

Cap. 9.- MEZCLADORES

Introducción. Con anterioridad se hizo referencia a circuitos en los que se mezclan dos señales para producir frecuencias suma o resta deseadas. El receptor superheterodino inventado por Armstrong fue el primero en usar una etapa mezcladora (que llamó el "primer detector") para convertir la señal incidente de RF en una frecuencia intermedia más baja.

Cualquier dispositivo no lineal puede servir como mezclador: la alinealidad se requiere para producir frecuencias no presentes a la entrada. De este modo, los mezcladores pueden usar diodos, BJTs, FETs o aún reactores saturables. Las elecciones de diseño giran sobre consideraciones de ganancia (o pérdida), cifra de ruido, estabilidad, rango dinámico y la posible generación de frecuencias indeseables que produzcan intermodulación y distorsión.

Este capítulo pone énfasis en los mezcladores para circuitos de recepción, aunque debe reconocerse que los mezcladores se usan también para conversión de frecuencia en transmisores e instrumentación. La teoría que se va a desarrollar se aplica asimismo a ciertos circuitos moduladores y demoduladores que se darán en esta materia.

Teoría básica del mezclador y análisis espectral

La figura 7.1 ilustra un mezclador sencillo formado por un dispositivo no lineal con dos voltajes de entrada $v_1(t)$ y $v_2(t)$ de diferentes frecuencias f_1 y f_2 , respectivamente. Si el dispositivo fuera perfectamente lineal, el voltaje o corriente de salida contendría sólo las frecuencias f_1 y f_2 . La naturaleza no lineal determina qué otras frecuencias se generan.

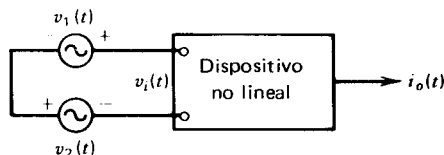


Figura 7.1. Dispositivo no lineal usado como mezclador.

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

$$i_o(t) = I_0 + av_i(t) + b[v_i(t)]^2 + c[v_i(t)]^3 + \dots \quad (7-1)$$

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 c.c. (ver problema 7.1.1)

Si se tienen varias frecuencias de entrada, se generarán frecuencias suma y diferencia, así como armónicas (ver problema 7.2.2) Las frecuencias de suma y diferencia generadas por el término cuadrático en (7.1) se llaman *productos de intermodulación de segundo orden*; las originadas por el término cúbico, *productos de tercer orden*.

Un dispositivo de *ley cuadrática* es ideal para servicio de mezclador, pues se produce el número mínimo de frecuencias indeseables. Si el dispositivo tiene la característica de transferencia

$$i_o(t) = av_i(t) + b[v_i(t)]^2 \quad (7-2)$$

y la entrada es

$$v_i(t) = V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos \omega_2 t \quad (7-3)$$

la corriente de salida se hace

$$i_o(t) = aV_1 \cos \omega_1 t + aV_2 \cos \omega_2 t + bV_1^2 \cos^2 \omega_1 t + bV_2^2 \cos^2 \omega_2 t + 2bV_1V_2 \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t \quad (7-4)$$

Los dos primeros términos en (7.4) carecen de interés para la acción del mezclador, salvo que en un circuito práctico puede ser necesario filtrarlos. Mediante la igualdad trigonométrica

$$bV_1^2 \cos^2 \omega_1 t = b/2x V_1^2 (1 + \cos 2\omega_1 t)$$

se ve que los términos tercero y cuarto representan una componente de c.c. y segundas armónicas de las frecuencias de entrada. El término final en (7.4) es llamado el término producto de la salida deseada:

$$2bV_1 V_2 \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t = bV_1 V_2 [\cos (\omega_1 - \omega_2)t + \cos (\omega_1 + \omega_2)t] \quad (7-5)$$

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 mezcladores de recepción, sólo se desea la componente de salida de frecuencia diferencia, de tal suerte que deben eliminarse las frecuencias originales, las armónicas y su suma, mediante filtrado o por otros medios. Antes de analizar los circuitos reales, se dará un tratamiento general del análisis espectral de las salidas de mezclador. Esto es deseable, pues el método dado en el párrafo precedente resultaría muy complicado si se extendiera a señales de entrada moduladas y no linealidades de orden superior. Una adaptación gráfica de la integral de la convolución proporciona una manera relativamente fácil para calcular la amplitud y la fase de todas las componentes debidas a la acción del mezclador.

Terminología de mezcladores

Un *mezclador de terminación única* muy sencillo, se puede construir como se ilustra en la figura 7.3, como un diodo en serie con las entradas de RF y de oscilador local (LO), una fuente de polarización y un circuito sintonizado a la frecuencia de FI deseada.

Sin embargo, un mezclador como el mencionado tiene bastantes desventajas. Posee **a)** una cifra de ruido relativamente alta; **b)** *pérdida* por conversión es decir, la salida de potencia de señal FI es menor que la entrada de potencia de señal (RF); **c)** no linealidades de orden superior, dada la característica brusca de corte del diodo; **d)** ningún aislamiento entre el LO y las entradas de RF, incrementando así la posibilidad de que la señal del LO puede inyectarse a la antena receptora y **e)** una corriente de salida relativamente intensa en la frecuencia del LO, tiende a sobrecargar la etapa de entrada de FI.

En la figura 7.4 se muestran tres mezcladores de terminación única que usan FETs. En la 7.4a, la señal del LO se inyecta directamente a la compuerta del FET, junto con la señal de RF. Comparando con el mezclador a diodo, tiene *ganancia* de conversión y una cifra de ruido más baja; las no linealidades de orden superior se reducen al mínimo mediante la característica de transferencia de ley cuadrática, aproximadamente. Se puede sustituir el BJT por un JFET para obtener más ganancia, pero la distorsión de tercer orden se incrementa también marcadamente.

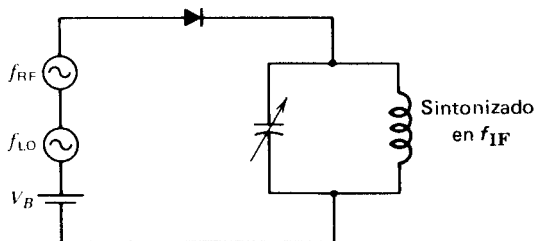


Figura 7.3. Circuito mezclador a diodo único.

