

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR



PROYECTO FIN DE CARRERA

**DISEÑO DE ACOPLADORES DIRECCIONALES DE
MICROONDAS PARA MATRICES DE BUTLER**

INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

Ángel Seco Prieto

Mayo de 2009

DISEÑO DE ACOPLADORES DIRECCIONALES DE MICROONDAS PARA MATRICES DE BUTLER

AUTOR: Ángel Seco Prieto
TUTOR: Jorge A. Ruiz Cruz

Grupo de Sistemas de Radiocomunicaciones y Comunicaciones Ópticas
Dpto. de Ingeniería Informática
Escuela Politécnica Superior
Universidad Autónoma de Madrid
Mayo de 2009

Resumen

El objetivo de este proyecto es el diseño y construcción de una matriz de Butler para sistemas WiMax a 3.5 GHz. La matriz de Butler es un circuito de microondas formado por acopladores y desfasadores utilizada habitualmente en redes de conformación de haz. De hecho, es uno de los componentes clave en un sistema MIMO (Multiple Input Multiple Output) y se usa para alimentar arrays de antenas.

Para el diseño de la matriz de Butler es necesario desarrollar cada uno de sus componentes, en especial el acoplador direccional. El acoplador direccional es un dispositivo de microondas de cuatro puertas (que numeramos 1, 2, 3 y 4). La energía que incide por la puerta 1 se reparte entre la 2 y la 3, quedando la puerta 4 aislada. La puerta 3 suele llamarse puerta acoplada. La relación entre las potencias incidente y acoplada es el nivel de acoplo y caracteriza el acoplador. Se pueden utilizar, por ejemplo, para muestrear la potencia de salida de un amplificador.

Al principio de este proyecto se han diseñado acopladores de líneas acopladas y acopladores branch-line, de una sección y de varias secciones. Estos acopladores se estudiaran con el objetivo de elegir la mejor estructura para el diseño final de la matriz de Butler.

Una vez estudiados los distintos tipos de acopladores, se pasa al diseño y construcción de acopladores branch-line de una sección y de dos secciones. Se ha elegido la tecnología microstrip para llevar a cabo su construcción. Las líneas microstrip, que se incluyen dentro de las líneas de transmisión planares, son compactas y suelen tener un bajo coste de fabricación. Tras medir estos dispositivos con el analizador de redes, se optará por utilizar el acoplador branch-line de dos secciones para el diseño de la matriz de Butler.

Finalmente hemos diseñado y construido la matriz de Butler. Después se ha medido con el analizador de redes para comprobar los resultados obtenidos y extraer conclusiones. Los resultados experimentales han cumplido con las especificaciones que requería el diseño.

Palabras clave

Acopladores de línea acoplada, acopladores branch-line, matriz de Butler, matriz S, matriz de dispersión, radio frecuencia, microondas, líneas microstrip, líneas stripline.

Abstract

The aim of this project is the design and construction of a Butler matrix for WiMax systems at 3.5 GHz. Some of the traditional beam forming networks are based on the Butler matrix. This beam forming network is one of the key components in a MIMO system and is used to feed antenna arrays.

The design of the Butler matrix involves the development of its components, specially, the directional coupler. The directional coupler is a 4-port microwave device (with ports numbered 1, 2, 3 and 4). The input power at port 1 is divided between 2 and 3, leaving the port 4 isolated. The port 3 is often called coupled port. The relationship between incident and coupled power is the coupled level and characterizes the coupler. It can be used, for example, to sample the amplifier output power.

At first, coupled line couplers and branch-line couplers of a section and several sections have been designed in this project. These couplers have been studied with the aim of choosing the best one for the final Butler matrix design.

Once the different types of couplers have been studied, the design and construction of branch-line couplers of one and two sections are the next steps. Microstrip technology has been chosen to carry out its construction. Microstrip lines, which are planar transmission lines, are compact and usually have a low manufacturing cost. After measuring these devices with the network analyzer, the two section branch-line coupler is selected for the final Butler matrix design.

Finally we have designed and built the Butler matrix. It has been measured with the network analyzer to check the results, to validate the followed procedure and to extract conclusions. The experimental results have fulfilled the design specifications.

Key Words

Coupled line couplers, branch-line couplers, Butler matrix, S-Matrix, scattering matrix, radio frequency, microwaves, microstrip lines, stripline lines.

Agradecimientos

Antes de comenzar quiero agradecer todo el tiempo dedicado y consejos de mi tutor, Jorge Alfonso Ruiz Cruz. Gracias a él he conseguido realizar este Proyecto Fin de Carrera de manera agradable y aprendiendo todo lo posible. Además me ha introducido en el mundo de las microondas, algo casi desconocido para mí y llegándome a apasionar.

También agradezco todo el tiempo empleado a José Luis Masa Campos. Sin él hubiera sido incapaz de aprender a fabricar diseños impresos y a medirlos con el analizador de redes.

Gracias a mi familia y a todos mis amigos, en especial a aquellos con los que paso tanto tiempo dentro de un campo de fútbol, aun sin saber muy bien para que sirve un Ingeniero de Telecomunicación. Muchas gracias por vuestro apoyo incondicional.

Por último dar las gracias a mi novia por su cariño, comprensión y apoyo incondicional. Gracias por apoyarme durante estos largos años de universidad.

Ángel Seco Prieto
Mayo de 2009.

INDICE DE CONTENIDOS

1	Introducción	1
1.1	Motivación.....	1
1.1.1	Frecuencias de microondas	1
1.1.2	Aplicaciones de microondas	3
1.1.3	Elementos de los circuitos de microondas y su análisis.....	4
1.2	Matriz de Butler. Estado del arte	7
1.3	Objetivos	9
1.4	Organización de la memoria.....	10
2	Líneas de transmisión	11
2.1	Introducción.....	11
2.2	Modelo circuital de elementos concentrados para una línea de transmisión	12
2.2.1	Propagación de ondas en una línea de transmisión	14
2.2.2	La línea de transmisión sin pérdidas	15
2.3	Línea de transmisión sin pérdidas terminada con una carga.....	17
2.3.1	Casos especiales.....	20
2.4	Líneas de transmisión con pérdidas.....	22
2.4.1	La línea de transmisión de bajas pérdidas.....	22
3	Análisis de circuitos de microondas	24
3.1	Introducción.....	24
3.2	Definiciones y propiedades básicas.....	25
3.3	Redes de dos puertos	27
3.3.1	Parámetros de impedancia	27
3.3.2	Otros parámetros y tipos de conexiones	28
3.3.3	Parámetros S (de dispersión o scattering).....	29
3.3.4	Desplazamiento de los planos de referencia	32
3.3.5	Conexión de parámetros S	33
3.3.6	Propiedades de la matriz de dispersión	34
3.4	Redes de más de dos puertos	37
3.4.1	Propiedades de simetría	37
3.4.2	Paredes eléctrica y magnética	37
3.4.3	Redes simétricas (numero par de accesos).....	38
3.4.4	Redes multimodo	41
4	Líneas planares habituales	42
4.1	Stripline	42
4.1.1	Formulas para la constante de propagación, impedancia característica y atenuación.....	42
4.2	Striplines acopladas.....	45
4.3	Microstrip	47
4.3.1	Estructura microstrip	47
4.3.2	Constante dieléctrica efectiva e impedancia característica	48
4.3.3	Longitud de onda guiada, constante de propagación, velocidad de fase y longitud eléctrica	49
4.3.4	Síntesis de W/h	50
4.4	Microstrips acopladas.....	52
4.4.1	Capacitancias del modo par e impar	53
4.4.2	Impedancias características y constantes dieléctricas efectivas del modo par e impar	54
4.4.3	Ecuaciones de diseño más precisas.....	55
4.5	Discontinuidades microstrips	57
4.5.1	Cambios de anchura (steps).....	58
4.5.2	Finales abiertos	58
4.5.3	Huecos	59
4.5.4	Codos	60
4.6	Otros tipos de líneas microstrips	61
5	Análisis y diseño de acopladores direccionales	63
5.1	Introducción.....	63
5.2	Propiedades de las redes de cuatro puertos.....	64
5.3	Acopladores de línea acoplada	67
5.4	Diseño de acopladores de línea acoplada multisección	73
5.5	Acopladores híbridos.....	75

