

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Proyecto Fin de Carrera

**Diseño de un mezclador equilibrado MMIC en
banda W utilizando acopladores tándem**

**(Balanced mixer MMIC design at W-band using
tandem couplers)**

Para acceder al Título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Autor: Manuel Vázquez González

Octubre- 2017

INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

CALIFICACIÓN DEL PROYECTO FIN DE CARRERA

Realizado por: Manuel Vázquez González

**Director del PFC: Juan Pablo Pascual Gutiérrez y Luisa de La Fuente
Rodríguez**

**Título: “Diseño de un mezclador equilibrado MMIC en banda W utilizando
acopladores tándem”**

Title: “Balanced mixer MMIC design at W-band using tandem couplers”

Presentado a examen el día: 30 de Octubre de 2017

para acceder al Título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre):

Secretario (Apellidos, Nombre):

Vocal (Apellidos, Nombre):

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de:

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del PFC
(sólo si es distinto del Secretario)

V° B° del Subdirector

Proyecto Fin de Carrera N°
(a asignar por Secretaría)

AGRADECIMIENTOS

A Juan Pablo Pascual Gutiérrez y Luisa de La Fuente Rodríguez, mis directores del proyecto fin de carrera, por su inestimable ayuda y por el maravilloso aprendizaje en el diseño de dispositivos MMICs.

A mis padres, por tener tanta paciencia conmigo y aguantarme en los momentos malos. Confiasteis en mí y en que podría llegar este día y aquí está.

A Ale, por ser un apoyo constante en mi vida, por haber sido el motor y la alegría cuando decaía y no veía el final. El sueño se hizo por fin realidad.

A mis abuelas, me hubiese gustado tanto que estuviesen aquí hoy conmigo...

A mis amigos que siempre han estado ahí y que con sus “pullas” y sobre todo mucho ánimo han hecho posible que llegue este día.

Y en general, a todos aquellos con los que me gustó compartir algún momento de mi vida con ellos.

Índice

Glosario de términos	vii
<i>Capítulo I: Objetivos y Líneas de Trabajo</i>	<i>122</i>
<i>Capítulo II: Introducción y Aplicaciones</i>	<i>16</i>
<i>Capítulo III: Tecnologías</i>	<i>22</i>
3.1 Introducción a las tecnologías de integración en banda W	23
3.2 Circuitos integrados MIC y MMIC	23
3.3 Transistor MHEMT	25
3.4 Las fundiciones y sus procesos	26
3.4.1 Proceso D007IH.....	27
3.4.2 Proceso D01MH.....	29
3.4.3 Definición del sustrato dentro del simulador electromagnético.....	29
<i>Capítulo IV: Conceptos previos al diseño</i>	<i>32</i>
4.1 Introducción.....	33
4.1.1 Funcionamiento general de un radar FM-CW	35
4.1.2 Radar de apertura sintética (SAR)	36
4.2 Mezclador	37
4.2.1 Transferencia característica de un elemento no lineal	38
4.2.2 Parámetros básicos de los mezcladores.....	42
4.2.3 Clasificación de los mezcladores	53
4.2.3.1 Mezcladores Simples	54
4.2.3.2 Mezcladores Simplemente Balanceados.....	55
4.2.3.3 Mezcladores Doblemente Balanceados	55
4.2.4 Principales dispositivos no lineales para mezcladores.....	55
4.2.4.1 Mezcladores a Diodos.....	56
4.2.4.2 Mezcladores con FET's	57
4.2.5 Comparativa entre las diferentes configuraciones	60
4.3 Análisis de circuitos de microondas	61
4.3.1 Propiedades Básicas.....	62
4.3.2 Redes de dos puertos.....	64
4.3.3 Parámetros S (De dispersión o <i>Scattering</i>)	66
4.3.3.1 Propiedades de la matriz de dispersión.....	69
4.3.4 Redes de cuatro puertos	71

4.4 Líneas planares habituales.....	74
4.4.1 Stripline.....	74
4.4.2 Microstrip.....	75
4.4.2.1 Estructura Microstrip.....	76
4.4.2.2 Constante dieléctrica efectiva e impedancia característica.....	77
4.4.2.3 Longitud de onda guiada, constante de propagación, velocidad de fase y longitud eléctrica	77
4.4.2.4 Líneas Microstrip acopladas.....	78
4.4.2.5 Discontinuidades Microstrip	79
4.5 El software de diseño: Advanced Design System (ADS).....	81
4.5.1 Tipos de simulaciones en ADS	82
 <i>Capítulo V: Diseño del acoplador Tandem Coupler.....</i>	 86
5.1 Introducción.....	87
5.1.1 Acopladores Híbridos	89
5.2 Diseño Eléctrico del acoplador direccional	90
5.2.1 Estudio de líneas acopladas con líneas de transmisión microstrip.....	91
5.2.2 Diseño del Single Coupler	94
5.2.3 Diseño del Tandem Coupler	96
5.3 Diseño Electromagnético del acoplador direccional.....	98
5.3.1 Diseño del Single Coupler	99
5.3.2 Diseño del Tandem Coupler	101
5.3.2.1 Primer diseño.....	102
5.3.2.2 Segundo diseño.....	104
5.3.2.3 Tercer diseño	107
5.3.2.3 Cuarto diseño.....	109
5.4 Comparativa y elección final del acoplador direccional	113
 <i>Capítulo VI: Diseño Eléctrico del mezclador</i>	 118
6.1 Introducción.....	119
6.2 Elección de la configuración y punto de polarización del transistor	119
6.3 Redes de adaptación de entrada.....	123
6.3.1 Red de adaptación de la entrada OL	124
6.3.2 Red de adaptación de la entrada RF.....	126
6.3.3 Redes de adaptación con componentes reales	128
6.4 Redes de polarización.....	131
6.5 Rama Cascodo final.....	134
6.6 Mezclador Balanceado completo.....	140
6.7 Resultados finales del mezclador en simulación eléctrica.....	147
 <i>Capítulo VII: Diseño Electromagnético del mezclador</i>	 156
7.1 Consideraciones previas a la simulación electromagnética	157
7.2 Rama Cascodo	158

7.3	Diseño definitivo del mezclador	159
<i>Capítulo VIII: Conclusiones y Líneas Futuras</i>		161
8.1	Conclusiones.....	162
8.2	Líneas Futuras	163
<i>Capítulo IX: Referencias</i>		165

Glosario de términos

ACRÓNIMOS

A.C:	Alternating Current.
A.D.S:	Advanced Design System.
A.L.M.A:	Atacama Large Millimeter/submillimeter Array.
C.A:	Circuito Abierto.
C.A.D:	Computer-Aided Design.
C.C:	Cortocircuito.
C.S.T:	Computing Simulation Technology.
D.C:	Direct Current.
D.I.COM:	Departamento de Ingeniería de Comunicaciones.
H.E.M.T:	High Electron Mobility Transistor.
ME.S.F.E.T:	Metal Semiconductor Field Effect Transistor.
m.H.E.M.T:	Metamorphic High Electron Mobility Transistor.
M.I.C:	Microwave Integrated Circuit.
M.I.M:	Metal Insulator Metal.
M.M.I.C:	Monolithic Microwave Integrated Circuits.
L.N.A:	Low-Noise Amplifier.
P.C.M:	Process Control Monitor.
R.A.D.A.R:	Radio Detection And Ranging, “detección y localización por radio”
R.F:	Radio Frecuencia.
S.A.R:	Synthetic Aperture Radar.
S.N.R:	Signal-to-Noise Ratio.
U.W.B:	Ultra-Wide Band.
U.M.S:	United Monolithic Semiconductors.
V.H:	Via-Hole.
W.P.A.N:	Wireless Personal Area Networks.

TÉRMINOS ESPECÍFICOS

Banda V:	Parte de la región de microondas del espectro electromagnético, en concreto su rango de frecuencias está comprendido entre 40 y 75 GHz.
Banda W:	Parte de la región de microondas del espectro electromagnético, en concreto su rango de frecuencias está comprendido entre 75 y 111 GHz.
BE, capa:	Capa metálica formada por TiPtAu usada para formar el electrodo inferior de los condensadores MIM. También se usa en los diodos.
BEIN, tipo:	Hace referencia a condensadores MIM con capacidades bajas, los cuáles no presentan ninguna capa entre las capas conductoras BE e IN.
CG, máscara:	Máscara formada por una capa negativa nitruro de silicio y sirve como interconexión entre metales.
CO, máscara:	Máscara formada por una capa negativa de óxido de silicio que facilita las interconexiones entre las capas metálicas OH, BE y TE.
Coplanar:	Tipo de línea de transmisión eléctrica que se utiliza para transmitir señales de microondas.
Cross, conexión:	Conexión distribuida en forma de cruz.
D007IH:	Proceso de la fundición OMMIC.
Decibelio (dB):	Es una unidad relativa empleada en acústica, electricidad, telecomunicaciones y otras especialidades para expresar la relación entre dos magnitudes.
Dice:	Marco que delimita las dimensiones del chip.
Eco:	Onda reflejada por objetos tanto estáticos como móviles.
E_{ii}:	Magnitud de la onda incidente.
E_{ri}:	Magnitud de la onda reflejada.
F:	Figura de ruido del transistor.
f_{max}:	Frecuencia máxima.
F_{min}:	Figura de ruido mínima del transistor.
Free Space:	Parte superior del mapa de capas del proceso D007IH.
f_t:	Frecuencia de transición del transistor.
GaAs:	Semiconductor compuesto de galio y arsénico.
Gigahercio (GHz):	Es un múltiplo de la unidad de frecuencia hercio (Hz) y equivale a 10^9 Hz.
G_L:	Ganancia del circuito de adaptación de salida.
GND:	Plano de masa o tierra.
G_o:	Ganancia del transistor.
G_s:	Ganancia del circuito de adaptación de entrada.

G_T:	Ganancia de transferencia.
G_{TU}:	Ganancia unilateral de transferencia.
H, matriz:	Matriz híbrida de una red de dos puertos.
Heterodino, receptor:	Es un receptor de ondas de radio que utiliza un proceso de mezcla de frecuencias o heterodinación para convertir la señal recibida en una frecuencia intermedia fija, que puede ser más convenientemente elaborada (filtrada y amplificada) que la frecuencia de radio de la portadora original.
Heterounión:	Es una unión formada por dos semiconductores diferentes o un metal y un semiconductor.
I_d:	Intensidad de drenador del transistor.
Impedance Matching:	Herramienta de A.D.S. para diseñar redes de adaptación entre una impedancia fuente y una impedancia de carga. Estas redes pueden estar compuestas por condensadores y bobinas, stubs, líneas lambda cuartos multisección o líneas tipo “taper”.
IN, capa:	Es la segunda capa metálica de interconexión de TiPtAu con espesor, en este proyecto, de 1.25.
InP:	Semiconductor compuesto por fosfato de indio.
Layout:	Diseño gráfico.
LineCalc:	Programa de análisis y síntesis de cálculo eléctrico y físico de líneas de transmisión simples y acopladas integrada en Agilent A.D.S.
Micrómetro (μm):	Unidad de longitud equivalente a una millonésima parte de un metro.
Microstrip:	Tipo de línea de transmisión eléctrica que se utiliza para transmitir señales de microondas.
Momentum :	Simulador electromagnético planar 3-D.
N_d:	Número de dedos de la puerta del transistor.
Nanómetro (nm):	Unidad de longitud equivalente a una mil millonésima parte de un metro.
OH, capa:	Capa metálica del proceso D007IH.
OMMIC:	Proveedor de circuitos MMIC, servicio de fundición y obleas epitaxiales basadas en materiales III-V (GaAs, GaN y InP).
Pad:	Zonas de unión hechas desde una capa OH para asegurar una perfecta adherencia al sustrato.
Parameter Sweep:	Herramienta de análisis de barrido integrado en Agilent A.D.S.
P_{avs}:	Potencia disponible a la entrada.
P_L:	Potencia entregada a la carga.

RADAR:	Sistema que utiliza radiaciones electromagnéticas reflejadas por un objeto para determinar la localización o velocidad de éste.
R-C, red:	Red que está compuesta por resistencias y condensadores.
R_n:	Resistencia de ruido del dispositivo.
S₁₁:	Parámetro de Scattering que representa el coeficiente de reflexión de entrada.
S₁₁[*]:	Coeficiente de reflexión de entrada conjugado.
S₁₂:	Parámetro de Scattering que representa la ganancia inversa de la red.
S₂₁:	Parámetro de Scattering que representa la ganancia de la red.
S₂₂:	Parámetro de Scattering que representa coeficiente de reflexión de salida.
Scattering, parámetros :	Son propiedades usadas en ingeniería eléctrica, ingeniería electrónica, e ingeniería de sistemas de comunicación y se utilizan para describir el comportamiento eléctrico de redes eléctricas lineales cuando se someten a varios estímulos de régimen permanente por pequeñas señales.
Semiconductor III-V:	Semiconductores que contienen elementos de los grupos III y V.
Si₃N₄:	Nitruro de silicio, es un material de corte que se puede encontrar en condensadores distribuidos tipo M.I.M.
Sin_O, capa:	Capa compuesta por nitruro de silicio.
S_{opt} o Γ_L:	Coeficiente óptimo de reflexión para conseguir la figura mínima de ruido.
TE, capa:	Es una capa conductora del proceso D007IH.
Tee, conexión:	Conexión distribuida en forma de T.
Terahercios (THz):	Es un múltiplo de la unidad de frecuencia hercio (Hz) y equivale a 10 ⁹ Hz
TiAl:	Aluminuro de titanio, compuesto que se encuentra en las puertas de los transistores m.H.E.M.T.
TiPtAu:	Compuesto de oro, titanio y platino.
V_{ds}:	Caída de tensión entre el drenador y la fuente del transistor.
V_{gs}:	Caída de tensión entre la puerta y la fuente del transistor.
Via-hole:	Es una conexión eléctrica entre las capas de un circuito electrónico físico que pasa por el plano de una o más capas adyacentes.
W:	Anchura de puerta del transistor.
W_u:	Anchura de dedo unidad.
Y, matriz:	Matriz de admitancia de una red de dos puertos.
Yield, análisis:	Análisis que mide la robustez del diseño.
Z, matriz:	Matriz de impedancia de una red de dos puertos.

Z_0 :	Impedancia característica.
Z_L :	Impedancia de carga.
Z_S :	Impedancia de fuente.
Γ_{IN} :	Coeficiente de reflexión a la entrada de una red de dos puertos mirando hacia dentro de la red
Γ_L :	Coeficiente de reflexión de la carga.
Γ_S :	Coeficiente de reflexión de la fuente.
Γ_{out} :	Coeficiente de reflexión a la salida de una red de dos puertos mirando hacia dentro de la red.
λ :	Longitud de onda eléctrica.

Capítulo I: Objetivos y Líneas de Trabajo

La información obtenida por sensores electromagnéticos, tanto activos como pasivos, en las bandas milimétricas, submilimétricas y de terahercios, puede proporcionar parámetros de monitorización en sistemas anticolidión, control de calidad en procesos industriales, estudio de la atmósfera terrestre, radioastronomía o en el campo de la medicina y la seguridad.

Existen dos tipos de conceptos para desarrollar este tipo de sistemas que podríamos denominar pasivos y activos. Los sistemas pasivos se basan en recibir la radiación emitida por los cuerpos objeto de estudio (radiación de cuerpo negro) además de medir también la radiación reflejada procedente de otras fuentes. Los sistemas activos iluminan el objeto para analizar la señal reflejada procedente del mismo. Dentro de los sistemas activos se puede citar el radar de apertura sintética de onda continua modulada en frecuencia (FM-CW-SAR). Uno de los componentes básicos de este sistema es el mezclador. En particular el que se presenta en este trabajo formaría parte de un sistema de “FM-CW SAR” a 100 GHz y con un ancho de banda de 2 GHz.

El proyecto fin de carrera que se presenta a continuación detalla el proceso de diseño de un mezclador balanceado en banda W (75-110 GHz), concebido para trabajar en la parte central de la banda, en este caso con $F_{OL} = 94$ GHz y $F_{RF} = 91$ GHz, utilizando para ello la tecnología HEMT metamórfica sobre GaAs de 70 nm de longitud de puerta. Como circuitos desfasadores se utilizarán acopladores Tándem Coupler 3dB basados en líneas microstrip acopladas, todo ello integrado dentro del mismo chip.

Para el diseño del circuito se ha elegido los procesos de la fundición OMMIC, en particular su proceso D007IH. En este proceso se utilizan estructuras metamórficas para conseguir una transición gradual entre el sustrato de GaAs y la capa activa, que contiene un porcentaje de Indio diferente según la aplicación a la que se oriente.

Dos estructuras cascodo conformarán el mezclador simplemente balanceado y tendrá como objetivo cumplir inicialmente con las siguientes características:

- $G_c = -5$ dB
- $F_{RF} = 91$ GHz
- $F_{OL} = 94$ GHz
- Aislamiento LO/RF ≥ 40 dB

Para alcanzar los objetivos marcados se ha seguido una línea de trabajo que coincide con la forma que ha sido estructurada esta memoria. Seguidamente se describirán brevemente en qué consiste cada uno de los capítulos que constituyen esta memoria y que detallan paso a paso todos los procesos que se han llevado a cabo para el diseño del mezclador balanceado y el Tándem Coupler:

- *Capítulo II: **Introducción y Aplicaciones.*** En primer lugar se hará una introducción a las características del rango de frecuencias milimétricas y submilimétricas y a sus diversas aplicaciones.
- *Capítulo III: **Tecnologías.*** Se realiza una comparación entre los tipos de circuitos integrados y se presenta en profundidad el proceso tecnológico de OMMIC sobre el que se sustenta el diseño, tanto del mezclador, como del Tandem Coupler.
- *Capítulo IV: **Conceptos previos al diseño.*** Breve introducción teórica del receptor así como del dispositivo a diseñar (mezclador), explicando los diferentes parámetros que describen su funcionamiento y clasificación. También se expone otros elementos que intervienen en el diseño como las líneas planares y se hace un pequeño repaso de las diferentes herramientas que nos proporciona el programa a utilizar en el diseño (Advanced Design System).
- *Capítulo V: **Diseño del acoplador Tándem Coupler.*** Se muestra la finalidad y el proceso de diseño del acoplador direccional, así como sus resultados en el simulador eléctrico. También se presentan las peculiaridades del simulador electromagnético y las diferencias con respecto al eléctrico. Por último, se indican los resultados obtenidos con dicha simulación.
- *Capítulo VI: **Diseño eléctrico del mezclador.*** Se muestra el proceso de diseño del mezclador simplemente balanceado en banda W, basado en transistores mHEMT sobre sustrato de AsGa, así como sus resultados en el simulador eléctrico.
- *Capítulo VII: **Diseño electromagnético del mezclador.*** Se presentan las peculiaridades del simulador electromagnético y las diferencias con respecto al eléctrico. Por último, se indican los resultados obtenidos con dicha simulación.

- *Capítulo VIII: Conclusiones y líneas futuras.* Se realiza un análisis de todo el trabajo realizado con el objetivo de dar forma a unas conclusiones que permitan, por un lado, evaluar la tarea llevada a cabo y, por otro, enfocar futuras líneas de trabajo.
- *Capítulo IX: Referencias.* Se recoge las referencias bibliográficas utilizadas en la confección de la memoria del proyecto fin de carrera.

Capítulo II: Introducción y Aplicaciones

Los recientes avances en las tecnologías de la información y comunicación han hecho surgir una oportunidad única para abordar el estudio de las necesidades de monitorización, vigilancia y teledetección a gran escala que surgen en áreas tan fundamentales para la mejora de la calidad de vida como son la salud, las comunicaciones, la seguridad medioambiental, el control de calidad en alimentos y la gestión de recursos energéticos.

La información obtenida por sensores electromagnéticos, tanto activos como pasivos, que abarquen desde los megahercios hasta las frecuencias ópticas puede proporcionar parámetros de monitorización, tanto a gran escala como a mediana escala, incluso en ámbitos locales y corporales para diferentes escenarios como pueden ser: datos geofísicos para aplicaciones climatológicas o medioambientales, mapas de transporte urbano de muy alta resolución, ayudas a la navegación en tiempo real, obtención de imágenes biológicas para aplicaciones médicas, control de calidad, sistema de seguridad personal o la gestión de recursos energéticos y energías renovables.

Esto se podría conseguir mediante la comunicación de diferentes clases de sensores, tanto para el cuerpo humano como a escalas terrestre o espacial. Así, mientras que las regiones de las bandas de frecuencia de microondas y ópticas se han desarrollado casi con plenitud, surge la necesidad y el interés por el resto del espectro electromagnético, regiones menos exploradas debido a las limitaciones tecnológicas, llamadas bandas milimétricas, submilimétricas y de terahercios.

Estas bandas están recibiendo últimamente gran atención por sus capacidades específicas para interactuar con la materia y extraer información. Aquí se abre un nuevo abanico de oportunidades para la investigación, tanto de los aspectos fundamentales de estas tecnologías como de sus posibles campos de aplicación.

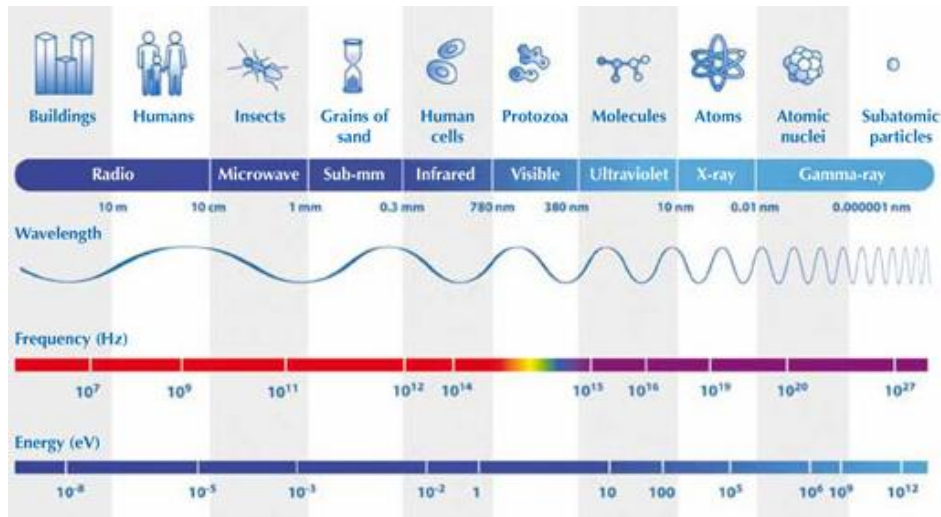


Fig. 2-1. Esquema del espectro electromagnético con frecuencias, longitudes de onda y energía.

La banda de las frecuencias milimétricas está definida dentro del conjunto de frecuencias que va desde 30 GHz hasta 300 GHz y la submilimétrica de 300 GHz a 3 THz. Representan el margen espectral entre las frecuencias altas de microondas y el infrarrojo cercano. El uso de estas bandas de frecuencias ofrece ventajas específicas, tanto en términos de resolución como de penetración y clasificación. El interés en estas ventajas ha impulsado el desarrollo de tecnologías monolíticas que permitan implementar las funciones de procesamiento requeridas, como amplificación de bajo ruido, amplificación de potencia, mezcla y detección [1].

Los mezcladores son componentes clave en aplicaciones para banda W (75 – 110 GHz) como los radares de apertura sintética (SAR), sensores para vehículos, sistemas de comunicaciones inalámbricos, detección remota mediante espectroscopia y más recientemente la detección de amenazas ocultas mediante captura de imágenes realizada con sistemas de imagen a frecuencias milimétricas.

Aunque desde hace tiempo se utilizan diversas técnicas para detectar amenazas, como armas o explosivos ocultos, principalmente imágenes de rayos-X, detectores de metal o registros personales con trazadores químicos, estas técnicas presentan varias deficiencias: no se puede llevar a cabo la detección a distancia, la inspección debe realizarse en escenarios fijos y controlados y tienen una habilidad muy limitada para detectar armas con bajo contenido metálico, especialmente cuando las armas están escondidas bajo la ropa del sujeto [2].

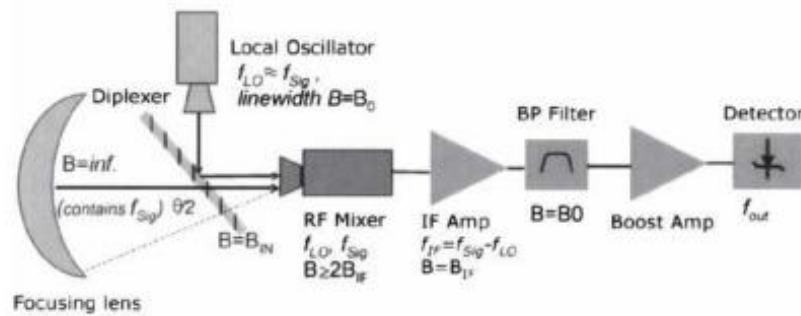


Fig.2-2. Sistema de detección heterodino para aplicaciones de ondas submilimétricas.

Actualmente se están empezando a desarrollar y, en algunos casos, a comercializar, sistemas de imagen a frecuencias submilimétricas y de terahercios. El potencial de estos sistemas de imagen diseñados para operar entre 100 GHz y 3 THz es muy grande, por un lado al trabajar en ese rango de frecuencias se consigue mayor resolución espacial y más capacidad de trabajar a distancia del objetivo y, por otro, tienen la capacidad de penetrar en materiales no conductivos como ropa, papel, cartón y plásticos con atenuación baja. Además, una característica importante de este tipo de ondas es que pueden detectar las firmas espectrales de materiales químicos como explosivos o drogas, siendo capaces de distinguir a cierta distancia qué clase de componente químico se encuentra oculto, usando espectroscopia en el dominio del tiempo a frecuencias de terahercios. Además no representa ningún peligro ya que no se trata de una radiación ionizante. Todas las características son únicas en este rango de frecuencias y no reproducibles en otras bandas del espectro electromagnético, por ello los sistemas de imagen a frecuencias submilimétricas y de terahercios tienen un campo de aplicación enorme en áreas como:

- Detección remota y escaneo de amenazas ocultas.
- Detección de minas, bombas y explosivos ocultos.
- Detección de contrabando y drogas.
- Control de fronteras, detección de personas ocultas.
- Control del correo postal.

Asimismo también se están desarrollando tecnologías en el ámbito militar, que como bien se sabe, es la antesala en muchas ocasiones de los avances más sorprendentes en la vida cotidiana, aunque en otras desgraciadamente tengan un objetivo puramente armamentístico como es el caso que se expone a continuación. Se trata de un arma no muy letal, que utiliza ondas milimétricas para calentar una capa fina de la piel humana hasta una temperatura

intolerable con el fin de alejar a la persona apuntada. Este tipo de sistemas activos son utilizados en la actualidad por las fuerzas armadas y el cuerpo de los Marines de los Estados Unidos [3].

Otro campo de gran interés para los científicos es la radioastronomía (observación de planetas y pequeños cuerpos espaciales por medio de ondas comprendidas en el espectro electromagnético). La espectroscopia a frecuencias milimétricas se encarga del estudio de la interacción entre la radiación electromagnética y la materia, con absorción o emisión de energía radiante [4]. Ésta proporciona información sobre la formación y evolución del sistema solar, así como la detección de las condiciones atmosféricas (temperatura, presión y composición) y la posibilidad de encontrar agua y, por extensión, vida fuera de la Tierra.

Sin ir más lejos, desde que en 1948 fue predicha la radiación de fondo de microondas (CMB, Cosmic Microwave Background) y, posteriormente medida en 1965, sumado al desarrollo de la espectroscopia se consideran estos dos hechos como la prueba fundamental que sustenta la teoría del Big-Bang, suscitando gran interés dentro de la comunidad científica. Como ejemplos recientes podemos citar el lanzamiento del satélite Herschel-Planck en el año 2009 que permitió medir la radiación de fondo de microondas con mayor resolución y más recientemente la creación del mayor proyecto astronómico, ALMA, que permite vislumbrar la formación de estrellas en los albores del universo y obtener imágenes extremadamente detalladas de estrellas y planetas en proceso de nacimiento, inaugurado el 15 de marzo de 2013 [5].

Una de las aplicaciones comerciales de las frecuencias milimétricas en las que se viene investigando en los últimos años es el desarrollo de radares y sensores para incorporar a los vehículos. El objetivo es proporcionar asistencia a los conductores a través de, por ejemplo, control de cruce adaptativo, radar o detección de colisiones. Los radares que operan a frecuencias milimétricas (75-110 GHz) ofrecen muchas ventajas ya que las ondas que se propagan en esta banda, a diferencia de sistemas basados en cámara de vídeo o las emisiones infrarrojas, no se ven afectadas por las condiciones de clima adverso proporcionando gran ayuda en situaciones con niebla, polvo o lluvia intensa lo que hace que estos radares se posicionen como elementos clave en los futuros sistemas de vehículos inteligentes [6].

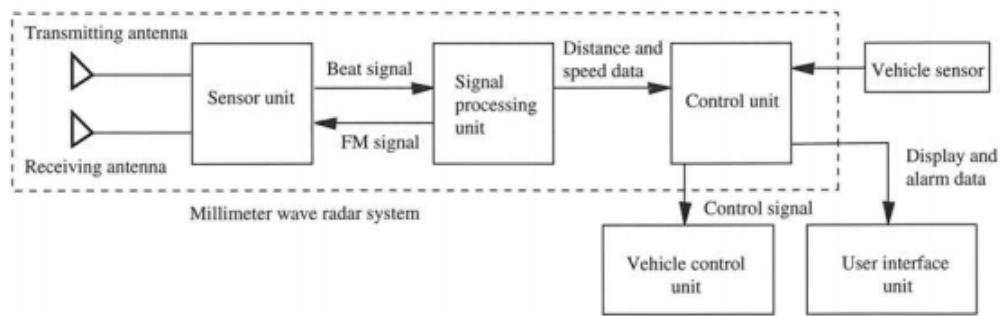


Fig.2-3. Configuración de un sistema radar con ondas milimétricas.

Se han expuesto diversas aplicaciones muy interesantes en las que el desarrollo de mezcladores que operen en la banda de 30 GHz hasta 300 GHz juega un papel muy importante para el desarrollo de este tipo de proyectos innovadores.

No obstante, las dificultades técnicas para diseñar y operar con instrumentos y sensores capaces de obtener información en esta banda constituyen un serio reto. Consecuentemente la concepción de instrumentos y sensores dotados de una finalidad práctica está, en este momento, limitada por la dificultad y la poca experiencia con la tecnológica en el diseño, fabricación y prueba de los circuitos apropiados [7].

El hecho de tratarse de un campo por el momento poco explotado y casi desconocido y a la vez con muchas posibilidades de desarrollo en sus diferentes aplicaciones hace que surja la inquietud por el estudio e investigación con el objetivo de llegar a conclusiones precisas que puedan aportar un granito de arena a este terreno. Esta es la principal motivación del proyecto de fin de carrera que se presenta en estas líneas.

Capítulo III: Tecnologías

3.1 Introducción a las tecnologías de integración en banda W

Las tecnologías de integración que pueden operar a frecuencias milimétricas y alcanzar la parte baja del espectro de terahercios deben incluir dispositivos con valores de frecuencia de transición (f_t) de, al menos, 200 GHz. Ello requiere semiconductores de alta movilidad y dimensiones críticas en el rango de nanómetros. Si nos centramos en mezcladores a estas frecuencias, el protagonismo lo tendrían tecnologías que contengan Indio en transistores de tipo HEMT (High Electron Mobility Transistor) con longitudes de puerta entre 60 y 120 nm. Dentro de estas tecnologías existen dos variantes en función del semiconductor básico empleado: Fosfuro de Indio (InP) o Arseniuro de Galio (AsGa). En cualquier caso, existen ya actualmente tecnologías basadas en SiGe con buenas prestaciones en estas bandas de frecuencia.

El InP presenta más alta movilidad y transconductancia, lo que permite obtener ganancias importantes con más bajo consumo de corriente y, por tanto, ruido más bajo. Como contrapartida es más caro, más frágil y hace los circuitos más vulnerables a descargas electrostáticas (ESD), siendo además el ruido de baja frecuencia ($1/f$) de los dispositivos más alto. Las tecnologías basadas en AsGa recogen el bagaje de los procesos de dispositivos HEMTs pseudo mórficos (pHEMTs) y consiguen, añadiendo un contenido variable de indio, incrementar la movilidad, pero sobre un sustrato básico de AsGa, más robusto y barato que el InP. El resultado es el transistor Metamórfico (MHEMT). El desarrollo de las técnicas de litografía permite disminuir la longitud de la puerta de los transistores, contribuyendo decisivamente a elevar la frecuencia f_T a los valores requeridos (ie.: 300 GHz OMMIC D007IH).

3.2 Circuitos integrados MIC y MMIC

Para el diseño de un mezclador se dispone de dos tipos de circuitos, MIC y MMIC. Los MIC (Microwave Integrated Circuits) son circuitos híbridos formados por componentes individuales tales como semiconductores y componentes pasivos fijados al sustrato. La tecnología híbrida tiene algunas ventajas sobre la tecnología monolítica como son la utilización de componentes pasivos discretos con muy alto factor de calidad, la posibilidad de sintonizar la respuesta después de haberse construido y la reducción del tiempo de diseño respecto a los circuitos monolíticos porque se evita el tiempo de construcción en factoría. Pero la principal ventaja de la tecnología híbrida sobre la tecnología monolítica es su

excelente comportamiento en aplicaciones de muy bajo ruido debido, principalmente, a las bajas pérdidas dieléctricas del sustrato híbrido.

Sin embargo, el montaje de los circuitos MIC se hace muy complicado en frecuencias altas (por encima de 50 GHz, banda V y banda W). Por ello se usan circuitos monolíticos (MMIC, Monolithic Microwave Integrated Circuits) cuando la banda de frecuencia es lo suficientemente alta. Asimismo son más baratos para grandes cantidades de producción, más pequeños y reproducibles y pueden alcanzar anchos de bandas grandes debido a las bajas reactancias parásitas. Otra de sus características principales es que la definición y fabricación de elementos activos y pasivos se realiza sobre un sustrato semiconductor.

Debido a lo desarrollado anteriormente, en este proyecto se decide emplear la tecnología monolítica, si bien, se puede apuntar un inconveniente que pasara a ser el principal caballo de batalla durante el proceso de diseño y con el que no se contaba a priori: nos enfrentamos a un proceso que estaba en desarrollo y no presentaba las facilidades y garantías de otros procesos ya maduros y bien establecidos comercialmente.

HIBRIDOS (MIC)	MONOLÍTICOS (MMIC)
Tiempo de rediseño breve (2 semanas).	Tiempo de rediseño largo (5 meses).
Posibilidad de retoques y sintonía sobre los circuitos.	No es posible retoques sobre el circuito (diseño crítico).
Baja inversión inicial.	Alta inversión inicial.
Ensamblaje automático.	Baratos en grandes cantidades.
Poco reproducibles (posiciones e hilos).	Buena reproductividad.
Gran tamaño frente los MMICs.	Pequeños y ligeros.
Disponibilidad de espacio.	Espacio restringido.
Montaje complicado a altas frecuencias.	Simplifican problemas de montaje a altas frecuencias.

Tabla 3-1. Diferencias entre circuitos integrados (MIC vs MMIC).

3.3 Transistor MHEMT

En principio, los mejores resultados conseguidos por dispositivos MMIC usan transistores HEMT sobre sustrato y tecnología de InP, consiguiendo los mejores resultados de ruido y ganancia para frecuencias de 2 a 200GHz, con un consumo de potencia realmente bajo. También presentan los mejores resultados de eficiencia de potencia añadida (PAE- power-added efficiency) en frecuencias milimétricas.

Aunque con resultados excepcionales, los procesos basados en InP son muy costosos y difícilmente escalables para producirlos en grandes cantidades. Esto es debido a que los sustratos de InP son difíciles de procesar, más caros y más frágiles que los mucho más conocidos y utilizados sustratos de AsGa. Además los sustratos para crecimiento epitaxial en InP, ya de por sí caros, sólo se pueden llevar a cabo en obleas de 3 pulgadas de diámetro, mientras que los sustratos menor precio de AsGa permiten fabricar circuitos MMIC en obleas de hasta 6 pulgadas.

Un primer paso para alcanzar los resultados de los transistores con tecnología de InP fueron los PHEMT (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor) en donde el canal está formado por InAsGa, con una concentración de Indio entre el 15 % y el 30%. En comparación, la tecnología de procesamiento para los PHEMTs sobre sustrato de AsGa es más madura y barata que la basada en InP, pero tienen una eficiencia bastante menor y se consiguen valores de ganancia más bajos.

Para solventar la necesidad de conseguir un alto rendimiento como en el InP y bajos costes de producción como en el AsGa se desarrolló la tecnología MHEMT (Metamorphic High Electron Mobility Transistor) [8]. Los dispositivos basados en esta tecnología emplean una estructura activa de InAlAs/InGaAs sobre sustrato de AsGa en obleas de hasta 6 pulgadas. La tecnología MHEMT permite una producción de dispositivos MMIC de alto rendimiento con un coste mucho menor que la tecnología de sustrato de InP. La técnica para disponer los materiales en la heterounión en un MHEMT proporciona la ventaja de incorporar mayor concentración de aluminio e indio en la estructura del material, lo que conlleva una mayor voltaje de ruptura y potencia de salida, haciendo que su rendimiento supere en algunos casos a los HEMT sobre sustrato de InP.

3.4 Las fundiciones y sus procesos

El número de fundiciones que ofrecen esta tecnología monolítica está muy limitado. Algunas de ellas tienen restringida su actividad a proyectos puramente de investigación sin ofertar productos comerciales, o bien plantean tal cúmulo de requisitos administrativos y unos costos que las hacen inviables. Existen varios procesos (TQP13-N de QORVO, ER07AD o ED02AH de Philips) pero debido a las frecuencias a las que se trabaja y para continuar con la línea de trabajo seguida en el departamento DICOM se ha elegido el proceso D007IH de la "foundry" OMMIC (Francia). En él, se utilizan estructuras metamórficas para conseguir una transición gradual entre el sustrato de AsGa y la capa activa, que contiene Indio. Los componentes activos están basados en heteroestructuras de GaInAs-InAlAs-GaInAs-InAlAs con un alto porcentaje de Indio en el canal (70%) lo que proporciona niveles de ruido muy bajos y alta movilidad en el canal [9].

Como breve reseña sobre la fundición OMMIC diremos que formaba parte del grupo internacional Royal Philips Electronics, aunque recientemente ha habido cambios en su accionariado, y tiene su base cerca de París (Limeil). Cuenta con más de 30 años de experiencia en la creación de sistemas completos de circuitos monolíticos integrados de microondas, con técnicas de crecimiento epitaxial, procesamiento de obleas con semiconductores III-V y diseño de circuitos para aplicaciones comerciales y militares.

Existe otro proceso de OMMIC, D01MH, desarrollado para aplicaciones de media potencia en bandas milimétricas y en estructuras metamórficas para conseguir una transición gradual entre el sustrato de GaAs y la capa activa, en cambio el contenido de porcentaje de In en este caso es menor que en el proceso D007IH, en torno al 53%. El elemento fundamental de estos dos procesos es el transistor metamórfico de alta movilidad electrónica (MHEMT) de deplexión, con la capa activa sobre un sustrato de GaAs y con una longitud de puerta de 70 nm en el caso del proceso D007IH y de 0.13 μm en el D01MH.

El entorno de trabajo se realizará mediante el uso de librerías de una aplicación CAD, que en este caso se trata de ADS (Advanced Design System) de Agilent Technologies. Por último, el proceso elegido al que se tiene acceso es el anteriormente citado D007IH, basado en transistores mHEMT sobre sustrato de AsGa.

3.4.1 Proceso D007IH

El proceso D007IH de OMMIC es relativamente reciente y está basado en una capa epitaxial activa con alto contenido en Indio, cuyo crecimiento se efectúa sobre una capa metamórfica intermedia que crea una transición suave con el sustrato de AsGa. Este proceso proporciona una frecuencia de corte muy alta y un ruido extremadamente bajo. Sus siglas esconden algunas de sus principales características:

- D: Transistores de deplexión.
- 007: Longitud de puerta del transistor es de 70 nanómetros.
- IH: Transistores HEMT con dopado InP en la capa activa.

Las características principales de este proceso se resumen a continuación:

- Crecimiento expitaxial GaInAs-InAlAs-GaInAs-InAlAs con contenido de Indio del 52%/70% en una capa metamórfica intermedia sobre sustrato de AsGa.
- Transistores de Deplexión
- 0.07 μm de longitud de puerta
- Dos tipos de diodo (0.07 μm "GM" y 3 μm "BE") para mezcladores o varactores.
- Resistencias GaAs usando la capa activa, no grabadas.
- Resistencias metálicas, usando una capa fina de metal (NiCr).
- Protección de nitruro de silicio (Si_3N_4) completa asegurando alta fiabilidad.
- Aislamiento BCB alrededor de la puerta para asegurar bajas capacidades parásitas.
- Dos tipos de condensadores MIM, usando la capa Si_3N_4 y la capa $\text{Si}_3\text{N}_4/\text{SiO}_2$
- Aislamiento $\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4$ puente sobre aire ("*air bridge*") entre capas para reducir las capacidades parásitas.
- Metalizaciones de oro de 1.25 μm de grosor de alto rendimiento para interconexiones e inductores en espiral. Posibilidad de grosor de 2.50 μm para reducir resistencias en serie o permitir mayor corriente DC.
- Agujeros metalizados de paso ("*Via holes*") a través de 100 μm de sustrato para reducir inductancias parásitas a tierra.

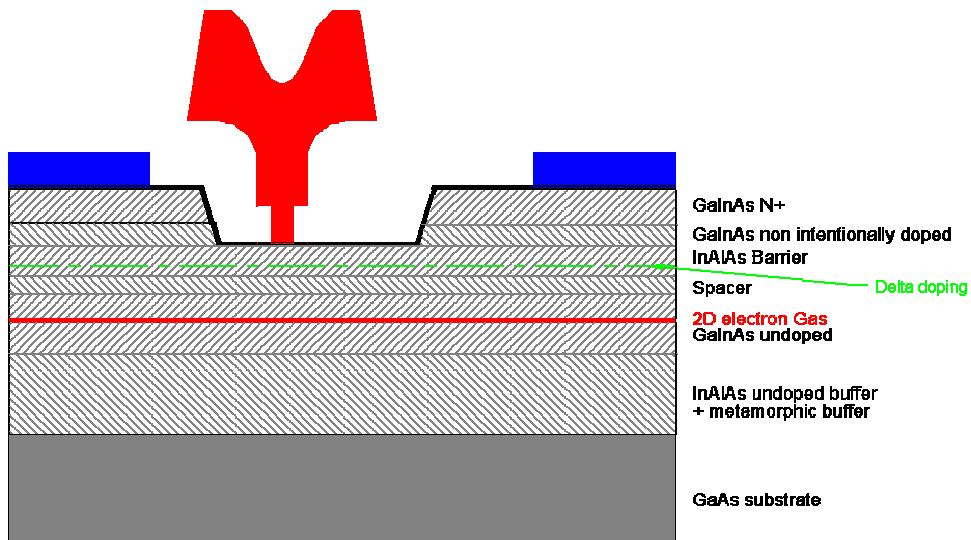


Fig. 3-1. Perfil de las capas de un elemento activo del proceso D007IH.

En la **Fig. 3-2** se muestra un esquema de cómo se forman los distintos componentes del proceso en el que pueden distinguirse: transistores, resistencias, líneas de transmisión, diodos o condensadores.

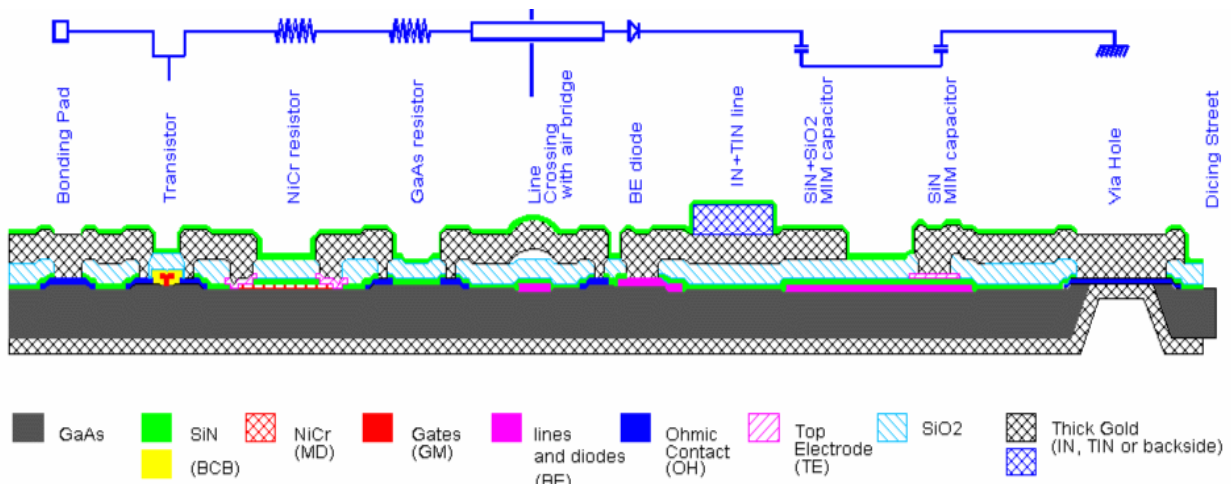


Fig. 3-2. Perfil de las capas de los elementos del proceso D007IH

3.4.2 Proceso D01MH

El proceso D01MH de OMMIC se basa, al igual que el proceso anterior, en una capa epitaxial activa con alto contenido en Indio con una capa metamórfica intermedia sobre sustrato de AsGa. Como este proceso no es el que se va a utilizar para realizar el proyecto y son procesos de elaboración muy parecidos, me voy a limitar a indicar las diferencias con respecto al D007IH.

- D : Transistores de Deplexión
- 01 : 0.13 μ m de longitud de puerta
- MH : Capa metamórfica

Process	D01MH (MHEMT)	D007IH (MHEMT)
Gate length (μ m)	0.13	0.07
Ft (GHz)	150	300
Fmax (GHz)	250	350
Vbgd (V)	10	3
Vt (V)	D : -0.7	D : -0.5
Status	Released	Preliminary

Fig. 3-3. Resumen características procesos D01MH y D007IH

3.4.3 Definición del sustrato dentro del simulador electromagnético

El conocimiento del proceso tecnológico es fundamental desde el punto de vista de las simulaciones electromagnéticas. OMMIC provee al usuario de librerías de simulación donde se especifican las características de cada uno de los componentes electrónicos del proceso. Para que la simulación electromagnética siga el mismo comportamiento del diseño realizado es necesario que quede bien definida la estructura de capas del proceso.

Existen multitud de simuladores comerciales para el diseño de radiofrecuencia. En nuestro caso, como ya se ha especificado con anterioridad, se ha optado por utilizar ADS (Advanced Design System) de la empresa norteamericana Keysigh [10]. ADS es un simulador muy potente con plataforma de simulación tanto a nivel de circuito eléctrico como a nivel electromagnético. Centrándose en la parte electromagnética quasi-3D de ADS, también conocida como “Momentum”, existe una pestaña donde se puede definir las capas del sustrato.

En la **Fig. 3-4** viene definido el mapa de capas usado en el dibujo (layout) del mezclador, desde la parte superior, llamada FreeSpace (espacio libre) hasta GND (tierra). En los siguientes puntos se detalla cada una de las capas utilizadas del proceso D007IH.

- Entre la primera capa de nitruro de silicio (Sin_0) y la capa de óxido de silicio van colocadas dos capas conductoras más externas IN y TIN. La capa IN es la segunda capa metálica de interconexión de TiPtAu con espesor 1.25 μm . La capa TIN es una capa adicional a la capa IN del mismo material y con el mismo espesor que esta última.
- En la capa de óxido de silicio (SiO) va colocado un vía (paso) para interconectar las capas IN, TIN con la siguiente capa conductora (TE). Este vía está definido como un hueco en la CO, formada por una deposición dieléctrica de óxido de silicio de 800 nm .
- La siguiente capa es TE (Top Electrode) que conforma el electrodo superior de los electrodos de los condensadores MIM. También se usa como protección entre las puertas de TiAl y las líneas de oro (Au), de manera que se garantice una alta fiabilidad en la conexión. El espesor de la capa es 560 nm. El fabricante no da datos sobre el compuesto del que está formada.
- Por debajo de TE se encuentra la segunda capa de nitruro de silicio (Sin) que tiene implementado otro vía con la máscara CG y otra máscara CO. La primera de ellas está formada por una capa negativa de nitruro de silicio (Si_3N_4) y sirve como interconexión entre metales. La máscara CO formada por otra capa negativa de óxido de silicio de 800 nm facilita las interconexiones entre las capas metálicas OH, BE y TE. El concepto de capa negativa se refiere a que en caso de ser dibujada indicaría que no hay dieléctrico en esa zona.

- La siguiente capa es BE (*Bottom Electrode*). Formada por TiPtAu es una metalización usada para formar el electrodo inferior de los condensadores MIM. También se usa en los diodos de $3\ \mu\text{m}$ de longitud de puerta para realizar varactores. Su espesor es de 650 nm.
- Y por último, una capa de layout de AsGa mapeada como vía para permitir la definición de pasos a la masa del plano inferior (“via-holes”) “VH”.

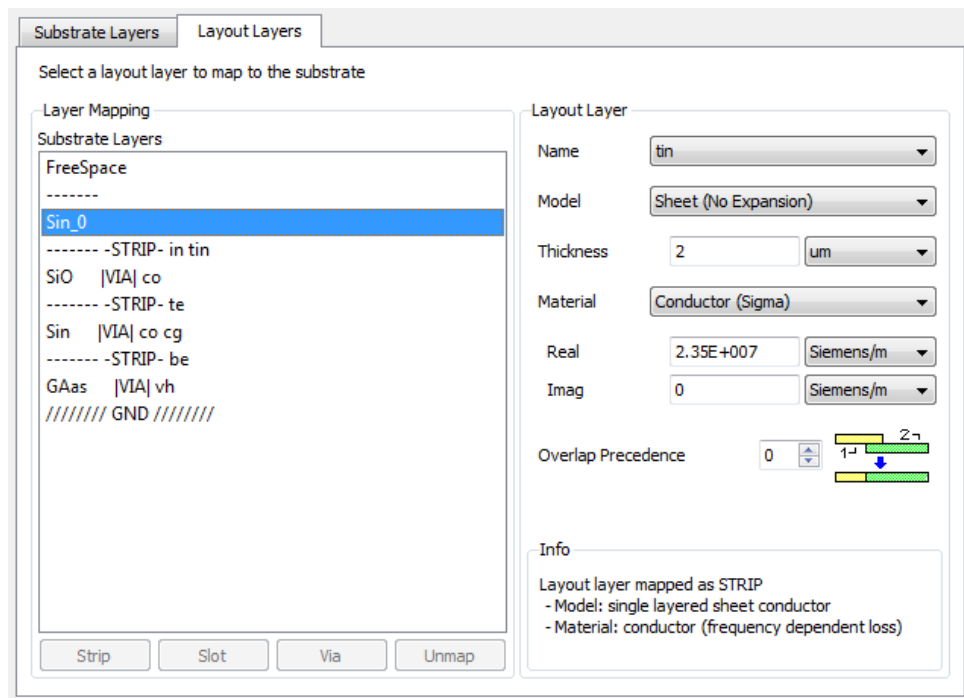


Fig. 3-4. Capas del mezclador para la simulación electromagnética.

Añadir que en el mapa de capas usado para el Tándem Coupler, acoplador direccional que se diseña junto con el mezclador en este proyecto y se verá con más detalle en el *Capítulo V*, habrá que incluir la máscara AB (*Air Bridge*) tanto en la capa de SiO como en la de Sin. En dicha máscara se define un camino fotorresistente de espesor $1\ \mu\text{m}$. Después de la evaporación de la segunda interconexión metálica, este camino fotorresistente se retira dejando un *air brige* de $1\ \mu\text{m}$.

