



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

Titulación :

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Título del proyecto:

DESARROLLO DE UN RECEPTOR SUB-ARMÓNICO DE
DOBLE CONVERSIÓN A 440GHZ

Rubén Echalecu Biurrun

Ramón Gonzalo García

Pamplona, 17 Julio 2014

ÍNDICE GENERAL

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN	7
1.2 ESTUDIO DEL ARTE.....	7
1.2 OBJETIVO del proyecto	13
1.3 CONTENIDO del proyecto	14
CAPÍTULO 2. BASES TEÓRICAS.....	15
2.1 GUÍA DE ONDA RECTANGULAR	15
2.1.1 Impedancia característica.....	17
2.1.2 Frecuencia de corte.....	18
2.1.3 Modo dominante.....	18
2.1.4 Longitud de onda.....	19
2.2 MICROSTRIP	19
2.2.1 Constante Dieléctrica Efectiva.....	21
2.2.2 Impedancia característica.....	21
2.2.3 Longitud de onda.....	21
2.2.4 Sustrato utilizado	22
2.2.5 Filtros Microstrip	23
2.3 RECEPTORES.....	27
2.3.1 Tipos de Receptores.....	29
2.3.2 Elección de la frecuencia intermedia	36
2.3.4 Selectividad	37
2.3.5 Ruido en un receptor.....	38
2.3.6 Sensibilidad de un receptor	41
2.3.7 Margen Dinámico de un Receptor	42
2.4 CONVERSORES DE FRECUENCIA.....	44
2.4.1 Principio de Funcionamiento de un Conversor	44

2.4.2	Mezclador Básico	45
2.4.3	Especificaciones de un mezclador	48
2.4.4	Dispositivos utilizados como mezcladores.....	53
2.5	CIRUITOS MEZCLADORES.....	54
2.5.1	Mezclador Simple.....	55
2.5.2	Mezclador Equilibrado.....	56
2.5.3	Mezclador doblemente equilibrado	61
2.5.4	Mezclador con Rechazo Imagen.....	63
2.6	MEZCLA ARMÓNICA DE UN PAR DE DIODOS EN ANTIPARALELO	64
2.6.1	Análisis de un par de diodos en antiparalelo	65
2.7	DIODO SCHOTTKY O DE BARRERA.....	68
2.7.1	Modelado del diodo Schottky en continua (CV)	69
2.7.2	Caracterización continúa del diodo Schottky (unión)	70
CAPÍTULO 3. DISEÑO DE LOS ELEMENTOS DEL SISTEMA Y RESULTADOS		72
3.1	DISEÑO DE LOS ELEMENTOS LINEALES (HFSS)	72
3.1.1	Dimensiones De la guía con sustrato	72
3.1.2	Filtro RF	75
3.1.3	Filtro OL	86
3.1.4	Filtro IF.....	89
3.1.5	Transición RF.....	92
3.1.6	Transición OL.....	98
3.1.7	Divisor	103
3.1.8	Diodo	106
3.1.9	Adaptación puertos OL, RF e IF.....	109
3.2	ANÁLISIS NO LINEAL.....	113
3.2.1	Modelo Ideal.....	114
	<i>Mixer 2</i> → $f_{RF} = 220GHz$ $f_{OL} = 110GHz$ $f_{IF} = \text{"baja frecuencia"}$	114
	<i>Mixer 1</i> → $f_{RF} = 440GHz$ $f_{OL} = 110GHz$ $f_{IF} = 220GHz$	116
	<i>Mezclador Ideal</i>	119

3.2.2	MODELO REAL	125
	<i>Mixer 2</i> → $f_{RF} = 220\text{GHz}$ $f_{OL} = 110\text{GHz}$ $f_{IF} = \text{"baja frecuencia"}$	126
	<i>Mixer 1</i> → $f_{RF} = 440\text{GHz}$ $f_{OL} = 110\text{GHz}$ $f_{IF} = 220\text{GHz}$	129
	<i>Mezclador COMPLETO</i>	134
CAPÍTULO 4.	CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS.....	136
CAPÍTULO 5.	BILBIOGRAFÍA.....	138

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

1.2 ESTUDIO DEL ARTE

El teraherzio (THz) o radiación electromagnética de 10^{12} Hz está comprendida entre el Infrarrojo y las Microondas (Figura 1.1). Hasta fechas recientes no se ha contado con equipamiento para registrar esa zona del espectro, un reto tecnológico que alcanzó un hito en 1995 cuando se captó la primera imagen en el Teraherzio, exactamente cien años después de la primera imagen de Rayos X. Desde entonces las imágenes generadas usando dominio del tiempo y espectropía, generaron un gran interés, lo que provocó un crecimiento rápido en el campo de la ciencia y de la tecnología.

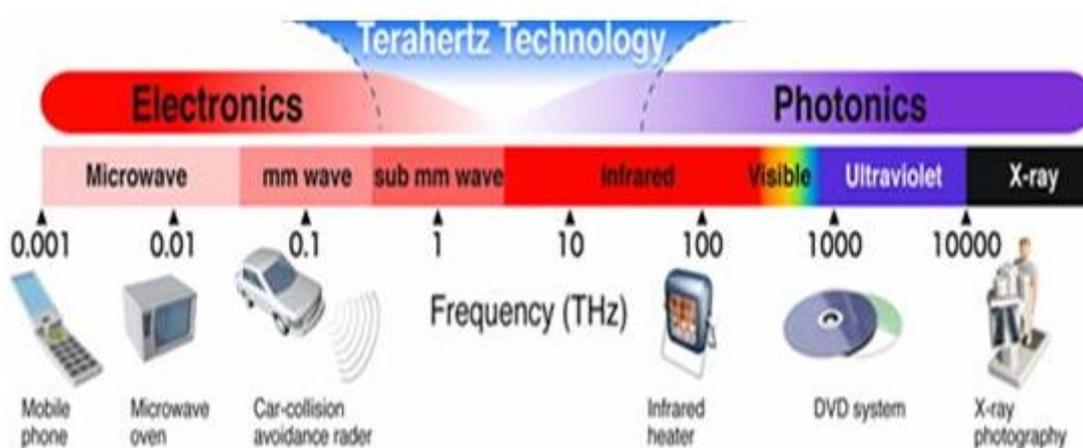


Figura 1.1. Espectro radioeléctrico, THz

La formación pasiva de imágenes en Terahertzios es un método de captación de imágenes a través de la detección pasiva de la radiación de THz emitida de forma natural por la escena. Su interés viene en parte motivado por la posibilidad de formar imágenes tanto durante el día como por la noche; en condiciones de cielo despejado o en condiciones de baja visibilidad, tales como niebla, nubes, humo o tormentas de arena; e incluso a través de tejidos. Esta habilidad de “ver” en condiciones de baja visibilidad, las cuales normalmente cegarían a los sensores trabajando en el IR o visible tiene la potencialidad de transformar la forma en que se gestionan las condiciones de

baja visibilidad. Por ejemplo, en el terreno comercial, la niebla se eliminaría como causa de retraso en aeropuertos y en el terreno de la seguridad se podrían obtener de forma no intrusiva imágenes de armas ocultas.

A diferencia de las cámaras de IR o visible las cámaras basadas en sensores pasivos de Terahertzios generan imágenes fácilmente interpretables de una forma “disimulada”, sin emitir ningún tipo de radiación, a diferencia de en RADAR o LIDAR. Sin embargo, tal y como el RADAR, los sensores de THzs proporcionan penetrabilidad a través de gran variedad de condiciones de baja visibilidad. Además, la fenomenología que gobierna la formación de imágenes en THz proporciona dos importantes propiedades. Primeramente, la radiación de terahertz en los objetos metálicos es muy diferente de la de los fondos naturales u originados por otros objetos, ya que esta no puede penetrar el metal, al igual que con el agua. Segundo, la variabilidad debida al “clutter” es mucho menor en imágenes en THzs que en otras imágenes de sensores. Ambas características llevan a una detección de objetivos (Figura 1.2) mucho más sencilla con menores falsas alarmas.



Figura 1.2.Imagen THz

Las frecuencias de THz suponen actualmente el rango del espectro de radiofrecuencia con mayor potencial por su gran cantidad de aplicaciones. Entre ellas caben destacar las aplicaciones “Imaging” en THz y Espectropía en los campos de medicina, seguridad y vigilancia, viticultura y alimentación, espacio y aeronáutica,

prometedor en medicina para la detección de tumores de piel, inspecciones dentales, etc.

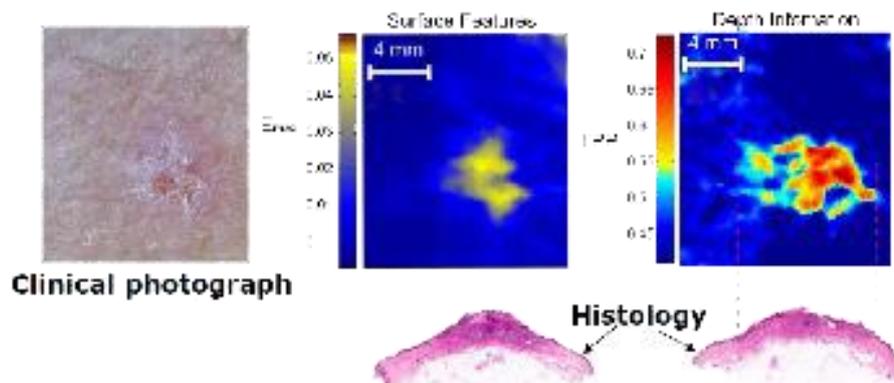


Figura 1.4.Imagen THz en medicina

En el sector farmacéutico y Agro-alimentario (Figura 1.5), hoy en día existe una creciente demanda de los controles de seguridad y calidad tanto por parte de los consumidores como de la industria. En particular, tanto en el sector alimentario y la industria farmacéutica, el campo de seguridad y la calidad es uno de los más importantes debido a la necesidad de cumplir con normas muy estrictas y así garantizar la calidad de los productos.

Se han desarrollado cámaras de imagen mediante terahercios (THz) que pueden detectar objetos no deseados en productos alimenticios. A si como metales, madera, papel, plástico o vidrio.

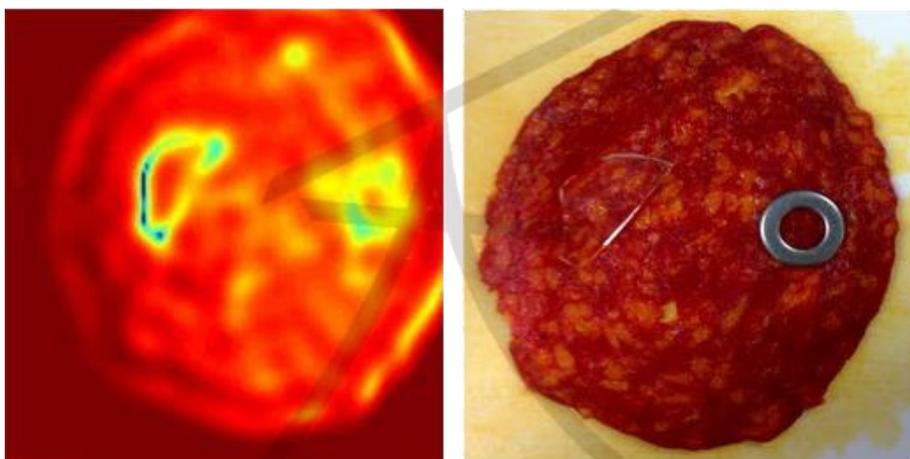


Figura 1.5.Imágenes THz en controles de calidad

También es utilizada para el desarrollo de sistemas de recuento bacteriano y para la detección de bacterias en los productos.

En el sector farmacéutico, se adquiere la capacidad de la detección de polimorfismos farmacéuticos indetectables por otras técnicas. También para el control de calidad de revestimiento de pastillas de medicamentos.

Gracias a su gran resolución espectral, nos permite también entender las propiedades físicas, la dinámica y la química de varias fuentes astronómicas como galaxias lejanas, nubes moleculares, la atmosfera de planetas o el rastro dejado por los cometas. También es utilizada para determinar con gran precisión las distancias a fuentes ópticas descubiertas por telescopios ópticos.

Hay que tener en cuenta las posibilidades y la base en la que se implantan este tipo de sistemas. La tecnología actual permite utilizar, para frecuencias alrededor de 90 GHz, detección directa, gracias a la disponibilidad de LNAs (Low Noise Amplifier). Sin embargo, cuando la frecuencia aumenta hasta cientos de GHz, lo cual es de gran interés, ya que lleva a una mejor resolución (gracias a la menor longitud de onda), sistemas más pequeños y más compactos y mayor contraste en las imágenes, no es posible encontrar LNAs comerciales. Solamente algunos institutos de investigación han desarrollado este tipo de dispositivos, de forma que se debe utilizar detectores heterodinos. Éstos se basan normalmente en mezcladores sub-armónicos para reducir la frecuencia de Oscilador Local (OL) y disponer de más potencia, de forma que las agrupaciones de receptores se puedan alimentar con el mismo OL.

Los mezcladores Schottky son todavía usados como el primer elemento receptor para la conversión a baja frecuencia de la señal recogida por de la antena de THz, donde ésta puede ser amplificada y analizada más fácilmente. Los mezcladores Schottky tienen la ventaja sobre otras tecnologías de que trabajan a temperatura ambiente tan bien como a temperatura criogenizada para la mejora del ruido, lo que les hace una tecnología muy buena para misiones planetarias.

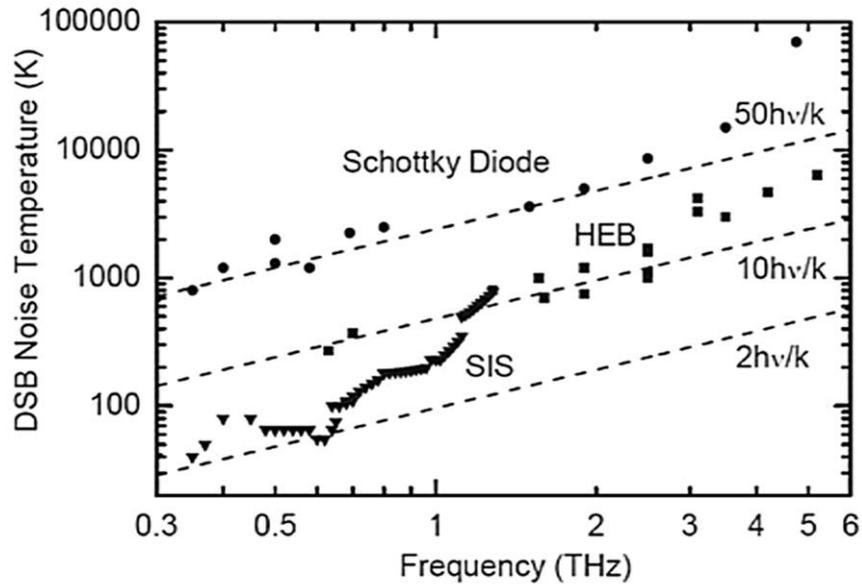


Figura 1.6. Frecuencia VS temperatura de ruido en Schottky, HEB y SIS

Sin embargo, existen otras tecnologías utilizadas para el mezclado de señales en el rango de THz. A parte de los diodos Schottky, tenemos los dispositivos SIS (Superconductor-Insulator-Superconductor) y los dispositivos HEB (Hot-Electron Bolometers) para implementar estos sistemas heterodinos. Tal y como se muestra en (

Figura 1.6) la distancia en sensibilidad entre diodos Schottky a temperatura ambiente y helio líquido enfriado SIS o HEB tiende a decrecer a frecuencias de THz.

Se recogen en una tabla datos comparativos entre las tres tecnologías mencionadas, siendo destacable la gran ventaja de los diodos Schottky antes mencionada. Aunque por el contrario, no son tan eficientes como los SIS o HEB en cuanto a la potencia de oscilador local necesaria para funcionar.

	Diodo Schottky	SIS	HEB
Frecuencias de operación	Hasta 3THz	Hasta 1,2THz	Hasta frecuencias de infrarrojo cercano

Potencias del oscilador local	Del orden de los mW	Del orden de los μ W	Del orden de los nW
Uso preferente en la actualidad	Frecuencias bajo los 600GHz, por falta de osciladores capaces de satisfacer sus requerimientos de potencia	Frecuencias bajo 700GHz para el caso de los SIS basados en Nb. Hasta 1,2THz si se usa NbN o NbTiN	Frecuencias sobre 1,2THz, pues bajo esa frecuencia los SIS tienen mejores figuras de ruido
Característica principal	No requiere criogenización extrema	Mejor figura de ruido existente externa en la actualidad, pero necesita ser criogenizado.	Mayores frecuencias de operación disponibles. Necesita ser criogenizado.

Tabla 1.1. Características dispositivos Schottky, SIS y HEB

1.2 OBJETIVO DEL PROYECTO

En este proyecto se ha puesto como objetivo el diseño de parte de un sistema de imágenes, concretamente se realizará un mezclador sub-armónico de doble conversión a 440GHz. Utilizaremos una doble conversión para reducir la frecuencia de Oscilador Local y disponer de más potencia OL y evitar mayores pérdidas de conversión de RF a IF. Éste, estará basado en la conversión de una frecuencia (RF) alrededor de 440GHz, que se mezcla con el oscilador local (OL) entorno a 110GHz obteniendo aproximadamente 220GHz ($|2f_{OL} - f_{OLRF}|$). Este proceso se repetirá otra vez para así obtener la conversión a baja frecuencia deseada (IF). En el diseño se realizarán una serie de filtros para mantener aislados entre si los puerto RF, OL e IF.

Por último se procederá a caracterizar las propiedades de un mezclador en su banda de actuación, como la Temperatura de Ruido en el sistema para obtener una buena estimación de cuanto se puede degradar la imagen al paso de esta parte del sistema

CAPÍTULO 2. BASES TEÓRICAS

2.1 GUIA DE ONDA RECTANGULAR

La guía de onda rectangular fue una de los primeros tipos de líneas de transmisión usadas para transportar señales de microondas y todavía se usa para muchas aplicaciones. Existen una larga variedad de componentes como acopladores, detectores, aisladores, atenuadores y líneas ranuradas que están comercialmente disponibles para varios estándares de guía de onda desde 0,32GHz hasta 1100GHz. Debido a la reciente tendencia a la miniaturización y la integración, muchos circuitos de microondas son actualmente fabricados utilizando líneas de transmisión planas, como microstrip y stripline. Sin embargo existe todavía una necesidad para las guías de onda en muchas aplicaciones de sistemas de alta potencia y sistemas de onda milimétrica.

Este tipo de línea consiste en un único conductor hueco en forma rectangular por donde se propaga el campo electromagnético, es decir, puede propagar modos TM y TE, pero no soporta el modo TEM. Una particularidad a tener en cuenta, es que la guía de onda se comporta como un filtro paso alto (HPF), así que ésta rechazara todas las frecuencias por debajo de la frecuencia de corte.

A continuación se muestra un diagrama geométrico de dicha estructura, (Figura 2.1), donde el lado de mayor tamaño es denominado “ a ” y el de menor tamaño “ b ”. La dirección en la cual se propaga el campo electromagnético está determinada por el vector “ k ”.

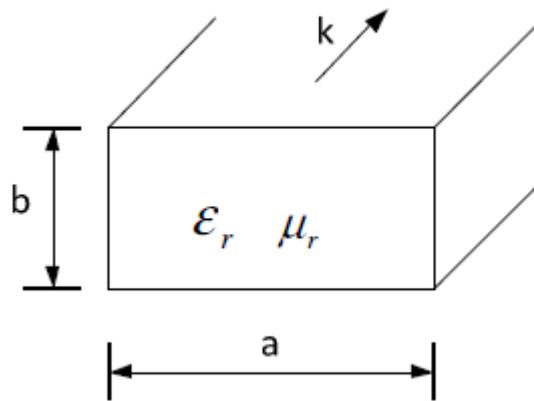


Figura 2.1. Guía de onda rectangular

En la siguiente tabla (Tabla 2.1) mostramos los tamaños estándares de las diferentes guías de onda que podemos encontrar según la frecuencia de operación. Aunque existen pequeñas discrepancias en estos estándares, nuestra tabla representará el sistema US.

Waveguide frequency bands and interior dimensions				
Frequency Band	Waveguide Standard	Frequency Limits (GHz)	Inside Dimensions (inches)	Inside Dimensions (mm)
	WR-2300	0.32 - 0.49	23.000 x 11.500	584.2 x 292.1
	WR-2100	0.35 - 0.53	21.000 x 10.500	533.4 x 266.7
	WR-1800	0.43 - 0.62	18.000 x 9.000	457.2 x 288.6
	WR-1500	0.49 - 0.74	15.000 x 7.500	381.0 x 190.5
	WR-1150	0.64 - 0.96	11.500 x 5.750	292.1 x 146.05
	WR-1000	0.75 - 1.1	9.975 x 4.875	253.365 x 126.6825
	WR-770	0.96 - 1.5	7.700 x 3.385	195.58 x 97.79
	WR-650	1.12 to 1.70	6.500 x 3.250	165.1 x 82.55
R band	WR-430	1.70 to 2.60	4.300 x 2.150	109.22 x 54.61
D band	WR-340	2.20 to 3.30	3.400 x 1.700	86.36 x 43.18
S band	WR-284	2.60 to 3.95	2.840 x 1.340	72.136 x 34.036
E band	WR-229	3.30 to 4.90	2.290 x 1.150	58.166 x 29.21
G band	WR-187	3.95 to 5.85	1.872 x 0.872	47.5488 x 22.1488
F band	WR-159	4.90 to 7.05	1.590 x 0.795	40.386 x 20.193
C band	WR-137	5.85 to 8.20	1.372 x 0.622	34.8488 x 15.7988
H band	WR-112	7.05 to 10.00	1.122 x 0.497	28.4988 x 12.6238
X band	WR-90	8.2 to 12.4	0.900 x 0.400	22.86 x 10.16
X-Ku band	WR-75	10.0 to 15.0	0.750 x 0.375	19.05 x 9.525
Ku band	WR-62	12.4 to 18.0	0.622 x 0.311	15.7988 x 7.8994
K band	WR-42	18.0 to 26.5	0.420 x 0.170	10.668 x 4.318
Ka band	WR-28	26.5 to 40.0	0.280 x 0.140	7.112 x 3.556
Q band	WR-22	33 to 50	0.224 x 0.112	5.6896 x 2.8448
U band	WR-19	40 to 60	0.188 x 0.094	4.7752 x 2.3876
V band	WR-15	50 to 75	0.148 x 0.074	3.7592 x 1.8796
E band	WR-12	60 to 90	0.122 x 0.061	3.0988 x 1.5494
W band	WR-10	75 to 110	0.100 x 0.050	2.54 x 1.27
F band	WR-8	90 to 140	0.080 x 0.040	2.032 x 1.016
D band	WR-6	110 to 170	0.0650 x 0.0325	1.651 x 0.8255
G band	WR-5	140 to 220	0.0510 x 0.0255	1.2954 x 0.6477
	WR-4	170 to 260	0.0430 x 0.0215	1.0922 x 0.5461
	WR-3	220 to 325	0.0340 x 0.0170	0.8636 x 0.4318
Y-band	WR-2	325 to 500	0.0200 x 0.0100	0.508 x 0.254
	WR-1.5	500 to 750	0.0150 x 0.0075	0.381 x 0.1905
	WR-1	750 to 1100	0.0100 x 0.0050	0.254 x 0.127

Tabla 2.1 Estándares US guía de onda rectangular

2.1.1 Impedancia característica

La impedancia característica de la guía de onda es similar a la de una línea de transmisión, difiere en que la impedancia de una guía de onda es una función de la frecuencia.

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (2.1)$$

Donde

f = frecuencia de trabajo

f_c = frecuencia de corte del modo dominante

2.1.2 Frecuencia de corte

La frecuencia de corte para cada modo la podemos calcular con la siguiente ecuación (2.2):

$$f_{c\ m,n} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (2.2)$$

donde m, n determinan el modo

2.1.3 Modo dominante

Es el modo con la frecuencia de corte más baja, en una guía con $a > b$ es el TE_{10} . Para poder trabajar íntegramente en un solo modo de propagación, se suele aproximar el intervalo de frecuencias a:

$$1.25 f_{c1} < f < 0.95 f_{c2}$$

f_{c1} es la frecuencia de corte del modo dominante

f_{c2} es la frecuencia de corte del segundo modo

2.1.4 Longitud de onda

También pueden ser calculadas la longitud de onda en una guía rectangular con la siguiente ecuación;

$$\lambda_{wg} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (2.3)$$

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} \quad (2.4)$$

2.2 MICROSTRIP

La línea microstrip es una de las líneas de transmisión planares más populares, principalmente porque puede ser fabricada por procesos fotolitográficos y es fácilmente integrada con otros dispositivos activos y pasivos en microondas. La geometría de una línea microstrip es mostrada en la Figura 2.2. Una cinta conductora de ancho “W” y un grosor fino “t”, se coloca en la parte superior de un sustrato dieléctrico de grosor “h” y permitividad relativa “ ϵ_r ”. En la parte inferior del sustrato suele haber una placa conductora que se utiliza como tierra.

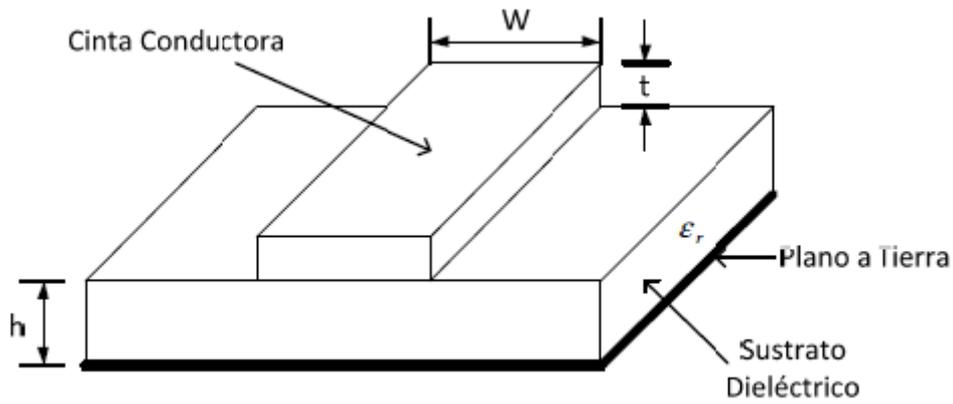


Figura 2.2.Estructura microstrip

Las líneas del campo electromagnético se extienden a través de los dos medios en una microstrip, en el aire y sobre el dieléctrico tal y como se puede ver en la Figura 2.3. Por esto la microstrip no soporta el modo TEM puro, ya que solo posee componentes electromagnéticas transversales a la dirección de propagación, y su velocidad de propagación por la teoría de ondas depende solo de las propiedades del material, es decir, de la permeabilidad magnética “ μ ” y la permitividad eléctrica “ ϵ ”. En la pista microstrip la frontera entre los dos medios produce que las componentes longitudinales del campo electromagnético no se anulen y por esto la velocidad de propagación también dependerá de las dimensiones físicas del material.

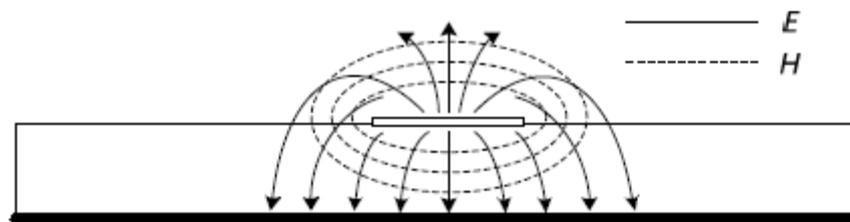


Figura 2.3.Líneas de campo eléctrico y magnético en microstrip

Según lo descrito, la línea microstrip presentaría un comportamiento híbrido de modos TM y TE y complicaría el análisis. Sin embargo en la práctica el grosor del sustrato dieléctrico “ h ” es más pequeño en comparación con la longitud de onda de la frecuencia de operación ($h \ll \lambda_{MIC}$). Es decir, la componente longitudinal del modo

dominante es mucho más pequeña que la componente transversal y por lo tanto dicho modo se comporta como un modo TEM. Este fenómeno permite aplicar la teoría de líneas de transmisión TEM y se dice que el modo soportado es cuasi-TEM.

2.2.1 Constante Dieléctrica Efectiva

La constante dieléctrica efectiva de una línea microstrip viene dada por la siguiente aproximación

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12 \cdot h}{W}}} \quad (\text{cte dielectrica efectiva}) \quad (2.5)$$

$\varepsilon_r = \text{constante dielectrica del sustrato}$

2.2.2 Impedancia característica

La impedancia característica de la línea microstrip, dependerá de la altura h , anchura W y constante dieléctrica del sustrato utilizado en ella

$$Z_0 = f(W, h, \varepsilon_r)$$

Dadas las dimensiones de la línea microstrip la impedancia característica puede ser calculada como

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\varepsilon_e}} \ln\left(\frac{8 \cdot H}{W} + 0,25 \frac{W}{H}\right), & W/h \leq 1 \\ \frac{\eta}{\sqrt{\varepsilon_e} \left[\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln\left(\frac{W}{h} + 1,444\right) \right]}, & W/h \geq 1 \end{cases} \quad (2.6)$$

$\eta = 120\pi$ (*impedancia vacio*)

2.2.3 Longitud de onda

La longitud de onda a través del sustrato “topas” es calculada con:

$$\lambda_{topas} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_e}} \quad (2.7)$$

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} \quad (2.8)$$

2.2.4 Sustrato utilizado

El sustrato utilizado es el llamado “TOPAS”, el cual tiene muy buenas propiedades de aislamiento eléctrico y un factor de disipación bajo. Por tanto es adecuado para usarlo como un material aislante, particularmente por sus capacidades térmicas. La constante dieléctrica del Topas es aproximadamente 2,35, tal y como podemos apreciar en la Figura 2.4 en función de la temperatura con respecto a otros sustratos:

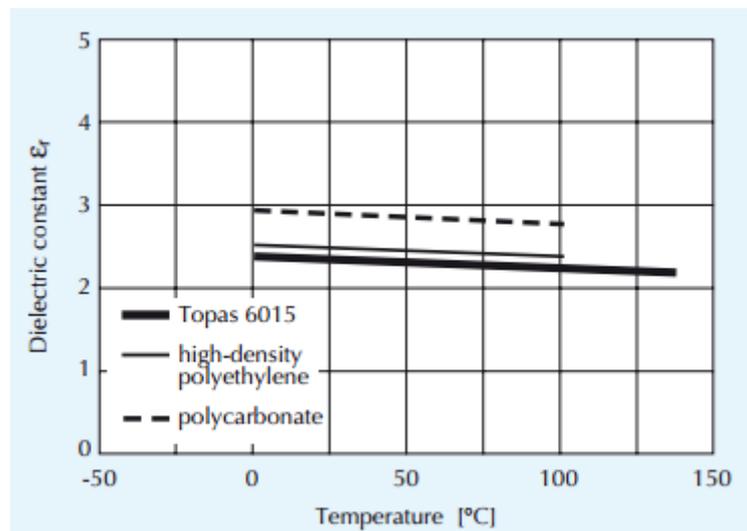


Figura 2.4. Temperatura VS constante dieléctrica

La baja dependencia de la temperatura de la constante dieléctrica y el factor de disipación o tangente de pérdidas se puede apreciar en la siguiente Figura 2.5 :

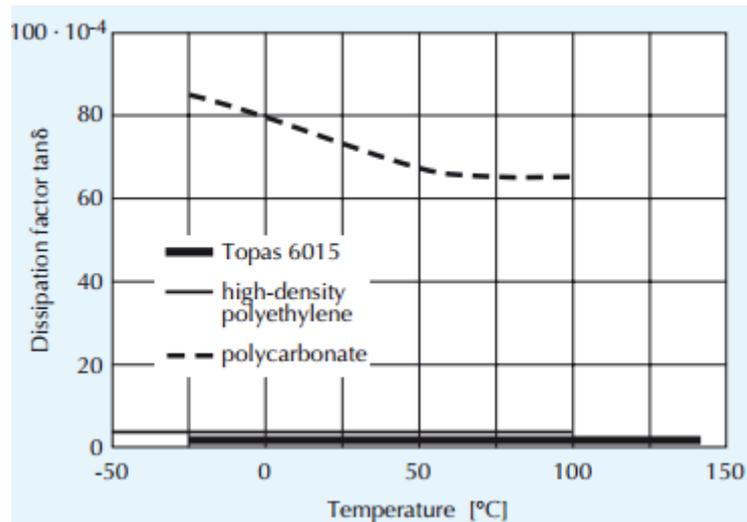


Figura 2.5. Temperatura VS tan δ

Como dato de esta última gráfica, se obtiene un valor de $0.2 \cdot 10^{-4}$ para unas condiciones dadas de 10KHz y 100°C. Aunque nos servirá como parámetro de pérdidas debido a su constancia como se observa en Figura 2.5.

2.2.5 Filtros Microstrip

Los filtros de microondas son un componente clave en cualquier sistema de radiofrecuencia, pues permiten el paso o rechazo de una o varias bandas frecuenciales. Existen numerosas formas de diseñar unos filtros en microstrip, pero los más comunes son los siguientes:

1. Filtros microstrip de salto de impedancia
2. Filtros microstrip de líneas acopladas
3. Filtros interdigitales

FILTRO MICROSTRIP DE SALTO DE IMPEDANCIA

Este tipo de filtros se utilizan como filtros paso bajo (LPF) y son construidos por una conexión en cascada de baja y alta impedancia tal y como se muestra en la Figura 2.6:

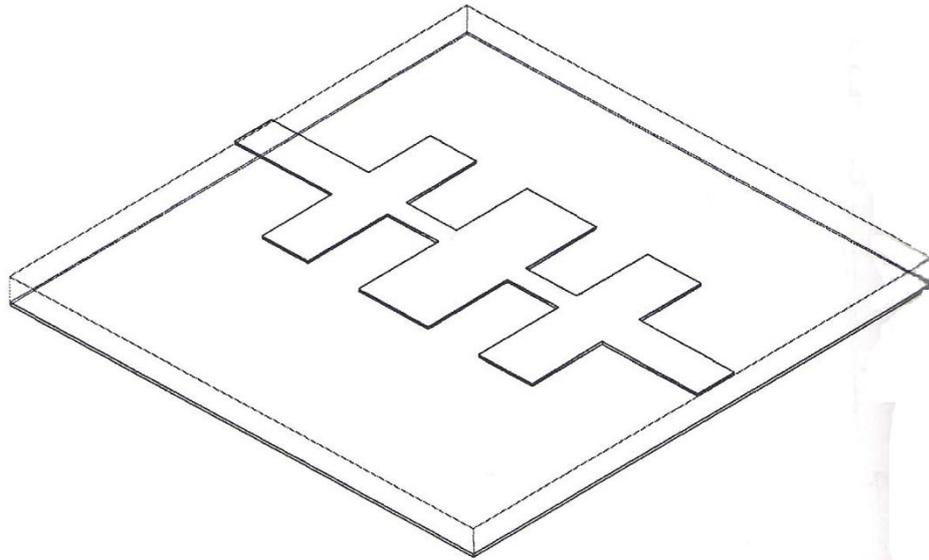


Figura 2.6.Filtro microstrip de salto de impedancia

La baja impedancia es aproximada como un capacitor en paralelo conectado a tierra, y la baja impedancia es aproximada por un inductor en serie.

Este filtro posee la ventaja de que puede ser fácilmente diseñado y ocupa un espacio más pequeño, por lo que son muy utilizados en la práctica.

Para el diseño de estos filtros, uno debería asegurarse de que las longitudes eléctricas de las líneas de transmisión sean cortas ($l < \lambda/8$). Además, las líneas de baja impedancia no deberían ser demasiado amplias. Si no, actuarán como un STUB de circuito abierto.

El diseño de los filtros empieza con la determinación de un filtro paso bajo prototipo para una especificación dada. Entonces, las longitudes eléctricas de baja y alta impedancia son calculadas de acuerdo a la siguiente ecuación:

Para líneas de baja impedancia:

$$\beta l = g_k \frac{Z_{low}}{Z_0} \quad K = 1,3,5, \dots \quad (2.9)$$

Para líneas de alta impedancia

$$\beta l = g_k \frac{Z_0}{Z_{high}} \quad K = 2,4,6, \dots \quad (2.10)$$

Donde Z_{low} y Z_{high} son las impedancias características de las líneas de baja y alta impedancia respectivamente. Z_0 es la impedancia normalizada, y g_k el valor de los componentes del filtro paso bajo prototipo. En el proceso de diseño, Z_{low} y Z_{high} son determinados por el diseñador.

FILTRO MICROSTRIP DE LINEAS ACOPLADAS

Las líneas de transmisión acopladas, cuando dos o más líneas de transmisión separadas se encuentran muy cerca formando un acoplamiento, la potencia puede ser transferida entre ellas a partir de las interacciones de los campos electromagnéticos que generan cada una de ellas. Su fabricación suele ser sencilla, aunque depende de las distancias entre las líneas, así que podemos encontrarlas para muchos tipos de filtros, como filtros paso-banda y rechazo-banda. Se puede apreciar su estructura en la siguiente Figura 2.7

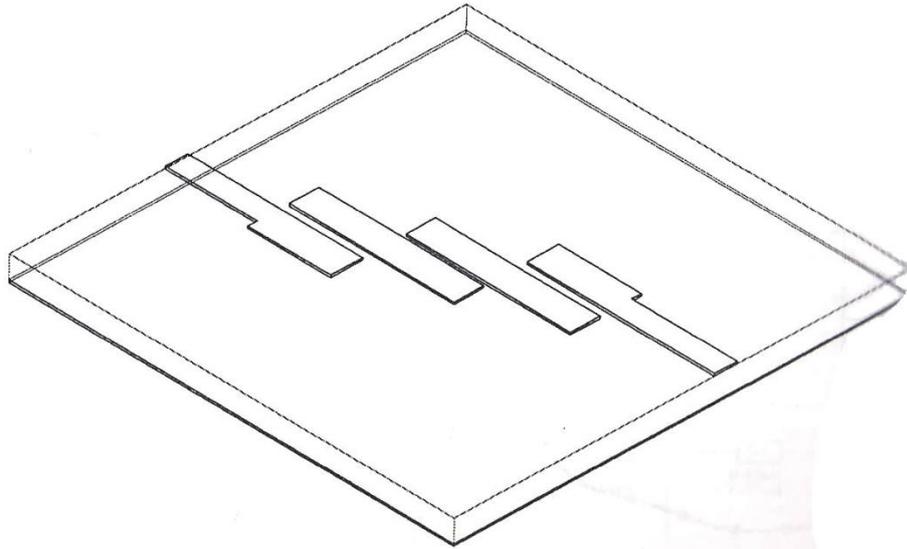


Figura 2.7.Filtro microstrip de líneas acopladas

FILTROS INTERDIGITALES

Un filtro interdigital (Figura 2.8) es un conjunto de resonadores acoplados paralelos de longitud ideal $\lambda/4$ a la frecuencia de trabajo situados entre planos de masa paralelos como se aprecia en la siguiente Figura 2.8

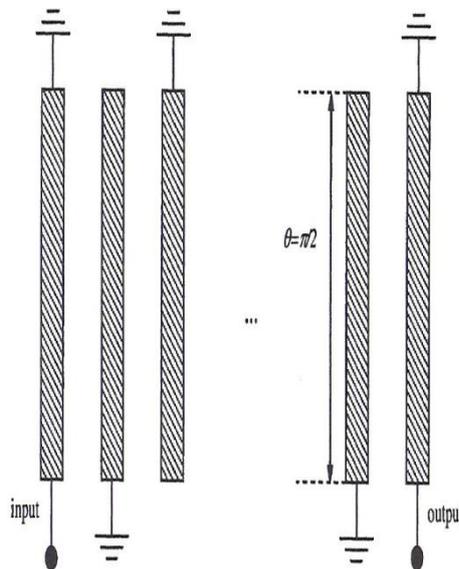


Figura 2.8.Filtro interdigital

Como se observa, cada resonador se encuentra cortocircuitado en un extremo y expuesto a circuito abierto en el extremo opuesto, invirtiendo su posición 180° en cada

resonador. Por esta estructura se propaga una onda gracias a los acoplamientos entre los resonadores adyacentes. Son muy utilizados como filtros paso-banda.

