

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN**

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Proyecto Fin de Carrera

**DISEÑO, FABRICACIÓN Y MEDIDA DE
BALUN DE BANDA ULTRA-ANCHA PARA
APLICACIONES DE INSTRUMENTACIÓN**

**(Design, manufacture and measurement of
ultra wide band balun for instrumentation
applications)**

Para acceder al Título de
INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Autor: Sergio Iglesias Doce

Julio - 2012



E.T.S. DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACION

INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

CALIFICACIÓN DEL PROYECTO FIN DE CARRERA

Realizado por: Sergio Iglesias Doce

Director del PFC: Amparo Herrera guardado

Título: “Diseño, fabricación y medida de Balun de banda ultra-ancha para aplicaciones de instrumentación”

Title: “Design, manufacture and measurement of ultra wide band balun for instrumentation applications”

para acceder al Título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Sancho Lucio, Sergio

Secretario (Apellidos, Nombre): Herrera Guardado, Amparo

Vocal (Apellidos, Nombre): Suárez Rodríguez, Almudena

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de:

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del PFC

Vº Bº del Subdirector

Proyecto Fin de Carrera Nº

AGRADECIMIENTOS

Empiezo dando las gracias a mi tutora, Amparo Herrera Guardado, por estar siempre disponible para solucionar mis dudas, por explicarme las cosas con paciencia, por toda la ayuda y conocimientos aportados.

Gracias a toda mi familia, por su amor incondicional y por su apoyo a la hora de sacarme esta carrera. A mi madre, por su dedicación hacia mí y por ser un ejemplo de buena persona. A mi padre, por enseñarme a luchar en lo que creo y a no rendirme en esta vida.

A mis amigos del barrio, o como a mí me gusta llamarles: mis amigos de toda la vida. Gracias a Javi (Arsie), Sara, Fran, Sergio (Ville), Aitor (Tormes), David (Martín) y Pepe, por la cantidad de buenos momentos y risas que me habéis dado, por vuestra vitalidad y optimismo. Gracias por estar ahí en lo bueno y en lo malo, y gracias de antemano por todas aquellas veces que sé que estaréis a mi lado y no me fallaréis.

A todos los amigos que he ido haciendo en la facultad a lo largo de estos años. Gracias en especial a: Jonatan, Pablo, Victor, Santi, Natividad (Tachina), Jose, Raul, Garralda, Manu, Guillermo...Sin vosotros las clases, la universidad, la biblioteca, las fiestas, los aprobados y suspensos no hubieran sido lo mismo.

A todos los amigos que conocí durante mi año de ERASMUS y que me hicieron vivir uno de los mejores años de mi vida y a los que considero parte de mi familia. Gracias a: David (Vegas), Belen (Rayo), Raquel (Raqui), Javi, Tono, Pedro, Santi, Carmen, Reyes, Marta y Pablo.

Y por último, pero no menos importante, a todas esas personas con las que he compartido momentos de mi vida y que han hecho que yo sea lo que soy hoy.

ÍNDICE

<i>ÍNDICE</i>	<i>i</i>
<i>INDICE DE FIGURAS</i>	<i>iii</i>
<i>CAPÍTULO 1</i>	<i>1</i>
INTRODUCCIÓN	1
PROPÓSITO DEL PROYECTO	2
ADVANCED DESIGN SYSTEM	4
<i>CAPITULO 2</i>	<i>5</i>
MARCO TEÓRICO	5
PARÁMETROS S	5
SISTEMAS BALANCEADOS Y NO BALANCEADOS	8
PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DE LOS BALUN EN LA ALIMENTACION DE ANTENAS	12
APLICACIONES DE INSTRUMENTACIÓN	16
ESTANDARD UWB (BANDA ULTRA-ANCHA)	18
<i>CAPITULO 3</i>	<i>20</i>
DIVISOR DE POTENCIA	20
DIVISOR DE POTENCIA WILKINSON	21
CARACTERÍSTICAS DEL DIVISOR DE POTENCIA WILKINSON	21
FASE DE DISEÑO DEL DIVISOR DE POTENCIA	24
DISEÑO DEL DIVISOR WILKINSON DE UNA ETAPA	27
DIVISOR WILKINSON DE 3 ETAPAS	35
<i>CAPITULO 4</i>	<i>43</i>
EL DESFASADOR	43
FASE DE DISEÑO DEL DESFASADOR	46
DESFASADOR 180°	47

<i>CAPITULO 5</i>	56
TEORÍA, DISEÑO Y RESULTADOS DEL BALUN	56
ESTADO DEL ARTE	56
BALUN EN CIRCUITO IMPRESO	59
UNIÓN PLANA	59
MARCHAND BALUN	59
BALUN CON DOBLE Y	61
FASE DE DISEÑO DEL PRIMER BALUN	61
DISEÑO DEL BALUN EN ADS	63
DISEÑO DEL BALUN CON MOMENTUN	68
PASOS REALIZADOS PARA LA SIMULACIÓN DEL BALUN CON MOMENTUN	70
OPTIMIZACIÓN DE CIRCUITO CON MOMENTUM	73
MODIFICACIÓN DE LA ESTRUCTURA DEL BALUN	78
FABRICACIÓN DEL PRIMER PROTOTIPO DE BALUN	81
MEDIDA DEL PRIMER PROTOTIPO DE BALUN	82
FASE DE DISEÑO DEL SEGUNDO BALUN	92
DISEÑO DEL BALUN EN ADS	92
SIMULACIÓN CON MOMENTUM	96
FABRICACIÓN DEL SEGUNDO PROTOTIPO DE BALUN	99
MEDIDA DEL SEGUNDO PROTOTIPO DE BALUN	100
<i>CAPITULO</i>	102
CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	102
REFERENCIAS	104

INDICE DE FIGURAS

Figura 1 - Voltaje y corriente en la línea de transmisión.....	7
Figura 2 - Inducción de señales en modo común	12
Figura 3 - Diferencia de corrientes debidas a la naturaleza asimétrica de la alimentación	13
Figura 4 - Corrientes no deseadas espurias en una conexión no balanceado/balanceado	14
Figura 5 - Simetrización mediante estructura BALUN.....	15
Figura 6 - Simetrización mediante estructura BALUN.....	15
Figura 7 - Esquema de un sistema de instrumentación	18
Figura 8 - Espectro UWB.....	19
Figura 9 - Esquema básico de un divisor Wilkinson.....	22
Figura 10 - Layout del divisor de Wilkinson.....	23
Figura 11 - Matriz de parámetros S del divisor de Wilkinson	23
Figura 12 - Respuesta frecuencial del divisor Wilkinson.....	24
Figura 13 - Parámetros del substrato CUCLAD.....	25
Figura 14 - Componente del substrato en ADS.....	25
Figura 15 - Panel de control del programa linecalc.....	26

Figura 16 - Diseño del divisor de potencia Wilkinson	28
Figura 17 - Esquemático divisor Wilkinson de una etapa	30
Figura 18 - Parametro S21 y S31 del Wilkinson de una etapa	32
Figura 19 - Parámetro S32 del Wilkinson de una etapa	33
Figura 20 - Parámetros S del divisor Wilkinson de una etapa.....	34
Figura 21 - Layout Divisor Wilkinson de una etapa	35
Figura 22 - Esquemático divisor Wilkinson de tres etapas	36
Figura 23 - Layout del divisor Wilkinson de tres etapas.....	36
Figura 24 - Parámetros de optimización.....	37
Figura 25 - Parámetro S21 y S31 divisor Wilkinson de 3 etapas	38
Figura 26 - Parámetro S32 del divisor Wilkinson de tres etapas	39
Figura 27 - Representación de los parámetros S del Wilkinson de tres etapas	40
Figura 28 - Comparación entre el divisor de una etapa y el de tres etapas de sus pérdidas de inserción.....	41
Figura 29 - Comparación entre el divisor de una etapa y el de tres etapas del parámetro S32	42
Figura 30 - Desfasador visto en microstrip	44
Figura 31 - Estructura desfasador 180°.....	46
Figura 32 - Esquemático desfasador 180°	47

Figura 33 - Herramienta linecalc para el cálculo de las dimensiones de las líneas acopladas del desfasador	48
Figura 34 - Esquemático del desfasador en ADS	49
Figura 35 - Layout del desfasador	50
Figura 36 - Layout del desfasador modificando su longitud física	50
Figura 37 - Diferencia de fase lograda por el circuito desfasador.....	51
Figura 38 - Modelado de terminación en circuito abierto para línea microstrip	52
Figura 39 - Esquemático desfasador definitivo	53
Figura 40 - Layout desfasador definitivo	54
Figura 41 - Variación de fase del desfasador definitivo.....	55
Figura 42 - Circuito equivalente del Marchand Balun	58
Figura 43 - Circuito equivalente genérico de un Marchand BALUN	60
Figura 44 - Circuitos equivalentes del Marchand BALUN.....	60
Figura 45 - Circuito equivalente de un Y BALUN	61
Figura 46 - Esquemático Balun	63
Figura 47 - Topología básica BALUN	64
Figura 48 - Definición del SMT_Pad de las resistencias.....	65
Figura 49 - Pérdidas de inserción del BALUN.....	66

Figura 50 - Diferencia de fase del BALUN.....	67
Figura 51 - Aislamiento y pérdidas de retorno del BALUN	68
Figura 52 - Layout del BALUN	68
Figura 53 - Análisis del BALUN con Momentum	69
Figura 54 - definición del substrato con Momentum	70
Figura 55 - Definición de la simulación de parámetros S con Momentum.....	72
Figura 56 - Esquemático con el layout como componente.....	73
Figura 57 - Captura del Optimisation Cockpit de ADS.....	74
Figura 58 - Huella del circuito para la optimización con Momentum.....	75
Figura 59 - Definición de variables con Momentum.....	76
Figura 60 - Pérdidas de inserción del Balun con Momentum	76
Figura 61 - Desfase del Balun con Momentum.....	77
Figura 62 - Aislamiento y pérdidas de retorno del Balun con Momentum	77
Figura 63 - Layout definitivo del Balun	78
Figura 64 - Pérdidas de inserción del Balun definitivo	79
Figura 65 - Aislamiento y pérdidas de retorno del Balun definitivo	80
Figura 66 - Desfase del balun definitivo	80
Figura 67 - primer prototipo de Balun construido.....	81

Figura 68 - kit de calibración.....	82
Figura 69 - Montaje para la medida del Balun	83
Figura 70 - Medida del parámetro S21 con carga adaptada	84
Figura 71 - Pérdidas de inserción del Balun de instrumentación medido en el laboratorio	85
Figura 72 - Aislamiento del Balun de instrumentación medido en el laboratorio.....	86
Figura 73c - Adaptación en el puerto 3 del Balun de instrumentación medido en el laboratorio.....	89
Figura 74 - Anchuras de stubs y líneas acopladas del Balun diseñado	90
Figura 75 - Anchura de las líneas acopladas del Balun construido.....	91
Figura 76 - Anchura de los Stubs del Balun construido	91
Figura 77 -Esquemático del segundo prototipo de Balun	93
Figura 78 -Layout del segundo prototipo de Balun.....	94
Figura 79 - Pérdidas de inserción del segundo prototipo de Balun.....	95
Figura 80 - Pérdidas por Reflexión y aislamiento del segundo prototipo de Balun.....	95
Figura 81 - Diferencia de fase del segundo prototipo de Balun	96
Figura 82 - Huella generada con Momentum del segundo prototipo de Balun.....	97
Figura 83 - pérdidas de inserción del segundo prototipo de Balun con Momentum.....	98
Figura 84 - Pérdidas por Reflexión del segundo prototipo de Balun con Momentum...	98

Figura 85 - Diferencia de fase del segundo prototipo de Balun con Momentum.....	99
Figura 86 - Pérdidas de inserción del segundo prototipo de Balun medido en el laboratorio.....	101
Figura 87 - Pérdidas de retorno del segundo prototipo de Balun medidas en el laboratorio.....	101

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

El desarrollo de este proyecto final de carrera se ha llevado a cabo en el departamento de Ingeniería de comunicaciones de la Universidad de Cantabria con el Grupo de Ingeniería de Microondas y Sistemas de Radiocomunicación. El trabajo desarrollado se centra en el diseño de dos BALUN (acrónimo para Balanced-to-Unbalanced converter) de banda ultra-ancha (UWB) en circuito impreso. Estos dispositivos son de gran interés en la actualidad gracias a su estructura planar que permite que sean fácilmente integrados en sistemas de microondas y radiofrecuencia cubriendo anchos de banda bastante amplios.

Los BALUN de banda ancha son principalmente dispositivos de tres puertos formados por un puerto de entrada y dos puertos de salida. Son diseñados con el objetivo de transformar una señal de entrada desbalanceada en dos señales de salida balanceadas, las cuales tienen la misma amplitud pero una diferencia de fase de 180° . Además, para los BALUN de banda ultra-ancha, es necesario que las propiedades anteriormente citadas se cumplan a lo largo de un amplio rango de frecuencias. La habilidad que tienen estos dispositivos para acoplar una entrada desbalanceada a una salida balanceada tiene como principal objetivo alcanzar la compatibilidad entre sistemas. De esta forma, tiene multitud de aplicaciones en los sistemas de comunicación modernos y los hace esenciales en circuitos como mezcladores balanceados, amplificadores push-pull y redes de alimentación de antenas, entre otros. Un mal diseño del BALUN puede degradar el funcionamiento de un sistema entero lo que justifica los esfuerzos en el diseño del circuito.

La mayoría de las estructuras de BALUN actuales son de banda estrecha desarrolladas

para aplicaciones específicas. Por lo tanto, existe la necesidad de realizar este tipo de estructuras para aplicaciones de banda ancha [1]. Una de las principales razones por la que es requerida una señal balanceada a la entrada de circuitos analógicos es la reducción del ruido y el alto orden de armónicos. Cuando se usa una antena balanceada, como por ejemplo un dipolo, resulta relevante como alimentarla. Los principales sistemas de alimentación son desbalanceados, como por ejemplo el cable coaxial, que resulta ser uno de los más utilizados. Como consecuencia, para garantizar una alimentación balanceada se debe añadir un BALUN entre el elemento radiante y la fuente desbalanceada.

PROPÓSITO DEL PROYECTO

La conectividad inalámbrica ha permitido un nuevo estilo de vida móvil lleno de comodidades para los usuarios de tecnología inalámbrica. En los últimos años la demanda de usuarios de dispositivos que utilicen este tipo de tecnología se ha visto multiplicada y en consecuencia también ha crecido la necesidad de dar servicio a todos ellos. Se pretende, que un usuario pueda conectar en su hogar digital varios dispositivos sin que el rendimiento de estos se vea afectado, como puede ser, la conexión simultánea de sus ordenadores personales, PDA's, teléfonos personales, consolas de videojuegos, etc conviviendo todos en lo que se conoce como red inalámbrica de área personal (WPAN).

Actualmente las redes inalámbricas locales (WLAN) no pueden cumplir las necesidades de conectividad de mañana, que requieren de un gran ancho de banda, para que todos los dispositivos electrónicos que poseen los usuarios puedan convivir al mismo tiempo.

La tecnología UWB ofrece una solución para este problema ofreciendo un gran ancho de banda para dar cabida a la gran cantidad de equipos inalámbricos que pueden existir en un entorno de oficina o en el hogar, permitiendo altas velocidades de datos, con bajo coste y bajo consumo de energía.

En este proyecto se presenta el diseño y la implementación de dos BALUN formados

por un Divisor Wilkinson de -3dB y un desfasador de 180° construido mediante líneas de transmisión y líneas acopladas que realizan la diferencia en fase de 180°. Cada BALUN será diseñado para trabajar a frecuencias distintas y por tanto sus aplicaciones serán también diferentes, aunque ambos trabajaran dentro de las frecuencias de banda ultra-ancha (UWB), de las que hablaremos más adelante en el capítulo 2. Por tanto, uno de los diseños se centrará en el estándar definido por la FCC para estas frecuencias, que recorre desde los 3.1 Ghz a los 10,6 Ghz y el segundo diseño se utilizará para aplicaciones de instrumentación a frecuencias un poco más altas, desde los 8 Ghz a los 16 Ghz. Ambos han sido diseñados para obtener una buena adaptación y aislamiento en los dos puertos balanceados cubriendo el mayor ancho de banda posible. De esta forma pueden ser utilizados para las aplicaciones más comunes en sistemas y circuitos inalámbricos. Los diseños han sido validados y optimizados mediante el simulador ADS (ADVANCED DESIGN SYSTEM) de Agilent para luego ser implementados en un sustrato CUCLAD que es de bajo costo y estructura sencilla.

Existen en la actualidad multitud de tipos de Balun y recientemente se han propuesto numerosas topologías. Los Balun fabricados con divisor Wilkinson son muy populares debido a la sencilla estructura y diseño y a la facilidad de expandirse hacia nuevas aplicaciones. Debido a que los divisores Wilkinson básicos funcionan correctamente a lo largo de un ancho de banda reducido, a menudo se requieren estructuras multi-etapa que mejoran el ancho de banda de operación, siendo esta estructura la que adoptaremos para el diseño de nuestros BALUN.

Este proyecto está organizado en seis capítulos. Después del capítulo introductorio, en el segundo capítulo se describen los conceptos básicos utilizados en el proyecto.

En el tercer capítulo se realiza el diseño de un divisor Wilkinson, comparando las prestaciones que puede tener un divisor simple de una etapa con un divisor de tres etapas y eligiendo el más adecuado para nuestro propósito.

En el capítulo 4 se propone el diseño de un circuito desfasador realizado con líneas

acopladas y Stubs en corto circuito y circuito abierto, capaz de ofrecer un desfase de 180° a lo largo de un gran ancho de banda.

En el capítulo 5 se unifican las estructuras del Wilkinson y el desfasador para fabricar dos BALUN. El primero diseñado para trabajar en aplicaciones de instrumentación y el segundo para trabajar dentro del estándar de UWB. Ambos diseños han sido realizados y optimizados con el software ADS y más tarde fabricados en el laboratorio de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria.

Finalmente, el capítulo 6, se refiere a las conclusiones obtenidas durante la realización de este proyecto, las complicaciones encontradas y las futuras líneas de trabajo que ofrecerán modificaciones y alternativas para que en nuevos diseños se obtengan resultados mejores.

ADVANCED DESIGN SYSTEM

Para el diseño y correspondiente simulación de cada uno de los elementos que conforman el sistema receptor se ha hecho uso, durante todo el proyecto, de la herramienta Advanced Design System (ADS). ADS es un software de diseño de circuitos electrónicos creado por Agilent EESof EDA que es una unidad de Agilent Technologies. Esta herramienta suministra un ambiente de diseño integrado a los diseñadores de productos de RF como teléfonos móviles, sistemas radar, redes wireless o satélites de comunicación. Agilent ADS soporta cada paso del proceso de diseño: esquemático, layout, simulaciones en el dominio de la frecuencia y del tiempo y simulaciones electromagnéticas. Todo esto permite al ingeniero caracterizar y optimizar completamente el diseño de RF sin cambiar de herramienta.

Además Agilent EESof ha donado varias licencias del software ADS a distintos departamentos de ingeniería eléctrica y de comunicación de numerosas universidades, como es el caso de la Universidad de Cantabria. Esto hace que un gran porcentaje de los ingenieros recién titulados tengan experiencia en su uso y que como resultado el software tenga una amplia aceptación en la industria.

CAPITULO 2

MARCO TEÓRICO

PARÁMETROS S

Los parámetros S describen la transferencia de energía o potencia entre los distintos puertos de un circuito que opera a altas frecuencias. Estos parámetros se definen como:

$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} \quad a_k = 0 \forall k \neq j$$

donde b y a representan ondas de voltaje generalizadas para cualquier impedancia característica de la línea Z_{ci} con la que se conecta cada puerto y cuyo valor absoluto es igual a la potencia asociada a la onda.

$$a_i = \frac{V_i^+}{\sqrt{Z_{ci}}} \quad b_i = \frac{V_i^-}{\sqrt{Z_{ci}}} \quad i = 1 \dots N$$

La principal ventaja de usar estos parámetros es que resultan mucho más sencillos de medir en altas frecuencias que cualquier otro tipo de parámetros ya que no es necesario imponer condiciones de cortocircuito o circuito abierto. Otra ventaja importante de los parámetros S frente a cualquier otro conjunto es el hecho de que las ondas de potencia no sufren variaciones de magnitud al propagarse por una línea de transmisión sin pérdidas. Esto permite medir los parámetros de un dispositivo situado a una cierta distancia de los terminales del equipo de medida, y trasladar la información medida a los puntos reales con un solo cambio de planos de referencia.

Utilizando los instrumentos que se describirán posteriormente podemos obtener los parámetros S y, a partir de ellos, definir las siguientes propiedades que caracterizan a las redes de microondas:

a) Coeficiente de Reflexión

Relaciona la amplitud de la onda reflejada con la amplitud de la onda incidente. El voltaje en las terminales de la carga es la suma de dos voltajes: uno incidente, debido al generador, $V_{incidente}$, y otro reflejado por la carga, $V_{reflejada}$. La relación entre el voltaje reflejado y el incidente se designa como coeficiente de reflexión y viene relacionado y determinado con los parámetros S de la siguiente expresión:

$$\Gamma_{ii} \equiv \frac{V_{reflejada}}{V_{incidente}} = S_{ii} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

Un esquema del circuito que relaciona la onda reflejada con la incidente se puede ver en la figura 1

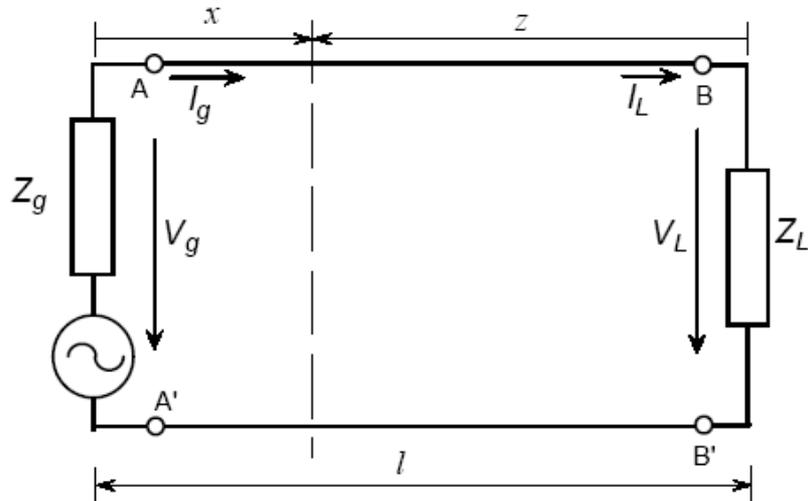


Figura 1 - Voltaje y corriente en la línea de transmisión

b) Coeficiente de onda estacionaria (ROE)

En una línea sin pérdidas se define el coeficiente ROE como la relación entre el valor máximo y mínimo de una onda estacionaria.

$$ROE = \frac{|V_{\max}|}{|V_{\min}|}$$

Podemos relacionar este coeficiente con el coeficiente de reflexión y consecuentemente con los parámetros S como sigue:

$$ROE = \frac{1 + \Gamma_{ii}}{1 - \Gamma_{ii}} = \frac{1 + S_{ii}}{1 - S_{ii}}$$

c) Pérdidas de retorno (RL)

Informan de la proporción de potencia que se pierde en las reflexiones.

$$RL = -20\log|\Gamma_{ii}| = -20\log|S_{ii}|$$

d) Ganancia de transmisión

Relación entre la potencia incidente por un puerto y la recibida por otro, cuando la salida se carga con una carga adaptada y a la entrada se emplea una impedancia de referencia. Es decir:

$$G_r = \left| \frac{P}{P_1} \right| = |S_{21}|^2$$

e) Pérdidas de inserción (IL)

Las pérdidas de inserción informan sobre la reducción de potencia que sufre la señal al atravesar el circuito.

$$IL = -10\log|G_r| = -20\log|S_{21}| = -20\log|1 + \Gamma|$$

SISTEMAS BALANCEADOS Y NO BALANCEADOS

Las líneas de transmisión confinan la energía electromagnética a una región del espacio limitada por el medio físico que constituye la propia línea, a diferencia de las ondas que se propagan en el aire, sin otra barrera que los obstáculos que encuentran en su camino. La línea esta formada por conductores eléctricos con una disposición geométrica determinada que condiciona las características de las ondas electromagnéticas en ella.

En los sistemas de comunicaciones, las líneas de transmisión encuentran numerosas aplicaciones no solo en el transporte de señales entre una fuente y una carga, sino también como circuitos resonantes, filtros y acopladores de impedancia. Algunas de las aplicaciones más comunes incluyen el transporte de señales telefónicas, datos y

televisión, así como la conexión entre transmisores y antenas y entre estas y receptores.

En el proyecto que nos ocupa, diseñaremos un dispositivo capaz de pasar de una línea Balanceada a una no Balanceada y viceversa.

Las líneas balanceadas son aquellas en que los voltajes de los conductores son simétricos respecto a tierra, por ejemplo las líneas de pares de dos a cuatro conductores. Entre estas se encuentran las antiguas líneas telefónicas y telegráficas soportadas por postes, las líneas de pares utilizadas en cable telefónico y otros tipos de líneas utilizadas en aplicaciones de audio, televisión y otros sistemas electrónicos de comunicaciones. Estas líneas también se emplean en sistemas de comunicaciones para conectar antenas en que se requieren características balanceadas, como por ejemplo dipolos abiertos o doblados, antenas rómbicas, etc. y pueden tener dieléctrico de aire, como en el caso de líneas telefónicas montadas en postes o emplear dieléctricos sólidos, generalmente de plástico. Algunas de las líneas microstrip, construidas en circuitos impresos, pueden ser también de tipo no balanceado.

En las líneas no balanceadas, uno de los conductores suele estar conectado a tierra y el ejemplo más abundante es la línea o cable coaxial, utilizada extensamente en los sistemas de comunicaciones.

El término línea balanceada es un anglicismo derivado de Balance, que significa equilibrio, por ello también se le conoce como línea equilibrada. Una línea equilibrada se realiza mediante dos conductores, uno de ellos denominado “vivo” o “caliente” el cual porta la señal en fase, el otro denominado “retorno” o “frío” porta la señal desfasada 180° llamada contrafase. Con esta disposición, se consigue mejorar la respuesta ante las interferencias que ofrece la línea no balanceada. La diferencia entre ambas es considerable, pudiendo llegar a los 80 dB.

El origen de la tecnología balanceada se remonta a los inicios de la industria de telefonía, la cual necesitó de un sistema que fuera capaz de eliminar las grandes cantidades de energía electromagnética inducidas por las líneas de alimentación que

viajan a la par con las redes telefónicas, posteriormente el modelo fue adoptado por el audio profesional, como un complemento al resto de los métodos de eliminación de ruido. Teóricamente el sistema es perfecto para los ruidos producidos por las conexiones a tierra y las Interferencias electromagnéticas (IEM).

La reducción del ruido en un sistema balanceado se produce en la entrada de los equipos, que consiste en una etapa diferencial, es decir, su función es invertir la señal de uno de los conductores y sumarla con la del otro conductor, en otras palabras, realiza una diferencia entre las señales del par de conductores, por lo tanto, dependiendo de la polaridad de la señal en los conductores, esta etapa sumará o restará sus amplitudes, considerando esto último, el ruido debería restarse y la señal útil sumarse.

Esta disposición de las señales es llamada modo diferencial y se caracteriza en que la amplitud de las señales en cada uno de los conductores en un instante dado deben ser exactamente iguales pero de polaridad opuesta. Para lograr esto la etapa debe dividir la señal en dos señales e invertir la polaridad en una de ellas.

Para que las señales de ruido sean eliminadas completamente deben inducirse con la misma amplitud y polaridad o fase en cada conductor, es decir señales en modo común, para que sean restadas en la etapa de entrada y no sumadas, sin embargo la eliminación completa del ruido en modo común depende además de la estabilidad y tolerancia de los componentes del circuito. De esto último también depende obtener señales realmente en modo diferencial, y en la calidad de un sistema balanceado. En las ecuaciones 415 y 416 podemos apreciar la idea de forma más clara.

$$\text{Entradas en modo diferencial} \rightarrow V_d = V_{i1} - V_{i2}$$

$$\text{Entradas en modo común} \rightarrow V_c = \frac{1}{2}(V_{i1} + V_{i2})$$

Si las entradas aplicadas a un sistema son de polaridad opuesta, $V_{i1} = -V_{i2} = V_s$,

el voltaje total resultante (V_d) es:

$$V_d = V_{i1} - V_{i2} = V_s - (-V_s) = 2V_s \quad \text{Ec. (415)}$$

Mientras que el voltaje en modo común resultante (V_c) sería:

$$V_c = \frac{1}{2}(V_{i1} + V_{i2}) = \frac{1}{2}(V_s + (-V_s)) = 0 \quad \text{Ec. (416)}$$

Como el ruido siempre es inducido en modo común, en los sistemas balanceados quedaría eliminado.

La capacidad que tiene un sistema en eliminar las señales en modo común esta dada por el CMRR (siglas en inglés de razón de rechazo en modo común), la cual es medida en decibelios como muestra la ecuación (3.5), siendo una característica específica de la etapa de entrada de los sistemas balanceados.

$$CMRR = A_d - A_c \quad \text{Ec. (3.5)}$$

Donde A_d es la ganancia para las señales en modo diferencial, y A_c la ganancia de señales en modo común.

En la figura 2 se muestra la forma en que las señales en modo común son inducidas a través de un cable balanceado.

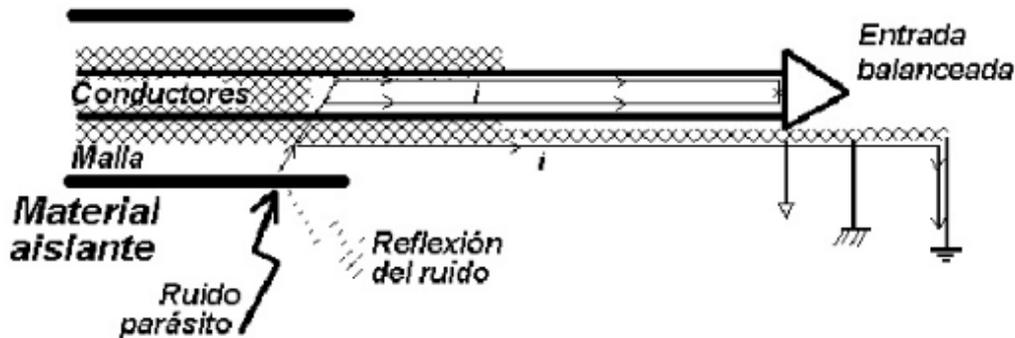


Figura 2 - Inducción de señales en modo común

Por otro lado, los sistemas desbalanceados son conexiones que hacen uso de sólo dos conductores, en donde ambos portan la señal siendo uno de ellos además la tierra del sistema. Aunque estos sistemas no son tan efectivos contra las IEM como los sistemas balanceados, no significa que sean menos utilizados en sistemas profesionales, principalmente por reducción de costos y un diseño menos complejo.

A modo de resumen, podemos concluir que los sistemas balanceados se caracterizan por dejar pasar las señales en modo diferencial y no dejar pasar las señales en modo común como el ruido.

PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DE LOS BALUN EN LA ALIMENTACION DE ANTENAS

Cuando se conecta un dipolo (línea balanceada) a un conector de naturaleza coaxial (línea desbalanceada) se da la situación representada en la figura 3, en la que se puede apreciar una diferencia de corrientes en los brazos del dipolo debido a la naturaleza asimétrica de la alimentación.

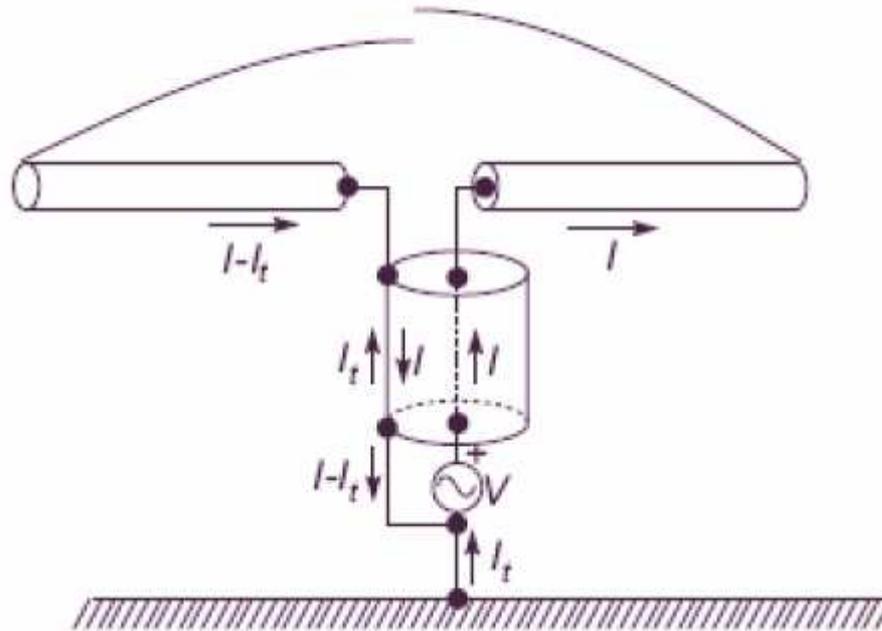


Figura 3 - Diferencia de corrientes debidas a la naturaleza asimétrica de la alimentación

Considérese, por ejemplo, el dipolo de media onda alimentado mediante un cable coaxial. La antena constituye una carga balanceada respecto a un hipotético plano de simetría perpendicular a su punto central. Ahora, si se quiere que la antena radie según la forma esperada del lóbulo de radiación, es necesario que se respete la igualdad de corriente en los dos brazos. Sin embargo, puesto que la línea de alimentación no está formada por dos conductores iguales, la antena no está alimentada en modo balanceado. La corriente total en el conductor central circula a través de la rama correspondiente a la antena que pasa por el conductor externo, o más precisamente por la superficie interna del conductor, usando la superficie externa para encontrar un parcial retorno.

