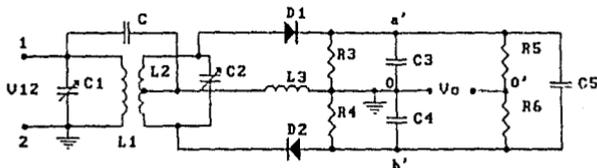


Fig. 2.10. Circuito detector de rango.

En lo que respecta a la limitación de amplitud el principio de operación se basa en el capacitor C5, el cual permanece cargado cuando no existen variaciones de amplitud, evitando el flujo de corriente entre sus terminales al presentar una impedancia infinita, por lo que la impedancia de carga para los diodos es prácticamente la suma de las resistencias R3 y R4. Cuando el voltaje V_{12} tiende a incrementarse, se genera un flujo de corriente adicional en el diodo, cargando de esta manera a C5. El voltaje $V_{a'b'}$ permanece constante al principio ya que no es posible que el voltaje en el capacitor cambie instantáneamente. Esto implica la disminución de la impedancia de carga lo que a su vez disminuye la Q, y por lo tanto la ganancia del amplificador. Este último manda una señal al detector compensando el aumento original del voltaje en la entrada. Cuando este voltaje disminuye la corriente del diodo disminuye, aumentando la impedancia de carga y por lo tanto la ganancia del amplificador, lo que repercute en un aumento del voltaje de entrada compensando así la variación.

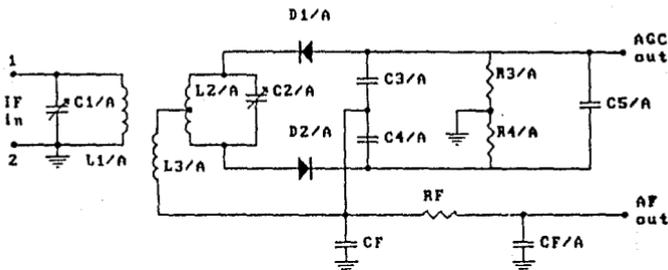


Fig. 2.11. Detector balanceado

Existen detectores balanceados y no balanceados. En el detector balanceado (fig 2.11), el inductor L3 opera al igual que en el circuito anterior (fig 2.10) en conjunto con el capacitor C. Además acopla la baja impedancia del secundario al primario, la operación de este último es mejorada si su impedancia dinámica es alta; esto es, L3 proporciona

una caída de voltaje para prevenir una atenuación excesiva en el primario por la acción propia del detector. Las resistencias $R5$ y $R6$ son reemplazadas por un arreglo en el cual la operación en RF se mantiene constante mientras que en DC varía. El voltaje de salida es el mismo que antes, los dos divisores de voltaje son ahora $C3 - C4$ y $R3 - R4$ en vez de $R3 - R4$ y $R5 - R6$. El circuito que consiste en C_r y R_r es un filtro pasobajas diseñado para remover el rizo de RF de la señal de audio, de la misma manera que el filtro correspondiente en un detector de Amplitud.

11.3. DETECTOR DE ENVOLVENTE

En lo que respecta al detector de envoltente existen tres métodos básicos que son: detección sincrona, detección de envoltente promedio y detección de envoltente pico.

11.3.1. DETECTOR SINCRONO

El detector sincrono está constituido por un multiplicador en el cual se efectúa el producto de la señal de FM diferencial por una señal de referencia FM no diferencial. En la salida del multiplicador se coloca un filtro pasobajas para eliminar las componentes de alta frecuencia resultantes en la multiplicación. En la figura 2.12 se muestra dicho sistema.

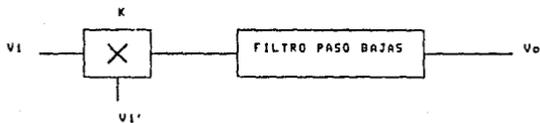


Fig 2.12. Detector de envoltente sincrono

La salida del filtro paso bajas se define mediante la expresión siguiente:

La señal de FM se aplica a un circuito que dispara un pulso por cada cruce por cero positivo, el disparador es utilizado para iniciar un pulso fijo de un monoestable o multivibrador (one shot). El ancho del pulso T_a del multivibrador se elije aproximadamente a la mitad del periodo que corresponde a la frecuencia central de la portadora sin modulación, esto es $T_a = 1/2f_c$. Mientras se tiene presente un pulso en la salida del multivibrador se considera un estado igual a $+A$, y durante el resto del estado la salida se considera igual a $-A$, las formas de onda asociadas a cada etapa del circuito, para una señal de entrada igual a f_c , son las mostradas en la figura 2.15:

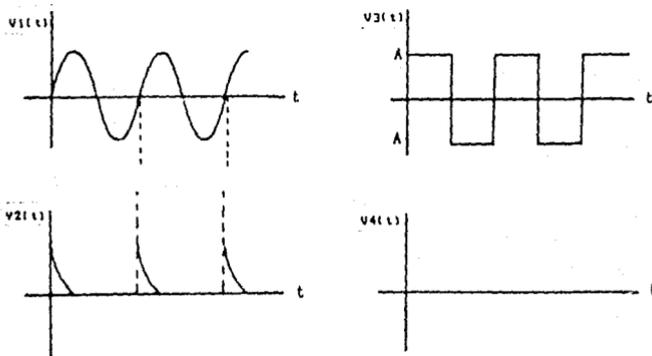


Fig 2.15. Formas de onda correspondientes a los voltajes del PAD

Para una señal de entrada con frecuencia igual a f_c la salida del multivibrador es una señal cuadrada, cuyo valor promedio es cero por lo que a la salida de la última etapa del PAD se tiene un nivel de voltaje cero. Cuando la frecuencia es menor a f_c el ciclo de trabajo del multivibrador cambia, de modo que el valor promedio de la señal es un valor negativo detectado por el filtro pasobajas. Finalmente, cuando la frecuencia es mayor que f_c se tiene el caso opuesto.

$$V_o(t) = A K_D K_M [\omega_0 + \Delta\omega f(t)] * h_L(t) \quad (2.13)$$

donde K_D es la constante del diferenciador, K_M la constante del detector de envolvente y es igual a $KV_1/2$, donde K es la constante del multiplicador y V_1 la amplitud de la señal de referencia. La respuesta del filtro al impulso está definida por $h_L(t)$. Si la respuesta de éste es lo suficientemente plana en $H_L(0) = 1$, sobre la banda de frecuencias deseada, se obtiene finalmente:

$$V_o(t) = A K_D K_M [\omega_0 + \Delta\omega f(t)] \quad (2.14)$$

De la ecuación anterior se concluye, por las características propias del filtro un límite con respecto a los valores máximos de desviación de frecuencia $\Delta\omega$ y con respecto a la relación de frecuencias de la moduladora con ω_0 . Estos límites pueden ser expresados como una relación de la máxima desviación permisible $D = \Delta\omega / \omega_0$.

11.3.2. DETECTOR DE ENVOLVENTE PROMEDIO

El detector de envolvente promedio consiste en un rectificador de media onda seguido por un filtro paso bajas. La señal a la salida del rectificador se puede representar mediante la siguiente ecuación:

$$V_a(t) = \frac{K_D A}{\pi} [\omega_0 + \Delta\omega f(t)] + \frac{K_D A}{2} [\omega_0 + \Delta\omega f(t)] \text{sen} \omega_0 t(t) \\ + \text{Componentes de alta frecuencia} \quad (2.15)$$

La expresión anterior es la expansión en series de Fourier de una señal cuadrada de periodo $\tau(t)$ multiplicada por la señal de FM diferencial. La salida del filtro pasobajas está definida por la ecuación 2.16.

$$V_o(t) = K_D A [\omega_0 + \Delta\omega f(t)] * h_L(t) \quad (2.16)$$

Si la respuesta del filtro es lo suficientemente plana para evitar

la distorsión se tiene:

$$V_o(t) = K_m K_d A [\omega_0 + \Delta\omega f(t)] \quad (2.17)$$

Para asegurar la separación de las señales se requiere que se cumplan las siguientes relaciones:

$$2\omega_m + \frac{B\omega_1}{2} < \omega_0 \quad \text{ó} \quad D < \frac{1}{(2/\beta) + (B\omega_1/2\Delta\omega)} \quad (2.18)$$

De las expresiones anteriores se concluye que el detector de envolvente promedio presenta mayor restricción con respecto a la señal de entrada que el detector síncrono. Sin embargo, para fines de desarrollos prácticos es preferible utilizar un detector de envolvente promedio, ya que representa menor complejidad en su diseño.

11.3.3. DETECTOR DE ENVOLVENTE PICO

El detector de envolvente pico se utiliza generalmente para demodular señales cuadradas moduladas en FM o bien señales de FM limitadas en banda, para frecuencias de portadora mucho mayores que la frecuencia de la moduladora, aproximadamente:

$$|\omega_1(t)|_{\min} = \omega_0 - \Delta\omega > 100 \omega_m \quad (2.19)$$

Como se puede observar, para señales de FM que cumplen con las características anteriores, comúnmente utilizadas para transmisión de datos, transmisiones comerciales, etc., no existe una restricción teórica sobre el método a utilizar, dicha selección se enfoca a la simplicidad en el diseño del detector

11.4. METODO DE DETECCION POR PLL

El método de detección de señales en FM, mediante un circuito PLL, se muestra a manera de diagrama a bloques en la figura 2.13.

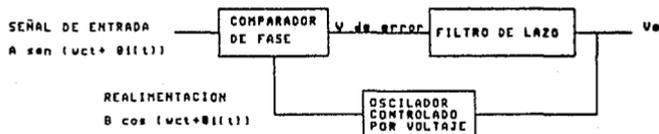


Fig. 2.13 Diagrama a bloques de un circuito PLL.

El circuito PLL está integrado por un detector de fase, una etapa de filtrado, una de amplificación y un oscilador controlado por voltaje (VCO). El principio de operación de este sistema es el siguiente: la salida del comparador de fase está definida por un nivel de voltaje proporcional a la diferencia en fase entre la señal de entrada y la señal de realimentación. El VCO produce una señal cuya desviación de frecuencia, respecto a la frecuencia de oscilación central, es proporcional al voltaje en su entrada. El filtro estabiliza la respuesta transitoria así como proporciona el filtrado necesario para la respuesta general del circuito. Debido a que la desviación de frecuencia a la salida del VCO es directamente proporcional a $V_o(t)$ la propiedad de enlace fuerza a $V_o(t)$ a ser igual a la información contenida en las variaciones de frecuencia.

11.5. DISCRIMINADOR PROMEDIO DE PULSO

Un método alternativo de detección de FM es el discriminador de promedio de pulsos (PAD), cuyo diagrama de bloques se muestra en la siguiente figura:



Fig. 2.14. Diagrama a bloques del discriminador promedio de pulsos PAD.

CAPITULO III. DISEÑO DEL TRANSMISOR

De acuerdo a los requerimientos propuestos para el diseño del prototipo, y con base en las características de operación de cada método analizado, se seleccionó un método directo de generación de señales en FM. Este método utiliza un diodo varactor, mediante el cual se varía la frecuencia de un oscilador controlado por cristal, para un mínimo de etapas de multiplicación de frecuencia. Lo anterior permite asegurar el desplazamiento pico de desviación de frecuencia deseado, partiendo de una desviación máxima, permitida en un oscilador controlado por cristal, del 0.01% de la frecuencia central ajustable en relación a la amplitud de la señal moduladora. De ésta manera se evita el uso de redes de estabilización o índices de modulación menores al requerido, en cuyo caso se requiere de un número mayor de etapas de multiplicación así como la implementación de una o más etapas de mezclado para fijar la frecuencia final de transmisión. Lo anterior generaría un mayor número de armónicos, lo que repercute en un filtrado más complejo y a su vez en el costo final del proyecto.

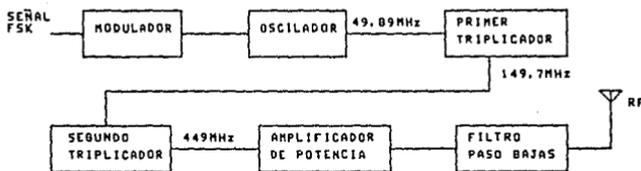


Fig 3.1. Diagrama a bloques del transmisor para la banda de UHF

El diagrama a bloques mostrado en la fig 3.1 presenta el esquema básico del transmisor que está constituido por un oscilador central, dos etapas de multiplicación, y una etapa de amplificación de potencia en configuración C. Lo anterior permite lograr una alta eficiencia en el transmisor al cual se le conecta una antena directiva con alta ganancia, a fin de lograr un máximo de radiación con un mínimo de potencia aplicada.

El diseño del prototipo es para una transmisión de FM en banda angosta, con un desplazamiento de frecuencia ajustable de acuerdo a las características del circuito demodulador. Por lo anterior una, modulación FSK sobre la portadora de RF implica una relación señal a ruido bastante deficiente, debido a las características de estabilidad propias del transmisor. Por lo tanto, se hace necesario llevar a cabo una premodulación de la señal binaria en frecuencia FSK, para una subportadora de la mínima frecuencia factible en ese esquema. Esto implica que la señal moduladora estará formada por dos tonos que corresponden a la información digital. Este proceso repercute en un aumento de la relación señal a ruido, ya que la señal de información está contenida en la subportadora, la cual no es afectada por las características de estabilidad del sistema. Para este diseño se asume que la señal de entrada se encuentra previamente modulada bajo un esquema FSK con una portadora de 9600 Hz.

III.1. DISEÑO DEL MODULADOR

El circuito propuesto para este proyecto se basa en un oscilador controlado por cristal, cuya frecuencia central se varía al aplicar un voltaje de entrada a través de un diodo varactor conectado en serie a la entrada del oscilador. El diseño del oscilador se basa en una configuración Colpitts para operar a una frecuencia central de 49.89 MHz, (Fig. 3.2) determinada por un cristal de cuarzo y la red de realimentación del circuito. Para proporcionar el voltaje requerido por el multiplicador, con un máximo de transferencia de energía mediante un arreglo LC, se requiere en el oscilador de una carga de 580Ω para un voltaje de 10 Vp-p.

Los parámetros de diseño del circuito están determinados por las características del dispositivo utilizado así como de los requerimientos del mismo diseño. De acuerdo a esto se seleccionó un transistor bipolar de juntura que cumple con dichos requerimientos, en lo que se refiere a respuesta en frecuencia, voltaje de polarización, etc. El transistor

seleccionado es un BF 494, cuyas características de operación se muestran en las hojas de datos, (apéndice A, proceso 46).

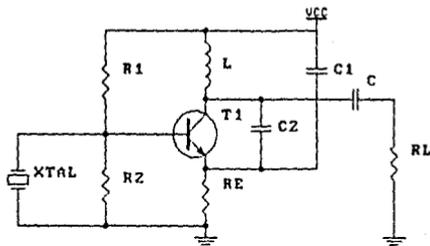


Fig 3.2. Oscilador Colpitts controlado por cristal.

Para el diseño de la red de polarización, de acuerdo a los datos del fabricante, se requiere de una corriente de colector $I_c = 10\text{mA}$, para un voltaje de polarización $V_{cc} = 12\text{V}$. Para un diseño compensado en temperatura el voltaje en el emisor es aproximadamente el 20% del voltaje de polarización, por lo que $V_E = 2.4\text{V}$ de donde $R_E = 2.4 / 10\text{mA} = 240\ \Omega$. Las ecuaciones usadas para el cálculo de los componentes son:

$$V_{BB} = (R_B/\beta + R_E)I_{CQ} + V_{BEQ} = 3.1\text{V}$$

$$R_1 = R_B \times V_{CC}/V_{BB} = 1.74\text{K}\Omega$$

$$R_2 = R_B \times V_{CC}/(V_{CC} - V_{BB}) = 600\Omega$$

Los capacitores de *bypass* para acoplar la carga al circuito deben presentar una reactancia mínima a la frecuencia de operación del circuito. Considerando una reactancia de 3 ohms se tiene:

$$C = 1/2\pi f X_C = 1\text{nf}$$

Para el diseño de la red de realimentación se requiere una $Q > 10$; por lo que, para una resistencia de carga igual a 580 ohms y una $Q = 20$ el valor de la reactancia del capacitor C_2 debe estar alrededor de $R_L/20 = 29\text{ohms}$, por lo tanto:

$$C2 = 1/2\pi f Xc2 = 110\text{pf.}$$

Debido a que la frecuencia de transición del transistor es $f_r = 450\text{MHz}$, y considerando que la ganancia de corriente de corto circuito para 50MHz es igual a 9, y la resistencia de entrada en paralelo (R_{in}) de un valor mínimo de 22.5 ohms , la relación entre ambos capacitores es:

$$C1/C2 = \Delta I \times R_L/R_{in} = 232$$

Para asegurar el inicio de oscilación la relación de capacitancias $C1/C2$ debe ser menor que la relación $\Delta I \times R_L/R_{in}$. Considerando una relación entre 2 para el valor de $C1/C2$, se tiene que el valor de $C1$ es:

$$C1 = 232 \times 110/2 = 12.76\text{ nf}$$

cuya reactancia es:

$$Xc = 1/2\pi f C = -j\ 0.25\Omega$$

La reactancia total equivalente de ambos capacitores es igual a $Xc = -j\ 29.25\text{ ohms}$. Para el cálculo del inductor se debe cumplir que, a la frecuencia de resonancia, Xc sea igual a X_L . Por lo tanto, el valor de la inductancia debe ser igual a:

$$L = X_L/2\pi f = 0.0933\ \mu\text{H}$$

Debido a la estabilidad necesaria para este sistema de transmisión se requiere el uso de un cristal de cuarzo, conectado en la red de realimentación del circuito oscilador. El comportamiento del cristal es básicamente el de un filtro que presenta una Q muy alta a la frecuencia de resonancia del mismo, éste puede trabajar en resonancia serie o paralelo según el corte del mismo.

En un oscilador controlado por cristal es necesario el uso de un circuito tanque sintonizado a la frecuencia de resonancia. La finalidad de éste es forzar al cristal a trabajar en la frecuencia deseada, ya que

algunos cristales tienden a operar en un sobretono, debido al corte del mismo. En este diseño se utilizó un cristal con resonancia en serie como capacitor de *bypass* a la frecuencia de operación del circuito.

Finalmente, para obtener la variación de frecuencia en función de la señal de entrada se utilizó el método directo por diodo varactor mediante la siguiente configuración:

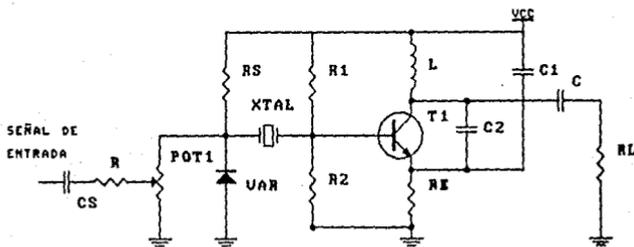


Fig. 3.3. Modulador de frecuencia de banda angosta

III.2. PRIMER ETAPA DE MULTIPLICACION

El diseño de un multiplicador de frecuencia se basa en la generación de armónicos mediante el uso de un dispositivo no lineal. Los armónicos son múltiplos de la frecuencia central, seleccionando el múltiplo deseado al colocar un circuito tanque en la salida, sintonizado a dicha frecuencia. Existen diversas configuraciones que generan un alto número de armónicos. Para este sistema se diseñó un multiplicador basado en un amplificador clase C que presenta un elevado número de armónicos. El circuito propuesto se muestra en la siguiente figura:

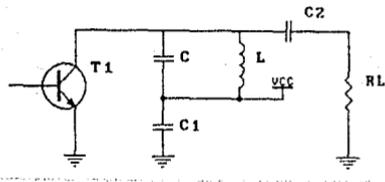


Fig. 3.4. Amplificador clase C

El ángulo de conducción necesario para obtener un valor de amplitud de corriente máximo de la tercer armónica, se obtiene a partir de la gráfica mostrada en la figura 3.5 donde se obtuvo un ángulo de conducción $2\theta = 80^\circ$, el cual se regula mediante el nivel de DC aplicado en la base del transistor, así como el nivel de amplitud de la señal de entrada. Para el diseño de éste circuito se utilizó un transistor BF 494 que cumple con los requerimientos del diseño y presenta las características mencionadas para el diseño del oscilador.

