

123  
2 es.



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA  
DE MEXICO**

**FACULTAD DE INGENIERIA**

**DISEÑO Y CONSTRUCCION DE  
MEZCLADORES EN LA BANDA DE  
RADIOFRECUENCIA (RF)**

**T E S I S**

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:

**INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA  
(AREA ELECTRICA ELECTRONICA)**

**P R E S E N T A**

**GREGORIO RAYMUNDO LORTIZ MEJIA**

**DIRECTOR DE TESIS: M.I. JORGE RODRIGUEZ CUEVAS.**



**CIUDAD UNIVERSITARIA.**

**AGOSTO DE 1998.**

**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**

2577/98



Universidad Nacional  
Autónoma de México



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

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

Todo el material contenido en esta tesis esta 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.

## Dedicatoria

*A Dios, a mi familia y a todas aquellas personas que confiaron en mi, que me brindaron su apoyo y confortaron con su presencia.*

*A mis amigos y familiares que ya no están a mi lado pero que igualmente los recuerdo.*

# AGRADECIMIENTOS

A Dios por darme la vida por permitirme estar donde estoy y ser lo que soy.

A mis padres, Juan y Tere, por todo el cariño, el apoyo, la confianza, la paciencia y los consejos que me han dado en todo momento.

A mis hermanos Juan, Francisco, Yuriria y Nayeli por permitirme compartir con ellos, además de las desveladas, mis sueños, anhelos y alegrías.

A mis familiares y amigos con quienes he podido disfrutar de los momentos agradables que da la vida.

A las 4 personas especiales para mí, porque en los momentos más difíciles que he pasado me fortalecieron con su sinceridad y compañía.

A mi director de tesis, el Ingeniero Jorge Rodríguez, por su amistad y su paciencia así como por el interés y el tiempo que le dedicó al presente trabajo.

A mis profesores, compañeros y amigos, los Ingenieros Jorge Sánchez, Ismael Martínez y Juan Manuel Téllez, por toda la ayuda que me ofrecieron, por sus invaluable consejos y comentarios.

A la facultad de Ingeniería de la UNAM por todas las enseñanzas que medió, al Departamento de Electrónica y en especial área de Electrónica para Comunicaciones por todo el apoyo que recibí para la realización de presente trabajo.

A la Universidad Nacional Autónoma de México por darme la oportunidad de ser universitario y a quien espero no defraudar.

**GRACIAS**

*Gregorio*

# *Índice*

## **Introducción**

<b>Capítulo 1</b>	<b>Teoría Básica de Mezcladores y Circuitos Resonantes</b>	<b>3</b>
1.1	Introducción	3
1.2	Mezcladores de Frecuencia	4
1.2.1	Terminología de Mezcladores	8
1.3	Circuitos Resonantes	9
1.3.1	Circuito Resonante Paralelo	10
1.3.2	Circuito Resonante Serie	13
<b>Capítulo 2</b>	<b>Diseño de Circuitos Mezcladores de Tipo Conmutado</b>	<b>16</b>
2.1	Introducción	16
2.2	Estructura Interna del Diodo	17
2.2.1	Principio de Operación	17
2.2.2	Características en Alta Frecuencia (RF)	20
2.3	Mezclador Tipo Conmutado Simple (Con Dos Diodos)	23
2.4	Mezclador Tipo Conmutado Doblemente Balanceado (Con Cuatro Diodos)	30
2.5	Propuesta Inicial de Diseño de un Mezclador Conmutado	38
2.5.1	Diseño del Circuito Mezclador Tipo Conmutado Simple	39
2.5.2	Diseño del Circuito Mezclador Tipo Conmutado Doblemente Balanceado	44
2.6	Simulación de las Propuestas de los Circuitos Mezcladores de Tipo Conmutado Simple y Doblemente Balanceado	47

<b>Capítulo 3</b>	<b>Diseño de Circuitos Mezcladores de Ley Cuadrática con Transistor Bipolares de Juntura (TBJ)</b>	<b>52</b>
<b>3.1</b>	<i>Introducción</i>	52
<b>3.2</b>	<b>Características Principales del Transistor Bipolar de Juntura</b>	<b>53</b>
3.2.1	Comportamiento <i>NO</i> Lineal del TBJ	56
<b>3.3</b>	<b>Mezcladores con TBJ</b>	<b>57</b>
3.3.1	Propuesta Inicial de Diseño	59
3.3.2	Modelado y Análisis en CD	61
3.3.3	Modelado y Análisis en CA	63
<b>3.4</b>	<b>Diseño del Circuitos Mezcladores con TBJ</b>	<b>70</b>
3.4.1	Diseño en CD	71
3.4.2	Diseño en CA	73
<b>3.5</b>	<b>Simulación de la Propuesta del Circuito Mezclador con TBJ</b>	<b>81</b>
<b>Capítulo 4</b>	<b>Diseño de Circuitos Mezcladores de Ley Cuadrática con Transistor de Efecto de Campo (FET)</b>	<b>84</b>
<b>4.1</b>	<i>Introducción</i>	84
<b>4.2</b>	<b>Comportamiento <i>NO</i> Lineal del FET</b>	<b>85</b>
4.2.1	Características Principales del FET	89
<b>4.3</b>	<b>Mezcladores con FET</b>	<b>90</b>
4.3.1	Propuesta de Diseño Inicial del Mezclador con FET	92
4.3.2	Modelado y Análisis en CD	93
4.3.3	Modelado y Análisis en CA	95
<b>4.4</b>	<b>Diseño de un Circuito Mezclador con FET</b>	<b>101</b>
4.4.1	Diseño en CD	102
4.4.2	Diseño en CA	104
<b>4.5</b>	<b>Simulación de la Propuesta del Circuito Mezclador con FET</b>	<b>109</b>
<b>Capítulo 5</b>	<b>Conclusiones</b>	<b>112</b>
Bibliografía		
Apéndice A		
Apéndice B		
Apéndice C		
Apéndice D		
Apéndice E		

# INTRODUCCIÓN

El principio de las comunicaciones es relativamente sencillo. La manera más fácil de transmitir ideas o mensajes hasta un receptor no muy lejano es mediante la voz, las expresiones físicas o los símbolos gráficos; sin embargo, cuando se trata de transmitir un mensaje hasta un lugar más distante se puede recurrir a otros métodos tan complicados como los mensajes por correo, mediante sonidos o señales luminosas. Pero si el mensaje se deseara transmitir a una distancia aún más grande, estos métodos son de muy poca utilidad, principalmente porque al incrementarse la distancia los problemas para captar el mensaje aumentan de manera considerable, existen pérdidas de información y muchos de ellos solo se pueden utilizar bajo ciertas condiciones atmosféricas.

Hoy en día estos problemas han quedado superados por los sistemas de radiocomunicación que pueden transmitir señales a distancias mucho mayores con velocidades sumamente altas. Pueden difundir la información en forma de señales eléctricas que representen voz, música, cuadros de TV, datos científicos y de negocios; aun cuando las formas de estas señales sean complicadas y cambien continuamente.

Muchas de estas señales ocupan una banda de frecuencia que se extiende hasta unos pocos Hertz, y no pueden ser transmitidas en su forma original sobre una trayectoria común de transmisión, porque sería imposible separarlas en el extremo receptor. Por esta razón el sistema global de comunicaciones proporciona un medio para la transmisión simultánea de varias señales.

El *desplazar* a la señal original a una frecuencia más elevada nos permite hacer una transmisión simultánea de varias señales, a diferentes frecuencias. En el caso de un sistema de recepción es algo similar pero en lugar de elevar la frecuencia lo que se busca es bajar la frecuencia de la señal de interés a su frecuencia original y recuperar la señal proporcional al mensaje. Los encargados de proporcionar el desplazamiento en la frecuencia son precisamente los circuitos mezcladores de quienes nos ocuparemos de analizar a detalle en el presente trabajo.

Un ejemplo claro donde se usan los circuitos mezcladores, es en los sistemas de transmisión y recepción de señales por Amplitud Modulada (AM), donde la mezcla entre las señales de baja y alta frecuencia se realiza en la etapa moduladora. La señal de baja frecuencia (Banda Base), por lo general, es una señal eléctrica proporcional al mensaje mientras que la de alta frecuencia (Frecuencia Intermedia) es generada mediante un módulo llamado Oscilador Local.

Actualmente se desarrollan sistemas de comunicación más complejos que los de RF (como el caso de los sistemas para Microondas), que trabajan a frecuencias más elevadas debido en parte a la saturación del espectro radioeléctrico y en parte a que resulta más económico construir una antena para una señal de alta frecuencia que para una de baja debido a la longitud de onda de la señal. Por ejemplo, en una etapa de recepción de una señal de AM, la antena debe tener una dimensión física aproximada de  $\frac{1}{2}$  la longitud de onda ( $\lambda = \frac{c}{f} [m]$ ) para obtener una eficiencia razonable; al aumentar la frecuencia se reduce la dimensión física de la antena y por consiguiente el costo (que es uno de los factores a considerar para el diseño).

En términos muy generales, toda esta propuesta es el principio básico de un sistema de comunicaciones por Radiofrecuencia (RF) como lo muestra la siguiente figura.

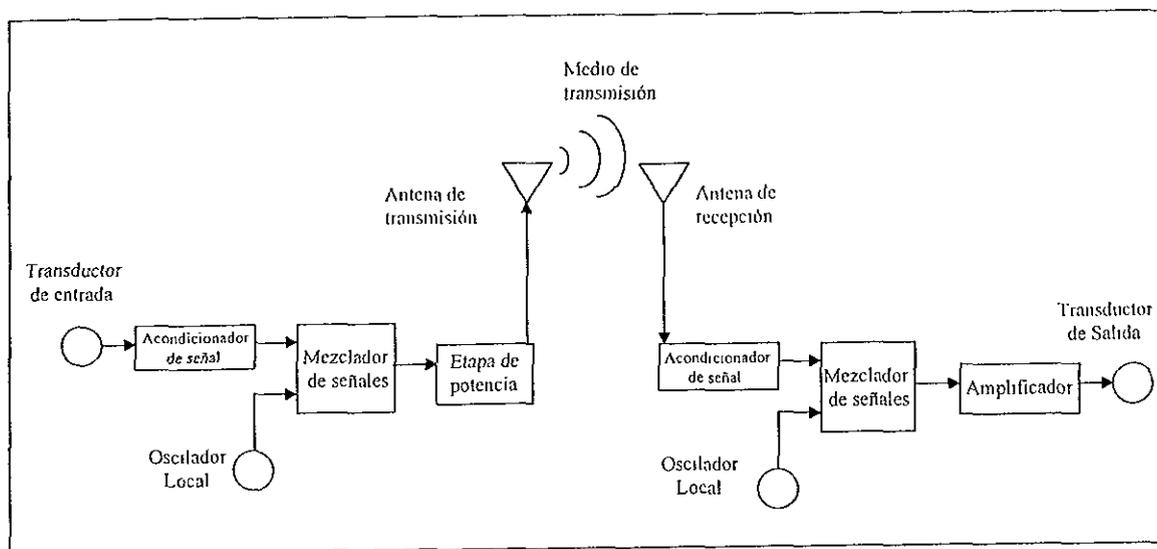


Diagrama a Bloques básico de un Sistema de Comunicaciones de AM

En este trabajo, se hace énfasis en los mezcladores para circuitos moduladores y demoduladores, aunque los mezcladores se ocupan también para conversión de frecuencia en transmisores e instrumentación. La teoría que se va a desarrollar se aplica tanto a circuitos de recepción como de transmisión.

## TEORÍA BÁSICA SOBRE MEZCLADORES Y CIRCUITOS RESONANTES

### 1.1 INTRODUCCIÓN

Dentro de un sistema de comunicaciones, en particular, en la etapa de transmisión por Amplitud Modulada (AM), se requiere aumentar la frecuencia de la señal proporcional al mensaje (o banda base) hasta una frecuencia de RF o frecuencia intermedia (FI). La etapa de mezclado es quien nos deja trasladar la frecuencia de la señal de entrada hasta el espectro de frecuencia más adecuado para su mejor aprovechamiento. Esto nos permite definir al circuito mezclador como aquel dispositivo, capaz de combinar dos señales de frecuencias diferentes para obtener otra completamente diferente una frecuencia determinada.

No cualquier dispositivo puede ser usado como mezclador: *la no linealidad se requiere para producir frecuencias no presentes a la entrada*. De este modo, los mezcladores pueden usar diodos, transistores bipolares de juntura (TBJs), transistores de efecto de campo (FETs), y en general cualquier juntura P-N (aunque también existen condiciones como la de conmutación).

Las elecciones de diseño giran sobre consideraciones de pérdida o ganancia, cifra de ruido, estabilidad, intervalo dinámico y la posible generación de frecuencias indeseables que produzcan intermodulación y distorsión.

## 1.2 MEZCLADORES DE FRECUENCIA

Uno de los dispositivos comúnmente usados para la multiplicación de frecuencias es el llamado *mezclador de frecuencias* o simplemente *mezclador*. La figura 1.2.1 muestra un mezclador sencillo formado por un dispositivo no lineal con dos señales de entrada  $V_1(t)$  y  $V_2(t)$  con frecuencias  $f_1$  y  $f_2$  diferentes. Si el dispositivo fuera perfectamente lineal, la señal de salida contendría solo las frecuencias  $f_1$  y  $f_2$  y en ningún caso se presentarían términos del producto entre ambas señales.



Figura 1.2.1 Diagrama básico de un Mezclador

La naturaleza no lineal de los dispositivos hace que otras frecuencias no presentes en la entrada sean generadas. La relación entrada-salida en el dominio del tiempo se puede expresar por la serie de Taylor como:

$$v_0(t) = v_0 + a v_i(t) + b (v_i(t))^2 + c (v_i(t))^3 \dots \quad \dots(1.1)$$

Donde  $V_0$  es la señal de salida en CD. y  $V_i(t)$  representa la suma de los efectos de todas las señales de entrada. Si la entrada contiene sólo una frecuencia, la no linealidad *generará armónicas* de esta frecuencia y alterará la componente de CD. Si se tienen varias frecuencias de entrada, se generarán frecuencias suma y diferencia, así como armónicas de la suma y diferencia. Las frecuencias de suma y diferencia generadas por el término cuadrático en la ecuación (1.1) se llaman *productos de intermodulación de segundo orden*; las designadas por el término cúbico, *productos de intermodulación de tercer orden*, etc.

La siguiente figura corresponde a la distribución espectral de una señal modulada en amplitud, donde además de las bandas laterales se muestran las armónicas y los espurios, generados durante el proceso de mezclado.

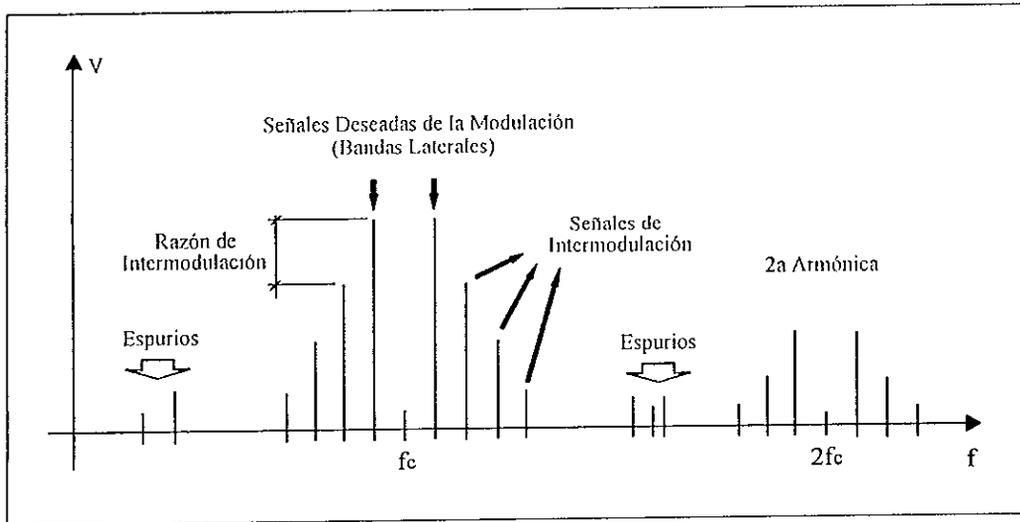


Figura 1.2.2 Señales generadas por el mezclador en un modulador de AM

Un dispositivo de *ley cuadrática* es ideal para utilizarlo como mezclador, pues en él se produce el menor número de armónicas. La característica de transferencia que lo representa es:

$$v_o(t) = a v_i(t) + b [v_i(t)]^2 \quad \dots(1.2)$$

si la entrada es :

$$v_i(t) = v_1 \cos w_1 t + v_2 \cos w_2 t \quad \dots(1.3)$$

entonces la salida será:

$$v_o t = a v_1 \cos w_1 t + a v_2 \cos w_2 t + b v_1^2 \cos^2 w_1 t + b v_2^2 \cos^2 w_2 t + 2b v_1 v_2 \cos w_1 t \cos w_2 t \quad \dots(1.4)$$

Los dos primeros términos en la ecuación (1.4) carecen de interés para la acción del mezclador, por lo que en un circuito práctico puede ser necesario filtrarlos. El tercero y cuarto término representan una componente de CD. y segundas armónicas de las frecuencias de entrada; el último término, llamado *término producto*, representa a la salida deseada y es el término que más nos interesa; utilizando la identidad trigonométrica:

$$\cos(\alpha) \cos(\beta) = \frac{1}{2} \cos(\alpha + \beta) + \frac{1}{2} \cos(\alpha - \beta) \quad \dots(1.5)$$

por lo tanto:

$$2b v_1 v_2 \times \cos w_1 t \cos w_2 t = b v_1 v_2 [\cos(w_1 - w_2)t + \cos(w_1 + w_2)t] \quad \dots(1.6)$$

Por ejemplo, en mezcladores para recepción, solo se desea la componente de salida que corresponde a la diferencia de frecuencias, de tal manera que deben eliminarse el resto de las frecuencias ya sea mediante filtrado o por otros medios. A esta combinación de mezclador y filtro se le conoce como *mezclador de banda lateral única*.

Sabemos que los mezcladores trabajan con señales que varían en el tiempo y se puede hacer el análisis de su comportamiento tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia. El estudio del efecto de la multiplicación o mezcla de las señales se hace a través de la convolución.

El teorema de la convolución es uno de los instrumentos más eficaces en el análisis de señales armónicas. Con su empleo, se obtienen con facilidad importantes resultados sobre el comportamiento de las señales. Básicamente consiste en una multiplicación de señales que se representa como un barrido de una señal sobre la otra tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia.

Haciendo un análisis espectral muy general de las señales del mezclador mediante la teoría de la transformada de Fourier. Una función en el dominio del tiempo  $f(t)$  y su transformada  $G(f)$  en el dominio de la frecuencia están relacionadas por:

$$f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} G(f) e^{j2\pi ft} dt \quad \dots(1.7)$$

$$G(f) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad \dots(1.8)$$

Ahora, si  $G_0(f)$ ,  $G_1(f)$  y  $G_2(f)$  son las transformadas de Fourier de  $f_0(t)$ ,  $f_1(t)$  y  $f_2(t)$  respectivamente, donde:

$$f_0(t) = f_1(t) \times f_2(t) \quad \dots(1.9)$$

El teorema de convolución establece que:

$$G_0(f) = \int_{-\infty}^{\infty} G_1(\lambda) \times G_2(f - \lambda) d\lambda \quad \dots(1.10)$$

Aunque la integración de la ecuación (1.10) puede, en general, ser difícil, se puede realizar gráficamente para problemas que involucren frecuencias discretas. Como ejemplo de convolución gráfica, tenemos:

$$f_1(t) = \cos(w_1 t + \phi_1) \quad \dots(1.11)$$

y

$$f_2(t) = \cos(w_2 t + \phi_2) \quad \dots(1.12)$$

por lo tanto:

$$f_0(t) = \frac{1}{2} \left\{ \cos[(w_1 - w_2)t + (\phi_1 - \phi_2)] + \cos[(w_1 + w_2)t + (\phi_1 + \phi_2)] \right\} \quad \dots(1.13)$$

El mismo resultado se obtiene por convolución gráfica, como se puede observar en la figura 1.2.3. El espectro de  $G_2(\lambda)$  que representa la transformada de Fourier de  $f_2(t)$ , se muestra en la figura 1.2.3(a) como dos funciones impulso en  $\pm f_2$ . Para obtener el espectro de  $G_2(-\lambda)$ , o sea cada componente aparece en el negativo de su frecuencia original. El espectro de  $G_2(f-\lambda)$ , figura 1.2.3(c), se produce deslizando el espectro de  $G_2(-\lambda)$  a la derecha una cantidad  $f$  la cual se puede escoger arbitrariamente. La multiplicación del espectro de  $G_1(\lambda)$  y de  $G_2(f-\lambda)$  da el de  $G_0(f)$ . Para los espectros mostrados en la figura 3(c) y 3(d).  $G_0(f)=0$ , dado que  $f$  se escogió de tal forma que ninguna de las líneas en los espectros coincidieran y que los términos producto aparecen solo si coinciden las líneas en los dos espectros.

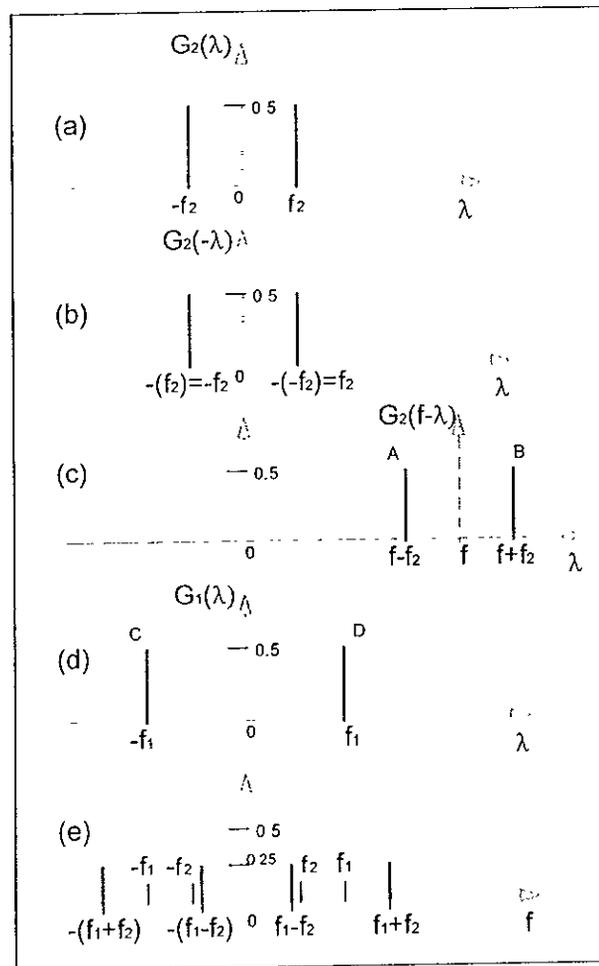


Figura 1.2.3 Convolución de una señal discreta.

Si ahora se supone que  $f$  decrece hasta que el punto A de  $G_2(f-\lambda)$  coincida con el punto D del espectro  $G_1(\lambda)$ . La integración sobre el eje de  $\lambda$  dará ahora un valor de  $G_0(f)$ ; es decir, será el producto de las dos funciones impulso A y D, el producto de sus pesos y la suma de sus ángulos. Las otras líneas se obtienen de manera similar y los resultados se muestran en la figura 1.2.3(e).

## 1.2.1 TERMINOLOGÍA DE MEZCLADORES

Los siguientes términos se ocupan para describir el funcionamiento del mezclador:

*Ganancia ó pérdida de conversión:* es la razón de la potencia de señal de salida (FI) en una de las bandas laterales a la de entrada (RF).

*Cifra de ruido:* es la relación señal a ruido en el puerto de entrada (RF) dividida entre la relación señal a ruido del puerto de salida (FI).

*Aislamiento:* Se refiere a las fugas o al paso de alimentación entre los puertos de mezclado (RF OL y FI) entre si.

*Compresión de conversión:* se refiere al nivel de potencia de entrada, arriba del cual, la curva de potencia de salida contra potencia de entrada se desvía de la linealidad. Cuantitativamente, la compresión de conversión es la reducción del nivel de salida en dB debajo de la característica lineal. Usualmente, el nivel de entrada en que la compresión es de 1 ó 3 dB se da en las especificaciones del mezclador.

*Intervalo dinámico:* es el intervalo de amplitud dentro del cuál el mezclador puede trabajar sin degradación en la operación. Depende del punto de compresión de conversión y de la cifra de ruido del mezclador.

*Distorsión de intermodulación:* resulta del mezclado de armónicas de la señal de entrada generadas por el mezclador. Estos productos de distorsión tienen frecuencias  $m f_{10} \pm n f_{rf}$  donde m y n representan el orden de las armónicas. Se obtiene a través del Total de Distorsión Armónica (THD, por sus siglas en ingles: *Total Harmonic Distortion*).

*Distorsión por modulación cruzada:* cantidad de modulación transferida de una portadora modulada a una sin modular, cuando ambas señales se aplican al puerto de RF. Mientras más elevada sea la compresión de conversión de un mezclador, mayor será la atenuación del producto de modulación cruzada.

La figura 1.2.4 muestra, para un mezclador hipotético, algunas de estas definiciones. A una entrada de 0 dBm la salida es de 6 dBm<sup>1</sup>, por lo tanto la ganancia de conversión es de 6 dB<sup>2</sup>; a este nivel de entrada, el producto de intermodulación de 2 tonos y tercer orden está 30 dB por debajo de la salida deseada. Para un valor de entrada más alto, por ejemplo de 3 dB, la salida está indicada 3 dB por debajo del valor ideal. En el caso de un valor de entrada mayor, lo más que se puede ver es el punto donde se interceptan las curvas proyectadas de la salida deseada y las del producto de intermodulación de tercer orden.

<sup>1</sup>  $P[dBm] = 10 \log \frac{P[w]}{1 \times 10^{-3}}$

<sup>2</sup>  $P[dB] = 10 \log P[w]$

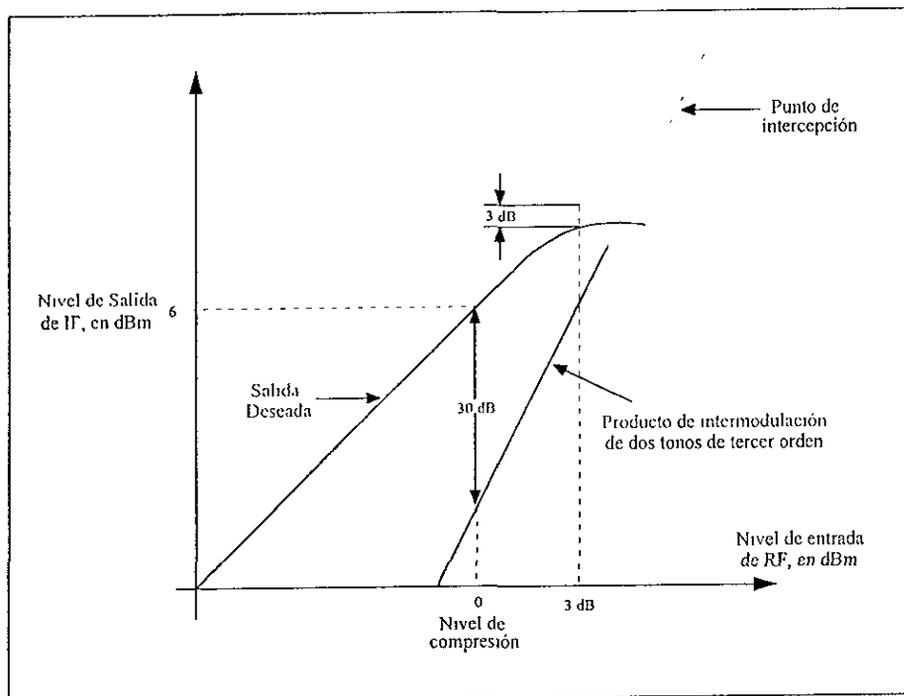


Figura 1.2.4 Ilustración de Terminología de Mezcladores.

Existen varias clasificaciones de mezcladores, sin embargo se tratarán de clasificar de acuerdo a su modo de operación en:

- a) Mezcladores de tipo conmutado.
- b) Mezcladores de ley cuadrática

- 1.-Mezcladores con FETs.
- 2.-Mezcladores con TBJs.

### 1.3 CIRCUITOS RESONANTES

Al realizar la mezcla de señales, lo más común es que se generen señales no deseadas como distorsión, presencia de señales armónicas, productos de intermodulación así como contaminación por ruido interno o externo que pueden, en un momento dado, modificar a la señal.

Para recuperar la señal de interés, del resto de las componentes espectrales no deseadas a la salida (como los espurios, los armónicos, los productos de intermodulación, etc.), es necesaria una etapa de filtrado. Por la distribución que presentan las componentes espectrales, es posible utilizar los circuitos más simples para discriminar frecuencias: los circuitos resonante serie y resonante paralelo.

Este tipo de circuitos son muy sencillos; a partir de su función de transferencia es posible obtener de manera directa la frecuencia central ( $\omega_0$ ), el ancho de banda ( $BW$ ) y el valor de los componentes que forman la red. Una característica importante de estos arreglos es que al estar en resonancia proporcionan una transferencia máxima de energía lo cual reduce al máximo las pérdidas por atenuación durante la etapa de filtrado.

Se dice que un circuito o una red está en resonancia o es resonante cuando su energía magnética es igual a su energía eléctrica, en consecuencia la parte imaginaria de su impedancia, también llamada reactancia, es igual a cero. Esto quiere decir que presenta un comportamiento puramente resistivo (ecuaciones 1.14, 1.15 y 1.16). La máxima transferencia de energía se da por encontrarse la corriente y el voltaje en fase.

$$Z = R + j \left[ \omega L - \frac{1}{\omega C} \right] \quad \dots(1.14)$$

$$\frac{j}{\omega C} = j\omega L \quad \dots(1.15)$$

$$\therefore Z = R \quad \dots(1.16)$$

### 1.3.1 CIRCUITO RESONANTE PARALELO

Una primera aproximación del circuito resonante paralelo se presenta en la siguiente figura:

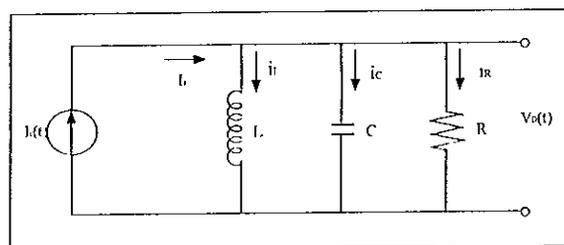


Figura 1.3.1 Circuito Resonante Paralelo

La función de transferencia que modela al circuito anterior, obtenida a partir de las admitancias de los elementos, es:

$$\frac{V_o(s)}{I_i(s)} = \frac{\frac{1}{C}s}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC}} \quad \dots(1.17)$$

En la que la frecuencia central ( $w_0$ ) y el ancho de banda ( $BW$ ) son:

$$W_0^2 = \frac{1}{LC} \quad \dots(1.18)$$

y

$$BW = \frac{1}{RC} \quad \dots(1.19)$$

El factor de calidad  $Q$  de un circuito resonante paralelo queda definido como:

$$Q \approx \frac{w_0 \times 2w_a}{\frac{w_p}{seg}} \quad \dots(1.20)$$

donde:

$$w_a = w_e + w_m \quad \dots(1.21)$$

con:

$w_a$  = energía almacenada

$w_e$  = energía eléctrica

$w_m$  = energía magnética

$w_p/seg$  = energía de pérdidas por segundo

$w_0$  = frecuencia de resonancia

En particular, para este caso, el factor de calidad del circuito resonante paralelo se determina a partir de:

$$Q_{\text{filtro}} = \frac{R_p}{w_0 L} \quad \dots(1.22)$$

$R_p$  = resistencia en paralelo del circuito resonante

Para que el circuito pueda estar en resonancia, la función de transferencia debe tener polos complejos conjugados con parte real negativa (sistema subamortiguado). El valor de los polos se puede determinar resolviendo la ecuación de segundo orden del denominador de la ecuación (1.17); esto es:

$$P_{1,2} = -\frac{1}{2RC} \pm \frac{\sqrt{\left(\frac{1}{RC}\right)^2 - \frac{4}{LC}}}{2} \quad \dots(1.23)$$

Los polos complejos conjugados se obtiene cuando la raíz es negativa (menor que cero); es decir:

$$\left(\frac{1}{RC}\right)^2 - \frac{4}{LC} < 0 \quad \dots(1.24)$$

por lo tanto:

$$\left(\frac{1}{RC}\right)^2 < \frac{4}{LC} \quad \dots(1.25)$$

Si sustituimos (1.18) en (1.25) y despejamos a  $\omega_0$  la ecuación resultante es:

$$\frac{1}{2RC} < \omega_0 \quad \dots(1.26)$$

A partir de las ecuaciones (1.18) y (1.19), se obtienen los valores de los componentes R, L y C a la frecuencia central y el ancho de banda requeridos; solo se debe cuidar que se cumpla con la desigualdad de la ecuación (1.26) con la cual garantizamos que el sistema es subamortiguado.

### RESPUESTA EN FRECUENCIA

La respuesta en frecuencia es un análisis matemático, realizado a través de la función de transferencia del circuito, que nos permite visualizar el comportamiento de la magnitud y la fase del circuito en el dominio de la frecuencia; utilizando la ecuación (1.17), separamos los términos reales de los complejos como se muestra a continuación:

$$H(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{I_i(j\omega)} = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\left(-\frac{1}{\omega L} + \omega C\right)} \quad \dots(1.27)$$

La magnitud se define como la raíz cuadrada del cuadrado de la parte real más el cuadrado del módulo de la parte compleja por lo tanto, la magnitud del circuito queda como:

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{R}\right)^2 + \left(-\frac{1}{\omega L} + \omega C\right)^2}} \quad \dots(1.28)$$

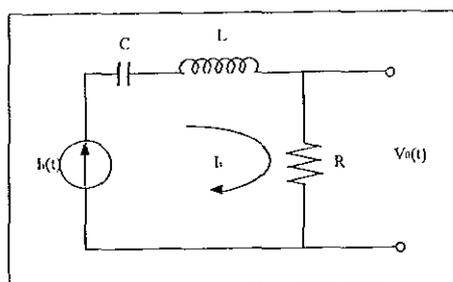
Del mismo modo, la fase se calcula como la tangente inversa del módulo de la parte compleja entre parte real, y se resta la del numerador menos la del denominador como lo muestra la siguiente ecuación:

$$\phi(j\omega) = 0 - \tan^{-1}\left(R\omega C - \frac{R}{\omega L}\right) \quad \dots(1.29)$$

En el apéndice A se muestra un análisis más detallado sobre el circuito resonante paralelo y el efecto de las resistencias en paralelo, así como un programa desarrollado en Matlab, que modela el comportamiento en fase y magnitud del arreglo del circuito resonante paralelo propuesto, además de la simulación del circuito correspondiente mediante la ayuda del simulador Pspice Design Center versión 5.3.

### 1.3.2 CIRCUITO RESONANTE SERIE

Su análisis es muy similar al de el circuito resonante paralelo. La figura 1.3.2 nos ayuda a modelar al circuito resonante serie básico:



1.3.2 Circuito Resonante Serie

La función de transferencia que modela al circuito resonante serie es:

$$H(S) = \frac{S \frac{R}{L}}{S^2 + S \frac{R}{L} + \frac{1}{LC}} \quad \dots(1.30)$$

El ancho de banda ( $BW$ ) y la frecuencia central ( $w_0$ ) se determinan a través de:

$$w_0^2 = \frac{1}{LC} \quad \dots(1.31)$$

y

$$BW = \frac{R}{L} \quad \dots(1.32)$$

el factor de calidad se puede obtener a partir de la siguiente expresión como:

$$Q = \frac{w_0}{BW} \quad \dots(1.33)$$

o bien, si:

$$BW = \frac{R}{L} \left( \frac{C}{C} \right) = \frac{RC}{LC} \quad \dots(1.34)$$

pero  $\frac{1}{LC} = \omega_0^2$

$$\Rightarrow BW = RC\omega_0^2 \quad \dots(1.35)$$

$$\therefore Q = \frac{\omega_0}{BW} = \frac{1}{\omega_0 RC} \quad \dots(1.36)$$

Obsérvese que si la frecuencia es constante al igual que la capacitancia, el factor de calidad queda determinado por la resistencia total que presente el circuito resonante serie. Mientras más grande sea la resistencia, el factor de calidad disminuye. Por consiguiente podemos concluir que cualquier resistencia en serie disminuye el factor de calidad.