En conclusión se tienen corrientes ligeramente distintas en las dos ramas de la antena y una radiación espuria de la corriente de retorno como se muestra en la figura 4.

Puesto que todos los parámetros eléctricos de la antena dependen esencialmente del campo electromagnético generado, la deformación de este último produce un

funcionamiento generalmente distinto al esperado que afecta negativamente sobre el diagrama de radiación del dipolo y la impedancia de entrada. Por consiguiente, es necesario introducir un BALUN.

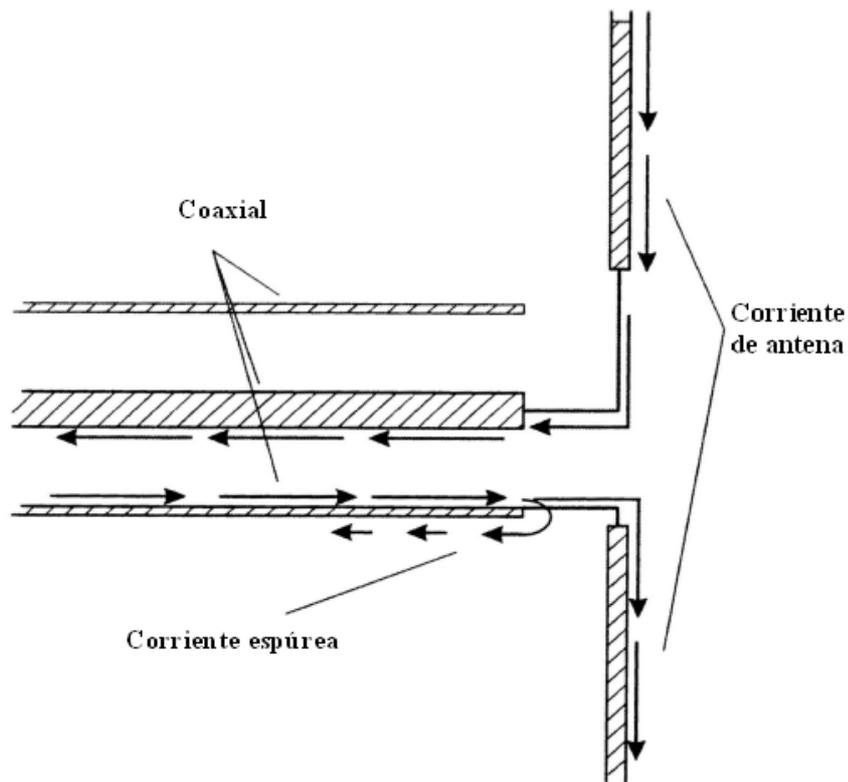


Figura 4 - Corrientes no deseadas espurias en una conexión no balanceado/balanceado

El objetivo de la red BALUN es hacer que el camino de las corrientes hacia ambos brazos del dipolo sea el mismo y conseguir así la simetría buscada.

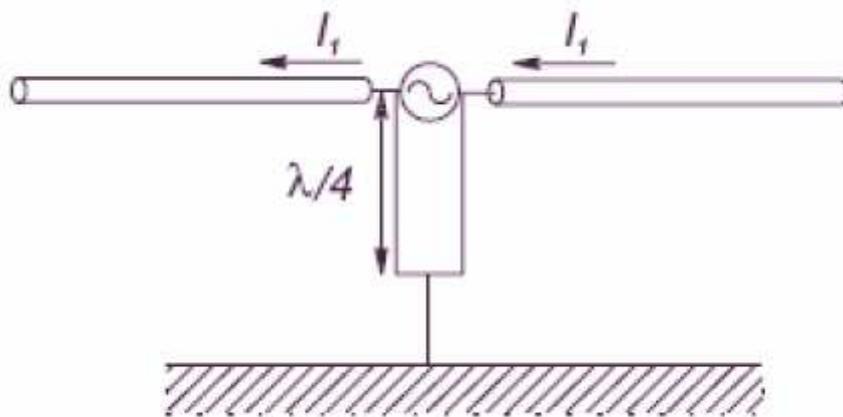


Figura 5 - Simetrización mediante estructura BALUN

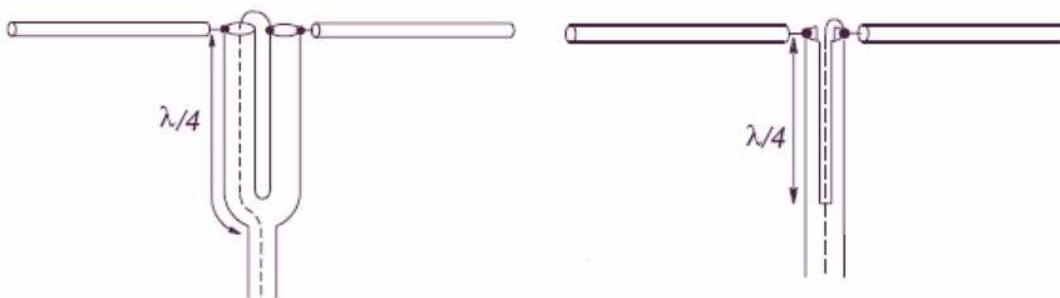


Figura 6 - Simetrización mediante estructura BALUN

Las figuras 5 y 6 muestran una manera de hacer que los caminos que seguirá la corriente hacia ambos brazos del dipolo sean iguales. Se podría ubicar la fuente justo entre ambos dipolos y cortocircuitar uno de ellos con la fuente para balancear las corrientes como se muestra en la figura K1, pero esto cancelaría cualquier tipo de radiación de la antena. Es por lo que esta conexión, en lugar de hacerla en los brazos del dipolo se hace a una distancia de $\lambda/4$, para la cual no existe problema de variación de la impedancia de entrada a causa de las corrientes en la línea. De la misma manera se puede observar cómo en la figura K2 (izquierda) el coaxial se ha dividido en dos, aunque el conductor

central sólo pasa por uno de ellos. En ésta se observa un cortocircuito a una distancia $\lambda/4$ de los brazos del dipolo. Este cortocircuito se va a comportar como un circuito abierto a la altura de la conexión del dipolo con el coaxial, evitando así corrientes parásitas por la malla del coaxial hacia la fuente (corrientes que provocan el no balanceo).

Estas configuraciones se refieren a redes BALUN a partir de coaxiales. En nuestro diseño las vamos a pasar a tecnología microstrip.

A pesar de que son muchos los distintos prototipos de balunes que se han diseñado desde el primer modelo propuesto por Marchand en 1944, los baluns en tecnología impresa han despertado, recientemente, gran interés por su fácil implementación, bajo costo y buen funcionamiento.

APLICACIONES DE INSTRUMENTACIÓN

Instrumentación electrónica es la parte de la electrónica, principalmente analógica, que se encarga del diseño y manejo de los aparatos electrónicos y eléctricos, sobre todo para su uso en mediciones. La instrumentación electrónica se aplica en el sensado y procesamiento de la información proveniente de variables físicas y químicas, a partir de las cuales realiza el monitoreo y control de procesos, empleando dispositivos y tecnologías electrónicas, tratando los sistemas integrados cuya finalidad es medir magnitudes físicas de un sistema externo, elaborar la información asociada a ellas y presentarla a un operador.

Como se comentó en la introducción, uno de los BALUN que diseñaremos tendrá el objetivo de trabajar para aplicaciones de instrumentación. En esta introducción explicaremos en que consisten estas aplicaciones.

Las razones por las que la tecnología electrónica es la más utilizada por los sistemas de instrumentación son:

- Las señales eléctricas permiten manejar señales en un rango dinámico de tiempos muy amplio (10^{15}), desde los picosegundos ($10^{-12} s$) hasta horas ($10^3 s$).
- Las señales eléctricas pueden ser transmitidas muy fácilmente a través de cables metálicos, sistemas radiados, o fibra óptica.
- Las señales eléctricas pueden ser amplificadas por circuitos electrónicos de forma muy eficientes, y pueden manejarse rangos de señal muy amplios (10^{12}), desde los nanovoltios ($10^{-9} V$) hasta los kilovoltios ($10^3 V$).
- Los sistemas electrónicos permiten complejas transformaciones funcionales de las señales eléctricas.
- Las señales eléctricas son las más apropiadas para ser introducidas en los computadores, los cuales representan el medio más potente de registro, transformación y presentación de la información.
- La tecnología electrónica actual es la que presenta mejor relación prestaciones/costo

La instrumentación electrónica presenta actualmente ciertas desventajas:

- Presenta un rango de temperaturas limitado desde $-50^{\circ}C$ hasta $175^{\circ}C$.
- Son equipos sensibles a la radiación de alta energía.
- Requiere una fuente de potencia para su operación.
- Los componentes electrónicos activos suelen presentar deriva al envejecimiento.

En la figura 7 se muestra el esquema básico de cualquier sistema de instrumentación.

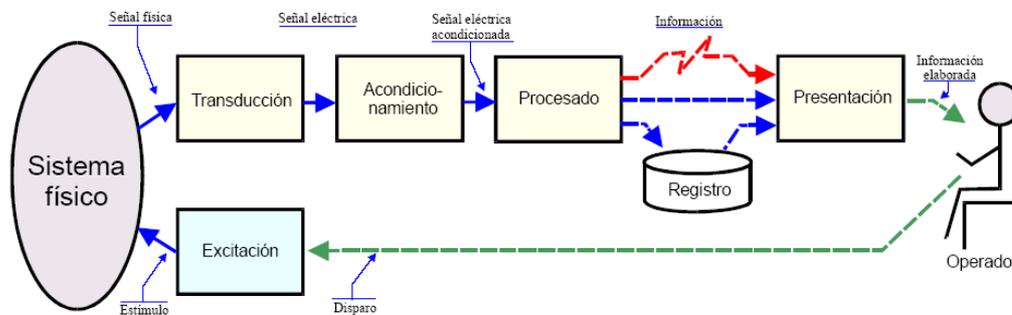


Figura 7 - Esquema de un sistema de instrumentación

ESTANDAR UWB (BANDA ULTRA-ANCHA)

La tecnología UWB (Ultra-Wide-Band) se caracteriza por su gran ancho de banda espectral. Una señal de RF se define como de banda Ultra-ancha cuando su ancho de banda a -3dB de su frecuencia central es como mínimo el 25% de su ancho de banda total. Este tipo de tecnología comenzó utilizándose en entornos militares debido a sus aplicaciones en sistemas de radares y los sistemas de reconocimiento. Este gran interés en UWB se ve reflejado en el año 2000 cuando la agencia de regulación de las comunicaciones (FCC, Federal Communications Commission) de los EE.UU propone regular el uso de UWB para usos civiles.

La tecnología de radiocomunicaciones UWB queda enmarcada en su uso comercial para comunicaciones en el espectro radioeléctrico de 3.1 Ghz hasta 10.6 Ghz, según la normativa de EE.UU, Europa y de la mayoría de regiones del mundo. Al ser considerado como un sistema de radiocomunicaciones sin licencia de banda ultra-ancha, los sistemas UWB deben coexistir en muchos casos con otros sistemas de comunicaciones de banda estrecha con licencia. Esta coexistencia obliga a regular las potencias de emisión y recepción de los sistemas UWB para evitar escenarios de interferencias indeseadas. A este respecto los diferentes grupos de trabajo en los

organismos regulatorios internacionales como la FCC, la ETSI o la ARIB japonesa proponen un marco espectral para la regulación de la potencia de emisión UWB en la banda de 3.1 Ghz a 10.6 Ghz para aplicaciones interiores o de corto alcance. Esta regulación define la densidad de potencia máxima transmitida en la banda de interés en 41.3 dBm/Mhz y también define el máximo valor de potencia de pico en la banda de trabajo como de 0 dBm/50 Mhz. En la figura 8 podemos ver como queda regulado en el espectro de frecuencia el standard UWB.

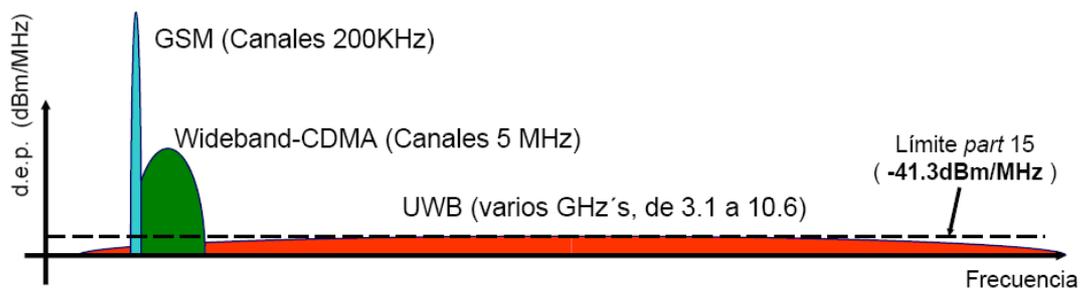


Figura 8 - Espectro UWB

UWB se define por lo tanto como un sistema de radiocomunicaciones para enlaces radio de corta distancia a muy alta velocidad, o para enlaces de media y larga distancia a muy baja velocidad en aplicaciones de sensado, seguridad o transmisiones sensibles.

En el estudio de este proyecto final de carrera se propone el desarrollo de un BALUN capaz de trabajar a frecuencias de UWB.

CAPITULO 3

DIVISOR DE POTENCIA

En general, suele designarse como divisor de potencia a una red de tres o más puertos en la que la señal de entrada se reparte de forma precisa entre las puertos de salida.

Por lo tanto, se trata de un dispositivo capaz de repartir la potencia que recibe por su puerto de entrada entre un número n de salidas, habitualmente de forma equitativa. Los divisores de potencia son utilizados en radiofrecuencia (RF) y microondas (MW), comunicaciones ópticas, etc. para enviar a varios dispositivos la potencia recibida por un solo puerto manteniendo las impedancias adaptadas a fin de tener un bajo nivel de potencia reflejada.

Existen distintos divisores de potencia como lo son: (a) acoplador direccional, red de cuatro puertos que divide la potencia asimétricamente entre las dos salidas dejando el puerto aislado; (b) unión T, red de tres puertos que divide la potencia teniendo un puerto desadaptado; (c) híbrido, red de cuatro puertos que además de dividir la potencia desfasa 90° ó 180° una de sus salidas con respecto a la otra; y (d) divisor de Wilkinson, red de tres puertos que divide la potencia a la mitad entre sus puertos de salida y además los aísla correctamente.

Para este proyecto se utilizará un divisor de Wilkinson por ser necesario un dispositivo con las características mencionadas anteriormente y que posea una buena adaptación de sus puertos.

En el caso de un divisor de potencia de tres puertos, el dispositivo se puede caracterizar mediante una matriz de parámetros S con nueve parámetros:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} & S_{31} \\ S_{21} & S_{22} & S_{32} \\ S_{31} & S_{32} & 0 \end{bmatrix}$$

DIVISOR DE POTENCIA WILKINSON

CARACTERÍSTICAS DEL DIVISOR DE POTENCIA WILKINSON

Según la teoría de microondas, una red de tres puertas pasiva, recíproca y sin pérdidas no puede estar completamente adaptada. En un divisor con líneas de transmisión además las puertas de salida no están aisladas entre sí. Wilkinson desarrolló un divisor de potencia capaz de dividir la potencia que incide por la puerta de entrada en N fracciones que saldrán por las puertas de salida, proporcionando un aislamiento entre estas puertas. El principal distintivo del divisor Wilkinson es el uso de resistencias conectadas entre las puertas de salida. En la figura 9 podemos ver el esquema básico de un divisor de Wilkinson.

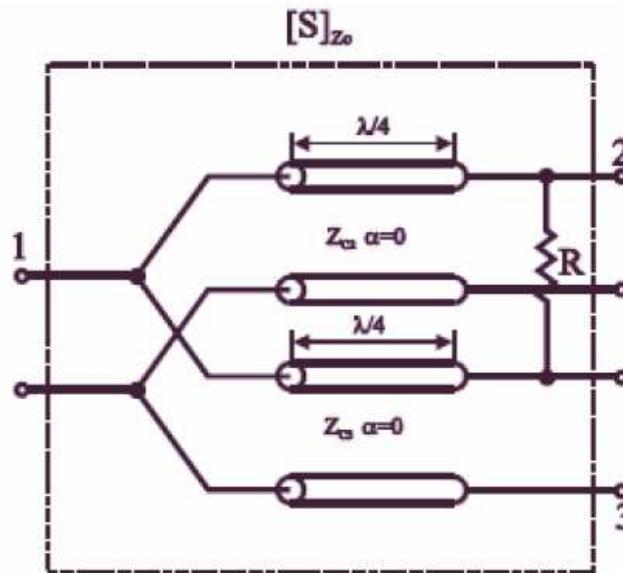


Figura 9 - Esquema básico de un divisor Wilkinson

Cuando los puertos de salida están cargados con las llamadas “impedancias de diseño (Z_0)”, no circula corriente por la resistencia R , por lo que no aparecen pérdidas disipativas en el dispositivo. En el caso de cargar con impedancias distintas a las “impedancias apropiadas”, parte de la potencia reflejada será absorbida por la resistencia y parte irá a la puerta de entrada pero nunca a las otras puertas de salida.

El divisor de potencia Wilkinson es un divisor de potencia que reparte la potencia de entrada (puerto 1) equitativamente en los puertos de salida (puertos 2 y 3), proporcionando además un buen nivel de aislamiento entre los puertos de salida. El layout de un divisor de Wilkinson ideal en tecnología microstrip se muestra en la figura 10. En esta figura se puede observar que las líneas de los puertos son de impedancia $Z_0=50 \Omega$, mientras que las líneas que forman la bifurcación de la línea del puerto 1 tienen una impedancia $Z_1= z_0 \cdot 1.414 = 70.7 \Omega$. Cada una de estas líneas está conectada a una línea de un puerto de salida (puerto 2 o 3), y en ese punto están conectadas entre sí por una resistencia de valor $2z_0 = 100 \Omega$. La longitud de las líneas es de $\lambda/4$ a la frecuencia central.

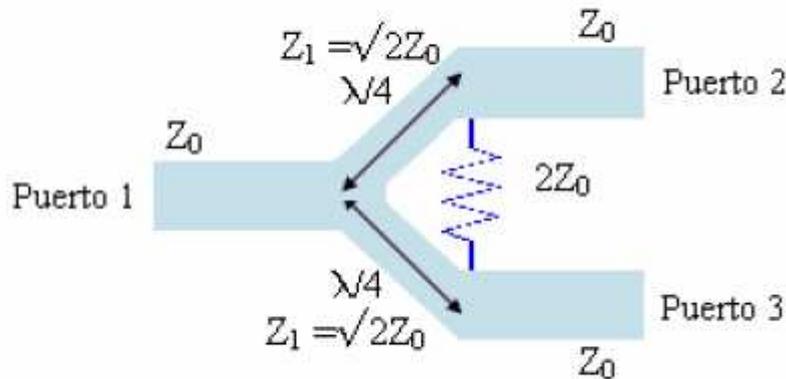


Figura 10 - Layout del divisor de Wilkinson

Realizando un análisis modo Par-Impar del circuito se obtiene la matriz de parámetros S mostrada en la figura 11.

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{j}{\sqrt{2}} & -\frac{j}{\sqrt{2}} \\ -\frac{j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \\ -\frac{j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Figura 11 - Matriz de parámetros S del divisor de Wilkinson

En la misma se puede observar como el dispositivo tiene sus puertos adaptados ($S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$), tiene aislamiento entre sus salidas ($S_{32} = S_{23} = 0$), es recíproco ($S_{ij} = S_{ji}$) y divide la señal de entrada a la mitad que equivale a 3 dB de

potencia ($S_{21} = S_{31} = -j/\sqrt{2}$).

En la figura 12 se observa la respuesta frecuencial del divisor de Wilkinson en donde la transferencia de potencia del puerto 1 al 2 y 3 es de -3dB. También se observa una buena adaptación de todos sus puertos y un aislamiento alto entre sus puertos de salida.

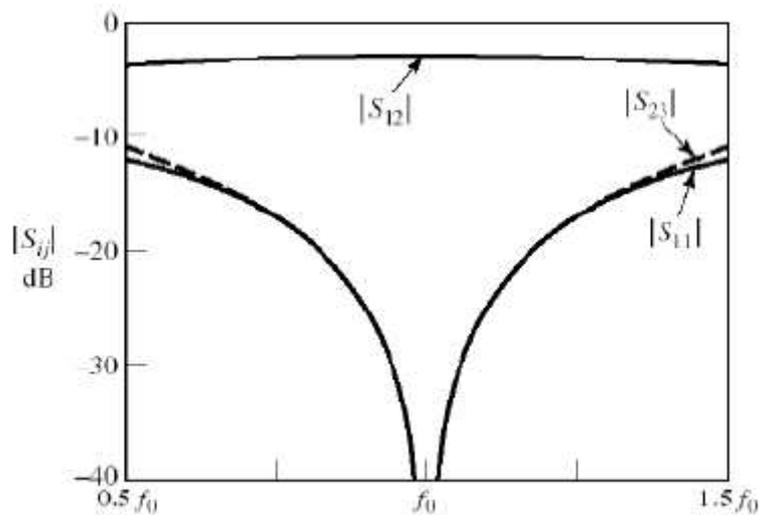


Figura 12 - Respuesta frecuencial del divisor Wilkinson

FASE DE DISEÑO DEL DIVISOR DE POTENCIA

Lo primero que debemos hacer a la hora de empezar a diseñar nuestro circuito es definir el sustrato. Para nuestro BALUN se ha decidido utilizar un sustrato CUCLAD (poner que componentes tiene) debido a su bajo coste, a su estructura sencilla y a su buena respuesta hasta altas frecuencias.

En la figura 13 se pueden observar los principales parámetros del sustrato elegido, como su constante dieléctrica y su altura mientras que en la figura 14 podemos ver como queda definido el componente del sustrato en ADS.

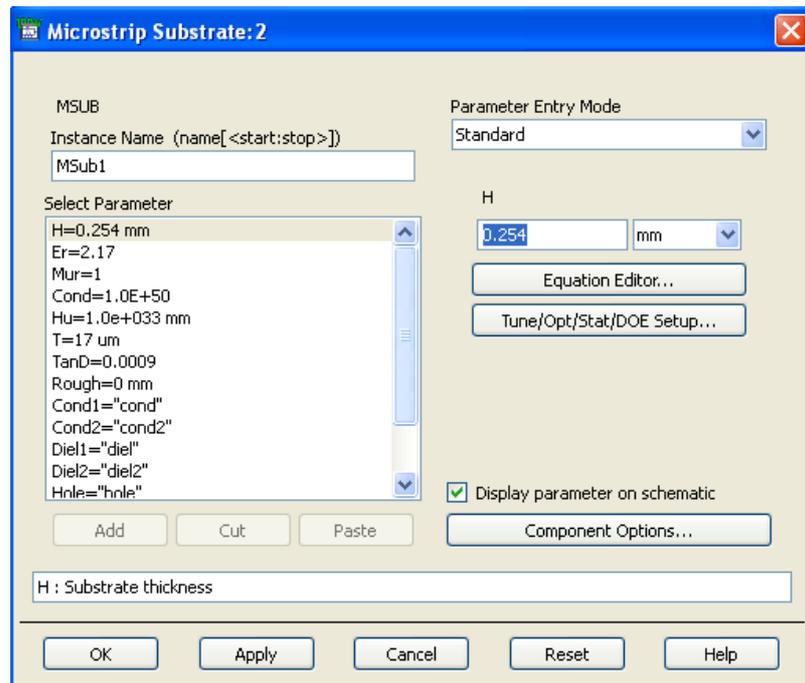


Figura 13 - Parámetros del sustrato CUCLAD

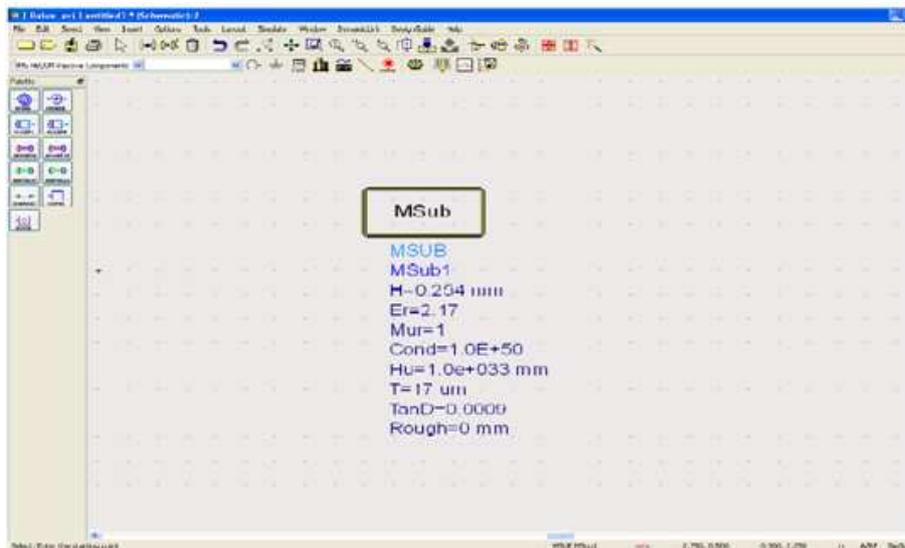


Figura 14 - Componente del sustrato en ADS

Para realizar el diseño de circuitos de microondas con líneas de transmisión es necesario conocer los principales parámetros característicos de éstas, que en nuestro caso

particular, serán su impedancia característica Z_0 y su constante de fase β . Para la extracción de estos parámetros utilizaremos la herramienta Linecalc proporcionada por ADS. Esta herramienta tomará como referencia el sustrato definido previamente y, con su ayuda, podremos definir los parámetros de anchura física (W) y longitud física (L) de cada una de las líneas de transmisión que formen nuestro circuito.

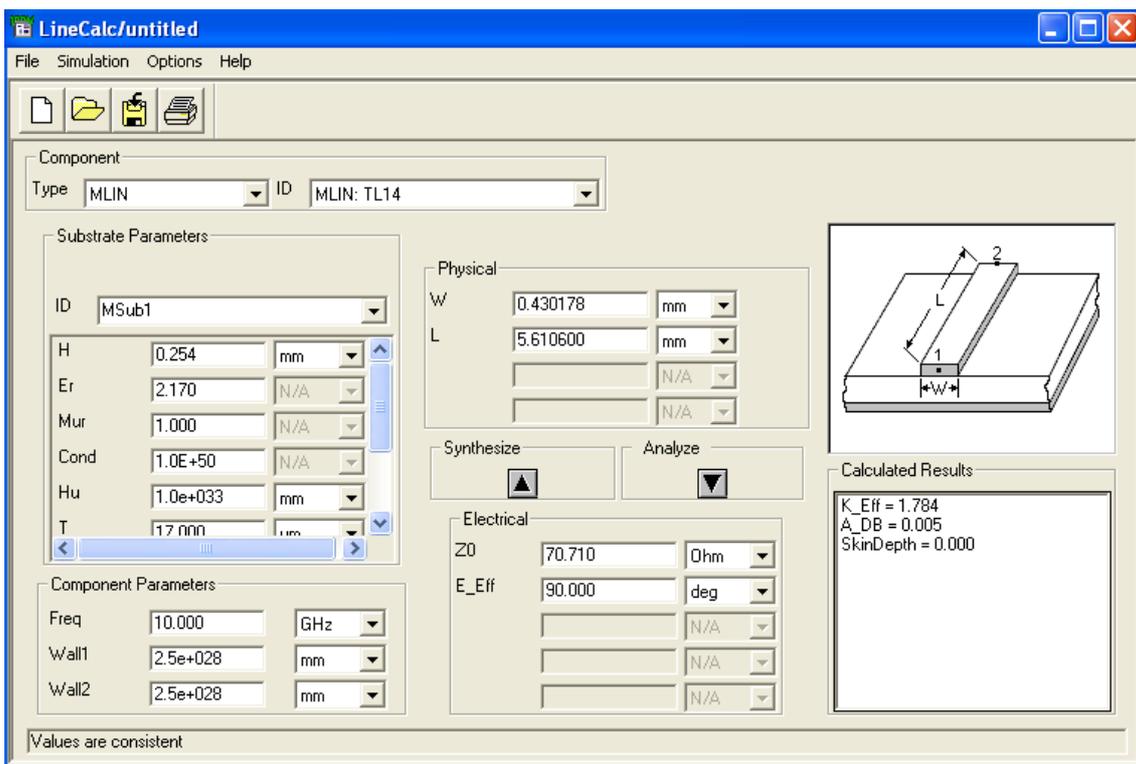


Figura 15 - Panel de control del programa linecalc

Linecalc es un programa de análisis y síntesis para calcular los parámetros eléctricos y físicos de líneas de transmisión y líneas acopladas. En la figura 15 observamos como queda definido el sustrato y como mediante la pestaña Synthesize o Analyze se pueden obtener dichos parámetros.

En la figura 15 también observamos como es el panel de control del programa Linecalc al cual se puede acceder desde el menú TOOLS del programa ADS en su página de circuitos. Después de elegir el componente o línea que se desea analizar o sintetizar se

deberán definir los parámetros del substrato a utilizar (medio izda), así como la frecuencia de trabajo (inferior izda). En la parte inferior derecha aparecen los parámetros eléctricos que será necesario definir en caso de que lo que se desee sea sintetizar una línea, es decir, conocer las dimensiones físicas partiendo de los valores eléctricos. En el caso contrario, es decir que se desee conocer las características eléctricas de una línea con unas determinadas dimensiones, se deberán rellenar dichos datos (menú superior dcha.) y pulsar “analyze” así se conocerán las características eléctricas. En todos los casos se darán los datos de constante dieléctrica efectiva y pérdidas en un panel a la derecha de la pantalla.

Linecalc puede comunicarse directamente con las simulaciones de nuestro circuito y una vez que los valores del elemento analizado son calculados, automáticamente son actualizados en nuestro diseño. Utilizaremos esta herramienta para calcular los parámetros iniciales de los tramos de las líneas tanto del divisor como del desfasador.

DISEÑO DEL DIVISOR WILKINSON DE UNA ETAPA

Un divisor de potencia Wilkinson básico está compuesto por tres puertos con impedancias características Z_0 , Z_{L1} y Z_{L2} . Tiene dos líneas de transmisión de longitud $\lambda/4$ y de impedancia característica Z_{01} y Z_{02} . Entre los dos puertos de salida va colocada una resistencia de valor R, como podemos observar en la figura 16.

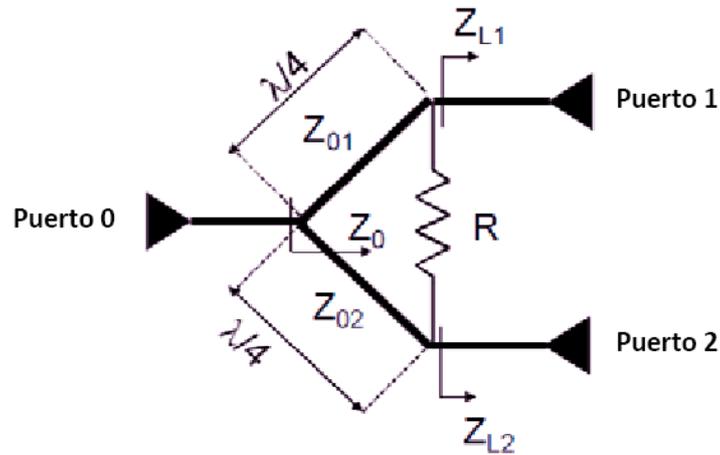


Figura 16 - Diseño del divisor de potencia Wilkinson

Si la potencia a la salida de los puertos 1 y 2 las denominamos P_1 y P_2 , se define la relación de tensión k como:

$$K = \sqrt{\frac{P_1}{P_2}}$$

El valor de las impedancias características de las líneas de transmisión de longitud $\lambda/4$ se obtiene por:

$$Z_{01} = K \sqrt{RZ_0}$$

$$Z_{02} = \frac{1}{K} \sqrt{RZ_0}$$

Donde R es la resistencia que se colocará entre ambas salidas y Z_0 es la impedancia que hay justo a la entrada de la división de potencia. El valor de R se obtiene con la siguiente expresión:

$$R = \frac{1 + K^2}{K} Z_0$$

Bajo estas condiciones, la impedancia vista en los puertos de salida 1 y 2 es:

$$Z_{L1} = KZ_0$$

$$Z_{L2} = \frac{Z_0}{K}$$

Para este proyecto era necesario diseñar un divisor equilibrado. Esto es que la potencia a la salida de ambos puertos esté repartida por igual. Por lo tanto si $P_1 = P_2$, entonces $K=1$. Los valores a calcular se simplifican mucho:

$$R = 2Z_0; \quad Z_{01} = Z_{02} = \sqrt{2}Z_0; \quad Z_{L1} = Z_{L2} = Z_0$$

Si reparte por igual la potencia entre los puertos de salida, entonces:

$$P_1 = \frac{P_{in}}{2}; \quad P_2 = \frac{P_{in}}{2}$$

Lo que significa que el coeficiente de transmisión ideal a la salida de sus puertos debería ser:

$$S_{n0} = 10 \log\left(\frac{1}{2}\right) = -3.01dB$$

Basándonos en lo anterior, nuestro divisor tendrá una impedancia característica $Z_0 = 50\Omega$, por lo tanto, la resistencia que lleva entre ambas líneas de transmisión

Para la realización de este dispositivo se utilizaron diversos componentes: (a) unión en T cuando se presentaba una división de potencia en dos ramas, (b) líneas de transmisión unidas con esquinas dobladas para las curvas del dispositivo y así evitar efectos parásitos considerables y (c) una resistencia de 100Ω , que equivale a una impedancia de $2Z_0$ que disipa la potencia reflejada entre sus puertos para encontrar el aislamiento adecuado.