2.3 RECEPTORES

El objetivo primordial de un sistema de comunicaciones o también de imágenes es el de reproducir, en el punto de recepción, la señal original lo más fielmente posible a costo mínimo. En el caso de un sistema que comparte el medio de transmisión con otras señales u otros sistemas, es también importante minimizar la banda ocupada por cada canal y evitar las interferencias mutuas y emisiones espurias.

En esta sección se presentan las especificaciones que, a nivel general, debe cumplir el equipo receptor, así como un primer esquema de los diferentes tipos de receptores, diagramas de bloques y limitaciones en sus componentes.

En la siguiente Figura 2.9 se presenta un esquema típico de los bloques de un sistema de radiocomunicaciones:

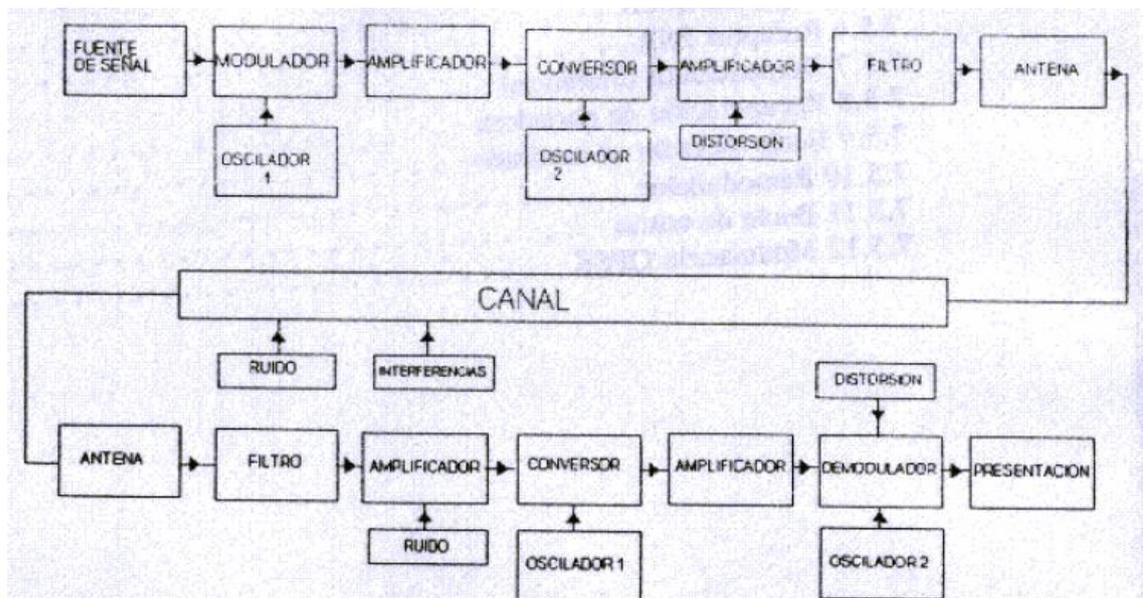


Figura 2.9. Esquema de un sistema de radiocomunicaciones

Cabe notar, que el orden de las funciones no es siempre el indicado en la figura anterior y algunas de ellas ni siquiera se incluyen.

Las especificaciones que deben cumplir tanto el transmisor como el receptor dependen del tipo y condiciones del canal que influyen en nuestro sistema como atenuación, retardo de fase y el ruido térmico que este proporciona.

En aplicaciones de radiofrecuencia es también importante tener en cuenta la existencia de interferencias potenciales, es decir emisiones que aparecen en la misma banda o en bandas próximas y que por algún medio pueden unirse en el receptor a la señal deseada.

Las funciones de un receptor se centran en seleccionar. Amplificar y detectar la señal deseada, separándola en la posible del resto de las señales u del ruido que la acompaña. En este sentido las especificaciones del receptor se centran en los siguientes aspectos:

- **Sensibilidad.** Es la capacidad del receptor de recibir señales débiles, es decir, la mínima señal que puede detectar el receptor. Se mide en términos de diferencia de potencial o de potencia que es necesario aplicar a los terminales de entrada para obtener a la salida una potencia determinada, y con la relación señal-ruido necesaria.
- **Selectividad.** Capacidad del receptor de rechazar señales radioeléctricas no deseadas, próximas en frecuencia a la deseada. Se mide en términos de comparación entre las potencias de la señal deseada y de las señales interferentes máximas que es capaz de soportar el receptor sin degradar sus prestaciones. Por supuesto, dependerá del tipo y frecuencia de las interferencias.
- **Fidelidad.** Es la capacidad del receptor de reproducir las características de la modulación de la señal recibida con un nivel de distorsión no superior al especificado.

2.3.1 Tipos de Receptores

Los tipos de receptores se clasifican principalmente por la forma de separar la señal deseada de las interferencias:

- Receptores homodinos
- Receptores Superheterodino
- Receptores que utilizan más de una conversión de frecuencia

Además se pueden definir gran número de criterios para clasificar los receptores además del ya comentado, entre ellos podemos destacar los siguientes:

- Por el servicio al que se destinan pueden ser: receptores telegráficos, telefónicos, de radiodifusión, de televisión, de comunicaciones móviles, de comunicaciones por satélite etc...
- Por la forma de sintonía pueden ser: De sintonía fija, si funcionan a una sola frecuencia (radioenlaces del servicio fijo). De sintonía discreta, si pueden recibir en un número discreto de canales (televisión y servicios móviles). De sintonía continua si la frecuencia puede tomar cualquier valor en la banda de RF (algunos receptores de radiodifusión).
- Por el tipo de señal que reciben: Digitales y analógicos.
- Por la forma de modulación: De amplitud (AM, DBL, BLU, ASK, QASK), de frecuencia (FM, FSK) y de fase (PM, PSK, QPSK)...

RECEPTORES HOMODINOS

El siguiente esquema de la Figura 2.10 se corresponde a un receptor homodino y en teoría es sumamente simple. La señal captada por la antena se selecciona y se amplifica directamente hasta el nivel conveniente para que el demodulador trabaje correctamente. Se demodula y a continuación se amplifica la señal extraída en la banda base original, hasta el nivel exigido por el dispositivo de representación.

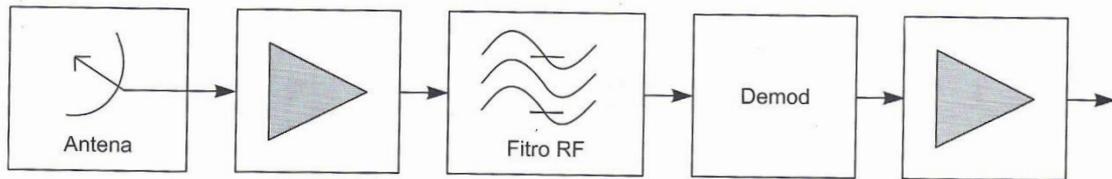


Figura 2.10.Receptor homodino

Es un tipo de receptor poco utilizado en sistemas, dados los graves inconvenientes que posee a la hora de conseguir una buena selectividad por filtrado de RF. Además es difícil conseguir altas ganancias en la amplificación a una sola frecuencia. El problema más importante es la aparición de inestabilidades en el receptor, debido a realimentaciones por radiación, por los circuitos de polarización de las uniones a masa, produciendo oscilaciones en el amplificador.

En primer lugar es muy difícil obtener filtros estrechos en RF que definan la banda de frecuencias deseada con precisión. Es muy complicado la realización de filtros sintonizables y selectivos, y más a alta frecuencia.

Por esto, las aplicaciones actuales de este tipo de receptores se limitan a equipos militares, tales como alertadores de señales radar de banda ancha para frecuencias superiores a 500 MHz, equipos de laboratorio y receptores en las bandas LF (30 a 300 KHz) hasta HF (3 a 30 MHz) con procesos de modulación de espectro ensanchado y realizan la demodulación con técnicas digitales.

La presencia del amplificador de RF como primer elemento de la cadena de recepción tiene múltiples ventajas. Permite aislar la antena del filtro de RF o de las etapas sucesivas del receptor, evitando así que las variaciones de impedancia en el proceso de sintonía afecten a la frecuencia o banda de funcionamiento del conjunto. Con frecuencia el filtro de RF se incorpora al amplificador en un mismo componente, formando amplificadores sintonizados que permiten eliminar posibles bandas interferentes. Además de este modo se consigue un diseño más fácil de los filtro RF, sobre todo en filtros de sintonía variable.

RECEPTORES HETERODINOS

En un receptor heterodino la frecuencia de señal en RF se traslada, mediante mezcla con el tono puro de un oscilador, a una frecuencia intermedia donde se realiza el filtrado y selección de la banda deseada. Por otra parte la amplificación puede hacerse en dos etapas a frecuencias diferentes logrando así una mayor estabilidad en el conjunto.

En el caso de receptores sintonizables la frecuencia del oscilador se puede variar al seleccionar el valor deseado de la frecuencia de señal manteniendo una frecuencia intermedia constante (receptor superheterodino). El filtrado se puede realizar con circuitos fijos, que ofrecen mayor sencillez y mejores prestaciones que los filtros sintonizables.

En la siguiente Figura 2.11 se muestra el esquema de bloques típico de un receptor superheterodino.

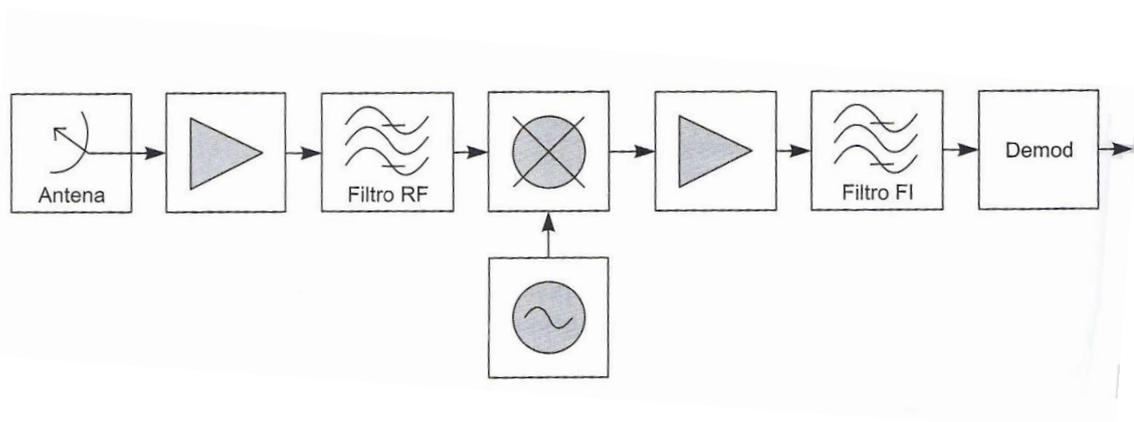


Figura 2.11. Diagrama de bloques de un receptor superheterodino

En los casos más frecuentes el resultado es una mezcla obtenida por diferencia entre la frecuencia de la señal de RF (f_s) y la de oscilador local OL (f_o). Esta nueva portadora es la frecuencia intermedia ($f_i = |f_s - f_o|$) y esta modulada de la misma forma que la de RF. En ocasiones se utiliza una frecuencia intermedia por encima de la frecuencia de la señal ($f_i = f_s + f_o$), lo que requiere filtros FI mucho más selectivos o posteriores conversiones a frecuencia bajas.

El conjunto formado por el mezclador, oscilador y filtros de salida de frecuencia intermedia toma el nombre como conversor de frecuencia del receptor superheterodino.

Además el superheterodino simple o de una sola frecuencia intermedia, en muchos casos es necesario hacer más de una conversión si se quiere obtener una buena selectividad con filtros no muy complicados o en bandas de sintonía muy amplias. En este caso podemos también distinguir dos tipos de receptores:

- Doble conversión.
 - Down converters $f_s > f_{i1}$, $f_{i1} > f_{i2}$
 - Up converters $f_s < f_{i1}$, $f_{i1} > f_{i2}$

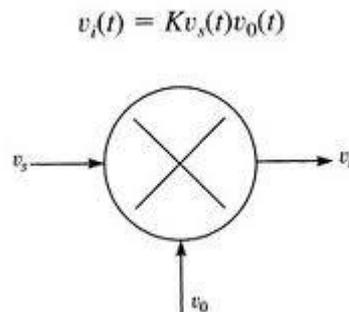
La elección de un tipo de receptor u otro dependerá de la anchura de banda necesaria, la frecuencia de RF, el margen de sintonía y las especificaciones de selectividad impuestas.

RECEPTOR SUPERHETERODINO: CONVERSIÓN Y FILTRADO DE FRECUENCIA.

Aunque depende mucho de los componentes utilizados y de la frecuencia normalmente resulta difícil y caro construir filtros de anchura de banda relativa por debajo del 1% ($B/F_{\text{central}} < 0.01$), sobre todo si exigimos a la vez capacidad de sintonía en un margen amplio de frecuencias. Por otra parte las pérdidas que origina el proceso de filtrado no dependen solo del factor de calidad de los circuitos resonantes, sino también de la anchura de banda relativa y del número de etapas utilizadas, es decir del nivel de rechazo a la frecuencias próximas a la banda de paso del filtro, siendo tanto mayores cuanto más selectivo sea el filtro y cuanto peor sea el factor de calidad de los componentes utilizados.

La traslación de la banda de interés a una frecuencia más baja y fija, permite un mejor filtrado, pudiendo utilizar filtros más complejos y selectivos que los utilizados en circuitos sintonizables.

La conversión de frecuencia se consigue pasando las dos señales que se quiere mezclar por un elemento no lineal (Figura 2.12) y seleccionando después la frecuencia de interés. Así, si las señales a mezclar son



$$v_s(t) = V_s X(t) \cos[\omega_s t + \phi_s(t)] \quad y \quad v_o(t) = V_o \cos[\omega_o t]$$

Figura 2.12. Mezclador entradas y salidas

Que corresponden a las señales de RF y oscilador respectivamente. El producto de ambas señales contiene un término que corresponde a la frecuencia intermedia ($\omega_i = |\omega_s - \omega_o|$), y que posee la misma modulación de amplitud y fase que la señal de RF.

$$v_i = \dots K_2 V_s V_o X(t) \cos[(\omega_s - \omega_o)t + \phi_s(t)] + \dots \quad (2.11)$$

No solo se produce la frecuencia intermedia sino todas aquellas frecuencias que corresponden a mezclas de la señal de entrada y sus armónicos y el oscilador local y sus armónicos:

$$f_{m,n} = |m f_o \pm n f_s| \quad (2.12)$$

(Para n y m números naturales) ya que un elemento no lineal cuya respuesta se ajuste a una función polinómica, produce términos de la forma:

$$v_i = \dots K_{m,n} V_s^n V_o^m X^n(t) \text{Cos}[(n\omega_s \pm m\omega_o)t \pm n\phi_s(t)] + \dots \quad (2.13)$$

Aunque como es lógico, sus amplitudes no son iguales y en general disminuyen a medida que aumentan los índices n y m.

Para que una de las mezclas espurias alcance el demodulador ha de estar dentro de la banda de paso del filtro de frecuencia intermedia, las interferencias pueden ocurrir fundamentalmente por dos causas:

- a) **Mezcla armónica de la señal.** Que un determinado armónico de la señal produzca, con un armónico de f_o , un batido en la frecuencia intermedia,

$$|mf_o \pm nf_s| = f_i \quad (2.14)$$

Teniendo en cuenta el valor de la frecuencia intermedia en función de la de entrada y el oscilador local, se puede poner como sigue:

$$\frac{f_o}{f_s} = \frac{n \pm 1}{m \pm 1} \quad (2.15)$$

Procedente de esta mezcla, aparece a la salida una señal que distorsiona la recepción dado que su forma de modulación es diferente de la original aunque la frecuencia de mezcla sea la misma.

- b) **Mezcla armónica con una interferencia.** Que una señal interferente de frecuencia f_y diferente de la frecuencia de señal de RF y fuera de la banda que

se desea recibir, se mezcle con el oscilador produciendo la misma frecuencia intermedia, apareciendo la interferencia en el demodulador.

$$|mf_o \pm nf_y| = f_i \quad (2.16)$$

Para el primer caso es conveniente evitarlo diseñando adecuadamente la frecuencia intermedia y haciendo que el conversor posea un nivel adecuado de rechazo a las mezclas armónicas. En cualquier caso si el nivel de la señal es pequeño no suele generar niveles altos de espurios en el mezclador.

El segundo tipo de interferencia suele ser más grave, ya que el nivel de entrada de la señal interferente puede ser mucho mayor que el de la señal deseada y llegar al mezclador con un nivel alto. Entre estas señales interferentes hay que destacar la **frecuencia imagen** que corresponde al valor simétrico de la señal deseada con respecto a la frecuencia de oscilador local como se presenta en la Figura 2.13.

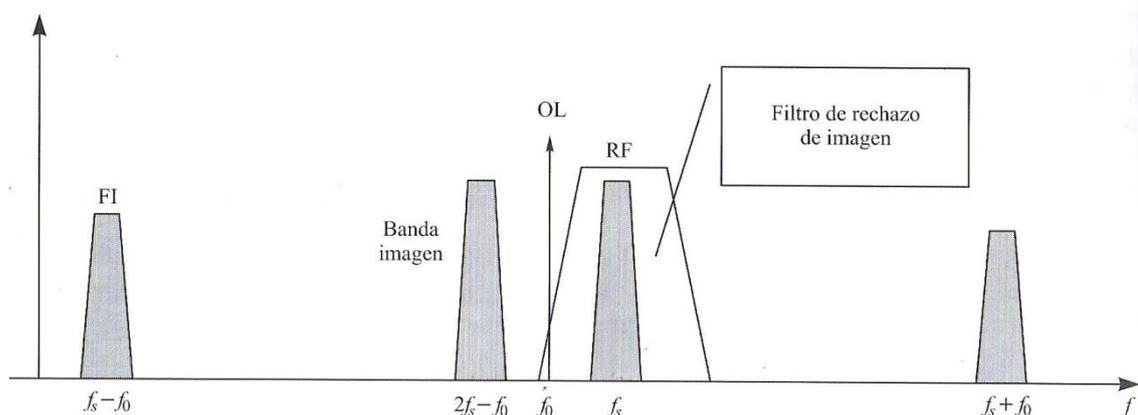


Figura 2.13. bandas conversión frecuencia

$$\text{Si: } f_o > f_s \rightarrow f_s = f_o - f_i \rightarrow f_{imagen} = 2f_o - f_s = f_s + 2f_i \quad (2.17)$$

$$\text{Si: } f_o < f_s \rightarrow f_s = f_o + f_i \rightarrow f_{imagen} = 2f_o - f_s = f_s - 2f_i$$

La señales contenidas en la banda imagen que alcanzan el mezclador, se mezclan con el oscilador local con el mismo coeficiente de amplitud (perdidas) que la señal RF y por tanto el conversor no rechaza en principio esta mezcla, (excepto en diseños especiales de mezclador con rechazo de la banda imagen). De ahí deriva la vital importancia de eliminar la banda imagen antes del mezclador utilizando un filtro en la etapa de RF, que es el único punto donde se puede separar las bandas de señal y de imagen.

Además de la banda imagen, cualquier frecuencia (f_y) que cumpla con la condición (1.7) ($|mf_o \pm nf_y| = f_i$), puede ser una causa de interferencia y por tanto hay que tratar de rechazarla en el receptor, ya sea haciendo un mezclador que rechace mezclas espurias (balanceado o doblemente balanceado), o mediante una adecuada elección de la frecuencia intermedia y filtrado de RF. La eliminación de estas frecuencias se hace más complicada si el receptor es de sintonía variable, lo que conduce en algunos casos a diseños más complejos con dos o más conversiones de frecuencias y filtrados sucesivos.

2.3.2 Elección de la frecuencia intermedia

Normalmente es el proceso de filtrado o selectividad de frecuencia el que define las condiciones para elegir la frecuencia intermedia y el que, dado el margen de frecuencias de sintonía ($f_{s \min}$ a $f_{s \max}$) y la banda final de filtrado en las etapas de frecuencia intermedia (B), impone las restricciones siguiente.

- 1) La frecuencia intermedia no debe coincidir con la de señal
- 2) La frecuencia intermedia no debe coincidir con el oscilador local
- 3) Interesa una frecuencia intermedia alta para eliminar la frecuencia imagen
- 4) Interesa una frecuencia intermedia baja para aumentar la selectividad
- 5) Elegir valores normalizados como
 - i) 455 KHz para Radio AM
 - ii) 1,75 MHz frecuencia intermedia receptores para banda lateral única

- iii) 10,7 MHz para Radio FM
- iv) 38,9 MHz para Canal T.V.
- v) 70 MHz para receptores UHF
- vi) 100 MHz frecuencia intermedia receptores de microondas
- vii) 140, 190, 380 MHz UHF y microondas para sistemas de banda ancha
- viii) 960 a 1300 MHz para diversos sistemas de microondas

2.3.4 Selectividad

Como se ha indicado en el apartado anterior, la selectividad se define en general como la aptitud del receptor para separar la señal deseada o seleccionada en el proceso de sintonía, de las potenciales interferencias en otras frecuencias. Una forma de cuantificar esta aptitud consiste en comparar los niveles necesarios de dos señales a frecuencias diferentes (canal deseado y canal adyacente, por ejemplo), para que los niveles que cada una genera a la salida del proceso de filtrado sean iguales (punto de entrada al detector). Puede así obtenerse una curva que nos da la potencia de la señal interferente en función de su frecuencia (f_y) o de la diferencia de frecuencias entre señal e interferencia ($\Delta f = f_y - f_s$), denominada curva de selectividad. Normalmente la potencia se expresa en dB respecto de la potencia mínima de señal.

$$\frac{P(f_y)}{P(f_s)} = S(f_y - f_s) = S(\Delta f) \quad (2.18)$$

En las proximidades de la frecuencia de RF la selección la define el producto de las funciones de transferencia de los filtros del receptor. Aunque para evitar problemas es conveniente limitar la banda final lo antes posible en la cadena de recepción, en muchos casos es el filtro de la última frecuencia intermedia el que define más claramente la curva de selectividad.

En frecuencias más alejadas de la frecuencia deseada, donde en teoría las señales no puede alcanzar el detector, aparecen otros procesos que pueden transformar la

señal interferente a la banda de FI o perturbar de alguna forma al receptor. Algunos de estos procesos son los siguientes:

- **Penetración a ala frecuencia intermedia.** Si la frecuencia intermedia está próxima a la de RF o el aislamiento del receptor no es alto, una interferencia en esta frecuencia puede introducirse en el sistema y ser amplificada en las etapas de FI.
- **Penetración en la banda imagen y bandas espurias.** La protección contra la penetración en la banda imagen se basa fundamentalmente en el filtro RF. Si este no se encarga de atenuar o rechazar esta penetración, más adelante será imposible de diferenciar nuestra señal de interés.
- **Bloqueo o desensibilización.** Cuando el nivel de una señal interferente es muy alto, aunque su frecuencia sea tal que quede plenamente rechazada por el último filtro de FI, puede caer en la banda del filtro RF y al ser amplificada por el correspondiente amplificador saturar este último o el mezclador siguiente.

2.3.5 Ruido en un receptor

Si consideramos un receptor básico como el mostrado en la Figura 2.14, en el que la banda del ruido está definida por el filtro asociado al amplificador de FI, la potencia de ruido a la salida del filtro de FI procede por una parte de la banda de señal y por otra de la banda imagen, al menos el correspondiente a las etapas previas al mezclador. Despreciamos el ruido que puede proceder de otras mezclas espurias por suponer que las pérdidas que añade el mezclador en esas bandas son suficientes para que su nivel sea despreciable.

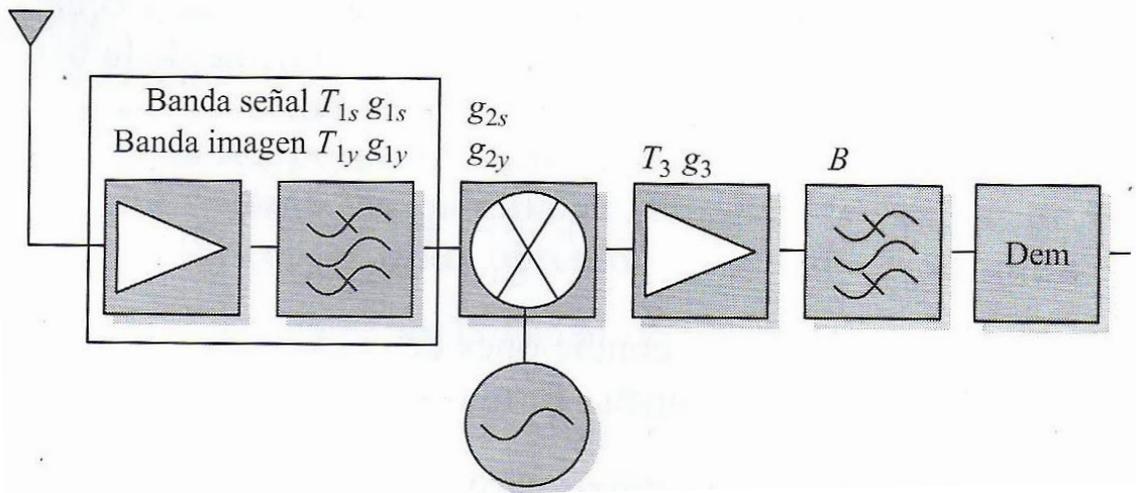


Figura 2.14.contribución al ruido de la banda imagen

Suponiendo que no hay rechazo de la banda imagen:

- Ruido procedente de la banda RF (antena y etapa de RF):

$$P_{n,RF} = K \cdot B [(T_{as} + T_{1s}) g_{1s}] \cdot g_{2s} g_3 \quad (2.19)$$

- Ruido procedente de la banda imagen (antena y etapa de RF):

$$P_{n,IM} = K \cdot B [(T_{ay} + T_{1y}) g_{1y}] \cdot g_{2y} g_3 \quad (2.20)$$

- Ruido procedente del mezclador:

$$P_{n,MX} = K \cdot B \cdot T_{SSB} \cdot g_{2s} g_3 \quad (2.21)$$

- Ruido procedente del amplificador FI:

$$P_{n,FI} = K \cdot B \cdot T_3 \cdot g_3$$

(2.22)

Aplicando el proceso para obtener la ecuación de Friis en cuádrupolos cascada y considerando que la ganancia nominal del conjunto es la correspondiente a la banda nominal que ocupa la señal, se puede poner la temperatura equivalente de ruido a la entrada del receptor como:

$$T_e = T_{1s} + \frac{T_{1y}g_{1y}g_{2y}}{g_{1s}g_{2s}} + \frac{T_{SSB}}{g_{1s}} + \frac{T_3}{g_{1s}g_{2s}} \quad (2.23)$$

Y la temperatura equivalente de la antena como:

$$T_a = T_{as} + T_{ay} \frac{g_{1y}g_{2y}}{g_{1s}g_{2s}} \quad (2.24)$$

Se tendrán en cuenta dos casos particulares de receptor:

1) Receptor con filtro de rechazo de la banda imagen

El nivel de ruido que llega a la salida de frecuencia intermedia puede despreciarse frente al de la señal.

$$T_e = T_{1s} + \frac{T_{SSB}}{g_{1s}} + \frac{T_3}{g_{1s}g_{2s}} \quad y \quad T_a = T_{as} \quad (2.25)$$

2) Receptor sin filtro de rechazo de la banda imagen

El comportamiento de la antena, el amplificador y el mezclador es prácticamente igual en las bandas de señal e imagen. De este modo la temperatura equivalente del sistema a la entrada será:

$$T_e = 2T_{1s} + \frac{T_{SSB}}{g_{1s}} + \frac{T_3}{g_{1s}g_{2s}} \quad y \quad T_a = 2T_{as} \quad (2.26)$$

La potencia de ruido en el filtro de salida de FI, se calculara a partir del ruido equivalente a la entrada como:

$$P_n = K. (T_a + T_e). B. g_t \quad (2.27)$$

Donde B es la banda final de ruido antes de la detección y g_t es la ganancia total del receptor.

Podemos observar que la mayor contribución al ruido del sistema viene del amplificador de RF si éste posee una ganancia aceptable ($> 15 \text{ dB}$). Por lo tanto, la especificación de ruido de un receptor va a imponer, fundamentalmente, unas restricciones en cuanto al factor de ruido del primer amplificador pero va a dar una mayor flexibilidad a la especificación de ruido en mezcladores y amplificadores de FI. Hasta frecuencias en la banda de milimétricas ($\sim 40 \text{ GHz}$) se pueden conseguir amplificadores de alta ganancia y bajo factor de ruido, cumpliéndose la anterior afirmación.

2.3.6 Sensibilidad de un receptor

Es el nivel mínimo de señal necesario a la entrada del receptor para que en el detector el nivel de potencia y la relación señal a ruido satisfagan la correspondiente especificación de calidad. Se aprecia entonces que son dos las condiciones que deben tenerse en cuenta para determinar la sensibilidad de un receptor:

- 1) **La ganancia de la cadena amplificadora** para tener un nivel de potencia deseado a la entrada del receptor

$$P_{min}(g) = \frac{P_0}{g_t}$$

(2.28)

donde

$P_{min}(g) = \text{Sensibilidad (limitada por ganancia)}$

$P_0 = \text{Potencia mínima necesaria en el detector}$

$g_t = \text{ganancia total en el receptor}$

2) El nivel de ruido que acompaña a la señal y el que introduce el propio receptor.

$$P_{min}(N) = (S/N) \frac{P_n}{g_t} \quad (2.29)$$

donde

$P_{min}(N) = \text{Sensibilidad (limitada por ruido)}$

$(S/N) = \text{Relación señal a ruido deseada en el detector}$

$P_n = \text{Potencia total de ruido a la salida del filtro FI}$

Si queremos que satisfaga a la vez las dos condiciones, la sensibilidad final vendrá definida por el mayor de los dos valores. Normalmente se debe ajustar el receptor para que ambas condiciones se cumplan simultáneamente, es decir, para el mismo nivel de señal a la entrada. No obstante, suele ser más fácil ajustar la ganancia del receptor que modifica el nivel de ruido, lo que permite decir que normalmente es este último el que impone los criterios más restrictivos en cuanto a selectividad.

2.3.7 Margen Dinámico de un Receptor

El margen dinámico de un sistema se define como la relación entre los niveles de potencia máximo y mínimo que garantizan su correcto funcionamiento. En el caso de un receptor, hay que distinguir entre el **margen dinámico del propio receptor** (MD_{RX}): relación entre las potencias máxima ($P_{i,max}$) y mínima permitidas ($P_{i,min}$) en la toma de antena para un correcto funcionamiento del receptor; y el **margen dinámico del detector** (MD_{DET}): relación entre las potencias máxima ($P_{0,max}$) y mínima ($P_{0,min}$) permitidas en la entrada del detector para asegurar una correcta demodulación de la señal captada por el receptor.

$$MD_{RX} = \frac{P_{i,max}(mW)}{P_{i,min}(mW)} \rightarrow MD_{RX} (dB) \quad (2.30)$$

$$= P_{i,max}(dBm) - P_{i,min}(dBm)$$

De igual manera para el detector:

$$MD_{det} = \frac{P_{0,max}(mW)}{P_{0,min}(mW)} \rightarrow MD_{det} (dB) \quad (2.31)$$

$$= P_{0,max}(dBm) - P_{0,min}(dBm)$$

Normalmente el margen de potencias en el que puede trabajar un detector es pequeño, mientras que la señal a la entrada del receptor puede tomar, en la mayor parte de los casos, valores en márgenes mucho mayores. Por otra parte, cuando el nivel de señal es muy alto se puede producir una saturación en alguna de las etapas amplificadoras, con la consiguiente compresión y distorsión de la señal.

Por lo tanto, para ajustar el gran margen dinámico del receptor al pequeño margen del detector será necesario incluir en el diseño del receptor algún proceso que permita variar la ganancia de la cadena receptora en función del nivel de potencia detectado, logrando de este modo mantener el nivel de señal a la entrada del detector lo más constante posible y siempre dentro de su margen de linealidad. Este proceso recibe nombre de control automático de ganancia (CAG).

Para calcular el margen (CAG) se deben tener en cuenta los siguientes aspectos:

- La potencia mínima a la entrada del receptor debe corresponderse con el valor mínimo de señal en el detector, lo que define la ganancia máxima de la cadena amplificadora:

$$G_{m\acute{a}x}(dB) = P_{0,m\acute{i}n}(dBm) - P_{i,m\acute{i}n}(dBm) \quad (2.32)$$

- La potencia máxima a la entrada del receptor debe corresponderse con el valor máximo de señal en el detector. En caso de máxima señal debe coincidir con el de ganancia mínima, para mantener el nivel de salida lo más constante que sea posible:

$$G_{m\acute{i}n}(dB) = P_{0,m\acute{a}x}(dBm) - P_{i,m\acute{a}x}(dBm) \quad (2.33)$$

- La pérdida de ganancia que debe aplicar el CAG, o margen de control de CAG (ΔG_{CAG}), puede calcularse como la diferencia (en dB) entre la ganancia máxima y la mínima, lo que equivale a la diferencia del margen dinámico del receptor y el del detector. La variación de ganancia necesaria en el proceso de control permite estimar el nivel de las tensiones de control que debe generar el CAG.

$$\Delta G_{CAG}(dB) = G_{m\acute{a}x}(dB) - G_{m\acute{i}n}(dB) \quad (2.34)$$

2.4 CONVERTORES DE FRECUENCIA

2.4.1 Principio de Funcionamiento de un Conversor

Un conversor de frecuencia es un dispositivo electrónico que traslada señales eléctricas de una banda de frecuencia a otra sin modificar las características de

modulación de amplitud o fase. Puede verse también como una red de tres puertas que multiplica en el tiempo las dos señales de entrada, señal útil (v_s) y oscilador (v_0) y obtiene la señal a la salida seleccionando por filtrado la señal en la banda deseada, como se muestra en la Figura 2.15.

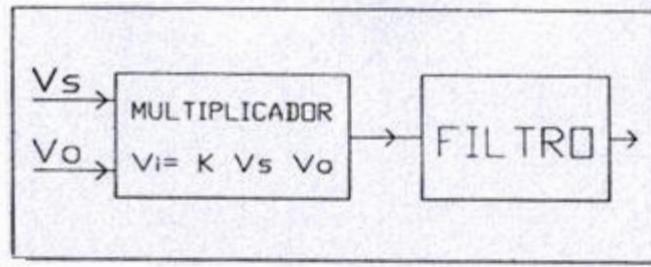


Figura 2.15. Conversor ideal

2.4.2 Mezclador Básico

El mezclador básico es un dispositivo cuya tensión de salida es proporcional al producto de las tensiones aplicadas en su entrada. Siguiendo el esquema de la (Figura 2.16), la tensión de salida responderá a la expresión:

$$v_i(t) = K v_s(t) v_0(t)$$

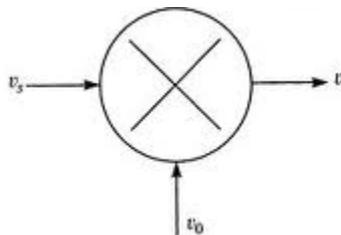


Figura 2.16. Mezclador básico

Si $v_s(t)$ es una portadora modulada, de frecuencia f_s , y $v_0(t)$ es una señal sinusoidal auxiliar, de frecuencia f_0 , $v_i(t)$ constará de dos portadoras moduladas, de frecuencias $f_s + f_0$ y $f_s - f_0$, con idéntica modulación que $v_s(t)$.

$$\begin{aligned} v_s(t) &= V_s x(t) \cos(\omega_s t + \phi(t)) \\ v_0(t) &= V_0 \cos(\omega_0 t) \end{aligned} \quad (2.35)$$

$$v_i(t) \cong \frac{K}{2} V_0 V_s x(t) [\cos((\omega_s + \omega_0)t + \phi(t)) + \cos((\omega_s - \omega_0)t + \phi(t))]$$

Así pues, la señal presente a la salida del mezclador básico contiene dos réplicas de la señal de entrada $v_s(t)$, desplazadas en frecuencia $\pm f_0$, respecto a la frecuencia portadora de la señal original, f_s , tal como se muestra en la Figura 2.17. La conversión de la señal de entrada a la frecuencia deseada se realizaría seleccionando el valor adecuado de f_0 y filtrando la componente no deseada ($f_s + f_0$ o $f_s - f_0$). Aunque en la práctica no existe el mezclador básico, hay diferentes circuitos que puede funcionar de manera similar

La implementación práctica de un conversor de dos señales en el tiempo se realiza con elementos de respuesta no lineal como diodos o transistores. Admitiendo que la respuesta del cuadripolo no lineal formado puede aproximarse por una función polinómica de la forma:

$$v_i(t) = K_1 v(t) + K_2 v(t)^2 + K_3 v(t)^3 + \dots \quad (2.36)$$

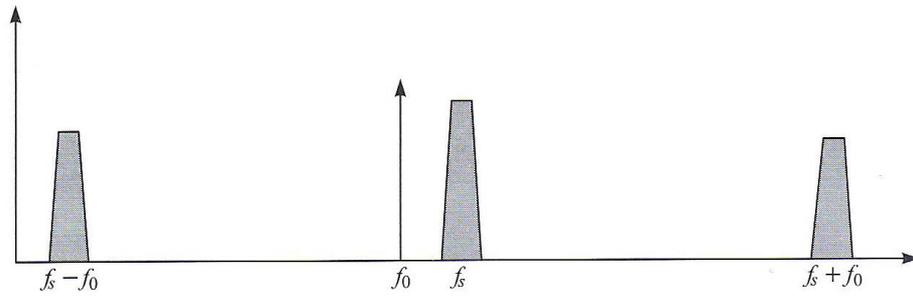


Figura 2.17. Señales a la entrada y a la salida del mezclador

La tensión a la salida, correspondiente al esquema de la Figura 2.17 para una tensión de entrada igual a la suma de señales $v_s(t)$ y $v_0(t)$, puede desarrollarse de la forma:

$$v_i(t) = K_1(v_s(t) + v_0(t)) + K_2(v_s(t) + v_0(t))^2 + K_3(v_s(t) + v_0(t))^3 + \dots = \dots 2K_2v_s(t)v_0(t) + \dots \quad (2.37)$$

De la ecuación anterior se deduce que tensión de salida está compuesta por una serie de señales entre las que aparece el producto de las tensiones de entrada que depende exclusivamente del coeficiente del segundo grado de la característica no lineal del dispositivo. Si es posible aislar esta señal del resto de los productos del desarrollo, por ejemplo mediante filtrado, será factible emplear elementos no lineales (Figura 2.18) para la construcción de convertidores de frecuencia.

