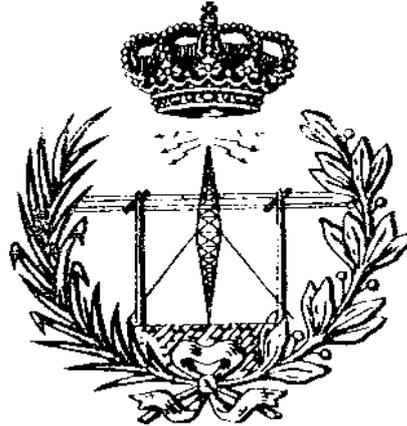


UNIVERSIDAD DE SEVILLA
ESCUELA SUPERIOR DE INGENIEROS
INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN



PROYECTO FIN DE CARRERA
DISEÑO DE UN MEZCLADOR MMIC CON FET
RESISTIVO A 5.25 GHZ

AUTOR: FRANCISCO SOLANO GRACIA MARQUÉS

TUTOR: LUIS JAVIER REINA TOSINA

Sevilla, 2003

*Para todos aquellos que me han apoyado,
en especial a mi familia, por aguantarme todos
estos años*

CNNA

Índice

<u>Capítulo I: Introducción</u>	1
I.1 Marco del Proyecto.....	2
I.2 Opciones de Diseño.....	3
I.3 Tecnología MMIC.....	4
 <u>Capítulo II: Mezcladores de Microondas</u>	 8
II.1 Introducción.....	9
II.2 Características Prácticas de los Mezcladores.....	11
II.2.1 Ganancia de Conversión.....	11
II.2.2 Ancho de Banda.....	12
II.2.3 Distorsión.....	12
II.2.4 Ruido.....	14
II.2.5 Respuestas Espúreas.....	14
II.2.6 Otros Procesos de Rechazo.....	15
II.2.7 Señales Espúreas.....	15
II.2.8 Potencia DC.....	15
II.2.9 Características Térmicas y Mecánicas.....	15
II.3 Dispositivos Semiconductores para Mezcladores.....	16
II.3.1 Diodos de Barrera Schottky.....	16
II.3.1.1 Circuito Equivalente.....	17
II.3.2 Transistores de Efecto de Campo.....	19
II.3.2.1 MOSFET de Silicio.....	20
II.3.2.2 MESFET de GaAs.....	22
II.3.2.3 Transistores de Alta Movilidad Electrónica (HEMT).....	24
II.4 Tipos de Mezcladores.....	25
II.4.1 Clasificación Estructural.....	25
II.4.1.1 Mezcladores Simples.....	26
II.4.1.2 Mezcladores Simplemente Balanceados.....	26
II.4.1.3 Mezcladores Doblemente Balanceados.....	27
II.4.2 Mezcladores a Diodo.....	27

II.4.2.1	Mezcladores a Diodo Simples.....	29
II.4.2.2	Mezcladores a Diodo Simplemente Balanceados.....	30
II.4.2.3	Mezcladores a Diodo Doblemente Balanceados.....	31
II.4.2.4	Mezcladores de Rechazo de Imagen.....	32
II.4.3	Mezcladores con FETs.....	33
II.4.3.1	Mezcladores Activos con FETs.....	33
II.4.3.1.1	Mezcladores Activos Simples con FETs.....	33
II.4.3.1.2	Mezcladores con FET de Doble Puerta (DGFET)	37
II.4.3.1.3	Mezcladores Simplemente Balanceados con FETs...38	
II.4.3.1.4	Mezcladores Doblemente Balanceados con FETs....40	
II.4.3.2	Mezcladores Pasivos con FETs.....	43
II.5	Conclusiones.....	47
 Capítulo III: Tecnología HEMT Utilizada		49
III.1	Introducción.....	50
III.2	Proceso ED02AH de PML.....	51
III.2.1	Estructuras de Capas.....	52
III.2.2	Elementos Disponibles.....	53
III.3	Parámetros DC.....	53
III.4	Modelado Lineal del HEMT.....	54
III.4.1	Parámetros RF. Modelo de Pequeña Señal.....	54
III.4.1.1	Parámetros del Modelo.....	55
III.4.1.2	Elementos del Circuito Equivalente.....	55
III.4.1.3	Ancho de Puerta Unitario.....	56
III.4.1.4	Reglas de Escalado.....	56
III.4.2	Parámetros S.....	57
III.5	Modelado no Lineal del HEMT.....	57
III.5.1	Elementos Lineales y de Acceso.....	59
III.5.2	Elementos no Lineales.....	59
III.5.3	Tiempo de Retraso.....	59
III.5.4	Corriente Drenador-Fuente I_{ds}	60
III.5.5	Corrientes de Diodos.....	61
III.5.6	Capacidades.....	61
III.5.7	Limitaciones del Modelo.....	61
 Capítulo IV: Diseño, Simulaciones y Resultados		62
IV.1	Introducción.....	63
IV.2	Análisis del Mezclador Resistivo con FET.....	63
IV.3	Método de Diseño.....	67
IV.3.1	Configuración Inicial.....	68
IV.3.2	Proceso de Optimización.....	69
IV.3.3	Diseño en Libra.....	69
IV.3.3.1	Técnicas de Análisis.....	69
IV.3.3.2	Configuración de Parámetros de Libra.....	70
IV.3.4	Elección del OL.....	73

IV.3.5	Características del Circuito.....	77
IV.4	Alternativas al Diseño Original.....	81
IV.4.1	Incorporación de una Inductancia entre Drenador y Fuente.....	82
IV.4.2	Adaptador de Impedancias.....	83
IV.5	Layout.....	86
IV.5.1	Elaboración del Monolítico.....	86
IV.5.1.1	Configuración.....	86
IV.5.1.2	Reglas para el Proceso ED02AH.....	87
IV.5.1.3	Máscara del Circuito.....	87
IV.5.2	Simulaciones.....	89
IV.6	Comparación con otras Estructuras Similares.....	89
IV.6.1	Transistor fEDOFL1.....	90
IV.6.2	Otras Estructuras.....	91
IV.7	Estabilidad del Circuito.....	92
<u>Capítulo V: Conclusiones</u>		93
V.1	Conclusiones y futuras líneas de investigación.....	94
<u>Referencias</u>		96

Capítulo I

Introducción

Capítulo I

Introducción

I.1 Marco del Proyecto

En los últimos años se ha producido un crecimiento espectacular en los sistemas de comunicaciones móviles, entre los que cabe destacar la telefonía celular, los sistemas de posicionamiento global por satélite (GPS) o las redes de área local inalámbricas (WLAN). Este crecimiento redundante en la necesidad de equipos cada vez más compactos y con menor consumo. Por otro lado cada vez se busca que los equipos trabajen a mayor frecuencia, debido a la saturación que presenta el espacio radioeléctrico.

El proyecto que se presenta en esta memoria tiene como fin la obtención de un mezclador a 5.25 GHz sobre tecnología MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuits) de arseniuro de galio (GaAs). A su vez, este trabajo se engloba dentro de un proyecto más general denominado **“Plataforma hardware para comunicaciones móviles de 4ª generación”**. El aspecto relacionado con la tecnología monolítica es donde cabe ubicar este Proyecto Fin de Carrera.

Uno de los subsistemas básicos en todo transceptor es el mezclador. Los moduladores, demoduladores, convertidores de frecuencia o mezcladores, son casos particulares de multiplicadores que se diseñan con restricciones de frecuencia y ruido. En la Figura 1.1 se muestra la arquitectura típica del front-end de un receptor. El mezclador de conversión descendente baja la señal de RF, procedente del LNA, a una frecuencia intermedia IF, con ayuda de un oscilador local OL, permitiendo que tanto la selección del canal como el control de la ganancia se realice a frecuencias más bajas, donde es menos costoso construir filtros de alto factor de calidad y amplificadores de ganancia variable. El objetivo de nuestro trabajo, es el diseño de un mezclador que opere a la frecuencia de 5.25 GHz. En nuestro caso, la frecuencia de

funcionamiento del oscilador será de 5.11 GHz, de manera que la señal a frecuencia intermedia se encuentra a 140 MHz.

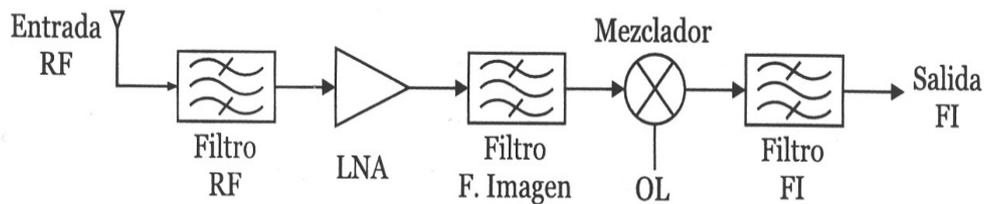


Figura 1.1 Front-end de un receptor heterodino

Actualmente las restricciones para mezcladores en sistemas inalámbricas, continuamente aumentan en términos de pérdidas de conversión (ganancia), figura de ruido y rango dinámico. Los valores obtenidos en la intermodulación para el front-end de un receptor suele estar limitada por el propio mezclador. Esta es la razón por la que los resultados obtenidos para el mezclador son peores respecto al resto de las etapas. Por esta razón, para receptores de microondas de bajo ruido, mejorando la capacidad de gran señal del mezclador, se consigue mejorar el rango dinámico. Con la tendencia actual de la disminución de la fuente de alimentación de un sistema receptor, por voltajes de una célula de batería simple, ($V_{supply} \leq 1.2 \text{ V}$), llega a ser para un mezclador activo más difícil cumplir los requerimientos de linealidad e intermodulación. Sin embargo, el tipo de estructura utilizado para este proyecto, un mezclador resistivo, tiene la ventaja significativa de no ser dependiente de ninguna fuente de alimentación.

Todos estos tipos de estructuras de mezcladores de microondas, así como las características más importantes que definen un mezclador, y que han sido mencionadas anteriormente, se explicarán con mayor detalle en el Capítulo 2.

I.2 Opciones de Diseño

En la elaboración de este trabajo debemos de tener en cuenta una serie factores tales como: cumplimiento de las prestaciones requeridas, coste del circuito, consumo, facilidades de diseño, tamaño, etc. Las alternativas que se escojan deben tratar de optimizar en la medida de lo posible el conjunto de los factores anteriores, entendiendo dicha optimización como la consecución de un circuito en el que ninguna de las características comentadas empeore ostensiblemente respecto a las demás.

La primera opción de diseño, es la elección de la tecnología a utilizar, impuesta por las propias condiciones que se exigen en el marco donde se encuadra el trabajo. El dispositivo se va a implementar en tecnología MMIC sobre GaAs, y trataremos de justificar esta elección frente a otras tecnologías, como la híbrida.

Una vez establecido que vamos a trabajar con tecnología MMIC, la siguiente opción de diseño debe centrarse en el tipo de estructura que se va a utilizar para la implementación del mezclador. Como se dijo anteriormente, el Capítulo 2 de esta memoria está dedicado a describir una serie de estructuras físicas para la realización de mezcladores así como la justificación del hecho de haber optado por un mezclador resistivo.

Elegida la tecnología y la estructura del circuito, nos queda determinar los dispositivos activos que se van a usar en la realización del mismo. Los cabezales de RF y microondas requieren numerosos tipos de circuitos pasivos y activos, lineales y no lineales. Estos últimos están basados en dispositivos de estado sólido como diodos Schottky o PIN, y transistores BJT, MOSFET, MESFET, HBT o HEMT; dispositivos que han tenido gran impacto en el desarrollo de los sistemas de RF y microondas. En este trabajo se ha optado por un dispositivo que en los últimos años ha centrado la atención de los investigadores, en parte a su buen comportamiento a frecuencias muy altas, lo que le hace especialmente adecuado para aplicaciones de microondas. Este dispositivo es el HEMT (High Electron Mobility Transistor). Hoy en día existen innumerables artículos en revistas especializadas en torno a este transistor, y cada vez son más los proyectos que lo utilizan en la práctica. Dedicaremos el Capítulo 3 de esta memoria a introducir brevemente la tecnología HEMT y describiremos las características de los modelos que se han usado en este proyecto.

Las anteriores, aunque son las tres opciones fundamentales que se nos han presentado en la elaboración de este proyecto, no son las únicas. En el diseño final del circuito juegan un papel fundamental algunas alternativas que tienen que ver fundamentalmente con la forma en que se polarizan los transistores del circuito elegido. Las decisiones tomadas en torno a estas características van a condicionar de manera absoluta las prestaciones de nuestro diseño en cuanto a ganancia, intermodulación, etc. El Capítulo 4 de esta memoria, que es el núcleo fundamental de este Proyecto Fin de Carrera, justificará los valores asignados a estos parámetros.

1.3 Tecnología MMIC

Como se ha dicho, el circuito se va a llevar a cabo sobre tecnología MMIC. La evolución y el desarrollo de esta tecnología en los últimos años ha sido bastante considerable. Dos factores han sido fundamentales en el despegue de esta tecnología: por una parte, la mejora de los procesos tecnológicos de fabricación de los circuitos MMIC, fundamental para la implantación de la idea de diseño en una estructura física como un chip; y por otra, el desarrollo de paquetes de CAD/CAM, que han hecho mucho más asequible para el diseñador la tarea de dar a luz a una determinada aplicación. Hoy en día existen programas que incorporan librerías con modelos de dispositivos actualizados en cada momento por la Foundry con la que se trabaje. Estos modelos, además de permitir ser simulados dentro de una determinada estructura, se usan también en el diseño de las máscaras del layout, facilitando enormemente el trabajo del diseñador. De hecho, en este proyecto nos valdremos de uno de estos programas (en concreto, el programa Libra de HPEEsof) y utilizaremos modelos de dispositivos del proceso ED02AH de la Foundry de Philips (PML).

Existen resultados publicados sobre aplicaciones en esta tecnología donde se han conseguido rangos de frecuencias superiores a los 35 GHz., algo que era impensable conseguir con otras técnicas de circuitos de microondas. El bajo coste (cuando la fabricación se realiza a gran escala), un buen funcionamiento, un tamaño reducido y una gran facilidad de reproducción, son características destacables de los circuitos MMIC.

El dispositivo activo que más se ha venido utilizando desde el inicio con la tecnología MMIC es el MESFET (METal Semiconductor Field Effect Transistor). Posiblemente, el hecho de que mediante la utilización del GaAs MESFET se hayan conseguido muy buenos resultados en el diseño de circuitos amplificadores, conversores de frecuencia, osciladores, desplazadores de fase, etc., haya sido lo que ha lanzado a esta técnica, puesto que las prestaciones logradas con este transistor no se habían logrado antes con ningún otro dispositivo en los campos anteriores. No obstante, en los últimos tiempos se vienen usando con cierta profusión, por sus excelentes características en frecuencia, los FET's en tecnología HEMT, que son precisamente los dispositivos que usaremos en este proyecto.

Generalmente el semiconductor que se utiliza en MMIC es el silicio, aunque el empleo de arseniuro de galio ofrece mayores ventajas [1]. De hecho, esto es la base y el fundamento para el empleo del HEMT que se usa en este trabajo. Los requisitos exigibles a un material para que pueda ser usado como sustrato son los siguientes:

- Que se pueda procesar por lotes.
- Que tenga buenas propiedades de conexión RF, con resistencia e inductancia bajas.
- Alta conductividad térmica.
- Que permita el uso de una técnica de deposición de película delgada de bobinas con alto factor de calidad y de condensadores.
- Que se puedan colocar los dispositivos activos sobre el circuito sin necesidad de utilizar cables.
- Que de lugar a poco tamaño, poco peso y bajo coste.

Pese a todo, y debido a la utilización de otras técnicas en años anteriores, existen circuitos que son capaces de solucionar la mayoría de los problemas sin tener que recurrir a la tecnología MMIC. Incluso hay cierto escepticismo a la hora de augurar un buen futuro a la tecnología MMIC entre los que se dedican a la comercialización de circuitos híbridos, que es la principal competencia de los circuitos monolíticos. Con objeto de justificar la elección de la tecnología MMIC para la implementación del circuito, detallamos algunas características importantes que miden la potencia de esta tecnología, como son:

- Ancho de Banda : con MMIC se han conseguido resultados buenos en una banda de trabajo bastante ancha para aplicaciones en el contexto de las radiocomunicaciones, debido en parte a la posibilidad de colocar los componentes eléctricamente más cerca de los transistores que si utilizamos tecnología híbrida.
- Flexibilidad: es una característica inherente al proceso de diseño y fabricación de la tecnología MMIC. De todas maneras, es posible aprovechar algunas

propiedades de los circuitos híbridos, utilizando un interfaz de adaptación entre ambas tecnologías.

- Reproducibilidad: una vez obtenido un circuito prototipo con un funcionamiento adecuado, podremos a partir de él obtener todos los circuitos que queramos con idénticas características. Es cierto que pueden producirse pequeñas variaciones en parámetros como la longitud de puerta, concentraciones de dopado, etc, pero estas son mínimas, y también en el circuito final. En la tecnología híbrida se han realizado esfuerzos para mejorar esta prestación, pero por la propia filosofía del diseño, nunca alcanzará las prestaciones en MMIC.
- Tamaño y Manejo: en MMIC, es el encapsulamiento de los chips, los reguladores asociados a la corriente continua y los circuitos de control, los que ocupan la mayor parte de la superficie del chip, en comparación con el circuito que implementa la funcionalidad concreta para la que se diseña. Además, MMIC permite la posibilidad de montar módulos independientes y luego unirlos para formar el chip definitivo. Incluso se pueden realizar las medidas y pruebas de RF en cada uno de los módulos por separado.
- Desarrollo y Coste Total: el coste total de cualquier circuito de microondas se puede relacionar directamente con cinco factores
 - ✓ Rendimiento; influido por la tecnología usada, complejidad del circuito, etc.
 - ✓ Tamaño
 - ✓ Material empleado
 - ✓ Volumen de producción
 - ✓ Automatización alcanzado en el proceso de producción

El principal factor en MMIC es el que afecta al desarrollo del circuito, puesto que los procesos de ingeniería y de tecnología no están totalmente optimizados. Sin embargo, a excepción del material usado (dado que en MMIC es caro cuando se usa GaAs), el resto de factores son más óptimos en tecnología MMIC que para la híbrida, lo que hace que el coste total en MMIC sea más bajo respecto a la tecnología híbrida, sobre todo para grandes producciones. Una relación de coste entre los circuitos MMIC y los híbridos viene dada por la siguiente expresión [1]:

$$\text{Razón de coste} = \frac{\text{Coste del circuito integrado monolítico} + \text{Pruebas} + \text{Encapsulado}}{\text{Coste del circuito híbrido} + \text{Coste de dispositivos} + \text{Montaje} + \text{Pruebas} + \text{Encapsulado}}$$

Uno de los inconvenientes sobre los que hacen hincapié los detractores de la tecnología MMIC es que solamente un pequeño porcentaje de superficie de GaAs contiene dispositivos activos, y el GaAs es caro y no se puede desaprovechar. De todas formas, las ventajas que proporciona esta tecnología son lo suficientemente importantes como para que este inconveniente sea insalvable. Además, la desventaja respecto a la tecnología

híbrida es sólo aparente, dado que en ésta se hacen necesarios, en la mayor parte de las ocasiones, elementos adicionales que al final encarecen el producto.

Sin embargo es innegable el hecho de que hay muchas funciones que actualmente están disponibles con MMIC's de GaAs que habrían sido imposible conseguir mediante el empleo de tecnología híbrida. Por ejemplo, con MMIC se han conseguido FET's de longitud de puerta reducida. Sin embargo, la tecnología híbrida se resiste a dejar de ocupar una plaza relevante en el mercado actual, y por ello se avanza en la investigación para dar lugar a nuevas generaciones de híbridos con mejores características. El principal esfuerzo está encaminado a intentar reducir el tamaño de los circuitos híbridos, que es una de las desventajas claras respecto a MMIC.

Capítulo II

Mezcladores de Microondas

Capítulo II

Mezcladores de Microondas

II.1 Introducción

Un mezclador es fundamentalmente un multiplicador. Un mezclador ideal multiplica una señal por una senoide, desplazándola de este modo a una frecuencia superior y a otra inferior. Después se deja pasar, mediante filtrado, sólo una de las bandas laterales. Una señal modulada de banda estrecha, generalmente llamada señal de RF, y representada por:

$$S_{RF}(t) = a(t) \text{sen}(\omega_s t) + b(t) \text{cos}(\omega_s t) \quad (2.1)$$

se multiplica por la señal que se obtiene de un oscilador, denominada oscilador local (OL):

$$f_{LO}(t) = \text{cos}(\omega_p t) \quad (2.2)$$

De esta forma se obtiene una señal de frecuencia intermedia (FI), que viene dada por:

$$S_{IF}(t) = \frac{1}{2} a(t) (\text{sen}((\omega_s + \omega_p)t) + \text{sen}((\omega_s - \omega_p)t)) + \frac{1}{2} b(t) (\text{cos}((\omega_s + \omega_p)t) + \text{cos}((\omega_s - \omega_p)t)) \quad (2.3)$$

En el mezclador ideal, dos componentes sinusoidales de FI, llamadas productos de mezcla, resultan de cada senoide en la señal de RF. En los receptores generalmente se usa la componente cuya frecuencia es la diferencia entre la frecuencia de la señal de RF y la del OL. La componente suma se rechaza mediante filtros. Este proceso se esquematiza en la Figura 2.1.

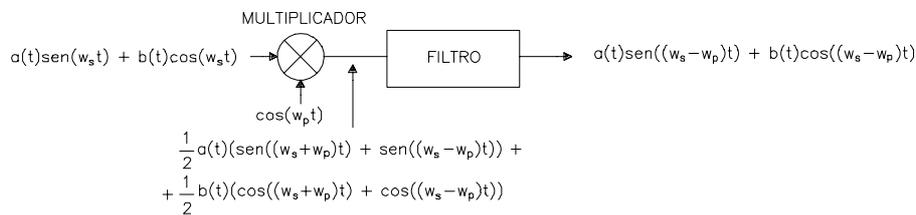


Figura 2.1 Funcionamiento de un mezclador ideal

Desafortunadamente, los mezcladores reales no son tan simples. Incluso cuando la tensión aplicada a la puerta del oscilador local es una senoide pura, las no linealidades que introduce el dispositivo mezclador la distorsionan, dando lugar a armónicos. Estas no linealidades pueden distorsionar también a la señal RF, dando lugar a armónicos de RF. La señal de salida, o señal FI es, en general, la combinación de todos los posibles productos de mezcla de los armónicos de RF y de OL. Para seleccionar la respuesta deseada se usan filtros, eliminando las señales indeseadas, también llamadas espúreas.

Cualquier mezclador, incluso uno que sea ideal, tiene una frecuencia de RF que puede crear una señal que cae justo a la frecuencia de FI. Esta respuesta espúrea se llama imagen y ocurre a la frecuencia de $2f_{LO} - f_{RF}$. Por ejemplo, si un mezclador se diseña para que lleve una frecuencia de 10 GHz a 1 GHz con un OL de 9 MHz, éste también llevará la frecuencia de 8 MHz a 1 MHz utilizando la misma frecuencia para el OL. Se pueden diseñar combinaciones de mezcladores y circuitos híbridos que rechacen esta imagen.

Es importante reseñar que el proceso de desplazamiento de frecuencia, que es el fundamento de un mezclador, es un proceso lineal. Aunque son dispositivos no lineales los que se vienen usando en la realización de mezcladores, no hay nada en el proceso de desplazar la frecuencia que requiera una no linealidad.

Los mezcladores son usados en todos los sistemas de microondas, tanto en transmisores como en receptores (heterodinos). El diagrama de bloques de un receptor de este tipo se muestra en la Figura 2.2. Se ve en ella que, tras el mezclador, se realiza el filtrado de la frecuencia intermedia, para atenuar de esta forma las frecuencias espúreas que se hayan generado en el proceso de la mezcla.

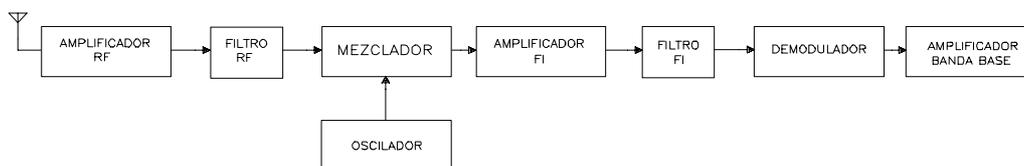


Figura 2.2 Diagrama de bloques de un receptor heterodino

Al bajar la frecuencia de la señal recibida a un valor más bajo (FI), pueden emplearse filtros de FI con ancho de banda menor, y luego amplificarse la señal, para efectuar la detección a alto nivel. Esto supone un aumento muy significativo en la sensibilidad del receptor, lo que es muy importante en microondas, puesto que se trabaja normalmente con niveles bajos de potencia. Para mejorar la selectividad del receptor se usan a veces varias frecuencias intermedias. Con esto, al tener varias conversiones, se puede trabajar con bandas de sintonía más amplias.

II.2 Características Prácticas de los Mezcladores

A continuación se describen una serie de características prácticas que permiten establecer una comparación entre los distintos tipos de mezcladores que se pueden diseñar. En principio, una primera opción de diseño será el utilizar componentes pasivos o activos en la implementación de los mezcladores. Para cada una de las características que se reseñen se expondrán las ventajas e inconvenientes de optar por una u otra alternativa.

El enfatizar algunas de estas características frente a otras da lugar a que se escoja uno u otro tipo de estructura. Como se expone más adelante, el diseño que se presenta en este proyecto persigue sobre todo una baja intermodulación y una ganancia (pérdidas) de conversión razonable en el rango de frecuencias en el que se utiliza.

II.2.1 Ganancia de Conversión

Vamos a definir la ganancia de conversión de un mezclador como:

$$Gc(dB) = P_{IF}(dBm) - P_{RF}(dBm) \quad (2.4)$$

siendo P_{IF} la potencia de la señal de salida del mezclador y P_{RF} la potencia de la señal de entrada (ambas medidas en dBm).

Como veremos en este mismo capítulo, existen múltiples dispositivos físicos que se pueden utilizar para configurar un mezclador. Los diodos Schottky son uno de ellos. Este es un tipo de componente pasivo. Por ello, los mezcladores que usan diodos de barrera Schottky tendrán pérdidas de conversión, en lugar de ganancia. Es decir, el parámetro que hemos definido será negativo. Estas pérdidas tienen una serie de consecuencias: mientras mayores sean las pérdidas de conversión, mayor será el ruido del sistema y más

amplificación se necesitará. Unas pérdidas altas contribuyen indirectamente a aumentar la distorsión, debido a los altos niveles de señal que resultan de una preamplificación adicional que se hace necesaria para compensar esas pérdidas. Además, también conlleva un aumento en el coste del sistema, dado que las etapas de preamplificación de bajo ruido suelen ser caras.

En lugar de usar componentes pasivos como los anteriores, podríamos pensar en utilizar dispositivos activos, como MOSFETs, MESFETs o HEMTs, que serán los que se usen en este Proyecto Fin de Carrera. Los mezcladores diseñados con este tipo de componentes generalmente tienen ganancia de conversión, o sea, el parámetro definido antes es positivo; sin embargo para nosotros será negativo ya que el mezclador que se presentará en este proyecto, es resistivo, aun utilizando un dispositivo activo HEMT, siendo unos de los objetivos del diseño que se planteará en el Capítulo 4, disminuir en la medida de lo posible estas pérdidas, sin empeorar otras características del mismo.

II.2.2 Ancho de Banda

El ancho de banda de un mezclador a diodos está limitado por los circuitos externos, especialmente por los híbridos o baluns que se usan para acoplar las señales de RF y OL a los diodos. En los mezcladores activos, el ancho de banda puede estar limitado por el propio dispositivo que se utilice, además de por los híbridos o circuitos acopladores que se puedan utilizar como circuitos externos.

II.2.3 Distorsión

Hay que decir que todo, en mayor o menor medida, es en cierto grado no lineal y genera distorsión. Sin embargo, a diferencia de los amplificadores o de componentes pasivos, los mezcladores a menudo usan dispositivos fuertemente no lineales para realizar el proceso de mezcla. A causa de estas fuertes no linealidades, los mezcladores pueden generar altos niveles de distorsión. En los receptores, generalmente es el mezclador el que da lugar a mayor distorsión.

La distorsión en mezcladores se pone de manifiesto como una distorsión de intermodulación, producida por la mezcla entre múltiples tonos de RF y los armónicos de esos tonos. Si dos tonos de RF, de frecuencias f_1 y f_2 , se aplican a un mezclador, las no linealidades en el mismo generarán una serie de nuevas frecuencias, dando lugar a un espectro de salida tal y como se muestra en la Figura 2.3. En dicha figura se muestran los productos de intermodulación hasta de tercer orden, entendiéndose por orden n todas las posibles n -combinaciones que se pueden hacer entre los armónicos de los dos tonos (sin incluir la frecuencia del OL). En general, una no linealidad de orden n da lugar a productos de distorsión de orden n (y también de órdenes menores).

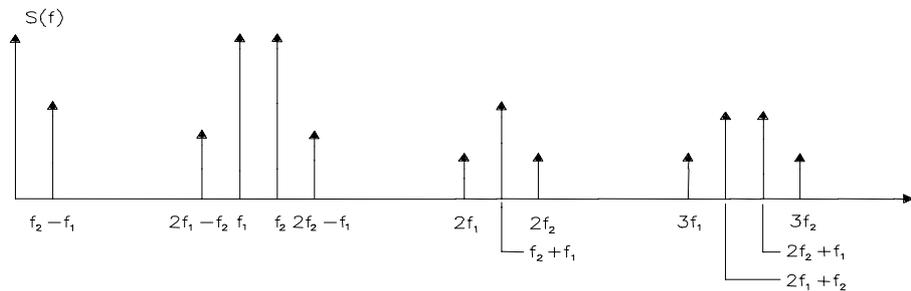
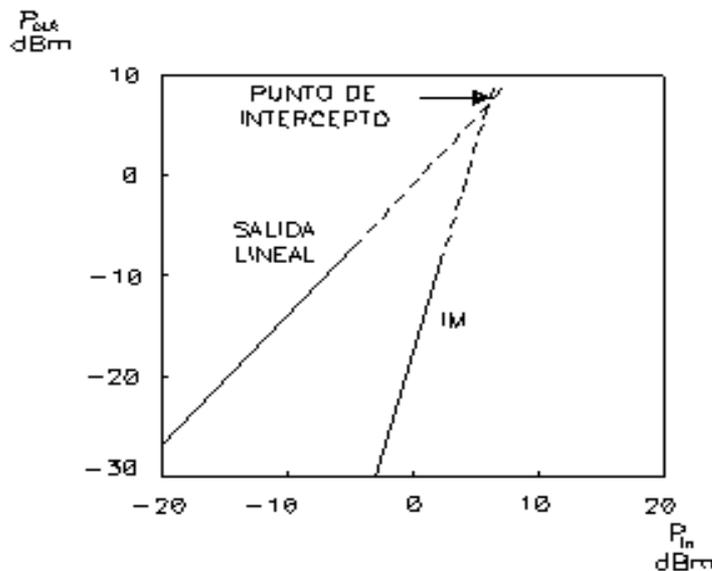


Figura 2.3 Productos de Intermodulación

Una propiedad importante de la distorsión de intermodulación es que el nivel del producto de intermodulación (IM) de n ésimo orden varía n decibelios por cada decibelio que varía el nivel de la excitación de RF. El punto en el que los niveles de la excitación y del producto de intermodulación de orden n son iguales se denomina punto de intercepto de orden n , que denotaremos como IP_n . En la Figura 2.4 se muestra un ejemplo de cómo puede crecer la distorsión de intermodulación a medida que aumenta el nivel de señal de entrada. El punto de intercepto se obtiene extrapolando las características de salida de la señal lineal (la que queremos) y de la intermodulación de que se trate. En la mayoría de componentes, el punto de intercepto se define como potencia de salida; sin embargo, en mezcladores es tradición definirlo como potencia de entrada.