Debido a que la resistencia de aislamiento que une los puertos 2 y 3 esta al mismo potencial no fluye corriente a través de él y por lo tanto la resistencia está desacoplada respecto a la entrada. Los dos puertos de salida se añaden en paralelo a la entrada, por lo que deben ser transformados para una impedancia de $2Z_0$ cada uno para combinarse con la impedancia de entrada Z_0 . Los transformadores de cuarto de longitud de onda en cada rama del divisor logran esto, sin los transformadores, la impedancia de las dos salidas sería de $\frac{Z_0}{2}$. La impedancia característica de las líneas de cuarto de longitud de onda debe ser igual a $\sqrt{2}Z_0$ de modo que la entrada esta adaptada cuando los puertos 2 y 3 están terminados en Z_0 . De este modo la resistencia cumple la importante función de desacoplar los puertos 2 y 3. Nótese que para una entrada de señal en cualquiera de los puertos 2 o 3, la mitad de la energía se disipa en la resistencia y la otra mitad se entrega al puerto

Una vez obtenido el diseño, se simularon sus parámetros S para analizar su comportamiento en frecuencia.

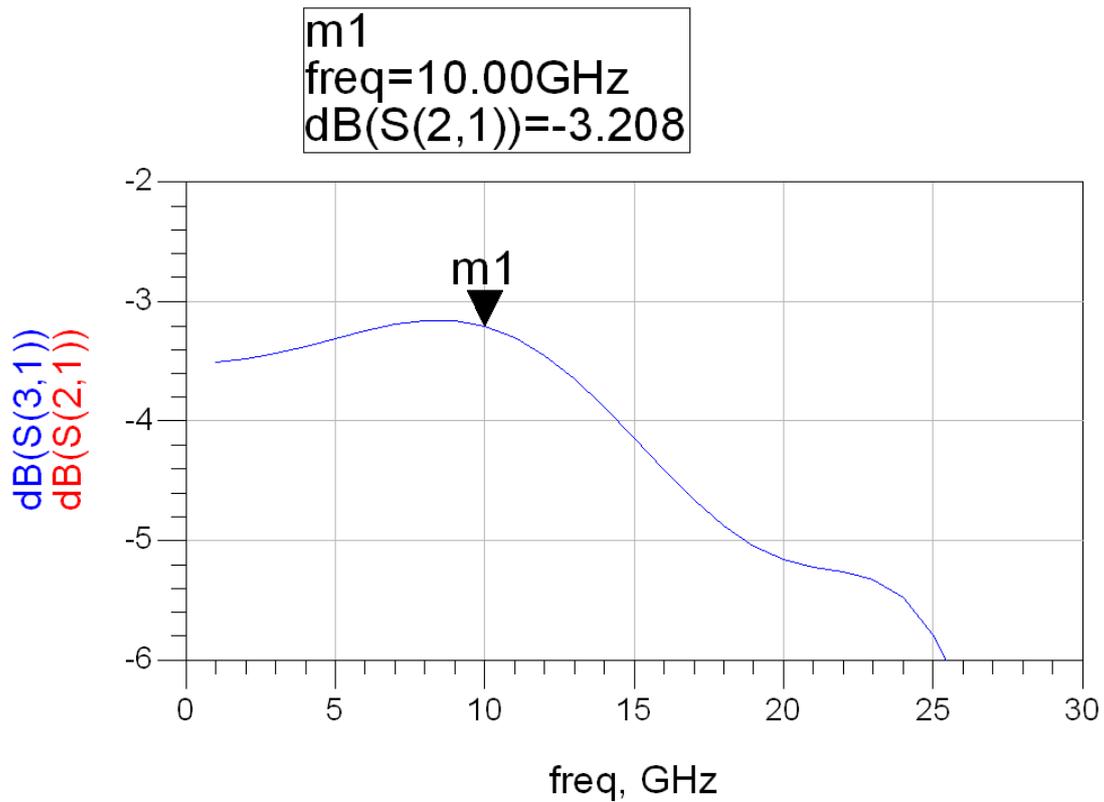


Figura 18 - Parametro S21 y S31 del Wilkinson de una etapa

En la Figura 18 observamos el valor de los parámetros S_{21} y S_{31} que representan el valor de la potencia a la salida de los puertos 2 y 3 del divisor logrando dividir la potencia que entra por el puerto 1 a la mitad, es decir -3dB. Podemos apreciar como el Wilkinson trabaja como divisor de potencia: Cuando una señal entra por el puerto 1, se divide en dos señales de salida en los puertos 2 y 3 que tienen la misma amplitud y fase.

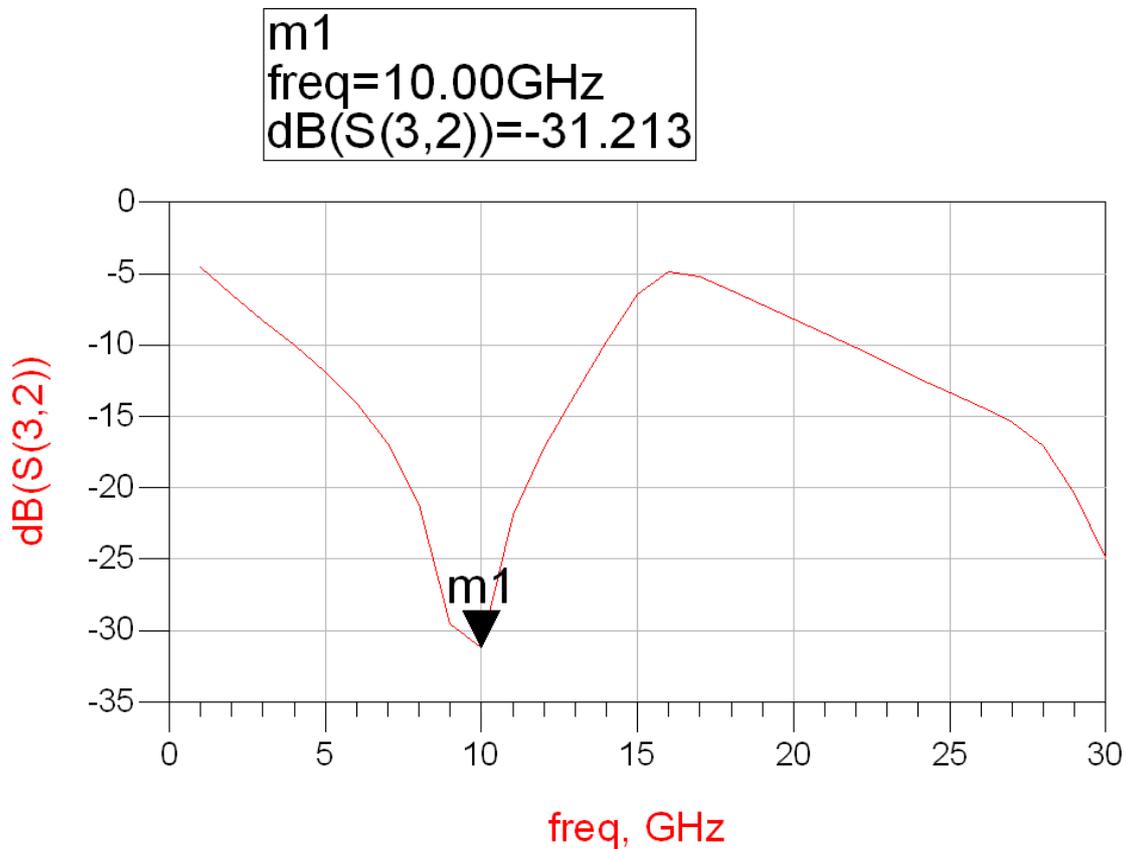


Figura 19 - Parámetro S32 del Wilkinson de una etapa

En la figura 19 vemos el aislamiento existente entre los dos puertos de salida del divisor Wilkinson. Un aislamiento bueno entre ambos puertos sería de un valor menor de -15 dB, el cual se consigue a lo largo de un ancho de banda de casi 6 GHz entre las frecuencias de 7 y 13 GHz.

En la figura 20 se muestra la gráfica de los parámetros S del divisor Wilkinson analizado. El parámetro S11 que se observa con el marcador m2 caracteriza una buena adaptación del puerto de entrada en un ancho de banda desde 2 GHz hasta 13 GHz, considerándose como buena adaptación un valor inferior a -10 dB. Los parámetros S21 y S31 se observan con el marcador m1, quedando reflejada una buena división de potencia en un ancho de banda de 2 a 12 GHz. Los parámetros S22 y S33 se pueden observar con el marcador m4 en donde se percibe que hasta los 13 GHz estos puertos están bien adaptados y no dejarán pasar potencia proveniente de reflexiones indeseadas

de dispositivos que se conecten a estos puertos. Por último, como se ha comentado anteriormente, los parámetros S23 y S32 se pueden observar con el marcador m3 el cual describe cómo están aislados los puertos 2 y 3 entre ellos, lo que significa que no habrá transferencia de potencia entre los mismos.

Es importante destacar que la curva del parámetro S31 no se observa a simple vista debido a que ésta coincide exactamente con la de S21 y la oculta. Lo mismo ocurre con las curvas S22 y S33, y S23 y S32, y se debe a que el dispositivo es recíproco y simétrico.

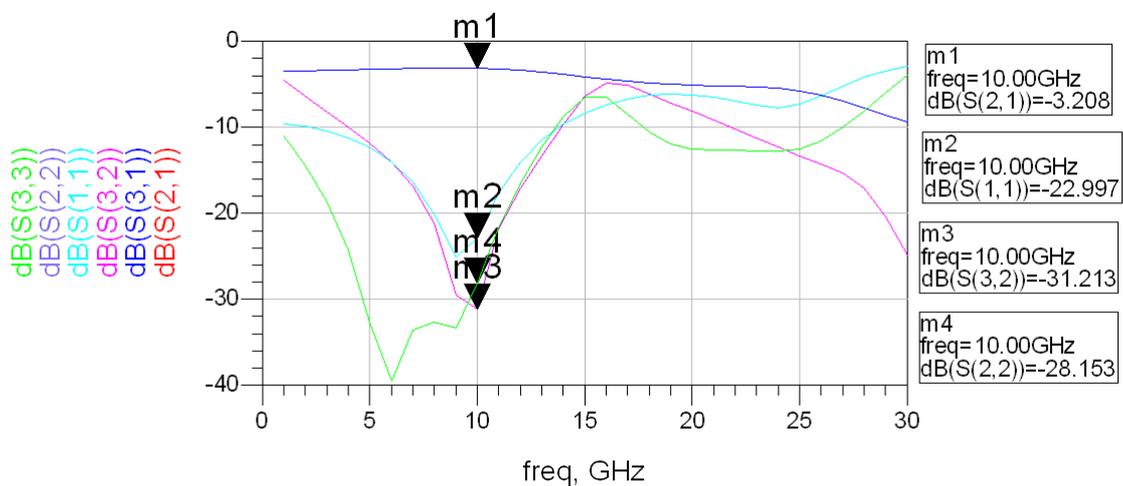


Figura 20 - Parámetros S del divisor Wilkinson de una etapa

Más adelante veremos como las prestaciones del wilkinson, en cuanto a ancho de banda, se verán mejoradas introduciendo más etapas divisoras.

En la figura 21 podemos ver como quedaría el layout del divisor Wilkinson de una etapa.

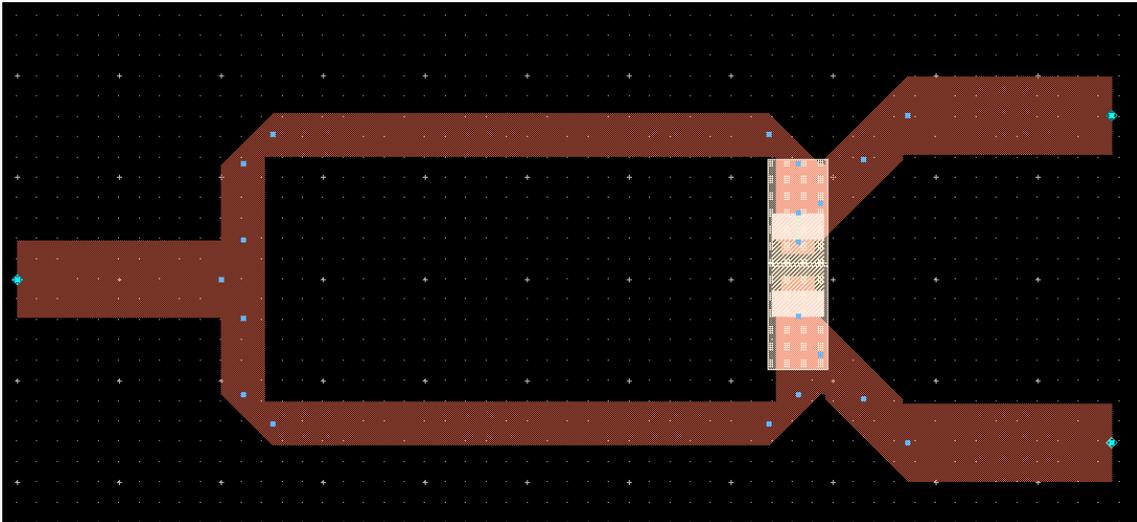


Figura 21 - Layout Divisor Wilkinson de una etapa

DIVISOR WILKINSON DE 3 ETAPAS

Como hemos visto en el apartado anterior, con el divisor wilkinson de una etapa conseguimos un ancho de banda reducido para el objetivo de nuestro proyecto. Además, debemos tener en cuenta también, que a la hora de juntar el divisor de potencia con el desfasador las prestaciones de nuestro circuito se verán reducidas con lo que necesitamos un ancho de banda de funcionamiento mayor para nuestro divisor.

Un buen método para incrementar el ancho de banda es diseñar un divisor Wilkinson multietapa. Para nuestro proyecto hemos elegido diseñar un divisor Wilkinson de tres etapas como el que podemos ver en la figura 22

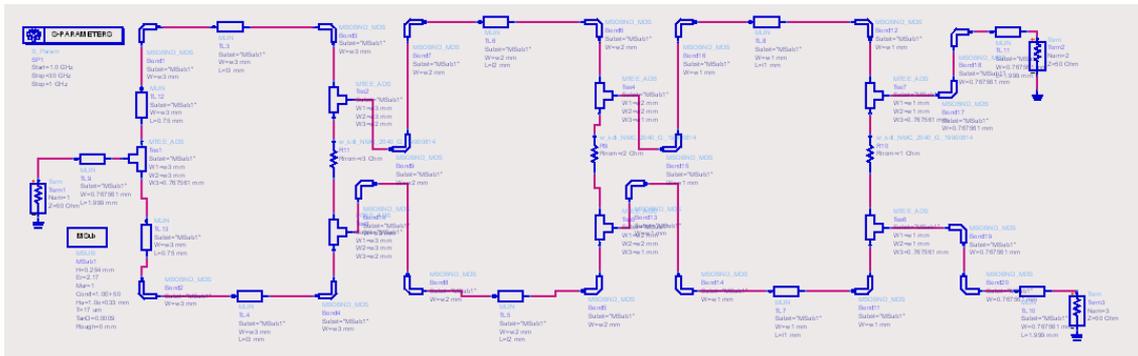


Figura 22 - Esquemático divisor Wilkinson de tres etapas

En la figura observamos un diseño con tres puertos, uno de entrada y dos de salida. Tanto las impedancias de la línea de entrada como la de las líneas de salida están caracterizadas a 50Ω . El resto de líneas de transmisión tienen diferentes valores de anchura (w) y longitud (L) dependiendo de la etapa de divisor en la que se encuentren, al igual que ocurre con las resistencias, que serán las encargadas de mejorar el aislamiento entre los dos puertos de salida. Por último, existen formaciones en T y codos, que nos permiten tener en cuenta los elementos parásitos y dar la forma deseada al layout de nuestro diseño, como podemos observar en la figura 23.

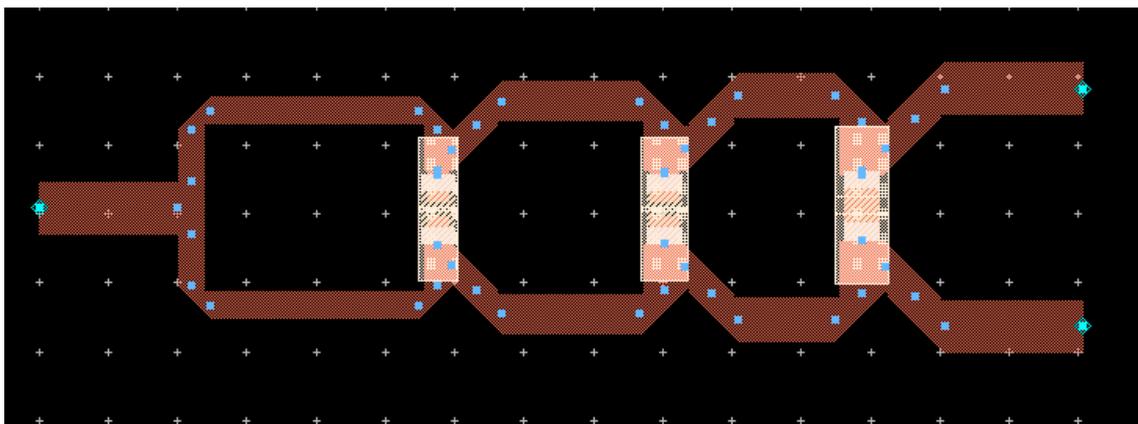


Figura 23 - Layout del divisor Wilkinson de tres etapas

Para la realización del esquemático, se utilizó la herramienta de optimización ofrecida por el software ADS. De esta forma se diseñaron los valores de anchura (W) y longitud

(L) de cada una de las líneas que componen el divisor mediante la herramienta Linecalc, como se hizo para un divisor de una etapa, y posteriormente se optimizaron los resultados con la simulación OPTIM de ADS. En la figura 24 podemos ver como es dicha función de optimización.

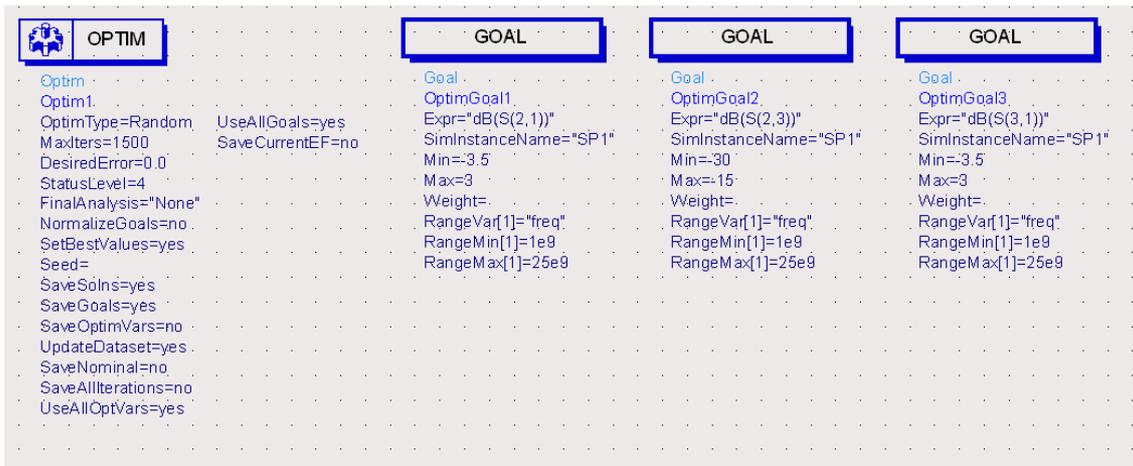


Figura 24 - Parámetros de optimización

El programa ADS realizará la optimización del circuito, tomando 1500 muestras e intentando cumplir los objetivos requeridos. En este caso los objetivos que se han tomado como premisa son los parámetros S21, S23 y S31, para los que se les da un valor máximo y mínimo de operación en un ancho de banda deseado. De esta forma se optimizarán todas las variables introducidas en nuestro esquemático de ADS con los valores que más se ajustan a los objetivos (GOAL).

Como resultado de la optimización, se obtuvieron valores de anchura (W) y longitud (L) distintos para cada tramo de línea de transmisión en cada una de las tres etapas.

En la figura 25 se puede ver los resultados obtenidos en la simulación de los parámetros S21 y S31 mientras que en la figura 26 podemos ver los resultados de simulación del parámetro S23.

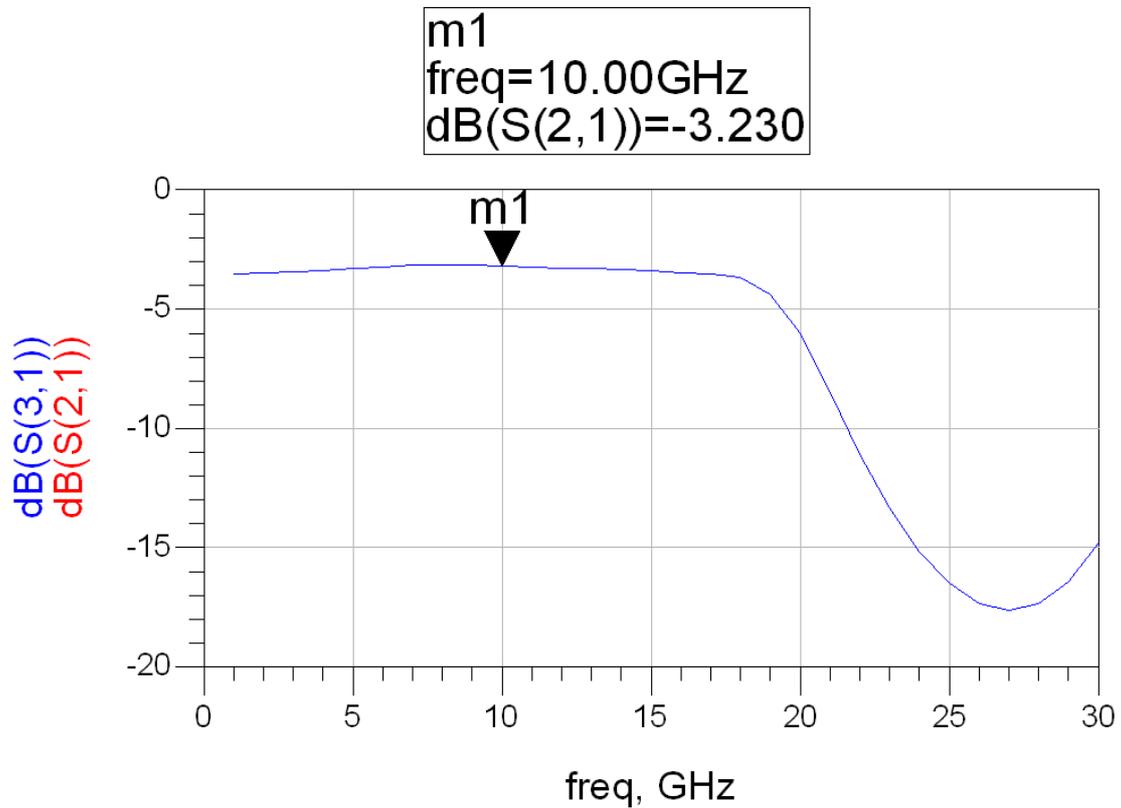


Figura 25 - Parámetro S21 y S31 divisor Wilkinson de 3 etapas

En la figura 25 observamos como se consigue una buena división de la potencia, cercana a los 3 dB, a lo largo de un ancho de banda de 18 GHz, principal motivo por el que se decidió utilizar un mayor número de etapas divisoras. La potencia de entrada por la rama 1 se dividirá a la mitad en las salidas del puerto 2 y del puerto 3 respectivamente.

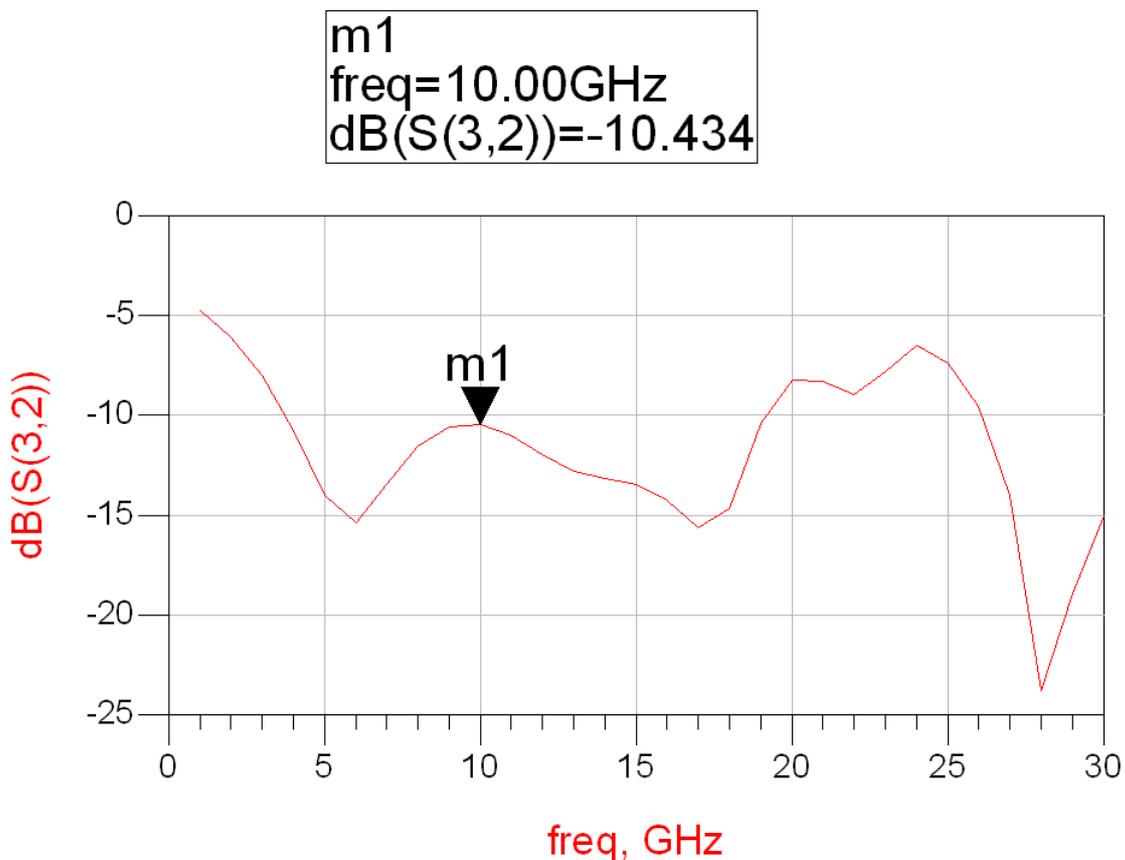


Figura 26 - Parámetro S32 del divisor Wilkinson de tres etapas

En la figura 26 vemos los resultados del aislamiento conseguido entre los puertos de salida. Se obtiene un buen aislamiento en los resultados obtenidos por debajo de -10 dB, no habrá transferencia de potencia entre los puertos 2 y 3 en un ancho de banda de 4 a 19 GHz, salvo en torno a 10 GHz donde los resultados están en el límite de lo esperado.

Los resultados obtenidos de la simulación en ADS de todos los parámetros S se muestran en la figura 27, quedando reflejados la reflexión a la entrada (S11), la reflexión a la salida (S22, S33), el aislamiento (S23) y las pérdidas de inserción a cada salida del divisor (S21 y S31), que deberá ser lo más cercana a -3dB para garantizar la división de potencia de la señal a la mitad.

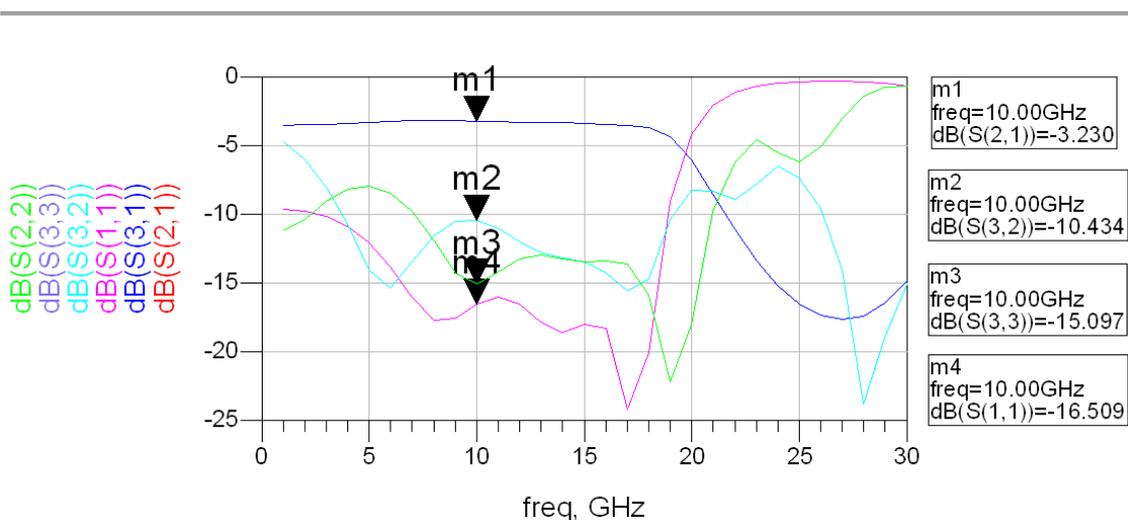


Figura 27 - Representación de los parámetros S del Wilkinson de tres etapas

Como se puede ver en la figura 27, se consiguen unos resultados bastante buenos a lo largo de un ancho de banda de 15 GHz (4-19 GHz). Las pérdidas por reflexión y el aislamiento se mantienen por debajo de los -10 dB y la ganancia en los dos puertos de salida tiene un valor muy cercano a los -3dB, es decir que se reparte la potencia de entrada equitativamente a ambos puertos. Debido a que nuestro objetivo final es la fabricación de un BALUN, los parámetros a los que debemos prestar mayor atención son el S21 y el S31 ya que, a la salida del BALUN, tendremos dos puertos que deberán tener la misma amplitud con un desfase de 180°. Por ello utilizamos un divisor de potencia que nos divida una señal de entrada en dos señales de salida a la mitad del valor de la potencia de entrada.

Cabe destacar que se ha conseguido unos resultados bastante buenos de transferencia de potencia (S21 y S31) a lo largo de un gran ancho de banda, en relación con el Wilkinson de una sola etapa, principal razón por la que se decidió realizar un divisor con un mayor número de etapas. En la figura 28 se puede ver una comparativa de los parámetros S21 y S31 así como en la figura 29 se puede ver de los parámetros S32, entre el divisor de una etapa y el de tres etapas.

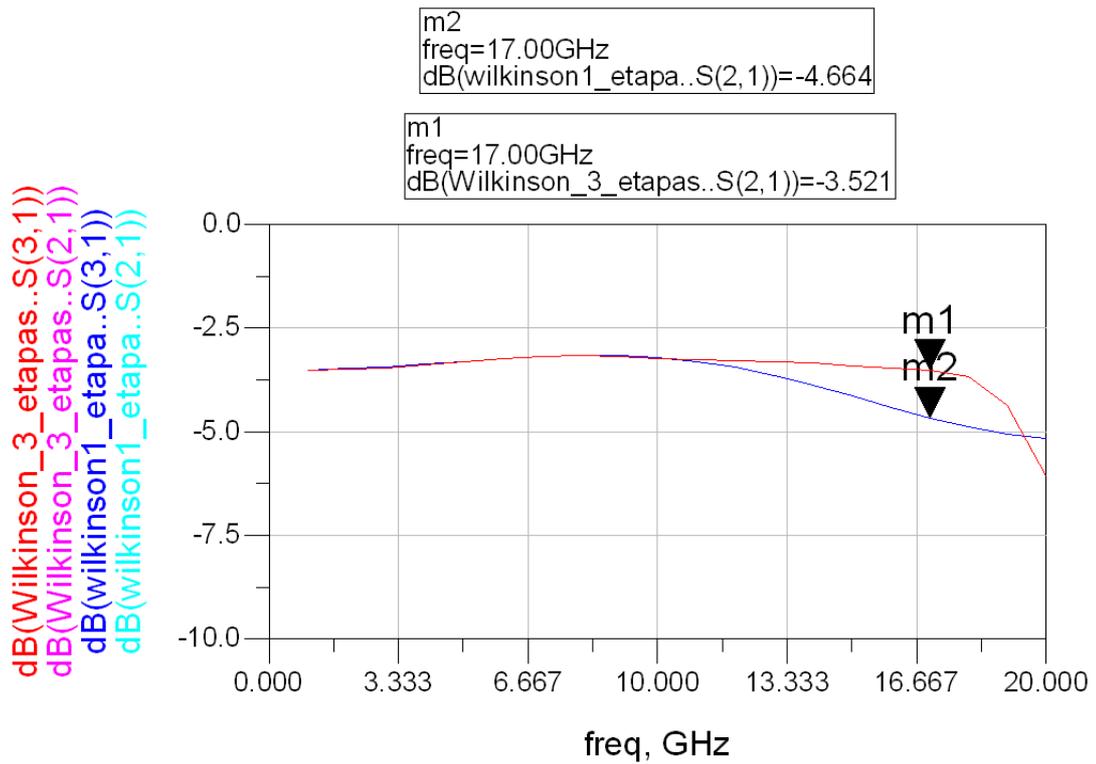


Figura 28 - Comparación entre el divisor de una etapa y el de tres etapas de sus pérdidas de inserción

En la figura 28 observamos como con el divisor de 3 etapas obtenemos una mejora de las prestaciones en un ancho de banda de 7 Ghz, ampliándolo desde los 10 hasta los 17 Ghz.