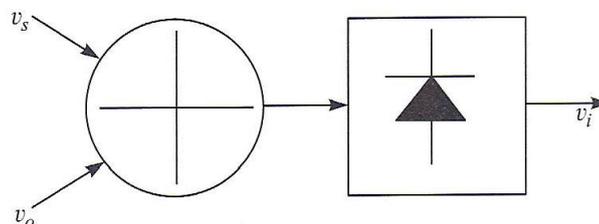


Figura 2.18. Elemento no lineal como mezclador de señales

La ecuación anterior incluye, además del término deseado, todo un conjunto de términos de la forma $K_{m,n}v_s(t)^m v_0(t)^n$, que darán lugar a un conjunto de mezclas espurias que genera señales de frecuencia $mf_s \pm nf_0$. A estos términos indeseados se los denomina productos de intermodulación de orden $m + n$ y normalmente su potencia es tanto menor cuanto mayor es el orden. Su efecto se puede minimizar por filtrado, reduciendo los niveles de la señal de entrada, o por combinación de dos o más mezcladores para formar un conjunto equilibrado.

El mezclador ideal corresponderá entonces a un dispositivo cuya característica no lineal es una función de segundo grado de la forma:

$$v_i(t) = K_2(v_s(t) + v_0(t))^2 = K_2v_s(t)^2 + K_2v_0(t)^2 + 2K_2v_s(t)v_0(t) \quad (2.38)$$

El último término de este desarrollo es la tensión de salida del mezclador básico. En este caso particular es relativamente fácil extraer la señal deseada, sobre todo si las frecuencias de entrada son de valores próximos, pues entonces las componentes de salida poseen frecuencias muy diferentes y su número es reducido ($2f_s, 2f_0, f_s - f_0, f_s + f_0$). Las componentes más difíciles de separar son las de tercer orden de la forma ($2f_s - f_0$ o $2f_0 - f_s$) que no se producen en un dispositivo idealmente cuadrático.

2.4.3 Especificaciones de un mezclador

Si en la ecuación (2.37) se particulariza la señal de entrada $v_s(t)$ por una portadora de frecuencia f_s , modulada en amplitud o fase y de amplitud V_s , y la señal de oscilador local $v_0(t)$ por un tono puro a la frecuencia f_0 en el que su amplitud V_0 se considera constante, se obtiene:

$$v_s(t) = V_s x(t) \cos(\omega_s t + \phi(t)) \quad (2.39)$$

$$v_0(t) = V_0 \cos(\omega_0 t)$$

$$v_i(t) = \sum c_{m,n} V_s^m V_0^n x^m(t) \cos((m\omega_s \pm n\omega_0)t + m\phi(t))$$

En la ecuación (2.39) se aprecia que la amplitud de la señal de salida en la frecuencia deseada ($f_0 \pm f_s$) es proporcional a la amplitud de entrada, suponiendo que la amplitud del oscilador es constante, y conserva la modulación de amplitud y fase, por lo que el mezclador puede considerarse en este sentido un dispositivo lineal.

Considerando el mezclador como una red de tres puertas a las que se da los nombres de puerta de señal (RF), puerta de oscilador local (OL) y puerta de frecuencia intermedia (FI), se pueden establecer un conjunto de especificaciones que permitirán conocer los márgenes de frecuencia, aplicaciones posibles y limitaciones de cada componente en particular

FRECUENCIA DE FUNCIONAMIENTO

Los márgenes de frecuencia en los que un mezclador dado es capaz de funcionar correctamente dependerán de los dispositivos utilizados y de la forma de conectarlos a las puertas del mezclador. Se suele especificar por separado las bandas de trabajo de RF, OL y FI. Aunque las frecuencias de las señales que intervienen en el proceso de mezcla no deben coincidir, las bandas de trabajo en las distintas puertas del mezclador pueden solaparse. Se pueden distinguir dos grandes grupos de mezcladores: de banda estrecha y de banda ancha.

Los mezcladores de **banda estrecha** son, en general, aquellos en los que la separación de las puertas de RF, OL y FI se realiza por filtrado, lo que limita en frecuencia la utilización del mezclador, y normalmente se fabrican para sistemas muy concretos. Las aplicaciones más comunes son en electrónica de consumo o en frecuencias muy altas, dado su bajo costo y sencillez. Este es el caso de los mezcladores simples o de un solo componente de mezcla.

Por otro lado tenemos los mezcladores de **banda ancha** que son aquellos que no requieren un filtrado para separar las señales de RF, OL y FI, ya que utilizan redes combinatorias y dos o más elementos mezcladores formando circuitos equilibrados, para obtener dicha separación. Presentan un gran ancho de banda en las frecuencias más altas de las microondas.

PÉRDIDAS DE CONVERSIÓN

Como se ha visto, la amplitud de salida del mezclador es proporcional a la amplitud de la señal a la entrada, por lo que se puede definir una constante de proporcionalidad que corresponde a las pérdidas o ganancia del proceso de conversión y que se define como:

$$L(dB) = -10 \log \left(\frac{P_{FI}}{P_{RF}} \right) \quad (2.40)$$

En un mezclador las pérdidas dependen de la frecuencia y de la potencia del oscilador local.

IMPEDANCIAS NOMINALES

Al medir las pérdidas de conversión y otros parámetros, se supone que el generador y la carga poseen una impedancia determinada, que se designa como impedancia nominal, y que toma valores normalizados como 50, 75, 300...ohm. Para minimizar las pérdidas por desadaptación de impedancias, la impedancia que presenta el mezclador en cada puerta debe ser igual a la nominal. Lógicamente, es imposible conseguir esta igualdad de forma exacta e independiente de la frecuencia, obteniéndose el nivel de adaptación en la forma de coeficiente de reflexión o de relación de onda estacionaria.

- Pérdidas de retorno (RL) y coeficiente de reflexión (Γ).

$$RL = -20 \log(\Gamma) \quad (2.41)$$

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad (2.42)$$

- Relación de onda estacionaria (ROE)

$$ROE = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.43)$$

AISLAMIENTO

Este término se refiere a la capacidad del mezclador de aislar las señales RF, OL e IF entre sí. Como un mezclador no es perfecto, es inevitable el acoplo directo entre puertas, por lo que se puede definir los aislamientos como las pérdidas que sufre una señal al pasar de una puerta a otra sin conversión. Suelen definirse tres tipos.

- Aislamiento RF-FI
- Aislamiento OL-FI
- Aislamiento OL-RF

Se miden en dB y representan la atenuación de la señal en el paso directo entre puertas, al margen de los procesos de conversión.

MEZCLAS ESPURIAS

Como hemos comentado antes, no sólo se obtiene a la salida las frecuencias procedentes de la mezcla fundamental, sino que aparecen frecuencias de la forma $mf_s \pm nf_0$, cuya amplitud es proporcional al nivel de señal a la entrada, elevada a la potencia m . Se suelen definir un factor de pérdidas de conversión para los productos espurios que dependerá de los índices m y n y del nivel de señal de entrada. El

fabricante proporciona una tabla con las pérdidas adicionales a la conversión principal en función de m y n .

RUIDO EN EL MEZCLADOR

En un mezclador son dos las bandas de ruido que generan ruido en la frecuencia intermedia. Efectivamente, las señales que se sitúan en el espectro alrededor de $f_0 \pm f_i$, se mezclaran con el oscilador local para producir señales en la frecuencia intermedia. Estas dos bandas se denominan *banda de señal* (f_s) la que coincide con la señal de entrada y *banda imagen* (f_y) la otra. En realidad, el proceso de conversión no es igual en ambas bandas, ya que puede haber diferente respuesta de los circuitos de RF asociados al mezclador. Para cada una de las bandas se puede definir una ganancia (g_s y g_y), que será menor que 1 si corresponde a pérdidas.

Para definir una temperatura de ruido equivalente a la entrada, se debe establecer la igualdad de la potencia de ruido obtenida con el modelo equivalente y la potencia total de ruido a la salida. Dado el comportamiento desigual de ganancia en las bandas de señal e imagen, ¿a qué banda asignamos la temperatura equivalente a la entrada? Lo más razonable es hacerlo a la banda de señal, que es en realidad con la que se trabaja. En ese caso se define la "*Temperatura de ruido equivalente en banda lateral única* (T_{SSB})" como:

$$P = k \cdot B \cdot (T_s g_s + T_y g_y) + P_n = k \cdot B \cdot \left(T_s + T_{SSB} + T_y \frac{g_y}{g_s} \right) \cdot g_s \quad (2.44)$$

Donde P es la potencia total de ruido a la salida, P_n es la potencia de ruido generada internamente en el mezclador y T_s y T_y son las temperaturas de ruido del generador de entrada en las bandas de señal e imagen, respectivamente.

Esta es la forma más frecuente de definir la temperatura equivalente. Existe otro parámetro relacionado, normalmente aportado por el fabricante, "*Temperatura de ruido equivalente en doble banda lateral* (T_{DSB})". En este caso se asume que la

temperatura equivalente a la entrada afecta por igual a las dos bandas de trabajo, cumpliendo la expresión:

$$P = k \cdot B \cdot \left(T_s + T_{DSB} + (T_y + T_{DSB}) \frac{g_y}{g_s} \right) \cdot g_s \quad (2.45)$$

Es importante saber que el ruido a la salida no depende de la forma de definir la temperatura equivalente a la entrada. Debe cumplirse la siguiente relación:

$$T_{SSB} = T_{DSB} \left(1 + \frac{g_y}{g_s} \right) \quad (2.46)$$

2.4.4 Dispositivos utilizados como mezcladores

Aunque cualquier elemento que posea una respuesta no lineal puede, en principio, utilizarse como un convertidor de frecuencia, la elección del más adecuado depende del margen de frecuencia, aplicación, nivel de ruido, etc. Los más utilizados son los siguientes:

DIODO DE BARRERA SCHOTTKY

Es el dispositivos más empleado para realizar un mezclador. Se utilizan en un amplio margen de frecuencias como mezcladores, tanto sencillos como equilibrados. Cuanto menor sea la dimensión, mayor será su frecuencia de trabajo.

- De 10 MHz a 1000GHz
- Pérdidas entre 4 dB y 10dB (figura de ruido del mismo orden)

DIODOS VARACTORES

El diodo varactor presenta un elemento reactivo no lineal (capacidad de la unión) que, utilizado como up-converter de frecuencia, aporta muy bajas pérdidas de

conversión e incluso ganancia. Se utiliza en frecuencias UHF y microondas. Como mezclador o conversor down-converter posee más pérdidas que los diodos Schottky, por lo que no se utiliza.

TRANSISTORES BIPOLARES (BJT)

Se emplean fundamentalmente en circuitos integrados en un rango de KHz hasta 500 MHz. Ofrecen grandes ganancias de conversión, pero generan mucho ruido de intermodulación, debido fundamentalmente a que la característica no lineal de la unión p-n es exponencial y da lugar a términos muy importantes de tercer orden y superiores.

TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO (FET)

Su característica no lineal se aproxima bien por una ley cuadrática, por lo que produce niveles bajos de ruido de intermodulación y de armónicos. Trabaja en un margen de frecuencias desde MHz a 10 GHz, aunque debido a la constante mejora de las prestaciones de estos transistores su margen de frecuencias se está extendiendo. Comparándolos con los mezcladores de diodos, presentan ganancia de conversión (menor que los bipolares) en lugar de pérdidas, ofrecen mejores prestaciones de ruido y de intermodulación y necesitan menos potencia de oscilador local.

CIRCUITOS INTEGRADOS

También podemos encontrar mezcladores como circuitos integrados de microondas sobre AsGa (MMIC). La tecnología se basa en el FET, aunque también se pueden emplear diodos, pero en general presentan peor calidad. Se emplean hasta frecuencias de milimétricas. Su principal ventaja son el tamaño, el coste de fabricación y la uniformidad.

2.5 CIRCUITOS MEZCLADORES

2.5.1 Mezclador Simple

Este tipo de mezcladores simples sólo se utilizan en diseños que requieren gran sencillez, como los de muy alta frecuencia en guía ($f > 30 \text{ GHz}$), o en aquellas aplicaciones en las que el precio sea mucho más importante que unas prestaciones técnicas depuradas, como es el caso de los equipos de consumo de bajo costo.

En la siguiente Figura 2.19, podemos ver un esquema de un mezclador simple basado en un diodo. Las puertas de entrada en RF y OL se separan mediante un filtro de doble entrada, que permite adaptar la impedancia en cada frecuencia por separado y obtener un buen aislamiento entre ellas. Estos filtros son difíciles de hacer de banda ancha o sintonizables, por esto la mayor parte de estos mezcladores son de frecuencia fija. A la salida nos encontramos con un filtro sencillo paso bajo que deja pasar la frecuencia intermedia y rechaza la frecuencia de entrada y los productos de mezcla no deseados. Hay que tener en cuenta que los filtros han de iniciarse con elementos reactivos que no carguen el diodo con impedancias altas en serie o admitancias en paralelo. Esto lo podemos ver en los filtros de RF y OL que presentan una inductancia que cortocircuita la FI y a la salida el filtro FI se inicia con una capacidad que cortocircuita las frecuencias altas.

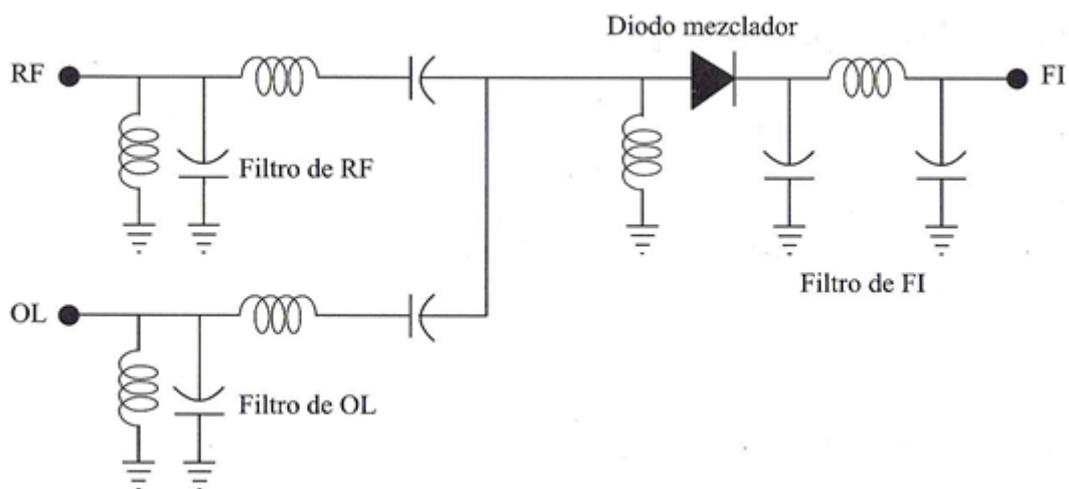


Figura 2.19. Mezclador simple a diodo con selección de frecuencia por filtrado

Los niveles de impedancia que presenta el diodo en cada frecuencia dependen mucho de la potencia del oscilador local y del tipo de diodo utilizado. En los diodos de AsGa la potencia necesaria del oscilador local es de 5 a 10 dBm para obtener mínimas pérdidas y se obtienen niveles de impedancia de 50 a 100 ohm en RF y de 100 a 200 ohm en FI. Las pérdidas de conversión varían entre 3 y 6 dB dependiendo de la frecuencia y de lo cuidado del diseño.

Los mezcladores con transistores BJT o FET poseen la ventaja de su mayor ganancia y mejor separación entre puertas. Se utilizan en el margen de muy baja frecuencia hasta algunas decenas de GHz, sobre todos los FET. Se obtienen ganancias de 3 a 15 dB y bandas relativamente anchas (hasta el 30%). Se están utilizando cada vez más en diseños integrados, tanto en frecuencia de RF como de microondas. Podemos ver un mezclador basado en transistores FET de doble puerta en la siguiente Figura 2.20. La separación de frecuencias al igual que en el diodo, se realiza mediante filtros, aunque este tiene la ventaja de aportar alguna separación entre las señales de entrada.

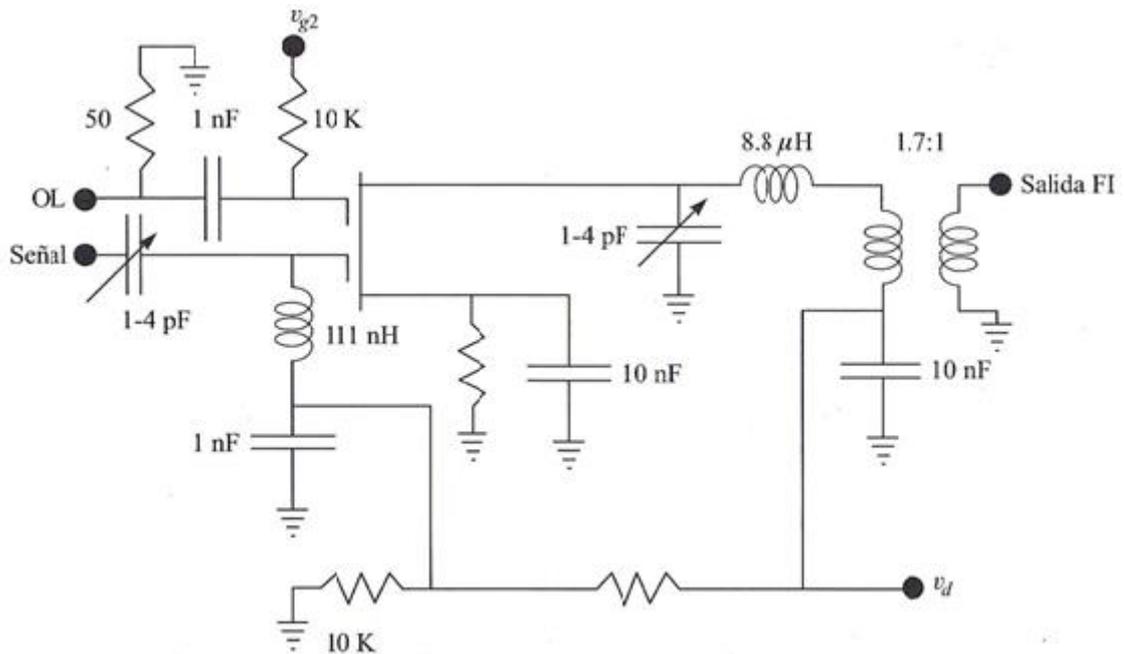


Figura 2.20. Mezclador con FET de doble puerta

2.5.2 Mezclador Equilibrado

Es un dispositivo que consiste en utilizar dos o más mezcladores simples conectados a través de redes pasivas. Este permite separar las señales de entrada en RF y oscilador local y evitar o eliminar en parte los productos de intermodulación no deseados. De esta manera las señales deseadas a la salida se suman en fase y las no deseada se suman en oposición de fase y se restan, consiguiendo eliminarlas si los mezcladores individuales son iguales entre sí, como se muestra en el esquema de la Figura 2.21.

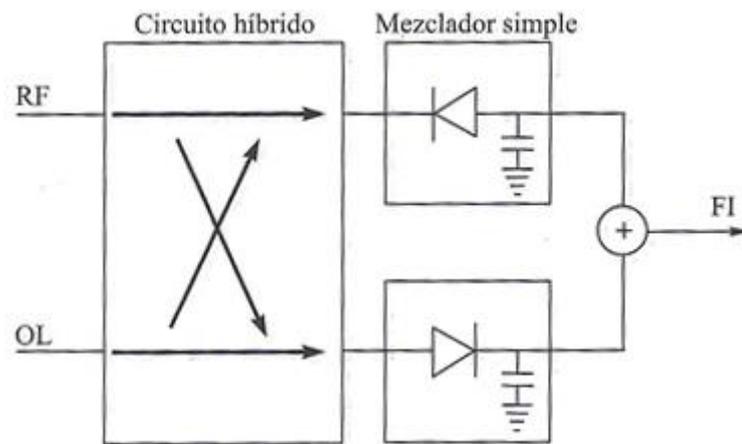


Figura 2.21. Esquema de combinación de señales en un mezclador equilibrado

La forma más simple de un mezclador equilibrado consiste en la combinación de dos diodos a través de un circuito híbrido de banda ancha, como se presenta en la Figura 2.22. Se supone que los diodos están apareados y el transformador de entrada está perfectamente equilibrado, lo que asegura que las tensiones en cada mezclador sean iguales en amplitud y con fases opuestas para la señal. Si se considera que cada uno de los mezcladores individuales posee una respuesta no lineal que puede modelarse con una función polinómica de la forma:

$$i = f(v) = K_1 v + K_2 v^2 + K_3 v^3 \dots \quad (2.47)$$

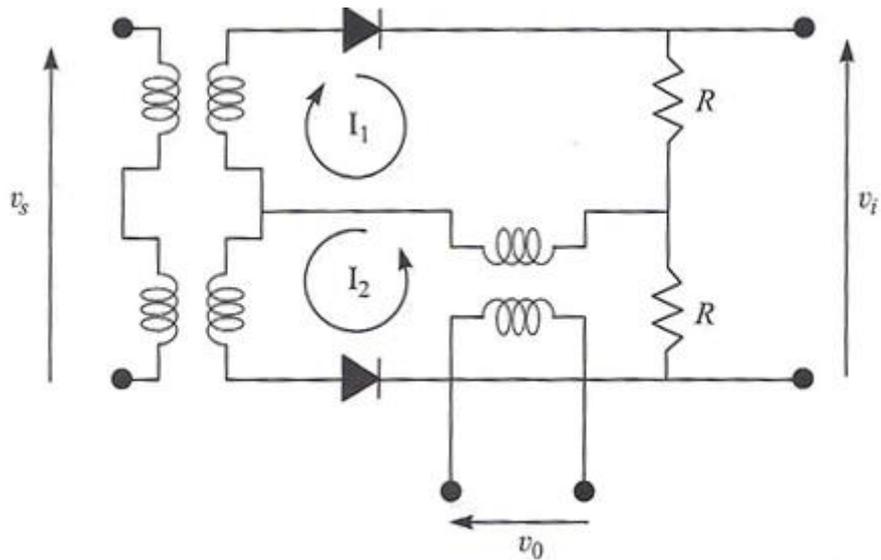


Figura 2.22. Esquema de un mezclador equilibrado a diodos

La corriente en cada uno de los diodos se puede poner en función de las tensiones de entrada como:

$$i_1 = f(v_0 + v_s) = K_1(v_0 + v_s) + K_2(v_0 + v_s)^2 + K_3(v_0 + v_s)^3 + \dots \quad (2.48)$$

$$i_2 = f(v_0 - v_s) = K_1(v_0 - v_s) + K_2(v_0 - v_s)^2 + K_3(v_0 - v_s)^3 + \dots \quad (2.49)$$

Y la tensión a la salida del mezclador queda como sigue:

$$v_i = R(i_1 - i_2) = 2R[K_1v_s + 2K_2v_0v_s + K_3(v_s^3 + v_0^2v_s) + \dots] \quad (2.50)$$

Viendo la ecuación (2.50), es inmediato comprobar que a la salida del mezclador equilibrado se potencia la mezcla principal (v_0v_s) y no existen productos de mezcla de las frecuencias $2mf_s$, nf_0 y $|nf_0 \pm 2mf_0|$. Es decir, se cancelan a la salida el oscilador local y sus armónicos, los armónicos pares de la señal y cualquier combinación de las anteriores. El hecho de que no aparezca el oscilador a la salida implica que un

mezclador de este tipo puede utilizarse como modulador de DBL con la portadora eliminada.

Además de la eliminación de productos de mezcla indeseados se consigue un buen aislamiento entre las dos puertas de entrada. Podemos ver que la tensión en bornes del transformador del OL Figura 2.22, procedente de la señal de RF, es nula por la simetría del circuito. Esto implica que la señal de entrada y el oscilador están separados sin necesidad de utilizar filtros y pueden compartir la misma banda de frecuencias aunque, por supuesto, no tomen el mismo valor de frecuencia en cada momento.

La eliminación de los productos de mezcla y el aislamiento entre puertas depende de lo iguales que son los mezcladores simples y de lo equilibrado que es el circuito híbrido, de forma que en la práctica nunca se obtiene una eliminación perfecta de las mezclas o un aislamiento completo de las puertas, pero puede atenuarse la influencia de estos factores en un valor entre 10 y 30 dB dependiendo del mezclador y de la frecuencia de trabajo.

En general, puede obtenerse una idea del rechazo de las frecuencias no deseadas o del aislamiento del oscilador si se suma a los valores propios de los mezcladores simples el dado por el equilibrio del proceso de cancelación. Este valor se obtiene en decibelios como:

$$A = -10 \log \left(\frac{1 + R^2 - 2R \cos(\phi)}{2R} \right) \quad (2.51)$$

Donde R es el equilibrio de amplitud (cociente de tensiones) y ϕ el equilibrio de fase (diferencia de fase) entre las señales a cancelar.

El esquema de mezclador utilizado en CI, que trabajan a frecuencias inferiores a 100 MHz, es el que se muestra en Figura 2.23. El circuito corresponde a un amplificador diferencial que utiliza el transistor de control de corriente como puerta de entrada de oscilador. De esta forma las condiciones de polarización del par diferencial varían al

ritmo que marca el oscilador local y se obtiene a la salida la mezcla de las señales de entrada. De nuevo, la combinación de los dos mezcladores permite eliminar los productos correspondientes a los armónicos pares de la señal de entrada y separar adecuadamente las entradas de RF y OL.

En frecuencias de microondas se utilizan otro tipo de circuitos combinadores o circuitos híbridos, que por ser sintonizados presentan una banda más estrecha que los de transformador. En Figura 2.24 se muestra el esquema de un mezclador de microondas construido con un híbrido *branch-line* de líneas impresas sobre sustratos de bajas pérdidas.

Entre los inconvenientes de utilizar mezcladores equilibrados se pueden citar dos: se requiere una mayor potencia de oscilador para llevar a los diodos o elementos no lineales a su régimen de óptima conversión y, sobre todo, las pérdidas en los circuitos híbridos se añaden a las pérdidas de conversión del conjunto. Por supuesto, una mayor complejidad supone también un mayor precio.

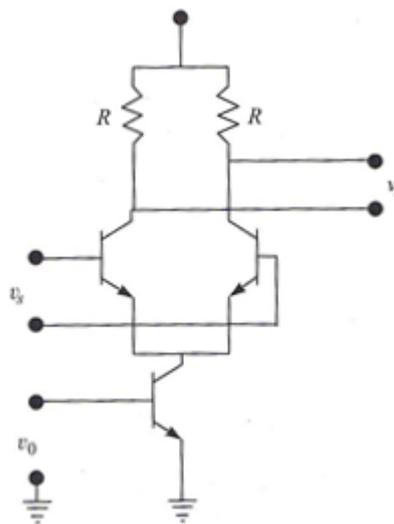


Figura 2.23. Mezclador equilibrado con BJT formado como amplificador diferencial

En general, estos inconvenientes son pequeños con las ventajas, excepto en aquellas ocasiones que se requiere muy bajo precio (aplicaciones de gran consumo) o en la que la sencillez y bajas pérdidas con un imperativo, como ocurre con los convertidores de muy alta frecuencia en microondas o milimétricas.

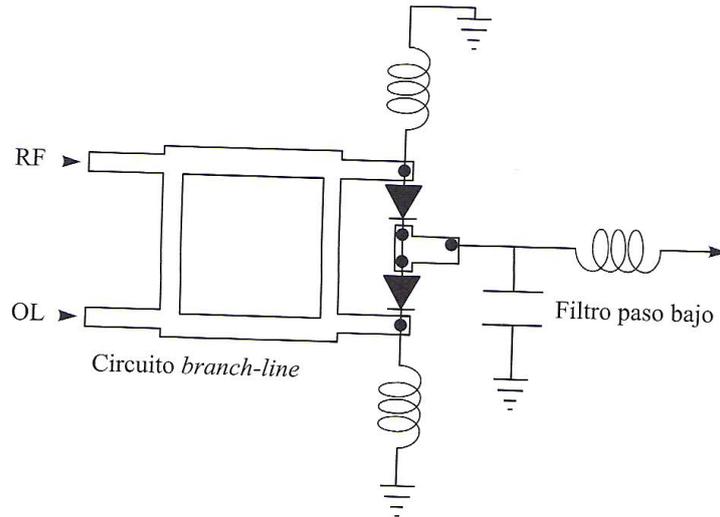


Figura 2.24. Mezclador equilibrado de microondas con un híbrido de líneas de transmisión impreso.

2.5.3 Mezclador doblemente equilibrado

Un mezclador doblemente equilibrado emplea cuatro elementos no lineales combinados de forma que consigue eliminar los productos de mezcla correspondiente a todos los armónicos pares, tanto de la señal como del oscilador local. En Figura 2.25 puede apreciarse que la tensión de salida FI puede ponerse como la tensión generada en R por la combinación de las corrientes que pasan por cada diodo, y estas son una función no lineal de las tensiones de entrada. Si se desarrolla la tensión a la salida en función de las tensiones de entrada, se comprueba que sólo incluye los términos de frecuencia de la forma:

$$f = (2n - 1)f_0 \pm (2m - 1)f_p \quad (2.52)$$

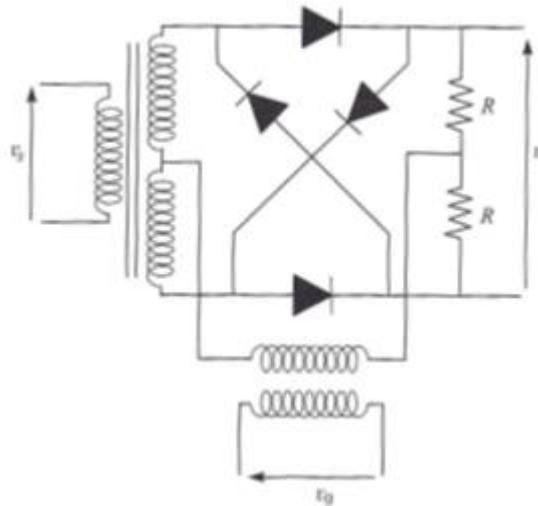


Figura 2.25. Mezclador doblemente equilibrado con híbrido por transformador

Al igual que en los mezcladores simplemente equilibrados, en frecuencias inferiores a unos 100 MHz se utilizan circuitos integrados con transistores bipolares como elemento activo, y el esquema básico del circuito corresponde en este caso al de un amplificador doblemente diferencial, como se presenta en la Figura 2.26.

En circuitos de microondas resulta más compleja la conexión de cuatro componentes para obtener un circuito doblemente equilibrado, aunque siempre se puede conseguir a partir de la unión de dos mezcladores equilibrados mediante un circuito híbrido adicional. De todas formas, salvo algunos montajes especiales, es más difícil encontrar mezcladores doblemente equilibrados a frecuencias superiores a algunas decenas de GHz.

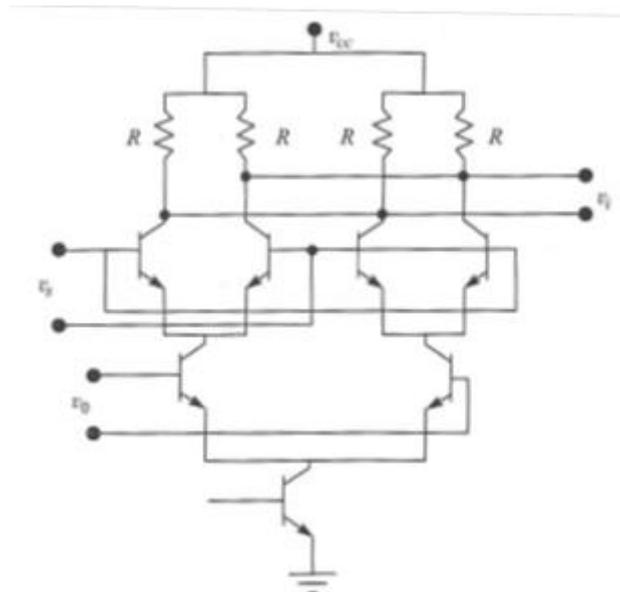


Figura 2.26. Mezclador doblemente equilibrado con circuitos diferenciales

2.5.4 Mezclador con Rechazo Imagen

Los mezcladores con rechazo de banda imagen son útiles cuando resulta difícil filtrar la frecuencia imagen (frecuencia simétrica de la señal respecto al OL) a la entrada del mezclador. En la Figura 2.27 se presenta el esquema de un mezclador con rechazo de imagen. Se emplean dos mezcladores doblemente equilibrados a los que se aplica la señal a través de un híbrido de 90° y el oscilador local a través de un divisor de potencia. La salida de cada uno de estos mezcladores se combina en un híbrido de 90° para obtener la frecuencia intermedia. Si la frecuencia del oscilador local es superior a la de la señal, la mezcla deseada (mezcla diferencia) aparece a la salida de frecuencia intermedia, mientras que la banda imagen es rechazada. En la otra puerta del híbrido aparece la suma, que se lleva a la carga.

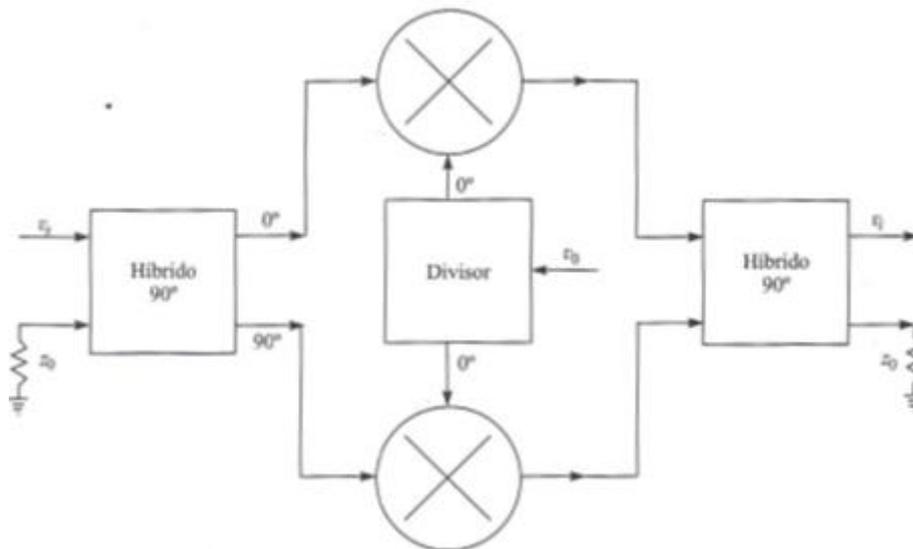


Figura 2.27. Mezclador con rechazo imagen

El rechazo de la banda imagen sería total si la estructura estuviese perfectamente balanceada (mezcladores e híbridos), situación que no se da en la práctica. Así, el rechazo de la banda imagen (S) puede modelarse en función de los desequilibrios de amplitud (R) y fase (ϕ) según la expresión:

$$S = -10 \log \left(\frac{1 + R^2 - 2R \cos(\phi)}{1 + R^2 + 2R \cos(\phi)} \right) \quad (2.53)$$

Los valores típicos de rechazo de la banda imagen, para mezcladores de ancho de banda moderado, rondan los 20 dB.

2.6 MEZCLA ARMÓNICA DE UN PAR DE DIODOS EN ANTIPARALELO

Históricamente la mezcla armónica ha sido usada principalmente para ondas milimétricas de alta frecuencia ya que es difícil encontrar fuentes de LO estables y eficientes en potencia a estas frecuencias. Por esto son utilizados para la conversión frecuencial el segundo armónico o incluso el cuarto armónico y así tener fuentes de LO más sencillas y baratas. Sin embargo, las pérdidas de conversión obtenidas por una mezcla armónica son mayores que las que podrían ser obtenidas por la mezcla

fundamental ($f_s - f_{LO}$). En algunas ocasiones, los armónicos generados, pueden caer cerca de nuestra frecuencia de interés y es difícil de separar mediante filtros paso banda ya que estos deben ser selectivos y a altas frecuencias, lo que no es tarea fácil.

Por esto, a continuación se presenta un análisis de un par de diodos en antiparalelo, el cual provoca la supresión de algunos de estos armónicos.

2.6.1 Análisis de un par de diodos en antiparalelo

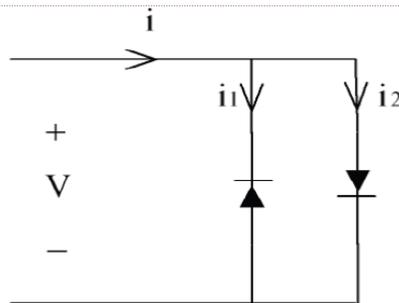


Figura 2.28. Par de diodos en antiparalelo

La Figura 2.28 muestra un circuito básico de un par de diodos en antiparalelo. La corriente instantánea a través de los diodos puede ser escrita como

$$i_1 = -i_s(e^{-\alpha V} - 1) \quad (2.2.5)$$

4)

$$i_2 = i_s(e^{\alpha V} - 1) \quad (2.55)$$

También, la conductancia diferencial para cada diodo puede ser escrita del siguiente modo

$$g_1 = \frac{di_1}{dV} = \alpha i_s e^{-\alpha V}$$

$$(2.56)$$

$$g_2 = \frac{di_2}{dV} = \alpha i_s e^{\alpha V} \quad (2.57)$$

Obtenemos g , simplemente como la suma de la conductancia de cada diodo.

$$g = g_1 + g_2 = \alpha i_s (e^{\alpha V} + e^{-\alpha V}) = 2\alpha i_s \cosh \alpha V \quad (2.58)$$

De esta expresión, podemos encontrar que g es simétrico respecto de V y tiene el doble número de pulsos de conductancia por cada ciclo de LO (Figura 2.30) comparado con un mezclador de un diodo simple. Podemos verlo en la siguiente Figura 2.29.

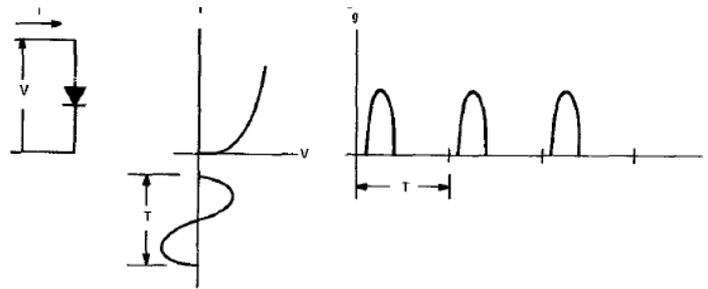


Figura 2.29. Operación con un único diodo

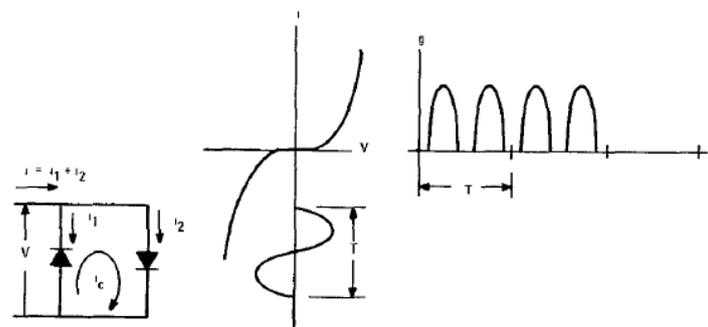


Figura 2.30. Operación par de diodos en antiparalelo,

Para el caso usual en el que solo LO modula la conductancia de los diodos, podemos sustituir $V = V_{LO} \cos \omega_{LO} t$ en la ecuación anterior con el siguiente resultado

$$g = 2\alpha i_s \cosh(\alpha V_{LO} \cos \omega_{LO} t) \quad (2.59)$$

El cual puede expandido en las siguientes series:

$$g = 2\alpha i_s [I_0(\alpha V_{LO}) + 2I_2(\alpha V_{LO}) \cos 2\omega_{LO} t + 2I_4(\alpha V_{LO}) \cos 4\omega_{LO} t + \dots] \quad (2.60)$$

Donde $I_n(\alpha V_{LO})$ son cambiados por las funciones de Bessel. Cabe notar, que los componente de conductancia consisten en un término dc mas armónicos de la frecuencia LO, ω_{LO} . Para el voltaje aplicado $V = V_{LO} \cos \omega_{LO} t + V_s \cos \omega_s t$ la expresión de la corriente es

$$i = g(V_{LO} \cos \omega_{LO} t + V_s \cos \omega_s t) \quad (2.61)$$

$$i = A \cos \omega_{LO} t + B \cos \omega_s t + C \cos 3\omega_{LO} t + D \cos 5\omega_{LO} t + E \cos(2\omega_{LO} + \omega_s) t + F \cos(2\omega_{LO} - \omega_s) t + G \cos(4\omega_{LO} + \omega_s) t + H \cos(4\omega_{LO} - \omega_s) t + \dots \quad (2.62)$$

Se puede ver que la corriente total solo contiene los términos frecuenciales con m+n impar.

$$mf_{LO} \pm nf_s \quad m + n = 1,3,5 \dots \quad (2.63)$$

A si el par de diodos antiparalelos tiene la ventaja de suprimir el fundamental y otros armónicos impares de la mezcla. Esto es porque la corriente de cada diodo está en oposición de fase respecto a la otra.