Existen muchas capas definidas dentro del proceso de OMMIC pero no se han tenido en cuenta debido a que en las simulaciones electromagnéticas que se realizan posteriormente no se incluyen los elementos activos. Este es el caso de las capas: LI, OH, GP o BCB para los transistores o la capa MD para resistencias de alta precisión níquel-cromo, por citar algunos ejemplos.

Capítulo IV: Conceptos previos al diseño

4.1 Introducción

Como se indica en el inicio de la memoria, el mezclador formaría parte de un sistema radar “FM-CW SAR”. Explicaré brevemente en qué consiste este sistema y así posteriormente poder profundizar en el mezclador y su función en él.

Se define RADAR como un sistema que utiliza radiaciones electromagnéticas reflejadas por un objeto para determinar la localización o velocidad de éste. En la práctica, un sistema radar puede ser capaz de medir dirección, altura, distancia, rumbo i/o velocidad a partir del ECO reflejado por objetos tanto estáticos como móviles [11].

Los sistemas radar se pueden caracterizar en función de una serie de aspectos básicos.

- *Número de antenas:* En función del número de antenas distinguimos entre estos tres tipos de sistemas radar:
 - Monoestático: Una sola antena transmite y recibe.
 - Biestático: Una antena transmite y otra recibe, en el mismo o diferente emplazamiento.
 - Multiestático: Combina la información recibida por varias antenas.

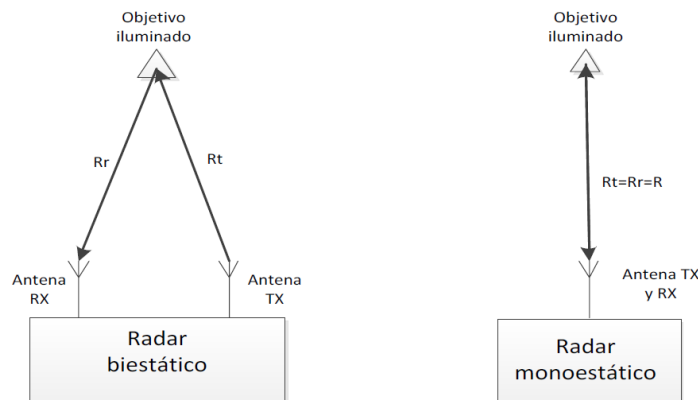


Fig. 4-1. Diseño general de un radar biestático y un radar monoestático

- *Forma de onda:* Se pueden distinguir dos grandes grupos.
 - Radar de onda pulsada: Transmite pulsos de corta duración (μs o ns). Solamente necesita una antena, ya que existen períodos de silencio durante los cuales la antena que transmite puede ser utilizada para recibir.

- Radar de onda continua (CW): Los radares de onda continua, como su nombre indica, utilizan señales continuas en vez de ráfagas cortas. Ha de tener dos antenas ya que necesita una para transmitir y otra para recibir. En este tipo de radar, la posibilidad de medir la distancia del blanco está ligada al ancho de banda. Si se requiere estimar tanto la velocidad como la distancia del blanco es preciso introducir una modulación en la señal radiada. En estos casos, el espectro de las transmisiones de CW puede ser modulado tanto en frecuencia (FM-CW) como en amplitud.
- *Frecuencia de trabajo*: La frecuencia de trabajo determina la resolución del radar. Es por ello que se distinguen diferentes bandas de trabajo, que a su vez, delimitan el tipo de aplicación para el que será utilizado.

Nombre de la banda frecuencial	Banda de frecuencias (GHz)	Longitud de onda ($\lambda=C/f$)
HF	0,003-0,03	10-100 m
P	<0,3	> 1 m
VHF	0,05-0,33	0,9-6 m
UHF	0,3-1	0,3-1 m
L	1-2	15-30 cm
S	2-4	7,5-15 cm
C	4-8	3,75-7,5 cm
X	8-12	2,5-3,75 cm
Ku	12-18	1,67-2,5 cm
K	18-27	1,11-1,67 cm
Ka	27-40	0,75-1,11 cm
mm	40-300	7,5-1 mm
Q	40-60	7,5-5 mm
V	50-75	6-0,4 mm
E	60-90	6-3,33 mm
W	75-110	4-2,7 mm

Fig. 4-2. Bandas de frecuencia de los sistemas radar

A diferencia de los sistemas CW tradicionales, los radares FM-CW pueden variar su frecuencia de trabajo durante la medida, es decir, la señal transmitida por este tipo de radar se encuentra modulada en frecuencia. Si además, la frecuencia de modulación es lineal, también conocida como *chirp* (por analogía acústica con el canto de los pájaros), el proceso de análisis de las señales de eco se simplifica considerablemente. Comúnmente, en los sistemas radar FM-CW se utilizan estos dos tipos de señales de modulación:

- Diente de sierra o *sawtooth*: Puede ser tanto ascendente como descendente en el tiempo.
- Triangular: Puede entenderse como una combinación de las dos anteriores.

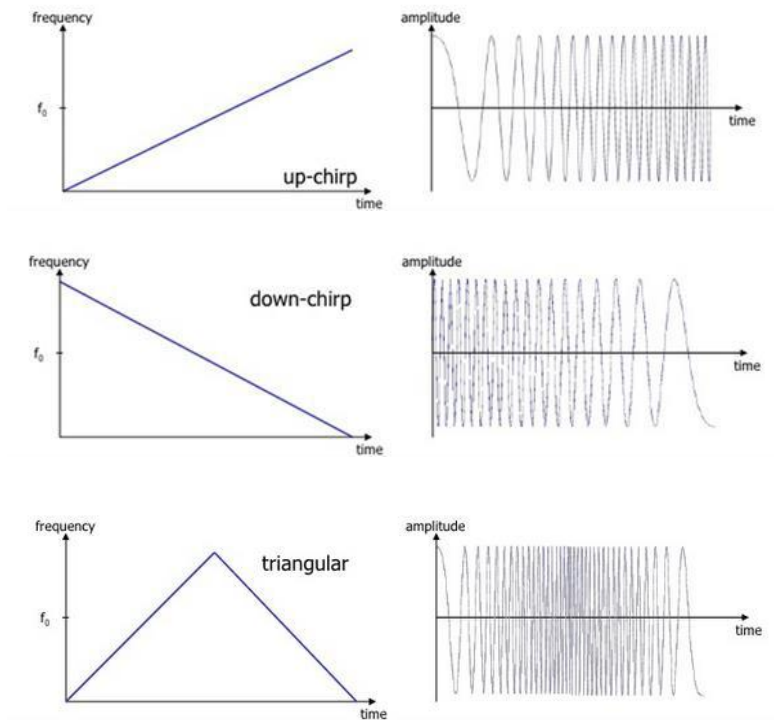


Fig. 4-3. Modulaciones lineales en diente de sierra y triangular

4.1.1 Funcionamiento general de un radar FM-CW

El funcionamiento general de un radar FM-CW es el siguiente: se transmite una señal que va cambiando periódicamente en frecuencia y se reciben los *ecos* que, correctamente tratados, nos proporcionarán información sobre el objeto iluminado.

El objeto iluminado retorna una parte de la energía emitida, así pues, la señal captada por el receptor consistirá en una reproducción de la señal transmitida pero de menor potencia y retardada temporalmente. Con el objetivo final de obtener la señal que lleva la información del objeto, ambas señales (transmitida y captada) son batidas en el mezclador como se muestra en la **Fig. 4-4**.

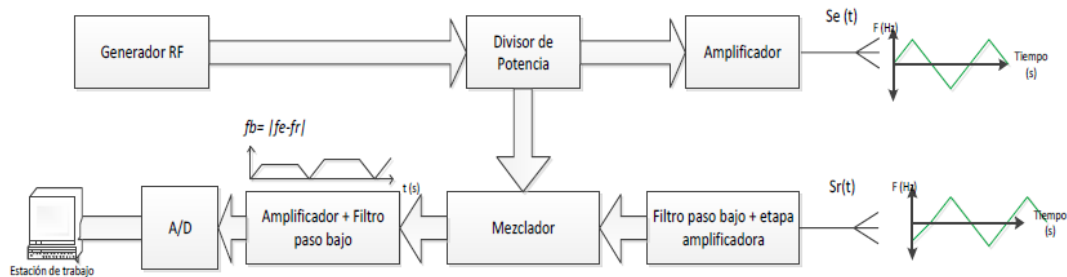


Fig. 4-4. Diagrama de bloques de un radar FM-CW

La salida de este bloque proporciona una señal generada gracias a la diferencia frecuencial entre ambas tal como podemos apreciar en la **Fig. 4-5**.

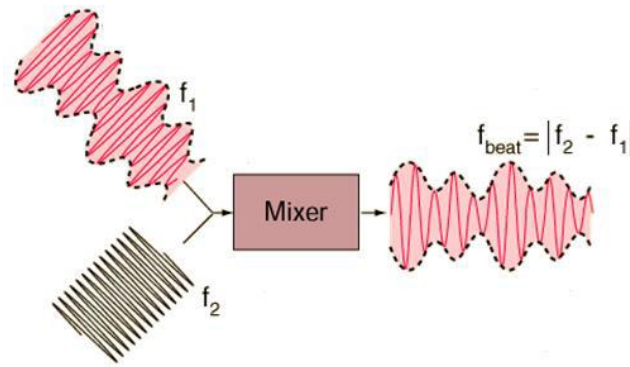


Fig. 4-5. Señal de batido a la salida del mezclador

Posteriormente se filtrará y amplificará la señal para quedarnos sólo con la información deseada y atenuar de esta forma las frecuencias espurias que se hayan generado en el proceso de mezcla antes de pasar por el convertidor A/D.

4.1.2 Radar de apertura sintética (SAR)

El radar no siempre es estático, de hecho, en múltiples aplicaciones los radares FM-CW son montados en aviones o plataformas que permiten el movimiento del radar. La adquisición de datos radar a lo largo de la trayectoria de la plataforma, confiere a la señal una dimensión adicional que permite obtener una elevada resolución. Sin embargo dicha resolución se degrada a medida que la distancia con el objeto a observar aumenta, con lo que habría que aumentar la longitud de la antena, que no siempre es posible.

Con el fin de superar esta limitación aparece una técnica con la que se consigue imágenes de alta resolución conocida como SAR o radar de apertura sintética [11].

La técnica SAR se basa en la premisa que el objetivo se encuentra bajo el haz de la antena y que, por consiguiente, puede ser observado por el radar desde diferentes posiciones a lo largo de la trayectoria de éste, procesando mediante algoritmos la información que va capturando. Tal situación se puede apreciar en la **Fig. 4-6**, donde el radar (representado por la antena de longitud L_a) se desplaza respecto al escenario (v_p : velocidad de la plataforma) capturando los ecos reflejados en cada una de las diferentes posiciones. Combinando los ecos obtenidos durante la trayectoria del radar es posible formar una antena o apertura sintética de mayores dimensiones (equivalente a la formación de la antena de longitud L_s).

El área grisácea representa la superficie iluminada por la antena del radar a lo largo de las posiciones de la apertura. Las dos bandas oscuras a lo largo de los ejes x e y muestran las resolución espacial del sistema.

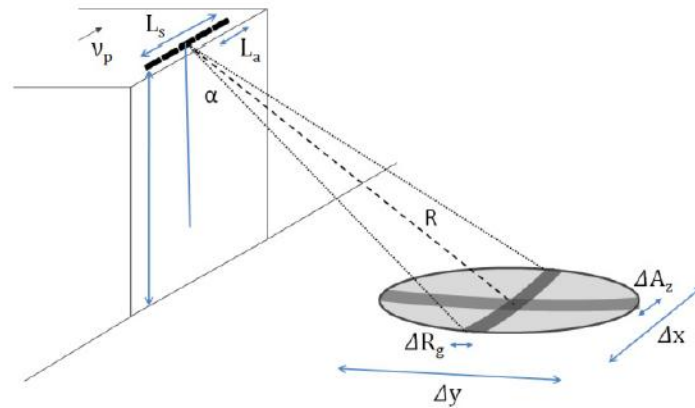


Fig. 4-6. Geometría de un sistema SAR

Una vez explicado, de forma general, el sistema FM-CW SAR, profundizaremos en qué consiste y la función que desempeña el mezclador.

4.2 Mezclador

En los sistemas de telecomunicaciones es fundamental el tratamiento de las señales de información para conseguir una calidad en la transmisión y recepción adecuada. Si bien el filtrado, la reducción de ruido y la amplificación de la señal deseada son acciones básicas para este propósito, este capítulo se centrará en las conversiones de frecuencia que son la base fundamental de las modulaciones y demodulaciones.

El mezclador es un dispositivo no lineal que traslada y modifica el espectro de las señales mezcladas, una forma simple de interpretar el comportamiento de un mezclador es como un multiplicador, donde la señal de salida es el producto de las dos señales de entrada [12]. Sin embargo, desde el punto de vista de implementación, un mezclador dado puede caracterizarse como aditivo o multiplicativo, dependiendo de la forma en que se le apliquen las señales de entrada. La mezcla aditiva ocurre cuando las señales de entrada se aplican en serie al mismo puerto de entrada. En realidad, esta mezcla aditiva pasa luego por un dispositivo no lineal, como un diodo, que produce una respuesta multiplicativa. La mezcla directamente multiplicativa ocurre cuando las señales de entrada se aplican a puertos separados.

Aunque los mezcladores son igualmente importantes en los transmisores y en los receptores, la terminología tradicionalmente utilizada se refiere más a los receptores, ya que fue en estos equipos donde se comenzaron a utilizar extensamente. El receptor superheterodino inventado por Armstrong fue el primero en utilizar una etapa mezcladora (que llamó “el primer detector”). Así a la señal modulada incidente de radiofrecuencia se le designa como RF y la otra señal de entrada, de frecuencia fija, utilizada para trasladar el espectro de frecuencia de la señal de RF a otra banda, se la designa como *portadora local* y es generada por un *oscilador local* (LO o OL). La salida del mezclador se designa como *frecuencia intermedia* (FI). Si la FI de salida es inferior a la de RF de entrada, se dice que el mezclador realiza una *conversión descendente* (“down converter”), en caso contrario, la conversión es *ascendente* (“up converter”), sirviendo para elevar la frecuencia en un transmisor sin recurrir a multiplicadores de frecuencia.

El proyecto se enfocará en un mezclador “down converter”, el cual trasladará la señal de RF proveniente del LNA, a una frecuencia intermedia (IF) con ayuda del oscilador local (OL), dentro del receptor heterodino como se muestra en la **Fig. 4-7**. Esto permite operar a frecuencias bajas donde es menos costoso construir filtros de alto factor de calidad (Q) y anchos de banda menores y a continuación poder emplear amplificadores para efectuar la detección a alto nivel. Todo esto es muy importante, ya que afecta a las prestaciones de todo el receptor y determina las especificaciones de los subsistemas adyacentes.

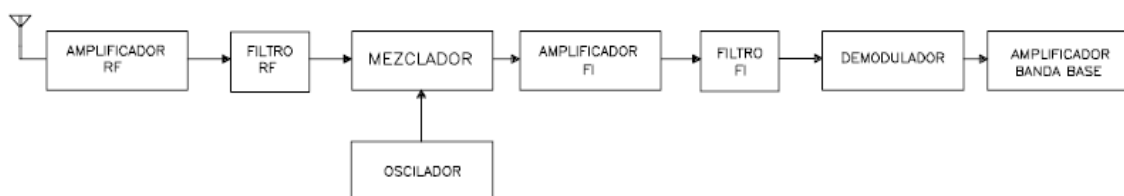


Fig. 4-7. Diagrama de un receptor heterodino

4.2.1 Transferencia característica de un elemento no lineal

Algunos mezcladores implementan directamente una multiplicación, mientras que otros producen la mezcla mediante una no-linealidad.

Se estudiará un sistema no-lineal de 2 puertos. En general, en este tipo de sistemas, la relación entrada-salida en el dominio del tiempo se puede expresar por la serie de Taylor [13] [14] [15]:

$$V_0(t) = V + k_1 V_{in}(t) + k_2 [V_{in}(t)]^2 + k_3 [V_{in}(t)]^3 + \dots + k_n [V_{in}(t)]^n \quad (4.1)$$

Donde V es la tensión de salida en reposo y $V_{in}(t)$ representa la suma de los efectos de todas las señales de entrada. Si la entrada contiene solo una frecuencia, la no-linealidad generara armónicos de esta frecuencia y alterará la componente continua. Por el contrario, si se tienen varias frecuencias de entrada, a la salida aparecerán las frecuencias suma y diferencia, así como armónicas. Las frecuencias de suma y diferencia generadas por el término cuadrático en la ecuación (4.1) se llaman productos de intermodulación de segundo orden; las originadas por el término cubico, productos de tercer orden, etc. No todas estas componentes espectrales son deseables, por lo que parte de la labor de diseño consistirá en el uso de topologías que generen los mínimos términos posibles.

Debido a que los sistemas no-lineales de alto orden tienden a generar un mayor número de términos no-deseados, los mezcladores deberían aproximar un comportamiento de ley cuadrática (la no-linealidad de orden menor, ésta es una aproximación muy usada dado que las constantes k_n disminuyen a medida que $n > 2$). El uso de una no-linealidad de orden 2 requiere que la señal $V_{in}(t)$ sea la suma de las entradas de RF y la señal del oscilador local (Ver Fig. 4-8 y Fig. 4-9).

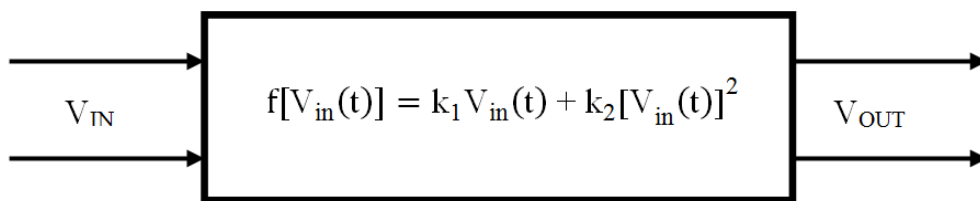


Fig. 4-8. Sistema general de dos puertos no-lineal

Así, si $V_{in}(t)$ es una señal de entrada del tipo:

$$V_{in}(t) = V_{RF} \cos(\omega_{RF} t) + V_{OL} \cos(\omega_{OL} t) \quad (4.2)$$

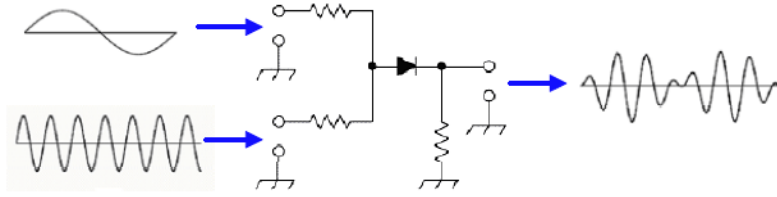


Fig. 4-9. Señales en el dominio del tiempo en un mezclador

La señal de salida tendrá la siguiente expresión teniendo en cuenta que no se considera la componente de c.c.

$$V_O(t) \approx k_1(V_{RF} \cos(\omega_{RF}t) + V_{OL} \cos(\omega_{OL}t)) + k_2(V_{RF} \cos(\omega_{RF}t) + V_{OL} \cos(\omega_{OL}t))^2 \quad (4.3)$$

De esta ecuación se puede extrapolar que la salida será la suma de 3 ecuaciones:

$$- V_{FUN} = k_1(V_{RF} \cos(\omega_{RF}t) + V_{OL} \cos(\omega_{OL}t)) \quad (4.4)$$

$$- V_{CUADRADO} = k_2(V_{RF}^2 \cos^2(\omega_{RF}t) + V_{OL}^2 \cos^2(\omega_{OL}t)) \quad (4.5)$$

$$- V_{CRUZADO} = 2k_2 V_{RF} V_{OL} (\cos(\omega_{RF}t) \cos(\omega_{OL}t)) \quad (4.6)$$

Los términos fundamentales (V_{FUN}) son versiones escaladas de las entradas originales y no representan una salida útil para el mezclador. Estos términos pueden ser eliminados mediante filtrado. Los componentes $V_{CUADRADO}$ tampoco proporcionan información útil, como se observa en el siguiente caso:

$$\cos^2(\omega t) = \frac{1}{2} (1 + \cos(2\omega t)) \quad (4.7)$$

Obsérvese como los componentes $V_{CUADRADO}$ producen un offset DC, así como segundos armónicos de las señales de entrada. También se podrán eliminar a través de un filtro paso banda.

La salida útil la forman los componentes $V_{CRUZADO}$ debido a que se observa una multiplicación en la ecuación (4.6).

Haciendo uso de las igualdades trigonométricas básicas, esta ecuación se puede reescribir de forma que muestre la acción del mezclador más claramente, obteniendo el desplazamiento en frecuencia que se buscaba:

$$V_{\text{CRUZADO}} = \frac{k_2 V_{\text{RF}} V_{\text{OL}}}{2} [\cos((\omega_{\text{RF}} - \omega_{\text{OL}}) t) + \cos((\omega_{\text{RF}} + \omega_{\text{OL}}) t)] \quad (4.8)$$

Si:

$$\omega_{\text{RF}} = 2\pi f_{\text{RF}} \quad , \quad \omega_{\text{OL}} = 2\pi f_{\text{OL}} \quad (4.9)$$

Entonces, si el mezclador fuese ideal y se realizase el debido filtrado, se tendría a la salida:

$$V_{\text{O}}(t) = \frac{k_2 V_{\text{RF}} V_{\text{OL}}}{2} [\cos(2\pi(f_{\text{RF}} - f_{\text{OL}}) t) + \cos(2\pi(f_{\text{RF}} + f_{\text{OL}}) t)] \quad (4.10)$$

Como se indicó previamente el mezclador de este proyecto forma parte de un sistema receptor, con lo cual funciona como “down converter” y sólo se deseará la componente de salida de frecuencia diferencia, así obtendríamos finalmente una V_{IF} :

$$V_{\text{IF}} = \frac{k_2 V_{\text{RF}} V_{\text{OL}}}{2} \cos(2\pi(f_{\text{RF}} - f_{\text{OL}}) t) \quad (4.11)$$

En resumen, para conseguir dicha salida deben eliminarse las frecuencias originales, las armónicas y su suma, mediante filtrado o por otros medios.

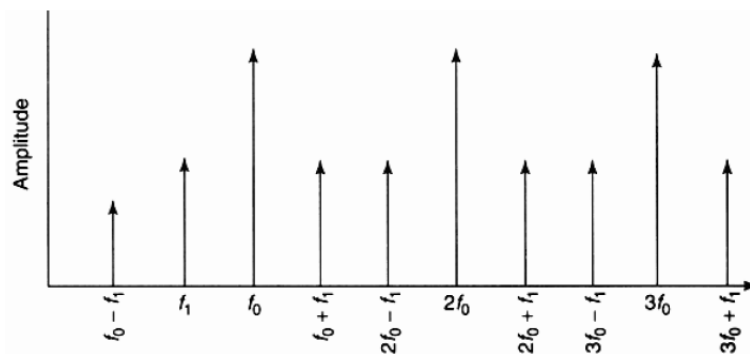


Fig. 4-10. Análisis espectral de los productos resultantes al mezclar la señal RF, f_1 , con la señal de OL

La ventaja del mezclador de ley cuadrática es que los componentes espectrales no deseados normalmente están en una frecuencia bastante separada de la *FI*, por lo que se pueden eliminar fácilmente. Sin embargo, todos los resultados anteriores se desarrollan partiendo de la suposición de que el mezclador es ideal pero desgraciadamente en la realidad no es así.

Un mezclador real tendrá como salida la siguiente expresión:

$$V_O(t) = \sum_{\alpha=0}^{\infty} \sum_{\beta=0}^{\infty} K_{\alpha\beta} V_{OL}(t)^\alpha V_{RF}(t)^\beta \quad (4.12)$$

Siendo:

$$V_{RF}(t) = V_{RF} \cos(\omega_{RF}t) \quad , \quad V_{OL}(t) = V_{OL} \cos(\omega_{OL}t) \quad (4.13)$$

En esta ecuación además de aparecer los productos de mezcla anteriores, aparecerán otros productos de intermodulación, armónicos no deseados que surgen como consecuencia de la utilización de elementos no ideales y que habrá que eliminarlos en la medida de lo posible, ya que si no pueden eliminarse por filtrado u otros medios degradarán inevitablemente la señal.

4.2.2 Parámetros básicos de los mezcladores

Dado que existen múltiples tipos de mezcladores, es necesario definir un conjunto de parámetros que nos permitan establecer una comparación entre los distintos tipos que se pueden diseñar.

De las características que se van a describir a continuación, las cuales se detallan en [13] y [14], a las que se ha puesto más atención en el marco de este proyecto son, sobre todo: una baja intermodulación, un buen aislamiento entre los puertos y unas bajas pérdidas de conversión.

- ***Ganancia de conversión***

El grado en que la señal de salida, desplazada en frecuencia, se amplifica o atenúa, es una propiedad importante de los mezcladores y se designa como *ganancia de conversión*, si la señal es amplificada o *pérdida de conversión*, si es atenuada en el proceso de mezcla.

La ganancia de conversión (o pérdida) de un mezclador se define como:

$$G_C(\text{dB}) = P_{\text{IF}}(\text{dBm}) - P_{\text{RF}}(\text{dBm}) \quad (4.14)$$

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*).

En el caso de mezcladores pasivos, la señal de salida siempre está atenuada, a causa de las pérdidas inherentes al circuito, como es el caso de los diodos *Schottky*. Eso quiere decir que los mezcladores que usan diodos de barrera *Schottky* tendrán el parámetro que hemos definido 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 MOSFET's, MESFET's o HEMT's, que serán los que se usen en este Proyecto Fin de Carrera.

- ***Distorsión por Intermodulación (IMD)***

A diferencia de los amplificadores o de los 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. No deben olvidarse tampoco las respuestas espurias a los distintos armónicos de RF y OL, si bien éstos son menos críticos porque al caer fuera de banda su filtrado no entraña gran dificultad.

Es común trabajar con dos tonos, ya que es la distorsión por intermodulación más importante: muchas de las características que se describen con señales de comunicaciones (espectro continuo) se pueden modelar mediante un espectro discreto (más fácil si son dos tonos). Si dos tonos de RF, de frecuencias cercanas f_1 y f_2 , se aplican a un dispositivo no lineal, las no linealidades en el mismo generarán una serie de productos de intermodulación a las frecuencias $(mf_1 \pm nf_2)$ determinadas por el grado de no linealidad. Un ejemplo sería un espectro de salida tal y como se muestra en la **Fig. 4-11**. En ella se muestran los productos de intermodulación hasta de tercer orden ($|m| + |n| = 3$), 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 oscilador local). Estas distorsiones estarán en $2f_1 \pm f_2$ y en $2f_2 \pm f_1$ y son especialmente molestas porque los tonos de intermodulación caen en la banda de la señal. En general, una no linealidad de orden n da lugar a productos de distorsión de orden n (y también de órdenes menores).

Además, cuando se trabaja con señales de comunicaciones (el caso de dos tonos sería una reducción) la intermodulación provoca: recrecimiento del espectro debido a la intermodulación entre las (infinitas) componentes espectrales, puede no cumplirse la máscara de emisiones espurias, impacto en la BER, etc.

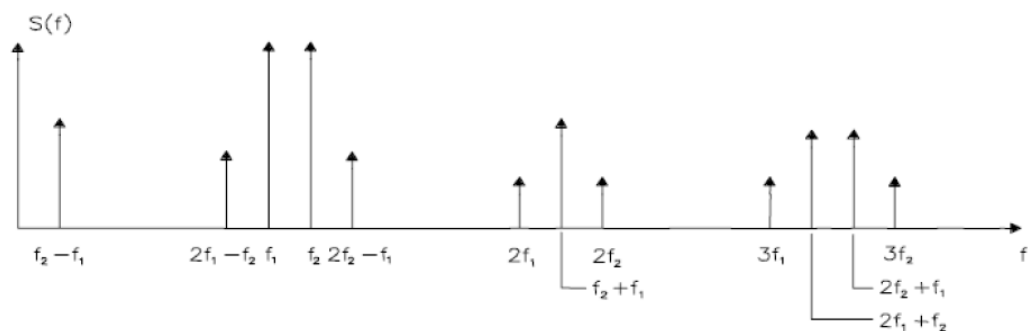


Fig. 4-11. Productos de Intermodulación debidos a dos tonos de RF

Una propiedad importante de la distorsión de intermodulación es que el nivel de producto de intermodulación (IM) de n -ésimo orden varía n decibelios por cada decibelio que varía el nivel de la excitación de RF. Estudiando la ecuación (4.3) cuando la entrada consta de dos tonos y haciendo el desarrollo en series de potencia podemos ver dónde cae la salida a $f_1 - f_{OL}$ y $2f_1 - f_2 \pm f_{OL}$, si se considera que la no linealidad predominante es de orden 3, entonces tendremos, respectivamente, rectas de pendiente 1 (45°), la señal deseada a la frecuencia fundamental y 3,

correspondiente al producto de intermodulación de tercer orden. El punto de corte entre ambas rectas se denomina *punto de intercepción de tercer orden* como se puede observar en la **Fig.4-12**. Para los productos de intermodulación de orden diferente, los puntos de intercepción serán, en general, diferentes. Es importante resaltar que dicho punto de intercepción es, por tanto, donde se cruzan las prolongaciones de las rectas, no las gráficas reales, que dejan de ser rectas para curvarse debido a la distorsión.

El punto de intercepción se obtiene extrapolando las características de salida de la señal lineal (la deseada) y de la intermodulación de que se trate. En la mayoría de componentes el punto de intercepción se define como potencia de salida, sin embargo, en mezcladores es tradición definirlo como potencia de entrada.

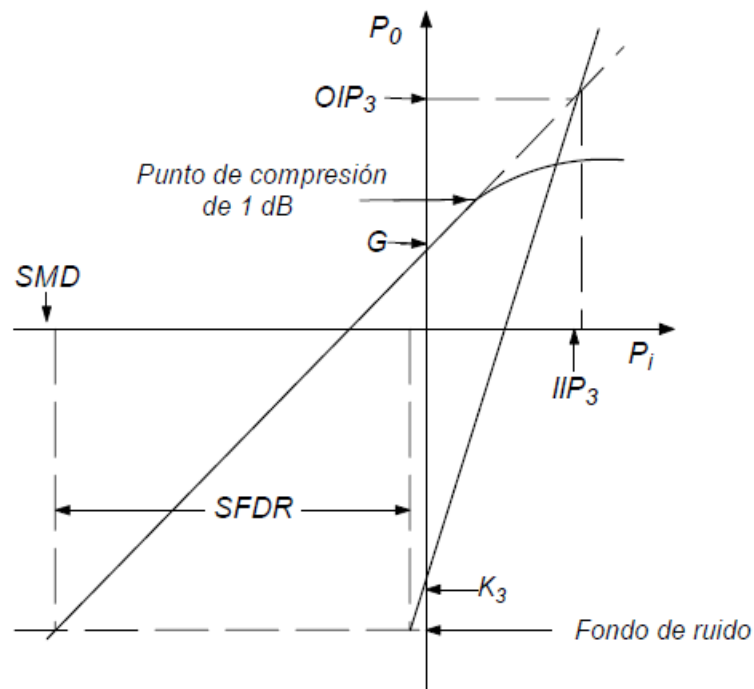


Fig. 4-12. Diagrama para el cálculo de los puntos de intercepción

En la **Fig. 4-12** se muestra el punto de intercepción que, como se ha explicado anteriormente, viene especificado a través de la potencia de entrada (IIP), o de salida (OIP). La diferencia entre ellos es la ganancia G , es decir, $OIP = IIP + G$.

Dando el punto de intercepción de orden n, que denotaremos como IP_n , y el nivel de la señal de entrada, el nivel de la intermodulación P_{IM} se puede calcular en *dBm*, como:

$$P_{IM} = nP_{lin} - (n-1)IP_n \quad (4.15)$$

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.

La señal mínima discernible (SMD), corresponde al umbral de ruido y está dada por:

$$SMD = -174 + 10\log(B_{Hz}) + NF \quad \text{dBm} \quad (4.16)$$

El nivel de esta señal a la salida se designa como *fondo o piso de ruido* y es igual a $SMD + G$.

- ***Punto de Compresión***

Como hemos visto en el punto anterior, la potencia de salida no guarda una relación lineal con la entrada, sino que para potencias de entrada altas existe una distorsión. Para medir y comparar esa distorsión se usa un parámetro llamado *punto de compresión de 1dB* (también se define a veces el nivel de salida de 3 dB). Como se ilustra en la **Fig. 4-12** hay un valor de la señal de entrada en el que la potencia de salida se separa de su comportamiento lineal ideal. Este punto se define como aquella potencia para la que la señal real se diferencia de la señal ideal (que será una recta de pendiente 1) en 1 dB.

- ***Respuestas Espurias***

Un mezclador que trabaje como “down converter” convierte una señal de RF en una señal de FI. La transformación más común es $f_{IF} = |f_{RF} - f_{OL}|$, aunque también existen otras. Entonces una señal en $f_s = f_{IF} - f_{OL}$, también produce una salida en el

mezclador igual a la señal de f_{IF} , debida al producto de la diferencia con f_{OL} . Así aparecerá una segunda frecuencia, que genera un producto en la frecuencia de interés y que se debe filtrar para que no interfiera en la recepción de la señal modulada.

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 $f_{IF} = |mf_{RF} \pm nf_{OL}|$, 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 espuria. Normalmente las frecuencias de trabajo de RF, OL y FI se seleccionan cuidadosamente para evitar respuestas espurias, y se usan filtros que rechazan señales RF que caen fuera del rango de funcionamiento para que éstas no generen espurios en FI. Los filtros en FI sólo se usan para seleccionar la respuesta deseada.

- ***Señales Espurias***

Es importante distinguir entre lo que son señales espurias y lo que ya hemos definido como respuestas espurias. Las señales espurias 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 espurias; lo que sí crean habitualmente son respuestas espurias.

Los sintetizadores de frecuencia y los osciladores generan normalmente ese tipo de señales espurias. Es competencia del diseñador de la fuente del oscilador local eliminar, en la medida de lo posible, estas señales.

- ***Rango dinámico libre de espurios (SFDR)***

El rango dinámico libre de espurios es aquél rango de potencias de entrada en que el comportamiento del circuito es lineal y no hay productos espurios en la señal de salida, es decir, el mezclador actúa sin degradación en la operación. La potencia inferior estará limitada por la figura de ruido, y la potencia superior por el nivel al que empiezan a aparecer espurios (puede deberse a los productos de intermodulación, o a que se ha alcanzado el punto de compresión de 1 dB).

- **Ruido**

El factor de ruido se define como la relación señal/ruido (*SNR*) en el puerto de entrada *RF*, dividido entre la *SNR* a la salida *FI*. Cuanto más cercano sea a la unidad, mejor será el mezclador.

$$F = \frac{(S/N)_{IN}}{(S/N)_{OUT}} \geq 1 \quad (4.17)$$

El factor de ruido suele expresarse en dB, en cuyo caso suele designarse como cifra o figura de ruido (NF). En la literatura se usan indistintamente ambos términos. Aquí se utilizará este último para designar el valor en dB (NF) y el primero para la magnitud de F. Dicha figura de ruido viene dada por:

$$NF = 10 \log F = SNR_{IN} \text{ (dB)} - SNR_{OUT} \text{ (dB)} \quad (4.18)$$

El mezclador posee la figura de ruido más alta de toda la cadena de recepción.

En un mezclador existen dos frecuencias de entrada que generan una frecuencia intermedia, una es la señal RF y la otra se denomina señal *imagen* (ver **Fig. 4-13**). Estas dos señales se denominan bandas laterales.

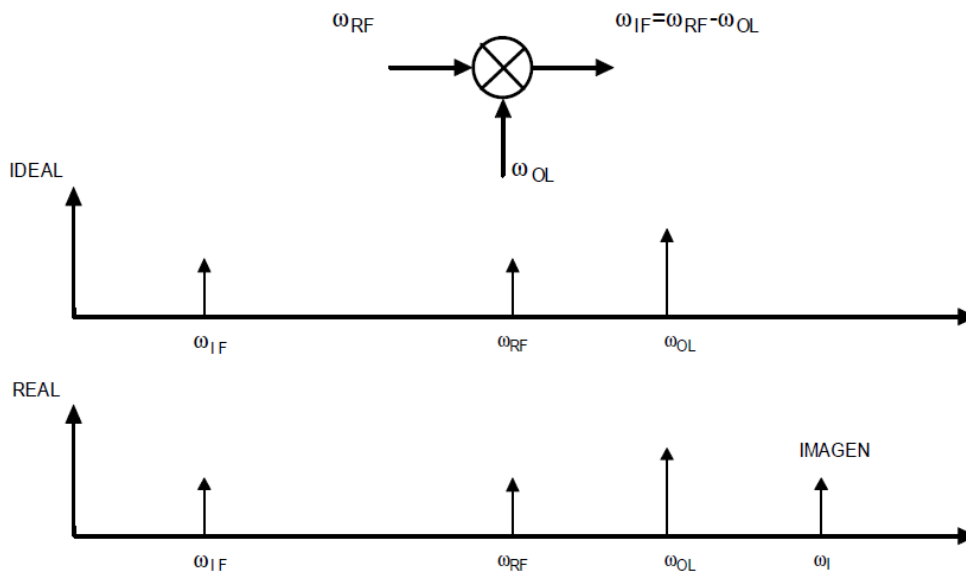


Fig. 4-13. Frecuencia Imagen

Se llama *imagen* porque es el espejo de la señal de RF respecto del OL. Es una de las interferencias más dañinas que se producen en la radio recepción, ya que, si la antena capta señales o ruido a una frecuencia (de interferencia), tal que, al ser mezclada con la frecuencia del oscilador local da como resultado nuevamente el valor de la frecuencia intermedia, y si esta frecuencia del canal imagen no se elimina, se suma a la señal de RF en el mezclador y después ya no se puede separar, la interferencia será inevitable.

Esta frecuencia se encuentra en $f_{IM} = |f_{RF} - 2f_{OL}|$ o bien $f_{IM} = 2f_{IF} + f_{RF}$ y es obligatorio que el amplificador RF rechace las frecuencias que se encuentran $2f_{IF}$ por encima de la deseada para que no se produzca una fuerte distorsión provocada por la suma de este espectro indeseable.

Además la existencia de una frecuencia imagen empeora la figura de ruido debido a que el ruido originado en la frecuencia deseada *RF* y en la frecuencia imagen se convierten en ruido *FI*.

El ruido en un mezclador se suele dar como:

$$P = kB(T_{RF}G_{RF} + T_{IM}G_{IM}) + P_n \quad (4.19)$$

El ruido de entrada procede de las dos bandas (banda deseada de la señal RF y la banda imagen). La potencia de ruido que genera el mezclador a su salida (P_n) no depende del ruido que proceda de cada banda.

Así si hay un ruido en la entrada $n_{IN} = n_{RF} + n_{IM}$

Tendremos:

$$\begin{aligned} P &= kB((T_{RF} + T_{SSB})g_{RF} + T_{IM}g_{IM}) = \\ &= kB((T_{RF} + T_{DSB})g_{RF} + (T_{IM} + T_{DSB})g_{IM}) \end{aligned} \quad (4.20)$$

Donde la temperatura en banda lateral única (T_{SSB}) se define como la equivalente inyectada en la banda de la señal de RF y la temperatura en doble banda (T_{DSB}) como la equivalente inyectada en las dos bandas.

Si las ganancias en señal e imagen son similares, ambas definiciones se relacionan como:

$$T_{SSB} = 2T_{DSB} \quad (4.21)$$

Para solucionar el problema de la banda imagen se instala un filtro paso banda de RF más selectivo tras la antena, como se muestra en la **Fig. 4-14**. Su frecuencia central debe desplazarse al mismo tiempo que la f_{OL} .

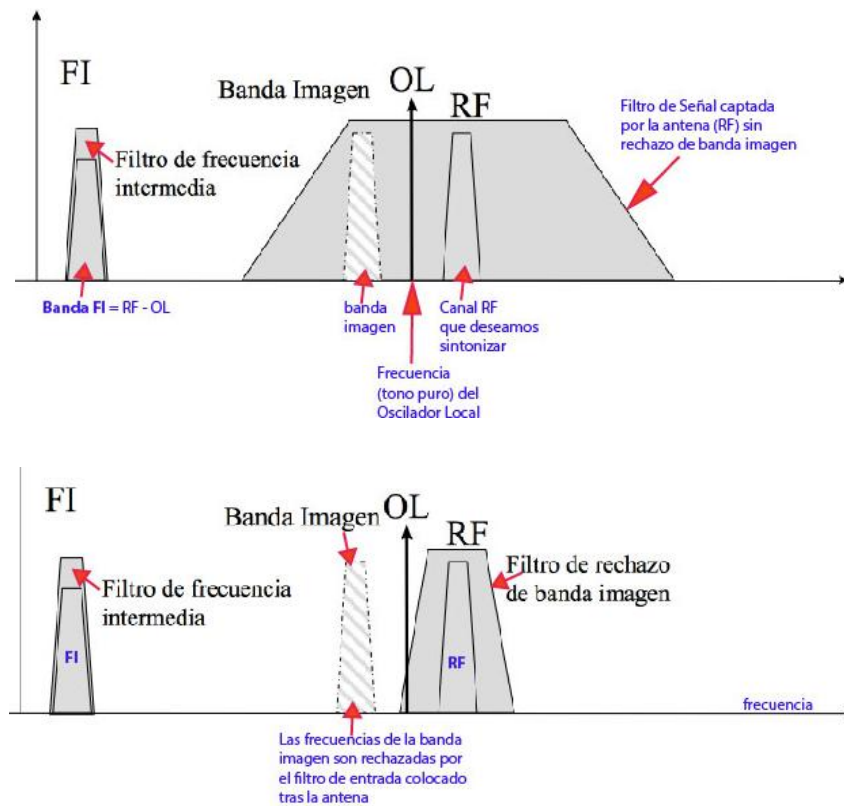


Fig. 4-14. Filtro para eliminar las frecuencias de la banda imagen

- **Ancho de Banda**

Se define como el rango de frecuencias en las que el mezclador funciona adecuadamente. Generalmente se pone como limitación unas determinadas pérdidas máximas. En función del ancho de banda cabe distinguir entre dos tipos de mezcladores:

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

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

▪ ***Aislamiento***

El aislamiento representa la cantidad de "fuga" o "paso de señal" entre los puertos del mezclador (ver Fig. 4-15). Se supone que en cada terminal debe estar presente únicamente la señal correspondiente al puerto. Si el aislamiento es grande esto ocurre, si no lo es, aparecerá en el puerto parte de señal que pertenece a otro puerto. Por ejemplo, el aislamiento en el puerto de *RF* de la señal *OL* es la cantidad en que se atenúa la señal *OL* en el puerto de *RF*, respecto del nivel que ésta tenía en su propio puerto y el aislamiento en el puerto de *IF* en f_{OL} es la cantidad en que la señal *OL* se atenúa cuando se mide en el puerto de *IF*. El aislamiento depende de la configuración física del mezclador.

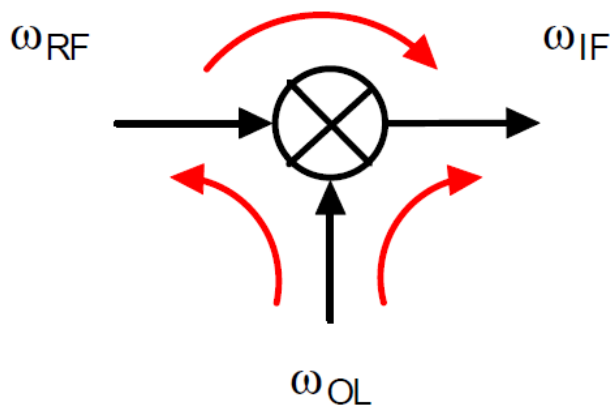


Fig. 4-15. Posibles "fugas" en un mezclador

Analíticamente se podrá expresar el aislamiento en los diferentes puertos como:

$$I_{RF-IF}[\text{dB}] = 10 \log \left(\frac{P_{RF}}{P_{RF-IF}} \right) \quad (4.22)$$

$$I_{OL-IF}[\text{dB}] = 10 \log \left(\frac{P_{OL}}{P_{OL-IF}} \right) \quad (4.23)$$

$$I_{OL-RF}[\text{dB}] = 10 \log \left(\frac{P_{OL}}{P_{OL-RF}} \right) \quad (4.24)$$

- ***Consumo de potencia DC***

Cualquier circuito debe realizarse considerando que un consumo excesivo de potencia DC implica un incremento en el gasto de utilización y disminuye la vida útil de la batería que proporciona dicha potencia DC. Por ejemplo, los mezcladores pasivos a diodos o con FET's no consumen potencia DC, pero sus pérdidas hacen necesarias unas etapas amplificadoras que sí consumen potencia. Por otro lado, los mezcladores activos requieren un consumo de potencia DC para polarizar el dispositivo no lineal en una zona de trabajo adecuada para realizar la mezcla con unas características de ganancia apropiadas. En definitiva, el consumo de potencia DC debe limitarse todo lo que sea posible.

- ***Punto de desensibilización de 1 dB***

Esta especificación proporciona otra figura de mérito, similar al punto de compresión de 1 dB. Sin embargo, el nivel de desensibilización de 1 dB se refiere al nivel de una señal que, interferente o indeseable, da lugar a una reducción de 1 dB en la ganancia nominal de conversión para la señal deseada.

- ***Otras características***

Mencionar también otros parámetros como la estabilidad térmica, la resistencia de los materiales, la fiabilidad, el coste, etc.

4.2.3 Clasificación de los mezcladores

Los mezcladores se pueden clasificar según diversos criterios, bien sea por la frecuencia que se desea a la salida, en función de la ganancia o de su estructura, con independencia del dispositivo concreto que utilicen.

Como se ha comentado anteriormente, según la frecuencia que se desee en la salida, existen dos tipos de mezcladores:

- *Down-converter*
- *Up-converter*

Recordar que un mezclador puede definirse bien como un dispositivo capaz de desplazar señales eléctricas de una banda de frecuencias a otra, sin modificar sus características de modulación o fase, o bien como una red de tres puertos, que multiplica en el dominio del tiempo dos señales de entrada: una señal útil de radiofrecuencia (RF) con otra, normalmente de mayor frecuencia, correspondiente al oscilador local (OL). Así, se obtendrá componentes en la suma y diferencia de las señales de entrada. Si el mezclador trabaja como down-converter nos quedaremos con la señal en la frecuencia diferencia (IF), si es up-converter se aprovechará la frecuencia suma.

Teniendo en cuenta la existencia de una fuente de alimentación externa, los mezcladores se dividen en:

- *Pasivos*
- *Activos*

Los mezcladores pasivos son aquellos que no poseen una entrada de alimentación DC externa y debido a eso presentan una ganancia en dB menor que cero. En este caso se dice que tiene pérdidas de conversión. En este grupo se encuentran todos los mezcladores a diodos y algunos mezcladores con FET's. Los mezcladores activos son aquellos que sí requieren de una entrada de alimentación externa y por tanto presentan una ganancia de conversión mayor que cero. Dentro de este grupo se engloban la mayoría de mezcladores realizados con transistores, tanto BJT's como FET's.

Por último, observando su estructura, y aumentando progresivamente su complejidad, se clasifican en:

- *Simples*
- *(Simplemente) Balanceados*
- *Doblemente Balanceados*

Los mezcladores simples utilizan un único componente de mezcla, los (simplemente) balanceados dos o más dispositivos mezcladores y los doblemente balanceados tienen cuatro elementos de mezcla. Una topología ampliamente utilizada en alta frecuencia es la estructura balanceada (la utilizada en el Proyecto).

Atendiendo a esta última clasificación explicaré más detenidamente los tres principales grupos.

4.2.3.1 Mezcladores Simples

Un mezclador simple es aquel que utiliza un único componente de mezcla, lo que hace necesario separar las puertas RF, OL y FI mediante filtrado. Por ello, se usan sólo para aplicaciones de banda estrecha. Es, por tanto, el mezclador menos complejo.

El uso normal de estos mezcladores es en aplicaciones de bajo precio o en circuitos de frecuencias muy altas (dada su sencillez estructural).

Las ventajas principales son la simplicidad y la facilidad del diseño, lo que les hace muy atractivos. Permiten obtener la máxima ganancia de conversión y el mínimo nivel de ruido.

Como inconvenientes podemos destacar varios. Los circuitos que incluyen un solo dispositivo de estado sólido a menudo presentan limitaciones que pueden ser problemáticas en ciertas aplicaciones. Una de ellas es la potencia de salida, ya que no siempre se puede alcanzar el nivel suficiente de potencia o rango dinámico deseado con un solo elemento de mezcla. En otras situaciones se generan productos de intermodulación y respuestas espurias que degradan el comportamiento, y que no pueden ser eliminadas mediante un simple filtrado. Además está la dificultad de inyectar el OL y, al mismo tiempo, conseguir una separación de las señales de RF, OL e IF. Sin la ayuda de un filtro diplexor, balun o estructura híbrida, la dificultad de este problema crece a medida que aumenta la anchura de banda.

4.2.3.2 Mezcladores Simplemente Balanceados

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

Como ventajas podemos mencionar el rechazo de la señal OL y sus armónicos, rechazo de todos los armónicos pares de la señal RF, y el rechazo de todas las combinaciones de los anteriores armónicos. Otra ventaja es el aislamiento que se consigue entre las puertos de RF y OL debido a la simetría del circuito, lo que evita tener que usar circuitos de filtrado. El rango dinámico también puede ser mayor, debido a que la señal de RF se reparte entre varios dispositivos.

Como inconvenientes destaca, sobre todo, que tiene unas mayores pérdidas de conversión con respecto a los mezcladores simples, en el caso de utilizar baluns pasivos. Otra desventaja es que necesita una mayor potencia de OL.

4.2.3.3 Mezcladores Doblemente Balanceados

Están compuestos de cuatro componentes de mezcla debidamente conectados, de forma que así se consigue una mejor intermodulación.

Entre las ventajas destacamos el rechazo a todos los armónicos de orden par de RF y de OL, lo que resulta en una mejora de la intermodulación. Todos los puertos están aislados entre sí. Otra ventaja es que se consigue un mayor ancho de banda.

Como inconvenientes sobresale su complejidad, ya que son necesarios, al menos, cuatro dispositivos. Otras desventajas son que tienen mayores pérdidas de conversión y que necesitan una potencia del OL mayor, además de ser muy difícil la optimización de los mismos.

4.2.4 Principales dispositivos no lineales para mezcladores

En este apartado se exponen distintos dispositivos no lineales, fundamentales para la conformación de mezcladores, así como sus ventajas e inconvenientes en relación unos con otros. En cada caso, podremos encontrar ejemplos de los tres tipos de estructuras que se han citado anteriormente [14] y [15].

Los principales dispositivos usados en mezcladores son los diodos *Schottky* y los FET's. Los transistores de unión bipolar (BJT's) 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's son los que se prefieren habitualmente. Los diodos *Schottky* tienen la ventaja de un bajo coste, amén de que no necesitan polarización DC, pero su uso implica la aparición de pérdidas de conversión, por lo que se llegó al uso de componentes activos, como son los transistores. A diferencia de los FET's y de los BJT's, 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. Actualmente predomina el uso de transistores de alta movilidad (HEMT), que, dada su buena respuesta frecuencial, se permite su uso en aplicaciones anteriormente impensables, como frecuencias superiores, incluso, a 100 GHz.

A continuación vamos a explicar con más detalle cada uno de estos dispositivos.

4.2.4.1 Mezcladores a Diodos

Los mezcladores que utilizan como elemento de mezcla diodos se han venido usando desde los primeros tiempos de la electrónica y se siguen usando hoy en día. No son especialmente buenos, sobre todo, comparados con modelos más avanzados, pero se siguen usando debido a su simplicidad y robustez.