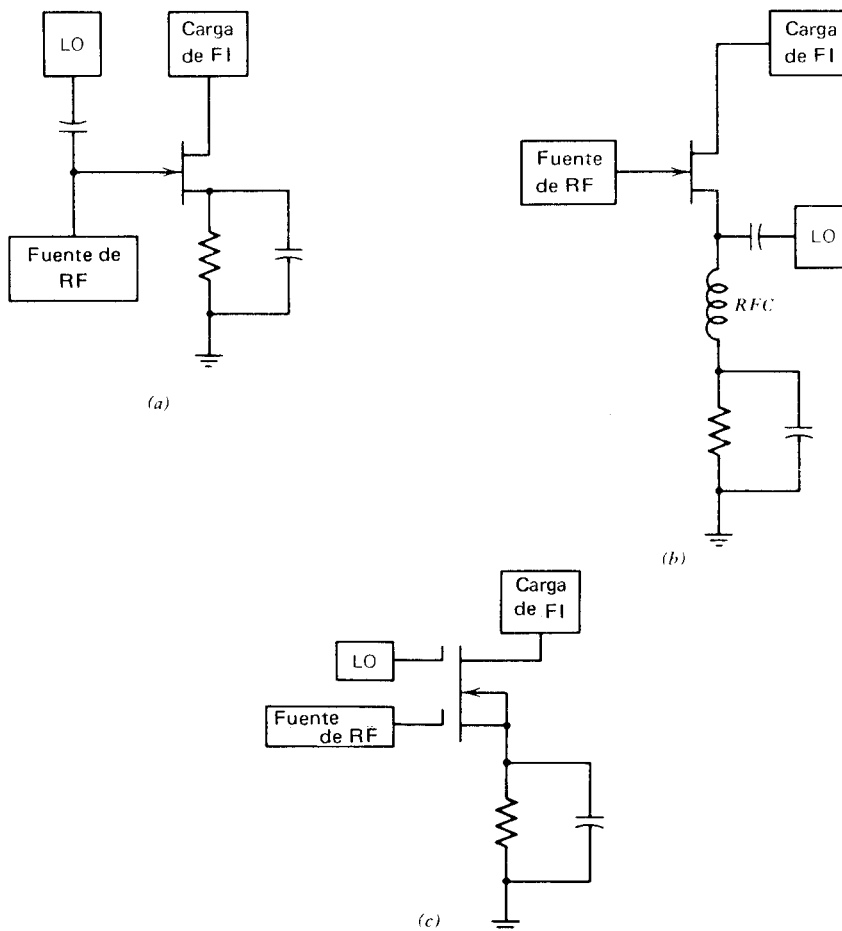


Figura 7.4. Mezcladores a FET de terminación única: (a) mezclador JFET con inyección de LO y RF en la compuerta; (b) mezclador JFET con inyección LO en la terminal de fuente (c), mezclador a compuerta dual a MOSFET con señales de LO y RF inyectadas en compuertas separadas.

El circuito de la figura 7.4b ofrece mejor aislamiento entre las entradas de LO y RF. Sin embargo, como la fuente (o emisor en el caso de un BJT) es un punto de baja impedancia, se requiere más potencia del LO. El circuito de la figura 7.4c utiliza un MOSFET de compuerta dual para dar mejor aislamiento entre los puertos del LO y RF, aunque la ganancia es menor que la de los circuitos a FET.

Un mezclador de balance único usa dos (o más) dispositivos no lineales con la señal de LO o la RF aplicada en "pushpull" de tal suerte que esta componente de frecuencia y sus armónicas impares no aparecen en el puerto de FI, simplificándose así el problema de filtrado. (Ver figura 7.6a)

Con circuitos más complicados, el mezclador de doble balance tiene entradas de RF y LO aplicadas en contra-fase a puertos separados de tal manera que ninguna señal aparezca en los otros dos puertos; esto es, la señal LO no aparece en los puertos RF o LO y así sucesivamente. Estos circuitos generalmente requieren transformadores de entrada y salida bien balanceados y un acoplamiento exacto de las características del dispositivo activo. Los mezcladores a diodo de doble balance se discutirán en la sección siguiente.

Funcionamiento del mezclador

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

- ◆ **Ganancia (o pérdida) de conversión** es la razón de la potencia de señal de salida (FI) a la de entrada (RF)
- ◆ **Cifra de ruido** es la SNR (relación señal-a-ruido) en el puerto de entrada (RF) dividida entre el SNR en el puerto de salida (FI).
- ◆ **El aislamiento** representa la cantidad de "fuga" o "paso de alimentación" entre los puertos del mezclador. Sea f_{RF} la frecuencia en el puerto de RF, f_{LO} la del oscilador local y f_{IF} la de FI. Entonces "el aislamiento en el puerto RF en f_{LO} " es la cantidad en que la señal de nivel de excitación se atenúa cuando se

medida en el puerto de RF. El "aislamiento en el puerto FI en f_{LO} " es la cantidad en que la señal de nivel de excitación se atenúa cuando se mide en el puerto FI.

- ◆ La **compresión de conversión** se refiere al nivel de potencia de entrada RF arriba del cual la curva de potencia de salida FI vs potencia de entrada RF se desvía de la linealidad. Arriba de este nivel, un aumento adicional en el nivel de entrada RF no se traduce en un aumento proporcional en el nivel de salida. Cuantitativamente, la compresión de conversión es la reducción del nivel de salida en dB abajo de la característica lineal. Usualmente, el nivel de entrada en el que la compresión es de 1 o 3 dB se da en las especificaciones del mezclador (ver figura 7.5)
- ◆ **El rango dinámico** es el rango de amplitud dentro del cual el mezclador puede trabajar sin degradación en la operación. Depende del punto de compresión de conversión y de la cifra de ruido del mezclador.