Para tener un mezclador subarmónico necesitaremos quedarnos con el segundo armónico de la mezcla, $|2\omega_{LO} \pm \omega_s|$, esto se conseguirá mediante filtrado.

2.7 DIODO SCHOTTKY O DE BARRERA

Los diodos Schottky (Figura 2.31) se han utilizado durante varias décadas como elementos clave en la mezcla de frecuencias y la detección de potencia en radiofrecuencia.

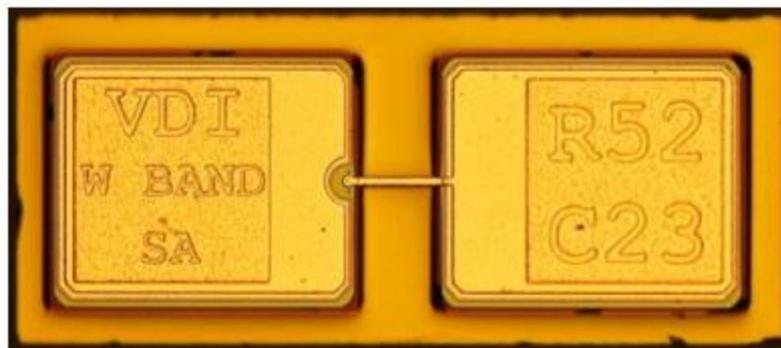


Figura 2.31. Diodo Schottky

Los diodos Schottky fabricados en Arseniuro de Galio (GaAs) tienen una barrera de potencial baja, lo que se traduce en una alta sensibilidad, característica muy importante para dispositivos que tienen que detectar señales muy débiles.

Además, su alta velocidad de conmutación permite rectificar señales de muy altas frecuencias y eliminar excesos de corriente en circuitos de alta intensidad.

A diferencia de los diodos convencionales de silicio, que tienen una tensión umbral de 0,7 V, los diodos Schottky tienen aproximadamente 0,3V de tensión umbral.

Su limitación más significativa del diodo Schottky es la dificultad de conseguir resistencias inversas relativamente elevadas cuando se trabaja con altos voltajes inversos pero el diodo Schottky encuentra una gran variedad de aplicaciones en circuitos de alta velocidad, donde se necesiten grandes velocidades de conmutación y mediante su poca caída de voltaje en directo permite poco gasto de energía (Figura 2.32).

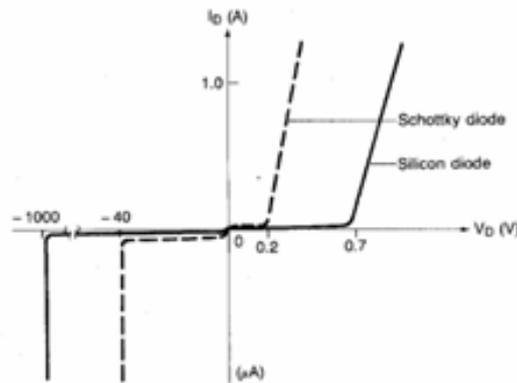


Figura 2.32. Curva I-V diodo Schottky y de Silicio

El modelo físico de un diodo está basado en las características físicas del dispositivo, lo que permite reproducir el comportamiento del mismo para cualquier tipo de señal de entrada. El modelo circuital de diodo está basado en la topología clásica que tiene en cuenta los mecanismos físicos observables en un diodo Schottky, como son la emisión termiónica, mecanismo que explica la corriente que fluye a través de la unión.

2.7.1 Modelado del diodo Schottky en continua (CV)

Un equivalente al diodo en gran señal podemos encontrarlo en la siguiente Figura 2.33.

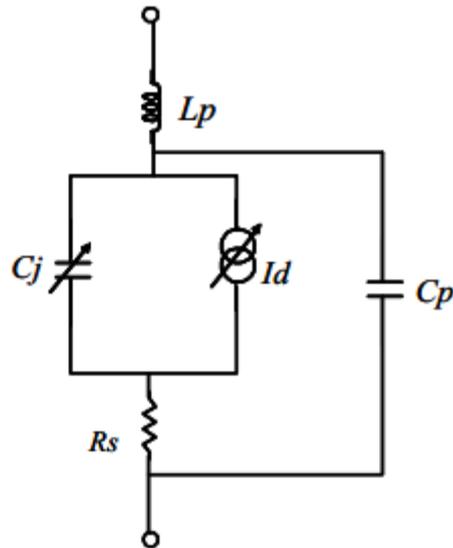


Figura 2.33. Modelado del diodo Schottky en continua

En este modelo encontramos:

- La capacidad de la región de deplexión viene modelada por la capacidad no lineal de la unión C_j .
- I_d , corriente que circula a través de la unión en condiciones de polarización directa.
- La resistencia serie R_s representa las pérdidas óhmicas de los contactos del Schottky.
- La capacidad paralela C_p y la inductancia serie L_p son los elementos intrínsecos que modelan el encapsulado del diodo..

2.7.2 Caracterización continua del diodo Schottky (unión)

A partir del modelo clásico del diodo de unión, sabemos que la fuente de corriente vienen dada por:

$$I_d = I_s \cdot \left(e^{\frac{q}{nKT}(V_d - I_d \cdot R_s)} - 1 \right) \quad (2.64)$$

$$V_T = \frac{KT}{q} \quad (2.65)$$

Siendo I_d la intensidad de corriente que atraviesa en el diodo, V_d la tensión del diodo. R_s la resistencia serie del diodo. T la temperatura de la unión. K la constante de Boltzmann, n el coeficiente de emisión dependiente del proceso de fabricación del diodo, q la carga del electrón ($1,6 \cdot 10^{-19}$ Culombios) e I_s la corriente de saturación del diodo.

En polarización inversa, la capacidad de la unión que predomina es:

$$C_j(V) = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 - \frac{V_d}{\phi_{bi}}}} \quad (2.66)$$

C_{j0} : La capacidad de la región de deplexión para una polarización de cero, V_d la tensión de polarización del diodo, y ϕ_{bi} es el potencial de contacto de la unión Schottky.

Además la tensión del diodo viene dado por

$$V_d = I_d \cdot R_s + \frac{1}{\alpha} \ln \left(\frac{I_d}{I_s} \right) \quad (2.67)$$

CAPÍTULO 3. DISEÑO DE LOS ELEMENTOS DEL SISTEMA Y RESULTADOS

La parte de diseño, tendremos por un lado el diseño de la parte lineal y por otro lado el diseño de la parte no lineal de nuestro sistema.

Para la parte lineal, trabajaremos con los filtros, las transiciones de guíaonda a microstrip y el divisor de potencia. El software que utilizaremos será HFSS (High Frequency Structural Simulator), que nos dará una aproximación a los parámetros S.

Respecto al análisis no lineal, nos ayudaremos de ADS (Advance Designe System), en el cual analizaremos las características de los mezcladores, pérdidas de conversión y temperatura de ruido.

3.1.DISEÑO ELEMENTOS LINEALES

3.1.1 Dimensiones De la guía con sustrato

Para comenzar nuestro proyecto analizamos cuales son nuestras frecuencias de trabajo. RF=440GHz OL=110GHz IF1=220GHz IF2=banda base y así especificar un tamaño de la guía de transmisión para que solo tengamos un modo en propagación. Conseguiremos de esta forma que la potencia se propague a través de este modo, que será el TE_{10} . Lo mismo ocurrirá con las dimensiones de las guías de onda al hacer las transiciones, en las cuales seguiremos las dimensiones estándar según la Tabla 2.1

También, buscaremos trabajar cerca del modo TE_{20} sin que este se propague para tener el canal de transmisión lo más grande posible. Así tendremos mayor facilidad para implementar, diseñar y fabricar los LPF interiores y demás elementos pasivos.

Los requisitos anteriores se tendrán que cumplir para una frecuencia de 460 GHz (20 GHz más de la RF) asegurándonos así que se cumpla para 440GHz, nuestra frecuencia de interés.

Ayudándonos del parámetro gamma de HFSS, el cuál determina si un Parámetro gamma modo esta en corte o propagación, buscamos aquel valor de anchura de la guía de transmisión para el que el modo TE₁₀ este en propagación y el TE₂₀ en corte. Es decir, que tenga parte imaginaria el TE₁₀ y la parte imaginaria del TE₂₀ sea nula.

Para poder trabajar íntegramente en un solo modo de propagación, se suele aproximar el intervalo de frecuencias a:

$$1.25 \cdot f_{c1} < f < 0.95 \cdot f_{c2} \quad (3.1)$$

- f_{c1} es la frecuencia de corte modo dominante

- f_{c2} es la frecuencia de corte del segundo modo

Mostramos en la Figura 3.1. el rango de frecuencias donde deberemos situarnos, para que se satisfaga la condición.

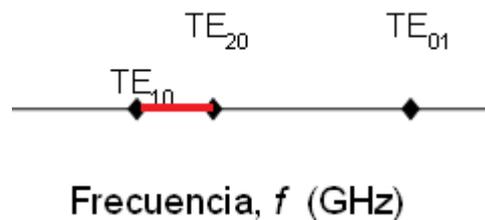


Figura 3.1 Localización de los modos

En la siguiente imagen (Figura 3.2 Parámetro GAMMA podemos ver lo anteriormente descrito en el parámetro gamma



Figura 3.2 Parámetro gamma

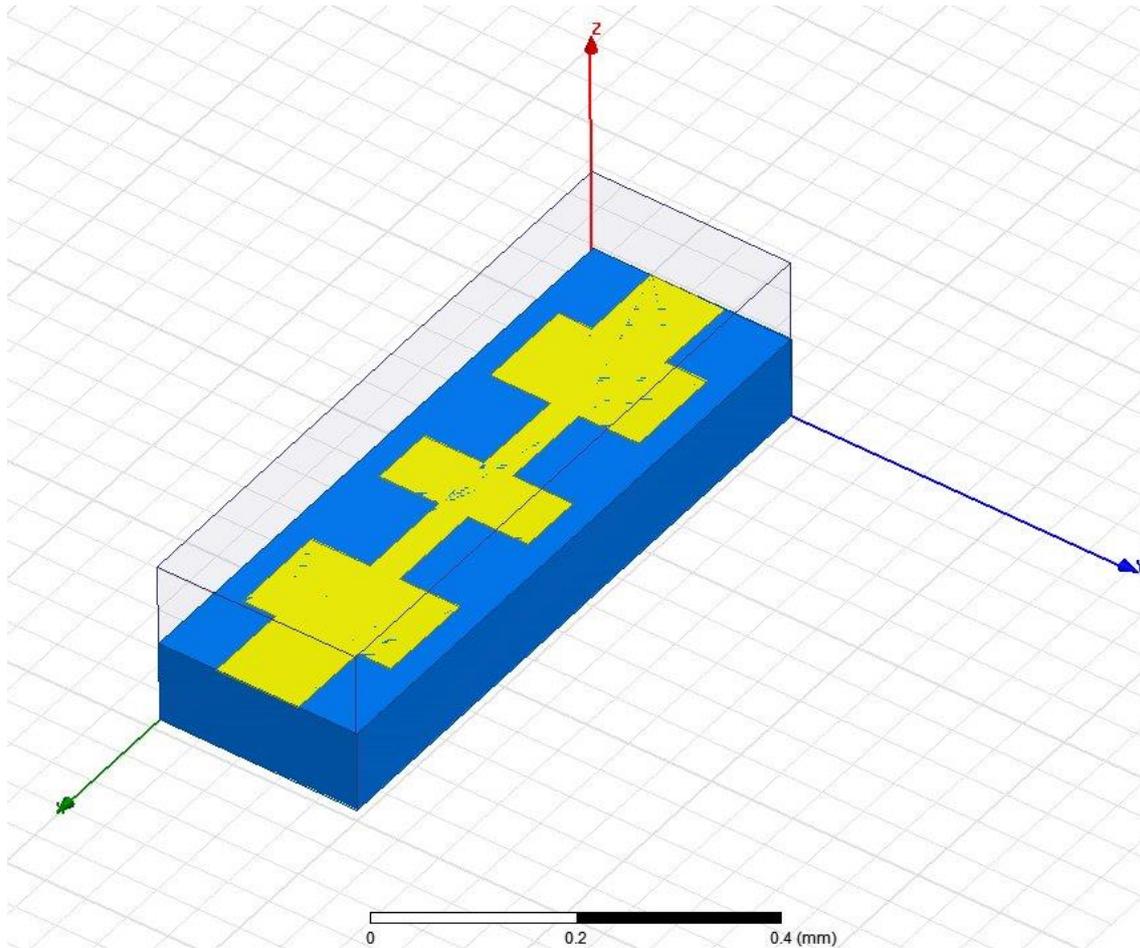


Figura 3.3.Filtro RF en HFSS

Consideramos que para nuestro proyecto los mejores son los “STEEPED IMPEDANCE” o filtros de alta y baja impedancia. Con este tipo de tipología de filtros podremos implementar los LPF de una forma bastante sencilla, ya que consiste en alternar secciones de líneas de transmisión de altas y bajas impedancias (Figura 3.4). Para nuestro proyecto son los más fáciles de diseñar y los que menos espacio ocupan, que será de gran importancia en nuestro mezclador.

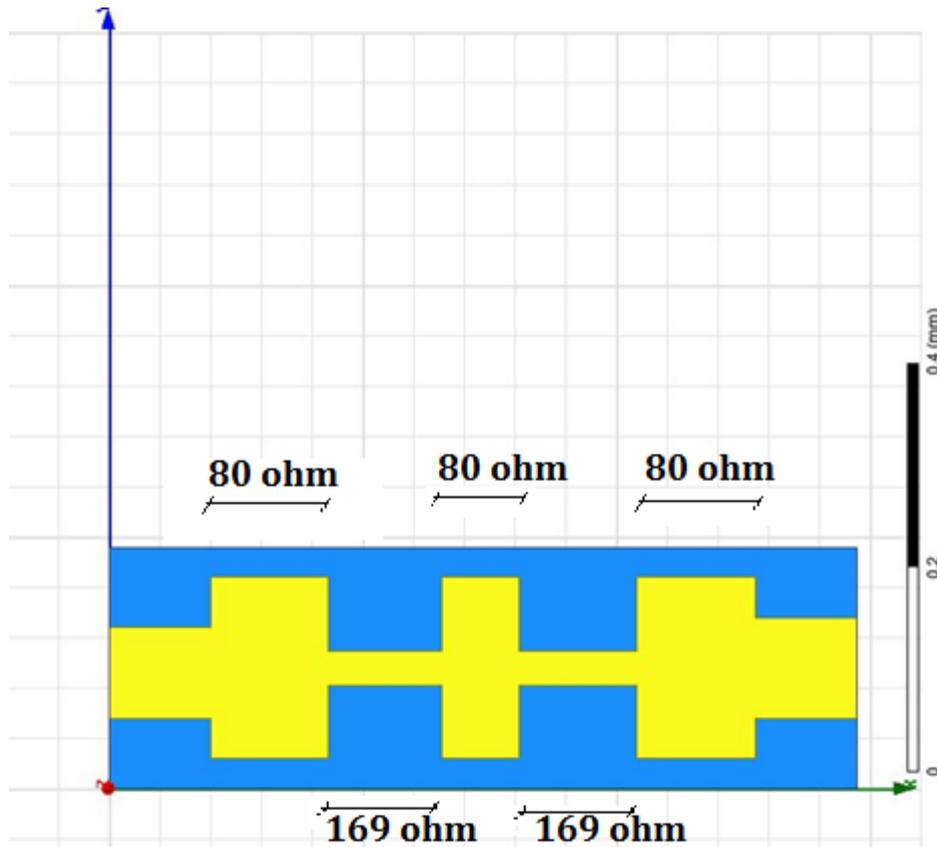


Figura 3.4.Alta y baja impedancia del filtro RF

En primer lugar hacemos una primera aproximación teórica, estableciendo unos criterios deseados. Nos basaremos en la función de Butterworth para implementarlo ya que esta nos da una mejor aproximación al LPF ideal.

Habrà que tener en cuenta que las tablas de diseño de filtros estàn dadas para frecuencias normalizadas, por tanto utilizaremos funciones normalizadas en frecuencias.

Establecemos las condiciones deseadas en nuestro filtro (frec.corte, dB en la frec. rechazo...).

Parámetro	Valor
Frecuencia de corte (w_c)	260 GHz

Frecuencia máxima atenuación (w_s)	440 GHz
Mínima atenuación a w_s	20 dB
Impedancia del filtro (100 μ m)	113,31 Ω
Impedancia mínima (180 μ m)	80,75 Ω
Impedancia máxima (35 μ m)	169,67 Ω

Tabla 3.1. Condiciones para el filtro

1) Calculamos el orden del filtro según las condiciones anteriores

$$\frac{w_s}{w_c} - 1 = \frac{440}{260} - 1 = 0,69 \quad (3.2)$$

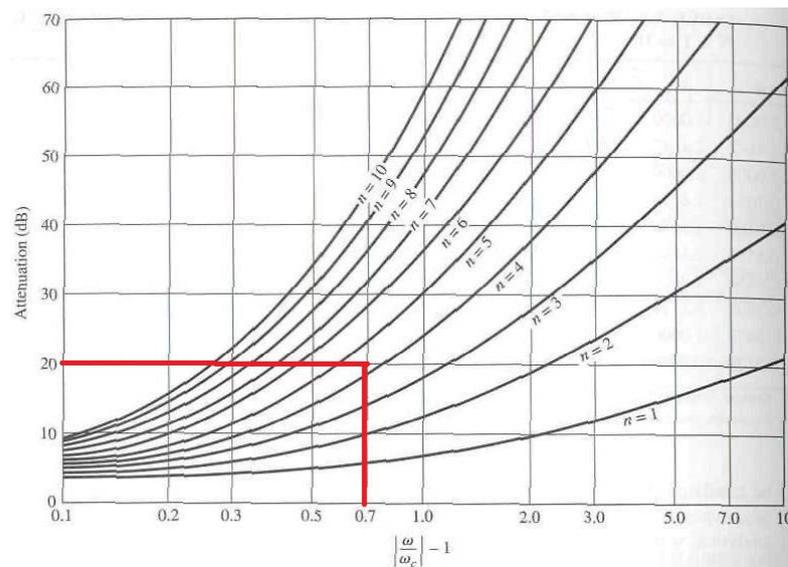


Figura 3.5 Curvas de atenuación-frecuencia normalizada para calcular el número de secciones del filtro

Según la Figura 3.5 obtenemos necesitaríamos un filtro de N=5 para cumplir los requisitos establecidos de atenuación a 440 GHz, es decir, estaría formado por 5 etapas.

2) Calculo de los valores de impedancia.

<i>N</i>	<i>g</i> ₁	<i>g</i> ₂	<i>g</i> ₃	<i>g</i> ₄	<i>g</i> ₅	<i>g</i> ₆	<i>g</i> ₇	<i>g</i> ₈	<i>g</i> ₉	<i>g</i> ₁₀	<i>g</i> ₁₁
1	2.0000	1.0000									
2	1.4142	1.4142	1.0000								
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0000							
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0000						
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0000					
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0000				
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450	1.0000			
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9615	1.9615	1.6629	1.1111	0.3902	1.0000		
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	1.0000	
10	0.3129	0.9080	1.4142	1.7820	1.9754	1.9754	1.7820	1.4142	0.9080	0.3129	1.0000

Tabla 3.2. Valores de impedancia para un filtro paso bajo prototipo

De esta tabla obtenemos las capacitancias y las inductancias Figura 3.6.

$$g_1 = 0,618 = C_1$$

$$g_2 = 1,618 = L_2$$

$$g_3 = 2,000 = C_3$$

$$g_4 = 1,618 = L_4$$

$$g_5 = 0,618 = C_5$$

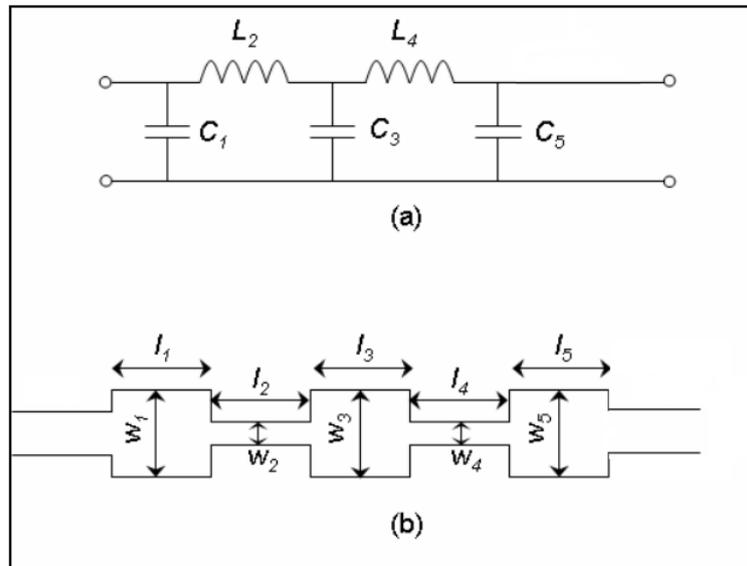


Figura 3.6. Filtro paso bajo microstrip stepped-impedance diseñado. (a) Circuito prototipo, (b) Layout final empleando líneas microstrip

3) Calculo de la longitud eléctrica de las líneas

Podemos obtener la longitud eléctrica de una línea microstrip asociada a una inductancia:

$$\beta l = g_L \frac{R_o}{Z_h} \quad (3.3)$$

- g_L : valor prototipo asociado a la inductancia
- Z_h : valor de alta impedancia asociado a la inductancia
- R_o : valor impedancia de entrada y salida del filtro

De igual manera ocurre para la longitud eléctrica asociada a un condensador

$$\beta l = g_c \frac{Z_l}{R_o} \quad (3.4)$$

- g_c : valor prototipo asociado al condensador
- Z_l : valor de baja impedancia asociado al condensador
- R_o : valor impedancia de entrada y salida del filtro

Recordemos que los valores de alta y baja impedancia son $169,67\Omega$ y $80,75\Omega$ respectivamente y la impedancia de entrada y salida del filtro es de $113,31\Omega$, por lo que obtenemos:

$$\beta l_1 = g_1 \frac{Z_l}{R_o} = 25,23^\circ$$

$$\beta l_2 = g_2 \frac{R_o}{Z_h} = 61,91^\circ$$

$$\beta l_3 = g_3 \frac{Z_l}{R_o} = 81,66^\circ$$

$$\beta l_4 = g_4 \frac{R_o}{Z_h} = 61,91^\circ$$

$$\beta l_5 = g_5 \frac{Z_l}{R_o} = 25,23^\circ$$

4) Cálculo de las dimensiones físicas de la línea microstrip

Este cálculo lo haremos con la ayuda de la herramienta “LineCalc” (Figura 3.7) de ADS (Advance Design System). Se indicará las características del sustrato utilizado para la realización del proyecto, en nuestro caso “topas”.

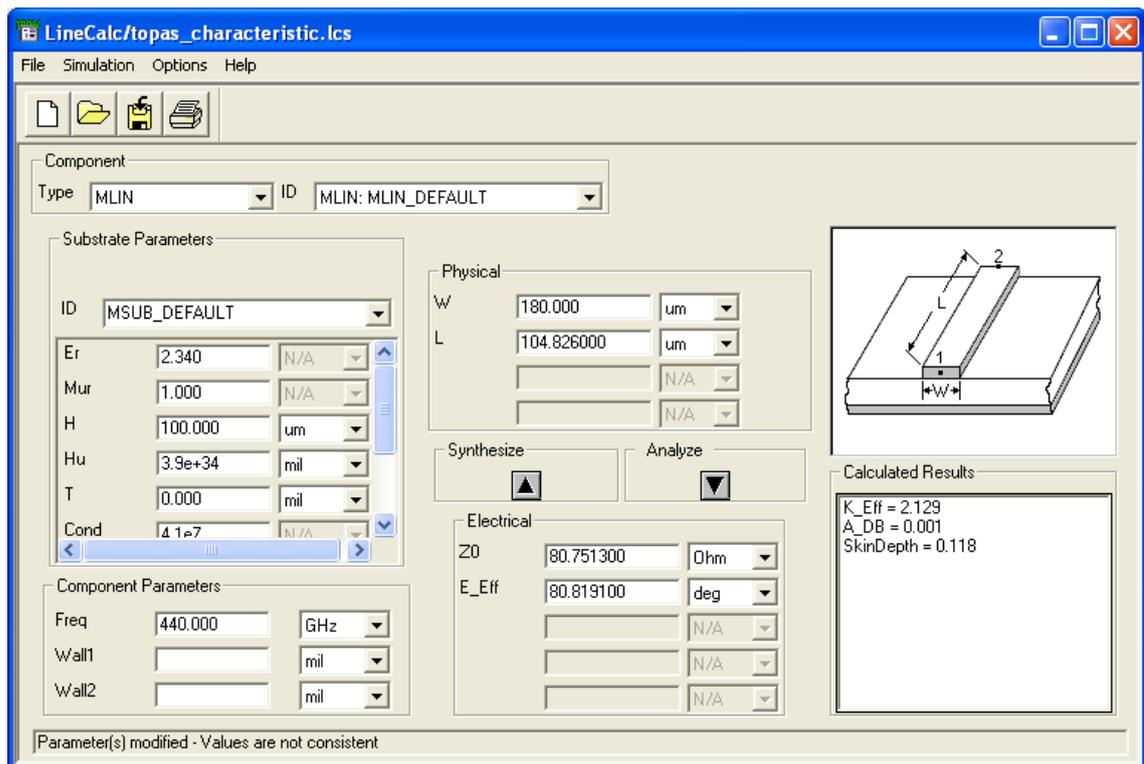


Figura 3.7. Herramienta Linecalc de ADS

Línea	Impedancia característica (Z_0)	Longitud eléctrica (E_{Eff})	Anchura microstrip	Longitud microstrip
Línea 1	80,75	25,23°	180um	32,72um
Línea 2	169,67	61,69°	35um	83,76um
Línea 3	80,75	81,66°	180um	105,91um
Línea 4	169,67	61,69°	35um	83,76um
Línea 5	80,75	25,23°	180um	32,72um

Tabla 3.3 Valores de longitud de las líneas microstrip

- 5) **Simulamos en HFSS** y observamos que no obtenemos lo esperado. Para la frecuencia de 440GHz obtenemos una atenuación de 10,2dB (Figura 3.8 y Figura 3.9).

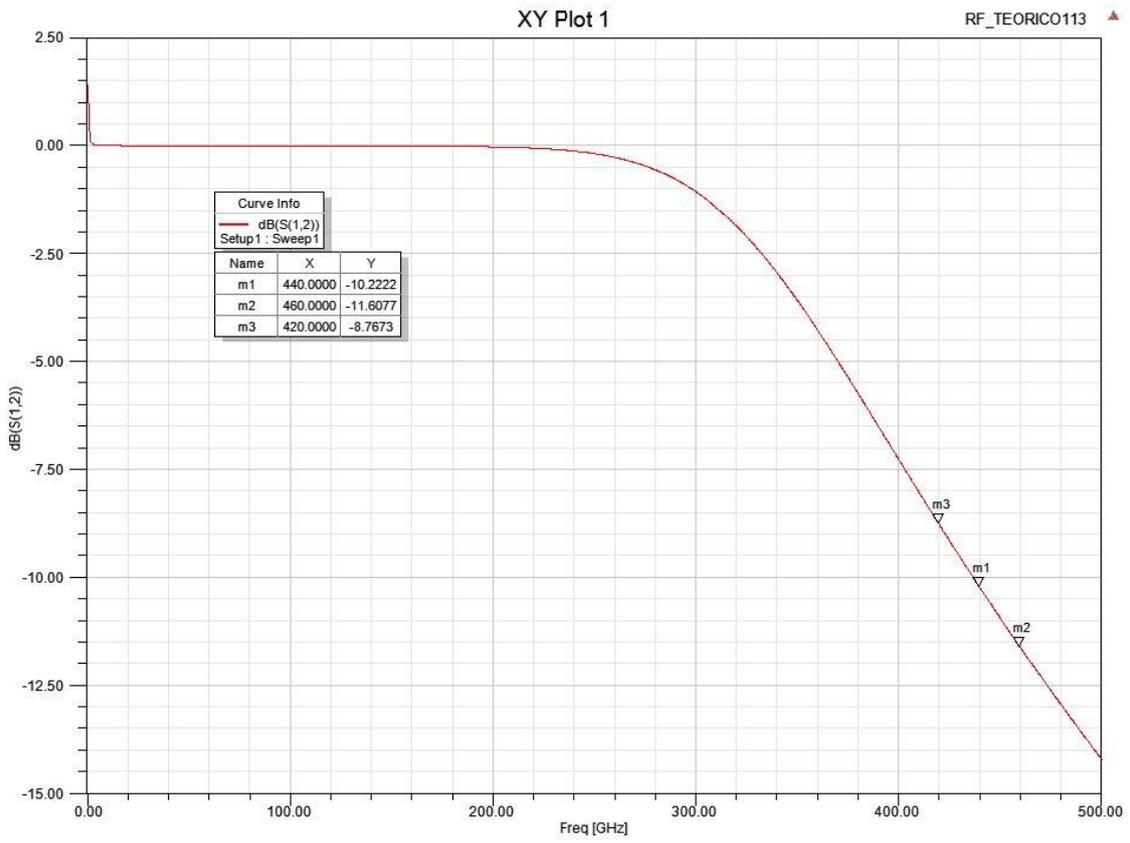


Figura 3.8.S12 filtro RF inicial

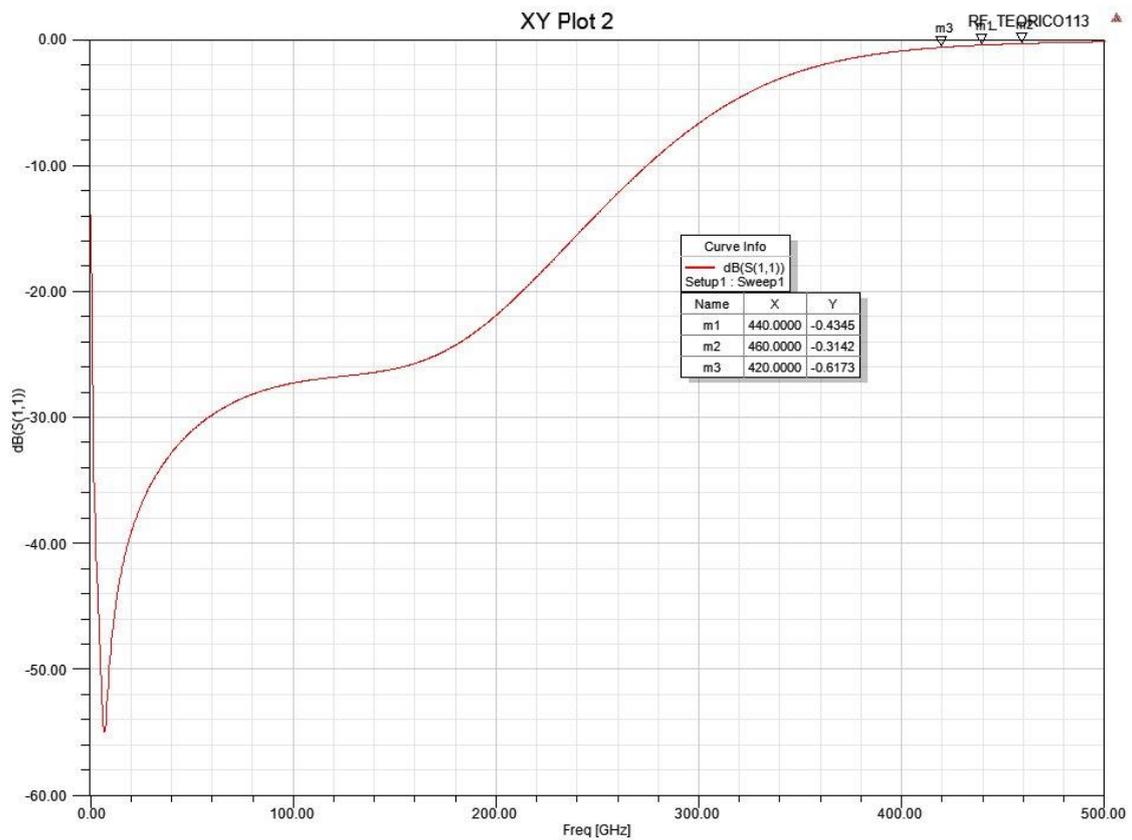


Figura 3.9.S11 filtro RF inicial

Por tanto necesitaríamos un filtro más abrupto para lograr los requisitos establecidos, o lo que es lo mismo más etapas. Sin embargo, optaremos por una manera más rápida y segura que consiste en parametrizar las dimensiones L y W y así ver si obtenemos mejores resultados para las diferentes longitudes eléctricas, de manera que evitaríamos añadir más etapas al filtro.

6) Optimización.

Finalmente, tras varias simulaciones llegamos a los valores de la Tabla 3.4 y el parámetro S12 de la Figura 3.10

Línea	Impedancia característica (Z_0)	Anchura microstrip	Longitud microstrip
Línea 1	80,75	180um	118 um
Línea 2	169,67	35um	115um
Línea 3	80,75	180um	86um
Línea 4	169,67	35um	118um
Línea 5	80,75	180um	118um

Tabla 3.4. Dimensiones finales filtro RF

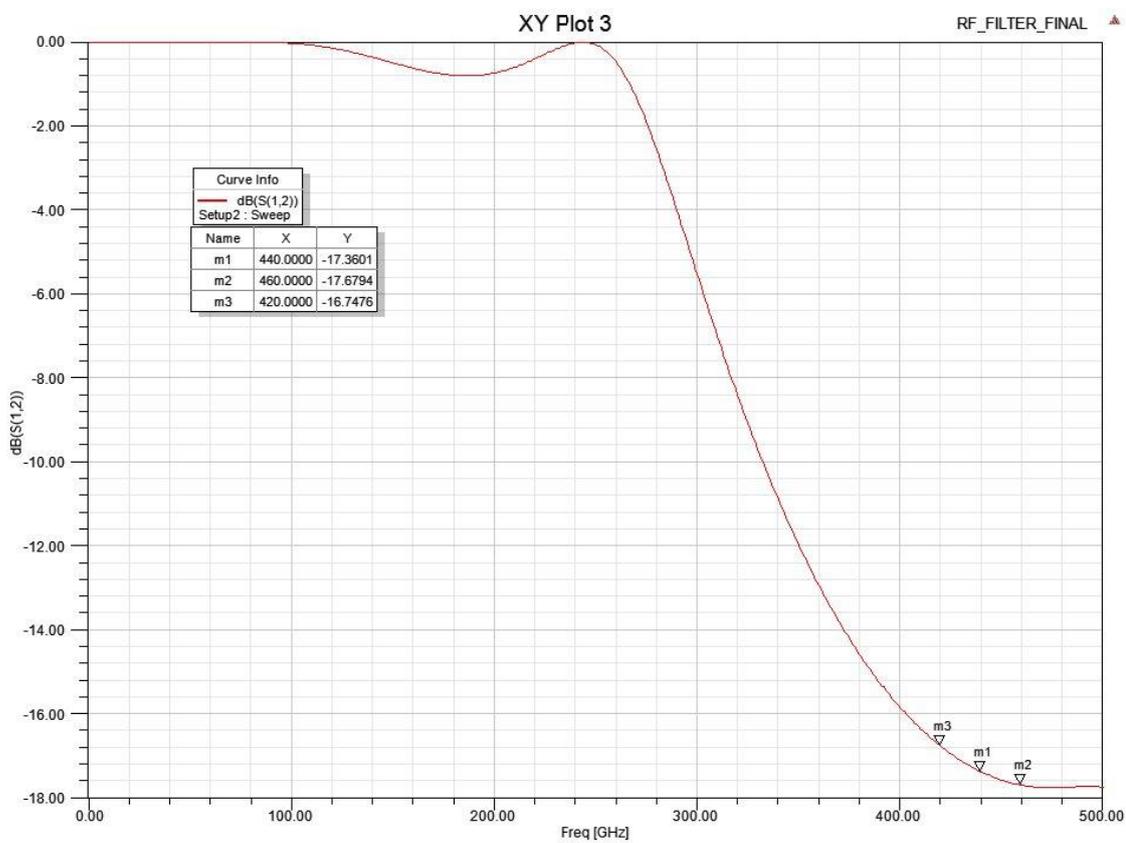


Figura 3.10. Parámetro S12 filtro RF final

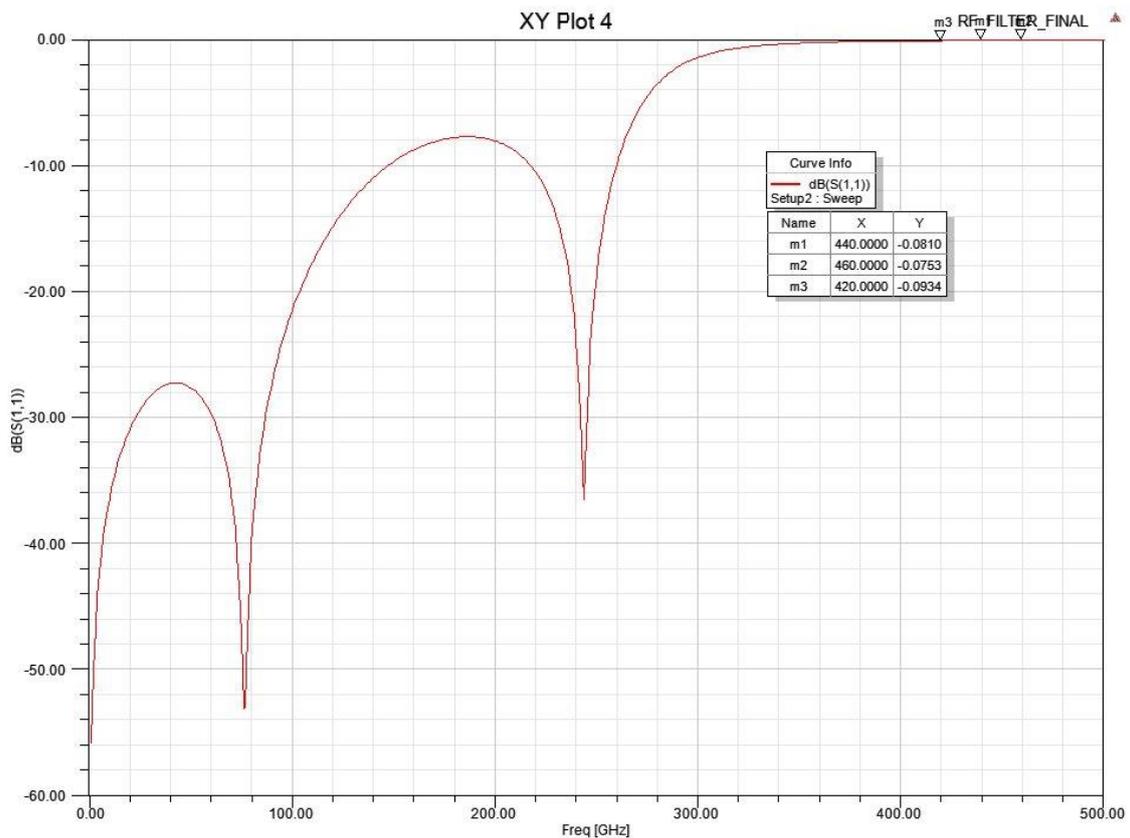


Figura 3.11.Parámetro S11 filtro RF final

Notamos una clara mejora en la atenuación de los de los parámetros S (Figura 3.10 y Figura 3.11) en nuestra frecuencia de interés, con un rechazo de -17,36 dB. Otro dato a tener en cuenta son las pérdidas de inserción de 0,06 dB a 110GHz.