Los mezcladores realizados con diodos tienen como principal característica que presentan pérdidas de conversión (entre -3 y -10 dB), es decir, no proporcionan ganancia y además aumentan la distorsión. A consecuencia de estas pérdidas el ruido aumentará, con lo cual serían necesarias unas etapas de preamplificación de bajo ruido para poder minimizarlo. Todo ello conlleva un incremento importante en el coste del sistema.

Por otro lado, se puede decir, a favor de este tipo de mezcladores, que 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. Además, tienen un bajo coste, no necesitan polarización DC para operar y tienen una capacidad de conmutación rápida.

La mayoría de los mezcladores a diodo son balanceados. Los mezcladores simples se usan ocasionalmente en aplicaciones que requieran simplicidad o bajo coste, donde las

prestaciones que se necesiten no sean elevadas. Sin embargo, a veces son utilizados exclusivamente, por ejemplo en algunas aplicaciones submilimétricas.

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 efectos parásitos muy pequeños, pueden ser utilizados en mezcladores de banda ancha. Los mezcladores basados en diodos *Schottky* no suelen requerir circuitos de adaptación complejos, de manera que no se necesita sintonizarlos o ajustarlos. Sin embargo, utilizarlos acarrea pérdidas de conversión. Aún así, el desarrollo de uniones Schottky de pequeño tamaño y alta calidad, así como su implementación en semiconductores de AsGa, han mejorado notablemente las prestaciones de los mezcladores Schottky de barrera baja. Una de las principales ventajas derivada de la utilización de este material, es el bajo ruido que introduce en las bandas de microondas y ondas milimétricas desde 1 GHz hasta más de 100 GHz. A tan altas frecuencias, el diodo Schottky de AsGa continúa siendo a día de hoy la tecnología predominante.

4.2.4.2 Mezcladores con FET's

Los mezcladores realizados con transistores de efecto campo, o FET, generalmente son activos, aunque existen casos, como el realizado en este Proyecto, que pueden presentar pérdidas de conversión. Los mezcladores activos realizados con FET's tienen una serie de ventajas y también algunos inconvenientes respecto a los mezcladores de diodo. Dichas ventajas y desventajas se describen en [14], [15] y [16].

La ventaja más significativa, como se ha mencionado, es que un mezclador activo de este tipo puede tener ganancia de conversión mientras que los mezcladores a diodo y 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. No obstante, se puede decir que, en principio, un mezclador activo con FET's, bien diseñado, puede presentar unos niveles de distorsión comparables a los conseguibles con mezcladores a diodo.

Resulta fácil conseguir mezcladores activos que tengan buenas ganancias de conversión aún 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 FET's son dispositivos de tres terminales, no se pueden invertir tan fácilmente como se puede hacer con los diodos, los mezcladores balanceados fabricados con FET's requieren un híbrido extra en la puerta de IF. 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 estos casos las características de los dispositivos de canal P y de canal N son bastante diferentes.

Para la realización de mezcladores se usa una gran variedad de tipos de transistores. Sin embargo, los que mejor resultado aportan son los transistores de efecto de campo (FET), mientras que los transistores bipolares (BJT) son menos utilizados por su peor comportamiento en rango de frecuencia y ruido.

A diferencia de los BJT's, los transistores de efecto campo son componentes unipolares, es decir, tienen un solo tipo de portadores, o huecos o electrones, que contribuyen al flujo de corriente a través del canal. Si los huecos están involucrados, se habla de canal p , si ocurre lo contrario (electrones) se tiene un FET de canal n . Además, un campo eléctrico variable controla el flujo de corriente desde la fuente al drenador mediante el cambio de voltaje aplicado en la puerta. Al ser un dispositivo unipolar, el FET puede funcionar a altas velocidades puesto que la recombinación electrón-hueco no limita al dispositivo. El aislamiento de puerta con el canal es importante ya que, si la puerta no está bien aislada del canal, consumirá gran cantidad de corriente, y eso hará que el dispositivo tenga una ganancia pobre con respecto a la potencia de entrada. Dicho aislamiento se puede conseguir de diversas formas y conduce a dispositivos diferentes como se verá a continuación.

La forma más común de usar los transistores FET en mezcladores es aprovechar la variación de la transconductancia que resulta de la variación de la tensión aplicada a la puerta modulada por la señal del oscilador local. La aplicación en la puerta de una tensión variable da lugar a la aparición de una no linealidad, la cual se puede usar para realizar la mezcla.

La utilización de los FET's en un mezclador mejora, como ya se ha dicho, las características de ganancia y distorsión con respecto a los diodos. Por el contrario, requieren el uso de tensiones de polarización, lo que conlleva un incremento del consumo.

Dentro de los FET vamos a destacar 3 tipos, que son los más utilizados en mezcladores.

En primer lugar se encuentran los transistores MOSFET (FET de metal-óxido-semiconductor) de silicio. La puerta está separada del canal por una capa de aislamiento. Aunque son peores que otros tipos de transistores, esto sólo ocurre para valores altos de frecuencia. Para frecuencias inferiores a 1 GHz, el comportamiento de los MOSFET's de silicio es similar al de cualquier FET, por lo que el uso de un material barato en el sustrato, como es el silicio, abarata el coste total del circuito. No obstante, para frecuencias elevadas su comportamiento empeora notablemente.

En segundo lugar tenemos los MESFET (FET de metal-semiconductor) de GaAs. Un MESFET no es más que un FET con una unión metal-semiconductor en la puerta. En este caso una barrera Schottky aísla la puerta del canal. La fabricación de MESFET se realiza hoy en día completamente con GaAs, y el silicio ha quedado obsoleto. La alta movilidad de este material y la posibilidad de diseñar puertas de longitud muy corta hacen que este dispositivo posea muy buenas características frecuenciales y muy bajo ruido. Sobre todo aparecen en aplicaciones hasta 60-70 GHz.

En último lugar tenemos los HEMT's, o transistores de alta movilidad electrónica. Este tipo de transistor emplea una heterounión, es decir, la unión de dos semiconductores distintos, en el canal (normalmente AlGaAs o InGaAs y recientemente de GaN, para aplicaciones de alta potencia). Esta discontinuidad crea una región cargada en la unión, que posee una gran movilidad electrónica, permitiendo aplicaciones a frecuencias superiores incluso a 100 GHz. Sin embargo, al ser un elemento de una mayor no-linealidad, su distorsión es mayor que la de los transistores anteriores.

Los transistores HEMT's aplican el concepto de adulteración de modulación. El propósito de adulterar los semiconductores es cambiar de manera controlable la densidad de portadores libres en el semiconductor. Esto requiere que el adulterante sea ionizado. Gracias a la modulación de adulteración se puede tener una densidad de electrones libres controlable sin dispersión.

Dicha modulación de adulteración se puede entender observando la figura **Fig. 4-16**. Se está formando una heteroestructura (en este caso, GaAs/AlGaAs) y el material de la banda de separación alta está adulterado. En equilibrio, los electrones asociados con los donadores ven estados de energía que caen más abajo, en el material de banda de separación estrecha y así se transfieren a la región del GaAs. Esta separación espacial entre los donadores

cargados positivamente y los electrones, cargados negativamente, produce un perfil de campo eléctrico gobernado por la ecuación de Poisson, lo que ocasiona una flexión en la banda. La dispersión de las impurezas ionizadas es eliminada, en esencia, por medio de esta separación física entre los electrones móviles y los centros fijos ionizados de dispersión. Además, dado que los electrones se encuentran en posiciones de energía más bajas que el estado base de los átomos del donador, los electrones permanecen móviles incluso a temperaturas muy bajas si la calidad del material es pura. Así puede mantenerse una capa extremadamente alta de densidad cargas electrónicas a bajas temperaturas.

Los transistores basados en este concepto (como es este caso) pueden funcionar a bajas temperaturas y se emplean con frecuencia en la detección de señales muy débiles provenientes del espacio y en aplicaciones donde requieran dispositivos de bajo ruido.

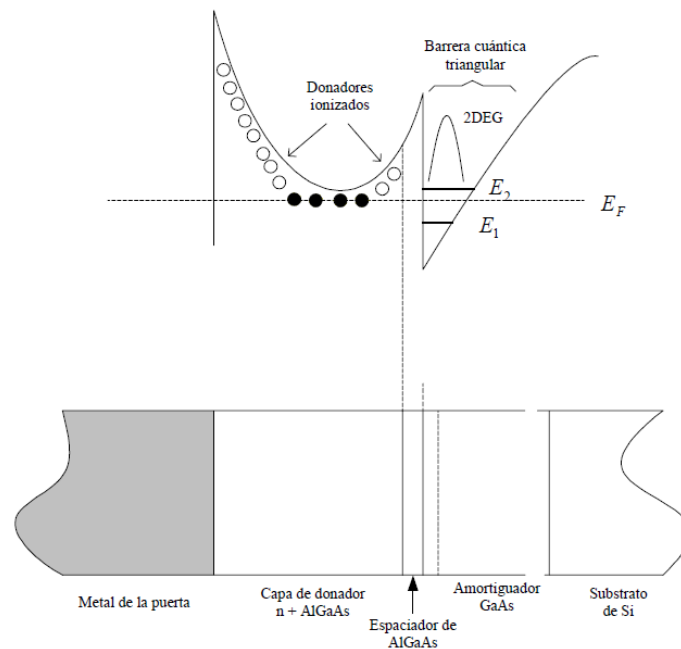


Fig. 4-16. Esquema de Heteroestructura con adulteración de modulación

4.2.5 Comparativa entre las diferentes configuraciones

Se ha repasado el modo de operación del mezclador así como los principales parámetros que determinan su funcionamiento. A continuación hemos visto las diferentes clasificaciones en las que se puede catalogar un mezclador, haciendo especial hincapié a la referida en cuanto a su estructura, y posteriormente se ha detallado los distintos dispositivos no-lineales que podemos utilizar en la fabricación de mezcladores, resaltando las virtudes y defectos de cada uno de ellos. Por último, con la información dada anteriormente, se ha

hecho una comparativa, a modo resumen, entre las distintas configuraciones que se suelen utilizar.

Estructura Mezclador	Aislamiento OL/RF	Aislamiento RF/IF	Aislamiento OL/IF	Rechazo a Señales Espurias	IP ₃	P _{-1dB}
Simple a Diodos	Pobre	Pobre	Pobre	Ninguno	Bajo	Bajo
Simple con FET	Pobre	Pobre	Pobre	Ninguno	Bajo	Bajo
A diodos balanceada con híbrido de 90°	Pobre	Depende de la calidad de los filtros	Depende de la calidad de los filtros	Bueno	Medio	Bajo
A diodos balanceada con híbrido de 180°	Bueno	Depende de la calidad de los filtros	Depende de la calidad de los filtros	Bueno	Medio	Medio
Simplemente balanceados con FET	Bueno	Bueno	Bueno	Bueno	Medio	Medio
A diodos doblemente balanceados	Bueno	Bueno	Bueno	Bueno	Alto	Alto
Doblemente balanceados con FET	Bueno	Bueno	Bueno	Bueno	Alto	Alto
Resistivo con un solo FET	Depende de la calidad de los filtros	Depende de la calidad de los filtros	Depende de la calidad de los filtros	Ninguno	Alto	Alto

Tabla 4-1. Tabla comparativa entre las distintas configuraciones para mezcladores

4.3 Análisis de circuitos de microondas

La teoría clásica de circuitos viene descrita en términos de tensiones y corrientes. Sin embargo, en alta frecuencia los efectos de propagación (ondas propagándose en ambos sentidos en una línea de transmisión, coeficientes de reflexión, etc.) sugieren una descripción nueva, denominada parámetros de dispersión, scattering o parámetros S.

Estos parámetros ponen de manifiesto de forma evidente los aspectos de propagación del circuito que se estudie y su medida puede hacerse de manera más directa y sencilla que los parámetros de impedancia o admitancia. Además permiten incorporar fácilmente las guías de onda, las cavidades y otros elementos que inicialmente solo eran tratables a través de su descripción electromagnética completa.

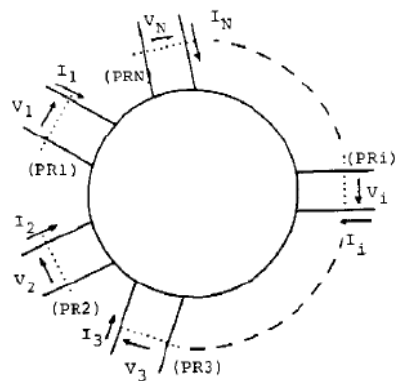
4.3.1 Propiedades básicas

Consideraremos como circuito de microondas el circuito formado por elementos pasivos concentrados (R, L, C), líneas de transmisión y dispositivos activos (transistores, diodos). Si no existen dispositivos activos, el circuito de microondas es pasivo. Dado que las líneas de transmisión son elementos pasivos lineales y recíprocos, las propiedades genéricas de los circuitos de microondas con estos elementos serán las mismas que las de los convencionales.

Recordemos, en todo caso, que una red recíproca es aquella en la que el intercambio entre un generador y un medidor, ambos sin impedancia, no produce modificación de la lectura del segundo. Esto significa que una red será recíproca si es pasiva, lineal y con dieléctrico isótropo. Por ejemplo, atenuadores, inversores, cables, divisores y combinadores son todas redes recíprocas. Existen dispositivos (aisladores y circuladores) formados por materiales magnéticos (ferritas) que son pasivos pero no recíprocos

Es importante recalcar que la conexión de nuestro circuito con el exterior se realiza exclusivamente mediante líneas de transmisión, que denominaremos accesos o puertos (en inglés port). En cada una de estas líneas es necesario fijar un plano de referencia donde mediremos tensiones y corrientes totales, $\{V, I, i = 1, 2, \dots\}$, que servirán para describir las propiedades de la red o circuito (**Fig. 4-17**), con el convenio de tomar como positiva la corriente si entra en la red [17]. De esta manera, una red de N accesos viene descrita por las 2N variables $\{V_i, I_i\}$ de las que solamente la mitad son independientes.

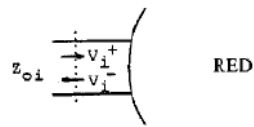
a)



- V_i, I_i : definidas en el plano de referencia i (PR i)

- I_i positiva si fluye hacia la red

b)



$$V_i = V_i^+ + V_i^-$$

$$I_i = Y_{oi}(V_i^+ - V_i^-)$$

$$\rightarrow V_i^- = \frac{1}{2}(V_i - Z_{oi}I_i)$$

$$V_i^+ = \frac{1}{2}(V_i + Z_{oi}I_i)$$

Fig. 4-17. a) Definición de tensiones y corrientes en los planos de referencia de los accesos de la red.
b) En cada línea de acceso se toma como onda positiva la que se dirige hacia la red

La descripción más frecuente de la red es a través de sus matrices de impedancias o admitancias:

$$\begin{aligned} [V] &= [Z] \cdot [I] \\ [I] &= [Y] \cdot [V] \\ [Z] &= [Y]^{-1} \end{aligned} \quad (4.25)$$

Donde $[V]$ y $[I]$ son matrices columna (vectores) de dimensión N , y $[Z]$ y $[Y]$ matrices cuadradas $N \times N$:

$$[V] = \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ V_N \end{pmatrix}; \quad [I] = \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ I_N \end{pmatrix}; \quad [Z] = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdot & \cdot & \cdot & Z_{1N} \\ Z_{21} & Z_{22} & \cdot & \cdot & \cdot & Z_{2N} \\ - & - & - & - & - & - \\ Z_{N1} & Z_{N2} & \cdot & \cdot & \cdot & Z_{NN} \end{pmatrix}, \text{ etc.} \quad (4.26)$$

También se pueden definir matrices híbridas, que relacionan vectores mixtos, formados por tensiones y corrientes.

Las matrices $[Z]$ y $[Y]$, sin embargo, a frecuencias de microondas presentan los siguientes inconvenientes:

- a) Un desplazamiento de los planos de referencia produce cambios en los valores de V_i e I_i gobernados por expresiones no triviales y, por tanto, modificaciones profundas en la forma de las matrices. De manera que puede resultar muy difícil identificar dos redes idénticas pero con planos de referencia distintos.
- b) Los elementos Z_{ij} y Y_{ij} se miden con circuitos abiertos o cortocircuitos en los planos de referencia, y a frecuencias de microondas:
 - Es difícil conseguir buenos circuitos abiertos (una línea en circuito abierto tiende a radiar energía, y por tanto presenta una inmitancia finita).
 - Aunque puedan lograrse buenos cortocircuitos y circuitos abiertos, no siempre es posible situarlos justo en el plano de interés.
 - En el caso de dispositivos activos, un cortocircuito o circuito abierto puede producir daños irreversibles, oscilaciones u otros efectos indeseados.

4.3.2 Redes de dos puertos

A menudo los circuitos electrónicos son necesarios para procesar una señal eléctrica dada y para extraer la información deseada o las características de dicha señal. La mayoría de estos circuitos se pueden modelar mediante una caja negra que contiene una red lineal que comprende resistores, inductores, capacitancias, y fuentes dependientes. Así que, esta caja puede incluir elementos concentrados y/o distribuidos pero no fuentes independientes. Dicha caja tiene cuatro terminales, dos de entrada y otros dos para la salida de la señal.

Los parámetros de las redes de dos puertos se describen completamente en función de los términos de tensión y corriente de cada puerto. Estos parámetros simplifican la descripción del funcionamiento de la red de dos puertos cuando se conecta en un sistema mayor.

La **Fig. 4-18** muestra una red de dos puertos con las tensiones y corrientes apropiadas en sus terminales. A menudo, el puerto 1 se conoce como la entrada mientras que el puerto 2 como la salida. Se toma como referencia de tensión que el terminal superior es el positivo y el

inferior el negativo. Además, las corrientes entran por el terminal positivo de cada puerto. Ya que la red lineal no contiene fuentes independientes, las mismas corrientes salen por los respectivos terminales negativos [18].

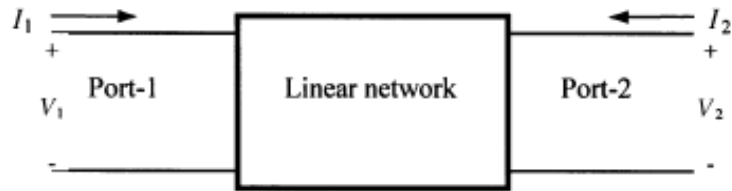


Fig. 4-18. Red de dos puertos

Ya que la red es lineal, se puede aplicar el principio de superposición. Asumiendo que esta red no contiene fuentes independientes, las tensiones V_1 y V_2 se pueden expresar en función de dos corrientes de la siguiente manera:

$$V_1 = Z_{11} \cdot I_1 + Z_{12} \cdot I_2 \quad (4.27)$$

$$V_2 = Z_{21} \cdot I_1 + Z_{22} \cdot I_2 \quad (4.28)$$

Usando la representación matricial, podemos escribir:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

O bien,

$$[V] = [Z] \cdot [I] \quad (4.30)$$

Donde $[Z]$ se conoce como la *matriz de impedancia* de una red de dos puertos.

A partir de las ecuaciones anteriores se podrían calcular las diferentes impedancias dejando uno de los puertos en circuito abierto, así para obtener Z_{11} y Z_{21} la $I_2 = 0$ mientras que para el cálculo de Z_{12} y Z_{22} será $I_1 = 0$.

4.3.3 Parámetros S (de dispersión o Scattering)

Como se ha ilustrado en las secciones anteriores, los parámetros Z son útiles en el análisis de circuitos en serie mientras que los parámetros Y simplifican el análisis de circuitos conectados en paralelo. Análogamente, los parámetros de transmisión son útiles para circuitos en cascada o en cadena. Sin embargo, el procedimiento de caracterización de estos parámetros requiere un abierto o corto del otro puerto. La reflexión extrema hace que sea muy difícil (y en ciertos casos, imposible) determinar los parámetros de una red a las frecuencias de radio y microondas. Las pruebas con circuitos abiertos y los cortocircuitos fallan debido a efectos de las líneas de transmisión y capacidades e inductancias parásitas.

La incapacidad para realizar los test con circuitos abiertos y cortos y la posibilidad de dañar los circuitos durante el desarrollo de las pruebas se evitan con una solución alternativa para caracterizar la red a altas frecuencias. Esta solución es el uso de los parámetros de Scattering (o simplemente parámetros S), que definen las cuatro variables como ondas incidente-reflejada de entrada-salida.

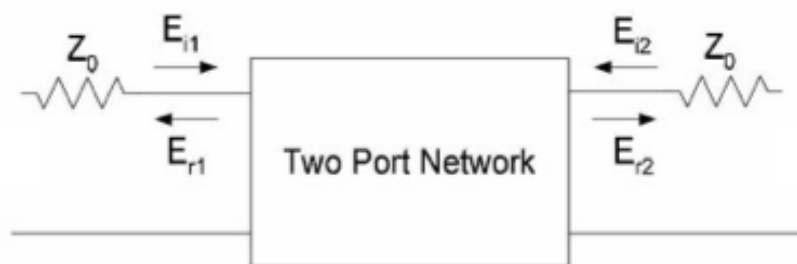


Fig. 4-19. Definición de parámetros S en una red de dos puertos

La definición de los parámetros S hace uso de la propiedad de que una línea de transmisión terminada en su impedancia característica no refleja ninguna potencia en su terminación. Para demostrar la enorme utilidad de esta propiedad se debe prestar atención al diagrama de una red de dos puertos mostrado en la **Fig. 4-19** donde Z_0 es la impedancia de la fuente y de la carga y E_{ii} y E_{ri} son las magnitudes de las ondas de voltaje incidente y reflejada respectivamente. Así, asumiendo que la fuente está conectada al puerto 1, esta produce la señal incidente E_{i1} . Una parte de esta onda es reflejada de vuelta a la entrada (debido a la desadaptación de la impedancia) mientras que la señal restante es transmitida a través de la red. Esta puede cambiar tanto en magnitud como en fase antes de salir al puerto 2. Dependiendo de la terminación de este puerto, parte de la señal es reflejada de vuelta como

entrada del puerto 2. Por lo tanto, la señal reflejada E_{r1} depende de las señales incidentes E_{i1} y E_{i2} de los dos puertos. Análogamente la señal E_{r2} también dependerá de E_{i1} y E_{i2} . Matemáticamente, los parámetros S pueden expresarse entonces como:

$$b_1 = S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2 \quad (4.31)$$

$$b_2 = S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2 \quad (4.32)$$

siendo,

$$a_1 = \frac{E_{i1}}{\sqrt{Z_0}} \quad a_2 = \frac{E_{i2}}{\sqrt{Z_0}} \quad (4.33)$$

$$b_1 = \frac{E_{r1}}{\sqrt{Z_0}} \quad b_2 = \frac{E_{r2}}{\sqrt{Z_0}} \quad (4.34)$$

Usando la notación matricial, podemos escribir,

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

o,

$$[b] = [S] \cdot [a] \quad (4.36)$$

donde $[S]$ se conoce como la *matriz de dispersión* de la red de dos puertos; S_{ij} se conocen como los *parámetros de dispersión* de esta red; y a_i y b_i representan la onda incidente y la onda reflejada respectivamente en el puerto i .

Si el puerto 2 está adaptado y aplicando una fuente de potencia al puerto uno, a_1 incide en el puerto 1 mientras que a_2 es cero. En estas condiciones, de las ecuaciones (4.31) y (4.32) se obtienen las siguientes relaciones:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (4.37)$$

Donde S_{11} se denomina el coeficiente de reflexión a la entrada y es una medida práctica de la adaptación en el puerto de entrada del mezclador y S_{21} representa la ganancia o pérdidas de conversión del mismo.

Análogamente, con una fuente conectada al puerto 2 mientras que el puerto 1 está terminado con una carga adaptada, encontramos que:

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \qquad S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \qquad (4.38)$$

Donde S_{12} es la transmisión inversa de ganancia de la red y S_{22} se denomina coeficiente de reflexión a la salida.

Por lo tanto, S_{ii} es el coeficiente de reflexión Γ_i en el puerto i cuando el otro puerto está adaptado. S_{ij} es el coeficiente de transmisión hacia delante del puerto i si i es mayor que j , mientras que representa el coeficiente de transmisión hacia atrás si i es menor que j con el otro puerto terminado por una carga adaptada.

Usando estas definiciones se puede predecir que un buen mezclador debe estar caracterizado por un valor lo más alto que sea posible de S_{21} para conseguir ganancia, teniendo en cuenta que se utilizan en el diseño transistores, valores pequeños de S_{11} y S_{22} para obtener buena adaptación a la entrada y a la salida y un S_{12} muy pequeño para asegurar buen aislamiento de retorno.

Los parámetros S son normalmente complejos, y es conveniente expresarlos en función de amplitudes y fases. A menudo, sus amplitudes se dan en decibelios (dB), las cuales se definen como:

$$20 \cdot \log_{10} |S_{mn}| \quad \text{dB} \quad m, n=1,2 \qquad (4.39)$$

Para la caracterización de filtros, podemos definir dos parámetros:

$$\begin{aligned} L_A &= -20 \cdot \log_{10} |S_{mn}| \quad \text{dB} \quad m, n=1,2 \quad (m \neq n) \\ L_R &= 20 \cdot \log_{10} |S_{nn}| \quad \text{dB} \quad n=1,2 \end{aligned} \qquad (4.40)$$

Donde L_A representa las pérdidas de inserción entre el puerto n y el m , y L_R representa las pérdidas de retorno del puerto n .

En lugar de usar las pérdidas de retorno, se suele usar la relación de onda estacionaria de tensión $VSWR$. La definición de $VSWR$ es:

$$VSWR = \frac{1 + |S_{nn}|}{1 - |S_{nn}|} \quad (4.41)$$

4.3.3.1 Propiedades de la matriz de dispersión

Si la red es pasiva (aunque no sea recíproca):

$$|S_{ii}|, |S_{ji}| \leq 1 \quad (4.42)$$

Ya que S_{ii} es un coeficiente de reflexión, y en las condiciones de definición S_{ji} :

$$\frac{1}{2} \cdot |b_j|^2 = |S_{ji}|^2 \cdot \frac{1}{2} \cdot |a_i|^2 \leq \frac{1}{2} \cdot |a_i|^2 \quad (4.43)$$

ya que la potencia que sale $(1/2 |b_j|^2)$ no puede ser mayor que la entrante $(1/2 |a_i|^2)$.

Si además de ser pasiva la red no tiene pérdidas, la potencia entrante y la saliente, con generadores arbitrarios, han de ser iguales:

$$\sum_{i=1}^N \frac{1}{2} \cdot |b_i|^2 = \sum_{i=1}^N \frac{1}{2} \cdot |a_i|^2 \quad (4.44)$$

Además:

$$\sum_{i=1}^N |b_i|^2 = (b_1^*, b_2^* \dots b_N^*) \cdot \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ b_N \end{pmatrix} = [b]^+ \cdot [b] = b^+ \cdot b \quad (4.45)$$

Donde el signo + significa matriz adjunta o conjugada hermítica, y es igual a la conjugada compleja de la transpuesta:

$$A^+ = (A^t)^* \quad (4.46)$$

Por tanto, podemos volver a escribir la ecuación (4.44)

$$b^+ \cdot b = a^+ \cdot a \Rightarrow a^+ \cdot S^+ \cdot S \cdot a - a^+ \cdot a = 0 \Rightarrow a^+ \cdot (S^+ \cdot S - I) \cdot a = 0 \quad (4.47)$$

donde 1 representa la matriz unidad de orden $N \times N$. Como (4.47) ha de verificarse para cualquier vector a arbitrario (podemos cambiar sus componentes a voluntad manipulando los generadores exteriores), se sigue la condición de unitariedad:

$$S^+ \cdot S = 1 \quad ; \quad S^+ = S^{-1} \quad ; \quad S \cdot S^+ = 1 \quad (4.48)$$

Es decir:

$$S^+ \cdot S = \begin{pmatrix} S_{11}^* & S_{21}^* & & & S_{N1}^* \\ S_{12}^* & S_{22}^* & & & S_{N2}^* \\ \cdot & \cdot & & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & & \cdot \\ S_{1N}^* & S_{2N}^* & & & S_{NN}^* \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdot & \cdot & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \cdot & \cdot & S_{2N} \\ \cdot & \cdot & & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & & \cdot \\ S_{N1} & S_{N2} & \cdot & \cdot & S_{NN} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & 1 & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & \cdot & \cdot & 1 \end{pmatrix} \quad (4.49)$$

$$\begin{aligned} |S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 + \dots + |S_{N1}|^2 &= 1 \\ |S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 + \dots + |S_{N2}|^2 &= 1 \\ \text{-----} & \\ |S_{1N}|^2 + |S_{2N}|^2 + \dots + |S_{NN}|^2 &= 1 \end{aligned} \quad (4.50)$$

$$\begin{aligned} S_{11}^* \cdot S_{12} + S_{21}^* \cdot S_{22} + \dots + S_{N1}^* \cdot S_{N2} &= 0 \\ \text{-----} & \\ S_{11}^* \cdot S_{1N} + S_{21}^* \cdot S_{2N} + \dots + S_{N1}^* \cdot S_{NN} &= 0 \\ S_{12}^* \cdot S_{13} + S_{22}^* \cdot S_{23} + \dots + S_{N2}^* \cdot S_{N3} &= 0 \\ \text{-----} & \end{aligned} \quad (4.51)$$

O lo que es igual, el módulo de cada vector columna de S vale la unidad, y el producto escalar de un vector columna por otro paralelo es cero.

Parameter Matrix	Properties
$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}$	$Z_{12} = Z_{21}$ $Z_{11} = Z_{22}$
$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix}$	$Y_{12} = Y_{21}$ $Y_{11} = Y_{22}$
$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$	$AD - BC = 1$ $A = D$
$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$	$S_{12} = S_{21}$ $S_{11} = S_{22}$

Tabla 4-2. Propiedades de los parámetros de redes de dos puertos recíprocas y simétricas

Properties	Explanations
Matrix $[S]$ is symmetrical.	$[S]^t = [S]$, where $[S]^t$ is the transpose matrix of $[S]$. Consequently $S_{ij} = S_{ji}$
Matrix $[S]$ is unitary.	$[S]^a = [S^*]^t = [S]^{-1}$, where $[S]^a$ is the adjoint matrix of $[S]$; $[S^*]^t$ is the conjugate of $[S]^t$, and $[S]^{-1}$ is the inverse matrix of $[S]$. Consequently, $\sum_{i=1}^N S_{ij} S_{ik}^* = \delta_{jk} = \begin{cases} 1 & \text{for } j = k \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$ Therefore, $\sum_{i=1}^N S_{ij} S_{ij}^* = \sum_{i=1}^N S_{ij} ^2 = 1, \quad j = 1, 2, 3, \dots, N$

Tabla 4-3. Propiedades de la matriz de dispersión

4.3.4 Redes de cuatro puertos

Presentan una matriz de dispersión con 16 parámetros independientes:

$$[S] = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{pmatrix}, \text{ con } S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0, k \neq j} \quad (4.52)$$

A diferencia de las redes de tres puertos, las de cuatro pueden ser simultáneamente recíprocas, sin pérdidas y con sus cuatro puertos adaptados.

Suponiendo $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$, si $[S]$ es unitaria y la red recíproca, entonces deben cumplirse las siguientes relaciones que se derivan de $[S][S]^{t*} = [I]$ (ver 4.49):

$$\begin{aligned}
 |S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 |S_{14}|^2 &= 1 \\
 |S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 |S_{24}|^2 &= 1 \\
 |S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 |S_{34}|^2 &= 1 \\
 |S_{14}|^2 + |S_{24}|^2 |S_{34}|^2 &= 1
 \end{aligned} \tag{4.53}$$

$$\begin{aligned}
 S_{13} \cdot S_{23}^* + S_{14} \cdot S_{24}^* &= 0 \\
 S_{12} \cdot S_{23}^* + S_{14} \cdot S_{34}^* &= 0 \\
 S_{12} \cdot S_{24}^* + S_{13} \cdot S_{34}^* &= 0 \\
 S_{12} \cdot S_{13}^* + S_{24} \cdot S_{24}^* &= 0 \\
 S_{12} \cdot S_{14}^* + S_{23} \cdot S_{34}^* &= 0 \\
 S_{13} \cdot S_{14}^* + S_{23} \cdot S_{24}^* &= 0
 \end{aligned} \tag{4.54}$$

Una de las posibles soluciones de este sistema consiste en tomar $S_{14} = 0$. En este caso (4.54) se reduce a:

$$\begin{aligned}
 S_{13} \cdot S_{23}^* &= 0 \\
 S_{12} \cdot S_{23}^* &= 0 \\
 S_{23} \cdot S_{34}^* &= 0 \\
 S_{23} \cdot S_{24}^* &= 0
 \end{aligned} \tag{4.55}$$

Ahora si se toma, por ejemplo, $S_{23} = 0$ para que se cumpla (4.55), entonces, (4.53) se reduce a:

$$\begin{aligned}
|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 &= 1 \\
|S_{12}|^2 + |S_{24}|^2 &= 1 \\
|S_{13}|^2 + |S_{34}|^2 &= 1 \\
|S_{24}|^2 + |S_{34}|^2 &= 1
\end{aligned}
\tag{4.56}$$

Del conjunto de ecuaciones (4.56), sigue que: $|S_{13}| = |S_{24}|$, y $|S_{12}| = |S_{34}|$. Se tomará, por ejemplo, $S_{12} = S_{34} = \alpha$, $S_{13} = \beta e^{j\theta}$ y $S_{24} = \beta e^{j\phi}$. En este caso la matriz de dispersión queda de la forma:

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & \alpha & \beta \cdot e^{j\theta} & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & \beta \cdot e^{j\phi} \\ \beta \cdot e^{j\theta} & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & \beta \cdot e^{j\phi} & \alpha & 0 \end{pmatrix}
\tag{4.57}$$

Para que $[S]$ sea unitaria (como se ha supuesto), debe ocurrir:

$$\begin{aligned}
\alpha^2 + \beta^2 &= 1 \\
-\beta \cdot \alpha \cdot e^{-j\theta} &= \alpha \cdot \beta \cdot e^{j\phi} \Rightarrow \theta + \phi = (2 \cdot n + 1) \cdot \pi
\end{aligned}
\tag{4.58}$$

Existen dos posibles alternativas:

- Acoplador simétrico: $\theta = \phi = \frac{\pi}{2}$

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & \alpha & j \cdot \beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j \cdot \beta \\ j \cdot \beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j \cdot \beta & \alpha & 0 \end{pmatrix}
\tag{4.59}$$

- Acoplador antisimétrico: $\theta = \phi = \pi$

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & \alpha & \beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & -\beta \\ \beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & -\beta & \alpha & 0 \end{pmatrix} \quad (4.60)$$

En ambos casos, se aprecia que si incide la potencia por cualquiera de los puertos, ésta se reparte entre dos puertos, quedando el restante aislado.

Otras posibles soluciones del sistema de ecuaciones (4.53), (4.54) conducen al mismo resultado (4.59) ó (4.60), por lo que no voy a comentarlos.

A todas estas soluciones se conoce con el nombre de acopladores direccionales, elemento pasivo que formará parte del diseño del mezclador y del que se hablará en el capítulo siguiente. Se suelen representar por medio de los siguientes símbolos:

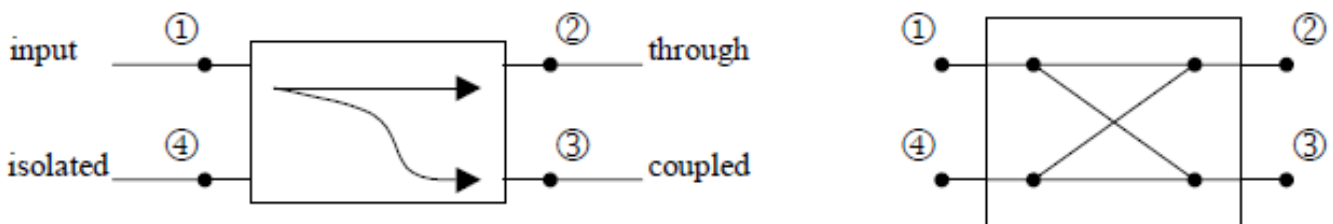


Fig. 4-20. Símbolos de acopladores direccionales

4.4 Líneas planares habituales

4.4.1 Stripline

Stripline es un tipo de línea de transmisión planar útil para los circuitos integrados de microondas y se obtiene mediante fabricación fotolitográfica. La geometría de una stripline se muestra en la Fig. 4-21.a. Una tira conductora delgada de anchura W está centrada entre dos planos de masa conductores separados una distancia b , y toda la región entre los planos de masa se llena con un dieléctrico.

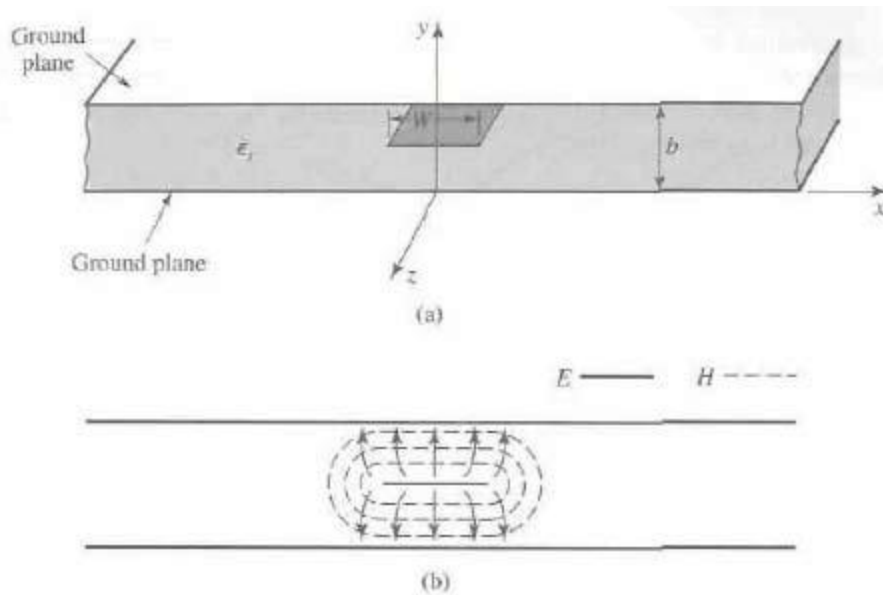


Fig. 4-21. Línea de transmisión Stripline. a) Geometría. b) Líneas de campo eléctrico y magnético

Ya que el dieléctrico rodea completamente a la tira, la stripline soporta modos de propagación TEM puros. No hay dispersión de frecuencia o variación con la frecuencia de la constante dieléctrica efectiva. Stripline puede soportar modos TM y TE de orden superior, pero estos se evitan en la práctica. En la **Fig. 4-21.b** se muestra un dibujo de las líneas de campo para stripline. La principal dificultad que tendremos con la línea stripline es que no tiene un análisis simple, al igual que las líneas de transmisión coaxiales y las guías de ondas. Sin embargo, para obtener la constante de propagación y la impedancia característica es suficiente un análisis electroestático.

4.4.2 Microstrip

La línea microstrip es una de las líneas de transmisión de tipo planar más populares, principalmente porque se puede fabricar mediante procesos fotolitográficos y se pueden integrar fácilmente otros componentes de microondas activos y pasivos. Será la línea de transmisión elegida en el diseño del mezclador.

En una línea de transmisión microstrip el material dieléctrico no rodea completamente a la tira conductora y consecuentemente el modo fundamental de propagación no es un modo TEM puro. A bajas frecuencias, típicamente por debajo de unos pocos GHz para líneas microstrip prácticas (los valores concretos dependerán de las dimensiones y constante dieléctrica de la estructura), el modo es un modo cuasi-TEM. En este rango de frecuencias,

la línea de transmisión microstrip se puede caracterizar en términos de su capacitancia e inductancia por unidad de longitud, en un modo similar a los modos TEM puros.

Desafortunadamente, no hay expresiones analíticas cerradas que se puedan utilizar para describir la distribución del campo o las características de las líneas de transmisión planares. Las soluciones formales se pueden obtener y evaluar en un ordenador y se han utilizado para compilar datos de las características de estas estructuras de líneas de transmisión. El análisis de campo estático se ha usado para obtener las características a bajas frecuencias. Sin embargo, incluso el análisis de campo estático es bastante complejo.

4.4.2.1 Estructura Microstrip

La estructura general de una microstrip está ilustrada en la **Fig. 4-22**. Una tira conductora (línea microstrip) con un ancho W y un espesor t está en la parte superior de un sustrato dieléctrico que tiene una constante dieléctrica relativa ϵ_r y un espesor h , y por debajo del sustrato está un plano de masa (conductor).

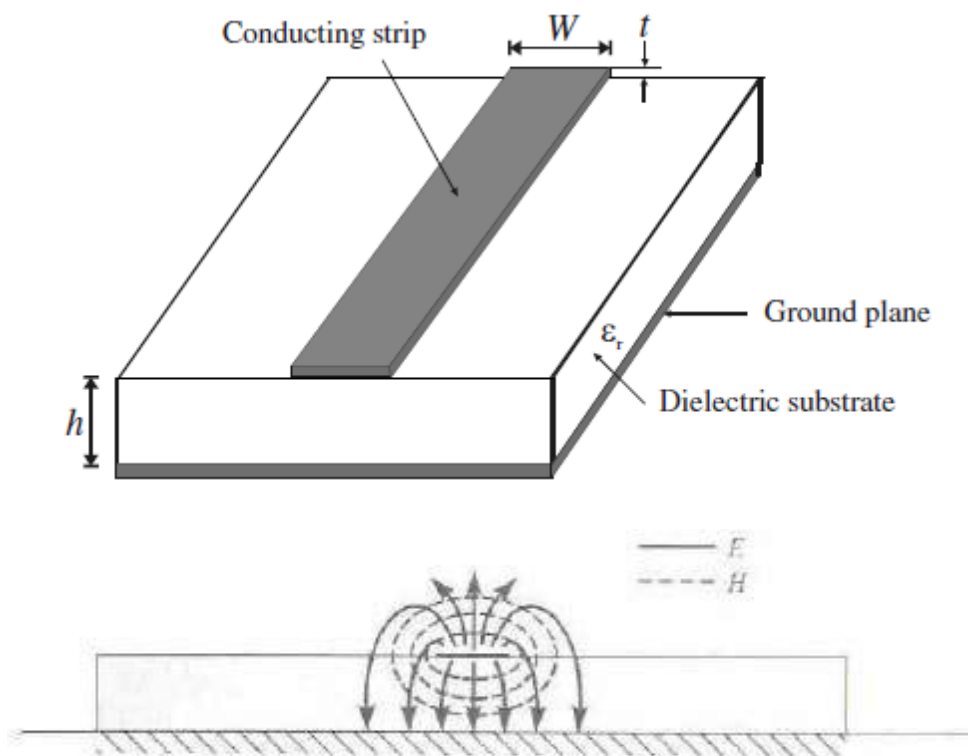


Fig. 4-22. Línea de transmisión Microstrip. a) Geometría. b) Líneas de campo eléctrico y magnético

4.4.2.2 Constante dieléctrica efectiva e impedancia característica

En la aproximación cuasi-TEM, se supone que la estructura está compuesta por un único material dieléctrico homogéneo efectivo, que sustituye al dieléctrico no homogéneo de la estructura real (compuesto por el dieléctrico de la placa y el aire) [19]. Las características de transmisión de las líneas microstrip son descritas por dos parámetros, llamados, la constante dieléctrica efectiva ϵ_{re} y la impedancia característica Z_c , que se pueden obtener mediante el análisis cuasi-estático. En el análisis cuasi-estático, el modo fundamental de la onda de propagación en una microstrip se asume que debe ser TEM puro.

Los dos parámetros de microstrips son determinados a partir de los valores de las dos capacitancias de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \epsilon_{re} &= \frac{C_d}{C_a} \\ Z_c &= \frac{1}{c \cdot \sqrt{C_a \cdot C_d}} \end{aligned} \quad (4.52)$$

en el que C_a es la capacitancia por unidad de longitud con la que se presenta el substrato dieléctrico, C_d es la capacitancia por unidad de longitud con la que el substrato dieléctrico sustituye al aire, y c es la velocidad de las ondas electromagnéticas en el espacio libre ($c \approx 3.0 \cdot 10^8$ m/s).

4.4.2.3 Longitud de onda guiada, constante de propagación, velocidad de fase y longitud eléctrica

Una vez que es determinada la constante dieléctrica efectiva de una microstrip, la longitud de onda guiada del modo cuasi-TEM de microstrip es dada por:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (4.53)$$

donde λ_0 es la longitud de onda en el espacio libre a la frecuencia de funcionamiento f . Más convenientemente, cuando la frecuencia es dada en gigahertzios (GHz), la longitud de onda guiada se puede evaluar en milímetros de la siguiente manera:

$$\lambda_g = \frac{300}{f(\text{GHz}) \cdot \sqrt{\epsilon_{re}}} \text{ mm} \quad (4.54)$$

La constante de propagación β asociada y la velocidad de fase v_p se pueden determinar por:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (4.55)$$

$$V_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}}$$

donde c es la velocidad de la luz en el espacio libre ($c \approx 3.0 \cdot 10^8$ m/s).

La longitud eléctrica θ para una longitud física l de la microstrip está definida por:

$$\theta = \beta \cdot l \quad (4.56)$$

Por tanto, $\theta = \pi / 2$ cuando $l = \lambda_g / 4$, y $\theta = \pi$ cuando $l = \lambda_g / 2$. Las líneas de transmisión $\lambda_g / 4$ y $\lambda_g / 2$ son importantes para el diseño de filtros microstrip.

4.4.2.4 Líneas Microstrip acopladas

Las líneas microstrip acopladas son ampliamente utilizadas para la implementación de filtros y acopladores microstrip. La **Fig. 4-23** ilustra la sección transversal de un par de líneas microstrip acopladas, donde las dos líneas microstrip de anchura W están en la configuración en paralelo con una separación s . Esta estructura de línea acoplada soporta dos modos cuasi-TEM, el modo par y el modo impar, como se muestra en la **Fig. 4-24**. Para la excitación del modo par, ambas líneas microstrip tienen el mismo potencial de tensión o llevan cargas del mismo signo, es decir positivas, resultando en una pared magnética en el plano de simetría, como muestra la **Fig. 4-24.a**. En el caso donde se excita un modo impar, las líneas microstrip tienen potenciales de tensión contrarios o llevan cargas con signo

contrario, así que el plano de simetría es una pared eléctrica, como se indica en la **Fig. 4-24.b**. En general, estos dos modos serán excitados al mismo tiempo. Sin embargo (a diferencia de lo que sucede en la línea stripline acoplada), se propagan con diferentes velocidades de fase porque no son modos TEM puros, y tienen permitividades efectivas distintas. Por tanto, las líneas microstrip acopladas están caracterizadas por las impedancias características así como por las constantes dieléctricas efectivas para los dos modos.

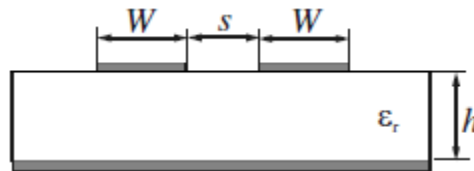


Fig. 4-23. Sección transversal de líneas microstrip acopladas

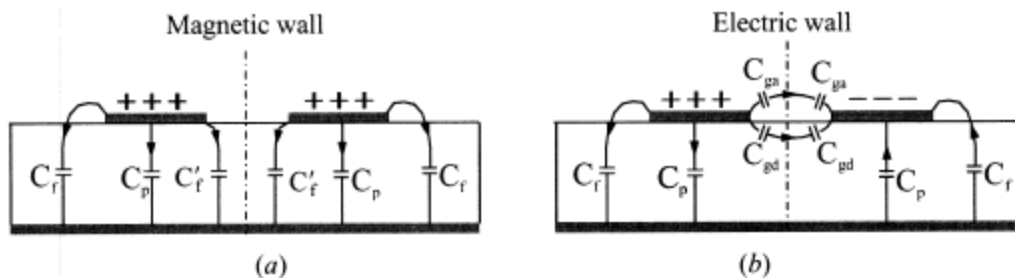


Fig. 4-24. Modos cuasi-TEM de un par de líneas microstrip acopladas: (a) modo par; (b) modo impar

4.4.2.5 Discontinuidades Microstrip

Las discontinuidades microstrip comúnmente encontradas en filtros y acopladores incluyen cambios de anchura (steps), líneas terminadas en abierto, codos, huecos (ausencia de contacto directo por metal en la línea en un pequeño tramo), y uniones en cruz y en T. La **Fig. 4-25** ilustra algunas estructuras típicas y sus circuitos equivalentes. Por lo general, los efectos de las discontinuidades se pueden modelar de forma más precisa y tomarse en cuenta en el diseño de filtros mediante simulaciones electromagnéticas full-wave (EM). No obstante, las expresiones para los modelos circuitales de estas discontinuidades siguen siendo útiles para un diseño inicial del circuito. Estas expresiones se usan en muchos programas de análisis circuital.

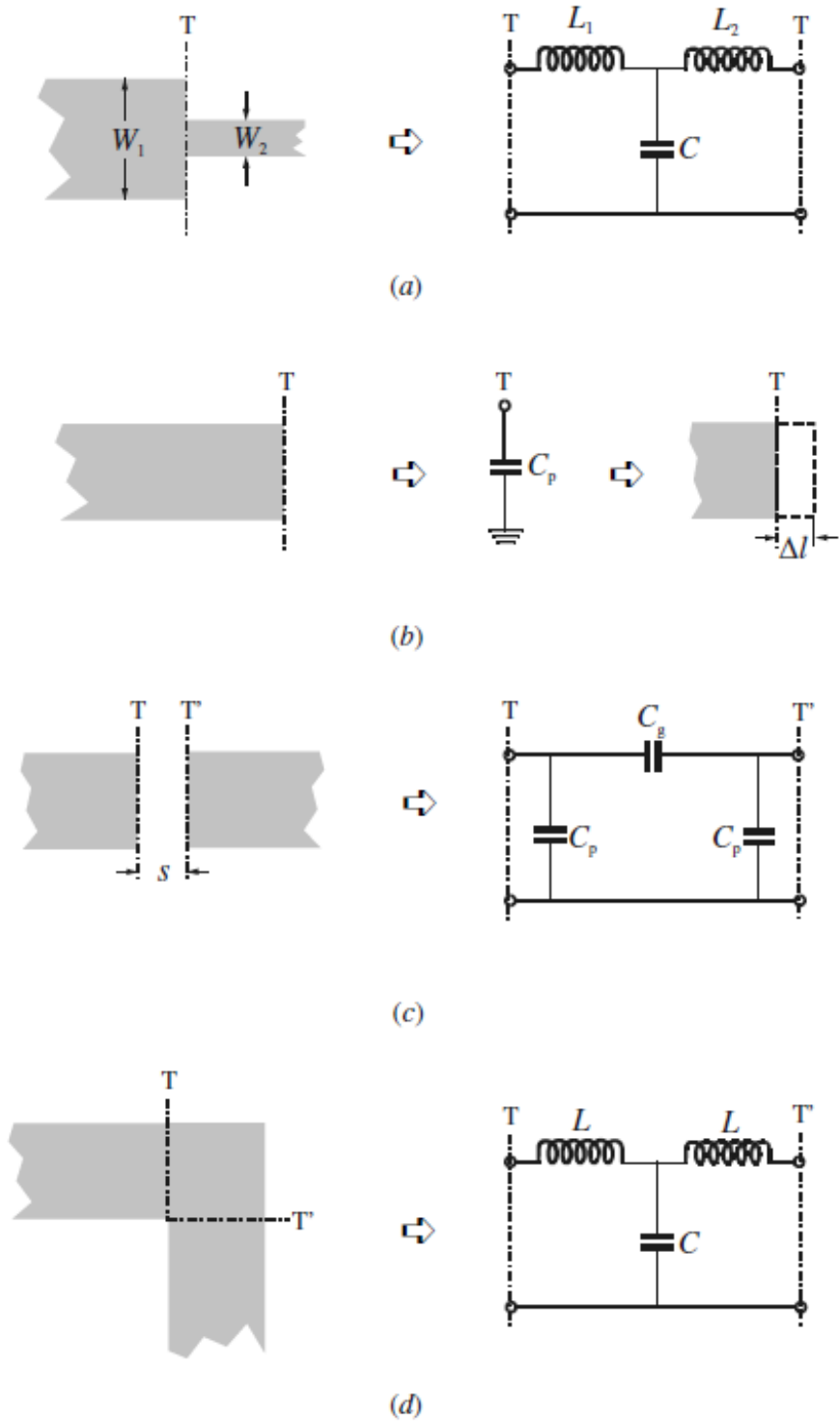


Fig. 4-25. Discontinuidades microstrip; (a) step; (b) final abierto; (c) hueco; (d) codo

4.5 El software de diseño: Advanced Design System (ADS)

En los párrafos siguientes se va a describir las características más significativas del entorno de trabajo de ADS, desarrollado por Agilent Technologies (ahora Keysight Technologies): editor de esquemáticos, tipos de simulación, ventanas de resultados, etc...Primeramente describiré el editor de esquemáticos en el cual realizamos nuestro diseño, posteriormente se indicará los tipos de simulaciones que se pueden realizar en ADS, también explicaré ciertas herramientas muy útiles como son, por ejemplo, las herramientas de optimización, controles de barrido, etc. Por último, explicaré brevemente las ventanas de resultados.