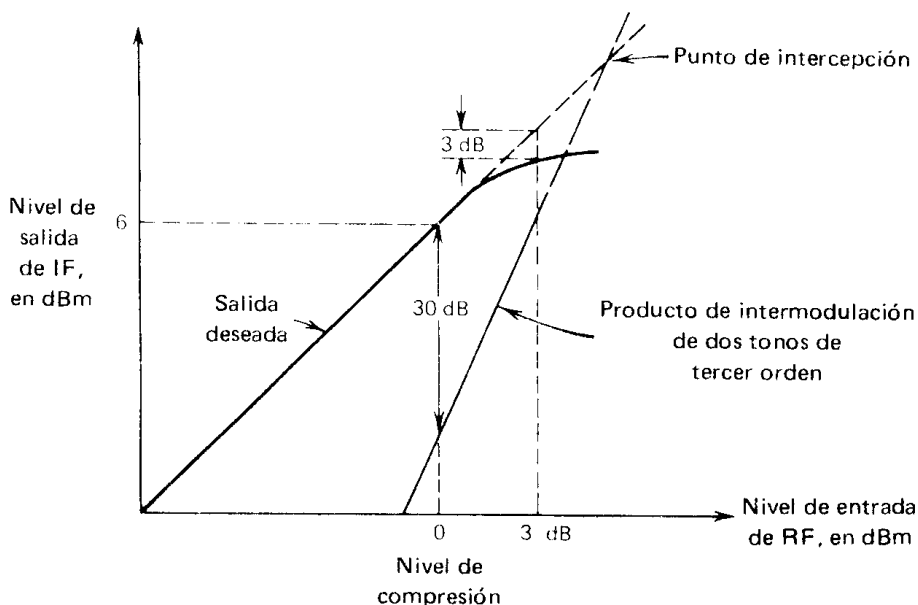


Figura 7.5. Ilustración de las definiciones de terminología de operación de mezcladores.

- ◆ La **distorsión de intermodulación de tercer orden en dos tonos** es la cantidad de distorsión de tercer orden causada por la presencia de una señal secundaria recibida en el puerto de RF. Matemáticamente, la distorsión de tercer orden se define en términos de la componente de frecuencia en $2f_2 - f_1 \pm f_0$, donde f_1 es la señal de entrada deseada y f_2 es la señal de entrada secundaria. Por lo general, mientras más alta sea la compresión de conversión o punto de intersección del mezclador, más alta será la superficie de este producto.
- ◆ **Punto de intersección** es el punto en el que la curva de respuesta fundamental y la de respuesta espuria de tercer orden se interceptan (ver figura 7.5). A menudo, se usa para especificar la supresión de tercer orden en dos tonos del mezclador. Mientras más alto esté el punto de intersección, será mejor la supresión de tercer orden.
- ◆ **Desensibilización** es la compresión en la frecuencia de señal deseada, causada por una señal de interferencia fuerte en una frecuencia adyacente.
- ◆ La **distorsión de intermodulación armónica** resulta del mezclado de armónicas de las señales de entrada generadas por el mezclador. Estos productos de distorsión tienen frecuencias $mf_{LO} \pm nf_{RF}$, donde m y n representan el orden de armónicas.
- ◆ **Distorsión por modulación cruzada** es la 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, o el punto de intersección de un mezclador, mayor será la atenuación del producto de modulación cruzada.

Algunas de estas definiciones se ilustran en la figura 7.5, que muestra la característica de un mezclador hipotético. A la entrada de cero dBm la salida es de 6dBm, indicando una ganancia de conversión de 6 dB. En este nivel de entrada, el producto de intermodulación de dos tonos y tercer orden está 30 dB abajo de la salida deseada. En un valor de entrada más alto, el punto de compresión de 3 dB está indicado (los 3 dB de salida deseada abajo del valor de línea recta); y a un nivel de entrada aún más alto, el punto de intersección se muestra donde se interceptan las curvas proyectadas de la salida deseada y las del producto de intermodulación de tercer orden.

Mezcladores a diodo balanceados

Como los circuitos a diodo que se van a describir producen sumas y diferencias de las dos frecuencias de entrada, pueden usarse como moduladores y demoduladores de amplitud, así como mezcladores; es por esta razón que los términos "modulador balanceado" y "mezclador balanceado" son sinónimos. En la discusión que sigue, las frecuencias de entrada serán f_{RF} y f_{LO} , dando lugar a la salida f_{IF} . En el estudio de moduladores DSB/SC, (doble banda lateral, portadora única) por otra parte, las frecuencias de entrada serán f_c (portadora) y f_m (señal moduladora) y la salida deseada estará en $f_c \pm f_m$.

La figura 7.6a muestra un circuito mezclador de diodo de balance único en el cual se aplica el voltaje del oscilador local entre los puntos a y b. Este voltaje se supone lo suficientemente grande para "encender" completamente los diodos durante el medio ciclo en que a sea positivo respecto a "b", así como para "apagarlos" durante el otro medio ciclo.

Además, V_{LO} se supone mucho mayor que V_{RF} , de tal suerte que V_{LO} controle siempre los estados de diodo. Por consiguiente, los diodos operan como conmutadores, haciendo un cortocircuito entre los puntos c y d, dando lugar a que v_o sea cero siempre que v_{ab} sea positivo. La figura 7.6b, con diferencia entre f_{LO} y f_{RF} muy exagerada, muestra a $v_o(t)$ como aparecería a través de la carga resistiva. (Para el mezclador de receptor, la carga se sintonizaría con la frecuencia intermedia f_{IF} con el objeto de filtrar componentes de frecuencias indeseadas)