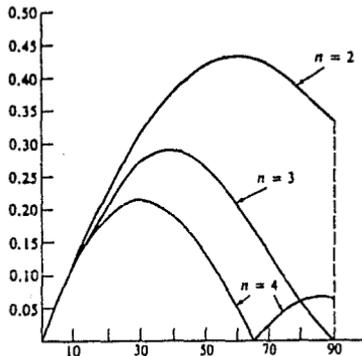


Fig. 3.5 Amplitud de corriente de las armónicas generadas a la salida de un amplificador clase C, en función del ángulo de conducción (2θ).

Para el diseño del amplificador la potencia de salida está dada por la ecuación (3.1), cuando no se tienen pérdidas por efectos resistivos en la polarización.

$$P_o = V_{cc}^2 / 2R_L \quad (3.1)$$

Para una carga de 1000 ohms la potencia de salida es 0.072W. El valor pico de corriente normalizado (I_M') para $2\theta = 80^\circ$ se obtiene de la gráfica mostrada en la figura 3.6 de donde $I_M' = 0.4$. La máxima corriente de colector está dada por:

$$I_M = 2\pi V_{cc} \times I_M' / R_L \quad (3.2)$$

Considerando que se desea obtener un valor de amplitud de corriente máximo para la tercera armónica, y para un nivel de voltaje de base igual a cero, la amplitud de la señal de entrada debe sobrepasar el nivel de encendido de la unión base emisor del transistor en un intervalo correspondiente a 80 grados del medio ciclo positivo de la señal de

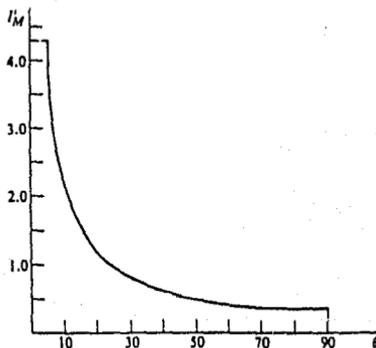


Fig. 3.6 Curva de corriente pico de colector (o drain) en función del ángulo de conducción (2θ) para un amplificador clase C.

entrada que corresponde al intervalo comprendido entre 50 y 130 grados, por lo que la amplitud de la señal de entrada está dada por:

$$V_{p-p} = 2 V_{BE(on)} / \sin 50 = 1.82 \text{ V } p-p$$

Por lo tanto en la etapa de salida del oscilador se requiere una red que entregue 1.82 V p-p más un margen de 0.4 volts para un voltaje de entrada de 10 V p-p. Además deberá acoplar la impedancia de salida del oscilador con la impedancia de entrada del triplicador; sin embargo la impedancia de entrada del triplicador no es lineal por lo que para lograr un acoplamiento adecuado se requiere de un circuito adicional que aisle al oscilador y proporcione corriente al multiplicador. El circuito propuesto para esta etapa es un emisor seguidor diseñado para operar de acuerdo a los parámetros fijados. El transistor seleccionado es un BF 494 para el cual el fabricante recomienda una corriente de colector $I_c = 5\text{mA}$, para un voltaje de colector-emisor $V_{ce} = 6\text{V}$. Considerando en la red polarización una caída de voltaje en el emisor $V_E = 2\text{V}$ se tiene $R_E = 2/5\text{mA} = 0.4\text{K ohms}$, $R_C = 0.8\text{K ohms}$. Los valores de las resistencias de polarización, para la malla de entrada, se determinan de la manera siguiente:

$$R_B = (V_{BB} - V_{BE} - V_E)(\beta + 1) / I_c = 5 \text{ K}\Omega$$

$$R_1 = R_B \times V_{cc} / V_{BB} = 20 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = R_B \times V_{cc} / (V_{cc} - V_{BB}) = 6.6 \text{ K}\Omega$$

Considerando una impedancia de entrada al triplicador muy baja, la impedancia de entrada al seguidor está dada básicamente por r_{π} y C_{π} donde:

$$r_{\pi} = \beta / 40 I_{cq} = 40 \Omega$$

$$C_{\pi} = g_m / \omega_T - C_{\mu} = 78.5 \text{ pf}$$

$$X_c = 1 / 2\pi f C = -j40.6 \Omega$$

Por lo tanto, $Z_{in} = 1/Y_{in}$ donde $Y_{in} = 25 + 24.63j \text{ mS}$. Para el acoplamiento se requiere transformar la resistencia de carga del oscila-

dor de 580 ohms a un valor de 40 ohms así como eliminar la parte reactiva, a fin de obtener un máximo de transferencia de energía y el nivel de voltaje requerido a la entrada del triplicador. El acoplamiento se obtiene mediante la siguiente red:



Donde el cálculo de los componentes se determina apartir de la carta de Smith (Apéndice A).

$$X_c = -j111.11 \Omega$$

$$C = 29.29 \text{ pf}$$

$$X_L = +j127 \Omega$$

$$L = 0.4313 \mu\text{H}$$

Para obtener una respuesta selectiva a la frecuencia de resonancia, se requiere un circuito sintonizado con una Q alta, lo que implica alta capacitancia y baja inductancia. En este diseño el ancho de banda requerido es mínimo, por lo que no se ve afectado prácticamente por la respuesta del filtro.

Para obtener una señal de amplitud constante, a la salida del triplicador, se requiere una Q de carga mínima de 15; ésta se determina por la reactancia de los elementos del filtro con respecto a la resistencia de carga. El diseño se ajustó para una Q = 20, lo cual a su vez genera una atenuación aproximada de 20 DBs para la cuarta armónica. Por lo tanto el cálculo de los valores de C7 y L4 está dado por:

$$X_c = X_L = 1000/20 = 50 \text{ ohms}$$

$$C7 = 1/2\pi f X_c = 21.2 \text{ pf}$$

$$L4 = X_L/2\pi f = 0.053 \mu\text{H}$$

La potencia de salida del triplicador, para una resistencia de carga de 1000 ohms, es $P_o = V_{cc}^2/2R_L = 0.072 \text{ W}$, donde la corriente para la fundamental es igual a $I = (P/R)^{1/2} = 8.42 \text{ mA}$. La corriente de la tercer armónica, para un ángulo de conducción $2\theta = 80$ grados, corresponde a 0.3 del valor de la corriente de la fundamental. El valor de ésta es

$I_{30} = 2.545 \text{ mA}$, y el voltaje en la carga es $V_{RL} = 2.545 \text{ Vrms}$.

III.3. SEGUNDA ETAPA DE MULTIPLICACION

El diseño propuesto para esta etapa es igual al de la etapa anterior, es un diseño basado en un amplificador clase C para un ángulo de conducción $2\theta = 80^\circ$ utilizando la misma configuración.

Para el diseño del amplificador se seleccionó un transistor BF 199 con un voltaje de polarización de 12 volts. Las características de operación del dispositivo se muestran en las hojas de especificaciones (Apéndice A, proceso 47).

La potencia de salida en AC se define mediante la expresión siguiente:

$$P_o = V_{cc}^2 / 2RL = 144 / 2000 = 0.072 \text{ W}$$

El valor pico de la corriente de colector normalizado es igual a:

$$IM' = 0.4$$

La corriente de colector pico para la componente fundamental es:

$$IM = 2\pi \times 12 \times 0.4 / 1000 = 30.16 \text{ mA}$$

La corriente de colector pico para la tercer armónica es:

$$IM = 30.16 \times 0.28 = 8.44 \text{ mA}$$

Al igual que en la etapa anterior, el circuito tanque en el colector requiere una Q mínima = 15, para una Q = 20 los valores de C14 y L7 son:

$$XL = Xc = 1000 / 20 = j50 \text{ ohms}$$

$$C14 = 1 / 2\pi f Xc = 7.10 \text{ pF}$$

$$L7 = XL / 2\pi f = 0.0177 \text{ }\mu\text{H}$$

Para el acoplamiento de impedancia con la salida del circuito anterior se utiliza un amplificador en configuración emisor seguidor. Al igual que en la primera etapa de multiplicación para su diseño se eligieron los parámetros fijados por el fabricante, seleccionando el transistor BF 199 para máximo *swing* simétrico al voltaje de polarización. Tomando la corriente de colector especificada por el fabricante $I_c = 7\text{mA}$ la caída de voltaje en el emisor es $= 2\text{V}$, de donde $R_E = 285\ \text{ohms}$, y $R_c = 570\ \text{ohms}$. Para las resistencias de base se tiene:

$$R_B = (V_{BB} - V_{BE} - V_E)(\beta + 1)/I_c = 2.31\ \text{K}\Omega$$

$$R_1 = R_B \times V_{CC}/V_{BB} = 9.5\ \text{K}\Omega$$

$$R_2 = R_B \times V_{CC}/(V_{CC} - V_{BB}) = 3.05\ \text{K}\Omega$$

Considerando una impedancia de carga (entrada al triplicador) muy baja, la impedancia de entrada al seguidor está dada básicamente por C_π y r_π cuyos valores son:

$$g_m = I_{cQ}/nV_T = 40\ I_{cQ} = 280\ \text{mS}$$

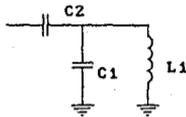
$$r_\pi = \beta/g_m = 6.6/280\ \text{mS} = 23.873\ \text{ohms}$$

$$\omega r_\pi = 2\pi f r_\pi = g_m/(C_\pi + C_\mu) = 6283.2\ \text{MHz}$$

$$C_\pi = g_m/\omega r_\pi - C_\mu = 44.16\ \text{pF}$$

Por lo tanto la impedancia de entrada al emisor seguidor está dada por $1/Y_{in}$ donde $Y_{in} = 41.88 - 41.5j\ \text{ohms}$; para el acoplamiento de impedancias de la salida del primer triplicador a la entrada del seguidor se requiere transformar la resistencia de 1000 a $23.8\ \text{ohms}$; así como eliminar la parte imaginaria. El acoplamiento se realiza mediante un filtro pasobanda a fin de atenuar considerablemente el nivel de armónicos generado por el triplicador, así como un arreglo LC para la transformación de impedancias.

El filtro propuesto es un circuito LC con una Q igual a la del circuito tanque del triplicador lo que proporciona un filtrado más selectivo, obteniéndose una respuesta plana para el pasobanda con pendientes de corte mayores. El circuito propuesto es el siguiente:



donde C1 y L1 forman el circuito tanque, sintonizado a la frecuencia de salida del triplicador por lo que presentan los mismos valores usados en el tanque de éste. El capacitor C2 de acoplamiento tiene un valor igual a $C/Q_{carga} = 1.2 \text{ pF}$. A la salida del filtro se obtiene una atenuación aproximada de -25 dB para la segunda y cuarta armónicas, un ancho de banda aproximado de 10.5 Mhz con una atenuación de -3 dB para la banda de paso por pérdidas de inserción. El acoplamiento de impedancias se obtiene mediante un arreglo LC que elimina la parte imaginaria y transforma la resistencia de 1000 a 23.87 ohms. El cálculo de los componentes se obtiene a partir de la carta de Smith (apéndice A), de donde:

$$\begin{aligned} X_c &= -117.64j \text{ ohms} & C &= 1/\omega C = 9 \text{ pF} \\ X_L &= 127j \text{ ohms} & L &= X_L/\omega = 0.135\mu\text{H} \end{aligned}$$

De acuerdo a la impedancia de entrada que presenta el seguidor y considerando las pérdidas por atenuación en la banda de paso, la potencia a la entrada del seguidor está dada por:

$$P_{in} = (V_{RL}^2 / R_L) \times 0.416 = 2.6944 \text{ mW}$$

el voltaje a la entrada está definido por:

$$V_{in} = (P \times R)^{1/2} = 0.2535 \text{ Vrms} = 0.3585 \text{ Vpico}$$

Para polarizar en directa la juntura base-emisor del triplicador, con un ángulo de conducción $2\theta = 80^\circ$ y un voltaje de entrada. V_{in} igual a 0.35V, menor al voltaje de encendido especificado por el fabricante (0.75 V), se requiere de un nivel de DC en la base del triplicador dado por:

$$\begin{aligned} V_{in} &= V_{BE(on)'} / \text{sen } 50 = 0.35 \text{ V} \\ V_{BE(on)'} &= 0.35 \times \text{sen } 50 = 0.2746 \text{ V} \\ V_{BB} &= V_{BE(on)} - V_{BE(on)'} = 0.476 \text{ V} \end{aligned}$$

Dicho nivel de DC se obtiene mediante un divisor de tensión en la base del amplificador. La relación que nos permite determinar los valores de R1 y R2 está dada por:

$$R1 / R2 = (V_{cc} - V_{BB}) / V_{BB} = 24.243$$

donde R2 se seleccionó de 2.2 K Ω , para mantener un bajo consumo de corriente cuando no está operando el circuito; el valor de R1 está dado por:

$$R1 = 24.243 \times R2 = 53.34 \text{ K}\Omega.$$

III.4. ETAPA DE POTENCIA

El circuito propuesto para la etapa de salida es un amplificador clase C sintonizado a la frecuencia fundamental, seguido de un filtro paso bajas de orden alto, lo que permite eliminar o atenuar al máximo el contenido de armónicos a la salida del amplificador.

La potencia de transmisión requerida para enlazar dos puntos por línea de vista a una distancia de 40 Kms, para un equipo de recepción con una sensibilidad dentro del rango comercial, es aproximadamente 1 watt en RF. En un amplificador clase C la potencia máxima de salida en AC está dada por $V_{cc}^2/2R_L$. Por lo tanto, para una potencia de 1 watt, se requiere de una carga = 72 ohms.

Para un ángulo de conducción entre $70^\circ < \theta < 90^\circ$, se obtiene una corriente máxima normalizada $I_M' = 0.4$, (fig 3.6). A partir de este valor y para los parámetros de diseño requeridos, la corriente máxima de colector está dada por:

$$I_M = 2\pi \times V_{cc}^2/R_L \times 0.4 = 0.42 \text{ Amperes}$$

De acuerdo a este valor, así como los parámetros de diseño se seleccionó el transistor 2N 5914, diseñado para trabajar a una frecuen-

cia $F = 470$ MHz, un voltaje de alimentación de 12.5 V, y un rango de potencia de 1 a 6 watts, (dependiendo de las características propias del diseño), y con una corriente máxima de colector = 0.5 Amp.

Para el diseño del circuito tanque en el colector se seleccionó una Q de carga baja, $Q = 2$, los valores obtenidos son:

$$X_c = X_L = 72/2 = 36 \text{ ohms}$$

$$C7 = 1/2\pi f X_c = 9.8 \text{ pF}$$

$$L7 = X_L/2\pi f = 0.0127 \mu\text{H}$$

Para el acoplamiento de impedancias con la salida del triplicador se siguió el mismo esquema de acoplamiento que en las etapas anteriores, utilizando una configuración de seguidor a la entrada de la etapa de potencia. En el diseño del seguidor se usó el transistor BF 199 para máximo swing simétrico, con un voltaje de polarización de $V_{cc} = 12\text{V}$ y corriente de colector $I_c = 7\text{mA}$. El cálculo de la red de polarización es igual que para el caso anterior. Sin embargo, la impedancia de entrada varía, ya que la ganancia en corriente alterna disminuye al aumentar la frecuencia. Para una frecuencia de operación de 449 MHz la ganancia en AC es igual a $1000/449$ MHz = 2.2

Considerando una impedancia de carga muy baja (entrada al amplificador de potencia), la impedancia de entrada al seguidor está dada básicamente por C_x y r_{π}

$$g_m = 40 I_{cQ} = 280 \text{ mS}$$

$$r_{\pi} = \beta/g_m = 2.2/280 \text{ mS} = 7.9 \text{ ohms}$$

$$C_x = g_m/\omega t - C_{\mu} = 44.16 \text{ pF}$$

por lo que la impedancia de entrada es igual a $Z_{in} = 1/Y_{in}$, donde $Y_{in} = 0.1268 + j0.124 \Omega$. Para el acoplamiento de impedancias se sigue el mismo proceso que en el caso anterior, el circuito para la etapa de filtrado es igual al tanque conectado a la salida del segundo triplicador, el capacitor de acoplamiento entre ambos filtros está dado por $C/Q_c = 0.6\text{pf}$,

obteniéndose los mismos niveles de atenuación de armónicos y ancho de banda. El acoplamiento de impedancias se obtiene mediante un arreglo LC determinado a partir de la carta de Smith, de donde:

$$C = 5.32 \text{ pf}$$

$$L = 24.45 \text{ nH}$$

Al igual que para el segundo triplicador, considerando pérdidas por atenuación en el filtrado para la banda de paso; la potencia de la señal a la entrada del seguidor está dada por:

$$P_{in} = P_{out} - \text{pérdidas} = 6.48 \times 0.416 \text{ mW}$$

$$V_{in} = (P_{in} \times R_{in})^{1/2} = 0.1459 \text{ Vrms}$$

Para polarizar la juntura base-emisor del transistor de potencia, con un ángulo de encendido entre $70^\circ < \theta < 90^\circ$ con un voltaje de encendido de 0.7V se requiere un nivel de DC en la base del dispositivo.

$$V_{in} = V_{BE(on)'} / \text{sen } 50 = 0.206 \text{ V}$$

$$V_{BE(on)'} = 0.35 \times \text{sen } 50 = 0.159 \text{ V}$$

$$V_{BB} = V_{BE(on)} - V_{BE(on)'} = 0.5419 \text{ V}$$

El nivel de DC requerido se obtiene mediante un divisor de voltaje, determinado por la siguiente relación:

$$R1/R2 = (V_{CC} - V_{BB})/V_{BB} = 21.1427$$

Manteniendo el mismo criterio que en la segunda etapa de multiplicación se tiene:

$$R2 = 2.2 \text{ K}\Omega$$

$$R1 = 46.5 \text{ K}\Omega$$

Considerando el acoplamiento con la antena y de acuerdo con el valor de carga calculado, para obtener un watt en RF a la salida se requiere una carga de 72 ohms. La antena propuesta para este diseño es un

arreglo Yagui, de varios elementos, y con dipolo doblado para obtener una alta ganancia. Una antena de este tipo presenta una impedancia de entrada de 73 ohms a la frecuencia de transmisión, por lo que el acoplamiento es directo. Considerando un cable coaxial como línea de transmisión con impedancia característica de 75 ohms y con una longitud n , múltiplo de $1/2$ de la longitud de onda, la impedancia que presenta el cable es puramente real. Por lo tanto, el acoplamiento de la salida del transmisor a la línea de transmisión, así como el acoplamiento de la línea de transmisión a la antena es directo.

Sin embargo, por la característica propia de un amplificador clase C, el contenido de armónicos a la salida es elevado, por lo que se requiere un filtro paso bajas de orden alto, a fin de eliminar al máximo el nivel de armónicos. Para lograr una atenuación aproximada de -60 dB para la segunda armónica se seleccionó un filtro Chebychev de 7 elementos con un factor de rizo de 0.1 dB en la banda de paso, sintonizado a 1.052 de la frecuencia de operación para compensar la variación de impedancia con respecto a la frecuencia de corte. De ésta manera se asegura que la impedancia que presenta el filtro sea puramente real, a la frecuencia central, acoplándose directamente con la línea de transmisión.