2.4 Punto de Intercepto

La intermodulación que se suele tener más en cuenta a la hora de realizar un mezclador es la de dos tonos y de tercer orden, que es especialmente molesta porque los

tonos de intermodulación caen en la banda de señal, siendo difíciles de eliminar mediante filtrado. Nuestro diseño se ha optimizado para hacer lo más pequeña posible esta distorsión, como se verá más adelante.

Dado el punto de intercepto de orden n , IP_n , y el nivel de la señal de entrada, el nivel de la intermodulación P_{IM} se puede calcular como:

$$P_{IM} = nP_{lin} - (n-1)IP_n \quad (2.5)$$

donde P_{lin} es el nivel de cada uno de los tonos (se supone que los dos tienen el mismo nivel). Por convenio, P_{lin} y P_{IM} son las potencias de una sola componente de frecuencia, no la potencia total de todos los componentes.

II.2.4 Ruido

En un mezclador pasivo en el que la señal imagen ha sido eliminada mediante filtrado, la figura de ruido es igual, o sólo unas pocas décimas de decibelio por encima, a la pérdida de conversión. En este sentido, el mezclador se comporta como si fuese un atenuador con una temperatura igual o ligeramente superior a la ambiental.

En mezcladores activos, la figura de ruido no se puede relacionar de una forma tan fácil con la ganancia de conversión. La figura de ruido de un mezclador que use dispositivos activos depende fuertemente de las características del diseño.

II.2.5 Respuestas Espúreas

Un mezclador convierte una señal de RF en una señal de FI. La transformación más común es $f_{FI} = f_{RF} - f_{OL}$, aunque también existen otras. Ya se ha comentado que en el proceso de mezcla los armónicos de las señales de RF y OL pueden generar nuevos productos, dando lugar a un conjunto de frecuencias $f_{FI}(m,n) = m \cdot f_{RF} + n \cdot f_{OL}$, con m y n enteros. Si una señal de RF (que puede o no estar dentro de la banda de trabajo de RF) crea una respuesta no deseada dentro de la banda de interés en FI, se dice que esa respuesta es espúrea. Normalmente las frecuencias de trabajo de RF, OL y FI se seleccionan cuidadosamente para evitar respuestas espúreas, y se usan filtros que rechazan señales RF que caen fuera del rango de funcionamiento para que éstas no generen espúreas en FI. Los filtros en FI sólo se usan para seleccionar la respuesta deseada.

Existen muchos tipos de mezcladores balanceados que rechazan ciertos espúreas en los que m o n es par (es posible crear circuitos que rechacen respuestas donde m o n sea impar, pero en ellos generalmente también se rechaza la respuesta deseada). La mayoría de los mezcladores simplemente balanceados rechazan algunos de los productos con m o n par.

II.2.6 Otros Procesos de Rechazo

Los mezcladores balanceados rechazan algunos productos de intermodulación de orden par y dan lugar a buenos aislamientos entre los puertos. Estos fenómenos dependen de la cancelación de la corriente de FI o de las componentes de tensión que son iguales en magnitud y tienen un desfase de 180° . Los errores de fase y magnitud se introducen por posibles desbalances en el circuito, y eso da lugar a que la cancelación aludida sea imperfecta.

En las respuestas espúreas o en la cancelación de la intermodulación, los errores de fase que ocurren en RF o en el OL se multiplican por los armónicos que generan el espúreo. Por ejemplo, si existe un error de fase de 5° entre las señales de RF y RF negada, el espúreo (6,1) tendrá un error de 30° en la respuesta FI. Por esta razón, los espúreos y los productos de intermodulación de orden alto son más difíciles de cancelar en mezcladores balanceados que los de bajo orden.

II.2.7 Señales Espúreas

Es importante distinguir entre lo que son señales espúreas y lo que ya hemos definido como respuestas espúreas. Las señales espúreas resultan generalmente de componentes de frecuencia indeseadas en la señal del OL que son convertidas a la frecuencia de FI o que simplemente pasan a través del mezclador hacia la parte de FI. Los mezcladores no suelen generar señales espúreas; lo que sí crean habitualmente son respuestas espúreas. Los sintetizadores de frecuencia y los osciladores generan normalmente ese tipo de señales espúreas. Es competencia del diseñador de la fuente del OL eliminar, en la medida de lo posible, estas señales.

II.2.8 Potencia DC

En aplicaciones en las que el suministro de potencia se realice a través de una batería, los mezcladores utilizados deberán consumir la mínima potencia DC posible, para así alargar la vida de dicha batería. Así, por ejemplo, los mezcladores pasivos a diodo o con FETs no consumen potencia DC, pero sus pérdidas necesitan el uso de etapas amplificadoras que sí consumen potencia. Los mezcladores balanceados requieren más potencia de OL que los mezcladores de un solo dispositivo, lo que afecta indirectamente al consumo de potencia DC. De hecho, existen algunos mezcladores de un solo dispositivo que tienen unas características similares a los balanceados y no requieren un nivel alto del OL.

II.2.9 Características Térmicas y Mecánicas

Los mezcladores a diodo y los mezcladores a FET resistivos tienen una muy buena estabilidad térmica. La estabilidad térmica de los mezcladores a FET activos es similar a

la que se consigue en amplificadores a FET. En muchas aplicaciones, los mezcladores están sujetos a considerables tensiones mecánicas y térmicas, así como a condiciones ambientales de polvo y humedad. Las técnicas modernas de fabricación y el encapsulamiento de los dispositivos deben tener en cuenta todo lo anterior.

II.3 Dispositivos Semiconductores Para Mezcladores

Los principales dispositivos usados en mezcladores son los diodos Schottky y los FETs. Los transistores de unión bipolar (BJTs) también se usan ocasionalmente, sobre todo en circuitos multiplicadores con la configuración de célula de Gilbert, pero debido a sus mejores características de gran señal, a rangos de frecuencia más altos y a su menor ruido, los dispositivos FET son los que se prefieren habitualmente. Los diodos Schottky tienen la ventaja de un bajo coste, amén de que no necesitan polarización DC. A diferencia de los FETs y de los BJTs, los diodos son dispositivos de dos terminales, por lo que pueden ser invertidos; esto permite usarlos en configuraciones en las que es imposible utilizar dispositivos de tres terminales.

El diodo de barrera Schottky es, posiblemente, el dispositivo que más se ha utilizado en la realización de mezcladores. Debido a que estos diodos son capaces de conmutar muy rápidamente y tienen unos parásitos muy pequeños, pueden ser usados en mezcladores de banda ancha. Los mezcladores basados en diodos Schottky no suelen requerir circuitos de adaptación, de manera que no se necesita sintonizarlos o ajustarlos.

La principal desventaja de los mezcladores basados en diodos es que siempre van a tener pérdidas de conversión. Los mezcladores que usan transistores son capaces de superar esta dificultad, dando lugar a circuitos con ganancia de conversión. Esto ayuda a simplificar la arquitectura de un sistema, permitiendo reducir el número de etapas amplificadoras necesarias en los mezcladores a diodo. Además, con el uso de transistores de doble puerta se pueden generar estructuras en donde se aseguran muy buenos aislamientos entre la señal de RF y la del OL.

A continuación vamos a describir algunos de los dispositivos más frecuentes en la realización de mezcladores, poniendo de manifiesto cuál es la característica de cada uno de ellos que se aprovecha para dar lugar al proceso de mezcla. Acabaremos este apartado comentando el dispositivo que usamos en este Proyecto Fin de Carrera.

II.3.1 Diodos de Barrera Schottky

Un diodo de barrera Schottky consiste en una unión metal-semiconductor rectificadora. El semiconductor se compone de una fina capa epitaxial que se hace crecer sobre un sustrato fuertemente dopado. El contacto metálico es el ánodo, y un contacto óhmico que hace las veces de cátodo se añade al sustrato en la parte inferior del chip. La Figura 2.5 muestra la estructura típica de un diodo de barrera Schottky. En ella las dimensiones reseñadas (en micras) y los niveles de dopado son típicos para diodos de

microondas. Los diodos destinados a aplicaciones de más baja frecuencia pueden tener mayores superficies de unión y capas epitaxiales más gruesas.

II.3.1.1 Circuito Equivalente

El circuito equivalente del diodo de la figura anterior es el que se muestra en la Figura 2.6. En un diodo real se deberían de añadir elementos adicionales que tuviesen en cuenta las inductancias y las capacidades parásitas propias de la estructura del dispositivo, así como las relativas al proceso de encapsulamiento. La característica $I(V)$ de la unión, es la no linealidad dominante en el diodo.

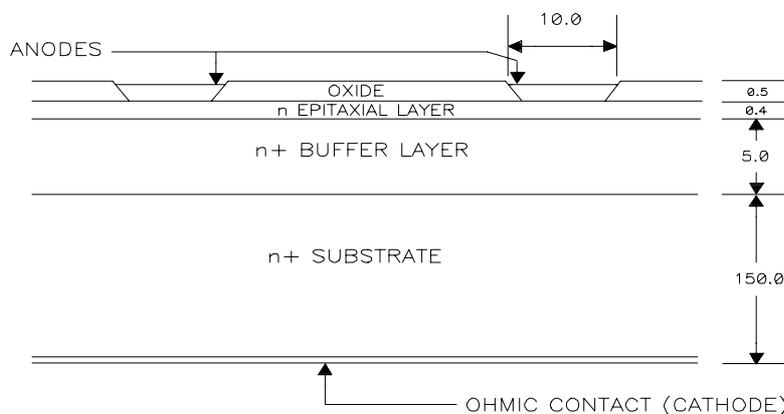


Figura 2.5 Sección transversal de un diodo de barrera Schottky

La capacidad de la unión $C(V)$ es una no linealidad más débil que no tiene un efecto significativo en el proceso de mezcla. La resistencia serie R_s es la resistencia de la capa epitaxial que queda bajo la unión. La resistencia del sustrato y del contacto óhmico pueden también añadirse R_s , aunque su contribución es menor.

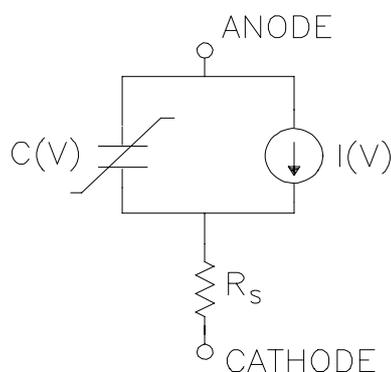


Figura 2.6 Circuito equivalente de una unión Schottky

La característica I/V viene dada por la expresión exponencial:

$$I(V) = I_0 \left(\exp\left(\frac{qV}{\eta KT}\right) - 1 \right) \quad (2.6)$$

donde q es la carga del electrón, K la constante de Boltzmann, y T la temperatura absoluta en kelvins. η es un factor de idealidad, generalmente en el rango de 1.05 a 1.25, y tiene en cuenta la no idealidad de la unión. I_0 es el parámetro de corriente, proporcional a la superficie de la unión. Se ve afectado de manera compleja por la temperatura y los materiales que se usen en la unión.

La capacidad $C(V)$ viene dada por:

$$C(V) = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V}{\phi}\right)^\gamma} \quad (2.7)$$

donde C_{j0} es la capacidad de la unión para voltaje nulo y ϕ es el potencial intrínseco de la unión. γ depende del perfil de dopado de la capa epitaxial; su valor es 0.5 si dicha capa está uniformemente dopada.

La resistencia serie R_s depende fuertemente de la geometría de la unión y del nivel de dopado de la capa epitaxial: mientras más largo o estrecho sea el camino a seguir por la corriente a través del semiconductor, o mientras más bajo sea el nivel de dopado, mayor será R_s . El valor de R_s es aproximadamente inversamente proporcional a la superficie de unión (sin embargo, C_{j0} es directamente proporcional a esa superficie). Debido a la mayor movilidad electrónica del GaAs, los diodos construidos con este material tienen una R_s menor que los de silicio. R_s es generalmente del orden de unos pocos ohmios.

Una figura de mérito para un diodo Schottky viene dada por la frecuencia de corte, que se calcula como:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_s C_{j0}} \quad (2.8)$$

donde R_s se mide en DC y C_{j0} a alguna frecuencia baja que sea conveniente. f_c suele ser de unos cientos a varios miles de Ghz, dependiendo del tipo de diodo y del material semiconductor. Como regla general, f_c debe ser al menos cinco veces, y preferiblemente diez veces, la frecuencia de RF del mezclador.

II.3.2 Transistores de Efecto de Campo

En la realización de mezcladores se usa una gran variedad de tipos de transistores de efecto de campo (FETs). Desde los años sesenta, los MOSFETs de silicio (a menudo dispositivos de doble puerta) han dominado las aplicaciones de mezcladores en receptores de comunicaciones hasta frecuencias de aproximadamente 1 Ghz. A frecuencias más elevadas, los MESFETs de GaAs son los que se utilizan habitualmente.

Aunque los FETs pueden realizar la mezcla de frecuencias de varias formas, la más común es usar la variación en el tiempo de la transconductancia que resulta al aplicar la señal del OL a la puerta de estos dispositivos. Así pues, en un FET usado como mezclador, la transconductancia es el parámetro fundamental. La mayoría de los parásitos resistivos y reactivos son de un interés secundario; la excepción es la capacidad que se establece entre la puerta y el canal de conducción, que limita el rango de frecuencia en el que el dispositivo puede ser usado.

La Figura 2.7 muestra el circuito equivalente de un FET. La topología es la misma para todos los tipos de FET; las diferencias entre los distintos tipos están en los valores de los elementos, y especialmente en las características I/V y C/V de los elementos no lineales.

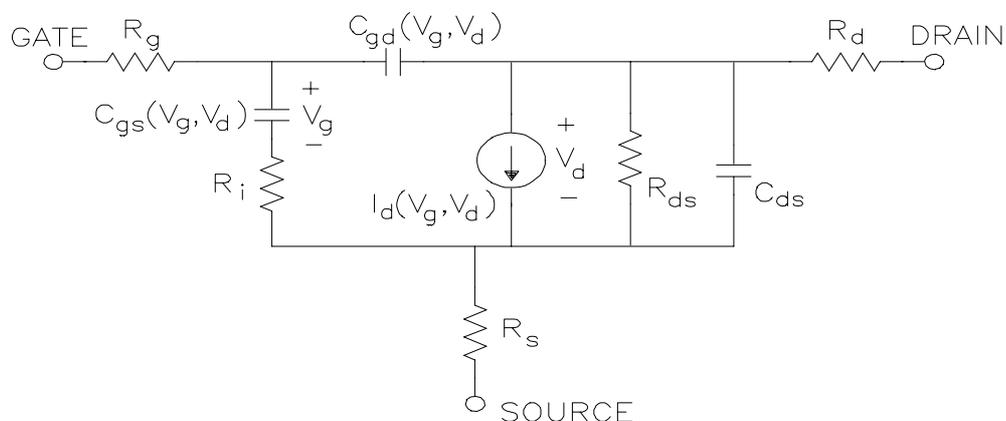


Figura 2.7 Circuito equivalente de un FET

Todos los FETs tienen resistencias asociadas con los contactos óhmicos de sus drenadores y fuentes, R_d y R_s respectivamente, y la resistencia de la puerta, R_g . R_{ds} es la resistencia drenador-fuente y R_i es la resistencia de la capa epitaxial en el final del canal por el lado de la fuente (normalmente es despreciable en todos los MOSFETs y en todos los FETs que se usen como mezcladores resistivos). C_{ds} es la capacidad drenador-fuente y C_{gd} la capacidad drenador-puerta, causadas fundamentalmente por la proximidad de las metalizaciones de puerta y drenador.

II.3.2.1 MOSFETs de silicio

Aunque los dispositivos de silicio tienen una transconductancia ostensiblemente menor que los de GaAs, son de bastante utilidad al menos para las frecuencias más bajas de microondas. A pesar de la inherente inferioridad del silicio frente al GaAs, los MOSFETs de silicio tienen algunas ventajas. La primera de ellas es el bajo coste del silicio frente al GaAs. Además, el comportamiento de los mezcladores construidos con MOSFETs de silicio en comparación con los de GaAs no es significativamente peor en los rangos de VHF y UHF. Por otro lado, las altas resistencias drenador-fuente de estos MOSFETs dan la posibilidad de obtener mayores ganancias de tensión que en dispositivos de GaAs (lo que puede ser una ventaja considerable en algunas aplicaciones). Además, el que la tensión umbral sea positiva (en los MOSFETs de enriquecimiento), en comparación con la tensión negativa de los FETs de GaAs, es muy útil en la realización de circuitos de bajo voltaje y en aplicaciones que sólo requieren una fuente DC (en el modelo ED02AH de Philips podemos encontrar HEMTs de GaAs con tensión umbral positiva). Los mezcladores que usan MOSFETs de enriquecimiento no suelen necesitar polarización de puerta. Por otra parte, los MOSFETs de dos puertas pueden dar lugar a buenos aislamientos entre el OL y la RF (siempre que estas señales se apliquen a puertas diferentes).

A los MOSFETs también se les llama FETs de puerta aislada, dado que la puerta está aislada del canal por una capa muy fina de óxido. En un dispositivo de enriquecimiento, un voltaje aplicado a la puerta genera portadores en la interfaz óxido-semiconductor, y como consecuencia resulta un canal de conducción. Aumentando la tensión de puerta se aumenta la superficie de carga y la corriente del canal. Un dispositivo de empobrecimiento tiene una capa ligeramente dopada bajo la puerta, de forma que el canal de corriente es posible incluso con una tensión nula a la puerta, y es necesaria una tensión negativa para despoblar de portadores esa capa bajo la puerta y con ello deshabilitar el canal de conducción. Los MOSFETs se pueden fabricar con el canal N- o P-

La Figura 2.8 muestra una sección transversal de un MOSFET de una sola puerta. Este dispositivo es apropiado para usarlo hasta los 6 Ghz, pero está diseñado fundamentalmente para aplicaciones de 900 Mhz (móviles fundamentalmente).

El dispositivo se construye sobre un sustrato P+, sobre el que se asienta una capa epitaxial P-. La base P- se utiliza para ajustar la tensión umbral. El pozo (sinker) P+ conecta las regiones de fuente a través del sustrato P+ a la parte baja del sustrato para posibilitar así una conexión a tierra. La longitud de la puerta es de 1.5 μm , aunque se han construido dispositivos con puertas de 0.6 μm . Una versión de doble puerta de este mismo dispositivo presenta una ganancia de conversión de 16 dB y una figura de ruido de 1.5 dB a 900 Mhz.

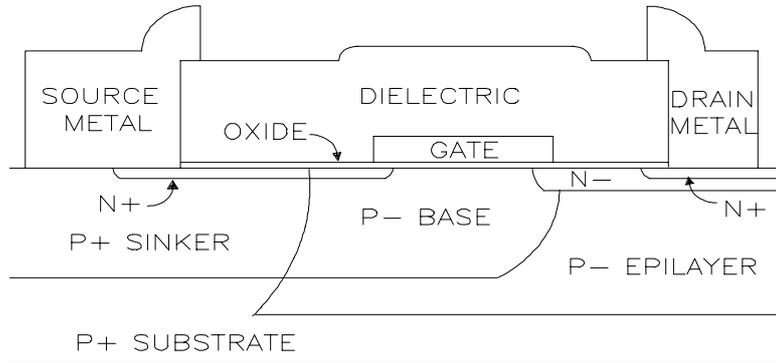


Figura 2.8 Sección transversal de un MOSFET de silicio apropiado para usarlo en mezcladores de microondas

Una expresión simple y razonablemente precisa de la corriente del canal en un MOSFET es

$$I_d(V_g, V_d) = \beta \left((V_g - V_t)V_d - \frac{V_d^2}{2} \right) \quad (2.9)$$

donde V_t es la tensión umbral, β es una constante que tiene unidades de V^{-2} , y las demás tensiones son las que se muestran en la Figura 2.7. La ecuación (2.9) es válida en la llamada *región lineal* del dispositivo, donde $V_d < V_g - V_t$ y $V_g > V_t$. Para mayores tensiones de drenador, la corriente es prácticamente independiente de V_d , y viene dada por (2.10) con $V_d = V_g - V_t$. Esta es la *región de saturación* del dispositivo, debido a que la corriente se satura en el sentido de que no incrementa con la tensión de puerta (en dispositivos de GaAs, la saturación de la corriente ocurre principalmente debido a que los electrones en el canal alcanzan una velocidad de tránsito límite o saturada. Aunque este fenómeno también ocurre en los dispositivos de silicio, el efecto en la característica I/V es mucho menor, y la saturación de la corriente se debe principalmente al pinch-off del canal en el extremo del drenador). La corriente en este caso es:

$$I_d(V_g, V_d) = \frac{\beta}{2} (V_g - V_t)^2 \quad (2.10)$$

Las ecuaciones (2.9) y (2.10) resultan de un análisis aproximativo del dispositivo relativamente simple. Modelos más precisos y mucho más complejos están siendo objeto de continuos estudios. Sin embargo, estas ecuaciones describen una de las más importantes características de un FET de silicio: la dependencia cuadrática de la corriente de drenador con la tensión de puerta. Esta característica es la responsable de la baja distorsión de tercer orden que presenta este dispositivo.

Derivando (2.10) tenemos la transconductancia cuando $V_d > V_g - V_t$:

$$G_m(V_g) = \beta (V_g - V_t) \quad (2.11)$$

Como se ve, la transconductancia es proporcional a V_g y puede hacerse que varíe con el tiempo aplicando la señal del OL a la puerta. La magnitud de la variación de la transconductancia es proporcional a β ; una expresión simple para este parámetro es:

$$\beta = \mu C_{ox} \frac{W}{L} \quad (2.12)$$

donde μ es la movilidad de huecos o electrones (en $\text{cm}^2/\text{V s}$), C_{ox} es la capacidad del óxido (la capacidad puerta-canal por unidad de área, en F/cm^2), W es el ancho de puerta, y L la longitud de puerta, ambos en centímetros. La ecuación (2.12) muestra que el pico de transconductancia es proporcional al ancho de puerta y a la movilidad e inversamente proporcional a la longitud de puerta. Debido a que este pico también es proporcional a C_{ox} , una fina capa de óxido da lugar a una alta transconductancia.

II.3.2.2 MESFETs de GaAs

Un MESFET es un FET con una unión Schottky a la puerta. Aunque se han fabricado MESFETs de silicio, estos han quedado obsoletos y hoy en día todos los MESFETs modernos son fabricados con GaAs. La longitud de la puerta es generalmente menor que $0.5 \mu\text{m}$, y puede incluso acortarse hasta $0.1 \mu\text{m}$. Esta corta longitud de puerta, unida a la alta movilidad electrónica y la velocidad de saturación del GaAs, da lugar a que estos dispositivos se puedan usar a muy altas frecuencias, además de ser dispositivos poco ruidosos.

En la Figura 2.9 podemos ver la sección transversal de un MESFET de GaAs. El canal está constituido por una capa epitaxial moderadamente dopada, de un grosor que oscila entre los 1000 \AA y los 2500 \AA , que se hace crecer sobre un sustrato no dopado. Debido a que el GaAs tipo N tiene una movilidad de portadores mayor que el GaAs tipo P, todos los MESFETs de GaAs convencionales utilizan material tipo N para el canal.

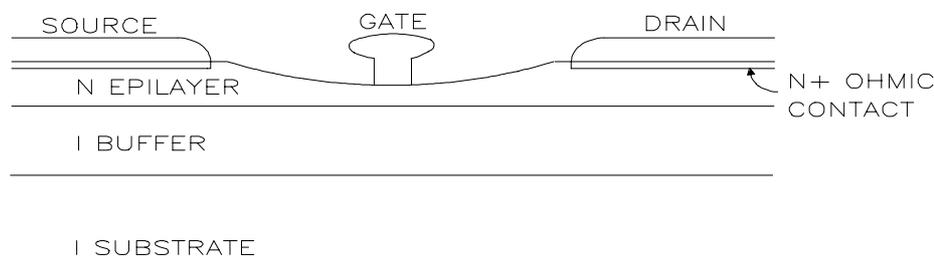


Figura 2.9 Sección transversal de un MESFET con puerta empotrada

Una capa más gruesa, no dopada, empieza en el límite inferior del canal (I BUFFER). Esta capa evita que posibles impurezas del sustrato se difundan en la capa epitaxial durante el proceso. Al igual que en el MOSFET, las metalizaciones de drenador y fuente forman contactos óhmicos a cada extremo del canal. La puerta se fabrica a menudo en forma de T como se ve en la figura para así minimizar su resistencia al minimizar su longitud. Asimismo, el empotrar la puerta en la capa epitaxial reduce la resistencia de fuente parásita y minimiza la longitud efectiva de la puerta.

Una tensión DC aplicada al canal crea un campo eléctrico longitudinal. En la región de funcionamiento más normal (saturación), el campo es lo suficientemente fuerte para acelerar los electrones a su velocidad de tránsito de saturación, creando una corriente de electrones desde la fuente al drenador. La barrera Schottky formada por la puerta crea una región de depleción que se extiende parcialmente dentro del canal cuando tenemos una tensión nula a la puerta. Variando la tensión puerta-fuente modularemos la profundidad de dicha región de depleción y, en consecuencia, el grosor del canal de conducción. Obviamente, la corriente que circula por ese canal varía en concordancia a lo anterior. Como en el diodo Schottky, la tensión de puerta también varía la capacidad de depleción. Es necesaria una tensión puerta-fuente negativa para causar la despoblación total de portadores del canal, causando así el “pinch-off” del dispositivo y dando lugar a que no exista corriente a través del canal. Una descripción más detallada de lo que sucede en un MESFET se puede encontrar en [9].

Debido a la complejidad de la característica velocidad-campo de los FETs de GaAs y a los canales tan cortos que se consiguen en los modernos MESFETs, no es posible desarrollar una expresión simple y precisa para la característica I/V de un FET de GaAs a partir de lo que sucede físicamente en el dispositivo. En lugar de esto, normalmente se suelen usar fórmulas empíricas. Una expresión bastante popular se la debemos a Curtice [11]:

$$I_d(V_g, V_d) = (A_0 + A_1 V_1 + A_2 V_1^2 + A_3 V_1^3) \tanh(\alpha V_d) \quad (2.13)$$

donde A_n y α son coeficientes constantes y V_1 es una variable intermedia:

$$V_1 = V_g (t - \tau) (1 + \beta (V_{d0} - V_d)) \quad (2.14)$$

β es una constante empírica, y τ es el tiempo de retraso, V_{d0} es el valor de V_d para el que los coeficientes A_n hayan sido determinados.

Debido a que los MESFETs de GaAs son considerablemente más caros que los dispositivos de silicio, solamente se usan a las frecuencias en que estos últimos no sirven. Como casos excepcionales, los dispositivos de GaAs también se pueden usar a frecuencias más bajas, por ejemplo en etapas amplificadoras de FI para mezcladores de microondas monolíticos, donde interesa tener unas características de ruido muy buenas.

II.3.2.3 Transistores de Alta Movilidad Electrónica (HEMT)

Un transistor de alta movilidad electrónica (HEMT) es un FET que usa una heterounión (una unión entre dos semiconductores distintos), en lugar de una simple capa epitaxial, para el canal. Esta discontinuidad entre los espacios entre bandas de los materiales usados para la heterounión crea una capa de carga en la superficie de la unión; la densidad de carga se puede controlar a través de una tensión de puerta. Debido a que la carga en esta capa tiene una movilidad muy alta, se pueden alcanzar altas frecuencias de funcionamiento y niveles de ruido muy bajos. Así, es frecuente encontrar HEMTs funcionando adecuadamente como amplificadores de bajo ruido a frecuencias por encima de los 100 GHz. Los HEMTs se fabrican con técnicas y procesos especiales, por lo que son muy caros de producir. Las heterouniones de los HEMTs se realizan con semiconductores de los grupos III al V; el AlGaAs y el InGaAs son muy utilizados.

Los HEMTs se usan en mezcladores de la misma forma que los FETs convencionales de GaAs. Debido a que la característica I/V de un HEMT es generalmente más fuertemente no lineal que la de un MESFET, los mezcladores fabricados con HEMTs tienen normalmente mayor distorsión de intermodulación que los realizados con FETs. Sin embargo, la figura de ruido de un mezclador con HEMTs no es mucho más baja que la que se obtiene de usar FETs de GaAs.

En la Figura 2.10 podemos ver la sección transversal de un tipo de HEMT. Hay muchos grados de libertad en el diseño de estos dispositivos; por ejemplo, el número de heterouniones, el grosor de las capas y la fracción de Al o de In en los compuestos de AlGaAs o InGaAs son parámetros susceptibles de variar para optimizar las características del dispositivo.

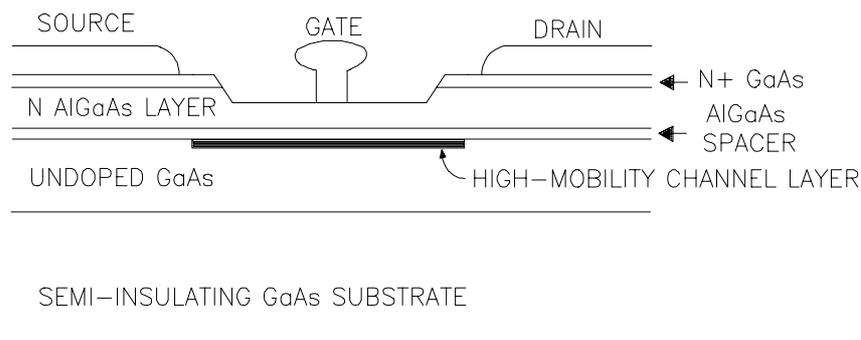


Figura 2.10 Sección transversal de un HEMT

Al igual que en los FETs de GaAs, la característica I/V de un HEMT generalmente se describe empíricamente. Debido a que las características I/V para los HEMTs son muy diferentes de las de los dispositivos de GaAs, los modelos que eran adecuados para

aquellos son generalmente inapropiados para los HEMTs. Una expresión que va bien para muchos tipos de HEMTs de pequeña señal es la debida a Angelov, Zirath y Rorsman [12]:

$$I_d(V_g, V_d) = I_p (1 + \tanh(\psi)) (1 + \lambda V_d) \tanh(\alpha V_d) \quad (2.15)$$

donde:

$$\psi = P_1(V_g - V_p) + P_2(V_g - V_p)^2 + K \quad (2.16)$$

V_p es la tensión de puerta en el pico de transconductancia, I_p es la corriente en ese mismo pico, y λ y α son constantes.

Estos transistores son los que usaremos en este Proyecto Fin de Carrera, por ser los más adecuados a las frecuencias en las que vamos a trabajar. En el Capítulo 3 se expondrán con más detalle las características del transistor concreto que vamos a utilizar.

Para terminar este apartado, vamos a hacer una breve referencia al otro gran grupo de transistores que podemos encontrar en el mercado: los transistores bipolares de unión (BJT). Los BJTs de silicio tienen un uso muy limitado en mezcladores. Dado que los FETs tienen un comportamiento global mucho mejor, los BJTs de silicio se usan muy poco en mezcladores de un solo dispositivo o en mezcladores balanceados. Los dispositivos bipolares sólo se usan en mezcladores cuando son necesarios por compatibilidad con el proceso. También existen transistores bipolares de heterounión (HBTs), que son BJTs que usan una heterounión para la unión base-emisor. Estos se utilizan sobre todo en amplificadores de potencia de alta eficiencia y en amplificadores de pequeña señal de baja distorsión.

II.4 Tipos de Mezcladores

En este apartado vamos a realizar, en primer lugar, una clasificación de los mezcladores atendiendo a su estructura y modo de funcionamiento, con independencia del dispositivo concreto que utilicen. Posteriormente, mostraremos ejemplos concretos de mezcladores realizados con diodos y con FETs. Nos centraremos sobre todo en estos últimos dado que el mezclador de este Proyecto Fin de Carrera se diseña con este tipo de dispositivos.