3.1.3 Filtro OL

De nuevo tenemos que realizar un filtro paso bajo (Figura 3.12). Sin embargo, cambiarán las frecuencias de interés, deberemos bloquear 220 GHz procedente del primer mezclador al realizar la primera conversión en frecuencia para evitar que se nos acople al puerto de OL. Por otro lado tendremos que dejar pasar la frecuencia OL de 110GHz que a través de un divisor llegará a los dos mezcladores.

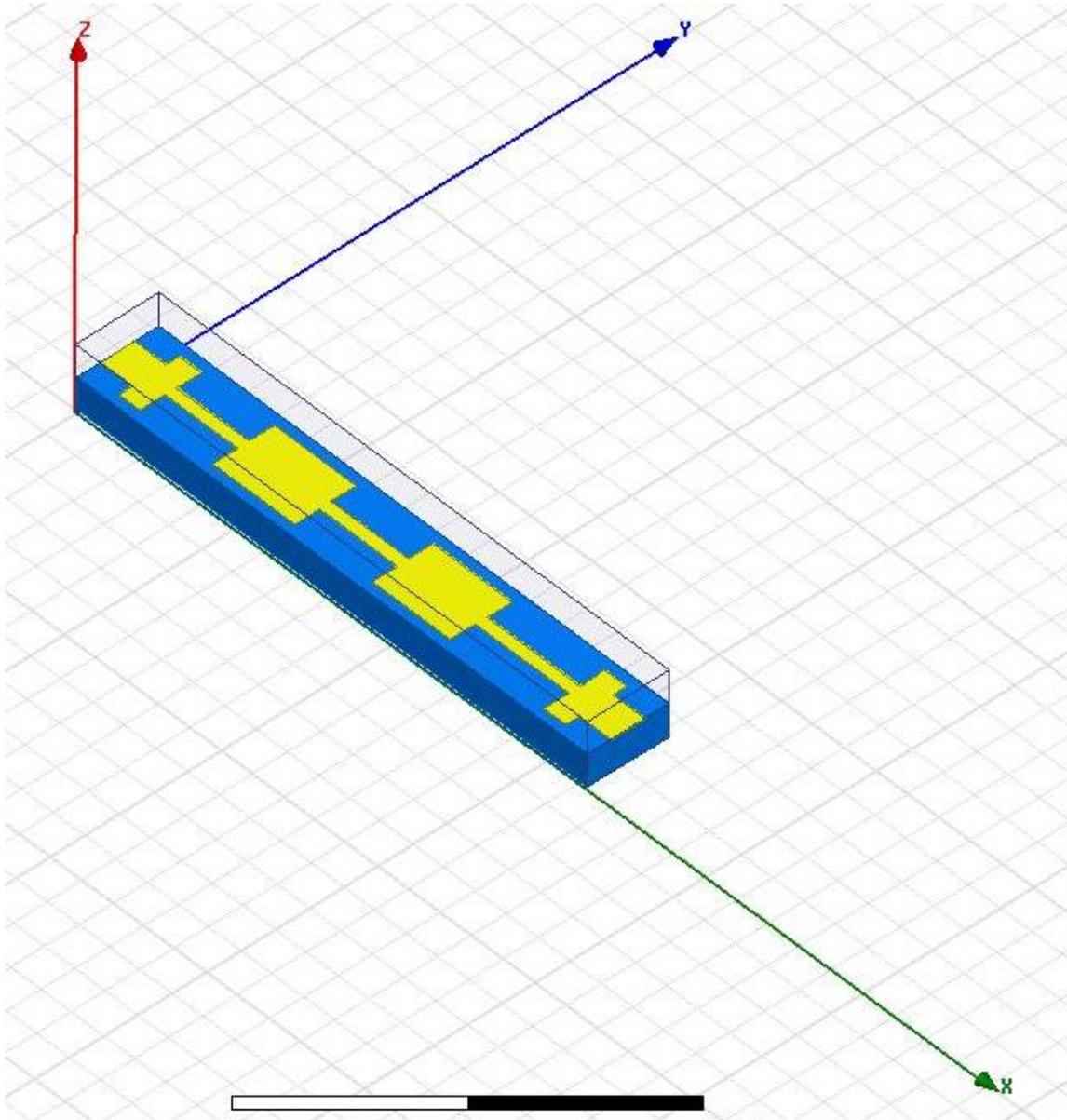


Figura 3.12 Filtro OL en HFSS

El procedimiento será el mismo que en el filtro RF, pero en este caso nos ahorraremos la aproximación teórica ya que utilizaremos como punto de partida el filtro RF e iremos variando los parámetros de las diferentes líneas eléctricas para satisfacer las condiciones de paso y rechazo.

Finalmente, en la Tabla 3.5 se ven las dimensiones del filtro

Línea	Impedancia característica (Z_0)	Anchura microstrip	Longitud microstrip
Línea 1	80,75	180um	70um
Línea 2	169,67	35um	230um
Línea 3	80,75	180um	260um
Línea 4	169,67	35um	245um
Línea 5	80,75	180um	250um
Línea 6	169,67	35um	295um
Línea 7	80,75	180um	71um

Tabla 3.5. Dimensiones de las líneas microstrip del filtro OL

También se muestran los parámetros S en (Figura 3.13 y Figura 3.14)

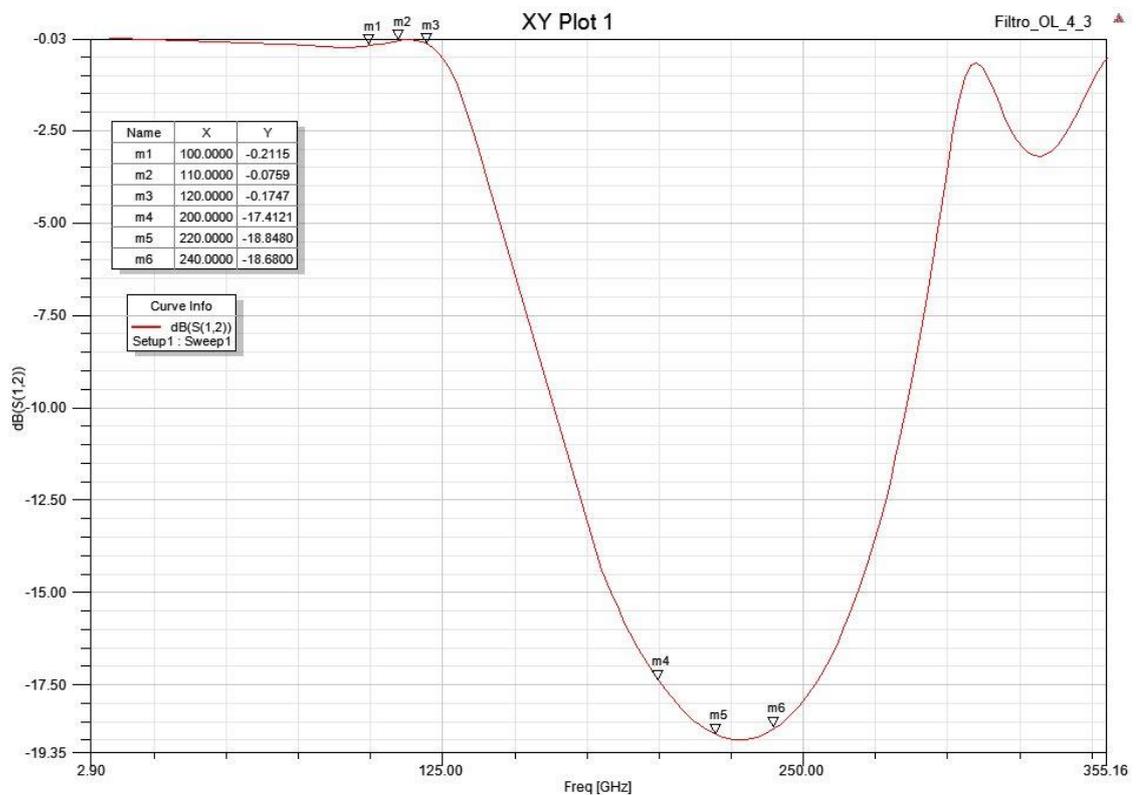


Figura 3.13 S12 filtro OL

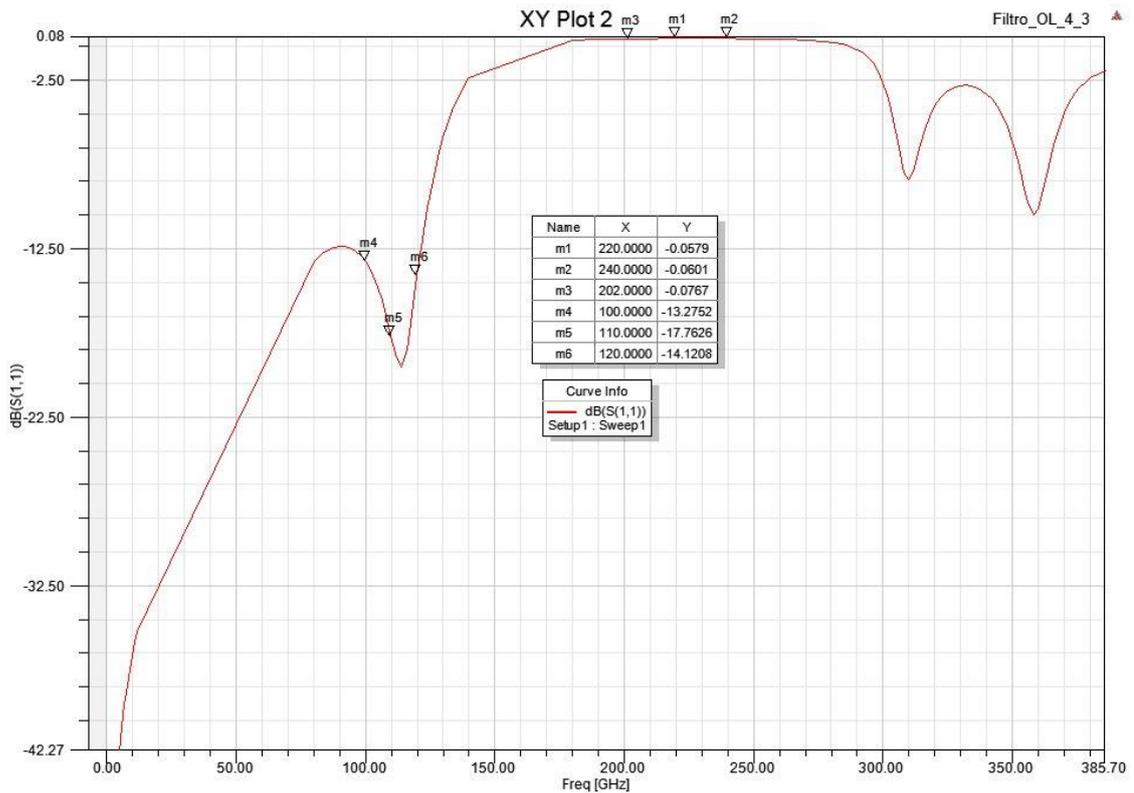


Figura 3.14. S11 filtro OL

Como podemos observar a la frecuencia de 220GHz tenemos una atenuación de -18,84 dB y a 110GHz de -0,076 dB. De este modo podemos decir que satisface el criterio establecido.

3.1.4 Filtro IF

Para la realización del filtro IF (Figura 3.15) se procederá del mismo modo que para el filtro RF, omitiremos los cálculos teóricos.

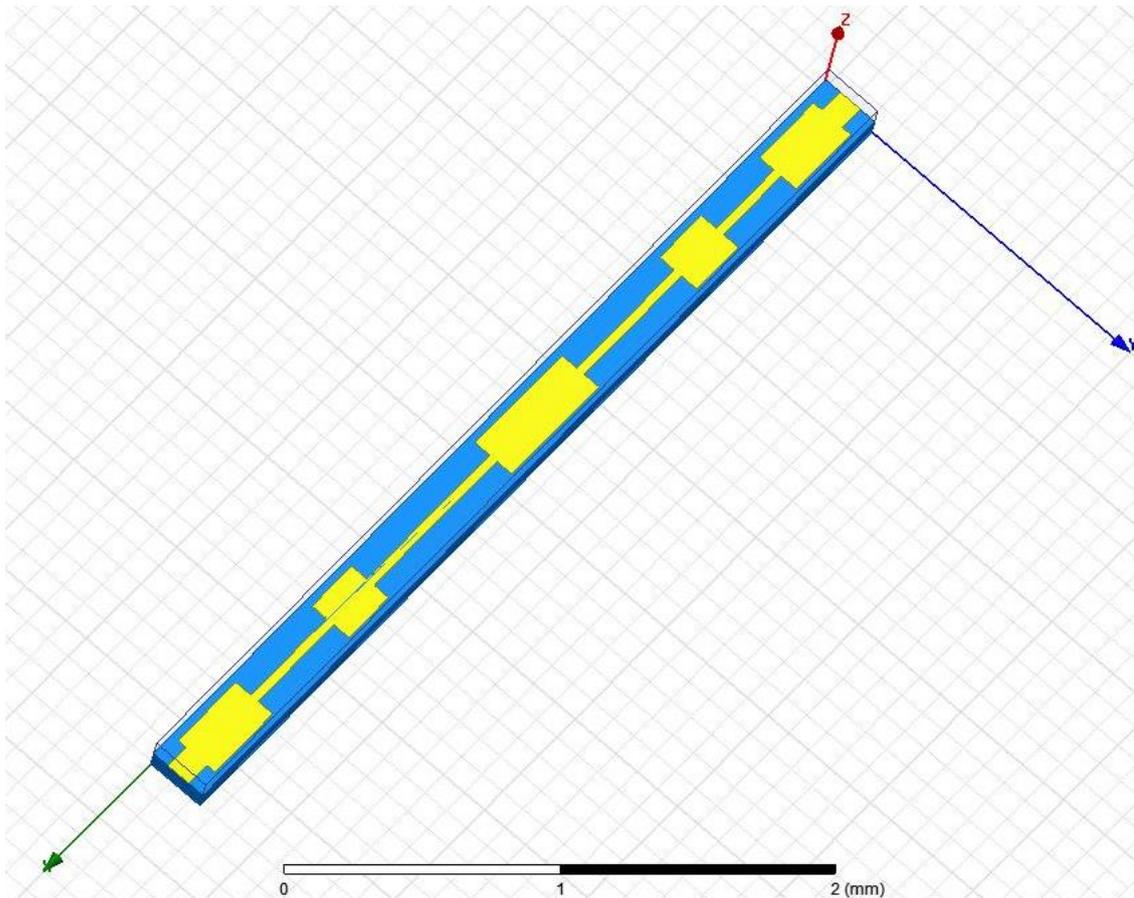


Figura 3.15 filtro IF en HFSS

Este será el último filtro de nuestro sistema, de manera que nos tendrá que aislar totalmente la frecuencia IF, baja frecuencia, de las frecuencias interferentes que nos podemos encontrar en esta última etapa, como 110GHz de oscilador local y 220GHz resultante de la primera conversión. También, como es obvio se rechazarán los armónicos producidos de la conversión.

Parametrizando las longitudes de las líneas de alta y baja impedancia del filtro IF y optimizando las dimensiones del diseño (Tabla 3.6), obtenemos los parámetros S (Figura 3.16 y Figura 3.17)

Línea	Impedancia característica (Z_0)	Anchura microstrip	Longitud microstrip
Línea 1	80,75	180um	300um
Línea 2	169,67	35um	320um
Línea 3	80,75	180um	230um
Línea 4	169,67	35um	540um
Línea 5	80,75	180um	480um
Línea 6	169,67	35um	680um
Línea 7	80,75	180um	220um
Línea 8	169,67	180um	420um
Línea 9	80,75	35um	320um

Tabla 3.6 Dimensiones de la línea microstrip del filtro IF

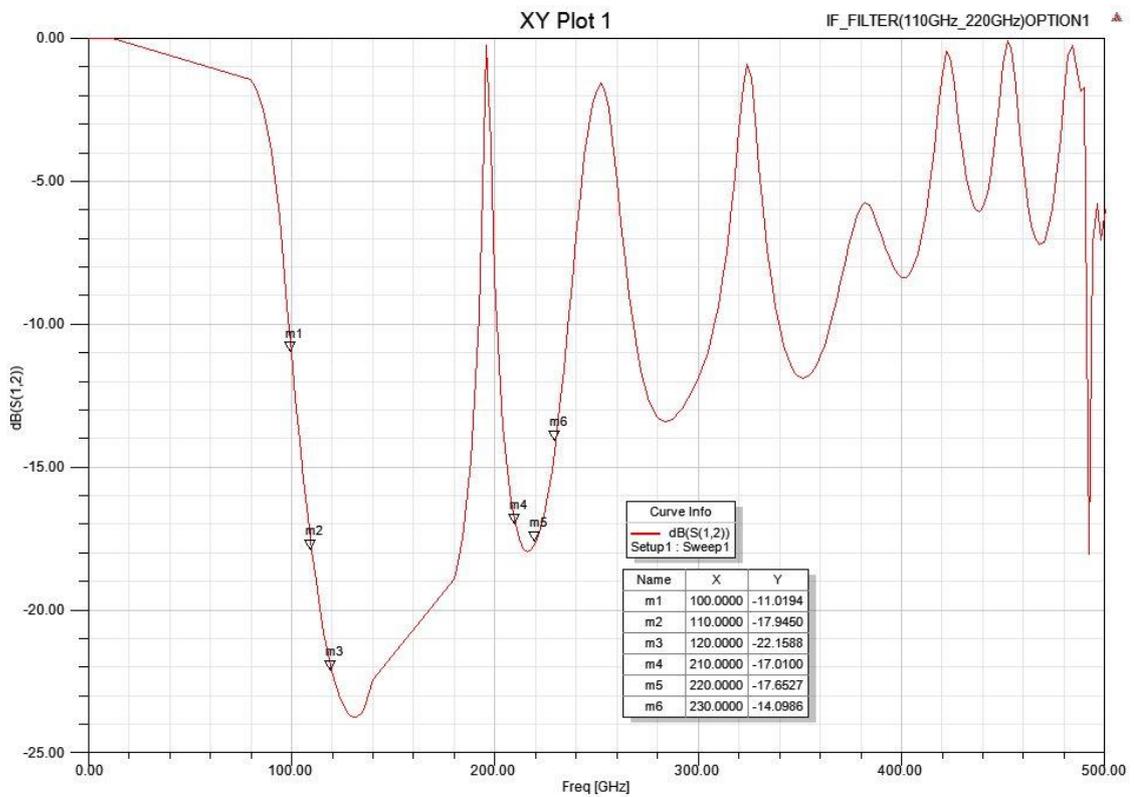


Figura 3.16. S12 filtro IF

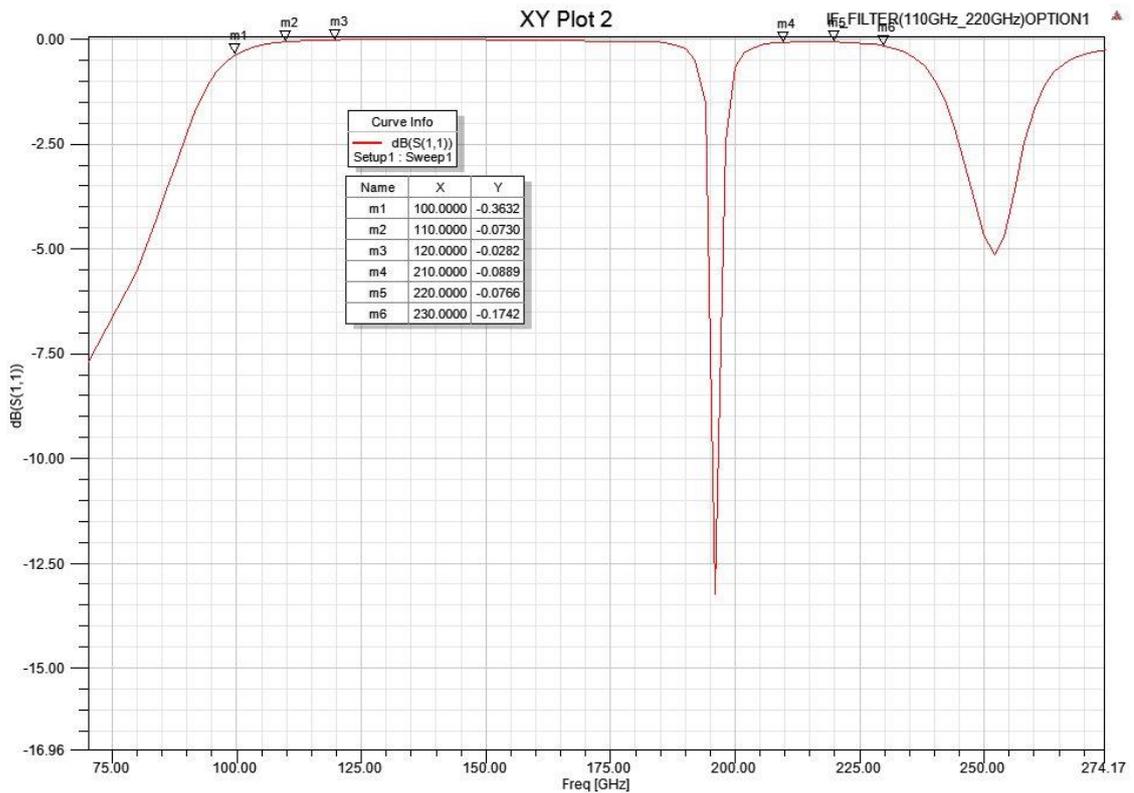


Figura 3.17. S11 filtro IF

El parámetro S12 (Figura 3.16) nos muestra claramente que el filtro rechaza las frecuencias altas y deja pasar las frecuencias bajas, como la que tenemos a la salida de nuestro mezclador que podría estar en torno a 1,5GHz, exceptuando algunas resonancias periódicas que se originan.

Es decir, las frecuencias interferentes de 110GHz y 220 GHz mencionadas con anterioridad, sufren una atenuación de -17.94 dB y -17.66 dB respectivamente.

A lo largo del diseño de los filtros LPF, hemos observado que cuanto más selectiva es la banda de paso nuestro filtro se hace más grande. Sin embargo esto no supondrá ningún problema ya que estamos hablando de tamaños del orden de micrómetros.

3.1.5 Transición RF

Antes de comenzar con el diseño de la transición RF (Figura 3.18), cabe mencionar que debido a que la guía de onda se comporta como un filtro paso alto, el aislamiento entre los puertos OL y RF está garantizado. Por tanto, bloqueará 110GHz y permitirá el paso de 440GHz.

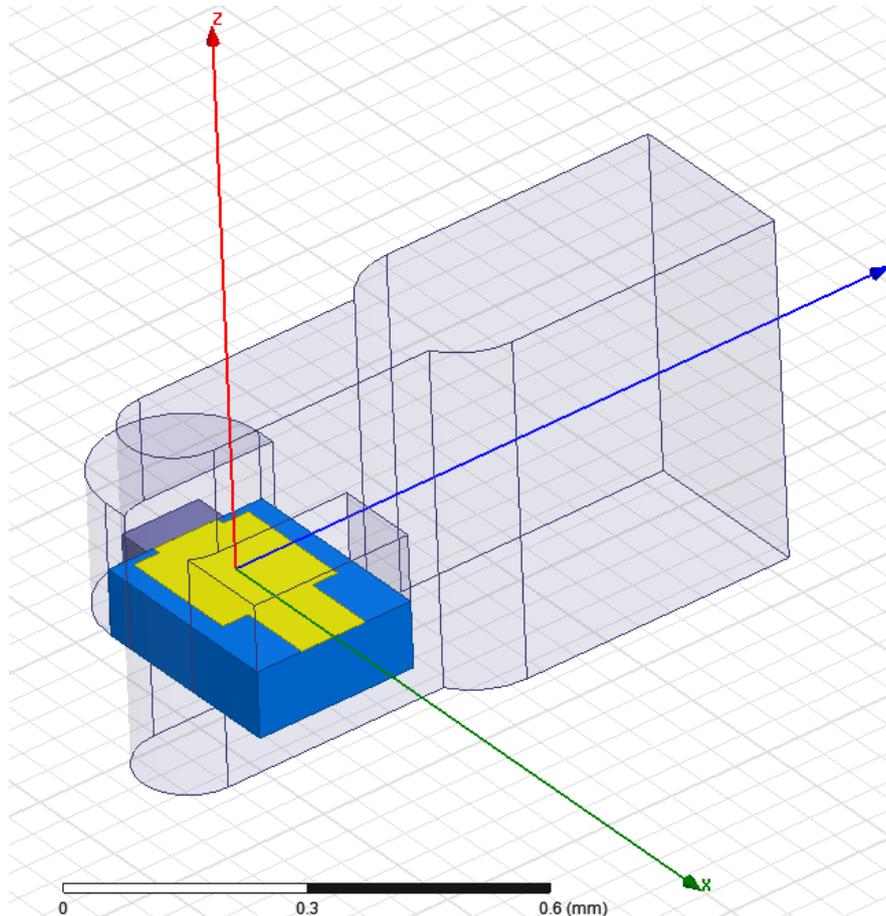


Figura 3.18. Transición RF guía onda-microstrip en HFSS

En primer lugar la dimensión de la guía de onda en la entrada de RF será una dimensión estándar en función de nuestra frecuencia (440 GHz), definido por el estándar WR-2 (Tabla 2.1):

$$WR - 2 \rightarrow 325 \text{ to } 500 \text{ GHz} \rightarrow (0.508 \times 0.254) \text{ mm}$$

El objetivo de esta transición es acoplar la máxima potencia de la guía de onda rectangular (WR-2) a la pista microstrip. Esto se consigue mediante una adaptación de impedancias, es decir una transición suave de impedancia para que no haya onda reflejada. Basada en el conocido transformador $\lambda/4$:

$$Z_{01} = \sqrt{R_L \cdot Z_0} \quad (3.5)$$

Conociendo impedancia de la pista microstrip (R_L) y la impedancia de la guía RF (Z_0) podemos calcular la impedancia de la guía de transición (Z_{01}) y en consecuencia las dimensiones de la guía. Será la misma en una de las direcciones y cambiará en la otra:

$$Z_{01} = \left(\frac{2 * b'}{a} \right) \cdot Z_0 \quad (3.6)$$

Esto se refleja analíticamente

$$R_L(180\mu m) = 80,72 \Omega$$

$$Z_{WG} = 508,1 \Omega$$

$$Z_{wg.aux} = \sqrt{80,72 * 508,1} = 202,51 \Omega$$

$$202,51 = \left(\frac{2 * b'}{0,508mm} \right) \cdot 508,1$$

$$b' = 0,101mm$$

Este resultado teórico es una primera aproximación de como tendría que ser la guía auxiliar de transición. Lo utilizaremos como punto de partida para el resultado óptimo.

Lo siguiente que hacemos es ajustar las distancias para las terminaciones de la pista microstrip y la guía de onda (cortocircuitos). Estas distancias serán $\lambda_{mic}/4$ y $\lambda_{wg}/4$ respectivamente, donde:

$$\lambda_{mic} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad \lambda_{wg} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{fc}{f}\right)^2}} \quad (3.7)$$

Esto es así porque a una distancia $\lambda/4$ de un cortocircuito se comporta como un circuito abierto, de este modo se transmitirá toda la energía.

Analíticamente resulta

$$f_{c\ 1,0} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \approx \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} * \frac{1}{a} = \frac{3 * 10^8}{2 * (0,508 * 10^{-3})} = 295 \text{ GHz}$$

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} = \frac{3 * 10^8}{440 * 10^9} = 0,681 \text{ mm}$$

$$\lambda_{wg} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} = \frac{0,681 * 10^{-3}}{\sqrt{1 - \left(\frac{295 * 10^9}{440 * 10^9}\right)^2}} = 0,919 \text{ mm}$$

Lo mismo para la pista microstrip

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r + 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12 \cdot H}{W}}} = \frac{2,34 + 1}{2} + \frac{2,34 + 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12 * 100 \text{ um}}{100 \text{ um}}}} \approx 2,13$$

$$\lambda_{mic} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{0,681 * 10^{-3}}{\sqrt{2,13}} = 0,467 \text{ mm}$$

En la práctica los valores teóricos no son los mejores ya que tenemos un sustrato con pérdidas, microstrip no ideal etc.

Además, como podemos observar en los parámetros S11 (Figura 3.20) y S12 (Figura 3.21) detallados más adelante, tenemos un pico de resonancia originado por diferentes causas. En el diseño inicial, esa resonancia se localizaba a nuestra frecuencia de 440GHz, por lo que hemos tenido que parametrizar la transición y optimizar las distancias para desplazar esa resonancia a otros rangos frecuenciales.

Finalmente, tras varios procesos de simulación vemos la diferencia de los resultados teóricos y prácticos:

	λ_{wg} (mm)	$\frac{\lambda_{wg}}{4}$ (mm)	λ_{mic} (mm)	$\frac{\lambda_{mic}}{4}$ (mm)	b' (guía aux)
Teórico	0,919	0,230	0,467	0,117	0,101
Simulación	0,628	0,157	0.408	0,102	0,150

Tabla 3.7 Longitudes de onda simulada y teórica de la línea microstrip y la guía onda auxiliar

Podemos ver desde otra perspectiva, Figura 3.19, las dimensiones de la transición para una mejor adaptación:

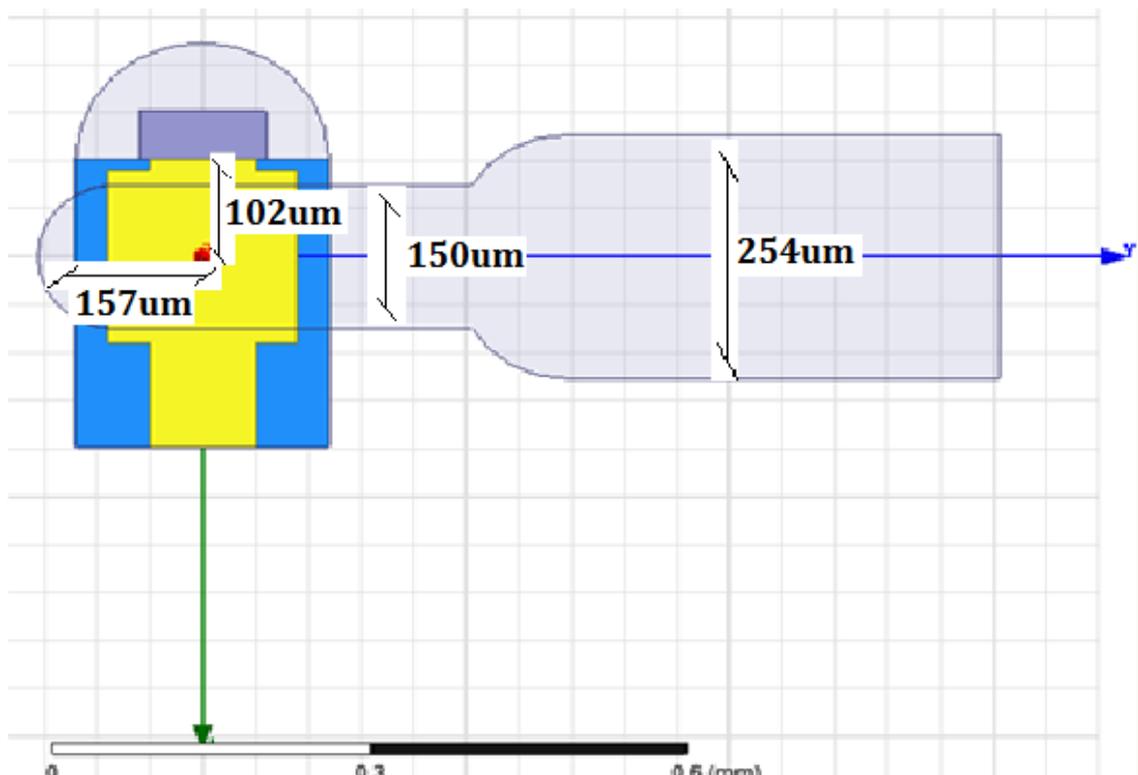


Figura 3.19. Dimensiones transición RF

Por otro lado, la propia línea microstrip en la transición debe captar la máxima energía posible. Para ello, aumentaremos la dimensión de la pista microstrip para captar la mayor cantidad de energía de la guía de onda (ecuación 3.8) y la transmita a

la pista. Para ello esta ampliación de la pista tendrá que tener el mayor tamaño posible, limitado por la anchura del sustrato. Es decir, como sabemos la potencia entregada por una antena, es proporcional al área física de esta:

$$P_L \propto A_{fis} \quad (3.8)$$

Por tanto, establecemos la anchura máxima de 180 μm .

En la anterior Figura 3.19 podemos apreciar ese cambio en la pista microstrip. Cabe notar, que supera las dimensiones de la guía auxiliar cosa que no ocurrirá en la transición OL que diseñamos a continuación.

Finalmente, los parámetros S que se muestran en Figura 3.20 y Figura 3.21 nos definen el comportamiento de nuestra transición.

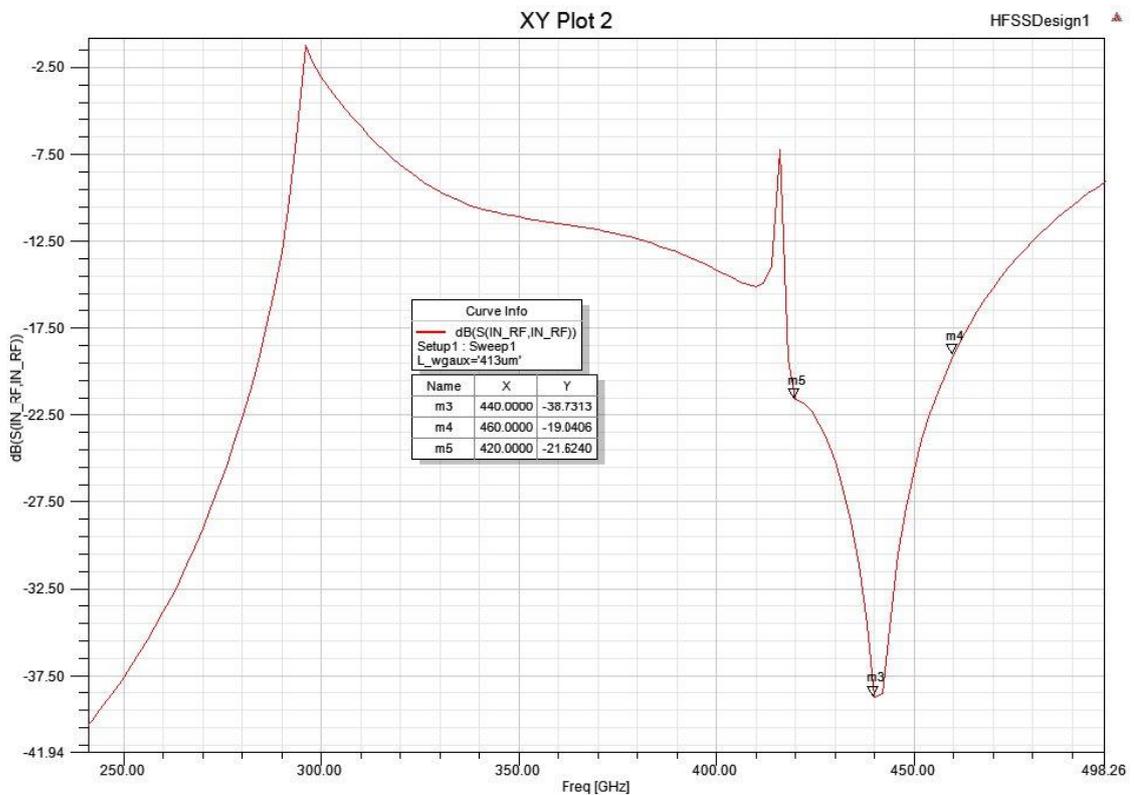


Figura 3.20. S11 transición RF

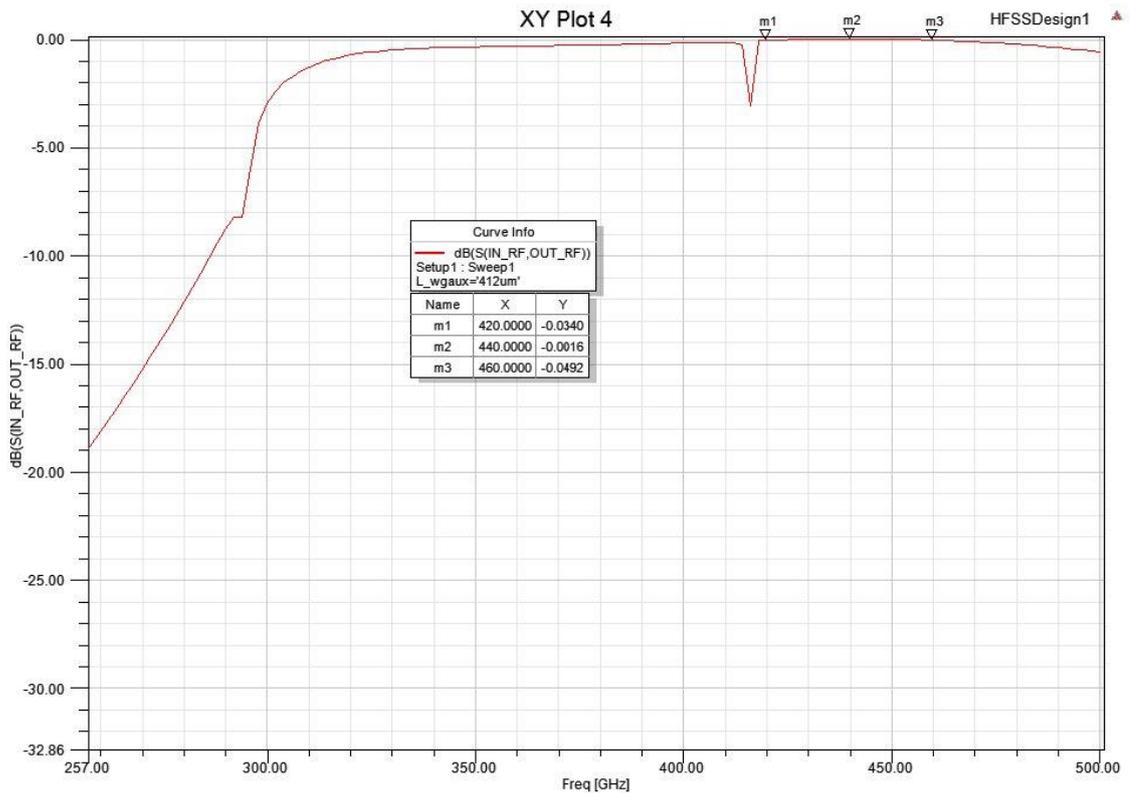


Figura 3.21. S12 transición RF

Para un análisis final, el S12 en el rango frecuencial de 420GHz a 460GHz tenemos unas pérdidas de inserción que no superan los 0,0492 dB. Consideramos este resultado como una buena transición de guía de onda a microstrip a la frecuencia de 440GHz.