Los valores normalizados para los componentes del filtro, con un factor de rizo de 0.1 dB se determinan a partir de la tabla 3.1, donde se manejan los valores de dos a siete componentes para filtros CHEBYCHEV con un factor de rizo para la banda de paso de 0.1, 0.5, 1.0, o 3.0 dB. La resistencia de carga es igual a 1.0 en todos los casos. la frecuencia de corte es igual a 1.0 rad/seg para todos los casos.

El cálculo de los valores reales se realiza mediante las ecuaciones (3.3) y (3.4) para una resistencia de carga = 75 ohms y una frecuencia de corte $f_c = 449 \times 1.052 = 472.631$ Mhz.

$$C = C_n / 2\pi f_c R \quad (3.3)$$

$$L = R L_n / 2\pi f_c \quad (3.4)$$

ORDEN	RIZO (dB)	C ₁	L ₁	C ₂	L ₂	C ₃	L ₃	C ₄	Rfuente
2	0.1		1.211	1.643					0.738
	0.5		0.982	1.948					0.504
	1.0		0.835	2.219					0.376
	3.0		0.535	3.109					0.172
3	0.1	1.438	1.589	1.438					1.000
	0.5	1.862	1.280	1.862					1.000
	1.0	2.215	1.088	2.215					1.000
	3.0	3.349	0.712	3.349					1.000
4	0.1		0.981	2.225	1.642	1.330			0.738
	0.5		0.920	2.585	1.303	1.824			0.504
	1.0		0.831	2.981	1.121	2.212			0.376
	3.0		0.592	4.349	0.748	3.441			0.172
5	0.1	1.300	1.553	2.230	1.553	1.300			1.000
	0.5	1.800	1.298	2.682	1.298	1.800			1.000
	1.0	2.216	1.132	3.115	1.132	2.216			1.000
	3.0	3.481	0.762	4.538	0.762	3.481			1.000
6	0.1		0.980	2.220	1.550	2.350	1.450	1.350	0.738
	0.5		0.905	2.575	1.367	2.710	1.298	1.794	0.504
	1.0		0.836	3.031	1.190	3.161	1.140	2.224	0.376
	3.0		0.603	4.464	0.793	4.606	0.769	3.505	0.172
7	0.1	1.198	1.444	2.128	1.996	2.128	1.444	1.198	1.000
	0.5	1.737	1.271	2.664	1.357	2.664	1.271	1.737	1.000
	1.0	2.184	1.121	3.118	1.183	3.118	1.121	2.184	1.000
	3.0	3.519	0.772	4.639	0.804	4.639	0.772	3.519	1.000

Tabla 3.1. Valores normalizados en filtros pasivos CHEVYCHEV

Por lo tanto los valores de los componentes que forman el filtro paso bajas a la salida del amplificador de potencia son:

$$C1 = 5.378 \text{ pf}$$

$$L2 = 36.47 \text{ nH}$$

$$C3 = 9.55 \text{ pf}$$

$$L4 = 40.3 \text{ nH}$$

$$C5 = 9.55 \text{ pf}$$

$$L6 = 36.47 \text{ nH}$$

$$C7 = 5.378 \text{ pf}$$

Para una transmisión de 40 Kms por línea de vista, la antena se coloca a una altura determinada por la curvatura de la superficie de la tierra. La altura está dada por:

$$h = d^2 \cdot 2/3$$

$$(3.5)$$

donde d es la distancia de transmisión en millas. Para una distancia de 25 millas, la antena debe estar colocada a una altura de 31.25 mts en ambos puntos.

De acuerdo a lo mencionado anteriormente, para una longitud de onda de 66.815 cms, la longitud de la línea de transmisión de la salida del transmisor a la antena debe ser múltiplo de $\lambda/2$, en éste caso se requiere una línea de transmisión de $96 \times \lambda/2 = 31.403$ mts. Utilizando un cable coaxial RG12A/U con impedancia característica de 75 ohms se presenta una atenuación de - 5 dB aproximadamente.

III.5. DISEÑO DE LA ANTENA

El diseño de la antena está en función directa de la aplicación y las características propias de los equipos de transmisión y recepción. De acuerdo a los requerimientos del proyecto y a los parámetros de diseño del sistema, se requiere una antena con alta ganancia y directividad, para una frecuencia central de transmisión fija. La ganancia de la antena, para una potencia de transmisión de 1W y una potencia de recepción de 5 nW, a una distancia de 40 Kms para una frecuencia de transmisión $f = 449$ MHz es:

$$G_{db} = 10 \log 4\pi D (\omega_r/\omega_t) / \lambda = 17.312 \text{ dbS} \quad (3.6)$$

donde D es la distancia entre los dos puntos, λ la longitud de onda, ω_r y ω_t potencias de transmisión y recepción respectivamente. Sin embargo, considerando las pérdidas en la línea de transmisión, la ganancia debe ser 5 dB mayor que el valor calculado. Por lo tanto, la ganancia de la antena será aproximadamente 22 dBs.

Para obtener una ganancia de 22 dBs, con un arreglo de antena, convencional Yagi, se requiere alterar la estructura de la antena. La ganancia para una antena Yagi con dipolo de $\lambda/2$ es aproximadamente 19 dBs con un arreglo de 20 elementos y una longitud de 6.5 λ . (Apéndice A).

Para reducir el número de elementos, se utiliza un arreglo con dipolo doblado, que aumenta la impedancia en relación 4:1 y disminuye el número de elementos a la mitad para obtener la misma ganancia.

Para aumentar la ganancia del arreglo, el reflector convencional se sustituye por una placa conductora, o arreglo de varios elementos en paralelo, doblada formando un ángulo igual a $180^\circ/N$, donde N es un número entero. El ángulo de la placa en conjunto con la separación del reflector al dipolo, determinan el aumento en ganancia (figura 3.7).

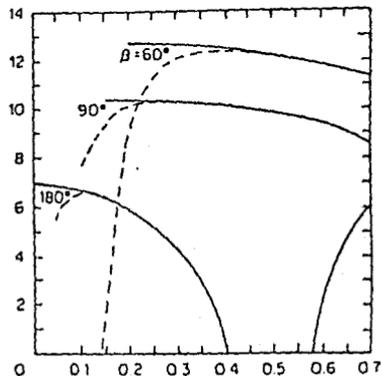


Fig. 3.7. Ganancia en intensidad de campo de un reflector doblado sobre un dipolo de media longitud de onda.

Para un ángulo de 90 grados el aumento en ganancia es aproximadamente de 8 dBs, por lo que para la antena esto representa una ganancia teórica de 26 dB. Para reducir la resistencia del alre el reflector sólido se sustituye por un arreglo de conductores en paralelo con las siguientes características:

- Separación entre conductores $d = 0.1\lambda$
- Longitud del conductor $l = 1.2L$
- Longitud del arreglo $w = 25$

Donde L es la longitud del dipolo

S es la separación del reflector al dipolo.

Para la distribución de los demás elementos, de tablas obtenidas experimentalmente para el espaciado óptimo de elementos en un arreglo Yagi, así como de las dimensiones para el elemento activo y los elementos pasivos, se diseñó un arreglo Yagi de 10 elementos con dipolo doblado y reflector de varios elementos en paralelo. Las dimensiones de este diseño que se muestran en el esquema siguiente:

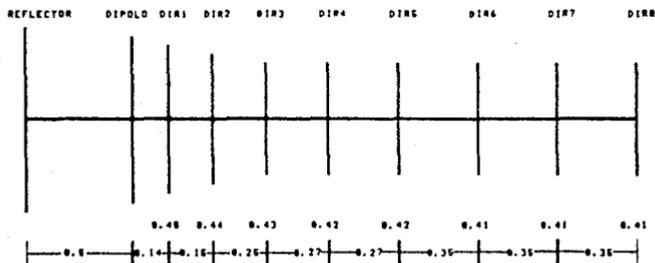


Fig. 3.8. Antena Yagi de 10 elementos

Las dimensiones y la construcción del reflector así como del dipolo en longitudes de onda, se muestran en el siguiente diagrama.



Fig 3.9. Reflector

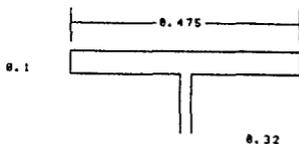


Fig 3.10. Dipolo doblado

La ganancia teórica del arreglo es de 26 dBs a la frecuencia de transmisión (resonancia), la impedancia de entrada depende de la separación de elementos y las dimensiones del arreglo. Generalmente para un arreglo convencional, donde la separación entre el elemento activo y elementos pasivos es mayor a 0.2λ , la impedancia de la antena es algo menor a 73Ω ; sin embargo, la impedancia del dipolo doblado es 4 veces la impedancia del dipolo de $\lambda/2$, por lo tanto la impedancia de la antena aumenta a un valor cercano a 300Ω . Esta impedancia varía por el tipo de reflector usado, el cual aumenta la impedancia de entrada. Para efectos prácticos considerando una impedancia de 300Ω , el acoplamiento a la línea de 75Ω se logra mediante un tramo de línea de 75Ω de $\lambda/2$, conectado al elemento activo formando una U entre la línea y el dipolo.

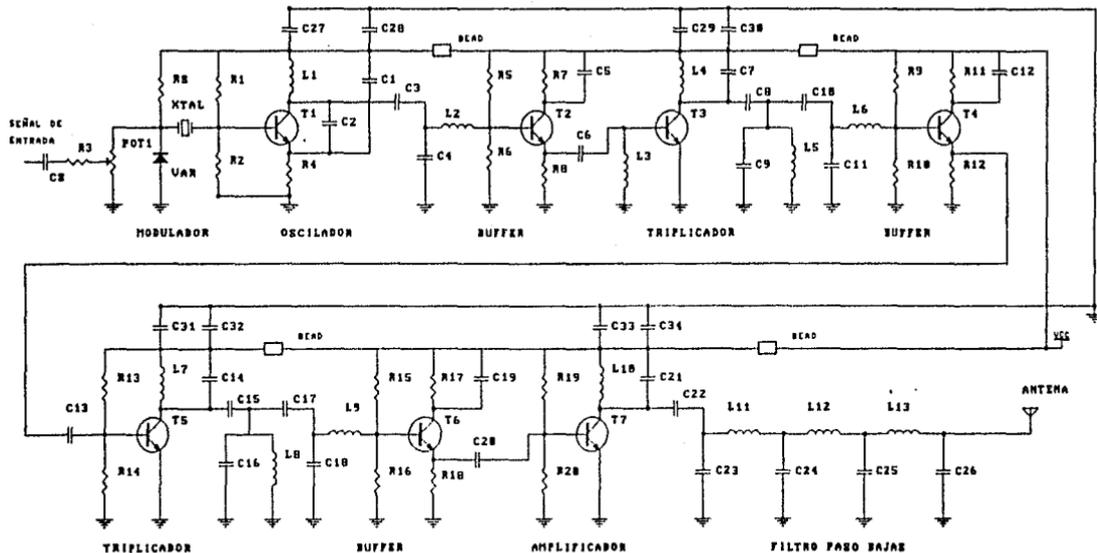


Fig. 3.11 Transmisor de FM de Banda Ancha

CAPITULO IV. DISEÑO DEL RECEPTOR

Un sistema de recepción convencional para la banda UHF requiere de características de sensibilidad y selectividad altas, y de gran estabilidad, para lograr una demodulación adecuada de la señal de entrada y por lo tanto tener una buena calidad en la señal de información recuperada. Lo anterior se logra mediante un esquema de recepción superheterodino, el cual está constituido básicamente por: una etapa de amplificación de RF, cuya función es aumentar la sensibilidad del equipo, mejorar el rechazo de frecuencias adyacentes, incrementar la relación señal-ruído y mantener un acoplamiento adecuado de la antena al resto del equipo, logrando un máximo de transferencia de energía; una o dos etapas de mezclado, según las características de la señal de entrada, para reducir al máximo la presencia de frecuencia imagen a la entrada del mezclador, evitando distorsión en frecuencia intermedia, lo anterior permite una calidad de recepción alta; etapas de filtrado en frecuencia intermedia para mantener alta selectividad; etapas de amplificación y limitación de amplitud. Finalmente, un circuito detector o demodulador de FM. De acuerdo a las características de la señal transmitida se seleccionó el sistema de recepción que se muestra en la siguiente figura:

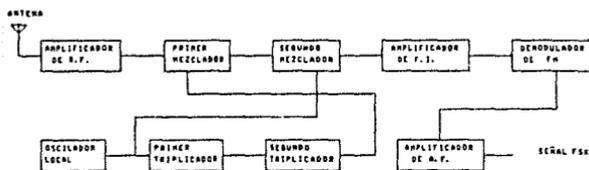


Fig. 4.1. Receptor Superheterodino

El diagrama a bloques mostrado presenta el esquema básico del receptor, constituido en forma general por las etapas mencionadas. El sistema presenta dos etapas de mezclado y frecuencia intermedia con lo que se obtiene un rechazo de frecuencia imagen de aproximadamente 40 dba como se analizará posteriormente. Finalmente se cuenta con un amplifica-

dor de audio para manejar los niveles de la señal requeridos por por el sistema receptor (demodulador FSK).

IV.1 AMPLIFICADOR DE RF

De las funciones más importantes que realiza el amplificador de RF, es proporcionar una ganancia mínima a la señal de entrada, para mantener un nivel de señal-ruido alto y obtener un mezclado adecuado, así como proporcionar el filtrado necesario para eliminar la presencia de frecuencias imagen a la entrada del mezclador, ya que ésta, al mezclarse con la señal del oscilador local, produce una señal de la misma frecuencia intermedia que la señal deseada y que no puede ser filtrada en la etapa de FI, provocando interferencia en la señal recibida.

En el diseño del amplificador de RF y para obtener un rechazo de imagen adecuado (aproximadamente 40 db), con una señal de entrada de 449 MHz y una señal de FI deseada de 10.7 MHz, se debe considerar que la Q, tanto del circuito de acoplamiento de la antena así como la Q del circuito sintonizado del amplificador, debe ser bastante alta (mayor a 100) ya que la imagen está relativamente próxima a la frecuencia central. Lo anterior, una Q alta se puede evitar si se manejan dos etapas de FI, con lo que se busca que la frecuencia imagen esté lo suficientemente separada de la frecuencia de la señal de entrada, permitiendo el uso de filtros menos selectivos y realizables en forma práctica. Para una primera etapa de frecuencia intermedia de 54.53 MHz, con un circuito de acoplamiento de bajada de la antena con una $Q > 20$, se tiene que:

$$F_{\text{imagen}} = F_{\text{central}} - 2FI = 327.82 \text{ MHz}$$

$$\rho = \frac{F_{\text{imagen}}}{F_c} - \frac{F_c}{F_{\text{imagen}}} = 0.73011 - 1.36965 = 0.63954$$

$$\alpha_{\text{mezclador}} = \sqrt{1 + Q_{\text{ant}}^2 \rho^2} = 12.829$$

$$\alpha_{\text{RF}} = \frac{40 \text{ db}}{\alpha_{\text{mez}}} = \frac{100}{12.83} = 7.7943$$

$$QRF = \left[\frac{\alpha f^2 - 1}{\rho^2} \right]^{1/2} = \frac{(\alpha f^2 - 1)^{1/2}}{\rho} = 12.08$$

donde α es el rango de ganancia a la frecuencia de la señal de entrada en relación con la ganancia a la frecuencia imagen (rechazo de frecuencia imagen), ρ es una constante determinada por la relación de frecuencia imagen con respecto a la frecuencia central (valor absoluto), αf^2 es el rechazo de frecuencia imagen en la etapa de RF y QRF es el factor de calidad de la etapa de RF para obtener el rechazo de imagen deseado.

La potencia con que la señal transmitida alcanza el receptor se determina a partir de la ecuación de ganancia especificada para el diseño de la antena (EC.3.6).

La potencia de la señal recibida se obtiene considerando las pérdidas de líneas de transmisión, tanto para el transmisor como para el receptor, así como pérdidas por errores de separación de los elementos de la misma antena y problemas de acoplamiento de impedancias.

Considerando pérdidas por errores de acoplamiento, problemas de diseño sobre la ganancia total de la antena de -3dbm aproximadamente y -5 dbm en líneas de transmisión, la ganancia real por antena es aproximadamente 18 db por lo que la potencia recibida es:

$$W_r = \left[\frac{(0.688)(63.045)}{4\pi(40000)} \right]^2 (1) = 7.034 \times 10^{-9} \text{ W}$$

Para una impedancia de entrada de 75 Ω , el nivel de voltaje que se presenta a la entrada del amplificador de RF es $V = (PR)^{1/2} = 726\mu\text{V}$. Además, el circuito de acoplamiento ocasiona una atenuación de -3db para la banda de paso, por lo que la potencia que pasa al amplificador es $P = 3.517 \times 10^{-9} \text{ W}$. Para una impedancia de entrada del amplificador de 5k Ω

y considerando la potencia calculada, el nivel de voltaje que se tiene a la entrada de éste es de 5.9mV pico.

El circuito de sintonía presenta dos funciones principales; dar una preselectividad a la señal de entrada y acoplar la impedancia de la antena al amplificador de RF. Para obtener un filtro con una $Q = 50$ la impedancia de entrada al amplificador debe ser alta con lo cual la reactancia resultante de los elementos pasivos permite un diseño adecuado de los mismos. Considerando una impedancia de carga igual a $5\text{ k}\Omega$, y transformando la impedancia de la fuente de 75Ω a $5\text{ k}\Omega$ el valor de reactancia de los elementos para una $Q = 50$ es $X_c = X_L = 50\Omega$. Considerando la resistencia equivalente, formada por la resistencia de carga y la resistencia equivalente de la fuente (fig. 4.2a). se tiene:

$$C_{eq} = 1 / 2\pi f X_c = 7.1 \text{ pf}$$

$$L_{eq} = X_L / 2\pi f = 17.72 \text{ nh}$$

La transformación de impedancias se obtiene mediante un arreglo de capacitancias donde:

$$C_{eq} = C_1 C_2 / (C_1 + C_2) \quad (4.1)$$

$$R_s' = R_s \times (1 + C_1/C_2)^2 \quad (4.2)$$

R_s y R_s' son los valores de la resistencia de la fuente y la resistencia equivalente respectivamente.

Resolviendo las ecuaciones (4.1) y (4.2) en forma simultánea para la relación de resistencias deseada y la capacitancia equivalente calculada, se tienen los siguientes valores de capacitancia:

$$C_1 = 57.155 \text{ pF}$$

$$C_2 = 7.977 \text{ pF}$$

El circuito tanque de acoplamiento a la entrada se muestra en la figura 4.2, con el circuito equivalente correspondiente.

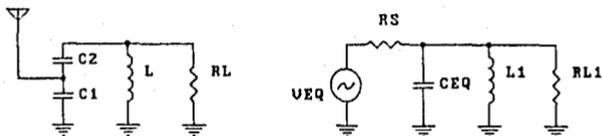


Fig. 4.2. Circuito de sintonía y acoplamiento con la antena
a) circuito equivalente.

En función de la potencia de la señal de entrada así como de la frecuencia de operación, y considerando una relación señal a ruido buena el amplificador de RF no requiere proporcionar una ganancia en voltaje considerable. Sin embargo, el circuito debe presentar una impedancia alta de entrada, así como la ganancia suficiente para evitar una atenuación considerable por el uso de los filtros pasivos.

El circuito propuesto es un amplificador de dos etapas, las configuraciones utilizadas son: colector común y emisor común, con la finalidad de proporcionar una alta impedancia de entrada y la ganancia mínima necesaria para el mezclador.