II.4.1 Clasificación Estructural

Haremos esta clasificación aumentando progresivamente la complejidad estructural de los mezcladores. En general, cuando se aumenta la complejidad, se tienen una serie de ventajas, como son: rechazo de más productos de intermodulación, mejor aislamiento entre puertos y un ancho de banda mayor. Por el contrario, el aumento de complejidad comporta

también una serie de desventajas, fundamentalmente un aumento de las pérdidas de conversión y el hecho de que se requieran mayores potencias de OL.

II.4.1.1 Mezcladores Simples

Utilizan un único componente de mezcla, lo que hace necesario separar las puertas de RF, OL y FI mediante filtrado. Por ello, se usan sólo para aplicaciones de banda estrecha. En concreto, se suelen utilizar para electrónica de consumo (debido a su bajo precio) y en circuitos de frecuencias muy altas (dada su sencillez estructural).

Ventajas

- Son fáciles de diseñar y ajustar por su simplicidad.
- Permiten obtener la máxima ganancia de conversión y el mínimo nivel de ruido.

Inconvenientes

- Requieren un proceso de filtrado para separar las señales de interés.

II.4.1.2 Mezcladores Simplemente Balanceados

Usan dos o más dispositivos mezcladores, conectados por redes pasivas de forma que las componentes deseadas se sumen en fase, y las no deseadas se cancelen.

Ventajas

- Rechazo del OL y sus armónicos, de todos los armónicos pares de la señal de RF, y todas las combinaciones de los anteriores.
- Rechazo del ruido AM del OL.
- Aislamiento inherente entre las puertas de RF y de OL debido a la simetría del circuito, lo que evita tener que usar circuitos de filtrado.

Inconvenientes

- Peores características de conversión.
- Necesidad de mayor potencia de OL.

II.4.1.3 Mezcladores Doblemente Balanceados

Tienen cuatro elementos de mezcla, combinados de forma que eliminan todos los armónicos de orden par (de RF y de OL). En este proyecto se diseña un mezclador de este tipo.

Ventajas

- Rechazo de todos los armónicos de RF y OL de orden par y, por consiguiente, de los productos de intermodulación de orden impar.
- Aislamiento natural entre todos los puertos (RF, FI y OL).
- Mayor ancho de banda.

Inconvenientes

- Su complejidad, ya que son necesarios, al menos, cuatro dispositivos.
- Mayores pérdidas de conversión.
- Necesidad de mayor potencia del OL.

II.4.2 Mezcladores a Diodo

Los mezcladores a diodo son un típico ejemplo de componente en ingeniería de radiofrecuencia y microondas: algo que no funciona especialmente bien, pero que lo hace todo al menos adecuadamente. Por ello, los diodos se han venido usando desde los primeros tiempos y se siguen usando hoy día; además es muy posible que sigan usándose durante bastante tiempo, sobre todo en algunas aplicaciones.

Los mezcladores a diodo siempre presentan pérdidas de conversión, generalmente entre 6 y 10 dB, dependiendo de la frecuencia y del tipo de diseño. Estas pérdidas dependen del nivel de OL: las pérdidas normalmente decrecen monótonamente con el nivel del OL. El factor de degradación de las pérdidas de conversión, δ_1 , para un mezclador a diodos ideal puede ser definido como

$$\delta_1 = 1 + \frac{R_s}{r_{dr}} + \frac{r_{dr}}{R_s} \left(\frac{f}{f_c} \right)^2 \quad (2.17)$$

donde R_s es la resistencia serie del diodo, f_c la frecuencia de corte definida en (2.8) y r_{dr} la resistencia de la unión no lineal para la frecuencia de RF. Esta ecuación puede ser reescrita como

$$\delta_1 = 1 + \frac{R_s}{r_{dr}} + r_{dr} R_s (\omega C_{jo})^2 \quad (2.18)$$

Esta ecuación muestra como las pérdidas de conversión empeoran a medida que el producto $R_s C_{j0}$ aumenta. También se puede deducir que existe un tamaño óptimo del diodo para una frecuencia de operación dada. De forma similar, para la frecuencia de IF el factor de degradación δ_2 se define como

$$\delta_2 = \frac{2R_s}{r_{di}} + 1 \quad (2.19)$$

donde r_{di} es la resistencia de unión no lineal a la frecuencia de IF. La Figura 2.11 muestra la variación de las pérdidas de conversión como una función de la capacidad de unión del diodo, manteniendo constante el producto $R_s C_{j0}$. Para una frecuencia de operación dada, las pérdidas de conversión alcanzan un valor mínimo para un valor particular de la capacidad de unión. La influencia de la frecuencia, se puede observar también en estas gráficas. A mayor frecuencia de operación, menor es la capacidad de la unión, para el punto en el que se las pérdidas alcanza su mínimo.

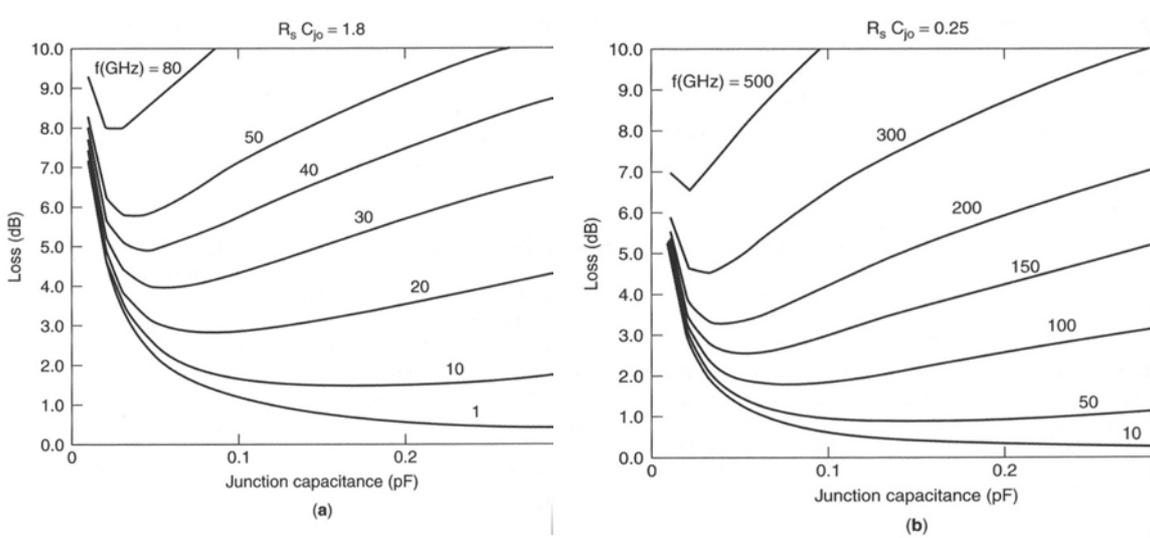


Figura 2.11 Degradación de las pérdidas de conversión en función de la capacidad de unión de la frecuencia de corte; a) diodo de Silicio. b) Diodo de GaAs

En el diseño de un mezclador a diodos también hay que tener en cuenta la adaptación del diodo a las frecuencias de RF, OL e IF. La capacidad y resistencia de la unión con la señal de OL aplicada. Esta variación es mayor en R_j que en C_j .

Por otro lado, estos mezcladores pueden tener anchos de banda muy grandes. Debido a que los diodos tienen capacidades de unión muy pequeñas, éstas raramente limitan el ancho de banda del mezclador, que vendrá limitado fundamentalmente por el circuito que rodee al diodo.

La mayoría de los mezcladores a diodo son balanceados. Los mezcladores simples se usan ocasionalmente en aplicaciones que requieran simplicidad o bajo coste, donde no se necesiten elevadas prestaciones.

II.4.2.1 Mezcladores a Diodo Simples

Pese a que los mezcladores a diodo simples tienen serias limitaciones, hay dos buenas razones por las que, al menos, debemos nombrarlos aquí. En primer lugar, estos mezcladores se pueden usar en algunas ocasiones, e incluso en algunas tecnologías (como aplicaciones submilimétricas) son utilizados exclusivamente. Por otro lado, todos los mezcladores a diodo balanceados se pueden reducir a un circuito equivalente con un solo diodo, por lo que los mezcladores simples pueden servir como prototipo para mezcladores más complejos.

La Figura 2.12 muestra un circuito sencillo de un mezclador simple a diodo. Es un caso ideal donde se ilustran los requisitos para el diseño de mezcladores prácticos. En primer lugar, los circuitos de entrada y salida no deben interactuar, o sea, deben presentar o bien un cortocircuito o bien un circuito abierto (dependiendo de la configuración) a los otros puertos. En la Figura 2.12, los resonadores L-C paralelo son ideales: son circuitos abiertos a sus frecuencias de resonancia y cortocircuitos en todo el resto de frecuencias. A causa de esta propiedad, a cada frecuencia (RF, FI y OL) el diodo está conectado al respectivo puerto, y está aislado de los demás. Así, a la frecuencia de RF, los puertos de FI y OL están desconectados. De igual forma, a las frecuencias de FI y OL, los puertos RF/LO y RF/FI respectivamente, están desconectados.

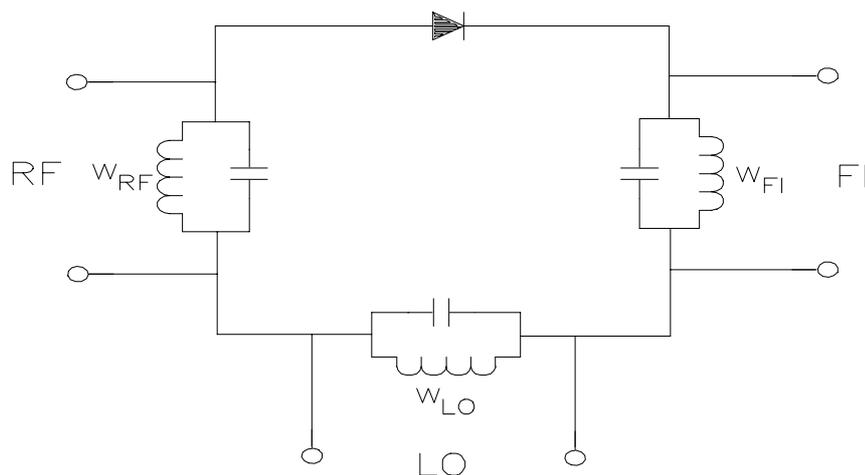


Figura 2.12 Mezclador a diodo simple ideal

Un segundo requisito es que el diodo esté adaptado a todas las frecuencias importantes. Siempre que las terminaciones a todas las frecuencias de mezcla no sean reactivas, la impedancia del diodo será resistiva. Así, la impedancia del puerto se podrá seleccionar para adaptar el diodo (normalmente se toma una impedancia estándar, como 50 Ω).

Por último, el diodo debe presentar o bien un cortocircuito o un circuito abierto a todas las frecuencias de mezcla indeseadas. En este caso, el diodo está cortocircuitado a todas las frecuencias excepto a las de RF, FI y OL. En general se prefiere el cortocircuito al circuito abierto dado que genera menos distorsión de intermodulación.

En la Figura 2.13 presentamos una implementación práctica de un mezclador simple a diodo con líneas microstrip. Este mezclador usa un resonador en anillo para la inyección del OL. Estos resonadores son de banda muy estrecha y sólo son apropiados cuando el OL está fijado a una sola frecuencia.

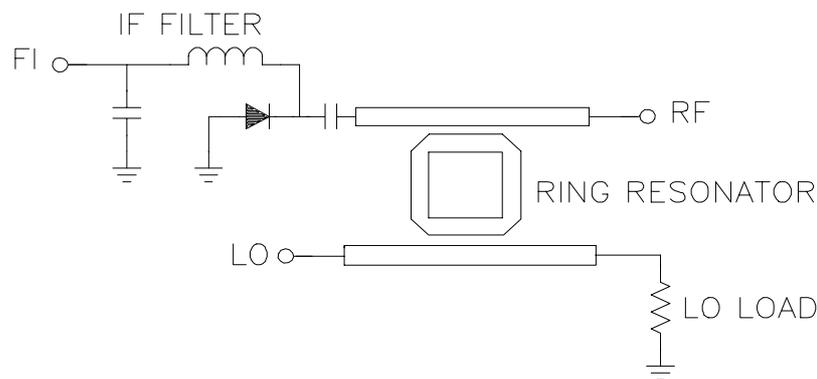


Figura 2.13 Realización práctica de un mezclador simple a diodo

II.4.2.2 Mezcladores a Diodo Simplemente Balanceados

Un mezclador a diodo simplemente balanceado consiste de dos diodos interconectados por un balun o híbrido. Existen principalmente dos realizaciones: el que usa un híbrido de 90° o el que usa uno de 180°.

En la Figura 2.14 se muestran ambos tipos de mezcladores. Cada uno de ellos consiste de dos diodos, un híbrido y un filtro FI pasabajo. Los diodos están conectados a puertos aislados de los híbridos y la RF y el OL se aplican al otro par de puertos aislados. Debido a que no hay un aislamiento inherente entre los puertos de RF y OL con el puerto de FI, se necesita un filtro en este último. De estos dos mezcladores, normalmente se prefiere el que utiliza el híbrido de 180°, debido a que presenta mejores características (los híbridos de 180° son de banda más ancha, el mezclador rechaza un mayor número de espúreos y tiene un comportamiento menos crítico frente a posibles desadaptaciones).

Una de las razones más importantes que justifican el uso de un mezclador balanceado es el rechazo de respuestas espúreas. La mayoría de los mezcladores balanceados rechazan ciertos espúreas donde m o n (o ambos) son pares. Este fenómeno depende del carácter par o impar de m o n ; por ejemplo, si un mezclador rechaza el espúreo (2,1), también rechazará los espúreas (4,1) y (6,1).

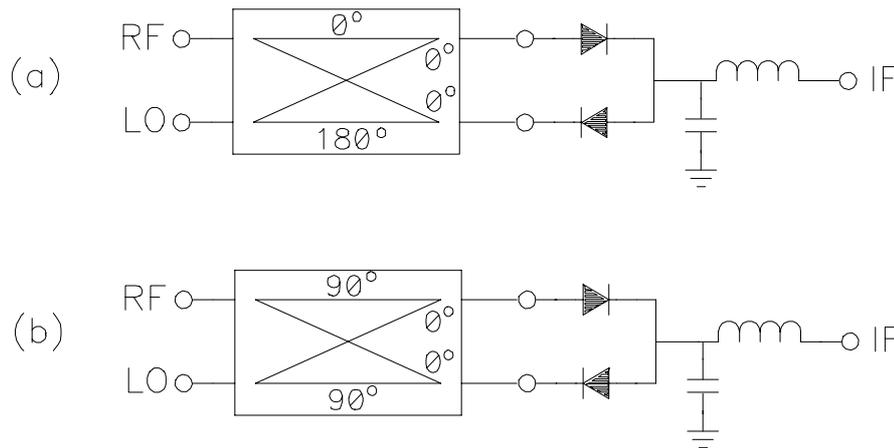


Figura 2.14 Mezcladores a diodo simplemente balanceados con híbridos de 180° (a) y 90° (b)

II.4.2.3 Mezcladores a Diodo Doblemente Balanceados

Los mezcladores doblemente balanceados usan al menos cuatro diodos, la mayoría en una configuración en anillo, pero también pueden aparecer en una configuración en estrella. Los mezcladores doblemente balanceados tienen una serie de ventajas sobre los simplemente balanceados:

- Los mezcladores doblemente balanceados rechazan todos los espúreas (m,n) donde m y/o n sean pares.
- Los puertos de RF, FI y OL están mutuamente aislados en todos los mezcladores doblemente balanceados. Por tanto, con el diseño de baluns adecuados, podremos operar con bandas en RF, FI y OL superpuestas.

A causa de que estos mezcladores usan el doble de diodos que los simplemente balanceados, también requerirán el doble de potencia de OL.

En la Figura 2.15 aparece la configuración más común para un mezclador a diodo doblemente balanceado, que es la configuración en anillo.

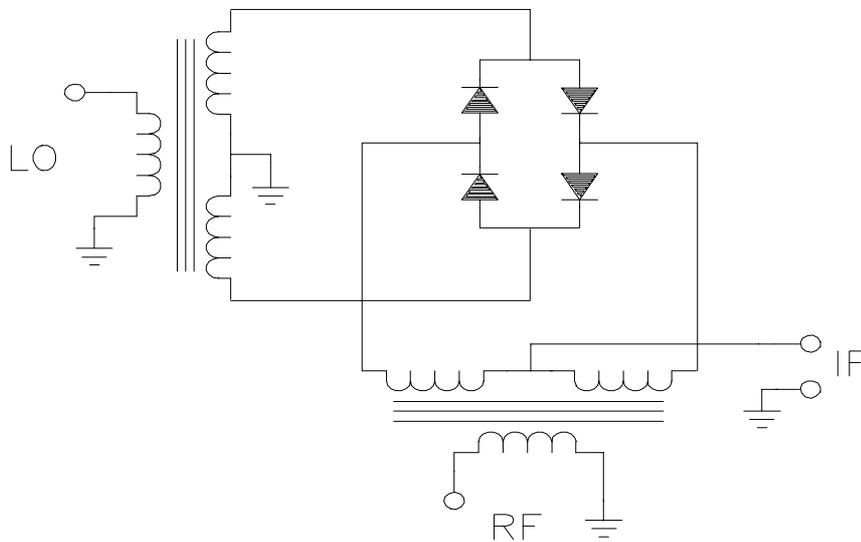


Figura 2.15 Mezclador doblemente balanceado en anillo

II.4.2.4 Mezcladores de Rechazo de Imagen

En la Figura 2.16 se muestra un mezclador de rechazo de imagen. Como se ve, este mezclador resulta de la interconexión de un par de mezcladores balanceados. Es especialmente útil en aplicaciones donde las bandas de la imagen y la RF se superponen, o la imagen está demasiado cerca de la RF para ser eliminada con un filtro. La señal del OL se reparte en fase a los puertos de OL de los dos mezcladores balanceados. La señal de RF se introduce en uno de los mezcladores con un desfase de 90° respecto al otro. Un híbrido de 90° situado a la salida se encarga de separar la señal de RF y la banda imagen.

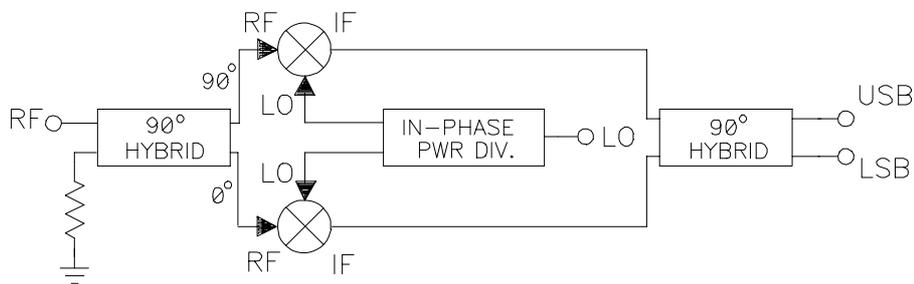


Figura 2.16 Mezclador de rechazo de imagen

II.4.3 Mezcladores con FETs

Para acabar este capítulo, vamos a describir una serie de mezcladores característicos que utilizan FETs para su implementación. Veremos la estructura que se ha utilizado en este Proyecto Fin de Carrera (mezclador resistivo) y sus principios de funcionamiento. Dividiremos este apartado en dos grandes grupos: mezcladores activos y mezcladores pasivos (o resistivos).

II.4.3.1 Mezcladores Activos con FETs

Los mezcladores activos realizados con FETs tienen una serie de ventajas y también algunos inconvenientes respecto a los mezcladores de diodos. La ventaja más significativa es que un mezclador activo de este tipo puede tener ganancia de conversión, mientras que los mezcladores a diodo u otros mezcladores pasivos siempre presentan pérdidas de conversión. Esto permite reducir las etapas amplificadoras a utilizar en un sistema (lo que tiene especial importancia en aplicaciones donde es necesario un bajo coste y un tamaño reducido). Por otro lado, una comparación precisa en cuanto a distorsión entre estos mezcladores y los fabricados con diodos es complicada, dado que depende de los detalles del sistema. Sin embargo, se puede decir que un mezclador activo con FETs bien diseñado tiene unos niveles de distorsión comparables a los que se pueden conseguir con mezcladores a diodo.

Resulta fácil conseguir mezcladores activos que tengan buenas ganancias de conversión aun cuando su comportamiento en cuanto a distorsión y ruido sea muy pobre. Pero con un adecuado diseño se puede conseguir que, además de tener una ganancia considerable, el comportamiento en cuanto a distorsión sea también aceptable.

Debido a que los FETs son dispositivos de tres terminales, que no se pueden invertir tan fácilmente como se puede hacer con los diodos, los mezcladores balanceados fabricados con FETs requieren un híbrido extra en la FI. Esto se puede evitar utilizando dispositivos de canal P en lugar de usar dispositivos de canal N, o viceversa. Sin embargo, esto es posible solamente en circuitos de silicio, e incluso en esos casos las características de los dispositivos de canal P y de canal N son bastante diferentes.

II.4.3.1.1 Mezcladores Activos Simples con FETs

Al igual que sucedía con los mezcladores de diodos, este tipo de mezcladores es muy poco utilizado, pero son un prototipo válido a la hora de diseñar mezcladores balanceados. En estos mezcladores simples, debemos utilizar filtros para separar las señales de RF, FI y OL, y en contadas ocasiones es posible tener bandas superpuestas. El aislamiento OL-FI es de especial importancia en los mezcladores con FETs, y requiere de un diseño cuidadoso de la parte de FI.

Mezcladores de Transconductancia

Aunque son posibles múltiples configuraciones, el mejor modo de operación de un mezclador con FETs es como mezclador de transconductancia. En este caso, el OL, aplicado a la puerta del dispositivo, modula la transconductancia del FET. En un convertidor hacia abajo convencional, la componente fundamental de la transconductancia es la que se usa en la mezcla. Maximizando esta componente frecuencial de la transconductancia se optimiza la ganancia, la figura de ruido y los puntos de intercepto de intermodulación.

Cuando el pico de transconductancia está limitado, como ocurre en cualquier FET, la componente fundamental de la transconductancia a la frecuencia del OL se maximiza cuando la forma de onda de la misma es un tren de pulsos rectangular con un valor de pico igual al máximo de la transconductancia y un ciclo al 50% *on* y al 50% *off*. Para ello, es necesario que:

- (1) la tensión de drenador sea constante e igual al valor DC a lo largo de todo el ciclo.
- (2) que la puerta del FET se polarice a la tensión de *pinchoff*.

La primera condición impone que el drenador debe ser un cortocircuito para el OL; la segunda se satisface fácilmente con el empleo de fuentes de polarización externas. Cuando se satisfacen estas condiciones, la forma de onda de la transconductancia se aproxima a una senoide troncada, que es lo más cercano a la forma de onda óptima (tren de pulsos rectangulares) que se puede obtener en la práctica.

La señal de RF se combina con el OL y se aplica a la puerta. La mezcla ocurre entre la transconductancia $g_m(t)$ y la señal de RF. La intensidad de pequeña señal del drenador es:

$$i_d = g_m(t)v_{RF}(t) \quad (2.20)$$

$$g_m(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} g_k e^{j\omega_0 t} \quad (2.21)$$

donde

$$g_k(t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} g(t) e^{-j\omega_0 t} d(\omega_{OL} t) \quad (2.22)$$

Generalmente se usa la componente fundamental de la transconductancia. Si existe entre la fuente y la impedancia de carga una adaptación de impedancias, e ignorando los efectos de realimentaciones, podemos llegar a una expresión para la ganancia de conversión máxima:

$$G_c = \frac{G_{m,max} R_L}{16w_{RF}^2 C_{gs}^2 (R_s + R_i + R_g)} \quad (2.23)$$

donde $G_{m,max}$ es el pico de transconductancia, R_L es la carga FI, y los otros parámetros son los que aparecían en el circuito equivalente de la figura 2.7. Generalmente la transconductancia del transistor es máxima cuando el FET trabaja en la zona de saturación. Para obtener esta expresión se supone que la puerta del FET está adaptada a la frecuencia de RF. Esta ecuación implica que la ganancia de un mezclador simple con FET se puede hacer arbitrariamente grande eligiendo un valor alto de R_L . Esto es válido hasta un cierto límite. La impedancia de salida de un FET es bastante alta, del orden de unos pocos miles de ohmios, y a efectos prácticos se puede considerar que el drenador del FET es una fuente de corriente. El valor de R_L viene limitado por razones prácticas, principalmente realizabilidad, ancho de banda y, sobre todo, estabilidad, dado que un circuito con gran ganancia a costa de una R_L muy grande puede fácilmente ser inestable.

Cuando existe una adaptación conjugada entre la puerta con la red de entrada al mezclador, y la polarización está cercana a la tensión de *pinchoff*, la mínima potencia de OL requerida viene dada por

$$\langle P_{OL} \rangle = \frac{1}{2} (\Delta V_g \omega_0 C_{gs})^2 (R_s + R_g + R_i) \quad (2.24)$$

donde ΔV_g es la variación de la tensión de puerta.

Una dificultad práctica que surge en el uso de mezcladores con FETs es el hecho de que un FET es, fundamentalmente, un dispositivo amplificador. Por tanto, amplifica el OL. Para evitar que niveles altos del OL se metan en la etapa de FI, los filtros FI utilizados en los mezcladores con FETs deben tener unas especificaciones más severas que los que se utilizan en los mezcladores a diodos. También se debe tener cuidado con las posibles señales espúreas de FI que se puedan aplicar a la entrada del mezclador, debido a que serán amplificadas también. Por ello, es necesario un diseño cuidadoso del circuito de entrada.

Otros Tipos de Mezcladores Simples con FET

Algunas veces la señal del OL se aplica a la fuente del FET, en lugar de a la puerta. Esto reduce ligeramente el nivel del OL que se va hacia el puerto de FI y da lugar a un leve aislamiento entre el OL y la RF. También permite una mejor adaptación del OL, especialmente a bajas frecuencias, dado que la impedancia de entrada del OL es aproximadamente $1/\langle G_m \rangle$, siendo $\langle G_m \rangle$ la media en el tiempo de la transconductancia. Esta configuración requiere un *bypass* cuidadoso de la FI en la fuente, o de lo contrario podría dar lugar a inestabilidad.

Otra opción es, lógicamente, aplicar la señal del OL al drenador del FET. Este es un modo de operación totalmente distinto, dado que variando la tensión de drenador, un FET en saturación no varía su transconductancia. Para producir la mezcla, el nivel del OL debe

ser lo suficientemente grande como para hacer que la tensión de drenador caiga a niveles muy bajos en parte del ciclo del OL, por debajo del codo de la característica I/V, reduciendo así tanto la transconductancia como la resistencia drenador-fuente. El hecho de que la resistencia drenador-fuente media se haga baja reduce significativamente la ganancia de conversión. Pero el utilizar altos niveles de OL e introducirlos por el drenador hace que el aislamiento OL-FI sea muy pobre. Además, el filtro FI deberá presentar un circuito abierto en el drenador y no un cortocircuito. Esto provoca que la distorsión de intermodulación sea mayor, además de degradar la estabilidad. Por tanto, no es una buena forma de configurar un mezclador activo simple con FET.

En la Figura 2.17 se presenta un mezclador simple donde introducimos la señal del OL por la puerta del FET. El diplexor RF/OL debe combinar las señales de RF y OL y además debe adaptar la puerta del FET a los dos puertos. El filtro de FI debe presentar una impedancia adecuada al drenador del FET a la frecuencia de FI, y debe cortocircuitar el drenador a la frecuencia de RF y especialmente a la del OL y sus armónicos.

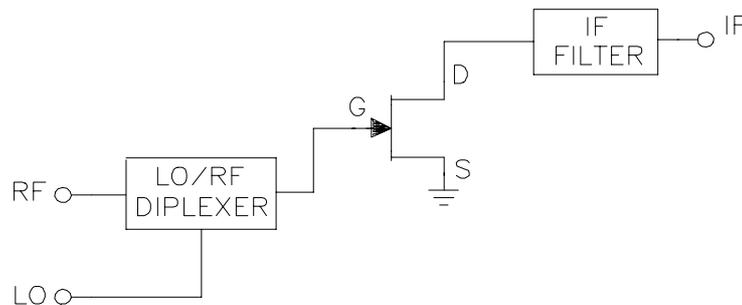


Figura 2.17 Mezclador simple con FET

La Figura 2.18 muestra otro mezclador simple que usa un FET, pero esta vez la señal del OL se introduce por la fuente del dispositivo. El FET tiene una resistencia de fuente R_s relativamente grande, que mantiene al transistor polarizado justo sobre el punto de *pinchoff* cuando no se aplica la señal de OL. La resistencia R_g hace que el valor DC de tensión de la puerta del FET sea despreciable. El semiciclo negativo del OL hace que la fuente del FET tenga una tensión negativa, dando lugar al que el dispositivo se torne activo; en el semiciclo positivo el FET se corta. De esta forma, el transistor conmuta de la misma forma que lo hace cuando la señal del OL se introduce por la puerta. En este circuito, el puerto del OL está en serie con el circuito de RF. Por ello, el aislamiento RF-OL es malo. El aislamiento OL-RF, sin embargo, es inherente en esta configuración. Al igual que en el circuito de la Figura 2.17, el aislamiento OL-FI es pobre, por lo que el resonador de FI se debe diseñar cuidadosamente para rechazar el OL.

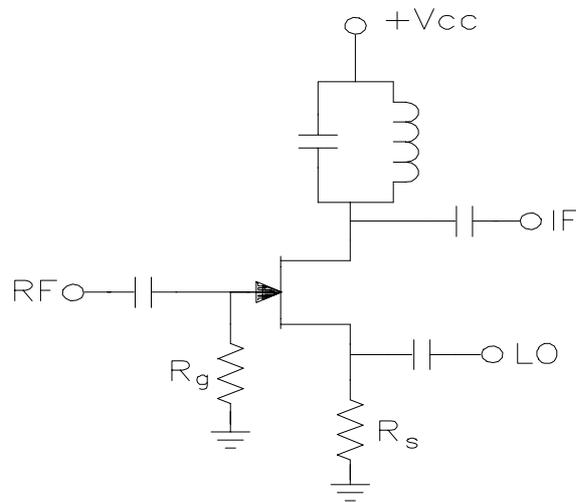


Figura 2.18 Mezclador simple con FET con OL aplicado en la fuente

II.4.3.1.2 Mezcladores con FET de Doble Puerta (DGFET)

Aunque hay varias configuraciones y modos de operación posibles para este tipo de mezcladores, posiblemente sea la configuración que se presenta en la Figura 2.19 la que presenta mejor comportamiento en la mayoría de las aplicaciones. En este circuito, el OL se conecta a la puerta más cercana al drenador (puerta 2), mientras que la RF se aplica a la puerta más cercana a la fuente (puerta 1). Un filtro de *bypass* de FI se usa en la puerta 2, mientras que en el drenador se hace un filtrado de las señales de RF y OL. Aunque no se muestra en la figura, tanto las puertas como el drenador deben ser polarizados adecuadamente en DC.

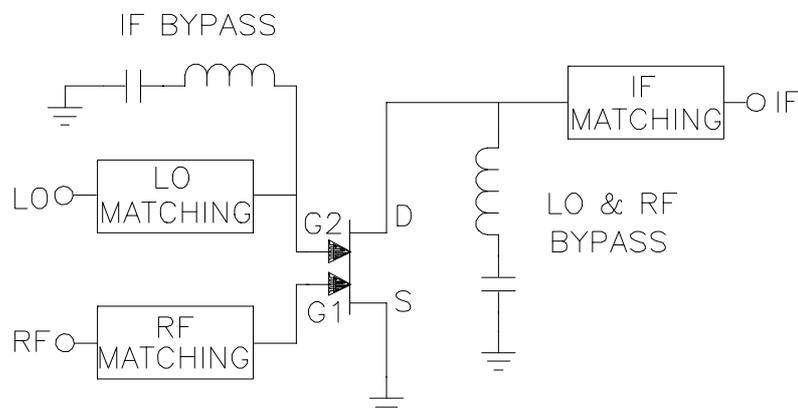


Figura 2.19 Mezclador con FET de doble puerta

Los mezcladores simples con DGFET tienen la ventaja de poseer un aislamiento inherente al dispositivo, entre sus dos puertas, ya que la capacidad entre ellas es baja. Esto permite aplicar las señales de RF y OL a puertas separadas, lográndose así unos aislamientos adecuados.