3.1.6 Transición OL

La transición OL (Figura 3.22), será la encargada de adaptar nuestra señal de frecuencia OL (110GHz) procedente del oscilador local. Nos aseguraremos una buena transición de guía de onda a microstrip, con el acoplo de la máxima potencia posible.

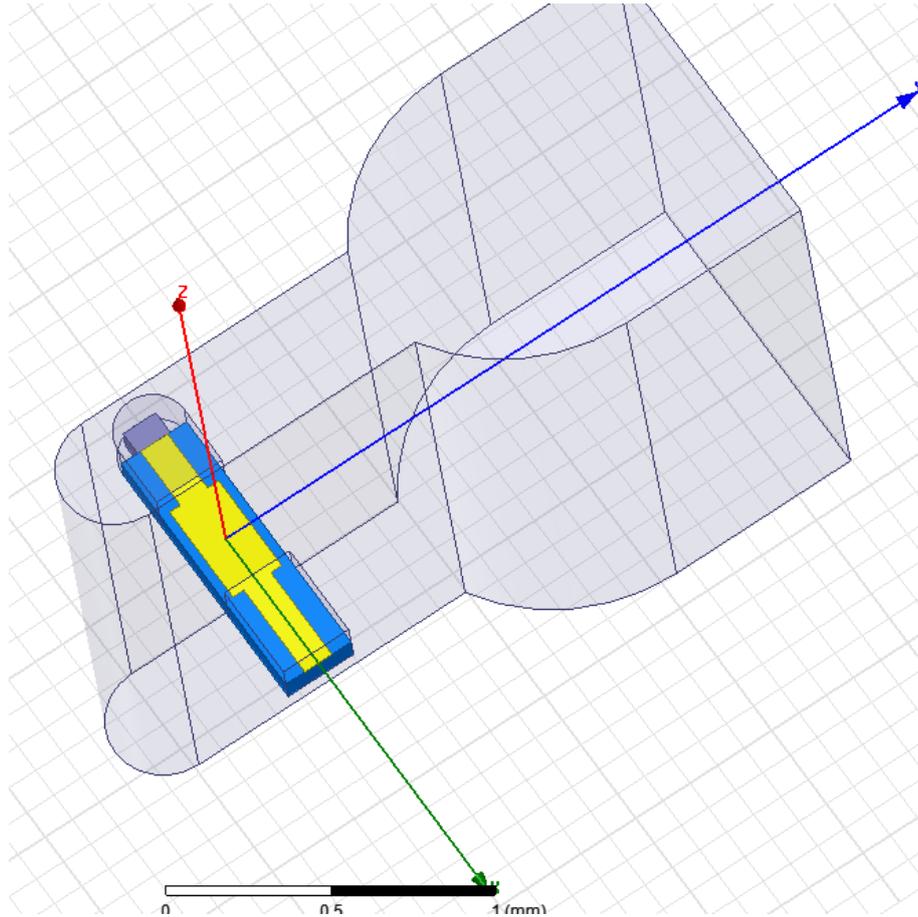


Figura 3.22. Transición OL en HFSS

A diferencia de la transición RF la dimensión estándar de la guía de onda para frecuencia OL (110 GHz) es la WR-8:

$$WR - 8 \rightarrow 90 \text{ to } 140 \text{ GHz} \rightarrow (2.032 \times 1.016) \text{ mm}$$

De igual modo que en la transición RF buscamos la adaptación de impedancias. Esto se consigue mediante una transición suave de impedancia para que no haya onda reflejada. Así las dimensiones de la guía se verán reducidas.

Analíticamente:

$$R_L(180 \mu\text{m}) = 80,72 \Omega$$

$$Z_{WG} = 507,85 \Omega$$

$$Z_{wg.aux} = \sqrt{80,72 * 507,85} = 202,46 \Omega$$

$$202,51 = \left(\frac{2 * b'}{2,032mm} \right) * 507,85$$

$$b' = 0,405mm$$

Lo siguiente que hacemos es ajustar las distancias para las terminaciones de la pista microstrip y la guía de onda (cortocircuitos). Estas distancias serán $\lambda_{mic}/4$ y $\lambda_{wg}/4$ respectivamente. Según las ecuaciones de la teoría microstrip (3.7) obtenemos

$$f_{c1,0} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \approx \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} * \frac{1}{a} = \frac{3 * 10^8}{2 * (2,032 * 10^{-3})} = 73,8 \text{ GHz}$$

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} = \frac{3 * 10^8}{110 * 10^9} = 2,72 \text{ mm}$$

$$\lambda_{wg} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} = \frac{2,72 * 10^{-3}}{\sqrt{1 - \left(\frac{73,8 * 10^9}{110 * 10^9}\right)^2}} = 3,66 \text{ mm}$$

Lo mismo para la pista microstrip

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r + 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12 \cdot H}{W}}} = \frac{2,34 + 1}{2} + \frac{2,34 + 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12 * 100 \text{ um}}{100 \text{ um}}}} \approx 2,13$$

$$\lambda_{MIC} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{2,72 * 10^{-3}}{\sqrt{2,13}} = 1,86 \text{ mm}$$

Ocurre lo mismo, los valores teóricos difieren de los simulados como se puede apreciar en la siguiente Tabla 3.8. y la siguiente Figura 3.23

	λ_{WG} (mm)	$\frac{\lambda_{WG}}{4}$ (mm)	λ_{MIC} (mm)	$\frac{\lambda_{MIC}}{4}$ (mm)	b' (guía aux)
Teórico	3,66	0,915	1,86	0,465	0,405
Simulación	2,00	0,500	1,57	0,393	0,370

Tabla 3.8. Valores de longitud de onda microstrip y guía onda teóricos y simulados en Transición OL

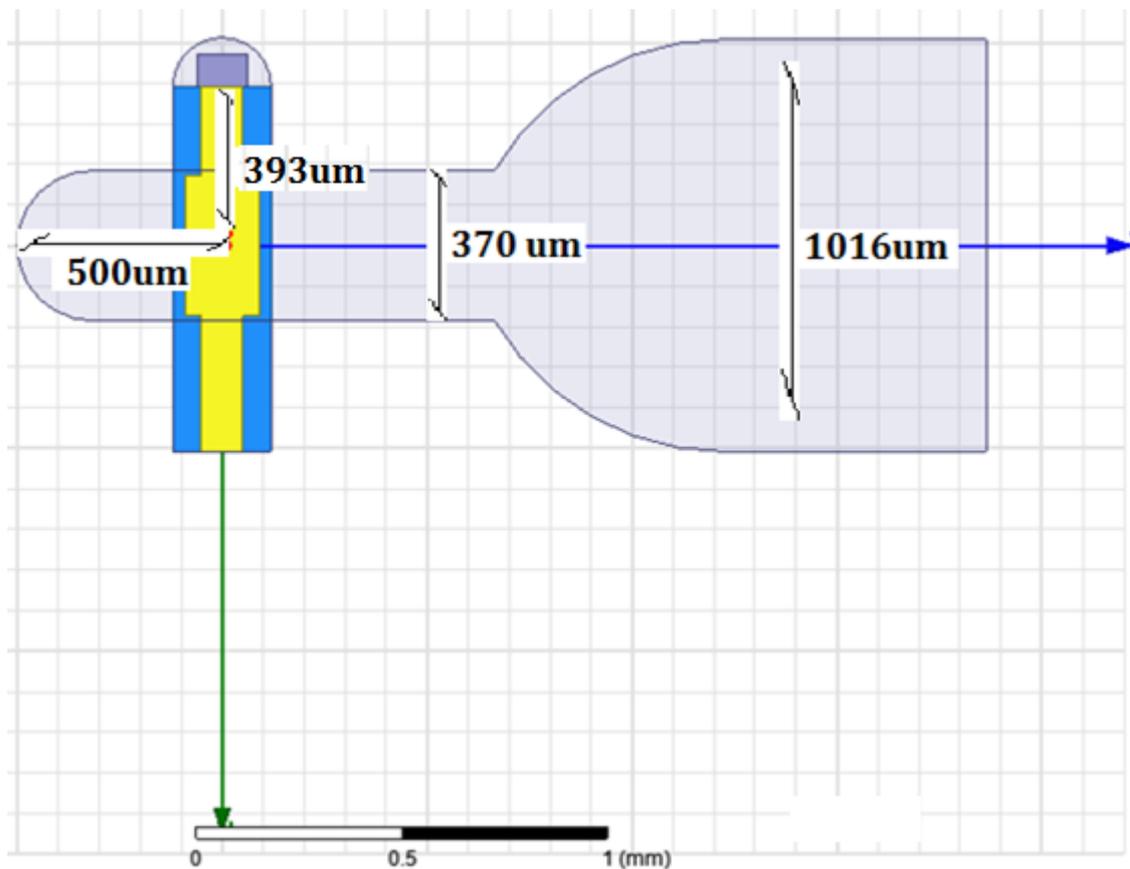


Figura 3.23 Dimensiones transición OL

Por último, garantizamos la máxima transferencia posible según la ecuación (3.8), donde se puede apreciar en la Figura 3.24:

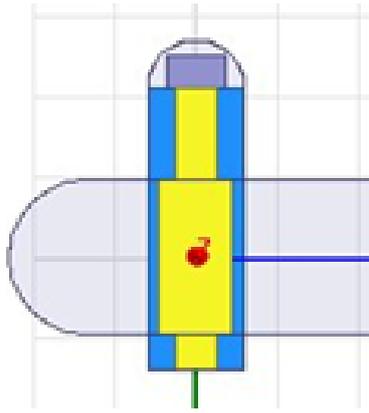


Figura 3.24. Dimensión microstrip transición OL

Finalmente tras haber conseguido la mayor adaptación posible, obtenemos los parámetros S que determinan cual es el comportamiento de esta transición de OL.

Los parámetros S11 (Figura 3.25) y S12 (Figura 3.26) son los siguientes:

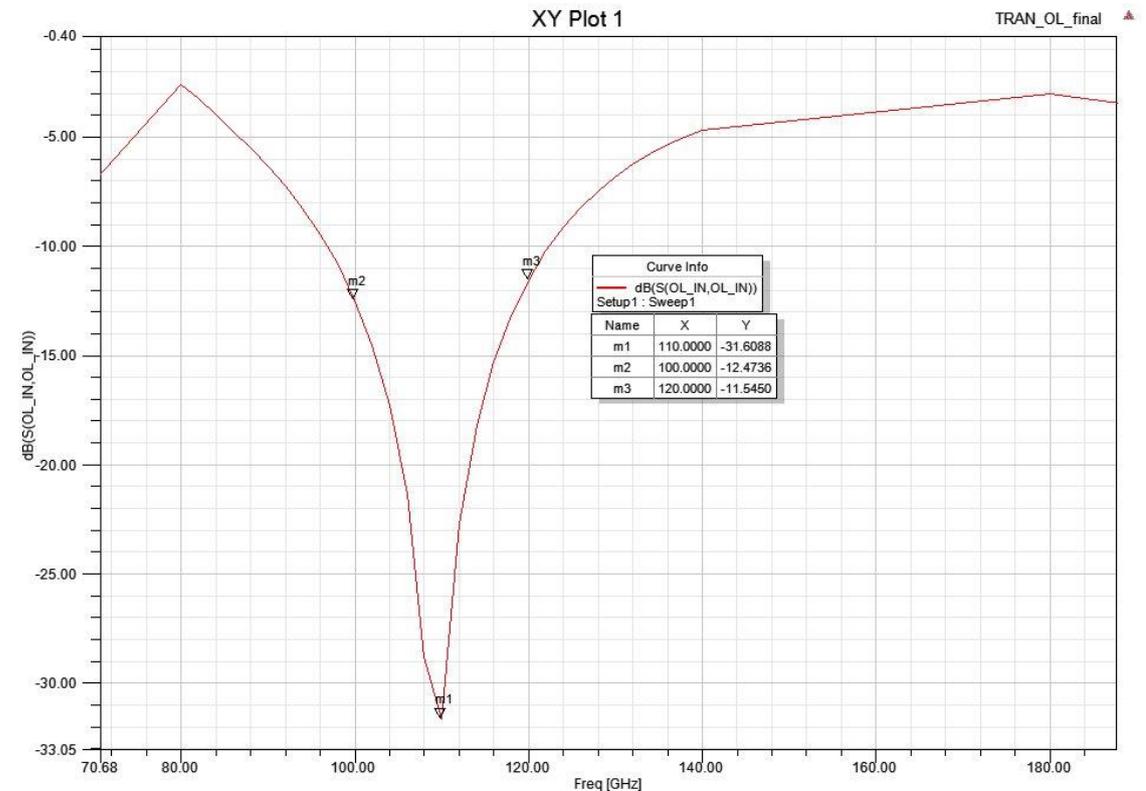


Figura 3.25. S11 de la transición OL

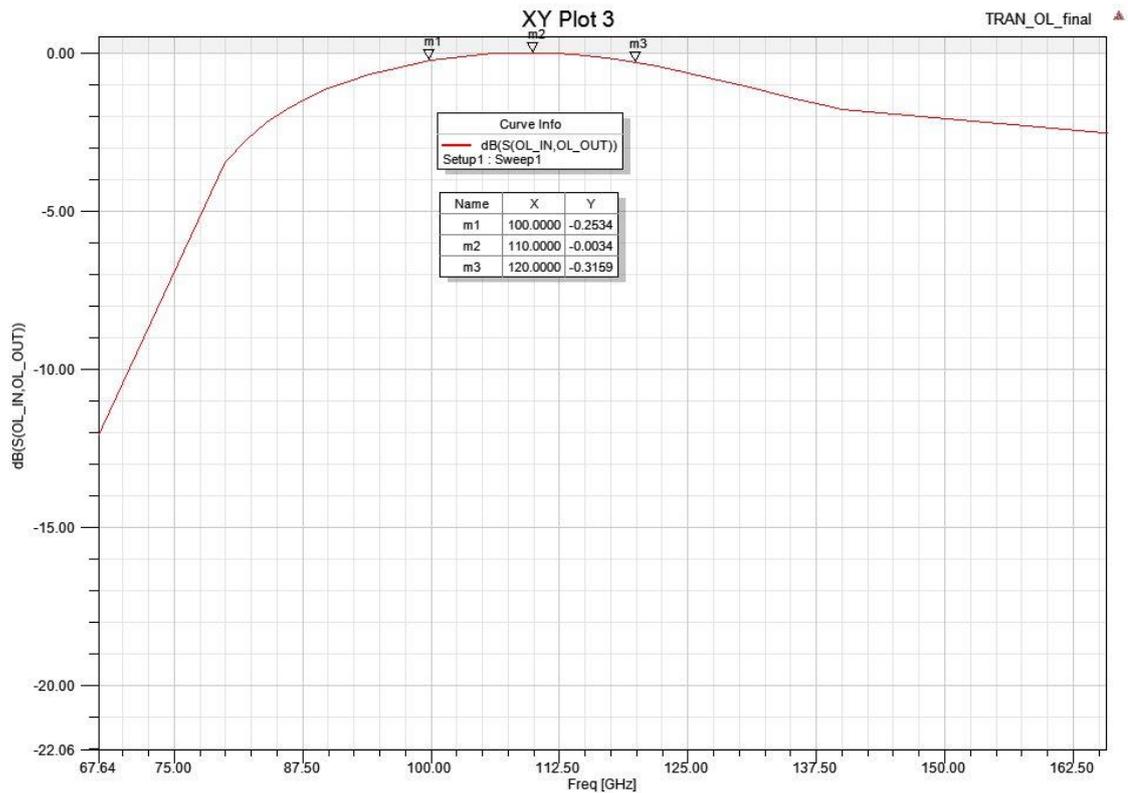


Figura 3.26. S12 de la transición OL

Como conclusión, tenemos una buena transición con unas pérdidas de inserción de 0,0034 dB a 110GHz.

3.1.7 Divisor

Se trata de un divisor de frecuencia en tecnología microstrip. Por tanto, se repartirá la potencia de su entrada entre las salidas que tenga de manera equitativa. En nuestro caso tenemos dos salidas, una para cada mezclador, de manera que idealmente la potencia a la salida sufrirá una atenuación de 3 dB.

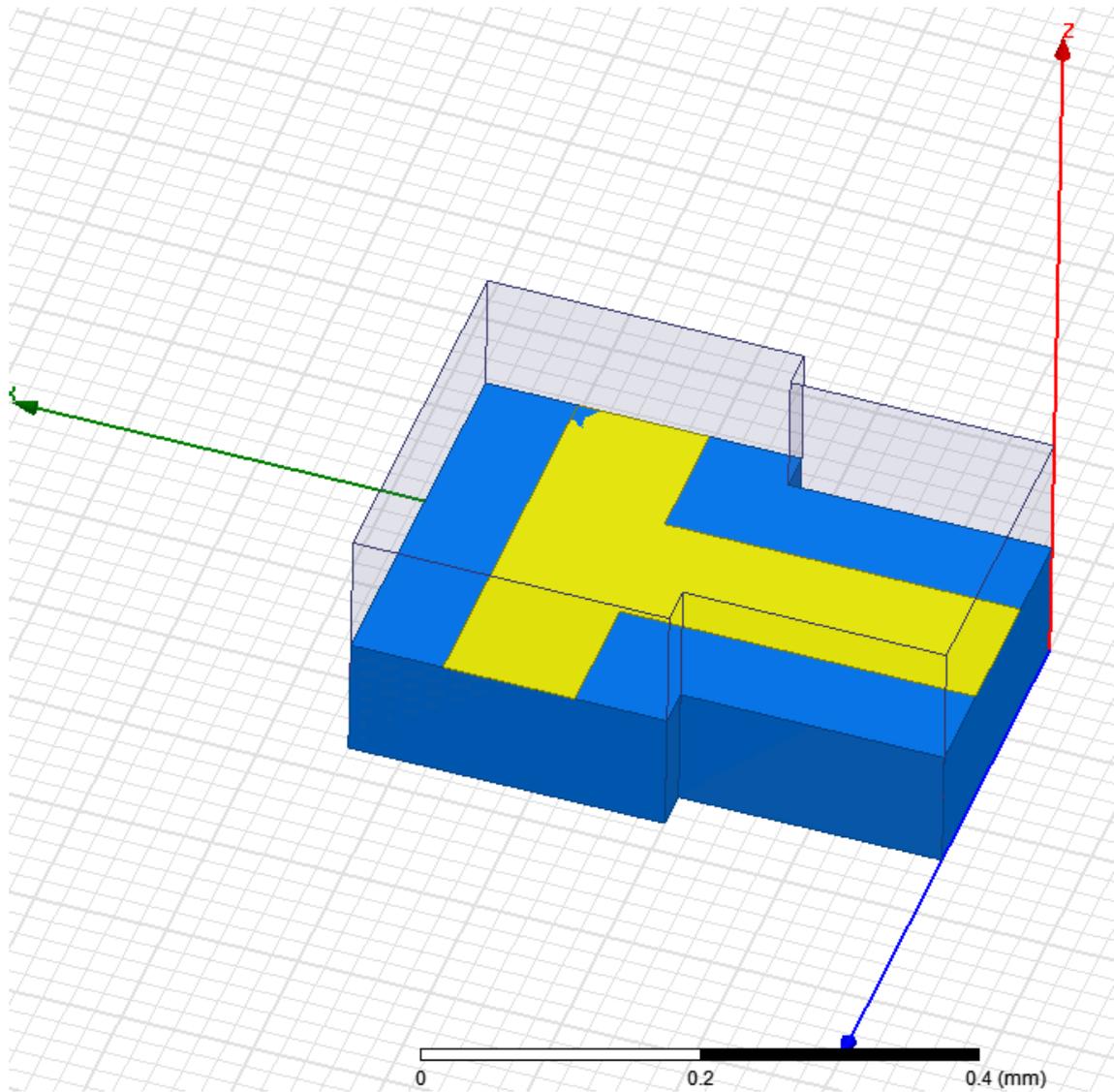


Figura 3.27. Divisor en tecnología microstrip (HFSS)

Los parámetros S simulados los podemos ver en Figura 3.28 y Figura 3.29

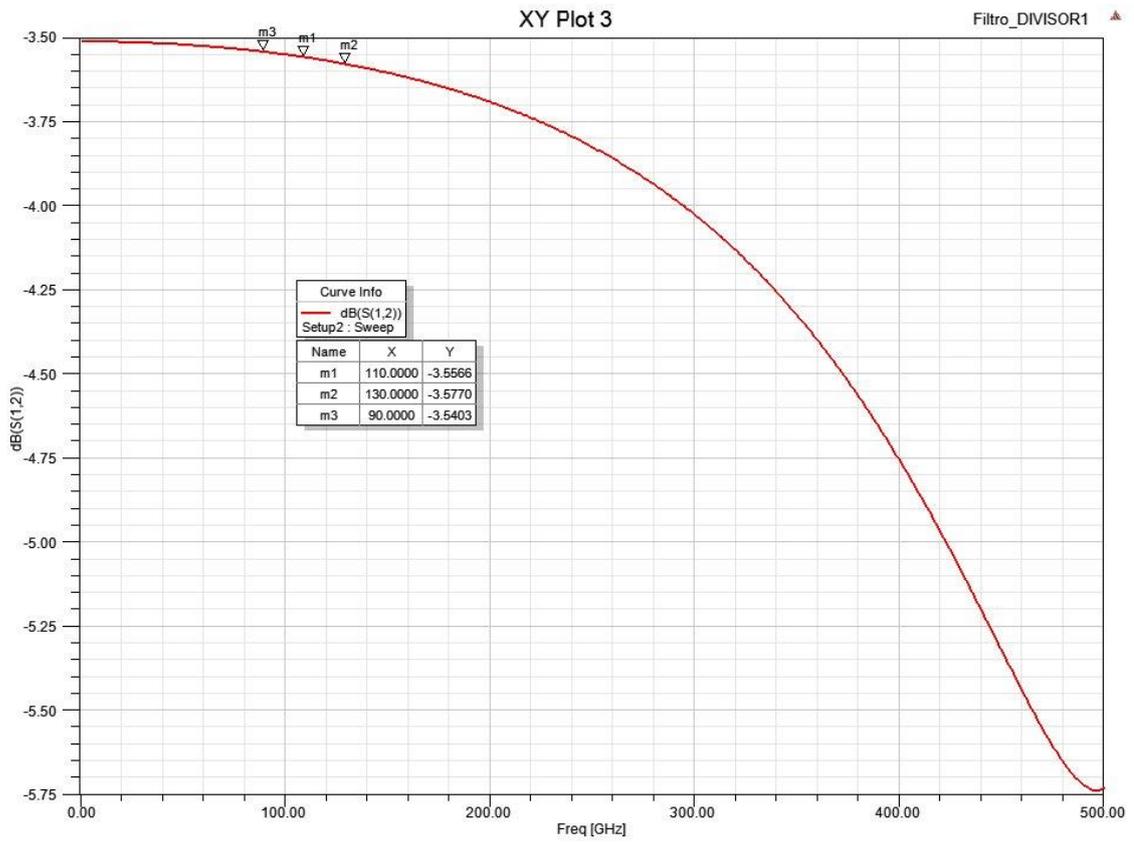


Figura 3.28. S12 divisor

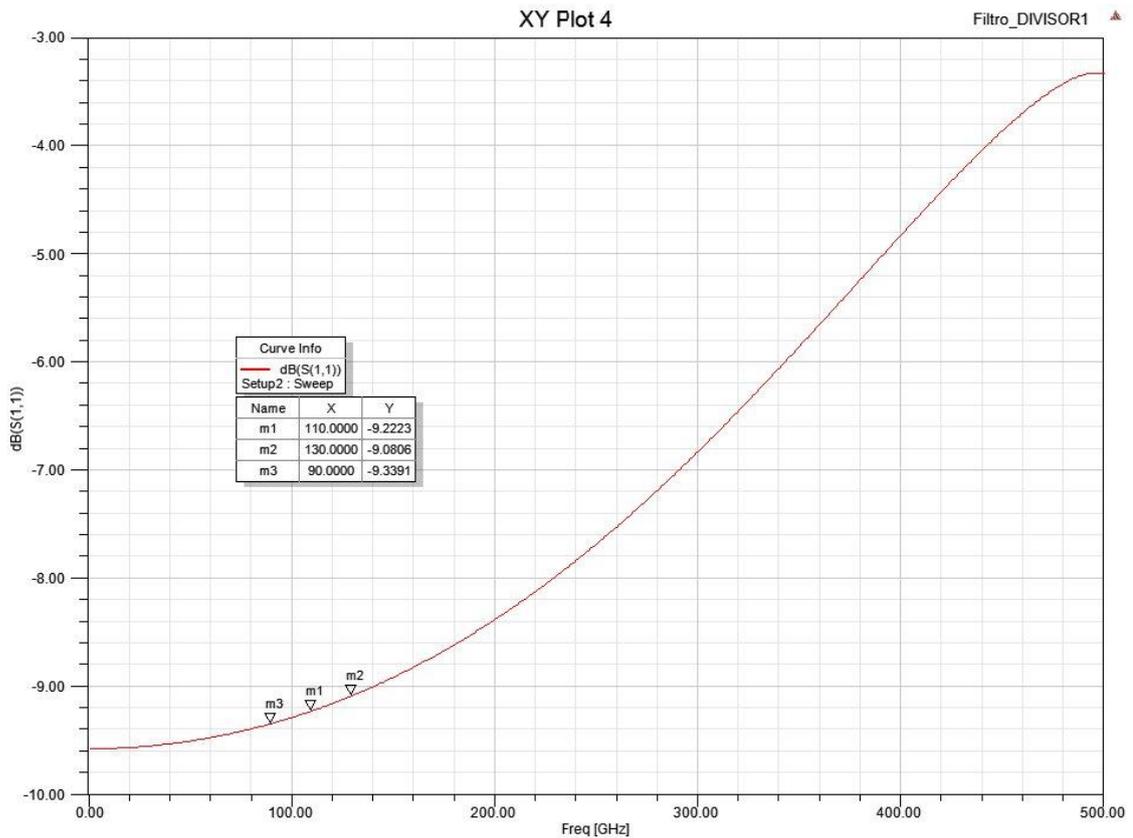


Figura 3.29. S11 divisor

Como podemos observar obtenemos unas pérdidas de 3,5 dB a la salida, esto es debido al sustrato “topas” que hace que la pérdida sean ligeramente superiores a la esperada y además hay que tener en cuenta que es difícil diseñar un divisor de potencia simétrico y por eso hay más pérdidas..

3.1.8 Diodo

El diodo, el elemento más importante del sistema ya que sin él no podríamos hacer la conversión en frecuencia.

Utilizaremos diodos de la casa VIRGINIA (Figura 3.30)

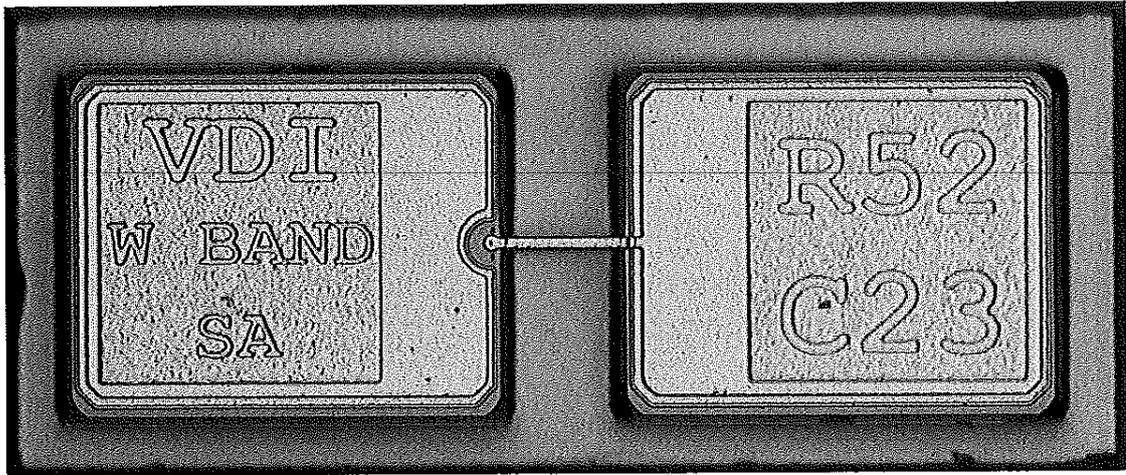


Figura 3.30. Diodo Schottky de VDI

Se detallan las características eléctricas en la Figura 3.31 sus dimensiones en la Figura 3.32 y la curva característica I-V en Figura 3.33

	Test Conditions	Minimum Value	Maximum Value	Units
R_s Series Resistance	$I_{max} = 6,3 \text{ mA}$		13	Ω
V_F Forward Turn-on Voltage	$I_F = 1 \text{ uA}$	520	570	mV
ΔV	100uA 10uA			mV
V_R Reverse Breakdown				V
C_T Total Capacitance	$V = 0V$	7,5	10,5	fF
C_{PP} Pad to Pad Capacitance	$V = 0V$		3,5	fF

Figura 3.31. Características eléctricas del diodo

	Minimum Value	Maximum Value	Units
Chip Length	160	175	μm
Chip Width	45	60	μm
Substrate Thickness	10	15	μm

Figura 3.32 Dimensiones del diodo

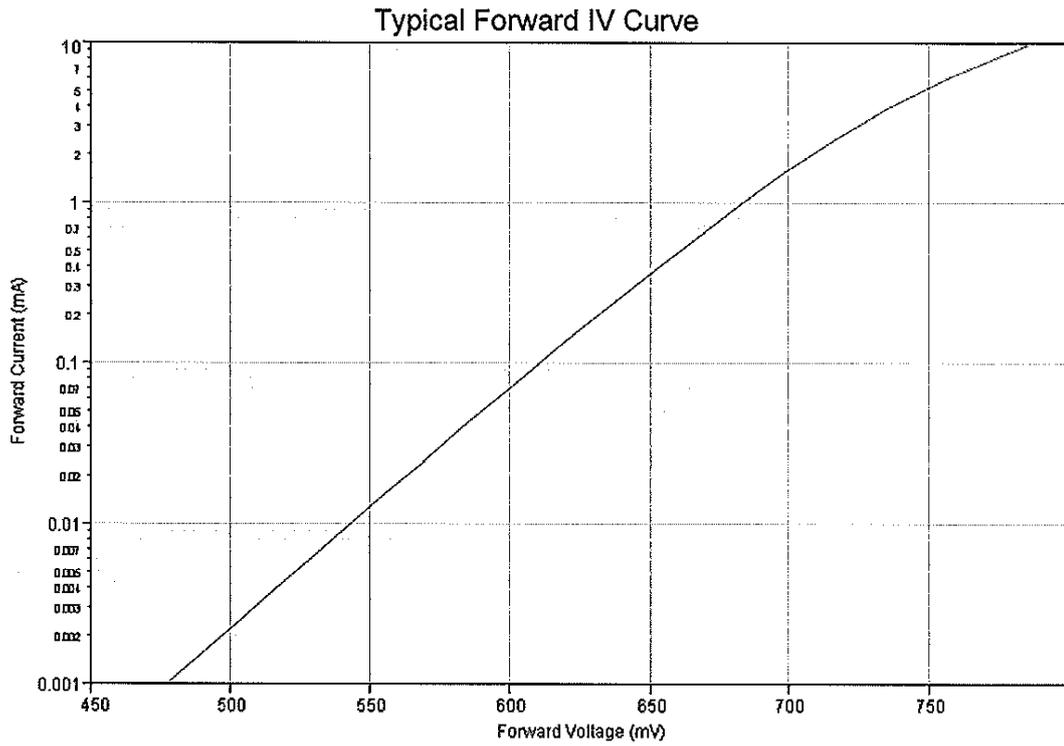


Figura 3.33. curva característica I-V

Podemos visualizar las diferentes capas que lo componen en la Figura 3.34.

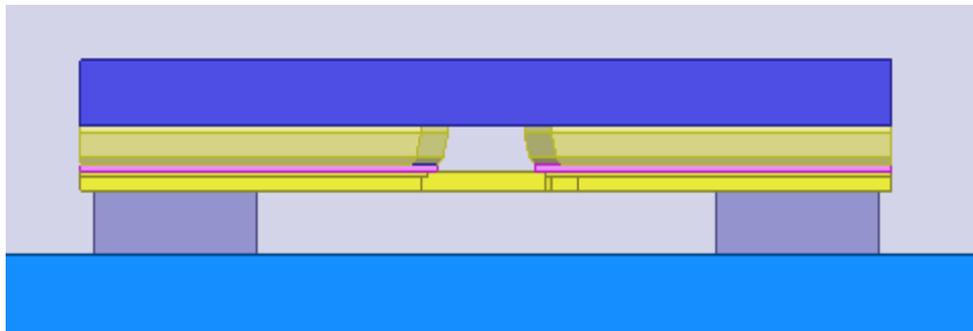


Figura 3.34. Capas del diodo

Finalmente los parámetros S son (Figura 3.35)

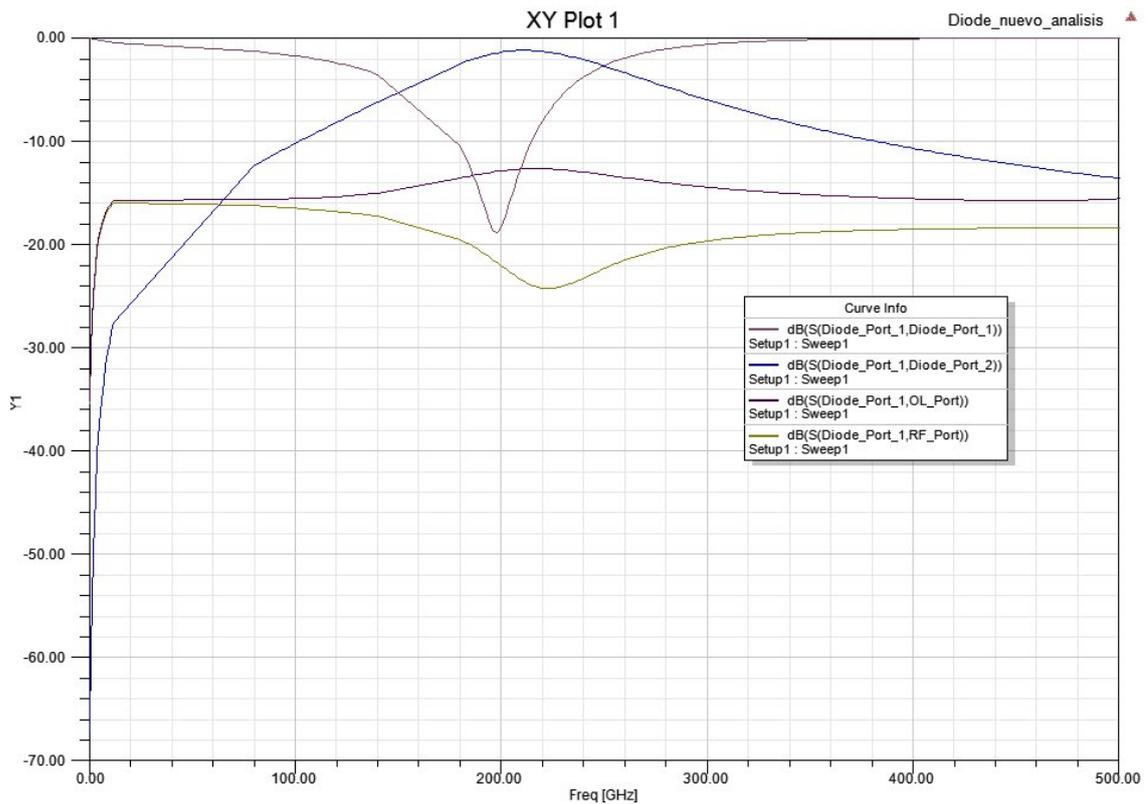


Figura 3.35. Parámetros S del diodo

3.1.9 Adaptación puertos OL, RF e IF

Es importante conocer el nivel de potencia de la frecuencia de OL que llega a nuestros diodos para ser mezclada con RF. Debido a la dificultad de encontrarnos con fuentes de mucha potencia de oscilador a frecuencias de THz, también habrá que tener especial cuidado en la adaptación y utilizar eficientemente la fuente OL.