Para la etapa de emisor común el transistor utilizado es un BF 199, con una corriente de polarización especificada por el fabricante de $I_c = 7\text{mA}$. La caída en el emisor es 6V de donde la resistencia de emisor es $R_E = 860\Omega$. los valores de las resistencias de base se obtienen mediante las siguientes expresiones:

$$R_B = (V_{BB} - V_{BE} - V_E)(\beta + 1) / I_c = 3685 \Omega$$

$$R_1 = R_B \times V_{CC} / V_{BB} = 6.32 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = R_B \times V_{CC} / (V_{CC} - V_{BB}) = 8.84 \text{ K}\Omega$$

La impedancia de entrada que presenta ésta etapa debe ser alta lo que se logra al reducir la ganancia en corriente en AC al mantener la

resistencia de emisor en el circuito activo, esto es:

$$Z_{in} = Z_{RB} // [(Z_{r\pi} // Z_{c\pi}) + R_E (\beta + 1)]$$

donde:

$$g_m = 40 I_{cQ} = 280 \text{ mS}$$

$$r_{\pi} = \beta / g_m = 7.856 \Omega$$

$$c_{\pi} = g_m / \omega_T - c_{\mu} = 44.16 \text{ pF}$$

por lo tanto:

$$Z_{RB} = R_B = 3.68 \text{ k}\Omega$$

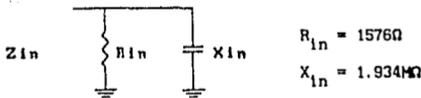
$$Z_{r\pi} // Z_{c\pi} = 5.6145 e^{-44.38^\circ} = 4.01256 - j 3.92\Omega$$

$$Z_{EQ} = Z_{r\pi} // Z_{c\pi} + R_E [\beta + 1] = 2756.01 - j 3.927\Omega$$

$$Y_{EQ} = 1 / Z_{EQ} = 1 / 2756 e^{-0.08184^\circ}$$

$$Y_{TOTAL} = 6.3421 \times 10^{-4} + j 5.17029 \times 10^{-7}$$

Por lo que el circuito equivalente que muestra la impedancia de entrada es el siguiente:

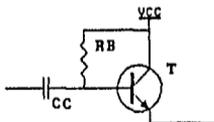


De estos valores se puede ver que la reactancia capacitiva es extremadamente alta, por lo que, para fines prácticos, se puede despreciar obteniéndose una impedancia de entrada prácticamente resistiva.

Mediante la etapa de colector común se aumenta esta impedancia al valor deseado. El circuito de polarización de esta etapa está formado únicamente por una resistencia de base, que determina la corriente de base en función de la ganancia. La corriente de colector está determinada por la impedancia de entrada de la etapa de emisor común ($Z_{in} = 1576\Omega$). Considerando un voltaje de $V_{cc} = 6 \text{ V}$. La corriente de colector es igual a $V_E/1576 = 2.5 \text{ mA}$, por lo que para una ganancia en corriente directa de 80, la corriente de base es igual a $I_B = 0.035 \text{ mA}$. A partir de éste se obtiene:

$$R_B = (V_{CC} - V_{BB}) / I_B = 100\text{k}\Omega$$

el circuito propuesto se muestra en la siguiente figura:



donde la impedancia de entrada está dada por:

$$Z_{in} = R_E (\beta + 1) = 5.043 \text{ k}\Omega$$

El circuito tanque en el colector se diseñó para una $Q = 20$, considerando la impedancia de entrada al mezclador de $1\text{k}\Omega$ se tiene:

$$X_L = X_C = 1000/20 = 50 \Omega$$

$$C = 1 / 2\pi f X_C = 7.1 \text{ pF}$$

$$L = X_L / 2\pi f = 0.0177 \mu\text{H}$$

Debido a la frecuencia a la cual está operando el amplificador, éste puede presentar inestabilidad y oscilar, ya que existe cierta realimentación a través de la capacitancia interna del colector a la base del transistor. El fabricante proporciona curvas características de los parámetros de admitancias y conductancias, etc., a partir de las cuales se puede determinar la estabilidad o inestabilidad que puede presentar el amplificador, mediante criterios de estabilidad para un determinado punto de operación especificado por el fabricante. Sin embargo, para el diseño que se plantea en este desarrollo las condiciones de operación no corresponden a las especificadas por el fabricante, por lo que se requiere neutralizar la realimentación a través de la capacitancia de colector a base, a fin de evitar la posibilidad de que se presente inestabilidad en el amplificador. Existen diversas técnicas para lograr dicho propósito, para este circuito se utiliza una de los más comunes mediante una red de neutralización formada por un capacitor y parte de la inductancia del circuito tanque. La implementación de esta red es por

medio de un tap aproximadamente a 1/4 del número de vueltas y un capacitor igual a 4 veces la capacitancia interna del transistor, con esto se obtiene una realimentación de la misma magnitud que la existente a través de la capacitancia interna, pero fuera de fase, lo que neutraliza el efecto, como se muestra en la siguiente figura:

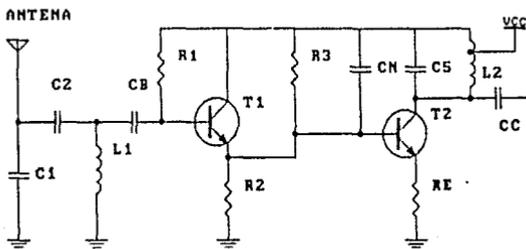


Fig. 4.3. Amplificador de RF con alta impedancia de entrada

IV.2. PRIMER ETAPA DE MEZCLADO

La función del mezclador es obtener una señal de frecuencia intermedia a partir del producto de dos señales $a(t) \cos At$ y $b(t) \cos Bt$, donde $a(t) \cos At$ es la señal de RF que contiene la información y $b(t) \cos Bt$ es la señal de amplitud constante generada por un oscilador local.

El producto de estas señales da como resultado la suma de dos señales iguales, trasladadas en frecuencia como se puede ver en la siguiente expresión:

$$(a(t)\cos At)(b(t)\cos Bt) = \frac{a(t)b(t)}{2} [\cos(A+B)t + \cos(A-B)t] \quad (4.3)$$

Las características de la señal de RF no se alteran ya que la señal

del oscilador local es una señal de amplitud y frecuencia constante. Obteniéndose la señal de FI al filtrar la señal de frecuencia (A-B). Existen diversos métodos que generan señales de estas características. Los dos más comunes son circuitos que emplean un transistor efecto de campo o transistor bipolar de juntura. En ambos casos el voltaje de la señal de entrada en conjunto con el voltaje de la señal del oscilador local se suman al voltaje de polarización, para producir el voltaje total de compuerta-fuente o base-emisor, generándose el producto al pasar a través de la no linealidad del dispositivo. Para el caso del transistor de efecto de campo, cuando éste está polarizado de manera que se mantenga dentro de la región de saturación, o que la unión compuerta-fuente no conduzca. La corriente de drenaje se mantiene en relación al voltaje de compuerta a fuente de acuerdo a ley cuadrática, que modela el comportamiento del transistor determinada por la siguiente expresión:

$$I_D = I_{DSS} \left[1 - \frac{V_1(t) + V_2(t) + V_{GS}}{V_p} \right]^2 \quad (4.4)$$

donde $V_{GS} = V_1 + V_2 + V_{GS}$, V_1 y V_2 son las señales de RF y del oscilador local respectivamente, y V_{GS} el voltaje de polarización de compuerta-fuente. Desarrollando la expresión (4.4) para $V_1(t) = V_1 \cos \omega_1 t$ y $V_2(t) = V_2 \cos \omega_2 t$ y filtrando la salida para $(\omega_1 - \omega_2)$ se puede definir una transconductancia de conversión G_c , como la envolvente de la corriente de salida a la frecuencia deseada, en relación a la envolvente del voltaje de la señal de entrada, ec.(4.5).

$$G_c = I_{DSS}^2 V_1 / V_p \quad (4.5)$$

Por lo que si el dispositivo es polarizado entre V_p y cero, y si $V_s \gg |V_1|$, la máxima transconductancia de conversión obtenible es igual a 1/4 de la transconductancia de señal pequeña g_m para el punto de operación $V_{GS} = V_p / 2$.

Para el diseño del mezclador se requiere de un dispositivo que presente alta transconductancia y característica de comportamiento de

acuerdo a la ley cuadrática. Esto permite reducir reducir los problemas de distorsión por intermodulación, para este circuito se seleccionó un transistor efecto de campo 2N5397 cuyas características de operación se muestran en las hojas de datos (Apéndice A, proceso 90).

Para obtener una señal con un mínimo de distorsión a la salida, se requiere que el circuito se mantenga dentro de la región de saturación, para un punto de operación dado y con un voltaje de polarización $V_{DD} = 12V$. Lo anterior implica que $V_s + V_i$ debe ser menor a V_{GS} .

Considerando un voltaje de apagado de $V_p = -4.5$ volts, el voltaje de compuerta a fuente (V_{GS}) es igual a $V_p/2 = -2.25$ se tiene:

$$I_D = I_{DSS} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right]^2 = 18mA(0.25) = 4.5mA$$

de donde:

$$R_s = V_s/I_s = 2.25/4.5mA = 500\Omega$$

$$V_{DS} = V_D - V_s = 12 - 2.25 = 9.75V$$

Para un nivel de voltaje de la señal del oscilador local $V_1 = 3.6 V_{p-p}$ y un nivel de voltaje de la señal de entrada de $12 mV_{p-p}$ se garantiza que el dispositivo se comporta de acuerdo a la ley cuadrática asegurando, baja distorsión por productos de intermodulación.

La impedancia de entrada al circuito está dada por la capacitancia interna del dispositivo así como la resistencia de entrada al mismo. Para reducir el efecto de la reactancia capacitiva del dispositivo en la salida del amplificador de RF se lleva a cabo un acoplamiento, a través de un inductor que presenta la misma reactancia a la frecuencia de la señal de entrada como se muestra en la Figura 4.4. De las hojas de especificaciones se tiene que la capacitancia de entrada al dispositivo, para el punto de operación empleado, es aproximadamente de 4 pf, lo que representa una reactancia $X_c = -j88.61$ por lo que el inductor requerido es:

$$L = X_L / 2\pi f = 31.4 \text{ nH}$$

La parte real de la impedancia de entrada es aproximadamente $1\text{K}\Omega$ a la frecuencia de la señal de entrada. Dichos valores no son exactos ya que el dispositivo se encuentra trabajando a lo largo de la curva de saturación, por lo que no es lineal. Sin embargo, para efectos de cálculo se consideran los valores aproximados a una operación lineal. Esto repercute en el factor calidad de la etapa anterior así como en la atenuación de la señal de entrada por errores de acoplamiento.

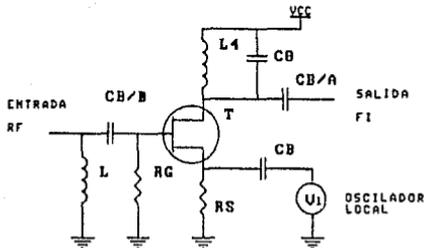


Fig 4.4. Mezclador

El circuito tanque a la salida del mezclador está sintonizado a la diferencia de frecuencias de la señal de entrada, con respecto a la señal del oscilador local, para este caso la frecuencia de la señal de salida es $449 - 394.47 = 54.53 \text{ Mhz}$.

Considerando la impedancia de entrada al siguiente mezclador mayor a $1\text{K}\Omega$, para obtener un rechazo de frecuencias parásitas alto, se requiere un filtro con Q alta. El filtro propuesto está formado por el circuito tanque en el drenaje del mezclador, acoplado capacitivamente a un circuito tanque de las mismas características con lo que se obtiene una respuesta total con un ancho de banda mayor y pendientes de corte más abruptas, obteniendo un mejor rechazo de las frecuencias no desea-

das, para una $Q = 100$. Para cada tanque se obtiene un ancho de banda a la frecuencia de operación de 54.53 Mhz igual a $BW = 771$ KHz, con una atenuación para la banda de paso de -3.8 dba aproximadamente. La reactancia de los elementos pasivos es $X_c = X_L = 10$, de donde:

$$C_1 = C_2 = 1/2\pi f X_c = 291.8 \text{ pf}$$

$$L_1 = L_2 = X_L/2\pi f = 29.18 \text{ nH}$$

$$C_c = C/Q \text{ carga} = 291/100 = 2.9 \text{ pf}$$

Finalmente para las características de operación mencionadas la transconductancia de conversión está dada por:

$$G_c = I_{DSS} V_1 / V_p^2 = 0.9 \text{ mS}$$

donde V_1 es el voltaje pico de la señal del oscilador local. De acuerdo al valor de G_c determinado para un voltaje de entrada de 12mVp-p, con una carga de 1000 Ω se tiene un voltaje a la salida de 19.2mVpp.

IV.3. SEGUNDA ETAPA DE MEZCLADO

Tomando como referencia el procedimiento para la primera etapa de mezclado. El diseño propuesto para esta etapa es un diseño basado en el transistor de efecto de campo 2N5397, con la misma configuración. Para esta etapa el nivel de la señal de entrada varía con respecto a la anterior. En este circuito el nivel de la señal de entrada es aproximadamente 19mVp-p. La señal a la salida presenta un mínimo de distorsión siempre y cuando se mantenga la operación del circuito dentro de la región de corriente constante (saturación). Para un punto de operación en $V_{GS} = V_p / 2$, con un voltaje de polarización $V_{DD} = 12V$, y un voltaje de apagado $V_P = -4.5$, se tiene al igual que para el primer mezclador:

$$I_D = 18 \text{ mA} \left[1 - \frac{2.25}{4.5} \right]^2 = 4.5 \text{ mA}$$

$$R_s = V_s / I_s = 2.25/4.5 = 500 \Omega$$

$$V_{DS} = V_{DD} - V_s = 9.75 \text{ V}$$

La impedancia de entrada al circuito es $>1\text{K}\Omega$, a la frecuencia de la señal de entrada, la capacitancia interna del dispositivo es despreciable en comparación con la capacitancia del circuito tanque que constituye el filtro paso banda a la salida de la etapa anterior, por lo que no es necesario ningún elemento adicional para lograr un acoplamiento adecuado entre ambos mezcladores.

El circuito sintonizado a la salida se diseñó, al igual que en el primer mezclador, para una $Q = 100$, con 2 etapas acopladas capacitivamente, con lo cual se obtiene un ancho de banda de 151.32 KHz para una portadora en frecuencia intermedia de 10.7 MHz .

Considerando una impedancia de carga (entrada al amplificador de FI) de $1\text{K}\Omega$, y para una $Q = 100$ se tienen los valores siguientes:

$$C_1 = C_2 = 1/2\pi f X_c = 1.48 \text{ nF}$$

$$L_1 = L_2 = X_L/2\pi f = 0.14 \text{ }\mu\text{H}$$

$$C_c = C/Q \text{ carga} = 14.8 \text{ pF}$$

El nivel de voltaje a la salida del segundo mezclador, para una carga de 1000Ω , es por lo tanto:

$$V_o = R_{iO} = R_{Cc} V_{iN} = 30.7 \text{ mV}$$

IV.4. OSCILADOR LOCAL

El circuito propuesto como oscilador local se basa en un oscilador controlado por cristal, para operar a una frecuencia central de 43.83 MHz , seguido por 2 etapas de multiplicación en frecuencia (triplicadores), para alcanzar una frecuencia final de 394.47 MHz , requerida en la primera etapa de mezclado. El objetivo de este circuito es generar

una señal de frecuencia intermedia de 54.53 Mhz, correspondiente a la diferencia en frecuencia de la señal de entrada de 449 Mhz y la señal de salida del segundo triplicador, 394.47 Mhz. La señal del oscilador central se usa a su vez como oscilador local para la segunda etapa de mezclado, donde la diferencia de frecuencias de la señal de entrada ($f = 54.53$ Mhz) y la señal del oscilador local ($f = 43.83$ Mhz) generan la señal de frecuencia intermedia de 10.7 Mhz, requerida originalmente para la etapa de amplificación y demodulación.

El diseño del oscilador se basa en una configuración Colpitts para operar a un frecuencia central determinada por un cristal en modo serie y la red de realimentación del circuito. El desarrollo del diseño es prácticamente igual al circuito desarrollado para el transmisor, por lo que la descripción del mismo se enfoca básicamente a cambios sobre el diseño original, así como a los cálculos de los diversos componentes que se requieren para operar el circuito bajo las condiciones requeridas por el receptor.

Los parámetros de diseño del oscilador central están determinados por las características del dispositivo utilizado, así como los requerimientos del mismo diseño. De acuerdo a esto se seleccionó un transistor bipolar de juntura BF 494, para entregar una señal de 10 Vp-p a una carga 525.7 ohms. Esta carga está formada por el paralelo de las impedancias de entrada que presentan tanto el mezclador como el acoplador, para obtener el nivel de voltaje requerido por cada etapa.

Para el diseño de la red de polarización, al igual que para el oscilador local del transmisor, se considera un voltaje en el emisor igual a $0.2 \times V_{cc}$ y una corriente de colector $I_c = 10$ mA, las ecuaciones usadas para el cálculo de cada componente son:

$$V_{BB} = (R_B/\beta - R_E) I_{cQ} + V_{BEQ} = 3.1 \text{ V}$$

$$R_1 = R_B \times V_{cc}/V_{BB} = 1.74 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = R_B \times V_{cc}/(V_{cc}-V_{BB}) = 600 \text{ }\Omega$$

Para el diseño de la red de realimentación y considerando un factor de calidad igual a 20, se tiene:

$$X_{C2} = 525.7 / 20 = 26.3$$

$$C2 = 1 / 2\pi f X_{C2} = 138 \text{ pf}$$

La ganancia en corriente de corto circuito para la frecuencia de operación de 43.83 MHz, es aproximadamente 10 y la resistencia de entrada en paralelo tiene un valor mínimo = 25 Ω . Manteniendo los mismos parámetros de diseño usados para el oscilador central del modulador (capítulo 3.1) se tiene:

$$C1 / C2 = \Delta 1 \times R_L / R_{in} = 210.28$$

$$C1 = 210.28 \times 138 \text{ pf} / 2 = 14.5 \text{ nf}$$

$$X_{C1} = 1 / 2\pi f C1 = 10.2504\Omega$$

$$X_{CT} = X_{C1} + X_{C2} = 48.25\Omega$$

$$L = X_L / 2\pi f = 0.175 \mu\text{H}$$

El circuito propuesto para acoplar la impedancia de salida del oscilador a la entrada del triplicador es un emisor seguidor. Al igual que en el transisor, para su diseño se siguieron los parámetros fijados por el fabricante. El transistor utilizado es un BF 494 para máximo swing simétrico, con respecto al voltaje de polarización. La corriente de colector especificada por el fabricante es $I_c = 5 \text{ mA}$, la caída en el emisor es $V_E = 2\text{V}$, de donde $R_E = 400\Omega$ y $R_C = 800\Omega$. Para las resistencias de base se tiene:

$$R_B = (V_{BB} - V_{BE} - V_E) (\beta + 1) / I_c = 5 \text{ K}\Omega$$

$$R1 = R_B V_{CC} / V_{BB} = 20 \text{ K}\Omega$$

$$R2 = R_B V_{CC} / (V_{CC} + V_{BB}) = 6.6 \text{ K}\Omega$$

La impedancia de entrada al seguidor considerando una impedancia de carga muy baja (entrada al triplicador), está dada básicamente por r_{π} y C_{π} que a su vez están dados por:

$$g_m = I_{cQ}/nV_T = 40 I_{cQ} = 200 \text{ mS}$$

$$r_{\pi} = \beta/g_m = 10/200 \text{ mS} = 50 \Omega$$

$$C_{\pi} = g_m/\omega_T - C_{\mu} = 69 \text{ pF}$$

Como se analizó en el capítulo anterior, para obtener un máximo de amplitud de corriente, para la tercer armónica en un amplificador clase C, el ángulo de conducción debe ser $2\theta = 80^\circ$, que se obtiene cuando el valor de la señal de entrada es 1.86 V_{p-p}.