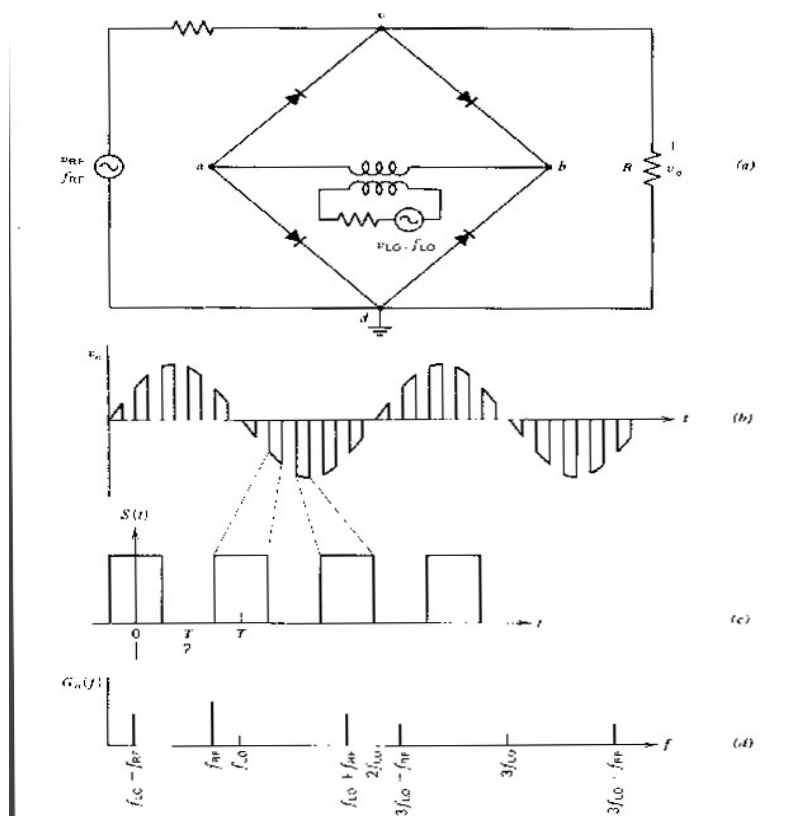


Figura 7.6. Operación del mezclador a diodo de balance único: (a) circuito mezclador; (b) voltaje de salida en la carga resistiva; (c) función de conmutación producida por los diodos y el oscilador local [observar que la escala de tiempo está extendida con relación a la de (b)] (d) espectro parcial de la salida.

Para determinar el espectro de la onda de salida, se observa que $v_o(t)$ en la figura 7.6b es el producto de la onda de entrada y una función de conmutación de la frecuencia de oscilador (mostrada en la figura 7.6c) De los resultados del problema 7.3.1, la función de conmutación está dada por

$$S(t) = \frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\text{sen } n\pi/2}{n\pi/2} \quad (7-13)$$

Si la señal de entrada del mezclador es

$$V_{RF}(t) = V_{RF} \cos \omega_{RF}t \quad (7-14)$$

el voltaje de salida estará dado por

$$v_0(t) = v_{RF}(t) \times S(t) = V_{RF} \cos \omega_{RF}t \left(\frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\text{sen } n\pi/2}{n\pi/2} \cos n\omega_{LO}t \right) \quad (7-15)$$

El factor $(\text{sen } n\pi/2)/(n\pi/2)$ tiene valores tales que todas las armónicas pares de la frecuencia f_{LO} del oscilador desaparecen en la salida y, ciertamente, no habrá términos de frecuencia f_{LO} y sus armónicas impares, sino sólo términos debidos a los productos $\cos \omega_{RF}t \times \cos n\omega_{LO}t$ con n impar. Observe que la señal de entrada en g_{RF} aparecerá también en la salida con amplitud reducida. En la figura 7.6d se muestra un espectro parcial de las componentes de salida. Todas las componentes, salvo la deseada, $g_{IF} = f_{LO} - f_{RF}$ se eliminarán mediante filtrado.

El mezclador de balance único de la figura 7.6 tiene la desventaja de que aparece a la salida una componente de frecuencia f_{RF} . En la figura 7.7a se muestra un *mezclador de balance doble*, con aislamiento entre los tres puertos, logrado mediante transformadores con derivaciones centrales. Como en el circuito anterior, el voltaje del oscilador local se supone lo suficientemente grande para controlar el ciclo de encendido-apagado de los diodos; es decir, las corrientes debidas a v_{RF} son pequeñas en comparación de las originadas por V_{LO} .

La figura 7.7b ilustra las corrientes (i_1 e i_2) de radiofrecuencia durante el tiempo en que V_{RF} hace que el punto a sea positivo respecto a e y b y cuando v_{LO} hace positivo a c respecto de d . Los diodos D_1 y D_2 se encienden por la acción de v_{LO} y fluye una corriente alrededor del circuito $c-a-d-f-c$. Los D_3 y D_4 están apagados por tener polarización inversa. Las corrientes i_1 e i_2 a través de sus diodos respectivos se suman en la carga para dar lugar al voltaje v_o con la polaridad indicada. Nótese también que i_{LO} no fluye en el devanado del transformador de entrada (RF) y que los puntos a y f están al mismo potencial (a la frecuencia f_{LO}) si los diodos y el transformador LO están perfectamente balanceados.

Para la figura 7.7c, la polaridad de V_{RF} es la misma que en la 7.7b, aunque la polaridad de V_{LO} está invertida, haciendo al punto d positivo respecto al c . Los diodos D_3 y D_4 se encienden y los D_1 y D_2 se apagan. El voltaje v_{eb} de RF origina las corrientes de RF i_3 e i_4 indicadas a través de sus respectivos diodos; su suma fluye de izquierda a derecha a través de la carga, produciendo un v_o de polaridad opuesta al de la figura 7.7b. La corriente del oscilador local fluye a través del circuito que contiene a D_3 y D_4 , pero no en el transformador RF.

La figura 7.7d muestra la polaridad inversa $v_o(t)$ resultante en la frecuencia LO, con la envolvente de la onda determinada por v_{RF} . Como antes, la diferencia entre f_{LO} y f_{RF} se exagera en el dibujo. Es importante observar que i_{LO} no fluye en el transformador de RF, de tal suerte que el puerto de RF está aislado del oscilador local. También las figuras 7.7b y c muestran las corrientes de RF que fluyen en direcciones opuestas en las dos mitades del devanado de LO, de tal suerte que no se induce voltaje de frecuencia f_{RF} en el puerto LO si el transformador de LO se construye con derivación exacta en su centro.

La función de conmutación producida por V_{LO} y los diodos se muestran en la figura 7.7e y está dada por

$$S(t) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\text{sen } n\pi/2}{n\pi/2} \cos n\omega_{LO}t \quad (7-16)$$

La multiplicación de $S(t)$ por el voltaje de entrada (RF) da la salida

$$v_0(t) = 2V_{RF} \cos \omega_{RF}t \left(\sum_{n=1}^{\infty} \frac{\text{sen } n\pi/2}{n\pi/2} \cos n\omega_{LO}t \right) \quad (7-17)$$