Como se planteo en el circuito resonante paralelo, el circuito puede estar en resonancia, si  $H(S)$  tiene polos complejos conjugados con parte real negativa. Para verificar esta condición, se obtiene la solución del polinomio de segundo orden del denominador de la transferencia:

$$P_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \frac{\sqrt{\left(\frac{R}{L}\right)^2 - \frac{4}{LC}}}{2} \quad \dots(1.37)$$

Para obtener la condición que nos proporcione la parte compleja conjugada, necesaria para que el sistema sea subamortiguado, obtenemos el intervalo de valores que hacen que el término dentro de la raíz sea negativo.

$$\left(\frac{R}{L}\right)^2 - \frac{4}{LC} < 0 \quad \dots(1.38)$$

despejando:

$$\left(\frac{R}{L}\right)^2 < \frac{4}{LC} \quad \dots(1.39)$$

Sustituyendo a (1.30) en (1.39):

$$\left(\frac{R}{L}\right)^2 < 4\omega_0^2 \quad \dots(1.40)$$

Finalmente:

$$\frac{R}{2L} < \omega_0 \quad \dots(1.41)$$

*RESPUESTA EN FRECUENCIA*

Multiplicando a la ecuación (1.29) por  $(\frac{L}{s})$  se llega a una ecuación como:

$$H(s) = \frac{R}{R + \left( sL + \frac{1}{sC} \right)} \quad \dots(1.42)$$

Cambiando del dominio de Laplace al de Fourier ( $S \rightarrow j\omega$ ), obtenemos una ecuación, como la (1.43), donde es fácil determinar las expresiones que determinan el comportamiento en magnitud y fase del circuito.

$$H(j\omega) = \frac{R}{R + j\left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right)} \quad \dots(1.43)$$

La magnitud y la fase se obtienen a partir de las ecuaciones (1.44) y (1.45) respectivamente, como se muestran a continuación:

$$|H(j\omega)| = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2}} \quad \dots(1.44)$$

$$\Phi_{H(j\omega)} = -\tan^{-1} \left( \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} \right) \quad \dots(1.45)$$

En el Apéndice A, se encuentra una explicación más a detalle de los circuitos resonantes.

# CAPÍTULO 2

## DISEÑO DE CIRCUITOS MEZCLADORES DE TIPO CONMUTADO

### 2.1 INTRODUCCIÓN

Los dispositivos que principalmente se utilizan para mezclar señales son: los diodos, los transistores de efecto de campo y los transistores bipolares de juntura.

El uso de los diodos en los circuitos mezcladores puede ser de dos tipos: en uno se ocupa su característica exponencial que los modela en una polarización en directa y en el otro se utiliza la propiedad de conmutación que tienen. Los más importantes son los fabricados a base de Silicio y recientemente los que se fabrican con Arseniuro de Galio, estos últimos manejan frecuencias muy altas como las microondas ya que aprovechan la mayor movilidad electrónica.

El proceso de conmutación se produce mediante el encendido y apagado del arreglo de diodos que se use y se controla a través del Voltaje del Oscilador Local ( $V_{OL}$ ). Por esta razón, la amplitud del  $V_{OL}$  debe ser lo suficientemente grande como para mantener a los diodos en un estado de encendido o apagado. Por comodidad y para facilitar el análisis matemático, la conmutación se plantea a través de una serie trigonométrica de Fourier en el tiempo.

En este tema no se analiza a fondo la arquitectura interna del diodo, sin embargo, si se retoman algunos aspectos importantes que definen su comportamiento específicamente dentro de la banda de RF.

## 2.2 ESTRUCTURA INTERNA DEL DIODO

Existen en el mercado una gran variedad de diodos, desde bulbos al vacío o de gas, hasta los diodos de juntura P-N, tales como los diodos rectificadores de potencia, diodos Zener, diodos Túnel, varactores, diodos emisores de luz, etc. Muchos dispositivos han ido desapareciendo debido a sus limitaciones en cuanto a costo, tamaño y capacidad de potencia (como ha estado ocurriendo con los bulbos) y han sido desplazados totalmente por los diodos de juntura P-N.

En la actualidad, las junturas P-N se encuentran presentes en la mayoría de los circuitos, gracias a su bajo costo, reducidas dimensiones, alto rendimiento, larga vida, fácil manejo, aceptables niveles de potencia y temperaturas de operación.

El diodo semiconductor o juntura P-N, es la base de casi todos los dispositivos de estado sólido, en este caso se presentan a nivel cualitativo algunos aspectos sobresalientes de su funcionamiento y construcción, lo cual permitirá comprender su funcionamiento dentro de los circuitos mezcladores tipo conmutado.

### 2.2.1 PRINCIPIO DE OPERACIÓN

#### *Metales y Semiconductores.*

Por semiconductor podría entenderse como un material que no es ni un buen conductor ni un buen aislador. Presentan una estructura atómica cristalina, es decir, sus átomos se encuentran ordenados en una forma regular, constituyendo la red estructural del material.

Los elementos semiconductores más utilizados en la fabricación de dispositivos son el Silicio (Si) y el Germanio (Ge).

El enlace es del tipo covalente metálico, en el cual dos átomos comparten dos electrones de valencia sin estar fijos lo que les permite moverse con mayor libertad en todo el cristal.

Una característica fundamental que hace diferente a un semiconductor de un metal; es que en el primero la corriente es debida a un flujo de electrones libres y al de los electrones de enlaces que ocupan sucesivamente los lugares de los huecos, y en el segundo, la corriente es exclusivamente debida al flujo de electrones libres.

Los materiales semiconductores conducen las corrientes por medio de dos tipos de cargas, las negativas o electrones libres y las positivas o huecos.

Los semiconductores que se emplean en la fabricación de dispositivos electrónicos, se contaminan con impurezas para cambiar su resistividad, obteniéndose un semiconductor impuro o extrínseco. Estas impurezas pueden ser de dos tipos: impurezas portadoras e impurezas aceptadoras.

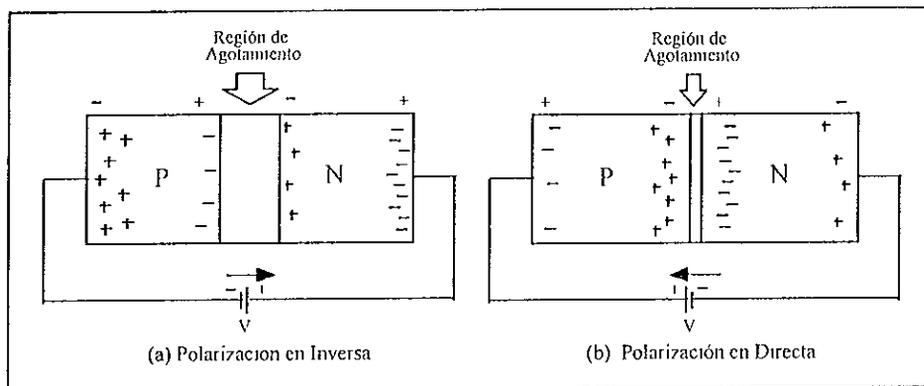
Las impurezas donadoras son elementos del grupo V de la Tabla Periódica de los Elementos, los cuales tienen 5 electrones de valencia, como el Fósforo, el Arsénico y el Antimonio que son los más comúnmente usados. Las impurezas se introducen en el cuerpo del cristal de silicio o germanio por medio de un proceso conocido con el nombre de difusión de estado sólido.

Cuando se contamina un material semiconductor con impurezas donadoras, el átomo de la impureza ocupa la posición de un átomo del semiconductor en el cristal y comparte cuatro de sus electrones de valencia con los cuatro átomos vecinos. El quinto electrón de valencia permanece unido al átomo de la impureza. La energía requerida para liberar este quinto electrón, es del orden de 0.01 eV para el germanio y 0.05 eV para el silicio. Puesto que la temperatura ambiente suministra una energía mayor al cristal (la mayoría de los materiales semiconductores muestran una reducción de la resistencia con el aumento de la temperatura por tener un coeficiente negativo de temperatura), todos los “quintos electrones” introducidos por las impurezas estarán libres. Como las impurezas donan un electrón libre al material, se les llama impurezas tipo donadoras y dado que se tiene un exceso de electrones, a estos se les denomina portadores mayoritarios (por estar en mayor número que los huecos, a los que se les nombra portadores minoritarios). Cuando el material tiene más electrones que huecos se le da el nombre de material tipo N, de negativo.

Por el contrario, cuando se contamina con impurezas del grupo III, como el Boro, el Galio y el Indio que tienen únicamente tres electrones de valencia compartidos con los átomos vecinos, le “sobra” un hueco; es decir, se crea un hueco, sin producir un electrón libre. Como el hueco introducido por las impurezas puede aceptar un electrón, se le llama impureza aceptadora, y por el hecho de contar con huecos en exceso se le denomina material tipo P, de positivo.

Si a una barra de semiconductor tipo N se le difunden impurezas aceptadoras en un extremo, con una concentración  $N_A$  mayor que la de  $N_D$  que tenía originalmente, el resultado es una juntura o unión P-N.

La principal característica de la juntura P-N o diodo semiconductor, es que permite fácilmente el flujo de corriente en un sentido y se opone al flujo en sentido contrario. Cuando se aplica una diferencia de potencial, tal que la región P sea más negativa que la N, se refuerza el campo interno para separar de la juntura a los portadores mayoritarios, incrementándose el ancho de la región vacía como se ve en la figura 2.2.1. (a).



**Figura 2.2.1** Tipos de polarización de la juntura P-N

Al no atravesar la juntura los portadores mayoritarios (electrones del material tipo N y huecos del material tipo P), la corriente obtenida es mínima y se debe principalmente al flujo de electrones de la región P y de los huecos de la N, quienes son los únicos que pueden atravesar la juntura.

Esta corriente debida a los portadores minoritarios se llama corriente de saturación  $I_s$  y es prácticamente independiente de la magnitud del voltaje aplicado siempre y cuando no se sobrepase un valor máximo permisible. En estas condiciones, se dice que el diodo está polarizado en inversa.

Cuando el voltaje aplicado es tal que la región P es más positiva que la N, se contrarresta el campo eléctrico interno, provocando que los portadores mayoritarios puedan circular a través de la juntura, dando origen a una corriente considerable. En este caso se dice que el diodo está polarizado en directa como se ve en la figura 2.2.1.(b).

Generalmente, el diodo es usado dentro de estas dos regiones de operación, para aplicaciones donde se requiera de la conmutación de señales.

La ecuación que describe con mayor precisión el comportamiento real del diodo para un polarización en directa es.

$$i_D = I_s \left[ e^{\left( \frac{V_D}{nV_T} \right)} - 1 \right] \quad \dots(2.1)$$

donde:

$$V_T = \frac{kT}{q} = \text{“Voltaje Térmico”}$$

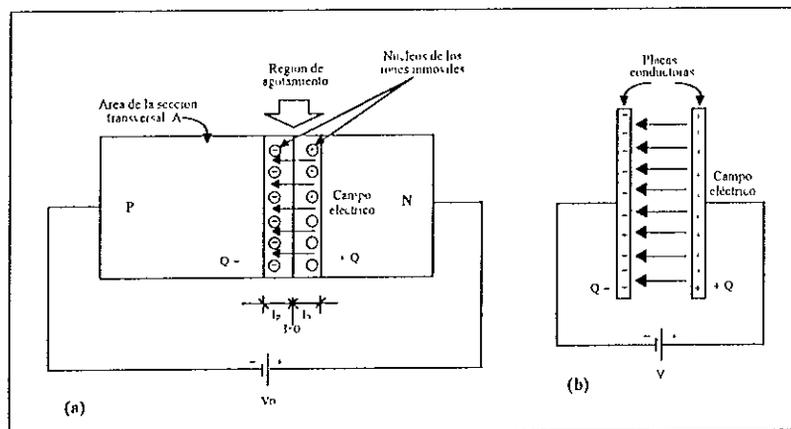
$n = \text{Parámetro Experimental, } 1 \leq n \leq 2 \text{”}$

### 2.2.2 CARACTERÍSTICAS EN ALTA FRECUENCIA (RF)

Aparentemente el funcionamiento de la juntura P-N no se ve modificado substancialmente al ser utilizada en corte y saturación (conmutación), pero la verdad es que sí; los principales efectos que se presentan son los capacitivos e inductivos que para un análisis de respuesta en frecuencia afectan significativamente al sistema.

Los efectos capacitivos dentro del diodo pueden ser de dos tipos: las capacitancias de encapsulado o de interconexión y las de unión o de juntura. De las primeras, podemos decir que se forman en las conexiones externas del dispositivo. La mayoría de estas capacitancias están definidas en paralelo con tierra, asociadas con las pistas del circuito impreso o por los alambres de las terminales del mismo dispositivo. Normalmente se identifican por subíndices que indican las terminales a través de las cuales es detectada. Su valor, normalmente es estimado a partir de la geometría de la ubicación física del dispositivo o medida en un circuito real generalmente son de valor pequeño (del orden de los picofarads).

En el caso particular de una juntura P-N, la capacitancia parásita que se presenta tanto en inversa como en directa. No es despreciable y se debe a la región de agotamiento que se forma cuando se polariza al dispositivo. Para una polarización en inversa, el efecto capacitivo se puede ilustrar usando la figura 2.2.2(a) y (b):



**Figura 2.2.2** (a) Campo eléctrico de la unión P-N en inversa  
(b) Capacitor de dos placas

Para un capacitor como el de la figura 2.2.2 (b), la carga en las placas se define como  $Q_+ = CV$  y  $Q_- = -CV$  (donde  $Q$  es la carga,  $C$  la capacitancia total de la placa y  $V$  el voltaje aplicado).

En una unión P-N con polarización en inversa (figura 2.2.2 (a)), la carga total de la región de agotamiento se encuentra dado por:

$$Q_+ = qN_D l_N A \quad \dots(2.2)$$

$$Q_- = -qN_A l_P A \quad \dots(2.3)$$

donde:

$q$  = carga unitaria

$N_D$  = concentración de donantes

$N_A$  = concentración de aceptadores

$l_N$  = ancho de la mitad derecha de la región de agotamiento

$l_P$  = ancho de la mitad izquierda de la región de agotamiento

$A$  = área de la sección transversal de la unión P-N

En el centro de la unión  $Q$  es proporcional al campo eléctrico igual que en el capacitor. Un cambio en el voltaje aplicado a la unión causa una variación proporcional en  $Q$ . La capacitancia en una juntura P-N polarizada en inversa está dada por<sup>3</sup>:

$$C_j = k_j (\Psi_0 - V_D)^{-n} \quad \dots(2.4)$$

donde

$\Psi_0$  es un parámetro del material semiconductor

$V_D$  es el voltaje en inversa aplicado

$k_j$  es una constante determinada a partir de la concentración de electrones y huecos

$n$  es un número que va desde  $\frac{1}{3}$  hasta 4

Esta característica capacitiva es utilizada en circuitos de oscilación de alta frecuencia, en los que a través del voltaje de polarización se puede controlar la frecuencia como en el caso del diodo varactor usado para modular en frecuencia (FM).

Cuando se aplica una polarización en directa, la capacitancia causada por la región de agotamiento aún se encuentra presente pero, otra capacitancia llamada de difusión, de carga o almacenamiento se vuelve más significativa. Esta capacitancia tiene su origen del flujo de corriente que atraviesa a la unión P-N cuando se inyectan los huecos del lado P hacia N y los electrones de N a P. Este efecto capacitivo se puede determinar de manera aproximada por<sup>4</sup>:

$$C_d = k_d I_s e^{\frac{-V_D}{nV_T}} \approx k_d i_D \quad \dots(2.5)$$

donde

$k_d$  es una constante que depende de la geometría del dispositivo

$i_D$  es la corriente del diodo

<sup>3</sup> Microelectrónica: Circuitos y Dispositivos. Mark N. Horowitz Prentice Hall, pag 566

<sup>4</sup> Microelectrónica: Circuitos y Dispositivos. Mark N. Horowitz Prentice Hall, pag 570

Con lo visto hasta ahorita, el modelo del diodo que incluye los efectos en RF se muestra en la siguiente figura:

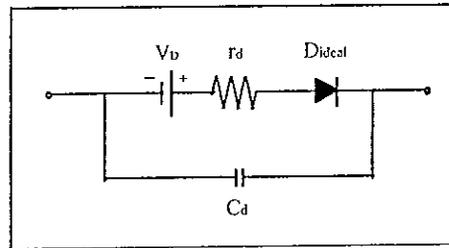


Figura 2.2.3 Modelado del diodo para RF

La fuente  $V_D$  es quien modela al voltaje de encendido del diodo (generalmente  $V_D$  es igual a  $0.7V$  para un diodo de silicio o  $0.3V$  para uno de germanio),  $r_d$  es la resistencia que se presenta a través de la juntura P-N y  $C_d$  es la capacitancia parásita de difusión en la juntura. El arreglo RC que se forma en el diodo determina el tiempo de retardo en la conmutación.

El efecto capacitivo se hace más significativo para las altas frecuencias que para las bajas como lo muestra la ecuación (2.6):

$$X_C = \frac{1}{j\omega C} \quad \dots(2.6)$$

Las inductancias parásitas se deben principalmente a los alambres y pistas mediante los cuales se conecta el dispositivo y como sabemos, una trayectoria cerrada de conducción se comporta como bobina de una sola espira con un valor proporcional al área que encierra. En altas frecuencias, como se generan corrientes grandes, entonces los voltajes serán también significativos. Otro fenómeno que pudiera presentarse es el del acoplamiento entre inductancias parásitas (inductancias mutuas) como en un transformador y que puede causar una transferencia de señales no deseadas a través de distintas partes del circuito.

Generalmente los efectos inductivos no son considerados en el modelo del diodo para RF porque dependen directamente del circuito físico y en la mayoría de los casos solo se pueden cuantificar mediante sofisticados aparatos como lo son los analizadores de redes.

Dentro del análisis matemático, los efectos inductivos y capacitivos no son considerados; sin embargo para el diseño si son importantes, principalmente en la elección del dispositivo correcto.

### 2.3 MEZCLADOR TIPO CONMUTADO SIMPLE (CON DOS DIODOS)

La característica de no linealidad y de conmutación de diodos a menudo son usadas para mezclar señales, particularmente a altas frecuencias. Como por ejemplo, el siguiente mezclador de tipo conmutado con 2 diodos (figura 2.3.1):

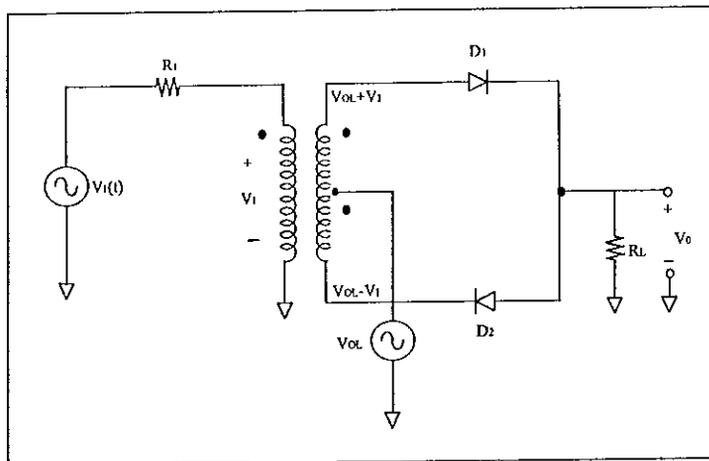


Figura 2.3.1 Mezclador tipo conmutado con dos diodos

Donde el oscilador local es una señal constante de amplitud  $V_{OL}$  lo suficientemente grande para controlar el encendido y apagado de los diodos. La señal  $V_i$  es la señal de entrada cuya amplitud es menor que la del oscilador local de manera que, el diodo  $D_1$  conduce y  $D_2$  se apaga cuando  $V_{OL}$  es positiva; cuando  $V_{OL}$  es negativa el diodo  $D_2$  conduce mientras que  $D_1$  permanece apagado. Despreciando la caída en los diodos el voltaje a la salida sería:

$$V_0 = V_{OL} + V_i \quad \text{para} \quad V_L > 0 \quad \dots(2.7)$$

y

$$V_0 = V_{OL} - V_i \quad \text{para} \quad V_L < 0 \quad \dots(2.8)$$

Suponiendo que se trata de un transformador ideal, podemos obtener el siguiente circuito equivalente (figura 2.3.2):

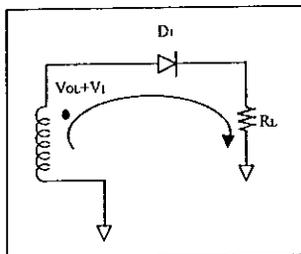
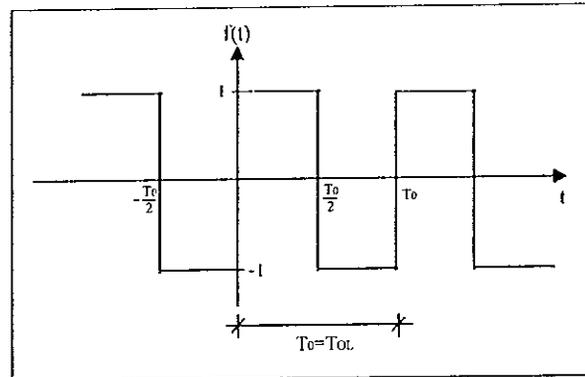


Figura 2.3.2 Circuito equivalente del mezclador tipo conmutado con dos diodos

De este modo, la salida estará formada por la señal del oscilador local más la señal de entrada  $V_i$  conmutada por 180 grados a la frecuencia del oscilador local. Se ve claramente que este comportamiento lo definen las ecuaciones (2.7) y (2.8), y que pueden cambiarse por:

$$V_o = V_{OL} + P(t)V_i \quad \dots(2.9)$$

El efecto de la conmutación en los diodos  $P(t)$ , puede ser representado mediante una señal cuadrada como la mostrada en la siguiente figura:



**Figura 2.3.3** Conmutación en los diodos del mezclador

Esto define a la función de la siguiente manera:

$$P(t) = -1 \text{ para cuando } V_{OL} < 0 \quad \dots(2.10)$$

y

$$P(t) = 1 \text{ para cuando } V_{OL} > 0 \quad \dots(2.11)$$

Por la forma que presenta la señal de la figura 2.3.3, se puede representar mediante su serie trigonométrica de Fourier como:

$$P(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\text{sen}[(2n-1)\omega_0 t]}{2n-1} \quad \dots(2.12)$$

(en el apéndice B se demuestra la ecuación (2.12) que modela a  $P(t)$ )

Suponiendo, por comodidad, que la señal del oscilador local  $V_{OL}$  y la señal de entrada  $V_i$  presentan un comportamiento definido por:

$$V_{OL} = V_{OL} \text{ sen } (\omega_{OL} t) \quad \dots(2.13)$$

$$V_i = V_i \text{ sen } (\omega_i t) \quad \dots(2.14)$$

Debido a que el efecto de la conmutación de la figura 2.3.3 corresponde a la señal del oscilador local, se asume que  $V_{OL} = 1$ .

Sustituyendo las ecuaciones (2.12), (2.13) y (2.14) en (2.9):

$$V_0 = V_{OL} \text{sen}(w_{OL}t) + \left[ \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\text{sen}[(2n-1)w_0t]}{2n-1} \right] \text{sen}(w_i t) \quad \dots(2.15)$$

Utilizando la identidad trigonométrica  $A \text{sen} \alpha \times B \text{sen} \beta = \frac{AB}{2} [\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)]$  para desarrollar la ecuación obtenemos que:

$$V_0 = \underbrace{V_{OL} \text{sen}(w_{OL}t)}_{\text{Señal del Oscilador Local}} + \underbrace{\frac{2V_i}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos[(2n-1)w_{OL} - w_i]t - \cos[(2n-1)w_{OL} + w_i]t}{2n-1}}_{\text{Señales adicionales}} \quad \dots(2.16)$$

En el caso de un circuito modulador, esta ecuación nos proporciona directamente las componentes espectrales derivadas de la mezcla de la señal portadora y moduladora ( $w_{OL}$  y  $w_i$ ). Por ejemplo si evaluamos hasta  $n=2$ :

$$V_0 = V_{OL} \cos(w_{OL})t + \frac{2V_i}{\pi} [\cos(\pm w_i)t - \cos(2w_{OL} \pm w_i)t] \quad \dots(2.17)$$

$$+ \frac{2V_i}{3\pi} [\cos(2w_{OL} \pm w_i)t - \cos(4w_{OL} \pm w_i)t] + \dots$$

Como puede verse, se obtienen las bandas laterales de la señal modulada en amplitud más un número infinito de armónicas, pero también es cierto que la señal portadora está presente con una magnitud mayor. Esto dificulta la etapa de filtrado al encontrarse muy cercanas las componentes espectrales tanto de las bandas laterales como la portadora.

Para un circuito demodulador por ejemplo,  $V_i = V_{AM}$  y  $w_i$  corresponde a una de las bandas laterales de la señal de AM, es decir:

$$w_i = w_{OL} \pm w_m \quad \dots(2.18)$$

donde  $w_m$  es la frecuencia correspondiente a la señal modulada.

Sustituyendo a la ecuación (2.18) en (2.16) y evaluando hasta  $n=2$  tenemos:

$$V_0 = V_{OL} \cos(w_{OL})t + \frac{2V_i}{\pi} [\cos(\pm w_m)t - \cos(2w_{OL} \pm w_m)t] \quad \dots(2.19)$$

$$+ \frac{2V_i}{3\pi} [\cos(2w_{OL} \pm w_m)t - \cos(4w_{OL} \pm w_m)t] + \dots$$

simplificando, recordando que la señal coseno es par:

$$V_o = V_{OL} \cos(w_{OL})t + \frac{4V_i}{\pi} \cos(w_m)t + \dots(2.20)$$

$$\frac{4V_i}{3\pi} \cos(2w_{OL} \pm w_m)t + \frac{4V_i}{15\pi} \cos(4w_{OL} \pm w_m)t + \dots$$

El primer término de la ecuación (2.20) carece de interés para nosotros al contener únicamente la componente correspondiente al oscilador local; sin embargo, a partir del segundo término, empiezan a aparecer, como consecuencia de la sumatoria, un número infinito de términos, derivados de la multiplicación. Entre las señales que se generan sobresalen la segunda y cuarta armónica así como la señal moduladora (en el caso de un circuito demodulador) o las armónicas y las bandas laterales (para cuando se trata de un circuito modulador).

La distribución espectral obtenida sería como la mostrada en la siguiente figura:

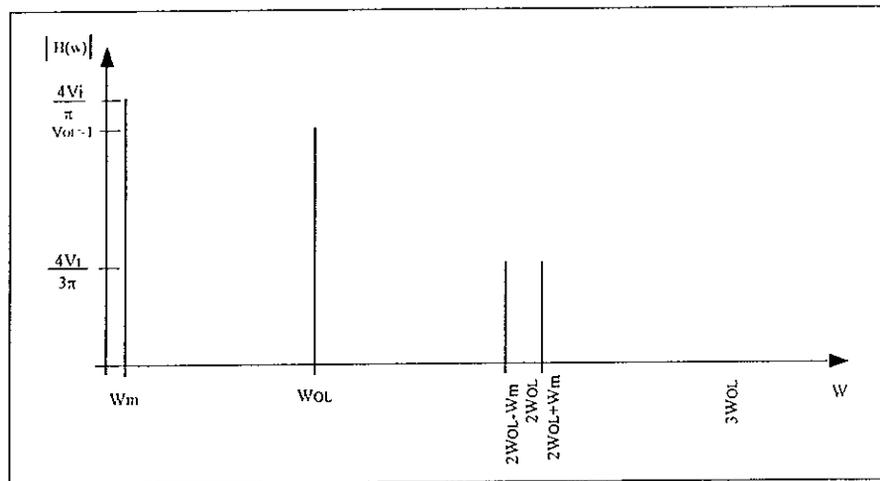


Figura 2.3.4 Espectro en frecuencia del mezclador tipo conmutado simple

En la figura 2.3.4 y la ecuación (2.20), puede verse a la señal del oscilador local presente a la salida. Aunque para un circuito demodulador  $V_{OL}$  no se encuentra cerca a la señal demodulada ( $\omega_m$ ), para un circuito modulador sí afecta. Una forma de eliminarlo sería usando un circuito alterno como el Mezclador Doblemente Balanceado que se presenta más adelante.

Lo que restaría sería seleccionar al término de interés para proceder a eliminar todas las señales no deseadas, observando el efecto del filtro sobre las demás componentes que aparecen en el espectro en frecuencia. Para la realización de este análisis, se hace uso de las funciones modificadas de Bessel.

Las funciones modificadas de Bessel nos permiten obtener el valor de la corriente presente en el diodo, a través de sumatorias que representan su comportamiento exponencial; esto es:

$$e^{\alpha \cos \theta} = I_0(\alpha) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n(\alpha) \cos n\theta \quad \dots(2.21)$$

donde:

$$I_n(\alpha) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{\alpha \cos \theta} \cos n\theta \, d\theta \quad \dots(2.22)$$

para n=1,2,3,.....

Con fines prácticos reducimos a la expresión que modela al funcionamiento del diodo a:

$$i_D = I_{Dssat} e^{\frac{V_D}{V_T}} \quad \dots(2.23)$$

en la cual:

$$V_D = V_{OL} + V_{AM} \quad \dots(2.24)$$

con:

$$V_{OL} = V_{OL} \cos(w_{OL})t$$

$$V_{AM} = V_{AM} \cos(w_{OL} \pm w_m)t$$

por lo tanto:

$$i_D = I_{Dssat} e^{\frac{V_{OL} \cos(w_{OL})t + V_{AM} \cos(w_{OL} \pm w_m)t + V_{CD}}{V_T}} \quad \dots(2.25)$$

De la expresión (2.25) se desprende que:

$$x = \frac{V_{OL}}{V_T} \quad \dots(2.26)$$

y

$$y = \frac{V_{AM}}{V_T} \quad \dots(2.27)$$

Sustituyendo en (2.25) las funciones modificadas de Bessel (2.21) para (x) y (y) tenemos que:

$$i_D = I_{Dssat} e^{\frac{V_{CD}}{V_T}} \times \left[ I_0(x) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n(x) \cos n(w_{OL})t \right] \quad \dots(2.28)$$

$$\times \left[ I_0(y) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n(y) \cos n(w_{OL} \pm w_m)t \right]$$

Multiplicando término a término a la ecuación (2.28) hasta un valor de n=1 (por ser los términos más representativos):

$$i_D = I_{Dssat} e^{\frac{V_{CD}}{V_T}} \times \left[ I_0(x)I_0(y) + 2I_0(x)I_1(y) \cos(w_{OL})t + 2I_0(y)I_1(x) \cos(w_{OL} \pm w_m)t \right. \quad \dots(2.29)$$

$$\left. + 2I_1(x)I_1(y) \cos(2w_{OL} \pm w_m)t + 4I_1(x)I_1(y) \cos(w_m)t \right]$$

Los términos de la corriente correspondiente a cada frecuencia de operación se desprenden directamente de la ecuación (2.29) como lo muestran las siguientes expresiones.

Para la componente de directa:

$$i_{CD} = I_{Dsat} e^{\frac{V_{CD}}{V_T}} I_0(x) I_0(y) \quad \dots(2.30)$$

si despejamos a  $I_0(x)$  de la ecuación (2.30) tenemos:

$$I_0(x) = \frac{I_{CD}}{I_{Dsat} e^{\frac{V_{CD}}{V_T}} I_0(y)} \quad \dots(2.31)$$

despejando nuevamente de (2.30) ahora a  $I_0(y)$ :

$$I_0(y) = \frac{I_{CD}}{I_{Dsat} e^{\frac{V_{CD}}{V_T}} I_0(x)} \quad \dots(2.32)$$

despejando a  $I_{Dsat}$  de (2.30) finalmente obtenemos:

$$I_{Dsat} = \frac{I_{CD}}{e^{\frac{V_{CD}}{V_T}} I_0(x) I_0(y)} \quad \dots(2.33)$$

El término correspondiente a la frecuencia de la señal de AM es:

$$i_D|_{w=w_{OL} \pm w_m} = 2I_{Dsat} I_0(x) I_1(y) \quad \dots(2.34)$$

sustituyendo a (2.31) en (2.34):

$$i_D|_{w=w_{OL} \pm w_m} = 2I_{CD} \frac{I_1(y)}{I_0(y)} \quad \dots(2.35)$$

El del Oscilador Local es:

$$i_D|_{w=w_{OL}} = 2I_{Dsat} I_1(x) I_1(y) \quad \dots(2.36)$$

sustituyendo a (2.32) en (2.36):

$$i_D|_{w=w_{OL}} = 2I_{CD} \frac{I_1(x)}{I_0(x)} \quad \dots(2.37)$$

La corriente a la frecuencia  $2w_{OL} \pm w_m$  es:

$$i_D|_{w=2w_{OL} \pm w_m} = 2I_{Dcat} I_1(x) I_1(y) \quad \dots(2.38)$$

sustituyendo a (2.33) en (2.38):

$$i_D|_{w=2w_{OL} \pm w_m} = 2I_{CD} \frac{I_1(x) I_1(y)}{I_0(x) I_0(y)} \quad \dots(2.39)$$

El término que determina la corriente a la frecuencia  $w_m$  se determina mediante:

$$i_D|_{w=w_m} = 4I_{Dcat} I_1(x) I_1(y) \quad \dots(2.40)$$

sustituyendo a (2.33) en (2.40)

$$i_D|_{w=w_m} = 4I_{CD} \frac{I_1(x) I_1(y)}{I_0(x) I_0(y)} \quad \dots(2.41)$$

Los valores de  $I_0(x)$ ,  $I_0(y)$ ,  $I_1(x)$  e  $I_1(y)$  se obtienen a través de las expresiones (2.42), (2.43), (2.44) y (2.45) que se muestran a continuación:

$$I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{x \cos(w_m)t} dt \quad \dots(2.42)$$

$$I_0(y) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{y \cos(w_m)t} dt \quad \dots(2.43)$$

$$I_1(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{x \cos(w_m)t} \cos(w_m)t dt \quad \dots(2.44)$$

$$I_1(y) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{y \cos(w_m)t} \cos(w_m)t dt \quad \dots(2.45)$$

Una vez conocidos los valores correspondientes a  $I_1(x)$ ,  $I_1(y)$ ,  $I_0(x)$  e  $I_0(y)$ , se sustituye en las ecuaciones correspondientes y se multiplica por la impedancia de salida que se presenta a cada frecuencia.

De esta manera se calculan los voltajes finales que presentará cada componente del espectro en frecuencia final (considerando, incluso, el efecto del filtro). Es importante aclarar que con base en el voltaje de encendido del diodo ( $V_{CD}$ ) se obtiene  $I_{CD}$  de las hojas de especificaciones.