5.6 Acoplador branch-line	76
5.7 Diseño de acopladores branch-line multisección.....	79
5.7.1 Acopladores branch-line en cascada	79
5.7.2 Acopladores branch-line periódicos	80
5.7.3 Acopladores branch-line síncronos.....	81
5.8 Diseños de acopladores de ejemplo.....	82
5.8.1 Acopladores de líneas acopladas	82
5.8.2 Acopladores de líneas acopladas multisección	96
5.8.3 Acopladores branch-line	117
5.8.4 Acopladores branch-line multisección.....	120
6 Matriz de Butler.....	125
6.1 Introducción.....	125
6.2 Elementos de una matriz de Butler.....	126
6.2.1 Híbrido de 90°	127
6.2.2 Cruzador	127
6.2.3 Desfasador	128
6.3 Descripción del funcionamiento de la red de Butler.....	130
6.4 Análisis matriz de Butler en “Matlab”.....	132
7 Diseños y resultados experimentales de acopladores y de la matriz de Butler.....	136
7.1 Introducción.....	136
7.2 Diseños específicos	137
7.2.1 Acoplador branch-line de una sección.....	137
7.2.2 Acoplador branch-line de dos secciones.....	149
7.2.3 Acoplador branch-line de dos secciones rediseñado.....	160
7.2.4 Matriz de Butler	166
8 Conclusiones y trabajo futuro.....	187
8.1 Conclusiones	187
8.2 Trabajo futuro.....	189
Referencias.....	190

INDICE DE FIGURAS

Figura 1-1: Algunas líneas de transmisión comunes. (a) Línea de dos conductores, (b) línea coaxial, (c) stripline cerrada.	5
Figura 1-2: Algunas guías de onda comunes. (a) Guía rectangular, (b) guía circular, (c) guía ridge.	5
Figura 1-3: Una familia de filtros paso bajo en guía de onda para varias bandas de frecuencia de microondas.	6
Figura 1-4: Una familia de acopladores direccionales en guía de onda para varias bandas de frecuencia de microondas.	6
Figura 1-5: Topología de la matriz de Butler de 4x4 y del array de antenas.	7
Figura 1-6: Layout e implementación de la matriz de Butler de 4x4 y del array de antenas.	8
Figura 1-7: Diagramas de radiación cuando a) puerto 1R es excitado, b) puerto 2L es excitado, c) puerto 2R es excitado y d) puerto 1L es excitado.	10
Figura 2-1: Definiciones de tensión y corriente. Y circuito equivalente para una longitud incremental de línea de transmisión. (a) Definiciones de tensión y corriente. (b) Circuito equivalente de elementos concentrados.	13
Figura 2-2: Una línea de transmisión terminada en una impedancia de carga Z_L	17
Figura 3-1: a) Definición de tensiones y corrientes en los planos de referencia de los accesos de la red. b) En cada línea de acceso se toma como onda positiva la que se dirige hacia la red.	25
Figura 3-2: Red de dos puertos.	27
Figura 3-3: Tipos básicos de conexiones de red: (a) Paralelo. (b) Serie. (c) Cascada.	29
Figura 3-4: Red de dos puertos con ondas incidentes y reflejadas asociadas.	30
Figura 3-5: Una red de dos puertos con dos planos de referencia a cada lado.	32
Figura 3-6: Definiciones de pared eléctrica y magnética y sus propiedades de simetría/antisimetría con relación a tensiones y corrientes.	37
Figura 3-7: (a) Orden de numeración requerido para un análisis de una estructura simétrica. (b) Excitación con generadores organizados de manera simétrica (pared magnética). (c) Idem. de manera antisimétrica (pared eléctrica).	40
Figura 4-1: Línea de transmisión stripline. (a) Geometría. (b) Líneas de campo eléctrico y magnético.	42
Figura 4-2: (a) Configuración de stripline; (b) stripline acoplada usando tiras coplanares; (c) stripline acoplada usando tiras una encima de la otra. También se muestran las líneas de campo eléctrico para los modos TEM.	45
Figura 4-3: Estructura general microstrip.	47
Figura 4-4: Líneas de campo eléctrico y magnético.	47
Figura 4-5: Sección transversal de líneas microstrip acopladas.	52
Figura 4-6: Modos cuasi-TEM de un par de líneas microstrip acopladas: (a) modo par; (b) modo impar.	52
Figura 4-7: Distribución de corrientes para el modo par e impar.	52
Figura 4-8: Discontinuidades microstrip; (a) step; (b) final abierto; (c) hueco; (d) codo.	57
Figura 4-9: Otros tipos de líneas microstrip: (a) línea microstrip suspendida; (b) línea microstrip invertida; (c) línea microstrip suspendida o invertida, cerrada.	61
Figura 5-1: Un acoplador direccional. Las flechas indican la dirección del flujo de potencia.	63
Figura 5-2: Símbolos de acopladores direccionales.	66
Figura 5-3: Un acoplador direccional de línea acoplada microstrip.	67
Figura 5-4: Circuito equivalente para un cuarto del acoplador direccional de línea acoplada. (a) los planos aa y bb son paredes magnéticas, (b) aa es una pared eléctrica y bb es una pared magnética, (c) aa es una pared magnética y bb es una pared eléctrica, (d) aa y bb son paredes eléctricas.	68
Figura 5-5: Variación de S_{21} como una función de βl para un acoplador direccional de línea acoplada.	71
Figura 5-6: Un acoplador de línea acoplada de N secciones.	73
Figura 5-7: Fotografía de un acoplador de línea acoplada de una única sección.	74
Figura 5-8: Esquemas de híbridos.	75
Figura 5-9: Un acoplador direccional branch-line.	76
Figura 5-10: El circuito equivalente para un cuarto de sección cuando (a) los planos aa y bb son paredes magnéticas, (b) aa es una pared eléctrica y bb es una pared magnética, (c) aa es una pared magnética y bb es una pared eléctrica, (d) aa y bb son paredes eléctricas.	76
Figura 5-11: Esquemático de acoplador branch-line.	79
Figura 5-12: Notación acoplador branch-line.	79
Figura 5-13: Varios acopladores direccionales en cascada.	80
Figura 5-14: Esquema de acoplador direccional de línea acoplada.	83

Figura 5-15: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador de líneas acopladas stripline.	84
Figura 5-16: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador de líneas acopladas microstrip.	85
Figura 5-17: Esquemático de acoplador direccional de líneas acopladas ideales.	87
Figura 5-18: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador de líneas acopladas ideales.	87
Figura 5-19: Dimensiones físicas generadas por el programa LineCalc de ADS para el caso de líneas acopladas stripline (SCLIN).	88
Figura 5-20: Esquemático del acoplador direccional de líneas acopladas stripline.	89
Figura 5-21: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador de líneas acopladas stripline.	89
Figura 5-22: Layout del acoplador direccional de líneas acopladas stripline.	90
Figura 5-23: Respuesta full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador de líneas acopladas stripline.	91
Figura 5-24: Respuesta solapada del esquemático y del full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador de líneas acopladas stripline.	92
Figura 5-25: Dimensiones físicas generadas por el programa LineCalc de ADS para el caso de líneas acopladas microstrip (MCLIN).	93
Figura 5-26: Esquemático del acoplador direccional de líneas acopladas microstrip.	93
Figura 5-27: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador de líneas acopladas microstrip.	94
Figura 5-28: Respuesta full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador de líneas acopladas microstrip.	95
Figura 5-29: Respuesta solapada del esquemático y del full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador de líneas acopladas microstrip.	95
Figura 5-30: Esquema de un acoplador direccional de líneas acopladas de múltiple secciones.	96
Figura 5-31: Comparación entre el acoplo de un acoplador direccional de líneas acopladas de una sección y otro de tres secciones.	98
Figura 5-32: Enlace de dos elementos caracterizados por su matriz S (que puede ser multimodo), unidos por un medio de transmisión de longitud L.	99
Figura 5-33: Octopolo correspondiente al acoplador direccional de líneas acopladas.	100
Figura 5-34: Cuadripolo equivalente al octopolo de la Figura 7-20.	100
Figura 5-35: Comparación de los parámetros S, incidiendo por el puerto 1, de un acoplador direccional de líneas acopladas de una sección frente a otro de tres secciones.	102
Figura 5-36: Comparación de los parámetros S, incidiendo por el puerto 1, de un acoplador direccional de líneas acopladas de una sección frente a otro de cinco secciones.	103
Figura 5-37: Comparación de los parámetros S, incidiendo por el puerto 1, de un acoplador direccional de líneas acopladas de una sección frente a otro de siete secciones.	103
Figura 5-38: Comparación de los parámetros S, incidiendo por el puerto 1, de un acoplador direccional de líneas acopladas de una sección frente a otro de nueve secciones.	104
Figura 5-39: Comparación de los parámetros S, incidiendo por el puerto 1, de un acoplador direccional de líneas acopladas de una sección frente a otro de tres, cinco, siete y nueve secciones.	105
Figura 5-40: Esquemático de acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones con líneas de transmisión ideales.	106
Figura 5-41: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones con líneas ideales.	107
Figura 5-42: Esquemático de acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones con líneas stripline.	109
Figura 5-43: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones con líneas stripline.	109
Figura 5-44: Layout del acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones con líneas stripline.	110
Figura 5-45: Respuesta full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones con líneas stripline.	110
Figura 5-46: Respuesta solapada del esquemático y del full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones con líneas stripline.	111
Figura 5-47: Esquemático de acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones con líneas microstrip.	112