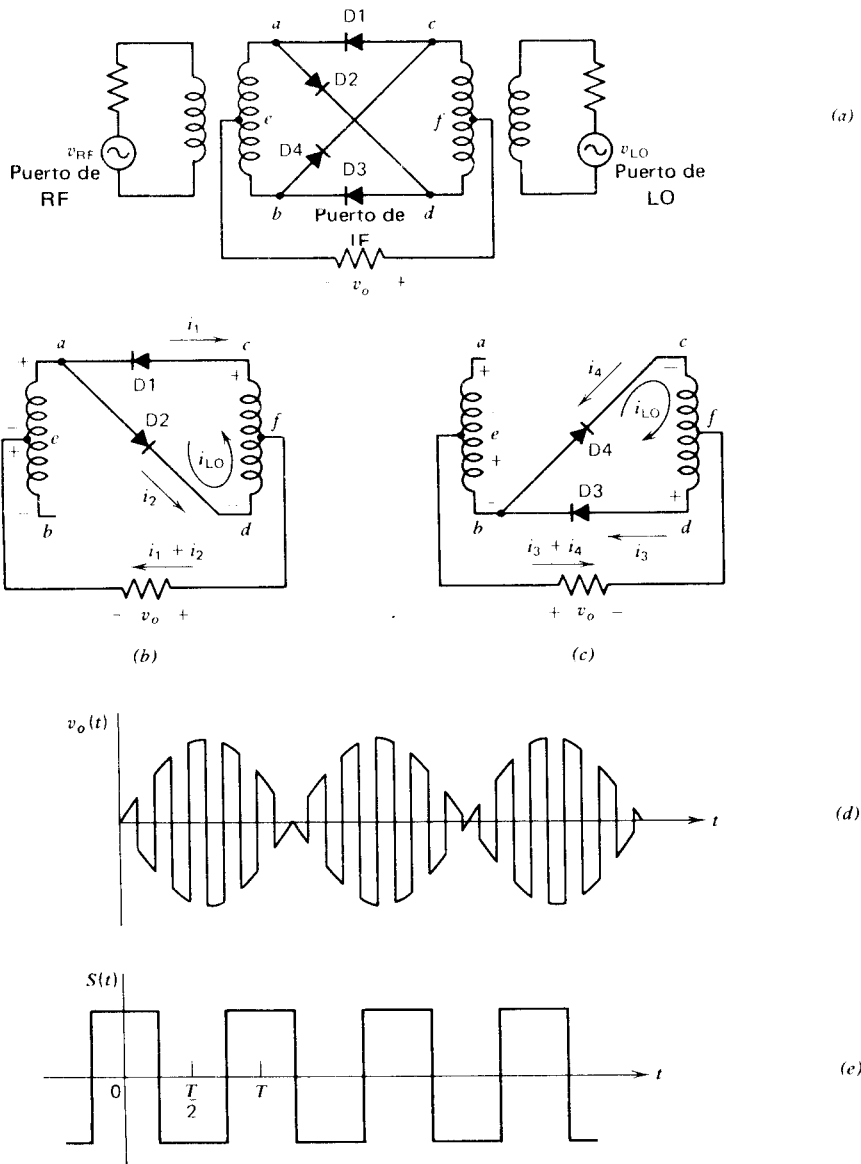


Figura 7.7. (a) Mezclador a diodo de balance doble; (b) esquema parcial cuando V_{cd} es positivo; D1 y D2 se encuentran encendidos y D3 y D4 apagados; (c) esquema parcial cuando V_{cd} es negativo; (d) forma de onda del voltaje de salida en una carga resistiva y (e), función de conmutación del mezclador.

El espectro de salida contendrá sólo las frecuencias $nf_{LO} \pm f_{RF}$, con n impar. Ni f_{LO} ni f_{RF} aparecen a la salida.

Este tipo de mezclador se ha popularizado por su sencillez y porque opera dentro de un rango amplio de frecuencias, determinado principalmente por el diseño de los transformadores. Si se usan transformadores de líneas de transmisión con núcleos toroidales, se pueden obtener anchos de banda de 1000: 1. El balance del mezclador y el aislamiento entre los puertos se determinan por la exactitud del balance de los devanados de transformador y el acoplamiento cuidadoso de las características de los diodos.

Estos mezcladores por lo común tiene una pérdida de conversión del orden de 6dB y una cifra de ruido que va de 6 a 8 dB. El aislamiento del LO respecto al puerto de RF es de alrededor de 50 dB, decreciendo en frecuencias más altas, en virtud del desbalance debido a capacitancias parásitas y otros factores. Los productos de intermodulación de tercer orden en dos tonos están, por lo general, abajo de las componentes deseadas de FI en 50 a 60 dB.

Mezcladores a FET y BJT

El mezclador es, por lo general, la etapa más ruidosa en el extremo frontal del receptor, mirado desde la antena. Si esta etapa introduce también una pérdida de conversión, como con los mezcladores a diodo, el ruido generado en la primera etapa de FI puede también contribuir a la cifra de ruido global. Por consiguiente, resultan convenientes los mezcladores de FET y BJT que tienen una ganancia de conversión del orden de 20 dB para BJT y de 10 dB para FET. El requerimiento de potencia LO con BJT es menor que con FET, aunque la distorsión de intermodulación es más alta, en virtud de la característica de transferencia exponencial. Aunque los mezcladores a FET poseen una ganancia de conversión menor, se prefieren a menudo porque su característica de transferencia de ley cuadrática da una distorsión de intermodulación baja y puede tolerarse un rango mayor de señales de entrada.

La estabilidad del circuito puede ser un problema con mezcladores que tengan ganancia en potencia, como en el caso de los amplificadores. Empero, si se separa el puerto de inyección de LO del de RF y si los tres puertos: RF, LO y FI están sintonizados cada uno en frecuencias diferentes, no es difícil lograr la estabilidad. Si la impedancia externa de cada puerto se aproxima a un corto circuito en las otras dos frecuencias, el criterio de estabilidad de Stern indica que ésta queda asegurada. Si se conocen los parámetros y de dispositivo en las tres frecuencias, la prueba del factor de Stern se puede aplicar en cada frecuencia para verificarla posibilidad de inestabilidad.

Un problema común en todos los circuitos mezcladores es la respuesta espuria: la producción de salidas en IF debidas a señales en frecuencias *diferentes* a la deseada en recepción f_{RF} . Estas otras componentes de frecuencia pueden: 1) estar proviniendo directamente de la antena si no se usa una etapa preamplificadora de RF; 2) ser producidas por la acción no lineal en el amplificador de RF; 3) ser producidas en el mismo mezclador y 4) ser atribuibles a armónicas de frecuencia del oscilador. La figura 7-8 ilustra algunas de estas frecuencias de respuesta espurias. Las frecuencias "deseadas" son la f_{LO} de frecuencia LO, la f_{RF} de frecuencia recibida de RF y la frecuencia intermedia f_{FI} ($=f_{LO} - f_{RF}$) a la salida del mezclador.

