

2.1 Conceptos básicos

En los sistemas de telecomunicación es fundamental el tratamiento de las señales de información para poder conseguir la calidad de la transmisión deseada. El filtrado, la reducción del ruido y las traslaciones en frecuencia son acciones básicas para alcanzar ese objetivo, si bien la atención de este capítulo se centra en las conversiones de frecuencia que constituyen las bases de las modulaciones y demodulaciones. El receptor superheterodino inventado por Armstrong fue el primero que utilizó una etapa mezcladora (que llamó el “primer detector”) para convertir la señal incidente de radiofrecuencia en una frecuencia intermedia.

Los estudios relativos a este tema llegaron a la conclusión de que era necesaria la utilización de elementos no lineales para su realización. De este modo, los mezcladores pueden usar tanto diodos como transistores BJTs, FETs. Por lo tanto a lo largo de este capítulo se estudiarán los distintos montajes cuyo funcionamiento es no lineal, analizando sus ventajas e inconvenientes.

El ejemplo más inmediato de un circuito electrónico no lineal sea el de un multiplicador. Mediante este dispositivo se pueden conseguir la conversión de frecuencia deseada. Si se supone que a la salida del circuito se cumple la siguiente ecuación:

$$v_o(t) = a_1 v_i(t) + a_2 v_i(t)^2$$

donde la señal de entrada al circuito es $v_i(t) = V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos \omega_2 t$.

Si se sustituye la señal de entrada en la ecuación de salida se obtiene el siguiente resultado:

$$v_0(t) = a_1 V_1 \cos \omega_1 t + a_2 V_2 \cos \omega_2 t + a_2 V_1^2 \cos^2 \omega_1 t + a_2 V_2^2 \cos^2 \omega_2 t + 2a_2 V_1 V_2 \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t$$

Centrando el análisis en el último término, que es el que realmente interesa, se obtiene el desplazamiento en frecuencia que se buscaba. Aunque también aparecen términos no deseados a otras frecuencias denominados armónicos de la señal como se observa en la figura 2.1.

$$2a_2 V_1 V_2 \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t = a_2 V_1 V_2 [\cos(\omega_1 - \omega_2) + \cos(\omega_1 + \omega_2)]$$

Generalizando el ejemplo anterior para dos señales sinusoidales a la entrada se puede escribir:

$$v_{LO}(t) = V_{LO} \cos(2\pi f_{LO} t)$$

$$v_{IF}(t) = V_{IF} \cos(2\pi f_{IF} t)$$

tal que si el mezclador fuese ideal se tendría a la salida:

$$v_0(t) = \frac{K_m}{2} V_{LO} V_{RF} [\cos(2\pi(f_{LO} + f_{IF})t) + \cos(2\pi(f_{LO} - f_{IF})t)]$$

La señal con el subíndice LO se corresponde con la señal del oscilador local, mientras que la señal con el subíndice IF se denomina señal de frecuencia intermedia, aunque otras veces será sustituida por la señal de radiofrecuencia (RF) en función del objetivo. Dependiendo de si el mezclador está localizado en el modulador o en el demodulador, habrá que quedarse con uno u otro término de la mezcla. Si se está en el modulador se elegirá el término donde las frecuencias aparecen sumadas, dando lugar a la señal RF. En este caso se dice que el mezclador funciona como “up-converter”. Si se está en el demodulador, la señal de IF será sustituida por una señal de radiofrecuencia, quedando una señal IF que se corresponde con el segundo término de la ecuación anterior. Cuando se utiliza el mezclador de esta forma se dice que trabaja como “down-converter”.

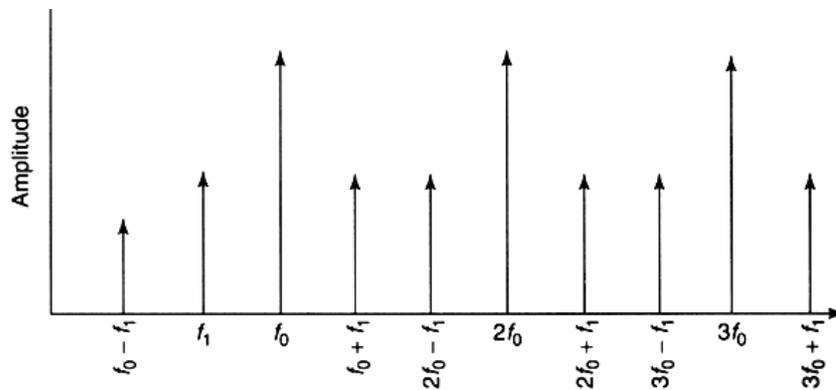


Figura 2.1. Productos de mezcla donde la frecuencia RF, f_1 es mezclada con la frecuencia del oscilador local, f_o .

Para este proyecto se ha elegido el mezclador como “up-converter”, por lo que a partir de ahora se trabajará más con este caso. Comentar que a la entrada se tendrán las señales IF y LO, y a la salida la de RF.

Todos los resultados anteriores se desarrollan partiendo de la suposición de que el mezclador es ideal pero desgraciadamente esto no se corresponde con el funcionamiento de un mezclador en la realidad.

Un mezclador real tendrá como salida la siguiente expresión:

$$v_0(t) = \sum_{\alpha=0}^{\infty} \sum_{\beta=0}^{\infty} Km_{\alpha\beta} v_{LO}(t)^{\alpha} v_{IF}(t)^{\beta}$$

En esta ecuación además de aparecer los términos de mezcla anteriores aparecen también los denominados productos de intermodulación que son armónicos no deseados que aparecen como consecuencia de la utilización de elementos no ideales. Dichos productos afectan negativamente en la señal deseada por lo que habrá que evitarlos en la medida de lo posible. Para ello se utilizan filtros selectores en frecuencia que rechazan

estos armónicos y mezcladores que por su modo de funcionar eliminan una parte importante de estos productos.

La tarea fundamental de un mezclador es la de realizar conversiones en frecuencia. El espectro a la salida debería ser idéntico al de la señal de entrada sin distorsión e independientemente de la modulación utilizada, pero desplazado a la frecuencia deseada. Sin embargo como se exponía anteriormente, debido a que el dispositivo no es lineal la señal de salida puede verse deteriorada debido a los armónicos indeseados.

Como se observa en la figura 2.2 el mezclador formará parte del conversor de frecuencia que utiliza un filtro selectivo para elegir uno de los términos de mezcla que interesan. Para este caso se usa un filtro paso de banda centrado a la frecuencia de RF.

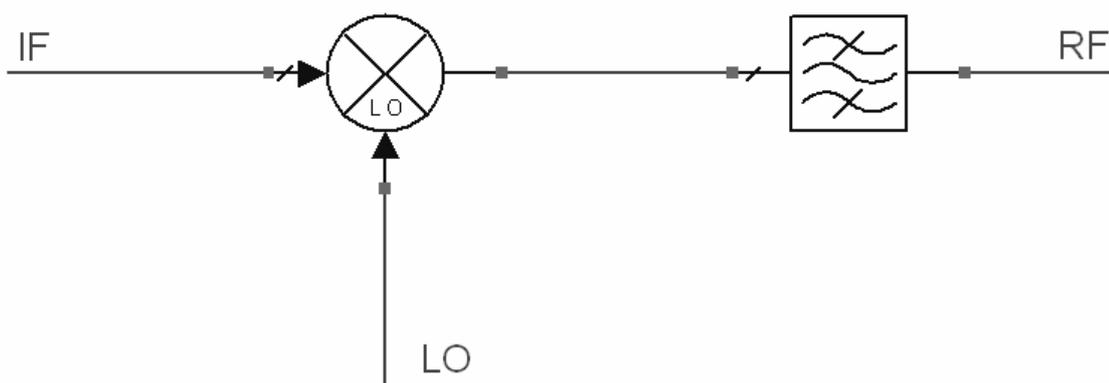


Figura 2.2. Conversor de frecuencia.

Una de las aplicaciones más importante de un mezclador es formar parte del receptor heterodino. El mezclador se coloca tras un amplificador de bajo ruido como se puede observar en la figura 2.3. Su función será convertir la señal recibida a la frecuencia RF a una frecuencia intermedia para así poder emplearse filtros con ancho de bandas menores y a continuación poder emplear amplificadores para efectuar la detección a alto nivel. Todo esto es muy importante ya que aumenta la sensibilidad del receptor, aspecto fundamental en microondas donde se trabaja a niveles de potencia muy bajos.

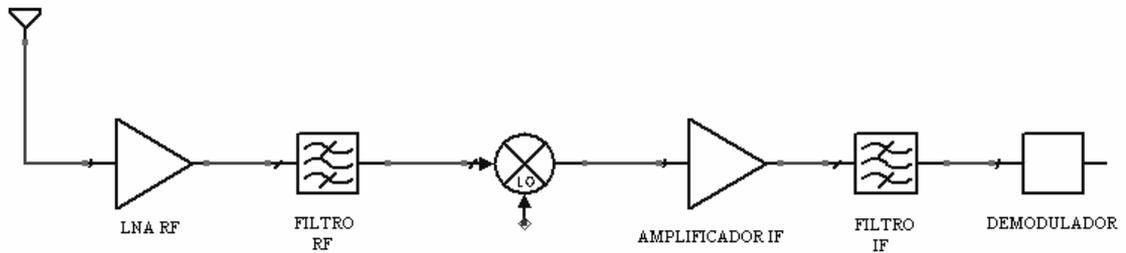


Figura 2.3. Receptor heterodino

2.1.1 Problemas inherentes a un mezclador

El mezclado de señales genera ciertos problemas que son debidas a la naturaleza del propio proceso. A parte de los productos de intermodulación pueden surgir otros problemas que deterioren la señal a la salida. Los inconvenientes más destacados se enumeran a continuación:

- Productos de intermodulación debidos a las señales de entrada expresados de la forma $|mf_{LO} \pm nf_{IF}|$ donde m y n determinan el orden. Los productos cuyas frecuencias están alejadas de la señal de interés se eliminan mediante filtros, pero si se encuentran cerca habrá que eliminarlos. Los mezcladores balanceados eliminan una parte de estos.
- Señales de frecuencia f_i distinta de la señal IF pero que genera productos de intermodulación cerca de la frecuencia de radiofrecuencia $|mf_{LO} \pm nf_i| = f_{RF}$. La solución más común es colocar un filtro antes del mezclador que elimine estas señales.
- Frecuencia imagen: se sitúa a $2f_{LO} + f_{IF}$ y es idéntica a la señal deseada pero desplazada en frecuencia. Esta frecuencia puede situarse cerca de la

señal de información por lo que será necesario eliminarla. Para ello se puede eliminar con un filtro adecuado o eligiendo la frecuencia del oscilador local

de forma que dicha frecuencia quede lo suficientemente alejada de la señal de interés.

2.2 Parámetros básicos

En el siguiente apartado se describirán las características más destacables en un mezclador destacando en algunos casos las diferencias entre los distintos tipos de mezcladores.

Comentar que el diseño se centra en optimizar dos de los parámetros que se describirán a continuación. Se busca que la ganancia de conversión sea lo mayor posible y sobre todo se tratará de conseguir que la distorsión producida por la intermodulación de dos tonos y tercer orden sea lo más pequeña posible.

2.2.1 Ganancia de conversión

Se define como el cociente entre la potencia de salida asociada al armónico de radiofrecuencia (el que interesa) y la potencia de la señal de entrada de frecuencia intermedia. Se suele representar en decibelios:

$$G_c (dB) = P_{RF} (dBm) - P_{IF} (dBm)$$

Cuando se trabaja con mezcladores fabricados con diodos (mezcladores pasivos) esta ganancia será siempre menor que cero por lo que este tipo de mezclador introduce unas pérdidas conocidas como pérdidas de conversión. Si el mezclador se compone de

transistores HEMT se obtendrá una ganancia de 5 a 10 dB mientras que si se usan transistores bipolares dicha ganancia puede aumentar. Cuando se usa alguno de estos transistores los mezcladores se denominan activos.

Este parámetro puede darse para varias potencias de la señal de entrada.

2.2.2 Factor de Ruido

Se expresa como el cociente entre la relación Señal a Ruido a la entrada y a la salida. Cuanto más cercano sea a la unidad, mejor será el mezclador.

$$F = \frac{(S/N)_{IN}}{(S/N)_{OUT}} \geq 1$$

El mezclador posee el factor de ruido más alto de toda la cadena de recepción.

2.2.3 Nivel de compresión y punto de intercepción

El mezclador es el componente del receptor superheterodino que mayor distorsión genera debido a que usa componentes fuertemente no lineales.

Para señales pequeñas la ganancia del sistema es aproximadamente igual a la de pequeña señal. Sin embargo, para señales grandes la ganancia del sistema puede disminuir. A partir de un cierto valor de potencia de la señal de entrada, la potencia de

salida se separa de su comportamiento ideal debido a la compresión introducida por el término de tercer orden, Se define el nivel de compresión de 3 dB como aquel valor de

la potencia de entrada para la cual, la salida real se separa 3 dB de la salida ideal. A veces se define también el nivel de salida de 1 dB.