Figura 5-48: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones con líneas microstrip.	113
Figura 5-49: Respuesta full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones con líneas microstrip.	113
Figura 5-50: Respuesta solapada del esquemático y del full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones con líneas microstrip.	114
Figura 5-51: Respuesta solapada del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador direccional de líneas acopladas de una sección y otro de tres secciones con líneas ideales.	115
Figura 5-52: Respuesta solapada del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador direccional de líneas acopladas de una sección y otro de tres secciones con líneas microstrip.	116
Figura 5-53: Respuesta full-wave solapada del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador direccional de líneas acopladas de una sección y otro de tres secciones con líneas microstrip.	116
Figura 5-54: Esquema de acoplador direccional branch-line.	118
Figura 5-55: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador direccional de tipo branch-line.	119
Figura 5-56: Notación acoplador branch-line.	120
Figura 5-57: Varios acopladores direccionales en cascada.	121
Figura 5-58: Representación de los parámetros S_{21} y S_{31} de un acoplador direccional de tipo branch-line de tres secciones en cascada.	122
Figura 5-59: Representación de los parámetros S, incidiendo por el puerto 1, de un acoplador direccional de tipo branch-line de dos secciones en cascada frente a otro de una sección.	123
Figura 6-1: Esquema de una matriz de Butler de 4x4.	126
Figura 6-2: Layout de la matriz de Butler.	127
Figura 6-3: Configuración de desfasador de línea acoplada microstrip.	128
Figura 6-4: Algunas alternativas para obtener un desfasador diferencial: (a) desfasador Schiffman estándar, (b) desfasador Schiffman doble, (c) desfasador Schiffman con secciones en cascada, y (d) desfasador Schiffman paralelo.	129
Figura 6-5: Esquema de una matriz de Butler de 4x4.	130
Figura 6-6: Esquema de matriz de Butler de 4x4.	132
Figura 6-7: Representación de la adaptación de la matriz de Butler de 4x4.	134
Figura 6-8: Representación del aislamiento de la matriz de Butler de 4x4.	134
Figura 6-9: Representación del modulo del acoplo de la matriz de Butler de 4x4.	135
Figura 6-10: Representación de la fase del acoplo de la matriz de Butler de 4x4.	135
Figura 7-1: Esquemático de acoplador branch-line de una sección de 3 dB con líneas de transmisión microstrip.	138
Figura 7-2: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de una sección de 3 dB con líneas de transmisión microstrip.	139
Figura 7-3: Respuesta full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de una sección de 3 dB con líneas de transmisión microstrip.	140
Figura 7-4: Respuesta del esquemático y respuesta full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de una sección de 3 dB con líneas de transmisión microstrip.	141
Figura 7-5: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de una sección de 3 dB con líneas de transmisión microstrip rediseñado a 3.875 GHz.	142
Figura 7-6: Respuesta full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de una sección de 3 dB con líneas de transmisión microstrip rediseñado a 3.875 GHz.	143
Figura 7-7: Dimensiones físicas de las líneas de transmisión microstrip optimizadas.	143
Figura 7-8: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de una sección de 3 dB con líneas de transmisión microstrip optimizado.	144
Figura 7-9: Layout del acoplador branch-line de una sección de 3 dB con líneas de transmisión microstrip optimizado.	144

Figura 7-10: Respuesta full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de una sección de 3 dB con líneas de transmisión microstrip optimizado.	145
Figura 7-11: Acoplador branch-line de 3 dB de una sección.....	146
Figura 7-12: Analizador de redes E5071C de Agilent Technologies.	146
Figura 7-13: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de una sección de 3 dB construido.	147
Figura 7-14: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto del acoplador branch-line de una sección de 3 dB construido.....	148
Figura 7-15: Comparación de la respuesta del acoplador branch-line de una sección de 3 dB construido y de la respuesta full-wave.	149
Figura 7-16: Esquemático de acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB con líneas de transmisión microstrip.....	150
Figura 7-17: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB con líneas de transmisión microstrip.151	
Figura 7-18: Respuesta full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB con líneas de transmisión microstrip.....	152
Figura 7-19: Respuesta del esquemático y respuesta full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB con líneas de transmisión microstrip.	152
Figura 7-20: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB con líneas de transmisión microstrip rediseñado a 3.747 GHz.....	153
Figura 7-21: Respuesta full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB con líneas de transmisión microstrip rediseñado a de 3.747 GHz.....	154
Figura 7-22: Dimensiones físicas de las líneas de transmisión microstrip optimizadas.	154
Figura 7-23: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB con líneas de transmisión microstrip optimizado.	155
Figura 7-24: Layout del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB optimizado.....	156
Figura 7-25: Respuesta full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB con líneas de transmisión microstrip optimizado.	156
Figura 7-26: Respuesta del esquemático y del full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB con líneas de transmisión microstrip optimizado.....	157
Figura 7-27: Acoplador branch-line de 3 dB de dos secciones.	157
Figura 7-28: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB construido.....	158
Figura 7-29: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB construido.	159
Figura 7-30: Comparación de la respuesta del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB construido y de la respuesta full-wave.	159
Figura 7-31: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB construido comparándolo con la respuesta deseada.	160
Figura 7-32: Dimensiones físicas de las líneas de transmisión microstrip del acoplador branch-line de 3 dB de dos secciones rediseñado.....	161
Figura 7-33: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB con líneas de transmisión microstrip rediseñado.....	161
Figura 7-34: Respuesta full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB con líneas de transmisión microstrip rediseñado.....	162
Figura 7-35: Respuesta del esquemático y full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB con líneas de transmisión microstrip rediseñado.....	163

Figura 7-36: Comparación entre la respuesta del acoplador branch-line de 3 dB de dos secciones construido y el acoplador rediseñado.	163
Figura 7-37: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB rediseñado y construido.	164
Figura 7-38: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB rediseñado y construido.	165
Figura 7-39: Comparación de la respuesta del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB rediseñado y construido, y de la respuesta full-wave.	165
Figura 7-40: Esquemático de una matriz de Butler de 4x4 con líneas de transmisión ideales.	167
Figura 7-41: Respuesta de una matriz de Butler de 4x4 con líneas de transmisión ideales.	167
Figura 7-42: Diferencias de fase entre salidas consecutivas de una matriz de Butler de 4x4 con líneas de transmisión ideales.	168
Figura 7-43: Dimensiones físicas de las líneas de transmisión microstrip.	169
Figura 7-44: Esquemático de una matriz de Butler de 4x4 con líneas de transmisión microstrip y fichero .s4p.	170
Figura 7-45: Respuesta de una matriz de Butler de 4x4 con líneas de transmisión microstrip y fichero .s4p.	170
Figura 7-46: Diferencias de fase entre salidas consecutivas de una matriz de Butler de 4x4 con líneas de transmisión microstrip y fichero .s4p.	171
Figura 7-47: Esquemático de una matriz de Butler de 4x4 con líneas de transmisión microstrip.	172
Figura 7-48: Desfasador dividido en partes.	172
Figura 7-49: Dimensiones físicas de las líneas de transmisión microstrip del desfasador dividido en partes.	173
Figura 7-50: Respuesta de una matriz de Butler de 4x4 con líneas de transmisión microstrip.	173
Figura 7-51: Diferencias de fase entre salidas consecutivas de una matriz de Butler de 4x4 con líneas de transmisión microstrip.	174
Figura 7-52: Layout de una matriz de Butler de 4x4 con líneas de transmisión microstrip.	174
Figura 7-53: Respuesta full-wave de una matriz de Butler de 4x4 con líneas de transmisión microstrip.	175
Figura 7-54: Diferencias de fase entre salidas consecutivas en la respuesta full-wave de una matriz de Butler de 4x4 con líneas de transmisión microstrip.	175
Figura 7-55: Matriz de Butler.	176
Figura 7-56: Representación de la adaptación de la matriz de Butler construida.	177
Figura 7-57: Representación del aislamiento de la matriz de Butler construida.	177
Figura 7-58: Representación del módulo del acoplo de la matriz de Butler construida.	178
Figura 7-59: Representación de la fase del acoplo y de las diferencias de fase entre antenas consecutivas de la matriz de Butler construida.	179
Figura 7-60: Comparación de las fases del acoplo de la matriz de Butler construida y de las fases del acoplo de la simulación full-wave.	180
Figura 7-61: Dimensiones físicas de la matriz de Butler rediseñada.	180
Figura 7-62: Respuesta full-wave de la fase del acoplo y de las diferencias de fase entre antenas consecutivas de la matriz de Butler rediseñada.	181
Figura 7-63: Representación de la adaptación de la matriz de Butler rediseñada y construida.	181
Figura 7-64: Representación del aislamiento de la matriz de Butler rediseñada y construida.	182
Figura 7-65: Representación del módulo del acoplo de la matriz de Butler rediseñada y construida.	182
Figura 7-66: Representación de la fase del acoplo y de las diferencias de fase entre antenas consecutivas de la matriz de Butler rediseñada y construida.	183
Figura 7-67: Comparación entre la adaptación de la matriz de Butler rediseñada y construida, y la respuesta full-wave de la adaptación.	184
Figura 7-68: Comparación entre el aislamiento de la matriz de Butler rediseñada y construida, y la respuesta full-wave del aislamiento.	184
Figura 7-69: Comparación entre el módulo del acoplo de la matriz de Butler rediseñada y construida, y la respuesta full-wave del módulo del acoplo.	185
Figura 7-70: Comparación entre la fase del acoplo de la matriz de Butler rediseñada y construida, y la respuesta full-wave de la fase del acoplo.	185
Figura 7-71: Comparación entre las diferencias de fase entre antenas consecutivas de la matriz de Butler rediseñada y construida, y la respuesta full-wave de las diferencias de fase entre antenas consecutivas.	186