Para realizar simulaciones en ADS, es necesario ubicar en un editor de esquemáticos los componentes circuitales necesarios, con sus correspondientes fuentes de tensión DC, y los puertos por donde se introducirá la señal de entrada y por donde se extraerá la señal de salida. En dicho editor de esquemáticos existen una serie de controles que nos hacen falta para poder realizar ciertas tareas necesarias para poder trabajar como, por ejemplo, simulación, sintonización de parámetros, cableado, insertar etiquetas, etc... Además, también podemos seleccionar las distintas librerías de componentes que nos proporciona ADS como, por ejemplo, elementos de parámetros concentrados, transistores, líneas de transmisión...

Para poder simular un circuito en ADS debemos incluir toda una serie de elementos de control que definan el tipo de simulación y las variables que establezcan las condiciones de simulación deseadas o algunos parámetros correspondientes a elementos circuitales, susceptibles de ser medidos, barridos, etc. Estos elementos de control también los podemos seleccionar desde el editor de esquemáticos.

Los elementos de control más importantes son aquéllos que definen la clase de simulación a realizar y los parámetros propios de la misma. ADS permite realizar sobre un circuito diversos tipos de análisis diferentes (AC, DC, balance armónico, parámetros S...) sin más que colocar el elemento de control apropiado en el esquemático que pretendemos simular.

4.5.1 Tipos de simulaciones en ADS

ADS permite realizar diferentes tipos de simulaciones, que se especificarán añadiendo el elemento de control correspondiente a cada una de ellas. En este apartado mencionaré alguna de estas simulaciones, detallando aquellas que he utilizado en el proyecto.

- **Análisis DC.** Este tipo de simulación se utiliza para calcular el punto de operación en DC y obtener las características de polarización de un circuito, que para este Proyecto será el circuito mezclador. Esta simulación también permite realizar un barrido de cualquier parámetro del circuito como podría ser una tensión de entrada o el valor de una resistencia. Para ello se introducirá el parámetro deseado en la pestaña “Parameter to Sweep”, así como otras consideraciones como es el tipo de barrido, el valor de comienzo, el de parada y el número de puntos que se desean medir.
- **Análisis de balance armónico (HB).** Esta técnica es la más utilizada en la medida de circuitos no lineales como son los mezcladores, por ello, este análisis será el más utilizado en este Proyecto, ya que permite tener en cuenta los armónicos de las señales que se desee, que en este caso serán las señales de entrada. El problema que presentan estas simulaciones es el tiempo de ejecución. Si los parámetros de simulación no son elegidos correctamente, este tiempo puede llegar a ser elevado. Por esta razón habrá que llegar a compromisos, como por ejemplo, un número elevado de armónicos ralentizaría el tiempo de simulación mientras que un número pequeño proporciona poca precisión. La misma consideración habría que tener en la elección del máximo orden del producto de las frecuencias fundamentales.
- **Análisis de parámetros S.** Proporciona los valores de los parámetros S, además de los parámetros de transimpedancia y transadmitancia mediante la linealización del circuito en torno al punto de operación en DC y la realización de un análisis AC de pequeña señal que trata al circuito como un multipuerto, habilitando cada puerto secuencialmente. Nos permite hacer medidas sobre la adaptación existente en los puertos del circuito.
- **Otros análisis.** En este grupo se encuentran el circuit envelope, LSSP, Transient/convolution o el análisis AC, que se usa para obtener parámetros de transferencia de pequeña señal como la ganancia de tensión y corriente.

De esta forma, el análisis DC nos sirve para ajustar las redes de polarización. El análisis de parámetros S lo usamos para determinar el comportamiento de ciertos bloques circuitales que usaremos en el diseño del mezclador. Con el análisis de balance armónico podemos obtener medidas simuladas de potencias a determinadas frecuencias de interés, ganancias, puntos de compresión de 1 dB, intermodulación, etc....En la **Fig. 4-26** se muestran los controladores correspondientes a cada uno de los tipos de simulación que se ha utilizado.

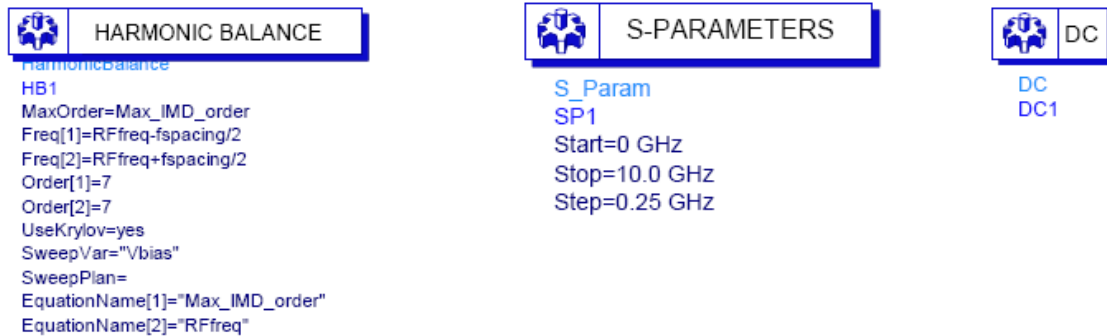


Fig. 4-26. Controladores de los análisis DC, de parámetros S y de balance armónico

El controlador de balance armónico ha estado presente en todas las simulaciones realizadas. Este controlador permite establecer un plan de barrido ("*sweep plan*") con el que se obtienen resultados del comportamiento del circuito ante la variación de alguno de sus parámetros. Esa variación puede ser más fina en las zonas de mayor interés, de forma que el simulador calcule un número grande de puntos en un rango pequeño, asimismo, en las zonas de menor interés se puede configurar el controlador para que se calculen pocos puntos y más espaciados, lo que redundará en una mayor rapidez a la hora de ejecutar la simulación.

Es posible repetir varias veces una misma simulación cambiando algún parámetro del circuito, esto se consigue con elementos del tipo "*parameter sweep*", realizando un barrido del parámetro que se desee (Ver **Fig. 4-27**).



Fig. 4-27. Controladores de barrido

En ADS se usan elementos de tipo “*Var*”, que nos permiten asignar valores a variables que aparecen en distintos sitios del esquemático, de forma que facilita realizar cambios y optimizar el circuito a partir de dichas variables, algo que será muy útil en el Proyecto.

Otro tipo de herramientas muy usadas en el diseño han sido las herramientas de optimización. Con éstas podemos hacer una optimización de una determinada función objetivo ajustándose a unas restricciones definidas por nosotros. Con la herramienta “*Goal*” definimos una función objetivo (a minimizar o maximizar) y ponemos unos límites a las variables a optimizar. Con la herramienta “*Optim*” definimos el tipo de algoritmo de optimización que vamos a usar (“*Gradient*”, “*Random*”, etc...), hay que tener en cuenta el tipo de algoritmo a utilizar puesto que el tiempo que tarda cada uno en hacer una iteración no es el mismo y en algunos casos el tiempo en acabar las iteraciones puede ser muy elevado (se puede tardar días, teniendo en cuenta que el programa necesita un número mínimo de iteraciones para poder optimizar de verdad cada una de las variables) . Después de definir estos controladores, ejecutamos la simulación y estas herramientas calcularán el valor óptimo de las variables a optimizar en función el objetivo definido (Ver **Fig. 4-28**).

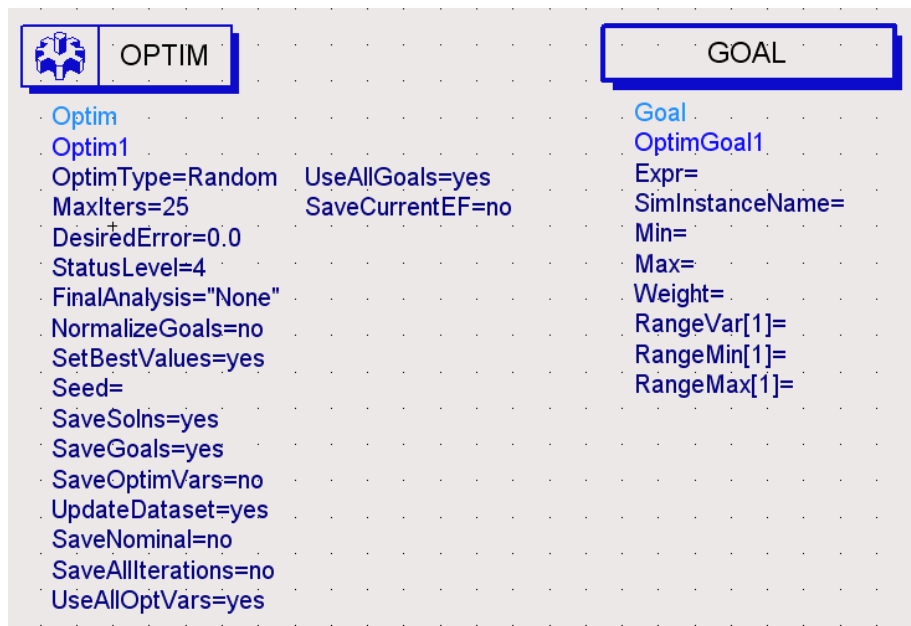


Fig. 4-28. Herramientas de optimización

Una vez ejecutada una simulación, los datos obtenidos se almacenan en un archivo (“dataset”). Con objeto de visualizarlos y analizarlos adecuadamente, ADS permite crear una ventana de resultados de simulación en la que podemos representar los datos en diferentes tipos de gráficas y formatos (gráficas rectangulares, polares, cartas de Smith,....), crear ecuaciones matemáticas que permitan realizar operaciones complejas con los datos y presentar los resultados, etc.

ADS proporciona también una ventana en la que podemos visualizar el *layout* de nuestro circuito, generar un nuevo *layout* y realizar simulaciones sobre él. En este caso las simulaciones serán electromagnéticas y se utilizará para ello la herramienta de Momentum.

Momentum es un simulador electromagnético aplicado a las tecnologías planares multicapa. Se basa en uno de los múltiples algoritmos numéricos que existen para aproximar la solución de las Ecuaciones de Maxwell: el Método de los Momentos (MoM). Su idea básica es subdividir la estructura planar por la que se propaga la señal (básicamente pistas o strips, vías y slots o ranuras) en celdas elementales, pequeñas en tamaño respecto a la longitud de onda ($\lambda/10$, $\lambda/20$), donde podremos aplicar aproximaciones de las ecuaciones integro-diferenciales por un sumatorio de productos con coeficientes y funciones básicas.

Por último, indicar que si se quiere conocer más información acerca del programa, se puede consultar “ADS Documentation” donde se encontrará todo lo necesario para entender su funcionamiento.

Capítulo V: Diseño del acoplador Tándem

Coupler

5.1 Introducción

El acoplador direccional es un componente pasivo de radiofrecuencia con cuatro puertos totalmente adaptados, esto es, si tres puertos están terminados en cargas adaptadas, una onda incidente en el cuarto puerto no produce reflexión.

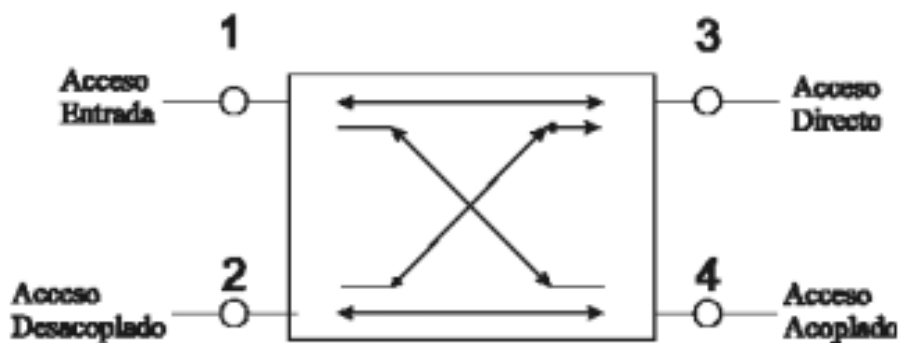


Fig. 5-1. Un acoplador direccional. Las flechas indican la dirección del flujo de potencia

En la **Fig. 5-1** se puede observar un acoplador direccional con cuatro puertos definidos como:

- *Puerto de entrada* (P1): Puerto por donde se inyecta la señal de entrada.
- *Puerto de salida* (P3): Puerto por el que se extrae la señal de salida.
- *Puerto acoplado* (P4): Puerto por el que se obtiene una muestra de la señal de entrada.
- *Puerto aislado* (P2): Puerto que debe estar cargado con la impedancia característica del acoplador (generalmente 50Ω). Por regla general, el puerto aislado tiene la carga integrada internamente, con lo que a efectos prácticos el acoplador direccional se ve físicamente como un elemento de tres puertos.

En este caso, una onda incidente en el puerto 1 acopla potencia a los puertos 3 y 4, quedando el restante aislado. Los puertos 1 y 2 están desacoplados.

En el supuesto de que los cuatro puertos estén adaptados y con la condición de que no haya pérdidas, la matriz de parámetros S del acoplador cumple simultáneamente que:

- ✓ Es simétrica: $S_{ij} = S_{ji}$ para todo $j \neq i$ (por ser una red recíproca).
- ✓ $S_{ii} = 0$ para $i = 1, \dots, 4$.
- ✓ Es unitaria (por ser sin pérdidas).

Los acopladores direccionales son ampliamente usados en puentes de impedancias para medidas de microondas y para monitorización de potencia.

Si el acoplador se diseña para un acoplo de 3 dB, entonces se divide la potencia de entrada al puerto 1 en potencias iguales al puerto 3 y 4. Así que un acoplador direccional de 3 dB funciona como un divisor de potencia. Los acopladores direccionales con acoplo de 3 dB se conocen también como *uniones híbridas* y son ampliamente usados en mezcladores de microondas y como acopladores de entrada y salida en circuitos amplificadores de microondas balanceados. Hay muchos diseños y configuraciones disponibles para acopladores direccionales, uniones híbridas, y divisores de potencia.

A continuación se va a definir las siguientes relaciones de potencia como figuras de mérito:

- Pérdidas de retorno:

$$RL_{ii}(\text{dB}) = -20 \log_{10} |S_{ii}| \quad (5.1)$$

- Perdidas de Inserción (Se asocian al camino directo):

$$IL_{ij}(\text{dB}) = -20 \log_{10} |S_{ij}| = -20 \log_{10} |S_{31}|, \text{ i acceso directo de j} \quad (5.2)$$

- Acoplamiento (Relación entre la señal en la puerta de entrada y la señal en la puerta acoplada):

$$C_{ij}(\text{dB}) = -20 \log_{10} |S_{ij}| = -20 \log_{10} |S_{41}|, \text{ i acceso acoplado de j} \quad (5.3)$$

- Aislamiento (Relación entre la potencia en la puerta de entrada y la potencia en la puerta aislada):

$$ISO_{ij}(\text{dB}) = -20 \log_{10} |S_{ij}| = -20 \log_{10} |S_{21}|, \text{ i acceso desacoplado de j} \quad (5.4)$$

En un acoplador ideal, el aislamiento debería ser infinito (tiende a $-\infty$ dB). En la práctica, es función de la tecnología en que se realice el acoplador y de las tolerancias mecánicas, lo que significa que también es función de la frecuencia.

- Directividad (Relación entre la potencia en la puerta acoplada y la potencia en la puerta aislada):

$$D_j(\text{dB}) = 20 \log_{10} \left(\frac{|S_{ij}|}{|S_{kj}|} \right) \quad \begin{array}{l} i = \text{acceso acoplado de } j \\ k = \text{acceso desacoplado de } j \end{array} \quad (5.5)$$

En un acoplador ideal, la directividad es infinita. Al igual que el aislamiento, en la práctica, la directividad alcanzable depende de la tecnología y de las tolerancias mecánicas, pero también depende de la desadaptación de las velocidades de fase del modo par e impar y del valor del acoplamiento de diseño. Cuanto mayor desadaptación de las velocidades, peor directividad. Cuanto mayor es el módulo del acoplamiento, peor es la directividad.

La directividad también se puede calcular a partir del aislamiento y el acoplamiento como:

$$D = ISO - C \quad (5.6)$$

Entre los diversos acopladores direccionales se diseñará un híbrido de 90°. A continuación se va a explicar en qué consisten.

5.1.1 Acopladores híbridos

Reciben el nombre de híbridos los acopladores de 3 dB de acoplamiento, es decir, realiza un reparto equitativo de la potencia entre su rama directa y acoplada.

Utilizando la notación del *apartado 4.3.4*, en un acoplador híbrido $\alpha = \beta = 1/\sqrt{2}$.

Existen dos tipos de acopladores híbridos:

- Simétrico, o híbrido de 90°.
- Antisimétrico, o híbrido de 180°.

$$[S]_{90^\circ} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \begin{pmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{pmatrix}, \quad [S]_{180^\circ} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (5.7)$$

En el caso del híbrido de 90°, entre los puertos *thru* (directo) y *coupled* siempre hay un desfase de 90°. En el híbrido de 180° los puertos *thru* y *coupled* pueden tener un desfase de 180° ó de 0°, dependiendo de por donde incida la potencia.

5.2 Diseño Eléctrico del Acoplador Direccional

Al utilizar una estructura de N secciones de líneas paralelas acopladas, podemos conseguir simultáneamente un fuerte acoplamiento y una alta directividad incluso cuando el coeficiente de acoplamiento de un acoplador individual sea bajo [20]. Los acopladores en tándem aprovechan esta ventaja y conectan acopladores de bajo acoplo para formar un acoplador fuertemente acoplado.

El tándem a diseñar en el proyecto constará de dos acopladores de menor acoplo para conseguir el acoplo deseado.

Para fabricar este tipo de acoplador, la mayoría de los esfuerzos de investigación se han hecho sobre las configuraciones que utilizan la estructura multicapa. Al final se optó por una estructura con “air-bridge” para formar el tándem coupler basado en líneas microstrip, formando una única estructura monolítica.

En comparación con las estructuras de tándem convencionales multicapa, con esta estructura se espera un rendimiento más fiable a frecuencias de onda milimétrica (30 ~ 300 GHz).

La **Tabla 5-1** muestra los datos de partida para el diseño de este acoplador direccional.

C(dB)	Z_c (Ω)	Frecuencia Central (GHz)
3	50	94

Tabla 5-1. Valores para el diseño del acoplador direccional

Donde C es el acoplo que se quiere tener en la puerta acoplada y Z_c es la impedancia característica de las líneas de entrada y de salida.

A partir de los datos anteriores se calculan las impedancias par e impar necesarias mediante las siguientes formulas:

$$c = \frac{Z_e - Z_0}{Z_e + Z_0} \quad (\text{Acoplo } C(\text{dB}) = -20 \log_{10} c) \quad (5.8)$$

$$c = 10^{(-3/20)} = 0.707945$$

$$Z_e = Z_c \cdot \sqrt{\frac{1+c}{1-c}} = 120.913643 \, \Omega \quad (5.9)$$

$$Z_o = Z_c \cdot \sqrt{\frac{1-c}{1+c}} = 20.675913 \, \Omega$$

5.2.1 Estudio de líneas acopladas con líneas de transmisión microstrip

Como punto de partida se empezó con el diseño de una única sección de líneas de transmisión acopladas. El primer paso es ejecutar el programa *LineCalc* de *ADS*, con el que podemos obtener las dimensiones físicas de las líneas microstrip sin necesidad de realizar tediosos cálculos. Lo primero es elegir el componente *MCLIN*. Los datos que debemos indicar son los siguientes:

- La constante dieléctrica relativa (E_r) debe ser de 12.3 (Se trabaja en la capa IN de la estructura de la línea, así se aproxima los efectos de los dieléctricos S_iN y S_iO_2).
- Frecuencia de diseño (Freq) es de 94 GHz.
- La impedancia característica (Z_0) es de 50 Ω .
- El acoplo (C_DB) es de -3dB.
- La longitud eléctrica (E_Eff) es de 90°.

Tras pulsar el botón de “*Synthesize*” obtenemos los valores de la anchura, separación y longitud de las líneas acopladas como se observa en la **Fig. 5-2**.

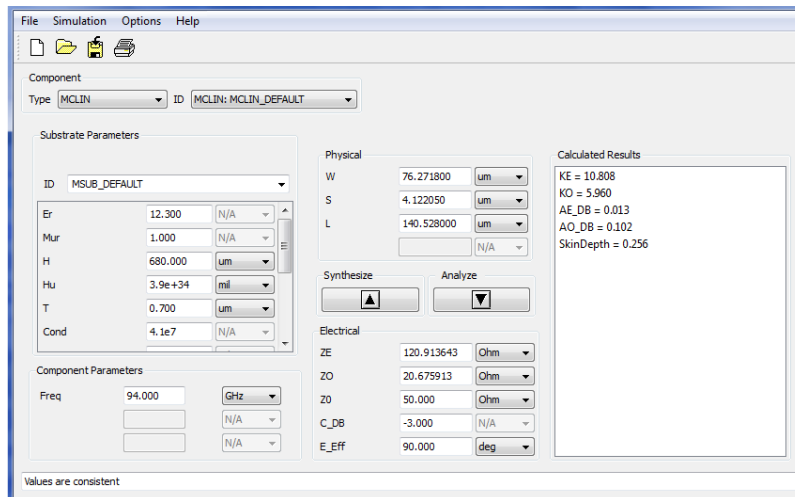


Fig. 5-2. Dimensiones físicas generadas por el programa LineCalc de ADS para el caso de líneas acopladas microstrip (MCLIN)

Con el propósito de evaluar los principales parámetros que definen las dimensiones físicas de las líneas, se fijó uno de ellos (la anchura), apoyado en los datos obtenidos en el artículo “V-Band CPW 3-dB Tandem Coupler Using Air-Bridge Structure” [20] y en la *LineCalc* y se hizo un barrido con el resto.

Para ello se hizo uso de dos cajas de la herramienta de análisis de barrido “Parameter Sweep” encadenadas y se introdujeron los valores mínimo, máximo y el paso que tomarían cada una de las variables, como se muestra en la **Fig. 5-3**, a fin de observar en las gráficas de pérdidas de retorno, acoplo, aislamiento y desfase los resultados correlativos para diferentes valores de Gap y longitud de la línea.

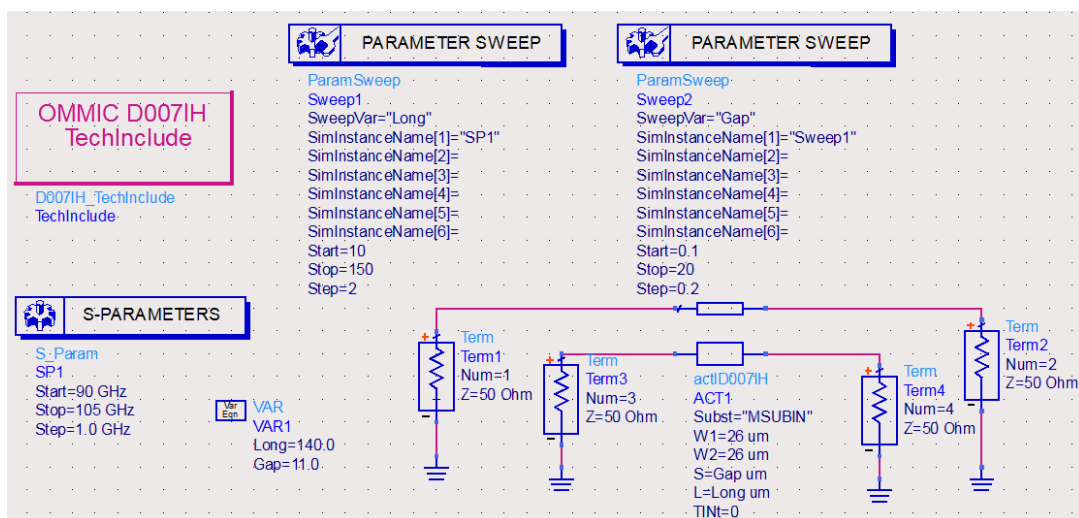


Fig. 5-3. Montaje de una sección de líneas de transmisión acopladas

En función de los resultados (Fig. 5-4, Fig. 5-5), y como era de esperar, se observa que habrá que tener un compromiso entre los valores obtenidos, ya que éstos fluctúan en las diferentes gráficas para cumplir con el objetivo. Así, para obtener buenos resultados en las pérdidas de retorno (S_{ii}), aislamiento (S_{41}) y directividad, la longitud de la línea se sitúa en valores próximos al intervalo inferior dado en el “Parameter Sweep”, mientras que para obtener el acoplo (S_{21} , S_{31}) y desfase deseado (3dB y 90°), los valores se aproximan al extremo superior. El Gap se mantiene más constante y salvo para el acoplo, cuyas medidas para ambas ramas salían muy pequeñas y físicamente imposibles de construir en el resto de gráficas el valor es muy similar. Adaptando dicho valor al acoplo se vio que empeoraba bastante, lo que resultó un punto crítico en el diseño del acoplador.

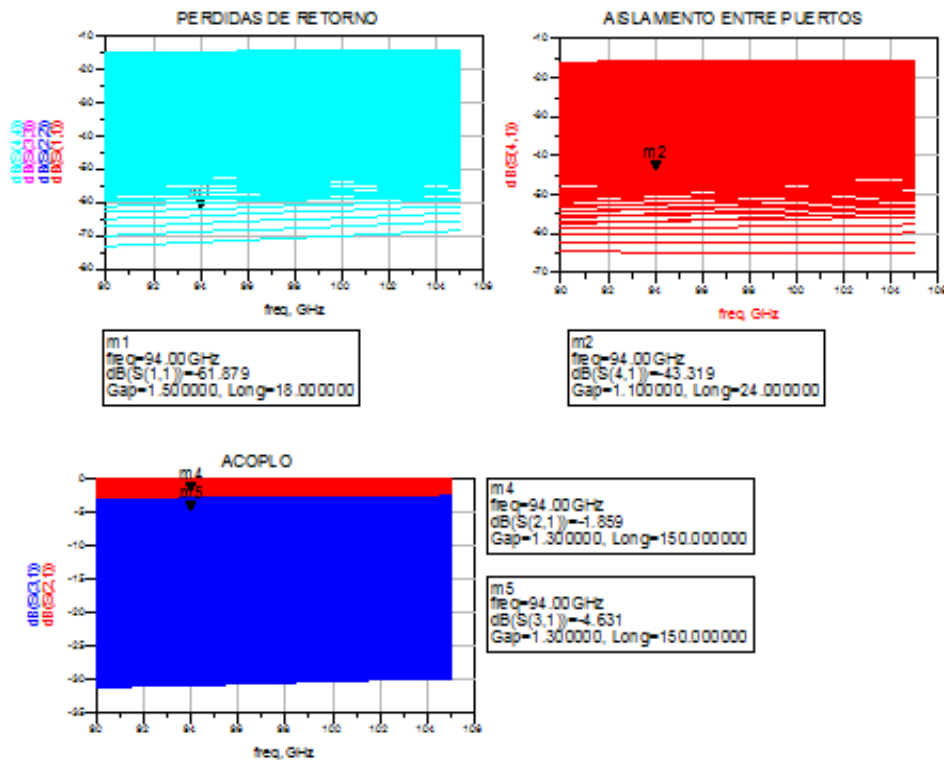


Fig. 5-4. Resultados de las pérdidas de retorno, aislamiento y acoplo de las líneas acopladas a diferentes valores de Gap y longitud de línea.

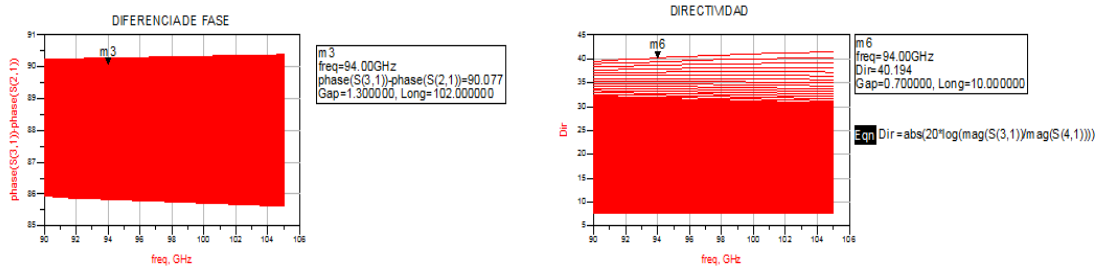


Fig. 5-5. Resultados del desfase y de la directividad de las líneas acopladas a diferentes valores de Gap y longitud de línea.

5.2.2 Diseño del Single Coupler

Una vez que se ha analizado mediante barrido qué valores de las líneas acopladas se adaptan mejor a los resultados deseados, el siguiente paso fue realizar el esquemático del acoplador individual.

En la Fig. 5-6 se observa el acoplador, formado por dos secciones de líneas acopladas microstrip conectadas a través de un “air bridge”. Se utilizan transiciones entre las capas BE-IN para unir los terminales del air bridge en la capa BE con el resto del circuito que se realiza en la IN, capa más externa en el sustrato, como se explicó en el *Capítulo III: “Tecnologías”, apartado 3.4.3.*

Partiendo de los valores anteriores, se buscó optimizar las variables para mejorar los resultados obtenidos. Para ello se utilizó otra herramienta que proporciona ADS, “Optim” (Capítulo IV: “Conceptos previos al diseño”, apartado 4.5.1), que junto con los “Goals”, en los que se especifica los objetivos a cumplir en el rango de frecuencias indicado (SP1), y que permite optimizar las variables presentes en el esquemático.

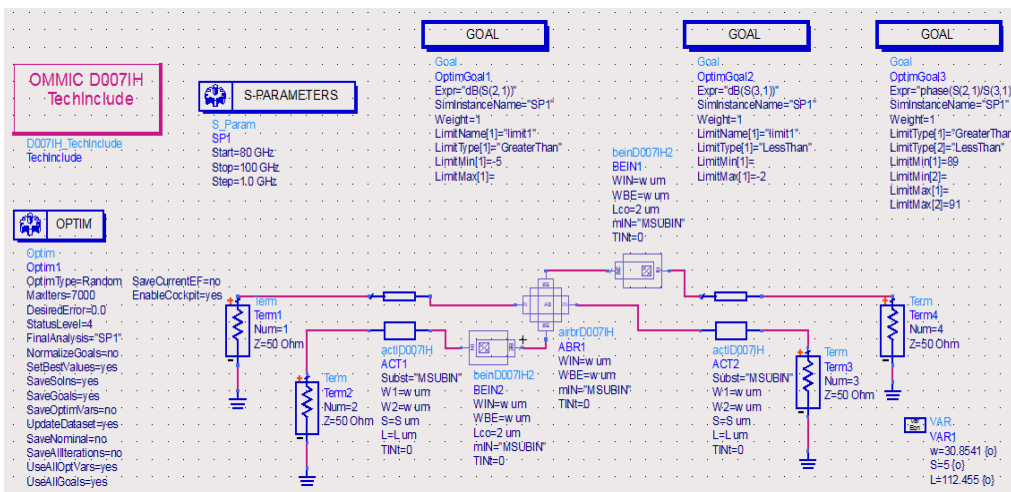


Fig. 5-6. Esquemático del “Single Coupler”

En esta parte del proyecto mi intención es aproximar lo máximo posible el acoplo y el desfase a los valores requeridos y de esta manera sea más fácil alcanzar los objetivos al diseñar el Tándem Coupler. Por ello utilizo tres “Goals” para las especificaciones, acotando las variables entre unos límites y el “Optim”, a partir de diversos algoritmos, busca los valores idóneos para cumplir con lo que se ha especificado y en caso contrario me muestra el error que se comete en cada uno de los objetivos función.

Tras varias pruebas y simulaciones en las que hice pequeñas variaciones de los valores obtenidos, los resultados correspondientes al análisis de parámetros S son los siguientes:

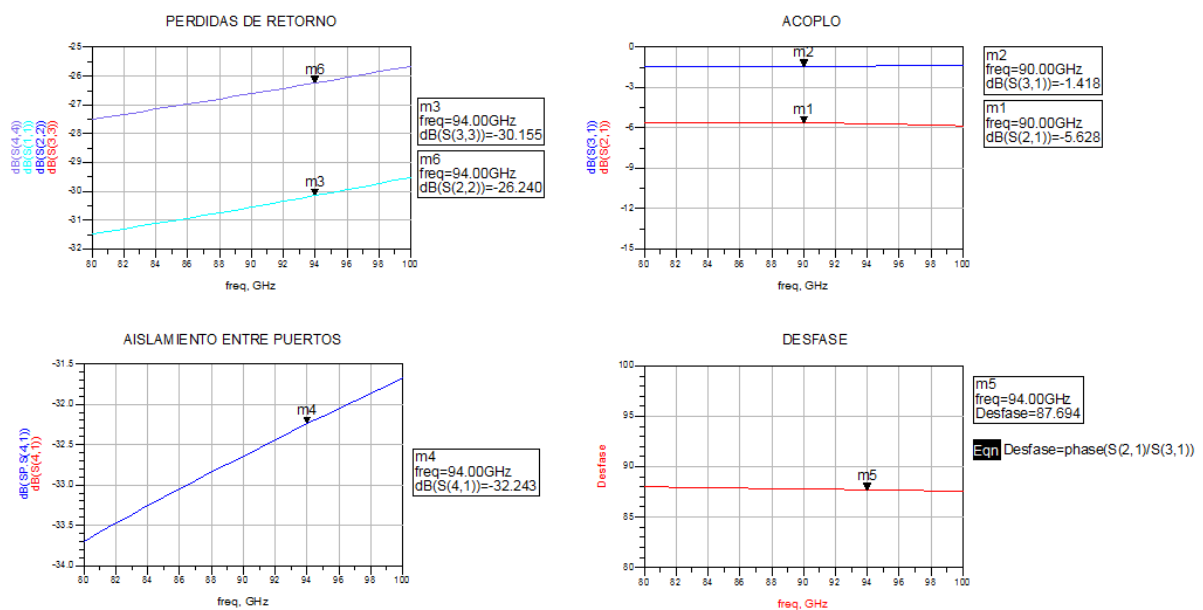


Fig. 5-7. Pérdidas de retorno, acoplo, aislamiento y desfase del “Single Coupler”

En estas gráficas (**Fig. 5-7**) se puede observar muy buenos resultados en las pérdidas de retorno y aislamiento, estando por debajo de -25 dB en todo el rango de frecuencias, además el desfase se aproxima al objetivo de 90°, sin embargo, sí se puede percibir una diferencia considerable en cuanto al acoplo deseado en ambas ramas (S_{21} y S_{31}). Pero es normal, ya que el diseño está orientado a conseguir los 3 dB de acoplo en el Tándem Coupler completo.

El siguiente paso es abordar el diseño del Tándem, y como se explicaba al principio del capítulo, el concepto es conectar acopladores de menor acoplo como el del esquemático anterior para conseguir un acoplador conjunto fuertemente acoplado y que cumpla con las especificaciones.

5.2.3 Diseño del Tándem Coupler

El último paso es el estudio del acoplador conjunto, conectando dos acopladores como el de la **Fig. 5-6** a través de dos líneas microstrip. El Tándem Coupler resultante se muestra en la **Fig. 5-8** y, como en el caso del Single Coupler, hubo un proceso de optimización de variables en base a los objetivos función para aproximar los resultados lo máximo posible a los parámetros deseados.

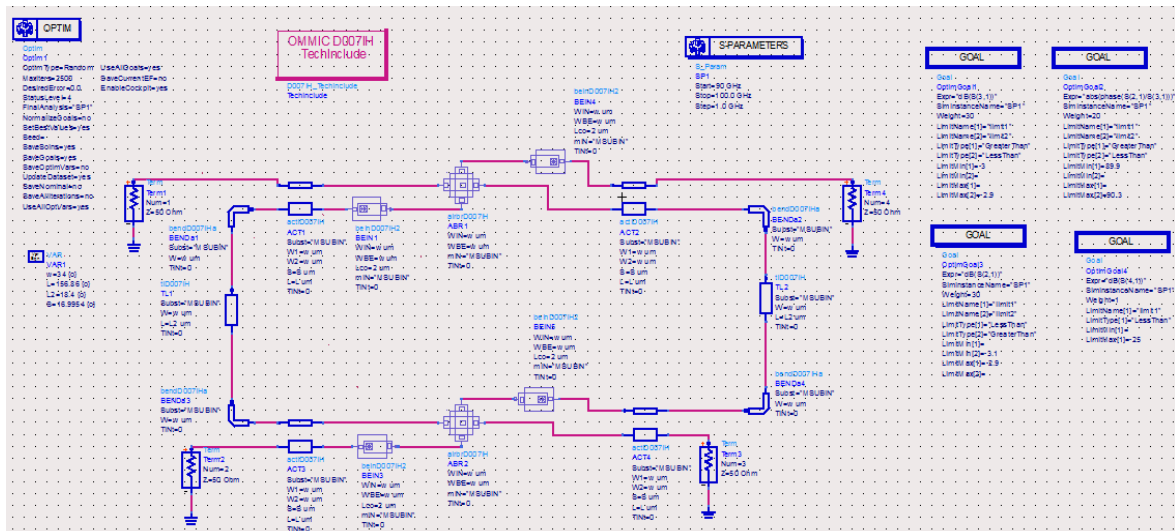


Fig. 5-8. Esquemático del “Tándem Coupler”

En el esquemático se reconoce ambos acopladores conectados para formar el Tándem Coupler, también se percibe la incorporación de unos codos que unen ambas ramas. Se vio necesario dichos codos en la realización del “layout”, indispensable para un posterior estudio electromagnético, al observar que se necesitaban para conseguir un ángulo de 90° y poder conectar las líneas microstrip de forma correcta. En la paleta de elementos del proceso D007IH se tenía la posibilidad de elegir entre dos tipos de codos, uno de forma triangular y otro rectangular. Se optó por el de forma triangular porque el comportamiento en frecuencias de microondas es más parecido al de dos tramos rectos (**Fig. 5-9**).

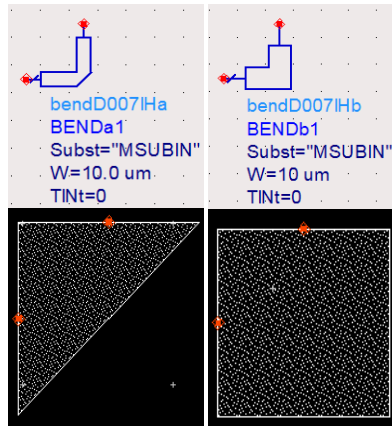


Fig. 5-9. Codo Triangular y Rectangular

A continuación se muestran los resultados obtenidos del análisis de parámetros S correspondiente al estudio eléctrico del Tándem Coupler:

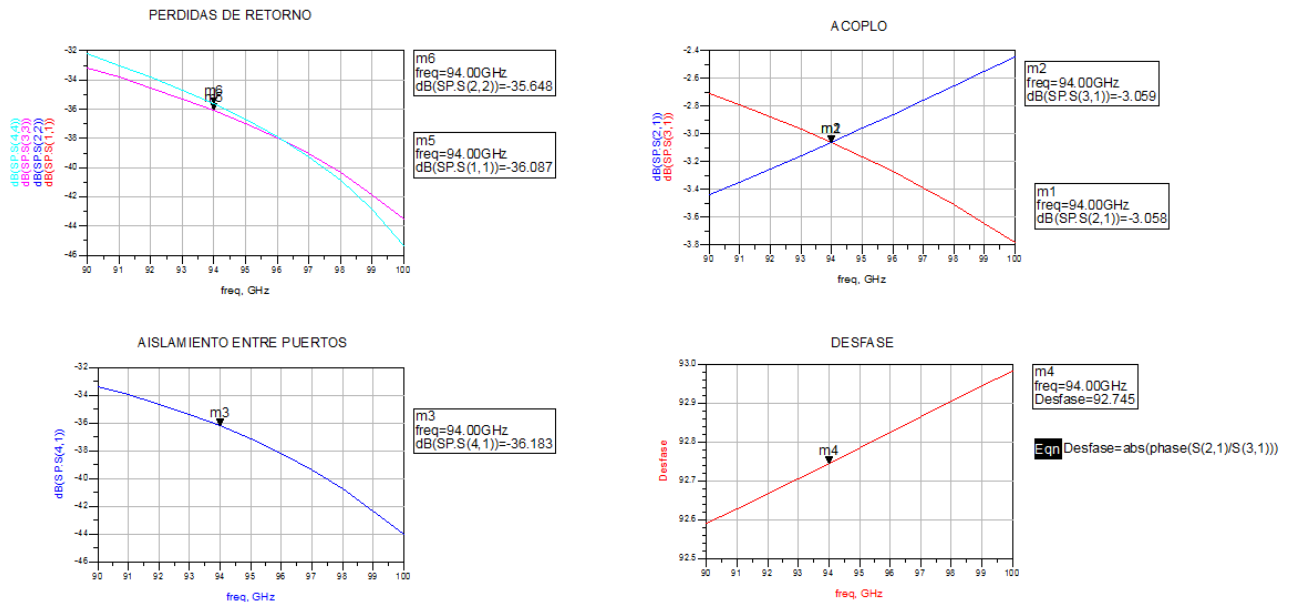


Fig. 5-10. Pérdidas de retorno, acoplo, aislamiento y desfase del “Tándem Coupler”

Comparando las gráficas de la **Fig. 5-10** con las del Single Coupler se advierte a primera vista una mejora drástica del acoplo para conseguir el objetivo de 3 dB en cada rama a la frecuencia deseada. Las pérdidas de retorno y aislamiento tienen valores similares, incluso se mejoran ligeramente en todo el rango de frecuencias estando cercanas a los -40 dB.

En cuanto al desfase, se observa un pequeño desvío con respecto a los 90° que tendría que tener el híbrido. La explicación se encuentra en que para llegar a estos resultados ha habido un proceso de optimización, como se dijo anteriormente, y luego se fue modificando ligeramente los valores de las variables de forma manual.

Al realizar las simulaciones se podía percibir cómo al intentar mejorar el desfase empeoraba tanto el acoplo como el aislamiento, con lo cual opté por dar prioridad a tener un buen acoplo a costa de empeorar ligeramente el desfase.

Habiendo cumplido con las especificaciones en el diseño eléctrico, el siguiente paso será realizar el *layout* para poder implementarlo en un futuro. El *ADS* permite generar directamente el *layout* a partir del esquemático, pero la distribución que hace de los elementos no es la correcta así que habrá que tener un especial cuidado en el proceso. Después se analizará el diseño en el plano electromagnético a través de la herramienta *Momentum*, viendo las prestaciones finales que nos proporciona el acoplador.

5.3 Diseño Electromagnético del Acoplador Direccional

Una vez que se ha completado el diseño del Tándem con los modelos eléctricos y se cumplen las especificaciones marcadas en un principio, es necesario realizar una simulación electromagnética con el objetivo de aumentar el nivel de confianza en el diseño.

La simulación electromagnética se realiza sobre todo para las estructuras pasivas que puedan resultar críticas en la banda de trabajo o bien para ponderar las posibles discrepancias con sus correspondientes modelos circuitales cuando se llevan a cabo las simulaciones en alta frecuencia. Además se supone más exacta ya que tiene en cuenta las perturbaciones introducidas por circunstancias propias del diseño físico, efectos parásitos de las líneas de transmisión y efectos capacitivos.

Para realizar este tipo de simulaciones vamos a utilizar la herramienta “Momentum” integrada en el software de diseño “ADS”. “Momentum” es un programa análisis de onda completa o full-wave, es decir, un simulador electromagnético planar “cuasi-3-D” para el análisis de circuitos pasivos y que genera un fichero con los parámetros de Scattering que definen perfectamente la red en el rango de frecuencias simulado.

De forma resumida, el procedimiento que se realiza con el *Momentum* consiste en primer lugar en dividir la geometría de diseño en fragmentos más pequeños, es decir, realizar el mallado (*Momentum* → *Mesh*). En cada zona del mallado la densidad de corriente eléctrica, J , se aproxima por funciones ‘base’; cada función base describe un comportamiento espacial de la corriente, pero es ponderada por un coeficiente desconocido. El problema de la simulación se resuelve forzando que las condiciones de contorno (electromagnéticas)

requeridas del problema sean satisfechas. Este proceso permite generar un sistema de ecuaciones lineales, el cual se soluciona simultáneamente usando técnicas matriciales para determinar los coeficientes desconocidos de las funciones base de corriente. Esta técnica se conoce como *Método de los Momentos*. Cuando el sistema ya se ha resuelto y los coeficientes de las funciones bases ya se han determinado, la distribución de J es conocida, y los parámetros de dispersión (scattering) se pueden calcular. Cuanto mayor sea la división de la geometría en trozos más pequeños (creando un mallado fino) más precisa será la solución para la corriente.

5.3.1 Diseño del Single Coupler

Lo primero que se simulará con “Momentum” es el acoplador individual con el fin de observar las diferencias que habrá con respecto al estudio eléctrico, debidas principalmente a la contribución de efectos parásitos en frecuencias altas.

Es imprescindible tener perfectamente definido el esquemático y que el “layout” del mismo no viole ninguna norma de diseño físico (DRC). Para que esto ocurra, hay que tener en cuenta las peculiaridades que hemos mencionado con anterioridad, típicas de la librería que se utiliza, ya que sin ellas no se podría llevar a cabo la simulación.

Teniendo en cuenta lo expuesto previamente, al realizar el “layout” se constató que el diseño incumplía ciertas normas. Dichas infracciones se debían principalmente a que las variables, al haber sido optimizadas, no respetaban el requisito de que debían tener valores múltiplos de $0.5 \mu\text{m}$. Pero además había una restricción más importante, la anchura del “*air bridge*”, tanto en la capa IN como en la capa BE, debía ser de $20 \mu\text{m}$ como máximo, un dato muy significativo que influirá en los resultados posteriores como se verá a continuación.

Una vez que se hicieron las modificaciones pertinentes para respetar las normas del diseño físico se obtuvo el “layout”. Se pudo observar que el air bridge no estaba bien conectado con las líneas acopladas y fue necesario estudiar diferentes alternativas para solucionarlo: diferentes codos concatenados, tapers.... Al final se decidió realizar la conexión de los elementos a través de un polígono, herramienta que se encuentra en la interfaz del circuito físico, en ambas capas. Dicho polígono se tenía que realizar a mano uniendo cada segmento del mismo, esto dificultó mucho su construcción y correcta conexión con el resto del circuito.

Al final, el circuito resultante es el que se muestra en la **Fig. 5-11**.

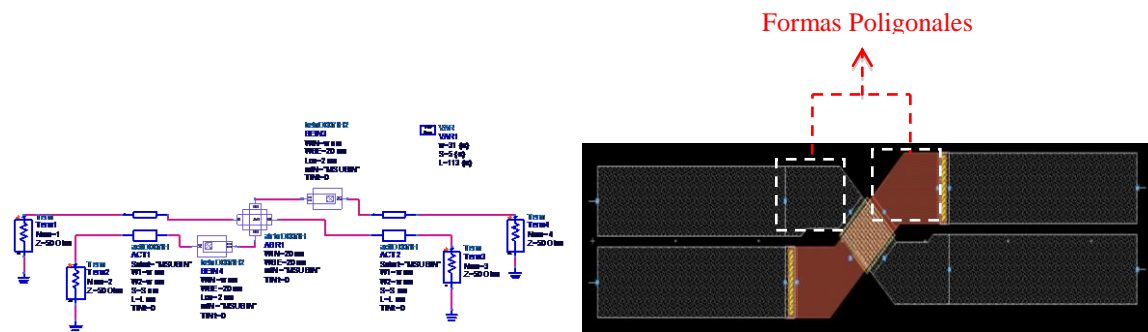


Fig. 5-11. Esquemático (izquierda) y dibujo físico (derecha) del “Single Coupler”

Se puede apreciar, observando ambas imágenes, que en el esquemático no aparece la correspondencia de las formas poligonales al haberlas construido de forma manual en el “layout”. Esta circunstancia, junto con la necesidad de modificar las medidas del “air bridge” hará que haya desviaciones en cuanto a los resultados cosechados en ambos diseños.

En las figuras **Fig. 5-12** y **Fig. 5-13** se comparan los resultados de la simulación electromagnética, con *Momentum*, y la simulación en esquemático para visualizar las diferencias.

RESULTADOS DE MOMENTUM (CIRCULOS) Y ESQUEMATICO (TRAZO LISO)

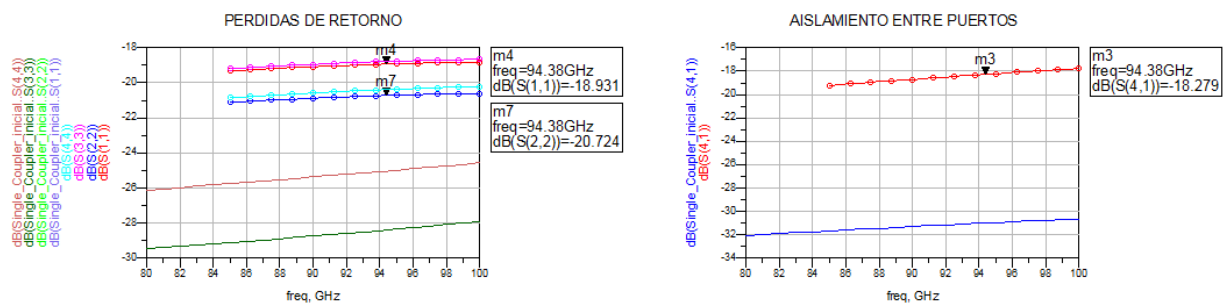


Fig. 5-12. Pérdidas de retorno y aislamiento en ambos diseños

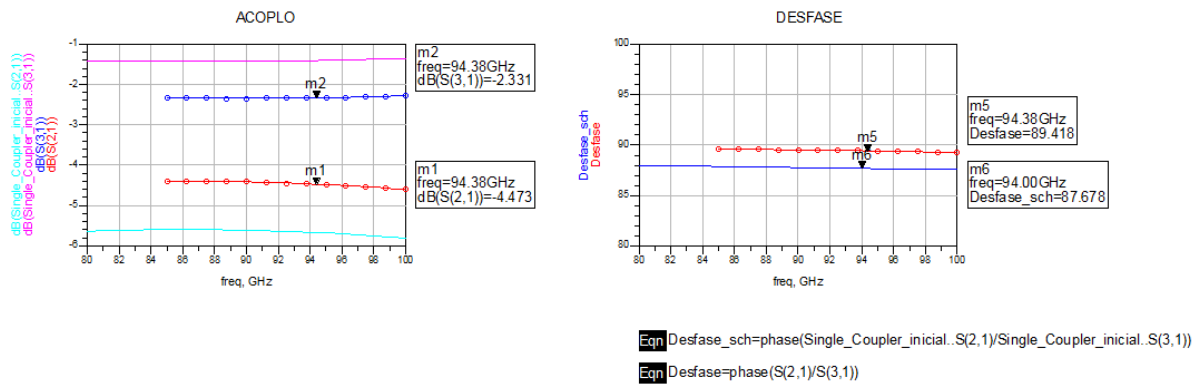


Fig. 5-13. Acoplo y desfase en ambos diseños

Se observa en las gráficas, que las figuras poligonales introducidas en el “layout” junto con algunos cambios en los valores de las variables, ha hecho posible que haya una mejora en el acoplo, teniendo valores más próximos a los 3 dB, tanto en el $S_{2,1}$ como en el $S_{3,1}$. También se ha podido mejorar ligeramente el desfase, cercano a los 90° . Sin embargo, estos resultados positivos se consiguen a costa de un empeoramiento notable en las pérdidas de retorno y aislamiento ($S_{4,1}$), aún cuando siguen teniendo valores muy negativos, en torno a los -20 dB en ambos parámetros. No debe extrañarnos que estos resultados no coincidan, ya que las diferencias son debidas a la contribución de efectos parásitos en las líneas de transmisión que en frecuencias altas son bastante importantes.

