



## 7 Mezcladores

Este capítulo está basado en el libro [1], y toma partes de [2].

### 7.1 Introducción

Un mezclador es un dispositivo electrónico que a partir de dos señales de entrada de frecuencias  $f_1$  y  $f_2$  respectivamente, permite obtener a su salida otras de frecuencias  $mf_1 + nf_2$ , donde  $n$  y  $m$  son números enteros, siendo las frecuencias más deseables  $f_1 + f_2$  y  $f_1 - f_2$  si  $f_1 > f_2$  o viceversa.

Cualquier dispositivo a lineal puede ser un mezclador, diodos, transistores bipolares, FETs, etc. La no linealidad es necesaria para producir nuevas frecuencias. La elección del dispositivo y del circuito depende de las consideraciones que se realicen sobre la ganancia o pérdida de conversión, rango dinámico, ancho de banda, figura de ruido, aislación entre los puertos, generación de frecuencias indeseables costo, y adaptación de sus puertos.

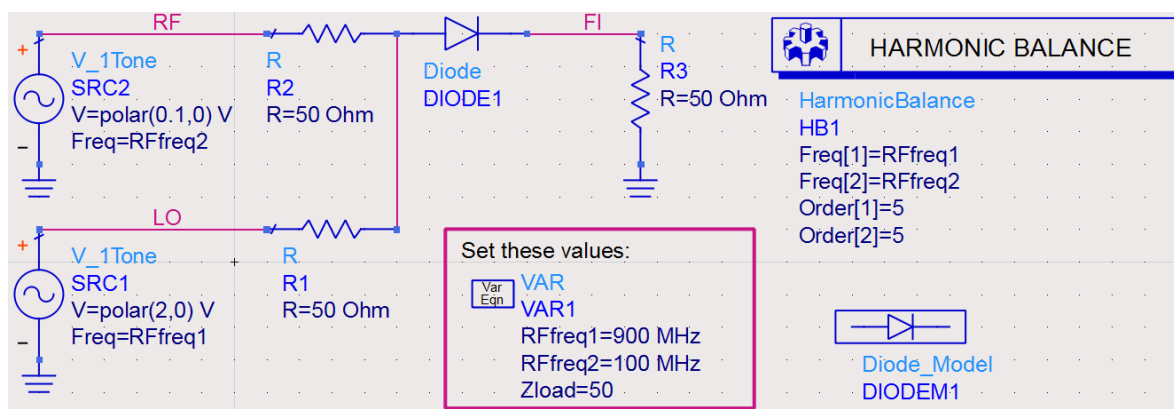


Fig. 7-1 Circuito de un mezclador a diodo realizado en un simulador

En la Fig. 7-1 se muestra un circuito muy simple de un mezclador, si las dos fuentes de tensión se hubieran puesto en serie el efecto hubiera sido similar (se verá más adelante ver Fig. 7-15). En la Fig. 7-2 y Fig. 7-3 se muestran los resultados de la simulación en el dominio de la frecuencia y el tiempo respectivamente. Se han denominado las señales como normalmente se estila hacerlo en las hojas de datos relacionando los terminales con la funcionalidad de los mismos aplicado a un mezclador de un receptor heterodino, RF, LO y IF. Este no es el caso ya que se intenta generar una señal de AM con una portadora en 900 MHz modulada con un tono de 100 MHz.

Muchos de los tonos que aparecen en el espectrograma de la Fig. 7-2 tienen una potencia absolutamente despreciable,  $-100 \text{ dBm} = 0,1 \text{ pW}$ . Pero si las frecuencias deseadas son  $f_{LO} + f_{RF}$ ,  $f_{LO}$ , y  $f_{LO} - f_{RF}$ , hay muchas señales espurias que compiten en amplitud. Sin duda que este circuito, a primera vista, no es muy bueno como modulador de AM.

En la Fig. 7-2 las frecuencias combinadas del tipo  $mf_{LO} + nf_{RF}$  se llaman productos de intermodulación de orden  $k$ , donde  $k = |m| + |n|$ .

En rigor el orden está dado por el exponente de la potencia del término de la serie de Taylor que describe la función de transferencia del dispositivo alineal, como se verá más adelante. Se sugiere ver el tema Intermodulación bitonal en Amplificadores de potencia donde se establece una base matemática sobre el tema, habla de lo mismo pero en el caso de los amplificadores cualquier producto de intermodulación es indeseado.

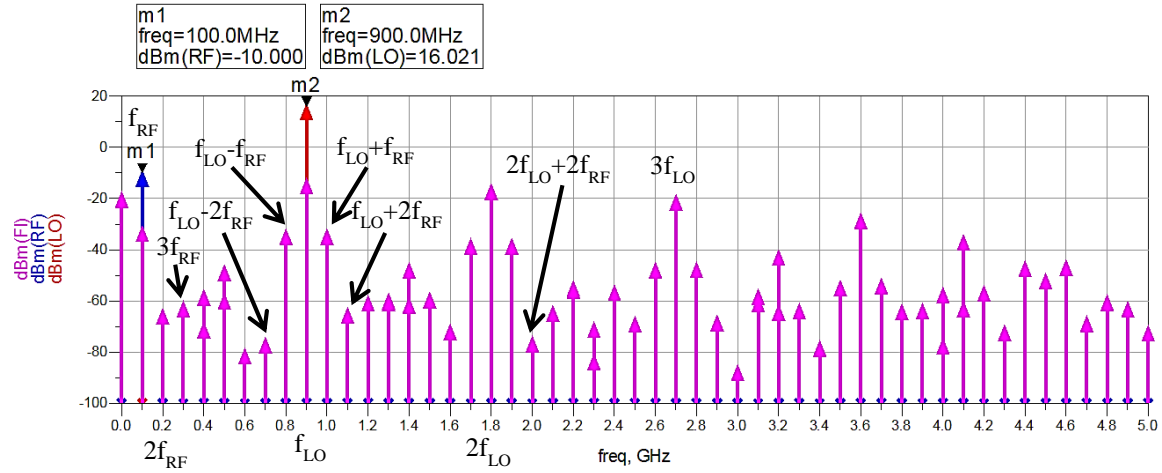


Fig. 7-2 Resultado de la simulación del circuito de la Fig. 7-1.

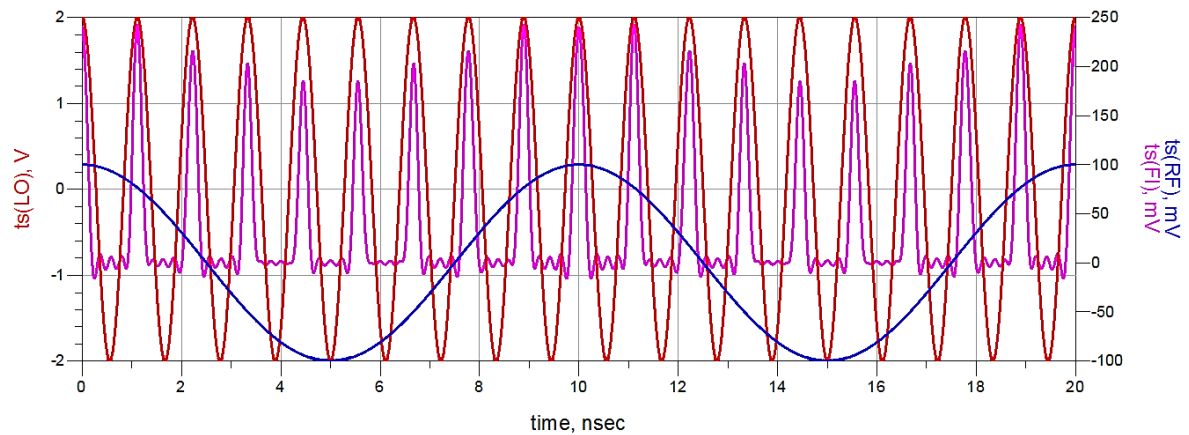


Fig. 7-3 Se muestran las formas de onda correspondientes al circuito de la Fig. 7-1.

En la Fig. 7-3, se muestran las formas de onda en el dominio del tiempo. Hay que tener en cuenta que la amplitud de la tensión del OL es 20 veces mayor que la de la señal de RF. En el oscilograma se aprecia a simple vista que la FI tiene una componente de CC, además de las dos frecuencias de entrada  $f_{LO}$  y  $f_{RF}$ . Si se imagina la señal de FI quitándole la componente de CC y la componente de baja frecuencia  $f_{RF}$  con un pequeño capacitor en serie, resulta en una señal de AM con bajo índice de modulación compuesta por  $f_{LO} + f_{RF}$ ,  $f_{LO}$ , y  $f_{LO} - f_{RF}$  y los productos de orden mayor que 2.

## 7.2 Sobre el símbolo

El símbolo de un mezclador no es casual, ver la Fig. 7-4. La X inscripta en el círculo representa el producto. El espectro del producto temporal de dos señales sinusoidales

$$\cos(\omega_1 t) \times \cos(\omega_2 t) = \frac{1}{2} \cos[(\omega_2 + \omega_1)t] + \frac{1}{2} \cos[(\omega_2 - \omega_1)t] \quad (1)$$

da como resultado las frecuencias suma y diferencia de las frecuencias de las señales de entrada, algo que normalmente se espera que realice un mezclador.

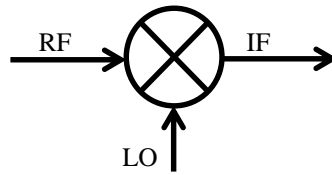


Fig. 7-4 Símbolo de un mezclador

### 7.3 Aplicaciones de los mezcladores

Reciben distintos nombre de acuerdo a su función.

#### 7.3.1 Mezclador propiamente dicho

Son aquellos que se usan en los receptores heterodinos para trasladar la señal de RF a la frecuencia central de la cadena de FI. No es poco común que pueda haber más de una cadena de FI, aunque generalmente no más de tres, lo que implica un mezclador y un oscilador local por cada cadena de FI.

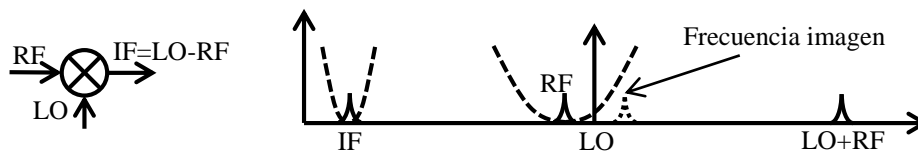


Fig. 7-5 Mezclador propiamente dicho. En línea de guiones el filtro de IF y el filtro de RF que impide que acceda al mezclador un señal en la frecuencia imagen.

En la Fig. 7-5 Mezclador propiamente dicho, se muestra un mezclador y el espectro pertinente a la aplicación. El mezclador produce la suma y la diferencia, pero solo esta última se ubica en la frecuencia del filtro de la IF. Sin embargo una emisora con la frecuencia imagen también produciría una diferencia en IF. Para evitar esto, en los receptores se suele usar un filtro de RF que atenúa la frecuencia imagen si la hubiera.

Existen mezcladores que tienen implementado algún mecanismo para eliminar en la salida de FI la suma o la resta, en este caso podría ser útil eliminar la suma. Sin embargo acá sería una mala inversión ya que la suma está muy alejada del canal de IF como para causar algún inconveniente.

#### 7.3.2 Detector de producto

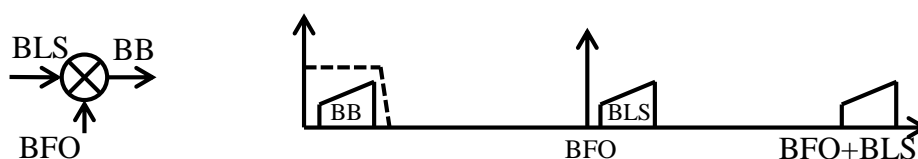


Fig. 7-6 Mezclador como detector de producto en un Rx de BLU, en este caso BLS. En línea de guiones el FPB que elimina las mezclas indeseadas a la salida.

El mezclador recibe este nombre cuando se aplica como mezclador de un receptor de BLU. Al oscilador correspondiente se lo denomina oscilador de frecuencia de batido (BFO en Inglés). Ver Fig. 7-6

### 7.3.3 Modulador para la generación de BLU

En la Fig. 7-7 se observa un modulador para la generación de BLU (específicamente BLS) por el método del filtrado. Este es un caso típico donde es necesario un modulador balanceado para que a la salida se elimine la portadora, de esta forma disminuye la exigencia en la pendiente del flanco del filtro para la eliminación de la portadora y de la BLI.