Las fuentes mayores de interferencia indeseada son las que siguen:

- La *frecuencia imagen* $f_{im} = f_{LO} + f_{FI}$. Si la antena capta una señal de esta frecuencia, que llegue a la entrada del mezclador, se bate con f_{LO} para producir una componente de diferencia frecuencia igual a f_{FI} .
- Una señal de entrada en FI aparecerá a la salida debido a la acción normal del amplificador.
- Una frecuencia de entrada igual a $f_{RF}/2$ puede duplicarse a f_{RF} por el término de mezclado de ley cuadrática y combinarse enseguida con f_{LO} para producir salida en f_{FI} .
- Una entrada en $f_{IF}/2$ puede duplicarse por el mezclador y aparecer a la salida.
- Si la salida de LO incluye una segunda armónica en $2f_{LO}$ o si el mezclador genera $2f_{LO}$, esta componente puede batirse con las entradas recibidas en $2f_{LO} \pm f_{IF}$ para producir salida en f_{IF} .

Todas estas posibilidades ilustran la necesidad de selectividad adecuada antes de la etapa mezcladora y de una buena linealidad en la etapa RF para evitar la generación de frecuencias espurias en ese punto.

Diseño de mezclador a JFET

El método experimental para diseñar mezcladores a JFET ha sido explorado en profundidad por Kwok y de su trabajo pueden establecerse algunas reglas generales en la forma siguiente.

1. La señal del oscilador local puede inyectarse ya sea a la compuerta como en la figura 7.4 o en la fuente como en la 7.15. La inyección en fuente da una ganancia de conversión ligeramente más baja a causa de la impedancia insertada entre la fuente y tierra, pero da un mejor aislamiento entre los puertos LO y RF

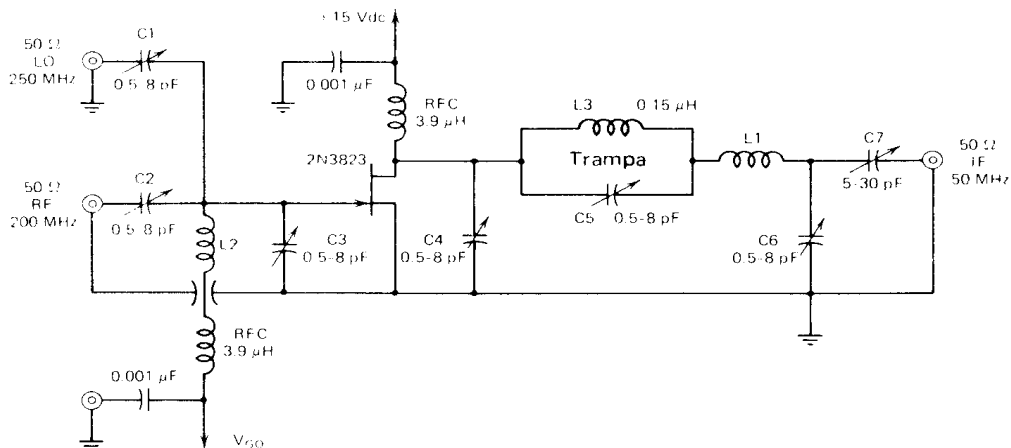


Figura 7.14. Mezclador de fuente común en 200 MHz, inyectado en compuerta. L1 alambre de 36 vueltas No. 24, esmaltado, con arrollado fino, forma I.D., 1/4 de pulgada; L2: alambre de 2 vueltas No. 18, estañado de 3/10 I.D. de 0.3 pulgadas de largo. El resto de los inductores son bobinas moldeadas en forma normal. (De Motorola Application Note 410. Con autorización de Motorola Semiconductor Products, Inc.).

En ambos ejemplos, un circuito "trampa" resonante paralelo (ver L3-CS en la figura 7.14) bloquea la señal del oscilador local proveniente del puerto de salida.

2. La ganancia en potencia de conversión máxima se logra con impedancias conjugadas acopladas en los puertos de entrada y salida. Estas impedancias son funciones de la polarización de compuerta y del voltaje de inyección de LO, por lo que deben ser medidas en los valores deseados de V_{GS} y V_{LO} . En la figura 7.16 muestran circuitos adecuados para tales mediciones. Esta condición de ganancia óptima no se alcanza en la práctica en virtud de la dificultad para acoplar con la alta impedancia de salida del FET ($\approx 10\text{ k}\Omega$)

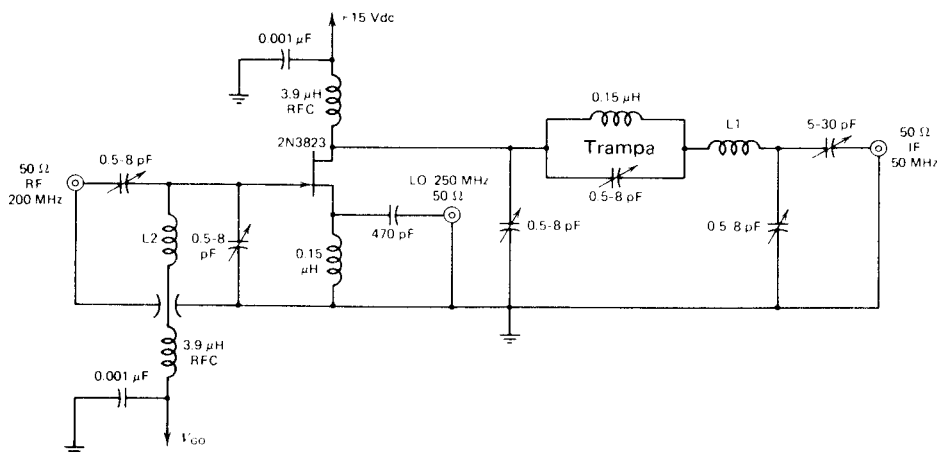


Figura 7.15. Mezclador inyectado en fuente, de fuente común en 200 MHz. L1 y L2 son iguales a las de la figura 7.14 y el resto de los inductores, son bobinas moldeadas en forma normal (De Motorola Application Note 410. Con autorización de Motorola Semiconductor Products, Inc.).