II.4.3.1.3 Mezcladores Simplemente Balanceados con FETs

En un mezclador simplemente balanceado con diodos, el OL y la RF se aplican a los puertos de un híbrido que están mutuamente aislados y los diodos se conectan a los otros puertos del híbrido. No se necesita híbrido en FI, dado que las polaridades de los diodos están invertidas. Desafortunadamente, esta inversión de la polaridad no es posible en la mayor parte de los FETs, por lo que se necesita un híbrido en FI. La única forma de conseguir el equivalente a los mezcladores con diodos es utilizar un dispositivo de canal P para un FET y un dispositivo de canal N para el otro. Pero incluso en las tecnologías donde se pueden realizar dispositivos de los dos tipos (que no son todas), esta opción no es recomendable, dado que para alcanzar los beneficios que reporta un mezclador balanceado, los FETs que se utilicen en el mismo deben ser prácticamente idénticos.

La Figura 2.20 muestra un mezclador cuya topología es similar a la de un amplificador diferencial. La RF se aplica al FET del plano inferior, y el OL se aplica a los FETs del plano superior a través de un balun.

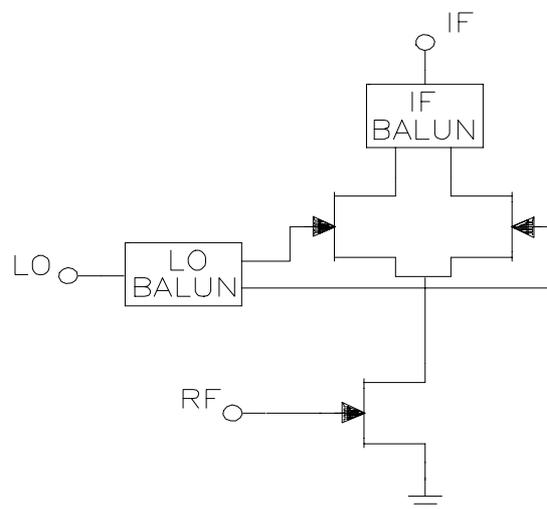


Figura 2.20 Mezclador diferencial

Este mezclador funciona como un interruptor alternado, conectando alternativamente el drenador del FET inferior con las entradas del balun de FI. El nodo que conecta las fuentes de los FETs superiores es una tierra virtual para el OL, por lo que el OL simplemente lo que hace es poner los FETs del plano superior a *on* y *off* en los correspondientes semiciclos (nótese que cuando uno de los FETs superiores conduzca, el

otro estará cortado, debido a que la señal de OL que ataca a cada uno de ellos está en contrafase). Los FETs del plano superior están polarizados ligeramente por encima del *pinchoff*, de forma que conduzcan aproximadamente el 50% del ciclo del OL. De esta forma, uno de los transistores superiores siempre está conduciendo, mientras que el transistor inferior permanecerá siempre en la región de saturación a lo largo de todo el ciclo del OL. Cuando están conduciendo, los FETs superiores están en sus regiones lineales. Para conseguir esto, el FET inferior debe polarizarse entre la tensión de *pinchoff* y un punto de polarización de aproximadamente $0.3 I_{dss}$, ya que polarizaciones mayores pueden causar que este transistor caiga en su región lineal en algún momento a lo largo del ciclo del OL.

Se necesita un circuito de adaptación para el OL. Debido a que los circuitos de RF y del OL están separados, las puertas de los FETs superiores pueden adaptarse a la frecuencia del OL. De igual forma, el FET inferior se puede adaptar a la frecuencia de RF. También se hace necesario un filtro de FI para rechazar la corriente a la frecuencia del OL. En teoría, el balun de salida rechaza la RF, pero en la práctica su ancho de banda puede no ser lo suficientemente grande como para hacerlo.

El diseño de un mezclador de este tipo es sencillo. Debido a que el nodo de fuente de los FETs del plano superior es una tierra virtual, la impedancia de entrada es simplemente la que resulta del lazo de entrada del FET. Así, la impedancia a la entrada del OL, Z_{OL} , viene dada aproximadamente por:

$$Z_{OL} \cong R_s + R_g + R_t + \frac{1}{\omega_{OL} C_{gs}} \quad (2.25)$$

donde ω_{OL} es la frecuencia del OL en radianes y las otras variables son las que se definían en la Figura 2.7. El FET inferior se comporta como un amplificador. Su impedancia de carga es la impedancia vista desde los terminales de fuente de los FETs superiores, que es aproximadamente la resistencia del canal con el dispositivo *on*. La impedancia de entrada se puede encontrar a través de sus parámetros S. Por último, el circuito de FI se diseña de la forma habitual: presenta una impedancia FI moderadamente alta a los drenadores de los FETs, y un cortocircuito a las frecuencias de RF y OL.

Una versión de este mezclador que no requiere el balun de entrada del OL se muestra en la Figura 2.21. En este circuito, el nodo de fuente de los FETs superiores no es una tierra virtual, de forma que, para evitar que el circuito pierda su característica de balanceado, el FET inferior debe tener una resistencia drenador-fuente alta. Este no es el caso habitual en FETs de GaAs, pero sí en MOSFETs y FETs de unión de silicio.

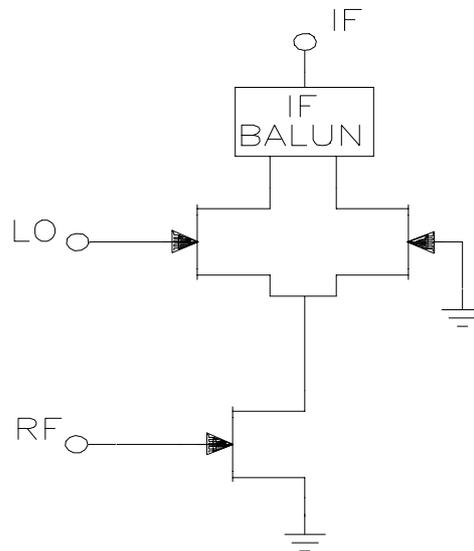


Figura 2.21 Mezclador diferencial sin balun de OL

II.4.3.1.4 Mezcladores Doblemente Balanceados con FETs

Como ejemplo de este tipo de mezcladores tenemos la conocida célula de Gilbert. Este circuito apareció hace aproximadamente 30 años y tuvo un éxito repentino en aplicaciones de radio puesto que fue el primer circuito multiplicador a cuatro cuadrantes. La célula de Gilbert clásica usa BJTs y se aprovecha de la cancelación entre la característica I/V exponencial y la característica logarítmica V/I de los transistores bipolares para producir el producto de señales. Al usar BJTs, se hace necesaria una etapa previa, denominada *circuito de predistorsión*, que corrige la distorsión que introduce la característica exponencial de los bipolares, a expensas de una disminución de la ganancia global. Ahora bien, cualquier circuito que tenga la misma topología, usando BJTs o FETs, cancela las partes pares de las características I/V de los dispositivos y preserva las partes impares, dando lugar a la multiplicación. Cualquier circuito con esta estructura es, por tanto, un mezclador balanceado.

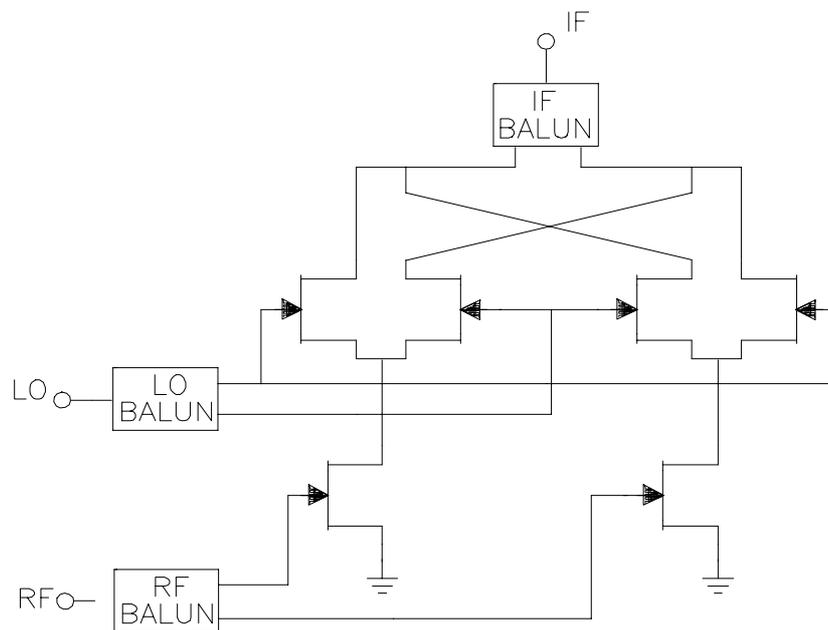


Figura 2.22 Mezclador doblemente balanceado basado en la célula de Gilbert

La Figura 2.22 nos muestra un mezclador doblemente balanceado basado en el multiplicador de Gilbert. Como otros muchos mezcladores doblemente balanceados, este mezclador consiste de dos de los mezcladores simplemente balanceados que se presentaban en la Figura 2.20. Cada mitad del mezclador funciona de la misma forma que lo anteriormente descrito para el circuito de la Figura 2.19. No obstante, la interconexión de las salidas da lugar a que los drenadores de los FETs superiores sean tierras virtuales para el OL y la RF, así como para las respuestas espúreas de orden par y los productos de intermodulación.

Otro tipo de mezclador doblemente balanceado se obtiene mediante la técnica Quarter-Square. Dicha técnica requiere tres etapas: una primera etapa de suma y resta, una segunda en la que se eleva al cuadrado y una tercera de resta. En la Figura 2.23 se muestra el diagrama de bloques de un multiplicador de cuatro cuadrantes basado en esta técnica, así como las relaciones algebraicas de que hace uso.

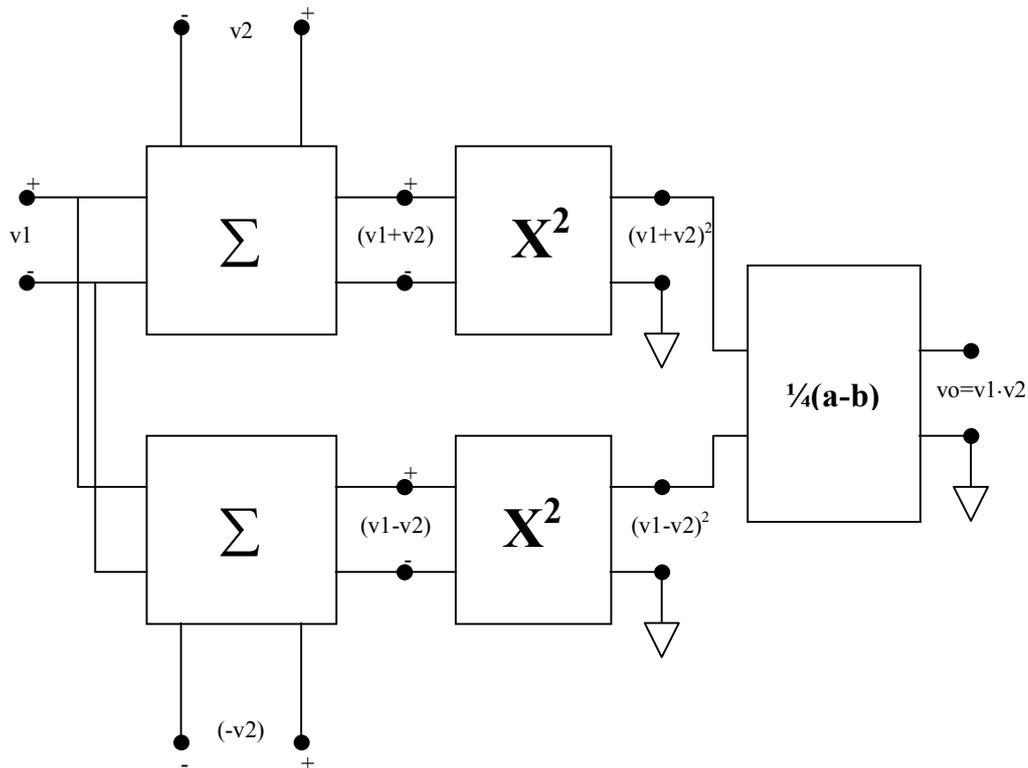


Figura 2.23 Diagrama de bloques de la técnica Quarter-Square

Como se observa, la multiplicación se consigue en tres pasos. Primero, la suma y resta de las dos señales de entrada. A continuación, dichos resultados se elevan al cuadrado. Finalmente, se realiza la resta de los cuadrados, y sólo hace falta una constante de escalado para obtener el resultado deseado.

Con anterioridad a la tecnología bipolar, los multiplicadores basados en la técnica Quarter-Square usaban amplificadores operacionales para conseguir las operaciones de suma y resta. Una fuente de error significativa era debida a las discontinuidades en el segmento de la característica parabólica usada para conseguir la operación de elevar al cuadrado. Normalmente, esta característica cuadrada era realizada mediante redes de diodos y resistencias lineales. Debido a los problemas iniciales con que se encontró esta técnica, fue reemplazada por la conocida técnica de la transconductancia variable, base de la célula de Gilbert. Dicha técnica era capaz de conseguir ancho de banda de al menos cinco veces mejor con el mismo orden de exactitud.

Por el contrario, la aparición de la tecnología MOS presenta características muy deseables para la realización de multiplicadores basados en la técnica Quarter-Square. Esto es debido, fundamentalmente, a la inherente ley cuadrática de los dispositivos MOS cuando estos trabajan en la zona de saturación. Así pues, trabajando con tecnología MOS se pueden conseguir tanto sumas como restas, y el hecho de elevar al cuadrado no es un problema. Además, los circuitos sumadores no están limitados, como en el caso del uso de

amplificadores operacionales, por el producto ganancia-ancho de banda, consiguiendo así anchos de banda bastante buenos y adecuados.

La Figura 2.24 muestra un multiplicador basado en la técnica de Quarter-Square y que hace uso de transistores HEMT. Una descripción mas detallada de su funcionamiento se halla en [3].

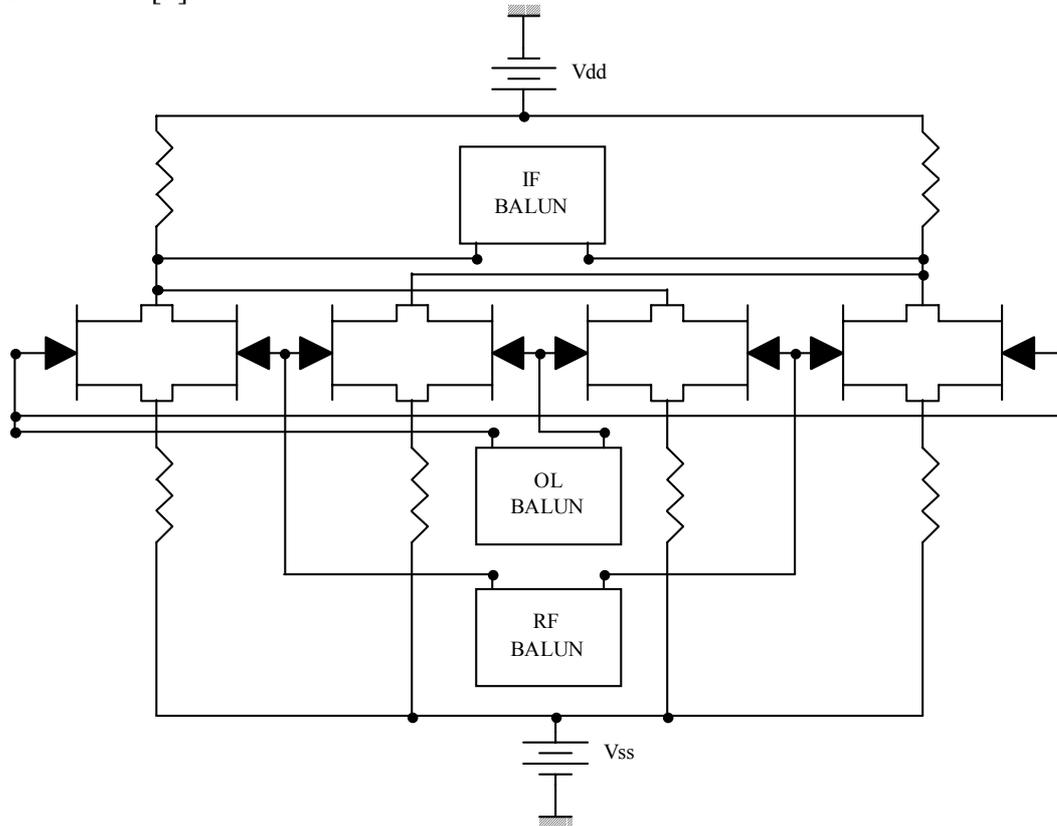


Figura 2.24 Mezclador doblemente balanceado mediante la técnica Quarter-Square

II.4.3.2 Mezcladores Pasivos con FETs

Los mezcladores pasivos construidos con FETs, también llamados mezcladores con FET resistivos, tienen una serie de ventajas sobre los mezcladores a diodo y los mezcladores activos vistos en el apartado anterior.

En un mezclador resistivo, aplicamos una señal de OL de alto nivel y una señal de RF de pequeña amplitud sobre un dispositivo no lineal. El OL modula la conductancia de la unión entre valores extremos, haciendo posible la conversión de frecuencia. Si la modulación de esta conductancia se realizase como una resistencia variable en el tiempo, la mezcla resultante estaría libre de intermodulación. Tanto más utilicemos un dispositivo no lineal para realizar la operación de mezcla, el mezclador estará condenado a tener niveles de intermodulación relativamente altos, respuestas espúreas y otros fenómenos no lineales.

Sin embargo, si podemos obtener esta variación con el tiempo sin no linealidades, podemos usar esto para obtener un mezclador sin distorsión.

Un ejemplo de tal elemento podría ser un interruptor ideal, operando a la frecuencia de OL, en serie con una pequeña resistencia. Los parámetros ha tener en cuenta serían las impedancias de los estados ON-OFF, la amplitud de la señal de control y el tiempo de transición entre estados. Un interruptor ideal presenta una impedancia cero en el estado ON y se comporta como un circuito abierto ideal en OFF, requiere una tensión mínima de control y no existe tiempo de transición entre estados. Dado que una resistencia lineal variable en el tiempo no existe en realidad, el dispositivo más indicado para construir un mezclador resistivo, es el que mejor se aproxime a las características de un interruptor ideal. El canal de un MESFET para pequeños valores de tensión drenador-fuente, es sólo débilmente no lineal. Pudiera llegar a ser ligeramente no lineal solamente si la tensión de drenador llegara a ser lo suficientemente grande como para acelerar los electrones hacia su velocidad de saturación. En muchos FETs, esto ocurre para pequeñas décimas de voltio, dependiendo de la tensión de puerta. De manera, que para pequeños voltajes de mili voltios, la resistencia de canal del FET es muy lineal. El OL se aplica a la puerta y ninguna polarización DC es necesaria (de todos modos, la puerta se puede polarizar cerca del *pinchoff*).

Esta señal de OL cambia la profundidad de la región de depleción bajo la puerta, y de esta manera, la resistencia de todo el canal. Cuando el voltaje de puerta cae por debajo de V_t , la resistencia del canal es infinita; cuando la tensión de puerta alcanza su valor máximo (justo por debajo del valor que provoca la conducción puerta-canal), la resistencia del canal es muy pequeña, de pocos ohmios (este valor depende de la geometría del dispositivo). Este rango de resistencias es adecuado para alcanzar buenos valores de conversión en el mezclador. Si el transistor está operando en su región lineal, la respuesta es no lineal con respecto a V_{gs} , lo cual permite la modulación de la conductancia del canal, mientras que la variación con respecto a V_{ds} es bastante lineal. Esta característica permite que la distorsión generada sea muy pequeña, comparada con un mezclador a diodo.

El FET opera siempre en su región lineal, donde el canal es, a efectos prácticos, una resistencia controlada por tensión. Para realizar el mezclador, se hace operar el FET en configuración de fuente común, con el OL aplicado en la puerta, con polarización negativa, la señal de RF se aplica al drenador, y las corrientes de FI se filtran del drenador o de la fuente. El esquema de un mezclador resistivo con un solo FET se puede observar en la Figura 2.25, que a la postre será el esquema desarrollado en el Capítulo 4.

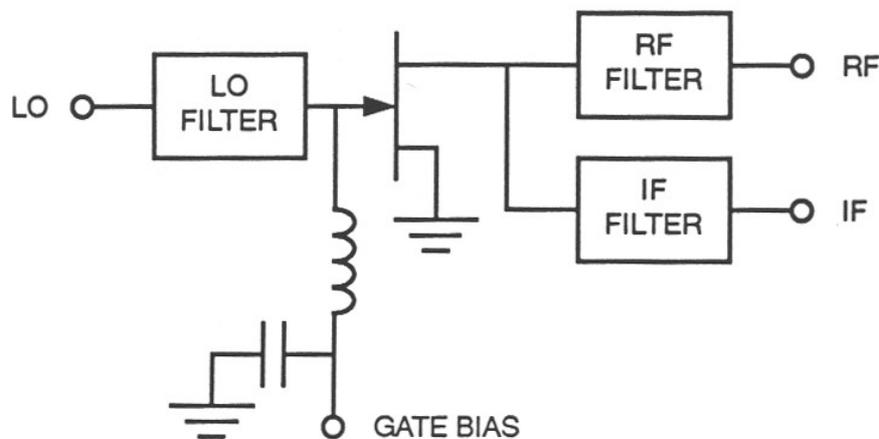


Figura 2.25 Mezclador Resistivo con un solo FET, sin polarización DC en el Drenador

La principal ventaja de un mezclador resistivo es su bajo nivel de distorsión por intermodulación. En los mezcladores a diodo o en los mezcladores activos con FET, la no linealidad que produce la mezcla provoca, al mismo tiempo, la distorsión por intermodulación. En un mezclador resistivo, dicha no linealidad no se emplea; la resistencia del canal puede ser perfectamente lineal y la mezcla aún se sigue produciendo. En realidad, para bajos niveles de señal, la resistencia del canal es muy lineal, por lo que resultan bajas distorsiones. No es inusual alcanzar puntos de intercepto de tercer orden sobre los 30 dBm para este tipo de mezcladores. Las pérdidas de conversión, en torno a los 6 ó 7 dB, y los niveles necesarios del OL son equiparables a los de los mezcladores con diodos.

Existe baja componente de ruido *flicker* ($1/f$), y la componente de ruido *shot* no aparece dado que el ruido generado en el canal de un mezclador resistivo tiene un origen exclusivamente térmico, lo que contrasta con los mezcladores a diodo, que tienen una importante componente de ruido *shot*.

Los mezcladores resistivos con un solo FET son componentes muy prácticos, especialmente a frecuencias por debajo de los 2 GHz. A esas frecuencias, la capacidad puerta-canal es despreciable y los aislamientos OL-RF y OL-FI son muy buenos. El circuito equivalente para un MESFET de GaAs no polarizado se muestra en la siguiente Figura 2.26.

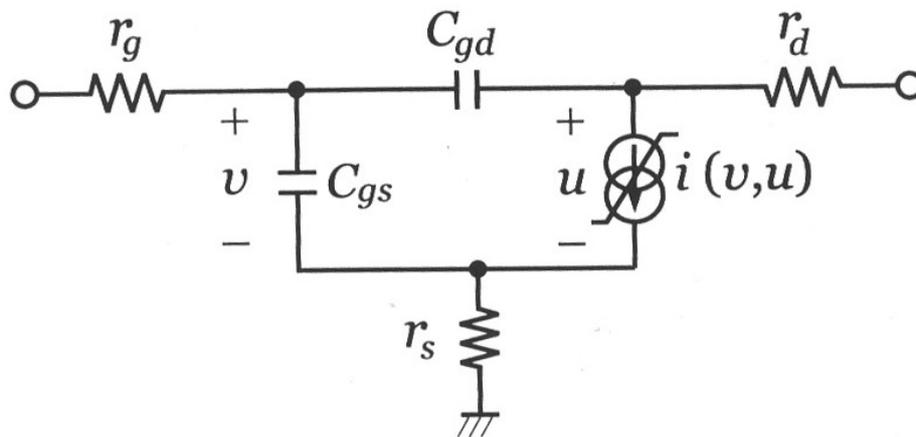


Figura 2.26 Circuito equivalente para un MESFET de GaAS, con tensión cero en el drenador

La capacidad puerta-canal se distribuye a lo largo del canal, pero por simplicidad se modela como dos capacidades concentradas. Desafortunadamente, la capacidad puerta-drenador en un FET no polarizado es tan grande como la capacidad puerta-fuente, de forma que a altas frecuencias el aislamiento OL-RF de un mezclador simple puede llegar a no ser conveniente. Además, el tener una tensión a la frecuencia del OL en el drenador aumenta el nivel de distorsión no lineal del mezclador. Para que esto no suceda, debe colocarse un filtro de RF que deje el drenador en cortocircuito a la frecuencia del OL, y a todas las frecuencias de mezcla, excepto RF y FI. En cuanto a los objetivos de diseño del filtro LO, no están muy claros. Si la tensión de RF se acopla a la puerta, es imaginable que la intermodulación podría aumentar debido a las no linealidades en la resistencia variable del canal $i(v,u)$. Si la puerta es cortocircuitada a la frecuencia de RF, la señal de RF no aparecerá en la puerta, de manera que en este sentido no empeora la distorsión por intermodulación. Sin embargo, poniendo la puerta en circuito abierto a RF, dividimos por la mitad la capacidad en paralelo con la resistencia del canal, de manera que las pérdidas de conversión deberían ser menores.

No obstante, también existen mezcladores resistivos con FET balanceados. En los mejores diseños, tanto el drenador como la fuente de cada FET son tierras virtuales, de manera que los problemas anteriores se resuelven.

Presentamos aquí a modo de ejemplo un mezclador resistivo doblemente balanceado. El mezclador en anillo de la Figura 2.27 es un mezclador de conmutación que opera de forma análoga a como lo hace el mezclador en anillo de diodos que se mostraba en la Figura 2.15. El OL hace que pares de transistores conduzcan alternativamente, conmutando la polaridad de la conexión de la RF a la FI. Esto provoca la mezcla entre la señal de RF y la componente fundamental del OL, generando así la señal de salida a la frecuencia intermedia FI.

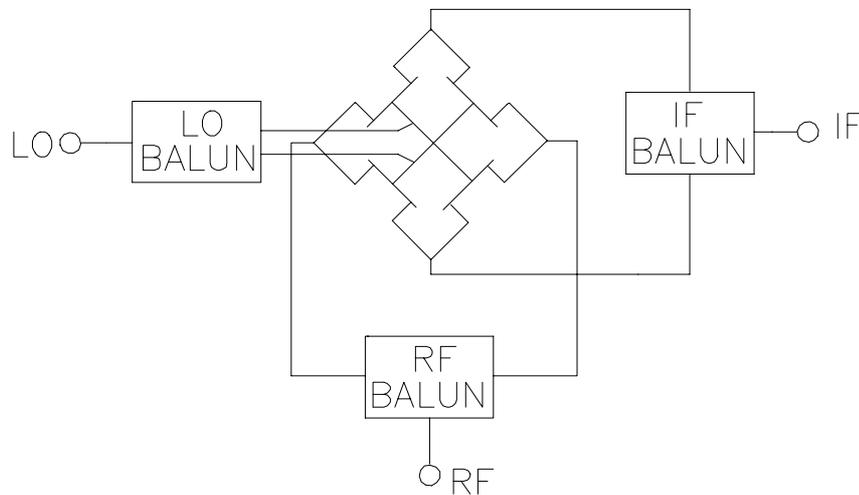


Figura 2.27 Mezclador resistivo con FET en anillo

Una propiedad importante del mezclador en anillo de la figura es que todos los nodos del anillo son tierras virtuales para el OL, los nodos de conexión FI son tierras virtuales para la RF, y las conexiones RF lo son para la FI. Las puertas también son tierras virtuales tanto para RF como para FI. Así, la topología del circuito aísla los puertos, haciendo innecesarios los filtros. El resultado de esto es que el ancho de banda vendrá limitado fundamentalmente por los baluns de RF, OL y FI.

La impedancia de entrada de RF y la de salida de FI en los terminales del anillo son las mismas que las de un dispositivo simple. Optimizar la distorsión en un mezclador de este tipo es más o menos automático: los FETs cortocircuitan todas las frecuencias de mezcla indeseadas. No se necesitan filtros para dar lugar a terminaciones óptimas. Si se usan dispositivos de GaAs, se hace necesaria la polarización DC de las puertas, que deberán estar polarizadas cerca del *pinchoff*.

II.5 Conclusiones

En este capítulo hemos empezado repasando el modo de operación básico de un mezclador y las características que permiten definir la bondad de un dispositivo de este tipo. A continuación hemos detallado los distintos dispositivos semiconductores que podemos utilizar en la fabricación de mezcladores, resaltando las virtudes y los defectos de cada uno de ellos. Por último, hemos incluido un apartado extenso donde se han descrito las diferentes configuraciones entre las que tradicionalmente podíamos escoger para la

realización de mezcladores. Para finalizar este capítulo, incluimos una tabla comparativa entre los distintas estructuras capaces de implementar un mezclador y que han sido comentadas a lo largo de este capítulo.

Estructura mezclador	Aislamiento OL/RF	Aislamiento RF/IF	Aislamiento OL/IF	Rechazo a señales espúreas	IP ₃	P _{-1dB}
Simple a diodos	Pobre	Pobre	Pobre	Ninguna	Baja	Baja
Simple con FET	Pobre	Pobre	Pobre	Ninguna	Baja	Baja
A diodos simple/balanceada con híbridos de 90°	Pobre	Depende de la calidad de los filtros	Depende de la calidad de los filtros	Buena	Media	Baja
A diodos simple/balanceada con híbridos de 180°	Buena	Depende de la calidad de los filtros	Depende de la calidad de los filtros	Buena	Media	Media
Con FET simple/balanceados	Buena	Buena	Buena	Buena	Media	Media
Con FET de doble Puerta	Buena	Depende de la calidad de los filtros	Depende de la calidad de los filtros	Ninguna	Media	Media
A diodos doble/balanceados	Buena	Buena	Buena	Buena	Alto	Alto
Con FET doble/balanceados	Buena	Buena	Buena	Buena	Alto	Alto
Resistivo con 1 solo FET	Depende de la calidad de los filtros	Depende de la calidad de los filtros	Depende de la calidad de los filtros	Ninguna	Alto	Alto

Tabla 2.1 Tabla comparativa entre las distintas estructuras para mezcladores

Capítulo III

Tecnología HEMT Utilizada

Capítulo III

Tecnología HEMT Utilizada

III.1 Introducción

El transistor de alta movilidad electrónico o HEMT (*High Electron Mobility Transistor*), tiene como característica principal la utilización de heterouniones en su construcción. Estas heterouniones se forman entre semiconductores de diferentes composiciones y separaciones entre bandas, como el GaAs/AlGaAs y InGaAs/InP. En la figura 3.1 tenemos un diagrama esquemático de las diferentes capas que forman un transistor HEMT. La heterounión de mayor interés es la que está entre el AlGaAs dopado con silicio y el buffer de GaAs no dopado. Debido a la gran diferencia que existe entre las bandas de energía entre el AlGaAs y el GaAs, los electrones libres se difunden desde la capa dopada n-AlGaAs hacia la capa de GaAs no dopada, quedando confinados en láminas muy delgadas próximas a las interfases, formándose así un *gas de electrones bidimensional* (2-DEG). Una barrera de potencial confina los electrones en una fina capa. La concentración de portadores de la capa 2-DEG se controla a través de la tensión de puerta.