A continuación se abordará el estudio electromagnético del “Tandem Coupler” completo. Se ha realizado varios diseños del mismo con el fin de buscar que el acoplador proporcione las mejores prestaciones posibles, veremos los resultados obtenidos en cada uno de ellos para una posterior elección del que mejor se ajuste a los requerimientos iniciales.

5.3.2 Diseño del Tandem Coupler

Se va a exponer diferentes diseños del acoplador y como en el caso del “Single Coupler”, antes de realizar la simulación con “Momentum”, habrá que realizar el *layout* y que éste no viole ninguna norma de diseño físico, como vimos anteriormente.

El diseño físico de cada acoplador tendrá la misma arquitectura que la mostrada en el esquemático, cambiando las medidas de las variables y las conexiones del “airbridge” con las líneas acopladas.

5.3.2.1 Primer diseño

En el primer diseño, se realizó el “layout” a partir del esquemático del Tandem que se presentó en el apartado anterior. Se intentó utilizar la herramienta que proporciona el ADS del “auto-layout”, pero el programa al generar el circuito físico, no presentaba los elementos de forma ordenada y correcta, así que se tuvo que construir de forma manual.

Como en el caso del “Single Coupler”, se realizó diversas modificaciones en los valores de las variables para cumplir con las normas del diseño físico y obtener el “layout”, **Fig. 5-14**.

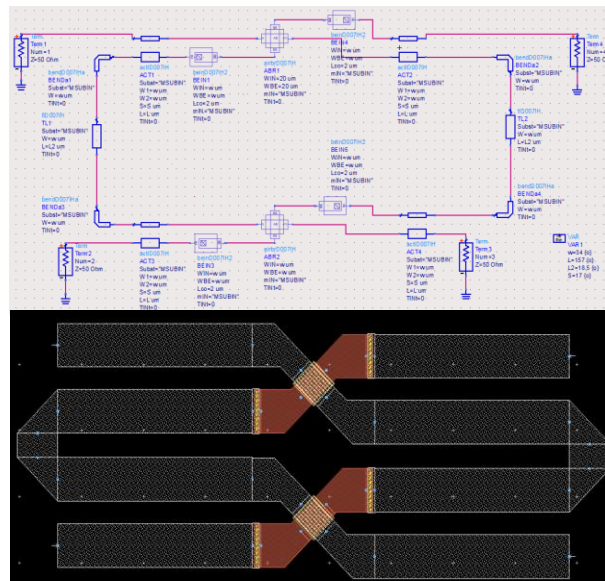


Fig. 5-14. Esquemático (arriba) y dibujo físico (abajo) del “Tandem Coupler”

En las figuras **Fig. 5-15** y **Fig. 5-16** se comparan los resultados de la simulación electromagnética y la simulación en esquemático.

RESULTADOS DE MOMENTO (CIRCULOS) Y ESQUEMATICO (TRAZO LISO)

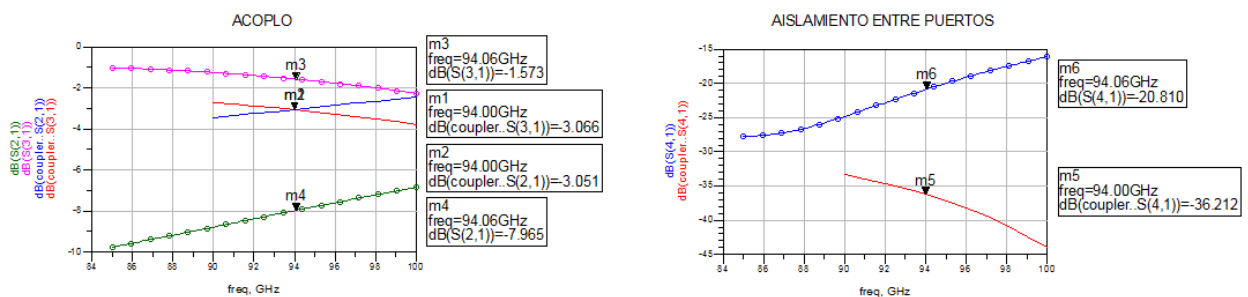


Fig. 5-15. Acoplo y aislamiento del primer diseño

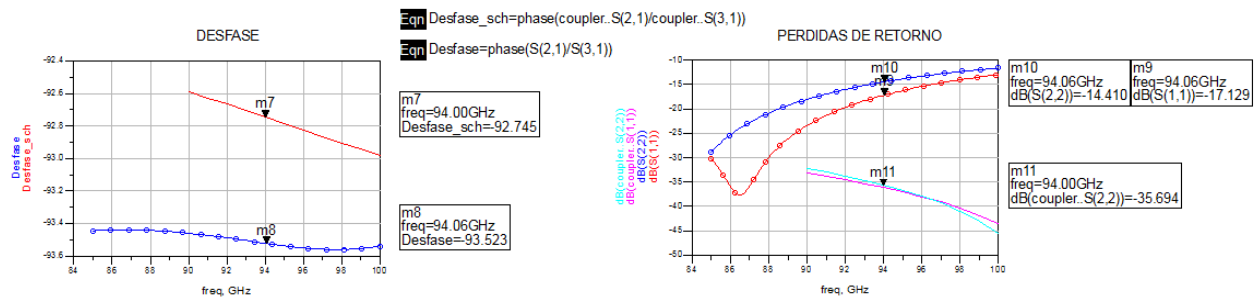


Fig. 5-16. Desfase y pérdidas de retorno del primer diseño

Se puede apreciar que con las magnitudes obtenidas en el esquemático, los datos son muy dispares, seguramente por el efecto negativo que ha provocado la introducción de los polígonos en el “layout”. Mientras que en el esquemático se habían conseguido unos resultados bastante buenos en todos los parámetros, la simulación electromagnética evidencia un empeoramiento que hace que se tenga que desechar el diseño con los valores actuales. Las gráficas de las pérdidas de retorno y aislamiento muestran unos valores que podrían ser aceptables ya que aún se mantienen bastante negativos, sin embargo, el desfase ya es lo suficientemente desviado del ideal como para buscar una mejora.

Lo que más preocupa es el acoplo en ambas ramas, muy distante de los 3 dB que queremos y la principal causa de buscar alternativas a este diseño inicial, modificando las variables directamente en el diseño físico para tener en cuenta los efectos que los polígonos producen en el circuito.

Como primer paso, lo que se hizo fue modificar las líneas de transmisión que conectaban los acopladores individuales, el propósito es intentar mejorar las prestaciones sin tener que alterar el diseño del “Single Coupler”. Tras varias simulaciones cambiando las magnitudes de las líneas se pudo obtener los mejores resultados posibles. El acoplador queda como se muestra en la figura **Fig. 5-17**.

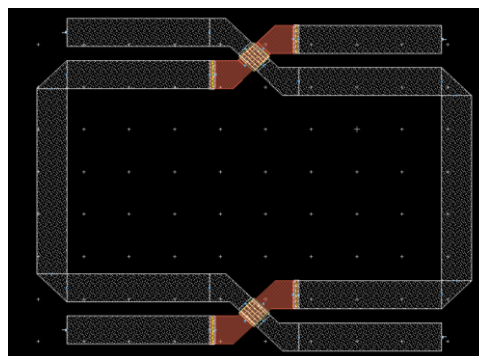


Fig. 5-17. Layout del “Tandem Coupler” modificado

En la figura **Fig. 5-18** se expone las gráficas que se obtienen tras la modificación de las líneas de transmisión.

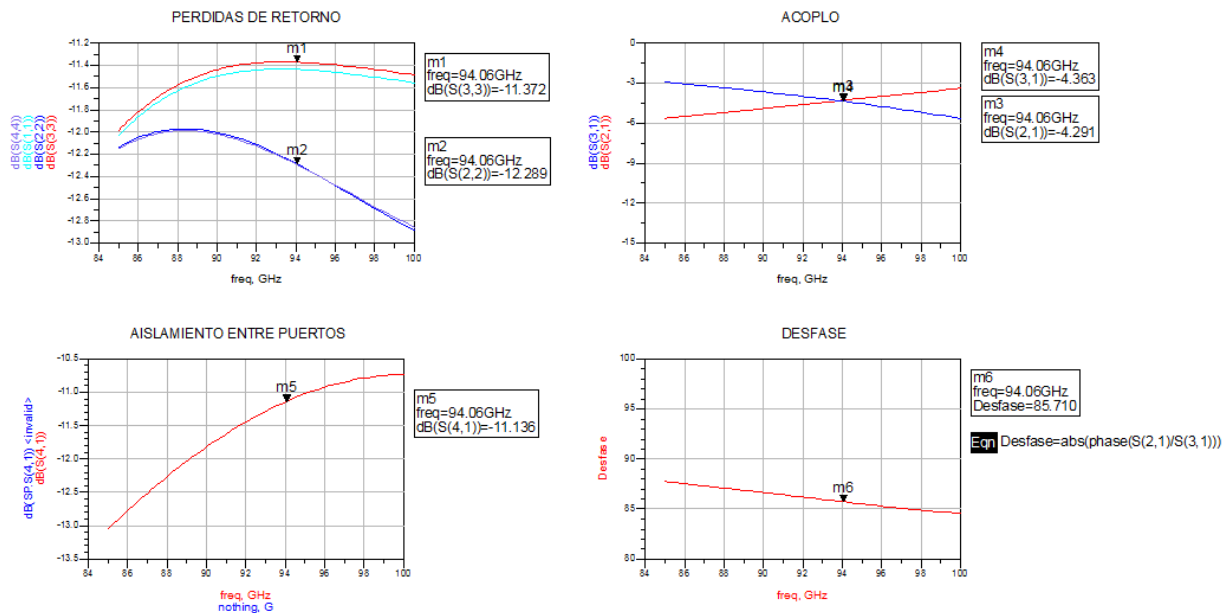


Fig. 5-18. Resultados del “Tandem Coupler” modificado

En un intento de mejorar el acoplo vemos que el resto de parámetros aún han empeorado más, las pérdidas de retorno y aislamiento se quedan cerca de los -10 dB, valor que ya no es aceptable ya que no se puede considerar que el puerto 4 esté aislado con respecto el 1, puerto, donde se introduce la señal de entrada. Además aumenta la diferencia entre el desfase que se quiere conseguir (90°) y el obtenido en el “layout”.

Por otro lado los datos que se han conseguido del acoplo, tanto para el S_{21} como para el S_{31} , siguen sin ser los deseados. Es verdad que mejora bastante el S_{21} con respecto al modelo anterior, pero ambas ramas se quedan en torno a los 4.3 dB, que en la práctica significa que la potencia no se dividirá al 50% por cada rama.

En vista a los resultados tan pobres que se consiguen, se decide realizar otros diseños en los cuales ya se modificará el diseño del “Single Coupler”.

5.3.2.2 Segundo diseño

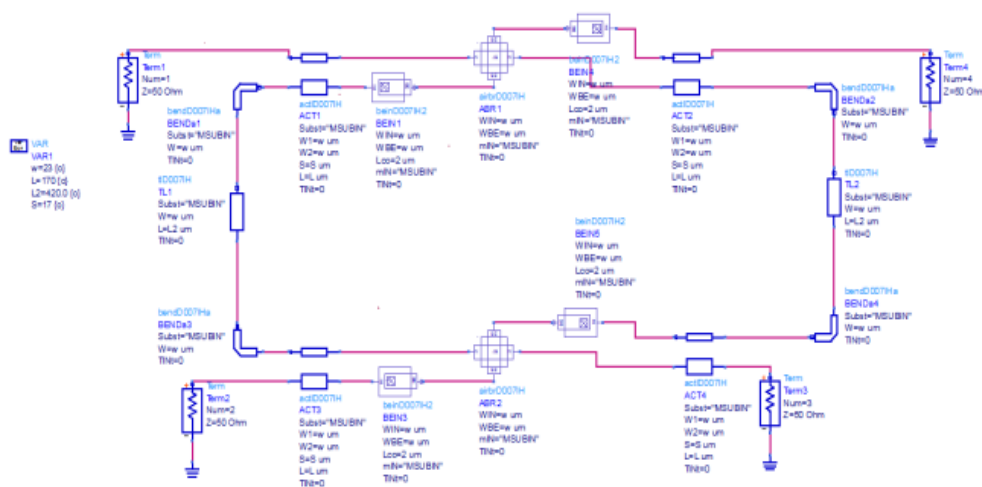
El punto de partida fue el primer diseño, en este caso se trabajó directamente en el “layout” puesto que se había comprobado que la optimización en el esquemático no era útil, había elementos que no aparecían y eso hacía que la simulación no fuera fiable. Con lo cual

se fueron modificando las variables en el diseño físico y simulando cada vez, para ver que incidencia tenía en los resultados.

Algunas conclusiones a las que llegué son:

- Si se aumentaba la longitud de las líneas microstrip acopladas, el acoplo para el S_{21} mejoraba, sin embargo el S_{31} empeoraba ligeramente. También se obtenían peores valores del desfase y aislamiento.
 - A mayor anchura de las líneas la gráfica del S_{21} subía, acercándose a los 3 dB pero la del S_{31} bajaba, y eso hacía que se distanciase más del valor deseado. Por otro lado el desfase sube aproximándose a los 90° , sin embargo hay un punto donde si seguía aumentando la anchura sobrepasaba esa cantidad y volvía a empeorar. Además también empeora el aislamiento y pérdidas de retorno.
 - Aumentando el Gap se mejoraban las pérdidas de retorno y el aislamiento, pero empeoraban el acoplo en ambas ramas y el desfase, provocando cambios bruscos en este último.
 - Por último, aumentando las líneas de transmisión que conectan a ambas ramas del Tandem, se mejora el aislamiento y pérdidas de retorno ligeramente. En cuanto al acoplo, se necesita un aumento considerable de la longitud de las líneas para ver cambios, empeorando el S_{31} a costa de una mejora en el S_{21} .
- Además el aumento de esta magnitud para que los otros parámetros sean optimizados, hace que el desfase aumente considerablemente por encima de los 90° .

A partir de estas consideraciones, y tras varias pruebas, se obtuvo el siguiente diseño:



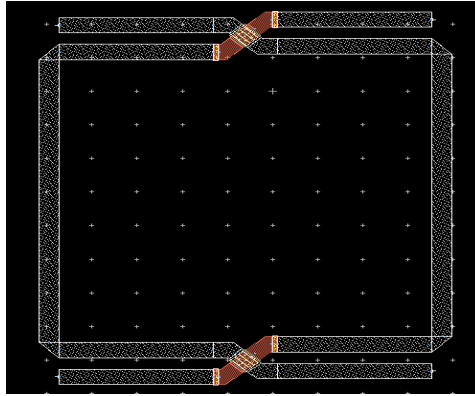


Fig. 5-19. Esquemático (arriba) y dibujo físico (abajo) del acoplador

Teniendo en cuenta lo explicado anteriormente, se tuvo que llegar a un compromiso entre las diferentes variables para intentar mejorar todos los parámetros en su conjunto. Como se puede ver en la figura **Fig. 5-19**, las principales diferencias con respecto al anterior diseño, es que la anchura de las líneas acopladas es menor mientras que se ha aumentado bastante la longitud de las líneas de transmisión.

Los resultados conseguidos se muestran en las figuras **Fig. 5-20** y **Fig. 5-21**.

RESULTADOS DE MOMENTUM (CIRCULOS) Y ESQUEMATICO (TRAZO LISO)

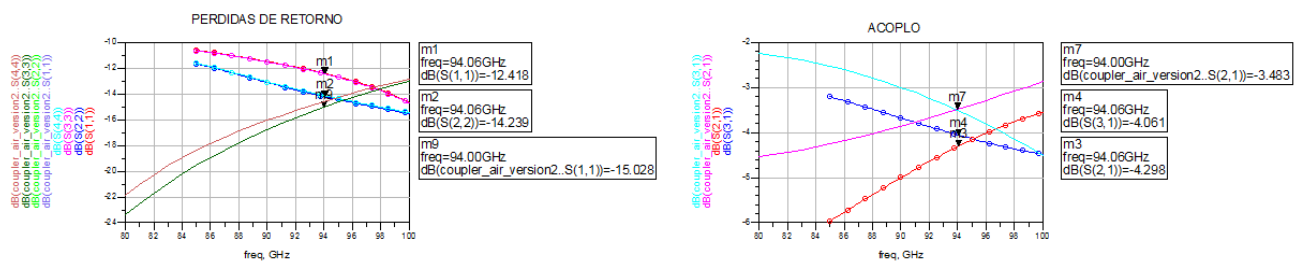


Fig. 5-20. Pérdidas de retorno y acoplo del segundo diseño

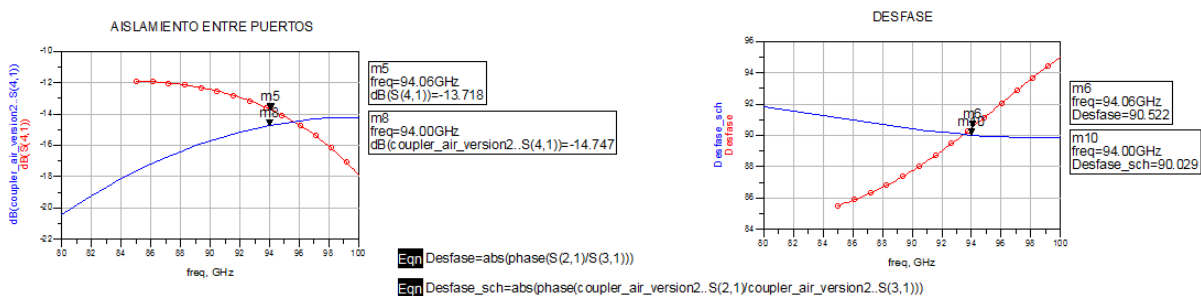


Fig. 5-21. Aislamiento y desfase del segundo diseño

A diferencia del diseño inicial, se observa una convergencia entre los datos del esquemático y el diseño físico; tanto las pérdidas de retorno como el aislamiento, aunque no son tan buenos como en dicho diseño, mejoran la primera solución propuesta, y el desfase, con 90.5° , es el mejor resultado conseguido hasta ahora.

El principal problema sigue siendo el acoplo, aunque también se ha mejorado con respecto a lo anterior, sigue estando en torno a los 4 dB. Esto hace que se siga en busca de una solución que permita mejorar el acoplo sin deteriorar el resto de parámetros.

5.3.2.3 Tercer diseño

Viendo los resultados anteriores, se llegó a la conclusión de que el deterioro del acoplo se podría deber a las formas poligonales. En este nuevo diseño y a semejanza de otros acopladores Tandem que aparecían en la literatura, se reducirá la anchura del “air-bridge” en la capa BE.

Partiendo del diseño anterior con el cual se había conseguido los mejores resultados, se procede a realizar los cambios. El cambio del “air-bridge” empeora en cierta medida los resultados anteriores y eso hace que se tengan que modificar nuevamente las variables de forma manual con el objetivo de mejorar las prestaciones del acoplador.

Finalmente y tras otro proceso de optimización, el diseño resultante se muestra en la figura **Fig. 5-22**.

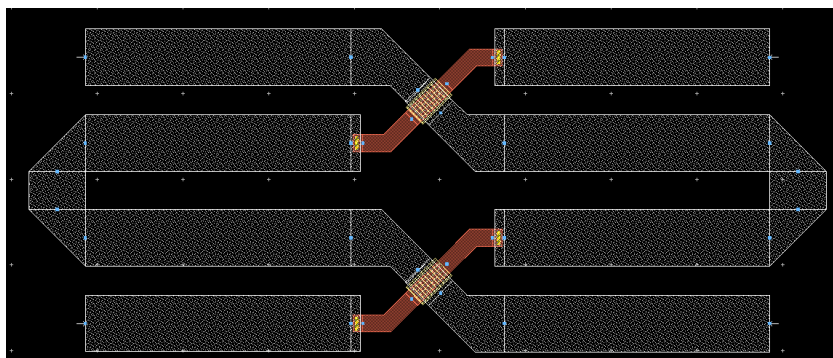


Fig. 5-22. Dibujo físico del acoplador

Curiosamente, al optimizar hemos conseguido un diseño muy similar al inicial salvo por el cambio mencionado en el “air-bridge”. El motivo es que al aumentar de nuevo la anchura de las líneas acopladas, el propio diseño pedía que se acortase la longitud de las líneas de transmisión para poder mejorar su rendimiento. Además hay que tener en cuenta, como en el

resto de diseños, que hay que analizar qué valores se da a las variables para no mejorar un parámetro a costa de deteriorar en demasía el resto.

A continuación se enseña los resultados conseguidos con este diseño. Aunque arriba no se ha puesto el esquemático equivalente puesto que la arquitectura no cambia con respecto a los anteriores, sí que se generó a partir de los que se tenían modificando las variables a los nuevos valores. De este modo, se puede realizar la comparación entre el estudio eléctrico y el electromagnético.

RESULTADOS DE MOMENTUM (CIRCULOS) Y ESQUEMATICO (TRAZO LISO)

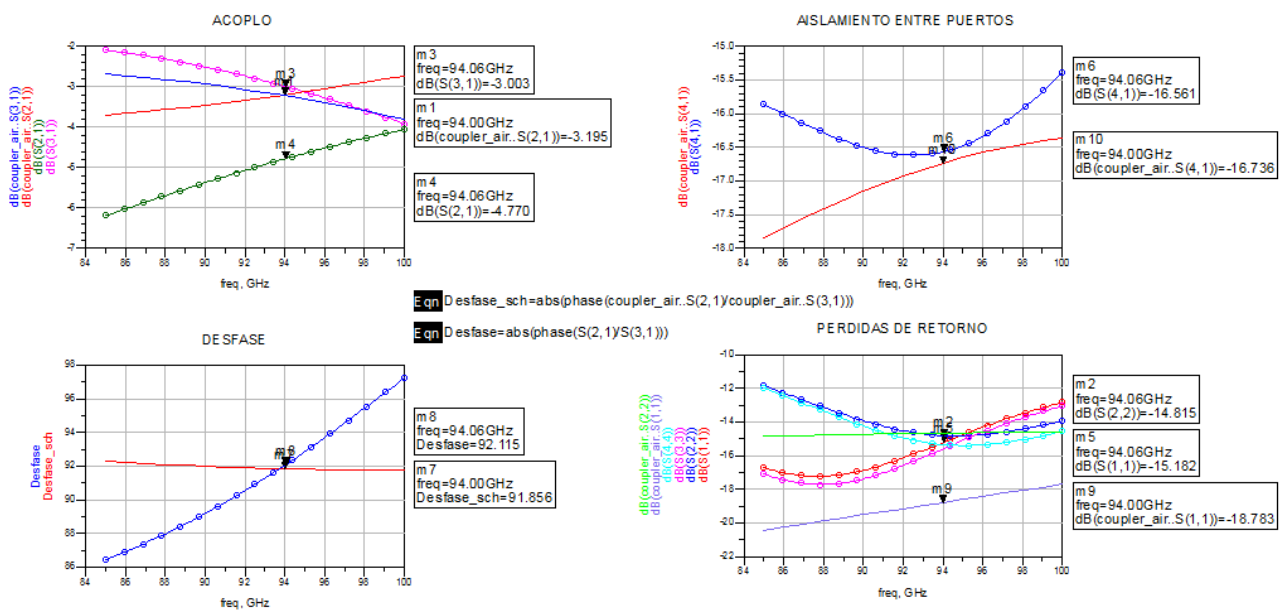


Fig. 5-23. Resultados del tercer diseño

En la figura Fig. 5-23, observamos que las diferencias entre ambos estudios vuelven a ser notables en algunos casos. Con respecto al diseño anterior, que de momento es el que mejores resultados se habían obtenido, podemos decir que hay una cierta mejoría, tanto en el aislamiento, que está por debajo de los -15 dB, como en las pérdidas de retorno. Sin embargo, mientras que en el otro diseño se había conseguido prácticamente 90°, en este caso, el desfase empeora hasta 92°, no consiguiendo el valor deseado ni en la simulación en esquemático.

En el caso particular del acoplo, parámetro que más problemas está causando a la hora de realizar el diseño óptimo, vemos que hay dos datos muy dispares. Por un lado, tenemos que, por fin, se consigue un acoplo de 3 dB para el S₃₁, mejorando incluso el valor obtenido en el estudio eléctrico. Pero por el otro lado, a diferencia de la simulación en esquemático donde el

acoplo en ambas ramas es muy similar, en el diseño físico vemos que el S_{21} está muy por debajo del S_{31} , situándose cercano a los 4,8 dB.

Como en el resto de parámetros se habían conseguido valores muy próximos a los requeridos, se intentó mejorar el S_{31} modificando ligeramente los valores de las variables. Sin embargo fue imposible conseguirlo, ya que al mejorar el acoplo de esta rama, se empeoraba tanto el S_{21} como el desfase. Además, dichos parámetros empeoraban más de lo que se mejoraba el S_{31} , lo que imposibilitó encontrar un término medio que pudiera satisfacer todos los requerimientos.

5.3.2.4 Cuarto diseño

Ante la imposibilidad de encontrar una solución para el problema del acoplo en los diseños anteriores, se decidió partir de cero. Se volvió a repasar la documentación que se había obtenido acerca de los acopladores Tandem, y estudiando sus diseños, se observó en los “layouts” que lo que realizaba la función de “air-bridge” no era propiamente el elemento que nos proporcionaba la librería del proceso D007IH. A la vista de los ejemplos encontrados, se pensó en poner directamente una línea de transmisión en la capa BE, que se conectará a las líneas acopladas a través de la capa CO.

Se construyó el diseño nuevamente en el entorno de trabajo del “layout” con el objetivo de comprobar, de forma fiable, si la idea era viable para el acoplador. Además, en el esquemático no se podría realizar el diseño tal y como se había pensado.

En este caso, y ante la incertidumbre de no saber qué rendimiento se obtendría, se optó por realizar primero el estudio del “Single Coupler” o acoplador individual.

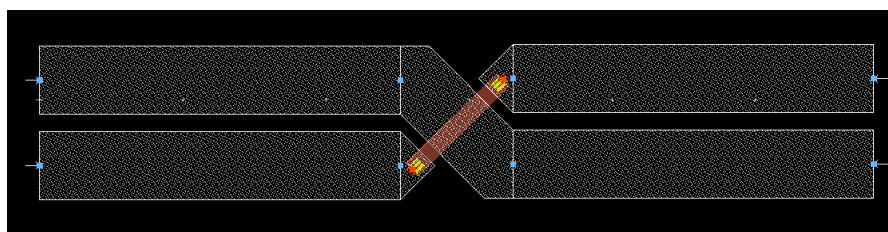


Fig. 5-24. Dibujo físico del “Single Coupler” con air-bridge alternativo

En la figura **Fig. 5-24** se muestra el acoplador individual. Tal y como se había comentado, la función de “air-bridge” la realiza una línea de transmisión en la capa BE y un polígono en la capa CO facilita las interconexiones. Además en la capa IN, se utiliza una línea microstrip de

45° para conectar las líneas acopladas y dos polígonos de forma triangular permiten que se puedan conectar las diferentes capas.

Como no hay un esquemático equivalente, comparé los resultados obtenidos en la simulación electromagnética con los obtenidos en el estudio eléctrico del “Single Coupler” (*apartado 5.2.2*).

RESULTADOS DE MOMENTUM (CIRCULOS) Y ESQUEMATICO (TRAZO LISO)

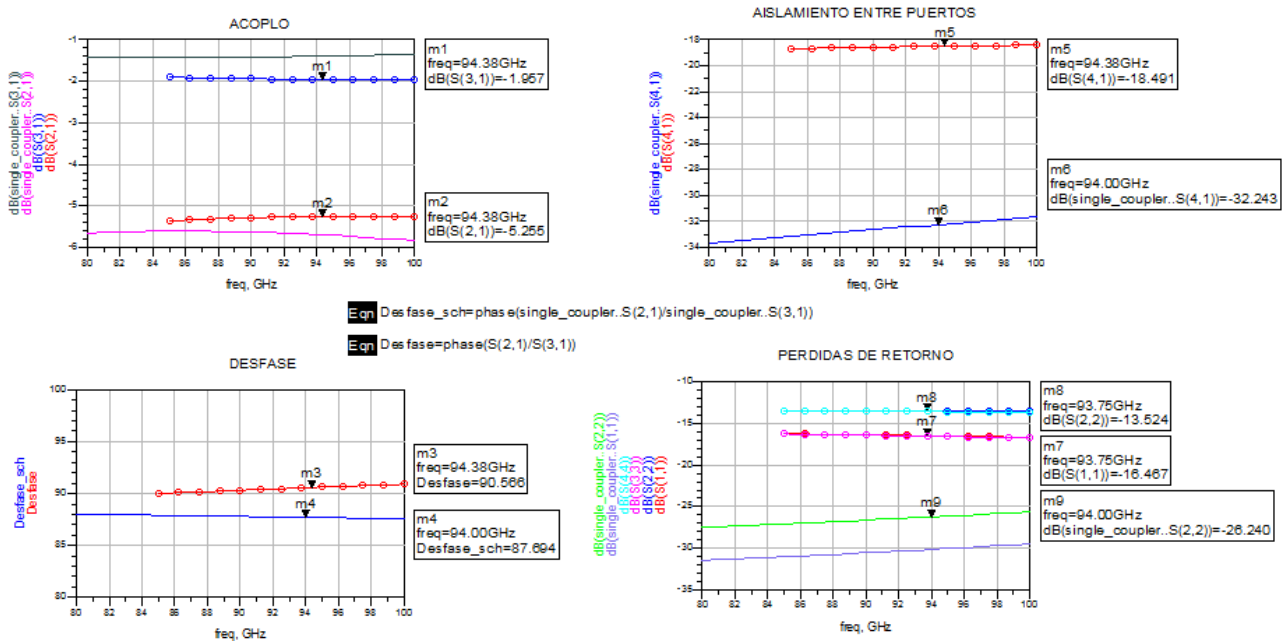


Fig. 5-25. Resultados del “Single Coupler” con air-bridge alternativo

Las primeras impresiones observando las gráficas son positivas. Las pérdidas de retorno y aislamiento empeoran con respecto a la simulación en esquemático, pero aún son muy negativos, y el desfase se mejora hasta quedarse en torno a los 90°, que es lo que se persigue.

En cuanto al acoplo, que es el parámetro que más preocupa, se aprecia cómo se mejora también los resultados obtenidos en el esquemático. Sin embargo, el conseguir que ambas ramas se acerquen a los 3 dB será la principal tarea, ya que aún distan mucho (sobre todo el S_{21}) de ese valor.

Dando por buenos los resultados obtenidos, se procede a realizar el “Tandem Coupler” y como en los diseños anteriores se formará a partir de la unión de dos acopladores individuales, tal y como se muestra en la figura Fig. 5-26.

De la misma forma que se hizo en otros diseños, se tuvo que modificar los valores de las variables presentes en el “Single Coupler” ya que la unión de los acopladores, tal y como se presenta en la figura **Fig. 5-24**, no ofrecían las prestaciones esperadas. Del estudio realizado y tras sucesivas simulaciones, se llegó a varias conclusiones:

- A menor longitud de las líneas acopladas, se mejora el aislamiento y pérdidas de retorno, sin embargo el acoplo empeora distanciándose mucho de los 3 dB. En el desfase no se aprecian cambios significativos.
- Aumentando la longitud de las líneas de transmisión que unen a los acopladores, se consigue que el S_{21} suba mientras el S_{31} baja, acercándose las dos ramas a los 3 dB. El problema que apareció fue que el S_{31} bajaba más rápido de lo que subía la otra rama, y eso hizo que, para encontrar un valor aceptable en el S_{21} , tuviese que empeorar el acoplo del S_{31} una vez que había alcanzado ya los 3 dB en esta rama. El desfase también sube, y como ya habíamos conseguido los 90°, quiere decir que empeorará. El resto de parámetros empeoran ligeramente.
- Aumentando el Gap, se mejora el aislamiento y las pérdidas de retorno, sobre todo el S_{11} , mientras que el desfase empeora al subir su valor en demasía.
- En cuanto a la anchura de las líneas, al aumentar se empeora las pérdidas de retorno y el aislamiento. El desfase, dependiendo del valor que tienen el resto de variables, mejora u empeora. En cuanto al acoplo, como sucedía en otro diseño, se mejora el S_{21} en detrimento del S_{31} .
- Por último queda por evaluar la anchura de la línea de transmisión en la capa BE. A medida que aumenta, el acoplo del S_{21} baja considerablemente, perdiendo acoplo. También empeora el aislamiento y las pérdidas de retorno. El desfase no tiene una respuesta constante y, dependiendo del valor, mejora u empeora.

Tras estas consideraciones, y buscando el mejor rendimiento posible en todos los parámetros, se obtuvo el siguiente diseño:

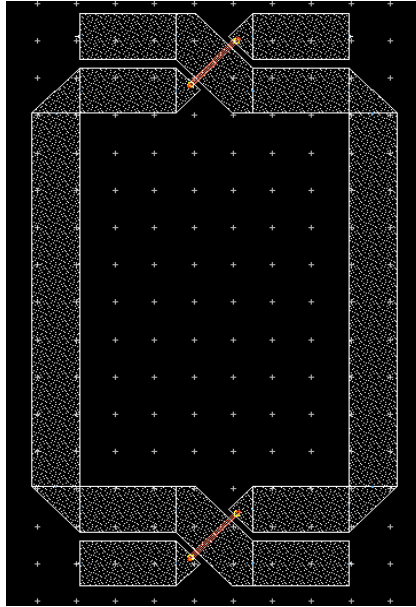


Fig. 5-26. Dibujo físico del “Tandem Coupler” con air-bridge alternativo

Como en el “Single Coupler”, se compara la simulación mediante *Momentum* con los datos que se obtuvieron en el estudio eléctrico del Tandem.

RESULTADOS DE MOMENTUM (CIRCULOS) Y ESQUEMATICO (TRAZO LISO)

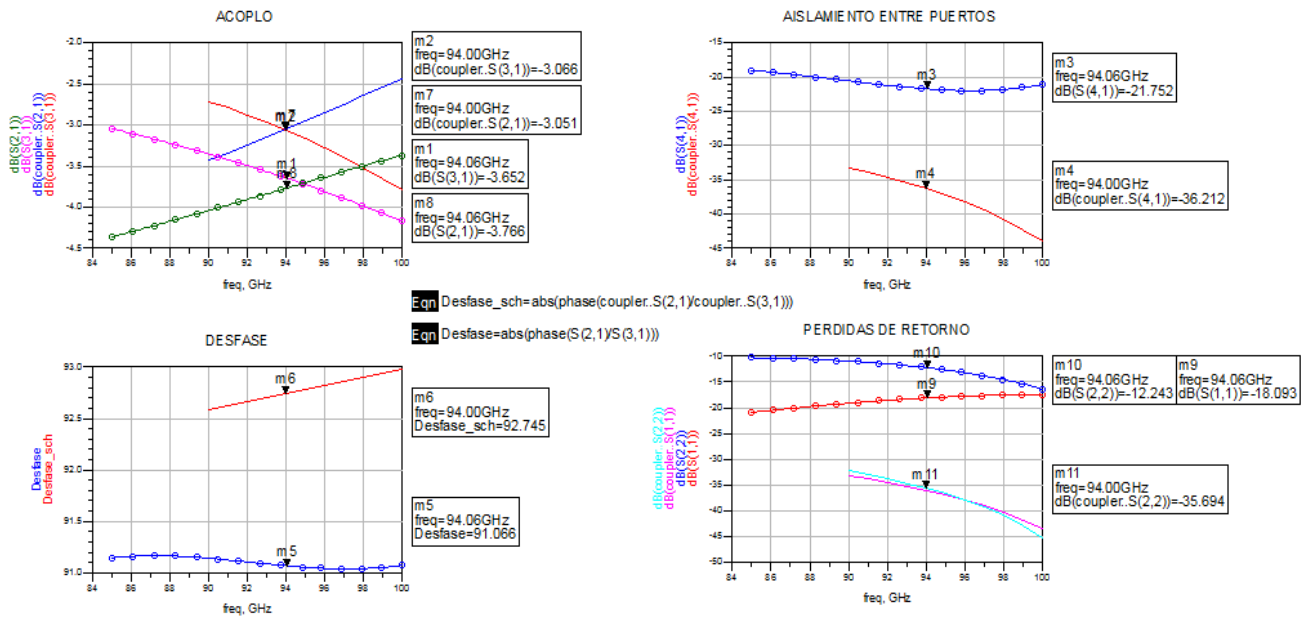


Fig. 5-27. Resultados del “Tandem Coupler” con air-bridge alternativo

A la vista de los resultados, se puede observar una mejora en casi todos los parámetros con respecto a los otros diseños. El aislamiento y las pérdidas de retorno, aún cuando están alejados de lo que se conseguía en el estudio eléctrico, tienen valores lo suficientemente

negativos, sobre todo el aislamiento, que se encuentra por debajo de los -20 dB. El desfase se mejora y toma un valor próximo a los 90°.

Por último nos queda el estudio del acoplo, y como se puede apreciar, se consiguen los mejores datos de todos los diseños. Con los valores actuales, se logra bajar de los 4 dB tanto en el S_{21} como en el S_{31} , algo no se había podido alcanzar hasta ahora, y nos acercamos bastante al objetivo de que la potencia de entrada se divida por igual en ambas ramas.

5.4 Comparativa y elección final del acoplador direccional

En este apartado veremos los resultados conseguidos en cada diseño para poder elegir el que será nuestro acoplador direccional en el mezclador balanceado. El modo más intuitivo para realizar la comparativa será a través de una tabla con los datos obtenidos de cada parámetro.

	PERDIDAS DE RETORNO	ACOPLO (S_{21})	ACOPLO (S_{31})	AISLAMIENTO (S_{41})	DESFASE
DISEÑO 1	$S_{11} = -17.129$ $S_{22} = -14.410$	-7.965	-1.573	-20.810	93.523
DISEÑO 1 MODIFICADO (*)	$S_{11} = -11.372$ $S_{22} = -12.289$	-4.291	-4.363	-11.136	85.710
DISEÑO 2	$S_{11} = -12.418$ $S_{22} = -14.239$	-4.298	-4.061	-13.718	90.522
DISEÑO 3	$S_{11} = -15.182$ $S_{22} = -14.815$	-4.770	-3.003	-16.561	92.115
DISEÑO 4	$S_{11} = -18.093$ $S_{22} = -12.243$	-3.766	-3.652	-21.752	91.066

(*) *Diseño 1 con la longitud de las líneas que unen los acopladores modificada.*

Las medidas de las pérdidas de retorno, acoplo y aislamiento están en dB. El desfase se mide en grados.

Tabla 5-2. Comparativa de los diferentes diseños realizados

A la vista de los resultados alcanzados por cada diseño, se puede afirmar sin ninguna duda que el que mejor rendimiento obtiene es el Diseño 4, el último realizado mediante un “air-bridge” alternativo. Es el que mejores datos ofrece en cuanto al acoplo del S_{21} , el aislamiento y S_{11} . Además los diseños que mejoran sus registros en algún parámetro, como puede ser el desfase o el acoplo del S_{31} , empeoran por bastante en el resto, desechando su elección.

Una vez definida la elección (Diseño 4), se diseñara otro tipo de acoplador en línea microstrip que se suele utilizar como híbrido en circuitos balanceados, el *LANGE*. El objetivo, es comparar una vez más el rendimiento que ofrece el diseño elegido frente a un acoplador que utiliza una estructura diferente pero que consigue elevados acoplamientos.

Primero se realizó el esquemático de acoplador. Para ello, se selecciona el componente que se encuentra en la librería, cuyo modelo está adaptado a la tecnología D007IH y después, se optimizan las variables del “Lange” para obtener la mejor respuesta posible. El diseño resultante se muestra en la figura **Fig. 5-28**.

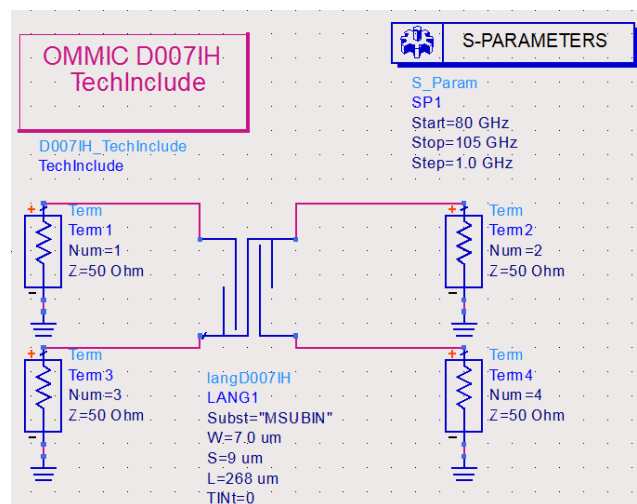


Fig. 5-28. Esquemático del acoplador “Lange”

Con las variables definidas tal y como aparecen en el esquemático, se obtuvieron los siguientes resultados:

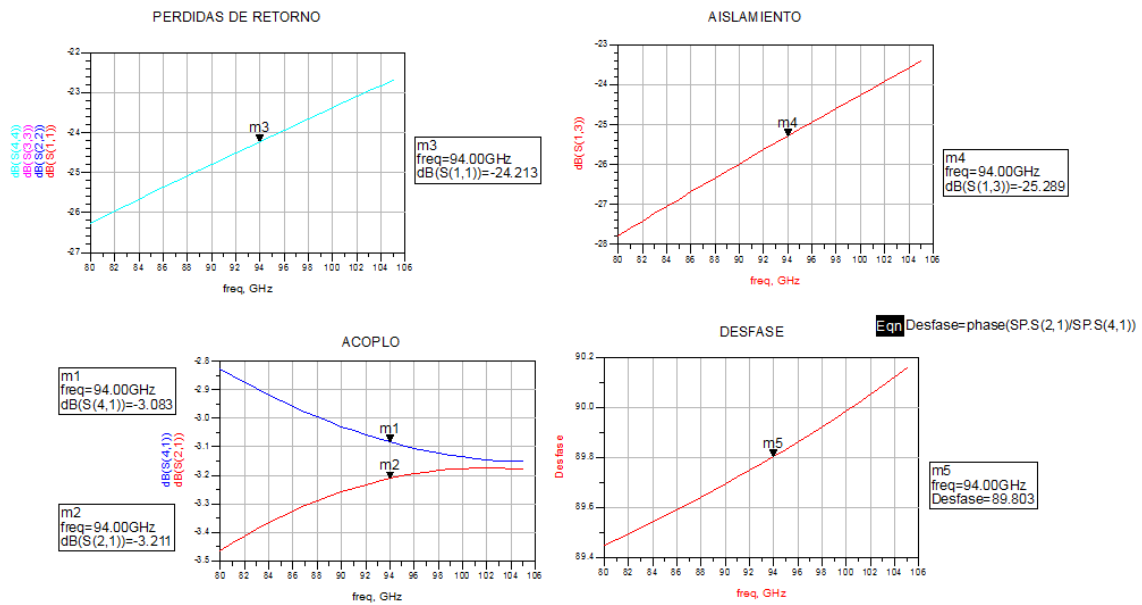


Fig. 5-29. Resultados del estudio eléctrico del “Lange”

Se puede observar, que en la simulación en esquemático se consigue un rendimiento prácticamente ideal con respecto a lo que se requiere. Las pérdidas de retorno y el aislamiento son excelentes, con valores próximos a -25 dB y un desfase que se puede considerar de 90°. En el acoplo también se logra muy buenos registros, y solo el S_{21} se aleja un poco de los 3 dB.

El siguiente paso será realizar el “layout” y proceder al estudio electromagnético, el cual me permitirá saber de forma más fiable si el diseño elegido ofrece un mejor rendimiento.

A diferencia del acoplador Tandem, en el “Lange” sí puedo generar el “layout” de forma automática a partir del esquemático por la simplicidad del circuito.

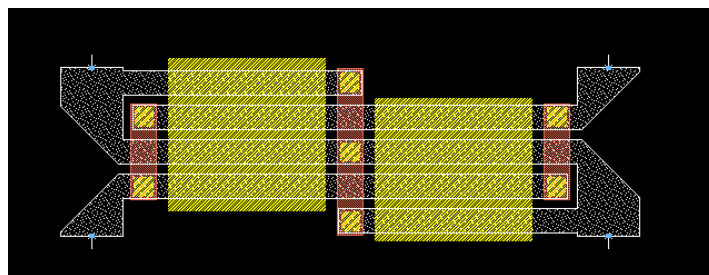


Fig. 5-30. Diseño físico del “Lange”

En la figura **Fig. 5-30** se muestra el “layout” obtenido y del que se efectúa la simulación con “Momentum”. Dicha simulación, realizada con las magnitudes halladas en el esquemático, no ofreció los resultados esperados y, como en la mayoría de los casos, se tiene que modificar las variables con el fin de mejorarlos.

Esta vez, se comparará los valores de la simulación tras el periodo de optimización con los obtenidos en mi diseño.

RESULTADOS DE MOMENTUM EN EL LANGE (CIRCULOS) Y TANDEM (TRAZO LISO)

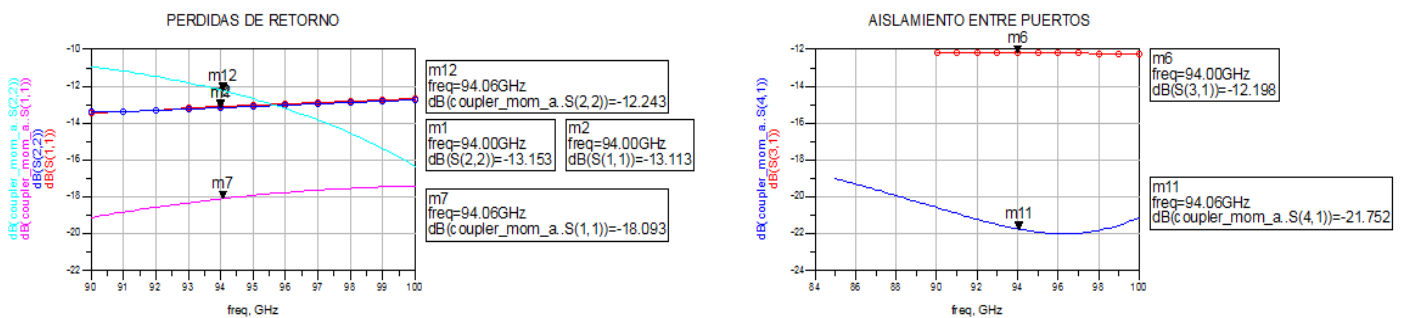


Fig. 5-31. Pérdidas de retorno y aislamiento del “Lange” y “Tandem Coupler”.

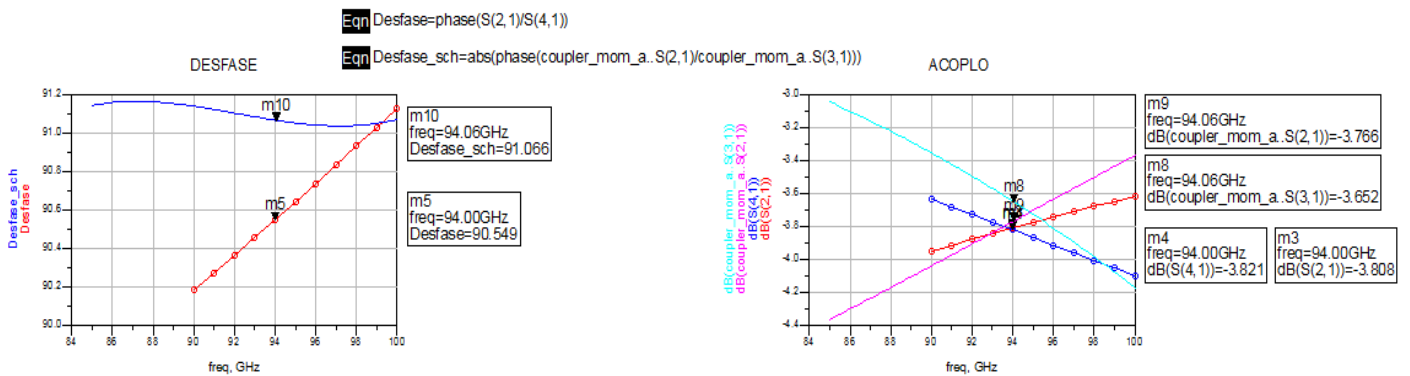


Fig. 5-32. Desfase y acoplo del “Lange” y “Tandem Coupler”.

De las figuras **Fig. 5-31** y **Fig. 5-32** que recogen la comparativa de ambos diseños, se puede sacar la conclusión de que el diseño del acoplador “Tandem Coupler” es óptimo para ser utilizado en los circuitos integrados de microondas o MMIC.

Si se observan las pérdidas de retorno, vemos que el S_{22} es parecido en ambos acopladores, pero el S_{11} es mucho mejor en el Tandem. El desfase es prácticamente el mismo, siendo

peor el “Tandem Coupler” por medio grado. El acoplo también es muy similar tanto en el S_{21} como en el S_{31} , aunque en este apartado, el híbrido formado por líneas acopladas es mejor. Sin embargo, el dato más relevante se encuentra en el aislamiento, ya que en el “Lange” se empeoró debido a la necesidad de conseguir un acoplo que fuera lo más próximo a los 3 dB, y como consecuencia, se encuentra a gran distancia del conseguido en el Tandem.

Teniendo en cuenta lo mencionado anteriormente se concluye que en cómputo, el diseño del acoplador “Tandem Coupler” tiene un rendimiento mejor que el “Lange”, ofreciendo mejores prestaciones que se puedan aplicar en circuitos más complejos como pueden ser conversores de frecuencia, amplificadores de bajo ruido y de potencia, mezcladores, filtros...etc.

*Capítulo VI: Diseño eléctrico del
mezclador*

6.1 Introducción

En un principio, para el diseño del mezclador se utilizan modelos de pequeña señal. Estos modelos tienen en cuenta pequeñas variaciones en torno al punto de polarización por lo que el comportamiento del transistor es más sencillo de modelar. Cabe resaltar que estos modelos son suficientemente válidos para diseñar un mezclador ya que los niveles de potencia esperados a la entrada son bajos y se suelen simular utilizando parámetros de Scattering.

Una de las tareas más importantes y la primera que se ha de llevar a cabo a la hora de empezar el diseño de un mezclador es seleccionar la geometría del transistor y el punto de polarización más adecuados.

6.2 Elección de la configuración y punto de polarización del transistor

Para realizar el diseño de mezcladores, es necesario conocer bien el comportamiento de cada transistor en función de su tamaño y de su punto de polarización.