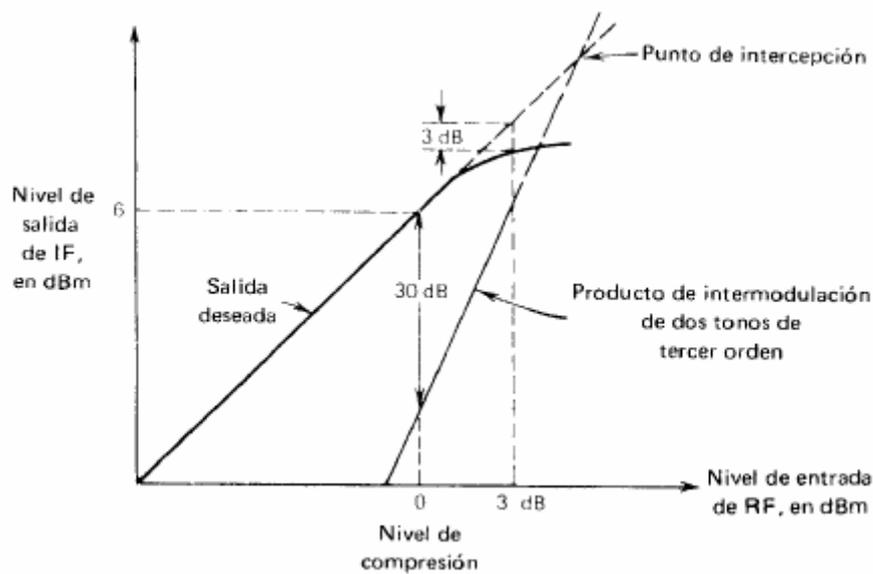


Figura 2.4. Nivel de compresión y punto de intercepción

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 IF. La distorsión de tercer orden se define en términos de la componente de frecuencia en $2f_2 - f_1 \pm f_{LO}$, 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 o punto de intercepción del mezclador, más alta será la superficie de este producto.

El punto de intercepto se refiere al corte de la recta teórica de la ganancia de conversión y la recta de la variación de la potencia del producto de intermodulación en función de la potencia de entrada.

Algunos de los parámetros que se han comentado se ilustran en la figura 2.4, que muestra la característica de un mezclador. A la entrada de cero dBm la salida es de 6 dBm indicando la ganancia de conversión. En este nivel de entrada, el producto de

intermodulación de dos tonos y tercer orden está 30 dB por debajo de la salida deseada. En un valor de entrada más alto, se indica el punto de compresión de 3 dB y a un nivel de entrada aún más alto, el punto de intercepto.

El nivel de intermodulación IM se expresa como:

$$IM = nP_{in} - (n-1)IP_n$$

donde IP_n es el punto de intercepto de orden n y P_{in} es el nivel de cada uno de los tonos suponiendo que los dos tienen el mismo nivel.

2.2.4 Ancho de banda

En función del ancho de banda cabe distinguir entre dos tipos de mezcladores:

- Banda estrecha: se caracterizan porque utilizan filtros para separar las bandas sin que estas se solapen. Son mezcladores de un solo componente y se suelen utilizar en aplicaciones de consumo o muy alta frecuencia.
- Banda ancha: utilizan circuitos híbridos para separar las bandas y pueden combinar varios componentes. Son más complejos y con mejores prestaciones que los de banda estrecha. Se suelen utilizar para aplicaciones profesionales hasta microondas.

2.2.5 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 del puerto IF. Entonces el aislamiento en el puerto RF en f_{LO} , es la cantidad en que la

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

2.2.6 Rango dinámico

Se define como el rango de amplitud dentro del cual el mezclador puede actuar sin degradación en la operación. Depende del nivel de compresión y de la cifra de ruido del mezclador. El rango va desde potencias altas (acotado por la distorsión) y potencias muy bajas (acotado por el ruido).

2.2.7 Distorsión

Ya se ha estudiado anteriormente la distorsión de intermodulación de tercer orden. Ahora habrá que centrarse en otros tipos de distorsión menos importante que la anterior pero que hay que tener en cuenta.

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 $mf_{LO} \pm nf_{IF}$, donde m y n representan el orden de armónicas.

También hay que destacar la distorsión por modulación cruzada. Se define como 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 intercepto de un mezclador, mayor será la atenuación del producto de modulación cruzada.

2.2.8 Respuestas Espurias

Se definen como respuestas no deseadas dentro de la banda de interés en la que trabaja el mezclador.

En receptores superheterodinos se realiza la multiplicación de la señal modulada y la portadora del oscilador local, y se generan las mezclas $|f \pm f_{LO}|$, una de las cuales se selecciona como salida mediante un filtro. Si se selecciona $f_2 = f + f_{LO}$, una señal a la entrada de frecuencia $f_s = f_2 + f_{LO}$ también produce a la salida del mezclador una señal igual a la de f_2 , debido al producto de la diferencia con f_{LO} . Si se selecciona $f_2 = f - f_{LO}$, una señal en $f_s = f_2 - f_{LO}$ también produce una salida en el mezclador igual a la señal de f_2 , debida al producto de la diferencia con f_{LO} . En cada caso aparece una segunda frecuencia, bien por encima, bien por debajo del oscilador local, que genera un producto en la frecuencia de interés y que se debe filtrar para que no interfiera en la recepción de la señal modulada.

Además de estos productos se generan otros debido a la mezcla de todos los de órdenes de cada frecuencia, la señal espuria recibida y la portadora del oscilador local, cuyas frecuencias se pueden predecir con la ecuación $|mf_s \pm nf_{LO}| = f_{IF}$

Destacar que debido a la mezcla de las señales de IF y LO ($mf_{IF} \pm nf_{LO}$) se generan frecuencias como por ejemplo la de RF. Pero puede ocurrir que una señal de IF cree una

respuesta no deseada en la banda de RF. Esto se soluciona con la elección de las frecuencias de trabajo adecuadas y mediante el uso de filtros que rechacen señales de IF que puedan generar respuestas espurias.

Llegado a este punto se hace necesario referirse a los mezcladores balanceados. Dentro de ellos se debe distinguir entre dos grupos:

- Simplemente balanceados: se caracterizan por que rechazan algunas de las respuestas donde m o n sea par.
- Doblemente balanceados: rechazan todas las respuestas espurias con m o n par. El mezclador que se ha diseñado en este proyecto será de este tipo.

Destacar que también existen mezcladores que eliminan respuestas de orden impar pero no interesan porque pueden eliminar la señal deseada.

2.3 Dispositivos Semiconductores

Los dispositivos más comunes que se utilizan en el diseño de mezcladores son los diodos Schottky, los transistores bipolares (BJTs) y los transistores de efecto de campo (FETs). A continuación se verá con más detalle algunos de estos tipos de semiconductores.

2.3.1 Diodos Schottky

La unión metal-semiconductor puede, bajo condiciones apropiadas ser un dispositivo activo capaz de una respuesta no lineal fuerte. El diodo de barrera Schottky

resultante y la barrera Schottky son ampliamente utilizados en aplicaciones muy importantes. El diodo Schottky tiene características que son esencialmente semejantes a las correspondientes al diodo de unión pn , excepto que para muchas aplicaciones tiene una respuesta mucho más rápida. Es un dispositivo que proporciona conmutaciones muy rápidas entre los estados de conducción directa e inversa (menos de 1ns en dispositivos pequeños de 5mm de diámetro) y muy bajas tensiones umbral. A diferencia de los diodos convencionales de silicio, que tienen una tensión umbral (valor de la

tensión a partir de la cual el diodo conduce) de 0.6 V., los diodos Schottky tienen una tensión umbral de aproximadamente entre 0.2 y 0.4 V.

Se dice que el diodo Schottky es un dispositivo semiconductor “portador mayoritario”. Esto quiere decir que si el cuerpo semiconductor está dopado con impurezas tipo n , solamente los portadores tipo n (electrones móviles) juegan un papel significativo en el funcionamiento del diodo y no se realizará la recombinación aleatoria y lenta de portadores tipo n y p que tiene lugar en los diodos rectificadores normales, con lo que la operación del dispositivo será mucho más rápida.

Comparado con la unión pn convencional, el diodo de barrera Schottky tiene un mecanismo de corriente de saturación inversa diferente, que es determinado por la emisión termoiónica de los portadores mayoritarios a través de la barrera de potencial. Esta corriente es mayor que los portadores minoritarios de difusión constituyendo la corriente de saturación inversa del diodo de unión pn . Por ejemplo, el diodo Schottky tiene una densidad de corriente de saturación inversa típica del orden de 10^{-6} A/cm² comparada con los 10^{-11} A/cm² de un diodo de unión pn convencional basado en Si.

La estructura típica de un diodo Schottky se muestra en la figura 2.5:

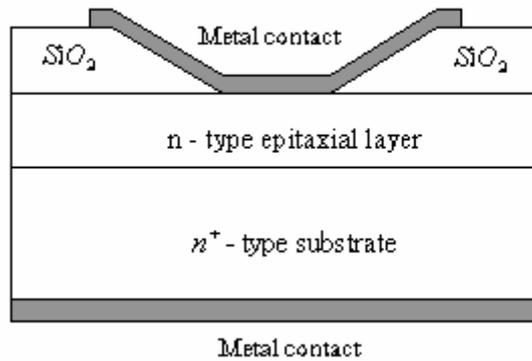


Figura 2.5. Estructura en capas de un diodo Schottky

El electrodo metálico está en contacto con una capa epitaxial con un dopado débil de semiconductor tipo n que crece sobre un sustrato dopado muy fuerte de tipo n^+ . Se asume que el dieléctrico es ideal, es decir, la conductancia es cero.

La limitación más evidente del diodo Schottky es la dificultad de conseguir resistencias inversas relativamente elevadas cuando se trabaja con altos voltajes inversos.

Los circuitos de gran señal y pequeña señal se muestran en la figura 2.6, respectivamente. Donde C_j es la capacidad de la unión, $R_j = 1/g$ es la resistencia de la unión y R_s , es la resistencia serie del diodo, que está formada por las resistencias epitaxial y de sustrato. ($R_s = R_{epi} + R_{sub}$)

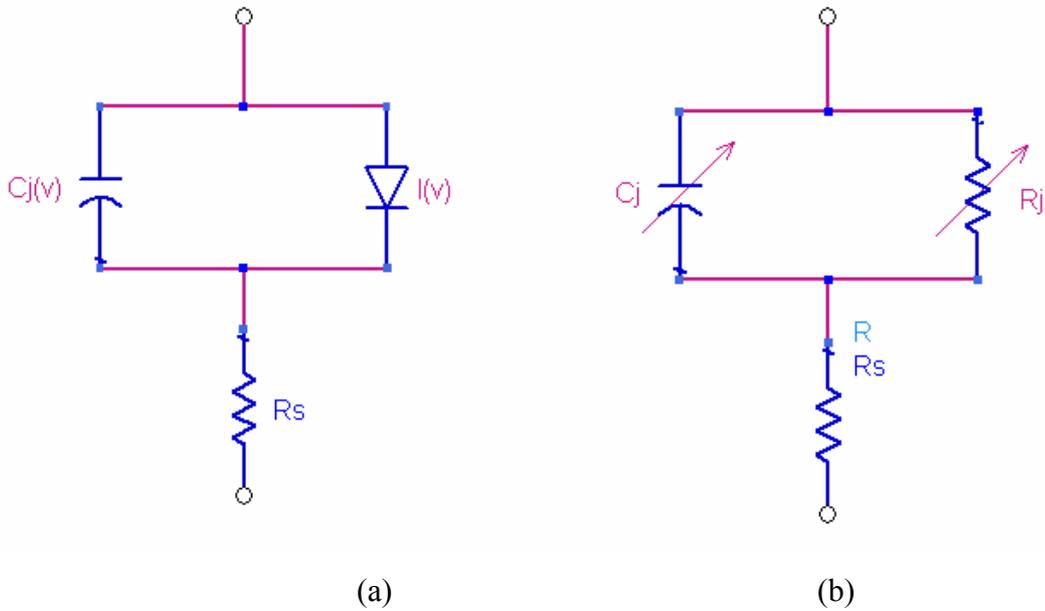


Figura 2.6. (a) Modelo de gran señal del diodo Schottky. (b) Modelo de pequeña señal

La corriente del diodo de unión $I(v)$ viene dada por:

$$I(v) = I_s (\exp(eV/\eta kT) - 1)$$

donde I_s es la corriente de saturación inversa, e es la carga del electrón, η es un factor de idealidad, k es la constante de Boltzmann y T es la temperatura en Kelvin. Esta $I(v)$ producirá la no linealidad requerida para la operación de un mezclador a diodos.

La conductancia de pequeña señal de la unión, tiene la expresión que se muestra a continuación:

$$g(v) = \frac{\partial I(v)}{\partial v} = \frac{e}{\eta kT} I(v)$$

La capacidad de la unión del diodo sigue una ecuación tal que así:

$$C_j(v) = \frac{C_{j_0}}{\left(1 - \frac{V}{V_{bi}}\right)^\gamma}$$

donde C_{j_0} es la capacidad de la unión para voltaje nulo, V_{bi} es el voltaje intrínseco de la unión y $\gamma (\approx 0.5)$ es el parámetro exponencial, donde su valor varía algo dependiendo del método de fabricación.

C_{j_0} y R_s son los parámetros más importantes del diodo que afectan al rendimiento del mezclador. La optimización de estos dos parámetros es la llave para la selección adecuada de diodos para mezcladores.