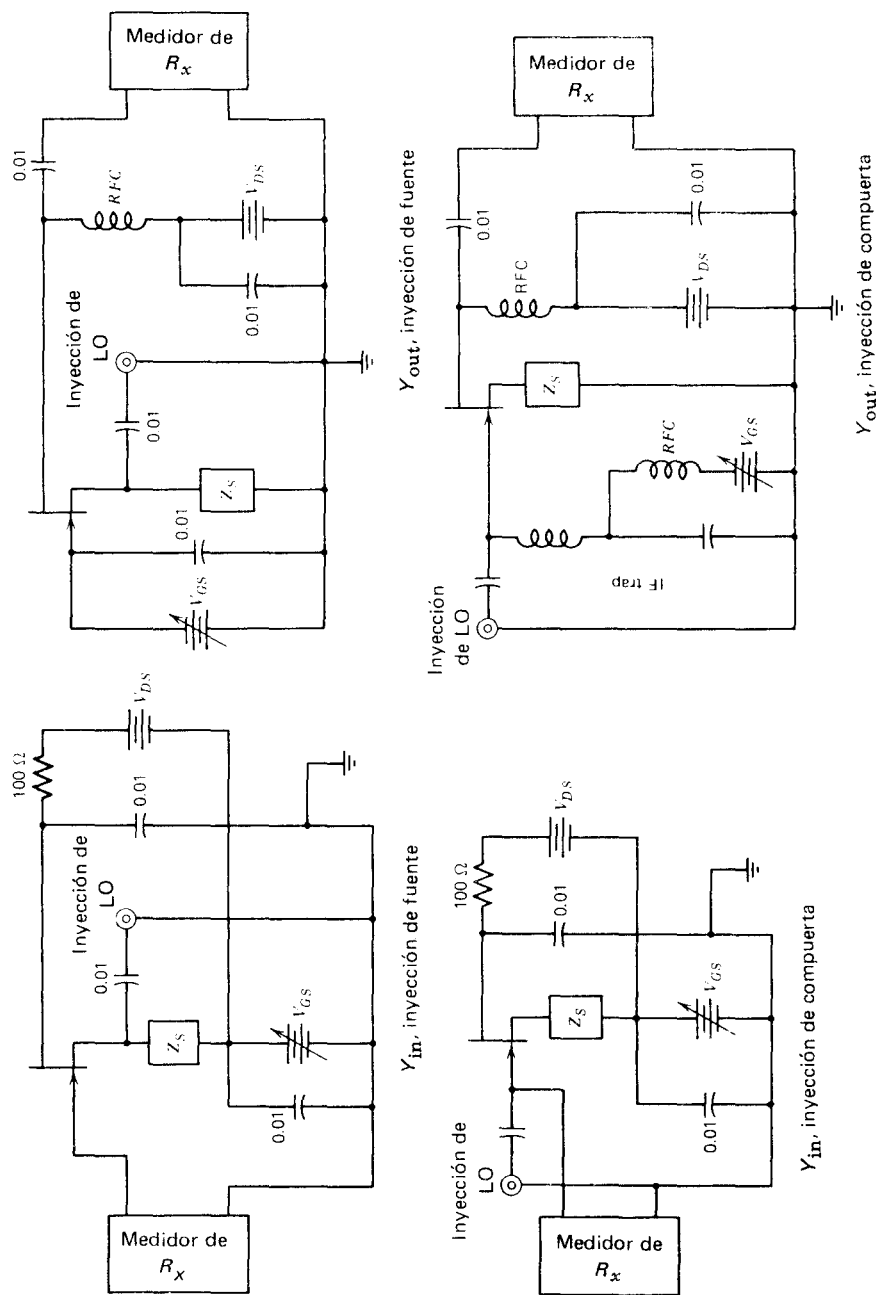


Figura 7.16 Circuitos para medición de las Y_{in} y Y_{out} del mezclador. Las capacitancias están en μF . (De Motorola Application Note 410, Noviembre 1967. Con autorización de Motorola Semiconductor Products, Inc.).

3. La transconductancia de conversión máxima con modulación cruzada mínima se obtiene con la operación en la región de ley cuadrática en $V_{GS} \approx V_p/2$; $V_{LO} \leq V_p/2$. No obstante, un crecimiento considerable en g_m se obtiene con niveles crecientes de V_{LO} . Un buen compromiso parece ser en $V_{GS} = 0.8 V_p$ y $V_{LO} = 0.8 V_p$. (Esto lleva al JFET al corte durante parte del ciclo del LO, aunque la operación se encuentra totalmente en el modo de depleción)

Se logran valores aún más grandes de g_c aumentando el LO para llevar a la compuerta a la región de elevación (aunque no tan lejos como para polarizar positivamente al diodo compuerta canal) Sin embargo, esto tiende a reducir los valores de las impedancias de entrada y salida del JFET y a incrementar la distorsión de modulación cruzada. Con $V_{GS} = 0.8 V_p$, el V_{LO} máximo permisible es $0.6 + 0.8 V_p$ volts. (Observar que la introducción de una señal de entrada de RF grande procedente de una estación local puede hacer que conduzca la compuerta)

4. Las condiciones de operación seleccionadas para transconductancia de operación máxima coinciden generalmente con las que llevan a la cifra de ruido mínima.

5. Para operación con inyección LO de bajo nivel, deben seleccionarse dispositivos con un alto valor de I_{DSS}/V_p^2 , para obtener ganancia de conversión elevada y ruido bajo. (Estas unidades, por lo general, tienen bajos valores de I_{DSS}) Si el mezclador debe ser capaz de tolerar un rango grande de señales V_p y I_{DSS} .

Diseño de mezclador a MOSFET

La operación del mezclador a MOSFET de compuerta única es esencialmente la misma que la del JFET, salvo que aquí no hay peligro de llevar a la compuerta aislada a conducción directa. El MOSFET tiene una capacitancia de transferencia inversa más baja (CRSS) y más alta admitancia de transferencia directa (y_{fs}) que su contraparte el JFET. Muchos de los MOSFETs más recientes, son de construcción de compuerta dual y la acción de la segunda proporciona algunas características interesantes para aplicaciones de mezclador y amplificador.