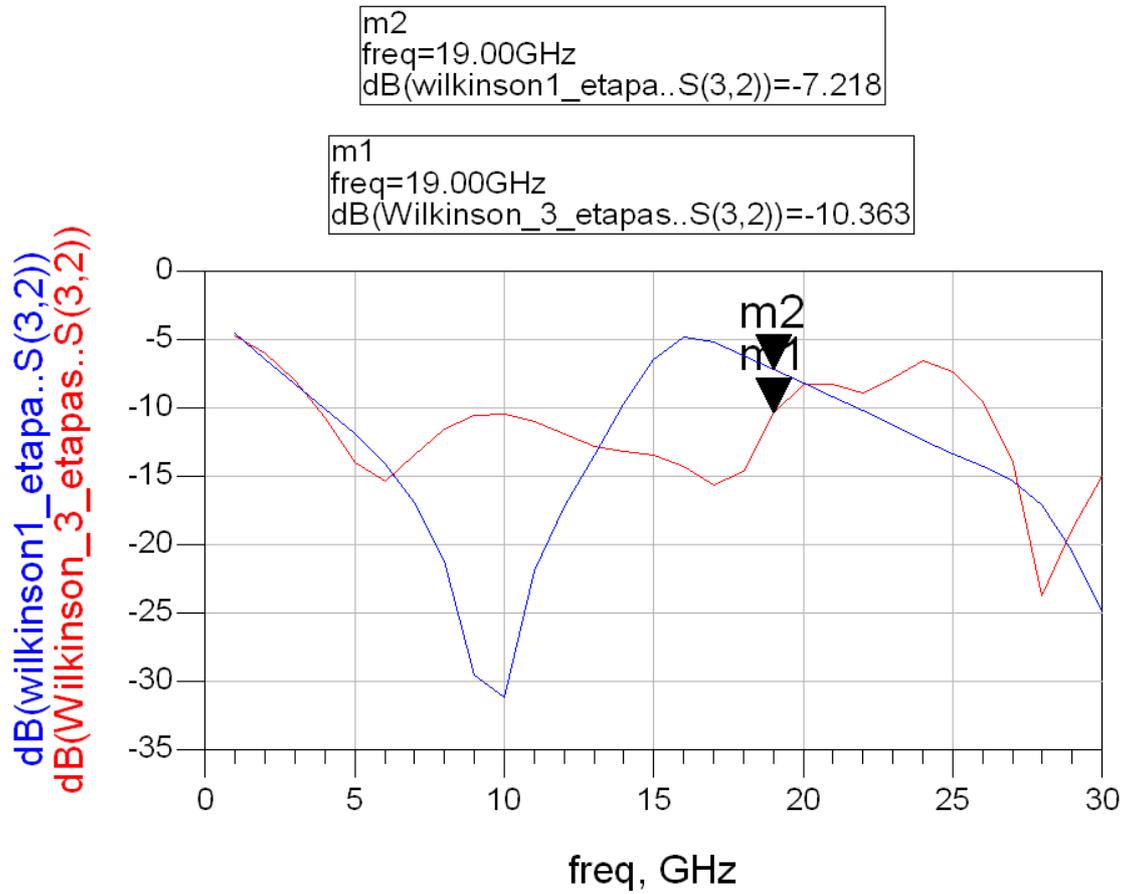


Figura 29 - Comparación entre el divisor de una etapa y el de tres etapas del parámetro S32

Observamos en la figura 29 como con el divisor de 3 etapas el aislamiento se mantiene por debajo de los -10 dB a lo largo de un ancho de banda mayor que si utilizáramos el divisor de una etapa.

CAPITULO 4

EL DESFASADOR

Los desfasadores son componentes electrónicos con gran importancia en el ámbito de las telecomunicaciones ya que son empleados en multitud de dispositivos. El desfasador ideal, esta formado por una red de dos puertos diseñada para cambiar la fase de la señal de entrada sin que haya pérdidas de inserción teniendo una característica de fase plana a lo largo de la frecuencia de operación.

Uno de los componentes pasivos más útiles en los circuitos integrados de microondas es precisamente el desfasador, que se utiliza con más frecuencia para un desfase de señal de 45°, 90° o 180°. Tales desfasadores se pueden realizar a partir de líneas de transmisión acopladas conectadas en un extremo.

El circuito más simple es el mostrado en la figura 30, que se adapta perfectamente a la entrada, independientemente de la frecuencia si los modos par e impar de las impedancias Z_o y Z_e respectivamente se ajustan al valor

$$Z_o \cdot Z_e = Z_0^2$$

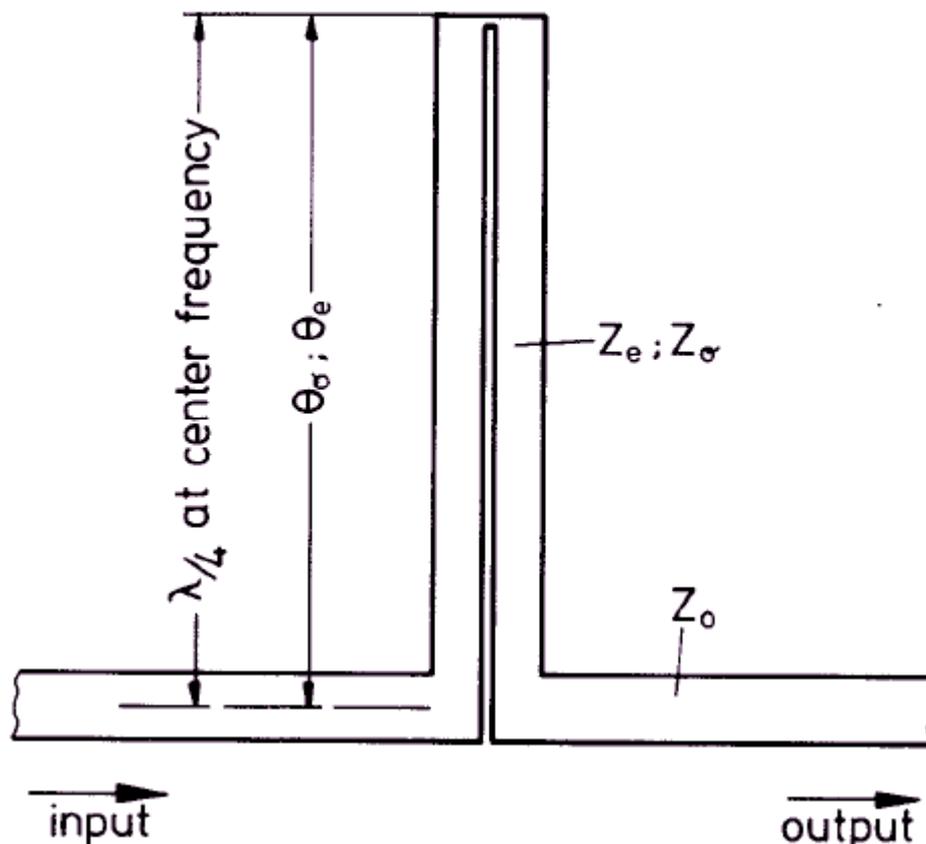


Figura 30 - Desfasador visto en microstrip

En los últimos años, los desfasadores de banda ultra ancha (UWB phase shifters) han sido ampliamente estudiados para los sistemas de nueva generación. Un desfasador típico está formado por una línea de transmisión acoplada que permite un funcionamiento correcto del dispositivo en un ancho de banda más amplio como queda detallado en el estudio realizado por Schiffman [2]. El estudio de Schiffman estaba basado en líneas de transmisión donde las velocidades de fase son iguales tanto en los modos par como impar. Sin embargo cuando su estudio se realizó usando tecnología microstrip, debido a la desigualdad de las velocidades de fase en los modos par e impar, el funcionamiento empeoró [3]. Con el fin de mejorar el funcionamiento del desfasador propuesto por Schiffman se propuso utilizar varias secciones de líneas acopladas juntas [4] o múltiples secciones colocadas en paralelo de líneas acopladas y de un cuarto de longitud de onda [5].

Mediante la modificación del plano de masa por debajo de las líneas acopladas, se logró un ancho de banda en el desfasador Schiffman de 1 a 3.5 Ghz con un desequilibrio de $\pm 5^\circ$.

Ahn and Wolff [6], introdujeron otro tipo de técnicas como son los anillos híbridos, pero los resultados de las medidas y simulaciones indicaban que el diseño propuesto no conseguía características de ancho de banda tan buenas como en los diseños anteriores. Más recientemente, Abbosh [7] propuso un método para realizar un desfasador que explotaba el acoplamiento entre la parte superior e inferior del parche microstrip a través de una ranura elíptica situada en la capa intermedia que forma el plano de masa. Este método fue utilizado para diseñar desfasadores de 30° y 45° en sustratos multicapas.

En este proyecto, hemos propuesto un desfasador de banda ultra ancha implementado en un sustrato simple mediante líneas de transmisión y líneas acopladas, consiguiendo un desfase de 180° , con un error de $\pm 5^\circ$ a lo largo de un ancho de banda de 13 Ghz. La estructura propuesta de nuestro desfasador se puede ver en la figura 31.

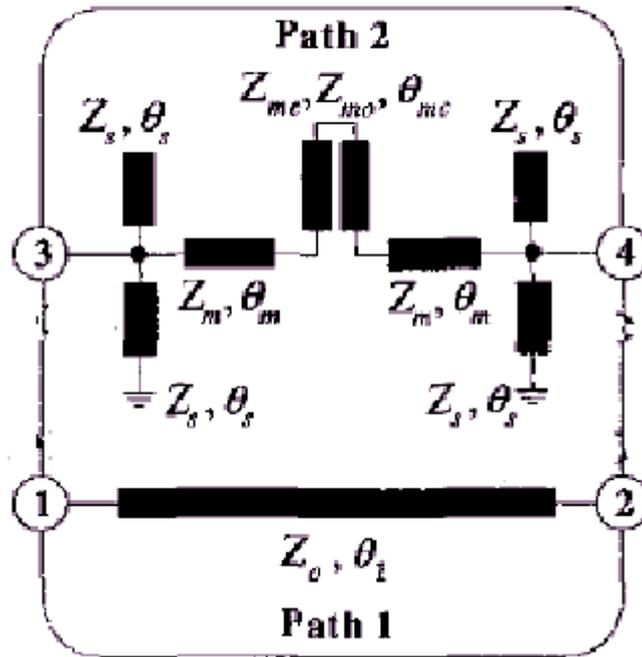


Figura 31 - Estructura desfasador 180°

La red esta compuesta por una sección de líneas acopladas y por dos stubs en circuito abierto y en cortocircuito unidos entre sí en los extremos de la línea principal respectivamente.

Los diseños, simulaciones y medidas han sido realizados mediante el software ADS de Agilent.

FASE DE DISEÑO DEL DESFASADOR

Como ya hemos explicado en apartados anteriores, una de las características principales del BALUN es que entre sus dos ramas de salida exista una diferencia de fase de 180°. Para lograr este objetivo realizaremos un desfasador con líneas de transmisión y líneas acopladas de diferentes anchuras y longitudes que nos proporcionen el objetivo requerido. El desfasador se unirá a la salida de nuestro divisor

wilkinson y juntos compondrán el BALUN.

DESFAADOR 180°

Al igual que hicimos con el divisor de potencia, lo primero que debemos hacer para nuestro diseño de ADS es definir el sustrato. Una vez hecho esto se diseñaran tanto las líneas acopladas como las líneas de transmisión, obteniendo sus valores de anchura y longitud mediante la herramienta Linecalc. El esquemático de nuestro desfasador lo podemos ver en la figura 32.

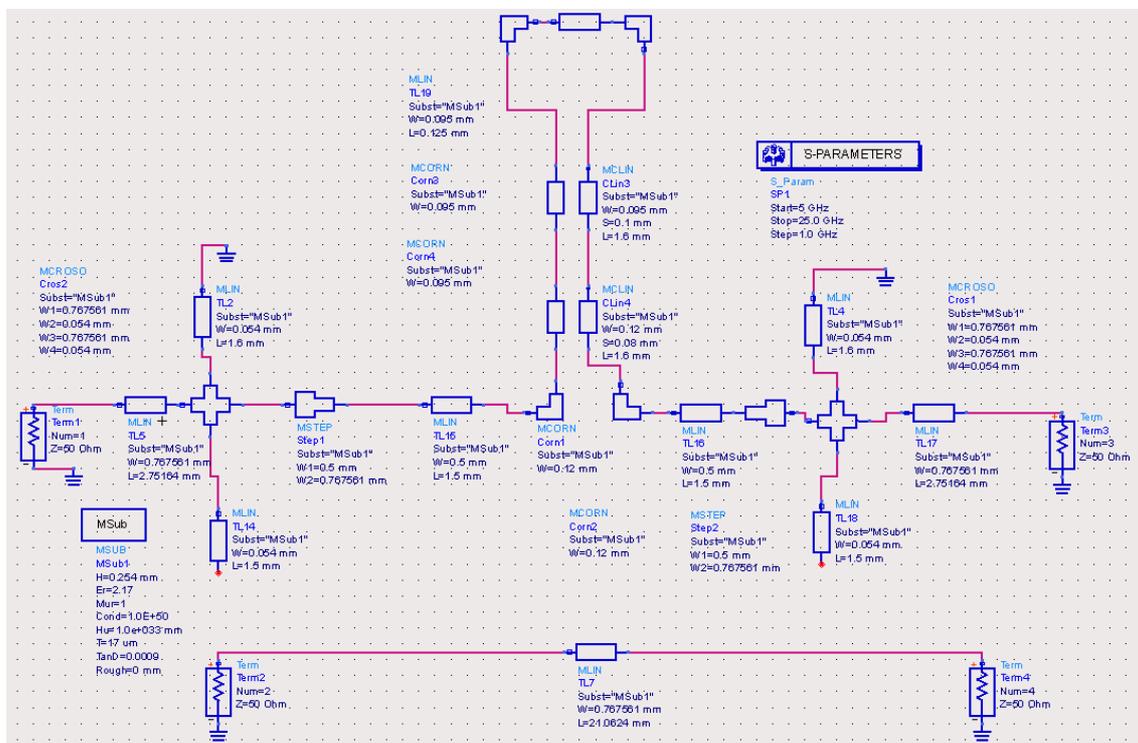


Figura 32 - Esquemático desfasador 180°

En el esquemático podemos ver las dos ramas del desfasador bien diferenciadas. En la rama superior se han introducido elementos como cruces (Mcrosso) y codos (Mcorn) para considerar los elementos parásitos introducidos al circuito. Los cruces son empleados cuando queremos conectar en un mismo punto cuatro elementos, como es el caso de la unión de los dos stubs en circuito abierto y cortocircuito con la línea principal,

mientras que los codos los utilizamos cuando queremos hacer un cambio de dirección en la forma de nuestro esquemático. A la entrada y salida del desfasador utilizamos líneas de transmisión de impedancia característica 50Ω , lo que supone una anchura de las líneas de $W=0.767561\text{mm}$ y que van directamente a la entrada del cruce. Por motivos de diseño y para lograr el objetivo de desfase de señal de 180° a la salida de los cruces necesitamos líneas de transmisión de anchura más reducida y para ello utilizamos los Mstep que nos permiten conectar líneas de transmisión de diferentes anchuras. Por último, a estas líneas de transmisión van unidos dos tramos de líneas acopladas de diferentes anchuras (w) y separaciones (S). En la figura 33 podemos ver los valores de estas variables analizados con Linecalc. Las dimensiones de anchura y longitud de los stubs, así como de las líneas acopladas nos permitirán ajustar la fase final de nuestro desfasador.

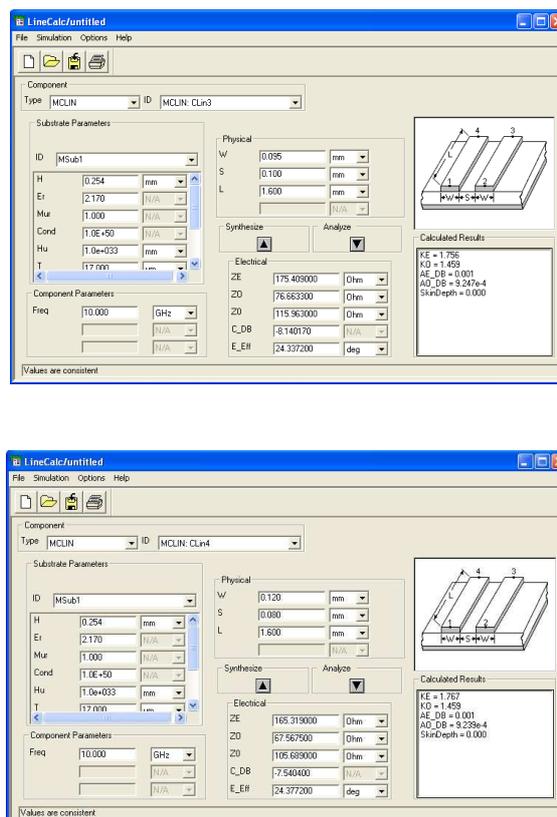


Figura 33 - Herramienta linecalc para el cálculo de las dimensiones de las líneas acopladas del desfasador

En el layout de nuestro desfaseador visto en las figura 35 y 36 se puede apreciar con mejor claridad la diferencia en cuanto a longitud física de ambos desfaseadores.

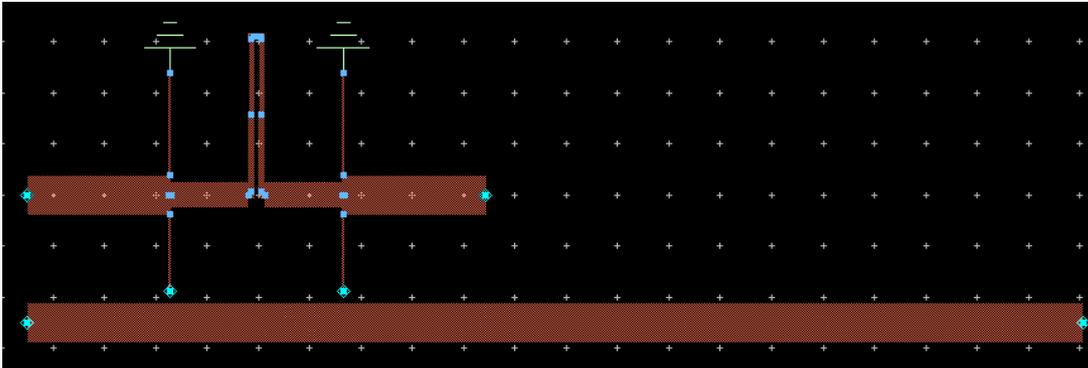


Figura 35 - Layout del desfaseador

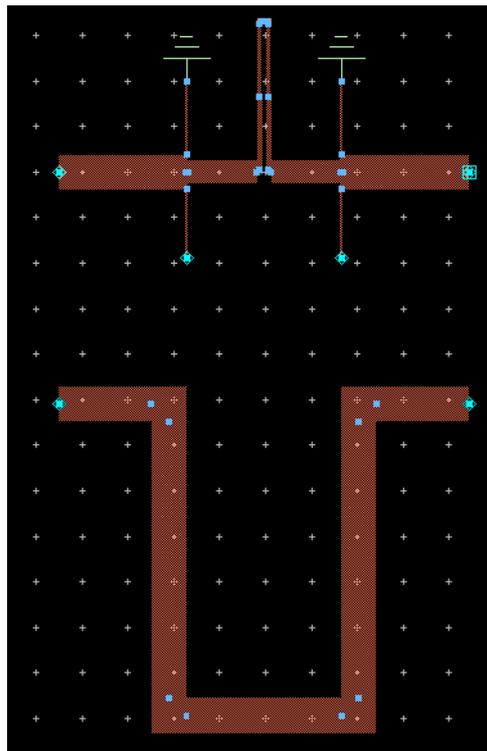


Figura 36 - Layout del desfaseador modificando su longitud física

Como último paso se procedió a la simulación del circuito para verificar su correcto funcionamiento analizando los parámetros S y el desfase. La figura 37 muestra el

desfase logrado entre las dos ramas (puertos 3 y 4).

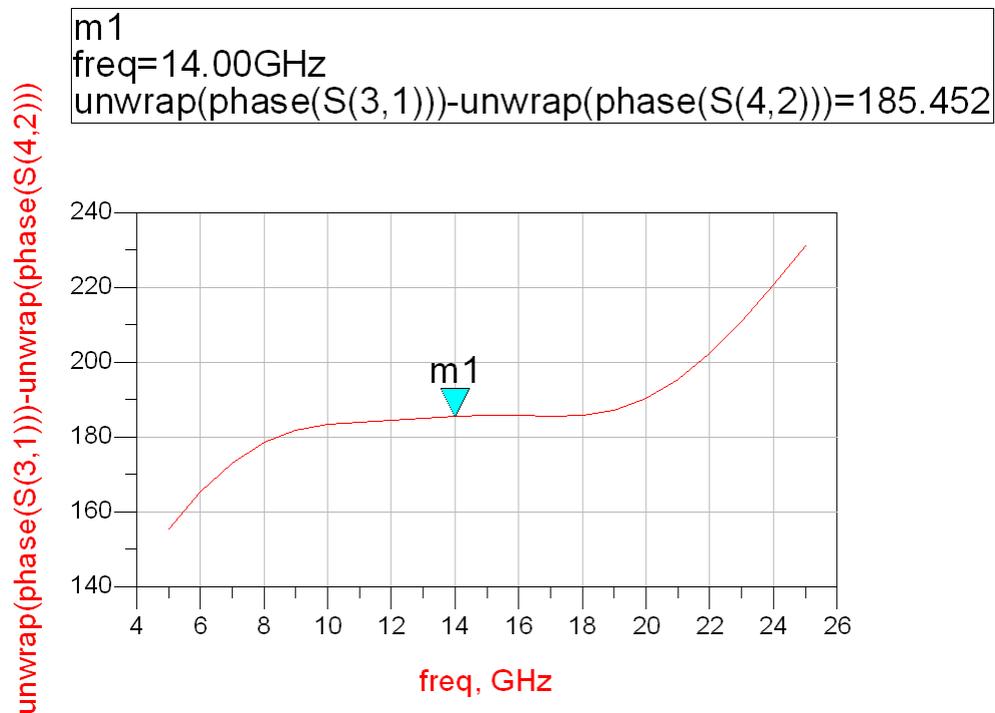


Figura 37 - Diferencia de fase lograda por el circuito desfasador

Podemos ver como se consigue un desfase de 180° con un error no superior de 5° y en un ancho de banda bastante amplio de 13 GHz, entre las frecuencias de 8 y 20 GHz. Con este ancho de banda se consiguen cubrir las frecuencias de UWB, uno de nuestros principales requisitos, ya que el objetivo final de nuestro proyecto es construir un balun de banda ultraancha (UWB).

Con el objetivo de construir nuestro desfasador, es necesario introducir algunas modificaciones en el esquemático del circuito. Estas modificaciones afectan a las terminaciones en circuito abierto y corto circuito de los stubs. Para simular estos efectos es necesario añadir elementos como VIASTD a las terminaciones en corto, que en nuestro esquemático, van conectadas a tierra y que representan unos agujeros realizados en la placa para introducir los tornillos que simularán el efecto de masa. Para representar las terminaciones en circuito abierto se utilizan los elementos MLEF, que es

una línea de transmisión conectada en serie con un condensador como se ve en la figura 38. El efecto de circuito abierto en líneas microstrip se modela en el dominio de la frecuencia como una extensión de la longitud del stub de microstrip. La línea microstrip se modela utilizando el componente MLIN, incluyendo las pérdidas del conductor, las pérdidas del dieléctrico y la dispersión.

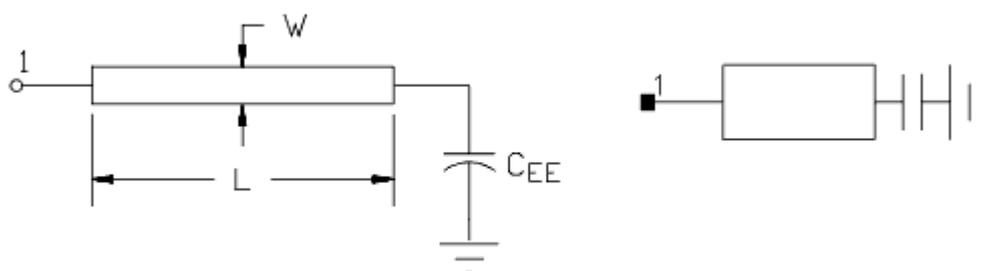


Figura 38 - Modelado de terminación en circuito abierto para línea microstrip

El esquemático definitivo de nuestro desfasador se muestra en la figura 39 mientras que en la figura 40 podemos ver el Layout.

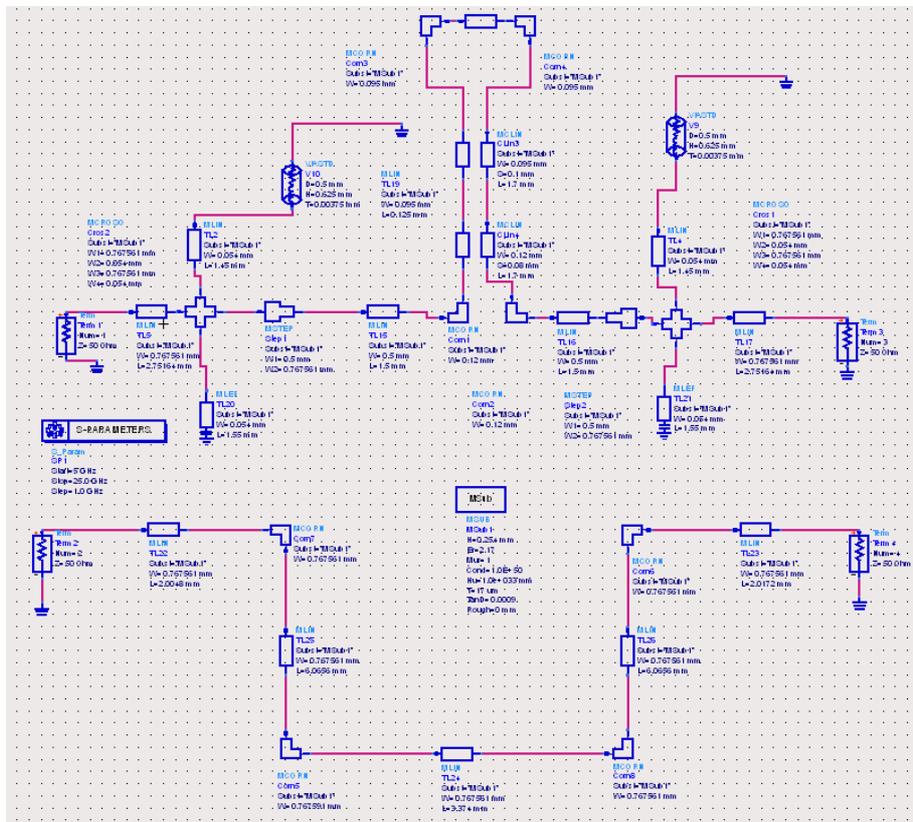


Figura 39 - Esquématico desfasador definitivo

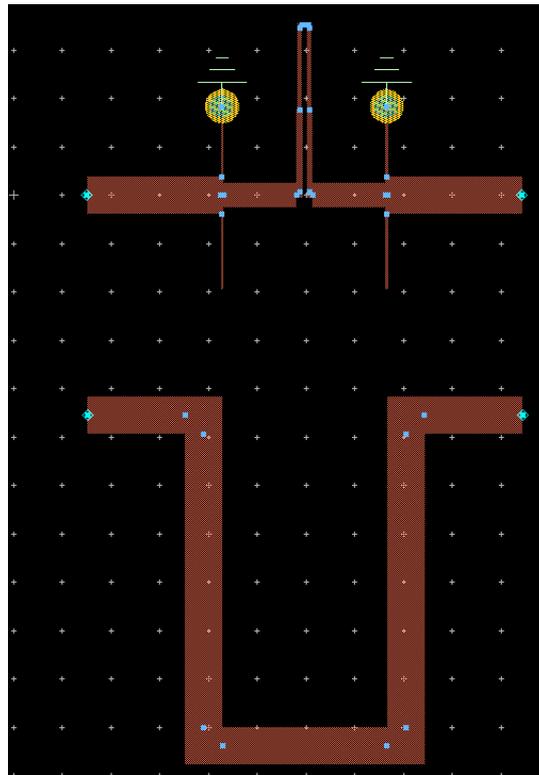


Figura 40 - Layout desfasador definitivo

Debido a tener que introducir los elementos VASTD Y MLEF, el comportamiento de nuestro desfasador empeoró ligeramente. Esto se corrigió modificando las longitudes de los stubs. El desfase del desfasador definitivo se puede ver en la gráfica 41

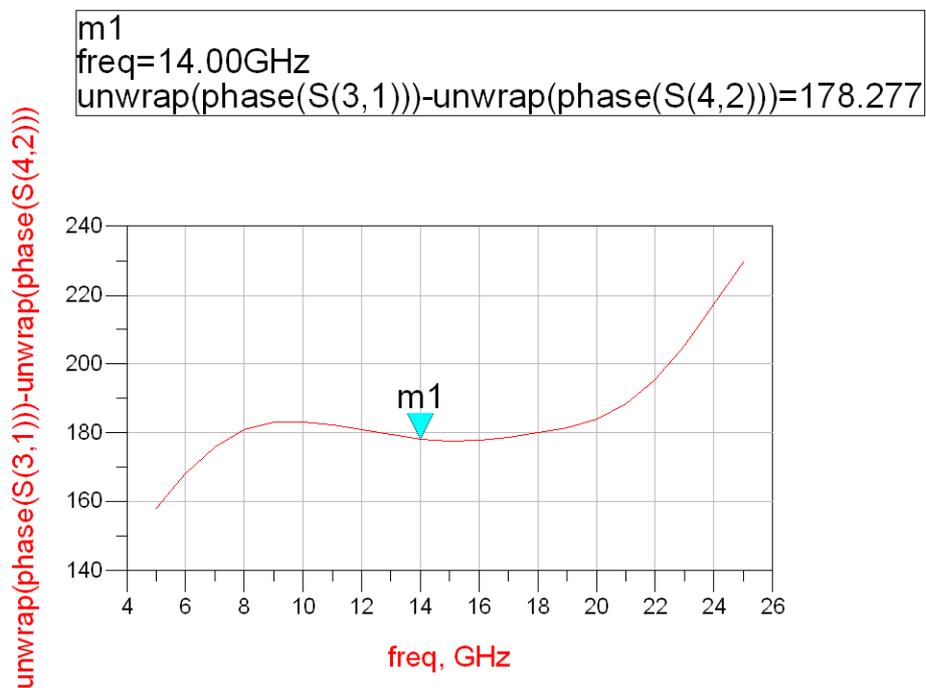


Figura 41 - Variación de fase del desfasador definitivo

CAPITULO 5

TEORÍA, DISEÑO Y RESULTADOS DEL BALUN

ESTADO DEL ARTE

El primer Balun fue descrito en la literatura por Lindenblad en 1939 [8]; pronto aparecieron variaciones, como el ampliamente utilizado Marchand balun, del que más adelante profundizaremos en su estructura, y otros diseños de balun [9], cuyos autores querían conseguir anchos de banda cada vez mayores y frecuencias de trabajo más altas. Algunos estudios como en [10] consiguieron variar el ancho de banda de un Balun a partir de realizar un estudio desde el punto de vista de filtros paso banda, buscando precisamente anchos de banda mayores, que posteriormente sirvieron para desarrollar sistemas de antenas tipo spot en radares. Por otro lado, surgió un interés en estudiar diferentes soluciones para que los baluns pudieran trabajar con anchos de banda mayores como podemos apreciar en [11]. En ese estudio el autor diseño dos baluns que trabajan a diferentes frecuencias, que podía seleccionar mediante diplexores; de este modo consiguió cubrir un mayor rango de frecuencias, cubriendo un mayor ancho de banda mediante replica de circuitos.