La frecuencia de corte de un diodo viene dada por la siguiente ecuación:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_s C_{j_0}}$$

Dicha frecuencia está en el rango de unos pocos cientos de gigahertzios, dependiendo del diseño del diodo. Para obtener buenos resultados a la hora de realizar el mezclado, esta frecuencia deberá ser por lo menos diez veces mayor que la frecuencia de RF de operación.

2.3.2 Transistores de Efecto de Campo (FET)

A diferencia de los BJTs, los transistores de efecto de campo son componentes unipolares, es decir, tienen un solo tipo de portadores, o huecos o electrones, contribuyen al flujo de corriente a través del canal. Si los huecos están involucrados, se habla de canal p , si ocurre lo contrario se tiene un FET de canal n . Además, el FET es un componente de voltaje controlado. Un campo eléctrico variable controla el flujo de corriente desde la fuente al drenador mediante el cambio del voltaje aplicado en la

puerta. Los contactos de fuente y drenador son contactos óhmicos. Una consideración importante es el aislamiento de la puerta del flujo de corriente del canal. Si la puerta no está bien aislada del canal, extraerá gran cantidad de corriente, conduciendo a un dispositivo que tendrá una ganancia pobre con respecto a la potencia de entrada. Al ser un dispositivo unipolar, el FET puede funcionar a altas velocidades puesto que la recombinación electrón-hueco no limita al dispositivo. Mediante el uso de materiales “más rápidos”, las velocidades de los dispositivos han llegado a ser extremadamente altas, por lo que los FETs son los dispositivos de elección para muchas aplicaciones digitales y de microondas, como es este caso. El aislamiento de la puerta se consigue por diversas formas y conduce a dispositivos diferentes como se verá a continuación.

Tradicionalmente los FETs se clasifican en función de la manera en que la puerta es conectada al canal de conducción. Especialmente, son usados los siguientes tipos:

1. **MISFET** (FET de metal semiconductor aislante): aquí la puerta está separada del canal a través de una capa de aislamiento. Uno de los tipos más

ampliamente usados pertenece a esta clase, el MOSFET (FET de metal-óxido-semiconductor).

2. **JFET** (FET de unión): este tipo depende de una unión pn polarizada en inversa que aísla la puerta del canal.
3. **MESFET** (FET de metal-semiconductor): si la unión pn polarizada en inversa es reemplazada por una barrera Schottky, el canal puede ser controlado como en el caso del JFET.
4. **Hetero FET**: como el mismo nombre implica (y a diferencia de los tres casos previos, cuya construcción depende de un material semiconductor simple como Si, GaAs, SiGe InP) la heteroestructura utiliza transiciones abruptas entre capas de diferentes materiales semiconductores. El HEMT pertenece a

este grupo. Este transistor ha sido elegido para el diseño del mezclador de este proyecto por lo se va a dedicar un capítulo para describir con más detalle su funcionamiento.

En los tres primeros tipos el flujo de corriente es directo desde la fuente al drenador, con la puerta controlando dicho flujo.

Debido a la presencia de una gran capacidad formada por la puerta y el aislante o la unión pn polarizada en inversa, los MISFETs y JFETs tienen una frecuencia de corte relativamente baja y normalmente operan en rangos de frecuencias bajos y medios en torno a 1 GHz. Los MESFETs de GaAs encuentran aplicaciones hasta 60-70 GHz mientras que los HEMT pueden operar más allá de 100 GHz.

Por último se va a realizar una comparación con los BJT, enumerando varias ventajas de los transistores FETs que se detalla a continuación:

- Son dispositivos sensibles a la tensión con alta impedancia de entrada.
- Generan un nivel de ruido menor
- Son más estables con la temperatura
- Se comportan como resistores variables controlados por tensión para valores pequeños de tensión drenador a fuente.
- Tamaño mucho más pequeño

Entre los principales inconvenientes destacan una respuesta pobre en frecuencia debido a la alta capacitancia a la entrada y algunos tipos de FET presentan una linealidad muy pobre.

El circuito equivalente del transistor FET no se muestra en esta apartado ya que se verá con mucho detalle en el capítulo que trata los mezcladores con dichos dispositivos.

2.3.3 HEMT de GaAs

Es el transistor de heteroestructura más ampliamente utilizado y aplica el concepto de adulteración de modulación según queda expuesto en [2]. El propósito detrás de la adulteración de los semiconductores es cambiar de manera controlable la densidad de portador libre en el semiconductor. Esto requiere que el adulterante sea ionizado. Cuando el drenador se ioniza, un ión cargado positivamente está presente en el cristal. Este centro fijo cargado produce dispersión para el electrón libre y la dispersión de impurezas ionizadas es un importante mecanismo de dispersión. Esta dispersión produce un deterioro en las propiedades de transporte de los electrones. Gracias a la modulación de adulteración se puede tener una densidad de electrones libre controlable sin dispersión. La modulación de adulteración supera también el problema de la inmovilización de portador. A bajas temperaturas, los electrones se localizan en los sitios de donador, reduciéndose los portadores libres para conducción. Este efecto puede anular alguno de los beneficios al operar los dispositivos a bajas temperaturas.

La modulación de adulteración se puede entender observando la figura 2.7. Se está formando una heteroestructura (en este caso, GaAs/AlGaAs) y el material de la banda de separación alta está adulterado. En equilibrio los electrones asociados con los donadores ven estados de energía que yacen más abajo en el material de banda de separación estrecha y así se transfieren a la región del GaAs. Esta separación espacial de los donadores cargados positivamente y de los electrones cargados negativamente produce un perfil de campo eléctrico gobernado por la ecuación de Poisson, lo que ocasiona una flexión en la banda. Por norma general, los adulterantes se colocan a cierta distancia de la heterointerfaz mediante la inclusión de una región “espaciadora” o adulterada. La dispersión de las impurezas ionizadas es eliminada, en esencia, por medio de esta separación física entre los electrones móviles y los centros fijos ionizados de dispersión. También, ya que los electrones se encuentran en posiciones de energía más baja que el estado base localizado de los átomos del donador, los electrones permanecen móviles incluso a las temperaturas más bajas suministrada si la calidad del material es pura. Así puede mantenerse una capa extremadamente alta de densidad de

carga electrónicas a bajas temperaturas. Los transistores basados en tales conceptos (como es este caso) pueden funcionar a bajas temperaturas y se emplean con frecuencia para la detección de señales muy débiles provenientes del espacio y en otras aplicaciones donde se requieren dispositivos de bajo ruido.

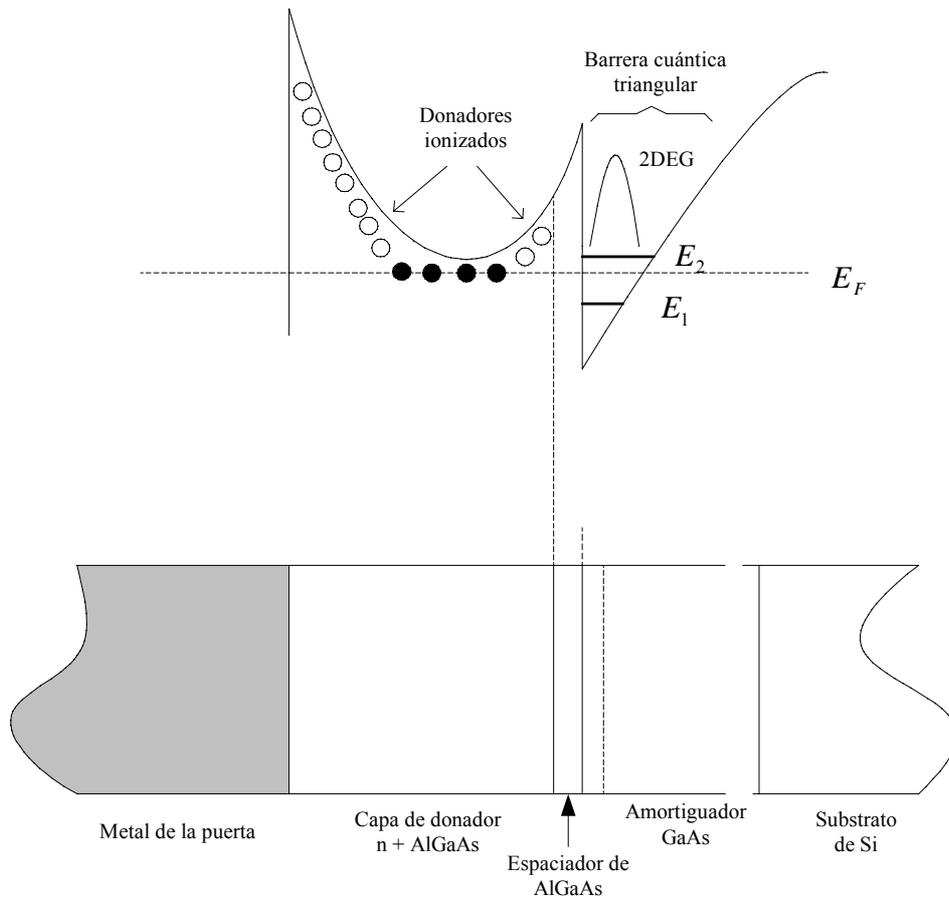


Figura 2.7. Esquema de heteroestructura con adulteración modulada mostrando el perfil de la banda y la serie de capas.

Una vez comprendido el fenómeno de adulteración de modulación, se van a comentar características propias del transistor HEMT. Este tipo de dispositivo también se conoce como transistor de efecto de campo adulterado de modulación (MODFET, por sus siglas en inglés). Una estructura de dispositivo típica se muestra en la figura 2.8, donde se observa el “receso” de la puerta para tener mejor control sobre el gas de electrones bidimensionales (2DEG). Se ilustra una estructura fabricada mediante técnicas epitaxiales y empleando la tecnología de puertas en receso. El substrato es GaAs (aunque podría ser InP) semiaislante sobre el cuál se forma una capa de GaAs (InGaAs) no adulterado. Se forma una heteroestructura mediante la deposición de AlGaAs (AlInAs) que se deja sin adulterar para proporcionar la región “espaciadora”. El material de barrera restante es fuertemente adulterado. Finalmente, una capa de

casquete de GaAs fuertemente adulterada se deposita sobre la que se depositarían contactos de fuente óhmicos. La capa de casquete se retira y la puerta Schottky es depositada sobre el material de barrera alta.

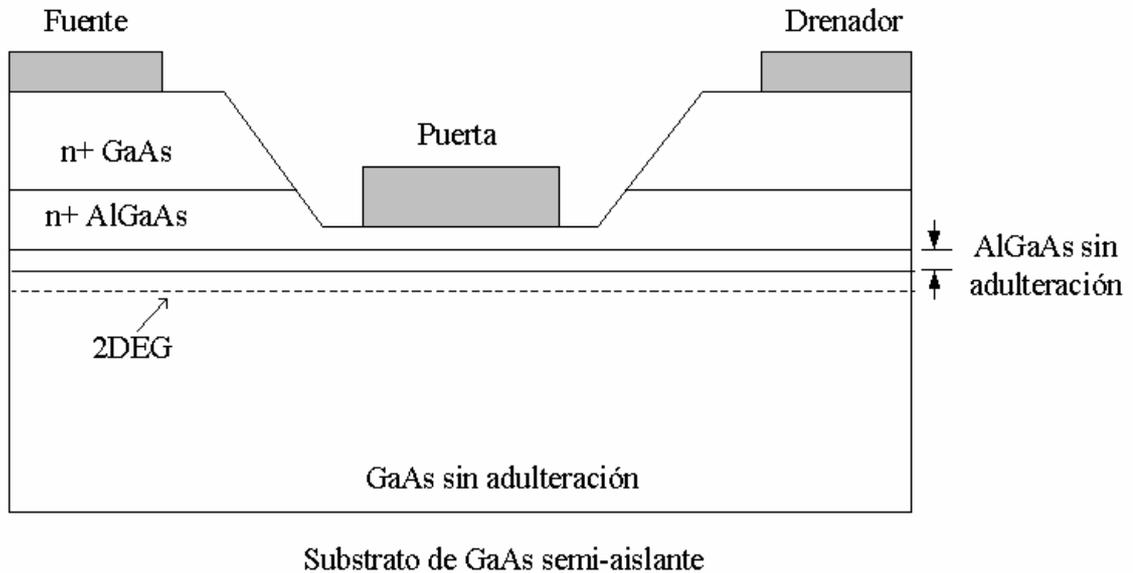


Figura 2.8. Estructura de capas de un HEMT de GaAs/AlGaAs.

Los electrones de los átomos donadores en el material de barrera alta se esparcen sobre la banda de conducción del material de banda de separación baja y crean una capa de dipolo. Como resultado, la banda se curva como se muestra en la figura 2.7 para producir una pared cuántica en la interfaz GaAs/AlGaAs donde los electrones son capturados. La pared cuántica es de forma triangular y los electrones tienen propiedades bidimensionales; es decir, son libres de moverse en el plano del dispositivo pero están confinados en la dirección de crecimiento del dispositivo. Como resultado de esto, la densidad de estados de los electrones tiene las características usuales bidimensionales. El término gas de electrones de 2 dimensiones (2DEG) se emplea para describir el sistema de electrones.