Este nivel de voltaje se obtiene a partir de la señal del oscilador local mediante un arreglo LC que acopla la impedancia de entrada al seguidor con la resistencia de carga requerida para esta etapa (722.6 Ω). La finalidad es lograr un máximo de transferencia de energía y el voltaje de entrada necesario.

El cálculo de los componentes se obtiene a partir de la carta de Smith (apéndice A), de donde:

$$X_c = -j142 \text{ ohms}$$

$$C = 25.5 \text{ pF}$$

$$X_L = j160 \text{ ohms}$$

$$L = 0.58 \mu\text{H}$$

IV.4.1. Primer etapa de multiplicación

El diseño del multiplicador se basa en un amplificador clase C, con un ángulo de conducción $2\theta = 80^\circ$ para lograr un valor máximo de la tercer armónica (Fig. 3.5). Para el diseño de este circuito se utilizó un transistor BF 494 que cumple con los requerimientos de diseño y presenta las características ya mencionadas.

El diseño del circuito sintonizado en el colector se ajustó para una Q de carga = 20, con dos etapas acopladas capacitivamente para una carga de 1000 Ω con lo cual se obtiene un ancho de banda de 9.29 MHz con pendientes de corte altas, para una frecuencia central de 131.49 Mhz. Lo anterior permite una atenuación aproximada de 20 db para las frecuencias adyacentes.

El cálculo de los componentes se realiza mediante las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned}XL &= XC = 1000 / 20 = 50 \Omega \\C1 &= C2 = 1/2\pi f XC = 24 \text{ pF} \\L1 &= L2 = XL/2\pi f = 0.603 \mu\text{H} \\C_c &= C/Q \text{ carga} = 1.2 \text{ pf}\end{aligned}$$

El circuito propuesto para el acoplamiento de impedancias con la entrada del segundo triplicador es un emisor seguidor. El diseño de éste se efectuó con un transistor BF 199, para máximo *swing* simétrico al voltaje de polarización, y con una corriente de colector especificada por el fabricante $I_c = 7\text{mA}$. La caída de voltaje en el emisor es de 2V de donde $R_E = 285\Omega$, $R_C = 570\Omega$. Para las resistencias de base se tiene:

$$\begin{aligned}R_B &= (V_{BB} - V_{BE} - V_E) (\beta + 1) / I_c \\R_1 &= R_B \times V_{cc} / V_{BB} = 4140\Omega \\R_2 &= R_E \times V_{cc} / (V_{cc} - V_{BB}) = 1280\Omega\end{aligned}$$

Considerando una impedancia de carga muy baja, la impedancia de entrada al seguidor, está dada básicamente por r_{π} y C_{π} :

$$\begin{aligned}r_{\pi} &= \beta/g_m = 7.6/280\text{mS} = 27.16\Omega \\C_{\pi} &= g_m/\omega_T - C_{\mu} = 44.16 \text{ pf} \\X_{C_{\pi}} &= 1/2\pi f C_{\pi} = -j27.4\Omega\end{aligned}$$

El acoplamiento de impedancias de la salida del triplicador a la entrada del seguidor se realiza mediante un arreglo LC de dos elementos que transforma la resistencia de carga de 1000 a 27.16 Ω , así como elimina la parte reactiva. El valor de los componentes se obtiene a partir de la carta de Smith (Apéndice A), los cuales son:

$$\begin{aligned}XC &= 1/9 = 111\Omega & C &= 10.9 \text{ pf} \\XL &= j123\Omega & L &= 0.148\mu\text{H}\end{aligned}$$

El nivel de voltaje de la señal a la entrada del seguidor, conside-

rando las pérdidas de atenuación en el filtro pasivo, para la banda de paso con respecto a la potencia de la tercera armónica, está dado por:

$$V_{in} = (P_{30} R_{in})^{1/2} = 2.0705 V_{RMS} = 0.3826 V \text{ pico}$$

IV.4.2. Segunda etapa de multiplicación

El diseño del multiplicador se basa en un amplificador clase C, para un ángulo de conducción $2\theta = 80^\circ$ con un nivel de señal de entrada de 0.3826V pico, el transistor seleccionado para ésta etapa es de BF 199 con un voltaje de encendido $V_{BE(ON)} = 0.75V$ a partir del cual se determinan los siguientes valores:

$$V_{in} = V_{BE(ON)}' / \text{sen } 50^\circ = 0.328V$$

$$V_{BE(ON)}' = 0.382 \times \text{sen } 50^\circ = 0.293V$$

$$V_{BB} = V_{BE(ON)} - V_{BE(ON)}' = 0.457V$$

Este último nivel de voltaje de DC se obtiene mediante un divisor de tensión en la base del amplificador y está determinado por:

$$R1 / R2 = (V_{CC} - V_{BB}) / V_{BB} = 25.258$$

Manteniendo el criterio de selección usado en etapas anteriores, los valores de $R2$ y $R1$ son 2.2k Ω y 55.56 k Ω respectivamente.

El diseño del circuito sintonizado en el colector se ajustó para un valor de $Q = 20$, con dos etapas acopladas por capacitor, donde la primera etapa es un circuito LC en configuración pasobanda, mientras que la segunda es un arreglo LC de 3 elementos en configuración paso bajas para una carga resistiva de 1000 Ω (impedancia de entrada al mezclador). El cálculo del filtro paso-banda, para una frecuencia central de 394.47 Mhz se obtiene mediante las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 X_L &= X_C = 50 \\
 C_1 &= 1/2\pi f X_C = 8.1 \text{ pf} \\
 L_1 &= X_L/2\pi f = 20 \text{ nH}
 \end{aligned}$$

El filtro paso bajas propuesto es una red de tipo π para una $Q = 20$. El cálculo de los componentes se efectúa a partir de las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 X_{c1} &= R_1 / Q \\
 X_{c2} &= R_2 / \sqrt{R_2 (Q^2 + 1) / R_1 - 1} \\
 X_L &= \frac{Q R_1}{Q^2 + 1} \left[1 + \frac{R_2}{X_{c2}} \right]
 \end{aligned}$$

Para obtener una Q total = 20 se requiere una Q para cada rama del doble del valor de la Q total, $Q_1 = Q_2 = 40$. A partir de este último se determinaron los valores de reactancia de cada componente de donde se tiene:

$$\begin{aligned}
 C_1 &= 16.13 \text{ pf} \\
 C_2 &= 22.81 \text{ pf} \\
 L &= 17.2 \text{ nH}
 \end{aligned}$$

Finalmente la potencia con la que la señal a la salida del filtro alcanza la terminal (source) del transistor de efecto de campo utilizado en el primer mezclador, está determinada por la atenuación en el filtro. Considerando una atenuación en la etapa de filtrado de - 3.8 db, la potencia de la tercera armónica en la terminal del mezclador es 3.22 mW, por lo que el voltaje en esta terminal es igual a:

$$V = (P R)^{1/2} = 1.27 \text{ V}_{\text{rms}}$$

Para el acoplamiento del oscilador local ($f = 43.83 \text{ MHz}$) con la segunda etapa de mezclado se requiere un arreglo LC que transforme la impedancia de entrada al mezclador de 500Ω a un valor de 1930Ω . Mediante éste se obtiene el nivel de voltaje requerido en el mezclador con un máximo de transferencia de potencia, así como la impedancia total equi-

valente de carga para la cual el oscilador fué diseñado. El valor de los componentes se determinó mediante las ecuaciones siguientes:

$$Q = R_p / R_s - 1 = 1930/500 - 1 = 2.86$$

$$X_p = R_p / Q = 674.825$$

$$X_c = R_s \times Q = 1430$$

$$C = 1 / 2\pi f X_p = 5.38 \text{ pf}$$

$$L = X_s / 2\pi f = 5.19 \text{ }\mu\text{H}$$

IV.5. AMPLIFICADOR DE FRECUENCIA INTERMEDIA

El amplificador de frecuencia intermedia tiene como función principal proporcionar alta ganancia a la señal de salida del segundo mezclador; limitar en amplitud, rechazando variaciones en voltaje que pueden causar distorsión en la señal recuperada, así como proporcionar un filtro adecuado para eliminar frecuencias parásitas, que puedan afectar la señal de información.

De acuerdo a las características de diseño del segundo mezclador, el amplificador debe presentar alta impedancia de entrada, alrededor de $1k\Omega$ para mantener el acoplamiento adecuado. Este acoplamiento se seleccionó previamente en función de la Q del filtro, conectado a la salida del mezclador, con lo que se busca mantener un rechazo alto de frecuencias adyacentes.

El circuito propuesto es un amplificador de tres etapas, donde la primer etapa es una configuración emisor seguidor, que presenta alta impedancia de entrada. La ganancia en voltaje se obtiene mediante una configuración en emisor común, finalmente la tercer etapa es una configuración de emisor seguidor, utilizada para obtener un valor de impedancia de salida de 50Ω requerido por el circuito demodulador de FM.

A continuación se describe el diseño de los componentes para las etapas de emisor seguidor, el cálculo de los componentes se efectúa para

un transistor BF 199, con un voltaje de polarización $V_{cc} = 12V$, y una corriente de colector $I_c = 7 \text{ mA}$. Los valores calculados son:

$$\begin{aligned}R_c &= V_{cc} / 1.1 I_{cQ} = 1.55 \text{ K}\Omega \\R_E &= 0.1 R_c = 155 \Omega \\R_B &= 0.1 (\beta + 1) R_c = 13.33 \text{ k}\Omega \\R_1 &= R_B V_{cc} / V_{BB} = 55.54 \text{ K}\Omega \\R_2 &= R_B V_{cc} / (V_{cc} - V_{BB}) = 17.54 \text{ K}\Omega\end{aligned}$$

la impedancia de entrada al circuito está dada por:

$$Z_{in} = R_B // (R_E // R_L (\beta + 1) + r_{\pi})$$

donde R_1 es la resistencia de entrada de la etapa de emisor común, aproximadamente r_{π} .

Para la etapa de emisor común, se requiere que el circuito presente un circuito sintonizado a la salida para aumentar el rechazo de frecuencias parásitas en la señal de FI. El transistor seleccionado es un BF 199 para máximo *swing* simétrico, considerando $V_{CEQ} = 6V$, e $I_{cQ} = 7 \text{ mA}$ para un voltaje de polarización $V_{cc} = 12V$, se tiene que $V_E = 6V$. Los valores de los elementos son:

$$\begin{aligned}R_E &= V_E / I_{cQ} = 857\Omega \\R_B &= 0.1(\beta + 1)R_E = 7.371 \text{ K}\Omega \\R_1 &= R_B V_{cc} / V_{BB} = 12.1V \\R_2 &= R_B V_{cc} / (V_{cc} - V_{BB}) = 15.5 \text{ K}\Omega\end{aligned}$$

El circuito sintonizado en el colector requiere una Q de carga lo suficientemente alta para rechazar la distorsión armónica generada por el mismo amplificador, así como las componentes en frecuencia no filtradas a la salida del mezclador. Para una carga de $1 \text{ K}\Omega$ y un factor de calidad $Q = 50$, se tiene:

de frecuencia intermedia de 10.7 MHz a 455 KHz. Esta señal es filtrada externamente para pasar posteriormente a un demodulador de FM en cuadratura. En ausencia de la señal de entrada, la presencia de ruido es monitoreada por un filtro activo y un detector de ruido.

A la salida del mezclador, la señal de 455 KHz pasa a un amplificador limitador de amplitud de 5 etapas, para finalmente pasar al detector de FM. La señal de audio recuperada es filtrada y amplificada parcialmente dando una impedancia de salida de 400 Ω aproximadamente. Por lo anterior se requiere de una etapa de amplificación externa, que proporcione el nivel de voltaje necesario para pasar posteriormente a un demodulador FSK donde se regenera la señal binaria. El diseño del amplificador está basado en un operacional en configuración inversora con ganancia variable.

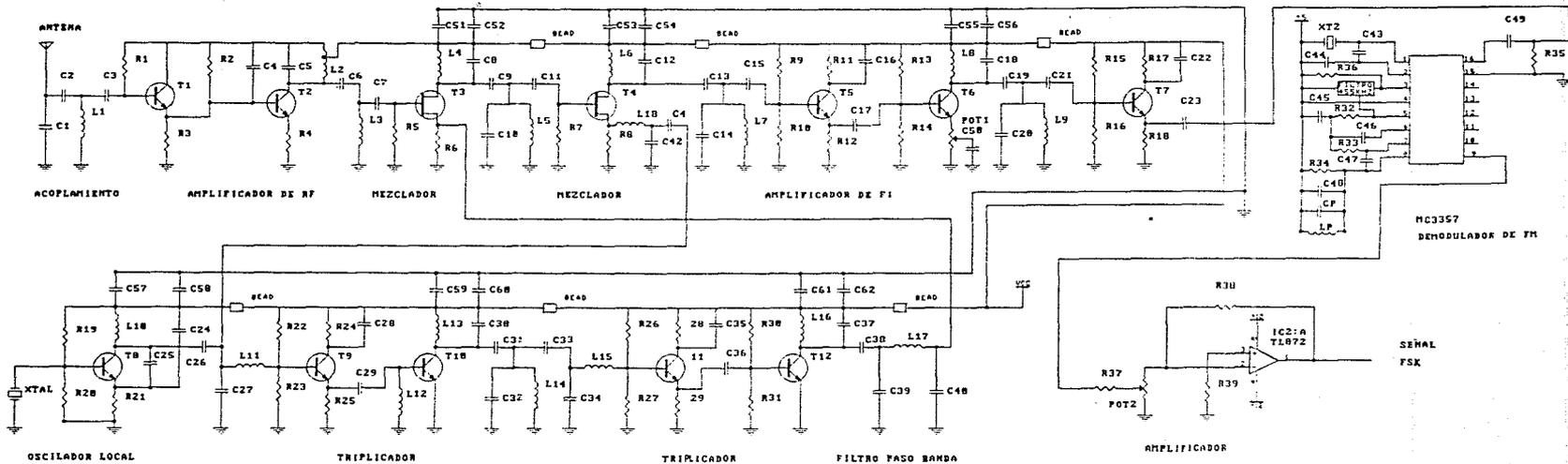


Fig. 4.6 Receptor de FM de Banda Ancha

CAPITULO V. ANALISIS DEL SISTEMA

Los diagramas electrónicos, tanto del transmisor como del receptor, muestran componentes que no se plantean en el desarrollo general del trabajo, sin embargo, son indispensables para el funcionamiento adecuado del equipo. Otros parámetros que no se plantean en la discusión general se refieren al consumo de potencia para determinar las características de la fuente de alimentación, el factor de calidad de los componentes, etc.

V.1. DESCRIPCION DEL TRANSMISOR

El transmisor está basado en un oscilador controlado por cristal en modo serie, cuya frecuencia central de operación es variada en función de una señal de entrada. De esta manera se genera una señal en FM para una desviación de frecuencia mínima, esta última controlada por la amplitud de la señal de entrada, la señal de FM pasa por dos etapas de multiplicación en frecuencia para alcanzar la frecuencia final de transmisión ($f = 449 \text{ MHz}$), así como la desviación pico de frecuencia que cubra los requerimientos de la señal de banda angosta que se requiere en el receptor ($\Delta f = \pm 3 \text{ KHz}$). Finalmente cuenta con una etapa de amplificación en potencia para entregar 1 W en RF.

El oscilador es una configuración Colpitts, donde el circuito de realimentación formado por L_1 , C_1 , C_2 está sintonizado a la frecuencia de operación del cristal. La relación de capacitancias aseguran el inicio de oscilación y determinan la ganancia de realimentación, que repercute en la amplitud de la señal de salida. El inductor L_2 y el capacitor C_4 acoplan la impedancia de salida del oscilador con la impedancia de entrada al triplicador; formado por un emisor seguidor, seguido por un amplificador clase C, donde L_3 es un RFC para fijar el nivel de DC a cero volts. El segundo triplicador está formado por una configuración análoga, solo que el nivel de DC en la base requiere de un valor determinado fijado por R_{13} y R_{14} . Finalmente la etapa de potencia presenta

una configuración análoga al primer y segundo triplicador, a diferencia que en las etapas anteriores, el circuito tanque en el colector está sintonizado a la frecuencia fundamental.

Todas las etapas presentan capacitores de *bypass* a altas y bajas frecuencias, conectados de la fuente de alimentación a tierra, así como inductancias denominadas *BEADS*, conectadas en serie en la línea de alimentación, a fin de aislar las etapas para evitar interferencia u oscilaciones no deseadas en el circuito. Para interconectar las diferentes etapas se cuenta con capacitores de *bypass* a la frecuencia de operación así como capacitores de acoplamiento para las etapas de filtrado. El consumo promedio de potencia del transmisor es aproximadamente 1.5 Watts con una fuente de alimentación de 12 Volts. Sin embargo se requiere de una fuente que proporcione una corriente máxima de 1 amper, ya que a pesar de que el consumo promedio es bajo, el amplificador de potencia, así como los triplicadores, demandan alta corriente (capítulo III).

V.2. DESCRIPCION DEL RECEPTOR

El diseño del receptor está basado en un esquema convencional de receptor superheterodino. Está formado por un amplificador de RF, cuya función principal es proporcionar alta impedancia de entrada para el circuito de acoplamiento de la antena, así como un filtrado parcial de la señal de entrada, dos etapas de mezclado para bajar la frecuencia de 449 MHz a 10.7 MHz, un amplificador de frecuencia intermedia de tres etapas para proporcionar alta impedancia de entrada, dar ganancia en voltaje y presentar baja impedancia de salida. Finalmente, un circuito integrado demodulador de FM seguido de una etapa de acondicionamiento formada por un amplificador operacional.

El amplificador de RF está formado por dos etapas en configuración colector y emisor común, en esta última el capacitor C4 proporciona, en conjunto con el inductor L2 y a través de un tap, una realimentación igual en magnitud pero fuera de fase a la realimentación existente. Es-

la realimentación se da a través de la capacitancia interna de colector a base del dispositivo, a fin de asegurar un funcionamiento estable del mismo. En ambos mezcladores los circuitos sintonizados están diseñados para un valor de $Q = 100$, por lo que para los inductores L_4 y L_5 se requiere un alambre de calibre bajo a fin de asegurar una Q alta ($Q \gg 100$) de ambos inductores a la frecuencia de operación. El oscilador local presenta prácticamente la misma configuración que la del transmisor, la diferencia es la frecuencia central de operación. Finalmente el circuito demodulador de FM requiere de una bobina de cuadratura L_p en paralelo con un capacitor de $C_p = 100\text{pf}$. Al igual que en el transmisor, las etapas están aisladas entre sí mediante *BEADS*, colocados a lo largo de la línea de alimentación. Análogamente se utilizan capacitores de *bypass* conectados de la línea de alimentación a tierra en cada etapa.

El consumo promedio de potencia del circuito de recepción es aproximadamente 1W, sin embargo, a diferencia del transmisor, el sistema requiere de tres fuentes de alimentación ± 12 y $+5$ Volts, para cubrir los requerimientos de los diferentes circuitos integrados usados en el desarrollo. Al igual que en transmisor la fuente de $+12$ volts requiere proporcionar la corriente necesaria para los amplificadores clase C utilizados en el diseño.