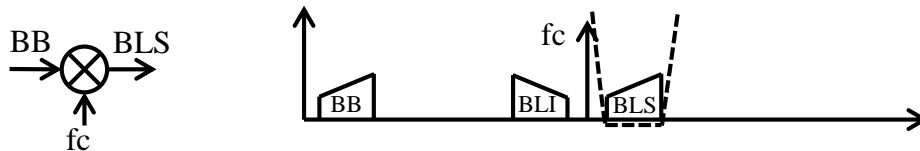


Fig. 7-7 Mezclador como modulador para generar BLU por el método del filtrado. En línea de guiones el muy especial filtro pasabanda para filtrar la banda lateral deseada, en este caso la BLS.

### 7.3.4 Upconverter y Downconverter

El primero se usa para trasladar una señal a frecuencias más elevadas y el segundo lo inverso. Estas denominaciones en general se aplican para equipos completos que además de un mezclador, incluyen LO con sintetizador, filtros y amplificadores, además de todo lo necesario para eliminar a la salida los productos de mezcla indeseables. Su uso más común es en aplicaciones para comunicaciones satelitales, para subir y para bajar la señal del satélite.

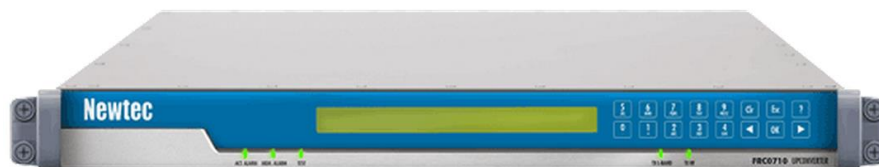


Fig. 7-8 FRC0710 UP CONVERTER

El equipo que se muestra en la Fig. 7-8 posee las siguientes características

- 1) Ágil up-conversion de IF a la banda L
- 2) Up-conversion opcional a banda C, Ku o DBS
- 3) Resolución de frecuencia ultra fina en banda L (48Hz)
- 4) Frecuencia de entrada IF conmutable entre 70 MHz y 140 MHz
- 5) Inversión del espectro conmutable
- 6) Estabilidad de frecuencia muy alta
- 7) Muy baja producción de señales espurias
- 8) Satisface los requerimientos de ruido de fase para Intelsat IBS/ Eutelsat SMS
- 9) Alta linealidad en toda la banda
- 10) Opcional 10 MHz + potencia de CC para el bloque Up-converter

## 7.4 Teoría básica

La Fig. 7-9 muestra un sencillo mezclador formado por un dispositivo no lineal con dos tensiones sinusoidales aplicadas a su entrada  $v_1(t)$  y  $v_2(t)$  de frecuencias  $f_1$  y  $f_2$ , respectivamente. Si el dispositivo fuera perfectamente lineal, la tensión o la corriente de salida contendrían sólo las frecuencias  $f_1$  y  $f_2$ . La naturaleza no lineal del dispositivo determina que se generen otras frecuencias.

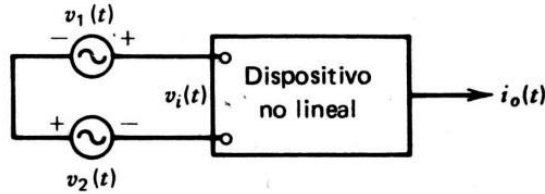


Fig. 7-9 Dispositivo no lineal usado como mezclador

En general, la relación entrada salida en el dominio del tiempo se puede expresar por una serie de Taylor

$$i_o(t) = I_0 + av_i(t) + b[v_i(t)]^2 + c[v_i(t)]^3 + \dots \quad (2)$$

donde  $I_0$  es la corriente de salida en reposo 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 CC.

Si se tiene varias frecuencias de entrada, se generarán frecuencias suma y diferencia, así como armónicas. Las frecuencias suma y diferencia generadas por el término cuadrático en (2) se llaman productos de intermodulación de segundo orden, las originadas por el término cúbico, productos de tercer orden.

Un dispositivo con función de transferencia cuadrática es ideal para ser usado como mezclador, ya que produce una cantidad mínima de frecuencias indeseables. Si el dispositivo tiene la característica de transferencia

$$i_o(t) = av_i(t) + b[v_i(t)]^2 \quad (3)$$

y la entrada es

$$v_i(t) = V_1 \cos(\omega_1 t) + V_2 \cos(\omega_2 t) \quad (4)$$

la corriente de salida resulta

$$i_o(t) = aV_1 \cos(\omega_1 t) + aV_2 \cos(\omega_2 t) + bV_1^2 \cos^2(\omega_1 t) + bV_2^2 \cos^2(\omega_2 t) + 2bV_1 V_2 \cos(\omega_1 t) \cdot \cos(\omega_2 t) \quad (5)$$

Los dos primeros términos en (5) carecen de interés para la acción del mezclador, salvo que en un circuito práctico puede ser necesario filtrarlos. Aplicando una igualdad trigonométrica

$$bV_1^2 \cos^2(\omega_1 t) = \frac{b}{2} V_1^2 (1 + \cos(2\omega_1 t)) \quad (6)$$

lo que pone en evidencia que los términos tercero y cuarto representan una componente de CC y segundas armónicas de las frecuencias de entrada. El último término de (5) es el que representa al producto y que produce la salida deseada, esto es

$$2bV_1 V_2 \cos(\omega_1 t) \cdot \cos(\omega_2 t) = bV_1 V_2 \{ \cos[(\omega_1 - \omega_2)t] + \cos[(\omega_1 + \omega_2)t] \} \quad (7)$$

Obsérvese que las amplitudes de las componentes de frecuencias suma y diferencia, son proporcionales al producto  $V_1 V_2$  de las amplitudes de las señales de entrada.

Por lo general, en los mezcladores de recepción, sólo se desea la componente de salida de la frecuencia diferencia, por lo se debe eliminar las frecuencias originales, las armónicas y su suma, mediante filtrado o por otros medios.

## 7.5 Adaptación gráfica de la integral de convolución

Un tratamiento analítico como el precedente puede ser algo engorroso, especialmente si hay que extenderlo a señales moduladas y no linealidades de orden superior. Una adaptación gráfica de la integral de convolución permite un análisis más simple para determinar la amplitud y la fase de todas las componentes debido a la acción debido a la mezcla. Hay que aclarar que los resultados solo son válidos si se supone que el mezclador únicamente realiza el producto temporal de las señales de entrada, pero aún con esta limitación se la considera una herramienta de gran utilidad.

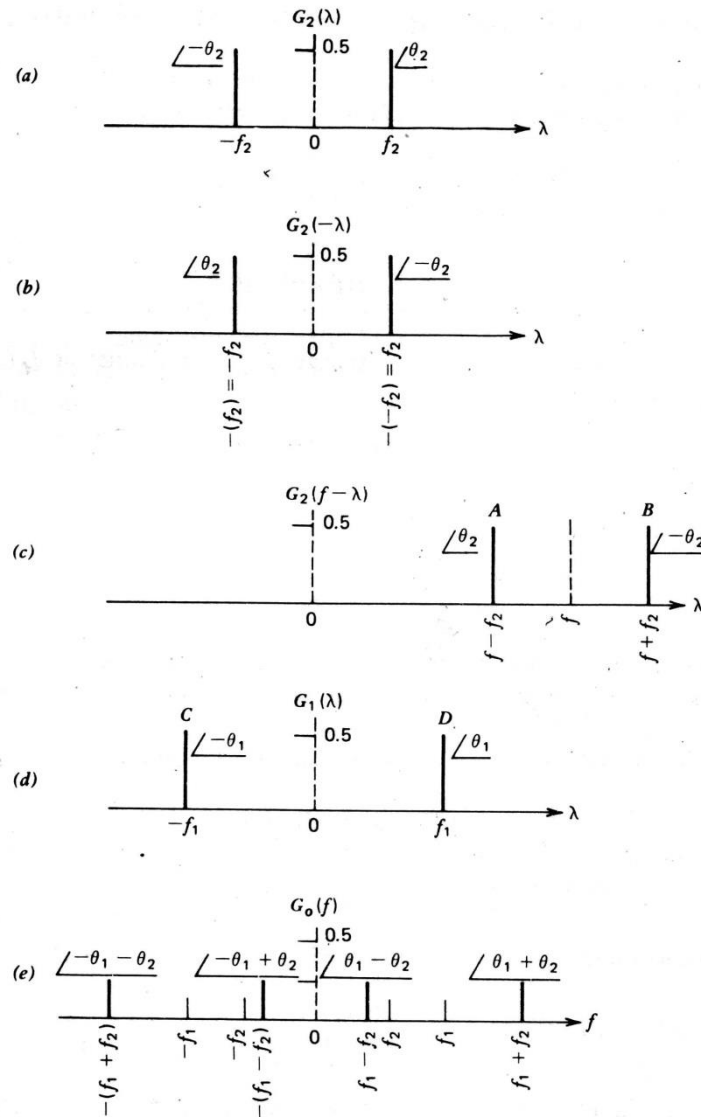


Fig. 7-10 Ilustración de la convolución gráfica. (a) espectro de  $f_2(t) = \cos(\omega_2 t + \theta_2)$ , (b) espectro invertido de  $f_2(t)$  obtenido mediante el plegado de las componentes de (a) con respecto al origen, (c) el espectro  $G_2(-\lambda)$  está desplazado hacia la derecha por el valor de  $f$  para obtener el espectro de  $G_2(f - \lambda)$  mostrado aquí, (d) espectro de  $f_1(t) = \cos(\omega_1 t + \theta_1)$ , y el espectro del producto  $f_0(t) = f_1(t) \times f_2(t)$ .

Según la teoría de la transformada de Fourier, una función definida en el dominio del tiempo  $f(t)$  y su transformada  $G(f)$  en el dominio de la frecuencia están relacionadas por

$$f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} G(f) e^{j2\pi f t} df \quad (8)$$

$$G(f) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j2\pi ft} dt \quad (9)$$

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, y si

$$f_0(t) = f_1(t) \cdot f_2(t) \quad (10)$$

el teorema de convolución establece que

$$G_0(f) = \int_{-\infty}^{\infty} G_1(\lambda) \cdot G_2(f - \lambda) d\lambda \quad (11)$$

en la cual  $\lambda$  es una variable muda. Si bien la integración de ( 11 ) puede ser una tarea formidable, se puede realizar fácilmente mediante un proceso gráfico para problemas que involucren frecuencias discretas.

Para un ejemplo de convolución gráfica, permítase que  $f_1(t)$  y  $f_2(t)$  estén dados por

$$f_1(t) = \cos(\omega_1 t + \theta_1) \quad (12)$$

y

$$f_2(t) = \cos(\omega_2 t + \theta_2) \quad (13)$$

Mediante el uso de una identidad trigonométrica, se encuentra que la función producto es

$$f_0(t) = f_1(t) \cdot f_2(t) = \frac{1}{2} \{ \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + (\theta_1 + \theta_2)] + \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\theta_1 - \theta_2)] \} \quad (14)$$

El mismo resultado se obtiene con la aplicación de la convolución gráfica como se muestra en la Fig. 7-10. El espectro  $G_2(\lambda)$ , transformada de Fourier de  $f_2(t)$ , se muestra en la Fig. 7-10a como dos funciones impulso en  $\pm f_2$ . Los área o peso de los impulsos es de 0,5 y los ángulos de las fases se muestran en el diagrama. Para obtener el espectro  $G_2(-\lambda)$  mostrado en Fig. 7-10b, todos los componentes de  $G_2(\lambda)$  se deben invertir o plegar respecto al origen. El espectro  $G_2(f - \lambda)$  mostrado en Fig. 7-10c se produce desplazando el espectro de  $G_2(-\lambda)$  hacia la derecha en una cantidad  $f$ , la cual se ha elegido arbitrariamente. La multiplicación del espectro  $G_2(f - \lambda)$  por  $G_1(\lambda)$ , mostrado en la Fig. 7-10d, produce el espectro  $G_0(f)$  conforme a la integral de convolución ( 11 ). La integración infinita se realiza fácilmente porque los dos espectros del producto solo contienen funciones impulso, y los términos del producto solo tendrán valor solo si las dos líneas en los dos espectros coinciden.