INDICE DE TABLAS

Tabla 1-1: Espectro electromagnético.....	2
Tabla 1-2: Designación de banda de frecuencia.....	2
Tabla 1-3: Designación de banda de frecuencia de microondas.....	3
Tabla 3-1: Propiedades de los parámetros de redes de dos puertos recíprocas y simétricas.....	36
Tabla 3-2: Propiedades de la matriz de dispersión.....	36
Tabla 5-1: Valores para el diseño del acoplador direccional de líneas acopladas.....	84
Tabla 5-2: Valores de las constantes dieléctricas relativa, del modo par y del modo impar para stripline.....	84
Tabla 5-3: Valores de las constantes dieléctricas relativa, del modo par y del modo impar para microstrip.....	85
Tabla 5-4: Datos iniciales para el acoplador direccional de líneas acopladas de una sección y de tres secciones.....	97
Tabla 5-5: Datos iniciales para el acoplador direccional de líneas acopladas de una sección y de tres secciones.....	101
Tabla 5-6: Datos iniciales para el acoplador direccional de líneas acopladas de cinco secciones.....	102
Tabla 5-7: Datos iniciales para el acoplador direccional de líneas acopladas de siete secciones.....	103
Tabla 5-8: Datos iniciales para el acoplador direccional de líneas acopladas de nueve secciones.....	104
Tabla 5-9: Datos iniciales para el acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones con líneas ideales.....	106
Tabla 5-10: Datos iniciales para el acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones con líneas stripline.....	108
Tabla 5-11: Datos iniciales para el acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones con líneas microstrip.....	112
Tabla 5-12: Valores para el diseño del acoplador direccional de tipo branch-line.....	119
Tabla 5-13: Datos iniciales para el acoplador direccional branch-line de tres secciones en cascada.....	122
Tabla 5-14: Datos iniciales para el acoplador direccional branch-line de dos secciones en cascada.....	123
Tabla 6-1: Diferencia de fases entre antenas consecutivas.....	127
Tabla 6-2: Notación de fases de líneas de transmisión.....	130
Tabla 6-3: Valor de la señal en cada punto de la matriz de Butler.....	130
Tabla 6-4: Valor de la señal en cada salida de la matriz de Butler.....	131
Tabla 7-1: Dimensiones físicas del acoplador branch-line de 3 dB de una sección.....	138
Tabla 7-2: Dimensiones físicas del acoplador branch-line de una sección de 3 dB a 3.875 GHz.....	141
Tabla 7-3: Dimensiones físicas del acoplador branch-line de 3 dB de dos secciones.....	149
Tabla 7-4: Dimensiones físicas del acoplador branch-line de 3 dB de dos secciones rediseñado a 3.747 GHz.....	153

1 Introducción

1.1 Motivación

1.1.1 Frecuencias de microondas

En un sistema de comunicaciones se genera una señal portadora sinusoidal sobre la cual, mediante modificaciones de su amplitud, frecuencia o fase, se introduce un mensaje según unas normas de codificación. Esta señal se transmite a un punto lejano por medio de ondas a través del espacio libre o bien de un cable, y en el receptor se realiza un proceso inverso al del transmisor mediante el cual se recupera el mensaje original.

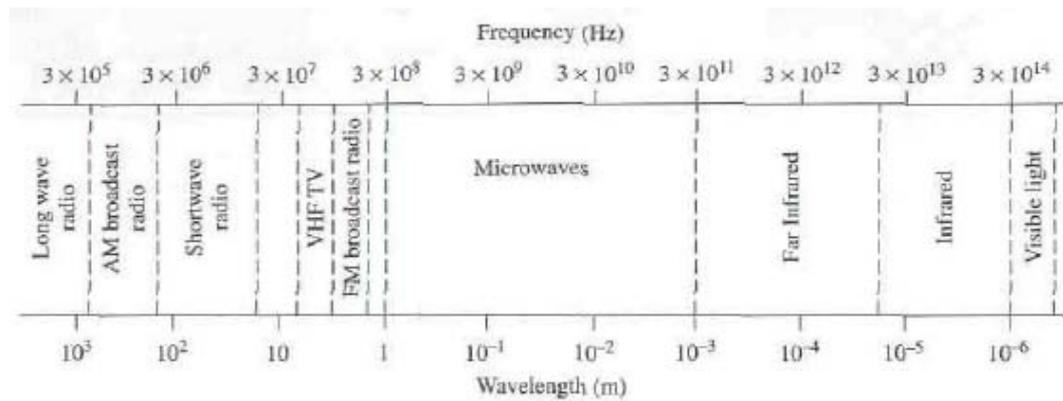
En todos estos procesos se utilizan dispositivos electrónicos (transistores, diodos, tubos de vacío), elementos pasivos que afectan a la amplitud de las señales (resistencias) o bien a su fase (inductancias y condensadores), e hilos o tiras conductoras que transportan la tensión y las corrientes de unos elementos a otros.

Todo esto se realiza en márgenes de frecuencia que van desde algunos KHz (radiodifusión en *AM*) hasta el infrarrojo o el margen visible, pasando por las bandas de *VHF* y *UHF* (desde decenas de MHz hasta los 900 MHz), soporte de la radiodifusión en *FM* y la televisión; y las bandas que cubren desde algunos GHz hasta decenas de GHz (1 GHz = 1000 MHz), vehículo de las comunicaciones por satélite y de la detección mediante el radar.

Las diferencias en las realizaciones tecnológicas de los sistemas anteriores surgen, sobre todo, de los márgenes de frecuencia en los cuales operan. Cuando comenzamos a superar frecuencias de trabajo de decenas de MHz aparecen de forma progresiva dificultades.

Esto nos conduce a una definición relativa de las microondas como *aquellas bandas de frecuencias en las que las dimensiones de los componentes, circuitos o sistemas implicados son comparables a una fracción de la longitud de onda de la señal*. También se suele decir que un sistema es de microondas si su frecuencia de trabajo está por encima del margen de 1-2 GHz.

Más ampliamente, el término descriptivo microondas se usa para describir ondas electromagnéticas con longitudes de onda que van de 1 cm a 1 m. El rango de frecuencias correspondientes es 300 MHz hasta 30 GHz para ondas de 1 cm de longitud de onda. Se usan diferentes esquemas de clasificación para designar las bandas de frecuencia en el espectro electromagnético. Estos esquemas de clasificación están resumidos en las Tablas 1-1, 1-2 y 1-3.