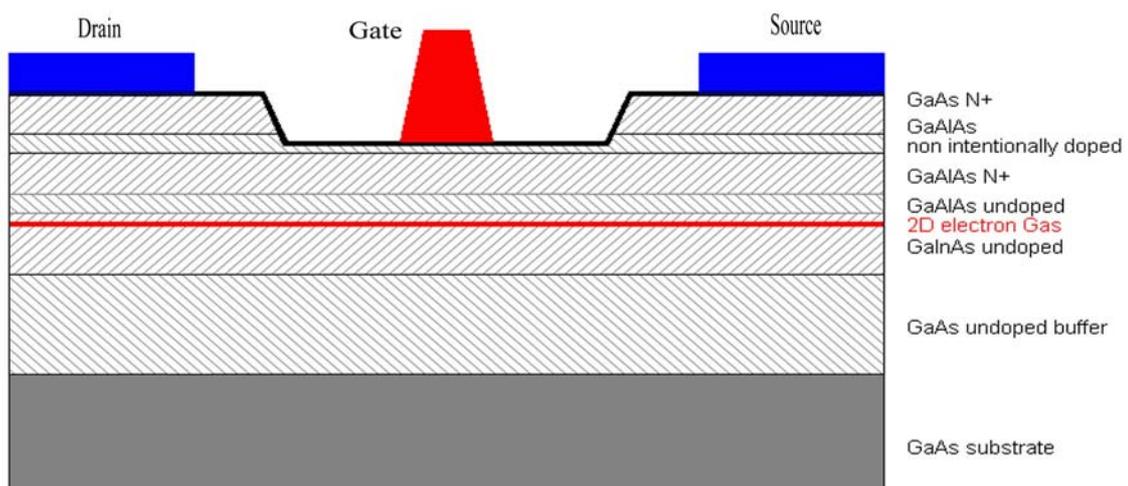


Figura 3.1 Estructura de capas de un HEMT

Las propiedades de transporte de esta capa 2-DEG son superiores a las de un MESFET, puesto que la ausencia de donadores ionizados en el canal reduce la dispersión, aumentando así la movilidad. Podemos resumir las ventajas que presenta un HEMT en los siguientes puntos:

- Alta movilidad electrónica.
- Resistencia de fuente pequeña.
- Resistencia de salida alta.
- Capacidades de la zona de depleción pequeña (C_{gs} menor).
- Valor de la frecuencia de trabajo alto, debido a la pequeña separación entre la puerta y el canal.
- Mayor barrera Schottky debido a la deposición de metal sobre AlGaAs en lugar de GaAs.

Si en lugar de utilizar GaAs como material en el canal del gas de electrones se utiliza InGaAs, entonces se mejora el comportamiento del nuevo HEMT, llamado HEMT pseudomórfico. Este tipo de transistores es el que utilizaremos en este proyecto. El transporte de electrones y el confinamiento de los portadores en el canal es mejor en comparación al HEMT convencional. Dado que el salto de las bandas de energía es mayor en la interfase AlGaAs/InGaAs, la densidad de carga es mayor y de aquí que la densidad de corriente y la transconductancia sean más altas. Esta última característica hace que la ganancia de conversión en los mezcladores a HEMT sea más alta que con transistores MESFET. Otras ventajas de los mezcladores a HEMT son su bajo factor de ruido y mayor frecuencia de operación.

En este capítulo nos proponemos describir las características más relevantes del transistor que vamos a utilizar en la realización del mezclador. Como se verá en Capítulo 4, el transistor elegido es el **fED2ONL1**, del proceso ED02AH, que es, hasta el momento, el último proceso de la fundición Philips Microwave Limeil.

Antes de entrar en la caracterización del transistor utilizado, describiremos brevemente el proceso ED02AH de Philips, para pasar luego a detallar las características lineales del transistor **fED2ONL1** así como las características no lineales del mismo, que es la que puede interesar desde el punto de vista de mezcladores. También se comentarán las características del transistor **fED2OFL1**, ya que como se verá más adelante en el capítulo 4 se compararán los resultados más interesantes entre ambos transistores, y se justificará la utilización del primero.

III.2 Proceso ED02AH de PML

El proceso ED02AH de Philips se desarrolló específicamente para aplicaciones de microondas y ondas milimétricas hasta 70 Ghz.

- **E** : transistor de Enriquecimiento.
- **D**: transistor de Depleción.

- **02:** longitud de puerta de 0.2 μm .
- **A:** proceso OMMIC tipo "A".
- **H:** HEMT con capa pseudomórfica.

La característica principal de este proceso es la utilización de una capa activa pseudomórfica (GaInAs). Emplea como elementos activos transistores HEMT de 0.2 μm de longitud de puerta. Utiliza conexiones a tierra (via holes) a través de un sustrato de 100 μm de espesor, lo que reduce las inductancias parásitas a tierra. Utiliza dos tipos de condensadores según sea el valor. Las resistencias son de un sólo tipo y las inducciones se realizan en un solo nivel de metalización.

III.2.1 Estructura de Capas

Las capas utilizadas en este proceso son las siguientes:

- **Capa 1: "LI"**. Esta capa proporciona aislamiento eléctrico a las áreas activas (P-HEMTs, diodos, resistencias)
- **Capa 2: Contacto Óhmico ("OH")**. Metalización para los contactos óhmicos. Se emplea también en las pistas de entrada/salida del circuito ("bonding pads").
- **Capa 3: "BE"**. Electrodo inferior de los condensadores MIM. Esta capa se utiliza también en los diodos de 3 μm y en líneas de transmisión e interconexiones.
- **Capa 4: "G"**. Metalización de puerta.
- **Capa 5: Nitruro de Silicio (Si_3N_4)**. Capa utilizada para pasivar los dispositivos activos. Sirve también como dieléctrico en los condensadores MIM.
- **Capa 6: "CG"**. A través de esta capa se produce una apertura de los contactos (pads) de puerta.
- **Capa 7: "TE"**. Metalización de los electrodos superiores de los condensadores MIM.
- **Capa 8: "CO"**. Deposición dieléctrica (Óxido de Silicio) y apertura de contactos para las interconexiones.
- **Capa 9: "AB"**. A través de esta capa es posible realizar puentes de aire.
- **Capa 10: "IN"**. Segunda metalización. Empleada en las líneas de transmisión, interconexiones, inducciones espirales, salida de los electrodos superiores de las capacidades MIM y pistas de entrada/salida del circuito. Presenta menos pérdidas que la metalización BE.
- **Capa 11: Pasivación de Óxido de Silicio**. Permite una total pasivación del circuito.
- **Capa 12: "CB"**. Permite la apertura de los contactos para las entradas y salidas del circuito, así como de las separaciones entre chips.

III.2.2 Elementos Disponibles

Los elementos lineales de los que se dispone en este proceso son:

- **Resistencias:** Se realizan usando la capa activa LI.
- **Inducciones:** Se realizan mediante metalizaciones IN en espiral. Su valor máximo es de 15 nH.
- **Condensadores:** Según el valor del mismo, se pueden realizar de dos formas: con dieléctrico de Nitruro de Silicio para valores altos, y con dieléctrico de Óxido de Silicio además de Nitruro de Silicio, para valores pequeños.

Los elementos no lineales del proceso son:

- **Transistores HEMT de empobrecimiento o depleción (ON) y de enriquecimiento (OFF),** con una tensión umbral de -0.9 V y 0.1 V respectivamente. Se pueden realizar en forma de T o en forma de U. El modelo no lineal que suministra la fundición es válido para un número de dedos no superior a 6 y con una anchura unidad menor o igual a 50 μm .
- **Diodos.** En este proceso es posible utilizar diodos. Existen dos tipos: en el primero se conectan los electrodos de drenador y fuente. La longitud de la metalización GM debe ser igual que en los transistores HEMT, 0.2 μm . El segundo tipo (diodos BE), son diodos interdigitales que reducen la resistencia serie. La capa activa es la máscara BE, cuya longitud es fija y de 3 μm . La fundición suministra modelos de gran señal para ambos, válidos para modos de operación tanto directa como inversa.

Pasamos ahora a comentar las características más relevantes de los transistores **fED2ON** y **fED2OFF**, comenzando con los parámetros DC, siguiendo con el modelo lineal de ambos dispositivos y acabando con el modelo no lineal.

III.3 Parámetros DC

Vamos a comenzar detallando los parámetros DC de nuestros transistores, pero antes de ello, digamos algo acerca de la topología de ambos transistores.

El proceso ED02AH de Philips permite construir transistores en dos estructuras básicas: la estructura en T y la estructura en U. La primera es la que se venía utilizando en procesos más antiguos. La estructura en U es más reciente y permite obtener transistores más compactos, por lo que es la recomendable en todos los diseños modernos. Los transistores que nosotros usamos son transistores en U.

Por otro lado, puede llamar la atención el que a lo largo de esta memoria hablemos del número de dedos de los transistores que usamos. Para aumentar la corriente DC y la potencia de salida de un dispositivo FET, el ancho de la puerta debe aumentar. Se podría

pensar en construir un transistor con un ancho de puerta determinado y con un único “dedo” que ocupase todo ese ancho. Pero, en ese caso, la resistencia de puerta sería alta, con lo que la ganancia decrecería. Para evitar esto, se utiliza la estructura “multidedo”: la anchura total de la puerta se divide entre un número paralelo de dedos Nbd , lo que permite reducir drásticamente la resistencia de puerta.

Dicho esto, pasamos a recoger en una tabla los principales parámetros DC del transistor Philips ED02AH P-HEMT.

En la Tabla 3.1, el factor de escalado hace referencia a que habrá que multiplicar el parámetro de que se trate por la anchura, en mm, del transistor. Ese escalado se tendrá que realizar también en muchos de los parámetros que se van a describir. Las reglas de escalado aparecen en las referencias [16] y [17].

Nombre	Definición	Unidad	Valor OFF	Valor ON	Escalado
V_t	Tensión umbral (V_{gs} para $I_{ds}=1\text{mA/mm}$ y $V_{ds}=3\text{V}$)	V	0.1 ó 0.225	-0.9	-
I_{dss}	Corriente de saturación: I_{ds} para $V_{gs}=0\text{V}$ en ON, $V_{gs}=+0.7\text{V}$ en OFF y $V_{ds}=3\text{V}$ en ambos	mA/mm	170 ó 140	250	$\times W$
g_m	Transconductancia en DC ($V_{gs}=0\text{V}$ en ON, $V_{gs}=+0.7\text{V}$ en OFF y $V_{ds}=3\text{V}$ en ambos)	mS/mm	520 ó 440	440	$\times W$
V_{brgss}	Tensión drenador+fuelle respecto puerta para $I_g=1\text{mA/mm}$ (drenador y fuente cortocircuitados)	V	-8.0	-8.0	
V_{leak}	Tensión drenador+fuelle respecto puerta para $I_g=10\mu\text{A/mm}$ (drenador y fuente cortocircuitados)	V	-6.0	-4.6	

Tabla 3.1 Parámetros DC del transistor Philips ED02AH P-HEMT

III.4 Modelado Lineal del HEMT

III.4.1 Parámetros RF. Modelo de Pequeña Señal

Los parámetros RF del transistor P-HEMT vienen dados en forma de un circuito equivalente que depende de la polarización y de la geometría. El circuito equivalente propuesto por Philips Microwave para la simulación de pequeña señal de transistor Philips ED02AH P-HEMT es el que aparece en la Figura 3.2.

Fuera de los dominios anteriores, G_{gd} , G_{gs} y R_{gd} se pueden despreciar (poner a 0) por simplicidad.

III.4.1.3 Ancho de Puerta Unitario

El ancho de puerta unitario (W_u) es el ancho de un dedo de puerta individual:

$$W_u = \frac{W}{N_{bd}} \quad (3.1)$$

La anchura de un dedo de puerta se puede extender en el layout hasta 300 o incluso 400 μm , pero excepto en el diseño de circuitos como interruptores o amplificadores de potencia de baja frecuencia, se recomienda mantener la anchura de puerta unitaria por debajo de las 50 μm para así reducir las pérdidas por la resistencia serie de la puerta y aumentar la máxima ganancia disponible.

III.4.1.4 Reglas de Escalado

En el manual de diseño de la Foundry [14], [15], aparecen unas tablas con los valores de los elementos del circuito equivalente de pequeña señal de la figura 3.2, que dependen de la topología del transistor (las tablas vienen dadas para la topología en U comentada) y de la polarización del mismo (vienen los valores de los elementos para distintas tensiones V_{gs} y V_{ds}). Pero además, esas tablas se dan para una anchura de puerta teórica de 1 mm y suponiendo que la puerta consta de un solo dedo. Para calcular los valores de los elementos en un caso general en el que se tenga una anchura de puerta W y un número de dedos N_{bd} se usan unas ciertas reglas de escalado (tomando W en mm), que aparecen en dicha documentación.

En dichas expresiones, los elementos que contienen un subíndice $_0$ son los que se listan en las tablas que aparecen en [14] y [15]. De ellos, existen tres que son fijos y no dependen de la polarización, que son: $R_{g0} = 225 \Omega/\text{mm}$, $R_{s0} = 0.6 \Omega.\text{mm}$ y $R_{d0} = 0.6 \Omega.\text{mm}$. Además, también aparecen elementos con un subíndice $_e$, que modelan parásitos dependientes del número de dedos. Sus valores son fijos y tampoco dependen de la polarización: $C_{gse} = 1.2 \text{ fF}$, $C_{gde} = 1.2 \text{ fF}$ y $C_{dse} = 1.2 \text{ fF}$. En [16] también se pueden encontrar fórmulas para calcular los valores de L_g , C_d , C_s , C_g , L_s y L_d .

Por último, hay que tener en cuenta que las reglas de escalado existentes sólo **son válidas para $N_{bd} \leq 10$ y $W_u \leq 50 \mu\text{m}$.**

III.4.2 Parámetros S

A continuación se presentan unas tablas con los parámetros S de los transistores **fED2ONL1** y **fED2OFFL1** en un rango de frecuencias amplio. Las tablas han sido extraídas de la librería ED02AH que suministra la Foundry de Philips para el diseño [16].

Freq (GHz)	S[1,1]	S[1,1]	S[1,2]	S[1,2]	S[2,1]	S[2,1]	S[2,2]	S[2,2]
	Mag	Ang (deg)	Mag	Ang (deg)	Mag	Ang	Mag	Ang
0.10	0.9999	-0.5150	0.0012	89.1611	3.9140	179.6240	0.7951	-0.2876
5.10	0.9808	-26.2513	0.0577	73.9867	3.7778	160.7480	0.7729	-14.7997
10.10	0.9360	-49.5626	0.1040	60.1381	3.4494	143.7122	0.7199	-27.6451
15.10	0.8852	-69.3188	0.1370	48.8639	3.0554	129.2604	0.6583	-38.1119
20.10	0.8406	-85.5323	0.1589	40.0076	2.6808	117.2363	0.6022	-46.5343
25.10	0.8054	-98.7322	0.1731	33.0807	2.3574	107.1532	0.5565	-53.4196
30.10	0.7790	-109.5533	0.1820	27.6055	2.0883	89.5351	0.5212	-59.2611
35.10	0.7596	-118.4720	0.1875	23.2121	1.8667	91.0130	0.4946	-64.4194
40.10	0.7453	-125.9729	0.1907	19.6353	1.6839	84.3225	0.4750	-69.1340
45.10	0.7349	-132.3595	0.1923	16.6900	1.5317	78.2784	0.4607	-73.5568
50.10	0.7274	-137.8757	0.1928	14.2469	1.4040	72.7506	0.4505	-77.7809

Tabla 3.2 Parámetros S del transistor ON para $Nbd=6$, $Wu=15\mu m$, $V_{ds} = 3V$ y $V_{gs} = 0V$

Freq (GHz)	S[1,1]	S[1,1]	S[1,2]	S[1,2]	S[2,1]	S[2,1]	S[2,2]	S[2,2]
	Mag	Ang (deg)						
0.10	0.9999	-0.5150	0.0012	89.1611	3.9140	179.6240	0.7951	-0.2876
5.10	0.9808	-26.2513	0.0577	73.9867	3.7778	160.7480	0.7729	-14.7997
10.10	0.9360	-49.5626	0.1040	60.1381	3.4494	143.7122	0.7199	-27.6151
15.10	0.8852	-69.3188	0.1370	48.8639	3.0554	129.2604	0.6583	-38.1119
20.10	0.8406	-85.8323	0.1589	40.0076	2.6808	117.2363	0.6022	-46.5343
25.10	0.8054	-98.7322	0.1731	33.0807	2.3574	107.1532	0.5565	-53.4196
30.10	0.7790	-109.5333	0.1820	27.6055	2.0883	98.5351	0.5212	-59.2611
35.10	0.7596	-118.4720	0.1875	23.2121	1.8667	91.0130	0.1646	-64.4194
40.10	0.7453	-125.9729	0.1907	19.6353	1.6839	84.3225	0.4750	-69.1340
45.10	0.7349	-132.3595	0.1923	16.6900	1.5317	78.2784	0.4607	-73.5568
50.10	0.7274	-137.8757	0.1928	14.2469	1.4040	72.7506	0.4505	-77.7809

Tabla 3.3 Parámetros S del transistor OFF para $Nbd=6$, $Wu=15\mu m$, $V_{ds} = 3V$ y $V_{gs} = 0V$

III.5 Modelado No Lineal del HEMT

Para el diseño de circuitos en simuladores no lineales, Philips Microwave propone un modelo no lineal que describe las no linealidades de corrientes y capacidades. Este modelo, mostrado en la Figura 3.3, da muy buenos resultados, en particular en lo referente a la representación de G_m , G_d y variaciones de carga, con respecto a la mayoría de los

modelos que normalmente se usan en los simuladores (Curtice-Ettenberg, DICHOM...). Este será el modelo que utilizemos en el diseño del mezclador que se presenta en el Capítulo 4. Para ello, se integra la librería que suministra la Foundry de Philips en el simulador Libra de HPEEsof, con lo que el modelo del transistor se incorpora directamente a las simulaciones realizadas. Además del transistor, en esta librería correspondiente al proceso ED02AH también encontramos numerosos elementos que se usarán en el layout del dispositivo (líneas de transmisión, puentes, capacidades, resistencias, etc).

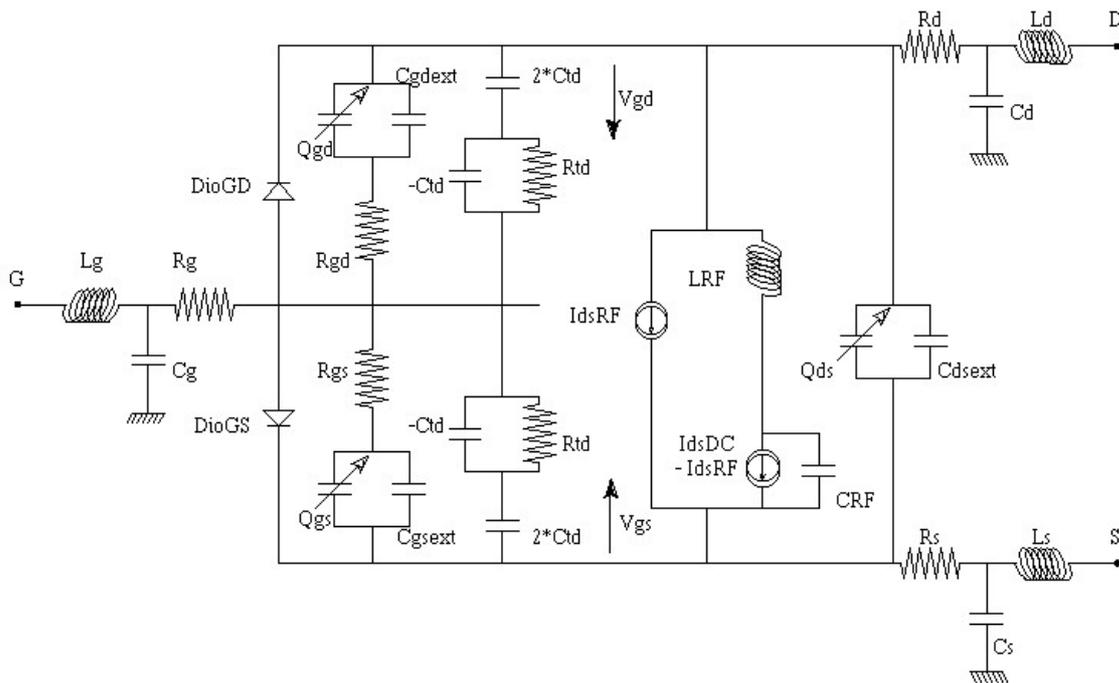


Figura 3.3 Circuito equivalente en gran señal del transistor Philips ED02AH P-HEMT

Se puede observar que, a diferencia del circuito equivalente de pequeña señal, se incluyen unos diodos, encargados de modelar las pequeñas corrientes que circulan entre puerta y drenador, y entre puerta y fuente. Dichas corrientes son despreciables en un punto de funcionamiento normal del circuito, y sólo se tienen en cuenta en caso de que las tensiones externas alcancen un valor particularmente elevado.

Otro elemento interesante que aporta el modelo no lineal es la red RC formada por el paralelo entre $-C_{td}$ y R_{td} más la capacidad en serie $2 \cdot C_{td}$. Esta red se encarga de modelar el efecto del retraso de puerta mediante la transformación de la tensión V_{gs} en otra tensión V_{delay} , que se mide en los terminales de la capacidad $2 \cdot C_{td}$, en la que se basan las expresiones del modelado.

III.5.1 Elementos Lineales y de Acceso

Los elementos que modelan las resistencias de acceso y los parásitos externos son los mismos que en el modelo de pequeña señal, ya estudiado en el apartado anterior. Además, las variaciones de R_{gs0} , R_{gd0} , C_{ds0} y t_{d0} con V_{gs} y V_{ds} se desprecian para reducir la complejidad del modelo. En la tabla 3.4 se listan los valores constantes que se toman para estos elementos. De nuevo el subíndice 0 hace referencia a una anchura de puerta de 1 mm y compuesta de un solo dedo. Las reglas de escalado para casos más generales son las mismas que se encuentran en las referencias [14] y [15].

Nombre	Descripción del parámetro	Valor OFF	Valor ON
R_{gs0}	Resistencia puerta-fuente	0.40 Ω	0.38 Ω
R_{gd0}	Resistencia puerta-drenador	1.22 Ω	0.58 Ω
C_{ds0}	Capacidad drenador-fuente	50 fF	75 fF
t_{d0}	Tiempo de retraso	0 ps	0 ps

Tabla 3.4 Valores constantes de parámetros

III.5.2 Elementos No Lineales

Son fundamentalmente tres los elementos no lineales del modelo: la corriente drenador-fuente I_{ds} , las capacidades puerta-drenador C_{gd} y puerta-fuente C_{gs} y las corrientes de los diodos formados por la puerta-drenador y la puerta-fuente.

En las ecuaciones que presentaremos a continuación, aparecen las siguientes tensiones e intensidades (se pueden ver señalizadas en la Figura 3.3):

- V_{gsC} es la tensión a través de C_{gs}
- V_{gdC} es la tensión a través de C_{gd}
- V_{ds} es la tensión a través de I_{ds}
- V_{dsRF} es la tensión a través de I_{dsrf}
- V_{gsD} es la tensión a través del diodo puerta-fuente ($C_{gs} + R_{gs}$)
- V_{gdD} es la tensión a través del diodo puerta-drenador ($C_{gd} + R_{gd}$)
- I_{gs} es la intensidad puerta-fuente
- I_{gd} es la intensidad puerta-drenador
- $I_{dstotal}$ es la intensidad drenador-fuente ($= I_{ds} + I_{dsrf}$)

III.5.3 Tiempo de Retraso

Como se dijo anteriormente, el tiempo de retraso (t_{d0}), se modela mediante una red RC en paralelo con C_{gs} , que transforma V_{gsC} en V_{delay} . En la Figura 3.3 se puede observar que la capacidad C_{td} tiene valor negativo. En realidad, en el proceso ED02AH el tiempo de

retraso es muy pequeño y se puede despreciar, por lo que la red anterior no es útil. Sin embargo, se sigue empleando en el modelo para mantener la compatibilidad con otros procesos de Philips Microwave Limeil (PML).

III.5.4 Corriente Drenador-Fuente I_{ds}

La corriente drenador-fuente de un P-HEMT varía con la frecuencia, debido a los efectos de relajación del GaAs. El modelo de esta corriente para este transistor está constituido de dos fuentes de corriente: 1) I_{ds} tiene el mismo comportamiento en RF y en DC, 2) I_{dsrf} es la diferencia entre las corrientes de RF y las de DC.

La frecuencia F_{tr} a la que el valor RF empieza a contar viene establecida por la inductancia L_{rf} :

$$F_{tr} \cong \frac{R_{ds}}{2\pi L_{rf}} \times 10 \quad (3.2)$$

donde R_{ds} es el valor RF de la conductancia de salida del FET. F_{tr} se ha fijado a 50 KHz para $V_{gs} = V_t$. Dependiendo del tipo de circuito que se diseñe, es posible cambiar este valor usando L_{rf} . Disminuyendo L_{rf} es probable que se reduzca el tiempo de análisis (debido a que las constantes de tiempo son menores), pero puede afectar al comportamiento de la simulación si F_{tr} es demasiado alta.

La expresión que se usa para la intensidad de drenador en función de las tensiones internas del transistor V_{gs} y V_{ds} , aparece en las referencias [16] y [17]. Dicha expresión consta de una serie de términos, cuyos significados son los siguientes:

- I_1 : representa la saturación de I_{ds} con la tensión V_{ds} . Este efecto se suele modelar mediante la función \tanh en la mayoría de los modelos de transistores.

$$I_1 = \tanh(K \cdot V_{ds}) \quad (3.3)$$

Mientras mayor sea el factor K que multiplica a V_{ds} , la saturación se manifestará para valores menores de V_{ds} . Esto se consigue porque este término se hace prácticamente igual a la unidad (y, por tanto, deja de influir) para valores tales que $K \cdot V_{ds} > 8.4$.

- I_2 : Representa la variación de I_{ds} con V_{gs} . Se usa una expresión polinómica:

$$I_2 = K_a \cdot (V_{eff1} - V_t) + K_b \cdot (V_{eff1} - V_t)^2 + K_c \cdot (V_{eff1} - V_t)^3 + K_d \cdot (V_{eff1} - V_t)^4 + K_e \cdot (V_{eff1} - V_t)^5 \quad (3.4)$$

donde se usa la variable intermedia V_{eff1} , que tiene como finalidad controlar el comportamiento de I_2 fuera del rango normal de tensiones de funcionamiento (V_t , V_b).

- I_3 , I_4 : Controlan la variación de la conductancia de salida con V_{ds} y V_{gs} respectivamente. Es de notar que la expresión de I_3 se proporciona mediante una

función discontinua, lo que tiene el problema de que la función no será derivable en todos sus puntos, cuando es también importante modelar las derivadas de la intensidad.

En cuanto a la fuente de intensidad I_{dsrf} , la expresión que la modela aparece en [14] y [15]. En ella podemos ver que I_{dsrf} es muy similar a la segunda parte de la expresión de I_{ds} , con los mismos parámetros, salvo unas ligeras diferencias.

III.5.5 Corrientes de Diodos

Veamos ahora los modelos de las corrientes propuestos para los diodos que aparecen entre la puerta y la fuente y entre la puerta y el drenador.

La expresión de la corriente del diodo entre puerta y fuente I_{gs} viene también en [14] y [15]. Consta de dos elementos, I_{gsfwd} e I_{gsrev} , siendo la expresión de este último una función a trozos.

La expresión de la corriente del diodo entre puerta y drenador I_{gd} que aparece en [14] y [15] consta también de dos elementos: I_{gdfwd} e I_{gdrev} , cuyas expresiones son idénticas a las de sus homólogos que aparecían en la expresión de la corriente I_{gs} , pero dependientes de la tensión V_{gdD} en lugar de V_{gsD} , tensión de la que dependían los otros elementos.

III.5.6 Capacidades

Las capacidades vienen descritas por sus cargas, que vienen expresadas en las referencias [14] y [15]. Sus únicos elementos desconocidos son V_{eff2} , que es una función que controla el valor de V_{gsC} (tensión a través de C_{gs}) fuera del rango (V_t , V_b) y V_{eff3} , que es otra función para controlar el valor de la tensión V_{gdC} (tensión a través de C_{gd}) fuera del mismo rango.

III.5.7 Limitaciones del Modelo

El modelo descrito se puede usar de modo preciso en la mayoría de las aplicaciones, teniendo en cuenta las siguientes limitaciones:

- El modelo debe ser usado con $V_{ds} \geq 0$.
- Las variaciones de C_{gs} y C_{gd} con V_{ds} no se han tenido en cuenta.
- Debido al punto anterior, el comportamiento RF es sólo aproximado por debajo de $V_{ds} = 1.5$ V. El comportamiento DC es válido para todo el rango de V_d

Capítulo IV

Diseño, Simulaciones y Resultados

Capítulo IV

Diseño, Simulaciones y Resultados

IV.1 Introducción

El objetivo fundamental de este proyecto fin de carrera es la obtención de un mezclador que diera un funcionamiento adecuado a altas frecuencias con unas características de ganancia (pérdidas) y punto de intercepto adecuadas.

Recordamos que los multiplicadores analógicos son el bloque más importante de circuitos analógicos como ecualizadores adaptativos, trasladadores de frecuencia y generadores de onda. En estas aplicaciones son necesarias características como: gran exactitud, un rango dinámico largo y un amplio rango de frecuencia.

La topología del circuito utilizado se basa en un multiplicador analógico que hace uso de tecnología MOS. Se trata de un mezclador resistivo que usa una estructura similar a la de la figura 2.25. Dicho mezclador hace uso de la característica lineal de los MOS en su zona lineal.

IV.2 Análisis del Mezclador Resistivo con FET

Bajo las consideraciones marcadas en el Capítulo 2, en el que se comentaba la estructura de un Mezclador Pasivo con un solo FET, así como la estructura de filtros necesaria para el aislamiento entre puertos (y así posibilitar el correcto funcionamiento del mezclador), podemos calcular el circuito equivalente del mezclador, Figura 4.1,

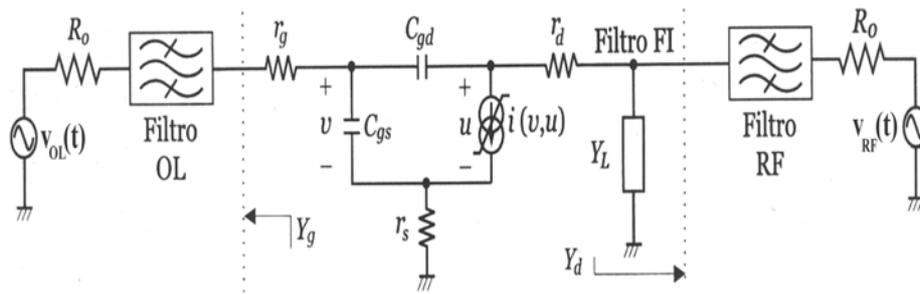


Figura 4.1 Circuito equivalente de un mezclador FET resistivo

incluyendo los filtros de OL, RF y FI. En cuanto al diseño del filtro de OL, se adopta la solución de cortocircuitar la puerta para RF, a fin de evitar el acoplamiento de RF en la puerta. Las dos entradas al mezclador se pueden representar por su equivalente de Thévenin. Nos referimos a Z_g y a Z_d para designar la impedancia equivalente del generador de OL y del generador de RF respectivamente, incluyendo el efecto de los filtros. La salida se representa por una admitancia equivalente Y_L .