Las motivaciones claves para el HEMT son:

- Alta movilidad debida a la supresión de la dispersión de impurezas ionizadas. Debido a la separación física de los adulterantes con respecto a los electrones libres, la movilidad se mejora en gran medida. Por ejemplo, en una canal MESFET de GaAs, adulterado a $5 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$, la movilidad a temperatura ambiente se de $\approx 4000 \text{ cm}^{-2}/\text{V}^{-1} - \text{s}^{-1}$. En un canal HEMT con una densidad de carga equivalente la movilidad es esencialmente limitada por dispersión de fonones a $\approx 8000 \text{ cm}^{-2}/\text{V}^{-1} - \text{s}^{-1}$. Los efectos son aún más drásticos a bajas temperaturas. La movilidad mejorada permite que el dispositivo tenga una resistencia muy baja entre la fuente y la región de la puerta (resistencia de fuente). Sin embargo, el transporte de campo intenso en el canal HEMT no es mucho mejor que el canal MESFET puesto que, para campos intensos, el transporte es gobernado principalmente por dispersión (vibración de red) de fonones.
- En una canal HEMT se evita el efecto de congelamiento de portadores que ocurre a bajas temperaturas. Esto es debido al hecho de que los electrones se encuentran en una región de energía por debajo de los niveles de donador en el material de banda de separación alta. De este modo se puede mantener una alta densidad de portador a muy baja temperatura al explotar la mejora de transporte a baja temperatura. Los dispositivos de microondas de ganancia alta y ruido extremadamente bajo explotan esta característica de baja temperatura para aplicaciones tales como la recepción de señal espacial profunda.
- Uso de materiales superiores en el canal. En el HEMT, el canal activo en el que tiene lugar el transporte necesita ser de solamente $\sim 200 \text{ \AA}$. Así se puede utilizar un sistema de materiales de muy alta movilidad en el canal. Normalmente los materiales como el InAs o el InSb que tienen movilidades muy altas no pueden ser utilizados como MESFETs puesto que es difícil procesar estos materiales de banda de separación estrecha que son muy “suaves” y predispuestos a defectos. Sin embargo, cuando sólo se utiliza una región estrecha, el dispositivo puede ser bastante robusto.

- Alta densidad de carga de capa. La densidad de carga en el canal HEMT de 2 dimensiones depende de la densidad de adulteración en el material de banda de separación grande y la discontinuidad de la banda de conducción en la interfaz canal-barrera. Al emplear materiales con grandes discontinuidades en la banda de conducción, puede introducirse una densidad de carga de capa muy alta ($\geq 5 \times 10^{120} \text{ cm}^{-2}$). Esto resulta en una transconductancia muy alta del dispositivo.

Modelo de control de carga

En la figura 2.9, se muestra una estructura del HEMT con una puerta de barrera Schottky que posee una altura de barrera de ϕ_b . En ella se observan los parámetros más importantes del HEMT y el perfil de banda bajo condiciones donde existe un 2DEG en el material de banda de separación baja. La región espaciadora donde la región de barrera se encuentra sin adulterar tiene un grosor d_s y la distancia de la puerta al canal es d . La curvatura de banda de la región de barrera es descrita por la función $\phi_2(z)$ y se supone que $\phi_2(z=0) = 0$.

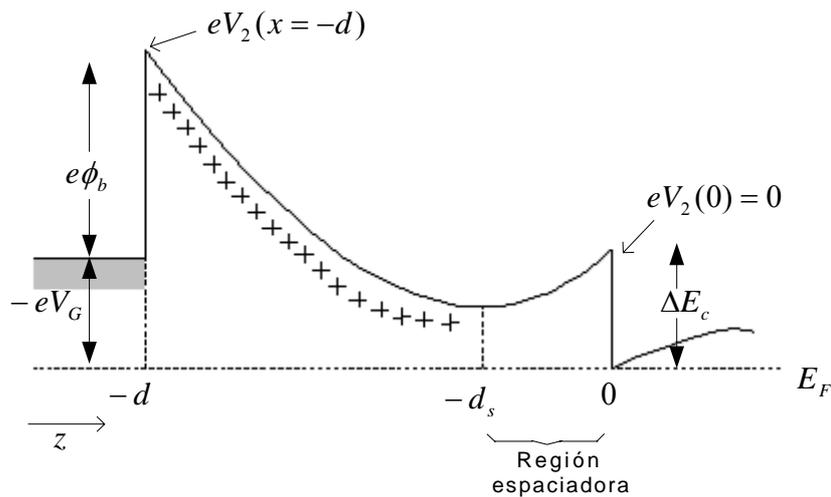


Figura 2.9. Esquema de un perfil de banda del HEMT

Si el campo eléctrico en la región de la interfaz en la barrera es F_{i2} , entonces la densidad del gas de electrones de 2 dimensiones n_s se encuentra relacionada con F_{i2} mediante la ley de Gauss y se tiene que

$$\varepsilon_b F_{i2} = en_s$$

donde ε_b es la constante dieléctrica de la región de la barrera. El siguiente paso es resolver la ecuación de Poisson en la región de la barrera

$$\nabla^2 \phi_2 = -\frac{eN(z)}{\varepsilon_b}$$

donde $N(z)$ es la densidad de carga en la región de la barrera. En el caso que toda la región de la barrera esté agotada, se tiene la *ecuación 3.1*

$$\begin{aligned} N(z) &= N_d & -d \leq z \leq d \\ N(z) &= 0 & -d_s \leq z \leq 0 \end{aligned}$$

Si se integra esta ecuación se obtiene

$$\left. \frac{d\phi_2}{dz'} \right|_z - \left. \frac{d\phi_2}{dz'} \right|_{z=0} = -\frac{e}{\varepsilon_b} \int_0^z N(z') dz'$$

Nótese que

$$\left. \frac{\partial \phi_2}{\partial z'} \right|_{z=0} = F_{i2}$$

de modo que

$$\left. \frac{d\phi_2}{dz'} \right|_z = F_{i2} - \frac{e}{\epsilon_b} \int_0^z N(z') dz'$$

Al integrar otra vez desde $z = 0$ hasta $z = -d$, se obtiene

$$\phi_2(z = -d) - \phi_2(z = 0) = F_{i2}d - \frac{e}{\epsilon_b} \int_0^d dz' \int_0^{z'} N(z') dz' = F_{i2}d - \frac{eN_d}{2\epsilon_b} (d - d_s)^2$$

donde, en el último paso, se ha utilizado la forma de $N(z)$ dada por la *ecuación 3.1*.

Adviértase que $\phi_2(z = -d) = -V_2(-d)$ y $\phi_2(z = 0) = 0$, se tiene que

$$V_2(d) = \frac{eN_d}{\epsilon_b} (d - d_s)^2 - F_{i2}d$$

Se define

$$V_{c2} = \frac{eN_d}{\epsilon_b} (d - d_s)^2$$

Ahora, usando la relación entre F_{i2} y n_s que se veía en la primera ecuación, se obtiene

$$en_s = \frac{\epsilon_b}{ed} (V_{c2} - V_2(d))$$

De la figura 2.9 se puede ver que (empleando la posición $V_2(0)$ como cero)

$$V_2(d)\phi_b - V_G + \frac{E_F}{e} - \frac{\Delta E_c}{e}$$

Por lo tanto, se obtiene que

$$n_s = \frac{\epsilon_b}{ed} \left(V_{c2} - \phi_b - \frac{E_F}{e} + \frac{\Delta E_c}{e} + V_G \right)$$

Ahora se hace la suposición de que E_F está cerca del borde de la banda del canal de banda de separación estrecha y se ignora el término E_F/e . Esto da

$$n_s = \frac{\epsilon_b}{ed} [V_G - V_{off}]$$

donde

$$V_{off} = \phi_m - \frac{\Delta E_c}{e} - V_{c2}$$

Cuando la polarización de la puerta alcanza V_{off} , la densidad de carga de capa de los electrones del dispositivo se va a cero.

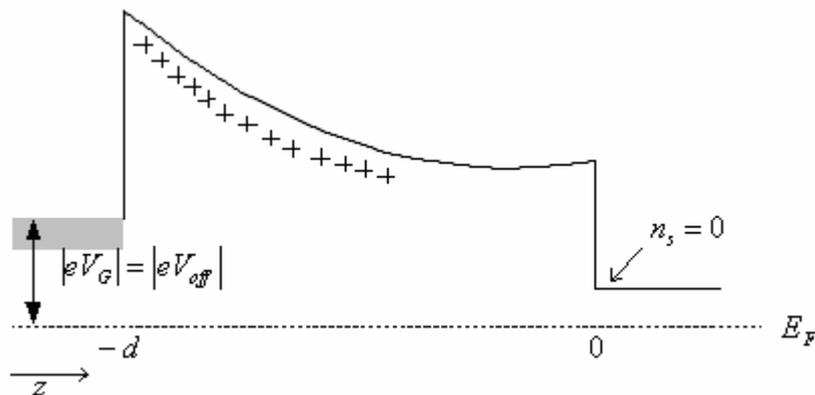


Figura 2.10.. Polarización de puerta para agotar el 2DEG

Como en el caso de los MESFETs, los HEMTs pueden diseñarse para estar en el modo mejorado o de agotamiento. Esto requiere de una elección adecuada de la altura de la barrera Schottky y del producto de grosor de adulteración. En general, el efecto de la puerta sobre la carga del canal es discutido de manera sistemática en las figuras 2.10

y 2.11. Si la polarización de puerta tiene un valor negativo grande de modo que $|V_g| > |V_{off}|$, el canal no tiene carga como se ilustra en la figura 2.10. Por otro lado, si la polarización de la puerta se hace positiva de modo que la banda de conducción del material de la barrera llegue al nivel de Fermi en el semiconductor de banda de separación estrecha, la puerta pierde el control sobre la carga del canal. Esto se muestra en la figura 2.11. Obviamente, ésta no es la polarización adecuada para un buen funcionamiento del HEMT. El dispositivo funciona correctamente entre los límites dados por ambas figuras.

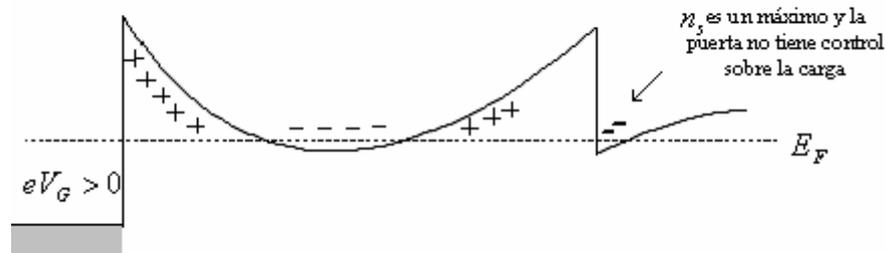


Figura 2.11. Polarización de puerta negativa

Control de corriente

Como en el caso de un MESFET, para obtener la corriente del canal como una función de la polarización del drenador y de la puerta se necesita utilizar un modelo apropiado para el transporte de los portadores. Si se hace una aproximación (conocida como aproximación gradual), se puede escribir la distribución electrónica en el canal como

$$n_s(x) = \frac{e_b}{ed} (V_G - V_{off} - V(x))$$

donde $V(x)$ es el potencial del canal debido a la polarización entre la fuente y el drenador. La corriente viene dada por

$$I_D = en_s v(F)Z$$

donde $v(F)$ es la velocidad de los portadores en un campo F . El modelado completo de la corriente del HEMT es bastante complicado puesto que los efectos cuánticos pueden jugar un papel importante en el dispositivo.

Para hallar las dos expresiones anteriores se ha supuesto la aproximación gradual del canal, introducida por Shockley. En ausencia de cualquier polarización fuente-drenador, la anchura de agotamiento está dada simplemente por el modelo unidimensional del diodo p-n. En esta región de agotamiento las bandas están curvadas y hay un campo que ha barrido los portadores móviles dejando detrás aceptores negativamente cargados en la región p y donadores positivamente cargados en la región n. Sin embargo, estrictamente hablando, cuando hay una polarización fuente-drenador, se tiene que resolver un problema de dos dimensiones para hallar la anchura de agotamiento y, de manera subsecuente, el flujo de corriente. En la aproximación de canal gradual, se supone que el campo en la dirección de la puerta hacia el sustrato es mucho más fuerte que de la fuente hacia el drenador, es decir, el potencial varía “lentamente” a lo largo del canal en comparación con la variación del potencial en dirección de la puerta al sustrato. De esta forma la anchura del agotamiento, para un punto x a lo largo del canal, está dada por el potencial en ese punto empleando los resultados unidimensionales simples. Esta aproximación es buena si la longitud de la puerta L es más grande que la profundidad del canal h .

HEMT vs MESFET

Es importante señalar algunas dificultades asociadas con los dispositivos HEMT en comparación con la tecnología MESFET. La tecnología MESFET no requiere de

crecimiento epitaxial de manera que los dispositivos pueden fabricarse de forma relativamente barata. Como resultado, los MESFETs basados en GaAs son ampliamente utilizados para dispositivos de alto rendimiento. Por supuesto, los MESFETs se limitan a operaciones ≤ 100 GHz de modo que para necesidades más allá de esta frecuencia, por lo general se prefiere la tecnología HEMT. Sin embargo, debe advertirse que en el caso de los HEMT de GaAs/AlGaAs, el AlGaAs tiene un serio problema de defecto relacionado al denominado centro DX. Este nivel profundo está asociado con la estructura de bandas especial del AlGaAs cerca de la transición de la banda de separación directa a la banda de separación indirecta (composición de Al cerca del 30-40%). Este defecto tiene serios efectos relacionados de captura para funcionamiento a bajas temperaturas, y vuelve al dispositivo muy sensible a la luz y poco fiable.