### 2.4 MEZCLADOR TIPO CONMUTADO DOBLEMENTE BALANCEADO

Una alternativa de los circuitos mezcladores de tipo conmutado simples es el *mezclador conmutado con 4 diodos* como el que se muestra a continuación:

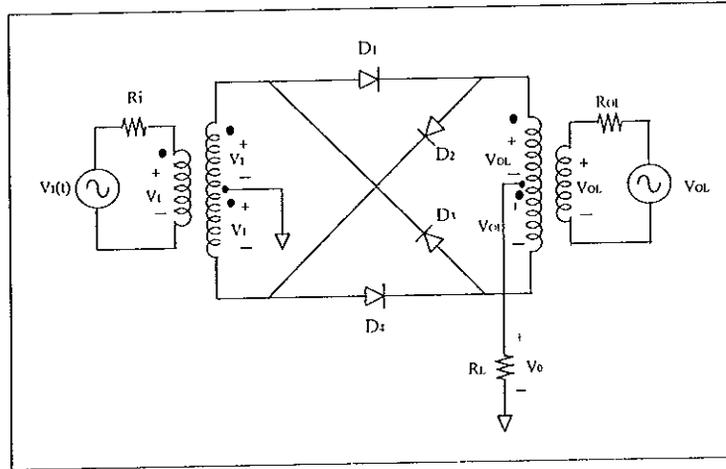


Figura 2.4.1 Mezclador tipo conmutado doblemente balanceado

Suponiendo nuevamente que se trabaja con transformadores ideales y que  $V_{OL} > V_i$ , se presentan dos casos: el primero cuando  $V_{OL} > 0$  y el segundo cuando  $V_{OL} < 0$  para la misma señal de entrada que para el mezclador balanceado simple. En el primer caso, los diodos  $D_2$  y  $D_4$  conducen mientras que  $D_1$  y  $D_3$  permanecen apagados; el circuito equivalente se muestra a continuación:

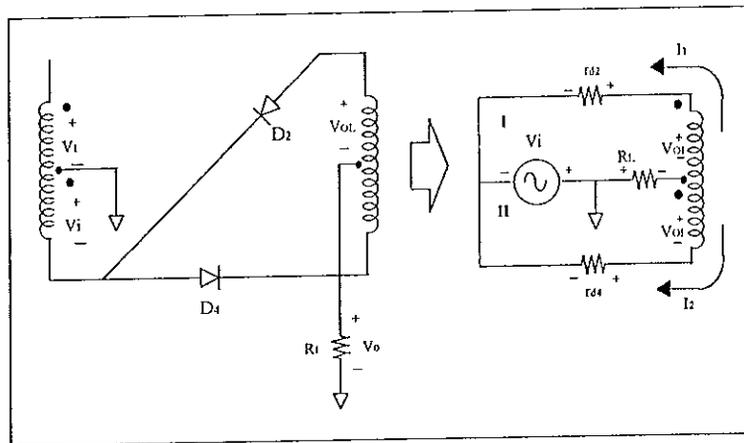


Figura 2.4.2 Circuito equivalente para cuando  $V_{OL} > 0$

Para el segundo caso, se presenta algo similar, solo que ahora  $D_1$  y  $D_3$  conducen en tanto que  $D_2$  y  $D_4$  permanecen apagados como lo muestra el siguiente circuito equivalente:

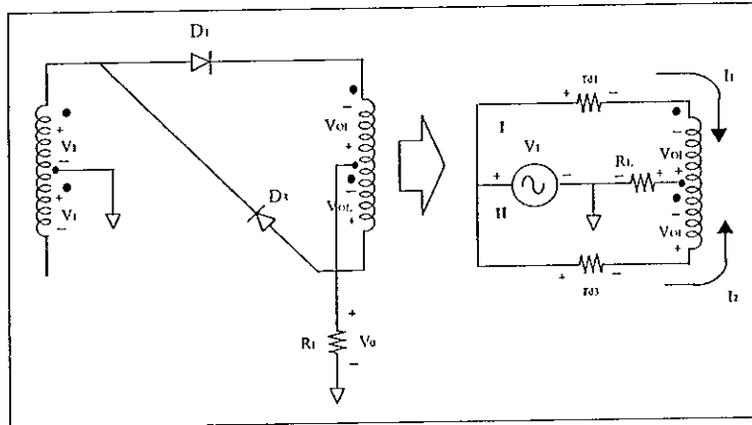


Figura 2.4.3 Circuito equivalente para cuando  $V_{OL} < 0$

De la figura 2.4.2, que modela al primer caso, las ecuaciones de las mallas **I** y **II**, con respecto a  $V_i$  son:

$$V_i = (I_1 + I_2)R_L + I_1 r_d - V_{OL} \quad \text{malla 1} \quad \dots(2.46)$$

$$V_i = (I_1 + I_2)R_L + I_1 r_d + V_{OL} \quad \text{malla 2} \quad \dots(2.47)$$

Es importante aclarar que el  $V_{OL}$  únicamente está proporcionando el voltaje de conmutación en los diodos, mientras que el resto del análisis se hace con respecto a  $V_i$ , y de ahí el sentido de las corrientes propuestas.

Si se suman simultáneamente las ecuaciones (2.46) y (2.47):

$$2(I_1 + I_2)R_L + (I_1 + I_2)r_d = 2V_i \quad \dots(2.48)$$

despejando a  $V_i$  y factorizando a  $(I_1+I_2)$ :

$$(I_1 + I_2)\left(R_L + \frac{r_d}{2}\right) = V_i \quad \dots(2.49)$$

suponiendo que  $(I_1+I_2)=I_i$  entonces:

$$\frac{V_i}{I_i} = R_L + \frac{r_d}{2} \quad \dots(2.50)$$

como sabemos:

$$\frac{V_i}{I_i} = Z_i \Rightarrow Z_i = R_L + \frac{r_d}{2} \quad \dots(2.51)$$

$Z_i$  es la impedancia vista desde  $V_i$  por lo que puede ser considerada como la impedancia de entrada. Generalmente  $R_L \gg r_d$  por lo tanto

$$Z_i \approx R_L \quad \dots(2.52)$$

Por otro lado, las condiciones de operación en  $R_L$ , se pueden determinar a través del análisis de las ramas que se muestran a continuación:

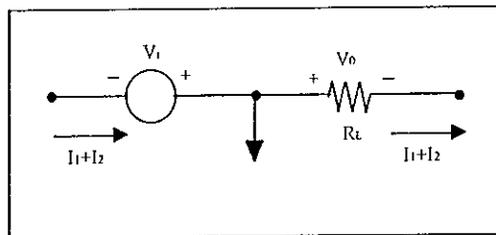


Figura 2.4.4 Rama de la resistencia  $R_L$  para cuando  $V_i > 0$

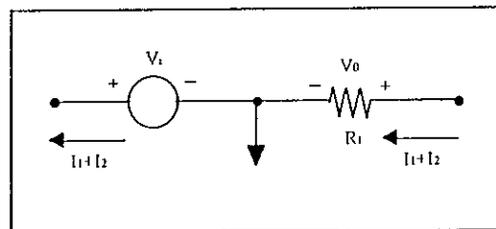


Figura 2.4.5 Rama de la resistencia  $R_L$  para cuando  $V_i < 0$

De donde se desprende que para el caso de la figura 2.4.4

$$-V_0 = R_L (I_1 + I_2) \quad \dots(2.53)$$

mientras que para la figura 2.4.5

$$V_0 = R_L (I_1 + I_2) \quad \dots(2.54)$$

Si despejamos de la ecuación (2.49) a  $(I_1+I_2)$  y lo sustituimos en (2.53):

$$-V_0 = R_L \times \frac{V_i}{R_L + \frac{r_d}{2}} \quad \dots(2.55)$$

Simplificando a (2.55):

$$V_0 = \frac{-R_L}{R_L + \frac{r_d}{2}} \times V_i \quad \dots(2.56)$$

por un proceso análogo al anterior, la expresión para la figura 2.4.5 considerando a  $V_i < 0$  sería:

$$V_0 = \frac{R_L}{R_L + \frac{r_d}{2}} \times V_i \quad \dots(2.57)$$

Dado que la señal de salida ( $V_0$ ) es proporcional al voltaje de entrada conmutado a la frecuencia del oscilador local, la ecuación completa de  $V_0$  se determina por las ecuaciones (2.56) y (2.57) como:

$$V_0 = \frac{R_L}{\left(R_L + \frac{r_d}{2}\right)} \times V_i \times P(t) \quad \dots(2.58)$$

$P(t)$  es la señal que modela a la conmutación de los diodos que causa la alternancia de signo en el término que contiene a  $R_L$ .

Si se modela a  $P(t)$  como una señal de alterna cuadrada igual que en el caso del mezclador de tipo conmutado sencillo, su representación en serie de Fourier está dada por:

$$P(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{[\text{sen}(2n-1)w_{OL}t]}{(2n-1)} \quad \dots(2.59)$$

Suponiendo que  $V_i = V_i \text{sen } w_i t$  y  $V_{OL} = V_{OL} \text{sen } w_{OL} t$  se tiene que:

$$V_0(t) = \frac{R_L}{R_L + \frac{r_d}{2}} \times \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{[\text{sen}(2n-1)w_{OL}t]}{(2n-1)} \times V_i \text{sen } w_i t \quad \dots(2.60)$$

resultando entonces :

$$V_0(t) = \frac{R_L}{R_L + \frac{r_d}{2}} \times \frac{2V_i}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos[(2n-1)w_{OL} - w_i]t - \cos[(2n-1)w_{OL} + w_i]t}{(2n-1)} \quad \dots(2.61)$$

De donde podemos concluir que un mezclador doblemente balanceado con transformadores ideales genera bandas laterales superior e inferior más un número infinito de frecuencias de orden superior (espurias) y además la señal  $V_{OL}$  ya no está presente a la salida.

Generalmente  $R_L \gg r_d$  por lo que podemos suponer que:

$$V_0 = \frac{2V_t}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos[(2n-1)\omega_{OL} - \omega_i]t - \cos[(2n-1)\omega_{OL} + \omega_i]t}{2n-1} \quad \dots(2.62)$$

En el caso de un circuito modulador, esta ecuación nos proporciona directamente las componentes espectrales derivadas de la mezcla de la señal portadora y moduladora (suponiendo que  $\omega_i$  fuera la frecuencia de la moduladora). Por ejemplo si evaluamos hasta  $n=2$ :

$$V_0 = \frac{2V_t}{\pi} [\cos(\omega_{OL} - \omega_i)t - \cos(\omega_{OL} + \omega_i)t] \\ + \frac{2V_t}{3\pi} [\cos(3\omega_{OL} - \omega_i)t - \cos(3\omega_{OL} + \omega_i)t] + \dots \quad \dots(2.63)$$

Como puede verse en esta última ecuación, se obtienen las bandas laterales de la señal de AM más un número infinito de armónicas y ya no aparece ninguna componente de la señal portadora como en el caso del mezclador de tipo conmutado simple que se vio anteriormente.

Para un circuito demodulador por ejemplo,  $\omega_i$  contiene la información tanto de la señal portadora como de la moduladora (ecuación (2.18)).

Si sustituimos a la ecuación (2.18) en (2.63) y evaluando hasta  $n=2$  tenemos:

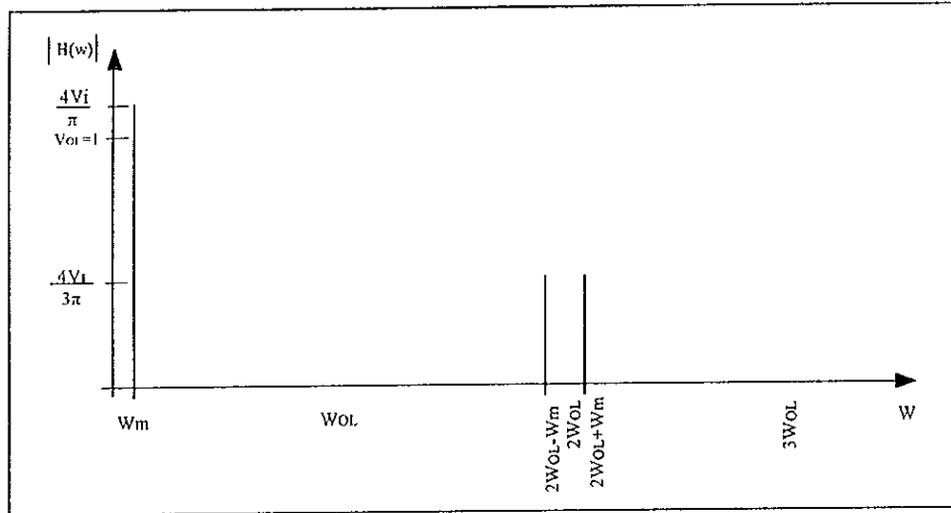
$$V_0 = \frac{2V_t}{\pi} [\cos(\pm\omega_m)t - \cos(2\omega_{OL} \pm \omega_m)t] \\ + \frac{2V_t}{3\pi} [\cos(2\omega_{OL} \pm \omega_m)t - \cos(4\omega_{OL} \pm \omega_m)t] + \dots \quad \dots(2.64)$$

Recordando que la señal coseno es par y simplificando, tenemos:

$$V_0 = \frac{4V_t}{\pi} \cos(\omega_m)t + \frac{4V_t}{3\pi} \cos(2\omega_{OL} \pm \omega_m)t + \\ + \frac{4V_t}{15\pi} \cos(4\omega_{OL} \pm \omega_m)t + \dots \quad \dots(2.65)$$

A través de la sumatoria, es como aparecen un número infinito de frecuencias adicionales como las armónicas, que contienen a los términos de la señal de AM y del OL. Lo que resta es seleccionar al término de interés para proceder a filtrarlo y eliminar todas las señales no deseadas.

La distribución espectral obtenida sería como la mostrada en la siguiente figura:



**Figura 2.4.6** Espectro en frecuencia del circuito demodulador usando un Mezclador Doblemente Balanceado

Este tipo de mezcladores son comercialmente desarrollados compactos, baratos y abarcan el intervalo de las decenas de KHz hasta los Ghz. Sus excelentes características se deben a las técnicas modernas de fabricación, las cuales permiten construir diodos con propiedades casi idénticas.

Una desventaja con respecto a otros circuitos mezcladores es que sus *pérdidas de conversión* son más grandes. Estas pérdidas se pueden determinar a través de la relación entre la potencia de salida, con respecto a la de entrada y para ello debemos determinar primero a  $V_0|_{w=w_m}$  y  $V_{AM}$  como se muestra en el siguiente análisis:

Por ejemplo, si se está trabajando con la señal correspondiente a la señal demodulada, del primer término de la mezcla de la sumatoria (para  $n=1$ ), el  $V_0$  obtenido de (2.65) es:

$$V_0|_{w=w_m} = \frac{4V_i}{\pi(2n-1)} \Big|_{n=1} \Rightarrow V_0 = \frac{4V_i}{\pi} \quad \dots(2.66)$$

Suponiendo que se diseña para máxima transferencia de energía (MTP), entonces podemos asumir que  $Z_i = Z_0$ , y por lo tanto, según la ecuación (2.52)

$$Z_i = Z_0 = R_L \quad \dots(2.67)$$

A la potencia la podemos determinar a través de la ecuación (2.68) que se muestra a continuación:

$$P_0 = \frac{I_0^2}{R} \quad \dots(2.68)$$

Sustituyendo a la ecuación (2.65) en (2.68):

$$P_0 = \frac{16V_i^2}{\pi^2 R_L} \quad \dots(2.69)$$

De manera análoga,  $P_i$  está dado por:

$$P_i = \frac{V_i^2}{R_L} \quad \dots(2.70)$$

Así pues, la ganancia de conversión del mezclador doblemente balanceado es:

$$G = \frac{P_0|_{w=v_{OL} \pm w_i}}{P_i|_{w=w_i}} = \frac{16V_i^2 R_L}{V_i^2 R_L \pi^2} = \frac{16}{\pi^2} \quad \dots(2.71)$$

que en dB equivale a:

$$L = 10 \log \left( \frac{16}{\pi^2} \right) = 2.1 \text{ dB} \quad \dots(2.72)$$

Aunque se presenta una ganancia de conversión de aproximadamente 2 dB, en comparación con los otros mezcladores que se muestran más adelante, esta es la más pequeña. En el caso de que se tratara de un circuito modulador si se presentan unas pérdidas de aproximadamente -4 dB; este resultado se obtiene haciendo el mismo análisis pero utilizando la ecuación (2.38).

A la salida, se encuentra presente un circuito resonante paralelo, encargado de recuperar únicamente a la señal de interés; lo que hace que la resistencia equivalente sea  $R_L // R_f$ .

Debido a este circuito discriminante, la impedancia del circuito variará conforme a la frecuencia, modificando el valor de cada una de las componentes del espectro en frecuencia en cuanto a su magnitud. De la misma manera que como se hizo el análisis en el caso del circuito mezclador de tipo conmutado simple, aquí utilizamos nuevamente las ecuaciones modificadas de Bessel para obtener la corriente a la salida del arreglo de diodos a las diferentes frecuencias de operación para que una vez conocido este dato se multiplique por la impedancia correspondiente y se obtenga el voltaje final a la salida.

Como se puede ver en la figura 2.4.2, la corriente que viene de  $V_i$  vería a  $D_4$  en directa y a  $D_2$  en inversa, por lo cual podemos ver que para un semiciclo de  $V_{OL}$  se presentan dos corrientes de diodo, una positiva y otra negativa por lo tanto, utilizando a la ecuación (2.25) tendríamos:

$$i_D = I_{Dssat} e^{\frac{V_{D4}}{V_T}} + I_{Dssat} e^{\frac{-V_{D2}}{V_T}} \quad \dots(2.73)$$

$$i_{D4} = I_{Dssat} e^{\frac{V_{OL} \cos(w_{OL}t) + I_{V1} \cos(w_{OL} \pm w_m)t + I_{VD}}{V_T}} \quad \dots(2.74)$$

$$i_{D2} = I_{Dssat} e^{\frac{-I_{OL} \cos(w_{OL}t) - I_{V1} \cos(w_{OL} \pm w_m)t + I_{VD}}{V_T}} \quad \dots(2.75)$$

Realizando los productos a las ecuaciones (2.74) y (2.75) de manera similar a como se hizo con la ecuación (2.28) y haciendo la suma de manera simultánea entre ambas ecuaciones obtenemos:

$$e^{\frac{V_{OL}+V_{AM}}{V_T}} + e^{\frac{-V_{OL}-V_{AM}}{V_T}} = 2I_0(x)I_0(y) + 4I_1(x)I_1(y) [\cos(2w_{OL} \pm w_m)t + 2\cos(w_m)t] \quad \dots(2.76)$$

$$i_D = I_{Dsat} e^{\frac{V_{CD}}{V_T}} \left\{ 2I_0(x)I_0(y) + 4I_1(x)I_1(y) [\cos(2w_{OL} \pm w_m)t + 2\cos(w_m)t] \right\} \quad \dots(2.77)$$

De esta última expresión obtenemos los términos que nos ayudan a determinar el valor de la corriente a las diferentes componentes espectrales; esto es:

para la componente de CD:

$$I_{CD} = 2I_{Dsat} e^{\frac{V_{CD}}{V_T}} I_0(x)I_0(y) \quad \dots(2.78)$$

el término de la corriente correspondiente a la señal de AM es:

$$i_D \Big|_{w=2w_{OL} \pm w_m} = 4I_{Dsat} e^{\frac{V_{CD}}{V_T}} I_1(x)I_1(y) \quad \dots(2.79)$$

mientras que el de la señal demodulada está dado por:

$$i_D \Big|_{w=w_m} = 8I_{Dsat} e^{\frac{V_{CD}}{V_T}} I_1(x)I_1(y) \quad \dots(2.80)$$

Despejando de la ecuación (2.78) a  $I_{Dsat}$  y sustituyendo tanto en (2.79) como en (2.80) llegamos a las (2.81) y (2.82) que se presentan a continuación; dichas ecuaciones son las utilizadas para determinar el valor de la corriente a las diferentes frecuencias.

$$i_D \Big|_{w=2w_{OL} \pm w_m} = 2I_{CD} \frac{I_1(x)I_1(y)}{I_0(x)I_0(y)} \quad \dots(2.81)$$

$$i_D \Big|_{w=w_m} = 4I_{CD} \frac{I_1(x)I_1(y)}{I_0(x)I_0(y)} \quad \dots(2.82)$$

Los valores correspondientes a  $I_0(x)$ ,  $I_0(y)$ ,  $I_1(x)$  e  $I_1(y)$  se obtienen de la misma manera que como se hizo para el circuito mezclador tipo conmutado simple.

## 2.5 PROPUESTA INICIAL PARA EL DISEÑO DE MEZCLADORES DE TIPO CONMUTADO

Una aplicación práctica de los circuitos mezcladores la encontramos en los circuitos moduladores y demoduladores de señales. Pensando en uno de estos circuitos, podemos proponer la realización de un circuito capaz de recuperar la señal moduladora (de 300 KHz) de una señal de AM (con portadora igual a 200 MHz).

Como la frecuencia con la que se va a trabajar es relativamente alta, es necesario utilizar diodos de respuesta rápida, con efectos capacitivos mínimos que le permitan conmutar adecuadamente. En los manuales de los diferentes fabricantes, se busca al dispositivo más apropiado. En este caso conviene que los diodos sean apareados para que sus condiciones de operación sean similares y sus características internas presenten poco efecto en el proceso del mezclado. El diodo que se propone es el **BAV 99** de National Semiconductor<sup>5</sup>. Dentro de sus principales características tenemos:

Diodo de ultra rápida respuesta y alta conductancia  
 Voltaje inverso de trabajo: 70 V  
 Tiempo de recuperación: 6.0 ns  
 Corriente inversa: 2.5  $\mu$ A (a 70 V<sub>inversa</sub>)  
 Voltaje en directa: 715 mV (a I<sub>Directa</sub> = 1.0 mA)  
 Capacitancias: 1.5 pF (a V<sub>Directa</sub> = 0V y f = 1 MHz)  
 (En el Apéndice D se anexan las hojas de especificaciones)

Una vez conocidas las características de operación del dispositivo a emplear, se proponen los niveles de voltaje adecuados para cada una de las señales a mezclar, recordando que  $V_{OL} > V_{AM}$ .

Si  $V_{OL} = 1V$  y  $V_{AM} = 700mV$  estamos hablando de una relación 1:0.7 es decir, el  $V_{OL}$  es mayor que  $V_{AM}$  con lo cual se satisface la necesidad de que el voltaje del oscilador local sea mayor que el de AM.

$$V_{AM} = V_i = 700mV \text{ sen}(\omega_{OL} \pm \omega_m)t \quad [V]$$

$$f_{OL} = 200 \text{ MHz.}$$

$$f_m = 300 \text{ KHz}$$

$$\text{Amplitud: } 700mV_{M\acute{a}x}$$

$$V_{AM} = V_i = 700mV \text{ sen}(200 \text{ MHz} \pm 300 \text{ KHz})2\pi \quad [V]$$

$$V_{OL} = \text{sen}(\omega_{OL})t \quad [V]$$

$$f_{OL} = 200 \text{ MHz}$$

$$\text{Amplitud: } 1V$$

$$V_{OL} = \text{sen}(200 \text{ MHz})2\pi \quad [V]$$

<sup>5</sup> National Semiconductor: National Discrete; Diode, Bipolar Transistor and JFET products. pag. 3-20 a 3-22

### 2.5.1 DISEÑO DEL CIRCUITO MEZCLADOR TIPO CONMUTADO SIMPLE

La idea es realizar un circuito práctico, donde se pueda comprobar o mostrar el mayor número de características de un circuito mezclador con dos diodos. Como se ha planteado, la propuesta es hacer un demodulador, donde la frecuencia del oscilador local es igual a la de la portadora para poder realizar una demodulación síncrona o coherente; por lo tanto  $f_{OL} = 200$  Mhz; para discriminar las frecuencias no deseadas, la propuesta es usar un circuito resonante paralelo como lo muestra la siguiente figura:

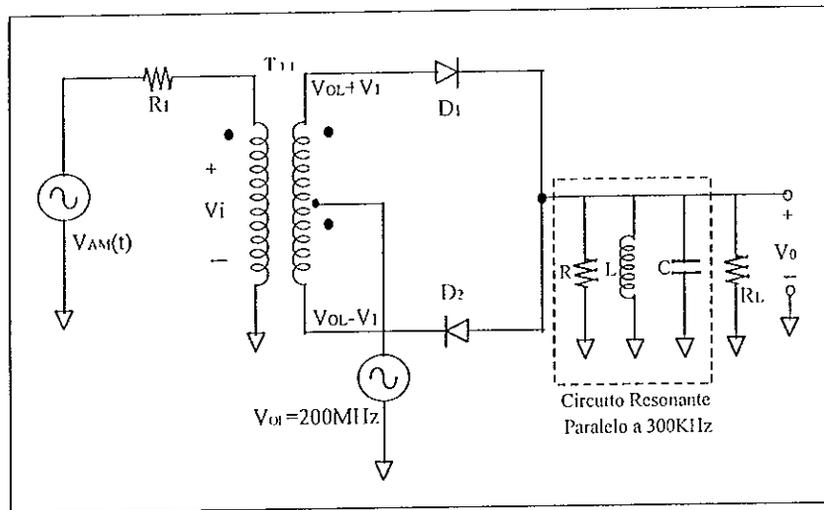


Figura 2.5.1 Propuesta inicial de diseño del Mezclador Conmutado con dos diodos (balance simple)

#### *Análisis en ca*

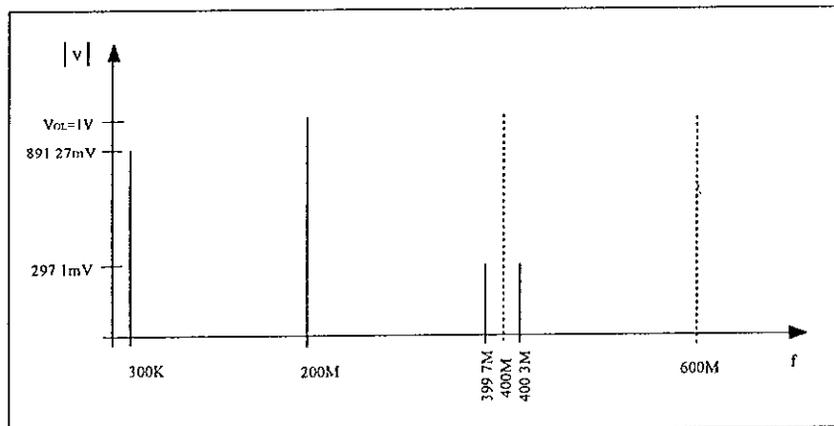
El análisis en *ca* es directo, solo basta con sustituir los valores de la propuesta de diseño en las ecuaciones (2.19) y diseñar el filtro a la frecuencia adecuada.

$$V_0 = 1V \text{ sen}(w_{OL})t + 445.63mV [\cos(\pm w_m)t - \cos(2w_{OL} \pm w_m)t] + 148.54mV [\cos(2w_{OL} \pm w_m)t - \cos(4w_{OL} \pm w_m)t] + \dots$$

simplificando, como lo sugiere la ecuación (2.20), tenemos que:

$$V_0 = 1V \text{ sen}(w_{OL})t + 891.27mV \cos(w_m)t + 297.1mV \cos(2w_{OL} \pm w_m)t + 178.25mV \cos(4w_{OL} \pm w_m)t + \dots$$

En tanto que el espectro en frecuencia resultante es:



**Figura 2.5.2** Espectro en frecuencia del mezclador tipo conmutado de dos diodos

En un demodulador, lo importante es recuperar a la señal moduladora ( $w_m$ ), pero como vemos en la última ecuación y en la figura 2.5.2, aparecen, además de esta señal, a otras señales derivadas de la mezcla. Para discriminar a todas las señales no deseadas, podemos utilizar un circuito resonante paralelo con frecuencia de resonancia igual a la frecuencia de la señal moduladora. Adicionalmente podemos proponer, dependiendo de nuestras necesidades, el ancho de banda, si las señales producto de la mezcla se encuentran muy cercanas el ancho de banda debe ser mucho más angosto que cuando no se tiene este problema.

Los valores de los elementos correspondientes a la plantilla de diseño del circuito resonante se proponen para un filtro de banda angosta, por lo tanto:

$$f_0 = 300 \text{ KHz}$$

$$BW = 0.1 f_0 = 30 \text{ KHz}$$

Sustituyendo estos datos en las ecuaciones (1.19) y (1.20) y si proponemos que  $C_f = 4.7 \text{ nF}$ , el inductor puede calcularse directamente de la siguiente manera:

$$L = \frac{1}{W_0^2 \times C} = \frac{1}{(300 \times 10^3 \times 2\pi)^2 \times 4.7 \text{ nF}}$$

$$L = 59.8824 \mu \approx 60 \mu H$$

El valor de la resistencia reflejada en paralelo del inductor, cuando  $r = 11.3395 \Omega$  se determina a través de:

$$R_r = R_f = \frac{(W_0 L)^2}{r} = \frac{(300 \times 10^3 \times 2\pi \times 60 \mu)^2}{11.3395} = 1.128 \text{ K}\Omega$$

Para verificar que la red sigue siendo la de un sistema subamortiguado (estable), se sustituyen los valores en la ecuación (1.26), como se muestra a continuación:

$$\frac{1}{2(1.128K\Omega)(4.7nF)} < 300KHz \times 2\pi$$

$$15KHz < 300KHz$$

En tanto que el factor de calidad del circuito resonante, según la ecuación (1.22) es:

$$Q = \frac{R_p}{\omega_0 L} = \frac{1.128K\Omega}{300KHz \times 2\pi \times 60\mu H} \approx 10$$

Finalmente la propuesta completa sería:

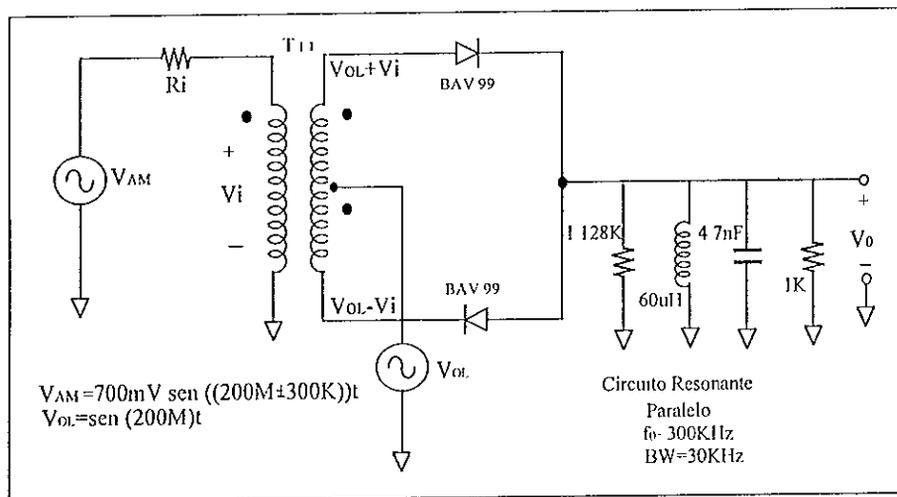


Figura 2.5.3 Propuesta final del circuito mezclador de tipo conmutado de dos diodos

Para proceder a aplicar las funciones modificadas de Bessel y obtener la corriente correspondiente, primero obtenemos los valores correspondientes de (x) y (y), utilizando para ello las ecuaciones (2.26) y (2.27):

$$x = \frac{1V}{25.7mV} = 38.9$$

y

$$y = \frac{700mV}{25.7mV} = 27.24$$

Sustituyendo en las integrales indicadas por las ecuaciones (2.42), (2.43), (2.44) y (2.45) los valores de (x) y (y), obtenemos que:

$$I_0(38.9) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{38.9 \cos(300K \times 2\pi)t} dt = 4.9P$$

$$I_1(38.9) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{38.9 \cos(300K \times 2\pi)t} \cos(300K \times 2\pi) dt = 4.9P$$

$$I_0(27.24) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{27.24 \cos(300K \times 2\pi)t} dt = 51.3G$$

$$I_1(27.24) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{27.24 \cos(300K \times 2\pi)t} \cos(300K \times 2\pi) dt = 50.3G$$

El valor de  $I_{CD}$  es el correspondiente, en las hojas de especificaciones, al voltaje de encendido del diodo; que en este caso es de aproximadamente 0.5mA para un voltaje de 300mV. Sustituyendo los valores obtenidos en las integrales así como el de  $I_{CD}$  en las ecuaciones (2.35), (2.37), (2.39) y (2.41), determinamos las corrientes correspondientes a cada frecuencia; esto es:

$$i_D|_{w=w_{ol} \pm w_m} = 2(0.5mA) \frac{50.3G}{51.3G} = 0.98mA$$

$$i_D|_{w=w_{ol}} = 2(0.5mA) \frac{4.9P}{4.9P} = 1mA$$

$$i_D|_{w=2w_{ol} \pm w_m} = 2(0.5mA) \frac{(50.3G)(4.9P)}{(51.3G)(4.9P)} = 0.98mA$$

$$i_D|_{w=w_m} = 4(0.5mA) \frac{(50.3G)(4.9P)}{(51.3G)(4.9P)} = 1.96mA$$

Si obtenemos la impedancia correspondiente a las diferentes frecuencias y las multiplicamos por su respectiva corriente obtendremos el voltaje final a la salida.

Las impedancias se obtienen directamente al sustituir el valor de los elementos del filtro y la frecuencia deseada en la ecuación (1.17).

De esta manera, para las frecuencias de interés tenemos que:

$$Z|_{w=w_{OL}+w_m} = 169.06m\Omega$$

$$Z|_{w=w_{OL}-w_m} = 169.568m\Omega$$

$$Z|_{w=w_{OL}} = 169.31m\Omega$$

$$Z|_{w=2w_{OL}+w_m} = 84.59m\Omega$$

$$Z|_{w=2w_{OL}-w_m} = 84.72m\Omega$$

$$Z|_{w=w_m} = 530\Omega$$

Multiplicando por su respectiva corriente el voltaje que se obtiene a la salida del circuito, después del filtro es:

$$V|_{w=w_{OL}+w_m} = 0.166mV$$

$$V|_{w=w_{OL}-w_m} = 0.166mV$$

$$V|_{w=w_{OL}} = 0.169mV$$

$$V|_{w=2w_{OL}+w_m} = 0.083mV$$

$$V|_{w=2w_{OL}-w_m} = 0.083mV$$

$$V|_{w=w_m} = 1.039V$$

La siguiente figura muestra como queda finalmente la distribución del espectro en frecuencia:

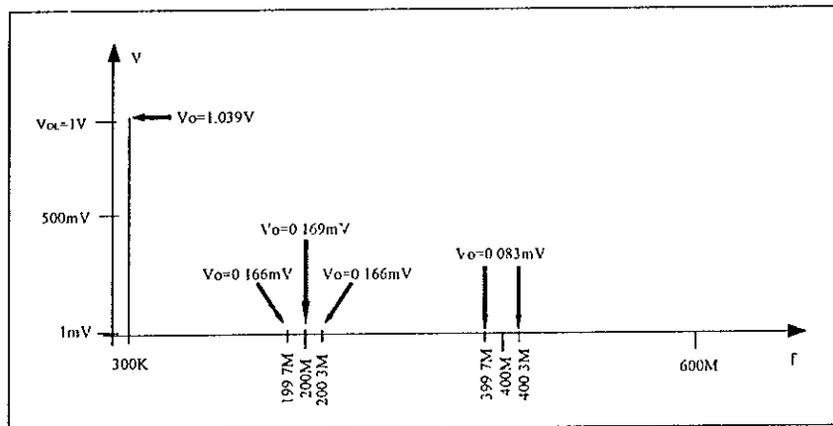


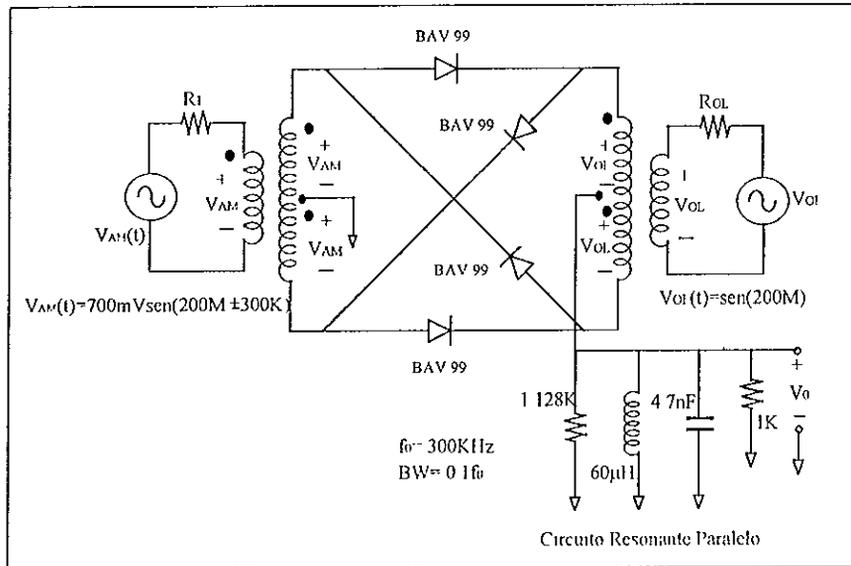
Figura 2.5.4 Espectro en frecuencia final del circuito demodulador

La distorsión armónica total, con base en los últimos resultados es:

$$\%THD = \frac{\sqrt{2(0.166mV)^2 + 2(0.083mV)^2 + (0.169mV)^2}}{1.039V} \times 100 = 0.030\%$$

### 2.5.2 DISEÑO DEL CIRCUITO MEZCLADOR TIPO CONMUTADO DOBLEMENTE BALANCEADO

Partiendo de las mismas condiciones de diseño y utilizando el circuito resonante de la propuesta anterior, el circuito mezclador doblemente balanceado con base en la figura 2.4.1 podría ser:



**Figura 2.5.4** Propuesta final del circuito Mezclador Doblemente Balanceado

#### Análisis en ca

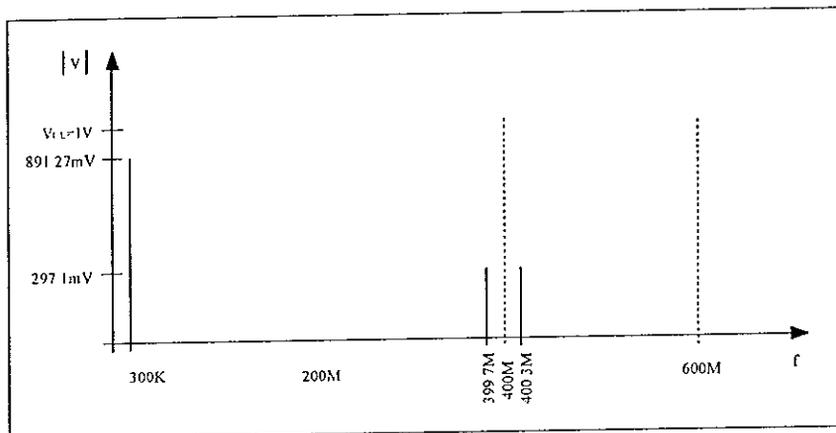
Sustituyendo los valores de las condiciones de diseño en (2.39) y recordando que  $R_L = 1K$ , la señal de salida es:

$$V_0 = 445.6mV [\cos(\pm w_m)t - \cos(2w_{OL} \pm w_m)t] + 148.54mV [\cos(2w_{OL} \pm w_m)t - \cos(4w_{OL} \pm w_m)t] + \dots$$

Simplificando como lo sugiere la ecuación (2.40) tenemos:

$$V_0 = 891.27mV \cos(\pm w_m)t + 297.1mV \cos(2w_{OL} \pm w_m)t + 178.25mV \cos(4w_{OL} \pm w_m)t + \dots$$

El espectro en frecuencia sugerido por esta última ecuación es:



**Figura 2.5.5** Espectro en frecuencia del demodulador con mezclador Doblemente Balanceado

De la misma manera, que para el circuito mezclador tipo conmutado simple, hacemos uso de las funciones modificadas de Bessel para obtener las corrientes que circulan por la red de salida del circuito demodulador, a las diferentes frecuencias.