En tecnología monolítica, un transistor de anchura de puerta (W) se puede construir eligiendo diferentes combinaciones de números de dedos (N_d) con sus correspondientes anchuras de dedo unidad (W_u), obteniendo para cada caso un comportamiento de ruido y ganancia diferente. En la librería de componentes D007IH, los transistores con los que se trabaja son de tipo mHEMT (HEMT metamórficos) y pueden tomar valores de 2, 4, 6 y 8 en cuanto al número de dedos y, respecto a la anchura, tiene que estar comprendida entre 10 y 75 μm .

Como es una tecnología relativamente nueva, la "foundry" OMMIC suele caracterizar sólo un modelo de los posibles en cada componente. Para los transistores, facilitan las características del tamaño referente a $N_d = 6$ y $W_u = 15 \mu\text{m}$ (6x15). Por este motivo, y con la idea de que el mezclador pudiese ser implementado en un chip en un futuro, en un principio la geometría del transistor elegida fue ésta.

A continuación se debe elegir un punto de polarización adecuado, para ello se construye una de las ramas del mezclador balanceado con una configuración *Cascodo* tal y como se muestra en la **Fig. 6-1**.

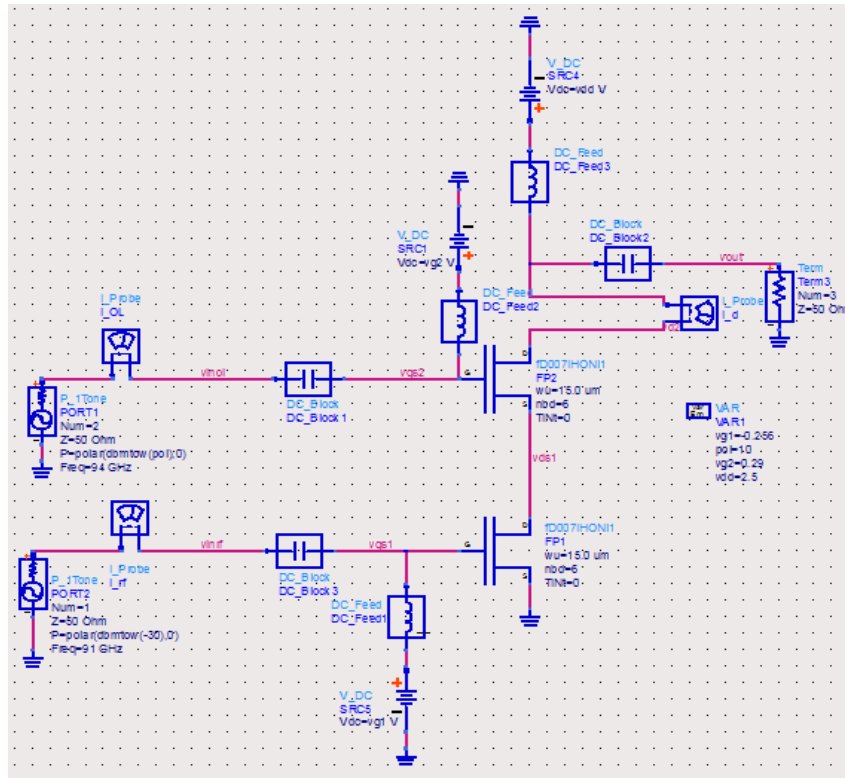


Fig. 6-1. Rama Cascodo con componentes ideales.

En el esquemático se puede apreciar los transistores M-HEMTs, de la "foundry" OMMIC, cuyos modelos son en gran señal. Además se utilizan DC_Block y DC_Feed, condensadores y bobinas ideales, en las redes de adaptación y polarización.

Las señales de RF y OL se aplican a puertas separadas lo que mejorará el aislamiento. Observando la configuración, la señal de RF se introducirá por el transistor 1 (el de abajo) con una potencia de -30 dBm mientras que la potencia de OL será de 10 dBm e irá por el transistor 2. Por último se ponen unas sondas de tensión (a través de Pin Label que se colocan en los cables) y de corriente para caracterizar el circuito adecuadamente.

En principio se busca que el transistor 1 amplifique y el transistor 2 sea el que mezcle, para ello, habrá que obtener las curvas de los transistores, así como el punto de polarización que mejor se adecúe a lo que se desea. En este caso se hará primero un estudio en DC, utilizando la herramienta de análisis de barrido "Parameter Sweep" y posteriormente un

análisis de balance armónico (HB) para completar la información referente al circuito. Las cajas de herramientas utilizadas son las que se indican en la Fig. 6-2.

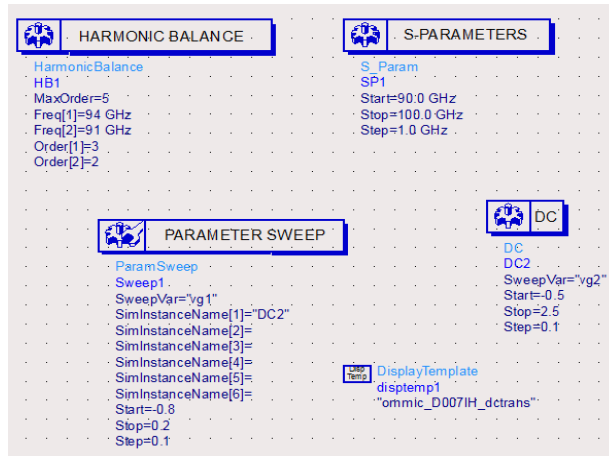
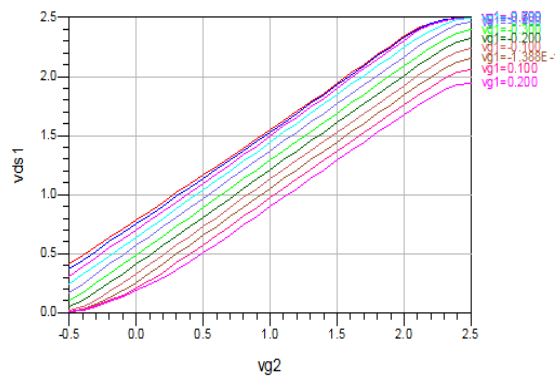
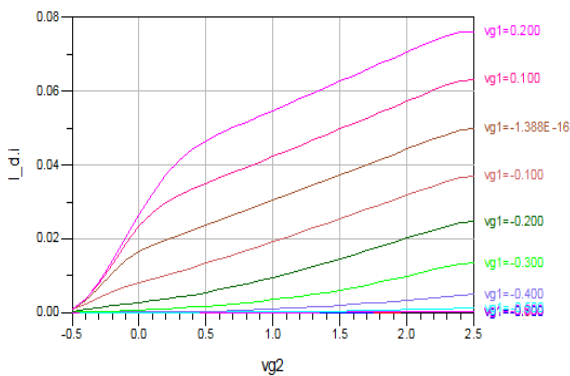
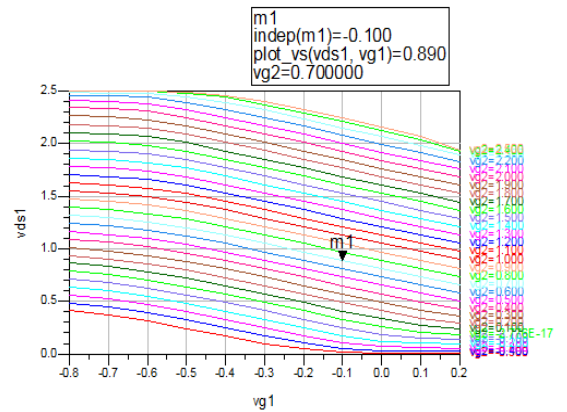
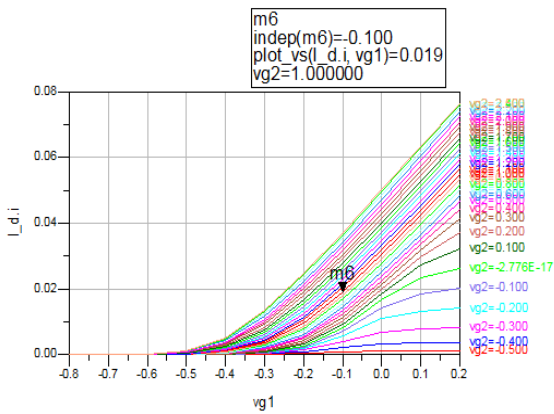


Fig. 6-2. Herramientas empleadas en la caracterización de los transistores.

Con el estudio en DC, se sacó las curvas de los transistores que se exponen a continuación para ver la relación entre las diferentes tensiones y cómo influyen en la corriente.

Curvas de los transistores para obtener un pto de polarización óptimo



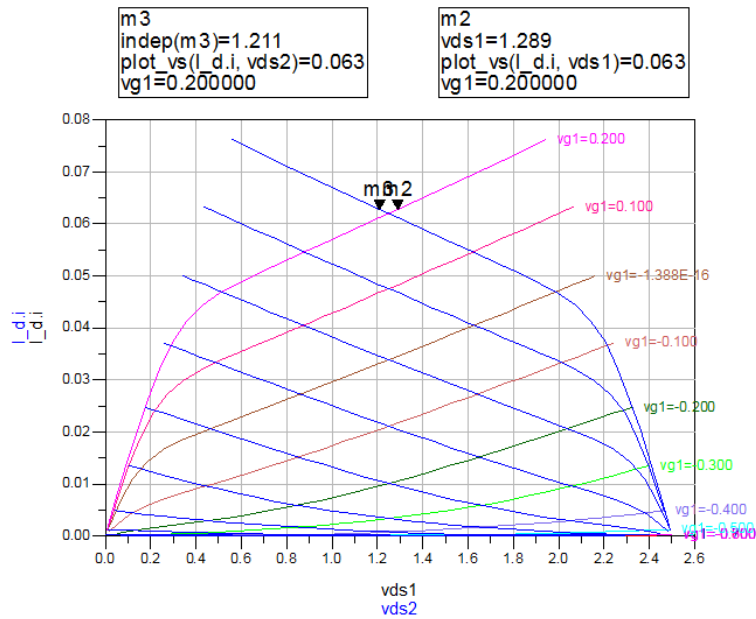


Fig. 6-3. Curvas de los transistores.

A partir de las gráficas, se evalúa el punto de polarización óptimo con el que se obtenga la menor pérdida de potencia posible a la salida (Ver Fig. 6-4).

Punto Polarización de ambos Transistores

mag(vds1[0])	l_d.i[0]	vds2[0]	vg2[0]-vds1[0]	vg2[0]	vg1[0]
1.026	0.007 / 0.000	1.474 / 0.000	0.736 / 180.000	0.290 / 0.000	0.256 / 180.000

$$\text{Eqn } v_{ds2} = v_{d2} - v_{ds1}$$

Potencia Entrada y Salida para saber qué potencia se refleja y ver las pérdidas

freq	Pout	pin_rf[4]
0.0000 Hz	<invalid>	32.305 / 180.000
3.000 GHz	-32.871	
6.000 GHz	-69.710	
88.00 GHz	-70.054	
91.00 GHz	-34.688	
94.00 GHz	4.808	
97.00 GHz	-41.446	
100.0 GHz	-67.011	
182.0 GHz	-69.974	
185.0 GHz	-43.683	
188.0 GHz	-9.102	
191.0 GHz	-48.959	
276.0 GHz	-81.844	
279.0 GHz	-51.171	
282.0 GHz	-21.023	
370.0 GHz	-82.152	
373.0 GHz	-57.708	
464.0 GHz	-83.237	

$$\text{Eqn } P_{out} = \text{dBm}(v_{out})$$

$$\text{Eqn } pin_rf = 10 * \log_{10}(500 * \text{real}(vinrf * \text{conj}(l_rf.i)))$$

Fig. 6-4. Punto de polarización y potencia que se obtiene a la salida.

Con el punto de polarización optimizado se observa, a partir de las ecuaciones insertadas en la simulación, que hay unas pérdidas de conversión de casi 3 dB y que hay parte de potencia que se refleja en la entrada.

Para terminar con el estudio de los transistores, se analiza su comportamiento en gran señal, al tener en cuenta la potencia de OL.

Excursión de vds1 (azul) y vds2(rosa) en gran señal a causa del bombeo de OL

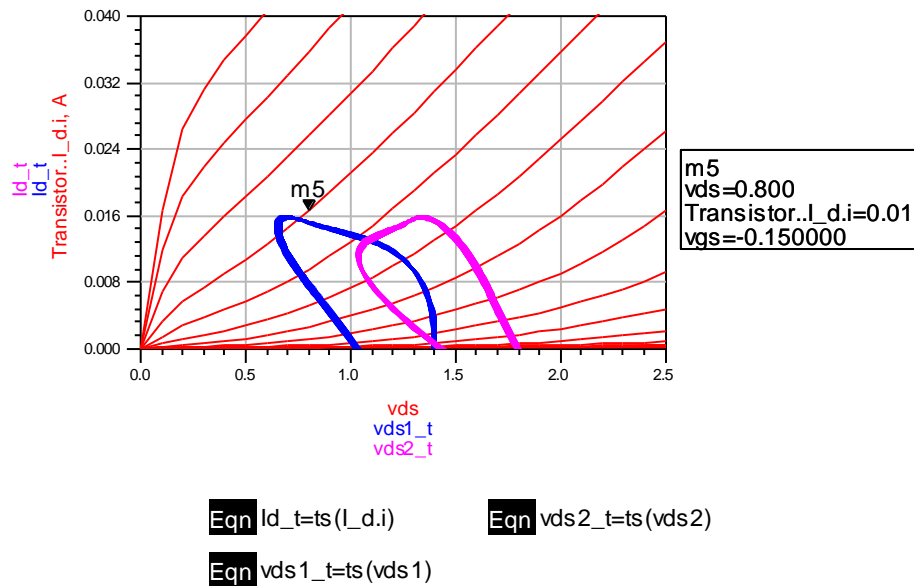


Fig. 6-5. Comportamiento en gran señal de los transistores.

En la Fig. 6-5 se observa, que al buscar un punto de polarización que ofreciese menores pérdidas, lo que se consigue es que ambos transistores mezclen. El recorte que se produce en las excursiones, introduce distorsión, lo que haría la función de mezclar.

Para mejorar los datos obtenidos, el siguiente paso consistirá en el diseño de las redes de adaptación de entrada que minimicen la potencia reflejada y así mejorar las pérdidas en la salida.

6.3 Redes de adaptación de entrada

Una vez que el transistor está polarizado y se ha elegido su tamaño, el siguiente paso es el diseño de la red de entrada. Ésta debe ser capaz de aportar una buena adaptación a la impedancia de entrada y ser lo más simple posible para que las pérdidas sean mínimas. Otra característica de estas redes es que deben incluir un elemento que desacople la corriente de continua. Normalmente esta función la desempeñará un condensador.

6.3.1 Red de adaptación de la entrada OL

Para simplificar la tarea de adaptar se ha utilizado otra de las herramientas que ofrece ADS, llamada “Impedance Matching”. Solo hay que especificarle cuáles son las impedancias que ve en fuente y en la carga y directamente diseña la red que se necesita situar entre ambas. Proporciona la posibilidad de adaptar mediante condensadores y bobinas ideales, stubs, líneas multi-sección y líneas de anchura variable.

A través de las sondas de tensión y de corriente se calcula la impedancia de entrada en la carga. La impedancia en la fuente es de 50Ω :

Impedancia que se ve desde el Transistor 2(OL)


vinol[5]/I_OL.i[5]
21.383 -j33.496

Fig. 6-6. Impedancia de entrada de OL en la carga.

El cálculo se realiza con los valores en el armónico 5, que es el correspondiente a la frecuencia de OL, 94 GHz.

Sabiendo la impedancia de entrada en la carga que se quiere adaptar, se utiliza en la herramienta Tools → “Impedance Matching” → “Matching Assistant”, donde se indica también la frecuencia de trabajo. Entre las diferentes posibilidades que me ofrece, se elige la opción de adaptar a través de condensadores y bobinas. El programa da diferentes modelos de redes que cumplen con las especificaciones.

Una vez que se tiene las diferentes opciones, se comprueban introduciendo la red en el circuito y simulando. Para que esté perfectamente adaptado, el parámetro S_{22} tiene que estar por debajo de -25 dB.

Se elige un filtro paso bajo como diseño →  y se introduce los condensadores y bobinas que conforman la red en el circuito.

La red de entrada resultante con los componentes aún ideales se muestra en la **Fig. 6-7**, junto con el condensador haciendo la función de desacoplo.

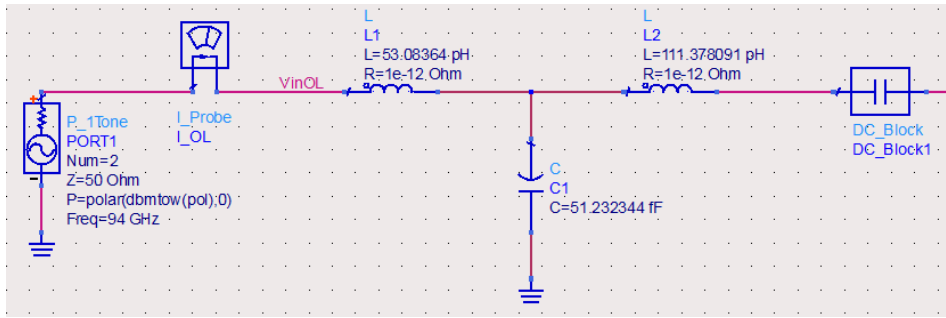


Fig. 6-7. Red de adaptación de OL.

En este punto se varía los valores de los elementos para optimizar aún más las pérdidas de potencia y minimizar la potencia reflejada. A continuación se presentan los resultados correspondientes al análisis de parámetros S del circuito con la red de entrada optimizada, así como las potencias de OL, RF y en la salida (Fig. 6-8).

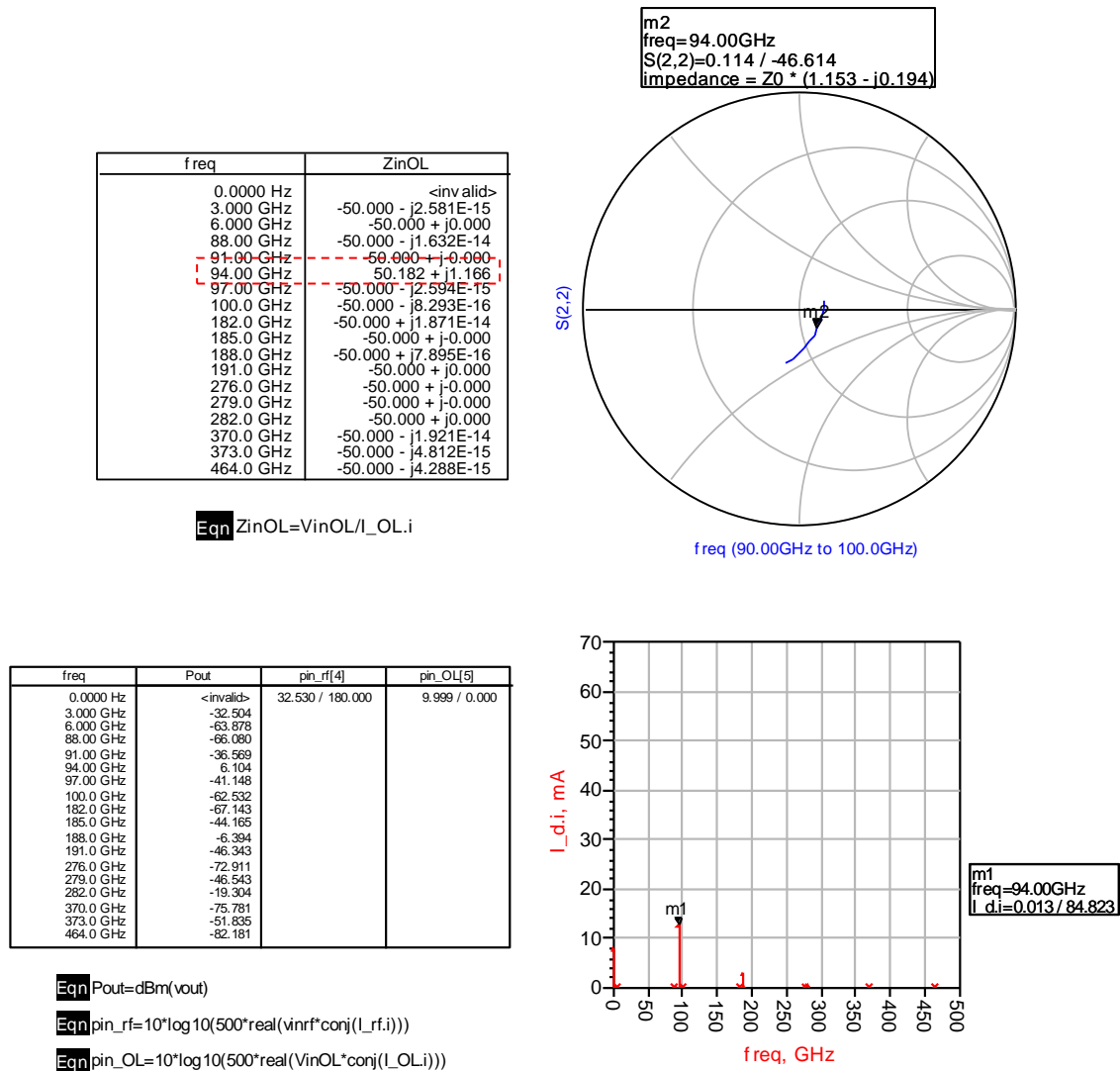


Fig. 6-8. Resultados con la red de adaptación de OL.

Viendo los diferentes datos de las gráficas se puede decir que aunque no se consigue una adaptación perfecta, como demuestra la carta de Smith donde lo ideal hubiese sido que el S_{22} estuviese en el centro, la red adapta bastante bien la impedancia que se ve en la carga. Esto posibilita que se pierda sólo 0.001 dBm con respecto a la potencia de bombeo. Sin embargo las pérdidas de conversión siguen en torno a los 2.5 dB, siendo clave la adaptación de la entrada RF en su mejora.

6.3.2 Red de adaptación de la entrada RF

Con la red de entrada de OL adaptada, se calcula la impedancia de RF que se ve en la carga. Su cálculo se realizará tomando los datos del armónico 4, correspondiente a la frecuencia de RF, 91 GHz.

Impedancia que se ve desde el Transistor 1(RF)

$vinrf[4]/I_{rf.i}[4]$
11.399 - j17.685

Fig. 6-9. Impedancia de entrada de RF en la carga

Sabiendo la impedancia, se realiza el mismo proceso que se utilizó en la entrada de OL. En este caso, los esquemas propuestos por “Impedance Matching” a través de un filtro paso bajo no ofrecen buenos resultados, con lo que se opta por un esquema de bobinas y condensadores aleatorio. En este modo, “Impedance Matching” sí ofrece varios modelos donde escoger aquél con menores pérdidas y con las medidas de los elementos aptas para la frecuencia de trabajo que se utiliza.

La red elegida es la que se indica en la figura **Fig. 6-10**, junto con el condensador de desacoplo.

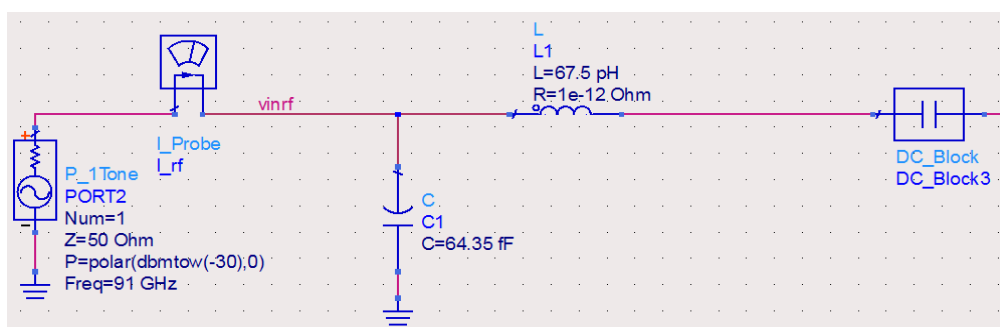


Fig. 6-10. Red de adaptación de RF.

Posteriormente, y con ambas redes de adaptación en el diseño, se realizan pequeñas modificaciones en los valores con el fin de optimizar las prestaciones.

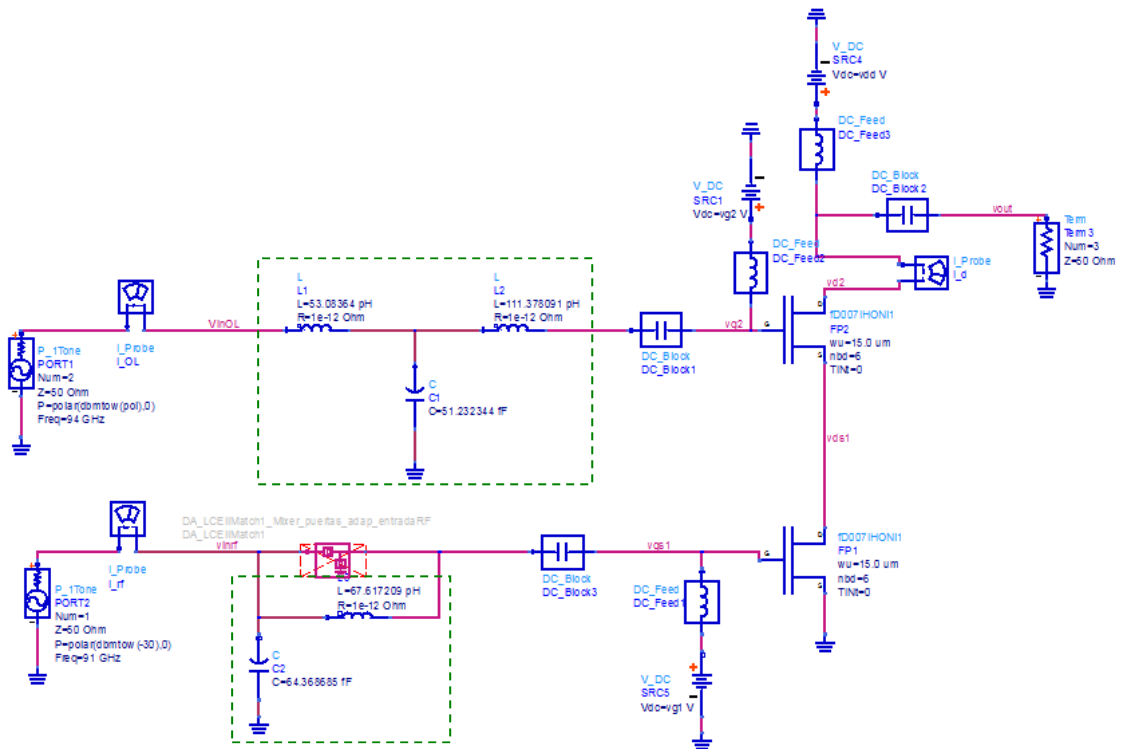


Fig. 6-11. Rama Cascodo con ambas redes de adaptación.

A continuación se muestran los resultados que se obtienen tras la optimización:

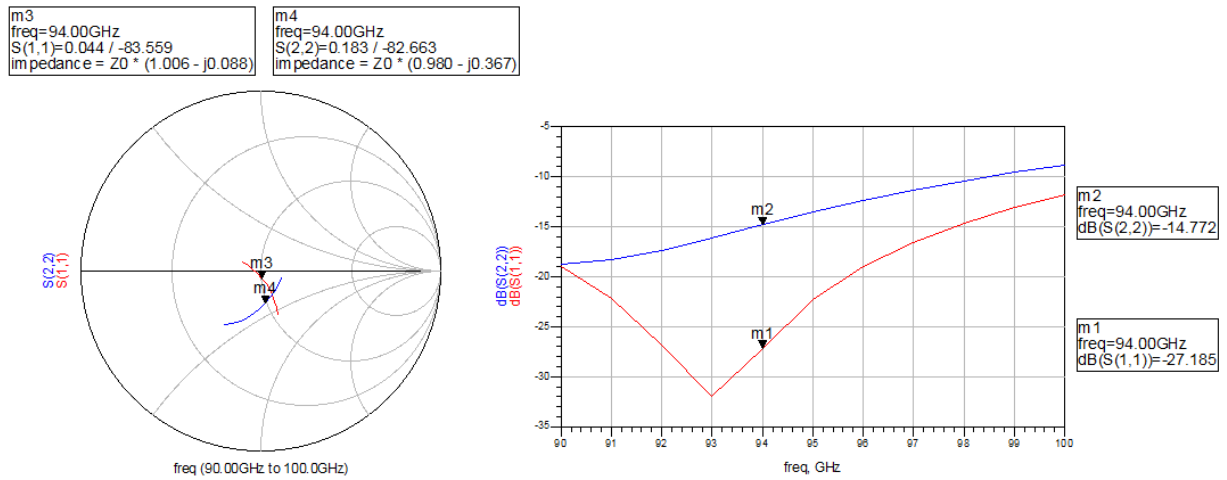
Impedancias de entrada de RF y OL

f req	ZinRF
0.0000 Hz	<invalid>
3.000 GHz	-50.000 - j8.526E-15
6.000 GHz	-50.000 - j1.930E-14
88.00 GHz	-50.000 - j2.865E-15
91.00 GHz	50.874 + j4.348
94.00 GHz	-50.000 - j4.873E-15
97.00 GHz	-50.000 + j2.088E-15
100.0 GHz	-50.000 + j1.354E-16
182.0 GHz	-50.000 + j8.489E-16
185.0 GHz	-50.000 - j8.200E-16
188.0 GHz	-50.000 + j2.462E-15
191.0 GHz	-50.000 + j-0.000
276.0 GHz	-50.000 + j1.037E-15
279.0 GHz	-50.000 + j-0.000
282.0 GHz	-50.000 + j1.172E-15
370.0 GHz	-50.000 + j1.136E-15
373.0 GHz	-50.000 + j-0.000
464.0 GHz	-50.000 + j6.028E-15

Eqn ZinRF=vinrf/I_rf.i

f req	ZinOL
0.0000 Hz	<invalid>
3.000 GHz	-50.000 + j2.468E-15
6.000 GHz	-50.000 + j2.087E-15
88.00 GHz	-50.000 + j1.606E-15
91.00 GHz	-50.000 + j0.000
94.00 GHz	-50.745 - j3.093
97.00 GHz	-50.000 + j0.000
100.0 GHz	-50.000 + j-0.000
182.0 GHz	-50.000 + j3.533E-16
185.0 GHz	-50.000 + j-0.000
188.0 GHz	-50.000 + j1.165E-16
191.0 GHz	-50.000 + j-0.000
276.0 GHz	-50.000 - j1.603E-15
279.0 GHz	-50.000 - j4.058E-16
282.0 GHz	-50.000 + j1.254E-15
370.0 GHz	-50.000 + j3.441E-15
373.0 GHz	-50.000 + j4.371E-16
464.0 GHz	-50.000 + j4.928E-16

Eqn ZinOL=VinOL/I_OL.i



Potencias de cada una de las entradas y de la salida

freq	Pout	pin_rf[4]	pin_OL[5]
0.0000 Hz	<invalid>	30.008 / 180.000	9.996 / 0.000
3.000 GHz	-29.746		
6.000 GHz	-72.093		
88.00 GHz	-67.774		
91.00 GHz	-35.035		
94.00 GHz	5.705		
97.00 GHz	-39.469		
100.0 GHz	-61.857		
182.0 GHz	-70.032		
185.0 GHz	-46.151		
188.0 GHz	-7.567		
191.0 GHz	-42.227		
276.0 GHz	-86.723		
279.0 GHz	-42.661		
282.0 GHz	-16.364		
370.0 GHz	-81.188		
373.0 GHz	-53.658		
464.0 GHz	-80.096		

Eqn Pout=dBm(vout)

Eqn pin_rf=10*log10(500*real(vinrf*conj(l_rf.i)))

Eqn pin_OL=10*log10(500*real(vinOL*conj(l_OL.i)))

Fig. 6-12. Resultados del diseño con las redes de adaptación de RF y OL .

A través de las diferentes gráficas de Fig. 6-12, se puede observar que las pérdidas de potencia de RF y OL son mínimas con respecto a las de bombeo gracias a una buena adaptación de cada una de las entradas, como indica los valores de S_{11} y S_{22} , por debajo de los -10 dB y situados en la carta de Smith cercanos al centro, que sería la perfecta adaptación. Esto posibilita que por primera vez se pueda hablar de que hay ganancia de conversión en la salida.

6.3.3 Redes de adaptación con componentes reales

Con las redes de adaptación optimizadas, el siguiente paso será sustituir los componentes ideales que las forman por los que ofrece la "foundry" OMMIC.

Se eligió sustituir los condensadores, por sus equivalentes de la paleta de OMMIC. El principal problema de los condensadores y bobinas es el hecho de ser ideales y, luego, al buscar su equivalente en la librería de D007IH muestran un comportamiento totalmente

diferente a tan altas frecuencias. Por ello, se tiene la precaución de optimizar el valor de los nuevos elementos para que los resultados obtenidos sean prácticamente iguales.

Otra opción hubiese sustituir los condensadores por stubs en circuito abierto, buscando las medidas idóneas para que tuvieran un comportamiento similar.

En el caso de las bobinas, sí que se sustituyen por líneas de transmisión aún cuando se tiene la opción de su equivalente en la librería de D007IH. Se opta por esta opción porque es mejor, trabajando en microstrip, utilizar líneas ya que son más fáciles de fabricar y menos caras que una bobina a una determinada inductancia.

Un ejemplo de cómo se busca la línea de transmisión equivalente de una bobina se detalla en las figuras **Fig. 6-13** y **Fig. 6-14**. Se escoge una de las que aparecen en la red de OL.

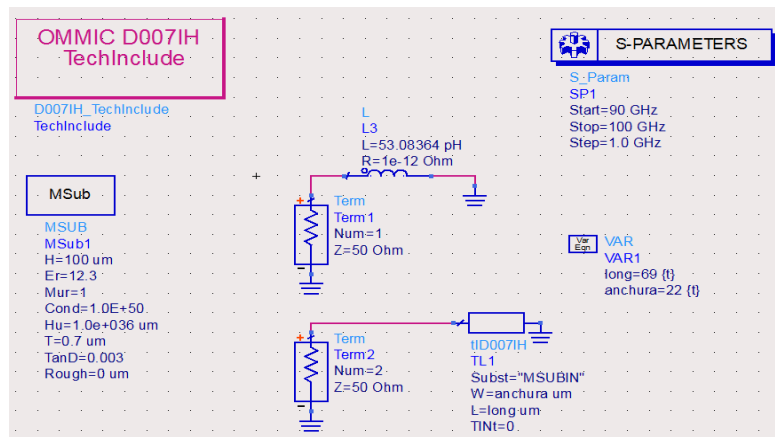


Fig. 6-13. Diseño equivalente de una bobina con las características del sustrato.

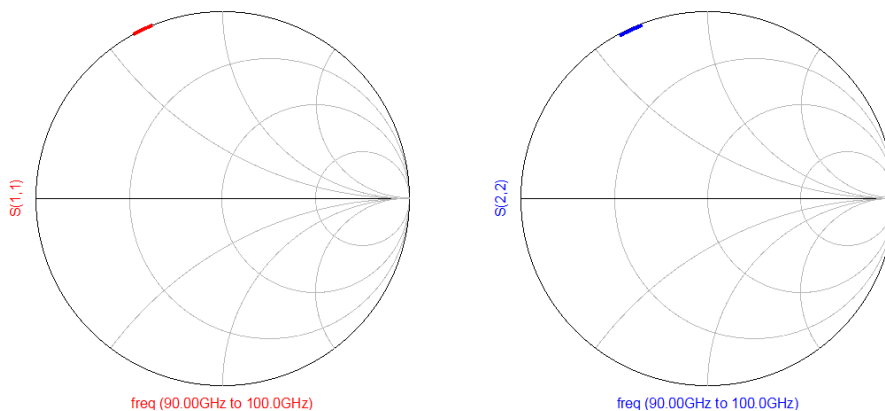


Fig. 6-14. Comportamiento de ambos elementos.

Utilizando un *Term* para cada componente como se ve en la figura **Fig. 6-13**, se compara el parámetro S_{11} (referido a la bobina), con el S_{22} (referido a la línea) en el rango de

frecuencias especificado. El objetivo es que ambos parámetros se encuentren en el mismo punto en la carta de Smith (**Fig. 6-14**), y para ello se utiliza otra herramienta de ADS llamada *Tuning*, con la cual se puede ir modificando las variables para moverse por la carta hasta el punto preciso. Así se obtiene la longitud y anchura de la línea de transmisión, que se comportará como la bobina sustituida.

Este paso se realiza para cada una de las bobinas presentes en ambas redes de adaptación, procurando que los resultados no varíen de los obtenidos anteriormente. Las redes de adaptación resultantes se ven en la figura **Fig. 6-15**.

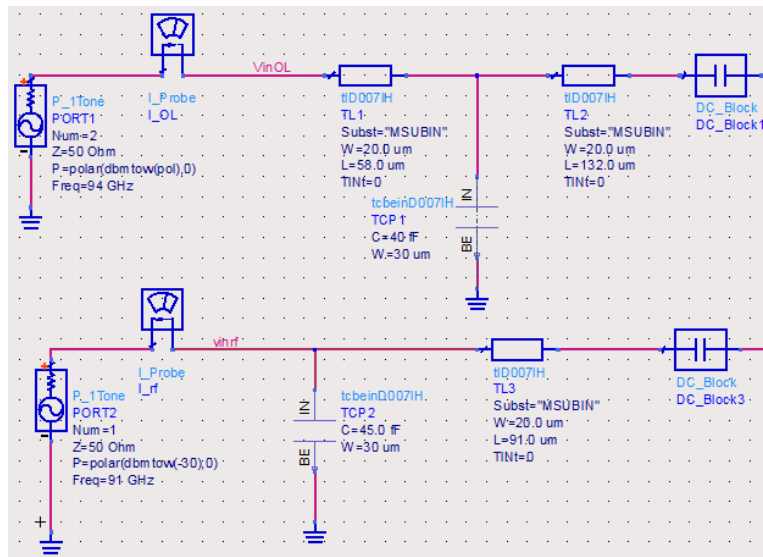


Fig. 6-15. Redes de adaptación con componentes reales.

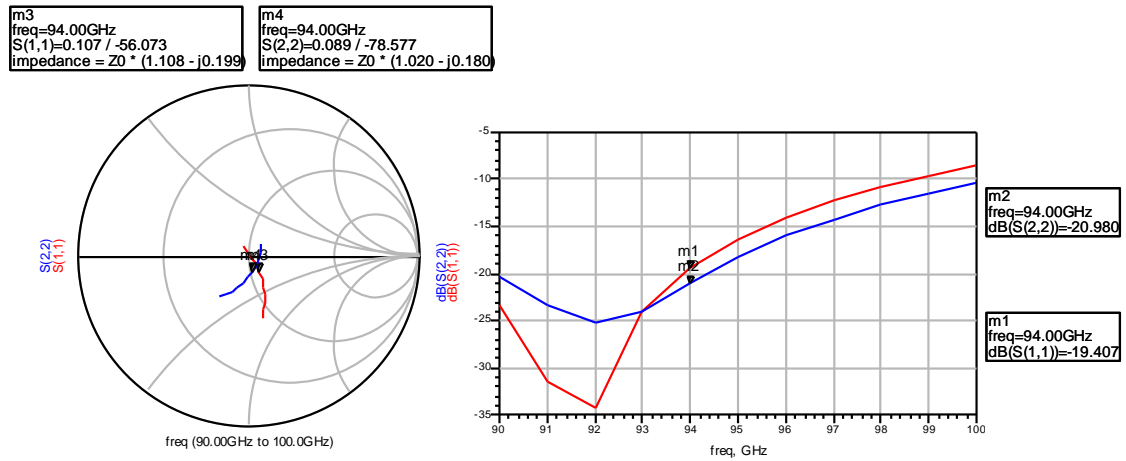
Los resultados que se obtienen al incorporar los componentes reales son:

Impedancias de entrada de RF y OL

freq	ZinRF	freq	ZinOL
0.0000 Hz	<inv alid>	0.0000 Hz	<inv alid>
3.000 GHz	-50.000 + j0.000	3.000 GHz	-50.000 + j0.000
6.000 GHz	-50.000 + j7.217E-15	6.000 GHz	-50.000 + j0.000
88.00 GHz	-50.000 + j0.000	88.00 GHz	-50.000 + j8.511E-15
91.00 GHz	55.925 + j1.944	91.00 GHz	-50.000 + j0.000
94.00 GHz	-50.000 + j2.495E-15	94.00 GHz	49.222 + j4.055
97.00 GHz	-50.000 + j0.000	97.00 GHz	-50.000 + j0.000
100.0 GHz	-50.000 + j6.469E-15	100.0 GHz	-50.000 + j0.000
182.0 GHz	-50.000 + j0.000	182.0 GHz	-50.000 - j4.431E-15
185.0 GHz	-50.000 + j0.000	185.0 GHz	-50.000 - j3.950E-15
188.0 GHz	-50.000 + j2.920E-15	188.0 GHz	-50.000 + j0.000
191.0 GHz	-50.000 + j0.000	191.0 GHz	-50.000 - j4.582E-15
276.0 GHz	-50.000 + j0.000	276.0 GHz	-50.000 - j2.501E-15
279.0 GHz	-50.000 - j2.220E-15	279.0 GHz	-50.000 + j0.000
282.0 GHz	-50.000 + j0.000	282.0 GHz	-50.000 + j4.761E-15
370.0 GHz	-50.000 + j0.000	370.0 GHz	-50.000 + j3.445E-15
373.0 GHz	-50.000 - j2.644E-15	373.0 GHz	-50.000 + j2.985E-15
464.0 GHz	-50.000 + j0.000	464.0 GHz	-50.000 - j2.999E-15

Eqn ZinRF=vinrf/L_rf.i

Eqn ZinOL=VinOL/L_OL.i



Potencias de cada una de las entradas y de la salida

freq	Pout	pin_rf[4]	pin_OL[5]
0.0000 GHz	<invalid>	30.015 / 180.000	9.992 / 0.000
3.000 GHz	-30.005		
6.000 GHz	-76.218		
88.00 GHz	-66.680		
91.00 GHz	-35.951		
94.00 GHz	5.465		
97.00 GHz	-37.983		
100.0 GHz	-61.897		
182.0 GHz	-65.690		
185.0 GHz	-44.918		
188.0 GHz	-7.210		
191.0 GHz	-40.270		
276.0 GHz	-71.049		
279.0 GHz	-43.621		
282.0 GHz	-16.892		
370.0 GHz	-73.692		
373.0 GHz	-53.012		
464.0 GHz	-81.584		

$$E_{qn} \text{ Pout} = \text{dBm}(v \text{ out})$$

$$E_{qn} \text{ pin_rf} = 10 * \log_{10}(500 * \text{real}(v \text{ inrf} * \text{conj}(I_{\text{rf}}.i)))$$

$$E_{qn} \text{ pin_OL} = 10 * \log_{10}(500 * \text{real}(V \text{ inOL} * \text{conj}(I_{\text{OL}}.i)))$$

Fig. 6-16. Resultados del diseño con componentes reales.

En las gráficas de Fig. 6-16, se observa que la adaptación sigue siendo bastante buena aunque ha habido pequeños cambios con respecto al diseño ideal. Con los valores de S_{11} y S_{22} , se ve que se mejora la adaptación de OL mientras que la de RF empeora un poco, aún cuando las pérdidas son mínimas. Esto hace que en cómputo empeore un poco la salida y no haya ni ganancia ni pérdidas de conversión.

6.4 Redes de Polarización

El siguiente objetivo es sustituir los DC_Block y DC_Feed por sus respectivos componentes reales, procediendo al diseño de las redes de polarización de puerta y drenador.

Una de las partes más importantes del diseño son las redes de polarización de puerta y drenador del transistor ya que permiten polarizar el transistor en continua. Este hecho adquiere gran importancia debido a que los parámetros relevantes del transistor en RF están determinados por su polarización en continua. Además, otra característica de estas redes es

que no deberían afectar al comportamiento de radiofrecuencia (RF) del mezclador, para evitar pérdidas y tampoco favorecer oscilaciones por realimentaciones espurias en otras frecuencias.

Las bobinas ideales DC_Feed, que se encuentran en las puertas de los transistores se sustituyen por resistencias de la librería con valores 1-3 K Ω , cumpliendo bastante bien su función de bloqueo y así vaya toda la corriente por la puerta del transistor. Además se modificó un poco el punto de trabajo, cambiando los valores de V_{dd} , V_{g2} y V_{g1} , consiguiendo menores pérdidas de potencia.

En el drenador también se sustituye la bobina ideal por una red de polarización que impida el paso de corriente hacia arriba a la frecuencia de trabajo. Para realizar el choque, en vez de utilizar una bobina, se realiza con una línea de longitud $\lambda/4$ terminado en un cortocircuito de OL implementado con un stub radial.

Para ello lo primero que se debe hacer es diseñar un stub radial para que se comporte como un cortocircuito a la frecuencia deseada, variando los parámetros de longitud y anchura a la entrada del mismo. En la **Fig. 6-17** se puede ver el esquema del circuito y el resultado de la simulación representado en la carta de Smith.

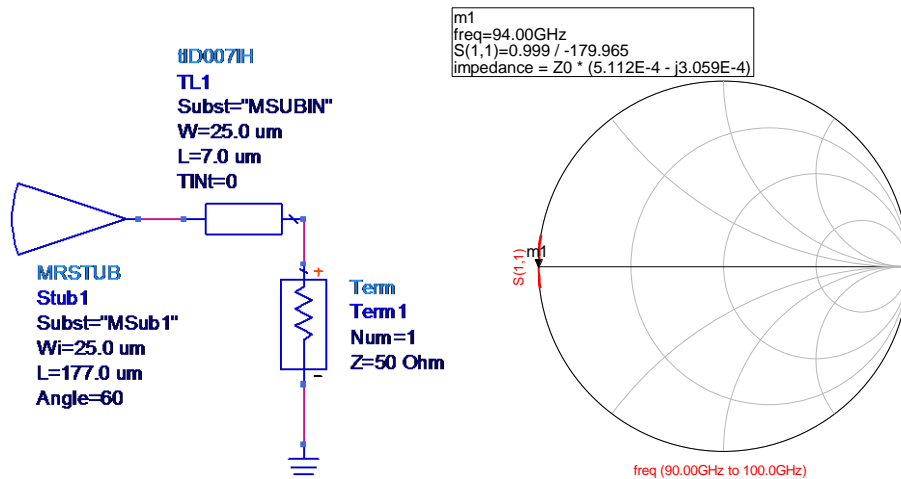


Fig. 6-17. Diseño y resultado del cortocircuito en la banda de trabajo con stub radial.

El siguiente paso es añadir una línea microstrip de longitud $\lambda/4$ para que actúe como circuito abierto para la señal de OL, de modo que los componentes que se añadan para completar la red polarización no influyan y no se derive nada de señal de OL por dicha red de polarización. Este valor $\lambda/4$ se ha calculado teniendo en cuenta la constante dieléctrica del medio que depende de las características del substrato (**Ec. 6-1**).

$$l_g = \frac{l_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{C}{f \times \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad \text{D} \quad l_g/4 = \frac{C}{4 \times f \times \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (6.1)$$

Para calcular la constante dieléctrica del medio se necesitan los datos del sustrato. En este proyecto se ha utilizado una herramienta muy interesante que tiene ADS llamada “LineCalc” como se indica en la **Fig. 6-18**. Con esta herramienta se puede calcular las dimensiones físicas que debe tener una línea de impedancia y longitud eléctrica determinada. Finalmente se puede comprobar que el valor $\lambda/4$ fijado a una frecuencia de 94 GHz es de aproximadamente 272 μm .

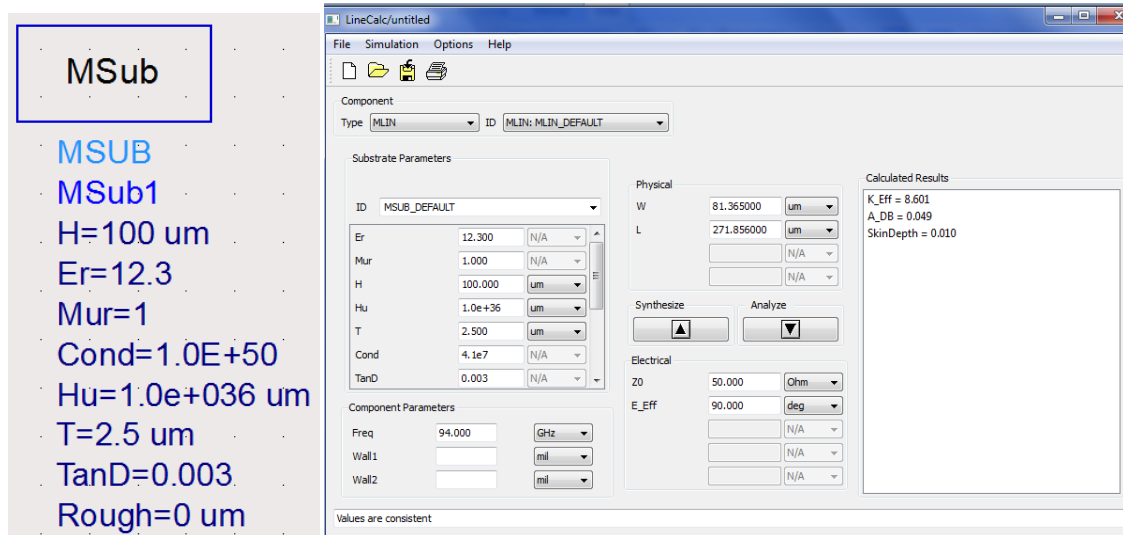


Fig. 6-18. Características del sustrato y captura del cálculo de la constante dieléctrica del medio y lambda cuartos mediante “LineCalc”.

Sólo queda actualizar los valores calculados en el paso anterior y comprobar que verdaderamente el conjunto de stub radial y línea $\lambda/4$ actúa como un circuito abierto (**Fig. 6-19**).

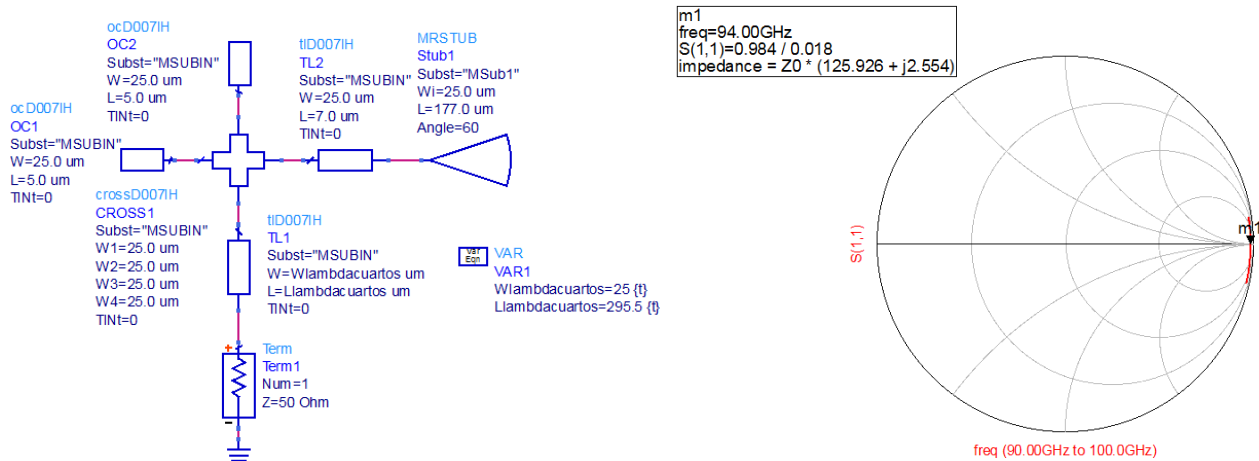


Fig. 6-19. Diseño y resultado del circuito abierto con stub radial y línea lambda cuartos.