Como consecuencia de las características exigidas al filtro de RF, el estudio de las formas de onda del FET bombeado por la señal de OL se simplifica considerablemente. Dado que a la frecuencia de OL el drenador está terminado en cortocircuito, el análisis de gran señal se reduce al circuito de la Figura 4.2(a). Como se comentó en el Capítulo 2,

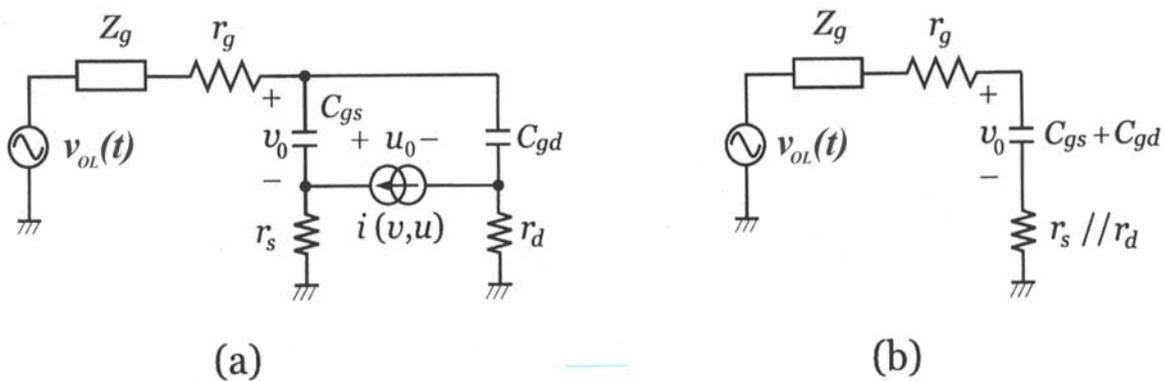


Figura 4.2 Análisis de gran señal de un mezclador FET resistivo. (a) Circuito equivalente del mezclador excitado sólo por el OL; (b) Modelo de gran señal bajo $u_o(t) = 0$

para frecuencias inferiores a 2 GHz la capacidad puerta-canal es despreciable, y los aislamientos OL-RF y OL-FI buenos. Sin embargo, cuando no se polariza desde el drenador, entonces $C_{gs} \approx C_{gd}$, y como las resistencias parásitas r_s y r_d son similares, nos queda que $u_o(t) = 0$, quedando en paralelo las dos capacidades y las dos resistencias parásitas, como se observa en la Figura 4.2(b).

Si se aplica una señal de alto nivel a la entrada

$$v_{OL}(t) = |V_{OL}| \cos(\omega_{OL}(t)) \quad (4.1)$$

la forma de onda de la tensión $v_o(t)$ se puede expresar como:

$$v_o(t) = |V_{OL}| \times |H(\omega_{OL})| \cos[\omega_{OL}t + \angle H(\omega_{OL})] \quad (4.2)$$

siendo $H(\omega)$ la función de transferencia del sistema, y que viene dada por:

$$H(\omega) = \frac{V_o(\omega)}{V_{OL}(\omega)} = \frac{1}{1 + j\omega(C_{gs} + C_{gd}) \left[Z_g(\omega) + r_g + \frac{r_d r_s}{r_d + r_s} \right]} \quad (4.3)$$

para que el generador del OL entregue su potencia disponible, es necesario una adaptación conjugada de impedancias a la entrada, es decir:

$$Z_g(\omega_{OL}) = r_g + \frac{r_d r_s}{r_d + r_s} - \frac{1}{j\omega_{OL}(C_{gs} + C_{gd})} \quad (4.4)$$

de manera que la función de transferencia queda

$$H(\omega_{OL}) = \frac{1}{2j\omega_{OL}(C_{gs} + C_{gd}) \left(r_g + \frac{r_d r_s}{r_d + r_s} \right)} \quad (4.5)$$

En términos de la potencia disponible, la forma de onda de la tensión $v_o(t)$ viene dada por

$$\langle P_{OL} \rangle = \frac{|V_{OL}|^2}{8 \left(r_g + \frac{r_s r_d}{r_s + r_d} \right)} \quad (4.6)$$

$$v_o(t) = \frac{1}{\omega_{OL}(C_{gs} + C_{gd})} \sqrt{\frac{2\langle P_{OL} \rangle}{r_g + \frac{r_s r_d}{r_s + r_d}}} \text{sen}(\omega_{OL}t) \quad (4.7)$$

si llamamos V_o a la amplitud de $v_o(t)$, entonces

$$\langle P_{OL} \rangle = \frac{1}{2} |V_o|^2 \omega_{OL}^2 (C_{gs} + C_{gd})^2 \left(r_g + \frac{r_s r_d}{r_s + r_d} \right) \quad (4.8)$$

que coincide con la ecuación (5) que Maas expone en [5].

Con este análisis de gran señal, se han determinado las formas de onda de las señales de control de la fuente de corriente $i(v,u)$, cuando sólo se aplica la excitación de OL. Posteriormente, habría que analizar el circuito considerando sólo la entrada de RF y la fuente de corriente modelada como una conductancia variable en el tiempo. Se trata de un estudio complejo, y varias las técnicas de análisis como gran-pequeña señal, series de Volterra y matrices de conversión. Por ejemplo, una vez conocidas las tensiones y corrientes debidas al OL, se realiza un análisis de pequeña señal para hallar las respuestas de primer orden, que sirve para determinar las corrientes no lineales que actúan como excitación para la respuesta de segundo orden. A partir de esta última se construyen las corrientes no lineales de tercer orden y este proceso se reitera para obtener la respuesta de órdenes superiores. En resumen, las respuestas de orden 2,3,... se obtienen resolviendo un circuito lineal y variable en el tiempo, mostrado en la Figura 4.3(b). Únicamente la formulación de las corrientes de excitación es un proceso no lineal que depende de las respuestas a órdenes inferiores.

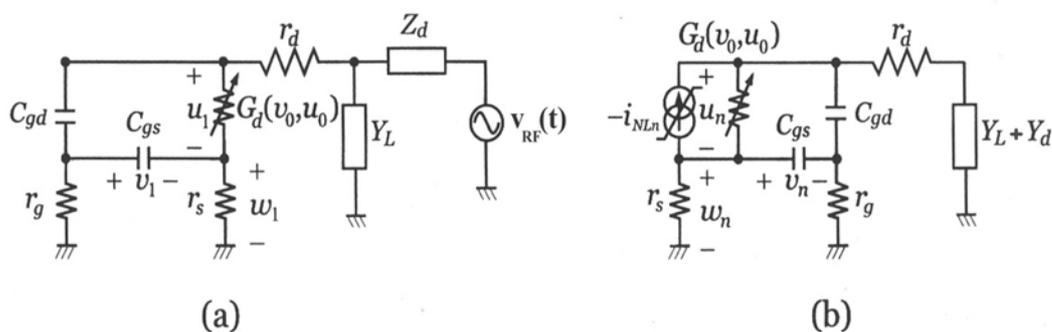


Figura 4.3 Análisis de pequeña señal de un mezclador FET resistivo; a) Circuito equivalente para la determinación de las tensiones de primer orden. b) Modelo de pequeña señal para orden n . Señal bajo $u_o(t) = 0$

Una vez concluido el análisis del mezclador, pasamos al diseño del mismo, para el cual, y siguiendo las indicaciones antes descritas, debemos:

- Aplicar la señal de OL a la puerta del FET, así como la tensión DC de puerta.
- Aplicar la señal de RF al drenador. En nuestro caso, será aplicado a la fuente como se plantea en [6].
- Filtrar la señal de IF del drenador
- **¡NO APLICAR** señal de DC en el drenador!

Estas especificaciones se cumplen en el circuito mostrado en la Figura 4.4

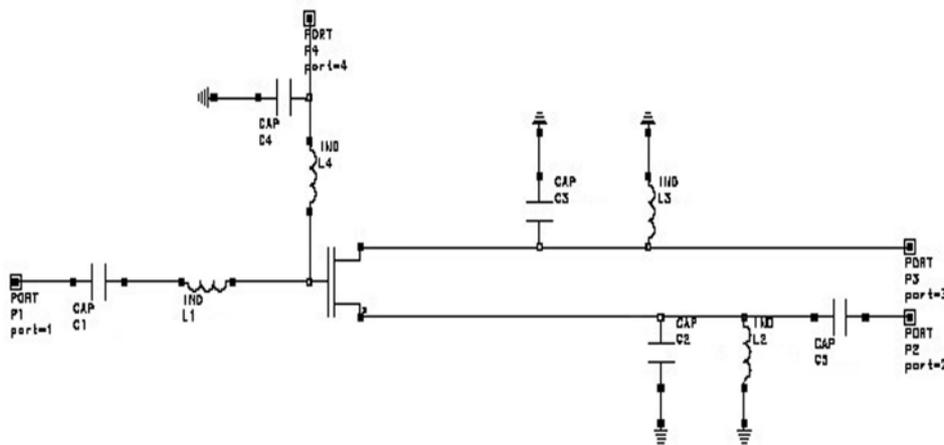


Figura 4.4 Esquemático del mezclador resistivo

IV.3 Método de Diseño

Exponemos en este apartado todo lo relacionado con el método seguido en el diseño y configuración de nuestro mezclador, justificando la elección de todos los parámetros ajustables en el mismo, que serán la polarización de puerta, la anchura de los transistores y la potencia del oscilador.

Para la implementación de este mezclador vamos a utilizar dispositivos que son no lineales. En concreto, usaremos el transistor **fEDON11**, como ya se dijo en el Capítulo 3 El procedimiento de diseño consistirá:

- Establecer un primer circuito en donde se configurarán los parámetros de cada uno de los filtros que intervienen en el diseño.
- Con el diseño logrado en el punto anterior, utilizaremos un simulador potente que nos permita realizar un análisis basado en la técnica del balance armónico, con el cual fijaremos definitivamente los parámetros del circuito.

Los objetivos fundamentales que nos marcamos para la configuración final son:

- Baja intermodulación, con puntos de intercepto alrededor de los +15dBm.
- Unas pérdidas de conversión, en torno a los 7dB.

IV.3.1 Configuración Inicial

Pretendemos realizar el diseño de cada filtro que aparece en la Figura 4.4. Se han tomado como referencia [6], de manera que los valores obtenidos son :

- Filtro OL: $L1 = 3.5\text{nH}$, $C1 = 3.5\text{pF}$
- Filtro RF: $L2 = 2.1\text{nH}$, $C2 = 0.25\text{pF}$, $C5 = 0.4\text{pF}$
- Filtro IF : $L3 = 5.1\text{nH}$, $C3 = 5.4\text{pF}$
- Filtro DC: $L4 = 8\text{nH}$, $C4 = 10\text{pF}$

A continuación se representan la característica en frecuencia de cada uno de los filtros.

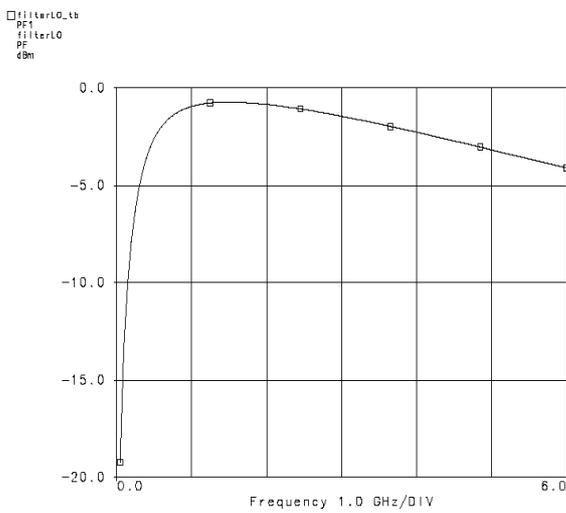


Figura 4.5 Filtro OL

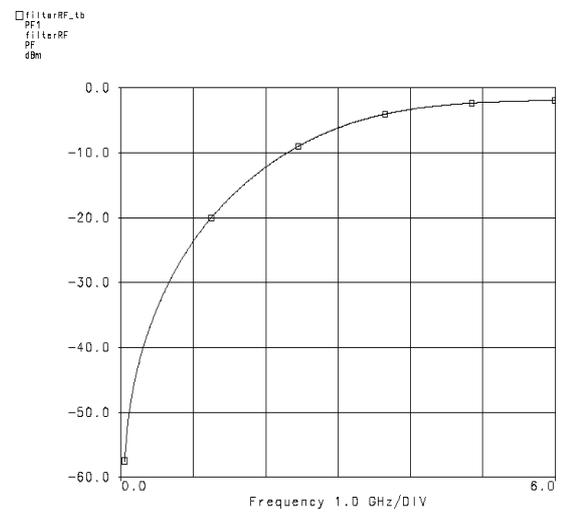


Figura 4.6 Filtro RF

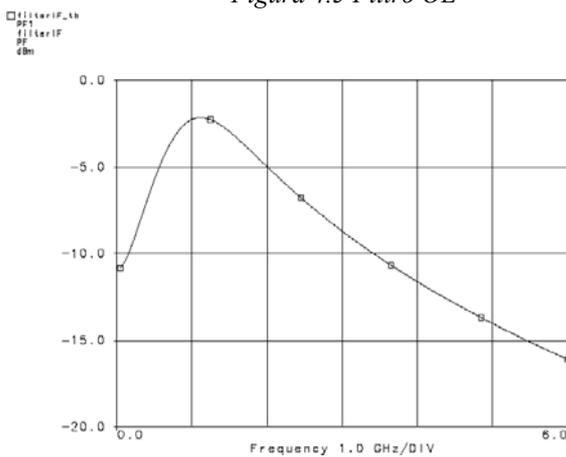


Figura 4.7 Filtro IF

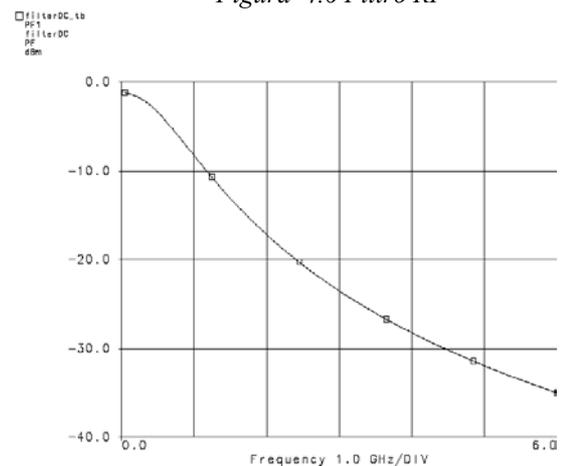


Figura 4.8 Filtro DC

Como se observa, la respuesta en frecuencia es algo pobre y poco selectiva en frecuencia, ya que por cuestiones de tamaño, (como se verá más tarde en el layout) se ha optado por filtros simples de 2° orden, intentando que en la medida de lo posible se cumpla la característica principal de aislamiento entre los puertos de entrada y el puerto de salida a frecuencia intermedia. Se tomará esta configuración como válida, para todo el proyecto, siendo necesario un estudio más exhaustivo de ellos si los resultados que se obtuvieran, no estuvieran conformes con los esperados.

IV.3.2 Proceso de Optimización

Una vez tomada una configuración inicial del mezclador, pasamos a optimizar el comportamiento de este circuito respecto a los dos características principales que nos preocupa: las pérdidas de conversión, L_{CONV} , y la intermodulación de tercer orden y dos tonos, $IM3$. Hasta ahora no se ha fijado un tamaño de anchura del transistor, dado que este parámetro será utilizado como variable para la optimización de los parámetros antes comentados, obteniendo distintos valores para cada una de las configuraciones del transistor.

En este proceso vamos a pasar por distintas etapas:

- La primera de ellas será buscar el nivel óptimo de OL que minimice las pérdidas y la intermodulación.
- En una segunda etapa intentaremos ajustar la polarización de puerta y anchura del canal del transistor, para llevar las pérdidas de conversión al mínimo posible con el nivel de OL acordado en la etapa anterior. Así mismo, se calculará la intermodulación para cada configuración, con el objetivo de comparar los resultados entre pérdidas e intermodulación, y tomar una solución de compromiso para cada uno de los parámetros que a lo largo del Proyecto se han tomado como variables.

La configuración que obtengamos tras todo este proceso será la configuración final sobre la que mediremos las principales características del circuito, y que nos servirá para implementar el layout del mismo.

Pasamos a comentar brevemente cómo realiza el análisis el simulador y alguno de los parámetros que hay que configurar en el mismo para que las simulaciones se realicen adecuadamente.

IV.3.3 Diseño en Libra

IV.3.3.1 Técnicas de Análisis

El simulador Libra de HPEEsof que se usa en este proyecto fin de carrera es un simulador muy potente que permite realizar multitud de análisis sobre un circuito de

microondas. En este proyecto, Libra se utilizará principalmente para conseguir un análisis complejo que tenga en cuenta armónicos de señal en el circuito presentado, lo que representa una ventaja enorme dado que el cálculo que subyace tras ese análisis se hace intratable cuando se introducen varios tonos de RF y se desean tener en cuenta los efectos de los armónicos. Sin embargo, este simulador también nos permite realizar un análisis DC de los circuitos que diseñemos. A lo largo de este capítulo iremos presentando las diferentes ventanas de test, que nombraremos indistintamente como test bench, utilizadas en la medición de las distintas características, comentando los detalles más significativos de los mismos. Al crear un nuevo test bench en Libra se nos pregunta qué tipo de análisis queremos realizar. Existen cinco tipos de análisis posibles en Libra:

- Análisis DC: Para recoger las características en DC de un circuito.
- Análisis de Balance Armónico: Será el que más usemos en este proyecto, ya que permite tener en cuenta los efectos de los armónicos de distintas señales y se puede usar, como lo hacemos aquí, para obtener medidas de ganancia y de intermodulación.
- Análisis Lineal: Permite, por ejemplo, obtener los parámetros S de un circuito, así como medidas de la estabilidad de circuitos lineales.
- Análisis de Parámetros S bajo Gran Señal: Se pueden obtener los parámetros S de un circuito cuando se aplica gran señal.
- Análisis en Modo Oscilador: Apropiado en el diseño de tales dispositivos.

De todos ellos, en este proyecto usaremos los dos primeros.

IV.3.3.2 Configuración de Parámetros en Libra

Para las simulaciones que vamos a realizar en el desarrollo de nuestro circuito nos vamos a valer de una técnica que tiene implementada el simulador Libra, que recoge los aspectos fundamentales de las dos técnicas más usuales en el análisis de circuitos de microondas: el balance armónico y el análisis de gran señal – pequeña señal.

El balance armónico es una de las técnicas más importantes a la hora de analizar circuitos no lineales. Se usa fundamentalmente para circuitos fuerte o débilmente no lineales que tienen un único tono de excitación. Se aplica en un amplio rango de circuitos de microondas como amplificadores de potencia, multiplicadores de frecuencia y mezcladores.

La segunda técnica, el análisis gran señal – pequeña señal, se usa en circuitos que son excitados por dos tonos, uno de gran nivel y el otro muy pequeño con relación al primero. Esta es la situación que encontramos frecuentemente en mezcladores de microondas, donde un elemento no lineal se excita por un oscilador local de gran nivel y por una señal de RF de mucho menor nivel.

Libra tiene implementada una técnica que engloba a las dos anteriores. El circuito primeramente es analizado mediante balance armónico, bajo la excitación del OL solamente y de esta forma es convertido en un circuito lineal para pequeña señal, que se

analiza como si fuese un circuito cuasilineal bajo la presunción de que tengamos señales de RF de bajo nivel. Para esto se utilizan técnicas basadas en matrices de conversión.

Para más información acerca de las dos técnicas comentadas, y como se llevan a cabo la simulación basada en estas técnicas, se pueden consultar los manuales de Libra [17] donde se exponen detalladamente.

Para realizar las simulaciones en Libra, es fundamentalmente configurar adecuadamente una serie de parámetros del simulador que van a determinar la convergencia o no de las simulaciones y la rapidez con la que éstas se realizan. Estos parámetros se definen en la ventana de test que, como dijimos antes, es independiente al esquemático. Con todo, tenemos que decir que, pese a haber conseguido los parámetros que creemos más apropiados para las simulaciones que se han realizado, algunas de ellas son muy largas, especialmente las referidas a procesos de optimización donde se requiere un barrido de muchos valores en una variable.

Los parámetros más importantes a la hora de realizar las simulaciones, y los valores estimados como los más adecuados para nuestros propósitos, son los siguientes:

NH: Este parámetro permite definir el número de armónicos que se van a tener en cuenta para las distintas señales que se usen en la simulación. En el análisis de balance armónico, que es el más utilizado en este proyecto, Libra permite definir tres frecuencias de operación, denominadas *_freq1*, *_freq2* y *_freq3*, que pueden corresponder, como por ejemplo en nuestro caso, a las frecuencias del OL y de dos tonos de RF. La frecuencia *_freq1* se puede definir con un valor concreto o se puede hacer variar entre un rango de valores mediante una opción que incorpora la ventana de test de Libra. El parámetro **NH** define el número de armónicos que se toman para cada una de esas frecuencias. También se pueden considerar por separado un número de armónicos distinto para cada frecuencia, para lo que existen los parámetros **NH1**, **NH2** y **NH3**, referidos cada uno de ellos a las respectivas frecuencias. En nuestras simulaciones hemos considerado el mismo número de armónicos para las tres frecuencias, por lo que usamos el parámetro **NH**. Para asignar un valor a este parámetro se han de sopesar dos factores: la precisión de la medida por un lado y el tiempo de simulación por otro. Un número de armónicos bajo da lugar a que, sobre todo en medidas referidas a intermodulación, no aparezcan señales que sabemos que deberían de hacerlo. Por contra, un número alto de armónicos genera los resultados adecuados, pero aumenta enormemente el tiempo de simulación. La cuestión está en llegar a un compromiso entre precisión y rapidez. Tras varias pruebas, hemos llegado a la conclusión de que un valor de **NH** = 4 permite conseguir una precisión adecuada y un tiempo de simulación relativamente aceptable.

DCRELTOL, RELTOLV, ABSTOLV y HBRELTOL: Con estos parámetros definimos las tolerancias que se admiten sobre los distintos errores que se miden durante las iteraciones que se realizan en la simulación. Nuevamente, nos vemos en el compromiso de elegir un valor para estas tolerancias que permita una buena precisión con un tiempo de simulación no muy largo. Libra toma unos valores por defecto que son demasiado bajos (10^{-5} , 10^{-3} , 10^{-5} y 10^{-5} respectivamente), lo que hace que las simulaciones sean eternas, sobre todo las que involucran cálculos de intermodulación. Por ello, nos hemos visto

obligados a relajar estas tolerancias y, tras diferentes pruebas para comprobar que la precisión de las medidas no se vea significativamente afectada, se han tomado los valores de 10^{-5} , $4 \cdot 10^{-3}$, $4 \cdot 10^{-4}$ y $4 \cdot 10^{-4}$ respectivamente.

MIXRMOD: Libra tiene una opción que permite realizar un análisis en modo mezclador, lo que da lugar a un tiempo de simulación mucho menor. Este análisis es válido cuando se supone que tenemos una señal de gran nivel, como puede ser un oscilador local, y una señal de bajo nivel con referencia a la anterior, que puede ser un tono de RF, por ejemplo. Esta suposición permite realizar un análisis donde se desprecian tonos de intermodulación por considerarlos muy pequeños. Lógicamente, este parámetro deberá estar *off* cuando estemos realizando medidas de intermodulación. Sin embargo, resulta muy útil ponerlo a *on* cuando realizamos simulaciones para obtener la ganancia, donde sólo nos interesa el tono fundamental de salida, y no los tonos de intermodulación. A medida que vayamos presentando las distintas ventanas de test usadas en el presente proyecto, se podrá ver que activamos el modo mezclador precisamente cuando medimos ganancia.

SAMANSKI: Permite variar la constante de Newton-Samanskii. Un paso de Newton-Samanskii ocurre cuando la actual iteración del balance armónico rehusa la matriz del circuito (Jacobiana) de la iteración previa en lugar de recalcular la matriz y su inversa. Esto, obviamente, reduce el tiempo de simulación. El problema es que si hacemos este parámetro demasiado grande, entonces la probabilidad de que ocurra un paso de Newton-Samanskii aumenta, por lo que es menos probable que se generen nuevas matrices para el circuito, dando lugar a que el proceso de simulación pueda llegar a no converger. O sea, si **SAMANSKI** es muy grande se acelera la velocidad de simulación, pero es menos robusto para la convergencia. El valor por defecto es 2, que es el que nosotros hemos tomado para así garantizar la convergencia de las simulaciones.

SAMPLE: Es un factor de muestreo. Normalmente el mínimo teórico de la tasa de muestreo es el que se usa para convertir las tensiones de los nodos desde el dominio de la frecuencia al dominio del tiempo. Algunos circuitos requieren un sobremuestreo (muestrear sobre esa tasa mínima) para dar lugar a resultados precisos. **SAMPLE** se usa para especificar el factor de sobremuestreo aplicado. Puede afectar a la velocidad de la simulación y a la precisión del análisis de balance armónico. Se recomienda usar un valor entre 1 y 3. Nunca se debe sobrepasar el valor de 5 para este parámetro. Nosotros hemos usado **SAMPLE** = 1.

MAXHBTR: Con esto fijamos el máximo número de iteraciones que se permiten durante el análisis de balance armónico. Se toma un valor igual a 20, que es lo suficientemente alto como para lograr una gran precisión.

También existen otros parámetros que no se incluyen en las ventanas de test de nuestras simulaciones y, por tanto, Libra toma los valores por defecto asociados a ellos. Con esto, pasamos ya al proceso de optimización detallado anteriormente.

IV.3.4 Elección del OL

Vamos a calcular (y fijar posteriormente, para las futuras simulaciones), el valor óptimo del nivel de potencia de OL, dado que las variaciones que puedan darse en las pérdidas L_{CONV} e intermodulación $IM3$, son más sensibles respecto a variaciones que pueda sufrir la polarización que respecto al nivel de OL. Partimos de la configuración inicial que se ha obtenido. Los valores de polarización de puerta y anchura de canal aún no han sido fijados, dado que se utilizarán estos parámetros como variables para la posterior optimización de las características del circuito. De manera que tomaremos una configuración tal que el circuito funcione como mezclador resistivo, es decir, una polarización de puerta cercana a V_t , para asegurar la linealidad de la resistencia del canal. Vamos a tomar primeramente un valor de $V_{dc} = -0.7$ V y un ancho de canal de $W = 40\mu\text{m} \times 2$. Dado que no existe una polarización de drenador, aseguramos con este valor de V_{dc} , que el transistor se encuentra polarizado en su región lineal con valor de V_{gs} próximo a la tensión umbral. De todas formas vamos a comprobar estas hipótesis.

Si denominamos I_{pol} a la intensidad que recorre el transistor HEMT bajo el de V_{gs} que deseamos, la ecuación que describe la polarización del circuito es la siguiente:

$$V_{dc} = V_{gs} + R_L \times I_{pol} \quad (4.9)$$

donde V_{dc} es valor que debe tener la fuente de polarización del circuito para conseguir las V_{gs} , y R_L es la resistencia de carga que observa el circuito. En todos los casos, dicha resistencia será de 50Ω .

Para determinar la I_{pol} que atraviesa los transistores, hacemos uso del siguiente circuito simplificado, mostrados en la Figura 4.9.

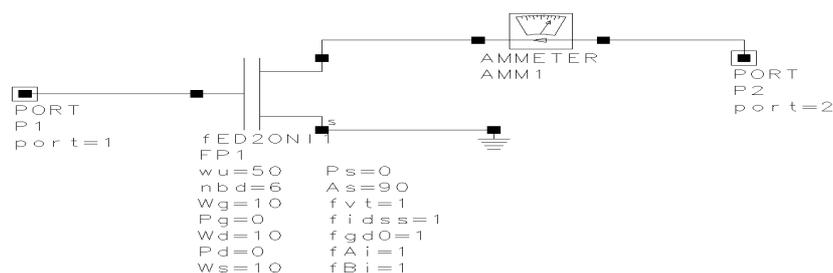


Figura 4.9 Esquemático para el cálculo de I_{pol}

Dicho circuito constan únicamente de un transistor HEMT del tipo deseado y de un amperímetro que nos mide la intensidad que lo atraviesa. Haciendo uso de dicho circuito en el simulador, obtenemos los siguientes valores:

$$I_{pol} = 5.5567 \times 10^{-5} \text{ mA}$$

con lo que el valor de V_{dc} y V_{gs} son prácticamente el mismo.

El siguiente paso es comprobar con el uso de Libra que todo esto se cumple. Aquí, en concreto, se utiliza el análisis DC. Si especificamos este análisis, automáticamente aparecen los elementos **UNITS** y **BIAS1** que se pueden apreciar en la Figura 4.10. En el primero de ellos se aclaran las unidades que tomaremos para cada uno de los elementos que usamos. **BIAS1** permite realizar simulaciones en que se varía la polarización. Para ello, vamos a realizar un análisis DC utilizando dicho simulador para ver cual es el valor de tensión del circuito con los modelos reales sacados de la librería que suministra la Foundry de Phillips. Para realizar este análisis, utilizaremos la ventana de test que aparece en la Figura 4.10

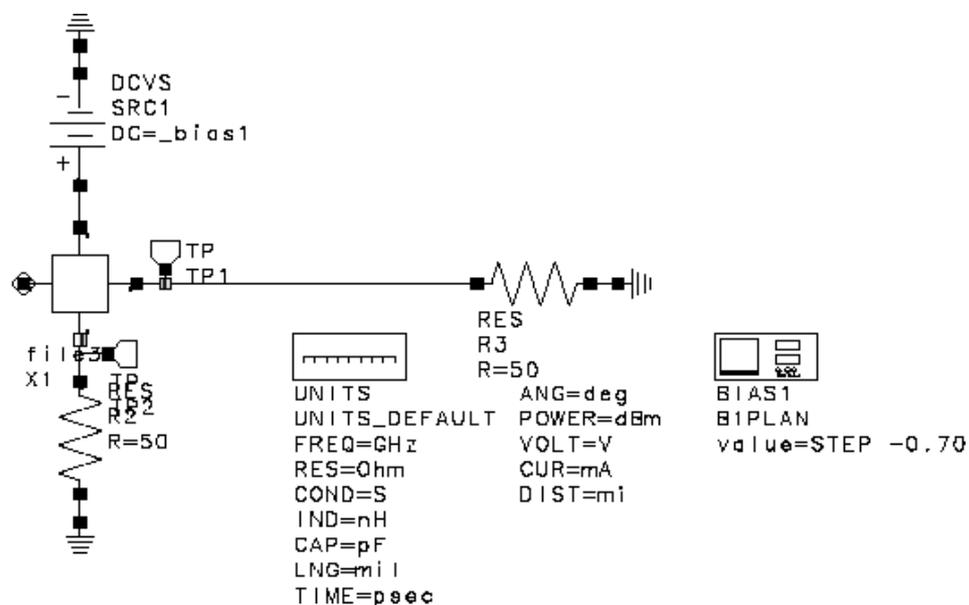


Figura 4.10 Test bench para el cálculo de valores DC

En esta ventana de test podemos apreciar que aparece un bloque que referencia al circuito que veíamos en la Figura 4.9. Por otro lado se puede ver que tanto la salida del circuito como la entrada del RF están adaptadas a 50 Ω mientras que la entrada de OL se deja abierta. Tras simular el esquemático con este test bench, pedimos una punta de prueba de tensiones (la ventana de test de Libra tiene una opción habilitada para ello en el menú **Tune/Probe** y con ella podemos registrar los valores de tensiones del circuito. El valor obtenido de V_{gs} , como no podía ser de otra manera e de -0.7 V. Esto también pone de manifiesto una de las ventajas que tiene este tipo de mezclador; y es el consumo. Este vendrá dado por la potencia consumida por el transistor, ya que el resto de los elementos que componen el mezclador, son elementos pasivos. La potencia consumida será el producto de la tensión drenador-fuente V_{ds} y el de la intensidad drenador-fuente I_{ds} que lo atraviesa, y ésta es nula, por ser cero la polarización de drenador.