Como el voltaje  $V_{OL}$  y  $V_{AM}$  son iguales a los del circuito mezclador tipo conmutado simple,  $x=38.9$  y  $y=27.24$ . Al sustituirse estos valores en las ecuaciones utilizadas para obtener  $I_0(x)$ ,  $I_0(y)$ ,  $I_1(x)$ ,  $I_1(y)$  proporcionan el mismo resultado, por lo que lo único que faltaría sería sustituir los valores correspondientes en las ecuaciones (2.81) y (2.82) para una corriente  $I_{CD}=0.5mA$  que es la misma que se usó en el caso del mezclador conmutado simple.

Entonces, sustituyendo en las ecuación (2.81) y (2.82) como se acaba de sugerir tenemos:

para la frecuencia de  $2w_{OL} \pm w_m$  la corriente es:

$$i_D|_{w=2w_{OL} \pm w_m} = 2(0.5mA) \frac{(50.3G)(4.9P)}{(51.3G)(4.9P)} = 0.98mA$$

y para cuando  $w=w_m$ :

$$i_D|_{w=w_m} = 4(0.5mA) \frac{(50.3G)(4.9P)}{(51.3G)(4.9P)} = 1.96mA$$

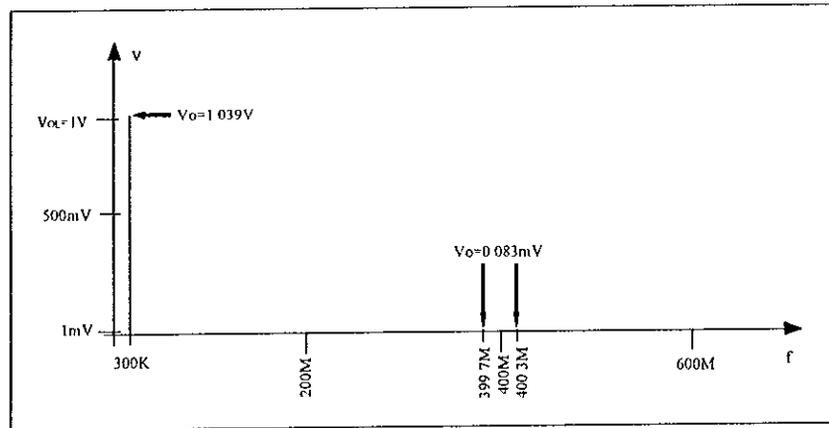
multiplicando por la impedancia correspondiente (que son las mismas que para el conmutado simple), el voltaje a la salida es:

$$V|_{w=2w_{OL} + w_m} = 0.083mV$$

$$V|_{w=2w_{OL} - w_m} = 0.083mV$$

$$V|_{w=w_m} = 1.039V$$

La figura que representa, finalmente al voltaje de salida del circuito demodulador es la siguiente:



**Figura 2.5.6** Espectro en frecuencia final del circuito demodulador con Mezclador Tipo Conmutado Doblemente Balanceado

Su distorsión armónica total, calculada de la misma forma como se obtuvo el del mezclador tipo conmutado simple es:

$$\%THD = \frac{\sqrt{2(0.083mV)^2}}{1.039V} \times 100 = 0.011\%$$

Los dos diseños de mezcladores de tipo conmutado que se vieron en el presente capítulo son muy prácticos debido a que no se requiere de ninguna fuente de polarización que haga operar a los diodos en alguna región en particular.

Aunque no se utilizó, de manera directa, la propiedad no lineal que caracteriza a estos dispositivos semiconductores para producir la mezcla, la conmutación sigue generando productos de intermodulación y señales armónicas de orden superior al modelarse la acción de conmutación a través de una sumatoria infinita. En este caso solo se analizó hasta la segunda armónica porque se supone que las demás componentes presentan un comportamiento menos significativo en su magnitud.

Es importante decir que estos resultados son para el caso ideal, como el calculado, donde suponemos que el filtro solo permitiría el paso de la frecuencia de interés dentro de un ancho de banda de 30kHz; esto quiere decir para el caso en que se produjera una serie de señales armónicas tomando como fundamental los 300kHz, ninguna de estas señales deberá pasar y mucho menos si es a frecuencias mayores como la de la señal de AM o la del OL

Su ganancia de conversión de 2.1 dB se deben principalmente a que se están juntando las señales de las 2 bandas laterales; esto quiere decir que si se hace la transmisión de una sola de estas bandas, posiblemente en lugar de haber una ganancia, se tendría una pérdida de aproximadamente 4 dB al igual que en un circuito modulador. La ventaja más clara y más importante que ofrece el mezclador doblemente balanceado sobre el tipo conmutado simple, es que además de la baja distorsión armónica que presenta, elimina a la señal correspondiente al oscilador local que para cuestiones de filtrado es de suma importancia principalmente en los circuitos moduladores.

Su defasamiento se debe directamente a la conmutación de los diodos y como se dijo anteriormente es de  $180^{\circ}$ .

Su distorsión armónica total es muy pequeña, depende en gran medida de la calidad del filtro y del arreglo que se ponga. El mezclador balanceado simple presenta un THD de aproximadamente 0.03% en tanto que el doblemente balanceado de 0.011%. Esta diferencia se debe principalmente a que en el segundo caso se ha eliminado la componente correspondiente a la señal del OL, mientras que en la segunda aún está presente.

## 2.6 SIMULACIÓN DE LOS CIRCUITOS MEZCLADORES TIPO CONMUTADO SIMPLE Y DOBLEMENTE BALANCEADO

Las simulaciones que se presentan se realizaron mediante la ayuda de Pspice (Design Center Profesional Versión 5.3) de MicroSim con base en los diseños de los dos tipos de mezcladores planteados, con la intención de comparar y comprobar la funcionalidad de las propuestas.

La captura del circuito se hace con la ayuda de las diferentes librerías de componentes que ofrece el paquete (diagrama “esquemático” del circuito).

De las diferentes opciones de análisis tanto gráfico como numérico que se tienen, se seleccionan aquellas que pudieran ser útiles como parámetro de comparación y es por eso que se integran las gráficas de la señal tanto en el dominio del tiempo como de la frecuencia y un listado donde se presentan todos los parámetros utilizados por el simulador más algunos cálculos internos como el de la potencia de disipación y la distorsión armónica total (apéndice E).

Dentro del diagrama “esquemático” del circuito propuesto se incluye, además del circuito resonante paralelo, la etapa generadora de la señal de AM con portadora igual a 200 MHz y moduladora de 300 KHz. Su simulación se presenta de manera independiente en el apéndice A).

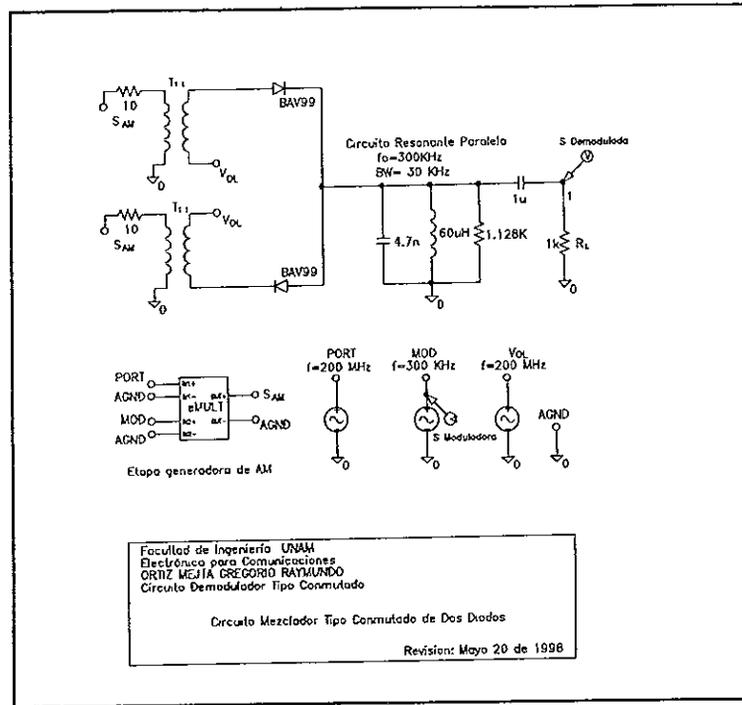


Figura 2.6.1 Circuito esquemático usado en Pspice; abajo señales moduladora y demodulada en el tiempo proporcionadas por el simulador

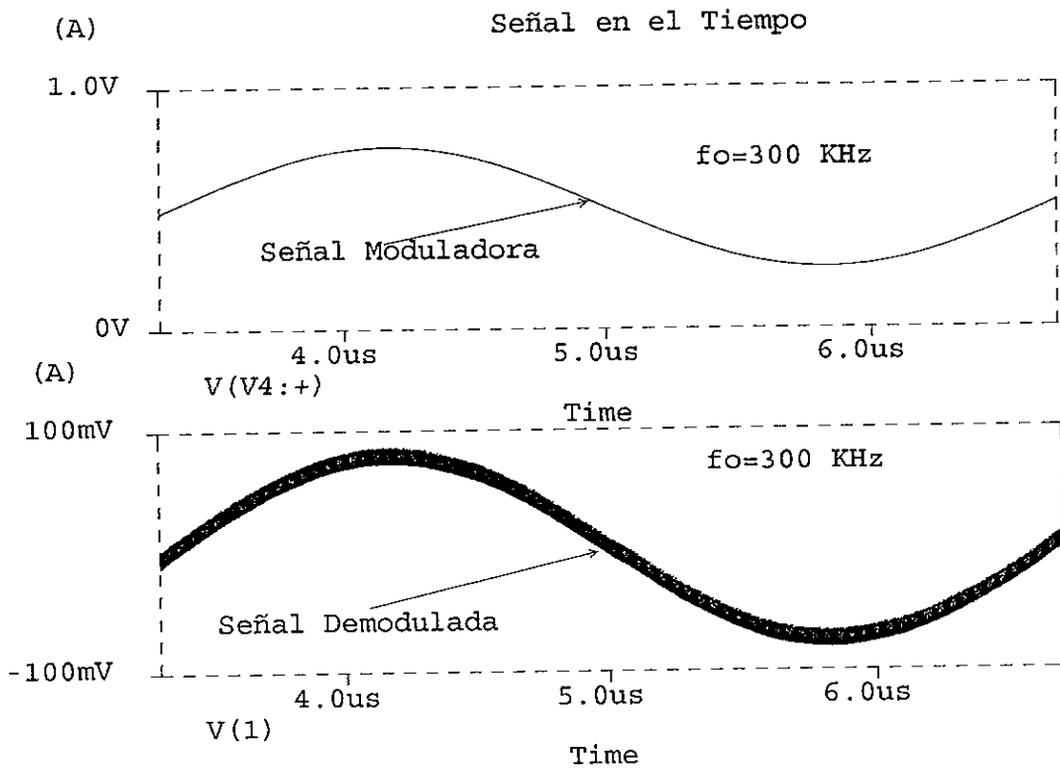
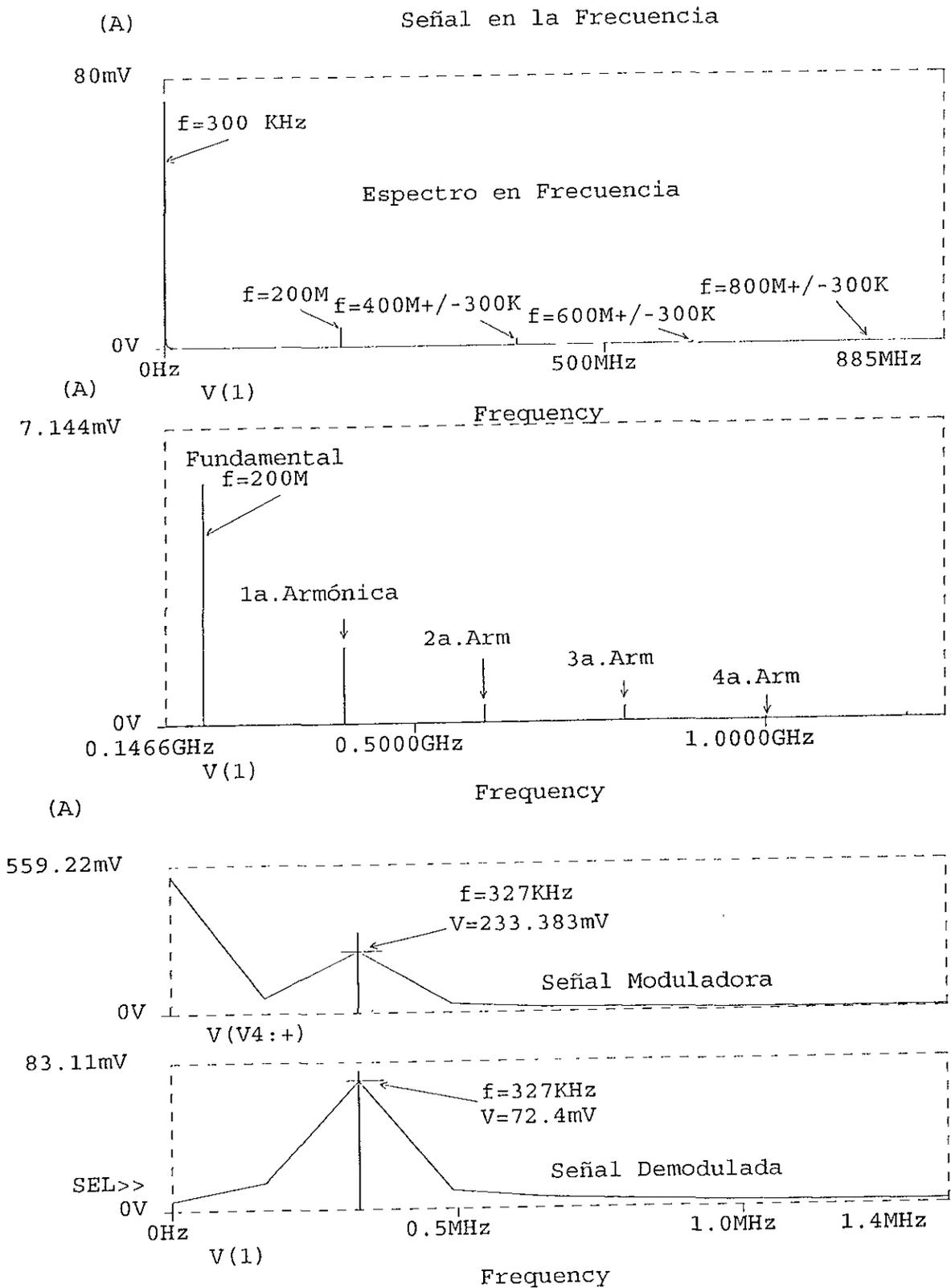


Figura 2.6.2 Simulaciones en el dominio de la frecuencia de la señal demodulada y moduladora del mezclador de tipo conmutado simple



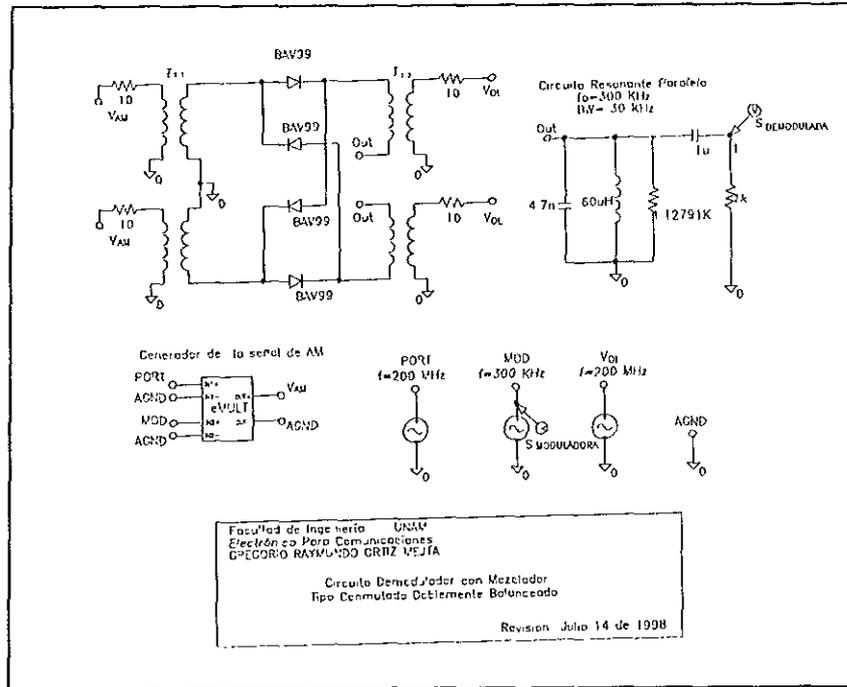
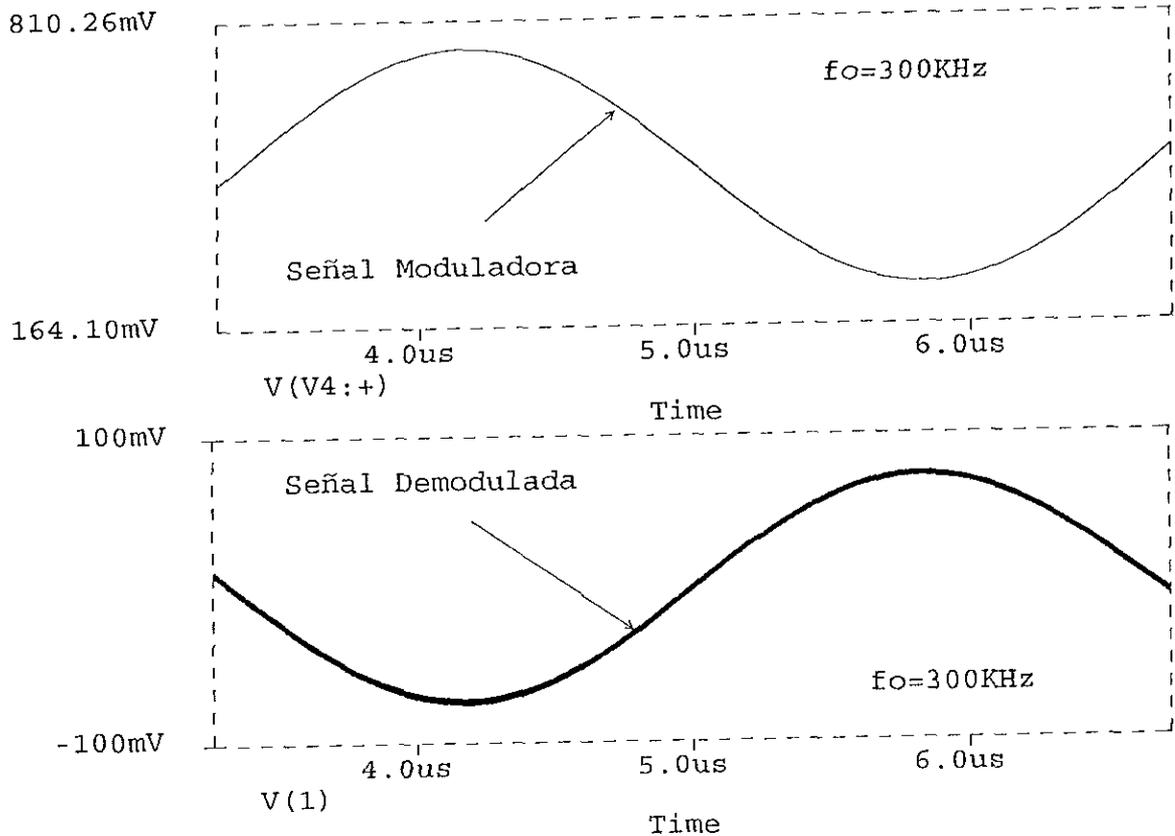


Figura 2.6.3 Circuito esquemático del Mezclador Doblemente Balanceado usado en Pspice; abajo señales moduladora y demodulada en el tiempo proporcionadas por el simulador



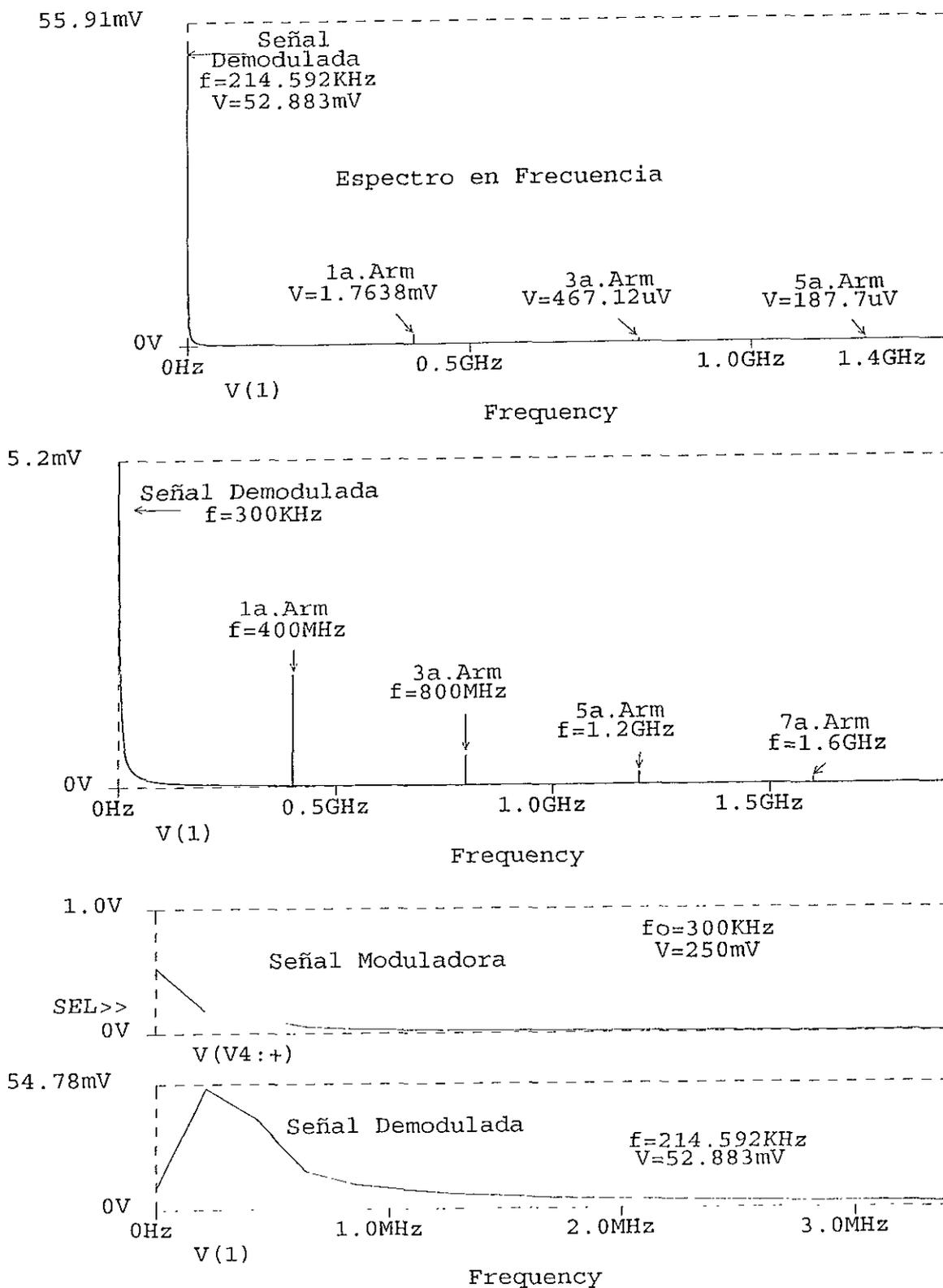


Figura 2.6.4 Análisis espectral del circuito mezclador Doblemente Balanceado propuesto

## DISEÑO DE CIRCUITOS MEZCLADORES DE LEY CUADRÁTICA CON TRANSISTOR BIPOLAR DE JUNTURA (TBJ)

### 3.1 INTRODUCCIÓN

Para proponer el uso de un dispositivo como mezclador, se debe tomar en cuenta que la multiplicación o mezcla de señales, es una operación no lineal; por lo tanto, el dispositivo a utilizar debe presentar, al menos, una región de operación donde cumpla con esta importante característica.

En el presente capítulo se presenta una breve descripción del funcionamiento básico del TBJ, con el fin de determinar las curvas que representan su comportamiento; esto nos ayudará a establecer las condiciones que se deben cumplir para que pueda ser usado como elemento mezclador.

Como se verá más adelante, podemos entender al Transistor Bipolar de Juntura, como un par de diodos o junturas P-N *compartidas* caracterizadas por una ecuación del tipo exponencial como la siguiente:

$$I_B = I_{BSS} \left( e^{\frac{V_D}{nV_T}} - 1 \right)$$

Por la forma que presenta la expresión anterior, el análisis se facilita mediante la ayuda de herramientas matemáticas como lo son las funciones modificadas de Bessel y la Serie de Taylor, que nos permiten obtener las componentes del espectro en frecuencia en función de las impedancias y de las frecuencias casi de manera directa.

En este caso, es importante resaltar que los mezcladores con TBJ, a diferencia de los mezcladores con FET, producen una gran cantidad de armónicos (el FET por ser un dispositivo de ley cuadrática, regido por una ecuación de segundo orden produce, idealmente, armónicas de hasta segundo orden). Sin embargo, para poder hacer un análisis más objetivo, el estudio se hace sobre el mismo número de componentes espectrales.

### 3.2 CARACTERÍSTICAS PRINCIPALES DEL TRANSISTOR BIPOLAR DE JUNTURA

En el mes de Diciembre de 1947, la industria electrónica dio uno de sus más importantes pasos, al ser presentado un dispositivo con características superiores a los utilizados tradicionalmente (tubo de vacío, triodos, etc.); nos referimos al Transistor Bipolar de Juntura TBJ o BJT (por sus siglas en inglés *Bipolar Junction Transistor*).

El TBJ, es un dispositivo semiconductor controlado por corriente, formado por dos tipos de junturas las  $P-N$  y las  $N-P$ . Los semiconductores tipo  $N$  están dopados con elementos del grupo 5 por lo cual tienen un electrón libre y se les conoce como donadores. Los tipo  $P$  se dopan con elementos del grupo 3 teniendo la carencia de un electrón y se les conoce como aceptadores.

Existen dos tipos de transistores: los  $PNP$  y los  $NPN$  a los que se les conoce como *junturas*. En las regiones  $N$  se presentan una gran cantidad de electrones en la banda de conducción mientras que en las regiones tipo  $P$  se tienen muchos huecos; por esta razón, al transistor de juntura se le llama con frecuencia *transistor bipolar*.

El término bipolar se debe al hecho de que los electrones y los huecos participan en el proceso de inyección en el material polarizado opuestamente; esto es, en la generación de los flujos de corriente, se cuenta con la participación tanto de electrones como de huecos.

Generalmente, los transistores, se forman con obleas de los materiales tipo  $P$  y tipo  $N$  en forma de emparedado, donde las capas exteriores son más gruesas, con altos niveles de impurificación en comparación con el que se encuentra en medio de ellas. La contaminación de los semiconductores reduce su conductividad (se incrementa la resistencia) limitándose en consecuencia el número de portadores libres. Los dos tipos de transistores,  $NPN$  y  $PNP$ , pueden representarse de la siguiente manera:

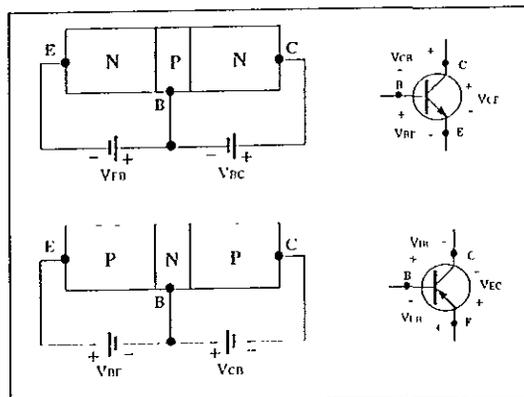


Figura 3.2.1 Estructura interna y símbolo del transistor

- a) Transistor NPN
- b) Transistor PNP

Para explicar su funcionamiento interno, ocuparemos un transistor NPN; para el caso del transistor PNP son las mismas consideraciones y solo debe de intercambiar el papel de los electrones y los huecos (sentidos de las corrientes y de los voltajes).

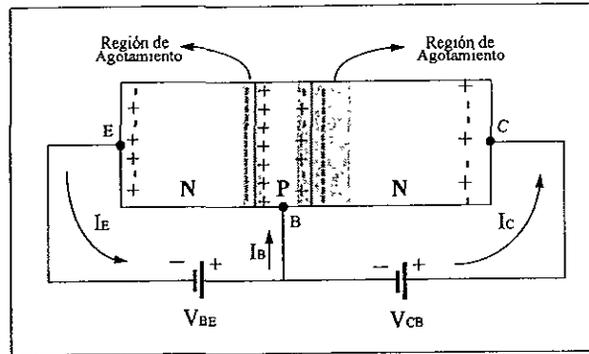


Figura 3.2.2 Comportamiento interno del transistor NPN

La figura 3.2.2 muestra un cristal *NPN*, donde el emisor está fuertemente contaminado; su función es inyectar electrones a la base. La base se encuentra poco contaminada y es muy delgada, lo que favorece el paso de la mayor parte de los electrones inyectados desde el emisor hacia el colector. Cuando se aplica un voltaje entre la base y el emisor, se presenta un flujo de huecos o portadores minoritarios mientras que cuando se aplica una diferencia de potencial entre base y colector, se establece un flujo de portadores mayoritarios (figura 3.2.3).

La contaminación en el colector es menor que la del emisor pero mayor que la de la base. Por esta razón, la región del colector es la más grande de las tres pues disipa mayor cantidad de calor que el emisor y la base.

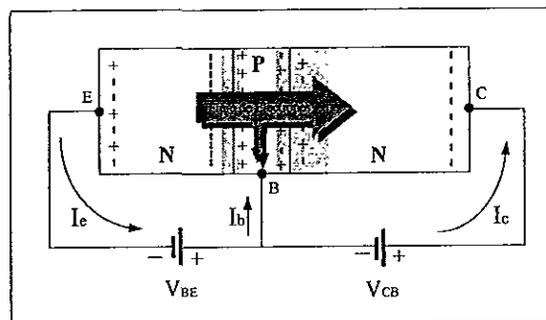


Figura 3.2.3 Diagrama de representación de los flujos de huecos y electrones.

Como el material tipo P presenta una baja conductividad, podemos entender que la corriente por la base es muy pequeña (del orden de los  $\mu\text{A}$ ) en comparación con la del colector y el emisor (del orden de los mA).

A partir de la figura 3.2.3, al transistor TBJ, lo podremos ver como dos diodos que comparten una región de material tipo P o tipo N, Esta región compartida es quien define el tipo de transistor (tipo N o tipo P) del que se trate.

Dependiendo de como se polaricen las junturas o diodos, es como se determinan las diferentes regiones de operación dentro de las cuales puede trabajar el Transistor.

La siguiente figura (3.2.4) muestra las curvas características de un transistor TBJ, donde se muestran las diferentes regiones de operación:

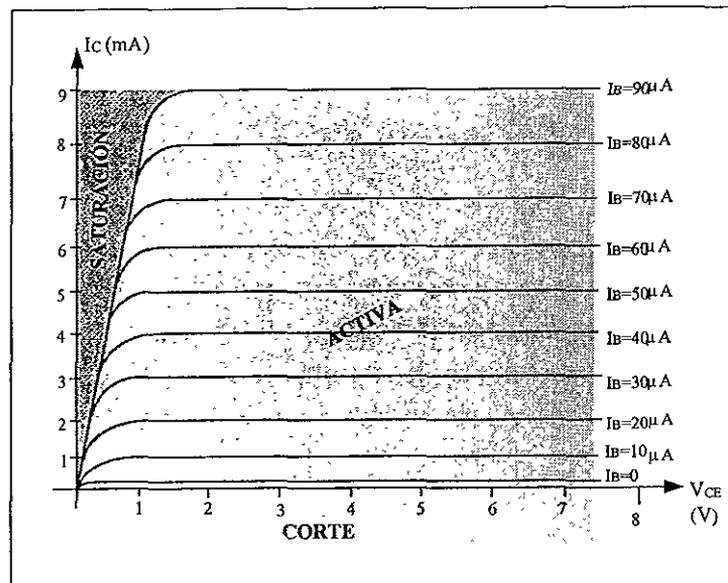


Figura 3.2.4 Gráfica  $V_{CE}$  Vs.  $I_C$  donde se muestran las diferentes regiones de operación del transistor TBJ

### 3.2.1 COMPORTAMIENTO NO LINEAL DEL TBJ

El hecho de ver al transistor como un arreglo de diodos, en particular cuando la unión base emisor se pone en directa, nos permite suponer un comportamiento regido por una ecuación idéntica a la de un diodo (ecuación 3.1), en la que la no linealidad la determina la exponencial.

$$I_B = I_{BSS} \left( e^{\frac{V_{BE}}{\eta I_T}} - 1 \right) \quad \dots(3.1)$$

Esta ecuación, resulta trascendental, debido a que nos proporciona información sobre la conducta no lineal de la juntura base-emisor. Podemos observar una conducta exponencial como la que caracteriza a la mayoría de los semiconductores y que a su vez es posible representar a través de una serie de Taylor para un análisis rápido de su utilidad como posible dispositivo mezclador.

Aunque en la ecuación no se nota la influencia de la juntura colector-base, esta, en realidad, si se encuentra fuertemente relacionada con el voltaje base-emisor, tal como lo muestra la figura 3.2.4, por lo cual es necesario seleccionar el punto de operación más adecuado.

Para hacer más clara la no linealidad, dado el comportamiento exponencial de la juntura base emisor, obsérvese la figura 3.2.5, donde a través de la gráfica de la ecuación (3.1), se muestra la relación entre el voltaje de colector y el de emisor.

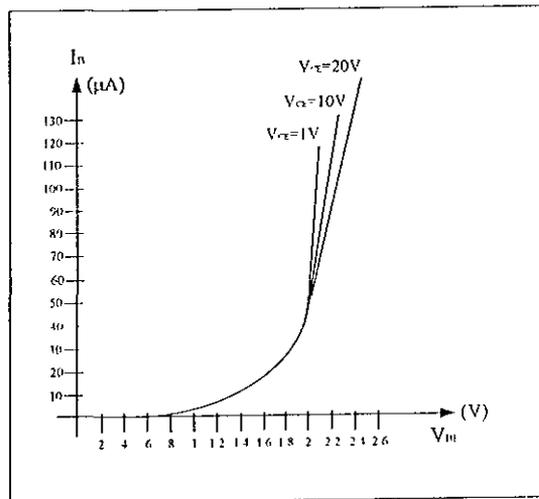


Figura 3.2.5 Gráfica de la juntura base-emisor

Viendo al transistor como un nodo, y aplicándole la Ley de Corrientes de Kirchoff, obtenemos:

$$I_E = I_C + I_B \quad \dots(3.2)$$

### 3.3 MEZCLADORES CON TBJ

Según la descripción del funcionamiento que se hizo del TBJ, la no linealidad se presenta por el comportamiento de las junturas P-N regidas por una ecuación como la (3.1).

Esta ecuación se puede modelar a través de una Serie de Taylor para poder visualizar la presencia de términos de orden superior a uno y justificar así, la existencia de términos productos y no solo de sumas y diferencias como en el caso de los sistemas lineales.