Como se puede comprobar, la línea lambda cuartos no es igual al valor calculado teóricamente porque no se ha tenido en cuenta el efecto del elemento “CROSS1”, ni el comportamiento no ideal de los otros componentes que conforman el diseño. Por otra parte, se observa la respuesta de la red de polarización en la carta de Smith a través del coeficiente de reflexión. La red presenta un circuito abierto con muy pocas pérdidas centrada en 94 GHz.

Además se tiene que poner una bobina después del elemento “CROSS1” para que impida que a la frecuencia de salida (3 GHz) vaya parte de la corriente por la rama. Curiosamente, al introducir la bobina en el diseño se empeora la adaptación de la red de OL, sin embargo, eso hacía que la potencia de salida fuese mayor.

6.5 Rama Cascodo final

Con la red de polarización del drenador diseñada, se cambian los DC_Block por condensadores reales y se introducen diferentes conectores (TEEs, pequeños trozos de líneas) que son importantes a estas frecuencias para que los diferentes elementos no se solapen al realizar el diseño físico.

Con los nuevos elementos incorporados en el diseño, subieron las pérdidas de potencia de OL, RF y la obtenida a la salida. Esto hizo que se volviera a realizar un barrido a los valores de los componentes con el fin de obtener los mejores resultados posibles, sabiendo que al incorporar elementos reales, se introducía pérdidas intrínsecas que no se podrían mejorar.

Por último se sustituyen las tierras ideales por VIAS de la librería de D007IH. Al cambiar la tierra del surtidor del segundo transistor, se produce un punto crítico en el diseño, ya que introduce muchas pérdidas. Se intenta solucionar cambiando los transistores por los del mismo modelo pero con dos patas en el surtidor, cada una con su respectiva tierra. Este cambio permitió reducir las pérdidas de potencia en 4 dB, ya que en el “layout” (cuyo estudio se realiza en el siguiente capítulo) se observa que la disposición de los componentes queda más estable.

Tras el cambio de transistores se re-optimiza las redes de entrada. Se utiliza la herramienta *Tuning* para modificar los valores de los condensadores y longitudes de las líneas. El resultado no es muy positivo ya que si se mejora la potencia de entrada, empeora la potencia de salida.

Al final se opta por incorporar la herramienta *OPTIM* al diseño, que ya se había utilizado anteriormente en el acoplador “Tandem Coupler”. A través de los “Goals” se establecen una serie de especificaciones a cumplir, como se indica en la figura **Fig. 6-20**.

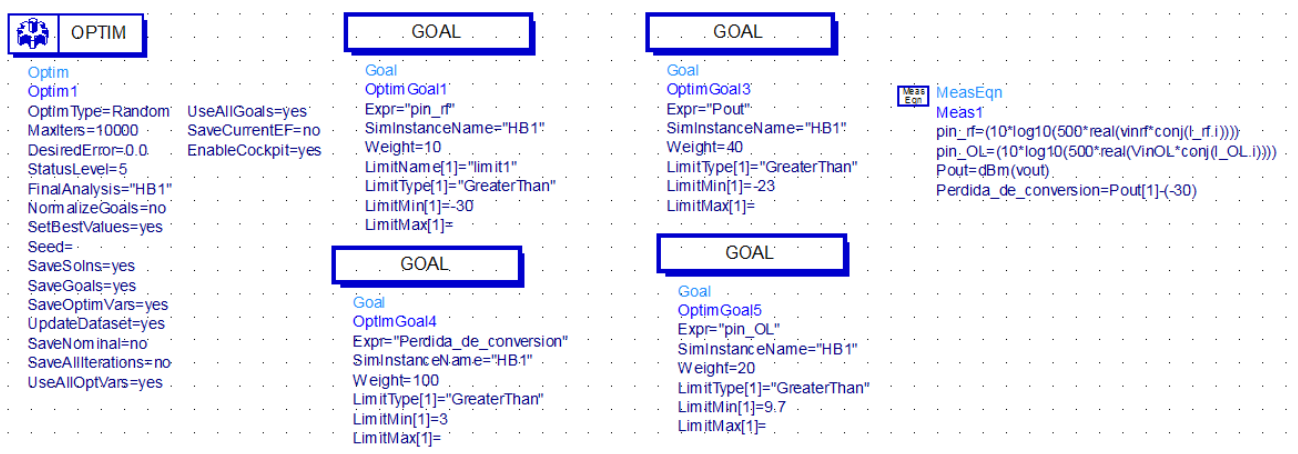


Fig. 6-20. Funciones objetivo.

Con la herramienta *OPTIM*, se mejoran las prestaciones del diseño, pero las medidas que indica en las anchuras de las TEEs o de las líneas de transmisión no son realizables a la frecuencia en que se trabaja. Así que se acota las variables para que la herramienta sólo modifique las capacitancias y longitudes de las líneas.

La rama cascodo resultante, una vez optimizada, se muestra en la figura **Fig. 6-21**.

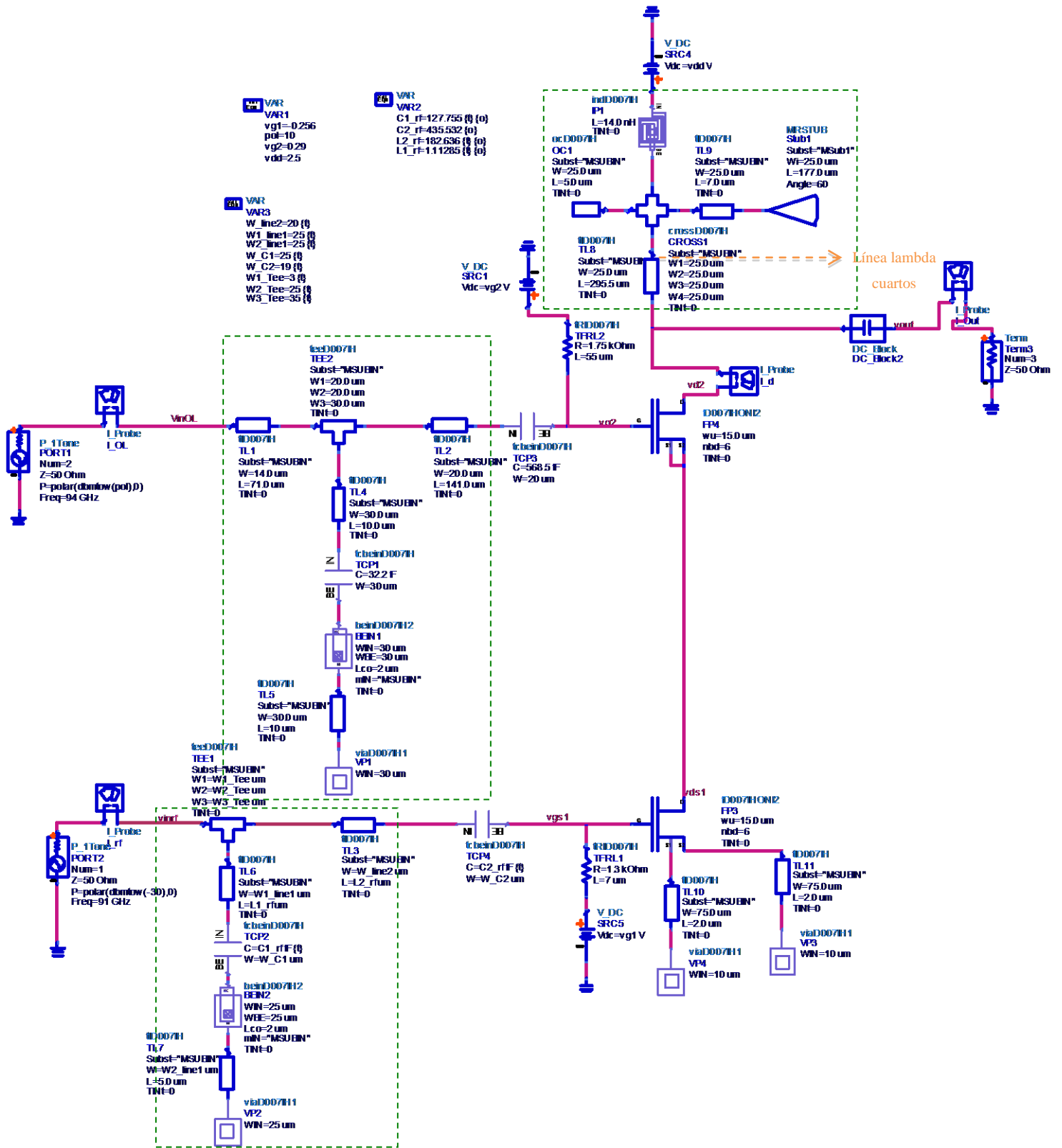


Fig. 6-21. Esquemático con las redes de adaptación de entrada y de polarización.

Los resultados que se consiguen en este punto del diseño son:

Potencias de entrada, salida y pérdidas de conversión

freq	Pout	pin_rf[4]	pin_OL[5]	...da_de_conversion1	...da_de_conversion2
0.0000 GHz	-6143.053	30.153/180.000	8.613/0.000	3.386/180.000	-3.540
3.000 GHz	-33.540				
6.000 GHz	-73.654				
88.00 GHz	-68.213				
91.00 GHz	-35.308				
94.00 GHz	3.350				
97.00 GHz	-46.820				
100.0 GHz	-72.059				
182.0 GHz	-86.754				
185.0 GHz	-42.082				
188.0 GHz	-9.861				
191.0 GHz	-57.891				
276.0 GHz	-90.810				
279.0 GHz	-55.082				
282.0 GHz	-25.051				

- Eqn Pout1=dBm(vout)
- Eqn pin_rf1=10*log10(500*real(vinrf*conj(I_rf.i)))
- Eqn pin_OL=10*log10(500*real(VinOL*conj(I_OL.i)))
- Eqn Perdida_de_conversion1=Pout[1]-(pin_rf[4])
- Eqn Perdida_de_conversion2=Pout[1]-(-30)

Excursión de vds1(azul) y vds2(rosa) en gran señal a causa del bombeo de OL

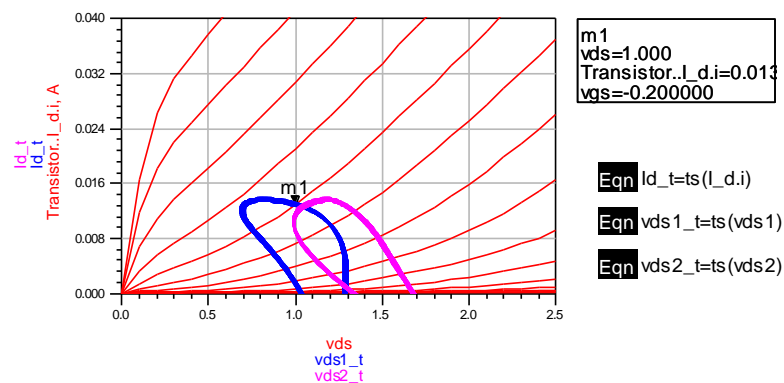


Fig. 6-22. Resultados del esquemático con las redes de adaptación de entrada y polarización.

Como era de esperar, aún cuando se ha reducido las pérdidas con el cambio de transistores, el incorporar componentes reales (sobre todo las tierras por VIAS) ha hecho que aumenten las pérdidas de conversión. En este caso se expone las pérdidas con respecto a la potencia de RF en la carga y con respecto a la potencia de bombeo, que con -3.5 dB son una pérdidas aceptables teniendo en cuenta la frecuencia a la que se trabaja. Además se advierte que desadaptando la entrada de OL se consigue reducir ligeramente las pérdidas.

Al haber modificado el punto de polarización, se percibe un ligero cambio en las curvas de los transistores, aunque dicho cambio no es significativo con respecto a los datos que se obtuvieron inicialmente.

Con los datos expuestos, se busca la forma de intentar mejorarlos replanteándose el tamaño de los transistores, evaluando el número de dedos y su anchura. El estudio termina con unos nuevos modelos de transistores, para el transistor 1 (entrada de RF) es de 10x6, mientras que para el transistor 2 (entrada de OL), el tamaño es de 20x8.

Se realiza otra vez el estudio del punto de trabajo de los nuevos transistores para saber en qué se modifica y si con estas dimensiones podrían trabajar en una zona donde se corría el riesgo de que se estropearan (zona de corte o zona de breakdown).

El cambio de los transistores arroja muy buenos resultados como se puede ver en la figura **Fig. 6-22**. Se consigue un punto de polarización bastante bueno, mejorando considerablemente las pérdidas anteriores.

Punto Polarización de ambos Transistores

mag(vds1[0])	I_d.[0]	vds2[0]	vg2[0]	vg1[0]	vs1[0]	mag(vgs2)
0.788	0.005 / 0.000	0.239 / 0.000	0.379 / 0.000	0.253 / 180.000	5.685E-4 / 0.000	0.410

$$\text{Eqn } vds2=vd2-vds1$$

$$\text{Eqn } vgs2=vg2[0]-vds1[0]$$

freq	Pout	pin_rf[4]	pin_OL[5]	Perdida_de_conversion1	Perdida_de_conversion2
0.0000 Hz	-6143.053	30.108 / 180.000	9.577 / 0.000	0.740 / 180.000	-0.848
3.000 GHz	-30.848				
6.000 GHz	-78.119				
88.00 GHz	-79.620				
91.00 GHz	-38.617				
94.00 GHz	4.989				
97.00 GHz	-56.259				
100.0 GHz	-75.641				
182.0 GHz	-81.595				
185.0 GHz	-39.981				
188.0 GHz	-11.188				
191.0 GHz	-50.004				
276.0 GHz	-88.938				
279.0 GHz	-51.655				
282.0 GHz	-25.967				

$$\text{Eqn } Pout1=dBm(vout)$$

$$\text{Eqn } pin_rf1=10*\log10(500*real(vinrf*conj(l_rf.i)))$$

$$\text{Eqn } pin_OL1=10*\log10(500*real(VinOL*conj(l_OL.i)))$$

$$\text{Eqn } Perdida_de_conversion1=Pout[1]-(pin_rf[4])$$

$$\text{Eqn } Perdida_de_conversion2=Pout[1]-(-30)$$

Fig. 6-22. Punto de polarización, potencias de entrada, salida y pérdidas de conversión con los nuevos transistores.

Con los transistores actuales se mejora tanto la adaptación de RF como de OL, además se consigue que de nuevo no haya casi pérdidas de conversión, una de las principales tareas en el diseño del mezclador.

Además se realiza un barrido de V_{g1} y V_{g2} para ver los diferentes valores de las pérdidas de conversión y así demostrar que el punto de polarización obtenido es el óptimo.

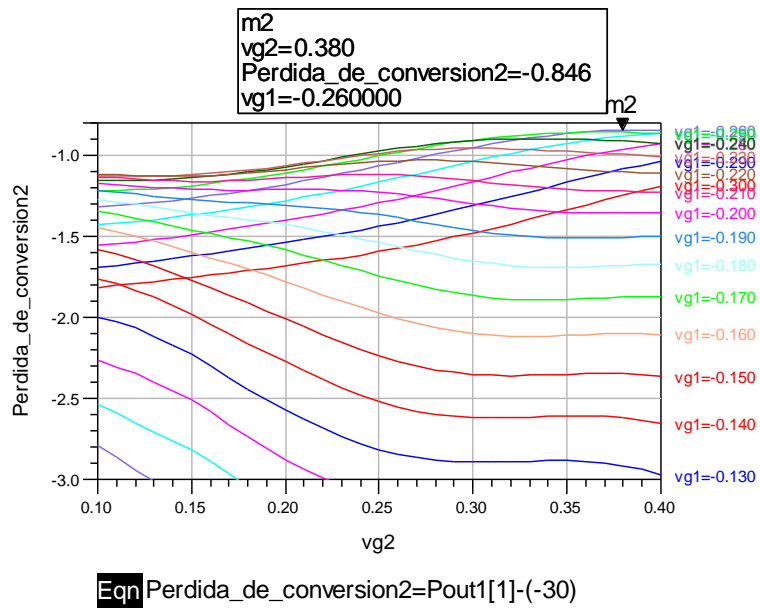


Fig. 6-23. Pérdidas de conversión en función de V_{g1} y V_{g2} .

El punto óptimo se corresponde con la zona de bajo ruido, donde hay más no linealidad y las pérdidas son menores (Ver **Fig. 6-24**).

Se ve la excursión de vds2 en gran señal a causa del bombeo de OL Se ve la excursión de vds1 en gran señal a causa del bombeo de OL

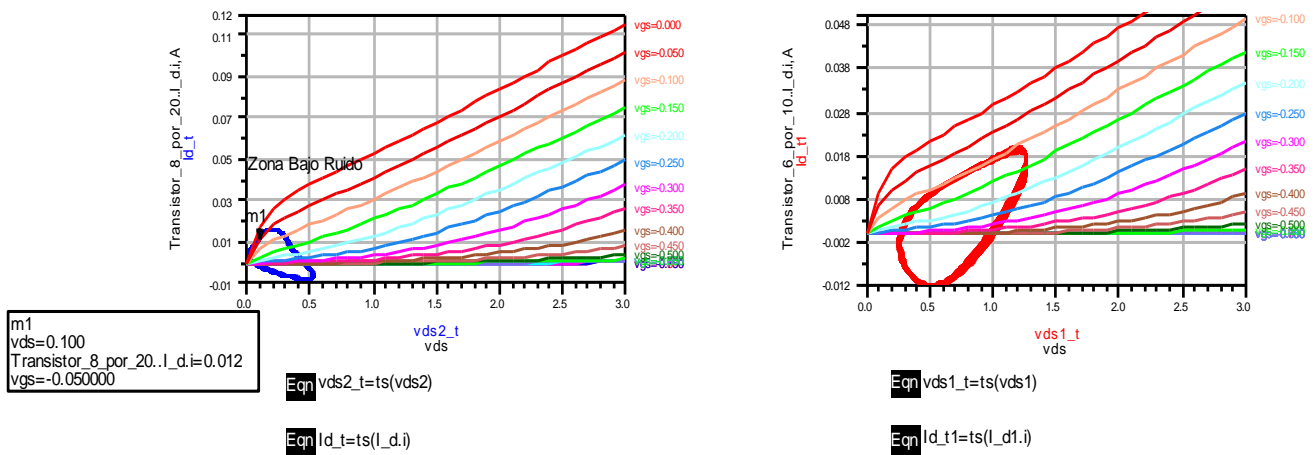


Fig. 6-24. Comportamiento en gran señal de los nuevos transistores.

Se compara los resultados obtenidos trabajando en esta zona con la zona llamada Autooscilante como se muestra a continuación.

Se ve la excursión de vds2 en gran señal a causa del bombeo de OL Se ve la excursión de vds1 en gran señal a causa del bombeo de OL

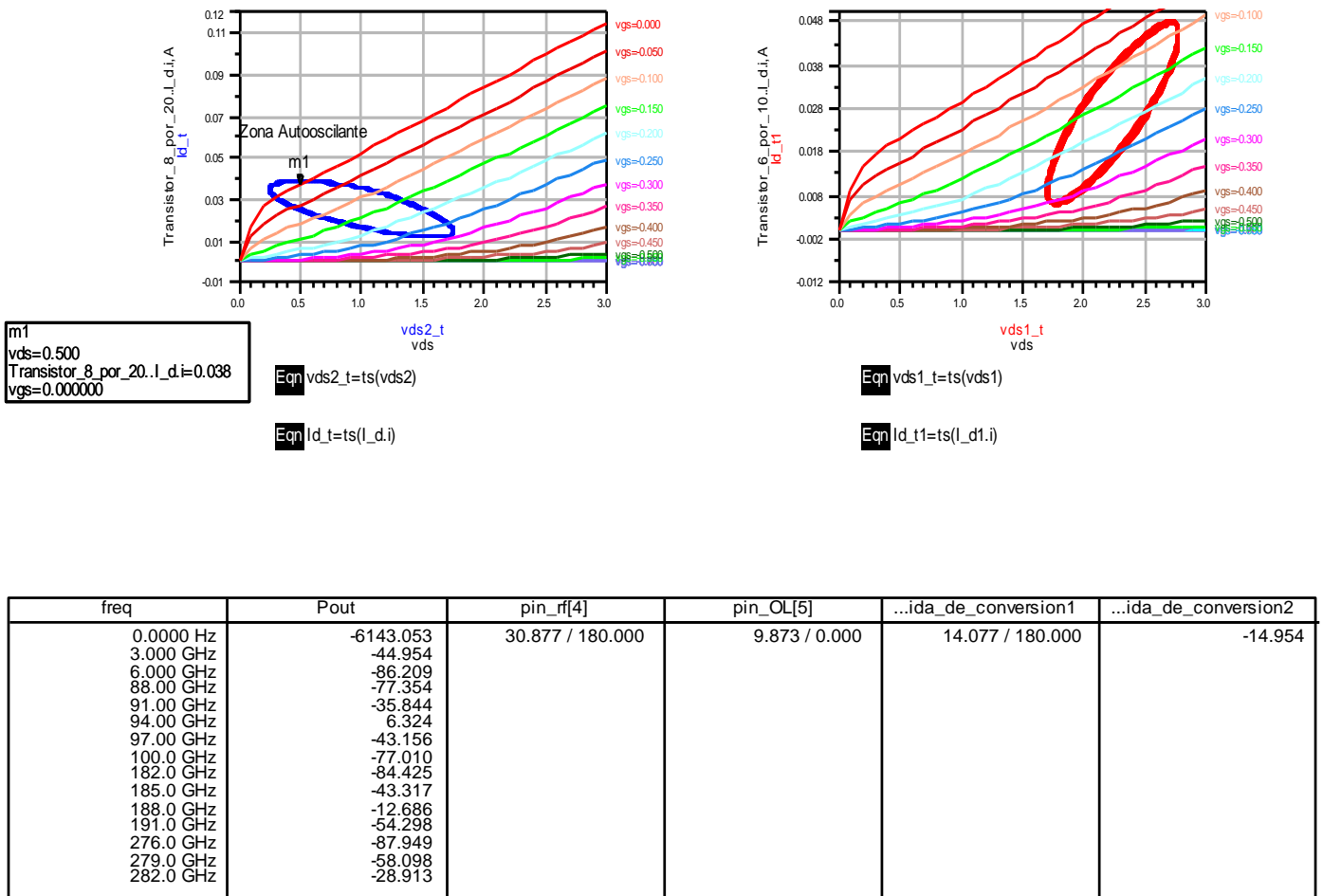


Fig. 6-25. Comportamiento en gran señal de los transistores en la zona Autooscilante.

Se observa que, debido a las propiedades intrínsecas del transistor MHEMT, el cual como se demuestra en sus curvas de salida es poco no-lineal, la zona llamada Autooscilante ofrece pérdidas de conversión, ya que el transistor 1 amplifica pero no mezcla y el transistor 2 mezcla muy poco. Con lo cual se obtienen unas pérdidas de -15 dB, resultado pésimo y que dista mucho del obtenido en la zona de bajo ruido, donde parece haber una mayor no linealidad y se consigue reducir las pérdidas en menos de 1 dB.

6.6 Mezclador balanceado completo

Habiendo optimizado las pérdidas al máximo en la rama cascodo, se construye el mezclador balanceado completo. Antes de conectar las dos ramas, se coloca cada una de las ramas por separado en el esquemático y se calcula la potencia de salida de ellas, poniendo en una de las ramas las fuentes desfasadas 90°. Se comprueba que los resultados son los mismos y se conecta todo el circuito para ver los parámetros de continua y la potencia de salida total.

Con las dos ramas unidas formando el mezclador balanceado, se realiza el diseño de la red de salida con el objetivo de mejorar las pérdidas de conversión, aunque con una salida adaptada se corre el riesgo de que se ponga a oscilar por realimentaciones espurias en otras frecuencias, lo que conlleva una inestabilidad que no se podría utilizar.

Primero se obtiene la impedancia de salida, introduciendo un generador en la salida a la frecuencia intermedia (3 GHz) más un cierto intervalo $\rightarrow IF + 0.1$ por ejemplo.

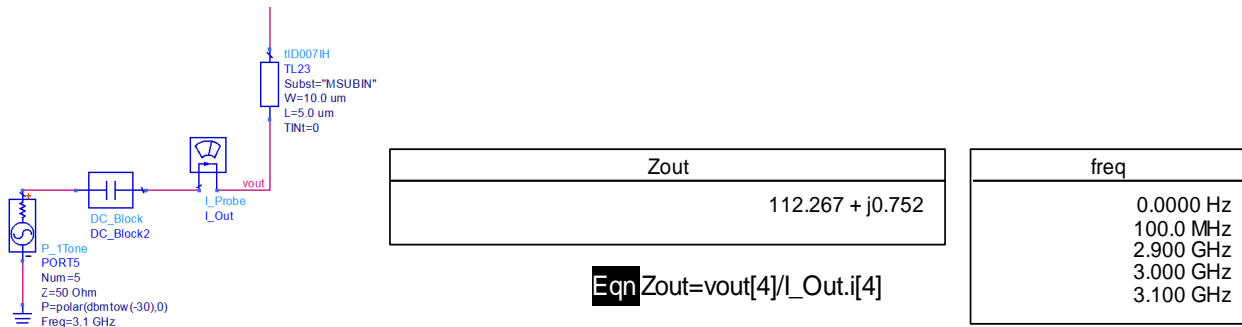


Fig. 6-26. Impedancia de salida del mezclador balanceado.

Luego a través del “Impedance Matching”, nuevamente se busca una red que adapte la salida.

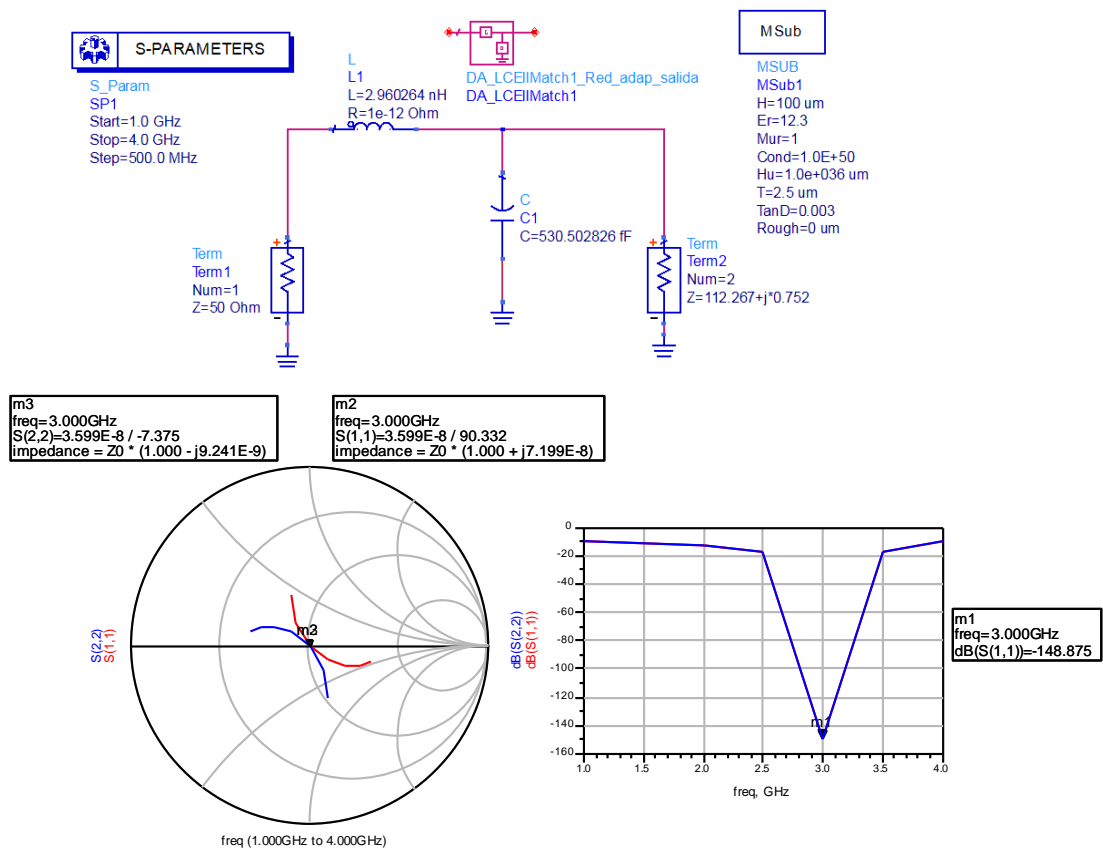


Fig. 6-27. Red de salida y resultados de la adaptación.

Sin embargo, el resultado no es el esperado y con la red de salida adaptada, empeora las pérdidas de conversión. Eso hace que se cambie la red para obtener mayor potencia aunque la salida ya no esté totalmente adaptada. Además se busca una interetapa de adaptación en cada una de las ramas de los drenadores, que ayudará a la transmisión de la potencia a la salida y así mejorar las prestaciones del mezclador. Como resultado se obtiene dos bobinas que mejoran bastante la potencia a la salida (Ver **Fig. 6-28**).

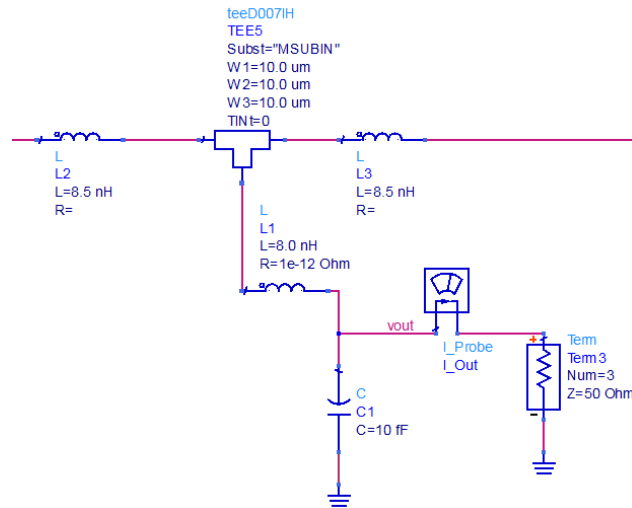


Fig. 6-28. Red de salida junto con la interetapa de adaptación.

Los resultados que se obtienen en el mezclador con el esquema anterior son los siguientes:

freq	Pout	pin_RF_total	pin_OL_total	Perdida_de_conversion1	Perdida_de_conversion2
0.0000 Hz	9.964	125.081 / 173.738	127.276 / 173.846	4.460 / 0.000	4.384
3.000 GHz	-22.616	55.472 / 165.762	36.972 / 158.344		
6.000 GHz	-67.227	82.750 / 170.510	72.324 / 169.126		
88.00 GHz	-327.532	72.086 / 169.090	66.843 / 168.222		
91.00 GHz	-322.598	27.076 / 180.000	33.223 / 155.753		
94.00 GHz	-333.227	14.059 / 103.956	11.753 / 0.000		
97.00 GHz	-326.463	49.083 / 163.861	42.992 / 161.497		
100.0 GHz	-324.888	76.753 / 169.761	60.925 / 167.059		
182.0 GHz	-126.933	77.998 / 169.926	71.578 / 169.011		
185.0 GHz	-103.197	40.915 / 160.521	38.573 / 159.285		
188.0 GHz	-75.890	20.654 / 138.656	16.857 / 125.965		
191.0 GHz	-117.331	60.636 / 166.996	67.844 / 168.398		
276.0 GHz	-334.314	81.463 / 170.358	80.910 / 170.292		
279.0 GHz	-347.057	72.556 / 169.161	62.984 / 167.489		
282.0 GHz	-330.227	36.413 / 157.995	44.054 / 161.958		
370.0 GHz	-174.536	80.931 / 170.294	94.687 / 171.715		
373.0 GHz	-159.868	64.554 / 167.798	73.453 / 169.295		

Eqn Pout1=dBm(vout)	Eqn pin_rf_lin=(500*real(vinrf*conj(L_rf.i)))
Eqn pin_rf1=10*log10(500*real(vinrf*conj(L_rf.i)))	Eqn pin_rf1_lin=(500*real(vinrf1*conj(L_rf1.i)))
Eqn pin_OL1=10*log10(500*real(VinOL*conj(L_OL.i)))	Eqn pin_RF_total=10*log10(pin_rf_lin+pin_rf1_lin)
Eqn Perdida_de_conversion1=Pout[1]-(pin_RF_total[4])	Eqn pin_OL_lin=(500*real(VinOL*conj(L_OL.i)))
Eqn Perdida_de_conversion2=Pout[1]-(-27)	Eqn pin_OL1_lin=(500*real(VinOL1*conj(L_OL1.i)))
	Eqn pin_OL_total=10*log10(pin_OL_lin+pin_OL1_lin)

Fig. 6-29. Potencias de las diferentes entradas, de la salida y pérdidas de conversión.

Se puede apreciar que, con los cambios efectuados en la red de salida, así como las variaciones que se han ido realizando en los componentes, han dado muy buenos resultados. Cabe recordar que todas las variables utilizadas en el diseño son susceptibles a ser modificadas en la optimización.

Así, se obtiene ganancia de conversión en más de 4 dB, tanto si se compara la salida con la potencia de RF en la entrada como con la potencia de bombeo. Además viendo ambas potencias se observa una gran adaptación de RF, donde casi no se pierde potencia en la entrada.

Por último, se puede observar cómo se anula en la salida las señales de RF (a la frecuencia de 91 GHz) y OL (a la frecuencia de 94 GHz), obteniendo unas potencias de -322 y -333 dB respectivamente.

A continuación se sustituye los últimos componentes ideales de la red de salida e interetapa. Modificando un poco el valor de las bobinas y evaluando los resultados, se observa que se puede eliminar el condensador, mejorando incluso los resultados anteriores. El diseño del mezclador en este punto se muestra en la figura **Fig. 6-30**.

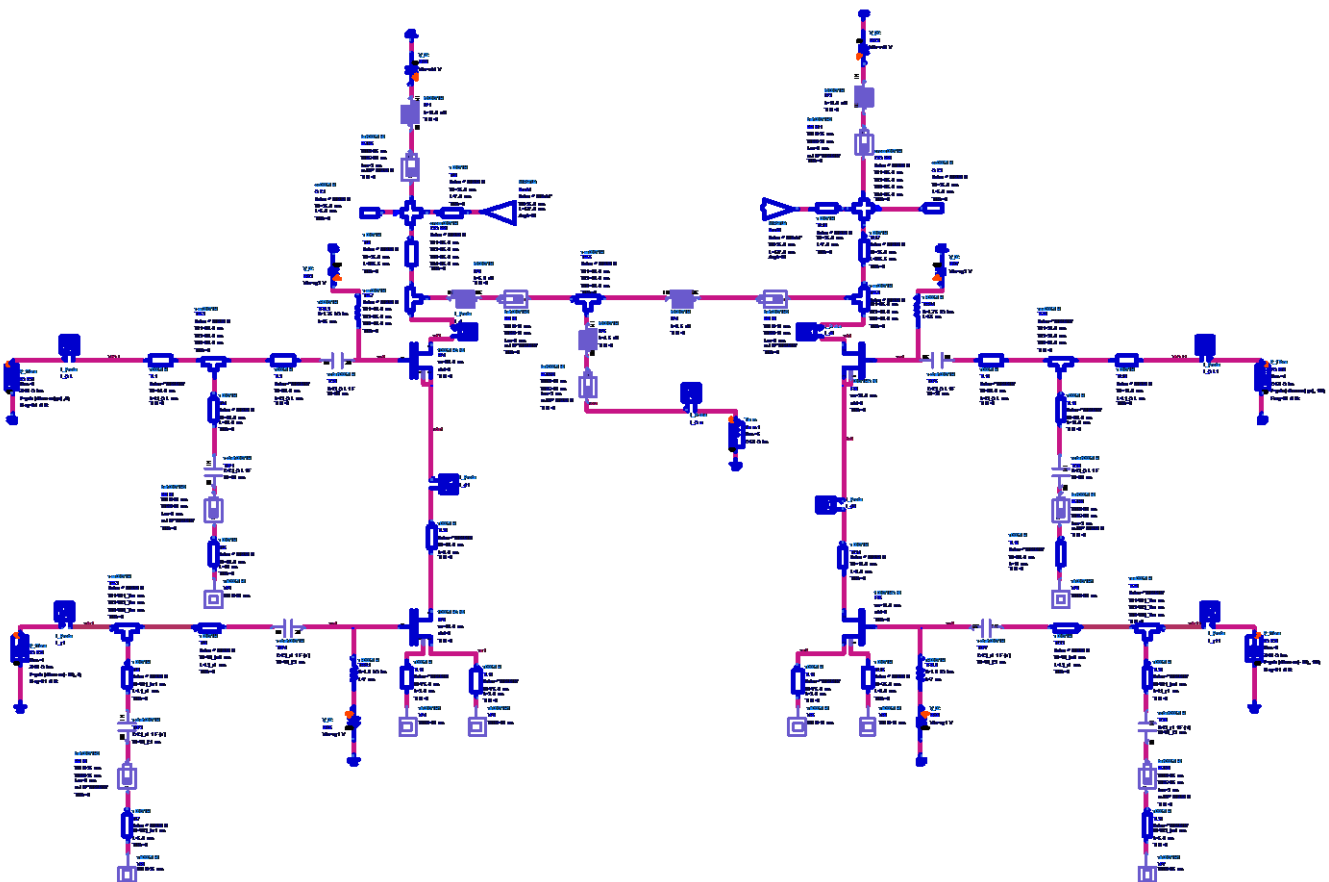


Fig. 6-30. Visión general del esquemático del mezclador.

A partir de este momento, se realiza una cantidad importante de esquemáticos que se van a omitir para no excedernos en la extensión de la memoria. La principal causa es la realización del diseño físico del mezclador y que a continuación se explica.

Partiendo del esquemático anterior y con unos resultados más que aceptables, se procede a realizar su diseño físico. Como no se puede generar a partir del “autolayout” y hay que ir construyéndolo de forma manual, se va haciendo patente la necesidad de ir añadiendo diferentes conectores (TEEs, trozos de línea, codos...) para que haya una correcta conexión entre los componentes y que no se solapen. La consecuencia de añadir los diferentes conectores, se traduce en que las prestaciones que se habían conseguido empeoran hasta el punto que es necesario rediseñar el mezclador en el esquemático y volver a optimizar el circuito en base a unas especificaciones.

El principal problema que se presenta es la mejora del aislamiento en los puertos del mezclador. Sobre todo, el conseguir un buen aislamiento de RF en OL será un escollo que permanecerá el resto del proyecto.

Al final, se realiza un diseño en esquemático que reúne unas prestaciones aceptables en cuanto a la potencia que se consigue en la salida y el aislamiento en los diferentes puertos. El último paso es incorporar el “Tandem Coupler” al diseño, cuyos resultados son más que satisfactorios, con lo cual sólo nos queda realizar el diseño físico y evaluarlo con “Momentum”. Pero nos vamos a encontrar con un problema más, y es que, con la configuración que presenta el mezclador, al realizar el “layout” no permite una fácil conectividad con el Tándem. El resultado es que hay que añadir más líneas y codos para poder conectar el acoplador con el resto del circuito y eso provoca que se exceda en las medidas del “dice”, como se explicará en el siguiente capítulo con más detalle.

Hay que volver a rediseñar y a diferencia de la vez anterior, ahora se hace mucho más complicado, puesto que se había optimizado el diseño sin margen casi a ninguna variación. El siguiente paso, es realizar diferentes pruebas con el objetivo de intentar mantener los resultados obtenidos, acortando las líneas de transmisión o rebajando el valor de las inductancias, que se traduce en el diseño físico en un menor número de espiras. Con estas medidas, se espera poder reducir el espacio que ocupa el “layout” al tamaño adecuado.

Tras un estudio exhaustivo, se llega a la conclusión de que, dejando una única red de polarización de drenador común para ambas ramas del mezclador, se puede solucionar el problema de la conectividad con el Tándem y se ahorra espacio en el “layout”.

Con esta idea se modifica el diseño y se vuelve a optimizar con ayuda de las herramientas que proporciona el ADS. Además se añaden los “Pads” en las redes de polarización que cambiarán en alguna medida el comportamiento del circuito. Todo ello se traduce en un aumento de la incertidumbre en la medida y errores en el modelo obtenido. El esquemático resultante se muestra en la figura **Fig. 6-31**.

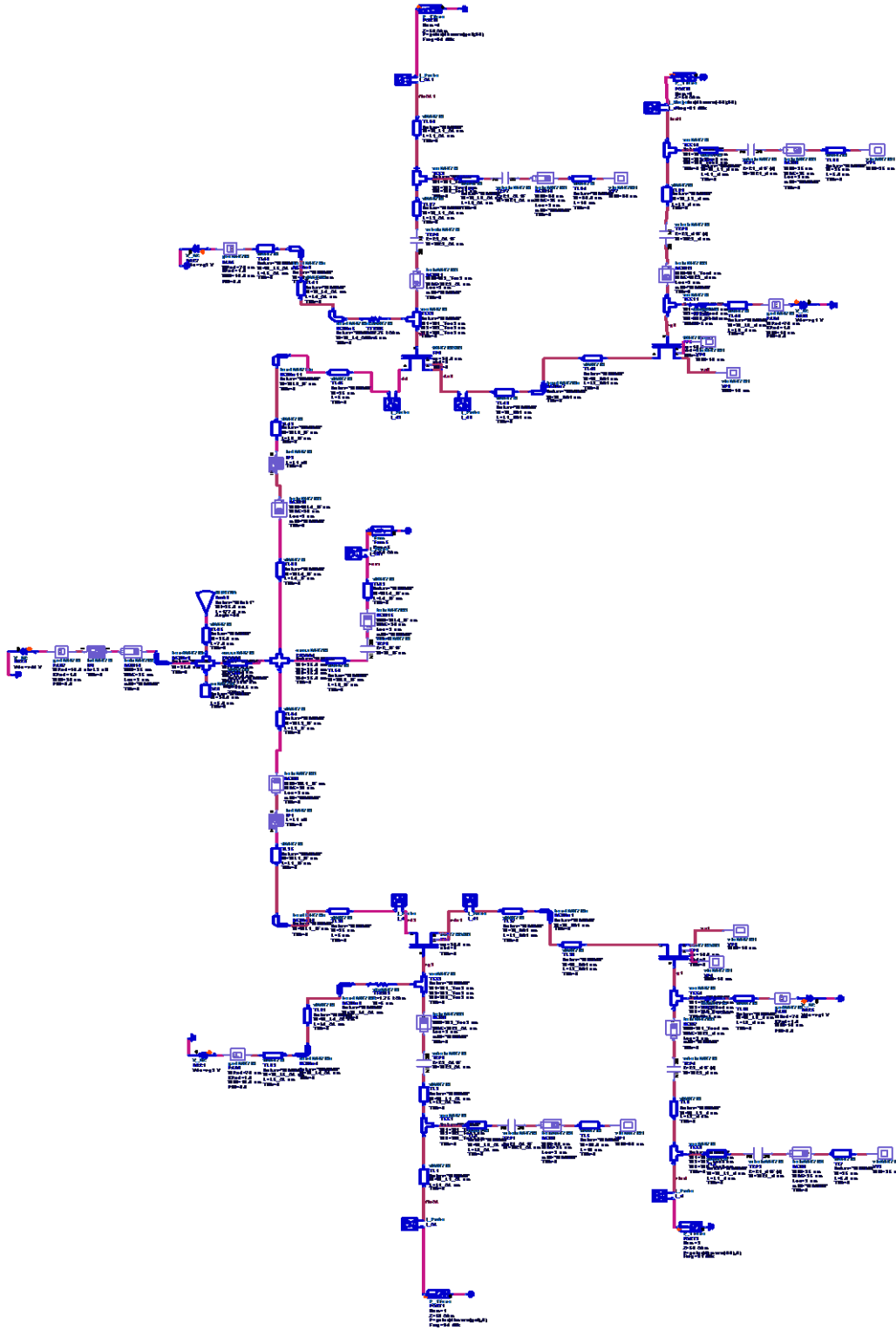


Fig. 6-31. Esquemático del mezclador con una rama de drenador.

Los resultados que se obtienen con la nueva configuración se exponen a continuación. Se omite las ecuaciones que se utilizan para el cálculo de las potencias de entrada de RF y OL, la potencia de salida y las pérdidas de conversión porque son las mismas que ya se han detallado anteriormente.

Potencia de cada entrada, salida y pérdidas de conversión

freq	Pout	pin_RF_total	pin_OL_total	...e_conversion1	...e_conversion2	pin_OL[5]	pin_rf[4]
0.0000 Hz	-113.864	125.080 / 173.000	127.124 / 173.000	6.025 / 0.000	5.946	8.390	30.089
3.000 GHz	-21.054	57.498 / 166.200	40.189 / 160.100				
6.000 GHz	-60.575	92.409 / 171.500	80.480 / 170.200				
88.00 GHz	-86.537	81.681 / 170.300	83.813 / 170.600				
91.00 GHz	-74.561	27.079 / 180.000	34.600 / 156.700				
94.00 GHz	-37.388	14.127 / 105.000	11.373 / 0.000				
97.00 GHz	-85.149	50.942 / 164.400	46.727 / 163.000				
100.0 GHz	-115.787	83.239 / 170.500	77.081 / 169.800				
182.0 GHz	-154.820	82.618 / 170.400	90.002 / 171.200				
185.0 GHz	-125.264	44.756 / 162.200	51.639 / 164.600				
188.0 GHz	-102.614	23.133 / 143.800	27.340 / 150.000				
191.0 GHz	-144.080	59.731 / 166.700	68.783 / 168.500				
276.0 GHz	-162.516	87.985 / 171.000	87.247 / 171.000				

Potencia de OL en RF

freq	pin_rf_OL1	ISO_OL_en_RF1
0.0000 Hz	-127.344	-16.645
3.000 GHz	-58.700	
6.000 GHz	-95.718	
88.00 GHz	-84.263	
91.00 GHz	-30.089	
94.00 GHz	-6.645	
97.00 GHz	-52.050	
100.0 GHz	-85.408	
182.0 GHz	-84.494	
185.0 GHz	-45.799	
188.0 GHz	-21.763	
191.0 GHz	-61.450	
276.0 GHz	-90.322	
279.0 GHz	-58.486	
282.0 GHz	-31.005	
370.0 GHz	-95.041	
373.0 GHz	-63.527	
464.0 GHz	-100.726	

Potencia de RF en OL

freq	pin_OL_RF1	... RF_en_OL1
0.0000 Hz	-129.401	-4.781
3.000 GHz	-40.547	
6.000 GHz	-84.990	
88.00 GHz	-86.138	
91.00 GHz	-34.781	
94.00 GHz	8.390	
97.00 GHz	-47.502	
100.0 GHz	-79.173	
182.0 GHz	-91.662	
185.0 GHz	-52.258	
188.0 GHz	-26.406	
191.0 GHz	-69.896	
276.0 GHz	-89.065	
279.0 GHz	-61.867	
282.0 GHz	-38.004	
370.0 GHz	-107.511	
373.0 GHz	-77.273	
464.0 GHz	-116.913	

Eqn pin_rf_OL1=10*log10(mag(500*real(vinrf*(conj(-l_rf.i)))))

Eqn pin_OL_RF1=10*log10(mag(500*real(VinOL*conj(-l_OL.i))))

Eqn ISO_OL_en_RF1=pin_rf_OL1[5]-10

Eqn ISO_RF_en_OL1=10*log10(mag(500*real(VinOL[4]*conj(-l_OL.i[4]))))+30

Potencia de OL en IF y Aislamiento OL-IF

freq	pin_IF_OL	ISO_OL_en_IF
0.0000 Hz	-113.864	-47.388
3.000 GHz	-21.054	
6.000 GHz	-60.575	
88.00 GHz	-86.537	
91.00 GHz	-74.561	
94.00 GHz	-37.388	
97.00 GHz	-85.149	
100.0 GHz	-115.787	
182.0 GHz	-154.820	
185.0 GHz	-125.264	
188.0 GHz	-102.614	
191.0 GHz	-144.080	
276.0 GHz	-162.516	
279.0 GHz	-134.754	
282.0 GHz	-97.377	
370.0 GHz	-173.356	
373.0 GHz	-139.111	
464.0 GHz	-195.261	

Potencia de RF en IF y Aislamiento RF-IF

freq	pin_IF_rf	ISO_RF_en_IF
0.0000 Hz	-113.864	-44.561
3.000 GHz	-21.054	
6.000 GHz	-60.575	
88.00 GHz	-86.537	
91.00 GHz	-74.561	
94.00 GHz	-37.388	
97.00 GHz	-85.149	
100.0 GHz	-115.787	
182.0 GHz	-154.820	
185.0 GHz	-125.264	
188.0 GHz	-102.614	
191.0 GHz	-144.080	
276.0 GHz	-162.516	
279.0 GHz	-134.754	
282.0 GHz	-97.377	
370.0 GHz	-173.356	
373.0 GHz	-139.111	
464.0 GHz	-195.261	

Eqn pin_IF_OL=10*log10(mag(500*real(vout*(conj(-l_Out.i)))))

Eqn pin_IF_rf=10*log10(mag(500*real(vout*(conj(-l_Out.i)))))

Eqn ISO_OL_en_IF=pin_IF_OL[5]-10

Eqn ISO_RF_en_IF=pin_IF_rf[4]+30

Fig. 6-32. Resultados del mezclador con una rama de drenador.

Se observa que los datos en cuanto a la potencia de salida y pérdidas de conversión son muy buenos, solucionando parte de los problemas que se mencionaron anteriormente. Con una potencia de salida de -21 dB a la frecuencia intermedia, se obtiene 6 dB de ganancia de conversión con respecto a la potencia de entrada y a la de bombeo. En cuanto a la adaptación, la entrada de RF está perfectamente adaptada viendo las pérdidas que ofrece, mientras que la entrada de OL sí acusa cierta desadaptación que en este caso, puede beneficiar para que el circuito tenga ganancia en la salida.

El problema sigue siendo el aislamiento. Con un aislamiento de RF-OL y OL-RF tan pobre en ambos puertos, se debe seguir modificando las variables del circuito para optimizar estos parámetros, tan importantes en un mezclador.

6.7 Resultados finales del mezclador en simulación eléctrica

Una vez realizado los cambios correspondientes en los valores de las variables, se mejora sustancialmente el aislamiento entre los diversos puertos y aún se sigue teniendo ganancia de conversión, dato que sin ser una de las especificaciones que se pedía, es muy bueno teniendo en cuenta que en el estudio electromagnético habrá más pérdidas.

A continuación, se conecta un *híbrido* de 90° ideal de la librería de D007IH en cada entrada del mezclador tal y como se muestra en la figura **Fig. 6-33**. El híbrido, que ofrece un acoplo perfecto y no tiene pérdidas, realiza la función del Tándem.