Typical Frequencies		Approximate Band Designations	
AM broadcast band	535–1605 kHz	L-band	1–2 GHz
Shortwave radio	3–30 MHz	S-band	2–4 GHz
FM broadcast band	88–108 MHz	C-band	4–8 GHz
VHF TV (2–4)	54–72 MHz	X-band	8–12 GHz
VHF TV (5–6)	76–88 MHz	Ku-band	12–18 GHz
UHF TV (7–13)	174–216 MHz	K-band	18–26 GHz
UHF TV (14–83)	470–890 MHz	Ka-band	26–40 GHz
Microwave ovens	2.45 GHz	U-band	40–60 GHz

Tabla 1-1: Espectro electromagnético (de [1]).

Frequency band	Designation	Typical service
3–30 kHz	Very low frequency (VLF)	Navigation, sonar
30–300 kHz	Low frequency (LF)	Radio beacons, navigational aids
300–3,000 kHz	Medium frequency (MF)	AM broadcasting, maritime radio, Coast Guard communication, direction finding
3–30 MHz	High frequency (HF)	Telephone, telegraph, and facsimile; shortwave international broadcasting; amateur radio; citizen's band; ship-to-coast and ship-to-aircraft communication
30–300 MHz	Very high frequency (VHF)	Television, FM broadcast, air-traffic control, police, taxicab mobile radio, navigational aids
300–3,000 MHz	Ultrahigh frequency (UHF)	Television, satellite communication, radiosonde, surveillance radar, navigational aids
3–30 GHz	Superhigh frequency (SHF)	Airborne radar, microwave links, common-carrier land mobile communication, satellite communication
30–300 GHz	Extreme high frequency (EHF)	Radar, experimental

Tabla 1-2: Designación de banda de frecuencia (de [2]).

Frequency	Microwave band designation	
	Old	New
500-1,000 MHz	VHF	C
1-2 GHz	L	D
2-3 GHz	S	E
3-4 GHz	S	F
4-6 GHz	C	G
6-8 GHz	C	H
8-10 GHz	X	I
10-12.4 GHz	X	J
12.4-18 GHz	Ku	J
18-20 GHz	K	J
20-26.5 GHz	K	K
26.5-40 GHz	Ka	K

Tabla 1-3: Designación de banda de frecuencia de microondas (de [2]).

En la banda UHF hasta alrededor de una frecuencia de 1 GHz, la mayoría de los circuitos de comunicaciones están contruidos usando componentes de circuitos balanceados. En el rango de frecuencia desde 1 hasta 100 GHz, los elementos de circuito balanceado son normalmente reemplazados por líneas de transmisión y componentes de guía de onda. Así que entenderemos normalmente el término *ingeniería de microondas* como la ingeniería y diseño de sistemas en el rango de frecuencia desde 1 a 100 GHz correspondiente a longitudes de onda no más grandes de 30 cm y no más pequeñas que 3 mm. En longitudes de ondas más cortas se llama ingeniería óptica ya que muchas técnicas usadas derivan de las técnicas ópticas clásicas. La característica de la ingeniería de microondas son las longitudes de ondas pequeñas que se usan, estas son del mismo orden de magnitud que los elementos del circuito y dispositivos empleados.

El análisis convencional de circuitos de baja frecuencia basado en las leyes de Kirchhoff y los conceptos de tensión-corriente ya no bastan para una descripción adecuada del fenómeno eléctrico que tiene lugar. En resumen, la ingeniería de microondas se nutre de la ingeniería de campos electromagnéticos.

1.1.2 Aplicaciones de microondas

El gran interés en frecuencias de microondas surge de una variedad de razones. La más básica entre estas es el incremento necesario para más frecuencia radio, espacio espectral y los usos bastante singulares a los cuales se aplican las frecuencias de microondas.

En los últimos años las frecuencias de microondas tienen un uso generalizado en los enlaces de comunicaciones, normalmente conocidos como enlaces de microondas, ya que la propagación de microondas es efectiva en caminos con vista directa. Un interés más allá de las comunicaciones por microondas es el uso de satélites como estaciones repetidoras de microondas.

En el momento actual la mayoría de los sistemas de comunicación están desplazándose al uso de la transmisión digital. El desarrollo de los sistemas de comunicación digital de microondas es progresivamente rápido.

Al igual que las frecuencias altas y las longitudes de onda pequeñas de energía de microondas dificultan el análisis y diseño de componentes y sistemas de microondas, estos mismos factores proporcionan oportunidades únicas para la aplicación de sistemas de microondas. Esto es debido a las siguientes consideraciones:

- La ganancia de la antena es proporcional al tamaño eléctrico de la antena. A frecuencias altas, para un tamaño de antena física dado es posible mayor ganancia de antena, las cuales tienen importantes consecuencias para implementar sistemas de microondas miniaturizados.
- Se puede conseguir mayor ancho de banda a altas frecuencias. Un ancho de banda de 1% de 600 MHz es 6 MHz (el ancho de banda aproximado de un canal de televisión), y de 60 GHz un ancho de banda de 1% es 600 MHz (100 canales de televisión). El ancho de banda es críticamente importante porque las bandas de frecuencia disponibles en el espectro electromagnético están siendo rápidamente agotadas.
- Las señales de microondas viajan por línea de visión directa y no son absorbidas por la ionosfera como lo son las señales de frecuencia más baja.
- Varias resonancias moleculares, atómicas, y nucleares ocurren a frecuencias de microondas, creando una variedad de aplicaciones únicas en las áreas de ciencia básica, detección remota, diagnósticos y tratamientos médicos, y métodos de calefacción.

Hoy, la mayoría de las aplicaciones de microondas están relacionadas con los sistemas radar y de comunicaciones. Los sistemas radar se usan para detectar y localizar objetivos en el aire, tierra o mar y para sistemas de control de tráfico aéreo, radares de seguimiento de misiles, sistemas para evitar colisiones de automóviles, predicción temporal, detectores de movimiento, y una amplia variedad de sistemas de detección remota.

1.1.3 Elementos de los circuitos de microondas y su análisis

A las frecuencias donde la longitud de onda es de varios órdenes de magnitud mayor que las dimensiones mayores del circuito o sistema que está siendo examinado los elementos de circuito convencionales tales como capacitores, inductores, resistores, tubos de electrones, y transistores son los bloques básicos para transmitir información, recibirla, y procesarla. La descripción o análisis de tales circuitos puede ser llevado a cabo en función de corrientes de lazo y tensiones de nodo sin considerar los efectos de propagación

Si se adopta un punto de vista general, se puede clasificar resistores, inductores, y capacitores como elementos que disipan energía eléctrica, almacenan energía magnética, y almacenan energía eléctrica, respectivamente. Como es bien conocido, muchos de estos elementos circuitales no se comportan de la manera deseada a altas frecuencias. Aunque estos no funcionen de la manera deseada a frecuencias de microondas, esto no significa que tales elementos no puedan ser construidos a frecuencias de microondas. Por lo contrario, hay muchos dispositivos equivalentes para usar en frecuencias de microondas. Su forma geométrica es bastante diferente, pero pueden ser y son usados para muchos de

los mismos propósitos, tales como adaptación de impedancias, circuitos resonadores, etc. Quizás la diferencia eléctrica más significativa es la dependencia frecuencial de estos inductores y capacitores equivalentes a frecuencias de microondas.

Uno de los requisitos esenciales en un circuito de microondas es la habilidad de transferir potencia de señal de un punto a otro sin pérdidas de radiación o disipación en forma de calor. Se han desarrollado una variedad de estructuras que pueden guiar ondas electromagnéticas de un punto a otro sin pérdidas de radiación. La estructura más simple de guiado es la línea de transmisión. Muchas de estas estructuras se muestran en la Figura 1-1.

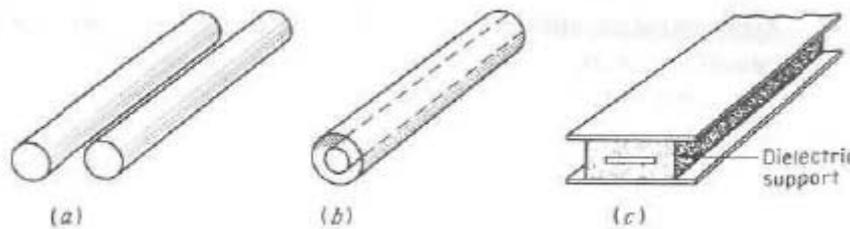


Figura 1-1: Algunas líneas de transmisión comunes. (a) Línea de dos conductores, (b) línea coaxial, (c) stripline cerrada (de [2]).

A las frecuencias de microondas más altas, en particular a longitudes de onda por debajo de 10 cm, las guías de onda, ilustradas en la Figura 1-2, son a menudo preferidas que las líneas de transmisión debido a las mejores propiedades eléctricas y mecánicas. El tipo más común es la guía de onda con sección rectangular. La guía circular no es tan usada.