De la ecuación (3.1), el único parámetro sobre el que tenemos control de forma directa es el voltaje entre base y emisor, por lo cual podemos suponer que las señales a mezclar deben estar presentes en esta juntura. Para introducir las señales a la juntura base-emisor, se tienen dos maneras: una sumando previamente las señales o bien introduciendo una de ellas por la terminal de base y otra por la de emisor. Independientemente de como se introduzcan las señales, el voltaje en  $ca$  de la juntura base emisor esta dado por:

$$V_{be} = V_{AM} + V_{OL} \quad \dots(3.3)$$

Sustituyendo esta ecuación en (3.1), a través de su representación de la serie infinita de Taylor como se planteo anteriormente, obtenemos una expresión como:

$$V_D(t) = V_{DC} + a[V_{AM}(t) + V_{OL}(t)] + \frac{b}{2!}[V_{AM}(t) + V_{OL}(t)]^2 + \frac{c}{3!}[V_{AM}(t) + V_{OL}(t)]^3 + \dots \dots(3.4)$$

En esta última ecuación tanto el primero como el segundo término son expresiones lineales (uno representa a la componente de CD del voltaje de encendido de la juntura base emisor mientras que el otro es un término lineal derivado de la mezcla) por lo tanto carecen de interés para nosotros y es necesario eliminarlos.

Realmente, los términos producto de la multiplicación, aparecen a partir del tercer término. Generalmente los términos importantes en una mezcla son los obtenidos en el polinomio de hasta segundo orden por ser los más representativos de la multiplicación en cuanto a su magnitud (los otros productos, son armónicos de estos primeros y presentan una mayor atenuación).

Si desarrollamos la expansión del término cuadrático, obtenemos a los términos de interés que definen la mezcla:

$$\frac{b}{2!}[V_{AM}(t) + V_{OL}(t)]^2 = \frac{b}{2}[V_{AM}(t)]^2 + bV_{AM} \times V_{OL} + \frac{b}{2}[V_{OL}(t)]^2 \quad \dots(3.5)$$

De la expresión (3.5), el término importante es el de la multiplicación de  $V_{AM}$  por el  $V_{OL}$ .

Supongamos que se desea mezclar una señal de AM con otra proveniente de un Oscilador Local (OL), de mayor amplitud y frecuencia igual a la de la portadora de la señal de AM dadas por las ecuaciones (3.6) y (3.7) respectivamente:

$$S_{AM}(t) = V_{AM} \cos(w_{OL} \pm w_m)t \quad \dots(3.6)$$

y

$$f_{OL}(t) = V_{OL} \cos(w_{OL})t \quad \dots(3.7)$$

Por lo tanto el producto de las señales sería:

$$S_{AM}(t) \times f_{OL}(t) = V_{AM} \cos(w_{OL} \pm w_m)t \times V_{OL} \cos(w_{OL})t \quad \dots(3.8)$$

El producto de dos señales cosenoidales se obtiene a través de la identidad trigonométrica siguiente:

$$\cos \alpha \times \cos \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)] \quad \dots(3.9)$$

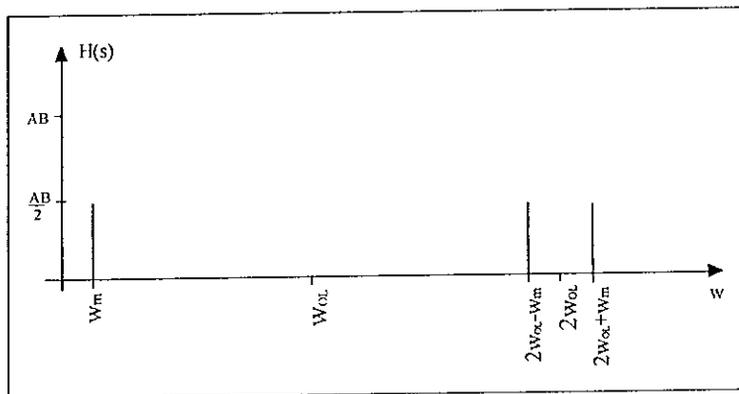
Por lo tanto nuestra multiplicación se resuelve de manera directa como:

$$S_{AM}(t) \times f_{OL}(t) = \frac{V_{AM}V_{OL}}{2} [\cos(w_{OL} \pm w_m + w_{OL})t + \cos(w_{OL} \pm w_m - w_{OL})t] \quad \dots(3.10)$$

simplificando:

$$S_{AM}(t) \times f_{OL}(t) = \frac{V_{AM}V_{OL}}{2} [2 \cos(w_m)t + \cos(2w_{OL} \pm w_m)t] \quad \dots(3.11)$$

De esta última ecuación, el primer término corresponde únicamente a la señal moduladora en tanto que el segundo contiene aún componentes de la señal portadora a la segunda armónica, como lo muestra la siguiente figura en el dominio de la frecuencia:



**Figura 3.3.1** Espectro en frecuencia resultante de la mezcla de la señal de AM con la del OL

Del análisis matemático que se acaba de hacer, lo que se ha logrado con la mezcla de una de las bandas laterales de la señal de AM con la señal de frecuencia igual a la de la portadora (OL), es la recuperación de la señal correspondiente a la moduladora. Sin embargo, por el comportamiento que presenta el TBJ, la generación de señales no deseadas, tales como los espurios y las armónicas localizadas alrededor de la señal de interés, obliga a utilizar algún circuito externo capaz de discriminar a todas aquellas señales no deseadas a la salida.

### 3.3.1 PROPUESTA INICIAL DE DISEÑO

Como acabamos de presentar el desarrollo matemático, un ejemplo adecuado sería el de diseñar un circuito demodulador donde el mezclador usará como elemento principal un TBJ.

Una primera aproximación sería:

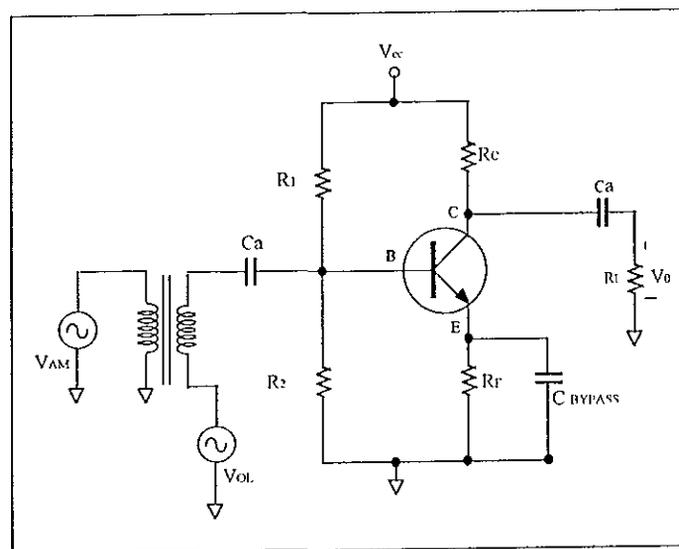


Figura 3.3.2 Propuesta inicial de un circuito mezclador con TBJ

La polarización para ubicar al TBJ dentro de su región menos lineal es muy cercana a la zona de corte. La propuesta incluye un divisor de voltaje en la base para proporcionar estabilidad al diseño ante variaciones de temperatura y que en un momento dado saquen al transistor de su punto de operación ideal. Los resistores en colector y emisor dan estabilidad ante posibles variaciones en la fuente de alimentación. La polarización se sugiere con una sola fuente conectada al divisor de voltaje de la base y al colector.

El capacitor de paso (bypass) es útil para obtener la máxima ganancia en  $ca$  mientras que las  $C_a$  son simples capacitancias de acoplamiento para quitar el nivel de CD proveniente del OL o de la señal de AM. Lo ideal es que los capacitores se comporten como bajas impedancias para la señal de AM y como altas impedancias para la señal portadora, con el objetivo de evitar que la señal del oscilador local pueda salir del circuito, no así la señal equivalente a la modulada.

La introducción de las señales se hace a través de la base mediante un transformador de relación unitaria, donde se suman y acoplan las señales. No se propone introducir una señal por la base y la otra por emisor por la sencilla razón de que los aislamientos o blindajes entre los puertos del TBJ pudieran afectar las características de las señales.

En esta primer propuesta, se está considerando únicamente la polarización del TBJ para que trabaje en la región no lineal y pueda ser usado como mezclador de señales, pero como se vio en el desarrollo matemático, un circuito demodulador necesita además de un dispositivo mezclador, una etapa de filtrado sintonizada a la frecuencia de la señal más adecuada.

Debido a que la salida se presenta por el colector, un circuito resonante paralelo puede ser lo ideal para filtrar nuestra señal, quedando entonces el circuito como lo muestra la figura 3.3.3:

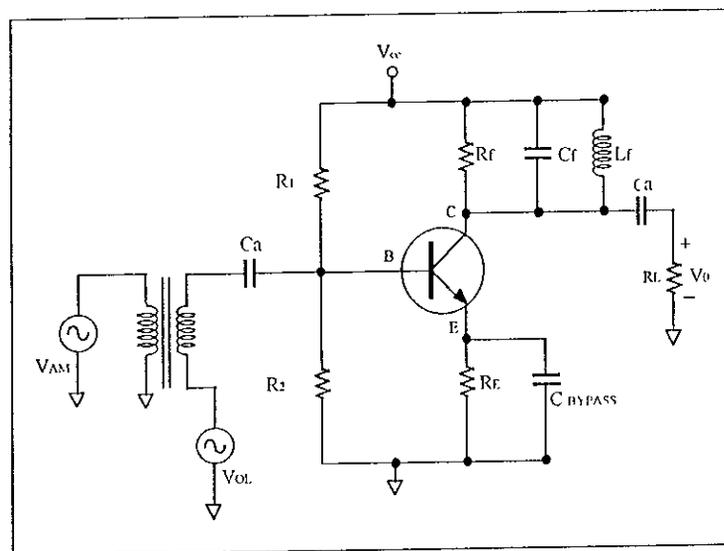


Figura 3.3.3 Circuito mezclador con TBJ y etapa de filtrado

### 3.3.2 MODELADO Y ANÁLISIS EN CD

De acuerdo con la propuesta de diseño que se hace, el modelo para el análisis en CD se muestra en la siguiente figura:

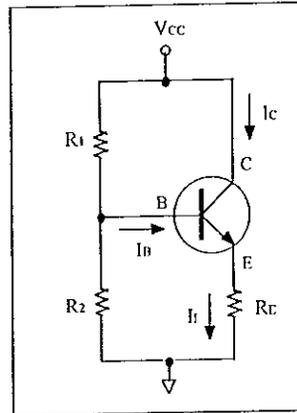


Figura 3.3.4 Modelo para CD del TBJ

La resistencia en colector se a quitado ya que como se puede ver en el Apéndice A, cualquier resistencia en paralelo disminuye la  $Q$  del circuito resonante. Además de que en CD, un inductor puede considerarse como un circuito corto debido a su baja impedancia.

Para facilitar el análisis, el circuito se puede presentar de la siguiente manera:

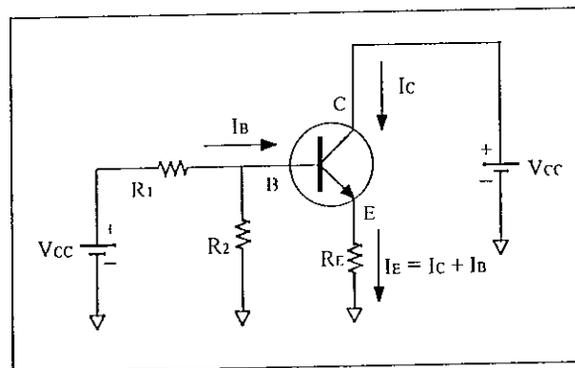


Figura 3.3.5 Modelo equivalente para análisis en CD

Simplificando el circuito de la figura 3.3.5 mediante la aplicación de los teoremas de Thevenin y Norton, el circuito queda como:

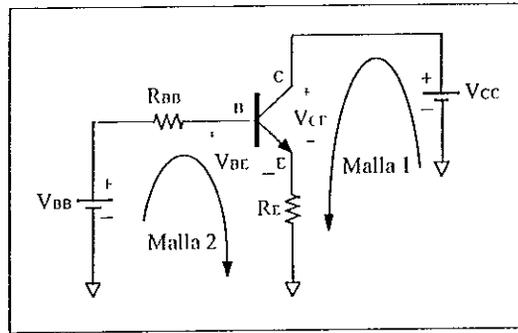


Figura 3.3.6 Circuito simplificado para análisis en CD

Las ecuaciones de las mallas, utilizando las leyes de voltaje de Kirchoff, del circuito anterior son:

$$\text{malla 1:} \quad V_{CC} = V_{CE} + R_E I_E \quad \dots(3.12)$$

$$\text{malla 2:} \quad V_{BB} = R_{BB} I_B + V_{BE} + R_E I_E \quad \dots(3.13)$$

Existen varios métodos para determinar el punto de operación  $Q$  del TBJ; los más comunes son el de la pendiente y el de  $V_E = 0.1V_{CC}$ . Para las características de la propuesta que se hace, el método más conveniente es el segundo, principalmente porque no depende en nada del valor de la resistencia de colector como cuando se diseña para máxima transferencia de energía en el caso del método de la pendiente.

A partir de las hojas de especificaciones, se puede proponer el valor de la fuente de alimentación  $V_{CC}$  en tanto que el voltaje en la terminal de emisor se determina mediante:

$$V_E = 0.1V_{CC} \quad \dots(3.14)$$

Conociendo el valor del voltaje en el emisor, y utilizando las hojas de especificaciones, (en las gráficas que modelan las diferentes regiones de operación del TBJ puede verse que cuanto más pequeña sea la corriente en la base y el voltaje  $V_{BE}$  se localice lo más cerca posible del voltaje de encendido, se presentará el comportamiento menos lineal), se escoge el valor adecuado de la corriente de colector del punto  $Q$ , sabiendo que:

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} \quad \dots(3.15)$$

Una vez conocida la corriente y el voltaje en emisor, es posible obtener el valor de la resistencia; aplicando la ley de Ohm directamente en  $R_E$ :

$$\frac{V_E}{I_E} = R_E \quad \dots(3.16)$$

La resistencia en la base se obtiene de:

$$R_{BB} = 0.1 \times (\beta + 1)R_E \quad \dots(3.17)$$

Adicionalmente, tenemos conocimiento de que la relación entre las corrientes en el TBJ está dada por las siguientes ecuaciones:

$$I_C = \beta I_B \quad \dots(3.18)$$

$$I_E = (\beta + 1)I_B \quad \dots(3.19)$$

Si se conoce  $I_{CQ}$ , la  $I_B$  se determina mediante la expresión (3.18) y así, con los datos calculados hasta este momento, y con la ecuación (3.13), se obtiene el voltaje en  $V_{BB}$ .

El valor de las resistencias del divisor de voltaje en la base, lo definen las siguientes expresiones:

$$R_1 = \frac{R_{BB}V_{CC}}{V_{BB}} \quad \dots(3.20)$$

y

$$R_2 = \frac{R_{BB}V_{CC}}{V_{CC} - V_{BB}} \quad \dots(3.21)$$

El  $V_{CEQ}$  se despeja directamente de la ecuación (3.12), por lo que :

$$V_{CE} = V_{CC} - V_E \quad \dots(3.22)$$

### 3.3.3 MODELADO Y ANÁLISIS EN CA

El modelo que representa en *ca* a la propuesta de diseño se muestra en la siguiente figura:

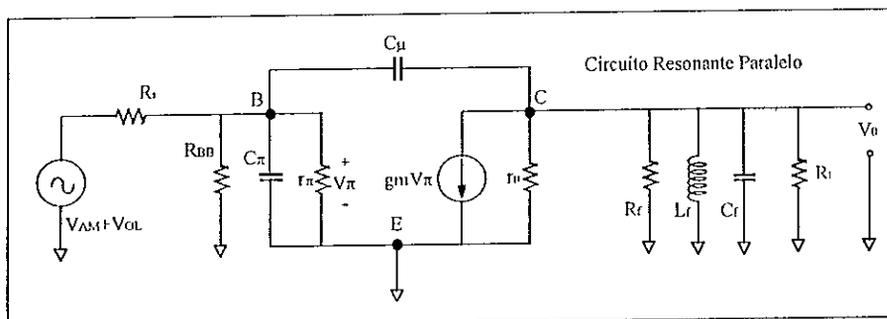


Figura 3.3.7 Modelo en *ca* del circuito propuesto

Las capacitancias  $C_{\pi}$  y  $C_{\mu}$  son datos que proporciona el fabricante en las hojas de especificaciones y para reflejar el efecto de la capacitancia  $C_{\mu}$ , (para facilitar el análisis en  $ca$ ) se usan las siguientes expresiones:

Para reflejar a  $C_{\mu}$  del lado de la base:

$$C'_{\mu} = C_{\mu}(1 - K) \quad \dots(3.23)$$

y hacia colector:

$$C''_{\mu} = C_{\mu} \left( \frac{K - 1}{K} \right) \quad \dots(3.24)$$

$K$  que es la ganancia en malla abierta y se obtiene a través de:

$$K = -gm (R_{eq} // R_L) \quad \dots(3.25)$$

con

$$gm = 40 (I_{CQ}) \quad \dots(3.26)$$

$$R_{eq} = R_f // r_o = \frac{R_f \times r_o}{R_f + r_o} \quad \dots(3.27)$$

$$r_o = \frac{1}{\eta gm} \quad \dots(3.28)$$

$$\eta = \frac{T [^{\circ}C] + 273}{11600 |V_A|} \quad \dots(3.29)$$

del voltaje de Early se sabe que:

$V_A = -100$  V para un transistor NPN<sup>6</sup>

$V_A = -80$  V para un transistor PNP

El circuito equivalente, con la capacitancia  $C_{\mu}$  reflejada hacia colector y base sería:

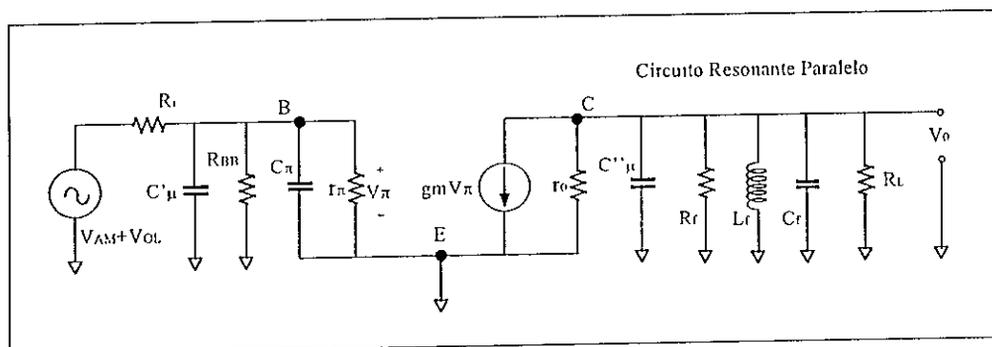


Figura 3.3.8 Circuito equivalente con la capacitancia  $C_{\mu}$  reflejada

<sup>6</sup> Microelectrónica: Circuitos y Dispositivos. Mark N. Horenstein. Prentice Hall pag. 620

En el Apéndice C, se explica a detalle como se obtienen las impedancias reflejadas

Mediante la simplificación de los resistores y capacitores en paralelo el circuito obtenido es:

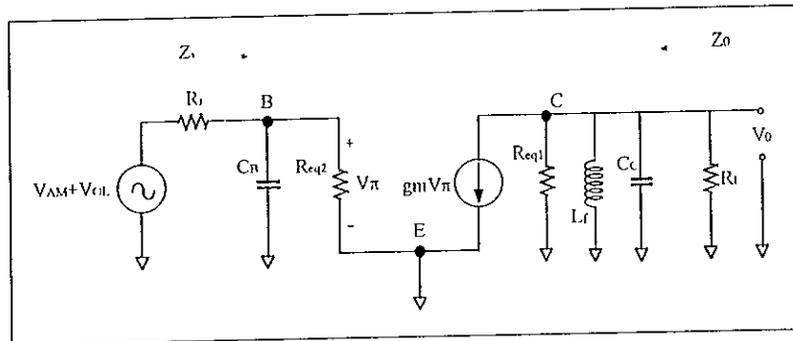


Figura 3.3.9 Circuito equivalente reducido

donde:

$$R_{eq2} = R_{BB} // r_{\pi} \quad \dots(3.30)$$

$r_{\pi}$  se calcula como:

$$r_{\pi} = \frac{\beta}{gm} \quad \dots(3.31)$$

donde  $\beta$  es dato del fabricante.

$$y \quad C_B = C_{\pi} + C'_{\mu} \quad \dots(3.32)$$

$$C_C = C_f + C''_{\mu} \quad \dots(3.33)$$

Las impedancias de entrada y salida, obtenidas a partir de la figura 3.3.9 son:

$$Z_i = Z_{R_{eq2}} // Z_{C_B} = \frac{R_{eq2}}{1 + j\omega C_B R_{eq2}} \quad \dots(3.34)$$

Si  $C''_{\mu} \ll C_f$  podemos considerar que el circuito no se sale de resonancia y continúa presentando un comportamiento puramente resistivo por tanto:

$$Z_0 = R_{eq1} \quad \dots(3.35)$$

La ganancia en voltaje está dada por:

$$\Delta V = \frac{V_0}{V_i} = \frac{V_0}{V_{\pi}} \frac{V_{\pi}}{V_i} \quad \dots(3.36)$$

$$\frac{V_0}{V_\pi}$$

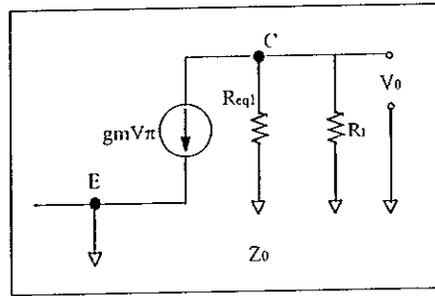


Figura 3.3.10 Circuito utilizado para obtener la relación  $\frac{V_0}{V_\pi}$

La expresión sin considerar la carga es:

$$\frac{V_0}{V_\pi} = -gm \times R_{eq1} \quad \dots(3.37)$$

mientras que con carga:

$$\frac{V_0}{V_\pi} = -gm \times R_{eq1} // R_L \quad \dots(3.38)$$

$$\frac{V_\pi}{V_i}$$

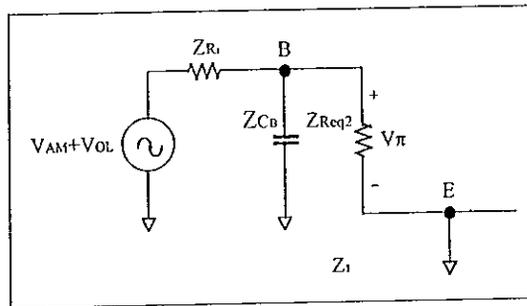


Figura 3.3.11 Circuito utilizado para obtener la relación  $\frac{V_\pi}{V_i}$

A través de las impedancias y el divisor de voltaje, obtenemos la relación correspondiente a  $\frac{V_\pi}{V_i}$  como:

$$V_\pi = \frac{V_i Z_i}{Z_i + Z_{Ri}} \quad \dots(3.39)$$

$$\frac{V_\pi}{V_i} = \frac{Z_i}{Z_i + Z_{Ri}} \quad \dots(3.40)$$

donde:

$$Z_{Ri} = R_i \quad \dots(3.41)$$

Finalmente las expresión que proporciona la ganancia con y sin carga son:

con carga:

$$\Delta V = \frac{V_0}{V\pi} \frac{V\pi}{Vi} = \frac{-gm(Z_{Req1} // Z_{RL})Z_i}{Z_i + Z_{Ri}} \quad \dots(3.42)$$

sin carga:

$$\Delta V = \frac{V_0}{V\pi} \frac{V\pi}{Vi} = \frac{-gm \times Z_{Req1} \times Z_i}{Z_i + Z_{Ri}} \quad \dots(3.43)$$

Para modelar el comportamiento total del circuito, es necesario considerar el efecto de la impedancia a la salida, y para ello se hace un análisis con base en las Funciones Modificadas de Bessel, que parten de la ecuación (3.1), como lo muestra el siguiente desarrollo matemático:

Con fines prácticos despreciamos, de la ecuación (3.1), al término correspondiente a  $-I_{Csat}$ , quedando entonces la ecuación como:

$$I_C = I_{Csat} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad \dots(3.44)$$

Esta expresión puede asociarse con las funciones modificadas de Bessel a través de una sumatoria infinita como la de la ecuación siguiente:

$$i_C = \alpha I_{Csat} \left[ I_0(x) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n(x) \cos(n\omega t) \right] \quad \dots(3.45)$$

Las funciones modificadas de Bessel de orden  $n$  y argumento  $x$  están definidas por una integral como:

$$I_n(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{x \cos \theta} \cos n\theta \, d\theta \quad \dots(3.46)$$

para  $n=0,1,2,3,\dots$

Al introducirse las señales a mezclar por la base, la juntura P-N del diodo que se forma entre base y emisor, tiene un voltaje dado por:

$$V_{BE} = V_{BE_{iD}} + (V_{AM} + V_{OL}) \quad \dots(3.47)$$

El voltaje térmico para una temperatura de  $25^{\circ}\text{C}$  se determina a través de:

$$V_T|_{T=25^{\circ}\text{C}} = \frac{T^{\circ}\text{C} + 273^{\circ}\text{K}}{K} = \frac{298^{\circ}\text{K}}{11600} \approx 25.7\text{m} \quad \dots(3.48)$$

Por lo tanto, sustituyendo en la ecuación (3.44), tenemos:

$$i_c = I_{CSat} \times e^{\left( \frac{V_{OL}}{25.7mV} \cos(w_{OL})t + \frac{V_{AM}}{25.7mV} \cos(w_{OL} \pm w_m)t + \frac{V_{B(CD)}}{25.7mV} \right)} \quad \dots(3.49)$$

donde

$$y = \frac{V_{OL}}{25.7mV} \quad \dots(3.50)$$

y

$$x = \frac{V_{AM}}{25.7mV} \quad \dots(3.51)$$

Expandiendo la ecuación (3.49) y aplicando las sumatorias a los términos correspondientes:

$$i_c = I_{CSat} e^{\left( \frac{V_{B(CD)}}{25.7mV} \right)} \left[ I_0(y) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n(y) \cos(nw_{OL})t \right] \left[ I_0(x) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n(x) \cos(nw_{OL} \pm w_m)t \right] \quad \dots(3.52)$$

Realizando la multiplicación término a término:

$$i_c = I_{CSat} e^{\left( \frac{V_{B(CD)}}{25.7mV} \right)} \left[ I_0(x)I_0(y) + 2I_0(y)I_1(x) \cos(w_{OL} \pm w_m)t \right. \\ \left. + 2I_0(x)I_1(y) \cos(w_{OL})t + 4I_1(y)I_1(x) \cos(w_{OL})t \times \cos(w_{OL} \pm w_m)t \right] \quad \dots(3.53)$$

Recordando que la identidad trigonométrica del producto de dos señales cosenoidales es:

$$\cos \alpha \times \cos \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)] \quad \dots(3.54)$$

por lo tanto:

$$4I_1(y)I_1(x) \cos(w_{OL})t \times \cos(w_{OL} \pm w_m)t = 2I_1(y)I_1(x) [2 \cos(w_m)t + \cos(2w_{OL} \pm w_m)t] \quad \dots(3.55)$$

Que al sustituir en la ecuación (3.53), obtenemos:

$$i_c = I_{CSat} e^{\left( \frac{V_{B(CD)}}{25.7mV} \right)} \left[ I_0(x)I_0(y) + 2I_0(y)I_1(x) \cos(w_{OL} \pm w_m)t \right. \\ \left. + 2I_0(x)I_1(y) \cos(w_{OL})t + 2I_1(y)I_1(x) [2 \cos(w_m)t + \cos(2w_{OL} \pm w_m)t] \right] \quad \dots(3.56)$$

De esta última ecuación, obtenemos los términos correspondientes a cada una de las componentes de las diferentes frecuencias; esto es:

Componente de directa:

$$I_{C_{in}} = I_{CSat} e^{\left(\frac{V_{BE(CD)}}{25.7mV}\right)} I_0(x) I_0(y) \quad \dots(3.57)$$

en términos de X:

$$I_0(y) = \frac{I_{C(CD)}}{I_{CSat} e^{\left(\frac{V_{BE(CD)}}{25.7mV}\right)} I_0(x)} \quad \dots(3.58)$$

en términos de Y:

$$I_0(x) = \frac{I_{C(CD)}}{I_{CSat} e^{\left(\frac{V_{BE(CD)}}{25.7mV}\right)} I_0(y)} \quad \dots(3.59)$$

Componente correspondiente a  $w_{OL} \pm w_m$

$$i_c|_{w=w_{OL} \pm w_m} = I_{CSat} e^{\left(\frac{V_{BE(CD)}}{25.7mV}\right)} [2I_0(y)I_1(x)] \quad \dots(3.60)$$

sustituyendo a la ecuación (3.58) en (3.60) y simplificando:

$$i_c|_{w=w_{OL} \pm w_m} = 2I_{C_{in}} \frac{I_1(x)}{I_0(x)} \quad \dots(3.61)$$

De manera similar pero sustituyendo ahora a la ecuación (3.59) en (3.60) obtenemos:

$$i_c|_{w=w_{OL}} = 2I_{C_{CD}} \frac{I_1(y)}{I_0(y)} \quad \dots(3.62)$$

Para los términos  $(w_m)$  y  $(2w_{OL} \pm w_m)$  se tiene que:

$$i_c|_{w=\pm w_m; 2w_{OL} \pm w_m} = I_{CSat} e^{\left(\frac{V_{BE(CD)}}{25.7mV}\right)} [2I_1(y)I_1(x)] \quad \dots(3.63)$$

Despejando el término correspondiente a la exponencial de (3.57) y sustituyendo en (3.63) obtenemos:

$$i_c|_{w=\pm w_m; 2w_{OL} \pm w_m} = 2I_{C_{in}} \frac{I_1(y)I_1(x)}{I_0(y)I_0(x)} \quad \dots(3.64)$$

La impedancia que presenta el circuito a cada frecuencia se obtiene directamente de (3.65) que se muestra a continuación:

$$Z_{(w=w_{OL}, w_{OL} \pm w_m, 2w_{OL} \pm w_m, w_m)} = \frac{j\omega}{C_f} \quad \dots(3.65)$$

$$\frac{1}{(j\omega)^2 + j\omega \left[ \frac{1}{(R_f // R_f) C_f} \right] + \frac{1}{L_f C_f}}$$

Una vez que se conoce el valor de la corriente y de la impedancia para cada frecuencia, se procede a calcular el voltaje de cada una de las componentes espectrales que se presentarán a la salida a través de la ley de Ohm.

Con este voltaje es con el que se calcula la Distorsión Armónica Total o THD (por sus siglas en ingles: *Total Harmonic Distortion*), como lo muestra la siguiente ecuación:

$$\% THD = \frac{\sqrt{(i_2 Z_2)^2 + (i_3 Z_3)^2 + \dots}}{i_{fundamental} Z_{fundamental}} \times 100 \quad \dots(3.66)$$

Como ya se puede conocer el voltaje a la salida, calculamos la ganancia o las pérdidas de conversión recordando que esta se define como la relación entre la potencia de salida de la señal demodulada y la de la señal de entrada, como lo sugiere la siguiente ecuación:

$$G = \frac{P_o|_{W=W_m}}{P_i|_{W=W_{OL} \pm W_m}} = \frac{\frac{(V_o|_{W=W_m})^2}{R}}{\frac{(V_i)^2}{R}} \quad \dots(3.67)$$

simplificando:

$$G = \frac{P_o|_{W=W_m}}{P_i|_{W=W_{OL} \pm W_m}} = \frac{(V_o|_{W=W_m})^2}{(V_i)^2} = \left( \frac{V_o|_{W=W_m}}{V_i} \right)^2 \quad \dots(3.68)$$

### 3.4 DISEÑO DEL CIRCUITO MEZCLADOR CON TBJ

Un circuito práctico, con base en la propuesta inicial que se acaba de hacer, sería la de demodular una señal de AM, con modelo dado por:

Señal de AM

Frecuencia de la Moduladora = 300 KHz

Frecuencia de la Portadora = 200 MHz

$$V_{AM} = V_i = 700mV \text{ sen}(200 \text{ MHz} \pm 300 \text{ KHz})2\pi \quad [V]$$

Si la demodulación, dadas las características de la propuesta inicial, se plantea de manera síncrona, entonces la señal del oscilador local puede ser como la mostrada a continuación:

$$V_{OL} = \text{sen}(200 \text{ MHz})2\pi \quad [V]$$

Como circuito discriminante la propuesta es un circuito resonante paralelo de ancho de banda angosto ( $0.1\omega_0$ ) sintonizado a la frecuencia de la señal a demodular que es de 300 KHz.

De los manuales de los diferentes fabricantes que existen, se selecciona al dispositivo que cumpla con las necesidades del diseño (en especial con la frecuencia). El dispositivo seleccionado es un transistor NPN de National Semiconductor<sup>7</sup> con número de catálogo: **MPSH10**. Sus principales características son:

MPSH10: Transistor usado generalmente en amplificadores de bajo ruido para las bandas de UHF y VHF y en circuitos osciladores.

$$\begin{aligned} V_{CE\text{máx}} &= 25 \text{ V} \\ V_{CB\text{máx}} &= 30 \text{ V} \\ V_{BE\text{máx}} &= 3 \text{ V} \\ I_{C\text{máx}} &= 50 \text{ mA} \\ \beta &= 60_{\text{mín}} \\ V_{CE\text{sat}} &= 0.5 \text{ V} \\ V_{BE(\text{on})} &= 0.95 \text{ V} \\ C_{\mu} &= 0.7 \text{ pF} \\ C_{\pi} &= 0.65 \text{ pF} \\ f_t &= 650 \text{ MHz} \end{aligned}$$

Para más detalle, las hojas de especificaciones se anexan en el apéndice D.

### 3.4.1 DISEÑO EN CD

Inicialmente, proponemos un voltaje de  $V_{CC}$ ; con base en los datos proporcionados por el fabricante:

$$V_{CC} = 12V$$

Al sustituir en (3.14) el  $V_E$  que se obtiene es:

$$V_E = 0.1 \times 12V = 1.2V$$

<sup>7</sup> National Semiconductor: National Discrete, Diode, Bipolar Transistor and JFET products. pag. 5-190 a5-194

De la curva característica  $V_{BE(on)}$  Vs  $I_C$ , de las hojas de especificaciones, proponemos a  $I_{CQ}$  para trabajar en la región menos lineal con un valor de 12 mA; si sustituimos en (3.15) tenemos que:

$$I_{CQ} \approx I_E = 12 \text{ mA}$$

El valor de  $R_E$  se puede obtener al sustituir directamente el voltaje y la corriente en (3.16):

$$R_E = \frac{1.2 \text{ V}}{12 \text{ mA}} = 100 \Omega$$

Conocido  $R_E$  ahora es posible determinar  $R_{BB}$  a través de la ecuación (3.17) como:

$$R_{BB} = 0.1(100 + 1)100 = 1.01 \text{ K}\Omega$$

Considerando que la  $\beta$  del transistor es de 100 (valor medido con la ayuda de un multímetro), la corriente en la base determinada por la ecuación (3.18) es:

$$I_B = \frac{12 \text{ mA}}{100} = 120 \mu\text{A}$$

El  $V_{BB}$  se determina sustituyendo los valores correspondientes en (3.13):

$$V_{BB} = 1.01\text{K}(120 \mu) + 0.7 + 1.2 = 2.021 \text{ V}$$

Los resistores del divisor de voltaje se obtienen al sustituir a  $V_{CC}$ ,  $V_{BB}$  y  $R_{BB}$  en las ecuaciones (3.20) y (3.21), por lo que:

$$R_1 = \frac{12 \times 1.01\text{K}}{2.0212} = 5.99 \text{ K}\Omega$$

y

$$R_2 = \frac{12 \times 1.01\text{K}}{12 - 2.0212} = 1.2 \text{ K}\Omega$$

Para aproximar a valores comerciales, se sugiere que  $R_1 = 6.3 \text{ K}\Omega$ .