En los últimos años, los circuitos de microondas han sido ampliamente utilizados para el funcionamiento de aplicaciones de RF. El Balun es uno de los componentes más importantes en este tipo de circuitos que los hace esenciales trabajando a altas frecuencias. Las pérdidas de inserción y el ancho de banda del Balun son especialmente importantes en circuitos balanceados ya que, el Balun, influye directamente en el rendimiento del circuito, según lo especificado por la ganancia de conversión (o pérdida), la potencia requerida por el oscilador local y el ancho de banda de operación de los mezcladores balanceados. En consecuencia, son varias las arquitecturas Balun

que se han fabricado a lo largo de la historia como por ejemplo, el transformador Balun planar [12] y el acoplador Lange [13].

Muchos sistemas de comunicaciones inalámbricos y móviles frecuentemente requieren el uso de un Balun, que transforme una señal de transmisión balanceada a una desbalanceada y viceversa. A medida que estos sistemas han avanzado hacia arquitecturas más compactas, se ha requerido del desarrollo de Balun cada vez más pequeños capaces de mejorar el rendimiento sobre anchos de banda cada vez mayores. Para cumplir estos requisitos, se han realizado múltiples configuraciones de Balun para circuitos integrados de microondas (MIC). Entre ellos, la versión planar del Marchand Balun ha sido adoptada durante un largo periodo de tiempo debido a su estructura planar y a su buena amplitud y características de balance de fase a lo largo de un amplio ancho de banda.

El Marchand Balun esta formado por dos secciones, y cada sección esta compuesta por dos líneas acopladas de un cuarto de longitud de onda. Debe realizarse utilizando líneas de transmisión planares como son las líneas microstrip. Con el fin de ahorrar más espacio sobre el sustrato, el Marchand es diseñado mediante el método de resonancia LC [14]-[16] ó el método de impedancia escalonada. Usando estos métodos, se consigue reducir el tamaño de una línea acoplada de un cuarto de longitud de onda. En la figura 42 podemos ve el circuito equivalente del Marchand Balun.

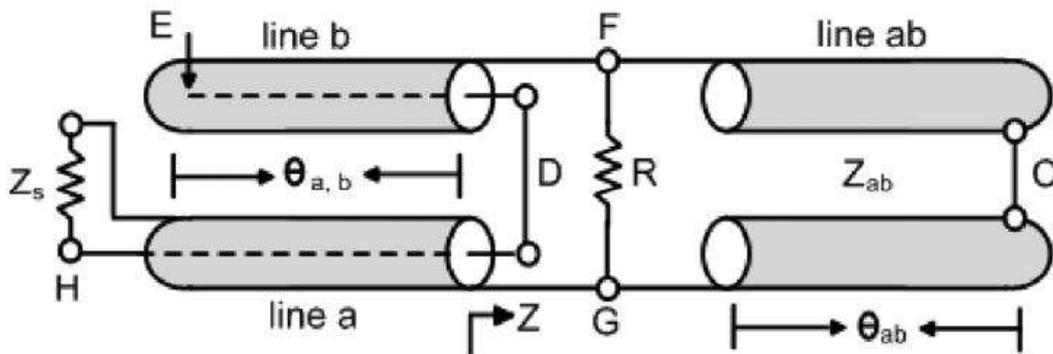


Figura 42 - Circuito equivalente del Marchand Balun

La mayor parte de la literatura reciente se centra en aplicaciones de antenas y tradicionalmente los BALUN han sido diseñados de diversas maneras. Para aplicaciones planares el más popular es el Marchand BALUN.

A lo largo de los años se han ido realizando variaciones y mejoras a este BALUN. Cloete demostró como puede ser sintetizado como un filtro manteniendo el mismo rizado sobre la banda de paso.

Sin embargo, durante los últimos 30 años, en paralelo con el desarrollo de la tecnología de Circuitos Monolíticos Integrados de Microondas (MMIC), los BALUN se han ido convirtiendo en dispositivos cada vez más importantes en mezcladores balanceados y amplificadores push-pull. Un problema es que, a bajas frecuencias, los diseños son demasiado grandes para ser implementados en MMICs. Para reducir el coste de los MMICs, es importante minimizar el tamaño del área del chip. Una posibilidad para corregir este problema es usar BALUN activos. Son atractivos por su reducido tamaño, pero tienen inconvenientes en términos de ruido y características no recíprocas. La otra alternativa es implementar BALUN pasivos como el BALUN planar, híbridos de 180° , divisores de potencia de 180° [17], [18] o Balun de rejillas [19].

BALUN EN CIRCUITO IMPRESO

El desarrollo de Balun en circuito impreso comienza en el año 1969 cuando se realiza la primera transición de línea microstrip a slotline a cargo de S.B. Cohn [20]. Desde entonces se han propuesto numerosas y diferentes configuraciones. Este tipo de Balun han sido realizados con la técnica del circuito impreso, es decir mediante el grabado de una capa de metal sobre un soporte dieléctrico. Los circuitos impresos despiertan un gran interés en las radiocomunicaciones debido a sus dimensiones reducidas. Las estructuras de BALUN en circuito impreso son diversas: Unión plana, Marchand BALUN y BALUN de doble Y.

UNIÓN PLANA

Son los sistemas en los cuales se construyen dos caminos de diferentes longitudes para las líneas de transmisión, así como un desplazamiento de fase del campo eléctrico de $\lambda/2$ de un brazo sobre el otro. Este tipo de BALUN tiene banda muy estrecha.

MARCHAND BALUN

Esta formado por secciones de línea de transmisión de distinta impedancia Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 que se establece para obtener la condición de adaptación entre la entrada y la salida. Estas secciones se cortan en ángulo recto y tienen terminaciones en circuito abierto o cortocircuito que se extienden cerca de un cuarto de longitud de onda más allá del centro del BALUN como se ve en la figura 43. La relación de transformación modela el acoplamiento electromagnético entre las dos líneas de entrada y salida.

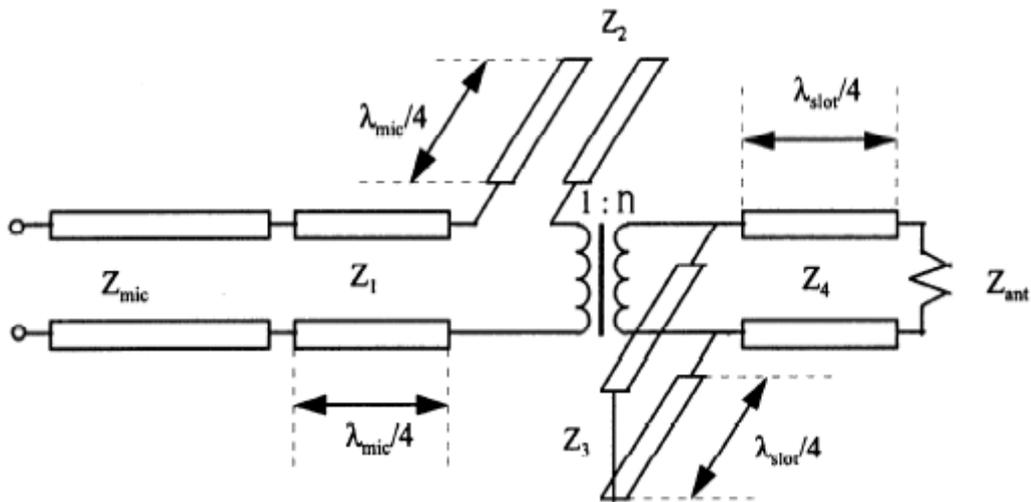


Figura 43 - Circuito equivalente genérico de un Marchand BALUN

Una síntesis exacta del Marchand BALUN fue presentada por Cloete [10] donde estos dispositivos se presentan como líneas de transmisión TEM sin pérdidas. Los circuitos equivalentes del segundo al cuarto orden se muestran en la figura 44.

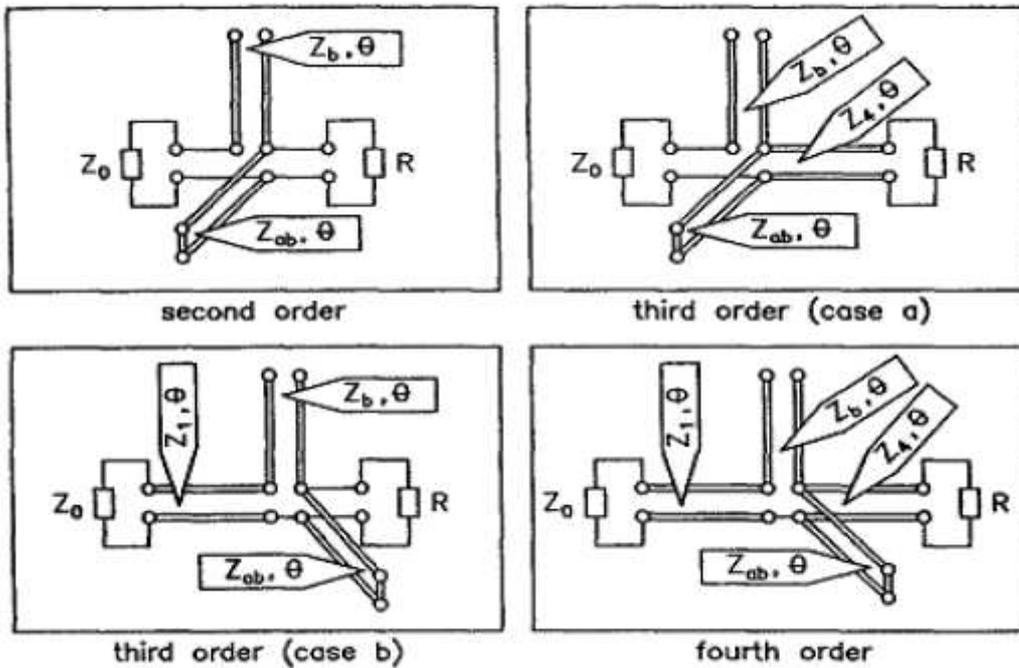


Figura 44 - Circuitos equivalentes del Marchand BALUN

Un enfoque diferente, que permite obtener una expresión simple para el diseño del Marchand Balun fue realizada por Trifunovic y Jokanovic en [21], donde todas las estructuras de la figura 44 son sin pérdidas. El estudio parte del cálculo del coeficiente de reflexión ρ para un filtro de paso banda con respuesta de Chebyshev, para llegar a la formulación de una expresión general que caracteriza al Marchand BALUN.

BALUN CON DOBLE Y

Se trata de una unión Y de seis puertos, 3 balanceados y 3 desbalanceados colocados alternativamente en torno al centro de la estructura. Para conseguir una perfecta transmisión entre una pareja de puertos balanceados y no balanceados las líneas deben tener coeficientes de reflexión con fase opuestas y por esta razón deben estar una cortocircuitada y la otra en circuito abierto. El circuito equivalente del Balun con doble Y se puede ver en la figura 45.

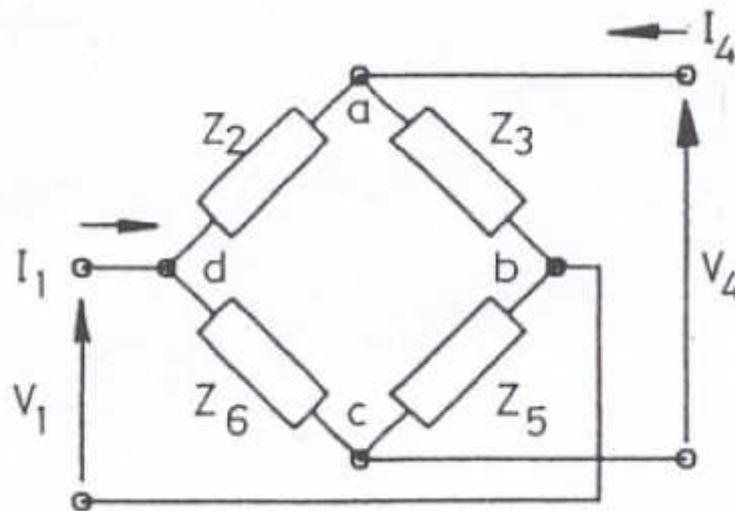


Figura 45 - Circuito equivalente de un Y BALUN

FASE DE DISEÑO DEL PRIMER BALUN

En esta parte del proyecto nos centraremos en los pasos que se han seguido para el desarrollo del BALUN dedicado a aplicaciones de instrumentación. El diseño ha sido

realizado mediante el Software comercial ADS de Agilent disponible en el departamento de Ingeniería de Comunicación de la Universidad de Cantabria.

En principio se ha de definir el sustrato sobre el cual se va a desarrollar nuestro dispositivo. Una vez realizada esta parte fundamental del trabajo, para diseñar nuestro BALUN hemos optado por dividirlo en dos partes, que han sido estudiadas y analizadas por separado, como vimos en capítulos anteriores, para finalmente juntarlas y ver el resultado del diseño completo.

En un primer lugar ha sido diseñado el divisor de Potencia Wilkinson. En su elaboración, se ha optado por realizar un divisor de tres etapas, logrando con ello un ancho de banda mayor, mejorando las prestaciones que se habrían obtenido si se hubiera utilizado un divisor de potencia Wilkinson convencional de una sola etapa.

En segundo lugar se ha diseñado el desfasador, el cual, se colocará a la salida del divisor de potencia originando un desfase de 180° en una de sus ramas. Existen en la literatura actual infinidad de dispositivos capaces de ofrecer un desfase de señal de 180° , como pueden ser los híbridos 180° . En nuestro diseño se ha optado por realizar un desfasador mediante líneas de transmisión y líneas acopladas, ya que de esta manera conseguíamos que el desfase de la señal se mantuviera durante un ancho de banda mayor.

Por último, una vez estudiados por un lado el Divisor de potencia y por otro el desfasador, hemos pasado a estudiar sus características de funcionamiento conjuntas, analizando los parámetros S del dispositivo de tres puertos fabricado y prestando un especial interés a su diferencia de fase, a sus pérdidas por reflexión y a sus pérdidas de inserción en ambas puertos de salida del BALUN.

Finalmente, para la realización de nuestro circuito, nos queda unir las dos partes estudiadas por separado y estudiar su comportamiento conjunto. Por un lado tendremos el divisor Wilkinson de tres etapas y a su salida conectaremos directamente el desfasador 180° de forma que todo ello conformará nuestro BALUN. Veremos que las

características, tanto del divisor como del desfasador, empeoraran a la hora de estudiar los dos dispositivos conjuntamente y, debido a ello, realizaremos una modificación de los valores de las líneas de transmisión de ambos ayudándonos de la herramienta OPTIM de ADS.

DISEÑO DEL BALUN EN ADS

Con el sustrato definido, generaremos un nuevo esquemático con nuestro divisor Wilkinson y nuestro desfasador 180°. A la salida del Wilkinson conectaremos el desfasador mediante líneas de transmisión de impedancia característica 50Ω . El esquemático resultante se puede ver en la figura 46

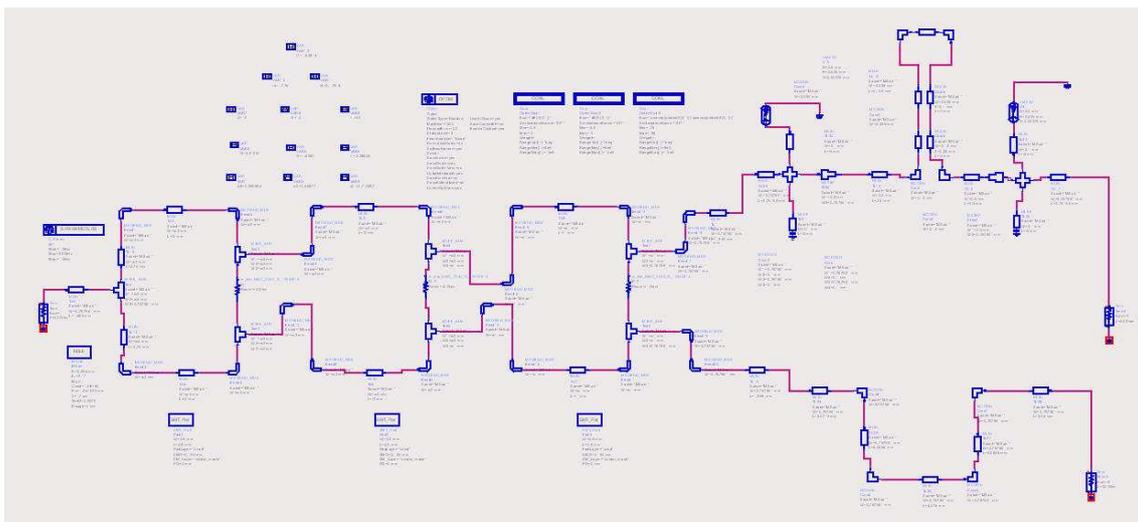


Figura 46 - Esquemático Balun

En el esquemático podemos ver como están definidas todas las variables que afectan a nuestro circuito en cuanto a sus valores de anchura y longitud de las líneas de transmisión y líneas acopladas que lo forman. Del mismo modo, esta definida la herramienta OPTSIM junto con sus correspondientes GOAL, que utilizaremos para perfeccionar los resultados obtenidos de nuestro BALUN ya que, como hemos mencionado anteriormente, los resultados de nuestro circuito conjunto y los resultados obtenidos por separado del Divisor y del desfasador, difieren debido a las pérdidas que

introduce cada circuito por separado.

Cabe destacar que la entrada en el puerto 1 representa la entrada desbalanceada, mientras que los puertos 2 y 3 representan la salida balanceada. La topología básica del circuito se muestra en la figura 47

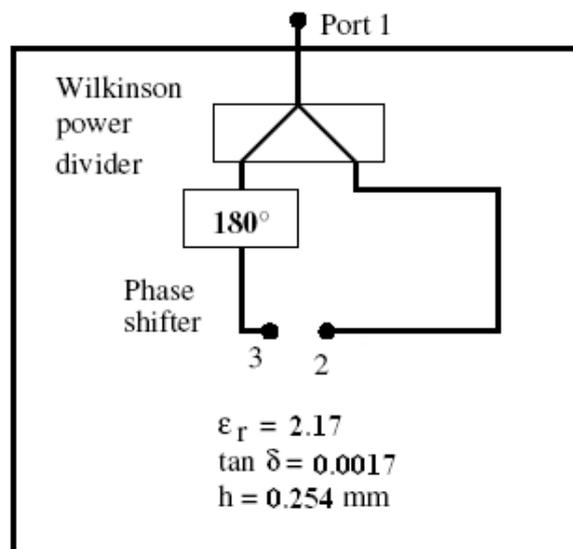


Figura 47 - Topología básica BALUN

Por otro parte, en nuestro esquemático de la figura 46, también aparecen definidos los SMTPAD, que representan unos pequeños tramos de línea necesarios para realizar las soldaduras de las resistencias en nuestro circuito impreso resultante. En la figura 48 podemos ver más en detalle como quedan definidos los SMTPAD.



Figura 48 - Definición del SMT_Pad de las resistencias

Por último con la simulación S-PARAM de ADS obtendremos los resultados de parámetros S de nuestro BALUN. Los parámetros S a los que debemos prestar más atención son el S21 y S31, los cuales nos interesa que sean lo más parecidos posible. Otro parámetro muy a tener en cuenta es la fase, que deberá ser lo más próxima a 180°. Por último, también debemos tener en cuenta el aislamiento (S23). En la figura 49 podemos ver los resultados obtenidos.

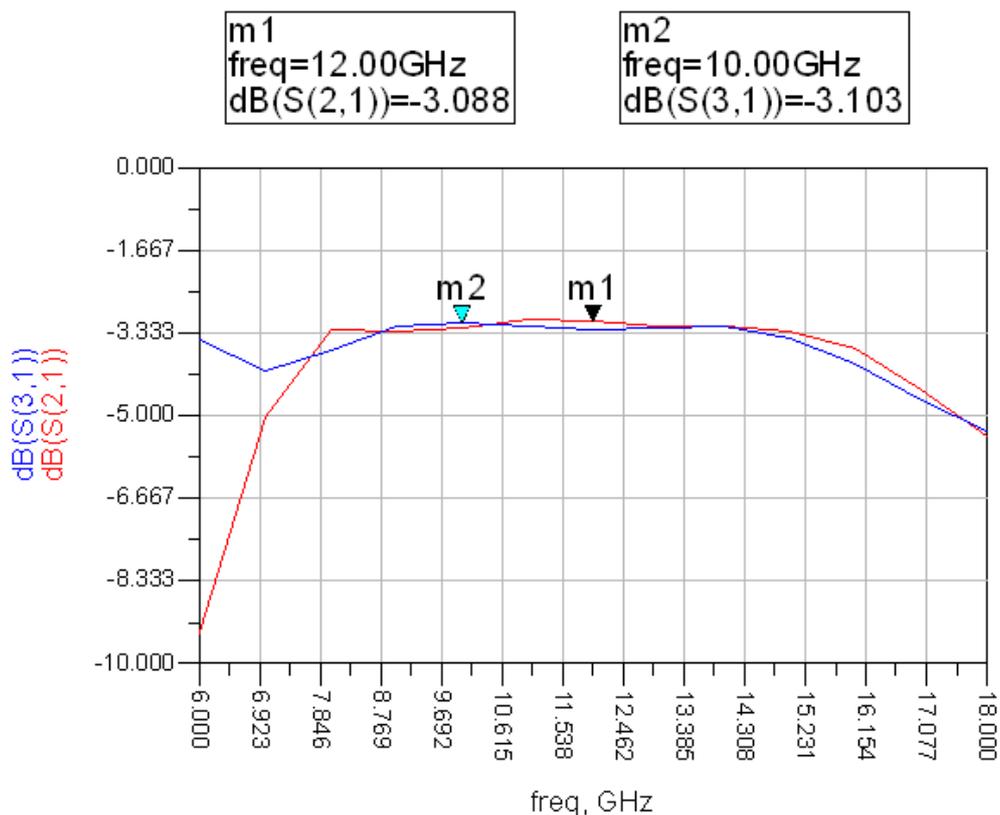


Figura 49 - Pérdidas de inserción del BALUN

Observamos que se consiguen unos buenos resultados en cuanto a pérdidas de inserción. Los valores de S21 y S31 son prácticamente iguales a lo largo de un ancho de banda de 8 a 16 GHz, manteniéndose constantes a un valor muy cercano a los -3db. A partir de los 16 GHz, siguen teniendo un valor parejo pero con unas pérdidas excesivas, por debajo de los -5db, algo que no nos interesa debido a que necesitaríamos tener una potencia elevada a la entrada del BALUN para obtener un correcto funcionamiento a esas frecuencias.

A continuación en la figura 50 podemos ver el desfase existente entre los puertos de salida balanceados 2 y 3.

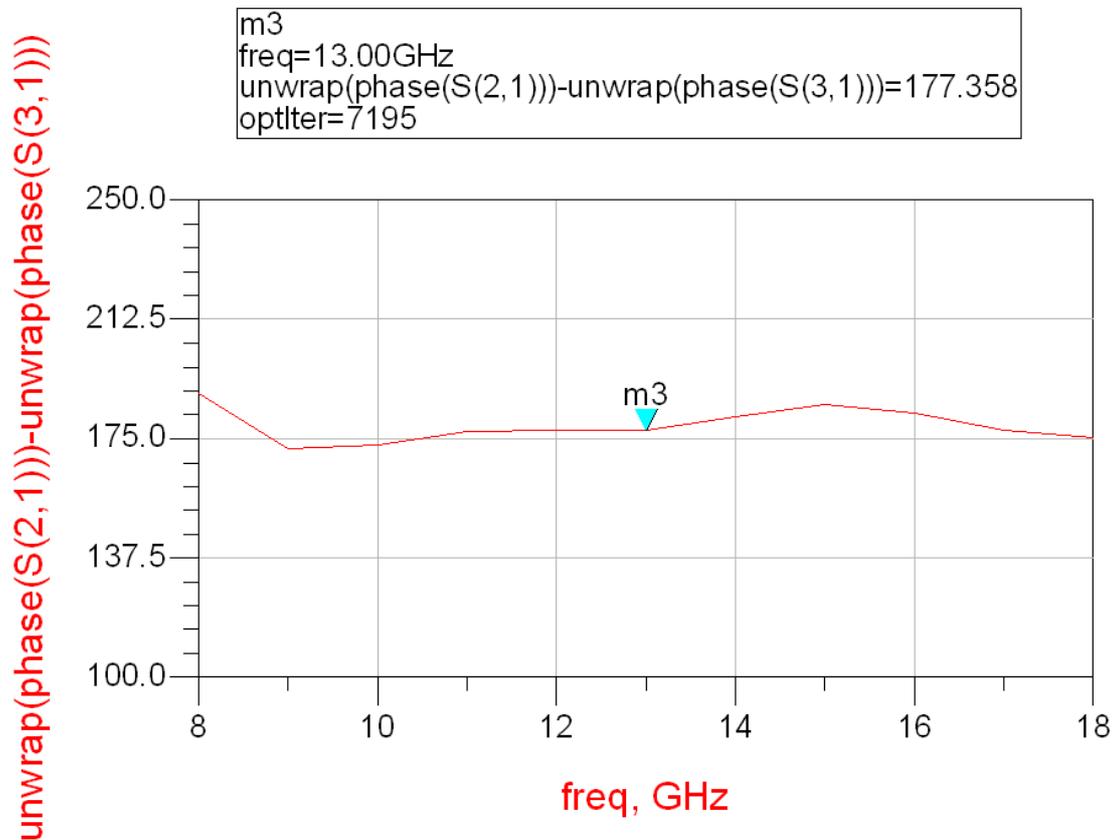


Figura 50 - Diferencia de fase del BALUN

De la figura 50 deducimos que se consigue un desfase de 180° con un error de $\pm 5^\circ$ entre los puertos balanceados. De esta forma se cumple una de las principales características del BALUN como es tener entre sus salidas dicho desfase.

Por último en la figura 51 veremos las pérdidas de retorno (S11, S22 y S33) y el aislamiento entre los puertos de salida (S32). Buscaremos unas pérdidas de retorno inferiores a -10db y consideraremos un buen aislamiento por debajo de los -15db.

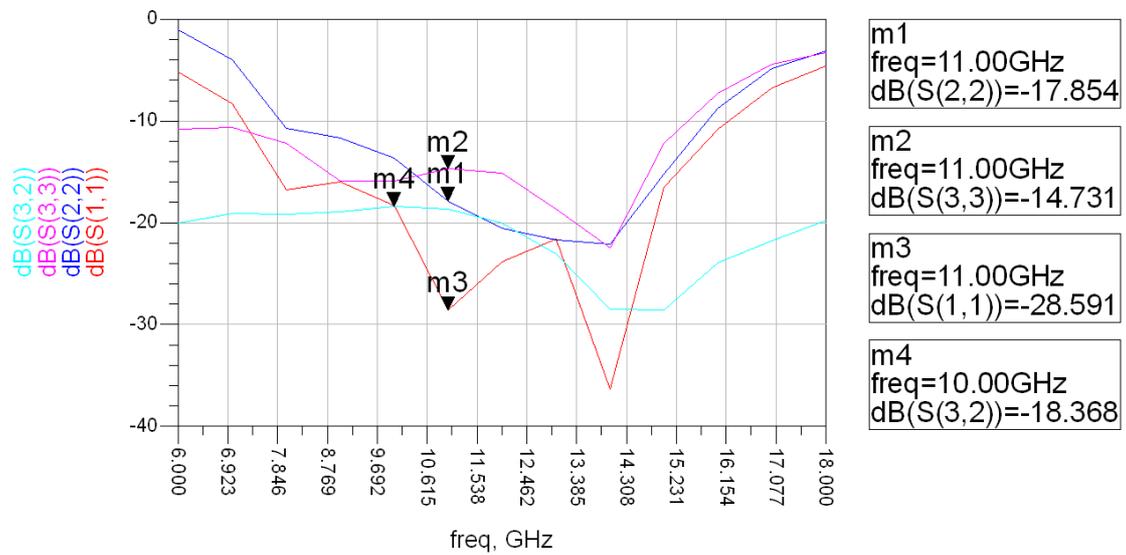


Figura 51 - Aislamiento y pérdidas de retorno del BALUN

Para hacernos una idea de cómo quedará nuestro circuito una vez este fabricado, podemos ver su layout en la figura 52



Figura 52 - Layout del BALUN

DISEÑO DEL BALUN CON MOMENTUN

A partir del layout realizado en ADS podemos realizar una simulación mucho más

precisa que la simulación partiendo del esquemático como se había hecho hasta ahora. Para ello utilizamos la aplicación Momentun, que es un módulo de cálculo integrado en el software ADS. Este es un programa de análisis de onda completa o full-wave, que quiere decir que resuelve los campos electromagnéticos en la estructura del problema. Este tipo de simulación es indispensable para el diseño preciso de circuitos de altas frecuencias de microondas, como es nuestro caso, donde los efectos parásitos y las discontinuidades se vuelven apreciables y se deben tener en cuenta.

De forma resumida, el procedimiento que se realiza en Momentun consiste en primer lugar en dividir la geometría de diseño en fragmentos más pequeños, es decir, realizar el mallado (Momentun RF \rightarrow Mesh). En la figura 53 vemos como momentun realiza la división del circuito en fragmentos más pequeños.

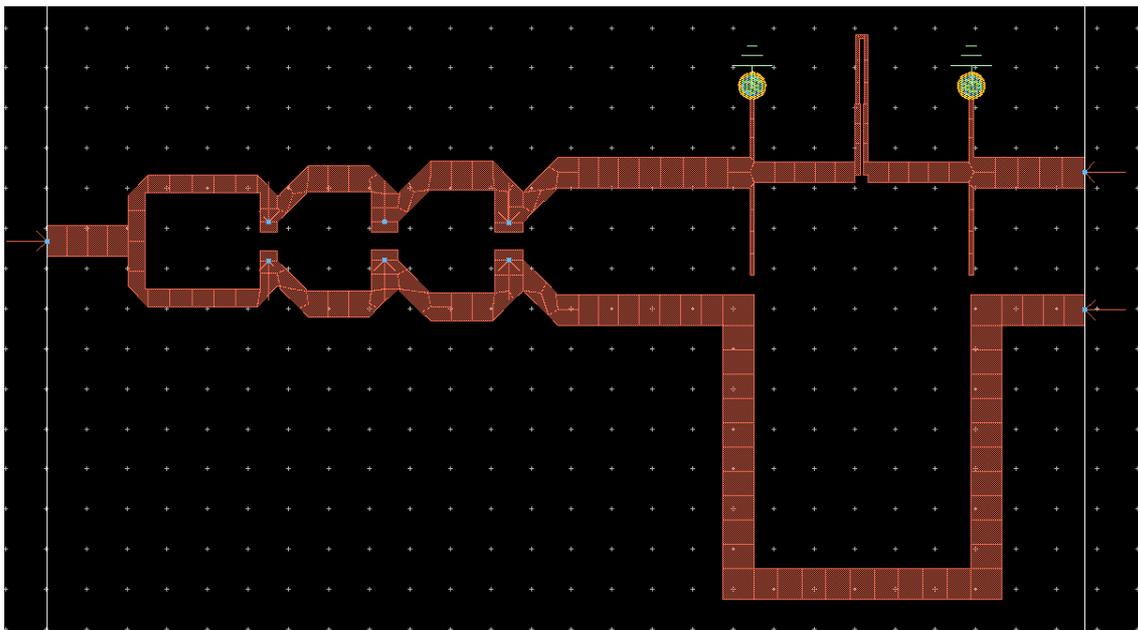


Figura 53 - Análisis del BALUN con Momentum

En cada zona del mallado la densidad de corriente eléctrica, J , se aproxima por funciones “base”; cada función base describe un comportamiento espacial de la corriente, pero es ponderada por un coeficiente desconocido. El problema de la simulación se resuelve forzando que las condiciones de contorno (electromagnéticas)

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

PASOS REALIZADOS PARA LA SIMULACIÓN DEL BALUN CON MOMENTUN

Lo primero que se debe hacer, como ocurre con todos los circuitos, es definir el sustrato. Para definir el sustrato en momentun podemos importarlo directamente desde nuestro esquemático de ADS (Momentun → Substrate → update from schematic). En la figura 54 podemos ver como queda definido el sustrato en momentun.

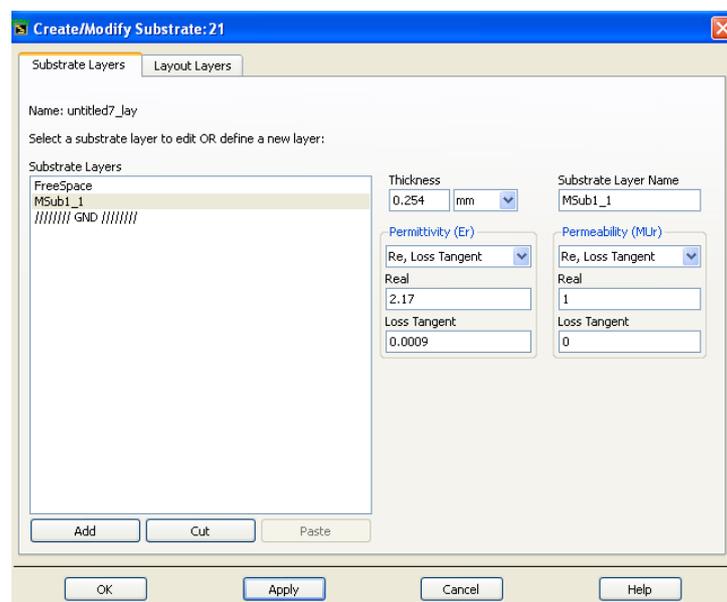


Figura 54 - definición del sustrato con Momentum

Una vez que se tiene definido el sustrato, se pasa a definir los puertos. Debemos poner puertos a la entrada y salidas del circuito y también en las resistencias, ya que Momentum realiza la simulación sin tener en cuenta las resistencias y habrá que añadirlas posteriormente, conectándolas en sus correspondientes puertos. Los puertos de entrada y salida serán “Single Port” mientras que los de las resistencias serán “Internal Ports”.