Ahora permítase que  $f$  decrezca, lo cual desplazará las líneas en la Fig. 7-10c hacia la izquierda, hasta que la línea A corresponda con la línea D del espectro  $G_1(\lambda)$ . La integración sobre todo el eje  $\lambda$  producirá un valor para  $G_0(f)$  que será el producto de las dos funciones impulso A y D, el producto de sus pesos y la suma de sus ángulos. El valor de  $f$  donde todo esto sucede es  $f = f_1 + f_2$  y el valor resultante de  $G_0$  es  $0,25 / \theta_1 + \theta_2$ . Las otras líneas del espectro de  $G_0(f)$  se obtienen de la misma forma y el resultado se muestra en la Tabla 7.1

Tabla 7.1 determinación de los pesos y fases de  $G_0(f)$

Líneas que coinciden	Valor de f	Peso	Fase
A - D	$f_1 + f_2$	$0,5 \times 0,5 = 0,25$	$\theta_1 + \theta_2$
B - D	$f_1 - f_2$	0,25	$\theta_1 - \theta_2$
A - C	$-f_1 + f_2$	0,25	$-\theta_1 + \theta_2$
B - C	$-f_1 - f_2$	0,25	$-\theta_1 - \theta_2$

Lo precedente pareciera ser una forma laboriosa de llegar al resultado dado por ( 14 ). (Note que las funciones en el dominio del tiempo son obtenidas del espectro sumando las amplitudes de las componentes de frecuencia positivas y negativas) Sin embargo, si  $f_1(t)$  fuera una onda modulada con una importante cantidad de frecuencias a sus lados, y si  $f_2(t)$  fuera un oscilador con armónicos en su salida, la evaluación gráfica del espectro de salida podría demostrar que lejos es mucho más fácil este método que el método analítico, como se muestra en el .

### Ejemplo 7-1.

#### Ejemplo 7-1

Muestre el espectro producido por un detector de producto aplicando la convolución gráfica.

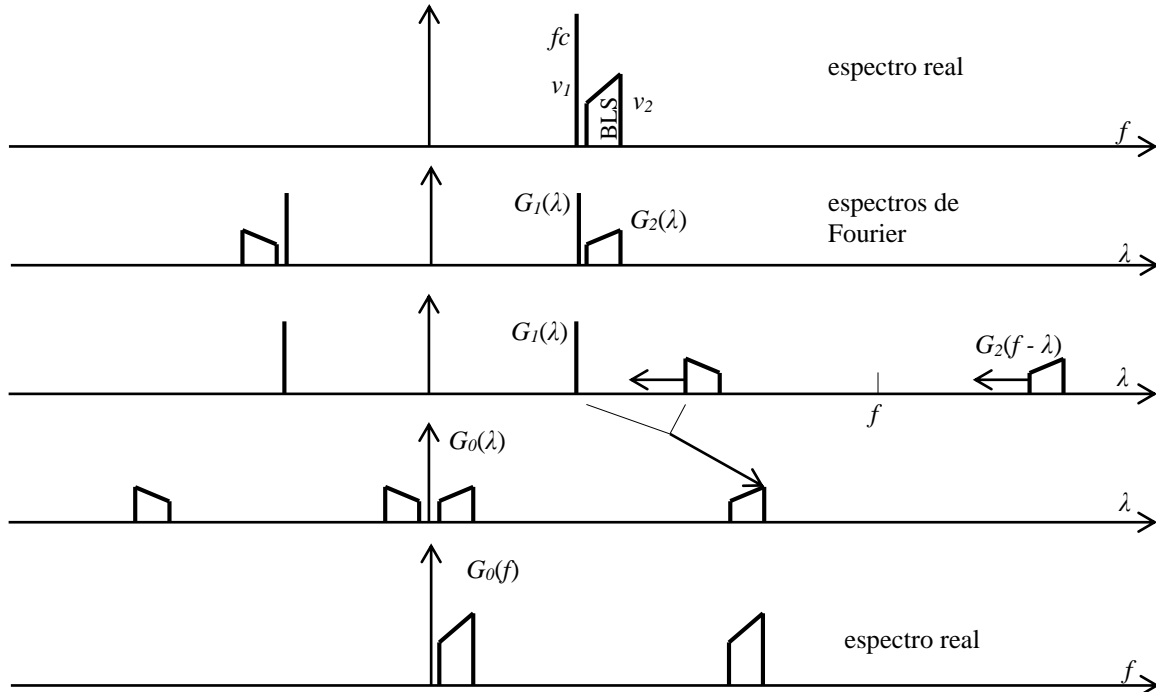


Fig. 7-11 Resolución gráfica del .

#### Ejemplo 7-1.

En la Fig. 7-11, el primer espectrograma muestra las dos señales de entrada al mezclador  $v_1$  y  $v_2$ . La siguiente abscisa muestra el mismo espectro pero desdoblado tal como resulta de aplicar la transformada de Fourier a las señales  $v_1(t)$  y  $v_2(t)$ , donde se ha cambiado la frecuencia  $f$  por  $\lambda$ . Como solo se está interesado en el módulo de las señales y  $|G_2(-\lambda)| = |G_2(\lambda)|$  no se ha dibujado  $G_2(-\lambda)$ . En la siguiente abscisa se muestra a  $G_2(f - \lambda)$  para una frecuencia  $f$  arbitraria. Hay que ir desplazando  $f$  de derecha a izquierda y para cada valor de  $f$  hay que realizar la integral infinita dada por ( 11 ), suponiendo que el área de la función impulso sea unitaria, la integral para cada valor de  $f$  va reproduciendo la amplitud de  $G_2$ , en la cuarta abscisa se muestra el resultado. Finalmente en la última abscisa se muestra el espectro real resultante donde la amplitud se ha duplicado al eliminar los espectros de las frecuencias negativas.

### 7.6 Mezcladores balanceados, simétricos o equilibrados

No siempre se tolera que una componente de la misma frecuencia que la señal aplicada a un terminal aparezca en otro. Como se mostró en la Fig. 7-7, para generar BLU por el método del filtrado es altamente conveniente que la portadora esté bien atenuada a la salida, disminuyendo la exigencia del filtro y por ende su costo.

Construyendo el mezclador con un número par de dispositivos dispuestos en forma simétrica es posible eliminar, o atenuar considerablemente, algunas frecuencias o armónicos de las señal aplicada en un terminal en el otro.



No es conveniente que la señal del LO aparezca en el terminal de IF ni en el terminal de RF, tampoco es conveniente que la señal de RF pase al terminal de IF, el grado de dificultad para que esto suceda se llama aislación entre terminales.

Por el balanceo o equilibrio los mezcladores se clasifican en mezcladores

- 1) de terminación única
- 2) de balanceo simple
- 3) de balanceo doble

### 7.6.1 Señal bitonal

Antes de seguir con los tipos de balanceo, a fin de evitar el uso de desarrollos matemáticos, es necesario reconocer a una señal bitonal. La señal bitonal es una conocida señal de prueba de equipos, que está compuesta de la suma de dos ondas sinusoidales, de igual amplitud pero de distinta frecuencia, generalmente la diferencia entre ambas frecuencias es mucho menor que la frecuencia promedio de ambas.

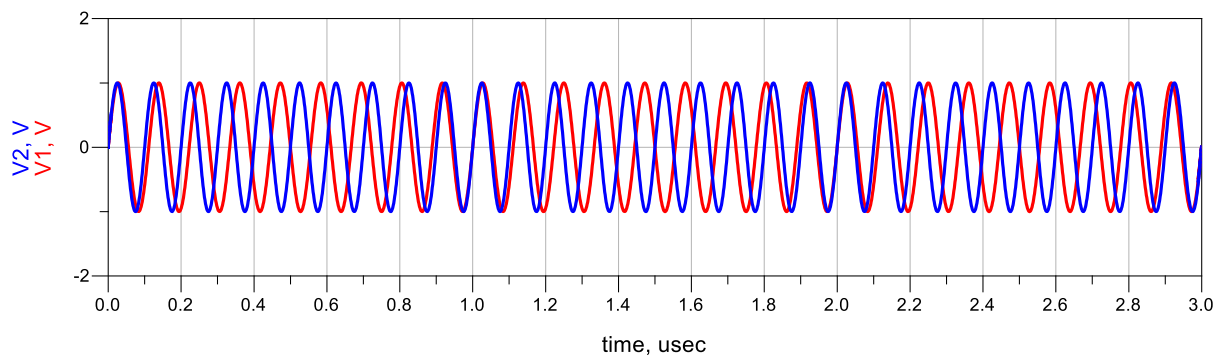


Fig. 7-12 Dos senoides,  $V_1$  de 9 MHz y  $V_2$  de 10 MHz.

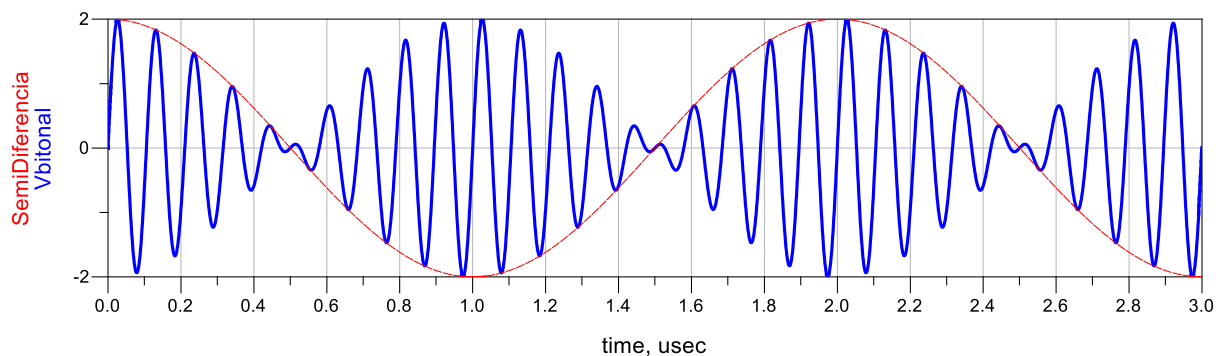


Fig. 7-13 La dos señales senoidales de la Fig. 7-12 sumadas. La señal de baja frecuencia a modo de envoltente tiene un período de  $2 \mu\text{s}$ , y frecuencia 500 kHz, que es la semidiferencia de  $f_1$  y  $f_2$ .

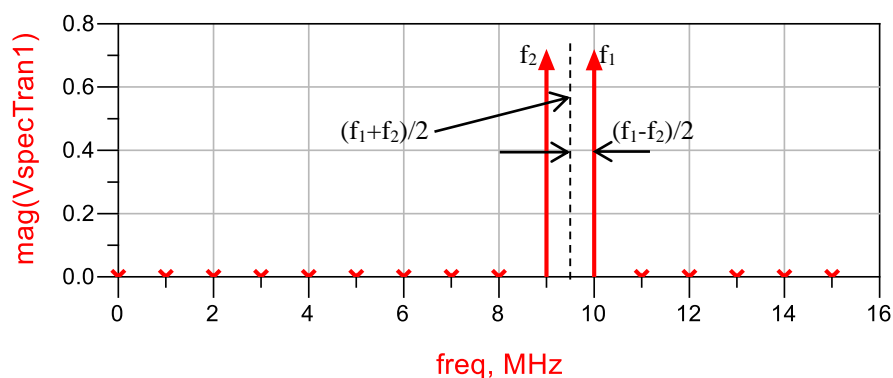


Fig. 7-14 Se muestra el espectro de la señal bitonal, también se indica la semidiferencia  $(f_1 - f_2)/2$  de 500 kHz.

En la Fig. 7-12 se muestran las señales senoidales  $v_1$  y  $v_2$  de 1 V de amplitud cada una en el dominio del tiempo, la primera tiene 10 MHz y la segunda 9 MHz. Comienzan con la misma fase, por lo cual la suma produce una señal senoidal de 2 V de amplitud, pero como tienen distinta frecuencia pasado 0,5  $\mu$ s se han desfasado 180° y la suma de ambas se anula como se muestra en la Fig. 7-13. Como es una suma lineal el espectro de la suma es la suma de los espectros como se aprecia en el espectrograma de la Fig. 7-14. La envolvente senoidal de baja frecuencia que se sobrepuesto como referencia en la Fig. 7-13 tiene un período de 2  $\mu$ s, y una frecuencia de 500 kHz. Esta frecuencia es la semidiferencia de las frecuencias de la señal bitonal, como se indica en la Fig. 7-14

## 7.6.2 Mezclador de terminación única

Son aquellos mezcladores que usan un único dispositivo alineal, que puede ser un diodo o un transistor. Al tener un solo dispositivo no hay simetrías que permitan eliminar frecuencias no deseadas en alguno de los terminales. Sin embargo en aplicaciones no muy comprometidas con la supresión de señales indeseadas, la aplicación de esta configuración es totalmente aceptable. Además usando transistores se puede conseguir algunos niveles de aislación interesantes, por la unilateralidad de los dispositivos más que por simetría.