Haremos un estudio de la adaptación de parte del receptor (Figura 3.36)

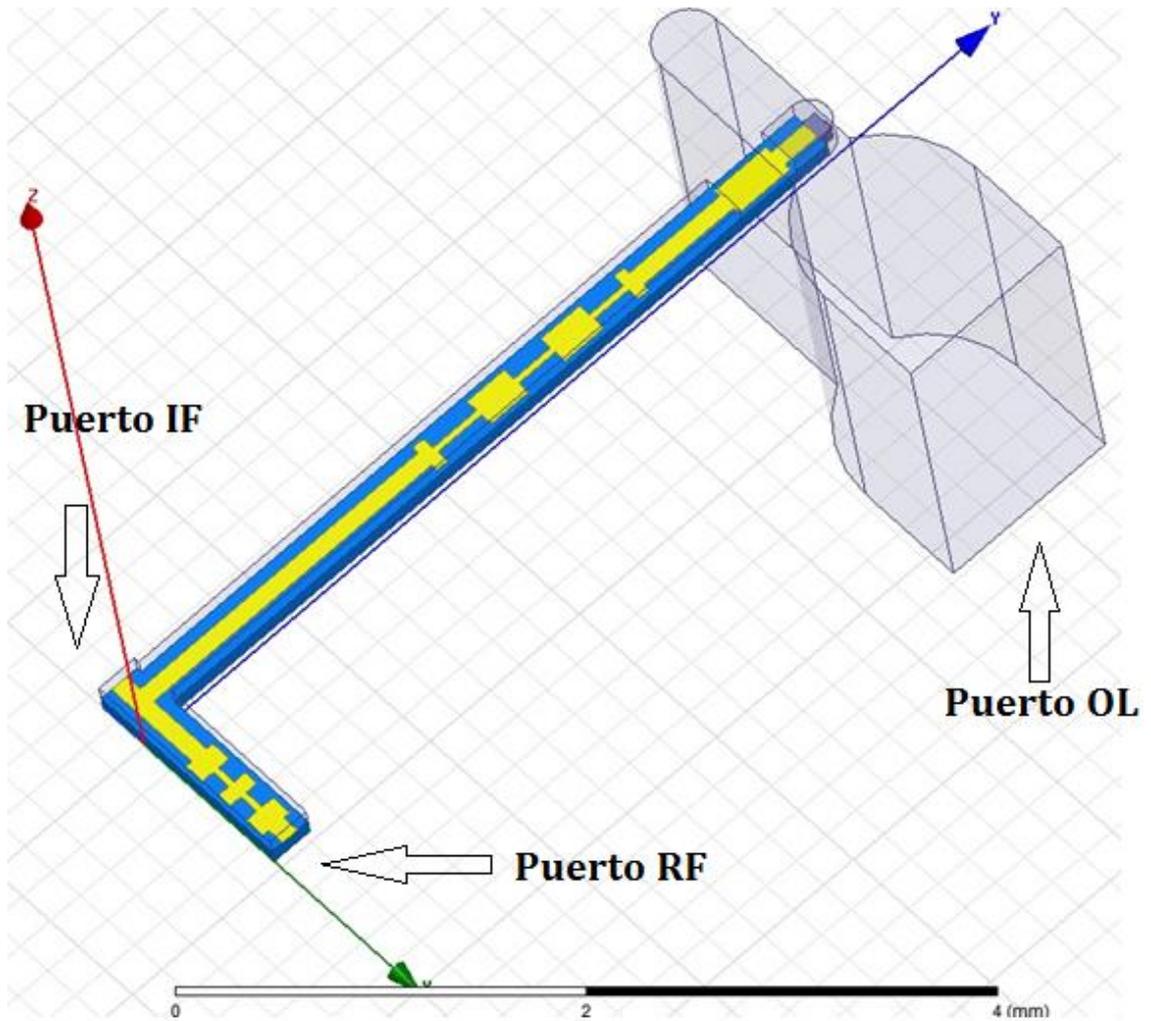


Figura 3.36. Parte pasiva del sistema de imágenes

El parámetro S de transmisión del puerto OL a los puertos RF (Figura 3.37) e IF (Figura 3.38)

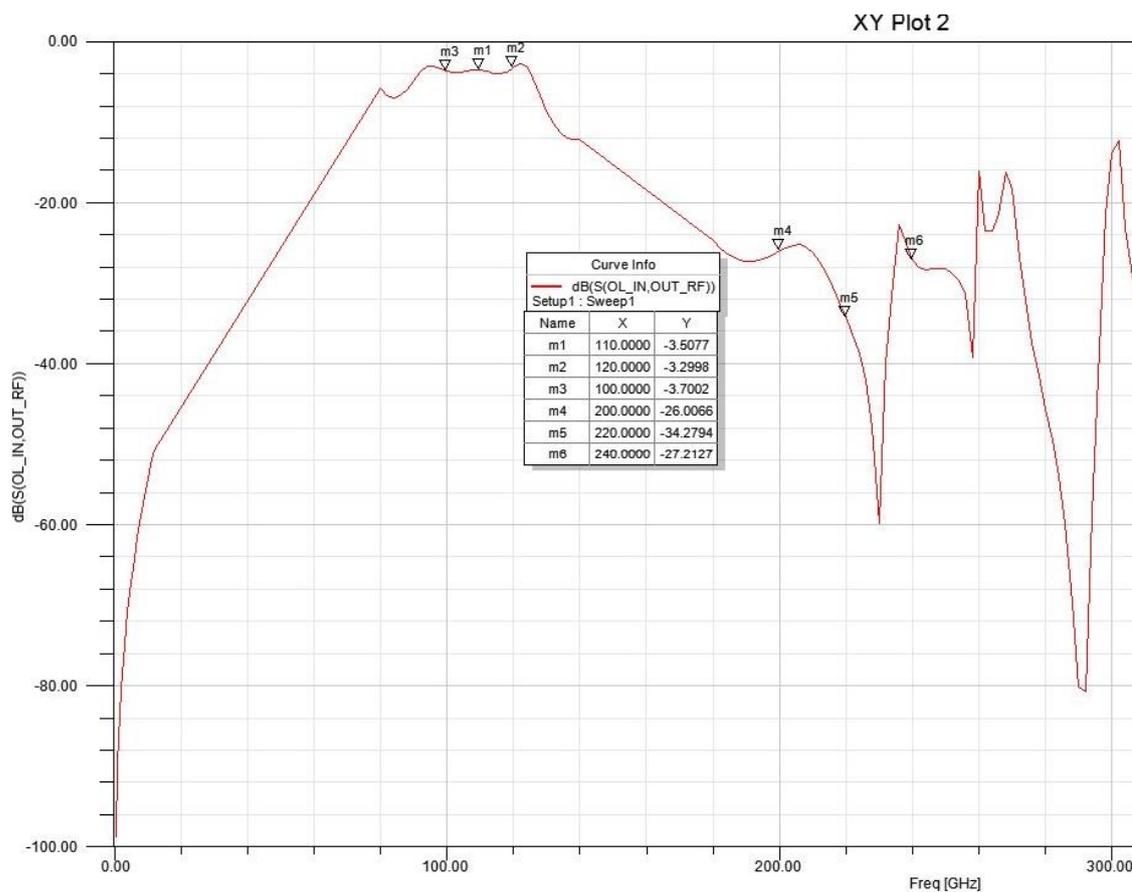


Figura 3.37. Parámetros S (OL, RF)

Observamos que la potencia de la frecuencia OL transmitida al puerto RF es atenuada **3,5dB**. También, la frecuencia de 220GHz procedente de la primera mezcla tiene que ser rechazada para evitar su salida por el puerto OL. La atenuación que sufre es de **34dB**.

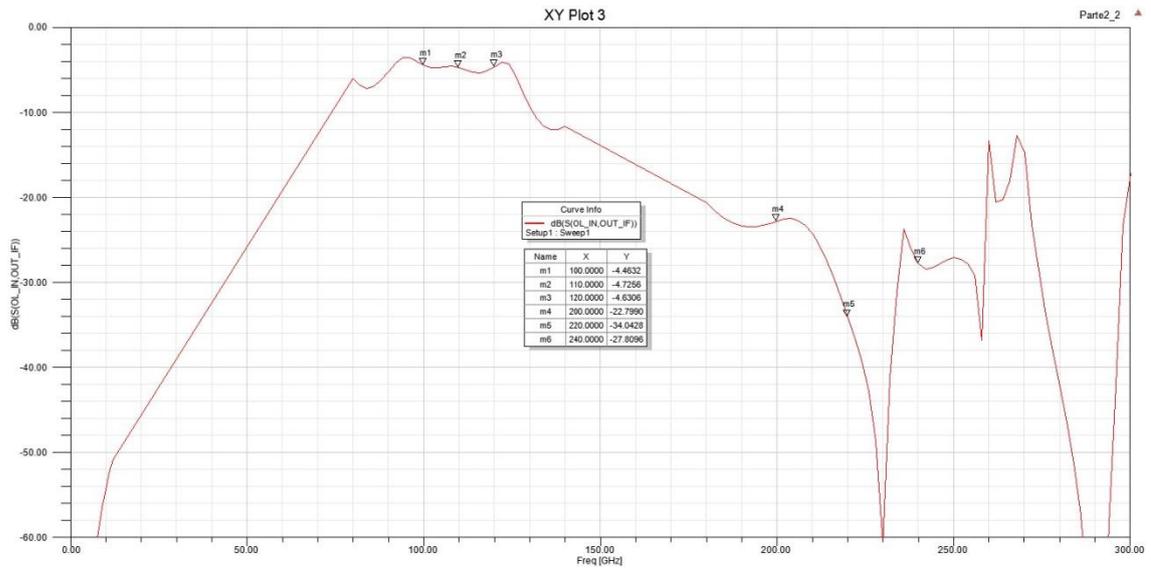


Figura 3.38. Parametros S (OL, IF)

En este caso la frecuencia OL se atenúa **4,7dB** a su salida por IF. Como bien sabemos, es prácticamente imposible hacer un derivador simétrico y por eso suelen existir variaciones en la adaptación de sus puertos.

Finalmente, queremos que la frecuencia intermedia generada por el primer mezclador (220GHz) llegue al segundo mezclador con el mayor nivel posible. Por esto analizamos también la adaptación que existe entre los puertos RF e IF a dicha frecuencia como se puede apreciar en la Figura 3.39

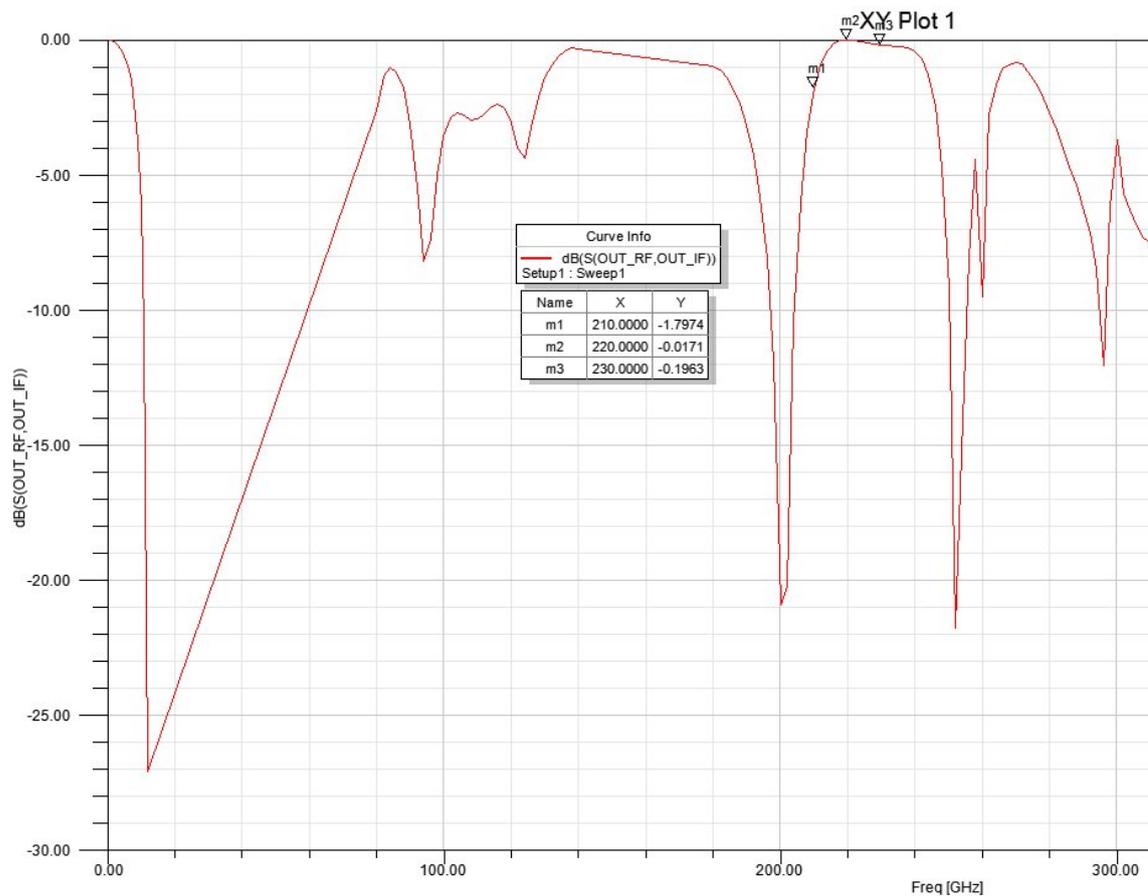


Figura 3.39. Parámetros S (RF, IF)

Apenas tenemos pérdidas de transmisión a 220GHz, **0,0171dB**, por lo que tenemos una muy buena adaptación.

3.2 ANÁLISIS NO LINEAL

Hasta ahora con HFSS trabajamos con los elementos lineales, es decir, los elementos pasivos como los filtros y transiciones. Se buscaba una alta transferencia de potencia con los parámetros S.

Con ADS, haremos un análisis de los elementos no lineales del sistema, como los diodos.

Comenzaremos implementando un diseño ideal, con filtros ideales, para que tengamos una idea de los valores a los que nos deberemos aproximar en un diseño más práctico.

Finalmente, en el diseño práctico, exportaremos los ficheros de parámetros S de HFSS simulados de los filtros, transiciones, divisor y diodos, y optimizaremos las longitudes eléctricas de las líneas de transmisión para obtener la mejor adaptación posible y por tanto los mejores valores de temperatura de ruido.

3.2.1 MODELO IDEAL

Primero analizamos cada uno de los dos mezcladores por separado en sus frecuencias de operación.

- Mixer 2 $\rightarrow f_{RF} = 220\text{GHz}$ $f_{OL} = 110\text{GHz}$ $f_{IF} = \text{"baja frecuencia"}$
- Mixer 1 $\rightarrow f_{RF} = 440\text{GHz}$ $f_{OL} = 110\text{GHz}$ $f_{IF} = 220\text{GHz}$

$$\text{Mixer 2} \rightarrow f_{RF} = 220\text{GHz} \quad f_{OL} = 110\text{GHz} \quad f_{IF} = \text{"baja frecuencia"}$$

Vemos en la Figura 3.40 el primer mezclado con sus correspondientes filtros ideales y el par de diodos.

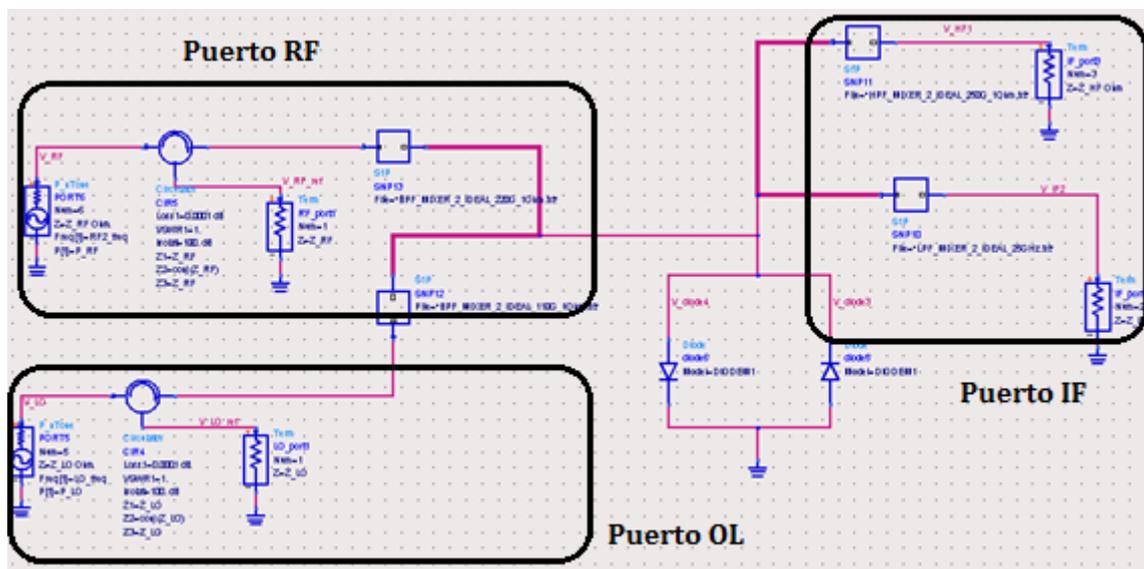


Figura 3.40. Esquema ADS mezclador 2 ideal

Una vez simulado obtenemos los siguientes valores de pérdidas de conversión (Figura 3.41) y temperatura de ruido equivalente (Figura 3.42) introducida por el segundo mezclador en el caso ideal.

LO_freq	IF_gaindB2
10000000000.000	-6.609
10100000000.000	-6.590
10200000000.000	-6.574
10300000000.000	-6.561
10400000000.000	-6.546
10500000000.000	-6.532
10600000000.000	-6.518
10700000000.000	-6.504
10800000000.000	-6.491
10900000000.000	-6.478
11000000000.000	-6.466
11100000000.000	-6.454
11200000000.000	-6.442
11300000000.000	-6.430
11400000000.000	-6.419
11500000000.000	-6.409
11600000000.000	-6.398
11700000000.000	-6.387
11800000000.000	-6.378
11900000000.000	-6.368
12000000000.000	-6.360

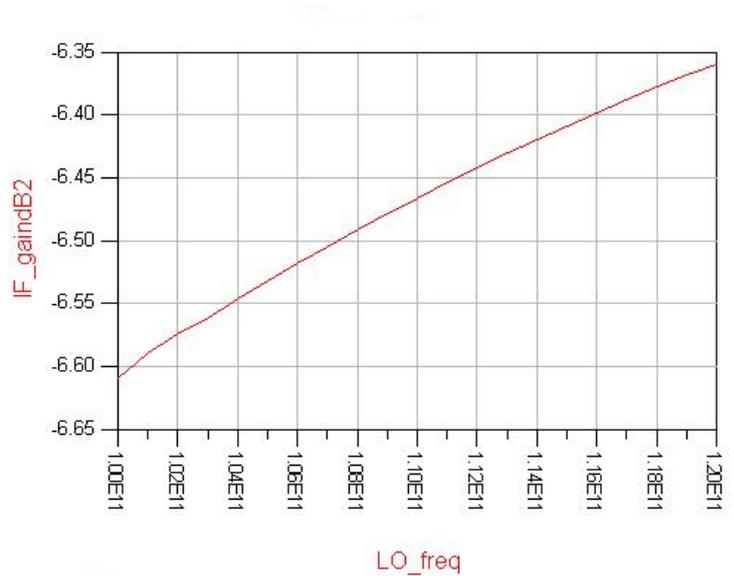


Figura 3.41. Pérdidas de conversión mezclador 2 ideal

HB_LO_freq	NC_USB1.te(2)
	...efreq=-21.50 GHz
10000000000.000	521.221
10100000000.000	521.302
10200000000.000	521.859
10300000000.000	522.658
10400000000.000	523.260
10500000000.000	524.182
10600000000.000	524.862
10700000000.000	525.569
10800000000.000	526.314
10900000000.000	527.091
11000000000.000	527.901
11100000000.000	528.746
11200000000.000	529.622
11300000000.000	530.533
11400000000.000	531.482
11500000000.000	532.462
11600000000.000	533.474
11700000000.000	534.484
11800000000.000	535.558
11900000000.000	536.665
12000000000.000	537.812

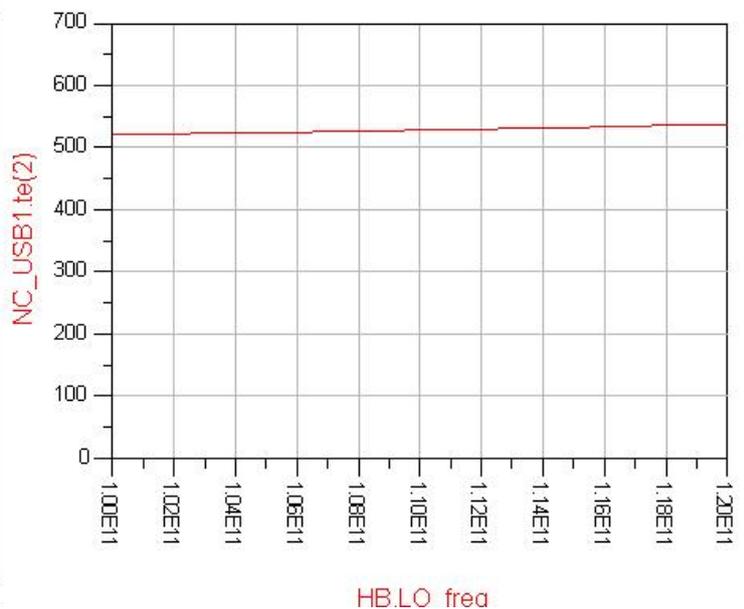


Figura 3.42. Temperatura de ruido mezclador 2 ideal

En resumen, este mezclador produce unas pérdidas de aproximadamente **6,5 dB** y con una temperatura de ruido de **529°K**.

Las impedancias vistas desde los diodos sobre los puertos RF y OL se muestran en la siguiente Figura 3.43

LO_freq	Z_diode4_LO	Z_diode4_RF
10000000000.000	507.583 - j656.052	215.655 - j142.305
10100000000.000	503.225 - j647.102	215.202 - j140.432
10200000000.000	498.920 - j638.406	214.763 - j138.641
10300000000.000	494.669 - j629.956	214.210 - j136.850
10400000000.000	490.472 - j621.742	213.762 - j135.147
10500000000.000	486.328 - j613.755	213.317 - j133.490
10600000000.000	482.237 - j605.989	212.862 - j131.862
10700000000.000	478.199 - j598.435	212.405 - j130.270
10800000000.000	474.213 - j591.085	211.946 - j128.713
10900000000.000	470.281 - j583.933	211.486 - j127.191
11000000000.000	466.400 - j576.972	211.026 - j125.702
11100000000.000	462.570 - j570.194	210.565 - j124.245
11200000000.000	458.792 - j563.595	210.105 - j122.820
11300000000.000	455.065 - j557.166	209.646 - j121.425
11400000000.000	451.387 - j550.903	209.188 - j120.059
11500000000.000	447.759 - j544.801	208.731 - j118.722
11600000000.000	444.180 - j538.853	208.277 - j117.413
11700000000.000	440.650 - j533.054	207.869 - j116.131
11800000000.000	437.167 - j527.399	207.418 - j114.873
11900000000.000	433.731 - j521.885	206.969 - j113.641
12000000000.000	430.343 - j516.505	206.523 - j112.434

Figura 3.43. Impedancia puerto RF y OL del mixer 2 Ideal

$$\text{Mixer 1} \rightarrow f_{RF} = 440\text{GHz} \quad f_{OL} = 110\text{GHz} \quad f_{IF} = 220\text{GHz}$$

Procederemos de la misma manera con el primer mezclador mostrado en la siguiente Figura 3.44:

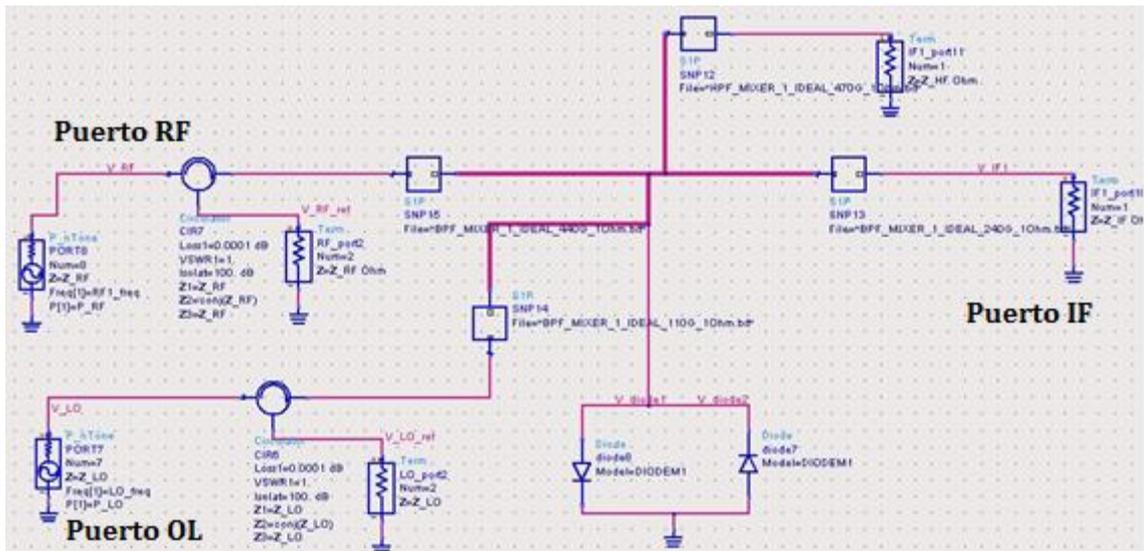


Figura 3.44. Esquema ADS mezclador 1 ideal

Los resultados obtenidos son los que se muestran en la Figura 3.45 y Figura 3.46

LO_freq	IF_gaindB1
10000000000.0...	-8.057
101000000000.0...	-8.040
1020000000000.0...	-8.025
10300000000000.0...	-8.010
104000000000000.0...	-8.029
1050000000000000.0...	-8.017
10600000000000000.0...	-8.005
107000000000000000.0...	-7.995
1080000000000000000.0...	-7.985
10900000000000000000.0...	-7.976
110000000000000000000.0...	-7.967
1110000000000000000000.0...	-7.960
11200000000000000000000.0...	-7.953
113000000000000000000000.0...	-7.946
1140000000000000000000000.0...	-7.941
11500000000000000000000000.0...	-7.936
116000000000000000000000000.0...	-7.932
1170000000000000000000000000.0...	-7.928
11800000000000000000000000000.0...	-7.964
119000000000000000000000000000.0...	-7.965
1200000000000000000000000000000.0...	-7.966

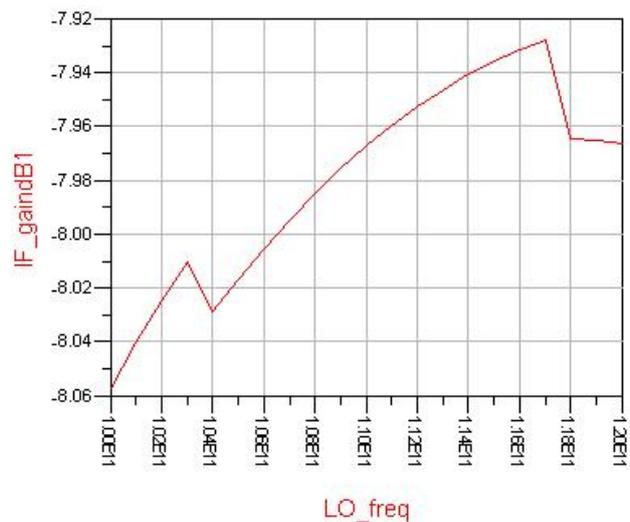


Figura 3.45. Pérdidas de conversión mezclador 1 ideal

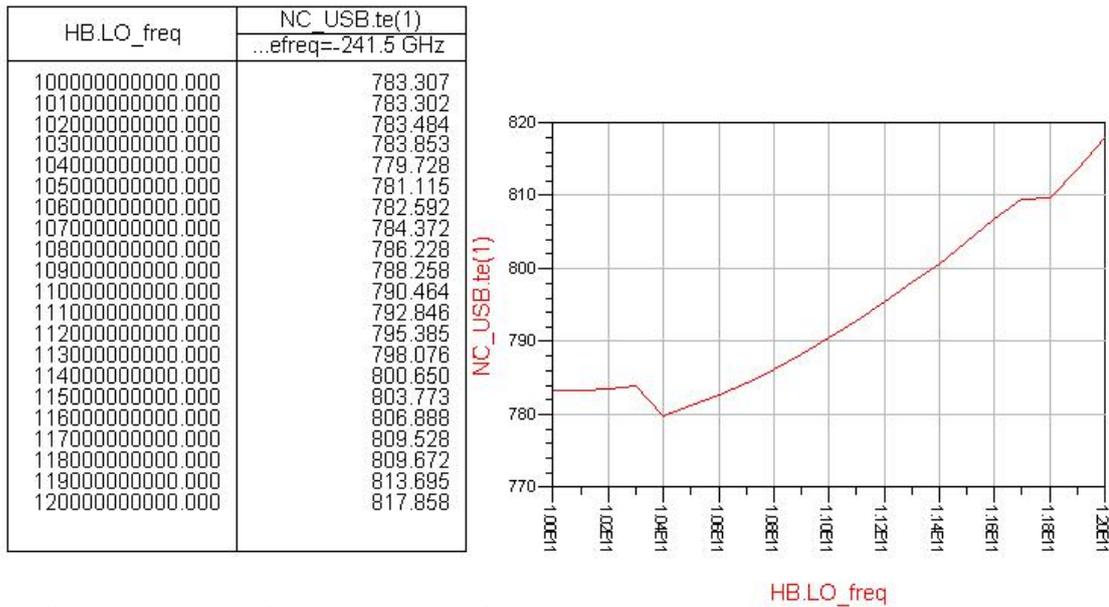


Figura 3.46. Temperatura de ruido mezclador 1 ideal

En este mezclador tenemos unas pérdidas en torno a **8 dB** asociadas a una temperatura de ruido de **800°K**.

La impedancia vista desde el par de diodos (Figura 3.47)

LO_freq	Z_diode1_LO	Z_diode1_RF
10000000000.000	378.512 - j541.069	105.888 - j84.340
10100000000.000	374.088 - j539.069	106.083 - j84.632
10200000000.000	369.751 - j537.066	106.277 - j84.925
10300000000.000	365.498 - j535.061	106.470 - j85.218
10400000000.000	361.335 - j533.056	106.241 - j85.625
10500000000.000	357.247 - j531.052	106.429 - j85.921
10600000000.000	353.238 - j529.049	106.614 - j86.213
10700000000.000	349.308 - j527.049	106.798 - j86.509
10800000000.000	345.454 - j525.052	106.980 - j86.805
10900000000.000	341.674 - j523.058	107.159 - j87.101
11000000000.000	337.968 - j521.070	107.336 - j87.397
11100000000.000	334.333 - j519.086	107.510 - j87.693
11200000000.000	330.768 - j517.109	107.681 - j87.988
11300000000.000	327.271 - j515.138	107.850 - j88.284
11400000000.000	323.842 - j513.174	108.016 - j88.581
11500000000.000	320.477 - j511.218	108.178 - j88.873
11600000000.000	317.177 - j509.269	108.337 - j89.167
11700000000.000	313.939 - j507.330	108.491 - j89.457
11800000000.000	310.769 - j505.407	108.336 - j89.030
11900000000.000	307.651 - j503.485	108.475 - j89.318
12000000000.000	304.593 - j501.574	108.609 - j89.607

Figura 3.47. Impedancia puerto RF y OL del mixer 1 Ideal

Observamos un incremento de pérdidas y temperatura en el mezclador 1. Esto es debido a que trabaja a una frecuencia superior al mezclador 2 y por ello introducen más ruido, o lo que es lo mismo, las prestaciones empeoran a medida que se aumente la frecuencia de RF.

Mezclador Ideal

Una vez analizados los dos mezcladores por separado, solo nos falta unirlos. Se comportarían como dos mezcladores en cascada (Figura 3.48), por lo que podríamos hacer un estimación previa de los valores de pérdidas y temperatura.

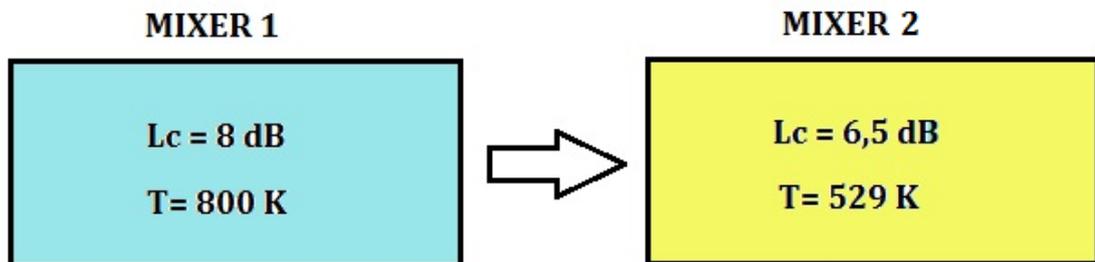


Figura 3.48. Mezcladores en cascada

Perdidas de conversión

$$L_c = L_1 + L_2 = 8 \text{ dB} + 6,5 \text{ dB} = 14,5 \text{ dB} \quad (3.9)$$

Temperatura de ruido

$$T_e = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} = 800 \text{ K} + \frac{529 \text{ K}}{(-8 \text{ dB})_{lin}} = 4150^\circ\text{K} \quad (3.10)$$

El esquemático de ADS (Figura 3.49) sería el siguiente

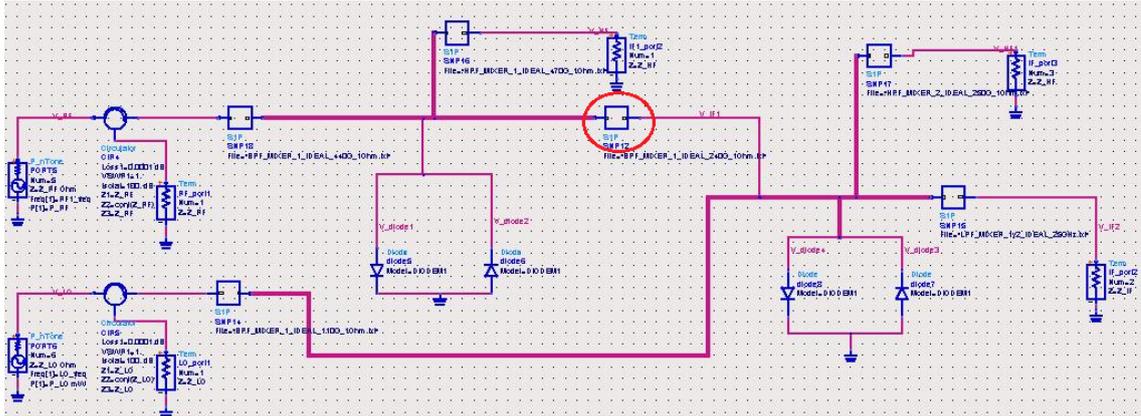


Figura 3.49. Mezclador IDEAL

Observamos en la Figura 3.49 que el oscilador local se divide hacia ambos mezcladores. Introducimos un filtro paso banda de la frecuencia de OL (110GHz) y IF1 (220GHz) que se muestra en Figura 3.49 rodeado de un "círculo rojo" para aislar los mezcladores, por ser el caso ideal.

Los resultados finales en cuanto a pérdidas de conversión (Figura 3.50) y temperatura de ruido (Figura 3.51)

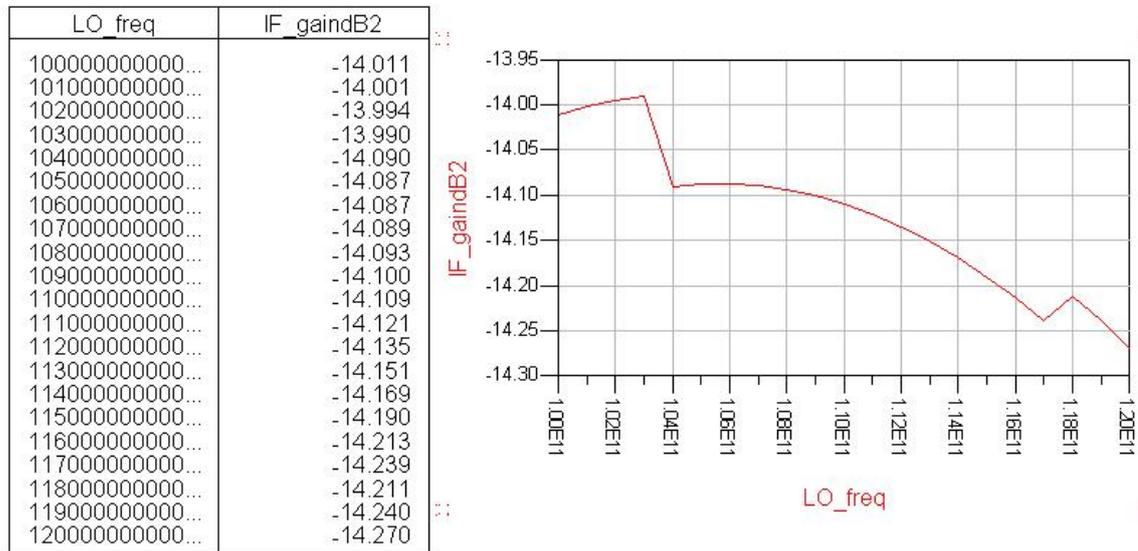


Figura 3.50. Pérdidas de conversión mezclador IDEAL

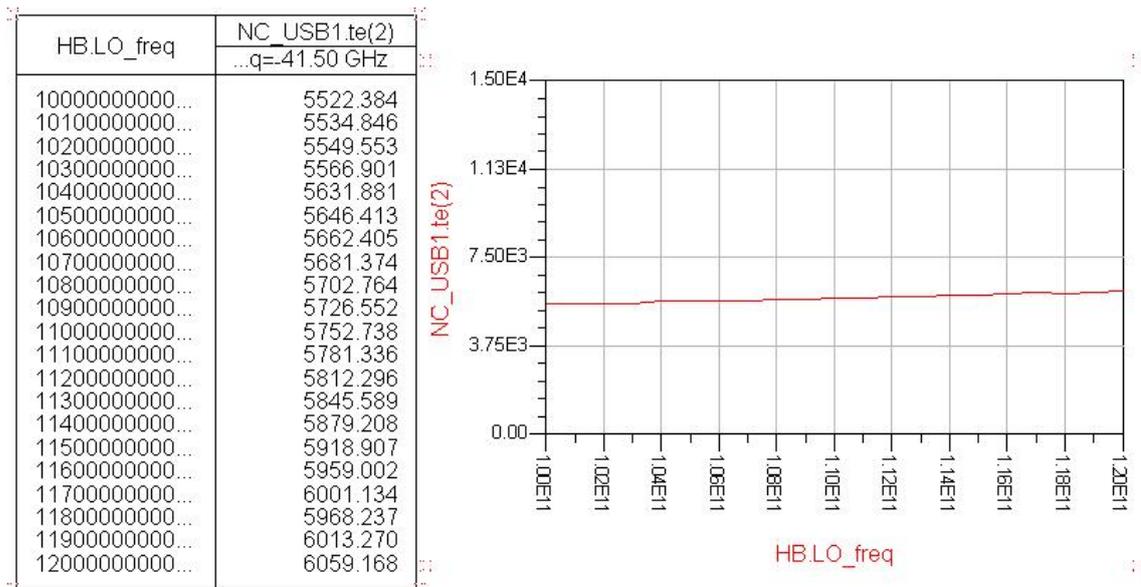


Figura 3.51. Temperatura de ruido mezclador IDEAL

Finalmente tenemos unas pérdidas de conversión de **14,2 dB** y una temperatura de ruido de aproximadamente **5750°K**, que es mayor de lo esperado.

Este resultado ha variado según los valores que hemos predicho con anterioridad. El comportamiento en cascada sufre alguna variación respecto a lo que esperábamos, existen otros ruidos como “Shot noise”, “Flicker noise” aparte del ruido térmico que ya están considerados. También la impedancia vista por cada par de diodos cambia respecto al caso individual de los mezcladores y puede que exista una peor adaptación.

Las impedancias de los puertos RF y OL, vistas desde cada par de diodos se muestran en la Figura 3.52. Estas impedancias serán las que trataremos de aproximarnos en el modelo real del mezclador completo para tener una buena adaptación. Nos servirán como referencia.

LO_freq	Z_diode4_LO	-Z_diode4_RF
10000000000.000	377.601 - j158.013	20.000 - j3.756E-13
10100000000.000	376.594 - j159.240	20.000 + j1.505E-13
10200000000.000	375.585 - j160.463	20.000 - j1.724E-13
10300000000.000	374.575 - j161.681	20.000 + j1.321E-15
10400000000.000	373.562 - j162.894	20.000 + j2.117E-14
10500000000.000	372.548 - j164.102	20.000 - j9.229E-15
10600000000.000	371.531 - j165.304	20.000 - j1.275E-13
10700000000.000	370.512 - j166.502	20.000 - j9.168E-15
10800000000.000	369.492 - j167.695	20.000 - j4.961E-14
10900000000.000	368.469 - j168.883	20.000 + j6.508E-15
11000000000.000	367.444 - j170.067	20.000 + j2.725E-13
11100000000.000	366.417 - j171.245	20.000 - j7.375E-14
11200000000.000	365.388 - j172.418	20.000 + j4.723E-13
11300000000.000	364.357 - j173.587	20.000 - j2.213E-13
11400000000.000	363.323 - j174.751	20.000 + j1.425E-13
11500000000.000	362.287 - j175.910	20.000 - j1.409E-13
11600000000.000	361.249 - j177.064	20.000 + j3.449E-14
11700000000.000	360.209 - j178.213	20.000 + j2.588E-13
11800000000.000	359.166 - j179.357	20.000 - j2.545E-14
11900000000.000	358.120 - j180.496	20.000 + j8.892E-14
12000000000.000	357.073 - j181.630	20.000 - j2.447E-13

LO_freq	Z_diode1_LO	Z_diode1_RF
10000000000.000	387.447 - j487.690	96.215 - j68.806
10100000000.000	383.216 - j485.937	96.443 - j69.043
10200000000.000	379.061 - j484.181	96.675 - j69.277
10300000000.000	374.980 - j482.423	96.911 - j69.510
10400000000.000	370.975 - j480.664	96.984 - j69.742
10500000000.000	367.038 - j478.904	97.230 - j69.955
10600000000.000	363.171 - j477.146	97.478 - j70.167
10700000000.000	359.372 - j475.388	97.730 - j70.377
10800000000.000	355.640 - j473.631	97.983 - j70.584
10900000000.000	351.974 - j471.878	98.239 - j70.788
11000000000.000	348.372 - j470.126	98.496 - j70.990
11100000000.000	344.834 - j468.379	98.755 - j71.189
11200000000.000	341.356 - j466.635	99.014 - j71.386
11300000000.000	337.940 - j464.896	99.274 - j71.579
11400000000.000	334.583 - j463.161	99.534 - j71.770
11500000000.000	331.283 - j461.432	99.794 - j71.957
11600000000.000	328.041 - j459.708	100.054 - j72.142
11700000000.000	324.854 - j457.991	100.312 - j72.322
11800000000.000	321.722 - j456.281	100.604 - j72.471
11900000000.000	318.644 - j454.576	100.864 - j72.647
12000000000.000	315.617 - j452.879	101.123 - j72.819

Figura 3.52. Impedancias vistas desde cada par de diodos de los puertos RF y LO

Podemos además analizar espectralmente el sistema, viendo las frecuencias de entrada y salida del sistema. Hay que tener en cuenta que en este sistema existen filtros ideales, que rechazarán los armónicos generados y que no afectarán al diseño.