V.3. COMPONENTES

En el cálculo de las bobinas se debe tener presente que el factor de calidad está definido por $Q = X_L/R$ donde R representa la resistencia del alambre, que a su vez aumenta con la frecuencia por el efecto *piel*, para compensar este efecto se requiere alambre de bajo calibre, lo que disminuye la resistencia del alambre y aumenta el factor de calidad del circuito tanque. El cálculo de una bobina con núcleo de aire está dado por la siguiente ecuación:

$$L(\mu\text{h}) = (a n)^2 / (9a + 10b) \quad (5.1)$$

donde: a = radio de la bobina en pulgadas
 b = longitud en pulgadas
 n = número de vueltas

Para frecuencias en el rango de VHF y UHF la ecuación pierde exactitud. Debido a las dimensiones físicas del inductor, el diámetro del conductor ya no puede ser despreciable, en comparación con el tamaño de la bobina, por lo que se recurre a gráficas obtenidas experimentalmente como la mostrada en la figura 5.1. A partir de ésta se obtiene el número de vueltas, así como las dimensiones de la bobina requerida para un determinado valor de inductancia.

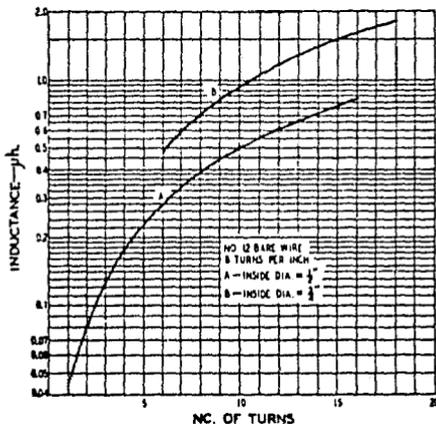


Fig 5.1. Inductancia de bobinas con núcleo de aire, alambre (AWG 12) 8 vueltas a la pulgada. Los valores se tomaron considerando la longitud de las terminales (1/2 pulgada)

Los valores de las capacitancias especificados en las hojas de componentes están dados en picofarads y corresponden al valor comercial más próximo al valor determinado analíticamente en el desarrollo del

trabajo. Para las capacitancias cuyo valor debe ser muy aproximado al calculado; por ejemplo los que forman parte de los circuitos sintonizados, se especifican como capacitores variables, lo que permite ajustar dicho valor para obtener una operación adecuada del equipo.

Para mantener el factor de calidad de diseño, para los circuitos sintonizados así como en algunos filtros pasivos, se requiere que el factor de calidad de los componentes usados sea mayor que el factor de calidad propio del circuito. Lo anterior se logra, para el caso de inductores, usando alambre de bajo calibre así como núcleos de ferrita, que permiten a su vez el diseño de inductores variables, requeridos para ajustar la frecuencia de operación del circuito. Para el caso de los capacitores, el factor de calidad depende del material de construcción, siendo los capacitores de mica los que presentan menores pérdidas.

Para la implementación del sistema, no es recomendable el uso de *wirewrap* o tabletas de *proto-board*, ya que en circuitos de radio de alta frecuencia, los valores de los componentes usados en los circuitos sintonizados, así como en las etapas de acoplamiento y los filtros pasivos tienden a ser menores a los valores de inductancias y capacitancias parásitas que están presentes en un armado de este tipo, alterando el funcionamiento global del circuito generando oscilaciones no deseadas, corrimientos en frecuencia, ruido o la falla total del sistema. Las técnicas utilizadas en el diseño del circuito impreso son críticas, para obtener una operación óptima del circuito, se deberá considerar una o dos caras de cobre con un sistema de tierras adecuado, mantener todas las conexiones de Vcc usando rutas de cobre sobre la tarjeta evitando el uso de puntos flotantes. En general se deben mantener todas las patas de los componentes lo más cortas posibles, así como minimizar en la medida de lo posible las separaciones entre los elementos y evitar las inductancias mutuas mediante la distribución y posición adecuada de las bobinas que por diseño estén próximas entre sí.

TRANSMISOR

COMPONENTES

RESISTENCIAS (Carbón, 1/4 Watt, 5% tolerancia)

R1 = 1.8K Ω	R11 = 0.56K Ω
R2 = 0.54K Ω	R12 = 0.27K Ω
R3 = 5.0K Ω	R13 = 100K Ω (VAR)
R4 = 0.27K Ω	R14 = 2.2K Ω
R5 = 20.0K Ω	R15 = 10K Ω
R6 = 6.8K Ω	R16 = 3.3K Ω
R7 = 0.82K Ω	R17 = 0.56K Ω
R8 = 0.39K Ω	R18 = 0.27K Ω
R9 = 10.0K Ω	R19 = 100K Ω (VAR)
R10 = 3.3K Ω	R20 = 2.2K Ω
R5 = 10.0K Ω	

CAPACITORES (Mica, 25 Volts)

C1 = 12 nF	C16 = 6.8 pF (VAR)
C2 = 120 pF (VAR)	C17 = 1000 pF
C3 = 10 nF	C18 = 5.6 pF
C4 = 27 pF (VAR)	C19 = 1000 pF
C5 = 10 nF	C20 = 1000 pF
C6 = 10 nF	C21 = 10 pF (VAR)
C7 = 22 pF (VAR)	C22 = 1000 pF
C8 = 1.2 pF	C23 = 5.6 pF (VAR)
C9 = 22 pF (VAR)	C24 = 10 pF (VAR)
C10 = 1000 pF	C25 = 10 pF (VAR)
C11 = 8.2 pF	C26 = 5.6 pF
C12 = 1000 pF	C27 = 1000 pF
C13 = 1000 pF	C28 = 1000 nF
C14 = 6.8 pF (VAR)	C29 = 1000 pF
C15 = 0.6 pF	C30 = 1000 nF
C16 = 6.8 pF (VAR)	C31 = 1000 pF

C17 = 1000 pF
C18 = 5.6 pF
C19 = 1000 pF
CS = 1000 nF

C32 = 1000 nF
C33 = 1000 pF
C34 = 1000 nF

INDUCTORES (AWG 18, Núcleo de ferrita variable)

L1 = 0.1 μ H
L2 = 0.43 μ H
L3 = RFC
L4 = 0.05 μ H
L5 = 0.05 μ H
L6 = 0.35 μ H
L7 = 0.02 μ H (AWG 14)

L8 = 0.02 μ H (AWG 14)
L9 = 0.025 μ H
L10 = 0.012 μ H
L11 = 0.036 μ H
L12 = 0.04 μ H
L13 = 0.036 μ H

SEMICONDUCTORES

T1 = BF 494
T2 = BF 494
T3 = BF 494
T4 = BF 199

T5 = BF 199
T6 = BF 199
T7 = 2N 5914

VARIOS

Cristal modo serie XT = 49.89 MHz
Diodo varactor D1 = 1N 5476A
Potenciómetro POT 1 = 10 K Ω

RECEPTOR

COMPONENTES

RESISTENCIAS (Carbón, 1/4 Watt, 5% tolerancia)

R1 = 100K Ω	R21 = 0.22K Ω
R2 = 6.8K Ω	R22 = 20K Ω
R3 = 8.2K Ω	R23 = 6.8K Ω
R4 = 0.82K Ω	R24 = 0.82K Ω
R5 = 10M Ω	R25 = 0.39K Ω
R6 = 0.5K Ω (VAR)	R26 = 3.9K Ω
R7 = 10M Ω	R27 = 1.2K Ω
R8 = 0.5K Ω (VAR)	R28 = 0.56K Ω
R9 = 56K Ω	R29 = 0.27K Ω
R10 = 18K Ω	R30 = 100K Ω (VAR)
R11 = 1.5K Ω	R31 = 2.2K Ω
R12 = 0.15K Ω	R32 = 2.0K Ω
R13 = 12K Ω	R33 = 47K Ω
R14 = 15K Ω	R34 = 51K Ω
R15 = 56K Ω	R35 = 0.5K Ω
R16 = 18K Ω	R36 = 2.0K Ω
R17 = 1.5K Ω	R37 = 1.2K Ω
R18 = 0.15K Ω	R38 = 10K Ω
R19 = 1.8K Ω	R39 = 0.82K Ω
R20 = 0.62K Ω = 8.2K Ω	

CAPACITORES (Mica, 25 Volts)

C1 = 56 pF (VAR)	C33 = 1000 pF
C2 = 8.2 pF	C34 = 10 pF (VAR)
C3 = 1000 pF	C35 = 1000 pF
C4 = 1.2 pF	C36 = 1000 pF
C5 = 6.8 pF (VAR)	C37 = 8.2 pF (VAR)
C6 = 1000 pF	C38 = 1000 pF
C7 = 1000 pF	C39 = 18 pF (VAR)

C8 = 270 pF (VAR)	C40 = 22 pF (VAR)
C9 = 2.7 pF	C41 = 1000 pF
C10 = 270 pF (VAR)	C42 = 5.6 pF (VAR)
C11 = 1000 pF	C43 = 50 pF
C12 = 1.5 nF (VAR)	C44 = 120 pF
C13 = 15 pF	C45 = 100 nF
C14 = 1.5 nF (VAR)	C46 = 100 nF
C15 = 1000 pF	C47 = 10 pF
C16 = 1000 pF	C48 = 20 pF
C17 = 1000 pF	C49 = 100 nF
C18 = 880 pF (VAR)	C50 = 10 nF
C19 = 12 pF	C51 = 100 nF
C20 = 880 pF (VAR)	C52 = 1000 nF
C21 = 1000 pF	C53 = 1000 pF
C22 = 1000 pF	C54 = 1000 nF
C23 = 1000 pF	C55 = 1000 pF
C24 = 1.5 nF (VAR)	C56 = 1000 nF
C25 = 120 pF	C57 = 1000 pF
C26 = 10 nF	C58 = 1000 nF
C27 = 27 pF	C59 = 1000 pF
C28 = 1000 pF	C60 = 1000 nF
C29 = 1000 pF	C61 = 1000 pF
C30 = 22 pF (VAR)	C62 = 1000 nF
C31 = 1.2 pF	CP = 100 pF
C32 = 22 pF (VAR)	

INDUCTORES (AMC 18, Núcleo de ferrita variable)

L1 = 0.017 μ H	L10 = 0.175 μ H
L2 = 0.017 μ H	L11 = 0.58 μ H
L3 = 0.031 μ H	L12 = RFC
L4 = 0.03 μ H (AMC 14)	L13 = 0.6 μ H
L5 = 0.03 μ H (AMC 14)	L14 = 0.6 μ H
L6 = 0.14 μ H	L15 = 0.148 μ H

L7 = 0.14 μ H

L8 = 0.29 μ H

L9 = 0.29 μ H

L16 = 0.02 μ H

L17 = 0.017 μ H

L18 = 5.19 μ H

SEMICONDUCTORES

T1 = BF 199

T2 = BF 199

T3 = 2N 5397

T4 = 2N 5397

T5 = BF 199

T6 = BF 199

T7 = BF 199

T8 = BF 494

T9 = BF 494

T10 = BF 494

T11 = BF 199

T12 = BF 199

IC1 = MC 3357

IC2 = TL 072

VARIOS

Cristal modo serie XT1 Fc = 43.83 Mhz

Cristal modo serie XT2 Fc = 10.245 Mhz

Filtro pasivo 455 KHz (MuRata CFU 455 D)

Potenci6metro POT1 = 1K Ω

Potenci6metro POT2 = 5K Ω

BIBLIOGRAFIA

1. ELECTRONIC COMMUNICATIONS SYSTEMS W. D. Stanley
Ed. Reston publishing company Prentice Hall 1982
2. ELECTRONIC COMMUNICATIONS SYSTEMS Kennedy George
Ed. Mc Graw Hill U.S.A. 1984
3. HIGH FREQUENCY AMPLIFIERS R. S. Carson
Ed. John Wiley & sons U.S.A. 1982
4. HIGH FREQUENCY CIRCUIT DESIGN
James K. Hardy U.S.A. 1986
Ed. Reston publishing company Prentice Hall
5. COMMUNICATION CIRCUITS ANALYSIS AND DESIGN
K. K. Clarke, D. T. Hess U.S.A. 1971
Ed. Addison-Wesley publishing company
6. MODERN COMMUNICATIONS CIRCUITS Jack Smith
Ed. Mc Graw Hill U.S.A. 1986
7. SISTEMAS DE COMUNICACIONES Stremier Ferrel G.
Fondo Educativo Interamericano México 1985
8. TELECOMMUNICATIONS SYSTEMS ENGINEERING ANALOG AND DIGITAL
NETWORK DESIGN Roger L. Freeman
Ed. John Wiley & sons U.S.A. 1980

9. THE RADIO AMATEUR'S HANDBOOK
Ed. The American Radio Relay League U.S.A. 1970

10. THE ARRL ANTENNA BOOK
Ed. The American Radio Relay League U.S.A. 1984

11. 1-2-3-4 SERVICING TRANSISTOR CB AND TWO WAY RADIO
Forest H. Belt. Ed. Howard W. Sams & CO. U.S.A 1976

12. PHILIPS TRANSISTORS FOR AM/FM RECEIVERS AND AF AMPLIFIERS
Philips Electron Tube Division

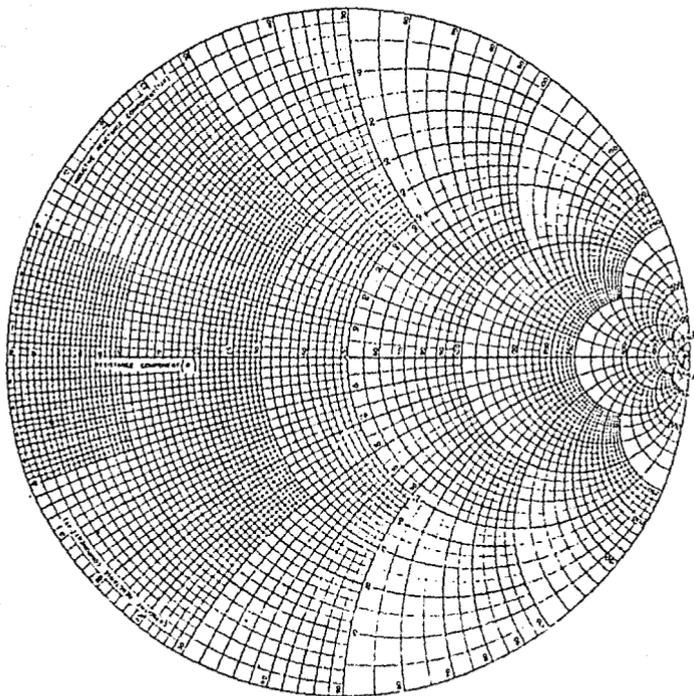
13. TRANSISTOR DATA BOOK
National Semiconductor Corporation 1984

14. RCA SOLID STATE RF POWER AMPLIFIERS
Somerville N.J. U.S.A.

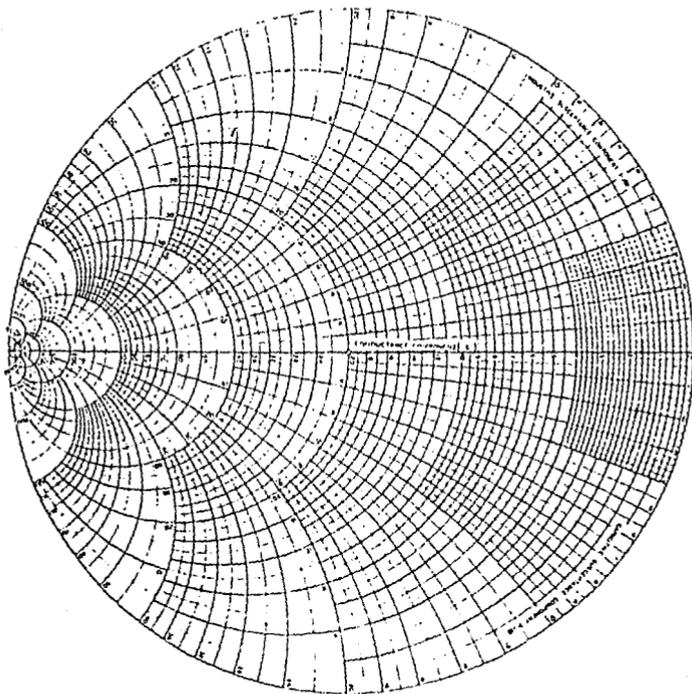
15. LINEAR AND INTERFACE INTEGRATED CIRCUITS
Motorola Inc. 1985