### 7.6.2.1 A diodo

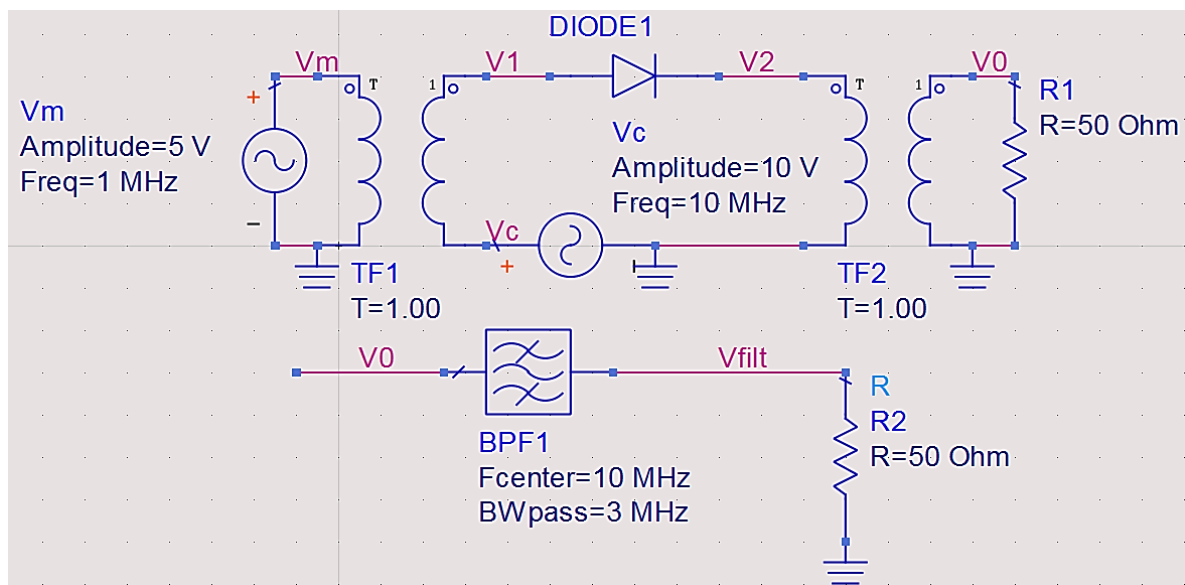


Fig. 7-15 Circuito mezclador de terminación única para simulación implementado con un solo diodo. El circuito se aplicaría para generar una señal de AM con portadora y doble banda lateral. El filtro pasa banda de la parte inferior se incluye a los fines de la explicación.

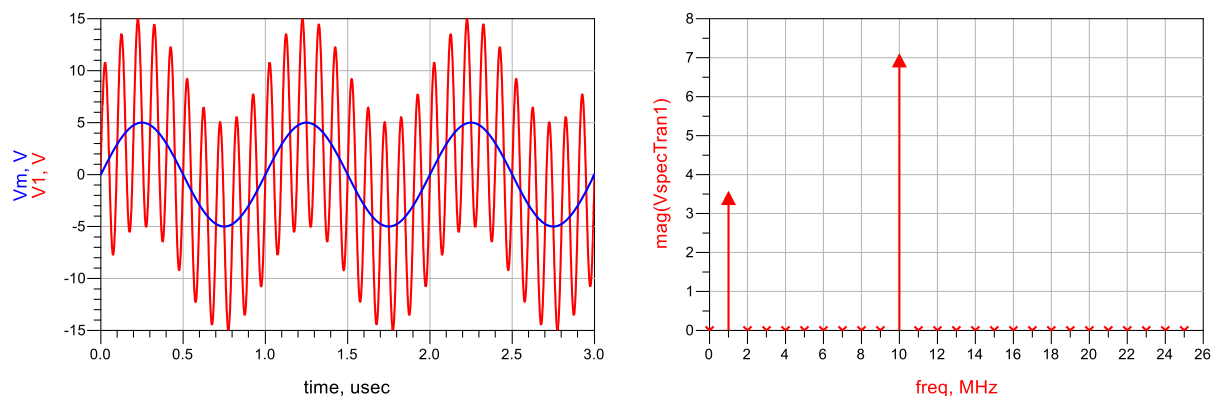


Fig. 7-16 Tensión de la señal de modulación  $V_m$  sumada a la señal de la portadora  $V_c$  que se aplica al diodo. A la izquierda en el dominio del tiempo y a la derecha en el dominio de la frecuencia.

En la Fig. 7-15 se muestra un circuito mezclador de terminación única. Asíumase que es un modulador de AM con doble banda lateral y portadora,  $V_m$  es la señal de modulación y  $V_c$  es la portadora.

La señal  $V_m + V_c$ , mostrada en la Fig. 7-16 se aplica al diodo. La característica fuertemente alineal del diodo permite que solo circule corriente por él cuando la tensión de la señal es mayor que la tensión umbral del mismo. La característica no lineal del diodo es la que origina nuevas componentes de frecuencia en la corriente del mismo y por ende en la salida  $V_o$ . Esto se aprecia en la Fig. 7-17. Ya en el oscilograma se aprecia la componente de CC, la baja frecuencia de  $V_m$  y la alta frecuencia de  $V_c$ . En el espectrograma se pueden observar con detalle todas las componentes importantes,  $f_m$ ,  $2f_m$ ,  $3f_m$ ,  $f_c - f_m$ ,  $f_c$ ,  $f_c + f_m$ ,  $2f_c - 2f_m$ ,  $2f_c - f_m$ ,  $2f_c$ ,  $2f_c + f_m$  y  $2f_c + 2f_m$ .

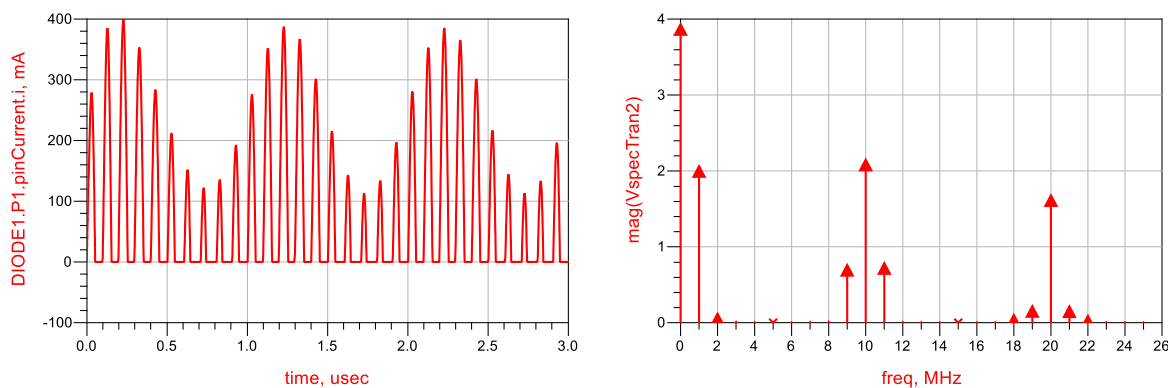


Fig. 7-17 Corriente en el diodo del mezclador del circuito de la Fig. 7-15. A la izquierda en el dominio del tiempo y a la derecha en el dominio de la frecuencia.

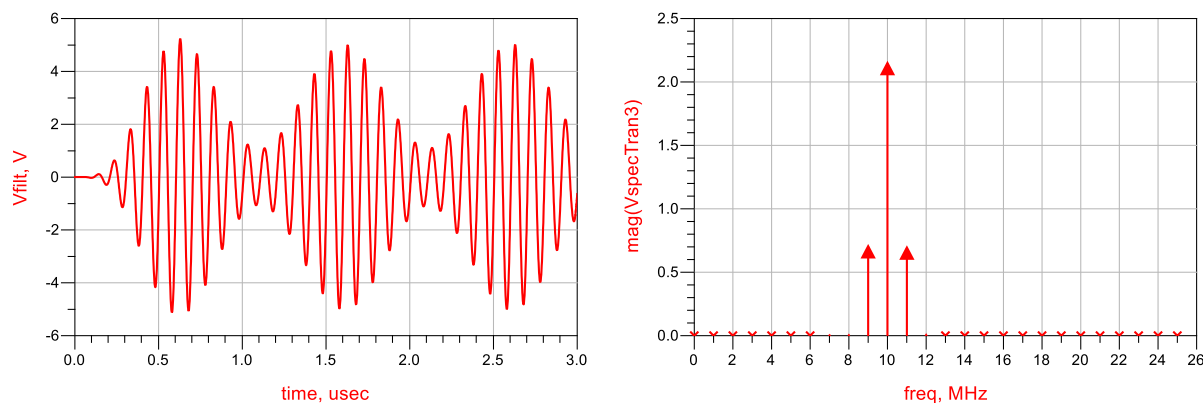


Fig. 7-18 Tensión en  $V_o$  tras pasarla por un filtro pasa banda y eliminar todas las frecuencias indeseables.

La señal tal como está en la Fig. 7-17 puede no ser apropiada por la cantidad de componentes indeseables. La componentes de baja frecuencia y la CC probablemente puedan ser bloqueadas por el transformador. En la Fig. 7-18 se muestra la señal de la Fig. 7-17 tras haber pasado por un filtro pasa banda centrado en  $f_c$ . Note que la señal está retardada por la demora en el filtro.

Actualmente no es común el uso de un mezclador de terminación única a diodo, y lógicamente no presentan la forma mostrada en la Fig. 7-15. En la Fig. 7-19 se muestra un histórico pero eficaz medidor de campo con un mezclador de diodo. El campo de frecuencias de entrada va de 40 MHz a 840 MHz con continuidad en 6 bandas. Es un receptor heterodino con una cadena de IF con una banda pasante de 250 kHz a 400kHz y 70 dB de ganancia. En la entrada de RF tiene un filtro pi y un circuito mezclador con diodo diferente para VHF y UHF. La señal de RF se mezcla en el diodo con la señal proveniente del LO que tiene un amplio rango de sintonía para cada banda. Este último se ajusta para que la diferencia caiga en la cadena de FI. Note que cada señal de RF tiene doble sintonía  $f_{LO} - f_{IF}$  y la imagen  $f_{LO} + f_{IF}$ . Como la imagen no tiene ninguna atenuación el medidor sintoniza cada portadora dos veces, pero como la diferencia es apenas de 650 kHz no representa un error importante de frecuencia en VHF y menos en UHF. El manual aconseja que de percibirse esta doble sintonía tomar la frecuencia y amplitud que corresponde al mayor valor de amplitud. La cadena de FI termina en un detector diódico y un amplificador de CC que mueve la aguja del indicador.

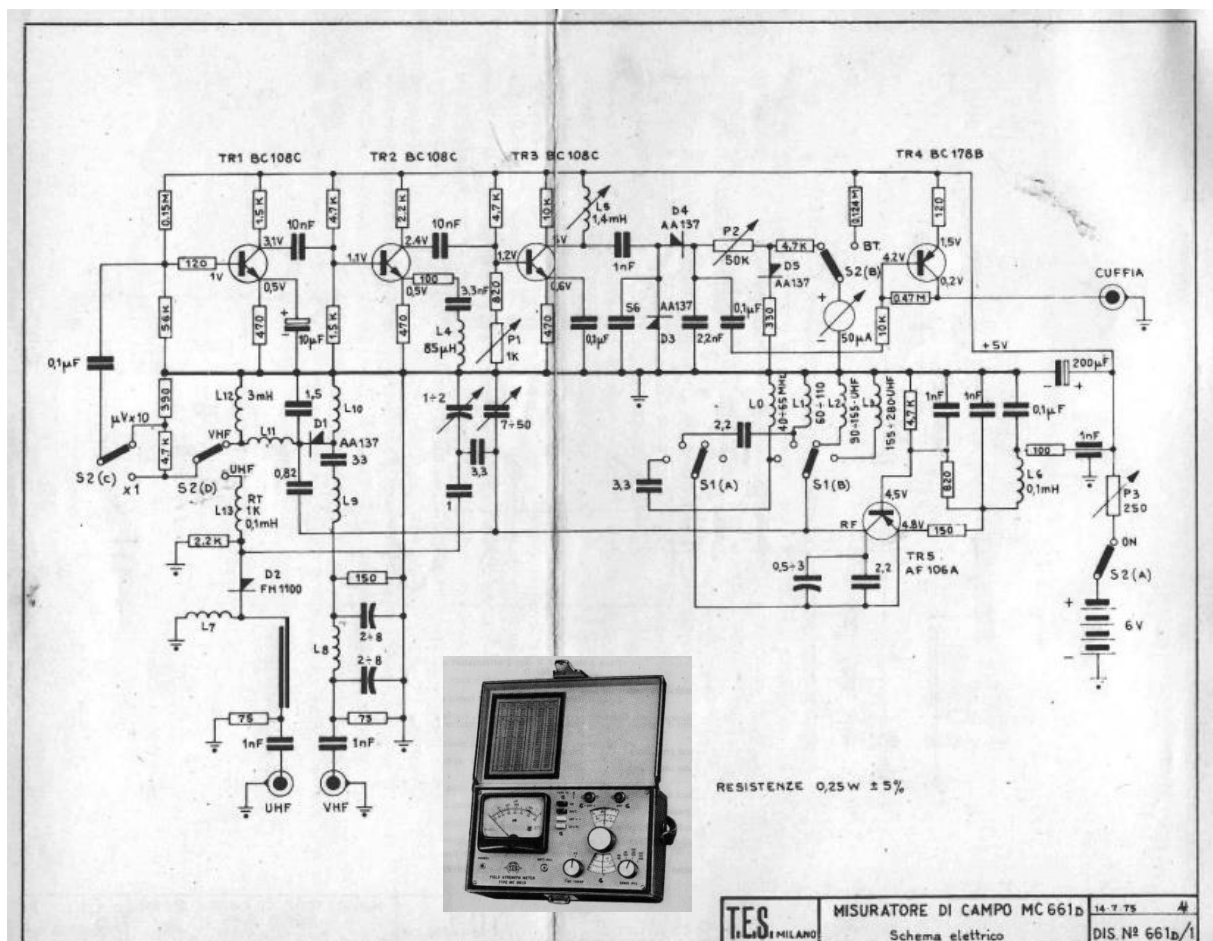


Fig. 7-19 Circuito medidor de intensidad de campo TES MC 661b.