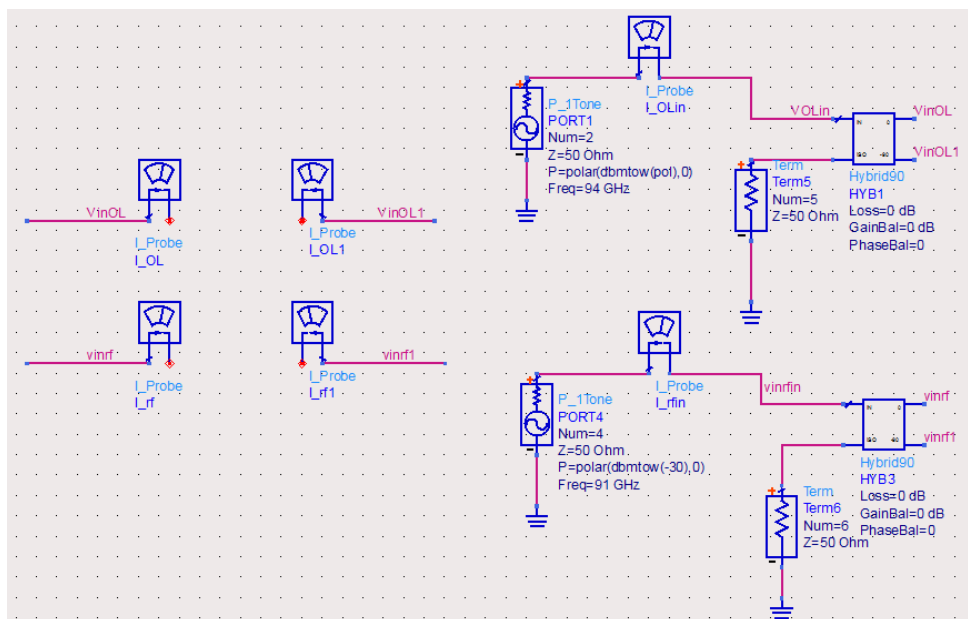


Fig. 6-33. Híbrido de 90° ideal en cada entrada del mezclador.

Con el acoplador ideal en el circuito se obtienen los siguientes resultados:

Potencia de cada entrada, salida y pérdidas de conversión

freq	Pout1	pin_rf1[4]	pin_OL1[5]	Perdida_de_conversion1	Perdida_de_conversion2
0.0000 Hz	-112.481	30.000 / 180.000	10.000 / 0.000	6.330 / 0.000	3.330
3.000 GHz	-23.670				
6.000 GHz	-75.658				
88.00 GHz	-93.897				
91.00 GHz	-92.985				
94.00 GHz	-57.238				
97.00 GHz	-104.172				
100.0 GHz	-150.235				
182.0 GHz	-159.023				
185.0 GHz	-112.513				
188.0 GHz	-87.072				
191.0 GHz	-123.810				
276.0 GHz	-175.384				
279.0 GHz	-147.339				

Potencia de OL en RF

freq	pin_rf_OL	ISO_OL_en_RF
0.0000 Hz	-130.734	-108.819
3.000 GHz	-61.180	
6.000 GHz	-104.151	
88.00 GHz	-110.316	
91.00 GHz	-30.000	
94.00 GHz	-98.819	
97.00 GHz	-76.375	
100.0 GHz	-123.662	
182.0 GHz	-89.743	
185.0 GHz	-50.035	

$$\text{Eqn } \text{pin_rf_OL1} = 10 * \log_{10}(\text{mag}(500 * \text{real}(\text{vinrfin} * (\text{conj}(-\text{I_rfin.i}))))))$$

$$\text{Eqn } \text{ISO_OL_en_RF1} = \text{pin_rf_OL}[5] - 10$$

Potencia de RF en OL

freq	pin_OL_RF	ISO_RF_en_OL
0.0000 Hz	-135.458	-49.038
3.000 GHz	-40.983	
6.000 GHz	-89.569	
88.00 GHz	-107.870	
91.00 GHz	-79.038	
94.00 GHz	10.000	
97.00 GHz	-77.617	
100.0 GHz	-105.711	
182.0 GHz	-96.011	
185.0 GHz	-52.485	

$$\text{Eqn } \text{pin_OL_RF1} = 10 * \log_{10}(\text{mag}(500 * \text{real}(\text{VOLin} * (\text{conj}(-\text{I_OLin.i}))))))$$

$$\text{Eqn } \text{ISO_RF_en_OL1} = 10 * \log_{10}(\text{mag}(500 * \text{real}(\text{VOLin}[4] * (\text{conj}(-\text{I_OLin.i}[4])))))) + 30$$

Potencia de OL en IF y Aislamiento OL-IF

freq	pin_IF_OL	ISO_OL_en_IF
0.0000 Hz	-112.481	-67.238
3.000 GHz	-23.670	
6.000 GHz	-75.658	
88.00 GHz	-93.897	
91.00 GHz	-92.985	
94.00 GHz	-57.238	
97.00 GHz	-104.172	
100.0 GHz	-150.235	
182.0 GHz	-159.023	
185.0 GHz	-112.513	

$$\text{Eqn } \text{pin_IF_OL} = 10 * \log_{10}(\text{mag}(500 * \text{real}(\text{vout} * (\text{conj}(-\text{I_Out.i}))))))$$

$$\text{Eqn } \text{ISO_OL_en_IF} = \text{pin_IF_OL}[5] - 10$$

Potencia de RF en IF y Aislamiento RF-IF

freq	pin_IF_rf	ISO_RF_en_IF
0.0000 Hz	-112.481	-62.985
3.000 GHz	-23.670	
6.000 GHz	-75.658	
88.00 GHz	-93.897	
91.00 GHz	-92.985	
94.00 GHz	-57.238	
97.00 GHz	-104.172	
100.0 GHz	-150.235	
182.0 GHz	-159.023	
185.0 GHz	-112.513	

$$\text{Eqn } \text{pin_IF_rf} = 10 * \log_{10}(\text{mag}(500 * \text{real}(\text{vout} * (\text{conj}(-\text{I_Out.i}))))))$$

$$\text{Eqn } \text{ISO_RF_en_IF} = \text{pin_IF_rf}[4] + 30$$

Fig. 6-34. Resultados del mezclador con una rama de drenador y acoplador ideal.

El rendimiento que ofrece el mezclador en este punto es excelente, ya que aunque la ganancia es menor con respecto al esquemático anterior, que se ponía el desfase directamente en la fuente, el aislamiento en los diferentes puertos ha mejorado notablemente. Sobre todo el aislamiento OL-RF y RF-OL toman valores muy buenos, cuando en el diseño anterior no eran aceptables.

Aún así, en un intento de mejorar el aislamiento de RF en OL se realiza un segundo diseño con los siguientes resultados:

Potencia de cada entrada, salida y pérdidas de conversión

freq	Pout	pin_RF_total	pin_OL_total	...ida_de_conversion1	...ida_de_conversion2
0.0000 Hz	-113.673	125.191 / 173.743	127.043 / 173.835	5.478 / 0.000	2.417
3.000 GHz	-24.583	60.285 / 166.919	41.411 / 160.763		
6.000 GHz	-78.536	111.871 / 172.995	97.581 / 171.963		
88.00 GHz	-98.645	97.237 / 171.934	83.530 / 170.599		
91.00 GHz	-94.903	30.061 / 180.000	37.899 / 158.900		
94.00 GHz	-56.824	15.078 / 115.189	8.049 / 0.000		
97.00 GHz	-105.453	55.994 / 165.897	50.587 / 164.353		
100.0 GHz	-145.051	94.251 / 171.677	90.133 / 171.293		
182.0 GHz	-159.039	85.093 / 170.773	83.187 / 170.560		
185.0 GHz	-113.952	49.387 / 163.963	41.596 / 160.852		
188.0 GHz	-85.913	28.600 / 151.507	21.047 / 139.589		
191.0 GHz	-129.412	68.027 / 168.430	60.034 / 166.864		
276.0 GHz	-180.329	96.428 / 171.866	104.727 / 172.514		
279.0 GHz	-144.946	65.115 / 167.905	74.759 / 169.484		
282.0 GHz	-117.210	38.923 / 159.480	54.119 / 165.398		
370.0 GHz	-192.121	98.541 / 172.041	110.306 / 172.895		

Potencia de OL en RF

freq	pin_rf_OL	ISO_OL_en_RF
0.0000 Hz	-130.466	-91.343
3.000 GHz	-61.733	
6.000 GHz	-114.273	
88.00 GHz	-127.101	
91.00 GHz	-30.000	
94.00 GHz	-81.343	
97.00 GHz	-95.370	
100.0 GHz	-138.305	
182.0 GHz	-86.987	
185.0 GHz	-50.477	
188.0 GHz	-28.157	
191.0 GHz	-69.625	
276.0 GHz	-95.458	
279.0 GHz	-63.670	

Eqn pin_rf_OL1=10*log10(mag(500*real(vinrfn*(conj(-I_rfn.i)))))

Eqn ISO_OL_en_RF1=pin_rf_OL[5]-10

Potencia de RF en OL

freq	pin_OL_RF	ISO_RF_en_OL
0.0000 Hz	-132.329	-65.350
3.000 GHz	-42.109	
6.000 GHz	-99.413	
88.00 GHz	-114.389	
91.00 GHz	-95.350	
94.00 GHz	10.000	
97.00 GHz	-95.431	
100.0 GHz	-121.914	
182.0 GHz	-85.009	
185.0 GHz	-42.276	
188.0 GHz	-18.993	
191.0 GHz	-61.495	
276.0 GHz	-103.835	
279.0 GHz	-73.503	

Eqn pin_OL_RF1=10*log10(mag(500*real(VOLin*conj(-I_OLin.i))))

Eqn ISO_RF_en_OL1=10*log10(mag(500*real(VOLin[4]*conj(-I_OLin.i[4]))))+30

Potencia de OL en IF y Aislamiento OL-IF

freq	pin_IF_OL	ISO_OL_en_IF
0.0000 Hz	-113.673	-66.824
3.000 GHz	-24.583	
6.000 GHz	-78.536	
88.00 GHz	-98.645	
91.00 GHz	-94.903	
94.00 GHz	-56.824	
97.00 GHz	-105.453	
100.0 GHz	-145.051	
182.0 GHz	-159.039	
185.0 GHz	-113.952	
188.0 GHz	-85.913	
191.0 GHz	-129.412	
276.0 GHz	-180.329	
279.0 GHz	-144.946	
282.0 GHz	-117.210	

Eqn pin_IF_OL=10*log10(mag(500*real(vout*(conj(-I_Out.i)))))

Eqn ISO_OL_en_IF=pin_IF_OL[5]-10

Potencia de RF en IF y Aislamiento RF-IF

freq	pin_IF_rf	ISO_RF_en_IF
0.0000 Hz	-113.673	-64.903
3.000 GHz	-24.583	
6.000 GHz	-78.536	
88.00 GHz	-98.645	
91.00 GHz	-94.903	
94.00 GHz	-56.824	
97.00 GHz	-105.453	
100.0 GHz	-145.051	
182.0 GHz	-159.039	
185.0 GHz	-113.952	
188.0 GHz	-85.913	
191.0 GHz	-129.412	
276.0 GHz	-180.329	
279.0 GHz	-144.946	
282.0 GHz	-117.210	

Eqn pin_IF_rf=10*log10(mag(500*real(vout*(conj(-I_Out.i)))))

Eqn ISO_RF_en_IF=pin_IF_rf[4]+30

Fig. 6-35. Resultados del mezclador con una rama de drenador y acoplador ideal modificado.

Efectivamente, se mejora el aislamiento RF-OL en 15 dB, pero a costa de reducir el aislamiento de OL-RF en la misma cantidad aunque sigue siendo bueno. Además se pierde un poco de ganancia de conversión.

El último paso en el diseño eléctrico será sustituir el híbrido ideal por el acoplador Tándem, diseñado en la primera parte del proyecto. Se introduce el bloque de parámetros de Scattering, resultado de la simulación electromagnética, dentro del esquemático a través de un Data Item de de cuatro puertos más el de referencia, en el cual se carga el archivo .ds con dichos valores.

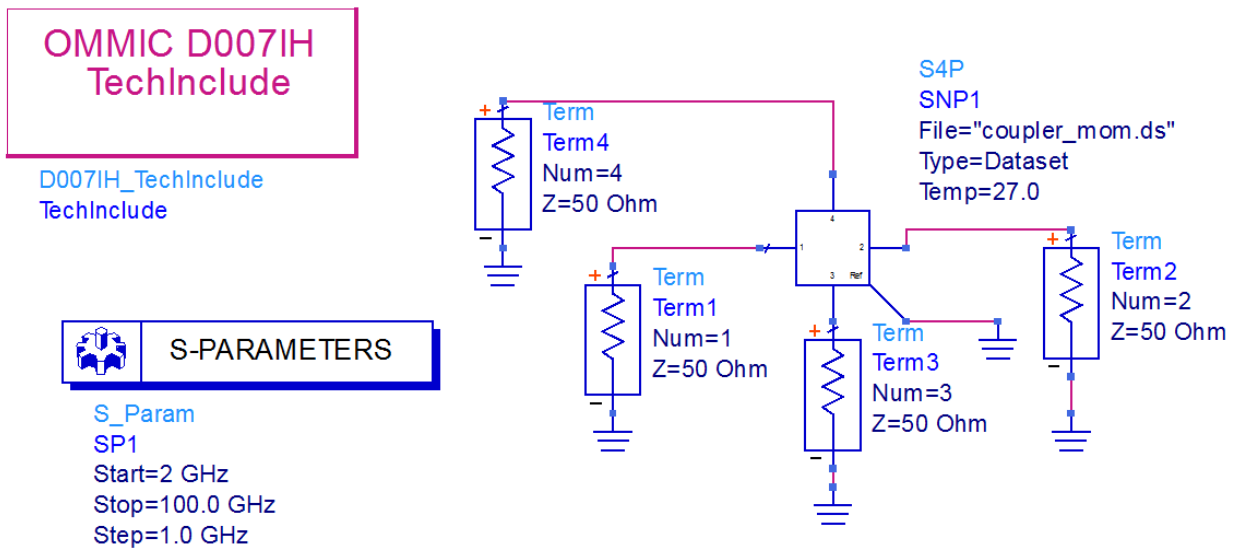


Fig. 6-36. Bloque de Scattering del “Tandem Coupler” integrado en el diseño.

El diseño completo del mezclador, añadiendo los dos Data Item con los valores del “Tandem Coupler” se muestra en la figura **Fig. 6-37**.

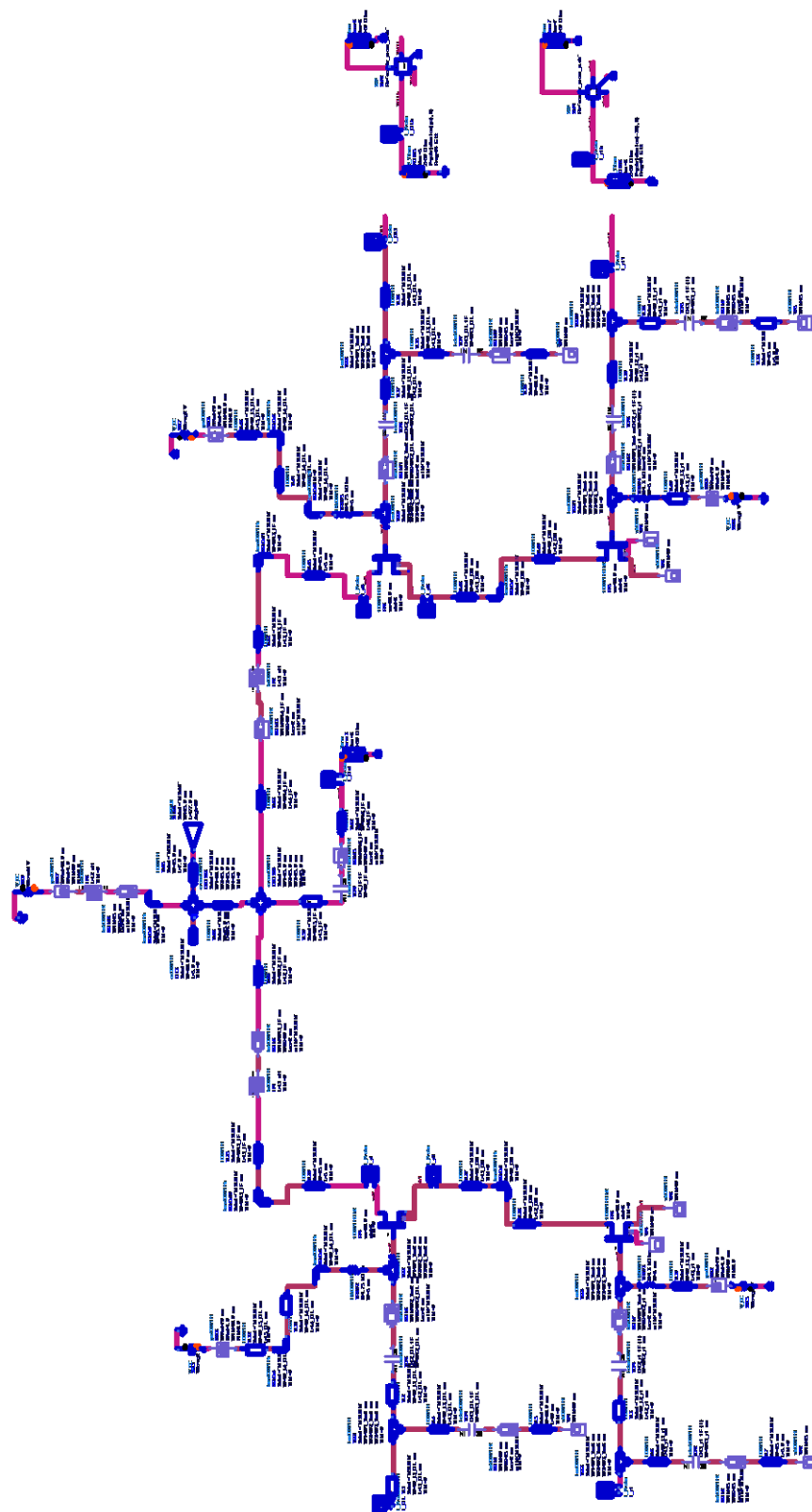


Fig. 6-37. Visión general del esquemático del mezclador con el Tándem.

Se presentan los resultados finales del estudio eléctrico del mezclador. En la **Fig. 6-38** se muestra el estudio de DC de los transistores, en la **Fig. 6-39** las potencias en los diferentes puntos del circuito, así como las pérdidas de conversión obtenidas, y para finalizar, en la **Fig. 6-40** se indica el aislamiento en los diferentes puertos.

Punto Polarización de los 4 Transistores

vds1[u]	mag(l_d.i[u])	vds2[u]	vg2[u]	vg3[u]	vg4[u]	vgs2[u]	vds4[u]	vgs4[u]
0.617 / 0.000	0.005	0.811 / 0.000	0.151 / 0.000	0.260 / 180.0...	0.151 / 0.000	0.466 / 180.0...	0.806 / 0.000	0.468 / 180.0...

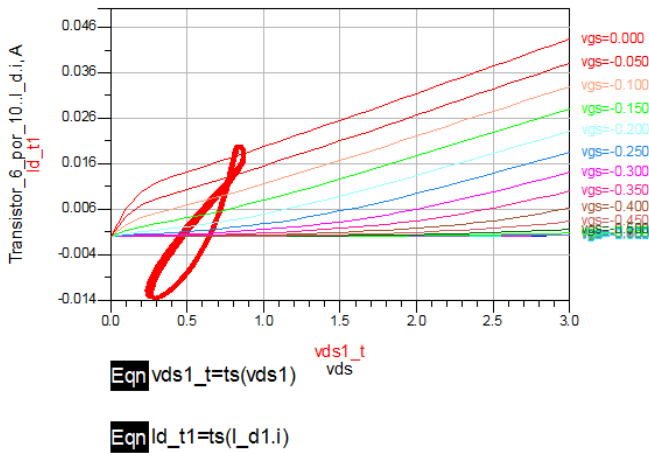
Eqn vds2=vd2-vds1

Eqn vds4=vd4-vds3

Eqn vgs2=vg2-vds1

Eqn vgs4=vg4-vds3

Se ve la excursión de vds1 en gran señal a causa del bombeo de OL



Se ve la excursión de vds2 en gran señal a causa del bombeo de OL

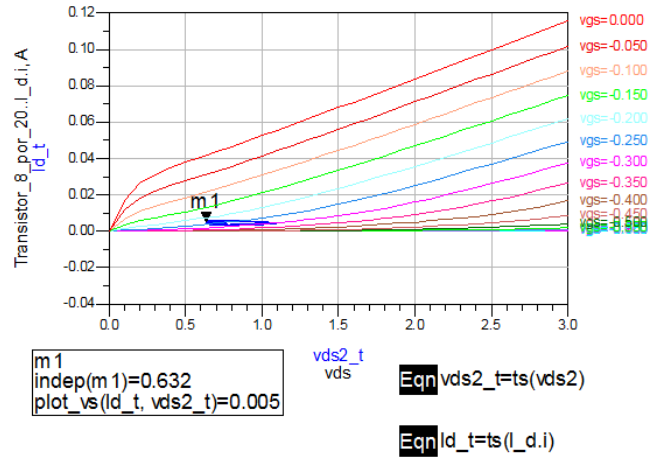


Fig. 6-38. Estudio de DC de los cuatro transistores.

freq	Pout	pin_RF_total	pin_OL_total	pin_rf1[4]	pin_OL1[5]	...de_conversion1	...de_conversion2
0.0000 GHz	-142.480	125.474 / 173.7...	130.175 / 173.9...	30.005 / 180.000	9.998 / 0.000	5.931 / 0.000	2.926
3.000 GHz	-24.074	60.262 / 166.914	41.092 / 160.608				
6.000 GHz	-75.906	108.725 / 172.7...	85.814 / 170.852				
88.00 GHz	-96.125	97.573 / 171.962	89.568 / 171.238				
91.00 GHz	-93.207	30.125 / 180.000	35.948 / 157.694				
94.00 GHz	-57.432	14.664 / 111.497	9.145 / 0.000				
97.00 GHz	-103.705	54.794 / 165.582	48.911 / 163.803				
100.0 GHz	-144.922	95.862 / 171.817	83.217 / 170.564				
182.0 GHz	-150.076	85.690 / 170.838	86.632 / 170.939				
185.0 GHz	-112.495	48.942 / 163.813	51.364 / 164.596				
188.0 GHz	-87.249	26.431 / 148.922	31.154 / 154.027				
191.0 GHz	-124.309	66.985 / 168.248	77.032 / 169.798				
276.0 GHz	-171.295	89.955 / 171.276	88.888 / 171.171				
279.0 GHz	-147.086	61.887 / 167.264	57.911 / 166.373				
282.0 GHz	-111.782	35.532 / 157.419	36.216 / 157.868				
370.0 GHz	-190.312	94.478 / 171.697	108.444 / 172.7...				
373.0 GHz	-162.984	63.427 / 167.578	77.522 / 169.863				

$$\text{Eqn } \text{pin_rf_lin} = (500 * \text{real}(\text{vinrf} * \text{conj}(\text{l_rf.i})))$$

$$\text{Eqn } \text{Pout1} = \text{dBm}(\text{vout})$$

$$\text{Eqn } \text{pin_rf1_lin} = (500 * \text{real}(\text{vinrf1} * \text{conj}(\text{l_rf1.i})))$$

$$\text{Eqn } \text{pin_rf1} = 10 * \log_{10}(500 * \text{real}(\text{vinrf1} * \text{conj}(\text{l_rf1.i})))$$

$$\text{Eqn } \text{pin_RF_total} = 10 * \log_{10}(\text{pin_rf_lin} + \text{pin_rf1_lin})$$

$$\text{Eqn } \text{pin_OL1} = 10 * \log_{10}(500 * \text{real}(\text{VOLin} * \text{conj}(\text{l_OLin.i})))$$

$$\text{Eqn } \text{pin_OL_lin} = (500 * \text{real}(\text{VinOL} * \text{conj}(\text{l_OL.i})))$$

$$\text{Eqn } \text{Perdida_de_conversion1} = \text{Pout1}[1] - (\text{pin_rf1}[4])$$

$$\text{Eqn } \text{pin_OL1_lin} = (500 * \text{real}(\text{VinOL1} * \text{conj}(\text{l_OL1.i})))$$

$$\text{Eqn } \text{Perdida_de_conversion2} = \text{Pout1}[1] - (-27)$$

$$\text{Eqn } \text{pin_OL_total} = 10 * \log_{10}(\text{pin_OL_lin} + \text{pin_OL1_lin})$$

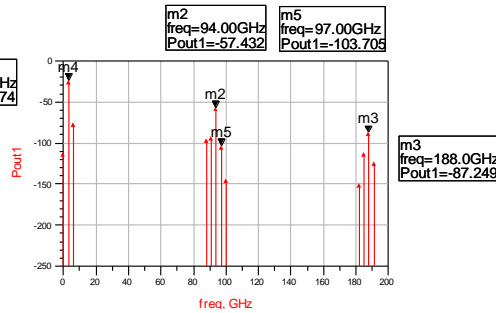


Fig. 6-39. Potencia de entrada de RF y OL, potencia de salida y pérdidas de conversión.

Potencia de OL en RF y Aislamiento OL-RF

Potencia de RF en OL y Aislamiento RF-OL

freq	pin_rf_OL	ISO_OL_en_RF
0.0000 GHz	-128.041	-42.638
3.000 GHz	-62.330	
6.000 GHz	-114.302	
88.00 GHz	-107.539	
91.00 GHz	-30.005	
94.00 GHz	-32.638	
97.00 GHz	-72.202	
100.0 GHz	-98.960	
182.0 GHz	-87.037	
185.0 GHz	-49.486	
188.0 GHz	-24.990	
191.0 GHz	-69.573	
276.0 GHz	-89.221	
279.0 GHz	-60.523	
282.0 GHz	-32.959	
370.0 GHz	-98.474	
373.0 GHz	-66.441	
464.0 GHz	-101.174	

freq	pin_OL_RF	ISO_RF_en_OL
0.0000 GHz	-132.770	-23.636
3.000 GHz	-42.718	
6.000 GHz	-89.471	
88.00 GHz	-96.980	
91.00 GHz	-53.636	
94.00 GHz	9.998	
97.00 GHz	-69.987	
100.0 GHz	-88.505	
182.0 GHz	-87.856	
185.0 GHz	-52.090	
188.0 GHz	-30.355	
191.0 GHz	-78.806	
276.0 GHz	-68.220	
279.0 GHz	-56.408	
282.0 GHz	-33.707	
370.0 GHz	-112.445	
373.0 GHz	-80.854	
464.0 GHz	-122.114	

$$\text{Eqn } \text{pin_rf_OL1} = 10 * \log_{10}(\text{mag}(500 * \text{real}(\text{vinrf1} * \text{conj}(\text{l_rf1.i}))))$$

$$\text{Eqn } \text{pin_OL_RF1} = 10 * \log_{10}(\text{mag}(500 * \text{real}(\text{VOLin} * \text{conj}(\text{l_OLin.i}))))$$

$$\text{Eqn } \text{ISO_OL_en_RF1} = \text{pin_rf_OL}[5] - 10$$

$$\text{Eqn } \text{ISO_RF_en_OL1} = 10 * \log_{10}(\text{mag}(500 * \text{real}(\text{VOLin}[4] * \text{conj}(\text{l_OLin.i}[4])))) + 30$$

Potencia de IF en OL y Aislamiento OL-IF

freq	pin_IF_OL	ISO_OL_en_IF
0.0000 Hz	-112.480	-67.432
3.000 GHz	-24.074	
6.000 GHz	-75.906	
88.00 GHz	-96.125	
91.00 GHz	-93.207	
94.00 GHz	-57.432	
97.00 GHz	-103.705	
100.0 GHz	-144.922	
182.0 GHz	-150.076	
185.0 GHz	-112.495	
188.0 GHz	-87.249	
191.0 GHz	-124.309	
276.0 GHz	-171.295	
279.0 GHz	-147.086	
282.0 GHz	-111.782	
370.0 GHz	-190.312	
373.0 GHz	-162.984	
464.0 GHz	-219.514	

Eqn pin_IF_OL=10*log10(mag(500*real(vout*(conj(-I_Out.i)))))

Eqn ISO_OL_en_IF=pin_IF_OL[5]-10

Potencia de IF en RF y Aislamiento RF-IF

freq	pin_IF_rf	ISO_RF_en_IF
0.0000 Hz	-112.480	-63.207
3.000 GHz	-24.074	
6.000 GHz	-75.906	
88.00 GHz	-96.125	
91.00 GHz	-93.207	
94.00 GHz	-57.432	
97.00 GHz	-103.705	
100.0 GHz	-144.922	
182.0 GHz	-150.076	
185.0 GHz	-112.495	
188.0 GHz	-87.249	
191.0 GHz	-124.309	
276.0 GHz	-171.295	
279.0 GHz	-147.086	
282.0 GHz	-111.782	
370.0 GHz	-190.312	
373.0 GHz	-162.984	
464.0 GHz	-219.514	

Eqn pin_IF_rf=10*log10(mag(500*real(vout*(conj(-I_Out.i)))))

Eqn ISO_RF_en_IF=pin_IF_rf[4]+30

Fig. 6-40. Aislamiento en los diferentes puertos del mezclador.

Del estudio de DC, mencionar que sólo se ha puesto las gráficas referentes a los transistores de una rama puesto que el comportamiento de los otros dos transistores es idéntico. Fijándose en vds1 y vds2 en gran señal, se deduce que al final los transistores de la parte de abajo del circuito son los que mezclan, debido a la distorsión que se produce por el recorte de la excursión de vds1, mientras que los transistores de arriba tienen la función de amplificar la señal.

En cuanto a los resultados de las diferentes potencias, se puede afirmar que son muy buenos a expensas de posibles cambios en el estudio electromagnético. La adaptación de OL y RF hace que las pérdidas que se producen en cada entrada con respecto a la potencia de bombeo sean mínimas. Además, en este punto del diseño, se consigue una ganancia de conversión de 3 dB, si se compara la potencia de salida con la potencia total de bombeo en RF. También se estudia cuánto se anula en la salida las señales de OL (a la frecuencia de 94 GHz), 2OL y la frecuencia imagen $f_{IM} = |f_{RF} - 2f_{OL}| = 97$ GHz, muy dañinas en nuestro diseño.

Por último se observa el aislamiento en los diferentes puertos. El aislamiento, tanto de OL como de RF, en IF está bastante bien, por debajo de -60 dB. El aislamiento OL-RF también es aceptable, quedando por debajo de -40 dB. Sin embargo, el aislamiento de RF-OL vuelve a ser el que más problemas da, ya que se queda en prácticamente -24 dB, un valor algo mayor al deseable.

Por otra parte, hay que ajustar el diseño al marco del chip o “dice”. Es decir, procurar distribuir el diseño del mezclador en unas dimensiones estándar (3x2 mm) ya preestablecidas para poder ser entregadas a la factoría y ser construido.

Este paso todavía no van a ser realizado ya que aún falta la simulación electromagnética y pueden verse variados algunos aspectos del diseño y, por consiguiente, las características del mezclador. Se espera que no sean cambios muy drásticos, pero es preferible realizarlo una vez ya se tengan certezas adicionales del funcionamiento del diseño y evitar imprevistos. Debido a estas razones, el diseño final de este capítulo será un prototipo y se convertirá en el punto de partida en el que se basará la simulación electromagnética.

*Capítulo VII: Diseño electromagnético del
mezclador*

7.1 Consideraciones previas a la simulación electromagnética

Una vez que se ha completado el diseño del meclador con los modelos eléctricos y se cumplen las especificaciones marcadas en un principio, es necesario realizar una simulación electromagnética con el objetivo de aumentar el nivel de confianza en el diseño.

La simulación electromagnética se supone más exacta ya que tiene en cuenta las perturbaciones introducidas por circunstancias propias del diseño físico, efectos parásitos de las líneas de transmisión y efectos capacitivos.

Como se explicó en el diseño del Tándem, para realizar este tipo de simulaciones vamos a utilizar la herramienta “Momentum” integrada en el software de diseño “ADS”. “Momentum” es un simulador electromagnético planar “cuasi-3-D” para el análisis de circuitos pasivos y que genera un fichero con los parámetros de Scattering que definen perfectamente la red en el rango de frecuencias simulado.

Es imprescindible tener perfectamente definida la red y que el “layout” de la misma no viole ninguna norma de diseño físico. Para que esto ocurra, hay que tener en cuenta las peculiaridades que hemos mencionado con anterioridad, típicas de la librería que se utiliza, ya que sin ellas no se podría llevar a cabo la simulación. Se analiza el paso a masa (o “via hole”) y se ha dado por válida la simulación eléctrica de este tipo de elementos de la librería; la razón es que originalmente el paso a masa tiene una forma cónica en el paso por las diferentes capas del sustrato, imposible de simular en una herramienta planar “cuasi-3D” como “Momentum” (se necesitarían software con simulación electromagnética 3-D tales como: “CST Design Environment” o “Ansoft HFSS”) que toma como solución una forma cilíndrica. La diferencia de geometría en el paso a masa a través del sustrato hacen que se produzcan efectos que conllevan resultados en simulación totalmente inconexos, más aún en la magnitud de frecuencias en las que se trabaja, por lo que se considera la simulación electromagnética como poco fiable.

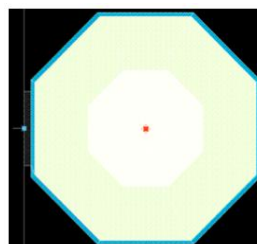


Fig. 7-1. “Layout” de un paso a masa de la librería D007IH.

7.2 Rama Cascodo

Lo primero que se simula con “Momentum” es el diseño de una de las ramas que forman el mezclador con la finalidad de saber si, con las modificaciones que hay que realizar para que se pueda realizar el “layout”, se estropea mucho las prestaciones conseguidas en el estudio eléctrico.

En la figura **Fig. 7-2** se muestra la imagen del diseño físico de la rama cascodo.

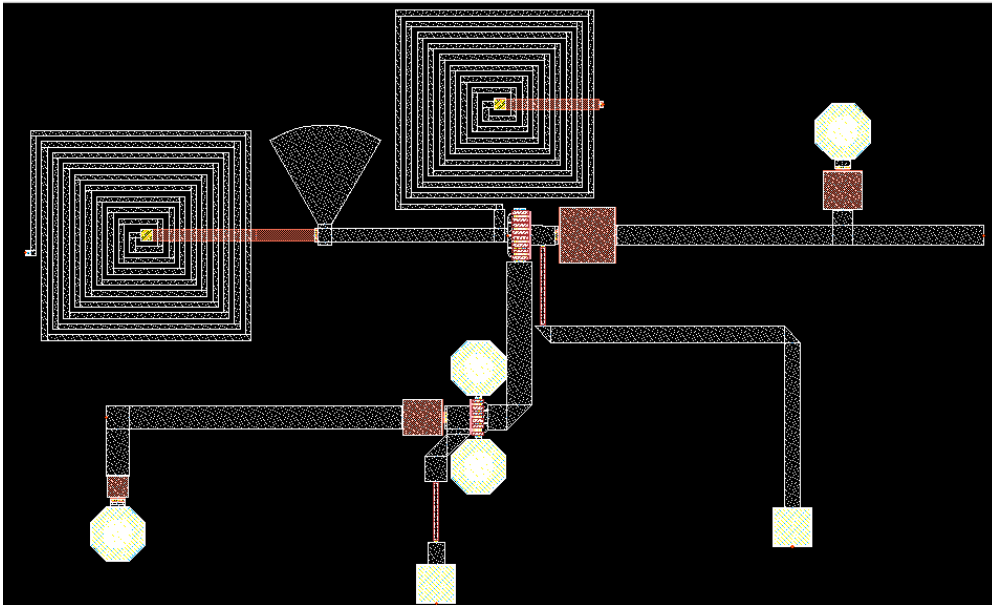


Fig. 7-2. Diseño físico de la rama cascodo del mezclador.

Los resultados de los parámetros S obtenidos son:

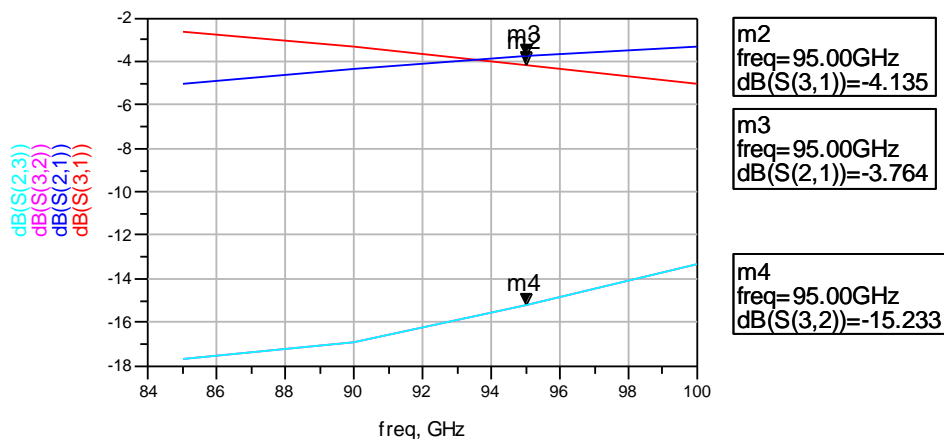


Fig. 7-3. Resultados de la rama cascodo.

7.3 Diseño definitivo del mezclador

Una vez realizado el estudio de una de las ramas del mezclador, se procedió a la construcción del diseño físico del mezclador completo junto con los “Tandem Coupler” como desfasadores.

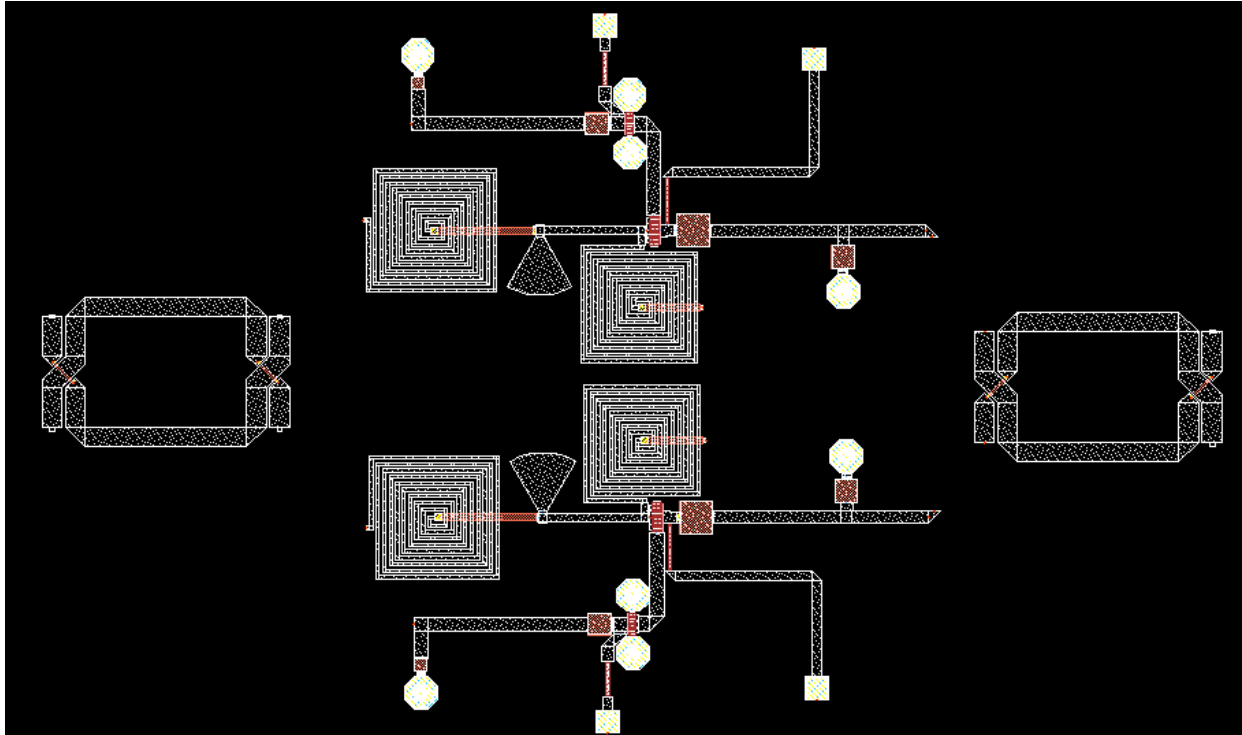


Fig. 7-4. Diseño físico del mezclador con las ramas de drenador independientes.

En la figura **Fig. 7-4** se observa el mezclador balanceado completo junto con los Tándem en cada extremo. En su construcción, se observó que para unir los acopladores con el mezclador había que añadir una cantidad de líneas y codos que daría como resultado perder todas las prestaciones conseguidas en el estudio eléctrico.

Entonces se pensó en suprimir una de las ramas del drenador, dejando una común para ambos lados. El objetivo era intentar ahorrar espacio, manteniendo los resultados conseguidos anteriormente, para que la conexión de los acopladores fuera más fácil en el “layout”.

El resultado del nuevo diseño, junto con los acopladores Tándem se puede observar en la figura **Fig. 7-5**.

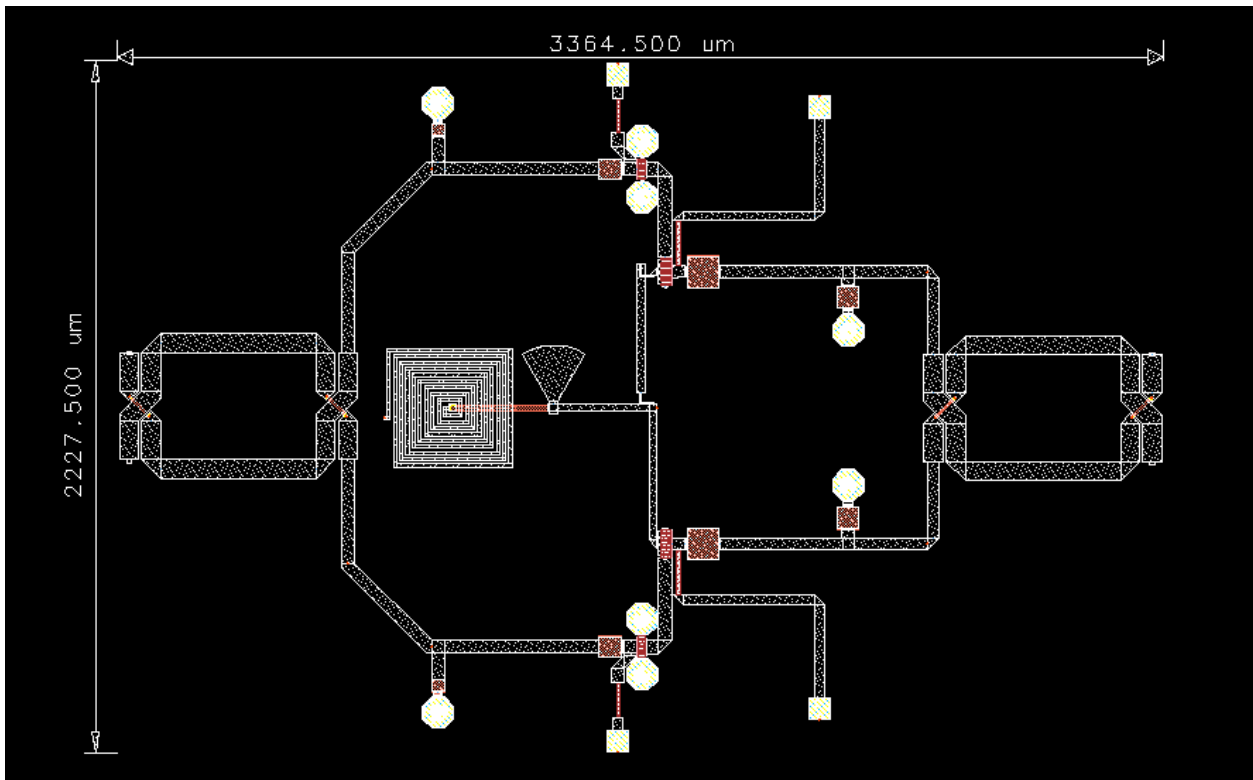


Fig. 7-5. Diseño físico del mezclador con una rama de drenador.

En la figura **Fig. 7-5** se puede observar el diseño modificado. Sin embargo, y a pesar de los esfuerzos por reducir el espacio que ocupa los dispositivos, el diseño físico completo excede las exigencias de las especificaciones de fabricación (3x2 mm).

A partir de este momento se intenta modificar los valores de las variables para poder cumplir con los objetivos del proyecto. El resultado, es un empeoramiento drástico en el rendimiento del mezclador en todos sus parámetros.

Se intenta volver a rediseñar en el esquemático, acotando cada parte de él (redes de adaptación de entrada, redes de polarización y red de salida) para que las dimensiones del circuito sean inferiores a las del chip.

Y este punto, viendo la dificultad que estaba llevando optimizar el mezclador con las restricciones de fábrica, se decidió dar por concluido el proyecto para que no se excediera en demasía el tiempo de su realización.

*Capítulo VIII: Conclusiones y líneas
futuras*

8.1 Conclusiones

Se presenta el diseño de un mezclador balanceado en banda W (75-110 GHz), concebido para trabajar en la parte central de la banda, en este caso con $F_{OL} = 94$ GHz y $F_{RF} = 91$ GHz en una tecnología con transistores mHEMT de 70 nm de longitud de puerta utilizando el proceso D007IH de la fundición OMMIC. . Como circuitos desfasadores se utilizarán acopladores Tándem Coupler 3dB basados en líneas microstrip acopladas, todo ello integrado dentro del mismo chip.

Lo primero que se diseña es el “Tandem Coupler”. Los resultados de la simulación electromagnética presenta unos valores de acoplo de 3.7 dB para el S_{21} y 3.6 dB para el S_{31} , el aislamiento está por debajo de los -20 dB y un desfase de 91° . El resultado final se puede considerar satisfactorio ya que ha cumplido con todos los objetivos propuestos.

Después se diseñó el mezclador, se eligió una estructura simplemente balanceada para poder eliminar una gran cantidad de armónicos de la señal de RF y del oscilador local. El estudio eléctrico muestra unos valores de pérdidas de conversión de 3 dB con respecto a la potencia de bombeo, esto quiere decir que se consigue ganancia a la salida y se debe hablar entonces de ganancia de conversión, hay una buena adaptación de las entradas de RF y OL, siendo mínimas las pérdidas. Además el aislamiento en los puertos es aceptable, estando por debajo de los -40 dB, salvo el aislamiento de RF-OL que, con -24 dB, queda un poco por encima del deseable.

En el diseño físico es donde se produjo más problemas, hasta el punto de imposibilitar el estudio electromagnético. Con el objetivo de ajustar el tamaño del circuito a unas dimensiones determinadas para su posterior fabricación, (3x2 mm), aplicando las reglas de diseño exigidas por la fundición donde se fabricará el circuito, las prestaciones del mezclador empeoraban tanto que no eran aceptables, incumpliendo con los objetivos propuestos al inicio de proyecto. Cuando se estaba rediseñando el mezclador para satisfacer dichos objetivos, se decidió dar por concluido el proyecto ya que se estaba excediendo el tiempo de su realización. Así el mezclador queda optimizado en el estudio eléctrico para un posterior diseño físico.

Por último y como valoración personal de este proyecto, me gustaría resaltar que me ha ayudado a profundizar en conocimientos sobre el diseño de mezcladores, así como de los acopladores Tándem, en bandas milimétricas. He podido comprobar en primera persona las

dificultades típicas de un proceso de diseño y las específicas de trabajar con dispositivos con estas características que se valen de procesos que están en pleno proceso de desarrollo y son relativamente nuevos pero que, en cambio, dejan entrever unas buenas expectativas de rendimiento de los transistores metamórficos sobre sustrato de GaAs para aplicaciones en frecuencias milimétricas y de terahercios.

8.2 Líneas futuras

El diseño de acoplador Tándem proporciona un dispositivo potencialmente funcional y útil. No obstante, gracias a la experiencia adquirida durante el proceso de diseño se han advertido de posibles mejoras. Seguidamente se describen de forma somera las líneas futuras que se han considerado como las interesantes:

- Un estudio más pormenorizado de diferentes diseños de “air bridge” que permitan mejorar el rendimiento obtenido, sobre todo en acoplo.
- De cara a ser utilizado junto a otros dispositivos, rediseñar el Tándem actual reduciendo su tamaño, acortando por ejemplo las líneas de transmisión que unen los acopladores individuales. Mi experiencia en este proyecto me ha hecho ver que una de las claves para que el mezclador no entrase en el “dice” haya sido este punto.
- Una comparativa más exhaustiva de las prestaciones obtenidas con respecto al diseño de otros acopladores como pueden ser el Anillo Híbrido o el Branch Line.

Con respecto al diseño del mezclador, como líneas futuras de investigación se pueden sugerir las siguientes:

- La principal línea de investigación sería la realización del diseño físico y su posterior estudio electromagnético, cumpliendo con las dimensiones determinadas para su posterior fabricación (3x2 mm).
- Un estudio más profundo del comportamiento de los transistores utilizados con el fin de mejorar los resultados obtenidos en el estudio eléctrico. Además de buscar una mejoría en los aislamientos, sobre todo en el aislamiento de RF-OL.
- Aumentar el rango de frecuencias en las que el mezclador funciona adecuadamente para ser utilizado en dispositivos de ultra banda ancha y, de este modo, presentar un diseño de un mezclador cuyas aplicaciones como ya se ha comentado en la

presente memoria resultarían muy interesantes, como pueden ser los radares de apertura sintética o el desarrollo tecnológico de las redes WPAN.

Capítulo IX: Referencias

- [1] Peter H. Siegel, "Terahertz Technology in "Outer and Inner Space" Conference on Lasers and Electro-Optics, 2007. CLEO 2007, May 2007.
- [2] P.H. Siegel and R.J. Dengler, "Terahertz Heterodyne Imaging: Introduction and Techniques," Int. Journal of Infrared and Millimeter Waves, v.27, no. 4, April 2006.
- [3] <http://www.raytheon.com/capabilities/>
- [4] Jesús M. López, "Técnicas de radioastronomía". <http://radioastronomia.iespana.es>
- [5] <http://www.almaobservatory.org/es>
- [6] Hansen, H.J.; Lindop, R; Majstorovic, D, "Collision avoidance W-band FMCW radars in an altimeter application", August 2006.
- [7] Morgan, Matthew Alenxander (2003) "Millimeter-wave MMICs and applications. Dissertation (Ph.D.), California Institute of Technology.
- [8] P.C. Chao, K.C. Hwang, D.W. Tu, J.S.M, Liu, O. Tang and K. Nichols Sanders "Very High Efficiency and Low Cost Power Metamorphic HEMT MMIC Technology", GaAs MANTECH Conference, 2000.
- [9] <http://www.ommic.com>
- [10] <http://www.home.agilent.com/agilent/home.jsp?cc=ES&lc=eng>
- [11] Merrill Ivan Skolnik. *Radar handbook*. Electronic engineering series. New York City, McGraw-Hill, 1990.
- [12] http://personales.unican.es/perezvr/pdf/CH4ST_Web.pdf
- [13] Rohde, U.L. and Bucher T.T.N. *Communication Receivers, Principles and Design*. McGraw-Hill Book Co.1988.
- [14] Stephen A. Maas, "*Microwave Mixers (2^a ed.)*", Ed. Artech House, 1993.
- [15] Stephen A.Maas, "*Nonlinear Microwave and RF Circuits*", 2nd ed. Norwood, MA: Artech House, 2003.
- [16] 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.
- [17] Christophe Caloz, Tatsuo Itoh, "Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications - The Engineering Approach", New Jersey, John Wiley & Sons, 2006.
- [18] Devendra K. Misra, "Radio-Frequency and Microwave Communication Circuits – Analysis and Design", New York, John Wiley & Sons, 2001.
- [19] Jia-Sheng Hong, M. J. Lancaster, "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications", John Wiley & Sons, 2001.

- [20] R. N. Simons, *Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems*. New York: Wiley, 2001.
- [21] T. Y. Chang, C. L. Liao, and C. H. Chen, "Novel uniplanar tandem couplers," in *Proc. 32nd Eur. Microw. Conf.*, 2002, pp. 127–130.
- [22] S. S. Bedair and I. Wolff, "Fast and accurate analytic formulas for calculating the parameters of a general broadside-coupled coplanar waveguide for (M)MIC applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 37, no. 5, pp. 843–850, May 1989.
- [23] J.-H. Cho, H.-Y. Hwang and S.-W. Yun, "A design of wideband 3-dB coupler with N-section microstrip tandem structure," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 2, pp. 113–115, Feb. 2005.