Es importante comentar que el HEMT requiere de una interfaz de alta calidad ya que de otra manera los electrones sufrirían una fuerte dispersión de la aspereza de la interfaz. Los problemas enumerados pueden ser fácilmente superados, y los HEMTs ya han llegado a ser un dispositivo probado en sistemas de microondas de alto rendimiento y algunos sistemas digitales.

2.4 Clasificación de mezcladores

En este apartado del proyecto se van a describir los distintos tipos de mezcladores. Los mezcladores se pueden clasificar en función de la ganancia o de su estructura.

Si se toma su ganancia como referencia, los mezcladores se dividen en:

1. **Mezcladores pasivos:** son aquellos mezcladores que presentan una ganancia de conversión en dB menor que cero. En este caso se dice que

tienen pérdidas de conversión. Dentro de este grupo se engloba a todos los mezcladores a diodos y algunos mezcladores con FETs.

- 2. Mezcladores activos:** son mezcladores donde la ganancia de conversión en dB es mayor que cero. Dentro de este grupo se engloban la mayoría de mezcladores diseñados con transistores tanto BJTs como FETs.

Los mezcladores también se pueden clasificar según su estructura, quedándonos dos grandes grupos: mezcladores simples y mezcladores balanceados.

2.4.1 Mezcladores simples

Se caracterizan porque utilizan un único componente de mezcla. Aunque estos mezcladores tienen varias limitaciones serias, son usados en muchos sistemas (especialmente en microondas y rango de frecuencias de ondas milimétricas) por su simplicidad de diseño y su adecuada realización.

La teoría de mezcladores desarrollada para mezcladores de un solo componente es directamente aplicable a este tipo de mezclador y forma la base para entender el funcionamiento de los otros tipos.

Una de las mayores desventajas es la dificultad de aislar la señal de LO del resto de las señales haciendo necesario el uso de filtros selectivos.

2.4.2 Mezcladores balanceados

Los mezcladores balanceados superan los problemas de los mezcladores simples y ofrecen algunas ventajas adicionales. Tienen una mejor capacidad de operar con potencia e incrementan la supresión del ruido LO y las señales espurias. Sin embargo,

tienen un diseño más complejo y tienden a producir mayores pérdidas de conversión y una figura de ruido más alta. Dentro de este grupo se tienen dos tipos: los mezcladores simplemente balanceados y los doblemente balanceados.

Para aplicaciones de comunicación donde las pérdidas de conversión no es la especificación más importante y lo son el coste y el tamaño, los mezcladores balanceados son la opción más elegida.

2.4.2.1 Mezcladores simplemente balanceados

Esta topología tiene mejor capacidad de potencia operable (desde que la señal de RF es dividida entre los componentes activos), presenta ligeramente mayores pérdidas de conversión y requiere mayor potencia de señal LO que los mezcladores simples. Gracias a su estructura balanceada proporciona un buen aislamiento y suprime mejor las respuestas espurias.

En estos casos se pueden utilizar estructuras híbridas de 90° y 180° en lugar de un transformador.

2.4.2.2 Mezcladores doblemente balanceados

Este tipo de mezclador es el más usado en frecuencias de microondas. Tienen muchas ventajas sobre los anteriores. Los mezcladores doblemente balanceados tienen mejor aislamiento entre las puertos RF, LO y IF. El rechazo del ruido LO y de las respuestas espurias son la otra ventaja de este tipo de mezcladores.

Entre los inconvenientes, destacan en que se necesitan un mayor número de componentes y más potencia de la señal de LO. La ganancia de conversión es también más baja que en la configuración simplemente balanceada.

2.5 Mezcladores a diodos

Los mezcladores a diodos tienen como principal característica que presentan pérdidas de conversión (en un rango entre -3 y -10 dB), es decir no proporcionan ganancia.

A consecuencia de estas pérdidas el ruido del sistema aumentará, necesitando una mayor amplificación. También aumenta la distorsión, incrementándose así el coste del sistema debido a que se hace necesario unas etapas de preamplificación de bajo ruido.

A favor de este tipo de mezclador se puede resaltar que presentan un ancho de banda grande y tienen un bajo coste. Además, los diodos no necesitan polarización *DC* para operar y tienen una capacidad de conmutación rápida.

La figura 2.12 muestra el esquemático de un mezclador genérico de este tipo. Las señales de RF y LO alimentan a uno de los terminales del diodo a través de los filtros apropiados. La señal de IF sale desde el otro terminal hacia un filtro IF.

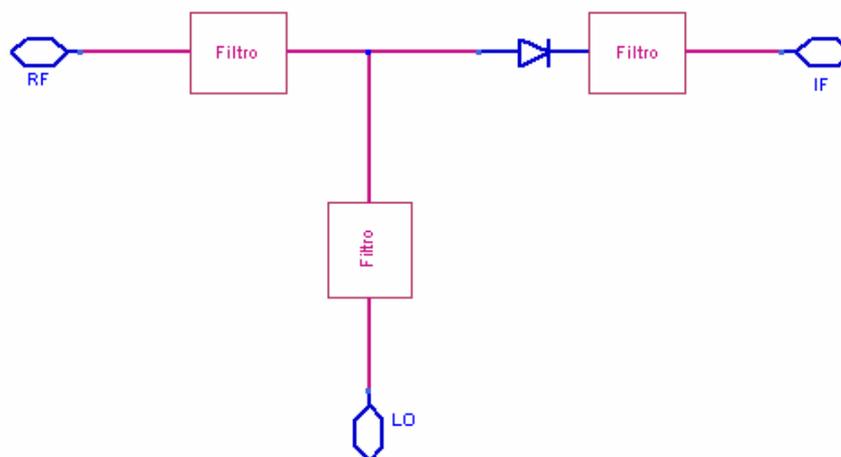


Figura 2.12. Mezclador a diodo genérico

El mezclador puede ser analizado como un interruptor que se enciende y se apaga a la frecuencia del oscilador local. El diodo se deslaza desde un estado de baja resistencia (cuando es polarización directa) a un estado de alta resistencia (cuando es polarización inversa) durante el cambio del voltaje de la señal LO. La señal RF entregada a la carga IF es interrumpida cuando el bombeo hace conmutar al diodo. Cuando este tipo de modulación ocurre, la señal del puerto IF contiene la frecuencia suma y la diferencia de las señales de RF y LO, como también otros productos.

2.5.1 Mezcladores a diodo simples

El mezclador más simple y menos eficiente es el mezclador que se muestra en la figura 2.13. Las fuentes de RF y LO son suministradas al diodo adecuadamente, seguido por un circuito resonador sintonizado a la señal IF deseada.

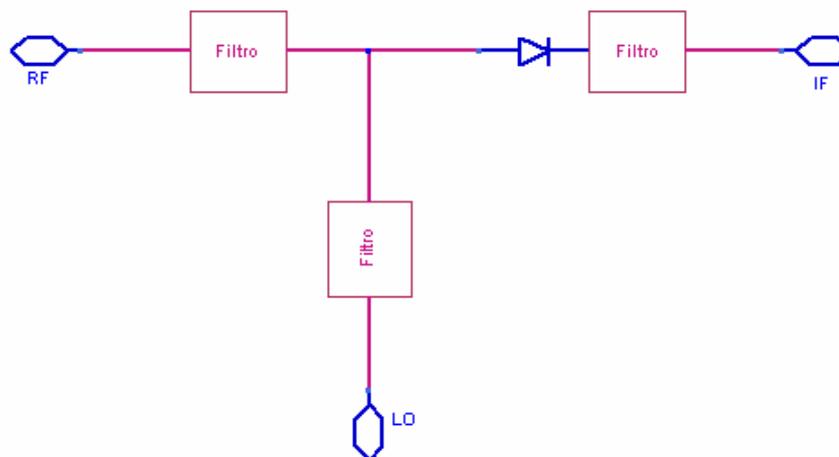


Figura 2.13. Mezclador a diodo simple

La combinación de la señal RF con la señal LO esta sujeta a un componente no lineal (diodo) con un características de transferencia exponencial seguido por un filtro paso de banda cuya misión es aislar la señal IF.

Un inconveniente importante de este circuito es el uso de filtros para separar las señales de interés.

2.5.2 Mezcladores a diodo simplemente balanceados

Para el diseño de estos mezcladores se utilizan híbridos de 90° y 180°. El mezclador balanceado consta de dos diodos conectados a dos puertos mutuamente aislados entre sí. Los otros dos puertos del híbrido mutuamente aislados son empleados para la entrada de las señales RF y LO. Los puertos IF de los diodos son combinados y son la entrada a un filtro paso de baja para entregar la potencia al puerto de salida a la frecuencia intermedia deseada.

2.5.2.1 Mezcladores a diodo simplemente balanceados con híbrido de 90°

Este tipo de mezcladores se corresponde con el diseño que se muestra en la figura 2.14. En este caso las señales de RF y LO a la entrada del circuito están desfasadas 90°. En uno de los terminales del híbrido, la señal LO aventaja a la señal de RF en 90°, mientras que en el otro terminal la señal RF aventaja a la señal LO. La corriente de pequeña señal de la conductancia variable en el tiempo del diodo viene dada por:

$$i(t) = g(t)v(t)$$

Puesto que uno de los diodos está invertido, la diferencia de fase entre la forma de onda de la conductancia del diodo (dada por la ecuación anterior) y la señal RF es la misma para ambos diodos. Como ambos diodos tienen el mismo desfase, las corrientes de IF serán sumadas en fase en el puerto de salida.

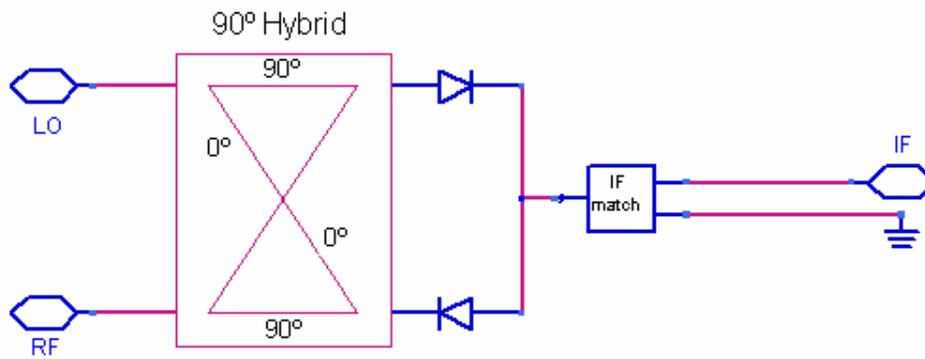


Figura 2.14. Diagrama de bloques de un mezclador a diodos simplemente balanceado con híbrido de 90°

2.5.2.2 Mezcladores a diodo simplemente balanceados con híbrido de 180°

Este tipo de mezcladores es más práctico que el mostrado en la figura 2.14. Algunas de las ventajas que presenta son un ancho de banda mayor, mejor respuesta de espurias y mejor rechazo de la intermodulación.

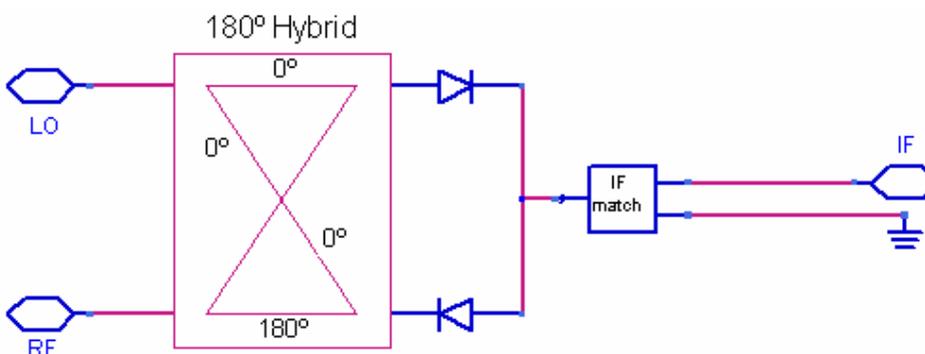


Figura 2.15. Diagrama de bloques de un mezclador a diodos simplemente balanceado con híbrido de 180°

El mezclador de la figura 2.15 es un claro ejemplo de esta clase de mezcladores. Está formado por dos mezcladores individuales conectados a los puertos del híbrido

aislados. Cuando los elementos activos usados son idénticos, generalmente el aislamiento RF-LO es mucho mayor que en el mezclador híbrido de 90° . Como la relación de fase entre las señales de RF y LO es un factor importante para el diseño del híbrido de 180° , la orientación seleccionada del diodo deberá ser correcta para que las señales de IF no se cancelen. En esta configuración, la señal LO es aplicada al puerto “delta” y por tanto la señal LO en los diodos tendrá un desfase de 180° . La señal RF es aplicada al puerto “sigma” y por consiguiente estarán en fase. Puesto que los diodos están colocados de forma contraria, cuando la señal LO esté fuera de fase, las corrientes dadas por la conductancia en los diodos estarán en fase. Las corrientes IF de cada diodo estarán en fase cuando la señal RF en fase esté presente.