APENDICE A

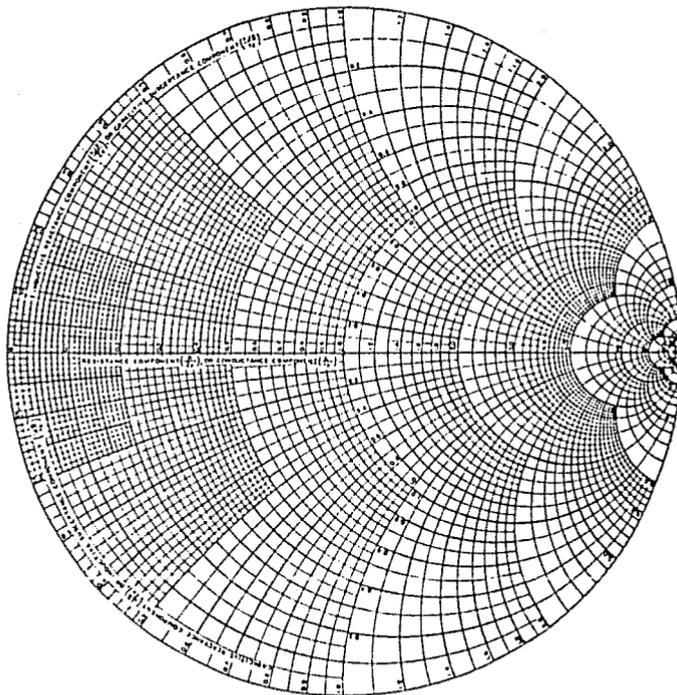
**IMPEDANCE COORDINATES—50-OHM
CHARACTERISTIC IMPEDANCE**



ADMITTANCE COORDINATES—
20-MILLIMHO CHARACTERISTIC ADMITTANCE



IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES



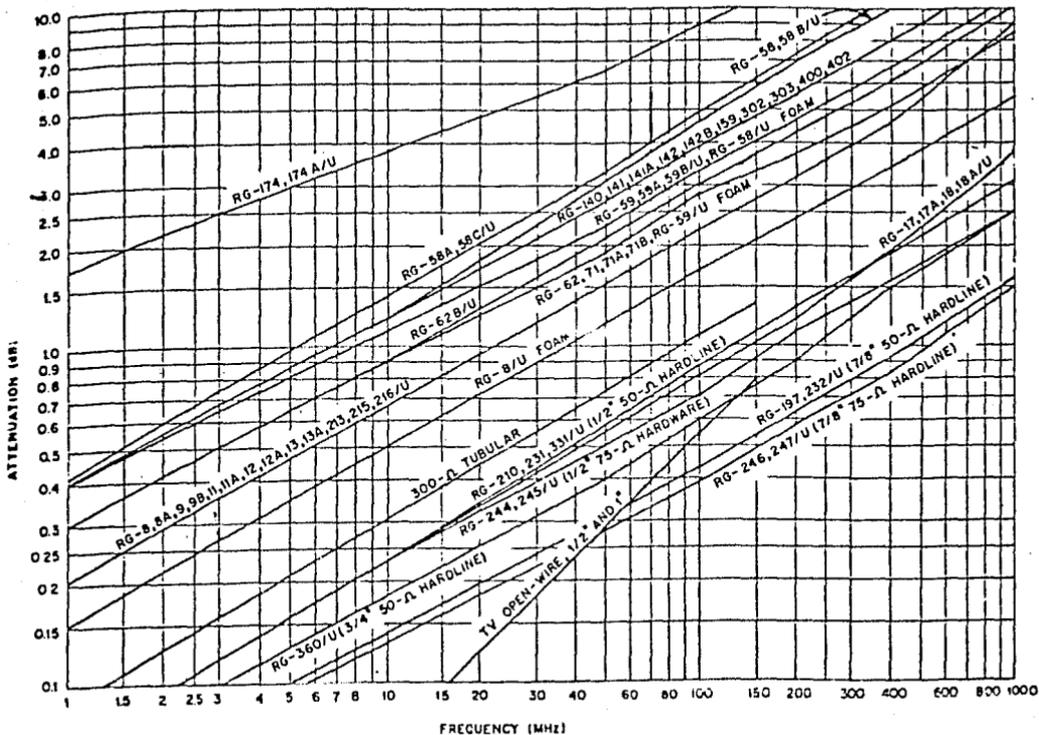
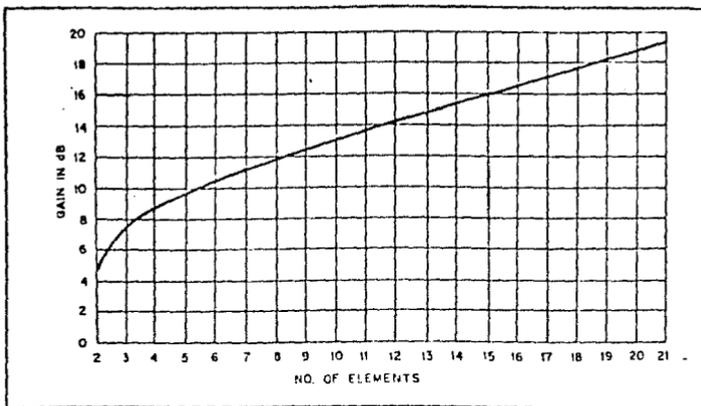
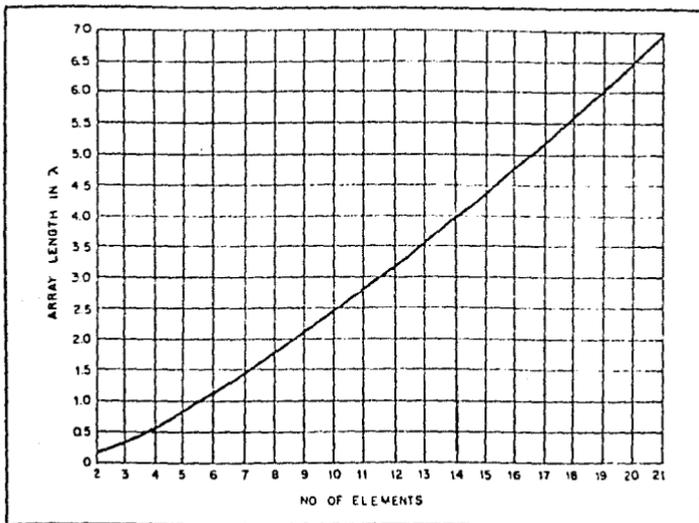


Fig. 1. Atenuación nominal en decibelios por cada 100 pies de varios tipos de línea de transmisión.



Genancia en deciboles para un dipolo de media longitud de onda en relación al número de elementos de un arreglo Yagui



Longitud óptima de una antena Yagui en función del número de elementos del arreglo.

RCA
Solid State
Division

RF Power Transistors

2N5914 2N5915



High-Power Silicon N-P-N Overlay Transistors

12.5-Volt, High-Power Types For Class C Amplifiers in
VHF/UHF Communications Equipment

Features:

- Low inductance radial leads — particularly useful for strip-line circuits
- Hermetically sealed ceramic-metal package
- Electrically isolated mounting stud
- 6 watts minimum output from 2N5915 amplifier at 470 MHz
- 7-dB gain from 2N5914 driver at 470 MHz

MAXIMUM RATINGS, Absolute-Maximum Values:

	2N5914	2N5915
• COLLECTOR-TO-BASE BREAKDOWN VOLTAGE, $V_{(BR)CBO}$	36	36
• COLLECTOR-TO-EMITTER BREAKDOWN VOLTAGE, $V_{(BR)CEO}$	36	14
With base connected to emitter	36	14
With base open	14	14
• EMITTER-TO-BASE VOLTAGE, V_{EBO}	3.5	3.5
• COLLECTOR CURRENT:		
Continuous, I_C	0.5	1.5
• TRANSISTOR DISSIPATION, P_T		
At case temperature up to 75°C	3.7	10.7
At case temperature above 75°C	See Fig. 7	
• TEMPERATURE RANGE:		
Storage & Operating (junctions)	-65 to +200°C	
• CASE TEMPERATURE (During soldering):		
For 10 s max.	230	°C

RCA 2N5914* and 2N5915* are epitaxial silicon n-p-n planar transistors featuring overlay emitter electrode construction.

2N5914 and 2N5915 feature an hermetic, ceramic-metal package having leads isolated from the mounting stud. These rugged, low-inductance, radial-lead types are designed for strip-line, as well as lumped-constant circuits.

*Formerly RCA Dev. Type TA*406.

*Formerly RCA Dev. Type TA7409.

Obtain in accordance with JEDEC registration data format JS-6 RDF-3/JS-8 RDF-7.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS, Case Temperature (T_C) = 25°C

Static

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITIONS					LIMITS				UNITS
		DC COLLECTOR VOLTS	DC BASE VOLTS	DC CURRENT mA		2N5914		2N5915			
		V _{CE}	V _{BE}	I _E	I _B	I _C	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
Collector Cutoff Current	I _{CED}	10		0	0		0.3		LO	mA	
Collector-to-Base Breakdown Voltage	V _{(BR)CBO}			0	0.5	36	-	-	-	V	
Collector-to-Emitter Breakdown Voltage: With base open	V _{(BR)CEO}			0	25°	14	-	-	-	V	
					75°	-	-	14	-		
With base connected to emitter	V _{(BR)CES}		0		25°	36	-	-	-	V	
					75°	-	-	36	-		
Emitter-to-Base Breakdown Voltage	V _{(BR)EBO}			0.5	0	3.5	-	-	-	V	
				LO	0	-	-	-	3.5	-	

* Pulsed through a 25-nH inductor; duty factor = 50%

Dynamic

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITIONS			LIMITS				UNITS	
		DC Collector Supply (V _{CC}) - Volts	Input Power (P _{IE}) - Watts	Frequency (f) - MHz	2N5914		2N5915			
					MIN.	TYP.	MIN.	TYP.		
Power Output	P _{OE}	12.5	0.4	470	2.0	-	-	-	W	
			2.0		-	-	6	-		
Power Gain	G _{PE}	12.5	0.4	470	7	-	-	-	dB	
			2.0		-	-	4.8	-		
Collector Efficiency	η_C	12.5	0.4	470	65	-	-	-	%	
			2.0		-	-	65	-		
Load Mismatch (Fig. 14)	LM	12.5	2N5914 2N5915	0.4 2	470	-GO/NO GO				
Collector-to-Base Capacitance	C _{obo}	12			1	-	15 (max.)	-	30 (max.)	pF
Gain-Bandwidth Product	f _T	12	I _C = 200 mA			-	900	-	-	MHz
			I _C = 300 mA			-	-	-	800	

In accordance with JEDEC registration data from J5-6 R0F-V/5-9 R0F-V7

PERFORMANCE DATA

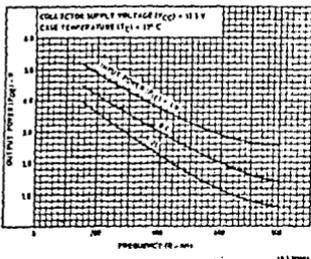


Fig. 1 - Typical output power vs. frequency for 2N5914

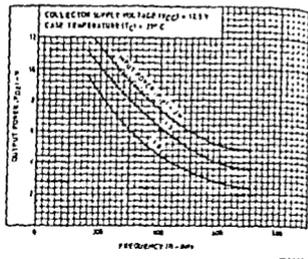


Fig. 2 - Typical output power vs. frequency for 2N5915

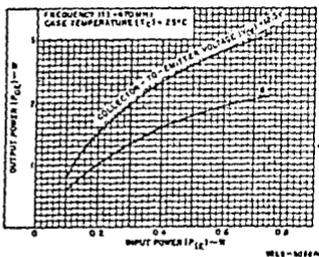


Fig. 3 - Typical output power vs. input power at 470 MHz for 2N5914 in circuit shown in Fig. 8

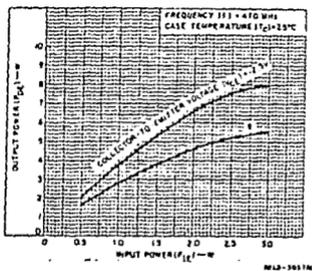


Fig. 4 - Typical output power vs. input power at 470 MHz for 2N5915 in circuit shown in Fig. 8

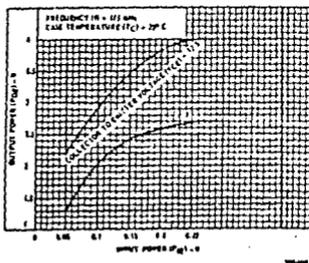


Fig. 5 - Typical output power vs. input power at 175 MHz for 2N5914 (Fig. 15)

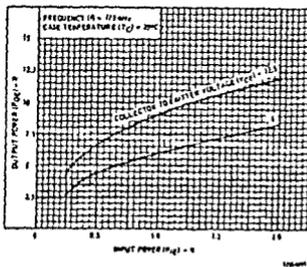


Fig. 6 - Typical output power vs. input power at 175 MHz for 2N5915 (Fig. 15)

DESIGN DATA

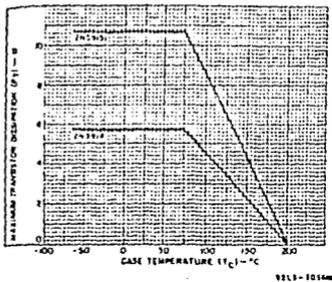


Fig. 7 - Dissipation derating for 2N5914 and 2N5915

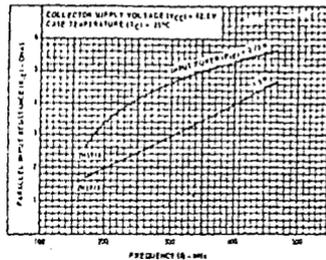


Fig. 8 - Large signal equivalent parallel input resistance vs. frequency for 2N5914 and 2N5915

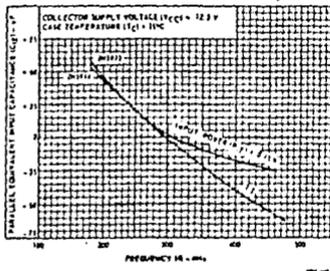


Fig. 9 - Large signal parallel equivalent input capacitance vs. frequency for 2N5914 and 2N5915

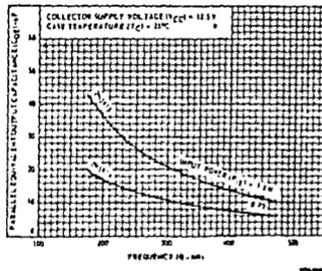


Fig. 10 - Large signal equivalent parallel output capacitance vs. frequency for 2N5914 and 2N5915

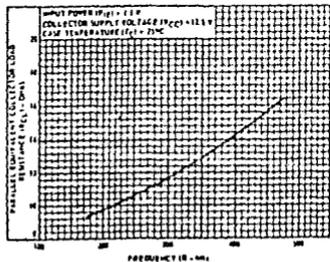


Fig. 11 - Large signal parallel load resistance vs. frequency for 2N5915

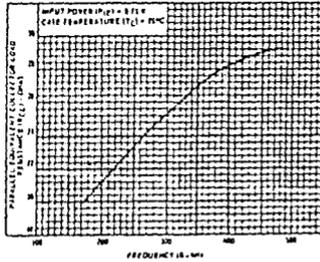


Fig. 12 - Large signal parallel load resistance vs. frequency for 2N5914

APPLICATION DATA

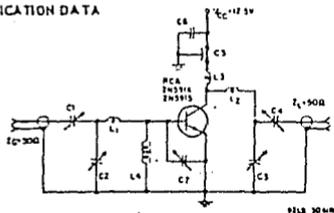


Fig. 13. 470 MHz amplifier used for measuring power output and power gain in 2N5914 and 2N5915

- C_1, C_2, C_3 - 0.9-7.0 pF, ARCO #400, or equivalent
 C_4 - 1.5-20 pF, ARCO #402, or equivalent
 C_5 - 1000 pF (feed-through)
 C_6 - 0.1 μ F (ceramic)
 C_7 - 2-18 pF, Amperex HT10WA/218, or equivalent connect between the base and emitter with the shortest possible leads.
 L_1, L_2 - 1 turn #16 wire, 3/16 in. I.D., 1/8 in. long
 L_3 - 1 turn #20 wire, 3/16 in. I.D., 1/8 in. long
 L_4 - Ferrite choke, 450 Ω impedance, Ferrocube VK-200-09-3B, or equivalent

SPECIAL PERFORMANCE DATA

The transistor can withstand any mismatch in load, which can be demonstrated in the following test:

1. The test is performed using the arrangement shown.
2. The tuning stub is varied through a half wavelength, which effectively varies the load from an open circuit to a short circuit.
3. Operating conditions: $V_{CC} = 12.5$
RF input power = 0.4 W for 2N5914, 2.0 W for 2N5915
4. Transistor Dissipation Rating must not be exceeded. During the above test, the transistor will not be damaged or degraded.

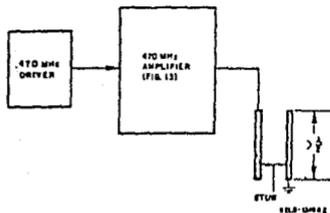


Fig. 14 - Test set-up for testing load mismatch capability of 2N5914 and 2N5915

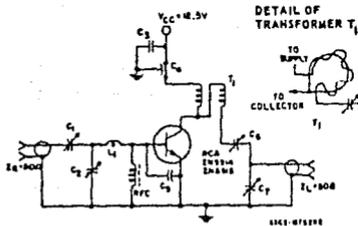
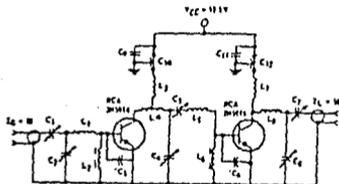


Fig. 15 - 175-MHz amplifier for measuring power output and power gain in 2N5914 and 2N5915

- L_1 - 1/2 turn #14 wire, 1/4-in. I.D.
 $RFC - Z = 450\Omega$, Ferrocube VK-200-09-3B, or equivalent
 C_1 - 7-100 pF, Arco 423, or equivalent
 C_2 - 4-40 pF, Arco 422, or equivalent
 C_3 - 0.1 μ F ceramic
 C_4 - 0.001 μ F leadthrough
 C_5 - 62 pF silver mica
 C_6 - 14,150 pF, Arco 424, or equivalent
 C_7 - 24-200 pF, Arco 425, or equivalent
 T_1 - Twisted pair of #20 enameled wire; 14 turns/in.
 Formed in a loop 3/8 in. diameter, cross connected
 (End of one winding connected to beginning of other)



C1, C2, C4, C5, C7, C9	89-78 μ F	L4	1 TURN NO. 18 WIRE 1/4 IN. I.D. 1.8 IN. LONG TAP AT 1/4 TURN FROM COLLECTOR
C3, C6	18 μ F	L3	1 TURN NO. 20 WIRE 1/8 IN. I.D., 1.8 IN. LONG
C8, C11	8.1 μ F	L2	1 TURN NO. 20 WIRE 1/8 IN. I.D., 1.8 IN. LONG
C10, C12	201 μ F	L1	1 TURN NO. 18 WIRE 1/4 IN. I.D. 1.8 IN. LONG
L1		L1	3 TURN NO. 16 WIRE 1/4 IN. I.D. 1.8 IN. LONG
L2, L6		L2, L6	FERRITE CHOKES Z - 450 Ω FERRITE CORE VE-200-00-10 DR EQUV.
L3, L7		L3, L7	1 TURN NO. 20 WIRE 1/8 IN. I.D. 1.8 IN. LONG

*CONNECT C3 AND C4 BETWEEN THE BASE AND EMITTER

520 100

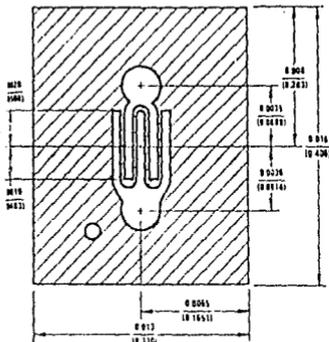
Fig. 16 - Typical 470 MHz amplifier with
0.4 W input and 6.0 W output

TERMINAL CONNECTIONS

Terminal No. 1, 3 - Emitter

Terminal No. 2 - Base

Terminal No. 4 - Collector


DESCRIPTION

Process 46 is an overlay, double diffused, silicon epitaxial device.

APPLICATION

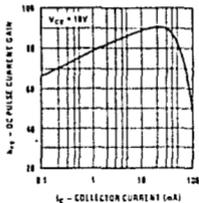
This device was designed for linear RF amplifier applications up to 100 MHz with collector current in the 1 mA to 30 mA range.