### 7.6.2.2 A transistor

Los mezcladores de terminación única con transistor son los preferidos, especialmente los FET por su característica de transferencia más cuadrática que los bipolares, ya que permiten obtener una ganancia de conversión mayor que uno ( $G_c = P_{IF}/P_{RF}$ ) y cierta aislación del OL dada por la unilateralidad de los dispositivos. En la Fig. 7-20 se muestran las topologías usadas. La topología de la Fig. 7-20a tiene la ventaja de requerir poca potencia del LO debido a la alta impedancia de entrada. La desventaja es que si el receptor no tiene una etapa precedente amplificadora de RF la señal del LO es emitida por la antena del receptor. No presenta este problema la configuración de la Fig. 7-20b, el terminal de RF queda aislado del LO, pero la baja impedancia del surtidor requiere una mayor potencia del LO. La topología de la Fig. 7-20c necesita poca potencia del LO como el de la Fig. 7-20a pero aísla el terminal de RF del LO. Todas se aplican y depende la elección del diseñador. En las Fig. 7-21y Fig. 7-22 se muestran implementaciones de mezcladores con inyección de LO en el surtidor y con MOSFET de doble compuerta respectivamente.

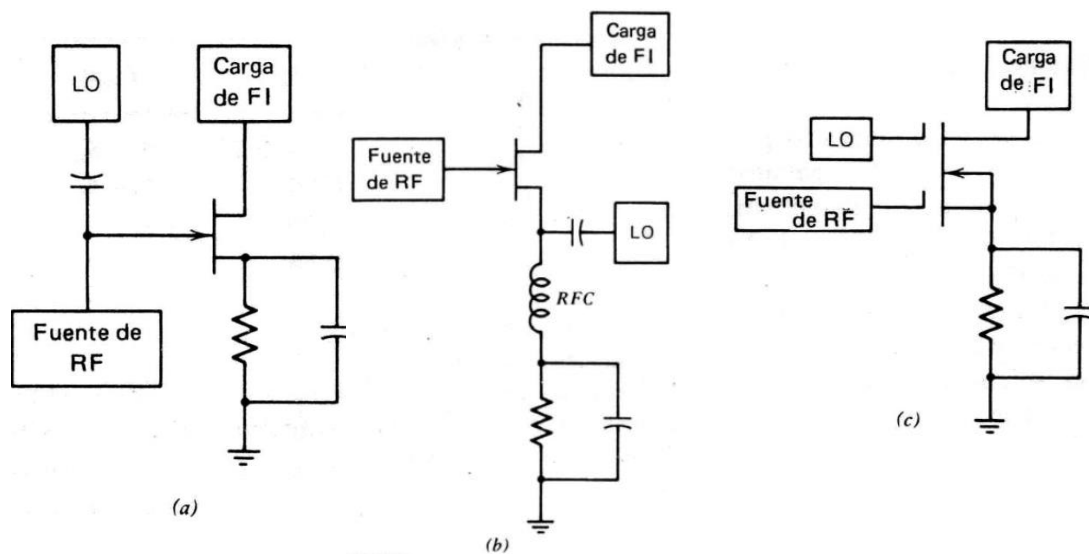


Fig. 7-20 Mezclador a FET de terminación única. (a) Mezclador a JFET con inyección de RF y LO en la puerta, (b) mezclador con JFET con inyección de LO en el surtidor, y (c) mezclador a MOSFET de doble compuerta con las señales de RF y LO inyectadas en las puertas.

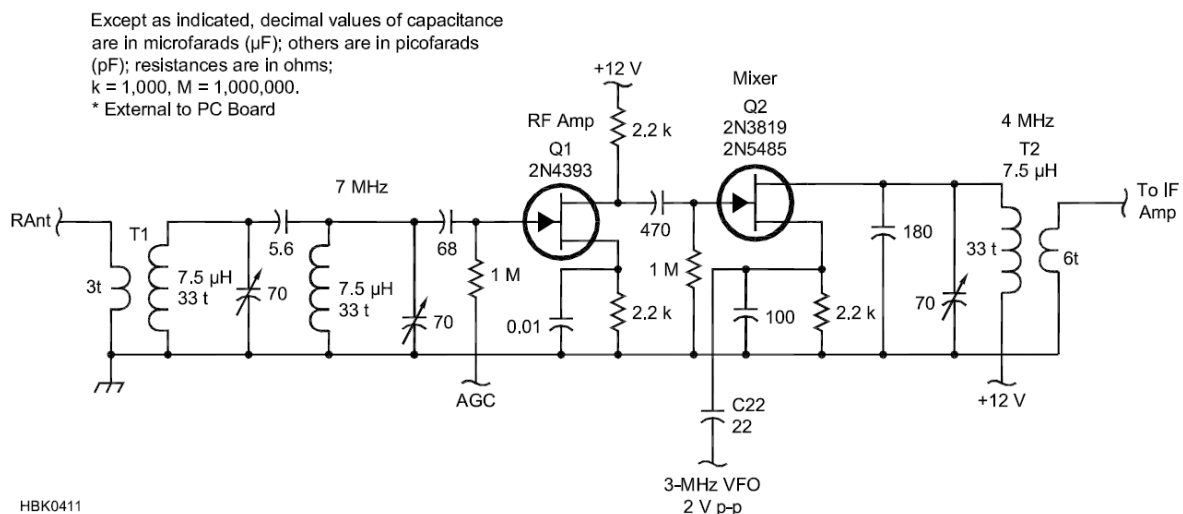


Fig. 7-21 Circuito mezclador con JFET con inyección de LO por el surtidor. También se muestra el amplificador de RF controlado con AGC. Tomado de la revista QST Diciembre de 2000.

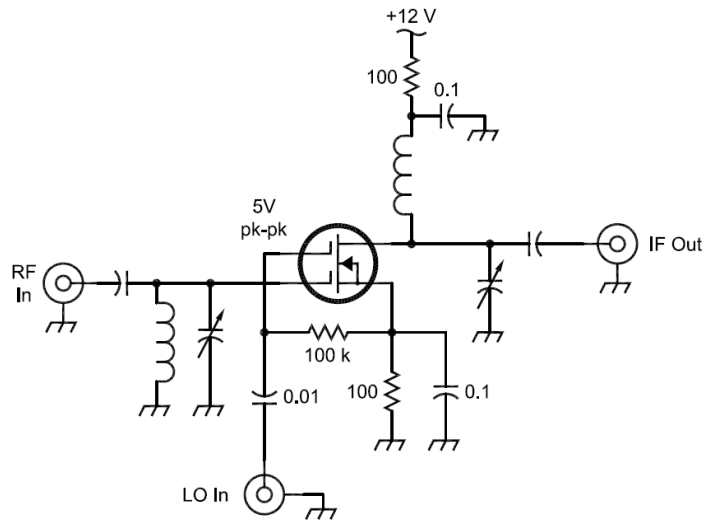


Fig. 7-22 Circuito mezclador con MOSFET de doble compuerta.

### 7.6.3 Mezclador de balanceo simple

Usa un número par de dispositivos alineales, normalmente diodos o FETs, dispuestos en forma equilibrada, de tal manera que un a un terminal de entrada queda aislada de los otros terminales. En el circuito de la Fig. 7-23 se observa que el terminal aislado es en el que se aplica  $V_c$ .

Que un terminal esté aislado implica que una señal aplicada al mismo, por si sola, no produce efecto en los otros terminales.

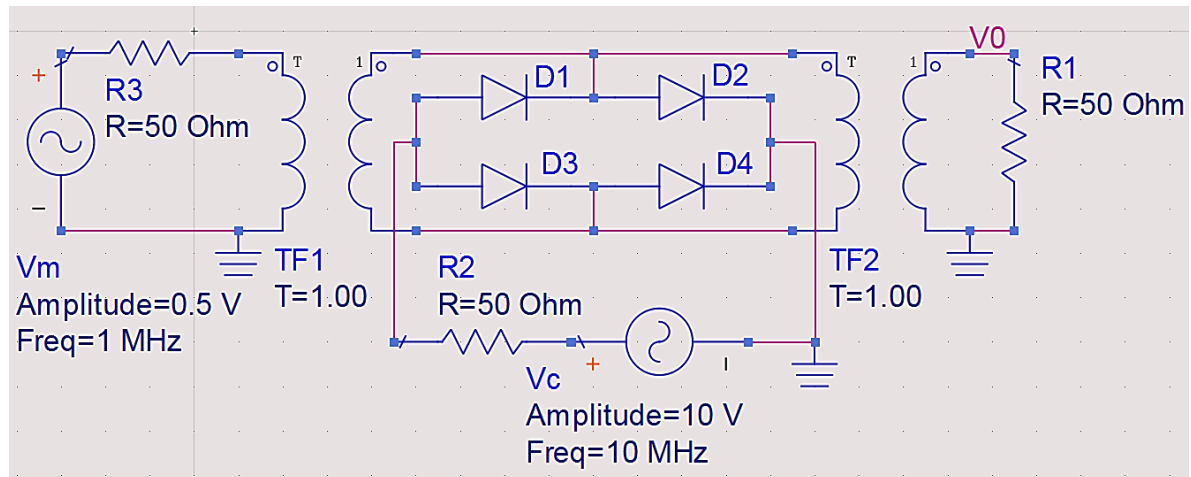


Fig. 7-23 Mezclador de balanceo simple. El circuito se aplicaría para generar una señal de AM, doble banda lateral con portadora suprimida.

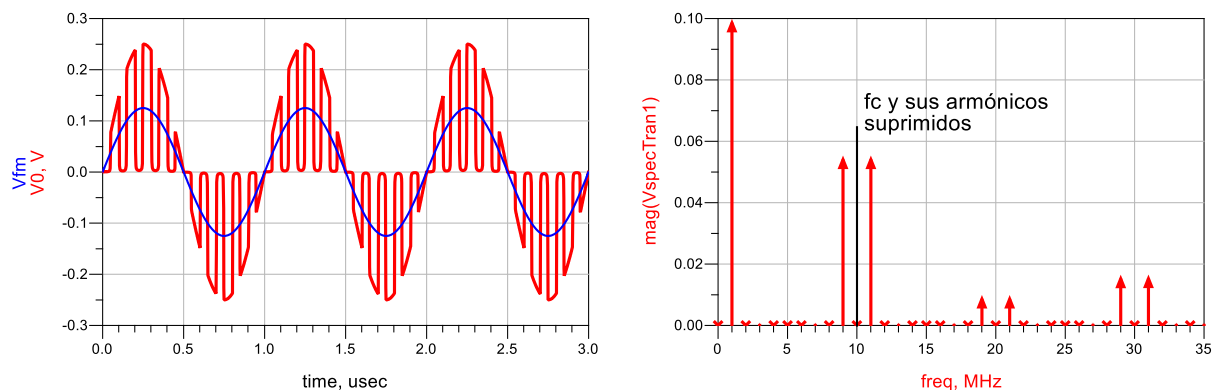


Fig. 7-24 Tensión de salida del circuito de la Fig. 7-23. A la izquierda en el dominio del tiempo y a la derecha en el dominio de la frecuencia.

La señal  $V_c$ , que tiene que tener amplitud mucho mayor que el umbral de conducción de los diodos, cuando posee la polaridad indicada en el circuito de la Fig. 7-23 polariza en forma directa los cuatro diodos, lo que fuerza un cortocircuito en el primario de TF2 haciendo que  $V_0$  sea nula en los semiciclos positivos de  $V_c$ .