PROBLEMAS

7.7.1 Un dispositivo no lineal tiene las características dada por (7. 1), en la que $I_o=10mA, a=5 \times 10^{-3}, b=2 \times 10^{-3}, c=10^{-3}$ y $v_i(t)=1 \cos \omega t$. Encontrar la representación en serie de $i_o(t)$

7.1 .2. El dispositivo especificado en el problema 7.1.1, tiene la entrada $v_i(t) = 1 \cos 2\pi f_1 t + 0.5 \cos \pi f_2 t$, donde f_1 y f_2 no están relacionadas armónicamente; es decir, serán $f_1 = 400$ Hz y $f_2 = 750$ Hz. Encontrar las amplitudes y frecuencias de todas las componentes de corriente de salida y ponerlas en una tabla.

7.1.3. En textos de análisis de circuitos, la transformada de Fourier de $f(t) = \cos \omega_o t$ se da a menudo como $G(j\omega) = \pi[\delta(\omega - \omega_o) + \delta(\omega + \omega_o)]$, donde δ es la función impulso unitario.

(a) Demostrar que si f se escoge como la variable de integración en lugar de ω , la transformada se hace $G(f) = 0.5 [\delta(f - f_o) + \delta(f + f_o)]$ (b) Demostrar que la transformada de Fourier de $f(t) = A \cos(\omega_o t + \theta)$ es $G(f) = 0.5 A [e^{j\theta} \delta(f - f_o) + e^{-j\theta} \delta(f + f_o)]$.

(c) Demostrar que la transformada de $f(t) = \sin \omega_o t$ es $G(f) = 0.5 [e^{-j\pi/2} \delta(f - f_o) + e^{j\pi/2} \delta(f + f_o)]$.

7.1.4. Los voltajes de entrada a un mezclador de la ley cuadrática son:

(a) una portadora modulada en amplitudes dada por

$$v_c(t) = 10 \cos 2\pi \times 1000 \times 10^3 t + 3 \cos 2\pi \times 1001 \times 10^3 t + 3 \cos 2\pi \times 999 \times 10^3 t \text{ mV.}$$

(b) un voltaje de oscilador local dado por

$$v_{LO}(t) = 50 \cos 2\pi \times 1500 \times 10^3 t + 20 \sin 2\pi \times 3000 \times 10^3 t$$

El término de salida de mezclador de interés es el que se debe al producto $v_c(t) \times v_{LO}(t)$ Encontrar la magnitud y fase de las componentes espectrales del producto.

7.1.5. Las entradas de un mezclador de la ley cuadrática son una onda $f_1(t)$ de amplitud modulada y una señal de LO $f_2(t)$ La onda AM esta dada por $f_1(t) = 10 \cos \omega_c t + 3 \sin(\omega_c + \omega_m)t + 3 \sin(\omega_c - \omega_m)t$ mV. La de oscilador local es $f_2(t) = 100 \cos \omega_{LO} t + 20 \cos 2\omega_{LO} t \approx V$. Las frecuencias son $f_c = 1500$ kHz, $f_m = 1$ kHz, y $f_{LO} = 1955$ kHz. La transconductancia de conversión del mezclador, correspondiente al coeficiente b en (7. 1) es $5 \text{ m}\Omega$. Encontrar las amplitudes únicamente de las frecuencias de salida que resultan de los términos de producto del mezclador, usando la convolución. Mostrar los resultados como un espectro de frecuencia de lado único, indicando las componentes de amplitud y fase de las funciones de tiempo real (esto es, los términos combinados de frecuencias positivas y negativas del espectro de frecuencia de lado doble) 7.3.1. La onda pulsante rectangular periódica, mostrada en la figura P73.1, se encuentra frecuentemente en mezcladores a diodo y en mezcladores de CI o en detectores de fase del tipo digital. La longitud del pulso es τ , y el período es T ; la frecuencia fundamental es $f = 1/T$ o $\omega = 2\pi/T$. Desarrollar un análisis de Fourier de esta onda y demostrar que el resultado puede llevarse a la forma:

$$f(t) = \frac{A\tau}{T} + \frac{2A\tau}{T} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\text{sen}\left(\frac{n\pi\tau}{T}\right)}{\left(\frac{n\pi\tau}{T}\right)} \cos n\omega t$$

Trazar el espectro resultante e identificar:

- a) El espaciamiento entre líneas espectrales sucesivas
- b) Los cruces por cero de la envolvente del espectro, en términos de τ y T .

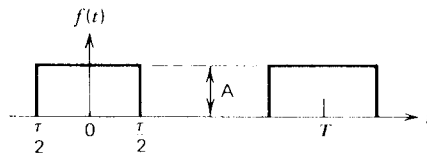


Fig. P7-3.1

7.5.1. Verificar que el uso de las relaciones (7.18) a (7.20) da los términos de distorsión de tercer orden listados en la tabla 7.1.

- 7.6.1. Va a usarse un FET como mezclador de terminación única, con parámetros $g_{mP} \times 6$ [1/mΩ] y $V_p = -3$ V. Supóngase que el dispositivo tiene una característica ideal de ley cuadrática y que va a operarse de tal suerte que v_{GS} oscile entre V_p y 0.
- a) Determinar la transconductancia de conversión g_c y el valor rms del voltaje de LO requerido entre compuerta y fuente.
 - b) Para una señal de RF de 1 V rms aplicada entre compuerta y fuente, ¿cuál es el valor rms de la corriente de drenaje de la frecuencia diferencia?
 - c) Suponer que el mezclador usa inyección de compuerta como en la figura 7.14 con $C1 = 2$ pF y que la impedancia compuerta tierra debida al JFET y a la red de acoplamiento es $-j 150$ ohms en $f_{LO} = 115$ MHz. ¿Cuál es el voltaje rms requerido en la terminal LO en el circuito?
- 7.6.2. Un mezclador de FET se polariza como en la figura 7.12, de tal manera que $g_m(t)$ está dada por (7.34) cuando v_{GS} es mayor que V_p . Demostrar por análisis de Fourier que la componente de frecuencia fundamental de $g_m(t)$ está dada por (7.35)
- 7.6.3. Con referencia a la figura 7.12, sean $V_p = -4$ V, $g_{m0} = 10$ [1/mΩ], y $V_{RF} = 10$ μV. Encontrar los valores de θ_c , g_{m1} , g_c e I_{FI} , si

- (a) $V_{GS} = -3$ V, $V_{LO} = 3$ V;
- (b) $V_{GS} = -4$ V, $V_{LO} = 4$ V;
- (c) $V_{GS} = -5$ V, $V_{LO} = 5$ V.