En el caso de los accesos denominados como “Single Ports”, Momentum ejecuta un calibrado de los accesos añadiendo longitudes de línea que hagan que la impedancia del acceso no influya en los parámetros S resultantes. Es el mismo criterio que se utiliza en los elementos de medida y por ello nos dará unos resultados de simulación más parecidos a los que obtendremos al medir el circuito en el laboratorio.

El cálculo de la longitud e impedancia característica necesarias, lo realiza internamente el simulador y el efecto de las líneas de transmisión es eliminado a posteriori (de-embedding).

En el caso de los accesos internos, (Internal Ports), éstos se pueden definir en cualquier posición de la geometría, sea un punto o una línea de alimentación. Así se pueden conectar elementos concentrados pasivos o activos en los puntos necesarios e incorporarlos a la simulación en ADS. En nuestro caso serán componentes pasivos como resistencias los que colocaremos en esos puntos.

A continuación definimos la simulación con el objetivo de obtener los parámetros S entre todos los puertos. Hay que tener en cuenta que esta simulación se realiza sin las resistencias del divisor Wilkinson, y por lo tanto, los resultados que se obtendrán distarán mucho de los valores obtenidos en la simulación con ADS. Esto es debido, como hemos comentado anteriormente, a que la simulación de Momentum se realiza sin las resistencias. Una vez se añadan las resistencias nos dará una idea más real del comportamiento del BALUN.

Definiremos una simulación para alta frecuencia, desde 8 Ghz hasta 15 Ghz ya que es

en la banda donde trabajará nuestro BALUN. Al tratarse de una simulación a alta frecuencia utilizaremos la opción Momentum → Enable MW Mode y realizaremos un barrido de frecuencia adaptativo tomando 50 muestras. En la figura 55 podemos ver como se define esta simulación.

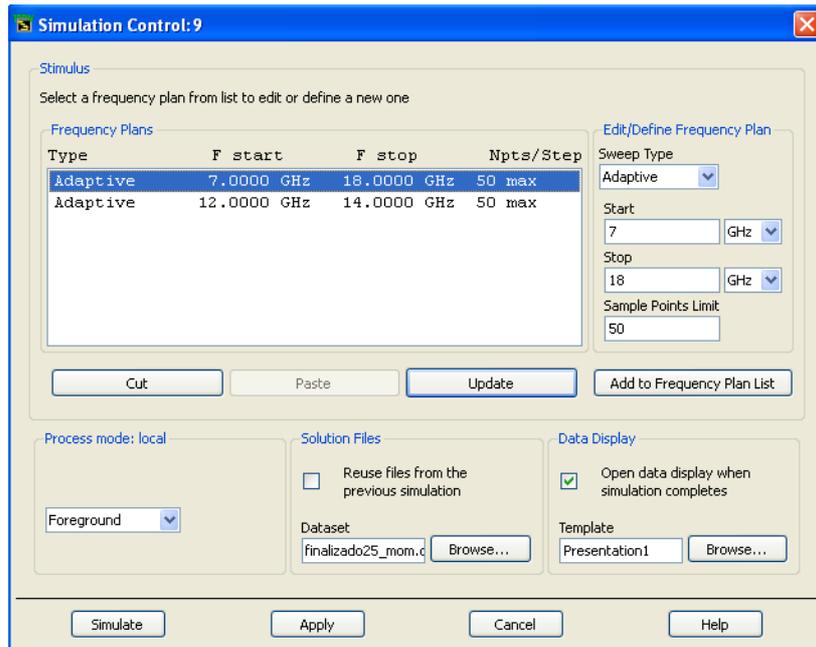


Figura 55 - Definición de la simulación de parámetros S con Momentum

Al finalizar la simulación, que puede ser lenta dependiendo del número de puertos y de los puntos tomados para hacer la malla, importamos el layout simulado como si fuese un componente con los comandos: Momentum → Component → Create/Update. De esta forma creamos un nuevo esquemático y en el que incluimos como un componente el layout anteriormente simulado con Momentum y añadimos las resistencias tal y como se muestra en la figura 56.

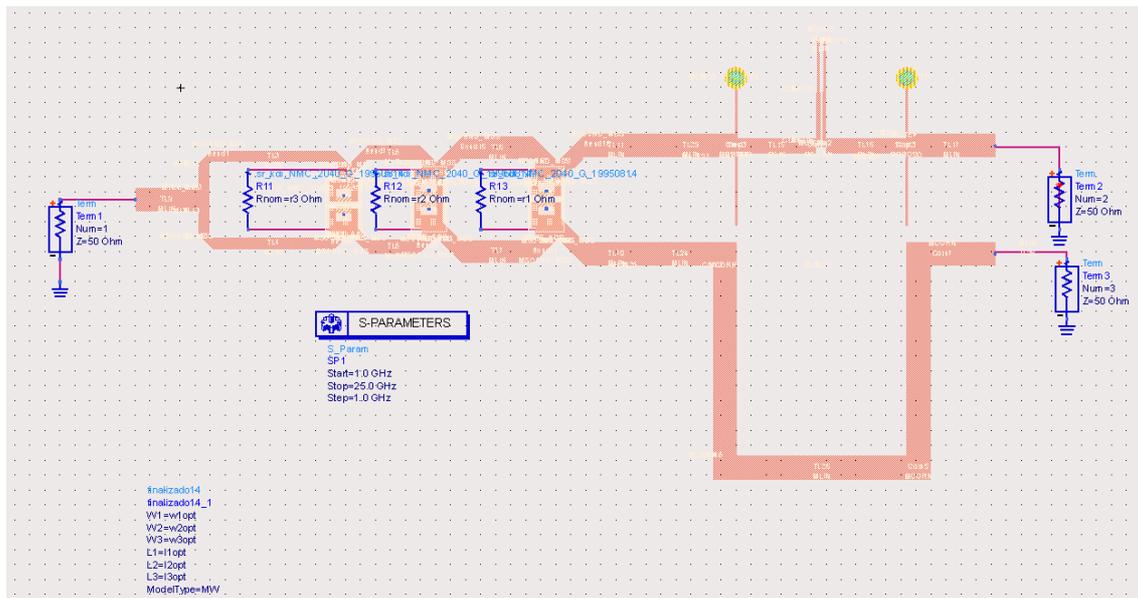


Figura 56 - Esquemático con el layout como componente

Una vez que ya tenemos nuestro circuito, pasamos a hacer la simulación de sus parámetros S. Esta simulación se realiza igual que hacíamos en ADS con la herramienta S-PARAM, pero con la diferencia de que toda la parte del circuito que esta en microstrip, se sustituye por su respuesta del análisis electromagnético.

Debido a que este tipo de simulación tiene en cuenta los efectos parásitos y las discontinuidades, los resultados obtenidos serán un poco distintos que los que conseguimos en ADS, pero nos darán una solución más real de lo que nos podemos encontrar a la hora de medir el circuito una vez fabricado.

Por esta razón, ha sido necesario realizar una optimización de los parámetros del BALUN, de forma que las anchuras y longitudes de nuestro circuito se han visto modificadas ligeramente en comparación con las que teníamos en nuestra simulación de ADS.

OPTIMIZACIÓN DE CIRCUITO CON MOMENTUM

Como comentábamos anteriormente, los resultados que se obtuvieron con la simulación

de ADS, no se correspondían con los obtenidos de la simulación con Momentum. Esta circunstancia supone un importante problema, debido a que el funcionamiento de nuestro circuito se ve deteriorado y debemos corregirlo.

Para subsanarlo, Momentum tiene una opción para optimizar las variables del circuito diseñado, cambiando ligeramente sus valores en cada iteración y entendiendo como iteración una simulación electromagnética completa de Momentum. El número de iteraciones que queremos que haga, lo elegimos nosotros en los parámetros de optimización al igual que definimos los objetivos que queremos conseguir. Cuantas mayores iteraciones hagamos mejores resultados obtendremos, pero llegará un momento en el que el circuito no podrá mejorarse más. Todo este proceso lo podemos seguir desde el optimization cockpit como vemos en la figura 57.

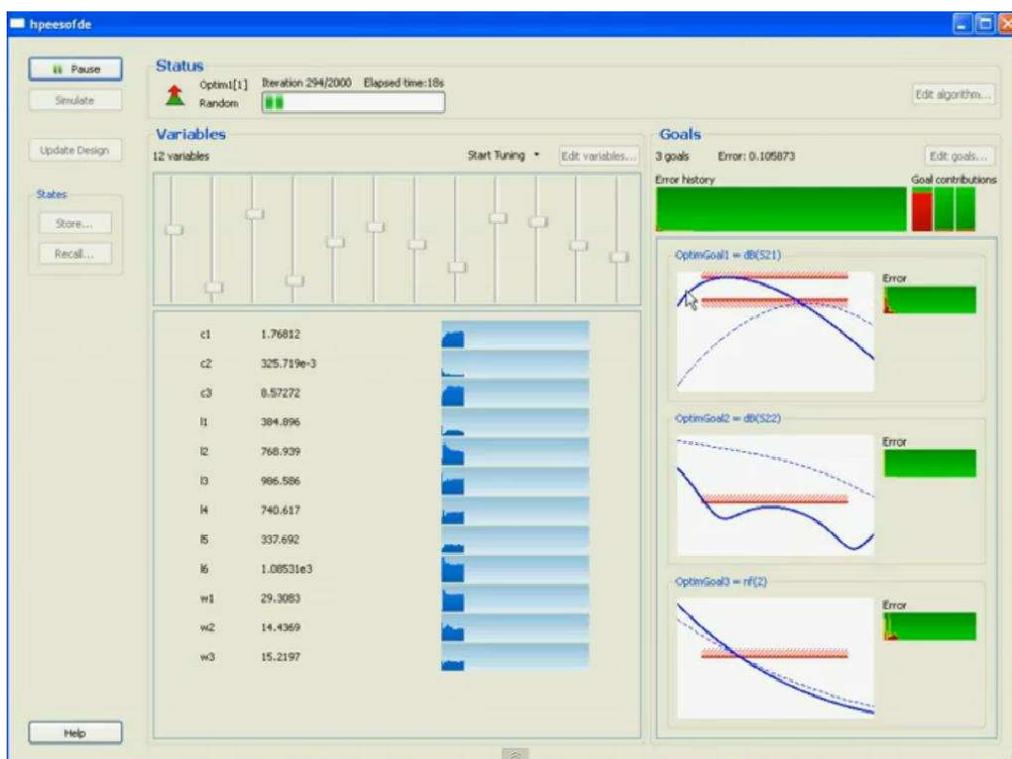


Figura 57 - Captura del Optimitation Cockpit de ADS

En la figura 57, vemos en la parte derecha definidos tres objetivos marcando los valores a los que se quiere llegar entre líneas rojas y en la parte izquierda vemos como van

variando las variables definidas en nuestro circuito. Por otra parte, en la parte izquierda también vemos una línea de puntos azules que representa la señal original y una línea azul que representa la señal optimizada.

Este proceso, aunque puede resultar muy largo (varias semanas) y laborioso, siendo una de las partes del proyecto que más tiempo nos ha llevado, también es una de las principales ventajas por las que se usa este tipo de simulación, ya que se consiguen resultados bastante buenos y muy próximos a lo que nos encontraremos una vez tomemos medidas en el laboratorio. De esta forma podemos afirmar que, si construyésemos el circuito con los resultados obtenidos en la simulación de ADS, éstos distarían mucho de lo esperado. Por otra parte, gracias a que previamente se definieron las variables en ADS luego se pudo realizar la optimización en Momentum, pudiendo copiar la huella generada de nuestro circuito, unirle las resistencias y optimizarlo.

En la figura 58 podemos ver como queda representada la huella de nuestro circuito con las resistencias y las herramientas de optimización.

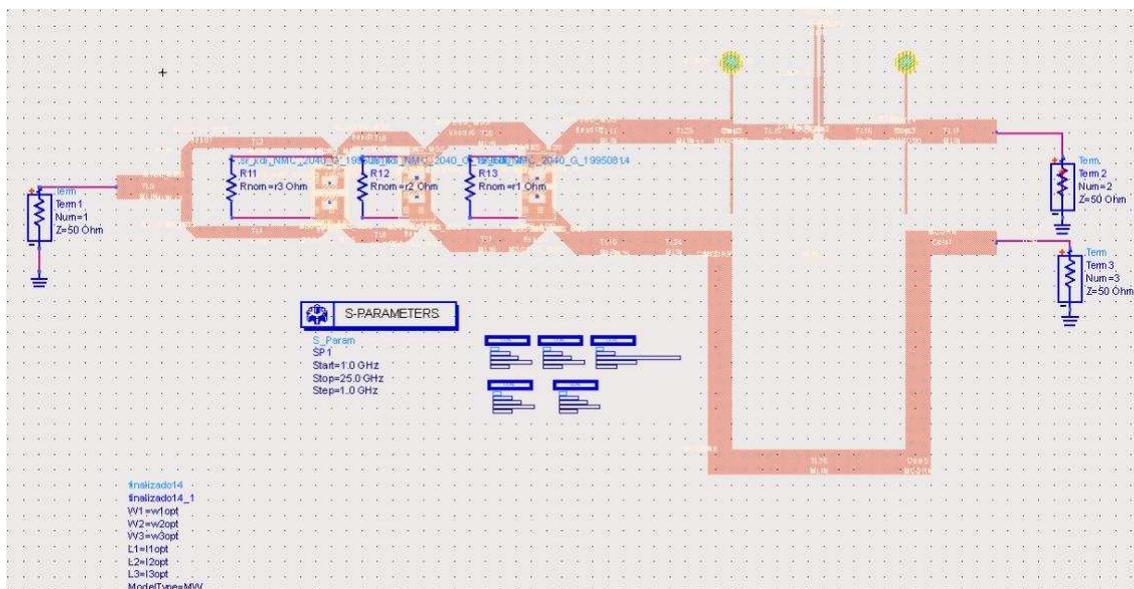


Figura 58 - Huella del circuito para la optimización con Momentum

En la figura 59 podemos ver también como se definen las variables en momentum.

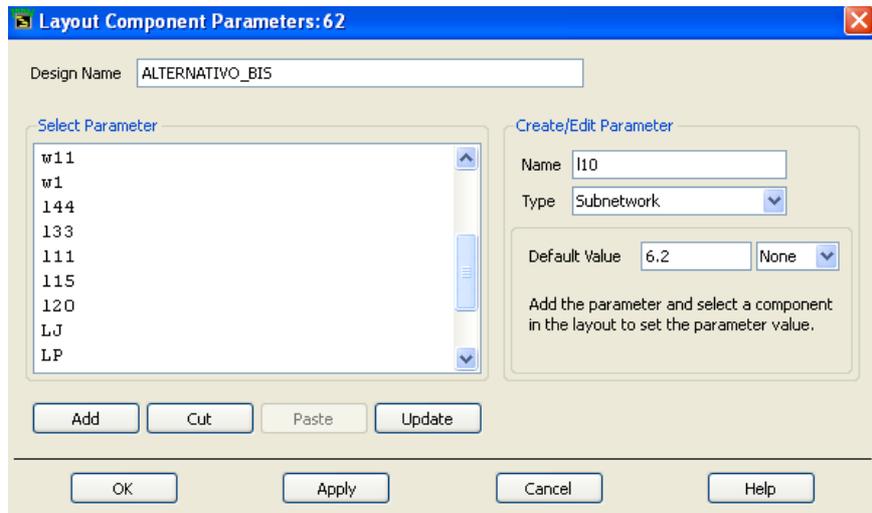


Figura 59 - Definición de variables con Momentum

Por último, los resultados finales que se obtienen del BALUN después del proceso de optimización son los que podemos ver en las figuras 60, 61 y 62.

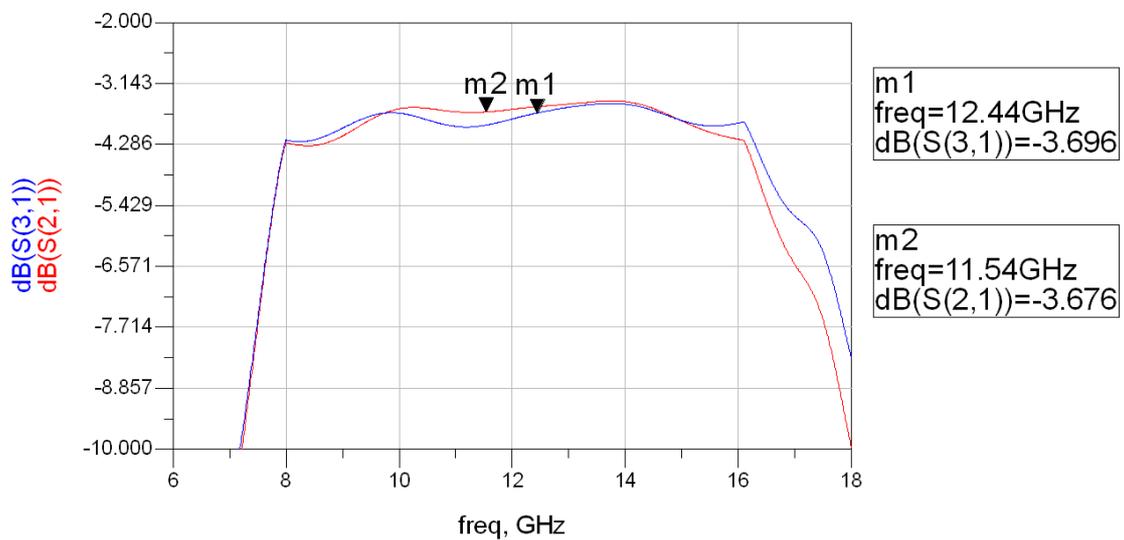


Figura 60 - Pérdidas de inserción del Balun con Momentum

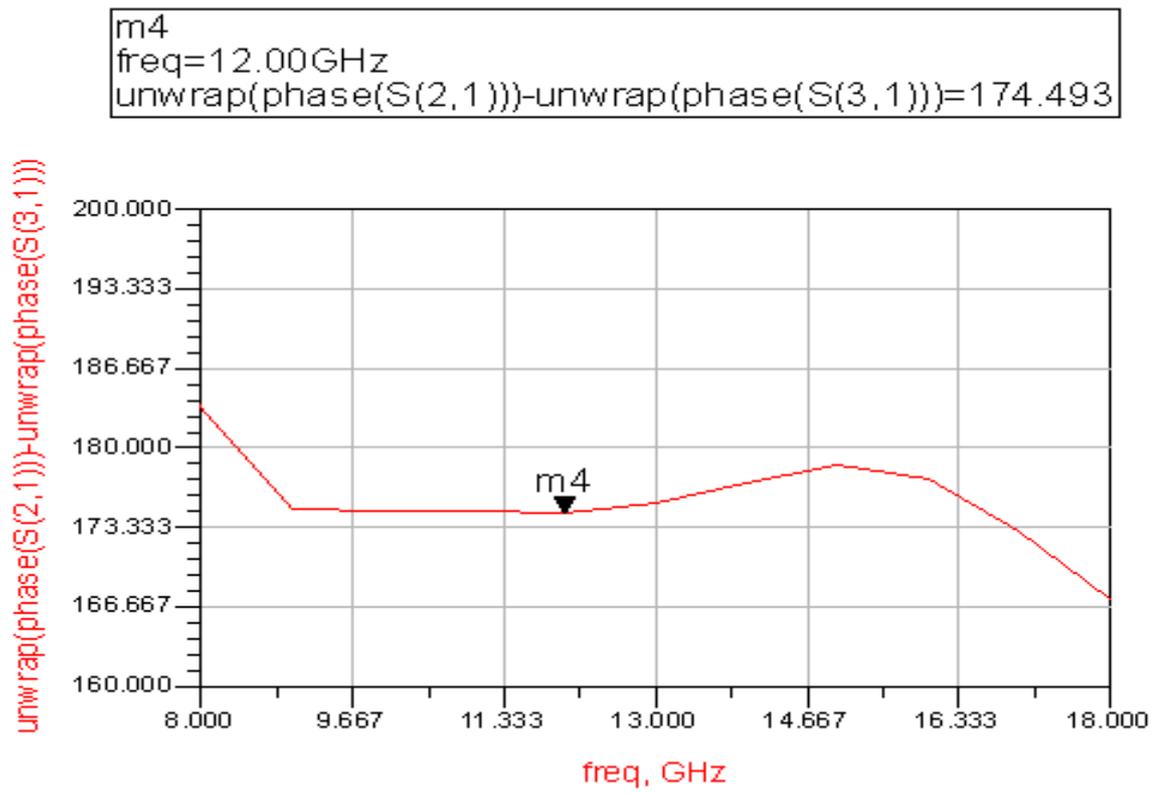


Figura 61 - Desfase del Balun con Momentum

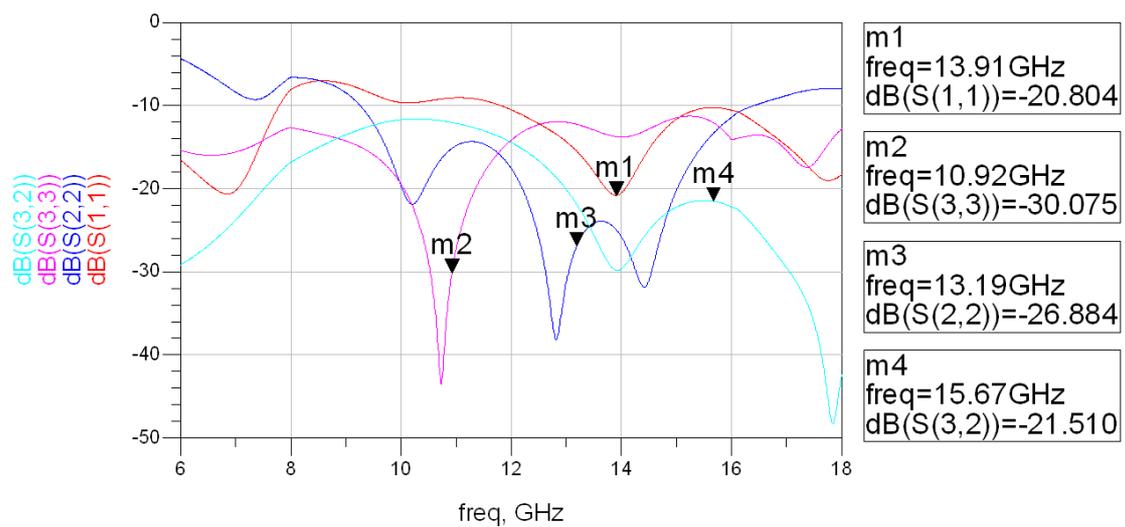


Figura 62 - Aislamiento y pérdidas de retorno del Balun con Momentum

MODIFICACIÓN DE LA ESTRUCTURA DEL BALUN

Con el objetivo de fabricar nuestro circuito nos vimos obligados a modificar su estructura. La razón de este cambio radica en la caja donde finalmente se asentaría el circuito impreso del BALUN. Por esta razón y para aprovechar una disponible en el laboratorio del departamento, se modificó la posición de la entrada del circuito así como ambas salidas. El layout final del circuito se puede ver en la figura 63.

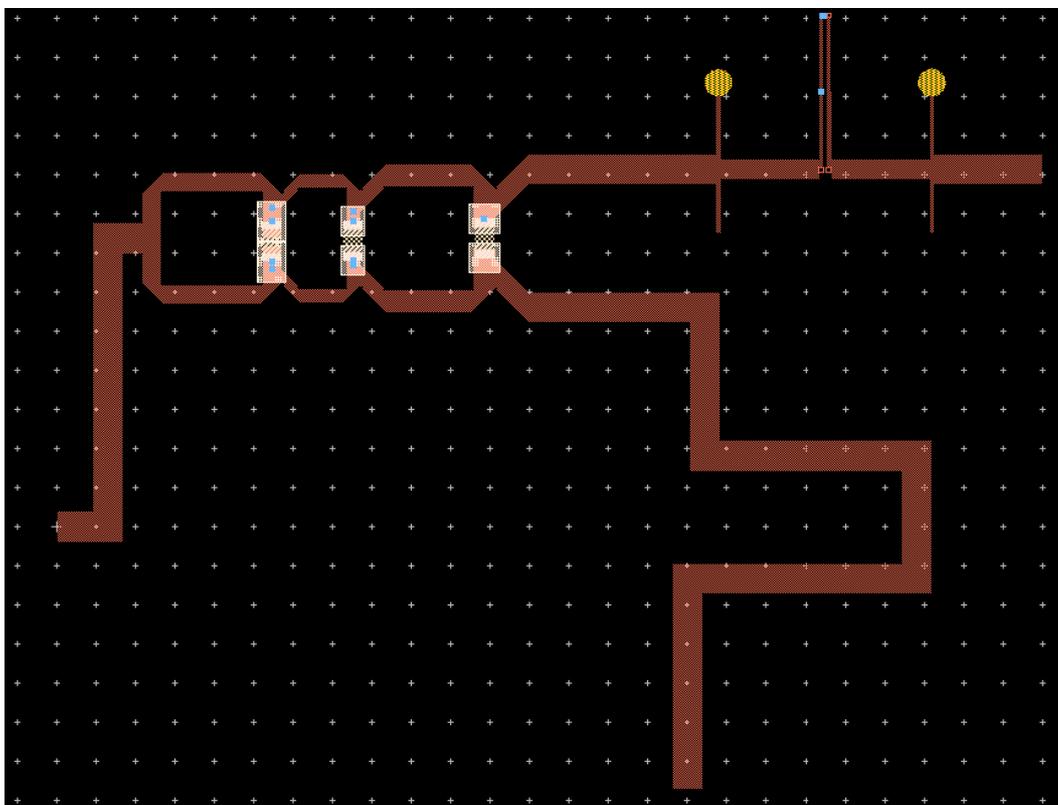


Figura 63 - Layout definitivo del Balun

Como vemos en la figura 63, los cambios con respecto al circuito primitivo se encuentran en la entrada y en una de las salidas. A la entrada se han añadido dos líneas de transmisión junto con sus correspondientes codos para poder lograr las coordenadas de entrada deseadas. Del mismo modo, en una de las salidas se han añadido más líneas de transmisión y codos para lograr llevar esta rama del BALUN a la coordenada deseada.

El funcionamiento del circuito se verá influenciado ligeramente debido a la introducción de nuevas líneas de transmisión que generarán leves pérdidas. Esto es provocado sobre todo por la entrada, ya que es la parte del circuito que sufre mayor modificación. Las salidas, aunque tienen distinta estructura, no afectarán al funcionamiento del circuito debido a que la longitud eléctrica sigue siendo igual que la del BALUN primitivo.

Los resultados obtenidos después de la simulación con momentum se pueden ver en las figuras 64, 65 y 66. Como en anteriores simulaciones, representaremos la fase entre las salidas balanceadas, las pérdidas de inserción (S21 y S31), el aislamiento (S32) y las pérdidas de retorno (S11, S22 y S33).

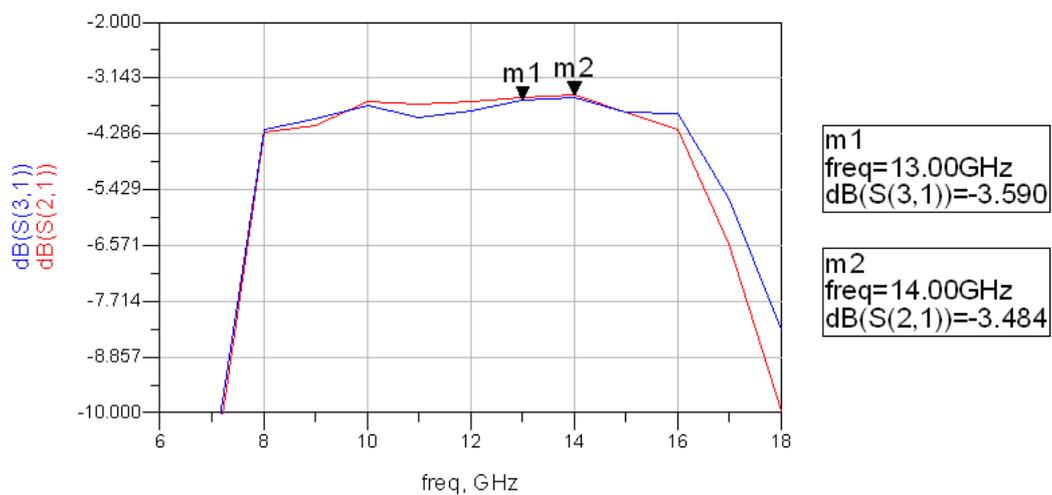


Figura 64 - Pérdidas de inserción del Balun definitivo

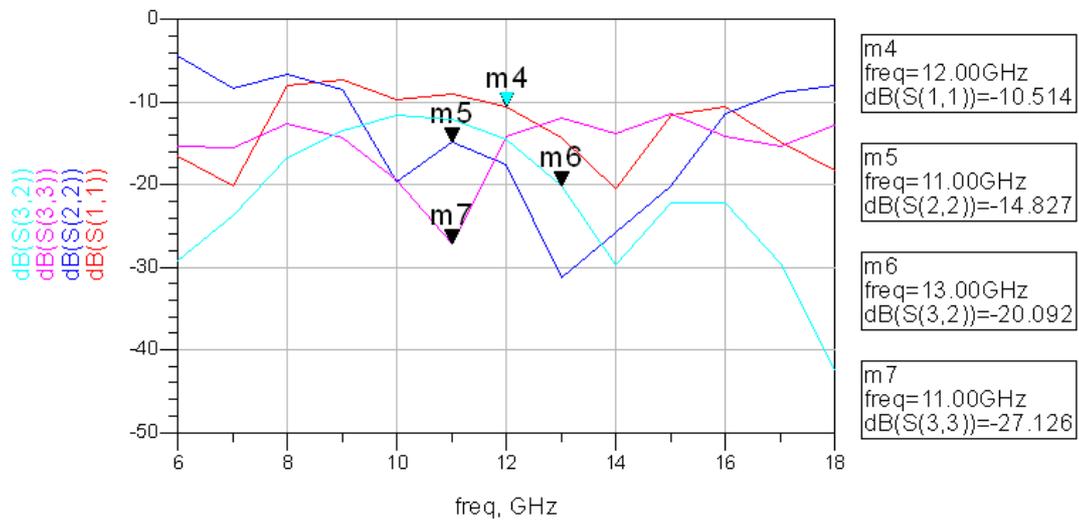


Figura 65 - Aislamiento y pérdidas de retorno del Balun definitivo

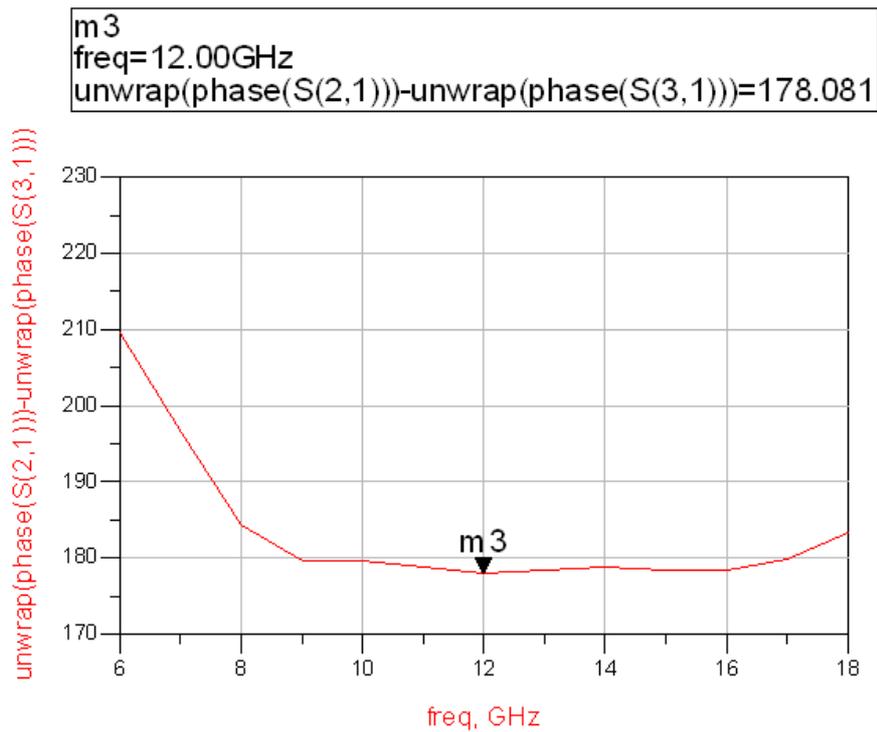


Figura 66 - Desfase del balun definitivo

Observando las figuras 64 y 66 podemos concluir que se obtiene un óptimo

funcionamiento del BALUN para las frecuencias de 8 a 16 Ghz, manteniéndose las pérdidas de inserción cercanas a los -3db y la fase muy próxima a 180° con una oscilación de 2°.