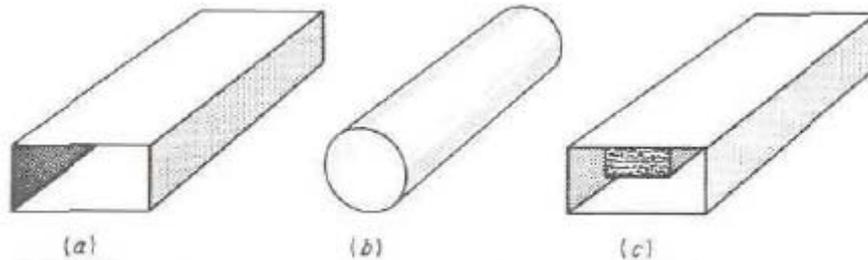


Figura 1-2: Algunas guías de onda comunes. (a) Guía rectangular, (b) guía circular, (c) guía ridge (de [2]).

La única propiedad de la línea de transmisión es que puede llevarse a cabo un análisis satisfactorio de sus propiedades tratándola como una red con parámetros distribuidos y resolviéndola para las ondas de tensión y corriente que se propagan a lo largo de la línea. Otras guías de ondas, aunque tienen varias propiedades similares a las líneas de transmisión, deben ser tratadas como problemas electromagnéticos, y se debe determinar una solución para los campos electromagnéticos.

Los circuitos resonadores son usados a bajas frecuencias y a frecuencias de microondas para controlar la frecuencia de un oscilador y para el filtrado frecuencial. A bajas frecuencias esta función es realizada por una combinación en serie o paralelo de un inductor y un capacitor. A frecuencias de microondas el circuito *LC* puede ser reemplazado

por una cavidad. La Figura 1-3 es una fotografía de una familia de filtros paso bajo en guía de onda. Una fotografía de una familia de acopladores direccionales en guía de onda se muestra en la Figura 1-4.

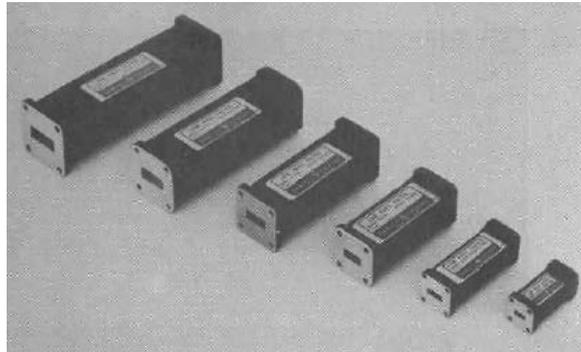


Figura 1-3: Una familia de filtros paso bajo en guía de onda para varias bandas de frecuencia de microondas (de [2]).

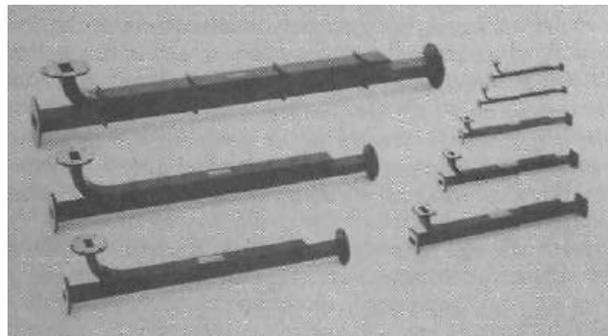


Figura 1-4: Una familia de acopladores direccionales en guía de onda para varias bandas de frecuencia de microondas (de [2]).

Cuando un número de dispositivos de microondas están conectados por medio de secciones de líneas de transmisión o guías de onda, obtenemos un circuito de microondas. El análisis del comportamiento de tales circuitos es llevado a cabo en términos de las amplitudes de las ondas que se propagan. Se estudia la naturaleza ondulatoria de los campos y resulta en una formulación de la matriz de dispersión.

Como en cualquier campo de ingeniería, las medidas son de gran importancia proporcionando el enlace entre teoría y práctica a frecuencias de microondas.

Hay una variedad de instrumentos comerciales disponibles que proporciona las medidas de microondas. Se suele usar un analizador de red que mide los parámetros de la matriz de dispersión de un dispositivo de microondas. Los parámetros de la matriz de dispersión, como una función de la frecuencia, se pueden mostrar en una carta de Smith. Normalmente se usan los parámetros de la matriz de dispersión en lugar de los parámetros de impedancia y admitancia para caracterizar un dispositivo de microondas.

1.2 Matriz de Butler. Estado del arte

De manera muy resumida, una matriz de Butler es un tipo de red de conformación de haz. Dependiendo cual de las N entradas es excitada, el haz de la antena apuntará en una dirección específica. La matriz de Butler fue descrita por primera vez por J. Butler y R. Lowe en un documento titulado *Beam-forming matrix simplifies design of electronically scanned antennas*, *Electronic Design*, volume 9, pp. 170-173, April 12, 1961. Butler fue un empleado de Sanders Associates en Nashua, New Hampshire, la cual es ahora parte de BAE. Las características principales de la matriz de Butler son:

- N entradas y N salidas, con N normalmente 4, 8 o 16.
- Entradas aisladas respecto de cada una de las otras entradas.
- Salidas con mismo nivel de potencia.
- Diferencia de fase constante entre salidas consecutivas.

La reciente popularidad de las redes de comunicación inalámbricas ha impulsado la demanda de tasas de datos altas para aplicaciones tales como las multimedia en tiempo real. Sin embargo, el espectro de frecuencias para uso doméstico está normalmente limitado por la banda industrial, científica y médica. Así que cualquier método que pueda ser usado para aumentar el espectro de frecuencias es crucial para la próxima generación de redes inalámbricas para el hogar. La técnica de múltiple entrada múltiple salida (MIMO) es una de las candidatas más atractivas para aumentar la eficiencia espectral, ya que aumenta significativamente el rendimiento y la fiabilidad sin ancho de banda adicional. Cuando se aplica a la frecuencia radio, la red de conformación de haz es uno de los componentes clave en este sistema MIMO y se usa para alimentar el array de antenas. Algunas de las tradicionales redes de conformación de haz están basadas en la matriz de Butler. Una matriz de Butler es un red de $N \times N$ puertos (N entradas y N salidas) que es capaz de dividir la señal de entrada en una de sus puertos en partes iguales entre todas sus salidas (la potencia en cada puerto de salida es $1/N$ veces la potencia a la entrada). Este tipo de red se puede implementar en diversas tecnologías usando acopladores híbridos, más un cierto número de desfases y circuitos cruzadores (crossovers). En las dos siguientes figuras se muestra el esquema de una matriz de Butler de 4×4 . Las salidas están conectadas a elementos radiantes.

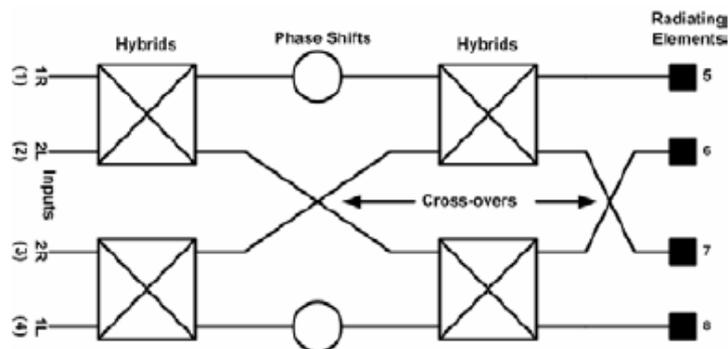


Figura 1-5: Topología de la matriz de Butler de 4×4 y del array de antenas. (de [35]).

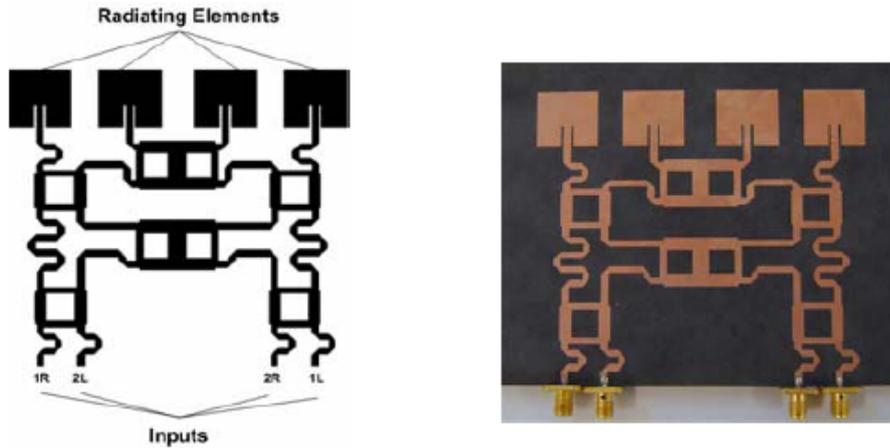


Figura 1-6: Layout e implementación de la matriz de Butler de 4x4 y del array de antenas. (de [35]).