2.5.3 Mezcladores a diodo doblemente balanceados

El mezclador doblemente balanceado de la figura 2.16 está formado por cuatro diodos y dos transformadores híbridos. La señal LO se aplica a los terminales 1 y 2, mientras que la señal RF entra a través de los terminales 3 y 4. La señal IF se extrae desde el CENTER TAP del transformador de RF. De forma parecida, los nodos 1 y 2 son tierras virtuales para el voltaje RF y por tanto ningún voltaje RF aparece a través del secundario del transformador LO. Cuando se usan diodos con una buena calidad de adaptación, se puede conseguir un aislamiento muy alto entre la entrada RF y la LO (en el rango de 25-40 dB).

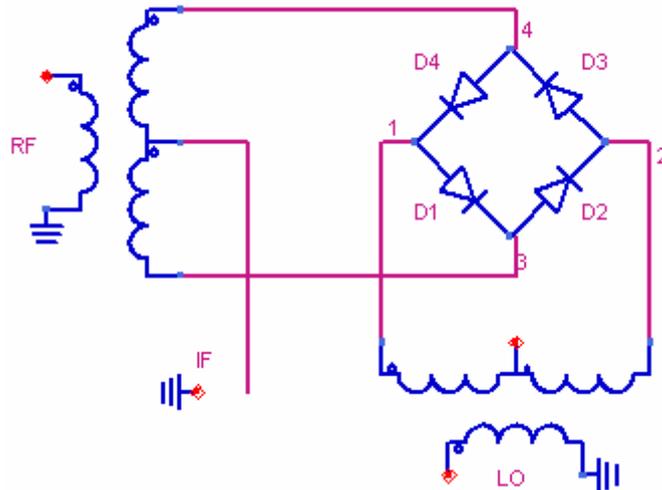


Figura 2.16. Mezclador a diodo doblemente balanceado con transformador híbrido

Durante la primera mitad del ciclo de la señal LO, el terminal 1 es positivo y el terminal 2 negativo. Los diodos D1 y D2 conducen mientras que D3 y D4 están en polarización inversa. Cuando se invierte el voltaje de la señal de LO durante la segunda mitad del ciclo, D3 y D4 conducen mientras que los otros dos diodos están en polarización inversa. Cuando los diodos D1 y D2 conducen, pueden ser considerados como interruptores cerrados, y el nodo 3 estará conectado a las tierras virtuales de RF en 1 y en 2. Durante el mismo ciclo, los diodos D3 y D4 no conducen y se pueden considerar como interruptores abiertos. Por tanto, el nodo 4 y el secundario del transformador de RF conectado a este, están en circuito abierto durante esta parte del ciclo de la señal LO. A consecuencia de esto, la otra sección del secundario del transformador de RF estará conectada a la salida de IF a través del secundario de LO. En el siguiente semiciclo de la señal de LO, el otro conjunto de diodos conduce y el terminal 4 está conectado al puerto IF. De esta forma, el voltaje de la señal RF es aplicada a la carga IF, pero su polaridad cambia a la mitad de la frecuencia del oscilador local. Esta operación es equivalente a multiplicar el voltaje RF por un voltaje de forma de onda cuadrada con la misma frecuencia de la señal LO.

Los transformadores que se utilizan normalmente en estos mezcladores tienen unas tasas de cambio de 2. A frecuencias sobre 1 GHz, los transformadores son muy difíciles de realizar y son reemplazados por híbridos o baluns. Estos no tienen CENTER TAP, a diferencia de los transformadores, para extraer la salida.

2.5.4 Mezcladores de rechazo de imagen

En muchos sistemas de comunicaciones es muy ventajoso eliminar las contribuciones del ruido a la frecuencia imagen. La figura 2.17 muestra un mezclador genérico de esta clase. Consta de dos mezcladores doblemente balanceados, un divisor de potencia en fase y dos acopladores híbridos de 90°. Los acopladores en cuadratura están conectados a los puertos RF e IF del diseño, mientras que el divisor de potencia se conecta al puerto LO.

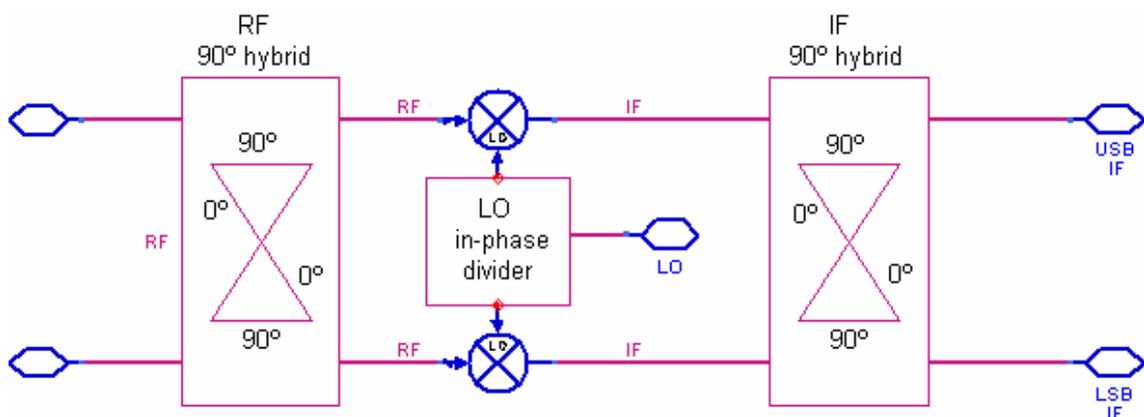


Figura 2.17. Diagrama de bloques de un mezclador de rechazo de imagen

La potencia dividida de la señal LO alcanza las puertas de los dos mezcladores con la misma fase. El híbrido de 90° a la frecuencia RF, separa la señal RF por encima y por debajo de la frecuencia LO. La banda superior de la componente de IF aparece en una de las ramas del híbrido IF mientras que la banda inferior de dicha componente sale por el otro puerto del híbrido.

El rechazo completo de la imagen podría lograrse si las pérdidas de conversión y los cambios de fase de los mezcladores fuesen idénticos. Puesto que en mezcladores reales estos parámetros no son idénticos, el rechazo de imagen es incompleto y será una función de la fase y de la amplitud desequilibrada.

2.6 Mezcladores con FETs

Generalmente estos mezcladores se encuentran dentro del grupo de mezcladores activos aunque existen casos donde algunos mezcladores realizados con estos dispositivos presentan pérdidas de conversión. Aunque existen mezcladores activos realizados con BJTs, como los basados en la célula de Gilbert, la mayoría de esta clase de mezcladores activos se diseñan con transistores FET.

Los FETs se caracterizan por tener menor ruido, mejor respuesta en frecuencia y la capacidad de operar con mayor potencia. También son favorables para la integración en circuitos monolíticos. La distorsión causada por las no linealidades inherentes a los diodos es reducida en los mezcladores con FETs.

A continuación se explicará el funcionamiento de un transistor FET como mezclador y seguidamente se tratará los distintos tipos de mezcladores existentes dentro de los cuales se verá el mezclador basado en la célula de Gilbert, que es el utilizado en la realización de este proyecto.

2.6.1 Teoría y operación de los mezcladores con FETs

Los receptores de comunicación suelen necesitar mezcladores que posean una figura de ruido baja y buena ganancia de conversión. Los mezcladores con FETs de una puerta (existen FETs de doble puerta, que serán vistos en un apartado posterior) ofrecen varias ventajas sobre los mezcladores a diodos en este aspecto. Los mezcladores con FETs tienen una mejor figura de ruido y una ganancia de conversión más alta que los mezcladores a diodos.

La figura 2.18 muestra el mezclador FET genérico. En este diseño, la señales LO y RF son aplicadas a la puerta del transistor y la señal IF sale a través del drenador. Aunque existen otros tipos de mezcladores que por ejemplo, son alimentados por el drenador, los mezcladores alimentados por la puerta son los más usados normalmente.

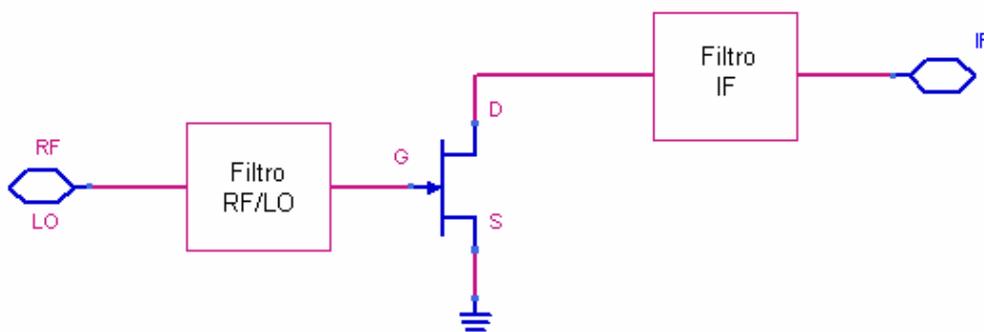


Figura 2.18. Mezclador FET genérico

Habitualmente los mezcladores con FETs son usados como mezcladores de transconductancia, donde la transconductancia variable en el tiempo $g_m(t)$ es la contribución más significativa a la conversión de frecuencia. Otras variaciones parásitas se consideran insignificantes en comparación con la variación de $g_m(t)$. En este diseño la componente de frecuencia en LO de la $g_m(t)$ es maximizada y la variación del resto de las componentes es minimizada. Bajo estas condiciones los mezcladores FETs consiguen una conversión de ganancia máxima y una figura de ruido mínima.

Un circuito equivalente de pequeña señal de un transistor FET que es adecuado para analizar un mezclador se muestra en la figura 2.19. La mezcla va a ocurrir en un FET cuando los elementos de pequeña señal varían a una tasa periódica debido a la señal LO. En un FET la polarización de la puerta tiene una dependencia muy fuerte con la transconductancia. Las variaciones en la capacidad puerta-fuente, C_{gs} , la resistencia intrínseca, R_i y la resistencia de salida R_{ds} , son mucho más pequeñas que las variaciones de g_m . En lugar de considerar las variaciones de estos parámetros, para el análisis del funcionamiento del mezclador se usan la media temporal de estos.

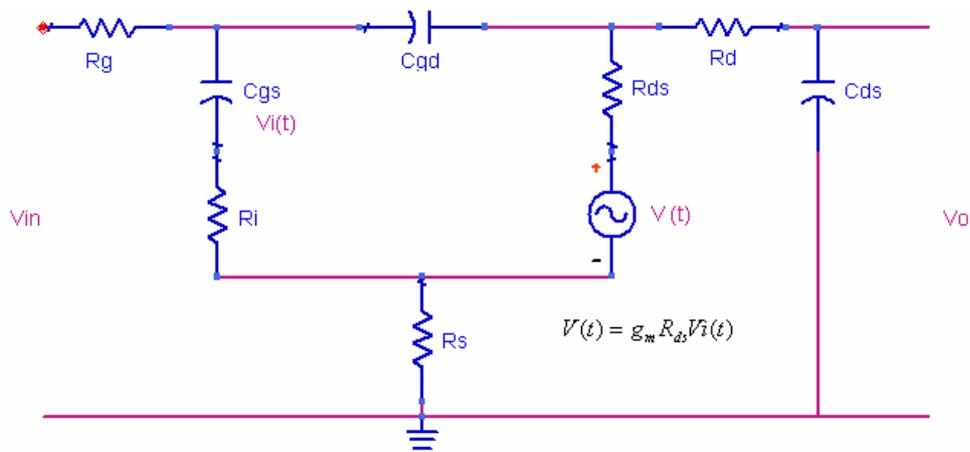


Figura 2.19. Circuito de pequeña señal para análisis de mezclador FET

2.6.2 Mezcladores activos simples con FETs

El modelo más utilizado es el mezclador de transconductancia. En este mezclador se inyecta la señal LO a través de la puerta del transistor y la salida se toma del drenador. El funcionamiento de este mezclador se basa en la corriente que circula por el drenador. Esta corriente está fijada en pequeña señal por la transconductancia como se ve en la siguiente ecuación:

$$I_d = g_m v_g(t)$$

Si se considera que la transconductancia varía con el tiempo la expresión anterior cambia:

$$i_d(t) = g_m(t)v_g(t)$$

Esta ecuación es el resultado que se busca ya que se obtiene una multiplicación. Para entender el funcionamiento del mezclador de forma básica hay que suponer una serie de puntos. Se supondrá que el comportamiento de la transconductancia viene determinada por la señal LO, ya que su potencia es normalmente mayor que la potencia de la entrada. De esta forma se consigue la multiplicación de ambas señales. Como se observa en la figura 2.20 es necesario el uso de filtros para realizar la separación entre los distintos puertos. El filtro IF debe presentar una impedancia adecuada al drenador del FET para la frecuencia IF, y su vez tendrá que rechazar tanto la señal RF como la de LO y sus armónicos.