FABRICACIÓN DEL PRIMER PROTOTIPO DE BALUN

Una vez terminado el diseño con las medidas adecuadas para poder ser asentado en su respectiva caja de 25x25mm, se guarda como archivo de Gerber que contiene el layout. Este archivo será el que proporcionaremos al laboratorio de fabricación para que puedan construir nuestro circuito. El proceso se realiza mediante la impresión del layout contenido en papel de cebolla, para después ser usada en el proceso fotográfico sobre una placa de circuito impreso, recubierta de resina fotosensible, para obtener más tarde nuestro circuito por grabado químico.

Una vez terminada la caja con el circuito, se colocan en los agujeros de entrada y de salida los conectores SMA.

El resultado final del BALUN una vez construido se puede ver en la figura 67.

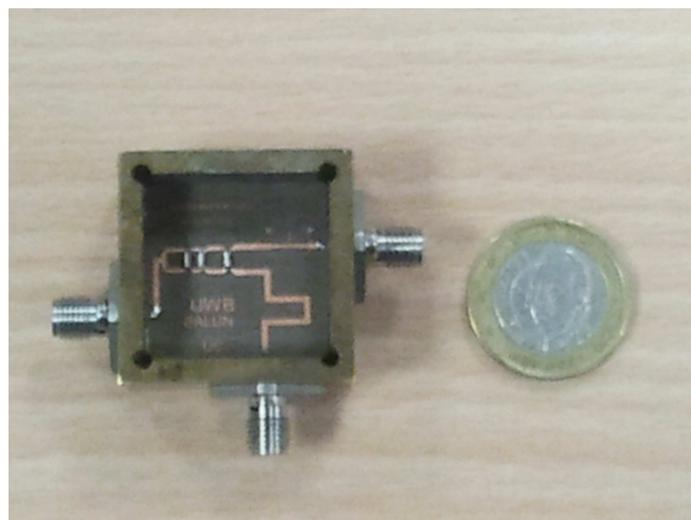


Figura 67 - primer prototipo de Balun construido

MEDIDA DEL PRIMER PROTOTIPO DE BALUN

Para medir el Balun, necesitamos únicamente un analizador de redes, un par de cables de RF aptos para la frecuencia a la que se requiere la medida y un par de adaptadores N-SMA. Una vez conectada la entrada del cable al puerto 1 del analizador y la salida al puerto 2, debemos calibrar el equipo con la guía que utiliza el analizador de redes y el kit de calibración de 3,5 mm ya que es el diámetro de los conectores de los cables. Dicho kit consta de un short, un open, un load y un through que se deben conectar en ambos cables según indica la guía, los tres primeros para calibrar la reflexión y el último para calibrar la transmisión.

En la figura 68 podemos ver una imagen de como es el kit de calibración.



Figura 68 - kit de calibración

Una vez calibrado, representamos en el analizador de redes los parámetros S de nuestro BALUN como son: las pérdidas de inserción (S_{21} y S_{31}), las reflexiones en los puertos de entrada y salida (S_{11} , S_{22} , S_{33}) y el aislamiento. Como en el analizador de redes

solo tenemos dos salidas de cables para medir, solo podremos representar al mismo tiempo un parámetro, por lo tanto a la entrada o salida que quede libre se le colocará una carga adaptada para realizar las medidas.

En la figura 69 se pueden ver todos los elementos que forman parte del montaje de medida mencionado anteriormente y en las figura 70 podemos ver como se coloca la carga adaptada para medir los parámetros S.

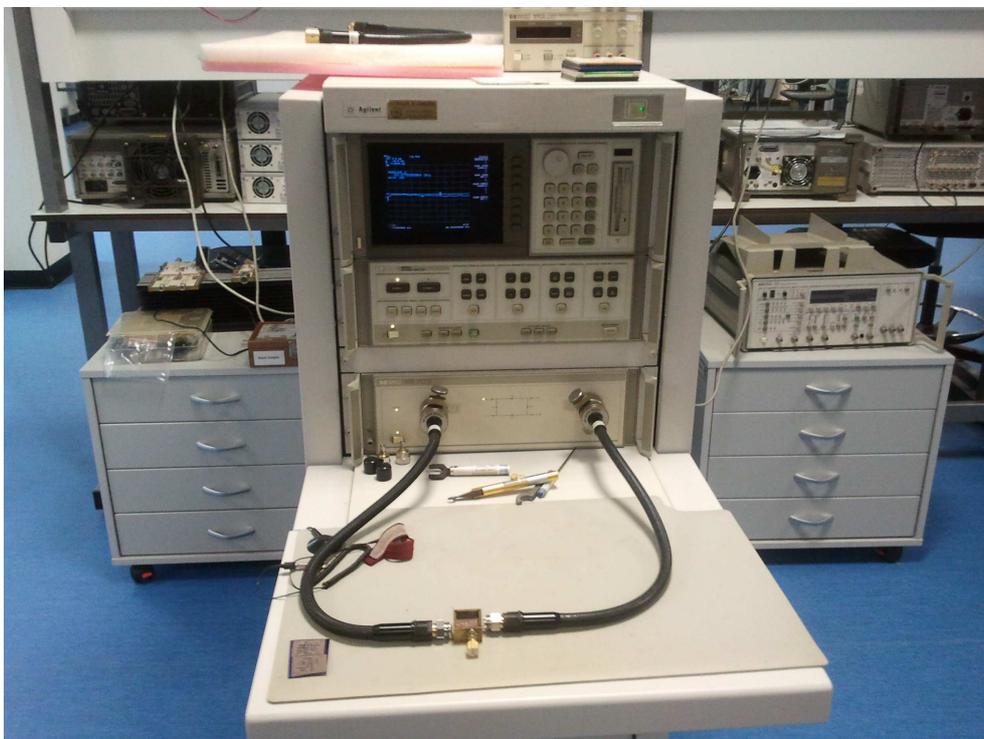


Figura 69 - Montaje para la medida del Balun

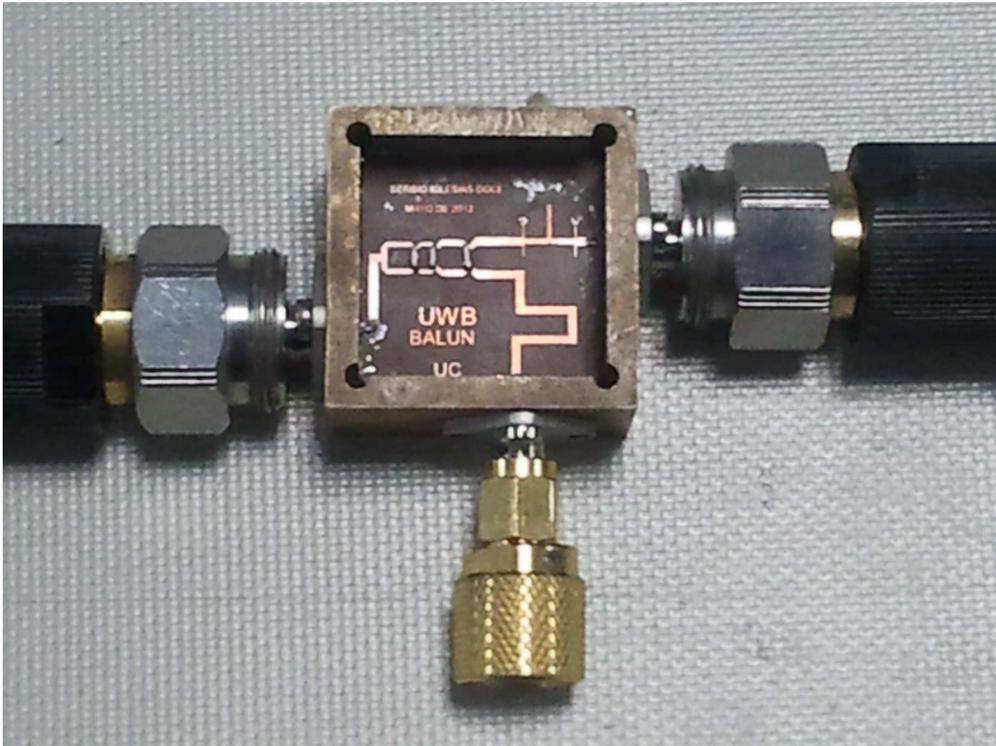


Figura 70 - Medida del parámetro S21 con carga adaptada

Los resultados obtenidos con el analizador de redes los representamos con el ADS y los podemos ver en las figuras 71, 72 y 73a, 73b y 73c.

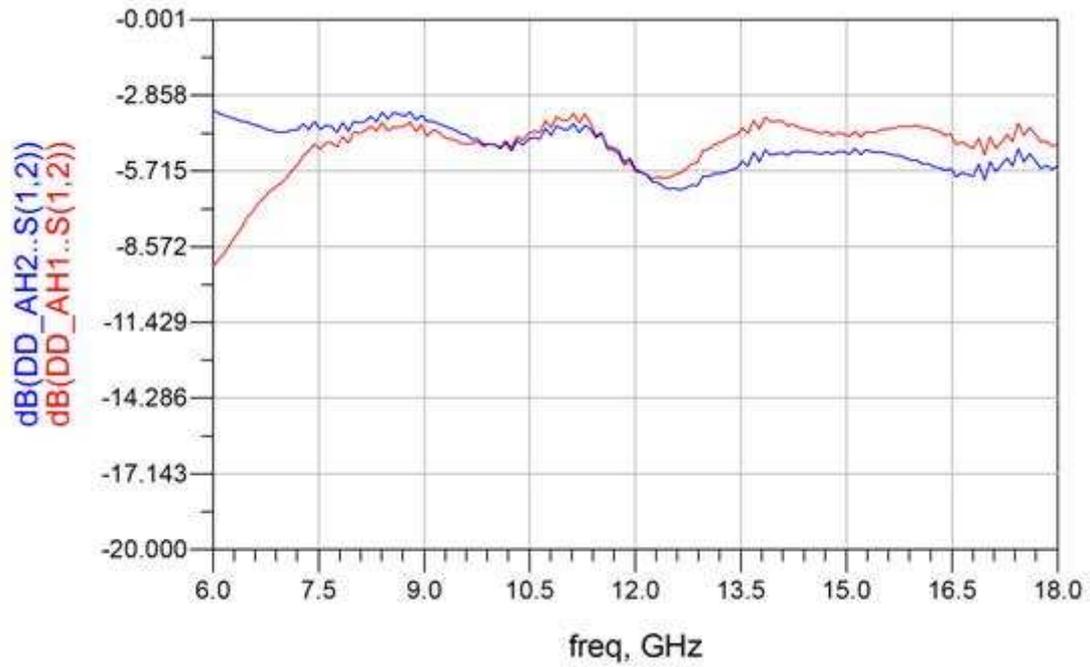


Figura 71 - Pérdidas de inserción del Balun de instrumentación medido en el laboratorio

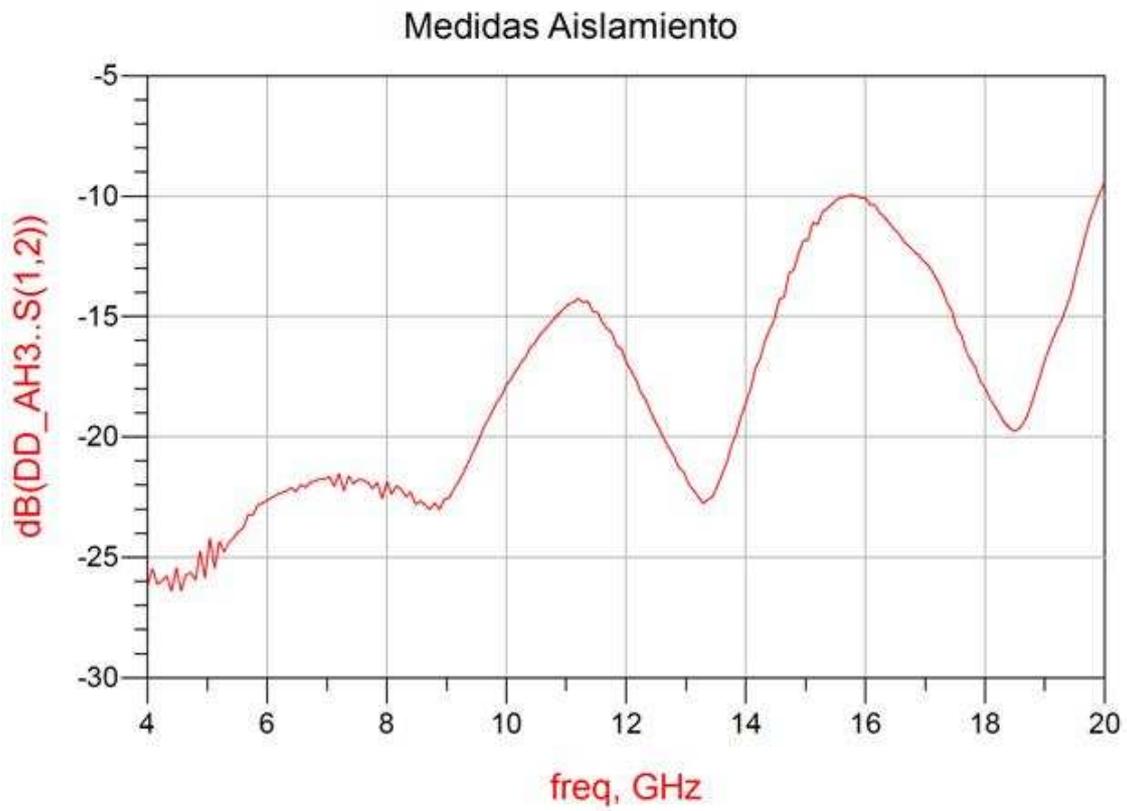


Figura 72 - Aislamiento del Balun de instrumentación medido en el laboratorio

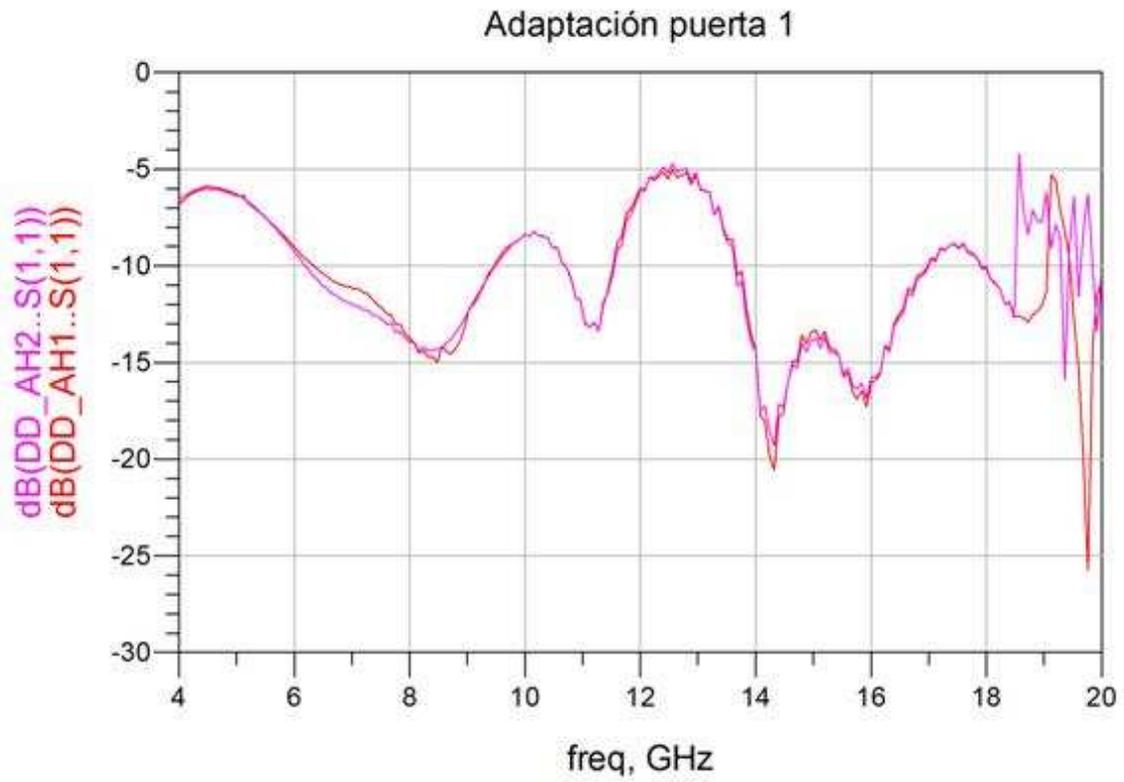


figura 73a – adaptación en el puerto 1 del balun de instrumentación medido en el laboratorio

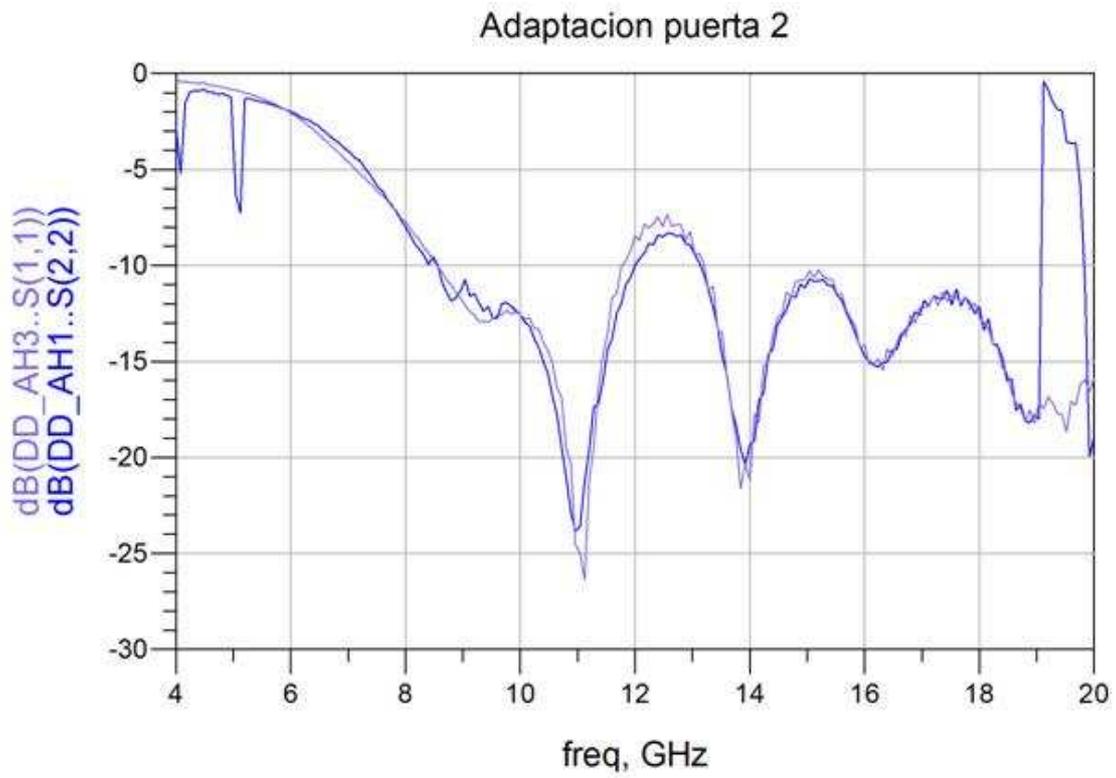


figura 73b - Adaptación en el puerto 2 del balun de instrumentación medido en el laboratorio

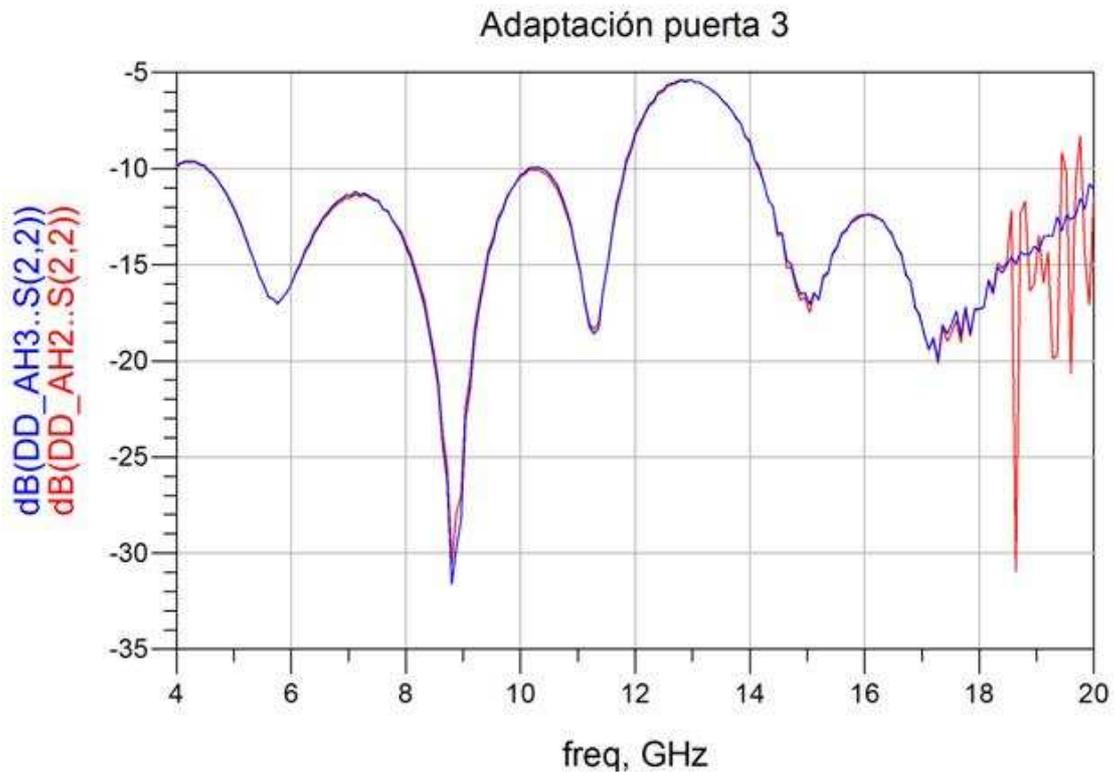


Figura 73c - Adaptación en el puerto 3 del Balun de instrumentación medido en el laboratorio

Podemos concluir de los resultados que no han salido como se esperaban. Esto es debido a que el tamaño de los stubs y de las líneas acopladas es muy pequeño y, a la hora de fabricarse el circuito, no se han podido respetar los valores previamente diseñados. Esta circunstancia es la que ha hecho que el funcionamiento del Balun se vea deteriorado en algunas frecuencias. En la figura 74 podemos ver como debían ser los valores construidos y en las figuras 75 y 76 vemos como son los que finalmente se construyeron.

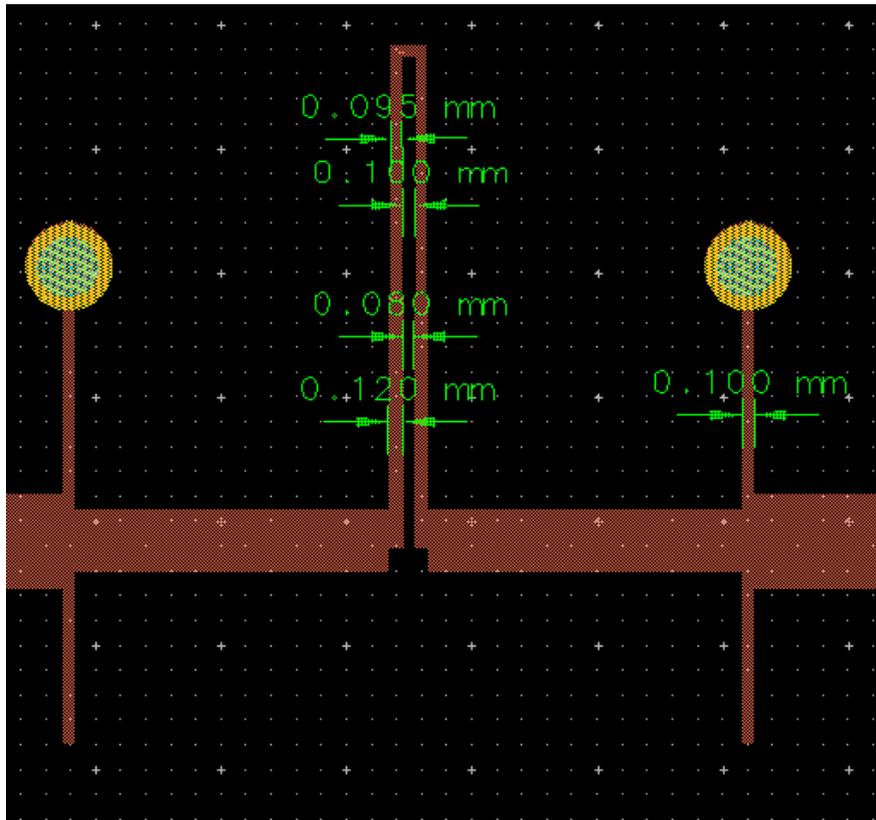


Figura 74 - Anchuras de stubs y líneas acopladas del Balun diseñado

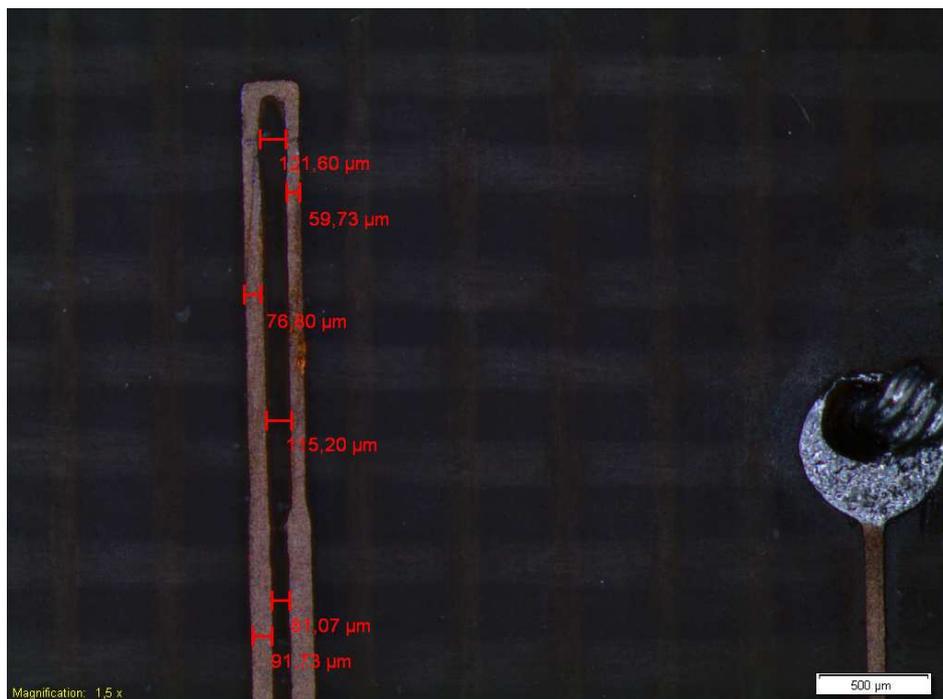


Figura 75 - Anchura del las líneas acopladas del Balun construido

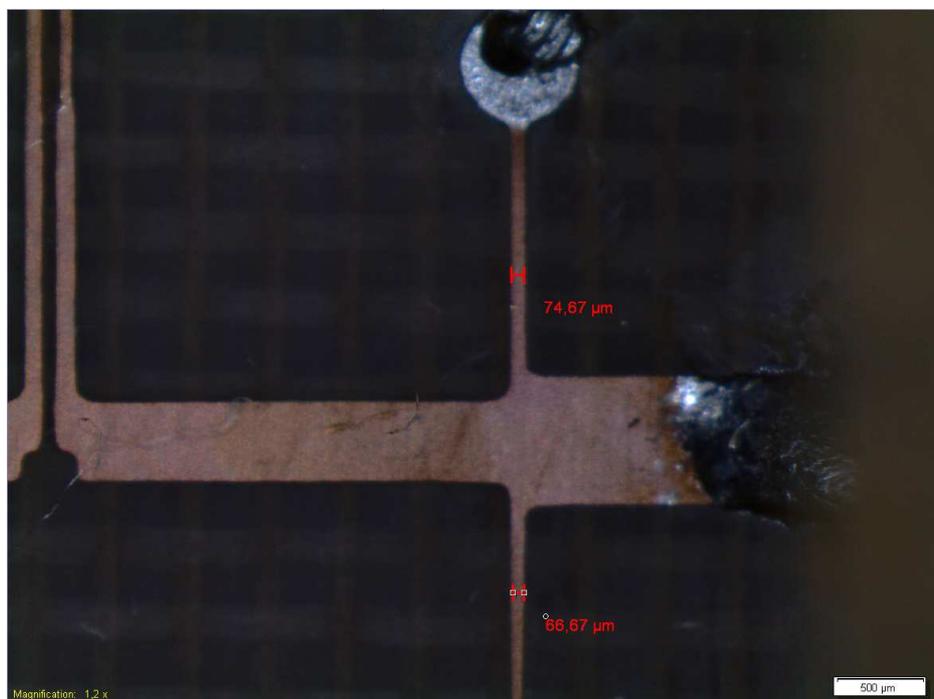


Figura 76 - Anchura de los Stubs del Balun construido

FASE DE DISEÑO DEL SEGUNDO BALUN

El segundo BALUN propuesto en este proyecto, se trata de un circuito diseñado para trabajar en el rango de frecuencias UWB regulado por la FCC que, como vimos en el capítulo 2, comprende las frecuencias de 3.1 Ghz a 10.6 Ghz.

Debido a las características de los dispositivos de UWB diseñados para trabajar en el rango de las WPAN (Wireless Personal Area network), este BALUN ha sido diseñado para aplicaciones comunes dentro de este tipo de redes de área personal, como pueden ser la comunicación entre distintos dispositivos; ordenadores, puntos de acceso a Internet, telefonos móviles, PDA, dispositivos de audio, etc. Otro tipo de aplicaciones en las que puede ser utilizado por ser aplicaciones de UWB son, en la conectividad de WUSB (Wireless Universal Serial Bus) de gran velocidad, en el reemplazo de cables en la siguiente generación de dispositivos Bluetooth como los móviles 3G, creando conectividad ad-hoc de alto ratio en dispositivos móviles o para aplicaciones de streaming de video.

DISEÑO DEL BALUN EN ADS

Los pasos realizados para diseñar este dispositivo con el ADS son los mismos que ya explicamos para la primera topología de BALUN. En este circuito utilizaremos la misma estructura que en el anterior, que consistía en la unión por un lado de un divisor Wilkinson de 3 etapas con un desfásador de 180°. Las coordenadas en las que se encuentran la entrada del circuito así como las salidas, son las mismas que en el primer circuito. Se ha optado por mantener esta topología para aprovechar la caja en la que va a ser asentado nuestro circuito impreso y utilizar así la misma caja para los dos BALUN, ahorrándonos el tiempo que se tardaría en encargarse de fabricar otra. Debido a que el objetivo requerido para este BALUN es trabajar en un rango de frecuencias menor, las dimensiones de las líneas del circuito han sido modificadas, por un lado las longitudes de las etapas del divisor Wilkinson se han reducido y por otro lado los Stubs del acoplador así como sus líneas acopladas han aumentado de anchura y disminuido su

longitud. En la figura 77 y 78 podemos ver un esquemático y un layout del circuito resultante.