Esto se observa en el oscilograma de la Fig. 7-24, la envolvente sería la señal  $V_m$ , pero disminuida a la mitad por el efecto divisor de  $R_3$  y  $R_L$ .

En el espectrograma a la derecha en la Fig. 7-24 se advierte que la frecuencia  $f_c$  de la señal  $V_c$  y sus armónicos han sido suprimidos en la tensión  $V_0$  de salida por efecto del balanceo.

Ahora en el oscilograma de la Fig. 7-24 imagine restar a  $V_{fm}$ , la señal que quedaría sería una señal bitonal como la de la Fig. 7-13, excepto por los ángulos rectos que originan las componentes de alta frecuencia.

Este circuito deja de funcionar cuando la señal de entrada  $V_m$  aumenta de tal forma que comienza a impedir que  $V_c$  sature los diodos.

Si el mezclador de balanceo simple está realizado con cuatro diodos, no ofrece ventajas apreciables sobre el de balanceo doble, por lo que el circuito de la Fig. 7-23 no es muy popular. Sin embargo en la Fig. 7-1 se muestra una aplicación de un mezclador de balanceo simple solo con dos diodos para ser aplicado en un detector de producto de BLU, el terminal aislado es el de la entrada de la BLS (entrada de señal), incluye a la salida un filtro pasa bajo para eliminar la portadora reinsertada (señal de batido), ver Fig. 7-6 para analizarlo.

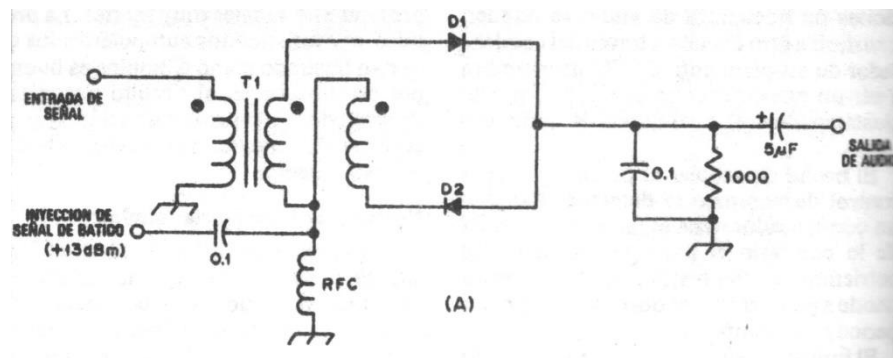


Fig. 7-25 Detector de producto realizado con un mezclador de balanceo simple, el terminal aislado es el de la señal de entrada.

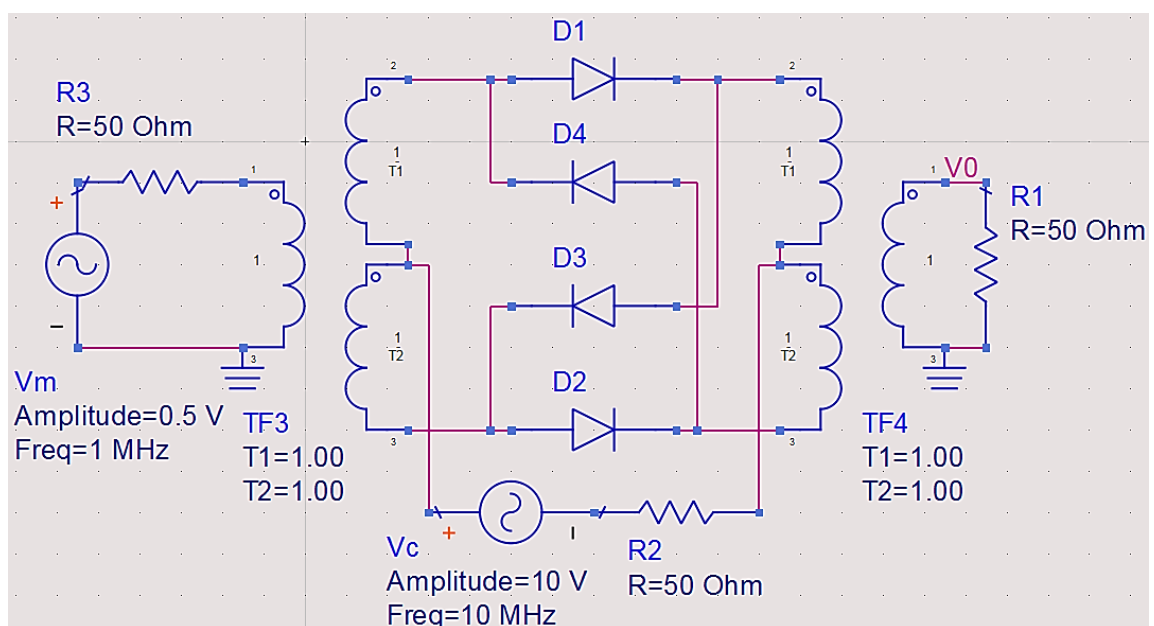


Fig. 7-26 Circuito mezclador de balanceo doble con cuatro diodos. Se aplicaría para generar una señal de AM con doble banda lateral y portadora suprimida.



### 7.6.4 Mezclador de balanceo doble

Todos los terminales están aislados entre si, por lo que las frecuencias de las señales de entrada no aparecen a la salida.

La señal  $V_c$  tiene una amplitud suficiente para hacer conducir plenamente los diodos polarizados directamente. Cuando  $V_c$  tiene la polaridad indicada en la Fig. 7-26, los diodo exteriores D1 y D2 conducen y ambos transformadores TF3 y TF4 quedan conectados en forma directa por la baja impedancia de los mencionados diodos.

La corriente que circula por los transformadores debido a  $V_c$  no tiene efecto en los terminales de  $V_m$  y  $V_o$  porque los amper vueltas de los semi devanados superiores se cancela con los amper vueltas de los devanados inferiores en cada transformador.

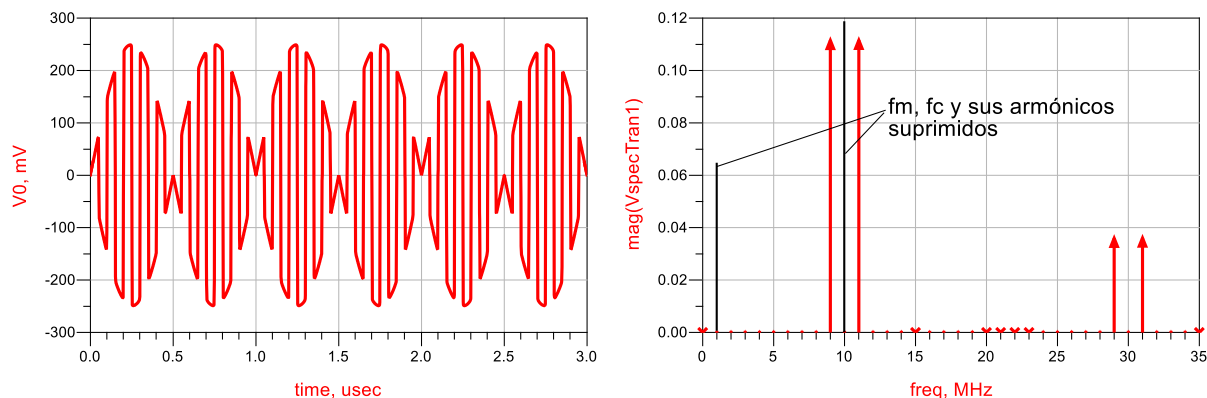


Fig. 7-27 Tensión de salida del circuito de la Fig. 7-26. A la izquierda en el dominio del tiempo y a la derecha en el dominio de la frecuencia.

caractéristiques characteristics					
paramètres parameters	conditions de mesures test conditions	min. min.	typ. typ.	max. max.	unités units
bande de fréquence RF - LO IF	$-55^{\circ}\text{C} \leq T \leq +100^{\circ}\text{C}$	10 1		3000 1000	MHz MHz
pertes de conversion conversion loss	LO = + 10 dBm, RF = 0 dBm, IF = 150 MHz  10 MHz $\leq f \leq$ 3000 MHz T = + 25 $^{\circ}\text{C}$ $-55^{\circ}\text{C} \leq T \leq +100^{\circ}\text{C}$		7 8	9	dB dB
découplage isolation	LO = + 10 dBm  10 MHz $\leq f \leq$ 3000 MHz T = + 25 $^{\circ}\text{C}$ $-55^{\circ}\text{C} \leq T \leq +100^{\circ}\text{C}$	20	25 23		dB dB
découplage isolation	LO = + 10 dBm  10 MHz $\leq f \leq$ 3000 MHz T = + 25 $^{\circ}\text{C}$ $-55^{\circ}\text{C} \leq T \leq +100^{\circ}\text{C}$	20	25 23		dB dB
découplage isolation	LO = + 10 dBm  10 MHz $\leq f \leq$ 3000 MHz T = + 25 $^{\circ}\text{C}$ $-55^{\circ}\text{C} \leq T \leq +100^{\circ}\text{C}$	18	20		dB dB
entrée RF RF input					
1 dB compression 1 dB compression	T = + 25 $^{\circ}\text{C}$		+ 7		dBm
1 dB désensibilisation 1 dB desensitization	T = + 25 $^{\circ}\text{C}$		+ 3		dBm
point d'intersection du 3 <sup>e</sup> ordre 3rd order intercept point	LO : 1500 MHz, + 10 dBm RF1 : 1680 MHz, RF2 : 1700 MHz T = + 25 $^{\circ}\text{C}$		+ 8		dBm

Fig. 7-28 Hoja de datos del mezclador doblemente balanceado TO4002-F56624 de Thomson-CSF (actualmente Thales).



Una situación similar se produce cuando  $V_c$  tiene la polaridad opuesta a la mostrada en la Fig. 7-26, excepto que los diodos que conducen son los internos D3 y D4. En este caso TF3 y TF4 quedan conectados en forma invertida lo que ocasiona una inversión en la polaridad de  $V_o$ .

Se observa en la Fig. 7-27 la supresión en la salida de  $V_m$  y  $V_c$  y de sus armónicos. No solo se suprimen los armónicos sino también algunos productos de mezcla no deseables. No se realizará acá un análisis más avanzado sobre el tema.

## 7.7 Terminología de los mezcladores

En las Fig. 7-28, y Fig. 7-29 se muestran parte de las hojas de datos de un mezclador doblemente balanceado. Se trata del TO4002-F56624 de Thomson-CSF, el cual incorpora en su hoja de datos el diagrama del punto de intercepción por el método de la señal bitonal. Se puede tomar este mezclador como referencia para analizar la terminología.

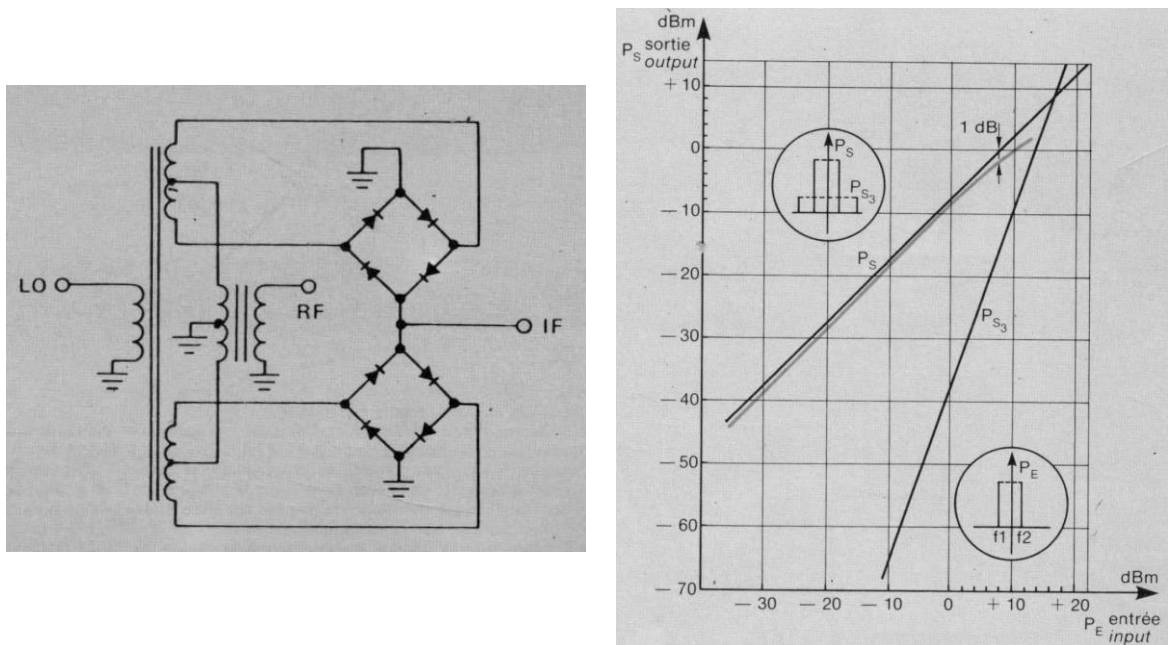


Fig. 7-29 A la izquierda el esquema del mezclador TO4002-F56624 de Thomson-CSF. A la derecha el diagrama del punto de intercepción por el método de la señal bitonal, la potencia del LO es de 10 dBm.