Despejando a  $V_{CE}$  de (3.12) y sustituyendo valores en (3.22) obtenemos:

$$V_{CE} = 12 - 1.2 = 10.8 \text{ V}$$

Finalmente, el circuito propuesto con los valores calculados queda de la siguiente manera:

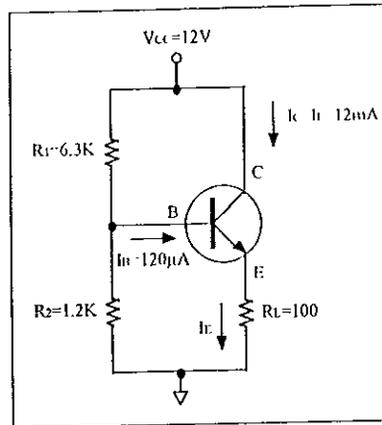


Figura 3.4.1 Circuito con valores para polarizar en CD

### 3.4.2 DISEÑO EN CA

Para obtener los valores de los elementos correspondientes a la plantilla del circuito resonante utilizamos las siguientes condiciones de diseño:

$$f_0 = 300 \text{ KHz}$$

$$BW = 0.1 f_0 = 30 \text{ KHz}$$

Como dato inicial podemos proponer a  $C_f = 4.7 \text{ nF}$  sustituyendo estos datos en las ecuaciones (1.19) y (1.20), el inductor puede calcularse directamente como:

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 \times C} = \frac{1}{(300 \times 10^3 \times 2\pi)^2 \times 4.7 \text{ nF}}$$

$$L = 59.8824 \mu\text{H} \approx 60 \mu\text{H}$$

El valor de la resistencia reflejada en paralelo del inductor, cuando  $r = 11.3395 \Omega$  se determina a través de:

$$R_r = \frac{(\omega_0 L)^2}{r} = \frac{(300 \times 10^3 \times 2\pi \times 60 \mu)^2}{11.3395}$$

$$R_r = R_r = 1.128 \text{ K}\Omega$$

y  $R_L = 1 \text{ K}\Omega$

La condición de estabilidad y el factor de calidad son los mismos que en los circuitos resonantes de los mezcladores de tipo conmutado y por esta razón ya no se ponen.

De las hojas de especificaciones el valor de las capacitancias  $C_\pi$  y  $C_\mu$  son:

$$C_\pi = 0.65 \text{ pF}$$

y

$$C_\mu = 0.7 \text{ pF}$$

Sustituyendo el valor de  $I_{CQ}$  en (3.26), el valor de la transconductancia ( $gm$ ) es:

$$gm = 40(12m) = 480 \text{ m}$$

La ganancia en malla abierta se calcula con la ecuación (3.29), donde  $\eta$  a una temperatura ambiente de  $25^\circ\text{C}$  es:

$$\eta|_{25^\circ\text{C}} = \frac{(25^\circ + 273^\circ)}{11600 \times 100} = 256.896 \mu$$

por lo tanto, según (3.28):

$$r_o = \frac{1}{256.89 \mu \times 480m} = 8.10 \text{ K}\Omega$$

mientras que a partir de (3.27)  $R_{eq1}$  vale:

$$R_{eq1} = \frac{1.128 \text{ K} \times 8.1 \text{ K}}{1.128 \text{ K} + 8.1 \text{ K}} = 990.117 \Omega$$

el paralelo indicado en (3.25) queda como:

$$R_{eq1} // R_L = \frac{990.117 \times 1 \text{ K}}{990.117 + 1 \text{ K}} = 497.51 \Omega$$

Por lo tanto sustituyendo en (3.25)  $k$  vale:

$$k = -480 \text{ m} \times 497.51 \Omega = -238.8$$

al sustituir  $k$  las capacitancias reflejadas, dadas por las ecuaciones (3.23) y (3.24), son:

$$C' \mu = 0.7 \text{ p} [1 - (-238.8)] = 167.86 \text{ pF}$$

y

$$C'' \mu = 0.7 \text{ p} \left[ \frac{-238.8 - 1}{-238.8} \right] = 702.93 \text{ fF}$$

Con (3.31), para  $\beta = 100$ ,  $r_\pi$  es:

$$r_\pi = \frac{100}{480m} = 208.33 \Omega$$

Con los datos conocidos hasta este momento y con la ecuación (3.30) determinamos a  $R_{eq2}$  como:

$$R_{eq2} = \frac{1.01K \times 208.33}{1.01K + 208.33} = 172.7 \Omega$$

El valor de la capacitancia total en la base, considerando a  $C'_b$ , se obtiene a partir de (3.32), por lo tanto:

$$C_B = 0.65p + 167.86p = 168.51pF$$

De manera análoga, utilizando a la ecuación (3.33) para el lado del colector tenemos que:

$$C_C = 4.7n + 701.75f = 4.7nF$$

La impedancia de entrada ( $Z_i$ ) se determina sustituyendo los datos correspondientes en (3.34) por lo tanto:

$$Z_i = \frac{172.7}{1 + j(200M \times 2\pi \times 168.51p \times 172.7)} = 129.05m - 4.719j$$

$$Z_i = 4.72 \left[ -88^\circ 26' \right]$$

La de salida según (3.35) es.

$$Z_o = R_{eq1} = 4.959K \Omega$$

La ganancia en voltaje con y sin carga, según las ecuación (3.42) y (3.43) es:

con carga:

$$\frac{V_\pi}{V_i} = 11.34m - j93.089m$$

$$\frac{V_o}{V_\pi} = -480m \times 497.517 = -238.81$$

$$\Delta V|_{cc} = \frac{V_o}{V_i} = -2.7072 + j22.2266$$

$$\Delta V|_{cc} = 22.39 \left[ 96^\circ 56' \right]$$

sin carga

$$\frac{V_o}{V_\pi} = -480m \times 990.117 = -475.256$$

$$\frac{V_\pi}{V_i} = \frac{129.05m - 4.719j}{129.05 - 4.719j + 50} = 11.36m - j93.073m$$

$$\Delta V|_{sc} = \frac{V_o}{V_i} = -5.3875 + j44.232$$

$$\Delta V|_{sc} = 44.56 \left[ 96^\circ 56' \right]$$

El circuito que modela en *ca* con los valores calculados se muestra en la siguiente figura:

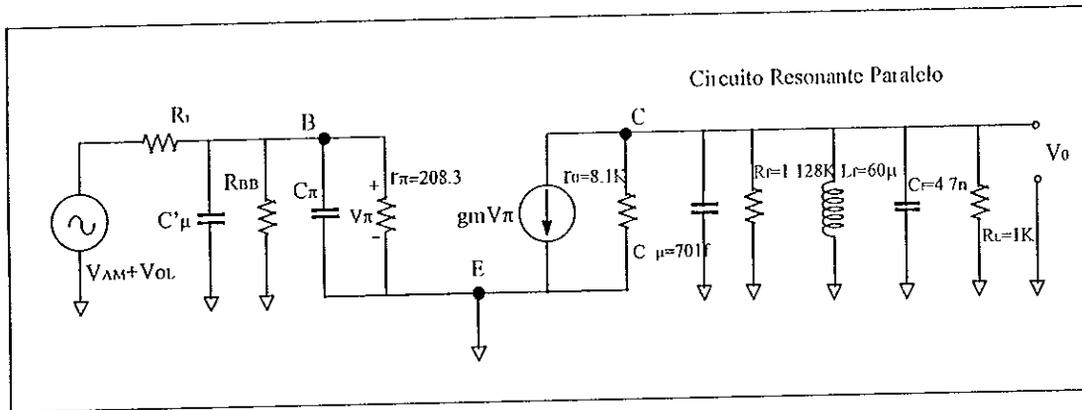


Figura 3.4.2 Propuesta real del circuito con valores para análisis en *ca*

Por lo tanto, la propuesta completa con valores es:

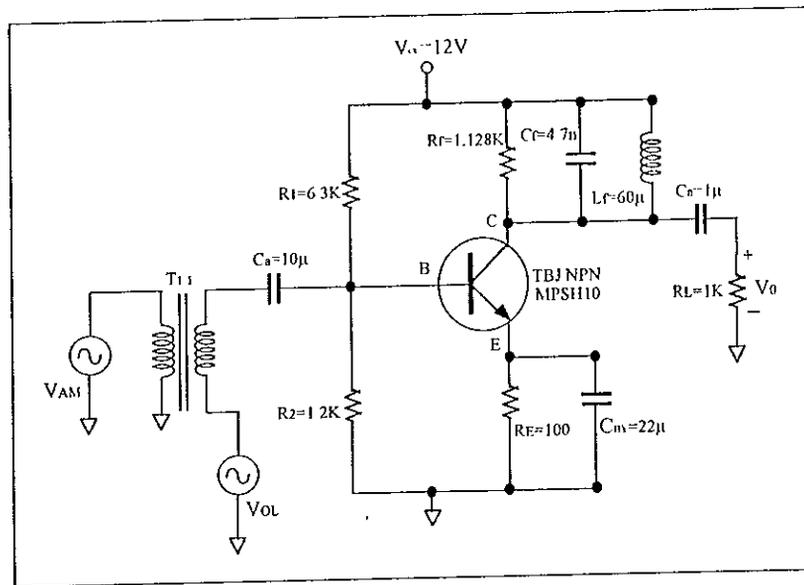


Figura 3.4.3 Circuito completo con valores del circuito mezclador con TBJ

Según las señales de AM y del OL que se proponen, la multiplicación de estas quedaría como:

$$S_{AM} = 700mV \text{ sen } (200MHz \pm 300KHz)2\pi$$

$$f_{OL} = 1 \text{ sen } (200MHz)2\pi [V]$$

$$\Rightarrow S_{AM} \times f_{OL} = 700mV \text{ sen } (200MHz \pm 300KHz)2\pi \times 1V \text{ sen } (200MHz)2\pi$$

Recordando que la función coseno es par:

$$S_{AM} \times f_{OL} = 350mV [2 \cos(300KHz)2\pi t - \cos(400MHz \pm 300KHz)2\pi t]$$

$$= 700mV \cos(300KHz)2\pi t - 350mV \cos(400MHz \pm 300KHz)2\pi t$$

El resultado presenta un espectro en frecuencia similar al de la siguiente figura:

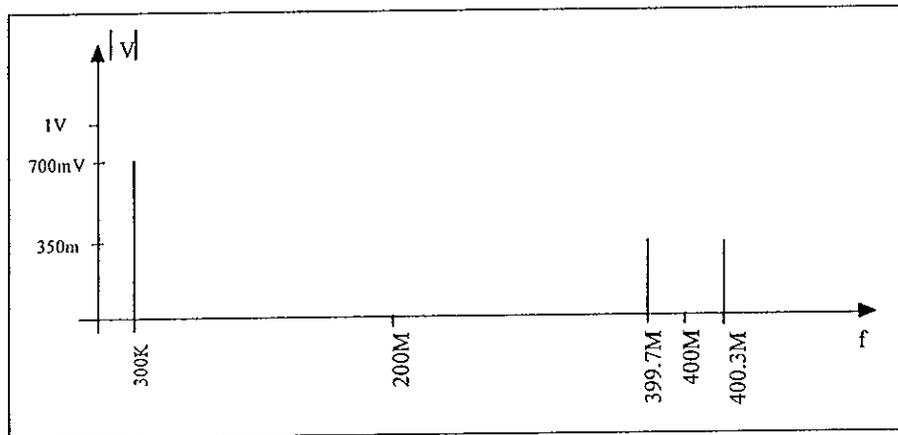


Figura 3.4.4 Espectro en frecuencia de la demodulación

El voltaje real, considerando el efecto del circuito resonante, se puede obtener a través de las funciones modificadas de Bessel y de las impedancia correspondiente a cada frecuencia.

La corriente de saturación de colector la obtenemos directamente de la red como:

$$I_{Csat} = \frac{V_{cc}}{R_C + R_E} = \frac{12V}{100\Omega} = 0.12A$$

Sustituyendo los 0.12A y los voltajes del OL y de la señal de AM en (3.49) obtenemos:

$$i_c = 0.12A \times e^{\left( \frac{1V}{25m} \cos(w_{OL})t + \frac{700mV}{25m} \cos(w_{OL} \pm w_m)t + \frac{V_{D(CD)}}{25m} \right)}$$

donde

$$x = \frac{700mV}{25.7mV} = 27.24$$

y

$$y = \frac{1V}{25.7mV} = 38.9$$

Expandiendo la ecuación (3.49) a través de las sumatorias indicadas en (3.45) tenemos:

$$i_c = 0.12 \times e^{\left(\frac{V_{BE(CD)}}{25.7mV}\right)} \left[ I_0(y) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n(y) \cos(nw_{OL})t \right] \left[ I_0(x) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n(x) \cos(n(w_{OL} \pm w_m)t) \right]$$

Después de realizar la multiplicación término a término, como lo indica la ecuación(3.52), el resultado sería una expresión como la siguiente:

$$i_c = I_{C_{Sal}} e^{\left(\frac{V_{BE(CD)}}{25.7mV}\right)} \left[ I_0(x)I_0(y) + 2I_0(y)I_1(x) \cos(w_{OL} \pm w_m)t + 2I_0(x)I_1(y) \cos(w_{OL})t + 2I_1(y)I_1(x) [2 \cos(w_m)t + \cos(2w_{OL} \pm w_m)t] \right]$$

De esta última expresión y como lo sugiere la ecuación (3.57) la componente de directa es:

$$I_{C_{CD}} = 0.12 e^{\left(\frac{V_{BE(CD)}}{25.7mV}\right)} I_0(x)I_0(y)$$

Si nos auxiliamos de las hojas de especificaciones, esta corriente, para un voltaje  $V_{BE(CD)}$  de  $0.7V$  es de  $0.5mA$  aproximadamente.

Como los voltajes de las señales de entrada son los mismos que los propuestos para los mezcladores de tipo conmutado, las integrales de  $I_0(x)$ ,  $I_0(y)$ ,  $I_1(x)$  e  $I_1(y)$  son las mismas; por lo tanto:

$$I_0(x = 27.24) \Big|_{w=300K \times 2\pi} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{27.24 \cos(w)t} dt = 51.3 \times 10^9$$

$$I_1(x = 27.24) \Big|_{w=300K \times 2\pi} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{27.24 \cos(w)t} \cos(w)t dt = 50.3 \times 10^9$$

$$I_0(y = 38.9) \Big|_{w=300K \times 2\pi} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{238.9 \cos(w)t} dt = 4.9 \times 10^{15}$$

$$I_1(y = 38.9) \Big|_{w=300K \times 2\pi} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{38.9 \cos(w)t} \cos(w)t dt = 4.9 \times 10^{15}$$

La corriente a la frecuencia de la señal moduladora, se determina sustituyendo los valores correspondientes en la ecuación (3.61), por lo que:

$$i_c \Big|_{w=(200M \pm 300K) \times 2\pi} = 2(0.5mA) \frac{50.3 \times 10^9}{51.3 \times 10^9} = 0.98mA$$

Del mismo modo, la corriente a la frecuencia del OL, según la ecuación (3.62) es:

$$i_C|_{w=200M \times 2\pi} = 2(0.5mA) \frac{4.9 \times 10^{15}}{4.9 \times 10^{15}} = 1mA$$

**ESTA TESIS NO DEBE  
SALIR DE LA BIBLIOTECA**

La corriente de la componente localizada a  $2w_{OL} \pm w_m$  propuesta por (3.64) es:

$$i_C|_{w=(400M \pm 300K) \times 2\pi} = 2(0.5mA) \frac{(50.3 \times 10^9)(4.9 \times 10^{15})}{(51.3 \times 10^9)(4.9 \times 10^{15})} = 0.98mA$$

Finalmente, la corriente correspondiente a la frecuencia de la señal demodulada se obtiene por una ecuación similar a la anterior, con la diferencia de que como la función coseno es par y la frecuencia de la señal demodulada se obtiene para  $\pm w_m$ , de la ecuación (3.56) podemos darnos cuenta que la ecuación es igual a la (3.62) pero multiplicada por dos; por lo tanto:

$$i_C|_{w=(300K) \times 2\pi} = 4(0.5mA) \frac{(50.3 \times 10^9)(4.9 \times 10^{15})}{(51.3 \times 10^9)(4.9 \times 10^{15})} = 1.96mA$$

Las impedancias a la salida del circuito resonante, según la ecuación (3.65) son:

$$\begin{aligned} Z|_{w=w_{OL} + w_m} &= 169.06m\Omega \\ Z|_{w=w_{OL} - w_m} &= 169.568m\Omega \\ Z|_{w=w_{OL}} &= 169.31m\Omega \\ Z|_{w=2w_{OL} + w_m} &= 84.59m\Omega \\ Z|_{w=2w_{OL} - w_m} &= 84.72m\Omega \\ Z|_{w=w_m} &= 530\Omega \end{aligned}$$

Al multiplicar estas impedancias por su respectivas corrientes, estamos determinando el voltaje final a la salida del circuito, considerando los efectos de la etapa de filtrado para cada componente del espectro en frecuencia; esto es:

$$\begin{aligned} V|_{w=w_{OL} + w_m} &= 0.166mV \\ V|_{w=w_{OL} - w_m} &= 0.166mV \\ V|_{w=w_{OL}} &= 0.169mV \\ V|_{w=2w_{OL} + w_m} &= 0.083mV \\ V|_{w=2w_{OL} - w_m} &= 0.083mV \\ V|_{w=w_m} &= 1.039V \end{aligned}$$

Por lo tanto el voltaje a la salida es:

$$V_o \approx 0.166mV \cos(200MHz \pm 300KHz)2\pi t + 0.169mV \cos(200MHz)2\pi t + 0.083mV \cos(400MHz \pm 300KHz)2\pi t + 1.039V(300KHz)2\pi t$$

Por lo que el espectro en frecuencia sería como el mostrado en la siguiente figura:

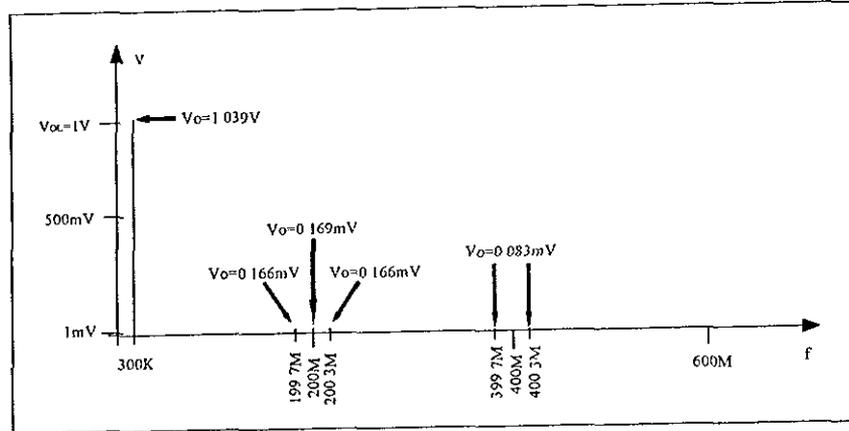


Figura 3.4.5 Espectro en frecuencia final del circuito demodulador con TBJ

La distorsión armónica total, con base en los últimos voltajes obtenidos es:

$$\%THD = \frac{\sqrt{2(0.166mV)^2 + 2(0.083mV)^2 + (0.169mV)^2}}{1.039V} \times 100 = 0.030\%$$

Las pérdidas por conversión son mínimas, como lo podemos ver en el siguiente desarrollo:

$$G = \frac{P_o|_{W=W_m}}{P_i|_{W=W_{OL} \pm W_m}} = \left( \frac{V_o|_{W=W_m}}{V_i} \right)^2 = \left( \frac{1.039V}{700mV} \right)^2 = 2.0203$$

que en dB es:

$$G = 10 \log 2.0203 = 3.43 \text{ dB}$$

En este caso, se da una ganancia por conversión de aproximadamente 3.5 dB que es mayor a la de los circuitos mezcladores de tipo conmutado. Posiblemente se debe a la ganancia en voltaje que ofrece el TBJ no así, los diodos, donde no existe posibilidad alguna de obtener ganancia alguna.

En cuanto a su defasamiento observamos que prácticamente es de  $180^\circ$  como se esperaba (la propuesta es la de un emisor común), el corrimiento extra que se presenta es de aproximadamente  $8^\circ$  y se debe principalmente a los efectos de las capacitancias parásitas.

Aunque en la figura 3.3.1 solo se presentan las componentes correspondientes a  $2w_{OL} \pm w_m$  y a  $w_m$ , la verdad es que no pues en ese caso se partió de una serie de Taylor del que solo se consideró al término cuadrático y se ignoraron a todas las demás componentes, con la intención de visualizar de manera rápida el efecto de la mezcla en el TBJ. Aclarado este punto, podemos decir que las desventajas de este tipo de mezcladores es el alto contenido de armónicos generados principalmente por el efecto exponencial creciente que modela al TBJ en comparación con el mezclador a FET, que también se basa en un modelo cuadrático, y que se presenta en el siguiente capítulo.

Otra gran desventaja es que su intervalo dinámico se restringe a la región donde se presenta el comportamiento menos lineal y no en toda la región de amplificación como en el caso concreto de los amplificadores de señal pequeña. Según las gráficas que caracterizan al TBJ, el intervalo sería aproximadamente desde los 0.7mV, hasta 1.2V aproximadamente.

### 3.5 SIMULACIÓN DE LA PROPUESTA DEL CIRCUITO MEZCLADOR CON TBJ

La simulación se hace con base en la propuesta de diseño que se ha planteado para el mezclador con TBJ. No se varía ningún parámetro para poder tener una comparación objetiva entre el diseño matemático y la simulación. El paquete utilizado fue Design Center Pspice versión 5.3 de MicroSim.

Primeramente se muestra el circuito “esquemático” capturado con las diferentes librerías de componentes que tiene este simulador. En el se incluyen tanto la fuente generadora de la señal de AM como el circuito resonante paralelo (en el apéndice A encontramos las simulaciones correspondientes a la señal de AM y del comportamiento del filtro).

En seguida se muestran los resultados de la simulación, graficando tanto la señal moduladora (utilizada en la generación de la señal de AM) como la señal demodulada (obtenida a través del circuito mezclador propuesto). Ambas señales se presentan en el dominio del tiempo y de la frecuencia (espectro en frecuencia).

En el apéndice E se puede localizar el archivo de salida generado por el mismo simulador donde se incluyen todos los parámetros y variables utilizados por el propio simulador, así como los resultados matemáticos de la simulación como la potencia de disipación y el THD.

Figura 3.5.1 Esquemático del mezclador con TBJ capturado en Pspice usado en la simulación

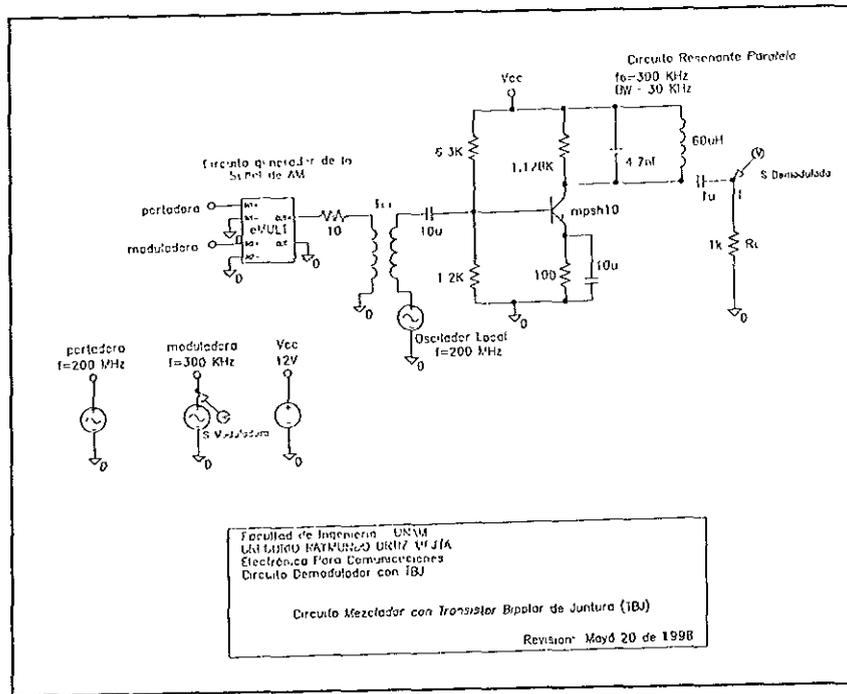


Figura 3.5.2 Señal moduladora y demodulada en el tiempo

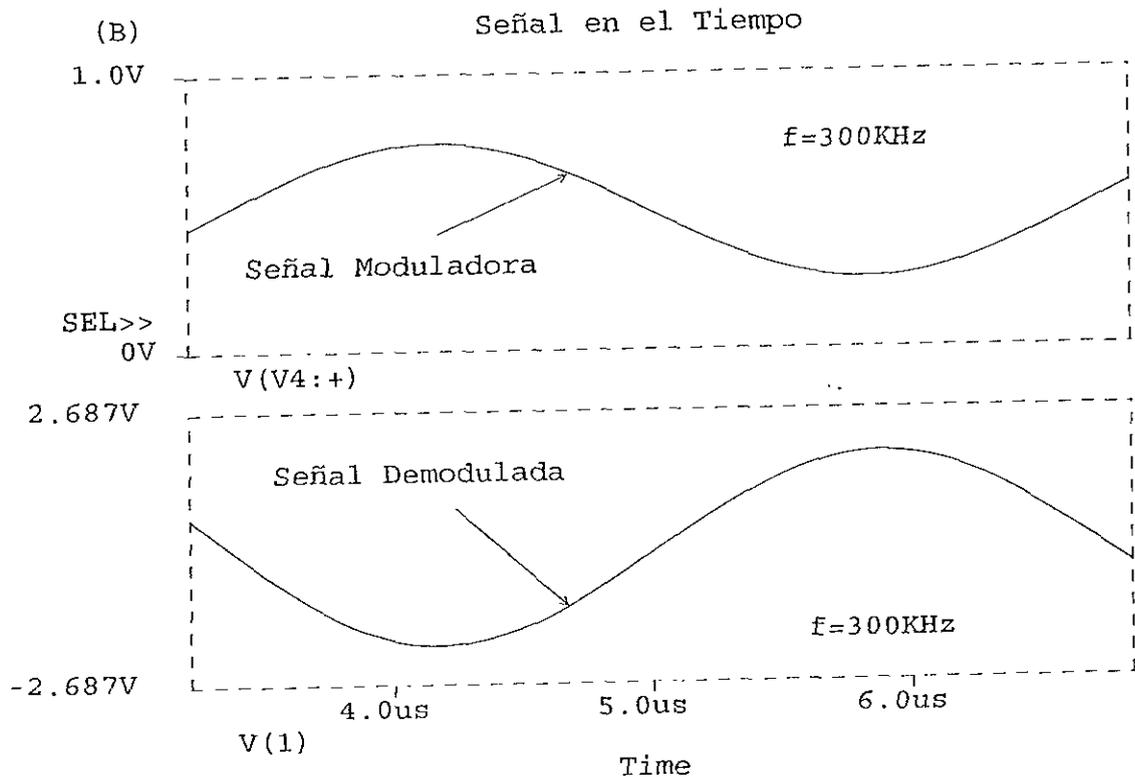
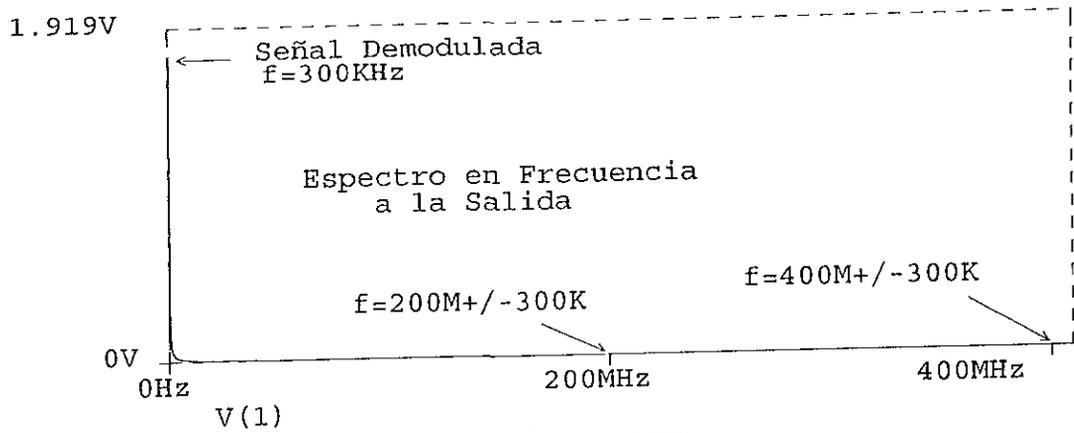
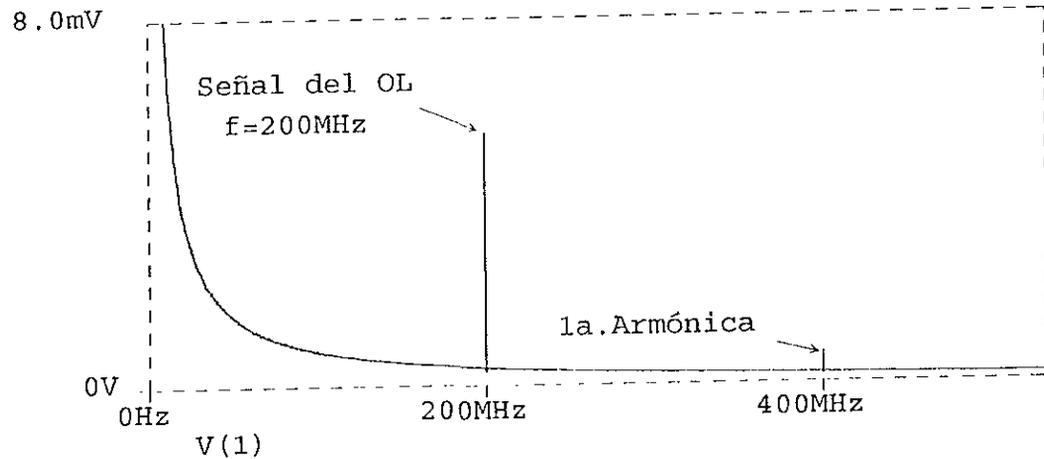


Figura 3.5.3 Simulaciones en el dominio de la frecuencia de la señal demodulada y moduladora

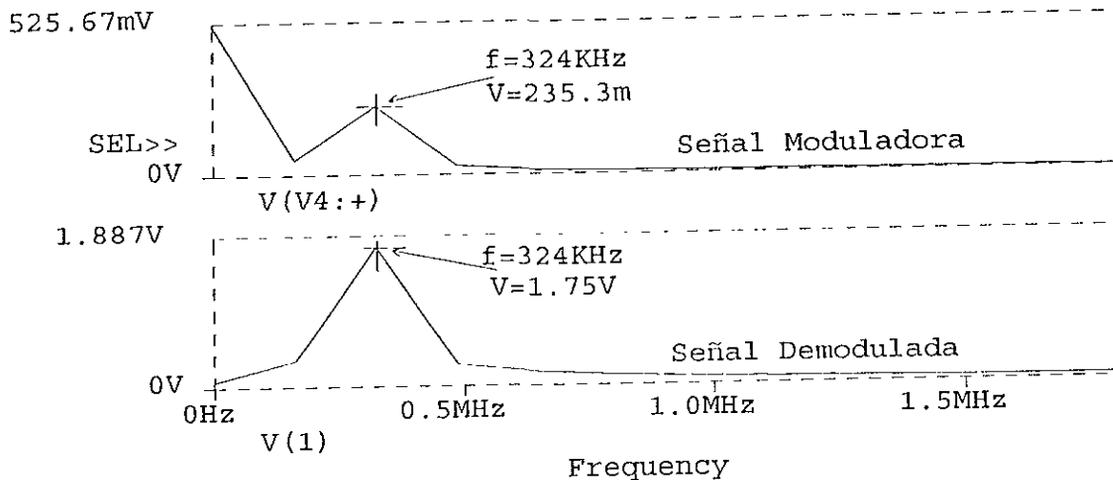
(B) Señal en la Frecuencia



(B) Frequency



(B)



# CAPITULO **4**

## DISEÑO DE CIRCUITOS MEZCLADORES DE LEY CUADRÁTICA CON TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO (FETs)

### 4.1 INTRODUCCIÓN

Sabemos que al mezclar una señal con otra, en realidad estamos haciendo una *multiplicación* entre ambas señales. Una multiplicación es una operación no lineal, por lo cual se requiere un dispositivo con un comportamiento no lineal en al menos una de sus posibles regiones de operación.

El transistor de efecto de campo tiene por modelo una ecuación para saturación de la forma:

$$i_D = I_{DSS} \left[ 1 - \frac{V_{GS}}{V_{P0}} \right]^2$$

Como podemos ver, la corriente en drenaje se puede aproximar por medio de una ecuación de segundo orden, o de ley cuadrática, en función del voltaje aplicado entre compuerta y fuente así como por la corriente de drenaje en saturación y el voltaje de obstrucción o estrangulamiento.

Desarrollando el binomio podemos notar que se obtienen productos de términos hasta de segundo orden. Esto, es lo que realmente nos permite proponer diseños de circuitos mezcladores con FET.

Para poder comprender mejor todavía el comportamiento no lineal del FET, en este capítulo se incluye un análisis interno sobre el funcionamiento de este transistor, ocupándonos específicamente de las condiciones de operación en las cuales se produce el comportamiento no lineal.

## 4.2 COMPORTAMIENTO NO LINEAL DEL FET

El transistor de efecto de campo (FET, por sus siglas en inglés *Field Effect Transistor*), es un dispositivo semiconductor controlado por voltaje, del tipo unipolar al existir un flujo de electrones o de huecos. Se tienen dos tipos de FET, el canal N y canal P. El tipo de canal es quien define la dirección que ha de tener la corriente en el dispositivo.

Los semiconductores tipo N están formados con elementos del grupo V (como el Antimonio, el Arsénico y el Fósforo con cinco electrones de valencia) y con elementos del grupo IV (tales como el Silicio y el Germanio con cuatro electrones de valencia). Estos materiales, al juntarse forman cuatro enlaces quedándole un electrón libre. Este electrón que sobra será donado a algún átomo que lo requiera para completar sus enlaces. Este tipo de materiales semiconductores se conocen comúnmente como *donadores*.

Los materiales tipo P, están formados por elementos con tres electrones de valencia como el Boro, el Galio o el Indio (grupo III), que al juntarse nuevamente con elementos del grupo IV forman únicamente tres enlaces, faltándoles un electrón para completar el cuatro enlace. En este caso, a diferencia del material tipo N, lo que se tiene es la carencia de un electrón o un *hueco*, que podría ser ocupado por algún electrón que se encuentre libre. A partir de estos conceptos sobre semiconductores, podemos empezar el análisis del FET.

La estructura interna y el símbolo utilizado para analizar a un FET se muestra en la figura 4.2.1; aquí podemos ver los nombres de cada una de las terminales y las conexiones internas que existen entre los materiales tipo P y tipo N. Aunque en este caso solo se está haciendo referencia al FET canal N, un modelo similar se aplica para el FET canal P.

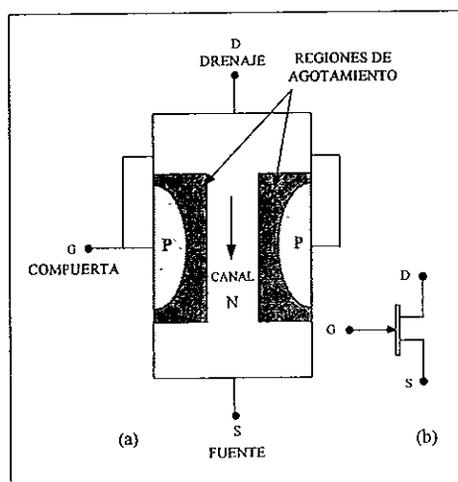
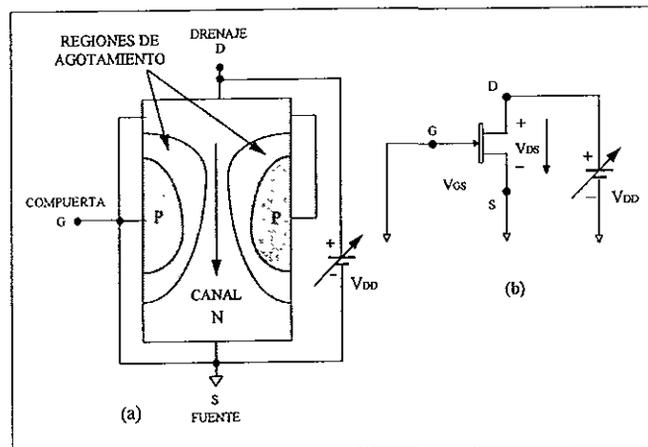


Figura 4.2.1 (a) estructura interna del FET  
(b) símbolo representativo

Cuando no se aplica ninguna diferencia de potencial en las terminales del FET, se presentan dos uniones P-N sin polarizar (ambas tienen la misma diferencia de potencial) originándose una región de agotamiento con portadores libres en exceso por lo que no hay conducción.

Lo importante para nosotros, son las condiciones para las cuales el FET presenta un comportamiento no lineal, por eso se hace un análisis de su funcionamiento interno, con el fin de poder obtener sus diferentes curvas de voltaje y corriente que nos permitan definir sus diferentes regiones de operación.

Si se aplica un voltaje positivo en drenaje, mientras que a compuerta y fuente las mandamos directamente a tierra, podemos observar la diferencia de potencial  $V_{DS}$ , que es el voltaje positivo, en tanto que  $V_{GS} = 0$ . Esto ocasiona un flujo de electrones desde fuente hasta drenaje y por consiguiente una corriente  $I_D$  como la mostrada en la figura 4.2.2. En este caso, el paso de la corriente solo se restringe por la resistencia del propio canal.