La gran ventaja de la matriz de Butler es que dependiendo la entrada que se excite, el diagrama de radiación apuntará a una dirección distinta. En la siguiente figura se puede apreciar como excitando por cada una de las cuatro entradas se obtienen diagramas de radiación apuntado a distintos sitios. De esta manera se consigue conformar el haz de una manera muy eficiente.

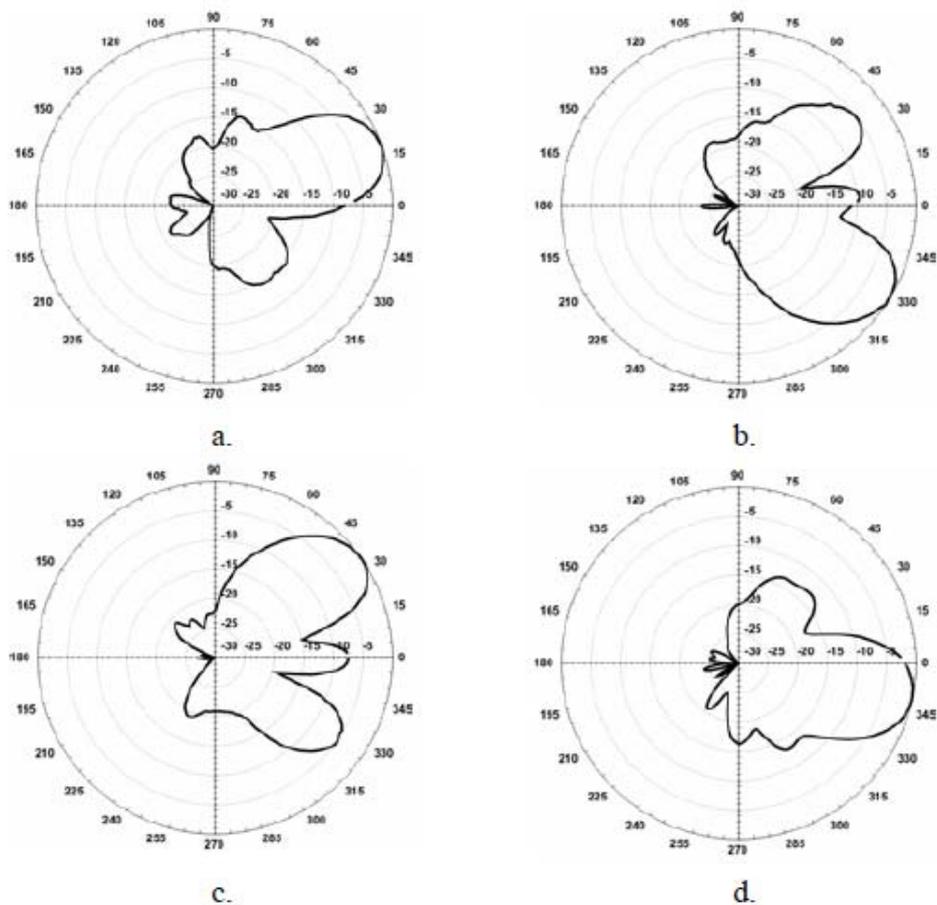


Figura 1-7: Diagramas de radiación cuando a) puerto 1R es excitado, b) puerto 2L es excitado, c) puerto 2R es excitado y d) puerto 1L es excitado. (de [35]).

1.3 Objetivos

El objetivo de este proyecto es el diseño y la construcción de distintos tipos de acopladores direccionales funcionando en la banda de frecuencias de microondas y su posterior uso en un circuito más complejo. Concretamente, tras diseñar y medir la respuesta de los distintos acopladores direccionales se diseñará y construirá una matriz de Butler utilizando uno de los acopladores anteriormente analizados.

Se describirá el análisis y diseño circuital, el diseño electromagnético, la optimización circuital y full-wave, fabricación con proceso químico y mecánico (fresadora) y medida con distintos analizadores de redes (con los problemas de calibración, de cargas adaptadas, etc. asociadas a las medidas de microondas). En el proceso se pondrá de manifiesto los problemas de modelado y tolerancias de fabricación que surgen a estas frecuencias.

1.4 Organización de la memoria

La memoria consta de dos grandes partes. La primera parte trata de todos los aspectos teóricos para el diseño de los acopladores direccionales y de la matriz de Butler. La segunda parte trata de los aspectos prácticos, incluyendo varios diseños y comentando los resultados y conclusiones obtenidas. A continuación se explica con más detalle la organización de la memoria.

En el capítulo 2 se explican todos los detalles básicos sobre las líneas de transmisión convencionales. Se habla tanto de las líneas de transmisión con pérdidas como de las líneas de transmisión sin pérdidas.

El capítulo 3 expone una síntesis del análisis de circuitos de microondas, donde destacan los parámetros de S (también llamados de dispersión o scattering). También se habla de otros tipos de parámetros y de sus propiedades, de los tipos de conexiones de red, del desplazamiento de planos de referencia y de las redes de más de dos puertos.

Debido a que hemos escogido la tecnología microstrip para la construcción de todos estos dispositivos, en el capítulo 4 se habla de las líneas planares más habituales como lo son las líneas de transmisión stripline y microstrip. También se hablará de los distintos tipos de discontinuidades en las líneas de transmisión microstrip.

Tras hacer una introducción de diversos aspectos teóricos, se trata con detalle en el capítulo 5 los distintos acopladores direccionales. Destacan los acopladores de líneas acopladas y los acopladores branch-line. También se mostrará una serie de diseños de ejemplo de los acopladores direccionales explicados.

En el capítulo 6 se utilizarán algunos de los conceptos explicados anteriormente para hablar de la matriz de Butler.

Por último, en el capítulo 7, se muestran los diseños y resultados experimentales. Se diseñarán y construirán algunos de los acopladores estudiados anteriormente. Una vez medidos estos acopladores se diseñará una matriz de Butler que será construida y medida.

Una vez visto los resultados experimentales, se exponen las conclusiones y el trabajo futuro en el capítulo 8.

2 Líneas de transmisión

2.1 Introducción

Las propiedades de las líneas de transmisión nos acompañarán a lo largo de este capítulo, y veremos que multitud de circuitos de microondas se pueden modelar con un circuito equivalente formado por elementos concentrados y líneas de transmisión.

Las líneas de transmisión son necesarias para conectar varios elementos de circuito y sistemas juntos. Las líneas no apantalladas (*open-wire line*) y las líneas coaxiales se usan comúnmente para circuitos que operan a bajas frecuencias. Por otro lado, la línea coaxial, stripline, la línea microstrip, y las guías de ondas se emplean en radiofrecuencia y frecuencias de microondas. Generalmente, las características de una señal de baja frecuencia no son afectadas cuando esta se propaga a través de la línea. Sin embargo, las señales de radio frecuencia y microondas son afectadas significativamente a causa de que el tamaño del circuito va siendo comparable con la longitud de onda. Una comprensión de la propagación de señal requiere análisis de los campos electromagnéticos en una línea dada. Por otro lado, se puede obtener una formulación general usando conceptos de circuitos basados en los parámetros de línea.

Definiremos como línea de transmisión ideal el sistema de dos conductores perfectos inmersos en un medio dieléctrico sin pérdidas, de manera que la sección transversal del sistema no varíe a lo largo del mismo. Las líneas de transmisión más comunes están formadas por dos hilos idénticos de sección circular que discurren paralelos (*línea bifilar*) o por un conductor circular rodeado por otro concéntrico (*línea coaxial*). En cualquier caso, nosotros la representaremos como dos hilos paralelos.

2.2 Modelo circuital de elementos concentrados para una línea de transmisión

La principal diferencia entre las líneas de transmisión frente a la teoría clásica de circuitos es el tamaño eléctrico.

El análisis clásico de circuitos asume que las dimensiones físicas de una red son mucho más pequeñas que la longitud de onda eléctrica y normalmente se da por supuesto que todos los elementos son concentrados. Se habla de líneas de transmisión cuando las dimensiones son una fracción significativa de la longitud de onda, o muchas longitudes de onda, en tamaño. Así que una línea de transmisión es una red de parámetros distribuidos (por diferenciar frente a los concentrados), donde tensiones y corrientes pueden variar en magnitud y fase sobre su longitud.