### 7.7.1 Pérdida de conversión

El parámetro más importante de un mezclador es la pérdida de conversión. La pérdida de conversión se define como la diferencia entre la potencia de RF de entrada y la potencia de IF de salida. Entonces

$$CL = P_{RF} - P_{IF} \quad (15)$$

Por ejemplo si la potencia de RF de entrada es de -10 dBm, y la potencia de salida de IF es -17 dBm, la pérdida de conversión es de 7 dB. En la Fig. 7-30 se muestra la definición sobre un espectrograma.

Dado que normalmente solo se desea uno de los productos de mezcla, el otro producto se filtra, haciendo que la mitad de la potencia convertida se pierda. Por lo tanto un mezclador ya tiene de base una pérdida de conversión de 3 dB. Lógicamente existen pérdidas adicionales tales como los productos de mezcla de orden superior,

pérdidas por disipación en la resistencia serie de los diodos, desequilibrios del mezclador, etc. Las pérdidas de conversión típicas en los dispositivos van de los 6 a los 9 dB.

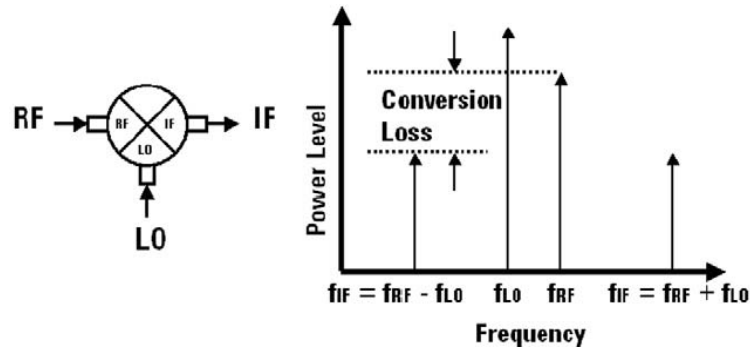


Fig. 7-30 Definición gráfica de pérdida de conversión.

## 7.7.2 Aislaciones

La aislación es una medida de la cantidad de potencia que se fuga o filtra de un puerto a otro puerto del mezclador. La aislación se obtiene por balanceo del mezclador, tanto de los elementos lineales del circuito como el apareamiento de los diodos o transistores, o por el uso de dispositivos unilaterales. Desafortunadamente siempre existe alguna pequeña cantidad de potencia de pérdida entre los puertos de RF, LO y IF.

La aislación es la diferencia de potencia entre la entrada de señal en un puerto y la potencia de la misma frecuencia fugada a otro puerto. En otras palabras, si se aplica una señal de entrada en el puerto del LO y se mide la potencia disponible en el puerto de RF en la frecuencia del LO, la aislación está dada por

$$ISO_{(LO-RF)} = P_{in(@LO)} - P_{out(@RF)} \quad (16)$$

Las aislaciones tienen un comportamiento aproximadamente recíproco, la aislación entre el puerto 1 y el puerto 2 es similar a la aislación entre el puerto 2 y el puerto 1. Por lo tanto una sola medición basta para determinar la aislación en ambas direcciones.

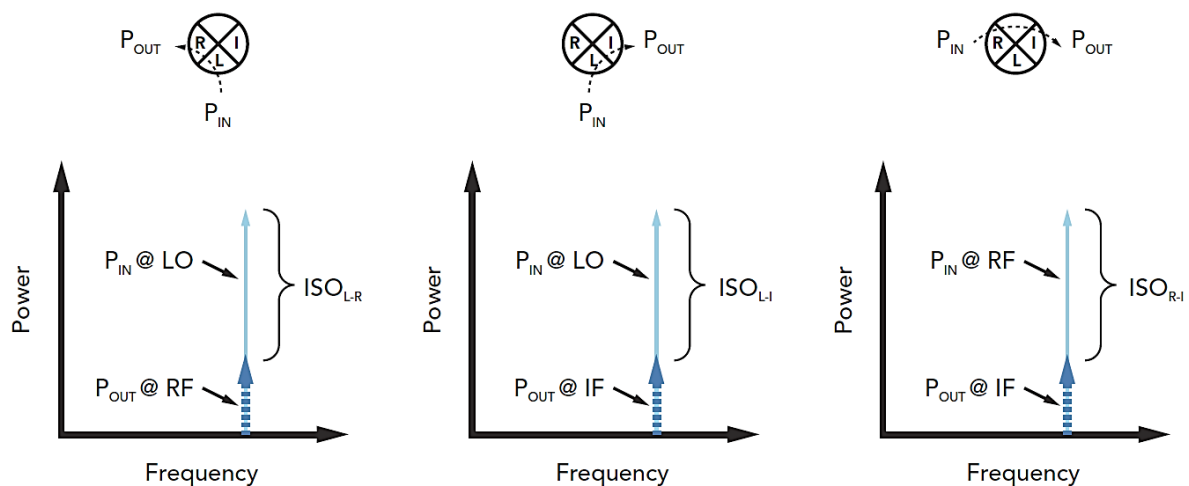


Fig. 7-31 Definiciones de las aislaciones de un mezclador, de izquierda a derecha LO-RF, LO-IF y RF-IF (ISO es un apocope de isolated, aislado en Inglés).

La aislación LO-RF es la pérdida de la señal del LO en el puerto de RF. Los valores de aislamiento LO-RF típicos varían entre 25 a 35 dB. El aislamiento LO-RF es crítico en las conversiones hacia abajo

(downconversions) porque la potencia del LO puede filtrarse en los circuitos de RF. Si hay un aislamiento pobre entre el LO y el terminal de RF, la potencia del LO puede contaminar la línea de RF interfiriendo con el amplificador de RF, y si la entrada de RF estuviera directamente conectada a la antena el receptor podría radiar la señal del LO. También en las conversiones hacia arriba (upconversions) puede causar problemas cuando la frecuencia del LO está muy cerca de la frecuencia de salida de RF (esto puede suceder cuando la IF es muy baja) una vez que la señal del LO alcanza el puerto de RF es imposible filtrarla por la cercanía con la señal deseada de RF.

El aislamiento LO-IF es la fuga de la LO en el puerto de IF. El aislamiento LO-IF tiende a ser el peor de los tres tipos de aislamiento del mezclador con valores típicos que van desde 20 hasta 30 dB. Cuando hay un pobre aislamiento LO-IF, el problema más grande ocurre cuando las frecuencias del LO y IF están suficientemente cerca como para que el LO contamine el circuito IF, al ser grande la potencia del LO la pérdida puede llegar a saturar el amplificador de IF. Además una pobre aislación LO-IF puede causar una respuesta no plana en la pérdida de conversión.

Los valores típicos de aislamiento RF-IF varía entre 25-35 dB. Los diseñadores piensan que un pobre aislamiento RF-IF no es un problema importante ya que las potencias de las señales de RF y de FI generalmente son algunos órdenes de magnitud menor que la potencia del LO. Por lo tanto los problemas de aislamiento del LO son la principal preocupación de los diseñadores de circuitos. Sin embargo un buen aislamiento RF-IF es un indicador de un mezclador bien balanceado, con baja pérdida de conversión y respuesta en frecuencia plana.

### 7.7.3 1 dB de compresión

En condiciones de funcionamiento normal, la pérdida de conversión del mezclador será constante, independientemente de la potencia de entrada RF. Si las potencia de entrada de RF se incrementa en 1 dB, entonces la salida de potencia de FI de potencia también se incrementará en 1 dB (la diferencia es la pérdida de conversión). Sin embargo, cuando la potencia de RF se vuelve demasiado grande esta regla no se cumple. El punto de 1 dB de compresión es una medida de la linealidad del mezclador y se define como la entrada de potencia de RF necesaria para aumentar la pérdida de conversión en 1 dB del valor ideal. Esto se muestra en la Fig. 7-32.

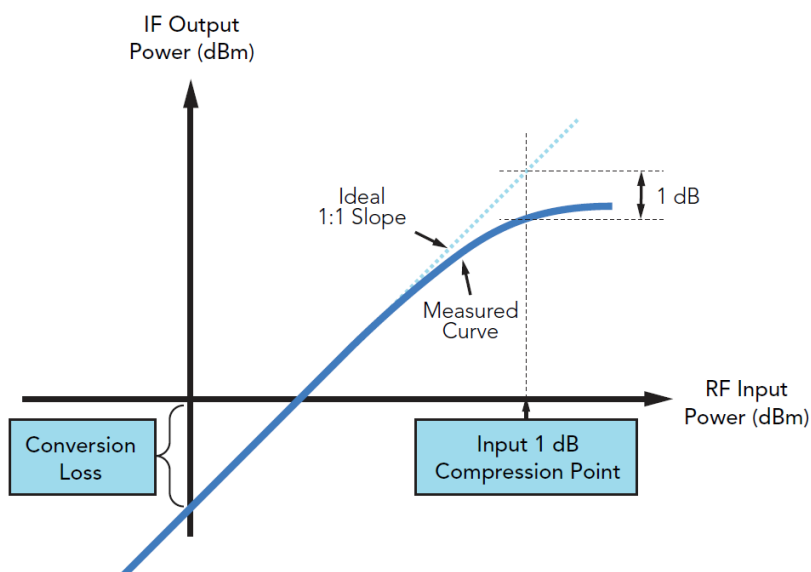


Fig. 7-32 Representación gráfica del punto de compresión de 1 dB

En condiciones de funcionamiento lineal, la potencia LO es mucho más fuerte que la potencia de RF por lo que la acción de conmutación de los diodos está totalmente dominada por el LO. Sin embargo, en la compresión, la potencia de RF compite con la potencia del LO por lo que la acción de conmutación de los diodos se ve comprometida.

Un funcionamiento del mezclador en condiciones de compresión incrementa los niveles de distorsión por intermodulación y aumenta la pérdida de conversión. Como una regla práctica se puede decir que el punto de compresión de 1 dB esta de 4 a 7 dB debajo del mínimo nivel de potencia de LO recomendada para el mezclador.

Algunos puristas expresan que un receptor no puede ser mejor para niveles de baja señal en antena que su amplificador de RF ni mejor que su primer mezclador para altos niveles de señal.

#### 7.7.4 Figura de ruido

Salvo casos excepcionales de diodos muy ruidosos, la figura de ruido de un mezclador es aproximadamente igual que la pérdida de conversión. Cuando se eligen mezcladores para aplicaciones de pequeña señal, como el caso de un receptor sin amplificador de RF, es conveniente seleccionar un mezclador con una pérdida de conversión tan baja como sea posible. Por ejemplo si la pérdida de conversión es 7dB, la figura de ruido es aproximadamente 7 dB.

#### 7.7.5 Rango dinámico

El rango dinámico se mide en dB y es el rango de potencia RF de entrada en que el mezclador es útil. El límite inferior del rango dinámico es el piso de ruido equivalente a la entrada, que depende del mezclador y del ancho de banda del sistema. El límite superior del rango dinámico se toma generalmente como el punto de compresión de 1 dB del mezclador. Dicho con otras palabras es el rango de la potencia de entrada de RF que va desde que la señal de IF asoma sobre el ruido hasta que la pérdida de conversión aumenta 1 dB. Un mezclador excitado con mayor potencia de LO tiene un mayor rango dinámico, pero a expensas de un mayor consumo de potencia.

#### 7.7.6 Punto de intercepción de 3<sup>er</sup> orden por el método de la señal bitonal

Próximo a niveles de RF que producen una compresión de 1 dB en la pérdida de conversión, comienzan a aparecer productos de intermodulación que pueden obscurecer la señal de IF, haciendo que la misma pierda calidad. Los productos de intermodulación más perjudiciales son aquellos que caen en el ancho de banda del filtro de IF, ya que no pueden ser eliminados fácilmente.

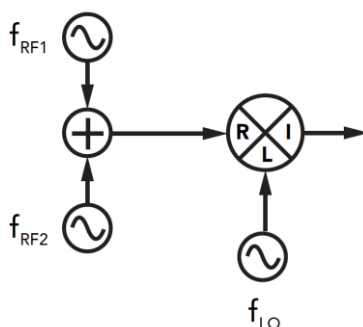


Fig. 7-33 Esquema de medición del IP3.