En la siguiente Figura 3.53, observamos cómo se reparte la potencia de oscilador local entre los dos mezcladores

POTENCIA OSCILADOR LOCAL A CADA MIXER

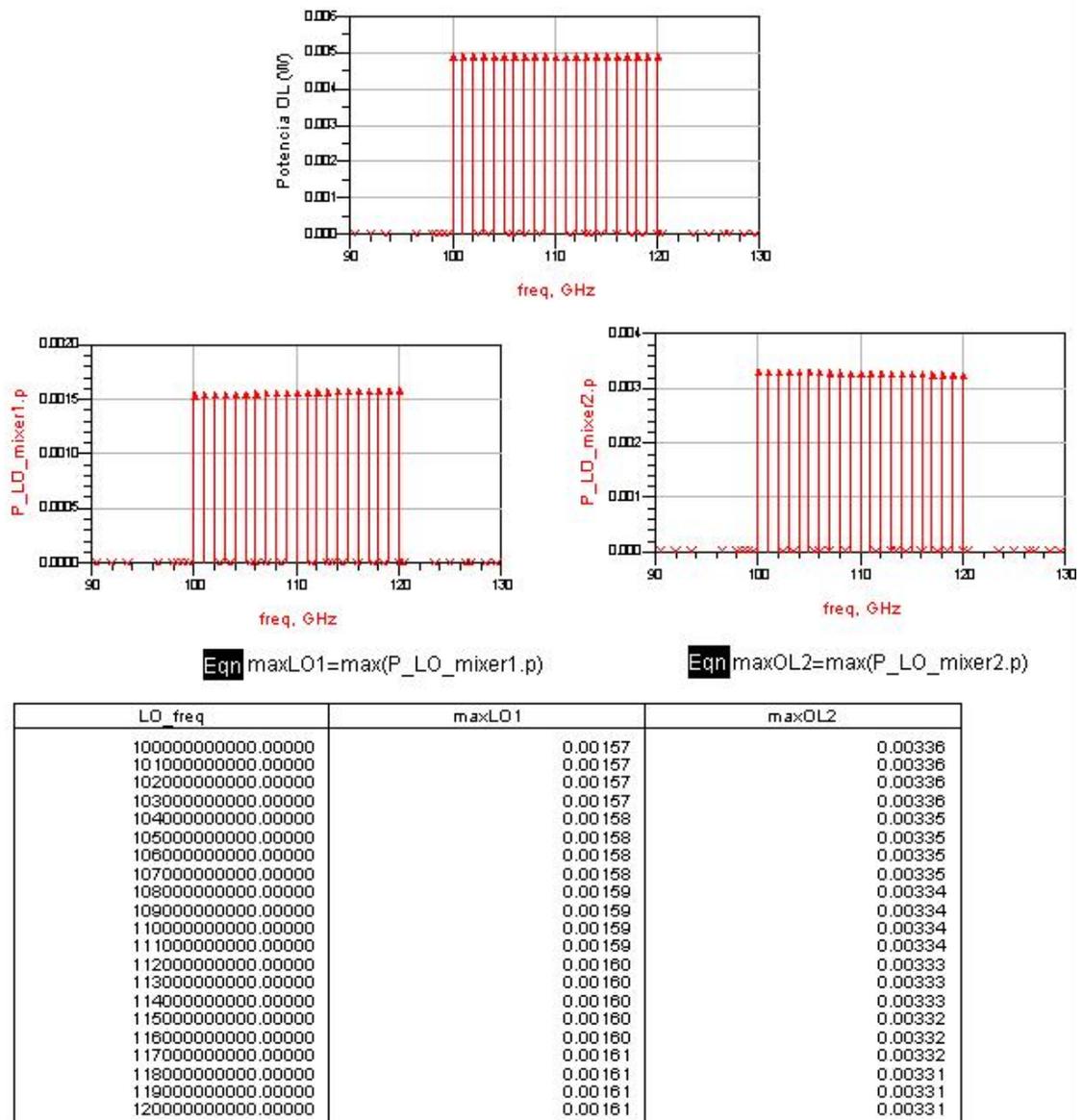


Figura 3.53. Potencia entregada de oscilador local a cada mezclador en W

La operación frecuencial por cada mezclador para diferentes frecuencias de oscilador local, de 100GHz a 120GHz, podemos verla en las siguientes Figura 3.54 y Figura 3.55

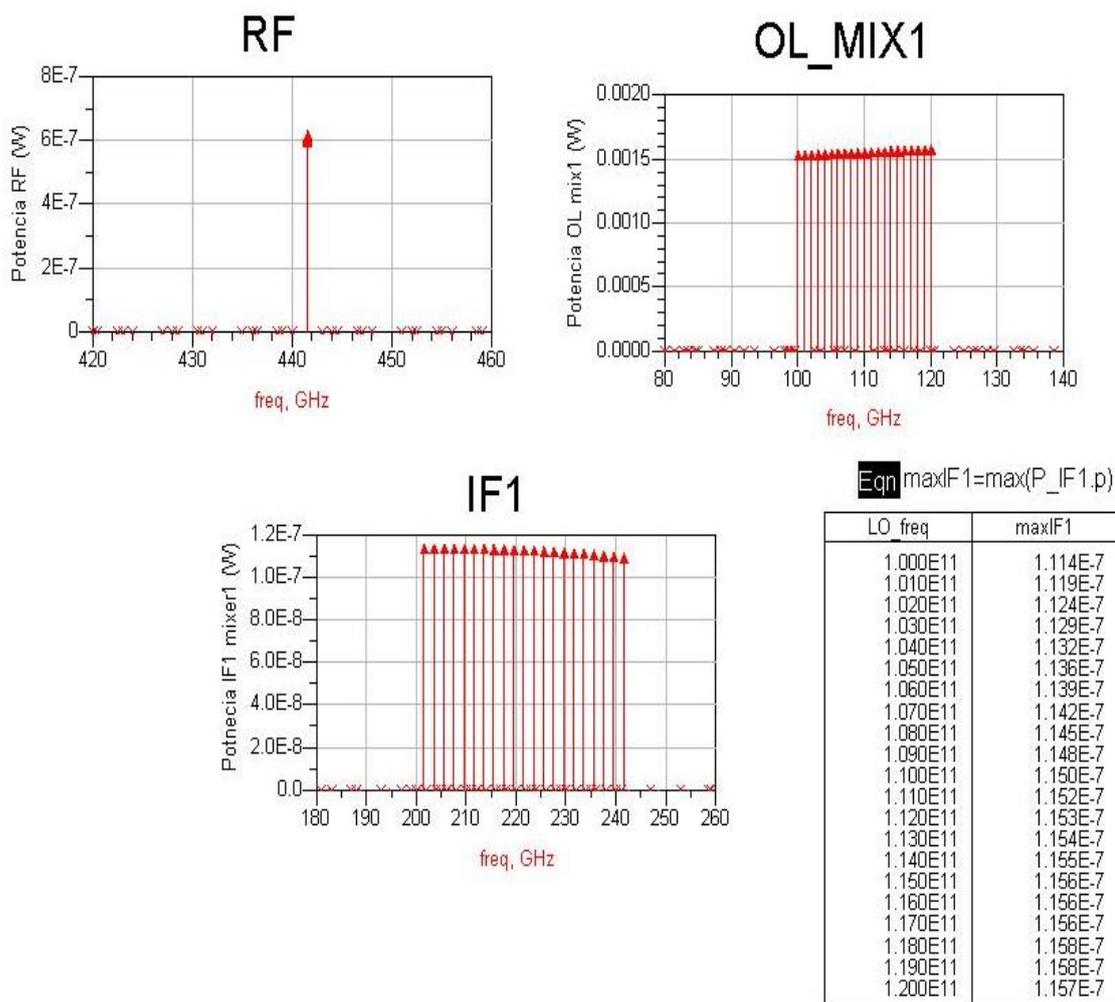


Figura 3.54. Conversión frecuencial del primer mezclador

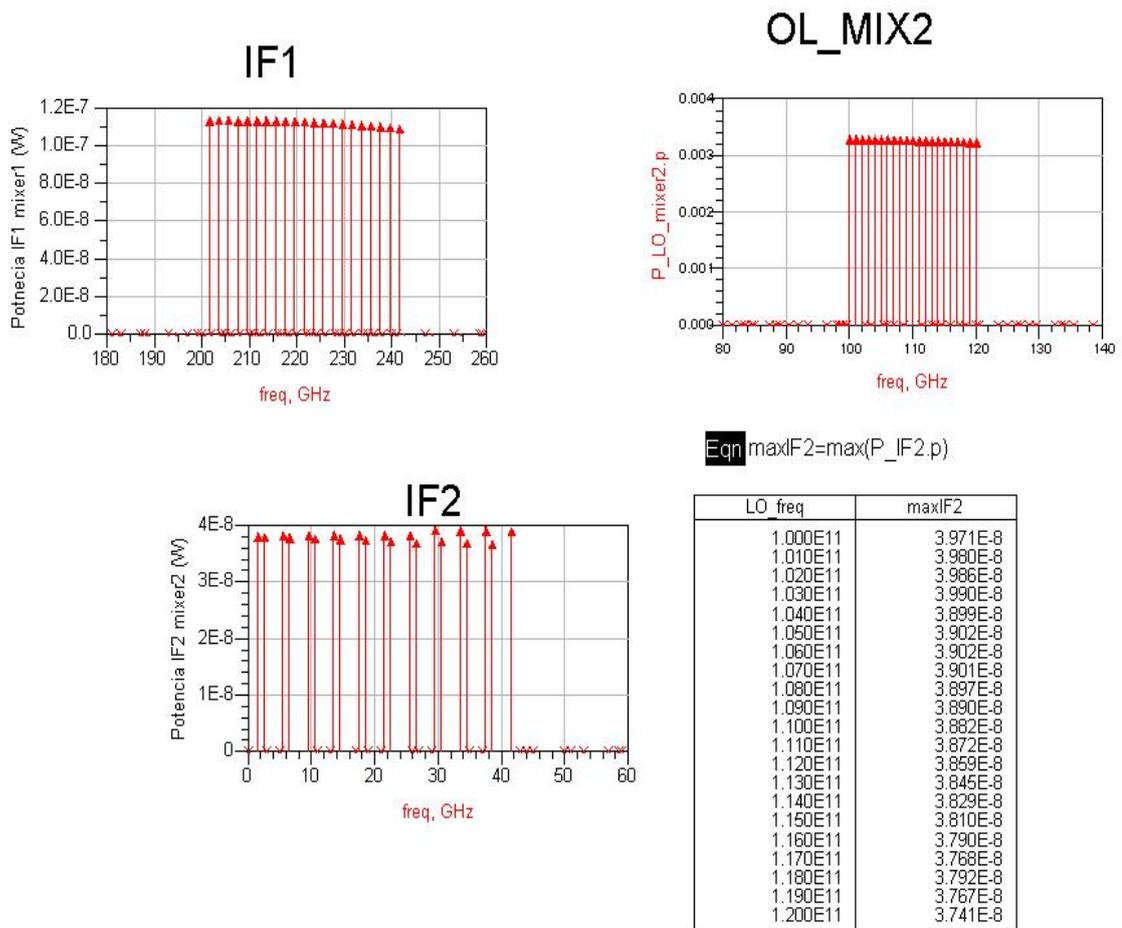


Figura 3.55. Conversión frecuencial del segundo mezclador

Observamos que la potencia de entrada de la señal de radiofrecuencia es de $1\mu\text{W}$, pero nuestro mezclador introducirá unas pérdidas de conversión de RF a IF2. Por esto, a la salida, nuestra frecuencia IF2 se verá muy atenuada, como se puede ver en la Figura 3.55, es de aproximadamente $0,04\ \mu\text{W}$.

3.2.2 MODELO REAL

En este nuevo diseño, al contrario que en el caso ideal, tendremos en consideración las longitudes eléctricas de las líneas para así parametrizarlas y obtener la mejor adaptación posible. También, exportaremos los parámetros “S” obtenidos de las simulaciones en HFSS y los cargaremos en bloques de 2 ,3 o 4 puertos según el número de puertos.

Procedemos del mismo modo que en el caso ideal, primero analizaremos los dos mezcladores individualmente y para el final dejaremos la simulación de ambos mezcladores.

Antes de empezar, como vemos en la Figura 3.56 utilizaremos una serie de filtros conectados a los puertos del diodo de tal manera que simule un correcto comportamiento del diodo a altas frecuencias y al mismo tiempo nos permita tomar aquí el puerto de salida IF para obtener las mediciones de temperatura de ruido y prdidas de conversión.

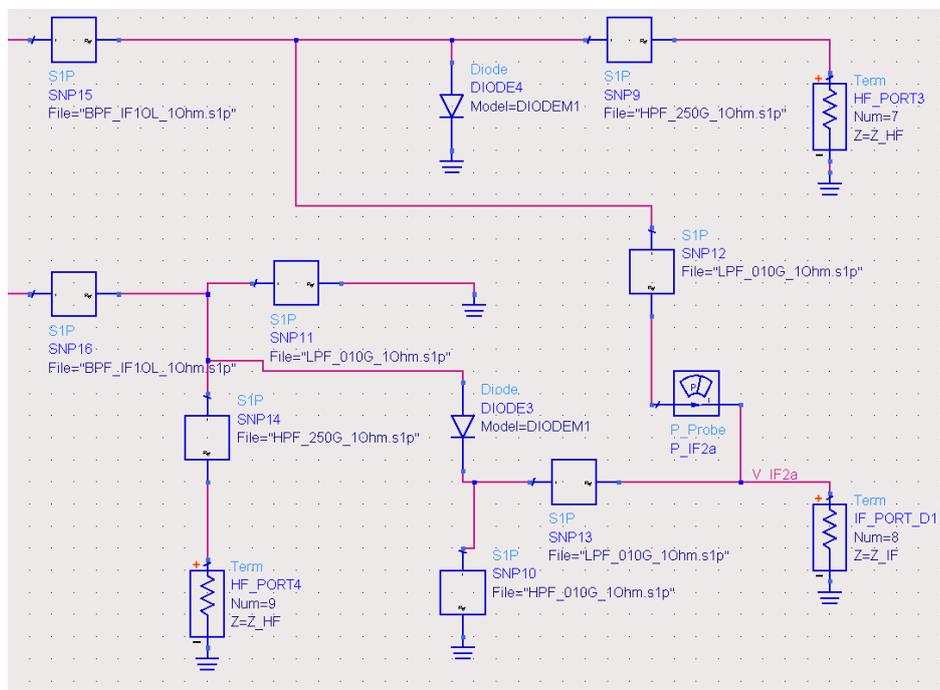


Figura 3.56. Circuitería de filtros de los diodos

$$\text{Mixer 2} \rightarrow f_{RF} = 220\text{GHz} \quad f_{OL} = 110\text{GHz} \quad f_{IF} = \text{"baja frecuencia"}$$

Podemos obtener gracias a la teoría de circuitos del par de diodos en antiparalelo, cuáles serían los armónicos de la mezcla. Según la ecuación (2.62) tendríamos los siguientes armónicos de mayor nivel de potencia, además de las frecuencias fundamentales:

$$\omega_{LO} = 110 \text{ GHz}$$

$$\omega_{RF} = 220 \text{ GHz}$$

$$3\omega_{LO} = 330 \text{ GHz}$$

$$5\omega_{LO} = 550 \text{ GHz}$$

$$|2\omega_{LO} + \omega_{RF}| = 440 \text{ GHz}$$

$$|2\omega_{LO} - \omega_{RF}| = \text{baja frecuencia}$$

$$|4\omega_{LO} + \omega_{RF}| = 660 \text{ GHz}$$

$$|4\omega_{LO} - \omega_{RF}| = 220 \text{ GHz}$$

Todos estos armónicos indeseados no supondrán ningún problema en el análisis de ADS, debido al comportamiento de la circuitería de filtros del diodo antes mencionada.

En la Figura 3.57 mostramos el esquemático ADS, se pueden observar las líneas eléctricas en “números rojos”, los diferentes puertos y el punto de caracterización de temperatura de ruido de IF.

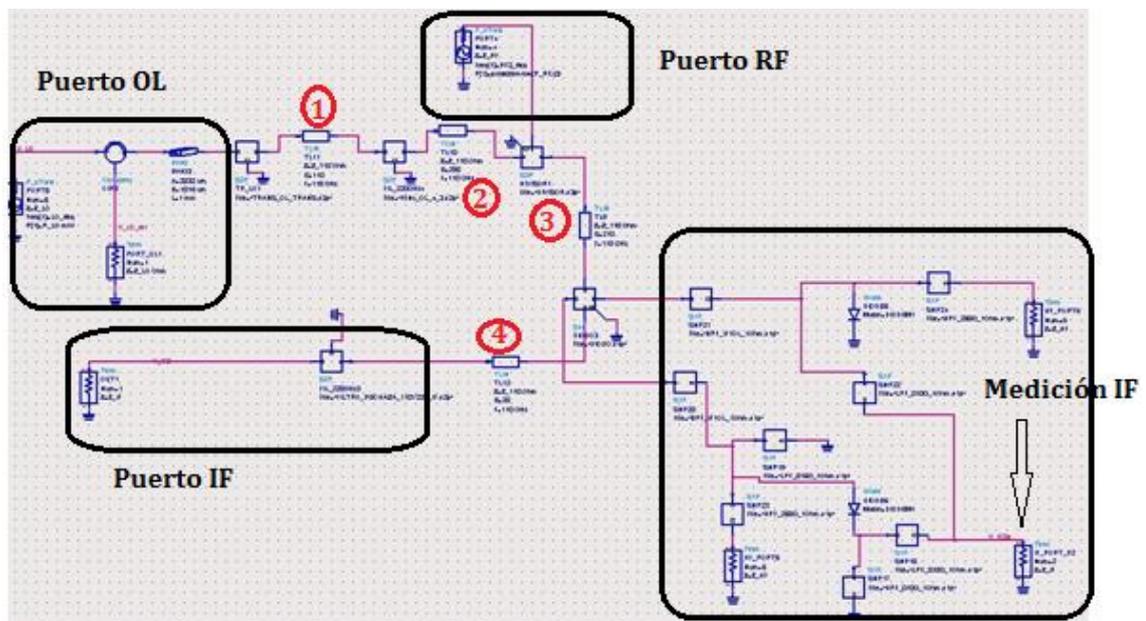


Figura 3.57. Esquema ADS mezclador 2 REAL

Una vez ajustadas las longitudes eléctricas que se recogen en la Tabla 3.9, obtenemos los siguientes resultados (Figura 3.58) y (Figura 3.59)

Línea	Frecuencia(GHz)	Zlínea (ohm)	E_Eff(°)	Longitud (μm)
Línea 1	110	93,76	110	143,94
Línea 2	110	93,76	290	379,48
Línea 3	110	93,76	210	274,79
Línea 4	110	93,76	20	26,17

Tabla 3.9: Longitud de eléctricas de las líneas del mezclador 2

HB.LO_freq	...(V_IF2a_{2,-1}),Z_IF)
10000000000.000	10.424
101000000000.000	6.707
1020000000000.000	5.834
10300000000000.000	6.146
104000000000000.000	7.067
1050000000000000.000	6.289
10600000000000000.000	6.421
107000000000000000.000	6.058
1080000000000000000.000	5.809
10900000000000000000.000	5.546
110000000000000000000.000	5.853
1110000000000000000000.000	6.194
11200000000000000000000.000	5.765
113000000000000000000000.000	5.662
1140000000000000000000000.000	5.624
11500000000000000000000000.000	5.608
116000000000000000000000000.000	5.807
1170000000000000000000000000.000	6.405
11800000000000000000000000000.000	7.216
119000000000000000000000000000.000	7.756
1200000000000000000000000000000.000	6.178

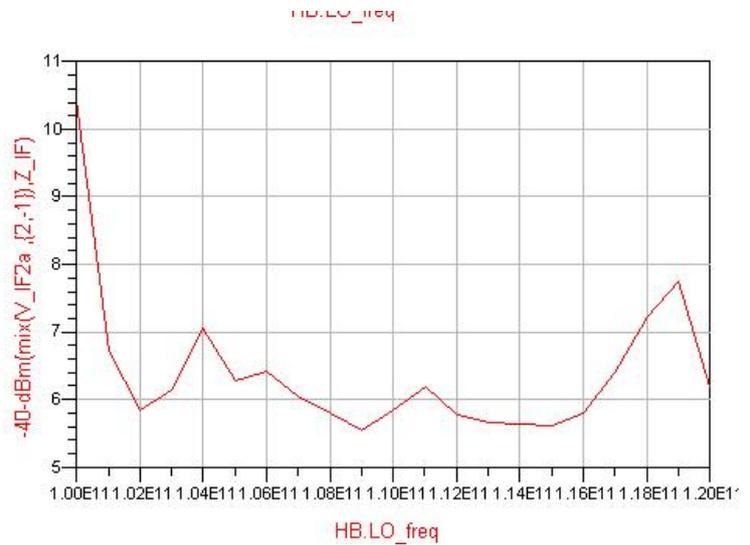


Figura 3.58. Pérdidas de Conversión mezclador 2 FINAL

HB.LO_freq	NC_USB.te(θ)	
	noisefreq=-21.50 GHz	
10000000000.000	894.036	
10100000000.000	535.081	
10200000000.000	499.018	
10300000000.000	527.067	
10400000000.000	551.171	
10500000000.000	506.286	
10600000000.000	515.043	
10700000000.000	498.729	
10800000000.000	493.866	
10900000000.000	514.067	
11000000000.000	570.187	
11100000000.000	583.506	
11200000000.000	592.580	
11300000000.000	608.495	
11400000000.000	608.655	
11500000000.000	576.607	
11600000000.000	561.106	
11700000000.000	556.272	
11800000000.000	608.430	
11900000000.000	592.188	
12000000000.000	478.802	

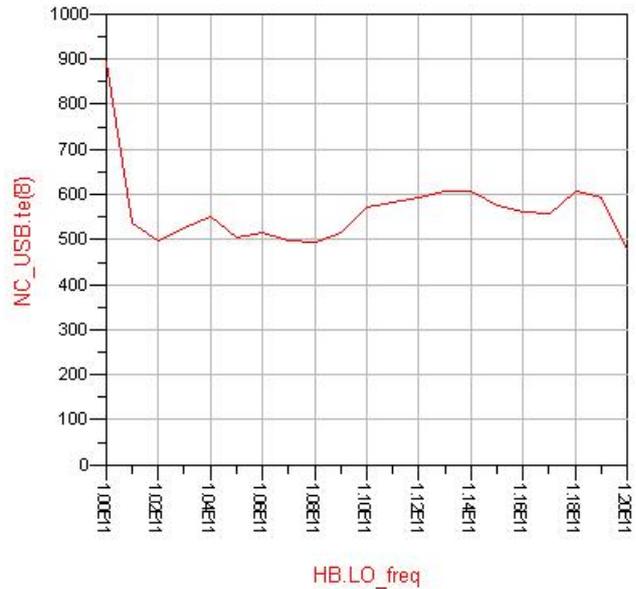


Figura 3.59. Temperatura de ruido mezclador 2 FINAL

Como podemos apreciar, obtenemos unas pérdidas de aproximadamente **5,9 dB** y una temperatura de ruido media de **550°K**.

Esto puede chocar con lo obtenido en el caso ideal, con unas pérdidas de 6,5dB y una temperatura de ruido de 529°K. Hay que tener en cuenta que en este caso real, hemos optimizado las longitudes eléctricas y por ello hemos adaptado al máximo los puerto dando lugar a los resultados mencionados.

$$\text{Mixer 1} \rightarrow f_{RF} = 440\text{GHz} \quad f_{OL} = 110\text{GHz} \quad f_{IF} = 220\text{GHz}$$

En este mezclador, es donde encontramos la problemática principal de este proyecto. Si analizamos los armónicos creados, algunos serán los mismos que en el mezclador 2,

$$\omega_{LO} = 110 \text{ GHz}$$

$$\omega_{RF} = 440 \text{ GHz}$$

$$3\omega_{LO} = 330 \text{ GHz}$$

$$5\omega_{LO} = 550 \text{ GHz}$$

$$|2\omega_{LO} + \omega_{RF}| = 660 \text{ GHz}$$

$$|2\omega_{LO} - \omega_{RF}| = 220 \text{ GHz}$$

$$|4\omega_{LO} + \omega_{RF}| = 880 \text{ GHz}$$

$$|4\omega_{LO} - \omega_{RF}| = \text{"baja frecuencia"}$$

Debido a las frecuencias con las que trabajamos en este mezclador, $f_{RF} = 440\text{GHz}$, $f_{OL} = 110\text{GHz}$ y $f_{IF} = 220\text{GHz}$, existe un armónico, concretamente el armónico de más nivel de potencia del oscilador local, el $3\omega_{LO} = 330 \text{ GHz}$ que va afectar en el funcionamiento del mezclador. Este armónico no puede ser eliminado y se volverá a mezclar con las demás frecuencias, originando nuevos armónicos.

Todo esto, supone un incremento en la temperatura de ruido (Figura 3.60) y por consiguiente unas mayores pérdidas (Figura 3.61)

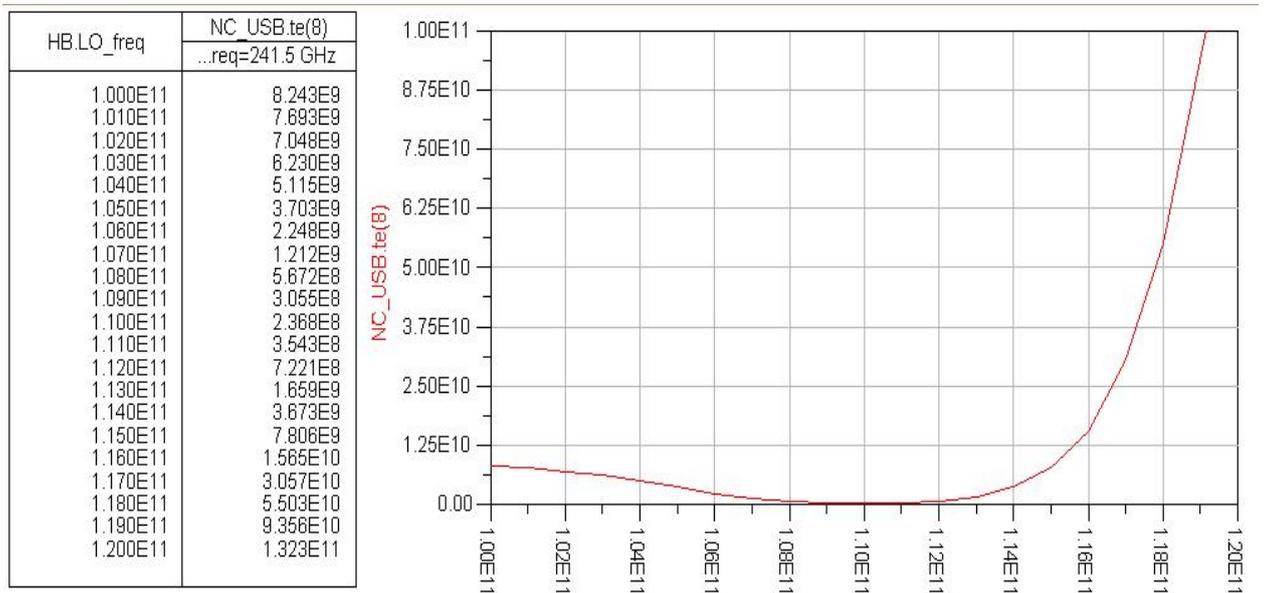


Figura 3.60. Valores erróneos de temperatura de ruido mezclador 1

HB.LO_freq	... IF1a ,(2,-1),Z_IF)
10000000000.000	84.448
10100000000.000	84.294
10200000000.000	83.957
10300000000.000	83.353
10400000000.000	82.327
10500000000.000	80.703
10600000000.000	78.456
10700000000.000	75.783
10800000000.000	72.567
10900000000.000	70.045
11000000000.000	69.162
11100000000.000	71.119
11200000000.000	74.368
11300000000.000	78.092
11400000000.000	81.628
11500000000.000	84.968
11600000000.000	88.043
11700000000.000	90.990
11800000000.000	93.568
11900000000.000	95.859
12000000000.000	97.163



Figura 3.61.Valores erróneos perdidas de inserción mezclador 1

A la vista de los resultados, estos valores no pueden considerarse bueno y por ello se plantean algunas soluciones.

Podemos hacer unas modificaciones para intentar tomar la medición de IF en este mezclador. Consistiría en modificar las bandas de paso de los filtros que rodean a los diodos y así aislar de una forma forzada IF. Somos conscientes de que lo que estamos haciendo no es correcto porque alteraríamos la finalidad que tiene designada cada filtro. Aun así, procedemos con este análisis (Figura 3.62) y tener alguna referencia en líneas futuras de lo que podríamos obtener una vez se haya evitado correctamente el armónico de 330GHz.

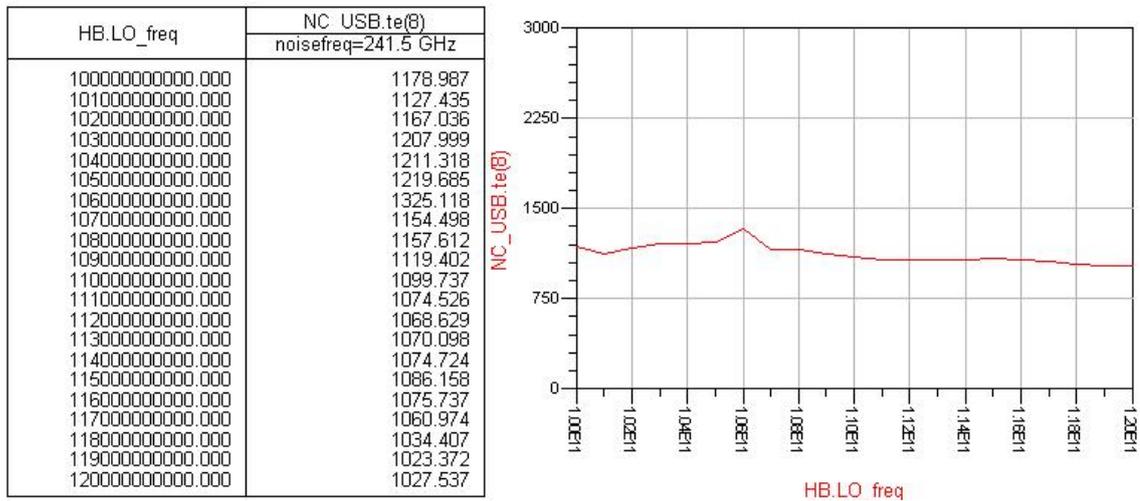


Figura 3.64. Temperatura de ruido mezclador 1

Como resumen, este mezclador 1, introduce una temperatura de ruido de 1100°K aproximadamente y unas pérdidas de conversión de 8,6 dB. Tenemos unos valores algo superiores respecto al caso ideal en ambos aspectos.

En cuanto a la impedancia vista por el par de diodos (Figura 3.65).

LO_freq	Z_diode1_LO	Z_diode1_RF
10000000000.000	509.481 - j686.564	112.800 - j135.640
10100000000.000	523.775 - j612.860	113.683 - j129.387
10200000000.000	524.780 - j578.901	114.489 - j126.460
10300000000.000	513.823 - j608.669	114.353 - j128.863
10400000000.000	495.338 - j651.910	113.606 - j133.154
10500000000.000	470.242 - j698.843	112.977 - j138.172
10600000000.000	439.542 - j742.480	111.814 - j143.869
10700000000.000	431.464 - j742.968	111.227 - j144.199
10800000000.000	421.963 - j745.326	110.739 - j145.494
10900000000.000	436.151 - j710.034	111.708 - j141.699
11000000000.000	441.064 - j688.367	112.363 - j139.757
11100000000.000	450.364 - j656.312	113.183 - j136.382
11200000000.000	447.715 - j648.852	113.277 - j135.932
11300000000.000	440.234 - j652.201	113.089 - j136.827
11400000000.000	430.154 - j660.458	112.662 - j138.662
11500000000.000	414.036 - j678.308	112.403 - j141.802
11600000000.000	413.687 - j668.373	112.690 - j141.132
11700000000.000	417.827 - j650.749	113.045 - j139.692
11800000000.000	435.905 - j603.251	113.725 - j134.434
11900000000.000	444.067 - j572.562	114.142 - j131.724
12000000000.000	434.716 - j589.257	113.387 - j135.117

Figura 3.65. Impedancia de RF y OL vista desde los diodos

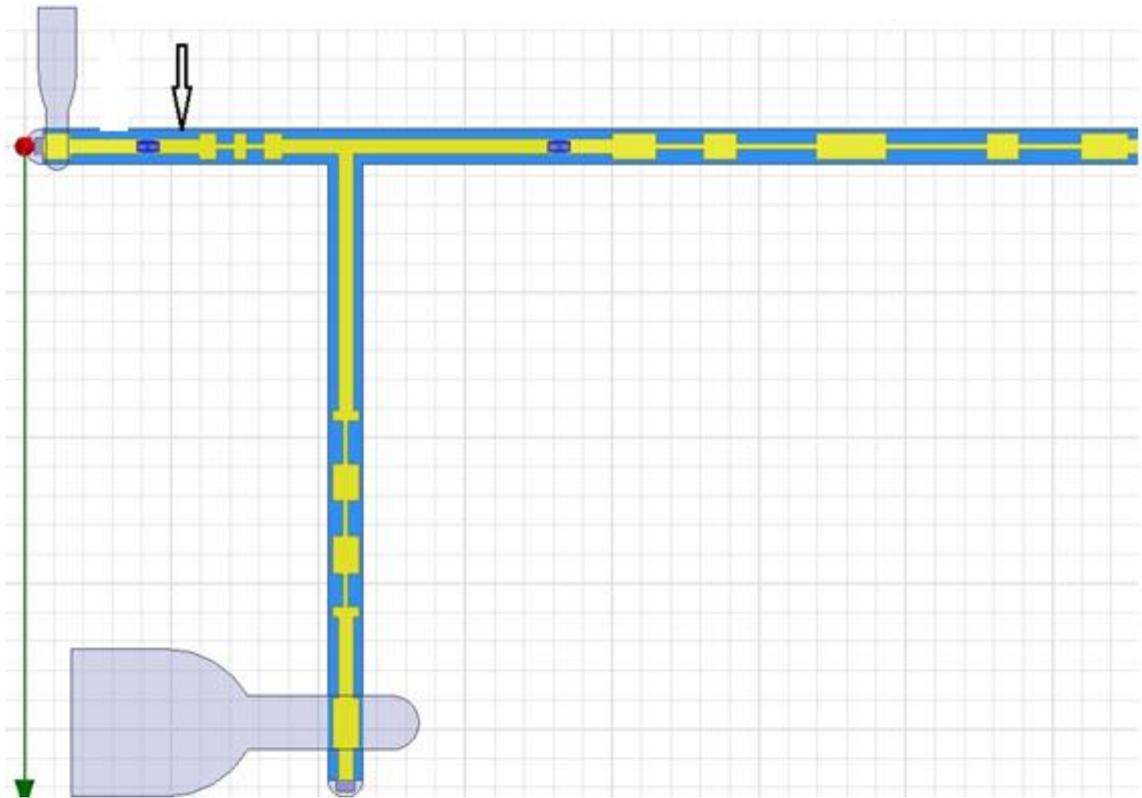


Figura 3.66. Alternativa para eliminar 330GHz en HFSS

Durante el diseño de la parte no lineal con ADS, hemos comenzado diseñando el mezclador de 220GHz y lo hemos conseguido con buenos resultados, es decir, con unas pérdidas de inserción de 5,9 dB y temperatura de ruido de 550K.

Sin embargo en el segundo mezclador, el que opera con 440GHz, no obteníamos los resultados esperados. Nos llevó tiempo comprender y explicar esos resultados. Al final dimos con la problemática, que era uno de los armónicos creados, el $3\omega_{OL}$. Éste armónico de 330GHz tiene un nivel de potencia a tener en cuenta y es el que nos alteraba el sistema. Intentamos eliminarlo de forma correcta, pero no ha sido posible. Por contra, es producido en el primer mezclador y también afectará al segundo mezclador, obteniendo a la salida valores peores en cuanto a temperatura de ruido como se ve en la Figura 3.60.

Por esto dejamos abierto este proyecto, para buscar una solución a este problema ya que es necesario para obtener valores de temperatura de ruido coherentes y no desvirtuados. Además, planteamos como una posible solución introducir un divisor con un BPF de 330GHz después del primer par de diodos para que atenué lo suficiente el armónico, que será considerada en futuras investigaciones.

Finalmente, existen otros procedimientos para realizar esta conversión frecuencial que pueden ser más sencillos de llevarlos a cabo en el caso de no solucionarlo, pero quizás se obtengan peores prestaciones. Estamos hablando de realizar una única conversión con el cuarto armónico $|4\omega_{OL} \pm \omega_{RF}|$, o de utilizar un multiplicador x2 para OL y realizar también una conversión con el segundo armónico $|2(2\omega_{OL}) \pm \omega_{RF}|$

CAPÍTULO 5. BIBLIOGRAFÍA

- Pozar D. M. Pozar, Microwave Engineering, Tercera ed.: John Wiley & Sons, 2005.
- Manuel Sierra, Electrónica de Comunicaciones, Ed: PEARSON, 2003.
- S. A. Maas, Nonlinear Microwave and RF Circuits, Segunda ed.: Artech House, 2003.
- S. A. Maas, Microwave Mixers, Primera ed.: Artech House, 1992.
- MODERN MICROWAVES CIRCUITS, Noyan Kinayman. M.I.Aksun, ed.: Artech House
- Cohn, M. ; Degenford, James E. ; Newman, B.A. “Microwave Theory and Techniques”, IEEE Transactions on ,vol.23, pp 667 – 673, 1975
- Wang Hanqing ; Yu Shili ; Su Xinghua ; Shen Lijiang ;Zhang Bo ; Chen Zhe
Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 2012 International Conference on , Vol.4, pp.1-4, 2012
- Xiaofan Yang ; Hui Wang ; Alderman, B. ; Yong Fan ;Bo Zhang
Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 2012 International Conference on , Vol.2, pp.1-3, 2012
- Thomas, B. ; Maestrini, A. ; Beaudin, G.
Microwave and Wireless Components Letters, IEEE
Vol.15, pp.865-867, 2005

- <http://www.ateral.com/es/servicios/LabTHz>
- <http://www.alfaimaging.com/>
- http://aramis.obspm.fr/~maestrini/Work/Publications_files/MAESTRINI-CRAS-2010.pdf