**Figura 4.2.2** Comportamiento del FET con una fuente de voltaje positiva en Drenaje  
 (a) Diagrama interno  
 (b) Diagrama esquemático

Nótese que la región de agotamiento en el material tipo P se hace más ancha al acercarse al drenaje; esto se debe a que la diferencia de potencial (voltaje de polarización en inversa) es mayor en esta zona por el comportamiento resistivo que se presenta en el canal.

Al incrementar el  $V_{DS}$  desde cero hasta unos cuantos volts, la corriente se incrementa proporcionalmente hasta un cierto valor  $V_{PK}$ ; a partir de este punto, las dos regiones han aumentado tanto que la región de vaciamiento se ha formado por completo a través del canal. Cualquier aumento adicional de  $V_{DS}$  no producirá aumento en la corriente  $I_D$ . Estas características se muestran en la figura 4.2.3.

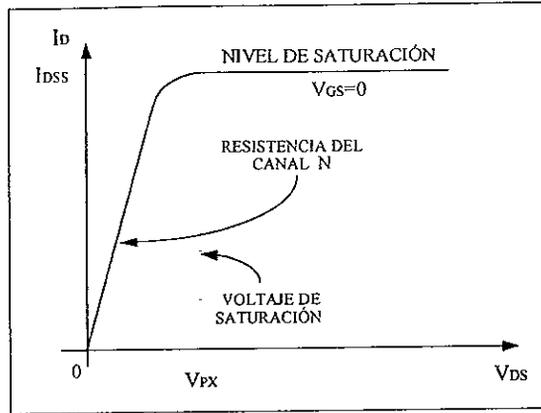


Figura 4.2.3 Característica  $V_{DS}$  Vs.  $I_D$  del FET con  $V_{GS}=0V$

Si se aplica ahora un voltaje  $V_{GS} < 0$  tal que no permita polarizar a la unión P-N en directa, como lo muestra la figura 4.2.4, notaremos que se establecen regiones de agotamiento similares a las obtenidas cuando  $V_{GS} = 0$  pero a niveles menores de  $V_{DS}$ , es decir, podemos alcanzar un nivel de  $I_{DSS}$  mucho más rápido al localizar el voltaje  $V_P$  antes, como lo muestra la figura 4.2.5.

Todo esto, resulta excelente para nosotros, pues con  $V_{DS}$  menores, se presenta la región con comportamiento menos lineal.

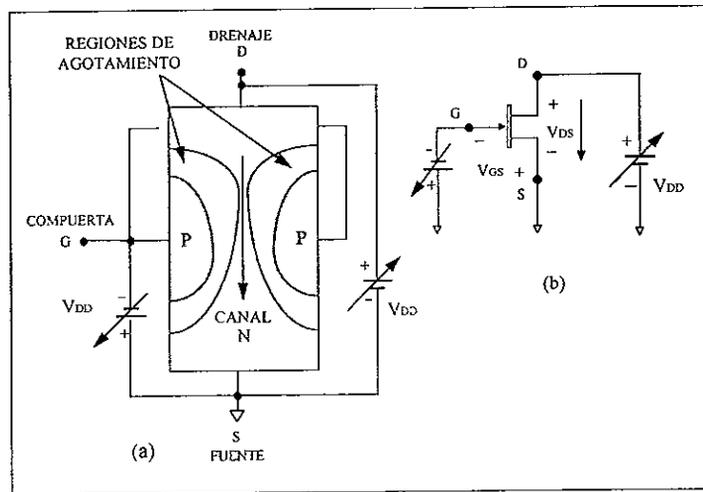


Figura 4.2.4 Comportamiento del FET al polarizar con dos fuentes:  $V_{DD}(+)$  y  $V_{GG}(-)$   
 (a) Diagrama interno  
 (b) Diagrama esquemático

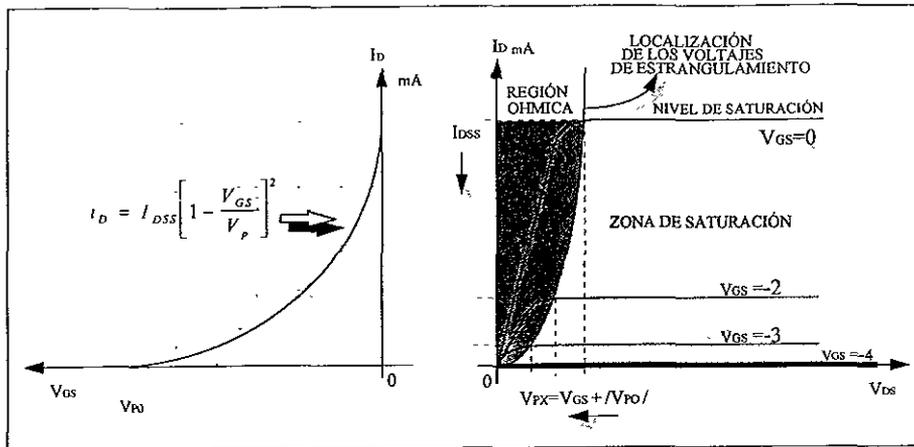


Figura 4.2.5 Característica  $V_{DS}$  Vs  $I_D$  del FET con  $V_{GS} < 0V$

Al voltaje a partir del cual la corriente se mantiene constante se le llama voltaje de estrechamiento o  $V_{PO}$  (*PO* por sus siglas en ingles, *Pinch-Off*), mientras que la corriente sigue recibiendo el nombre de corriente de saturación o  $I_{DSS}$  (corriente de drenaje a fuente de saturación).

El *estrangulamiento* de la corriente no se da totalmente pues, aunque disminuye hasta un valor muy pequeño, nunca llega a ser cero; sin embargo, se mantiene constante mostrando un comportamiento similar de la figura 4.2.5.

En conclusión, si  $V_{DS} > V_{PO}$  el FET presenta las condiciones de una fuente de corriente casi constante, es decir, la corriente está fija en  $I_D = I_{DSS}$  pero el voltaje  $V_{DS}$  para niveles mayores a  $V_{PO}$  está determinado por la carga aplicada. La relación entre  $I_D$ ,  $I_{DSS}$ ,  $V_{DS}$ ,  $V_{PO}$  y  $V_{GS}$ . se encuentra dada por el siguiente modelo matemático para saturación (Ecuación. 4.1):

$$i_D = I_{DSS} \left[ 1 - \frac{V_{GS}}{V_{PO}} \right]^2 \quad \dots(4.1)$$

Esta ecuación fue obtenida de manera experimental por el investigador ingles William Bradfor Schocley<sup>8</sup> a través del comportamiento que presenta el FET en sus diferentes regiones de operación.

La ecuación (4.1), contiene un término cuadrático que produce la *no linealidad* del FET. Si desarrollamos esta parte, obtendremos términos producto de orden superior (cuadráticos en este caso). Esta es una de las grandes ventajas que ofrece este transistor con respecto a otros dispositivos pues su comportamiento no lineal, genera productos de hasta segundo orden; en otras palabras, las señales armónicas que se producen son las mínimas (se tiene un bajo contenido en armónicas).

<sup>8</sup> Teoría de Circuitos. Robert L. Boylestad, Louis Nashelsky Prentice Hall. 6a. De. pag. 200

Para garantizar que el FET se encuentra trabajando en su región de saturación, se debe cumplir con los siguientes puntos:

$$V_P \leq V_{GS} \leq 0V \quad \dots(4.2)$$

$$0A \leq I_D \leq I_{DSS} \quad \dots(4.3)$$

$$V_{PX} \leq V_{DS} \leq V_{DS(BV)} \quad \dots(4.4)$$

Una interpretación rápida de estas ecuaciones es la siguiente: para trabajar en saturación, el FET necesita tener un voltaje  $V_{GS} < 0$ . Bajo esta condición, la corriente de drenaje ( $I_D$ ) disminuye según la ecuación 4.1, por eso, para no apagar al FET, es importante que  $I_D$  sea mayor a cero, por lo cual  $V_{PD} \leq V_{GS}$  como lo muestra la ecuación 4.2 y 4.3. La ecuación 4.4, se deriva de las dos ecuaciones anteriores, y prácticamente sirve para definir el intervalo de voltajes que se pueden aplicar al transistor para no dañarlo al momento de polarizarlo.

### 4.2.1 CARACTERÍSTICAS PRINCIPALES DEL FET

Existen algunas características importantes, que puede ofrecer un transistor de efecto de campo<sup>9</sup>, para poder ser considerado dentro de los circuitos para comunicaciones; algunas de ellas son:

- ↗ La presencia de una resistencia (impedancia) de entrada extremadamente alta con un valor típico de casi 100 MΩ, por lo cual podemos utilizarlo como una resistencia variable controlada por voltaje.
- ↗ Alta inmunidad a la radiación debido en gran parte a su alta impedancia de entrada. Podemos decir que es menos ruidoso que otros dispositivos como por ejemplo el transistor bipolar de juntura (TBJ). Por esta razón se ocupa ampliamente en los receptores de FM de alta fidelidad.
- ↗ Puede disipar una potencia elevada, es decir proporcionar una alta estabilidad térmica.
- ↗ Conmuta corrientes intensas en periodos de tiempo del orden de nanosegundos.
- ↗ El espacio que ocupa es muy reducido y por eso se le utiliza mucho en circuitos integrados.

<sup>9</sup> Electrónica, Teoría de Circuitos. Robert Boylestad, Louis Nashelsky. Prentice Hall. Pag. 241,242

### 4.3 MEZCLADORES CON FET

Un mezclador por si solo no tiene mucha utilidad; en la mayoría de los casos forma parte de todo un sistema de transmisión o de recepción de señales electromagnéticas.

Por ejemplo, en una etapa de recepción, el problema se está limitando a recuperar el mensaje de la señal modulada en amplitud.

Un circuito demodulador de AM se puede representar de la siguiente manera:

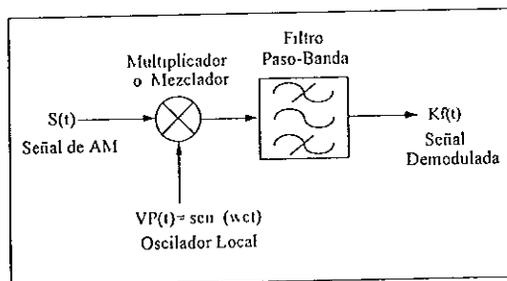


Figura 4.3.1 Diagrama a bloques de un circuito Demodulador de AM.

La señal de AM, de doble banda lateral con portadora transmitida, tiene por ecuación al siguiente modelo matemático:

$$S(t) = A[1 + m f(t)] \times \text{sen}(\omega_c t) \quad \dots(4.5)$$

donde  $f(t)$  es una señal proporcional al mensaje  
 $\omega_c$  es la frecuencia de la señal portadora  
 $m$  es el índice de modulación

la señal moduladora está dada por

$$f(t) = \cos(\omega_m t) \quad \dots(4.6)$$

sustituyendo  $f(t)$  en  $S(t)$

$$S(t) = A[1 + m \cos(\omega_m t)] \times \text{sen}(\omega_c t) \quad \dots(4.7)$$

utilizando la identidad trigonométrica  $A \cos(\omega_1 t) \times \text{sen}(\omega_2 t) = \frac{A}{2} \text{sen}(\omega_2 - \omega_1)t + \text{sen}(\omega_2 + \omega_1)t$   
 y desarrollando productos:

$$S(t) = A \left[ \text{sen}(\omega_c t) + \frac{m}{2} \{ \text{sen}(\omega_c - \omega_m)t + \text{sen}(\omega_c + \omega_m)t \} \right] \quad \dots(4.8)$$

Parar demodular existen dos maneras de hacerlo: una es con la ayuda de un oscilador cuya frecuencia sea igual a la de la portadora (*método síncrono o coherente*) y; la segunda sería alimentando a la señal de entrada a un detector de señal envolvente o moduladora (*método asíncrono o no coherente*).

El segundo método presenta una relación señal a ruido menor que el primero, y por esa razón es más común realizar la demodulación de manera síncrona, aunque para ello se requiera de un oscilador con gran estabilidad en frecuencia.

Si se hace la detección de manera síncrona (con ayuda de la portadora), solo se utilizan las dos bandas laterales, y se ignora o elimina al término  $A \text{sen}(w_c t)$ . Finalmente nuestra señal  $S(t)$  se simplifica hasta:

$$S(t) = \frac{Am}{2} \text{sen}(w_c \pm w_m)t \quad \dots(4.9)$$

Adelantándonos un poco al tema de Análisis en *ca*, sabemos que la ecuación que modela al FET es:

$$V_{gs} = S(t) + V_{ol} \quad \dots(4.10)$$

por lo tanto

$$i_D = I_{DSS} \left[ 1 - \frac{S(t) + V_{ol}}{V_{PO}} \right]^2 \quad \dots(4.11)$$

Al hacer la multiplicación de esta señal por otra también del tipo senoidal, obtendremos:

$$S(t) = \frac{Am}{2} \text{sen}(w_c \pm w_m)t \times \text{sen}(w_c)t \quad \dots(4.12)$$

recordando que :

$$\text{sen } A \times \text{sen } B = \frac{1}{2} [\cos(A - B) - \cos(A + B)] \quad \dots(4.13)$$

entonces:

$$f(t) = \frac{Am}{2} \left\{ \frac{1}{2} [\cos(w_c - w_m - w_c)t - \cos(w_c - w_m + w_c)t] + \frac{1}{2} [\cos(w_c + w_m - w_c)t - \cos(w_c + w_m + w_c)t] \right\} \quad \dots(4.14)$$

reduciendo:

$$f(t) = \frac{Am}{4} \{ \cos(-w_m t) - \cos(2w_c - w_m)t + \cos(w_m t) - \cos(2w_c + w_m)t \} \quad \dots(4.15)$$

Finalmente, al ser la función coseno par, podemos obtener:

$$f(t) = \frac{Am}{4} [2 \cos(w_m t) - \cos(2w_c \pm w_m)t] \quad \dots(4.16)$$

El término  $2 \cos(w_m t)$  contiene a la frecuencia de la moduladora únicamente, en tanto que  $-\cos(2w_c - w_m)t - \cos(2w_c + w_m)t$  aún mantiene componentes de la portadora y además están desplazadas hasta una frecuencia de  $2w_c \pm w_m$ . La ganancia disminuye hasta la mitad en  $\cos(w_m t)$  mientras que para las otras componentes espectrales la atenuación es de solo  $\frac{1}{4}$  del valor máximo. Lo importante de este resultado, es el poder recuperar la señal modulada con un filtro pasa banda de bajo orden, sintonizado a la frecuencia adecuada.

El análisis espectral resultante de mezclar la señal de AM con la del oscilador local (OL) se vería como el mostrado a continuación (figura 4.3.2):

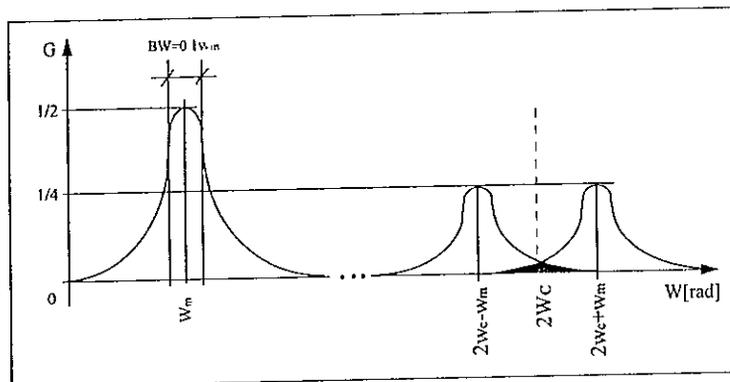


Figura 4.3.2 Espectro de la multiplicación de señales en un FET.

Obsérvese como la separación de frecuencias es muy grande; mientras que la señal modulada se encuentra a una frecuencia relativamente baja (se hizo la conversión de frecuencia intermedia a banda base), sus otras componentes espectrales se localizan a frecuencias elevadas y muy juntas lo cual dificulta el filtrado al poderse dar un traslape como lo muestra el área sombreada de la figura 4.3.2. En cuanto a las magnitudes, la componente de la señal demodulada presenta una ganancia de la mitad de la original, mientras que las otras llegan hasta un cuarto de ganancia.

### 4.3.1 PROPUESTA DE DISEÑO INICIAL DEL MEZCLADOR CON FET

El análisis realizado anteriormente, nos permite proponer inicialmente un circuito mezclador a FET como el siguiente:

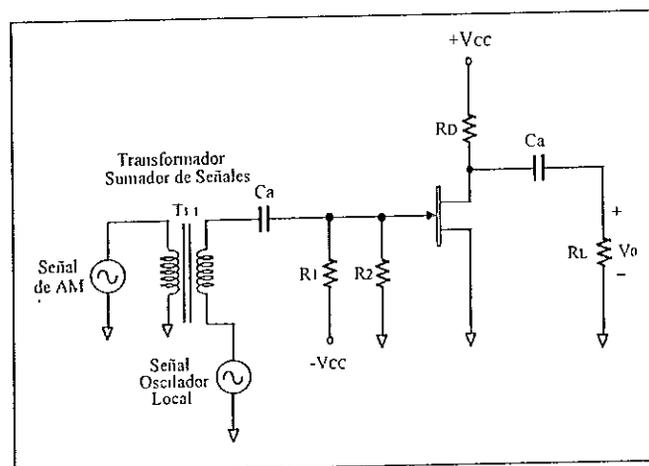


Figura 4.3.3 Propuesta inicial del circuito mezclador con TBJ

El transformador realiza la suma de las señales de entrada (la de AM y la del OL); posteriormente, esta señal se introduce por compuerta a través de un capacitor de acoplamiento para eliminar la componente de CD (proveniente del oscilador local), de no eliminarse esta señal de directa se corre el riesgo de sacar de su región de operación al transistor, haciendo inestable al sistema (en un circuito moduladora no debe ponerse al ser necesario un nivel de CD para controlar el índice de modulación). Para estabilidad ante variaciones de temperatura, se propone montar un divisor de voltaje en compuerta. La doble fuente es usada para fijar por completo el punto de operación minimizando las posibles alteraciones causadas por variaciones en la alimentación.

La señal de salida se obtiene en la terminal de drenaje a través de un circuito resonante paralelo sintonizado a la componente que se desea recuperar como el descrito en el Capítulo 1. Por esta razón se a eliminado al resistor  $R_D$  (cualquier resistencia en paralelo con el circuito resonante disminuye la  $Q$ ). El diseño propuesto se muestra en la figura 4.3.4:

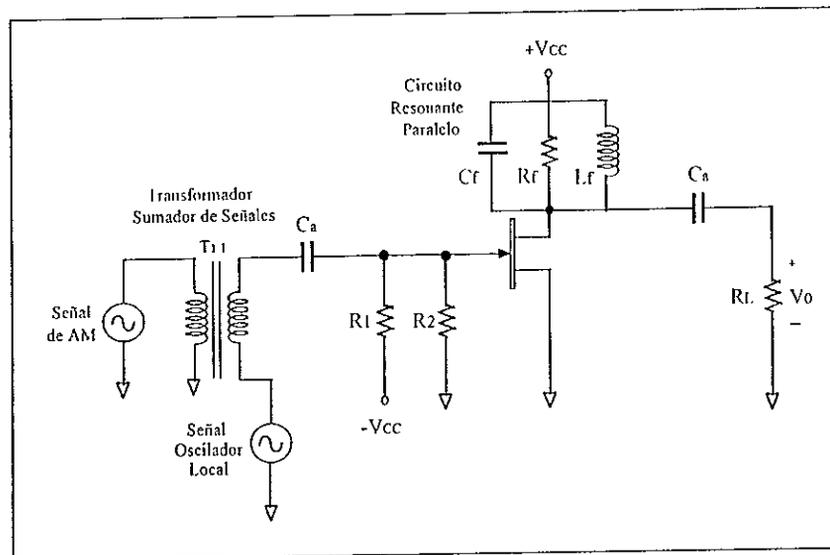


Figura 4.3.4 Circuito mezclador a TBJ con etapa de filtrado

### 4.3.2 MODELADO Y ANÁLISIS EN CD

El análisis en CD se hace para obtener los valores de las fuentes y arreglos de resistores que nos proporcionen el punto  $Q_{ideal}$  de operación. Partiendo del circuito de la figura 4.3.4 y modelando los componentes a través de su impedancia, puede llegarse a:

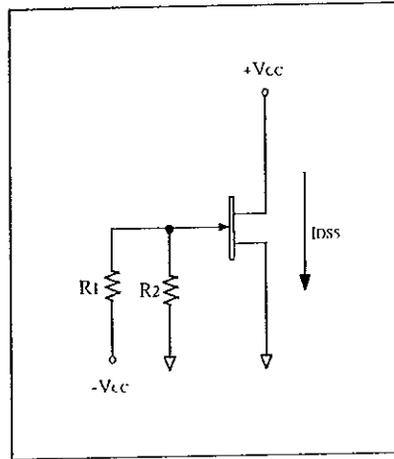


Figura 4.3.5 Modelado del circuito para su análisis en CD

Como en CD,  $\omega = 0$ :

$$Z_C|_{\omega=0} = \frac{1}{j\omega C} \Rightarrow Z_C \rightarrow \infty \quad \text{equivalente a un circuito abierto}$$

$$Z_L|_{\omega=0} = j\omega L \Rightarrow Z_L \rightarrow 0 \quad \text{equivalente a considerarlo como un cable}$$

A partir de las hojas de especificaciones del FET dadas por el fabricante, se obtiene la información necesaria para poder determinar las condiciones, bajo las cuales, el transistor garantiza un comportamiento estable lejos de las regiones críticas de operación que pudieran alterar su comportamiento. Para la elección del punto  $Q$  se debe tomar en cuenta que la corriente de drenaje a fuente, se encuentra en función de la corriente de saturación de drenaje ( $I_{DSS}$ ), del voltaje de estrangulamiento ( $V_{P0}$ ) y del voltaje entre compuerta y fuente ( $V_{GS}$ ) como lo describe la ecuación (4.1). El  $V_{P0}$  y la  $I_{DSS}$  son valores constantes mientras que el ( $V_{GS}$ ) es quien permite controlar el punto de operación.

El punto  $Q$  de operación óptimo lo localizamos a la mitad del intervalo de  $V_{GS}$  por dos razones: la primera y más importante es por la estabilidad (es el lugar más lejano de los puntos críticos de operación del FET) y la segunda porque es donde se presenta el comportamiento menos lineal. Entonces:

$$V_{GSQ} = \frac{V_{GS\text{MAX}} + V_{GS\text{MIN}}}{2} \quad \dots(4.17)$$

por lo tanto,  $I_{DQ}$  se puede obtener como:

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left[ 1 - \frac{V_{GSQ}}{V_{P0}} \right]^2 \quad \dots(4.18)$$

El valor de las fuentes de polarización se determinan con la ayuda de la expresión (4.4) y de las hojas de especificaciones ( $V_{DSm\acute{a}x}$  y  $V_{GSm\acute{a}x}$ ).

Conocido el valor de las fuentes, es posible, ahora, obtener el valor de los resistores partiendo de la ecuación (4.19) que se muestra a continuaci3n y alcanzar el voltaje del punto  $Q$  en la compuerta:

$$V_{GS} = \frac{R_2(-V_{CC})}{R_1 + R_2} \quad \dots(4.19)$$

Finalmente, para comprobar que realmente se encuentre trabajando en saturaci3n, se deben verificar las ecuaciones (4.2), (4.3) y (4.4).

### 4.3.3 MODELADO Y ANÁLISIS EN CA

Usando el modelo del circuito equivalente  $\pi$  (para RF), podemos representar al circuito como lo muestra la figura 4.3.6, en el que se ha considerado que a la entrada el transformador se encuentra en resonancia presentando un efecto puramente resistivo al que llamamos  $R_i$ :

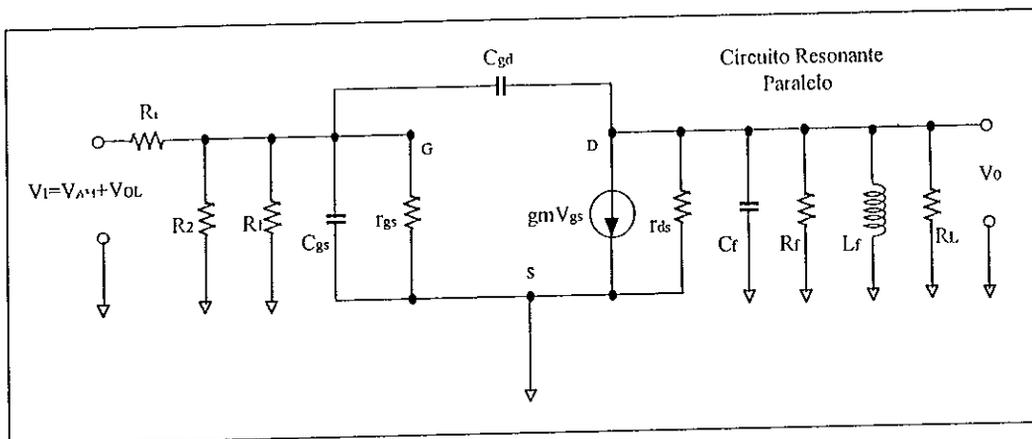


Figura 4.3.6 Modelo en parámetros  $\pi$  ,para el análisis en *ca*

La resistencia formada entre compuerta y fuente ( $r_{gs}$ ) es lo bastante grande (del orden de los cientos de Mega ohms) lo que nos permite ignorarla en el análisis. Existe un gran parecido al modelo de señal pequeña para bajas frecuencias, pero hay capacitancias como las formadas de compuerta a drenaje ( $C_{gd}$ ) y de compuerta a fuente ( $C_{gs}$ ), que ya no pueden ser despreciadas porque su efecto a frecuencias elevadas resulta determinante en el funcionamiento del circuito (Figura 4.3.7).

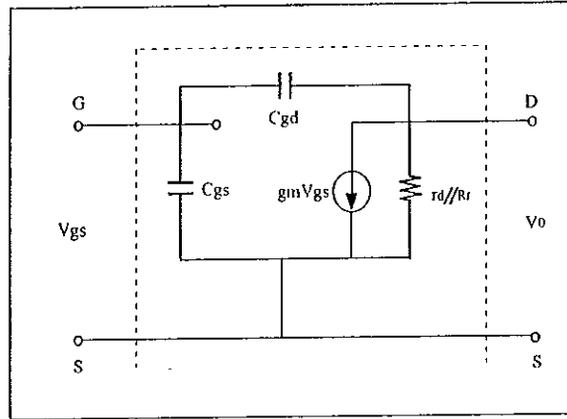


Figura 4.3.7 Modelo del FET para RF

La impedancia característica de un capacitor, presenta un comportamiento en función de la frecuencia y del valor capacitivo (Ecuación 4.20).

$$Z_c = X_c = \frac{1}{sc} = \frac{1}{j\omega C} \quad \dots(4.20)$$

Cuando  $\omega \rightarrow \infty$  y  $c \rightarrow 0$ , la capacitancia formada es mayor y debe ser tomada en cuenta dentro del diseño.

Al referirnos a los parámetros Z, los elementos del sistema se están modelando a través de sus impedancias en el dominio de la frecuencia. La ecuación. (4.20) modela al capacitor en tanto que la 4.21 y 4.22 modelan al resistor y al inductor respectivamente:

$$Z_R = R \quad \dots(4.21)$$

$$Z_L = X_L = SL = j\omega L \quad \dots(4.22)$$

Una manera práctica de simplificar el análisis es mediante el Teorema de Miller (apéndice C) donde lo que se hace es reflejar el efecto de la capacitancia  $C_{gd}$  tanto hacia compuerta ( $C'_{gd}$ ) como hacia drenaje ( $C''_{gd}$ ).

La capacitancia  $C'_{gd}$  se obtiene de:

$$C'_{gd} = C_{gd}(1 - K) \quad \dots(4.23)$$

y la  $C''_{gd}$  se determina con:

$$C''_{gd} = C_{gd} \left( \frac{k - 1}{k} \right) \quad \dots(4.24)$$

La ganancia en malla abierta ( $k$ ) se calcula a través de la ecuación (4.25), asumiendo de antemano que el circuito está en resonancia (presenta un comportamiento puramente resistivo):

$$k = -gm \times R_{eq2} // R_L \quad \dots(4.25)$$

Las simplificaciones anteriores, nos permiten llegar a un circuito  $\pi$  equivalente, de señal pequeña igual al de bajas frecuencias, donde el efecto de la capacitancia  $C_{gd}$  ya ha sido reflejado tanto del lado de compuerta ( $C'_{gd}$ ) como al de drenaje ( $C''_{gd}$ ); figura (4.3.8).

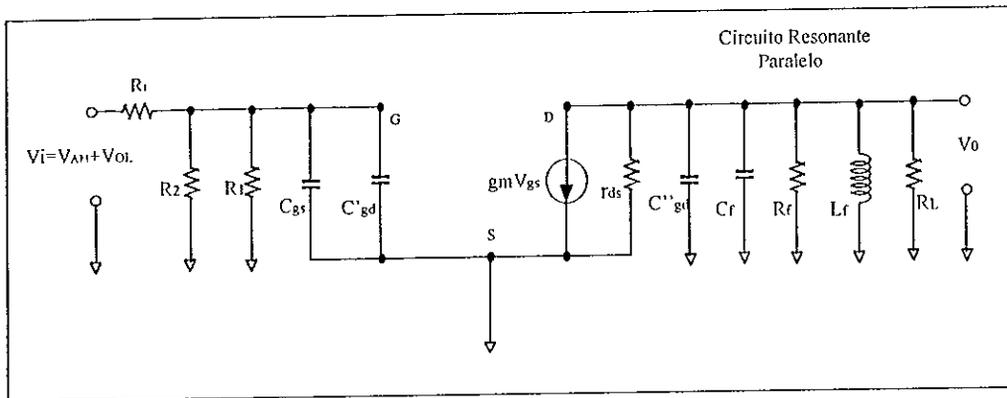


Figura 4.3.8 Modelo en  $ca$  con la capacitancia  $C_{gd}$  reflejada

Estas consideraciones nos permiten simplificar el análisis y obtener los parámetros de señal pequeña como: la ganancia en voltaje, impedancia de entrada e impedancia de salida. Esta simplificación se hace a través de las impedancias de los diferentes elementos y de los arreglos serie o paralelo que se encuentren hasta llegar a una figura como la siguiente:

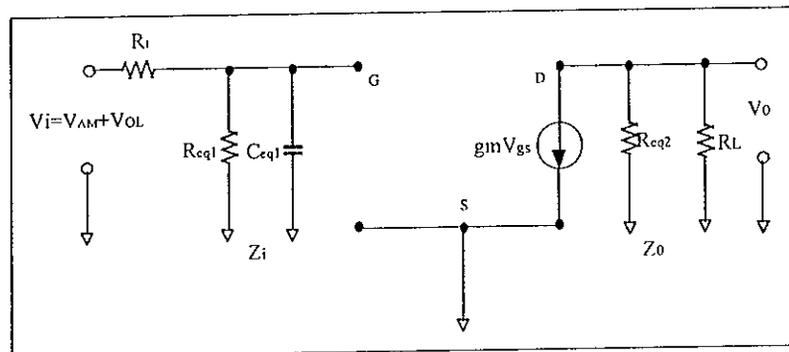


Figura 4.3.9 Modelo simplificado en  $ca$  del mezclador

Donde:

$$R_{eq1} = R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad \dots(4.26)$$

$$C_{eq1} = C_{gs} + C'_{gd} \quad \dots(4.27)$$

$$R_{eq2} = r_d // R_f = \frac{r_d \times R_f}{r_d + R_f} \quad \dots(4.28)$$

$$r_d = \frac{1}{Y_{os}} \quad \dots(4.29)$$

$$gm = gm_0 \left( 1 - \frac{V_{gs}}{V_{p0}} \right) \quad \dots(4.30)$$

$$gm_0 = \frac{2I_{DSS}}{|V_{p0}|} \quad \dots(4.31)$$

y

$$C_{eq2} = C_f + C'_{gd} \quad \dots(4.32)$$

Las impedancias de entrada y salida después de las simplificación realizadas son:

$$Z_i = Z_{Req1} // Z_{Ceq1} = \frac{R_{cq1}}{1 + j(\omega \times C_{eq1} \times R_{eq1})} \quad \dots(4.33)$$

Como  $C_f \gg C'_{gd}$  podemos considerar que el circuito permanece en resonancia por lo tanto:

$$Z_0 = R_{cq2} \quad \dots(4.34)$$

La ganancia en voltaje se determina a través de la siguiente relación:

$$\Delta V|_{\omega=\omega_0} = \frac{V_0}{V_i} = \frac{V_0}{V_{gs}} \frac{V_{gs}}{V_i} \quad \dots(4.35)$$

para  $\frac{V_0}{V_{gs}}$  sabemos que:

(sin considerar la carga)

$$V_0 = -gm V_{gs} R_{cq2} \quad \dots(4.36)$$

$$\Rightarrow \left. \frac{V_0}{V_{gs}} \right|_{SC} = -gm R_{cq2} \quad \dots(4.37)$$

(considerando la carga)

$$V_0 = -gmV_{gs} (R_{eq2} // R_L) \quad \dots(4.38)$$

$$\Rightarrow \left. \frac{V_0}{V_{gs}} \right|_{CC} = -gm(R_{eq2} // R_L) \quad \dots(4.39)$$

mientras que  $\frac{V_{gs}}{V_i}$ :

$$V_{gs} = \frac{V_i \times Z_i}{Z_i + Z_{Ri}} \quad \dots(4.40)$$

$$\Rightarrow \frac{V_{gs}}{V_i} = \frac{Z_i}{Z_i + Z_{Ri}} \quad \dots(4.41)$$

Por lo tanto la ganancia se determina como:

sin carga

$$\Delta V|_{SC} = \frac{-gm \times R_{eq2} \times Z_i}{Z_i + Z_{Ri}} \quad \dots(4.42)$$

y con carga:

$$\Delta V|_{CC} = \frac{-gm \times (R_{eq2} // R_L) \times Z_i}{Z_i + Z_{Ri}} \quad \dots(4.43)$$

El voltaje a la salida, tomando en cuenta la etapa de filtrado, se puede determinar con base en la ecuación (4.1), de donde se obtienen las corrientes que se presentan en el circuito. Se calculan las impedancias que presentan a la salida a las diferentes frecuencias (recuérdese que la parte resistiva de la impedancia a la salida varía con la frecuencia) y por último se multiplican las corrientes y las impedancias correspondientes para conocer así el valor del voltaje de salida, donde se incluye ya el efecto del filtro.

Dicho lo anterior, partimos de la ecuación (4.1), asumiendo de antemano que el  $V_{gs}$  es la suma de las dos señales que vienen del transformador; es decir:

$$V_{gs} = V_{AM} \cos(w_{OL} \pm w_m)t + V_{OL} \cos(w_{OL})t \quad \dots(4.44)$$

por lo tanto:

$$I_D = I_{DSS} \left[ 1 - \frac{V_{AM} \cos(w_{OL} \pm w_m)t + V_{OL} \cos(w_{OL})t}{V_{P0}} \right]^2 \quad \dots(4.45)$$

Si desarrollamos todo el binomio obtenemos:

$$i_D = I_{DSS} - \frac{2I_{DSS}}{V_{P0}} [V_{AM} \cos(w_{OL} \pm w_m)t + V_{OL} \cos(w_{OL})t] + \quad \dots(4.46)$$

$$\frac{I_{DSS}}{V_{P0}^2} \{ V_{OL} V_{AM} [\cos(\pm w_m)t + \cos(2w_{OL} \pm w_m)t] + V_{AM}^2 \cos^2(w_{OL} \pm w_m)t + V_{OL}^2 \cos^2(w_{OL})t \}$$

De la última expresión se desprenden las componentes de la corriente a las diferentes frecuencias de operación que circulan por el circuito; así, ignorando al término de CD tenemos que:

la corriente a la frecuencia de la señal de AM es:

$$i_D|_{w=w_{OL} \pm w_m} = -\frac{2I_{DSS}V_{AM}}{V_{P0}} \quad \dots(4.47)$$

a  $w=w_{OL}$

$$i_D|_{w=w_{OL}} = -\frac{2I_{DSS}V_{OL}}{V_{P0}} \quad \dots(4.48)$$

para  $w=2w_{OL} \pm w_m$  la corriente es:

$$i_D|_{w=2w_{OL} \pm w_m} = \frac{I_{DSS}V_{OL}V_{AM}}{(V_{P0})^2} \quad \dots(4.49)$$

a la frecuencia de la señal moduladora

$$i_D|_{w=w_m} = \frac{2I_{DSS}V_{OL}V_{AM}}{(V_{P0})^2} \quad \dots(4.50)$$

Por último, las expresiones correspondientes a los cuadrados de las señales de entrada son:

$$i_D|_{w=w_{OL} \pm w_m} = \frac{I_{DSS}(V_{AM})^2}{(V_{P0})^2} \quad \dots(4.51)$$

así como:

$$i_D|_{w=w_{OL}} = \frac{I_{DSS}(V_{OL})^2}{(V_{P0})^2} \quad \dots(4.52)$$

Para determinar la impedancia correspondiente a cada frecuencia se utiliza la siguiente ecuación:

$$Z(w=w_{OL}, w_{OL} \pm w_m, 2w_{OL} \pm w_m, w_m) = \frac{jw C_f}{(jw)^2 + jw \left[ \frac{1}{(R_f // R_g)C_f} + \frac{1}{L_f C_f} \right]} \quad \dots(4.53)$$

Conocida la corriente y la impedancia para cada frecuencia, ahora, con estos datos, se calculará el voltaje de cada una de las componentes espectrales, que se presentarán a la salida, a través de la ley de Ohm.