Para esta configuración inicial calculamos ahora el nivel óptimo de OL. Tomamos para el oscilador una frecuencia de 5.11 GHz. Esta frecuencia viene impuesta por las especificaciones del proyecto global en el que se encuadra este Proyecto Fin de Carrera, que se describía en el Capítulo 1. Para el RF tomamos un tono a 5.25 GHz. En la Figura 4.11 se muestra la ventana de test usada en este simulación, donde se hace un barrido del nivel

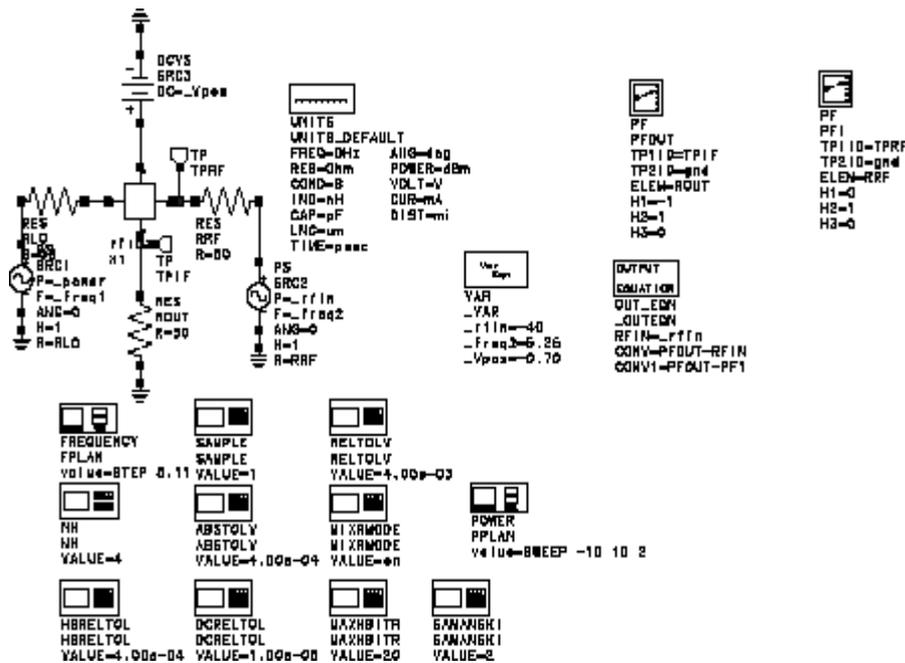


Figura 4.11 Test bench para obtener el OL óptimo respecto L_{CONV}

del nivel del OL entre -10 dBm y $+10$ dBm. Esta es una ventana de test que corresponde a un análisis de balance armónico, de ahí que aparezcan los parámetros a los que hacíamos referencia más arriba. Vemos que el esquemático con el que se realiza la simulación es el nombrado como *file3*, que se corresponde con el de la Figura 4.4. En este esquemático se utilizan los componentes de la librería ED02AH de Philips, utilizando tanto el modelo del transistor **FEDONL1**, como el de las capacidades e inductores espirales que proporciona la Foundry. Las señales de OL y RF se introducen en los puertos de estos circuitos a través de sondas resistencias de 50Ω . La potencia de OL se hace variar entre -10 dBm y $+10$ dBm utilizando el elemento que se nombra como **POWER**. La potencia del tono de RF será de -40 dBm. Lo que medimos es la potencia de salida a la frecuencia intermedia dada por $f_{OL}-f_{RF}$, o sea, 140 MHz. Esto se controla con el item nombrado **PF**, que mide la potencia sobre una resistencia de salida a la frecuencia que se especifica en los parámetros **H1**, **H2**, **H3**, que hacen referencia respectivamente a las frecuencias *_freq1* (definida en **FREQUENCY**), *_freq2* y *_freq3*. Nótese que el parámetro **MIXRMODE** está en **on**, por tratarse de una medida de ganancia (pérdidas).

El resultado de esta simulación se observa en la siguiente figura:

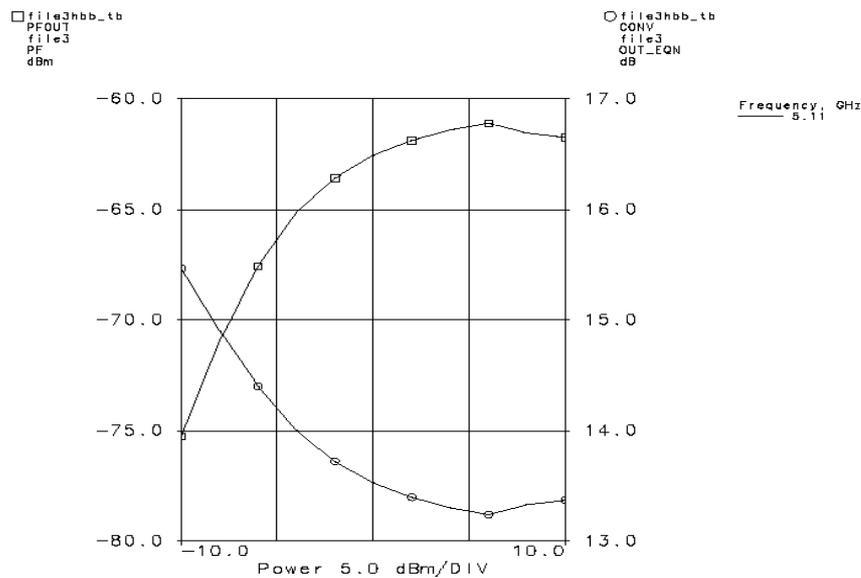
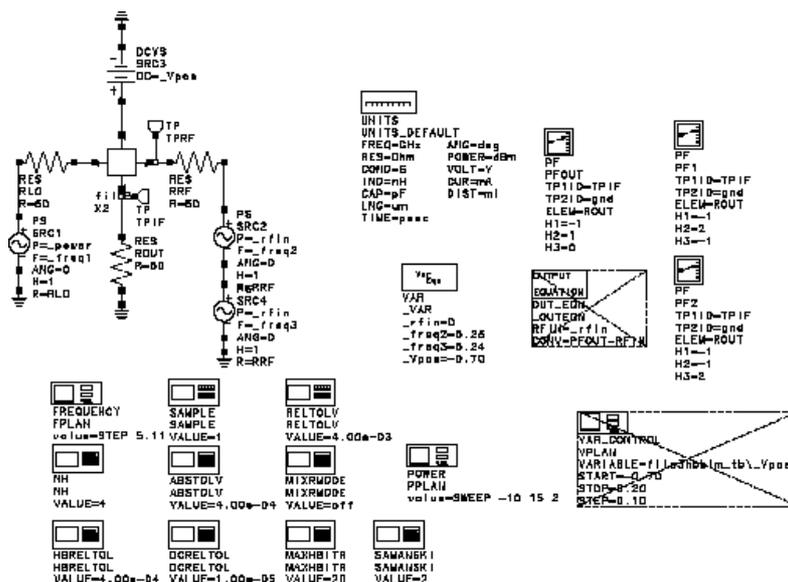


Figura 4.12 Potencia a la salida y L_{conv} frente a P_{OL}

Observamos un mínimo para una potencia OL de +6 dBm, consiguiendo unas pérdidas de 13.24 dB. La intermodulación de segundo y tercer disminuyen con la potencia de OL aplicada. De manera que sería pensable como solución para disminuir la intermodulación, aumentar en lo posible la potencia OL, Sin embargo, aumentar esta potencia más allá del nivel óptimo de OL, como se verá en la Figura 4.14 empeorará IM, de manera que representaremos la potencia de salida y de cada uno de uno de los tonos de intermodulación.

Ahora tendremos dos tonos de RF muy próximos entre sí, uno a 5.25 GHz y otro a 5.24 GHz. La potencia de estos será de -40 dBm . La ventana de test utilizada para esta simulación aparece en la Figura 4.13



4.13 Test bench para obtener el OL óptimo respecto IM3

El resultado de esta simulación se presenta en la siguiente figura

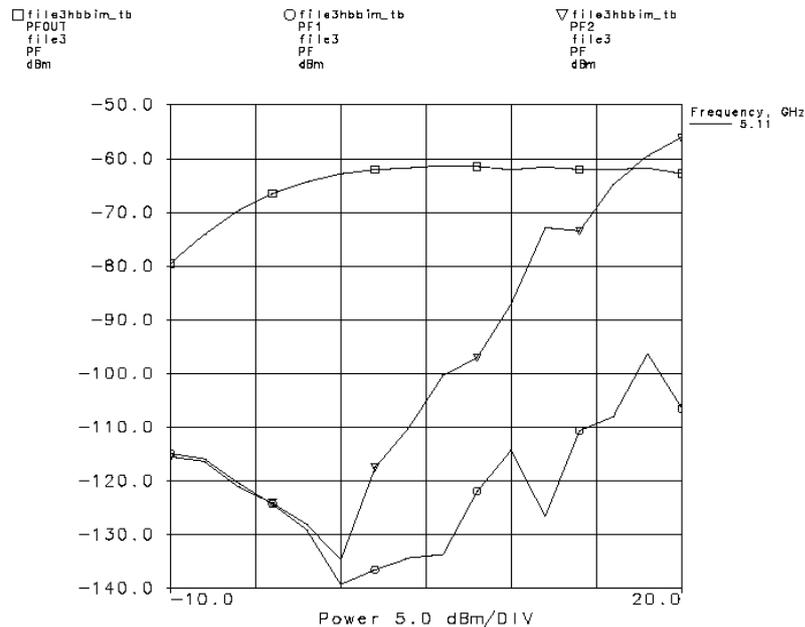


Figura 4.14 IM3 frente a P_{OL}

Como se observa, se alcanza un mínimo de IM3 para una potencia de 0 dBm, y una pequeña variación respecto a este mínimo dispara la intermodulación, de manera que sería idóneo tomar como potencia del OL un valor de 0 dBm. Para este valor de P_{OL} las pérdidas de conversión toman un valor de 13.53 dB, de manera que al ser la variación mucho menos significativa en el caso de las pérdidas, tomaremos 0 dBm de nivel de OL.

IV.3.5 Características del Circuito

Llegado a este punto, vamos a presentar una serie de resultados que muestran las características de pérdidas e intermodulación de nuestro mezclador para distintas configuraciones de anchura de canal del transistor HEMT y de la polarización de puerta.

Con respecto a la anchura del canal del transistor se han utilizado cuatro configuraciones: $40\mu\text{m} \times 2$, $40\mu\text{m} \times 4$, $40\mu\text{m} \times 6$ y $50\mu\text{m} \times 6$. Se han elegido estas, por dos razones:

- La Foundry establece un valor máximo para el ancho unitario W_u del canal del transistor, y del número de dedos, como se recoge en el Capítulo 3.
- Son las configuraciones que en anteriores líneas de investigación del Departamento de la Teoría de la Señal y Radiocomunicación, se han tomado sobre otro tipo de estructuras utilizadas con la misma funcionalidad.

En cuanto a la polarización, se ha hecho un barrido para valores de $V_{dc} \cong V_{gs} \geq V_t = -0.9\text{ V}$

Para llevar a cabo esta simulación se ha utilizado la ventana de test bench *file3hbb* que aparece en la Figura 4.15. En la ventana se observa que vemos utilizado como parámetro variable la polarización de puerta a través del item **VAR_CONTROL**

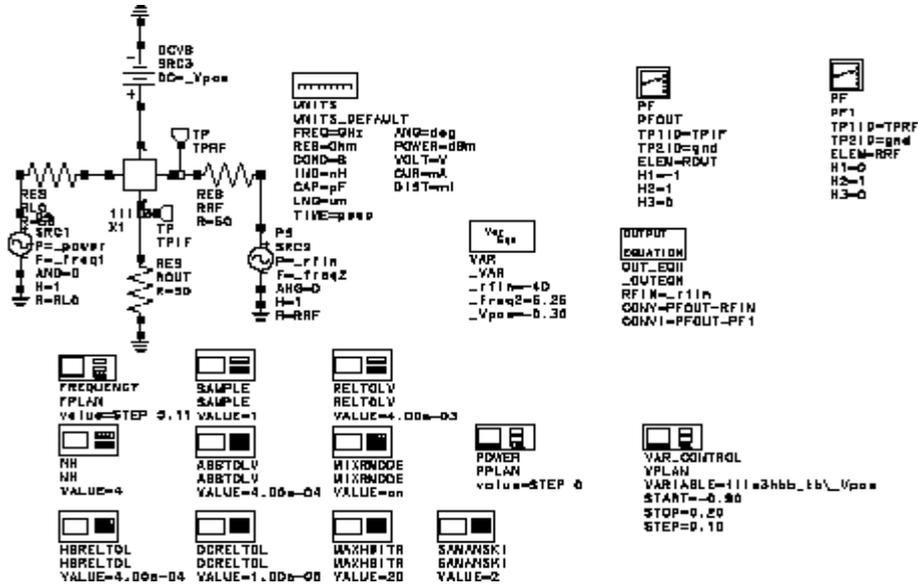


Figura 4.15 Test bench para el cálculo de L_{CONV} respecto V_{dc}

Los resultados obtenidos son los siguientes:

	40µm × 2	40µm × 4	40µm × 6	50µm × 6
V_{dc} (V)	L_{CONV} (dB)	L_{CONV} (dB)	L_{CONV} (dB)	L_{CONV} (dB)
-0.9	14.09	13.53	13.29	13.19
-0.8	13.74	13.31	13.12	13.07
-0.7	13.53	13.19	13.06	12.98
-0.6	13.39	13.09	12.97	12.93
-0.5	13.31	13.05	12.97	12.91
-0.4	13.28	13.03	12.94	12.89
-0.3	13.28	13.05	13.01	12.98
-0.2	13.32	13.10	13.03	13.02
-0.1	13.41	13.22	13.16	13.19
0.0	13.56	13.88	13.27	13.31
+0.1	13.83	13.56	13.52	13.70
+0.2	14.15	13.84	14.32	15.05

Tabla 4.1 L_{CONV} para distintas configuraciones de anchura y polarización del transistor

A continuación se muestran los resultados obtenidos para la característica de intermodulación. Se han calculado para ello los puntos interceptos IP_3 , teniendo en cuenta

que los tonos de intermodulación crecen 3 dB por cada dB que crece el tono fundamental. Estos puntos de intercepto se han calculado respecto a la entrada del dispositivo. También se podrían haber expresado respecto a la salida, pero para este caso particular parece más conveniente respecto a la entrada.

El haber expresado el punto de intercepto respecto a la entrada, indica cual es la máxima potencia que puedo inyectar a la entrada sabiendo que a la salida la potencia dominante corresponde al tono fundamental y no al tercer armónico. Si, por el contrario, lo hubiéramos expresado respecto a la salida, indicaría cual es la máxima potencia que podría tener a la salida del dispositivo con la seguridad de que la potencia predominante es la correspondiente al tono fundamental.

El punto de intercepto es una medida de la linealidad del circuito bajo estudio. Cuanto mayor sea, más lineal será el circuito. Lo ideal sería tener un punto de intercepto lo más alto posible tanto a la entrada como a la salida, pero, sin embargo, esto no es posible. Una relación sencilla que expresa la diferencia entre referir el punto de intercepto a la entrada o a la salida es la siguiente:

$$IP3_{OUT} = IP3_{IN} + G_C \quad (4.10)$$

En nuestro caso este término de ganancia será negativo. Estudiando esta ecuación se ve que no es necesario tener un punto de intercepto alto a la entrada para tenerlo a la salida, sino que basta con tener una ganancia considerable (o pérdidas reducidas) para tener un buen punto de intercepto a la salida del dispositivo. Aunque también, si se tiene un buen punto de intercepto a la entrada, basta con poca ganancia de conversión (pérdidas aceptables) para tener un buen punto de intercepto a la salida.

Normalmente se suele expresar el punto de intercepto respecto a la salida, pero para receptores como los estudiados parece más razonable expresarlos respecto a la entrada ya que así tenemos una visión del rango dinámico a la entrada que tenemos, de la máxima potencia que podemos tener a la entrada del dispositivo asegurando su correcto funcionamiento, ya que ésta es una de las características fundamentales de los receptores.

Para este cálculo se ha utilizado el test bench *file3hbbim*, que aparece en la Figura 4.13, y en la que se ha activado la posibilidad de utilizar el item **VAR_CONTROL** que aparece en principio desactivado. En principio, estos puntos de intercepto, se han calculado teóricamente, midiendo la potencia de los tonos de intermodulación para una potencia de entrada tal que, la respuesta de intermodulación de tercer orden, aumente cada 3 dB por cada uno del tono fundamental. De esta manera, tenemos una intuición de lo bueno o malo que es nuestro diseño. Esto no quita, como se verá después, el hecho de que debemos comprobar que la característica de IM3 sea realmente lineal, y no sean predominantes los términos de 5º orden y superiores de la potencia a la salida. Los resultados obtenidos con el test bench *file3hbbim* aparecen en la siguiente tabla

V_{dc} (V)	40 μ m \times 2		40 μ m \times 4		40 μ m \times 6		50 μ m \times 6	
	IP3 ₁ (dBm)	IP3 ₂ (dBm)						
-0.7	8.335	7.635	11.985	12.710	21.635	22.085	18.82	24.440
-0.6	9.585	9.090	14.420	14.880	21.915	23.790	18.975	13.310
-0.5	11.035	10.585	15.650	15.425	21.585	21.385	19.31	19.870
-0.4	12.005	11.430	15.645	15.120	19.645	19.495	18.60	18.560
-0.3	12.470	11.780	15.280	14.400	18.525	17.940	18.495	18.290
-0.2	12.810	11.900	15.005	13.785	18.620	17.360	18.895	18.620
-0.1	13.180	12.235	15.250	14.065	18.360	17.245	18.760	17.820
0.0	13.500	13.080	15.940	14.56	17.785	16.86	17.100	15.930
+0.1	14.630	14.255	16.155	14.925	17.155	16.275	15.920	14.80
+0.2	16.01	15.695	16.255	15.115	17.225	15.890	19.640	18.250

Tabla 4.2 Valores de IP3(a la entrada) para distintas configuraciones de anchura y polarización

Se observa que los mejores resultados se obtienen para los valores más próximos de V_{dc} a V_t , para un ancho de canal de 240 μ m. Nos queda comprobar que efectivamente, la respuesta de intermodulación es lineal. Para ello, se hace uso de la ventana de test bench *file3hbbim2*, similar a la anterior, con la salvedad de que el parámetro variable es un barrido en potencia de la señal de RF (los dos tonos) desde los -40 dBm hasta los +15 dBm. En la Figura 4.16 se muestran los resultados para $V_{dc} = -0.6$ V

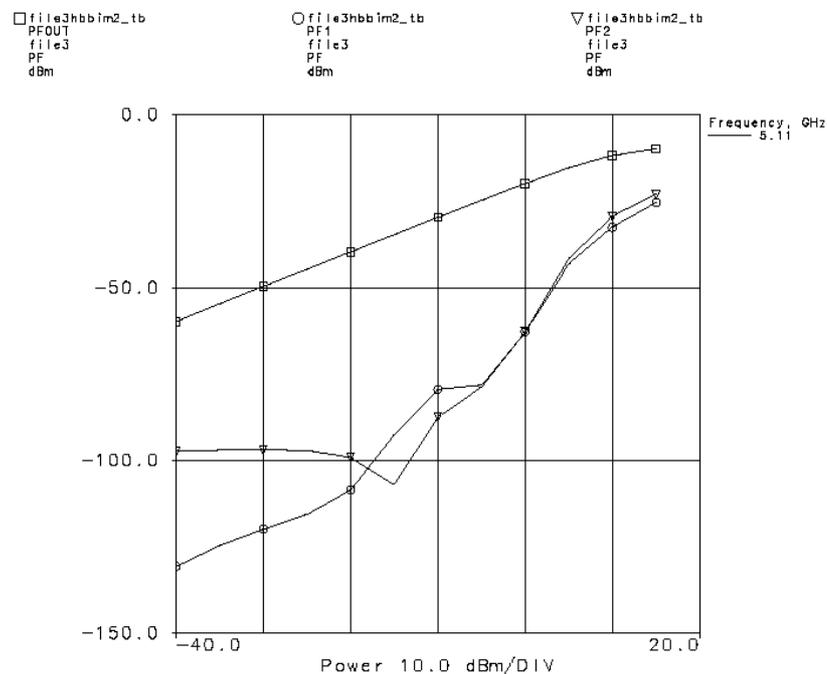


Figura 4.16 Punto de Intercepción IP3 para $V_{dc} = -0.6$ V

Por desgracia observamos que el comportamiento de los tonos de tercer orden no es tan lineal como esperábamos, poniendo en entredicho los valores de los puntos de intercepción teóricamente calculados. Si repetimos esta operación con el resto de configuraciones, obtenemos como mejor, la configuración de $W = 40\mu\text{m} \times 6$ y una V_{dc} de -0.4 V , como se observa en la Figura 4.17.

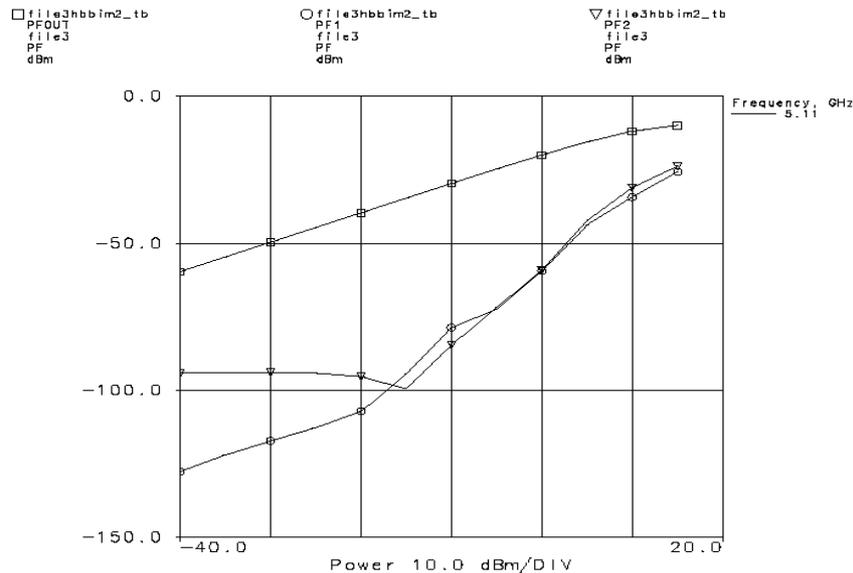


Figura 4.17 Punto de Intercepción para $V_{dc} = -0.4\text{ V}$

Una vez obtenidos las características del circuito, podemos ver que las características en cuanto a intermodulación son las esperadas, no así con las pérdidas de conversión, ya que los valores de L_{CONV} son algo mayores de los valores esperados, y que se suponían cercanos a los que se obtendrían con un mezclador de diodos en torno a los 6 ó 7 dB. Se comprobó que las razones para este comportamiento anómalo era debido a:

- Que los puertos no se encuentren totalmente adaptados a la impedancia de $50\ \Omega$
- El comportamiento de los filtros no sea tan bueno como el esperado.

Ambas cuestiones serán tratadas en el siguiente apartado, en el que estudiarán determinadas alternativas que se plantearon a lo largo del desarrollo de este Proyecto Fin de Carrera.

IV.4 Alternativas al Diseño Original

A continuación se exponen ciertas alternativas que se plantearon a lo largo del desarrollo de este trabajo, como posible solución a ciertos valores de la característica del circuito no deseados, así como la razón por la que fueron desestimados en última instancia.

IV.4.1 Inductancia entre Drenador y la Fuente

Cuando empezamos a realizar las primeras simulaciones y obtener los primeros resultados de L_{CONV} y de $IM3$, se observó que la característica de intermodulación no era tan lineal como se esperaba, y eran dominantes los términos de mayor grado en la potencia de salida. Esto se observaba sobre todo para configuraciones de ancho de canal pequeños como $40\mu\text{m} \times 2$. Se planteó la incorporación de una bobina entre los terminales de drenador y fuente, con el objetivo de mejorar la característica de intermodulación.

El esquemático correspondiente a esta nueva modificación se recoge en el fichero *file4*, incorporando la inductancia, con el objetivo de que su comportamiento a bajas frecuencias fuera la de un cortocircuito, y así forzar a que la tensión drenador-fuente V_{ds} se mantenga cero. Si representamos el espectro de la señal de salida para las dos configuraciones, se observará que la componente DC en este último caso es menor; ambas se han obtenido para $W = 40\mu\text{m} \times 6$ y $V_{dc} = -0.4$ V.

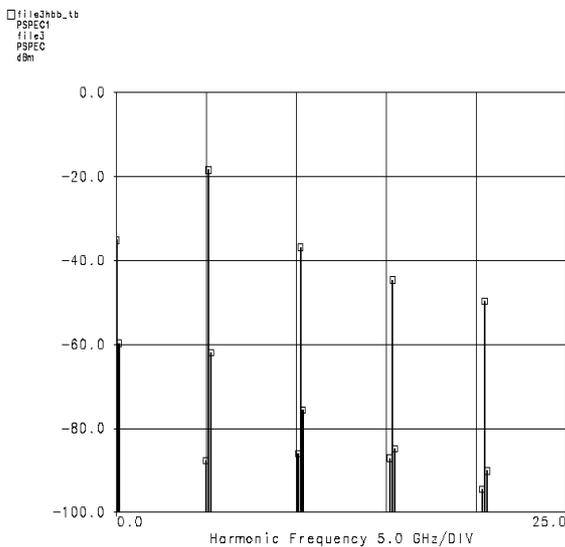


Figura 4.18 Espectro de salida para
La configuración inicial

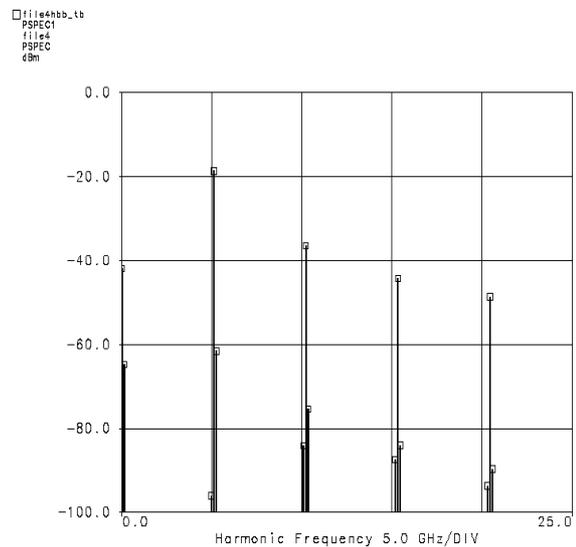


Figura 4.19 Espectro de salida cuando se
incorpora la inductancia

Con la incorporación de esta inductancia, digamos que se “fuerza” al mezclador a permanecer en su región lineal. Por esta razón se toma un valor relativamente alto (siempre dentro de los valores permitidos por la Foundry), e igual a $L = 8$ nH. Los resultados que se obtuvieron eran bastante satisfactorios; la respuesta de intermodulación se linealiza en mayor medida para anchos de canal menores y valores de polarización cercanos a V_t . Para valores del ancho mayores, esta mayor linealidad era menor. Como ejemplo se representa en la Figura 4.20 la característica de $IM3$ para $W = 40\mu\text{m} \times 6$ y V_{dc} de -0.4 V. La característica es bastante similar al de la figura 4.14, teniendo un punto de intercepto de $IP3 = +20.845$ dBm para el tono de intermodulación de la derecha y de $+22.675$ dBm para el de la izquierda.

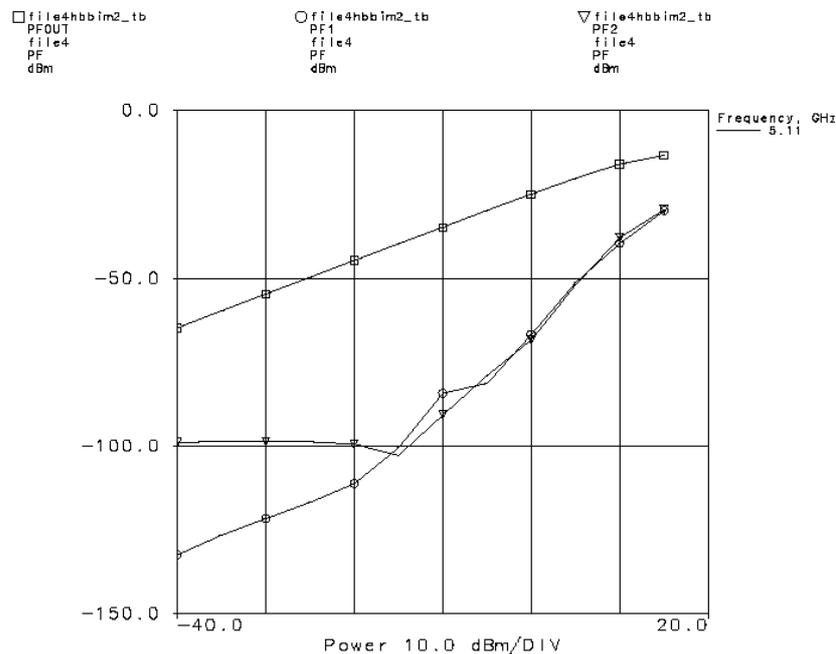


Figura 4.20 Punto de Intercepto para $V_{dc} = -0.4 V$, incorporando la inductancia

A pesar de que el punto de intercepto se ve aumentado, este diseño se desechó porque las pérdidas aumentan en la misma medida que aumenta el IP3, alcanzando para esta configuración un valor de 14.10 dB.

IV.4.2 Adaptador de Impedancias

Tratamos ahora la problemática existente en la desadaptación de impedancias en cada puerto. En primer lugar hay que decir que los filtros originalmente fueron diseñados para frecuencias ligeramente diferentes a las utilizadas para la elaboración de este Proyecto. Así, la f_{OL} estaba en 4.25 GHz y la señal de RF tenía una $f_{RF} = 5.2$ GHz. Debido a que las diferencias no eran muy “grandes”, sobre todo para RF, como se puede comprobar en las Figuras 4.5 y 4.6, se adoptó la solución de mantener estos filtros. Sin embargo, como se observa en la Figura 4.7, la respuesta para frecuencia intermedia sí podía preocupar, ya que estaba desplazada hacia los 0.95 GHz y precisamente la señal para 0.14 GHz se encontraba atenuada 6 dB respecto al máximo.

Se podría pensar en diseñar estos filtros, manteniendo la misma estructura de filtro de 2º orden, pero diseñando las constantes L_i y C_i de cada filtro para que la frecuencia del tanque resonante fuera la deseada. Por ejemplo para el filtro de frecuencia intermedia

$$f_{IF}^{anterior} = 0.95 \text{ GHz} = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L_3 \times C_3}} \quad (4.11)$$

$$f_{IF}^{nueva} = 0.14 \text{ GHz} \quad (4.12)$$

el problema que sostiene esta solución es que si fijamos uno de los parámetros y calculamos el otro, obtenemos un valor fuera del rango permitido por la Foundry, de 50 pF y de 10 nH. Además tampoco solucionaría el problema de la desadaptación en cada puerto. De manera que se tomó la solución de utilizar un circuito adaptador de impedancias, [10], como se muestra en la siguiente figura

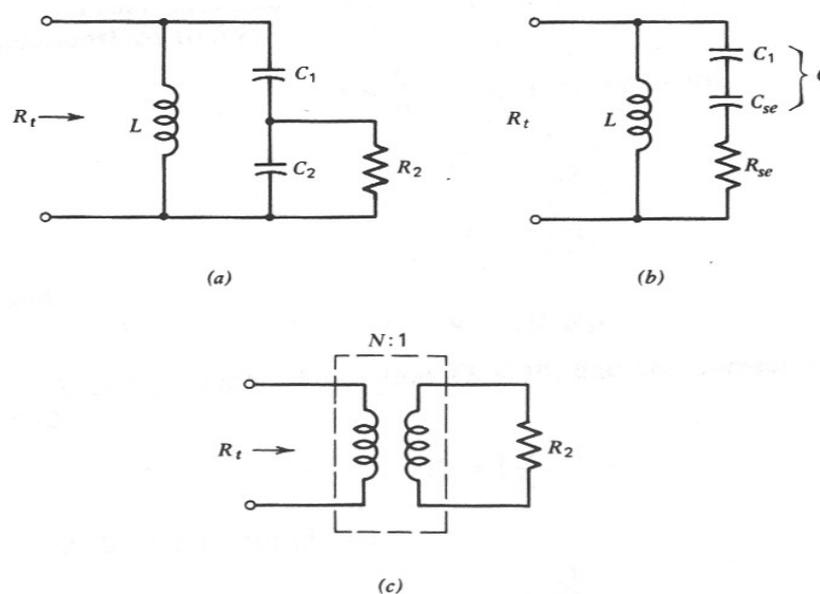


Figura 4.21 Circuito Adaptador Capacitivo. (a) Circuito adaptador capacitivo; (b) Circuito equivalente para la rama capacitiva; (c) Transformador ideal equivalente

Medida la impedancia a la entrada del puerto IF, de $Z_{IF} = 11.8686 + 1.8344j$, es decir una impedancia formada por una resistencia de 11.8686Ω en serie con una bobina de 2.0854 nH , queremos adaptarla a una impedancia de 50Ω , es decir, visto en la Figura 4.19, tenemos una $R_T = 50 \Omega$ y una $R_2 = 11.8696 \Omega$. en serie con una bobina. De manera que tendremos que hacer uso de un adaptador inductivo, figura 4.20, en sustitución del capacitivo, figura 4.18. Para el cálculo de este adaptador necesitamos saber la frecuencia de resonancia, en nuestro caso de 140 MHz , y el ancho de banda de mismo. Vamos a elegir un ancho de 40 MHz , ya que las tarjetas digitalizadoras en banda base utilizadas en el Proyecto global donde se incluye éste, tienen un ancho de banda de $30\text{-}40 \text{ MHz}$. Una vez fijado los parámetro, en la Figura 4.22, se representa el circuito adaptador, y en la Figura 4.23 su respuesta en frecuencia.