PRINCIPAL DEVICE TYPES

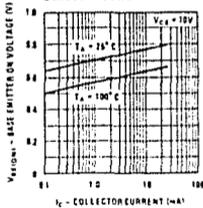
TO-92, EBC: CS9016
PE5025

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units	Notes
G_{pe}	$f = 45 \text{ MHz}, V_{CE} = 10V, I_C = 10 \text{ mA}$	25	28		dB	
C_{CB}	$V_{CB} = 10V$		0.8	1.1	pF	
G_{oe}	$f = 45 \text{ MHz}, V_{CE} = 10V, I_C = 10 \text{ mA}$			200	μmho	
h_{ie}	$I_C = 10 \text{ mA}, V_{CE} = 10V, f = 100 \text{ MHz}$	3.0	4.5			
h_{FE}	$I_C = 10 \text{ mA}, V_{CE} = 10V$	30	100	250		
$V_{CE(SAT)}$	$I_C = 20 \text{ mA}, I_B = 1 \text{ mA}$		0.2	0.5	V	
BV_{CEO}	$I_C = 1 \text{ mA}$	35			V	
BV_{CBO}	$I_C = 10 \mu\text{A}$	45			V	
BV_{EBO}	$I_C = 10 \mu\text{A}$	4.0			V	
I_{CBO}	$V_{CB} = 30V$			100	nA	
I_{EBO}	$V_{EB} = 3V$			100	nA	

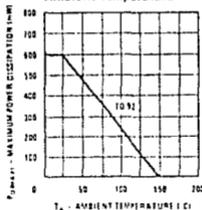
DC Current Gain vs Collector Current



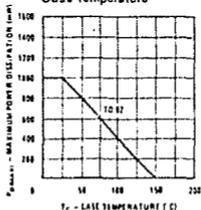
Base-Emitter ON Voltage vs Collector Current



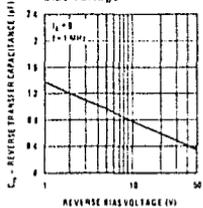
Maximum Power Dissipation vs Ambient Temperature



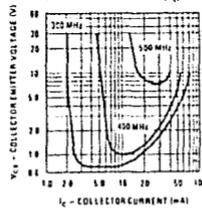
Maximum Power Dissipation vs Case Temperature



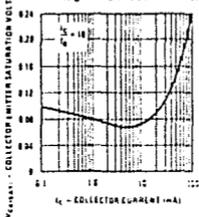
Reverse Transfer Capacitance vs Reverse Bias Voltage



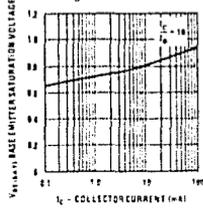
Contours of Constant Gain Bandwidth Product (f_T)



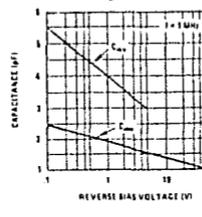
Collector-Emitter Saturation Voltage vs Collector Current



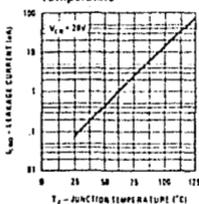
Base-Emitter Saturation Voltage vs Collector Current



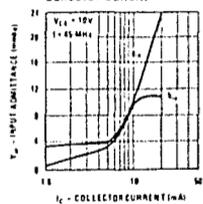
Capacitance vs Reverse Bias Voltage



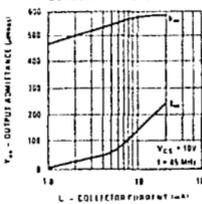
Collector-Base Diode Reverse Current vs Temperature



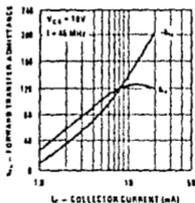
Input Admittance vs Collector Current



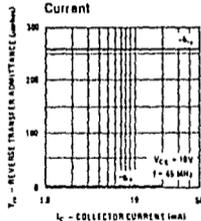
Output Admittance vs Collector Current



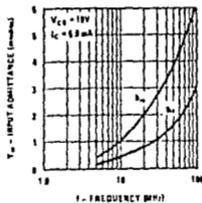
Forward Transfer Admittance vs Collector Current



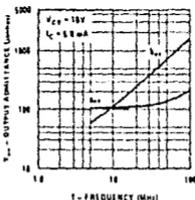
Reverse Transfer Admittance vs Collector Current



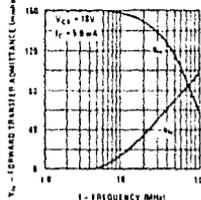
Input Admittance vs Frequency



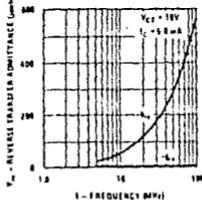
Output Admittance vs Frequency



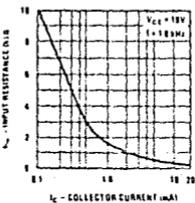
Forward Transfer Admittance vs Frequency



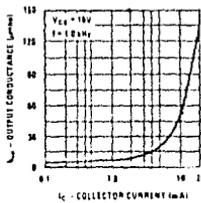
Reverse Transfer Admittance vs Frequency



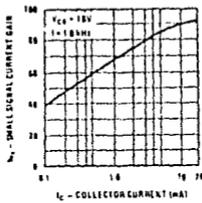
Small Signal Input Resistance vs Collector Current



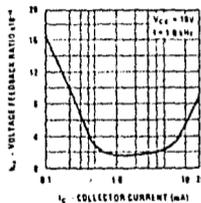
Small Signal Output Conductance vs Collector Current

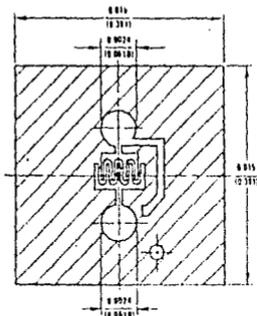


Small Signal Current Gain vs Collector Current



Small Signal Voltage Feedback Ratio vs Collector Current




DESCRIPTION

Process 47 is an overlay, double diffused, silicon epitaxial device, with a Faraday shield diffusion.

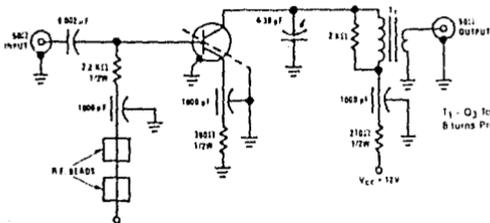
APPLICATION

This device was designed for common emitter low noise amplifier and mixer applications in the 100 μ A to 15 mA range to 300 MHz, and low frequency drift common base VHF oscillator applications with high output levels for driving FET mixers.

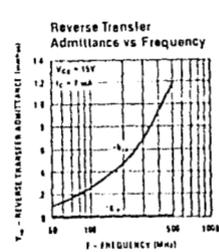
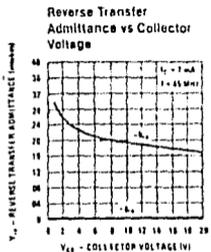
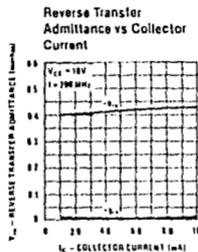
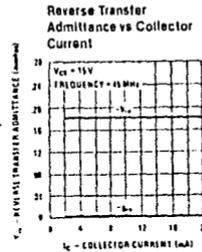
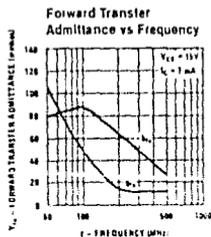
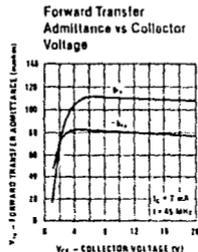
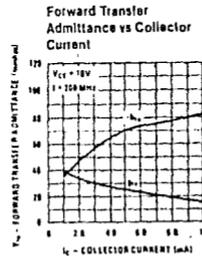
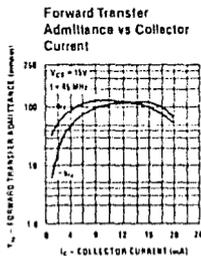
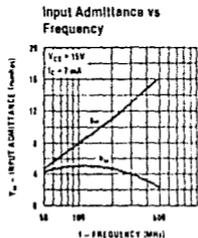
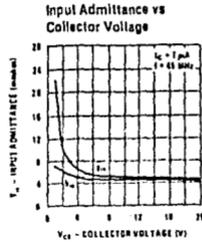
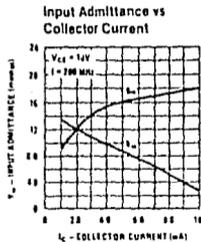
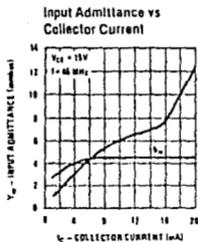
PRINCIPAL DEVICE TYPES

TO-92, BEC: MPSH11
MPSH24
PE5030

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units	Notes
P_G	$f = 45$ MHz, $V_{CE} = 10$ V, $I_C = 4$ mA	29	33		dB	Figure 1
P_G	$f = 200$ MHz, $V_{CE} = 10$ V, $I_C = 2$ mA	17	19.5		dB	Unneutralized Figure 3
NF	$f = 200$ MHz, $V_{CE} = 10$ V, $I_C = 2$ mA, $R_S = 50\Omega$		2.0	3.5	dB	Figure 3
$1b/C_C$	$f = 79.8$ MHz, $V_{CB} = 10$ V, $I_E = 5$ mA			15.0	ps	
h_{ie}	$f = 100$ MHz, $V_{CE} = 15$ V, $I_C = 7$ mA	6	10			
C_{ib}	$V_{EB} = 0.5$ V, $I_C = 0$		2.0	3.0	pF	TO-92
C_{CB}	$V_{CB} = 10$ V, $I_E = 0$		0.33	0.40	pF	TO 92
Q_{sw}	$f = 45$ MHz, $V_{CE} = 15$ V, $I_C = 7$ mA			125	μ mho	
$roep$	$f = 10.7$ MHz, $V_{CE} = 10$ V, $I_C = 2$ mA	100k			Ω	
h_{FE}	$V_{CE} = 15$ V, $I_C = 7$ mA	40	100	200		
$V_{CE(SAT)}$	$I_C = 20$ mA, $I_B = 1$ mA		0.3	1.0	V	
$V_{BE(SAT)}$	$I_C = 10$ mA, $I_B = 5$ mA			0.95	V	
BV_{CE0}	$I_C = 1$ mA	35			V	
BV_{CBO}	$I_C = 10$ μ A	40			V	
BV_{EBO}	$I_E = 10$ μ A	4.0			V	
I_{CBO}	$V_{CB} = 30$ V			100	nA	
I_{EBO}	$V_{EB} = 3$ V			100	nA	



COMMON-EMITTER VS FREQUENCY Y PARAMETERS



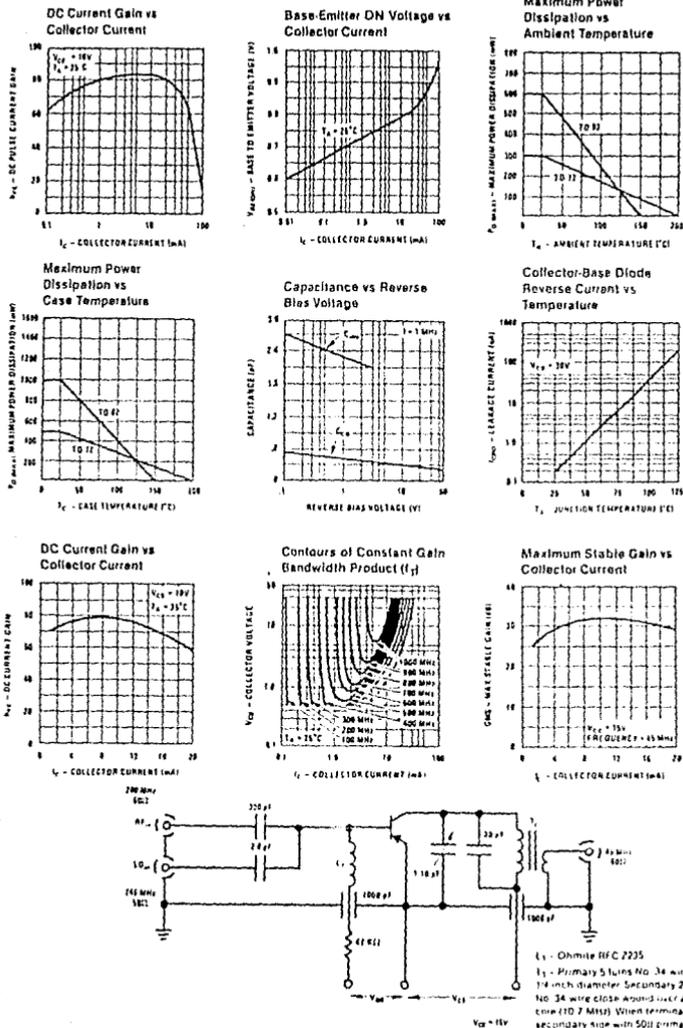
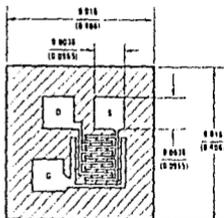


FIGURE 2. 200 MHz Conversion Gain Test Circuit



GATE IS ALSO BACKSIDE CONTACT

DESCRIPTION

Process 90 is designed for VHF/UHF mixer amplifier and applications where Process 50 is not adequate. Has sufficient gain and low noise, common gate configuration at 450 MHz, for sensitive receivers. The high transconductance and square law characteristics insures low crossmodulation and intermodulation distortions. Common gate operation simplifies circuitry. Consider Process 92 for even higher performance.

CHARACTERISTIC	PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Gate-Source Breakdown Voltage	BV_{GSS}	$V_{DS} = 0V, I_G = -1 \mu A$	-20	-30		V
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = 10V, V_{GS} = 0$	3	18	40	mA
Forward Transconductance	g_{fs}	$V_{DS} = 10V, V_{GS} = 0$	5.5	8.0	10	mmhos
Forward Transconductance	g_{fs}	$V_{DS} = 10V, I_D = 5 mA$	4.5	5.8		mmhos
Reverse Gate Current	I_{GSS}	$V_{GS} = -15V, V_{DS} = 0$	-5.0	-100		μA
"ON" Resistance	r_{DS}	$V_{DS} = 100 mV, V_{GS} = 0$		90		Ω
Pinch Off Voltage	$V_{GS(off)}$	$V_{DS} = 10V, I_D = 1 nA$	-1.5	-3.5	-6.0	V
Output Conductance	g_{os}	$V_{DS} = 10V, I_D = 5 mA$		45	100	$\mu mhos$
Feedback Capacitance	C_{fs}	$V_{DS} = 10V, I_D = 5 mA$		1.0	1.2	pF
Input Capacitance	C_{is}	$V_{DS} = 10V, I_D = 5 mA$		4.0	5.0	pF
Noise Voltage	e_n	$V_{DS} = 10V, I_D = 5 mA, f = 100 Hz$		13		nV/\sqrt{Hz}
Noise Figure	NF	$V_{DS} = 10V, I_D = 5 mA, f = 450 MHz$		3.0		dB
Power Gain	G_{pg} (CG)	$V_{DS} = 10V, I_D = 5 mA, f = 450 MHz$		11		dB

This process is available in the following device types * Denotes preferred parts

TO-52 (CASE 07)
TO-72 (CASE 29)
TO-92 (CASE 92)
TO 92 (CASE 97)

U312

*2H5397

J114

*2H5245

2H5398

*J210

*2H4246

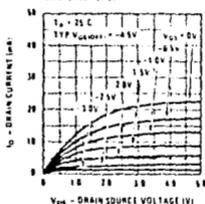
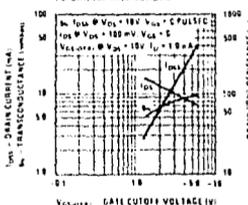
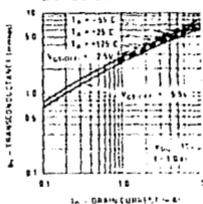
*J211

*2H5247

*J212

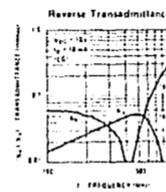
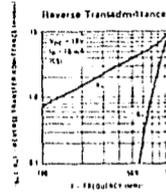
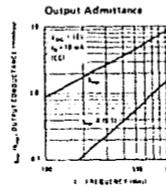
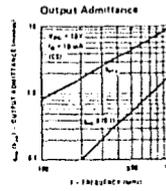
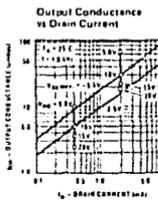
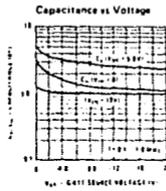
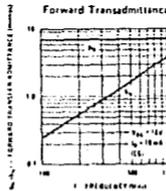
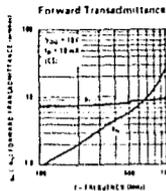
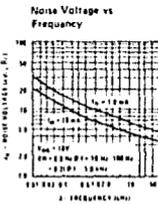
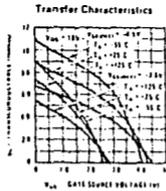
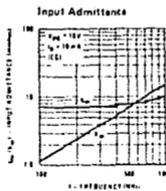
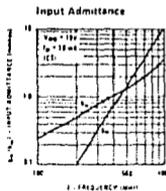
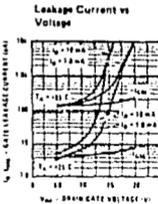
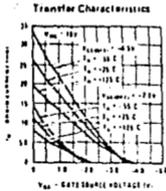
*J300

MPE 25E

Common Drain Source Characteristics

Parameter Interactions

Transconductance vs Drain Current


COMMON SOURCE

COMMON GATE





MOTOROLA

MC3357

Advance Information

LOW POWER NARROW BAND FM IF

...includes Oscillator, Mixer, Limiting Amplifier, Quadrature Discriminator, Active Filter, Squelch, Scan Control, and Mute Switch. The MC3357 is designed for use in FM dual conversion communications equipment.

- Low Drain Current (3.0 mA (Typ) @ $V_{CC} = 6.0$ Vdc)
- Excellent Sensitivity: Input Limiting Voltage: - (-3.0 dB) + 5.0 μ V (Typ)
- Low Number of External Parts Required

LOW POWER FM IF

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT

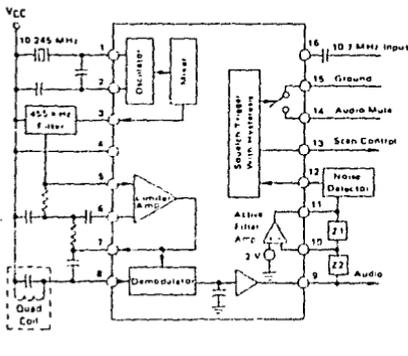


P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648 05

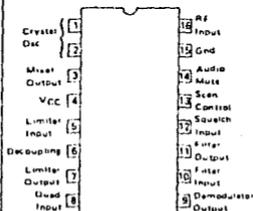


D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751B 01
SO 16

FIGURE 1 — FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



PN CONNECTIONS



CIRCUIT DESCRIPTION

The MC3357 is a low power FM IF circuit designed primarily for use in voice communication scanning receivers.

The mixer-oscillator combination converts the input frequency (e.g., 10.7 MHz) down to 455 kHz, where, after external bandpass filtering, most of the amplification is done. The audio is recovered using a conventional quadrature FM detector. The absence of an input signal is indicated by the presence of noise above the desired audio frequencies. This "noise band" is monitored by an active filter and a detector. A squelch trigger circuit indicates the presence of noise (or a tone) by an output which can be used to control scanning. At the same time, an internal switch is operated which can be used to mute the audio.

The oscillator is an internally-biased Colpitts type with the collector, base, and emitter connections at Pins 4, 1, and 2 respectively. A crystal can be used in place of the usual coil.

The mixer is doubly-balanced to reduce spurious responses. The input impedance at Pin 16 is set by a 3.0 k Ω internal biasing resistor and has low capacitance, allowing the circuit to be preceded by a crystal filter. The collector output at Pin 3 must be dc connected to B+ below which it can swing 0.5 V.

After suitable bandpass filtering (ceramic or LC) the signal goes to the input of a five-stage limiter at Pin 5. The output of the limiter at Pin 7 drives a multiplier,

both internally directly, and externally through a quadrature coil, to detect the FM. The output at Pin 7 is also used to supply dc feedback to Pin 5. The other side of the first limiter stage is decoupled at Pin 6.

The recovered audio is partially filtered, then buffered giving an impedance of around 400 Ω at Pin 9. The signal still requires de-emphasis, volume control and further amplification before driving a loudspeaker.

A simple inverting op amp is provided with an output at Pin 11 providing dc bias (externally) to the input at Pin 10 which is referred internally to 2.0 V. A filter can be made with external impedance elements to discriminate between frequencies. With an external AM detector the filtered audio signal can be checked for the presence of noise above the normal audio band, or a tone signal. This information is applied to Pin 12.

An external positive bias to Pin 12 sets up the squelch trigger circuit such that Pin 13 is low at an impedance level of around 60 k Ω , and the audio mute (Pin 14) is open circuit. If Pin 12 is pulled down to 0.7 V by the noise or tone detector, Pin 13 will rise to approximately 0.5 Vdc below supply where it can support a load current of around 500 μ A and Pin 14 is internally short-circuited to ground. There is 100 mV of hysteresis at Pin 12 to prevent jitter. Audio muting is accomplished by connecting Pin 14 to a high-impedance ground-reference point in the audio path between Pin 9 and the audio amplifier.