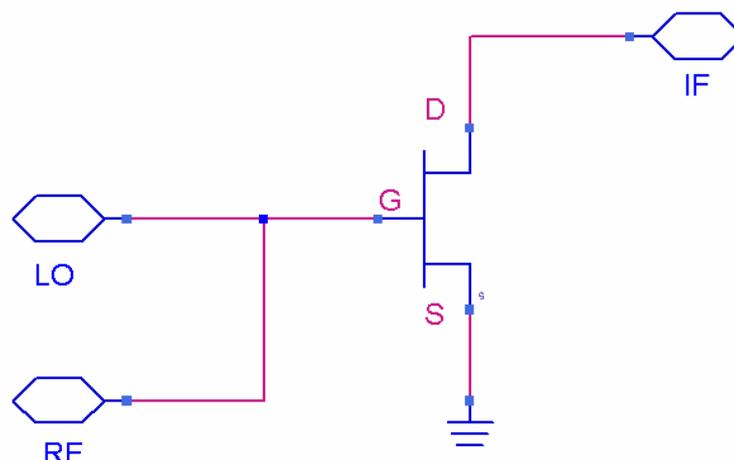


Figura 2.20. Mezclador simple con señal LO en la puerta

Otra configuración de esta clase de mezcladores se muestra en la figura 2.21. En este diseño la entrada RF está conectada a la puerta del transistor, mientras que la entrada LO a la fuente. Una ventaja que cabe resaltar de este modelo es el aislamiento LO-RF inherente que presenta. Sin embargo como desventaja se debe señalar la disminución de la ganancia de conversión. Al igual que el circuito de la figura 2.20, el

aislamiento LO-IF no es muy bueno, por lo que se tiene que diseñar el filtro IF con el objetivo de eliminar la señal de oscilador local.

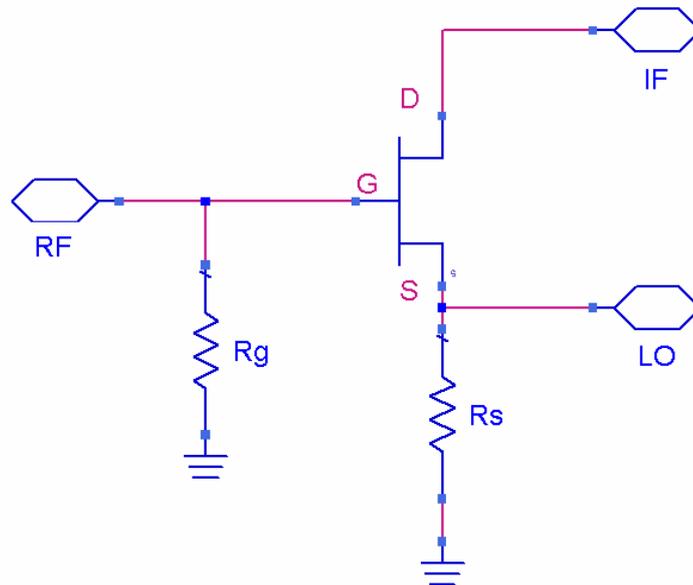
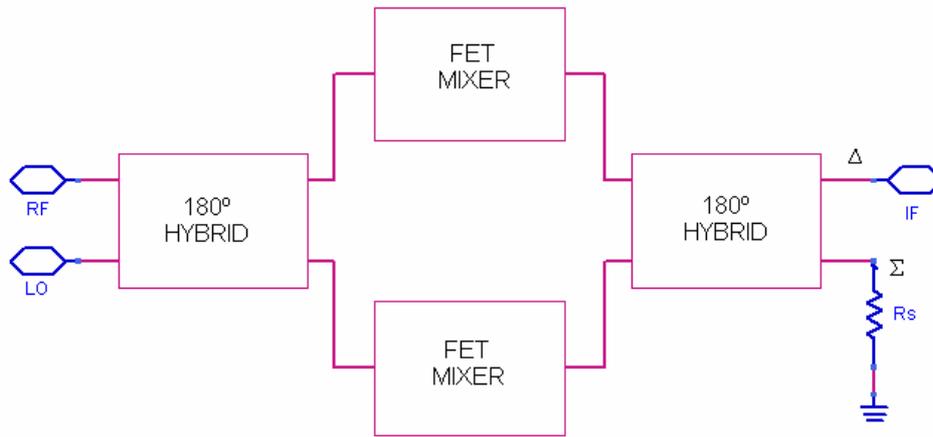


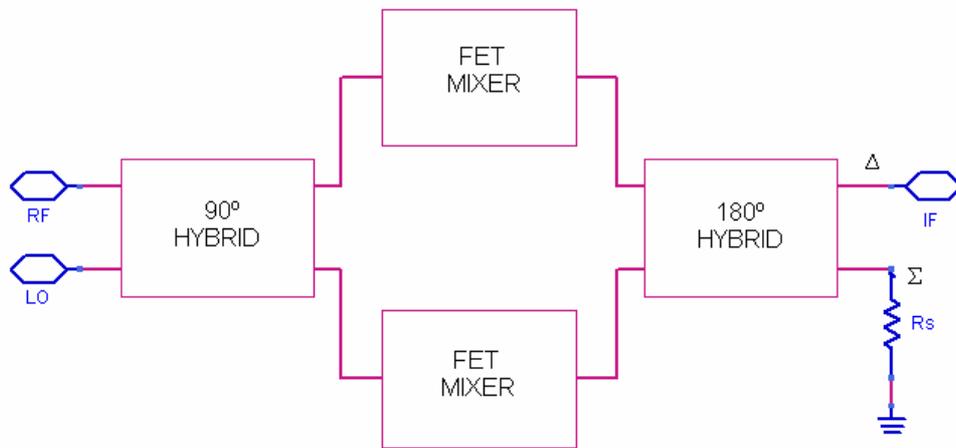
Figura 2.21. Mezclador simple con señal LO en la fuente

2.6.3 Mezcladores activos simplemente balanceados con FETs

Excepto por la necesidad de usar un híbrido de 180° en la salida IF, esta clase de mezcladores son análogos a los mezcladores a diodos y sus propiedades similares a las de un mezclador a diodos simplemente balanceados. Estos mezcladores poseen el mismo aislamiento LO-RF, rechazo de señales espurias y una características de rechazo del ruido LO que los mezcladores a diodos doblemente balanceados. Las propiedades de rechazo de la intermodulación del mezclador con híbrido de 180° son significativamente mejor que las de un mezclador en cuadratura y el balance del mezclador de 180° es mucho menos sensible a la fuente VSWR en sus puertos RF y LO. En ambos mezcladores, la señal IF esta siempre en el puerto delta del híbrido de salida.



(a)



(b)

Figura 2.22. Mezcladores simplemente balanceados con FETs: (a) Mezclador híbrido de 180°. (b) Mezclador híbrido en cuadratura.

La ganancia de conversión y la figura de ruido de un mezclador ideal de este tipo son idénticas que las de mezclador simple mientras que la potencia de salida y los puntos de intercepto se incrementan en 3 dB por el efecto de “combinación de potencia” de los dos transistores. En mezcladores reales, la pérdida y el desequilibrio que provocan los híbridos degradan ligeramente la ganancia de conversión y la figura de ruido y limitan fundamentalmente el rechazo de señales espurias y los productos de intermodulación.

En los mezcladores a diodos con híbridos de 180° , el nodo de conexión de la señal IF se comporta como una tierra virtual para la señal que se aplica al puerto delta del híbrido de entrada. Como consecuencia de esto, los mezcladores a diodos tienen un aislamiento limitado de LO-RF inherente. Desafortunadamente esta situación solo existe en un FET de manera teórica, si la banda de paso del híbrido IF incluye la frecuencia LO, como puede ocurrir en un modulador o en un “up-converter” tal rechazo es posible, pero en “down-converters” convencionales, el híbrido IF raramente tiene un ancho de banda adecuado para lograr dicho aislamiento. Debido a que el aislamiento LO-IF de un mezclador con FETs es inherentemente pobre, la incapacidad para mejorar el aislamiento LO-IF por aplicar la señal LO a un puerto selectivo es una limitación.

Un ejemplo típico de estos mezcladores se muestra en la figura 2.23. Los transistores FETs del plano superior están conectados los lados opuestos del balun LO. Estos transistores superiores no actúan como un amplificador de seguidor de corriente. Los transistores del plano superior o del plano inferior pueden estar en saturación, pero normalmente ambos no. La corriente IF en los drenadores de los FETs superiores es proporcional a la corriente RF en el drenador del transistor inferior.; por tanto, para maximizar la ganancia de conversión, el transistor inferior debe estar en saturación y los transistores del plano superior tendrán que operar en zona lineal. Así, el FET del plano inferior deberá ser polarizado de la misma forma que un amplificador; el voltaje de polarización de la puerta tiene que ser fijado a un valor que suministre el 50 % de la I_{dss} del transistor FET. Si la polarización dc de la puerta es demasiado grande, el FET inferior abandonará la región de saturación y el transistor del plano superior alcanzará la saturación.

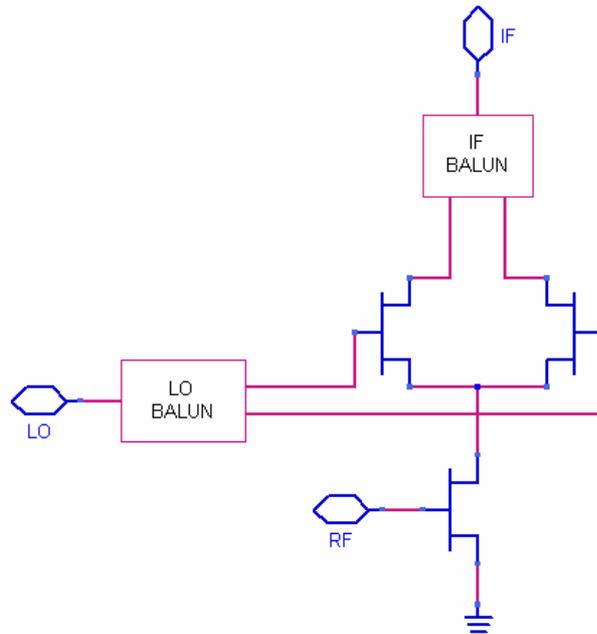


Figura 2.23. Mezclador simplemente balanceado.

Este mezclador funciona fundamentalmente como un amplificador (FET del plano inferior) seguido por un interruptor operando a la frecuencia LO (FETs del plano superior). Los transistores superiores interrumpen periódicamente la corriente de salida del FET inferior a la frecuencia LO. El mezclado ocurre entre la componente fundamental de esta función de conmutación y la señal de RF aplicada. Las corrientes IF resultantes en los drenadores de los FETs del plano superior tienen una diferencia de fase de 180° y por tanto deberán de ser equilibradas por un balun o un híbrido. El diseño de esta clase de mezcladores es sencillo. El FET inferior es simplemente un amplificador cuyo drenador está terminado en el paralelo de las impedancias de entrada de las fuentes de los FETs del plano superior; esta impedancia es bastante baja. La impedancia de entrada RF de la puerta del FET del plano inferior viene dada por la siguiente expresión:

$$Z_{in}(\omega) = R_s + R_i + R_g + \frac{1}{j\omega C_{gs0}}$$

siendo esta una buena aproximación. Cualquier circuito convencional de adaptación puede ser usado para adaptar la fuente de RF a la puerta (por simplicidad dicho circuito

no se muestra en la figura 2.23 pero debe usarse en la práctica). Debido a que las fuentes de los FETs del plano superior son tierras virtuales para la señal LO, la impedancia de entrada es dada también por $Z_{in}(\omega)$.

Es difícil hacer generalizaciones sobre la impedancia de carga IF. La salida de los transistores superiores es, esencialmente, la salida de un mezclador resistivo. Por tanto, es poca la diferencia que existe con la mayoría de mezcladores a diodos o resistivos, del orden de 100 Ω a 200 Ω por componente. Cuando se usa el análisis no lineal se requieren valores más precisos. En cualquier caso la impedancia es relativamente alta y puede complicar el diseño del balun IF.

A diferencia de los mezcladores doblemente balanceados, los drenadores de los transistores del plano superior en estos mezcladores no se comportan como tierra virtual ni para las señales de RF ni para las de LO. Por tanto, algún tipo de filtro de salida tendrá que utilizarse para eliminar la señal RF y LO y conseguir una terminación óptima para los drenadores. En mezcladores “down-converters”, la solución probablemente más práctica será el empleo de circuitos paso de baja con elementos L-C.

Cuando los mezcladores sean “up-converters”, este filtrado puede suponer un problema. La frecuencia LO normalmente se encuentra cerca de la banda de paso del balun de salida por lo que no es rechazada y no puede ser filtrada. En algunos casos se puede eliminar el balun LO y hacer que la puerta de uno de los transistores del plano superior esté conectada a tierra. Esto puede ser útil en aplicaciones donde un alto grado de balance no es necesario y la eliminación de balun sí lo es.

2.6.4 Mezcladores activos doblemente balanceados con FETs

Esta clase de mezcladores exhiben las mismas ventajas de diseño, comparándolos con mezcladores simples o simplemente balanceados o con mezcladores doblemente balanceados a diodos: aislamiento inherente puerto a puerto, gran ancho de banda y

rechazo de todas las respuestas espurias de orden par. Sin embargo como muchos otros tipos de mezcladores con FETs, normalmente necesitan híbridos en todos los puertos y sus circuitos pueden ser bastantes complejos.