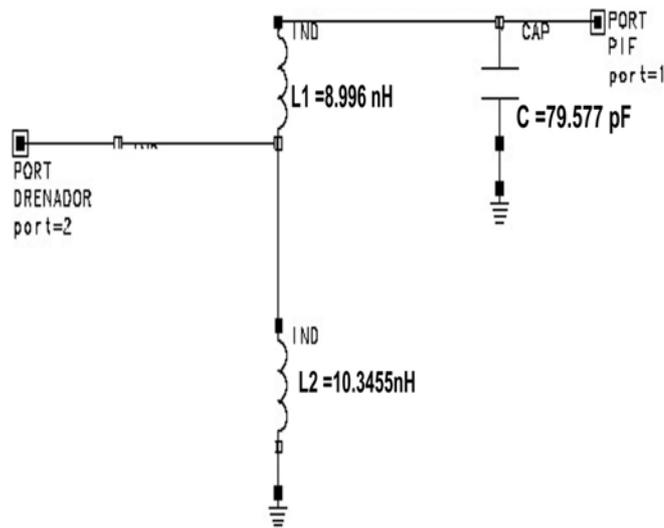


Figura 4.22 Circuito adaptador al puerto de IF

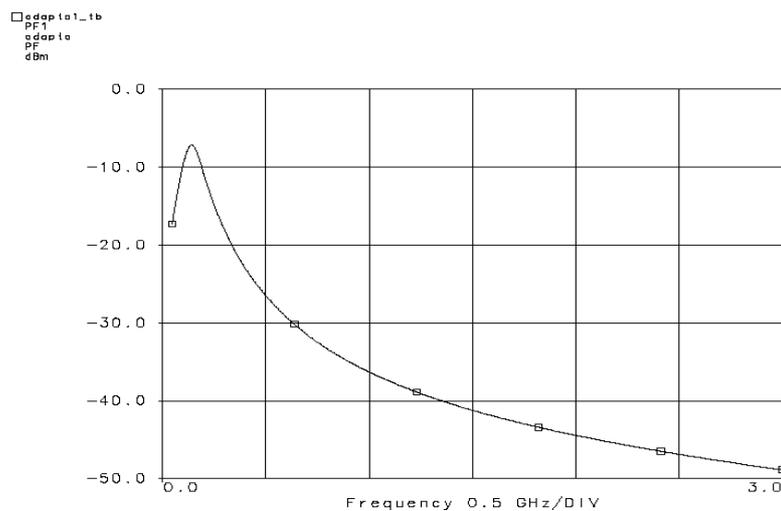


Figura 4.23 Respuesta en frecuencia del adaptador

Los valores de pérdidas, entorno a los 13 dB y punto de intercepto de +18 dBm no son nada satisfactorios. Para alcanzar unos mejores valores de las pérdidas, habría que diseñar un filtro con ancho de banda de 5 MHz, alcanzando unas pérdidas de 10.5 dB.

Sin embargo, a la vista de los valores del adaptador, nos encontramos en la misma situación que antes; dichos elementos no pueden ser simulados por las librerías de la Foundry. Visto las posibles alternativas de diseño, y que ha sido imposible mejorar las prestaciones del mezclador, pasamos al diseño del Layout del mismo.

IV.5 Layout

Una vez comprobado que el circuito se comporta adecuadamente, vamos a acometer la última etapa de este Proyecto Fin de Carrera, que es la elaboración del layout.

A la hora de diseñar el circuito monolítico, es especialmente importante la elección de una tecnología que se adecue a las especificaciones del mismo. En los últimos años se ha producido un desarrollo bastante importante en las tecnologías monolíticas, pero aun existe variaciones en los procesos que reducen el rendimiento considerablemente si comparamos con las tecnologías más maduras del silicio.

Cuando se fija un proceso tecnológico, se deben tener en cuenta cosas como la máxima frecuencia de operación de los dispositivos o la disponibilidad de modelos para los elementos lineales, y sobre todo, para los elementos no lineales del circuito. Para la elaboración del layout, se ha escogido el proceso ED02AH de Philips Microwave Limeil, que ya se describió en el Capítulo 3. Este proceso permite operar con frecuencias muy altas y los dispositivos lineales y no lineales de los que dispone se adecuan a las necesidades de este proyecto.

IV.5.1 Elaboración del Monolítico

Veamos cómo se ha acometido la realización del monolítico. Para ello, en primer lugar vamos a comentar la configuración elegida para el mismo. Después detallaremos algunas reglas necesarias en la construcción de layouts con el proceso ED02AH visto en el Capítulo 3, y por último presentaremos la máscara y las simulaciones realizadas sobre ella.

IV.5.1.1 Configuración

En este apartado pretendemos aclarar qué es lo que se va a meter en el chip a construir. Se pretende implementar el circuito mostrado en la Figura 4.4. Para encajar el mezclador en el monolítico, se ha tomado un dado de $900\mu\text{m} \times 850\mu\text{m}$, que es el que mejor se adecua a la estructura implementada. El tamaño es algo más grande al que se presenta en [6], que utiliza un dado de 0.54 mm^2 , debido al gran tamaño de las inducciones espirales que en sus librerías recoge la Foundry, [15]. El tamaño de estos es configurable, modificando el ancho de hueco o espaciado entre líneas IN, que corresponden a la segunda metalización. Sin embargo, se ha tomado el valor que por defecto toma la Foundry, de $10\mu\text{m}$, ya que una reducción de este valor, implica un aumento de las pérdidas de conversión, al aumentar la resistencia de la inducción espiral, y la reducción en el tamaño total del dado del chip no se ve significativamente reducido.

IV.5.1.2 Reglas para el Proceso ED02AH

Para la elaboración del layout vamos a utilizar el simulador Libra. Philips proporciona unas librerías del proceso ED02AH en la que tenemos las máscaras de los componentes que necesitamos. Pero en esta colocación debemos seguir una serie de reglas que se recogen en los manuales de la fundición [15].

La unidad de longitud fijada por defecto en la ventana de layout de Libra, es la micra. Así mismo es necesario fijar un grid que nos permita trabajar cómodamente y al mismo tiempo ajustar los componentes adecuadamente en el dado. El grid elegido es de $0.5\mu\text{m}$, dado que una de las reglas que veremos a continuación exige que así sea.

Las reglas a seguir en la elaboración de la máscara del circuito son las siguientes:

- El vértice inferior izquierdo del dado deberá situarse en la posición absoluta (0,0) de la ventana del layout.
- Los componentes situados en el interior del dado, deberán encontrarse a una distancia mínima de $30\mu\text{m}$ del borde interior del mismo, excepto los via holes, que tienen que estar a $50\mu\text{m}$.
- Todos los componentes deberán situarse en una rejilla de $0.5\mu\text{m}$.
- Las puertas de los transistores utilizados deberán alinearse al eje X.
- No se deben utilizar rotaciones de 45° en el emplazamiento de las celdas.
- Las máscaras GM y OH no deben superponerse nunca.
- El solapamiento o contacto de una capa consigo mismo no está permitido.
- La capa GM sólo puede estar conectada con la TE.
- La distancia mínima entre centros de bonding pads ha de ser $150\mu\text{m}$
- La distancia mínima entre centros de via holes ha de ser $200\mu\text{m}$.
- Se recomienda una distancia mínima entre transistores y líneas de transmisión de $10\mu\text{m}$.
- La distancia mínima entre dos líneas de transmisión ha de ser de $5\mu\text{m}$.

IV.5.1.3 Máscara del Circuito

A la hora de elaborar la máscara de nuestro circuito, es recomendable, si no estrictamente necesario, una etapa previa de planificación, donde se estudien las posibles situaciones de los distintos componentes, así como los pads, que se van a utilizar. Una buena planificación previa puede ahorrar a la postre mucho tiempo de trabajo. Se ha tomado como referencia el layout mostrado en [6].

Las consideraciones más importante que se han perseguido en la consecución del layout son las siguientes:

- Intentar reducir el área del monolítico, dado que la tecnología con la que se trabaja es muy cara.

- Conseguir un diseño simétrico. Aunque en este caso, no resulta una característica importante, dada la simplicidad del mezclador, compuesto únicamente por un transistor. Esta característica sería más importante a tener en cuenta para estructuras simétricas balanceadas, como la de un mezclador doblemente balanceado basado en la célula de Gilbert, Figura 2.24, procurando que las líneas de transmisión de las diferentes entradas tuvieran la misma longitud, de manera que una señal y su negada, recorrieran el mismo camino, intentando mantener el desfase entre ambas señales.

Con todo lo anterior, hemos llegado al layout que aparece en la Figura 4.24, que se recoge en el fichero *file7*, y sobre el que vamos a comentar cómo se han conseguido los puntos anteriores.

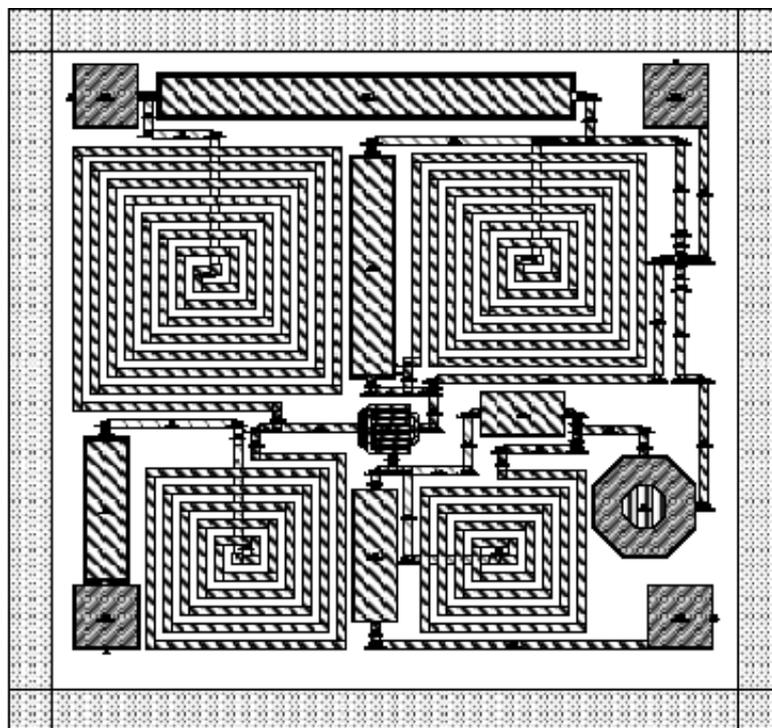


Figura 4.24 Layout

Como se observa, el transistor aparece centrado en el dado, situando cada uno de los cuatro pads, correspondientes a los cuatro puertos, en cada uno de las esquinas, situando arriba los puertos de DC y IF, y abajo los de LO y RF. Como se observa la colocación de los distintos componentes, se corresponde de forma más o menos parecida a la que aparece en [6].

En el layout, los cruces sin interconexión se consiguen mediante puentes, que son elementos que producen un cruce de líneas de transmisión que, lógicamente deben ir por capas distintas. En concreto una de las líneas irá por la capa IN y la otra por la capa BE (existen elementos que producen el paso de una capa a otra).

Con esto concluimos la elaboración del monolítico. Ahora presentamos las simulaciones realizadas sobre el prototipo de la Figura 4.24.

IV.5.2 Simulaciones

Presentamos a continuación las simulaciones realizadas sobre el monolítico sobre la ventana de test bench file7hbbim2. La ventana de layout de Libra tiene una opción llamada *Design Synchronization*, con la que se puede volcar el diseño del layout sobre un esquemático, con vistas a simularlo. El problema es que este volcado se hace de forma caótica, siendo imposible distinguir una estructura definida en el mismo. Sobre esta estructura realizamos las simulaciones usando Libra. En la Figura 4.25 se obtiene la característica de punto de intercepto

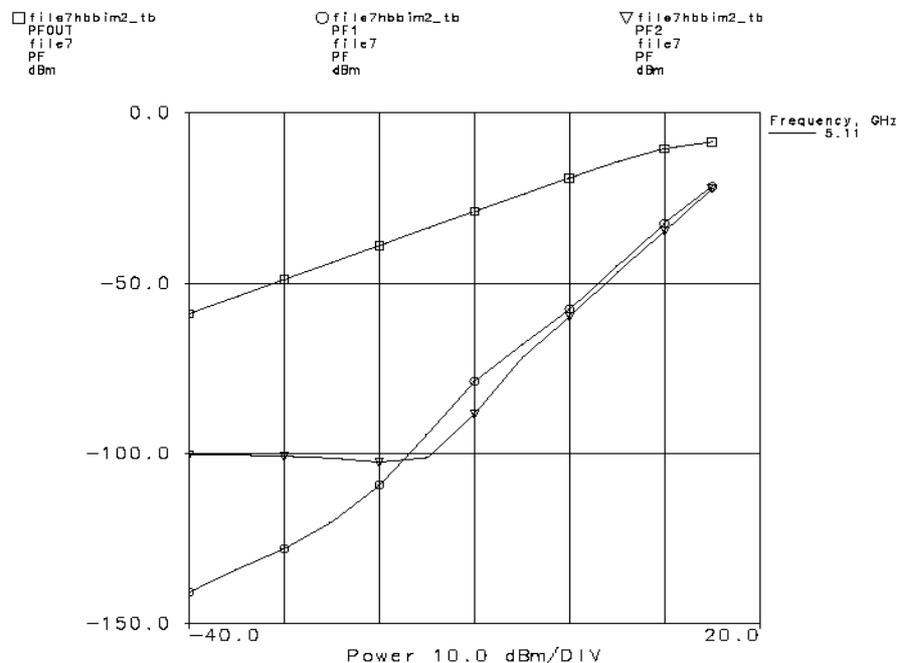


Figura 4.25 Punto de Intercepto para el esquemático generado por el Layout

IV.6 Comparación con otras Estructuras Similares

El objetivo de este proyecto fin de carrera era ofrecer una alternativa para construir un mezclador. Se ha construido un mezclador basado en un multiplicador resistivo simple con un solo FET, con una serie de características que ahora se van a comparar con las obtenidas en otros proyectos mediante la célula de Gilbert [2], mediante la técnica Quarter-Square [3] y mediante un mezclador resistivo doblemente balanceado [4], para evaluar la valía de este tipo de mezcladores. Pero en primer lugar, vamos a comparar

nuestros resultados con los que se obtendrían en el caso de utilizar el modelo de transistor **fEDOFL1**, descrito en el Capítulo 3.

IV.6.1 Transistor **fEDOFL1**

Repetimos los mismos cálculos que par el transistor ON. Medimos en primer lugar el nivel de potencia OL óptimo, y posteriormente las características del circuito para una determinada configuración.

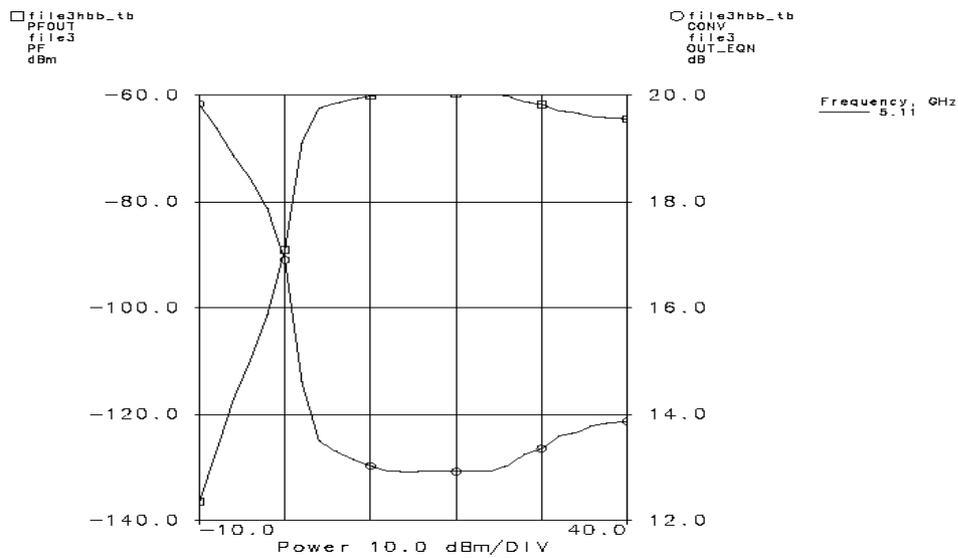


Figura 4.26 Potencia a la salida y pérdidas frente a P_{OL} , para el OFF

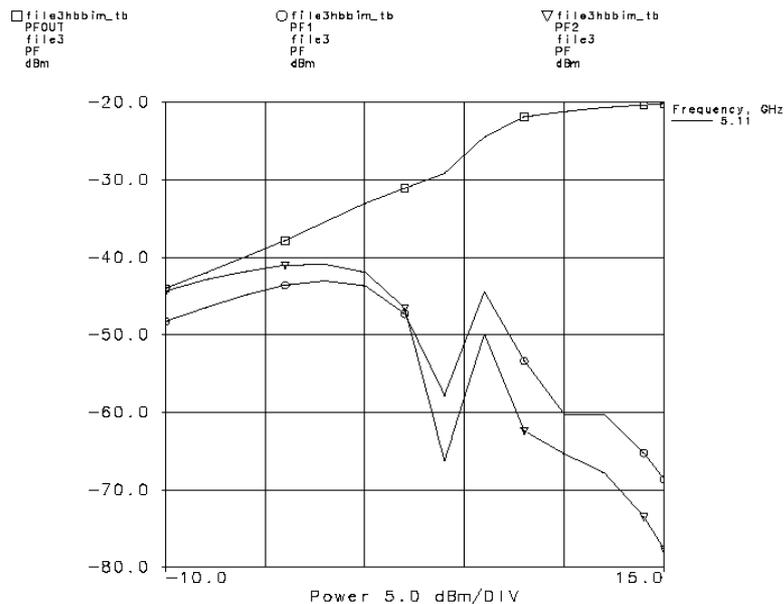


Figura 4.27 IM3 frente P_{LO} , para el OFF

Estos valores se han obtenido para una $V_{dc} = +0.4V$ (recordar que ahora $V_t = 0.1V$) y un ancho de canal de $40\mu m \times 6$. Las pérdidas tienen un mínimo para $P_{OL} = +14$ dBm, mientras que para IM3 se observa que esta disminuye conforme aumente el nivel de OL. Como debemos decidir, vamos a tomar un valor de +4dBm, en el que se alcanza un mínimo relativo para IM3. Para estos valores, se alcanzan unas pérdidas de 12.95 dB y unos punto de intercepto de +19.578 dBm para el tono a la derecha del fundamental y de +18.865 dBm. Como se observa la característica del circuito es bastante similar al del caso ON, si bien el requerimiento del nivel de potencia del oscilador es mayor

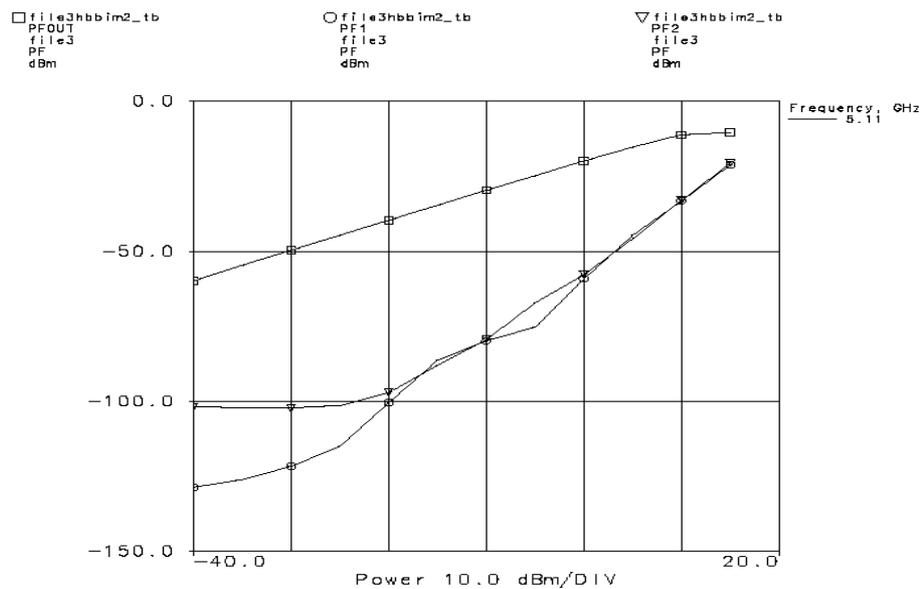


Figura 4.28 Punto de Intercepto para el caso OFF

IV.6.2 Otras estructuras

La comparación se va a llevar a cabo según dos parámetros fundamentalmente: la ganancia (pérdidas) de conversión y el punto de intercepto IP3. Hay que decir que estos trabajos, [2],[3],[4], se realizaron en otro rango de frecuencias; $f_{OL} = 7$ GHz y $f_{IF} = 7.30$ GHz, y aunque no son comparables, puede darnos una idea intuitiva de lo bueno que puede ser el diseño. Evidentemente, nos interesa que el mayor IP3 se dé para el armónico a la derecha del tono fundamental, ya que es el armónico más cercano a nuestra señal de salida. También añadiremos la comparación con otra serie de características que definen el comportamiento de los distintos mezcladores, como son el consumo de los mismos y la potencia de oscilador local empleada. Dicha comparación se muestra en la tabla 4.3:

	<i>Célula de Gilbert</i>	<i>Técnica Quarter-Square</i>	<i>Resistivo doblemente balanceado ON</i>	<i>Resistivo doblemente balanceado OFF</i>	<i>Resistivo con 1 solo FET ON</i>
G_c	9 dB	0.2 dB	4.5 dB	4 dB	-12.94 dB
IP3 derecho	19 dBm	12 dBm	9.5 dBm	4.8 dBm	19.654 dBm
IP3 izquierdo	13 dBm	12.7 dBm	10.8 dBm	4 dBm	19.495 dBm
Consumo	1.314 W	1.325 W	1.3974mW	2.2097 mW	≈ 0 W
P_{OL}	5 dBm	5 dBm	7 dBm	5 dBm	0 dBm
$P_{-1\text{ dB}, IN}$	≈ -10 dBm	≈ -15 dBm	≈ -7.5 dBm	≈ -13 dBm	≈ 6 dBm

Tabla 4.3 Comparación de los distintos proyectos

Se puede observar que aunque la característica de intermodulación, utilización de un nivel OL menor y aún más el consumo de potencia, son muy buenos, el valor obtenido para la ganancia puede causar cierto rechazo a la hora de elegir esta estructura. Sin embargo, el hecho de este consumo de potencia mínimo, puede facilitar el uso de algún dispositivo activo de ganancia, que nos ayude a disminuir éstas pérdidas.

IV.7 Estabilidad del Circuito

Hay una medida muy importante de la que no hemos hablado pero se quiere dejar constancia de que se ha tenido en cuenta. Dicha medida es la estabilidad del circuito. Maas aclara que en circuitos no lineales como el que aquí se trata, no existe un criterio establecido para saber si un circuito es estable o no. Sin embargo, asegura que si las simulaciones ejercidas sobre el circuito mediante el análisis del balance armónico convergen a una solución razonable, podemos tener el convencimiento de que dicho circuito es estable. Es por ello que consideramos que nuestro circuito lo es, dado que las simulaciones realizadas no han presentado problema de convergencia.

Capítulo V

Conclusiones

Capítulo V

Conclusiones

V.1 Conclusiones y Futuras Líneas de Investigación

En esta memoria se ha descrito el proceso realizado para llevar a cabo el diseño de un mezclador. Se han descrito las distintas tecnologías, estructuras y dispositivos activos, posibles para la implementación de nuestro circuito, justificando en cada caso la elección de cada uno. Se han adoptado como mejor solución:

- Tecnología MMIC, por sus buenas características de ancho de banda, potencia, reproducibilidad, tamaño, coste... frente a la tecnología híbrida.
- Dispositivo activo HEMT, por sus excelentes características en frecuencia.
- Como estructura, un mezclador pasivo.

Esta idea de un mezclador resistivo con un solo FET, es una idea relativamente nueva. Su baja distorsión, debido al propio funcionamiento del mismo, en el que la modulación de la conductancia se realiza como una resistencia variable en el tiempo (la resistencia de canal de un FET no polarizado es sólo débilmente no lineal), bajo ruido flicker, cancelación del ruido shot (presente en los mezcladores a diodos) y con pérdidas de conversión similares a las de un mezclador a diodos, entorno a los 7dB, nos permite pensar que se trata de una estructura apta para su funcionamiento como mezclador.

Para la obtención de las características que definen el comportamiento del mezclador, se ha utilizado el *simulador Libra de HPEEsof*, simulador muy potente que permite realizar multitud de análisis sobre un circuito de microondas, haciendo uso de una técnica, que recoge los aspectos fundamentales de las dos técnicas más usuales en el análisis de circuitos de microondas: balance armónico y análisis de gran-pequeña señal.

Los resultados obtenidos no han sido del todo satisfactorios: se han alcanzado buenos puntos de intercepto, en torno a los 19 dBm, sin embargo las medidas sobre las pérdidas de conversión, cercanas a los 13 dB (fundamentalmente debido a problemas de desadaptación de impedancias), pudiera causar cierto rechazo a la hora de elegir esta estructura, dado que superan con creces los valores esperados, en torno a los 7 dB (mezcladores a diodo). Estos resultados han sido comparados con los obtenidos en anteriores Proyectos Fin de Carrera, en los que se utilizan distintas estructuras para el mezclador. Exceptuando los resultados para las pérdidas, se han alcanzado características similares para un nivel de potencia de OL menor, y lo que es más importante, con un consumo muy inferior de potencia, al trabajar el FET en su zona lineal y no en la de saturación dado que no hace falta polarizar el FET.

Se han buscado soluciones para los problemas encontrados en nuestro diseño:

- incluir una inductancia entre los terminales de drenador y fuente. Esta solución estaba orientada a la mejora de la distorsión de intermodulación del circuito.
- Incorporar una red de adaptación de impedancias a los puertos del circuito, con vistas a la mejora de las pérdidas.

Sin embargo como se ha comprobado, estas alternativas han sido desestimadas por no conseguir una mejora de las prestaciones, o en su defecto empeorarlas.

En este sentido, nuevas líneas de investigación podrían ser:

- Buscar nuevas estructuras de adaptación a los puertos
- Dado que el consumo en potencia del circuito es mínimo, se podría pensar en el diseño de algún dispositivo activo de ganancia que mejore las pérdidas.
- También queda la opción de mejorar lo que ya se ha hecho. En este sentido, se podría pensar en utilizar nuevas polarizaciones, anchuras, nivel de OL, que mejoraran aspectos como la intermodulación o las pérdidas del circuito.
- Por último, un proyecto de envergadura sería la integración de un mezclador de un oscilador para dar lugar al mezclador de conversión descendente completo que buscamos, que es en definitiva el objetivo final del proyecto global en el que se encuentra situado este trabajo. Como digo, la integración de estos dos monolíticos en una misma pastilla sería un reto más que interesante.

Referencias

- [1] R.S. Pengelly, “*Hybrids vs Monolithic Microwave Circuits: A matter of Cost*”, R.A. Pucel, “*Monolithic Microwave Integrated Circuits*”, IEEE Press, 1985.
- [2] José Antonio Jiménez Sánchez, “*Diseño de un Modulador/Demodulador de Banda Ultraancha en Tecnología MMIC*”, Proyecto Fin de Carrera, Escuela Superior de Ingenieros de Sevilla, 1998.
- [3] Esteban Morillo Baro, “*Diseño de un Modulador/Demodulador de Banda Ultraancha en Tecnología MMIC*”, Proyecto Fin de Carrera, Escuela Superior de Ingenieros de Sevilla, 1999.
- [4] Rubén Gómez Cabalga, “*Diseño de un mezclador Resistivo en Tecnología HEMT*”, Proyecto Fin de Carrera, Escuela Superior de Ingenieros de Sevilla, 2000.
- [5] Stephen A. Maas, “*A GaAs MESFET Mixer with very Low Intermodulation*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-35, pags. 425-429, April 1987.
- [6] Frank Ellinfer, Rolf Vogt, “*Compact Monolithic Integrated Resistive Mixers with Low Distorsion for HIPERLAN*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, N° 1, January 2002.
- [7] Kristoffer Anderson, “*Resistive SIC-MESFET Mixer*”, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol.12, N° 4, April 2002.
- [8] J.Kucera, Urs Lott, “*A Zero DC-Power Low Distorsion Mixer for Wireless Applications*”, IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 9, N° 4, April 1999.
- [9] Stephen A. Maas, “*Microwave Mixers (2ª ed.)*”, Ed. Artech House, 1993.
- [10] Herbert L. Krauss, “*Solid State Radio Engineering*”, Wiley, 1980.
- [11] W.R. Curtice, “*A MESFET Model for Use in the Design of GaAs ICs*” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-28, pag 448, 1980
- [12] I. Angelov, H. Zirath, N. Rorsman, “*Validation of Nonlinear HEMT Model by Power Spectrum Characteristics*”, 1994 IEEE MTT-s Internacional Microwave Symposium Digest, pag 1571, June 1994.
- [13] F. Ellinger, J. Kucera, “*Improvements on a nonlinear GaAs MESFET model*”, IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Diag, Baltimore, MD, June 1998, pp 1623-1626.

[14] “*GaAs IC Design Manual. Foundry Process D02AH (v2.0 – January 1997)*”, Document Number PML-G-SC-0008-E/v2.0.

[15] “*GaAs IC Design Manual. Foundry Process ED02AH (v1.1 – September 1997)*”.

[16] “*ED02AH Library (Libra EEsof Simulator) User Manual. Release v2.4, August 1998*”, Philips Microwave Limeil.

[17] Manuales de Libra HPEEsof Simulator (High Frequency Design Solutions), Release 6.0, July 1995.

- *Simulating and Testing.*
- *User’s Guide.*
- *Circuit Test Items.*
- *Circuit Network Items.*
- *Layout User’s Guide.*

[18] Luis Javier Reina Tosina, “*Técnicas de Diseño y Análisis de Mezcladores MMIC Mediante Series de Volterra*”, Tesis Doctoral, Departamento de Ingeniería Electrónica, Escuela Superior de Ingenieros de Sevilla, 2002.

[19] Kai Chang, Inder Bahl and Vijay Nair, “*RF and Microwave Circuit and Component Design for Wireless System*”, Ed. John Wiley & Sons, 2002.