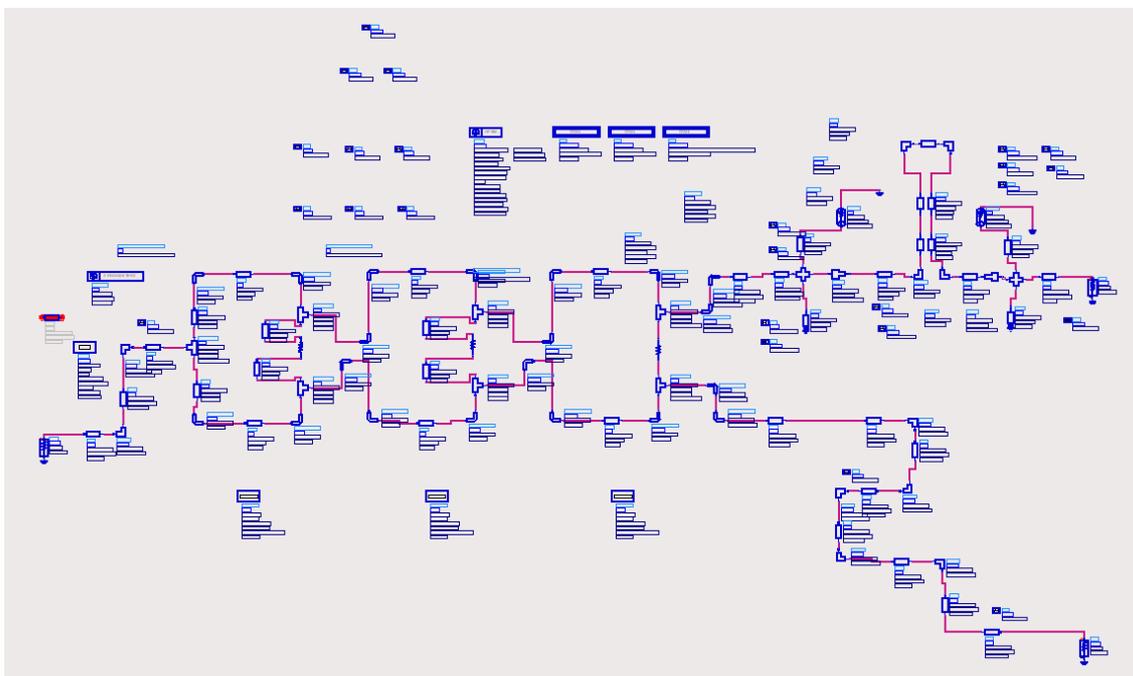


Figura 77 -Esquemático del segundo prototipo de Balun

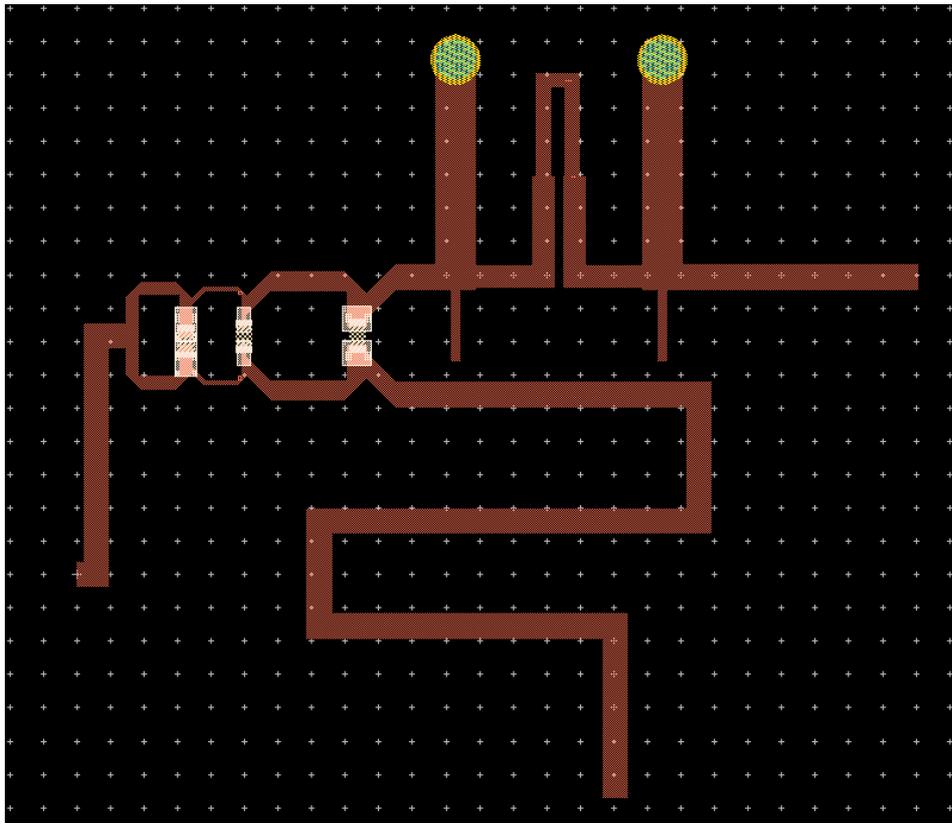


Figura 78 -Layout del segundo prototipo de Balun

Los resultados obtenidos de la simulación de los parámetros S del circuito los podemos ver en las figuras 79, 80 y 81.

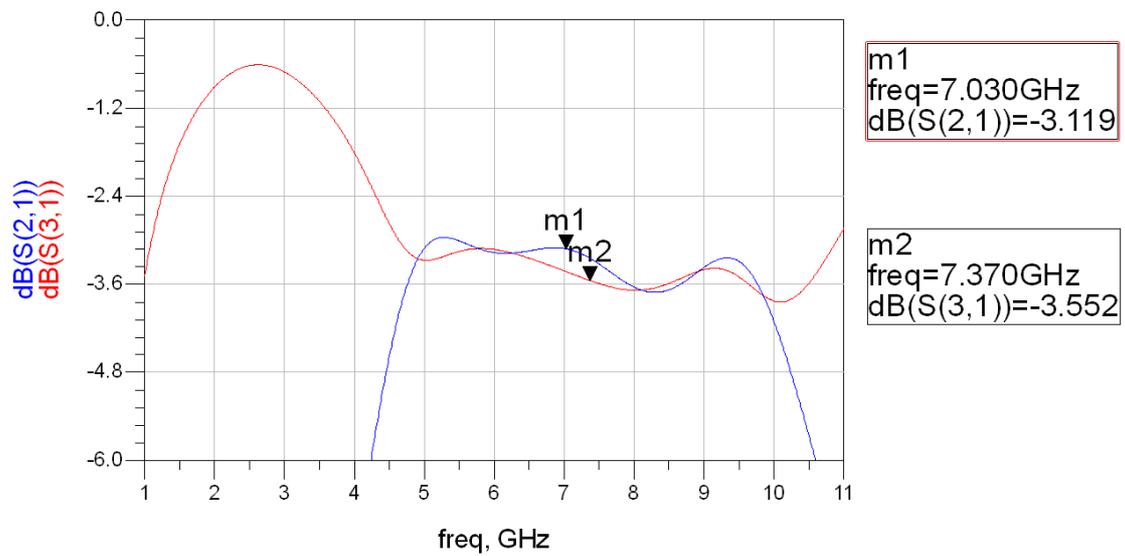


Figura 79 - Pérdidas de inserción del segundo prototipo de Balun

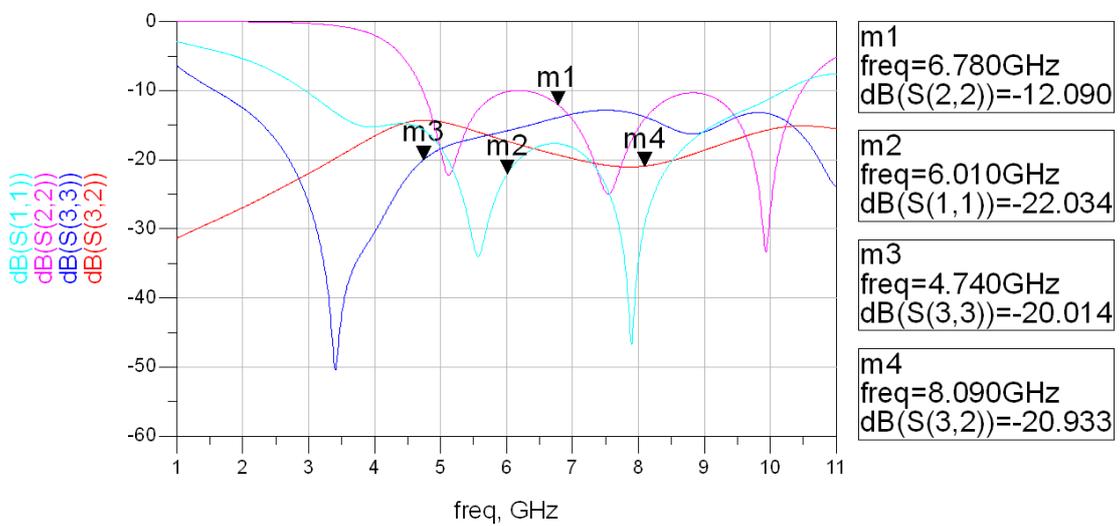


Figura 80 - Pérdidas por Reflexión y aislamiento del segundo prototipo de Balun

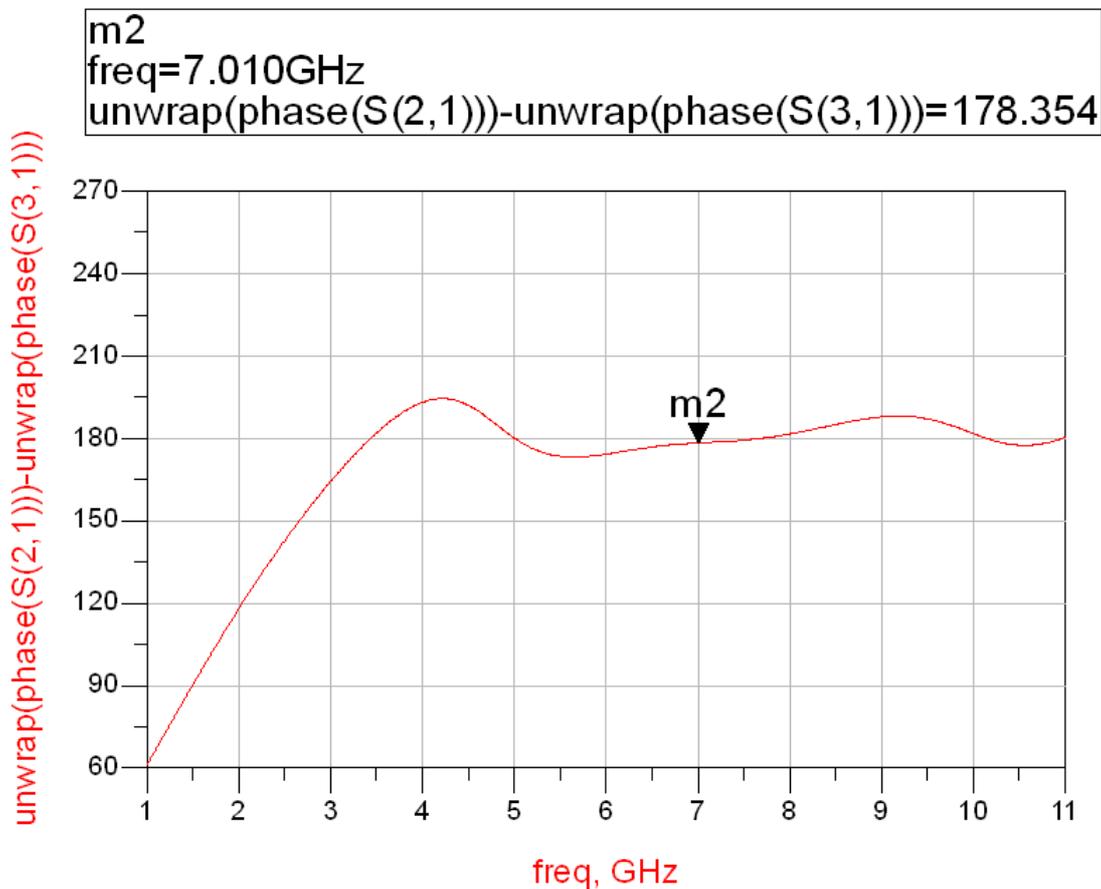


Figura 81 - Diferencia de fase del segundo prototipo de Balun

A la vista de los resultados de las gráficas, se aprecia que nuestro Balun tendrá un buen comportamiento desde los 5 Ghz hasta los 10 Ghz, manteniendo unas pérdidas de inserción no superiores a -4 dB que, considerando que el divisor de potencia repartía esta a la mitad, -3 dB, se puede decir que las pérdidas de inserción de nuestro Balun son inferiores a 1 dB. Además, también presenta un buen aislamiento, bajas pérdidas por reflexión y una fase cercana a los 180° con un error de $\pm 5^\circ$.

SIMULACIÓN CON MOMENTUM

Como ya hicimos con el primer prototipo, se ha realizado una simulación electromagnética con Momentum para obtener unos resultados más fiables y más

parecidos a lo que nos vamos a encontrar a la hora de realizar las medidas de los parámetros S en el laboratorio.

Al igual que nos sucedió con el primer prototipo, también hemos tenido que realizar una optimización de las variables del circuito debido a que con los mismos valores de grosor y longitud de las líneas de nuestro circuito, la simulación con Momentum se alejaba de los resultados que queríamos obtener en cuanto a fase y pérdidas de inserción.

El proceso de optimización ha sido el mismo que realizamos para el primer prototipo de BALUN y por tanto no lo describiremos nuevamente, pero sí que podemos ver en la figura 82 un esquemático de la huella generada con Momentum junto con las herramientas de optimización.

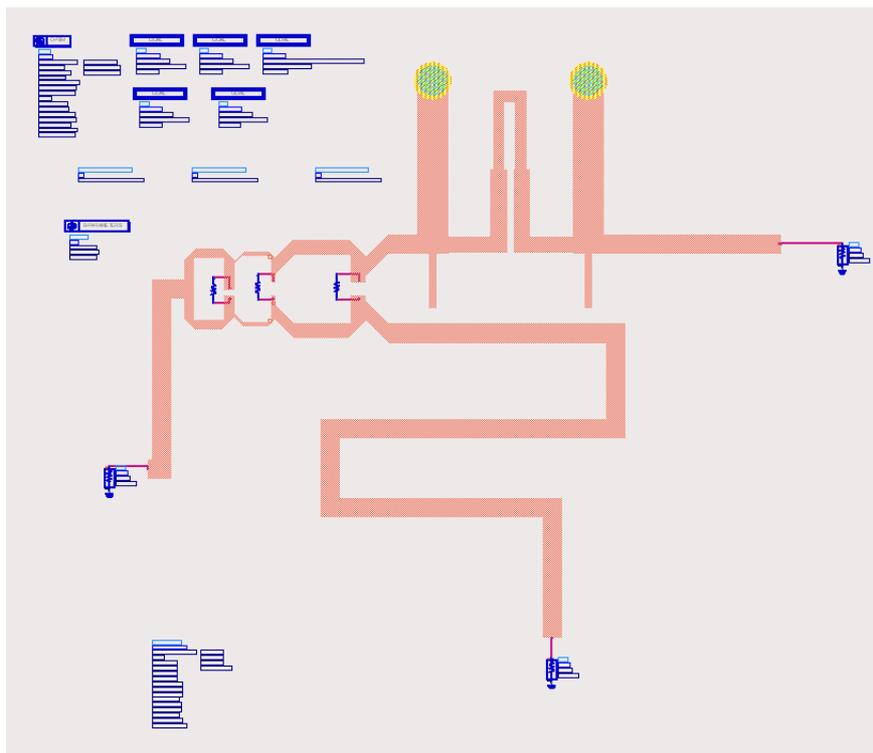


Figura 82 - Huella generada con Momentum del segundo prototipo de Balun

Los resultados obtenidos los podemos ver en las gráficas 83, 84 y 85

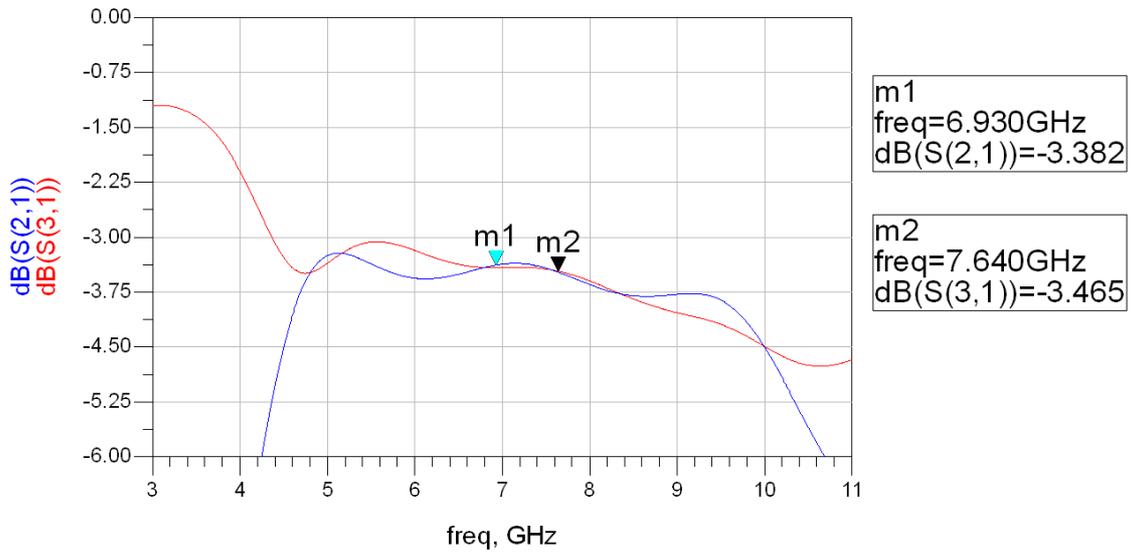


Figura 83 - pérdidas de inserción del segundo prototipo de Balun con Momentum

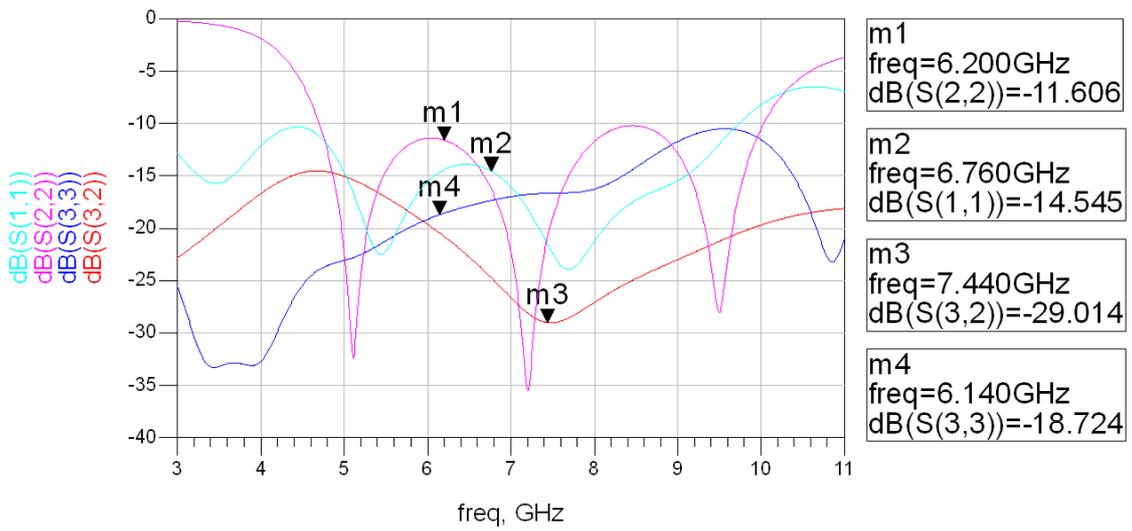


Figura 84 - Pérdidas por Reflexión del segundo prototipo de Balun con Momentum

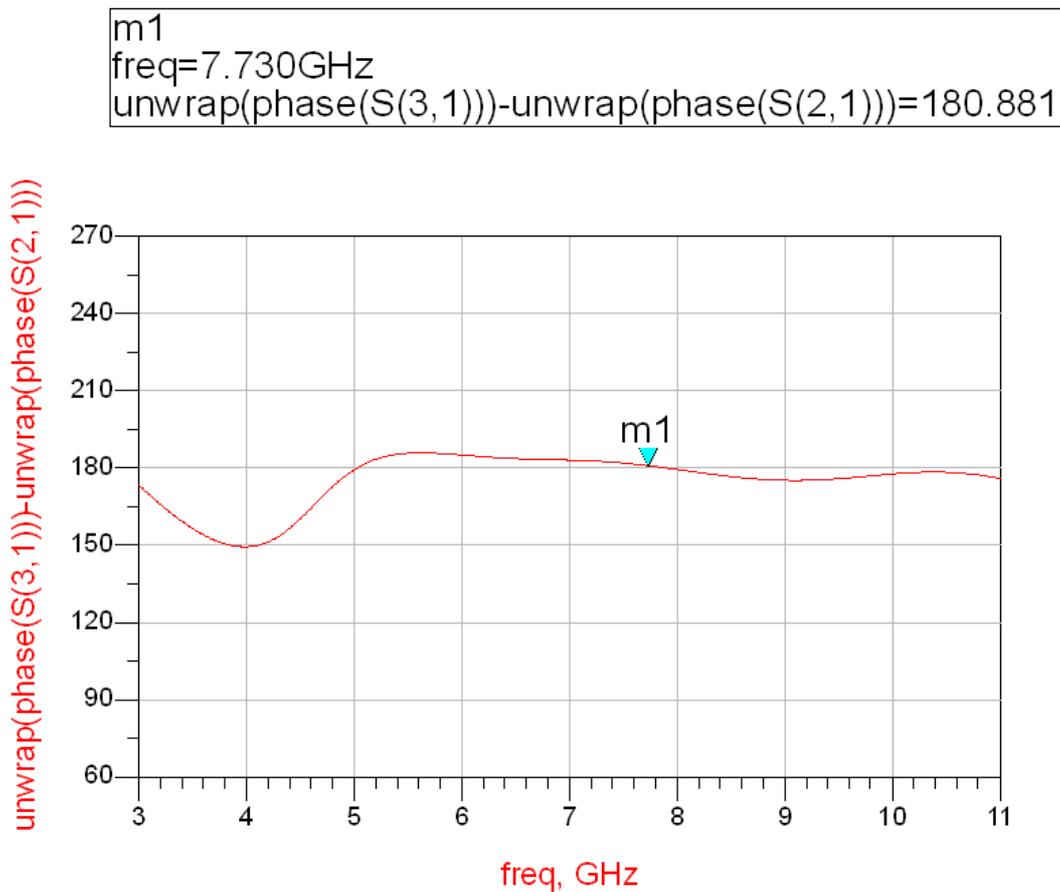


Figura 85 - Diferencia de fase del segundo prototipo de Balun con Momentum

De los resultados de las gráficas 83, 84 y 85 podemos deducir que se obtienen unos buenos resultados entre las frecuencias de 5 Ghz y 10 Ghz. Las pérdidas de inserción se mantienen muy cercanas a los -3dB y la fase tiene un error de $\pm 5^\circ$ alrededor de los 18° . Igualmente las pérdidas por reflexión y el aislamiento son muy pequeños.

FABRICACIÓN DEL SEGUNDO PROTOTIPO DE BALUN

El proceso de fabricación del segundo Balun será el mismo que se realizó para el primer circuito y por lo tanto se pueden consultar en ese apartado.

Lo que cabe destacar, es el aprovechamiento de la misma caja en la que se asentará el circuito impreso que usamos para la construcción del primer circuito y por lo tanto para la realización de las medidas en el laboratorio desmontaremos un circuito y montaremos el otro.

MEDIDA DEL SEGUNDO PROTOTIPO DE BALUN

Comenzaremos las medidas en el laboratorio calibrando el analizador de redes, primero en reflexión con las cargas, los cortos y los abiertos unidos entre el canal 1 de entrada y el canal 2 de salida, y después realizamos la calibración de los parámetros en transmisión igualmente con el through.

Una vez calibrado nuestro aparato de medida, pasamos a medir los parámetros S del Balún guardándolos en formato con extensión .s2p para luego ser descargados en el ADS y ser representados en una gráfica.

Las medidas que tomaremos serán las pérdidas de inserción S₂₁ y S₃₁, las pérdidas de retorno (S₁₁, S₂₂ y S₃₃) y el aislamiento (S₃₂). Como solo disponemos de un analizador de redes con una entrada y una salida y nuestro circuito tiene 3 puertos, el puerto que no necesitemos medir irá conectado a una carga adaptada de 50Ω.

Los resultados obtenidos con el analizador de redes y cargados en ADS se pueden ver en las figuras 86 y 87.

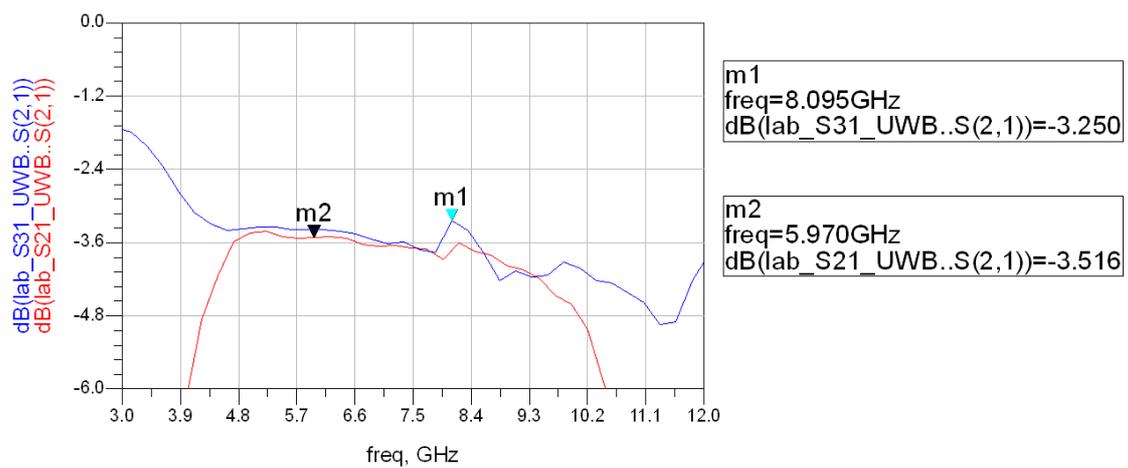


Figura 86 - Pérdidas de inserción del segundo prototipo de Balun medido en el laboratorio

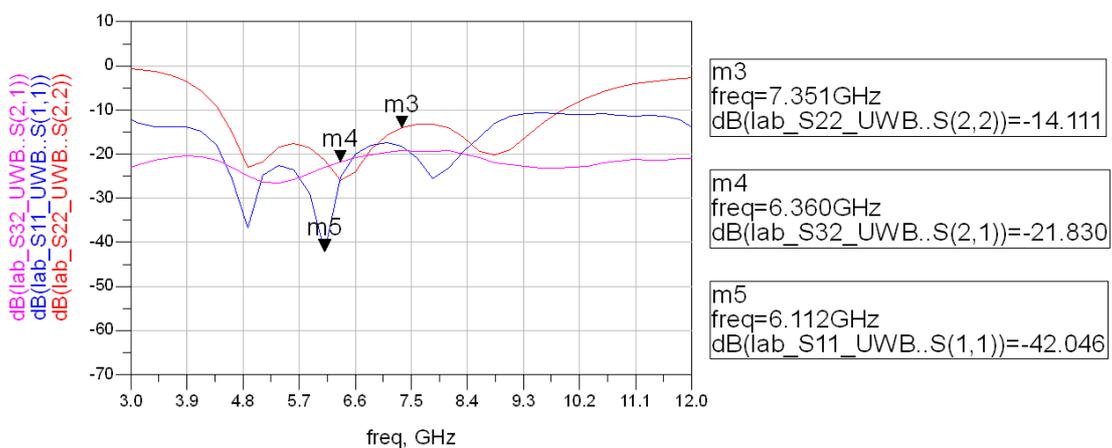


Figura 87 - Pérdidas de retorno del segundo prototipo de Balun medidas en el laboratorio

Atendiendo a las figuras vemos que los resultados son muy similares a los que se habían diseñado previamente con Momentum, consiguiendo que las pérdidas de inserción estén cercanas a los 3 dB y manteniendo las pérdidas de retorno por debajo de los -10 dB y el aislamiento debajo de los 20 dB.

CAPITULO 6

CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

El objetivo de este proyecto consiste en el diseño y fabricación de dos Balun de banda Ultra-ancha. El primero será usado para aplicaciones de instrumentación y el segundo esta diseñado para aplicaciones concretas de UWB. Ambos diseños se han basado en un divisor wilkinson multietapa, con el que vimos que se obtenía un ancho de banda mayor que si utilizábamos uno de una sola etapa, y en un desfasador formado con líneas acopladas y Stubs en corto y circuito abierto. Estos diseños han ido sufriendo continuas modificaciones en sus anchuras y longitudes de las líneas, para así, poder obtener las características especiales de un Balun como son la igualdad de amplitud a la salida de los puertos balanceados manteniendo una diferencia de fase de 180° a lo largo del ancho de banda especificado. Hemos podido comprobar que un leve cambio en los tamaños de línea diseñados previamente degradaba el funcionamiento de nuestro circuito sustancialmente, originando unas pérdidas excesivas.

En el primer prototipo de Balun, se han obtenido unos buenos resultados diseñados con el software ADS como pérdidas de inserción cercanas a los -3 dB y un error de fase de 5° en un ancho de banda de 8 Ghz a 16 Ghz. Sin embargo estos resultados no se han mantenido una vez construido el circuito debido a que en el laboratorio no se ha podido respetar la anchura de las líneas de transmisión del desfasador.

En el segundo prototipo de Balun, en cambio, si hemos conseguido unos resultados muy parecidos entre el modelo diseñado y el modelo construido con buenos resultados de pérdidas de inserción y diferencia de fase en un ancho de banda de 5 Ghz a 10 Ghz. Sin embargo, hay que recordar que el estándar de UWB regulado por la FCC recorre el espectro de los 3,1 Ghz a los 10,6 Ghz.

Atendiendo a lo anterior, como líneas futuras se plantea rediseñar el primer Balun de forma que se consigan unas anchuras de los stubs y las líneas acopladas que se puedan fabricar en el laboratorio y que a su vez mantenga las prestaciones del circuito. Así mismo, también se plantea diseñar el segundo circuito ampliando su ancho de banda de operación y pueda cubrir en su totalidad el espectro de UWB mejorando las prestaciones actuales en torno a las frecuencias de 3 Ghz y 4 Ghz.

Por último, como complemento, se deja para un diseño futuro la realización de una antena dentro del rango de frecuencias de UWB, de forma que se pueda conectar a nuestro Balun viendo el efecto que nuestro diseño tiene sobre el comportamiento de la antena. Se formará así, un sistema capaz de ser utilizado dentro del área de las WPAN pudiendo sustituir otras tecnologías como el WIFI o el Bluetooth.

REFERENCIAS

- [1] Jaidev Sharma, "Design of Miniaturized Microstrip Balun at 2.45 GHz", California State University, Sacramento (Summer 2008).
- [2] Schiffman, B., "A new class of broadband microwave 90-degree phase shifters," IRE Trans. Microw. Theory Tech., Vol. 6, No. 4, 232-237, Apr. 1958
- [3] Free, C. and C. Aitchison, "Improved analysis and design of coupled line phase shifters," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., Vol. 43, No. 9, 2126-2131, Sep. 1995.
- [4] Schiffman, B., "Multisection microwave phase-shift network," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., Vol. 14, No. 4, 209, Apr 1966.
- [5] Shelton, J. P. and J. A. Mosko, "Synthesis and design of wideband equal ripple TEM directional couplers and fixed phase shifters," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., Vol. 14, No 10, 246-252, 462-473, 1966
- [6] Ahn, H. and I. Wolff, "Asymmetric ring-hybrid phase shifters and attenuators," IEEE Trans Microw. Theory Tech., Vol. 50, No. 4, 1146-1155, 2002
- [7] Abbosh, A. M., "Ultra-wideband phase shifters," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., Vol. 55, No. 9, 1935-1939, Sep. 2007.
- [8] H. K. Chiou, W. R. Lian, and T. Y. Yang, "A miniature balanced sub-harmonically pumped image rejection mixer," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 17, no. 6, pp. 463-465, Jun.2007.
- [9] C. Nguyen and D. Smith "Novel miniaturised wideband baluns for MIC and MMIC applications" Electron. Lett., vol. 29, no 12, pp. 1060-1061, Jun. 1993
- [10] C. C. Meng, T. H. Wu, and M. C. Lin, "Compact 5.2GHz GaInP/ GaAs HBT Gilbert upconverter using lumped rat-race hybrid and current combiner," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 10, pp. 688-690, Oct. 2005

- [11] P. S. Wu, C. H. Wang, T. W. Huang, and H. Wang, "Compact and broadband millimeter-wave monolithic transformer balanced mixers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 10, pp. 3106–3114, Oct. 2005.
- [12] J. Long "Monolithic transformers for Silicon RFIC design" *IEEE J. Solid-state Circuits*, vol. 35, no 9, pp.1368-1382, sep 2000
- [13] C. Nguyen and D. Smith "Novel miniaturised wideband baluns for MIC and MMIC applications" *Electron. Lett.*, vol. 29, no 12, pp. 1060-1061, Jun. 1993
- [14] W. K. Roberts, "a new wideband balun", *Proc. IRE*, vol. 45 pp. 1628-1631, Dec. 1957
- [15] J. H. Cloete, "Exact design of the Marchand balun", *Microwave J.* vol.23 pp. 99-102, May 1980
- [16] A. M. Pavio, "Double balanced mixers using active and passive techniques," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.36 pp. 1948-1957, Dec. 1998
- [17] H.-K. Chiou and H. H. Lin "a miniature MMIC doubly balanced mixer using lumped element dual balun for high dynamic receiver applications," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol.7 pp. 227-229, Aug 1997
- [18] H.-K. Chiou, H. H. Lin and C.-Y. Chang "Lumped-element compensated high/low-pass balun design for MMIC double-balanced mixer," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 7, pp. 248-250, Aug 1997
- [19] W. Bakalski, W. Simbürger, H. Knapp, H.-D. Wohlmuth, and A. L. Scholtz, "Lumped and distributed lattice-type LC-Baluns," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.* 2002, pp. 209-212
- [20] S.B.Cohn "Slotline on dielectric substrate" *IEEE Trans.MTT*, vol.17, Octobre 1969
- [21] J. Thaysen, K. B. Jall en, J. Appel-Hansen "A wideband balun: how does it work?"