Una señal estándar de prueba para la evaluación de mezcladores es la señal bitonal, ya que representa de una forma muy simple una señal compuesta de muchas frecuencias. Algunos de los productos de intermodulación de 3<sup>er</sup> orden producidos por una señal bitonal se ubican muy próximos a la IF y son difíciles de filtrar. El circuito de ensayo de un mezclador por el método de la señal bitonal se muestra en la Fig. 7-33.

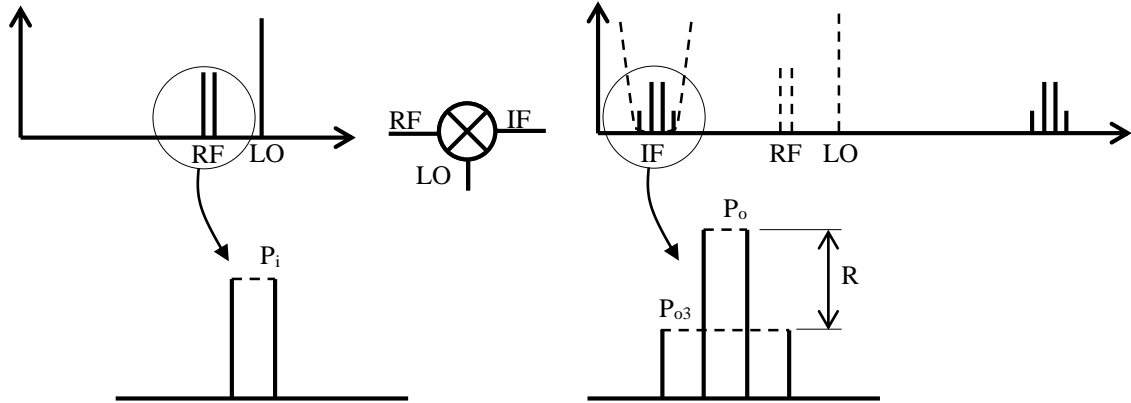


Fig. 7-34 Espectrogramas que muestran los productos de intermodulación de 3<sup>er</sup> orden.  $P_i$ ,  $P_o$  y  $P_{o3}$  son potencias suma de dos tonos y tienen correlato con lo indicado en la Fig. 7-29.  $R$  es el rechazo de los productos de intermodulación.

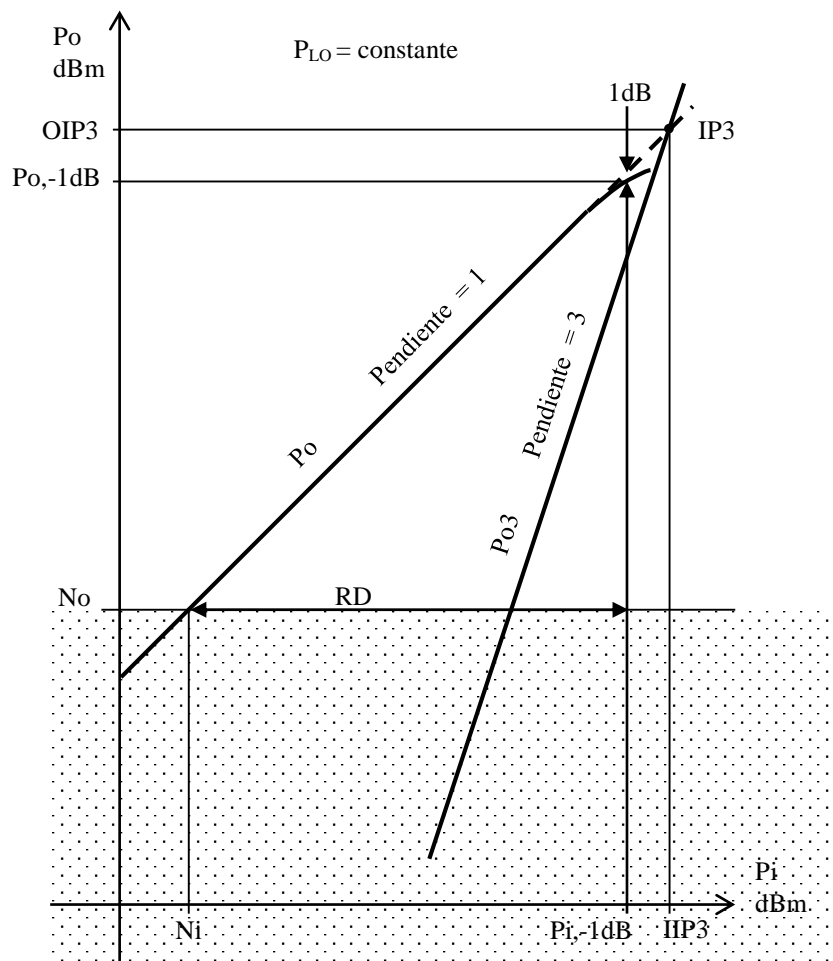


Fig. 7-35 Gráfico del punto de intersección de 3<sup>er</sup> orden por el método de la señal bitonal. Se indican  $RD$  rango dinámico,  $OIP_3$  es la potencia de salida y  $IIP_3$  la potencia de entrada del punto de intersección.  $P_{o,-1dB}$  y  $P_{i,-1dB}$  son respectivamente la potencia de entrada y de salida para un dB de compresión de la ganancia de conversión, note que el punto en cuestión no está sobre la recta de pendiente unitaria sino sobre la curva 1 dB más abajo.

En la Fig. 7-34 se muestra el espectro de entrada de RF y el de la salida FI correspondiente al esquema de la Fig. 7-33. Por simplicidad solo se han incluido los términos de 2<sup>do</sup> y 3<sup>er</sup> orden significativos para el análisis.

$$P_o = P_i - CL \quad (17)$$

Si se realiza un barrido de la potencia de la señal bitonal de entrada  $P_i$ , y se grafica en ordenada las potencias  $P_o$  y  $P_{o3}$ , que son los productos de 3<sup>er</sup> orden, se obtiene un gráfico similar al de la Fig. 7-29.

La recta de pendiente 1 responde a la siguiente ecuación Los productos de intermodulación de 3<sup>er</sup> orden  $P_{o3}$  tienen pendiente 3. El punto de intersección  $IP3$  no existe físicamente, resulta de la proyección de las rectas de  $P_o$  y  $P_{o3}$ .  $IP3$  es una figura de mérito de un mezclador, cuanto mayor es  $IIP3$  que  $P_i$ -1dB mejor es su comportamiento respecto a los productos de intermodulación de 3<sup>er</sup> orden.

Mediante una simple construcción geométrica en la Fig. 7-35 se puede mostrar que de los datos de una medición cualquiera del espectro de Po y Po3, antes de los efectos de la compresión, que

$$OIP3 = P_o + \frac{R}{2} \quad (18)$$

### Ejemplo 7-2

Sea el mezclador doblemente balanceado TO4002-F56624 de Thomson-CSF cuyas hojas de datos se muestran en las Fig. 7-28 y Fig. 7-29. El mismo se va a aplicar en un receptor cuya IF tiene un ancho de banda de 200 kHz. Calcule el ruido de fondo equivalente de entrada  $N_i$ , el rango dinámico  $RD$ , y el rechazo  $R$  estimado de los productos de intermodulación de 3er orden si la potencia de entrada vale 0 dBm (verifique el resultado con la Fig. 7-29)

**Solución:**

Sabiendo que la figura de ruido  $F \approx CL = 7 \text{ dB}$  la potencia disponible del ruido de fondo es  $N_i = (kT)_{dBm} + F + 10\log(B) \approx -174 \text{ dBm} + 7 + 10\log(200e3) = -114 \text{ dBm}$ . Entonces el RD =  $P_i - 1 \text{ dB} - N_i = 7 - (-114) = 121 \text{ dB}$ .

De la  $R = (OIP3 - P_o) * 2 = [8 - (-7)] * 2 = 30 \text{ dB}$  que se corrobora con la figura.

### Ejemplo 7-3

Con el circuito de la Fig. 7-36, simulando con AWR obtener el gráfico del punto de intercepción por el método de la señal bitonal como se muestra en la Fig. 7-37.

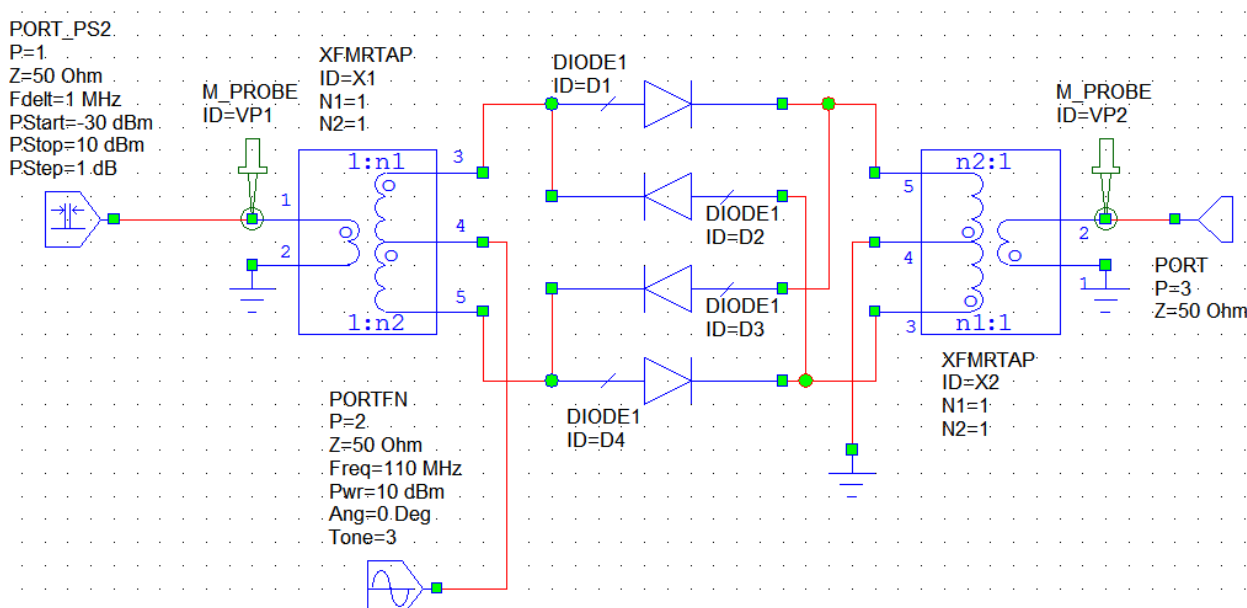


Fig. 7-36 Circuito de un mezclador doble balanceado para un frecuencia de 0,1GHz realizado con AWR.

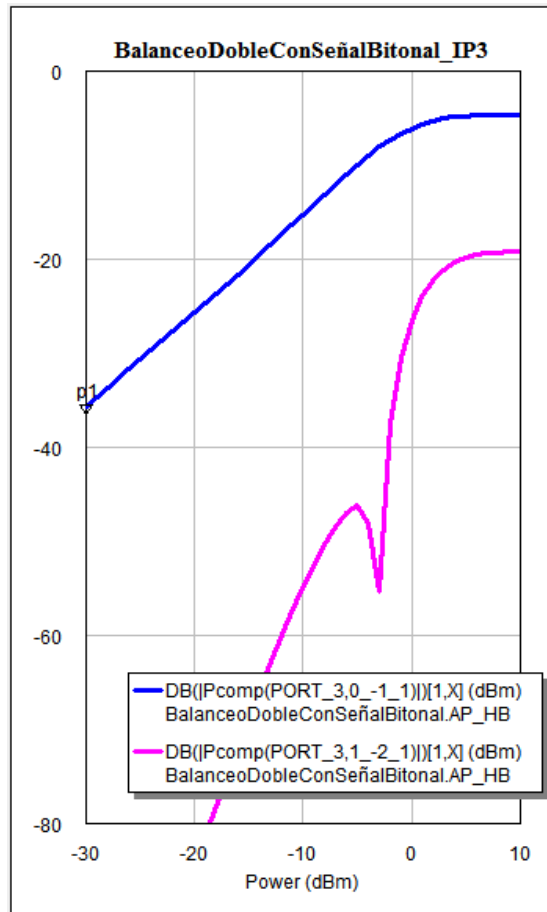


Fig. 7-37 Gráfico del punto de intercepción por el método de la señal bitonal.

## Bibliografía

- [1] Estado Sólido en Ingeniería de Radiocomunicación de Herbert Krauss, Charles Bostian y Frederik Raab.
- [2] Marki Microwave Mixer Basics de Ferenc y Christopher Marki, 2010.