Con este voltaje se obtiene el THD utilizando la siguiente ecuación:

$$\% THD = \frac{\sqrt{(i_2 Z_2)^2 + (i_3 Z_3)^2 + \dots}}{i_{fundamental} Z_{fundamental}} \times 100 \quad \dots(4.54)$$

Como ya se puede conocer el voltaje a la salida, calculamos la ganancia o las pérdidas de conversión recordando que esta se define como la relación entre la potencia de salida de la señal demodulada y la de la señal de entrada, como lo sugiere la siguiente ecuación:

$$G = \frac{P_o|_{W=W_m}}{P_i|_{W=W_{OL} \pm W_m}} = \frac{\frac{(V_o|_{W=W_m})^2}{R}}{\frac{(V_i)^2}{R}} \quad \dots(4.55)$$

simplificando:

$$G = \frac{P_o|_{W=W_m}}{P_i|_{W=W_{OL} \pm W_m}} = \frac{(V_o|_{W=W_m})^2}{(V_i)^2} = \left( \frac{V_o|_{W=W_m}}{V_i} \right)^2 \quad \dots(4.56)$$

#### 4.4 DISEÑO DEL CIRCUITO MEZCLADOR CON FET

Pensando en la etapa de recepción de una señal de AM con señal portadora de 200 MHz y moduladora de hasta 300 KHz, la propuesta que se hace es la de diseñar un circuito demodulador que baje de frecuencia intermedia a banda base, la información de la señal de AM definida por la siguiente expresión:

$$V_{AM} = V_i = 700mV \text{ sen}(200 \text{ MHz} \pm 300 \text{ KHz})2\pi[V]$$

Como la propuesta para utilizar el mezclador incluye una demodulación síncrona, la señal del OL puede ser de la forma:

$$V_{OL} = \text{sen}(200 \text{ MHz})2\pi[V]$$

Partiendo de las características que se acaban de plantear, el FET a utilizar, debe ser capaz de manejar frecuencias de hasta 200 MHz; con esta primera condición y con la ayuda de los manuales de los diferentes fabricantes, se busca el dispositivo que mejor se ajuste a esta necesidad.

El transistor seleccionado es un FET canal N, con número de catálogo MMBFJ309 de National Semiconductor<sup>10</sup>, propuesto en concreto por el fabricante, para usarse como mezclador en circuitos para comunicaciones. Sus principales características son:

MMBFJ309  
FET canal N

Frecuencia de operación:	500 Mhz.
Intervalo de voltaje de estrangulamiento:	$-1V \leq V_{GS} \leq -4$
Corriente de Saturación:	$12mA \leq I_{DSS} \leq 30mA$
$V_{MÁX}$ de fuente a drenaje:	$V_{DS} = 25V_{MÁX}$
$V_{MÁX}$ . de saturación entre compuerta y fuente:	$V_{GSS(BR)} = -25$
Trasconductancia:	$10000 \mu \leq gm \leq 20000 \mu [mhos]$
Figura de Ruido:	3 dB
Capacitancia entre compuerta y drenaje:	$C_{gd} = 25 pF_{MÁX}$
Capacitancia entre compuerta y fuente:	$C_{gs} = 5 pF_{MÁX}$

#### 4.4.1 ANÁLISIS EN CD

Si graficamos la ecuación (4.1) con los datos de los manuales obtenemos una figura similar a:

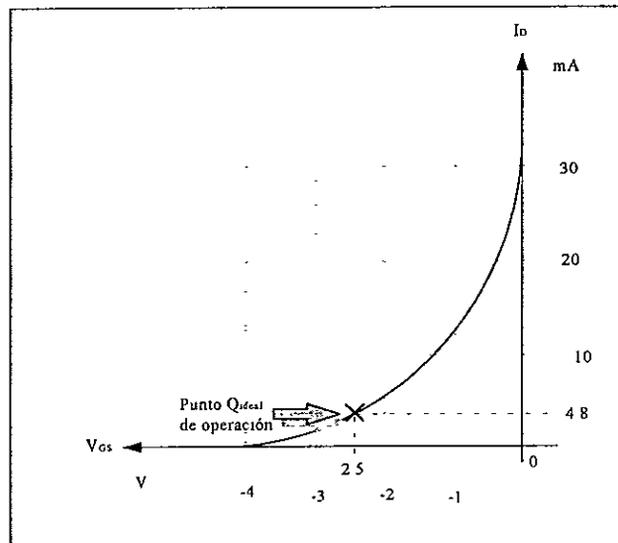


Figura 4.4.1 Curva característica que modela al FET MMBFJ309

<sup>10</sup> National Semiconductor: National Discrete; Diode, Bipolar Transistor and JFET products  
Se anexan hojas de especificaciones en el Apéndice D

Tomando en cuenta las hojas de especificaciones, proponemos al punto  $Q$  de operación a la mitad del intervalo del  $V_{GS}$ , entonces de acuerdo con la ecuación (4.17) y (4.18):

si el intervalo dado por el fabricante es:  $-4 < V_{p0} < -1$ .

$$V_{GSQ} = \frac{V_{GSMAX} + V_{GSMIN}}{2} = \frac{-1 + -4}{2}$$

$$V_{GSQ} = -2.5 V$$

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GSQ}}{V_{p0}} \right)^2 = 30 mA \left( 1 - \frac{-2.5V}{-4V} \right)^2$$

$$I_{DQ} = 4.8 mA$$

Para elegir el valor de las fuentes de alimentación, considerando la ecuación (4.4) y las características del componente de las hojas de especificaciones, se propone que:

$$V_{cc} = 12 V$$

y

$$-V_{cc} = -12V$$

Con el valor de la fuente de compuerta y el voltaje entre compuerta y drenaje conocidos, se determina el valor de las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  aplicando un divisor de voltaje directamente (ecuación 4.19).

$$-2.5V = \frac{R_2 \times -12V}{R_1 + R_2}$$

despejando el valor de  $R_1$ :

$$R_1 = 3.8R_2$$

Para que el circuito no demande mucha corriente, las resistencias que se usan son de valores grandes; por lo tanto si

$$R_1 = 4.56 M\Omega$$

$$\Rightarrow R_2 = 1.2 M\Omega$$

Debido a que en un filtro resonante paralelo el poner cualquier resistencia en paralelo disminuye directamente el factor de calidad, como se mencionó en el análisis del filtro del Capítulo 1, no es necesario calcular el valor de la resistencia en drenaje. El valor a ocupar es el de  $R_r$  (resistencia del inductor reflejada en paralelo con el circuito) que se determina según las expresiones del filtro para el análisis en *ca*.

Para garantizar que el FET se encuentra en saturación (dentro de la región menos lineal), se sustituyen los valores de las hojas de especificaciones y los obtenidos en las desigualdades (4.2), (4.3), (4.4), donde:

$$\begin{aligned} 12 \text{ mA} < 4.8 \text{ mA} < 30 \text{ mA} & \text{ para } I_D \\ -4 \text{ V} < -2.5 \text{ V} < -1 \text{ V} & \text{ para } V_{GS} \\ -2.5 \text{ V} < 12 \text{ V} < 25 \text{ V} & \text{ para } V_{DS} \end{aligned}$$

Todas las relaciones que nos garantizan que el FET está saturado se cumplen, por lo tanto podemos asegurar que es FET está trabajando en la región de saturación. El modelo en CD queda finalmente como se muestra en la siguiente figura:

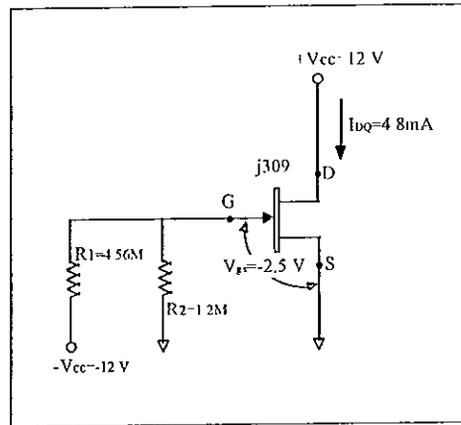


Figura 4.4.2 Circuito con valores para polarizar en CD.

## 4.4.2 ANÁLISIS EN CA

Antes de obtener la ganancia en voltaje y las impedancias de entrada y salida, es necesario conocer el valor de todos los elementos en *ca*. Lo primero en calcularse, es el valor del inductor y del capacitor a través de las ecuaciones (1.19) y (1.20) que definen al filtro.

Si  $W_0 = 300 \text{ KHz} \times 2\pi$  rad/seg del lado de drenaje, y proponemos que  $C = 4.7 \text{ nF}$ , el inductor puede calcularse directamente como:

$$L = \frac{1}{W_0^2 \times C} = \frac{1}{(300 \times 10^3 \times 2\pi)^2 \times 4.7 \text{ nF}}$$

$$L = 59.8824 \mu\text{H} \approx 60 \mu\text{H}$$

El valor de la resistencia reflejada en paralelo del inductor, cuando  $r = 11.3395\Omega$  se obtiene a través de:

$$R_r = \frac{(W_0 L)^2}{r} = \frac{(300 \times 10^3 \times 2\pi \times 60\mu)^2}{11.3395}$$

$$R_r = 1.128 \text{ K}\Omega$$

La resistencia entre drenaje y fuente ( $r_d$ ) se determinar a través de la expresión (4.29) como:

$$r_d = \frac{1}{Y_{es}} = \frac{1}{0.25 \times 10^{-3} \Omega^{-1}}$$

$$r_d = 4 \text{ K}\Omega$$

Con estos datos y con la expresión (4.25) se calcular el valor de la ganancia en malla abierta ( $k$ ). Si el circuito está en resonancia, lo único que se presenta del lado de drenaje es un efecto puramente resistivo que se determina mediante la ecuación (4.28):

$$R_{eq2} = \frac{1.128\text{K} \times 4\text{K}}{1.128\text{K} + 4\text{K}} = 879.875 \Omega$$

De las ecuaciones (4.30) y (4.31) de los valores de  $I_{DSS}$ ,  $V_{GS}$  y el  $V_P$ , tenemos que:

$$gm_0 = \frac{2 \times 30\text{mA}}{|-2\text{V}|} = 30\text{m}$$

$$gm = 30\text{m} \left(1 - \frac{-2}{-4}\right) = 15\text{m}$$

$$gm = 15000 \mu\Omega^{-1}$$

Haciendo el paralelo entre  $R_{eq2}$  y  $R_L$ :

$$R_{eq2} // R_L = \frac{879.875 \times 1\text{K}}{879.875 + 1\text{K}} = 468.05 \Omega$$

entonces:

$$k = -15000 \mu\Omega^{-1} \times 468.05 \Omega = -7.02$$

Conocido el valor de  $k$ , las capacitancias parásitas reflejadas según las ecuaciones (4.23) y (4.24) son:

$$C'_{gd} = 2.5 \text{ pF} [1 - (-7.02)] = 20.05 \text{ pF}$$

$$C''_{gd} = 2.5 \text{ pF} \left( \frac{-7.02 - 1}{-7.02} \right) = 2.856 \text{ pF}$$

Por lo tanto, las capacitancias equivalentes indicadas por (4.27) y (4.32) son:

$$C_{eq1} = 5 \text{ pF} + 20.05 \text{ pF} = 35.73 \text{ pF}$$

y

$$C_{eq2} = 2.856 \text{ pF} + 4.7 \text{ nF} \approx 4.7 \text{ nF}$$

La impedancia de entrada obtenida a partir de (4.33) es:

$$R_{eq1} = \frac{1.2 \text{ M} \times 4.56 \text{ M}}{1.2 \text{ M} + 4.56 \text{ M}} = 950 \text{ K } \Omega$$

por lo tanto:

$$Z_i = \frac{950 \text{ K}}{1 + j(200 \text{ M} \times 2\pi \times 25.05 \text{ p} \times 950 \text{ K})} = 1.0623 \text{ m} - j31.767$$

Y la impedancia de salida queda como:

$$Z_o = R_{eq2} = 879.875 \Omega$$

Finalmente, la ganancia sin carga con base en (4.42) es:

$$\Delta V|_{sc} = \frac{-15 \text{ m} \times 879.875 \times (1.062 \text{ m} - j31.76)}{(1.062 \text{ m} - j31.76) + 50} = -3.796 + j5.9737$$

$$\Delta V|_{sc} = 7.0776 [122^\circ 25']$$

mientras que con carga:

$$\Delta V|_{sc} = \frac{-15 \text{ m} \times 468.05 \times (1.062 \text{ m} - j31.76)}{(1.062 \text{ m} - j31.76) + 50} = -2.019 + j3.178$$

$$\Delta V|_{cc} = 3.765 [122^\circ 25']$$

Después de obtener todos los datos para el análisis en *ca* el circuito representativo sería:

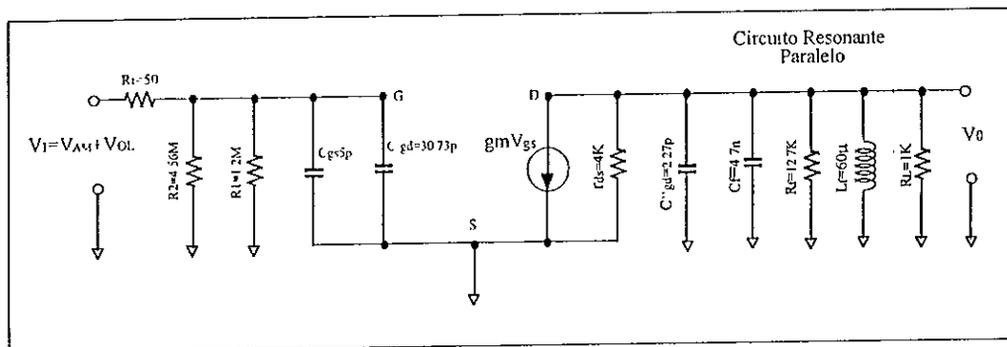


Figura 4.4.3 Circuito con valores equivalente para *ca*

El circuito final, con valores es:

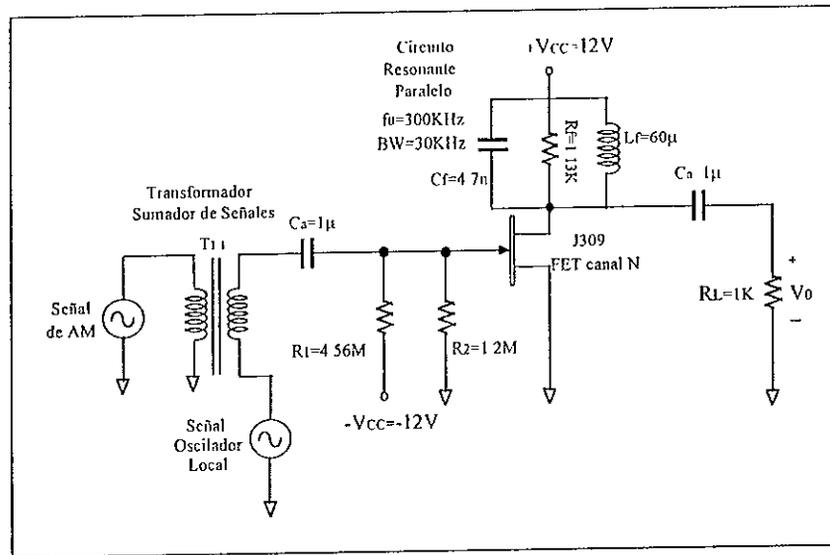


Figura 4.4.4 Propuesta final del circuito mezclador (demodulador) con FET

Una vez que se tiene el diseño final, se puede conocer el voltaje a la salida que, como se dijo anteriormente, debe considerar el efecto de la etapa de filtrado.

Si del análisis realizado en *CD* y *ca* se sabe que  $I_{DSS}=30mA$  y que  $V_{PO}=-4V$ ; para determinar las corrientes a las diferentes frecuencias se sustituyen, junto con estos valores, los datos de las señales de AM y del OL en las ecuaciones (4.47), (4.48), (4.49), (4.50), (4.51) y (4.52), de donde se obtienen los siguientes resultados:

$$\begin{aligned}
 i_D|_{w=w_{OL} \pm w_m} &= 10.5mA \\
 i_D|_{w=w_{OL}} &= 15mA \\
 i_D|_{w=2w_{OL} \pm w_m} &= 1.3125mA \\
 i_D|_{w=w_m} &= 2(1.3125mA) = 2.625mA
 \end{aligned}$$

En cuanto a los términos cuadrados de las señales de AM y del OL, la magnitud se reduce a la mitad y su frecuencia es el doble, por lo tanto los podemos ignorar.

Las impedancias obtenidas de la ecuación (4.54) a las diferentes frecuencias son:

$$\begin{aligned}
 Z|_{w=w_{OL} + w_m} &= 169.06m\Omega \\
 Z|_{w=w_{OL} - w_m} &= 169.568m\Omega \\
 Z|_{w=w_{OL}} &= 169.31m\Omega
 \end{aligned}$$

$$Z|_{w=2w_{OL}+w_m} = 84.59m\Omega$$

$$Z|_{w=2w_{OL}-w_m} = 84.72m\Omega$$

$$Z|_{w=w_m} = 530\Omega$$

Por lo tanto el voltaje de salida, obtenido de multiplicar la corriente con su respectiva impedancia es:

$$V|_{w=w_{OL}+w_m} = 1.775mV$$

$$V|_{w=w_{OL}+w_m} = 1.78mV$$

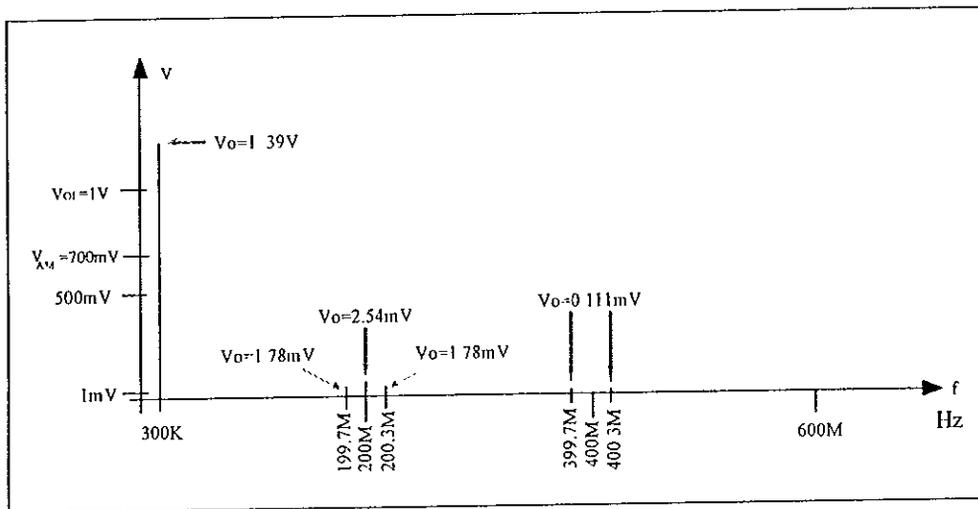
$$V|_{w=w_{OL}} = 2.54mV$$

$$V|_{w=2w_{OL}+w_m} = 0.111mV$$

$$V|_{w=2w_{OL}-w_m} = 0.111mV$$

$$V|_{w=w_m} = 1.39V$$

Con estos datos, el espectro en frecuencia que puede esperarse a la salida sería como el mostrado en la siguiente figura:



**Figura 4.4.5** Espectro en frecuencia del voltaje a la salida del circuito tomando en cuenta el efecto del circuito resonante

Con base en estos resultados y a través de la ecuación (4.54), la de distorsión armónica total que se presenta en esta propuesta es de:

$$\%THD = \frac{\sqrt{2(1.78mV)^2 + 2(0.111mV)^2 + (2.54mV)^2}}{1.39V} \times 100 = 0.26\%$$

Las pérdidas o ganancia de conversión, según la ecuación (4.56) son:

$$G = \frac{P_o|_{V_i=V_m}}{P_i|_{W=W_{ol} \pm W_m}} = \left( \frac{V_o|_{W=V_m}}{V_i} \right)^2 = \left( \frac{1.39V}{700mV} \right)^2 = 3.943$$

que en dB es:

$$G = 10 \log(3.943) = 5.956 \text{ dB}$$

Como puede verse en este caso, la ganancia de conversión es la mejor de los tres casos con aproximadamente 6 dB pero en cambio su THD es el más grande. Sin embargo, considerando que en los otros casos se generan una infinidad de señales armónicas al tener como modelos exponenciales o sumatorias infinitas en comparación con el FET que, como ya se sabe, está representado por una ecuación de segundo grado que produce el menor número de señales en la multiplicación.

En cuanto a la fase, aunque se presenta el defasamiento de los 180°, existe un corrimiento extra de 32° aproximadamente causado nuevamente por los efectos capacitivos a la entrada y a la salida.

## 4.5 SIMULACIÓN DE LA PROPUESTA DEL CIRCUITO MEZCLADOR CON FET

La simulación que se presenta, se basa en la plantilla final del circuito propuesto (figura 4.4.4) y se realizó con la ayuda del paquete Pspice de Design Center Versión (5.3) de MicroSim.

A través de sus diferentes librerías fue posible hacer la captura del circuito al que se le llama “esquemático”, donde se incluye tanto la etapa generadora de la señal de AM como la del circuito resonante.

Como resultado de la simulación se presenta a la señal moduladora y demodulada del circuito en el dominio del tiempo y de la frecuencia. Para complementar la simulación, se anexa, en el Apéndice E, el archivo de salida que genera el mismo programa, donde podemos conocer a todos los parámetros utilizados durante la simulación así como algunos resultados como la potencia, el THD, etc.

Figura 4.5.1 Circuito esquemático de la propuesta donde se usa como mezclador al FET

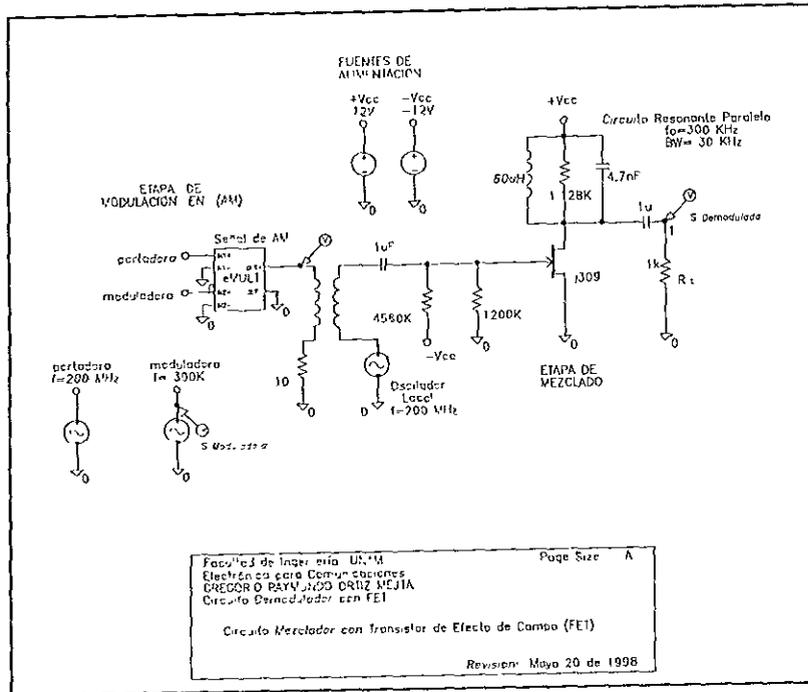


Figura 4.5.2 Señal moduladora y demodulada en el tiempo

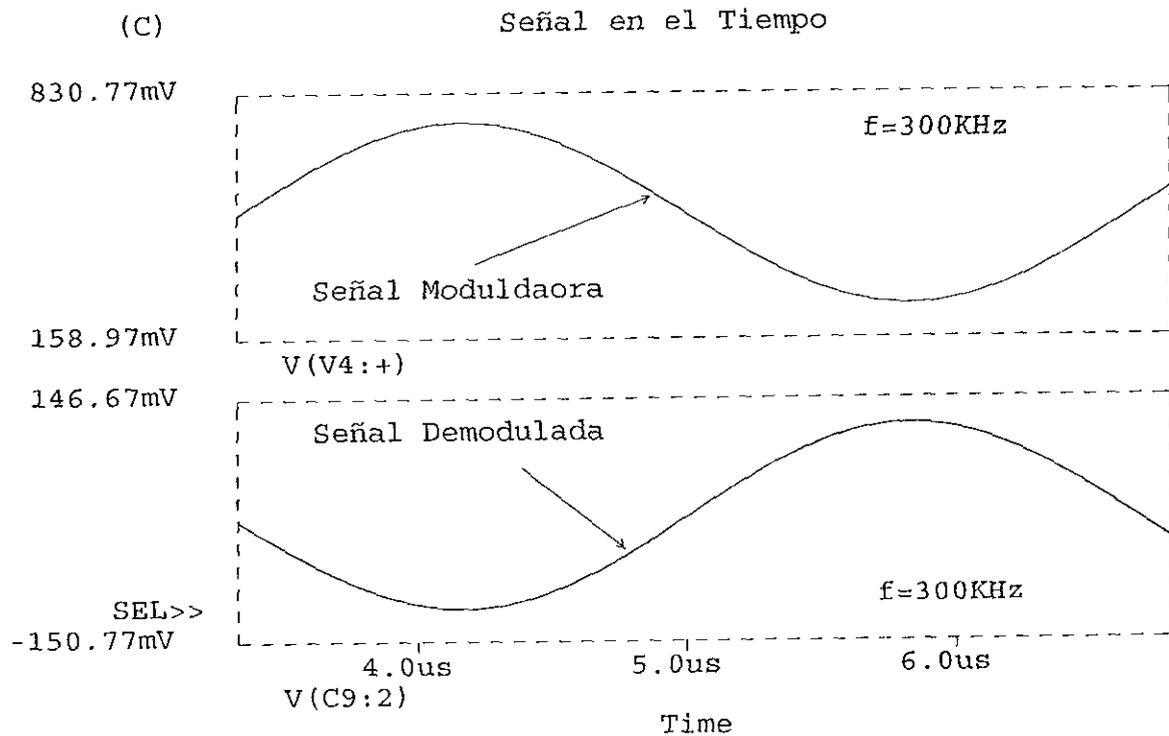
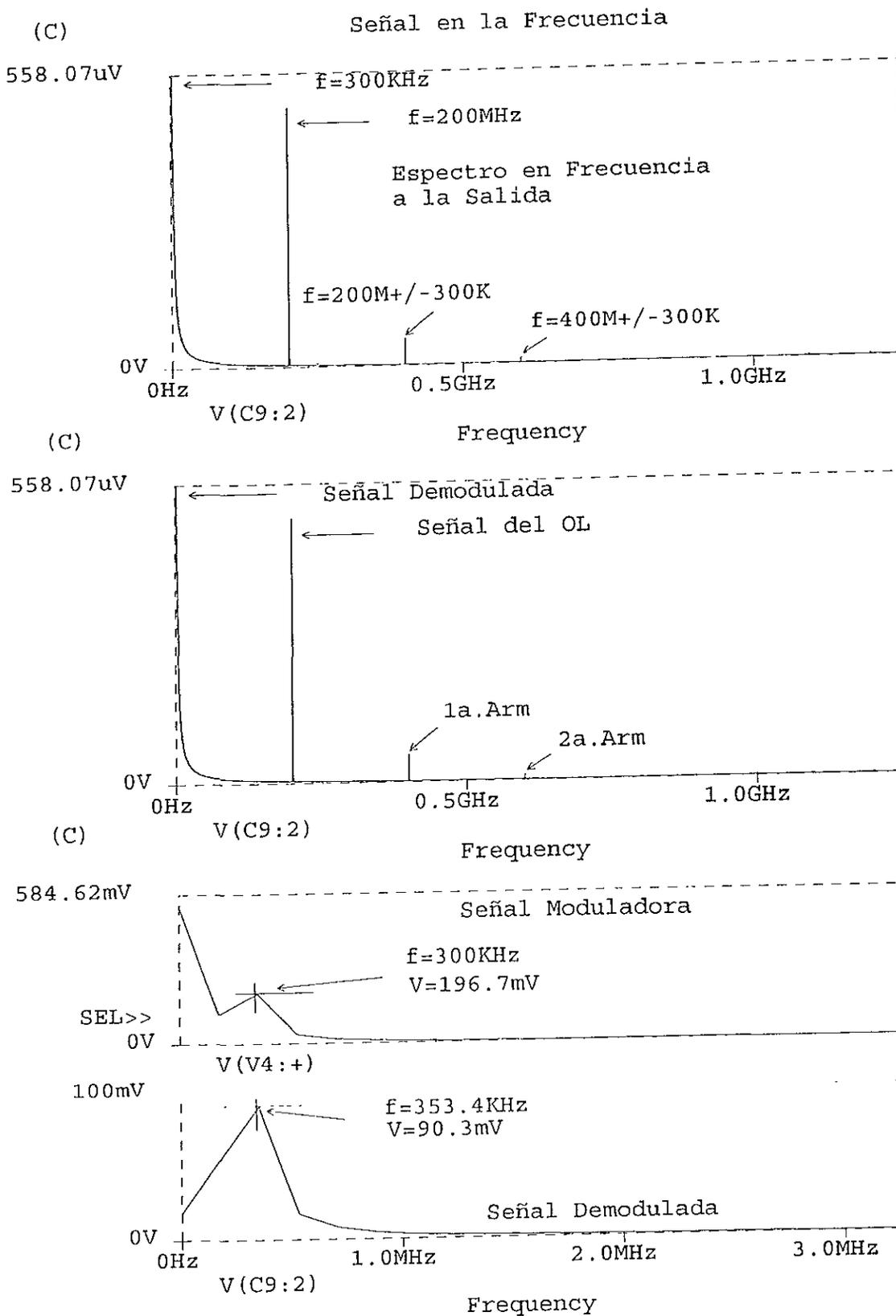


Figura 4.5.3 Señal moduladora y demodulada en la frecuencia



# CAPÍTULO 5

## CONCLUSIONES

Con base en los análisis matemáticos, la construcción y las simulaciones realizadas de los circuitos mezcladores de tipo conmutado y de ley cuadrática, las conclusiones a las que se llega son las siguientes:

Existe gran diferencia entre los valores calculados y los simulados. Esto se debe principalmente a todos los parámetros que utiliza el simulador, empezando por el reconocimiento del dispositivo (como puede verse en los archivos de salida, en la parte que corresponde a los parámetros o especificaciones del componente, donde se mencionan características que nunca se utilizaron en el diseño). A pesar de que las mediciones no se pudieron realizar, por no contar el Departamento de Electrónica de la Facultad, con el equipo necesario para trabajar con este tipo de circuitos a estas frecuencias, lo poco que se observó se menciona dentro de las comparaciones y análisis que se hacen.

En cuanto a la potencia que se disipa, es importante mencionar que los mezcladores de tipo conmutado no disipan prácticamente nada de potencia; esto se debe a que no requieren de un voltaje de polarización pues prácticamente las únicas fuentes son las de las señales de AM y del OL (quien se encarga de controlar la conmutación de los diodos). Esto en números es:

Potencia disipada por el mezclador tipo conmutado simple:  $0W$ :

Potencia disipada por el mezclador tipo conmutado doblemente balanceado:  $0W$

Potencia disipada por el mezclador del ley cuadrática con TBJ:  $135mW$

Potencia disipada por el mezclador del ley cuadrática con FET:  $25mW$

Con respecto al principio de operación que utilizan para realizar la mezcla de señales, encontramos que el FET, idealmente, es el mejor al tener como modelo una ecuación cuadrática. El modelo del TBJ y el del diodo, presentan una infinidad de señales debido principalmente a su característica exponencial infinita. Cuando se utiliza la conmutación, nuevamente la generación de señales armónicas es infinito, pero esta vez se debe a la sumatoria infinita que modela el encendido y apagado de los diodos.

Por lo que se refiere a la recuperación de la señal demodulada, la mejor opción es el mezclador tipo conmutado doblemente balanceado, donde se cancela por completo a la señal portadora, le sigue el mezclador con TBJ y el conmutado simple, donde aparece la componente del OL pero con un valor de aproximadamente 15.03 veces menor que el del FET.

Con respecto a la ganancia de conversión el mejor es el FET con aproximadamente 6 dB. Le sigue el TBJ con 3.43 dB y por último los de tipo conmutado con 2.1 dB. Estos resultados están calculados considerando un diseño para máxima transferencia de potencia donde  $R_i=R_0$ .

Otra característica importante es la posibilidad de amplificación que ofrecen; obviamente los de tipo conmutado no proporcionan ganancia alguna, pero en cambio, el mezclador a FET y TBJ sí. La ganancia en voltaje del TBJ es mucho mayor que la del FET (22.39 contra 3.756 aproximadamente)

En lo referente al porcentaje de distorsión armónica, con base en los cálculos, el mejor es el mezclador doblemente balanceado con 0.011%, le siguen el TBJ y el conmutado simple con 0.030% y finalmente el FET con un 0.257%. Estos datos guardan una estrecha relación con la magnitud de la señal correspondiente al OL y por eso el doblemente balanceado es el mejor. Según la simulación, el mezclador con el mejor THD es el doblemente balanceado con 0.61%, le sigue el balanceado simple con 1.98%, el FET con 2.5% y al último el TBJ con un 4.8%. Estas diferencias entre el valor calculado y el simulado, en concreto, se deben muy posiblemente al análisis que hace el simulador del filtro con respecto al circuito.

En lo referente al aislamiento, podemos decir que nuevamente el FET es mejor que el TBJ y los diodos. Aunque se trató de proponer circuitos similares como en el caso del FET y del TBJ (donde las señales se sumaban a través de un transformador, quien además estaba acoplado), si se notaron ciertas variaciones como por ejemplo: si se introduce una señal por el lado de compuerta y otro por drenaje (para el caso de un FET), la señal a la salida presenta una magnitud menor que cuando se suman ambas señales en el transformador de acoplamiento; algo similar ocurría con el TBJ pero entre las terminales de base y emisor. En el caso particular de los diferentes arreglos con diodos las variaciones eran mínimas pues usaban hasta dos transformadores (uno como puerto de entrada para la señal de AM y el otro para la del OL).

Finalmente, podemos decir que la elección de diseño, depende directamente de las necesidades que se tengan: espacio físico, características de las señales de entrada, porcentaje de distorsión armónica permitido o deseado, magnitud de la señal de salida, tipo de alimentación a usar, costo, etc.

# BIBLIOGRAFÍA

Teoría de Circuitos.

Robert L. Boylestad y Louis Nashelsky

Prentice Hall

Sexta Edición (1997)

México

Principios de Electrónica.

Albert Paul Malvino

2a. Edición en español

McGraw Hill

México 1982

Transforms in Signals and Systems.

Peter Kraniuskas

De. Addison-Wesley

Great Britain 1993

Estudio de las Propiedades de Dispositivos GaAs FET

Tecnología fabricación y Diseño de Amp. de Bajo Ruido.

Microondas

Tesis de la Biblioteca de Posgrado:TK7871.99/E88

Modern Communication Circuits

Jack Smith

Mc Graw Hill 1986

Señales y Sistemas.

Alan V. Oppenheim, Alan Willsky

Prentice Hall 1994

2a. Edición

Microelectrónica: Circuitos y Dispositivos.

Mark N. Horenstein

2a. Edición

Prentice Hall

Solid State Radio Engineering

Herbert L. Krauss

Charles E. Bostian

Frederick H. Raab

De. Prentice Hall

Communication Circuits:  
Analysis and Design  
Kenneth K. Clarke  
Donald T. Hess  
Addison-Wesley Publishing Company  
1971

Radioelectronic Communication System  
Kennedy Davis  
McGraw-Hill  
Singapur 1992

Manuales de Referencia de Design Center Pspice (V 5.3)  
The Design Center  
\* Circuit Analysis  
\* Reference Manual  
MicroSim Corporation  
Versión 5.3  
Enero de 1993

National Operational Amplifiers Databook.  
National Semiconductor  
Asia Communications 1996