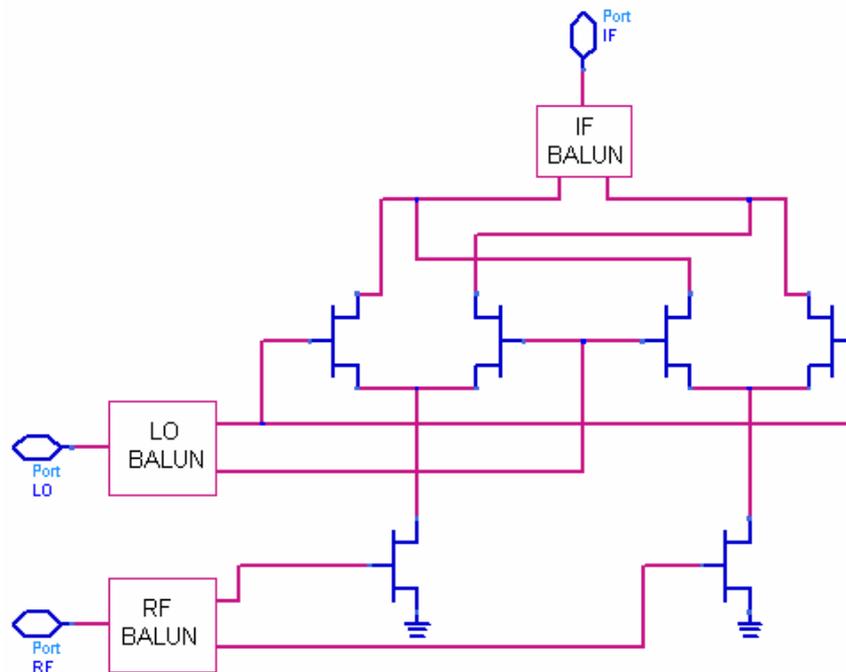


Figura 2.24. Mezclador doblemente balanceado con FETs basado en la célula de Gilbert

Un claro ejemplo de este tipo de mezcladores es el mezclador basado en la célula de Gilbert que se muestra en la figura 2.24. Inicialmente se usó con transistores BJTs pero hoy en día se emplean también transistores FETs. Este mezclador consta de dos conjuntos de FETs conectados como en la figura 2.23. Sin embargo, en el diseño de este circuito se hace necesario el uso de un balun en la entrada RF. Debido a esto, los drenadores de los transistores superiores deben ser interconectados de una forma algo compleja como se aprecia en la figura. Los puntos donde los drenadores de los FETs del plano superior son conectados, se comportan como tierras virtuales para las señales de RF y LO, consiguiendo así una terminación óptima para los transistores sin la necesidad de recurrir a un filtrado adicional. Otra ventaja de este circuito es la combinación en

paralelo de drenadores que provoca que la impedancia de salida IF sea la mitad que en el caso de un mezclador simplemente balanceado. Gracias a esto se consigue una impedancia que será más práctica para adaptar a la carga IF.

Esta configuración de mezclador ha sido la elegida para realizar este Proyecto Fin de Carrera. En capítulos posteriores se entrará en más detalles que caracterizan a estos mezcladores.

2.6.5 Mezcladores con FETs de puerta dual (DGFETs)

Los FETs de puerta dual y sus ventajas en el diseño de mezcladores han sido estudiados de manera exhaustiva. El diseño de los DGFETs es similar a un FET de una puerta excepto por la introducción de otra puerta entre la primera puerta y el drenador. Un voltaje aplicado a esta segunda puerta puede usarse para controlar de forma efectiva la transconductancia del dispositivo y por tanto la ganancia RF. En un mezclador de puerta dual, el voltaje del oscilador local es aplicado en la segunda puerta y la señal de RF en la primera. Puesto que la señal RF y la de LO se aplican en puertas separadas que tienen una capacidad muy baja entre ellas, los mezcladores DGFETs tienen un aislamiento LO-RF muy bueno (en el orden de 20 dB) y mejores características de intermodulación. Sin embargo, los mezcladores DGFET presentan una ganancia de conversión menor y una figura de ruido más alta que los mezcladores FETs de una sola puerta.

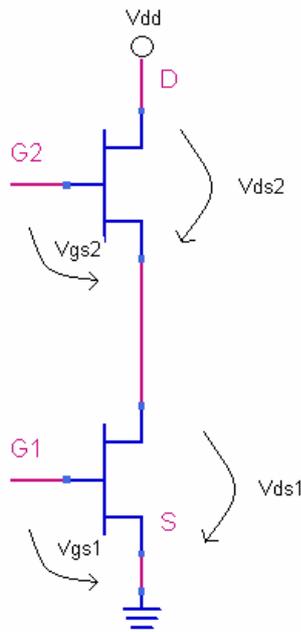


Figura 2.25. Esquemático de un FET de puerta dual

El transistor DGFET se analiza como una combinación en serie de dos transistores FETs de una sola puerta como se observa en la figura 2.25. En un DGFET, el voltaje de drenador V_{dd} es aplicado en el drenador del segundo FET y las polarizaciones de puerta son aplicadas con respecto a la fuente sobre G1 del primer FET y sobre la puerta G2 del segundo FET. La fuente del segundo FET y el drenador del primero son eléctricamente el mismo punto. La característica I-V de un DGFET se muestra en la figura 2.26. El máximo cambio de la transconductancia desde V_{g1} a I_{g1} ocurre cuando la primera puerta es polarizada en la región lineal y el segundo FET está en la región de saturación (el área sombreada hace referencia a esto). Por tanto, en el diseño de un mezclador la polarización del dispositivo es seleccionada de tal forma que el FET inferior funcione en la zona lineal y el FET superior opere en la región de saturación. Esto conduce a obtener los valores más altos de la ganancia de conversión.

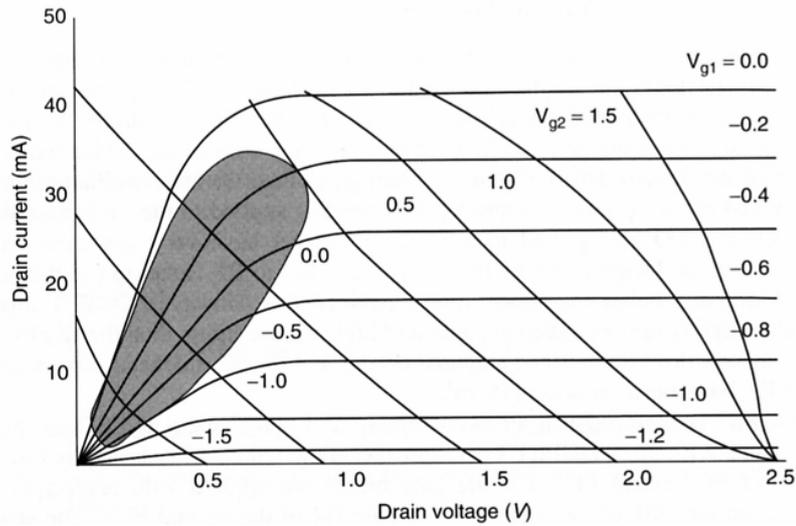


Figura 2.26. Característica I-V del transistor DGFET

El diseño óptimo de esta clase de mezcladores puede ser logrado si el FET inferior es conducido dentro y fuera de saturación de corriente para el oscilador local. El esquemático de la figura 2.27 representa esta operación. Cuando el voltaje del drenador del FET inferior es bajo, su transconductancia es baja y cuando el voltaje es alto, la transconductancia también lo es. La conductancia de salida del FET inferior cambia durante el ciclo de la señal LO. El cambio de estos parámetros provoca la mezcla frecuencial en el FET inferior. El FET superior se encuentra en saturación durante la mayor parte del ciclo de la señal LO y se comporta como un seguidor de fuente para la frecuencia LO y como un amplificador de puerta común para la señal IF. La puerta 2 deberá ser adaptada a la frecuencia LO para conseguir la máxima transferencia de potencia y comportarse como un cortocircuito a la frecuencia IF. Como en los mezcladores con FETs de una sola puerta, el drenador del mezclador DGFET debe ser cortocircuitado a las frecuencias LO y RF.

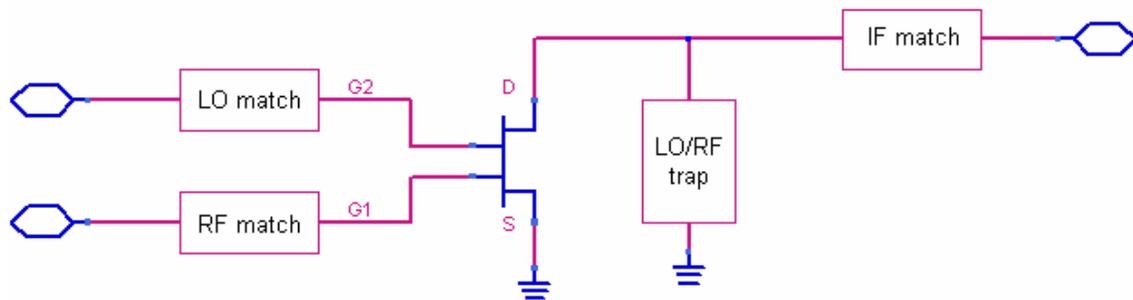


Figura 2.27. Mezclador con DGFET genérico

2.6.6 Mezcladores pasivos (resistivos) con FETs

Este tipo de mezcladores son una idea relativamente novedosa. Las ventajas más destacadas son: distorsión muy baja, bajo ruido flicker y ausencia de ruido de disparo. La pérdida de conversión de estos mezcladores es comparable a con la de los mezcladores a diodos, sobre 6 dB.

Como ejemplo de este tipo de mezcladores se va a estudiar el circuito de la figura 2.28. Este diseño muestra un mezclador resistivo doblemente balanceado con una estructura en anillo. Este es un mezclador polarizado en conmutación, análogo al mezclador doblemente balanceado en anillo con diodos. A diferencia del mezclador a diodos, el mezclador con FET requiere del uso de tres híbridos en lugar de dos como en el caso del mezclador a diodos. Las señales de RF, LO e IF son conectadas al anillo a través de los híbridos correspondientes. Las cuatro esquinas del anillo son tierras virtuales para la señal LO. Los puntos de conexión de la señal IF actúan como tierras virtuales para la señal RF, y los puntos de conexión de la señal RF son tierras virtuales para la señal IF mientras que las puertas de los transistores son tierra virtual para ambas señales. La existencia de dichas tierras virtuales implican que las señales de RF, LO e IF estén aisladas inherentemente.

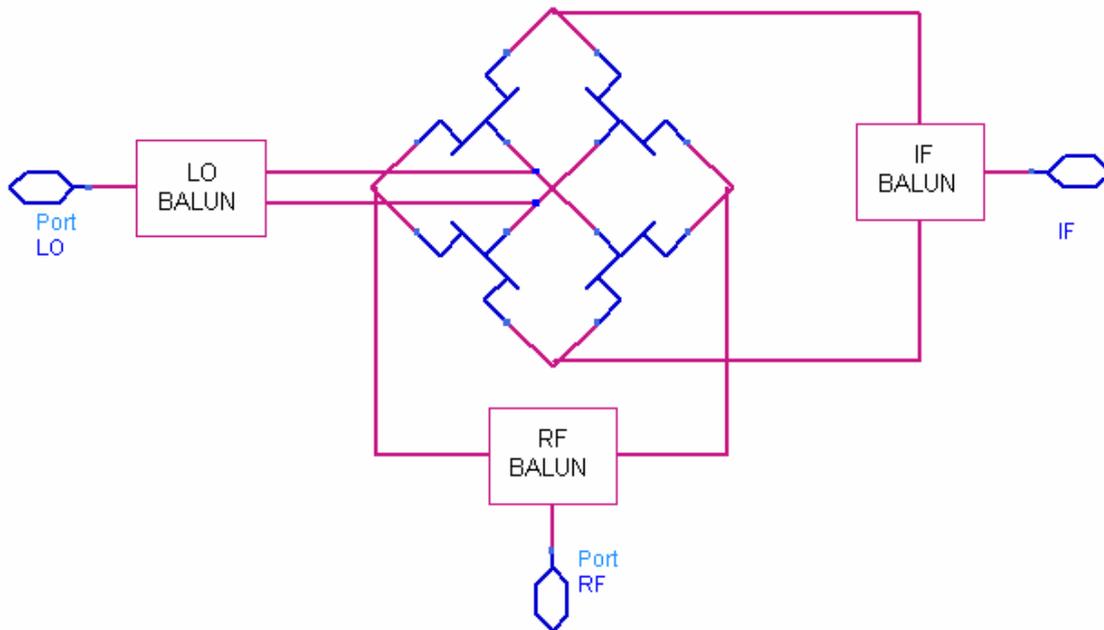


Figura 2.28. Mezclador resistivo con FETs en anillo

Este mezclador tiene las mismas propiedades de rechazo de la intermodulación que el mezclador en anillo con diodos siendo todos los productos de intermodulación de orden par eliminados. Un buen rechazo de la intermodulación necesita de un balance cuidadoso ya que puede verse afectado por el gran número de parásitos introducidos por el layout. Niveles bajo de intermodulación también requieren un bombeo duro de los transistores.

Debido a la baja intermodulación inherente a los mezcladores resistivos, el rechazo de los productos de intermodulación de orden par y la mejora de 6 dB en los puntos de intercepto debido al efecto de los cuatro dispositivos, estos mezcladores deberían tener un rendimiento espectacular frente a la intermodulación. Desafortunadamente, el mezclador estudiado no muestra un rendimiento tan bueno como cabría esperar. La razón de este suceso no está muy clara, pero podría estar relacionada con una comprensión incompleta de las consideraciones de diseño.