A continuación se va a hacer un repaso de la teoría general de líneas de transmisión, utilizando como referencia principal [1].

Como se muestra en la Figura 2-1(a), una línea de transmisión es a menudo representada esquemáticamente como una línea de dos alambres. El trozo de línea infinitesimal de longitud Δz de la Figura 2-1(a) puede ser modelado como un circuito de elementos concentrados, como se muestra en la Figura 2-1(b), donde R , L , G , C (*parámetros de línea*) son cantidades por unidad de longitud definidas de la siguiente manera:

- R = resistencia serie por unidad de longitud, para ambos conductores, en Ω/m .
- L = inductancia serie por unidad de longitud, para ambos conductores, en H/m .
- G = conductancia por unidad de longitud, en S/m .
- C = capacitancia por unidad de longitud, en F/m .

Estos parámetros pueden ser determinados teóricamente en función de la geometría y materiales de la línea mediante la resolución de campos electromagnéticos en la línea de transmisión, como se verá más adelante en el capítulo 4.

Estos parámetros están influenciados por la geometría de su sección transversal y las características eléctricas de sus componentes. Por ejemplo, si la línea esta construida de un dieléctrico ideal y de un conductor perfecto, entonces R y G serán cero.

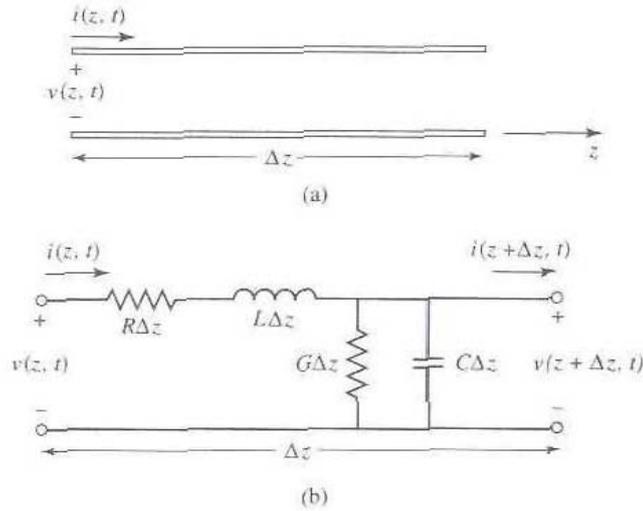


Figura 2-1: Definiciones de tensión y corriente. Y circuito equivalente para una longitud incremental de línea de transmisión. (a) Definiciones de tensión y corriente. (b) Circuito equivalente de elementos concentrados (de [1]).

Del circuito de la Figura 2-1(b), se puede aplicar la ley de tensión de Kirchhoff para dar:

$$v(z, t) - R \cdot \Delta z \cdot i(z, t) - L \cdot \Delta z \cdot \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} - v(z + \Delta z, t) = 0 \quad (2.1-a)$$

y la ley de corriente de Kirchhoff conduce a:

$$i(z, t) - G \cdot \Delta z \cdot v(z + \Delta z, t) - C \cdot \Delta z \cdot \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} - i(z + \Delta z, t) = 0 \quad (2.1-b)$$

Dividiendo (2.1-a) y (2.1-b) por Δz y tomando el límite como $\Delta z \rightarrow 0$ da las siguientes ecuaciones diferenciales:

$$\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = -R \cdot i(z, t) - L \cdot \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (2.2-a)$$

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -G \cdot v(z, t) - C \cdot \frac{\partial v(z, t)}{\partial t} \quad (2.2-b)$$

Estas ecuaciones son la forma en el dominio del tiempo de las ecuaciones de la línea de transmisión. Y gobiernan con toda generalidad el comportamiento de $v(z, t)$ y $i(z, t)$.

Las mismas ecuaciones (2.2) se pueden describir en el dominio de la frecuencia:

$$\frac{dV(z, \omega)}{dz} = -(R + j \cdot \omega \cdot L) \cdot I(z, \omega) \quad (2.3-a)$$

$$\frac{dI(z, \omega)}{dz} = -(G + j \cdot \omega \cdot C) \cdot V(z, \omega) \quad (2.3-b)$$

2.2.1 Propagación de ondas en una línea de transmisión

A continuación, omitiremos la dependencia con omega, y $V(z)$ e $I(z)$ representarán la tensión y corriente en el dominio de la frecuencia para cada punto z .

Las dos ecuaciones de (2.3) pueden ser resueltas simultáneamente para dar ecuaciones de onda para $V(z)$ y $I(z)$:

$$\frac{d^2 V(z)}{dz^2} - \gamma^2 \cdot V(z) = 0 \quad (2.4-a)$$

$$\frac{d^2 I(z)}{dz^2} - \gamma^2 \cdot I(z) = 0 \quad (2.4-b)$$

donde:

$$\gamma = \alpha + j \cdot \beta = \sqrt{(R + j \cdot \omega \cdot L) \cdot (G + j \cdot \omega \cdot C)} \quad (2.5)$$

es la constante de propagación compleja, la cual es una función de la frecuencia.

β es la constante de fase y sus dimensiones son de radian / metro. Análogamente, α es la constante de atenuación y tiene dimensiones de neper / metro.

Las soluciones de la onda que viaja según (2.4) pueden ser resueltas como:

$$V(z) = V_0^+ \cdot e^{-\gamma z} + V_0^- \cdot e^{\gamma z} \quad (2.6-a)$$

$$I(z) = I_0^+ \cdot e^{-\gamma z} - I_0^- \cdot e^{\gamma z} \quad (2.6-b)$$

donde el termino $e^{-\gamma z}$ representa la propagación de la onda en la dirección $+z$, y el termino $e^{\gamma z}$ representa la propagación de la onda en la dirección $-z$. Aplicando (2.3-a) a la tensión de (2.6-a) da la corriente en la línea:

$$I(z) = \frac{\gamma}{R + j \cdot \omega \cdot L} [V_0^+ \cdot e^{-\gamma z} - V_0^- \cdot e^{\gamma z}]$$

Comparando con (2.6-b) se muestra que la impedancia característica, Z_0 , puede ser definida como:

$$Z_0 = \frac{R + j \cdot \omega \cdot L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j \cdot \omega \cdot L}{G + j \cdot \omega \cdot C}} \quad (2.7)$$

para relacionar la tensión y la corriente en la línea como:

$$\frac{V_0^+}{I_0^+} = Z_0 = \frac{-V_0^-}{I_0^-}$$

Entonces (2.6) puede ser reescrito de la siguiente forma:

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} \cdot e^{-\gamma \cdot z} - \frac{V_0^-}{Z_0} \cdot e^{\gamma \cdot z} \quad (2.8)$$

Si se supone una excitación incidente sinusoidal del tipo $|V_0^+| \text{sen}(\omega \cdot t + \phi^+) = \text{Re}[|V_0^+| e^{j\phi^+} e^{j\omega t}] = \text{Re}[V_0^+ e^{j\omega t}]$, la forma de onda de la tensión en cada punto de la línea al convertir al dominio del tiempo se puede expresar como:

$$v(z, t) = |V_0^+| \cdot \cos(\omega \cdot t - \beta \cdot z + \phi^+) \cdot e^{-\alpha \cdot z} + |V_0^-| \cdot \cos(\omega \cdot t + \beta \cdot z + \phi^-) \cdot e^{\alpha \cdot z} \quad (2.9)$$

donde ϕ^\pm es la fase del ángulo de la tensión compleja V_0^\pm .

En este punto es importante analizar y entender el significado de cada término del lado derecho de la anterior ecuación. Para un instante dado, el primer término cambia senoidalmente con la distancia z , mientras su amplitud decrece exponencialmente. Por otra parte, la amplitud del segundo término crece exponencialmente.

También se debe de tener en cuenta que la longitud de onda de la línea es la distancia mínima entre dos puntos de la línea que estén siempre en fase:

$$\lambda = \frac{2 \cdot \pi}{\beta} \quad (2.10)$$

y la velocidad de fase es:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \lambda \cdot f \quad (2.11)$$

La velocidad con la cual se mueve la fase de una señal armónica en el tiempo es conocida como *velocidad de fase*. Una línea de transmisión no presenta dispersión si la velocidad de fase de una señal propagándose es independiente de la frecuencia. Si la línea es dispersiva cada armónico viajara a diferente velocidad. La velocidad con la que un grupo de ondas viajan se llama *velocidad de grupo*, v_g .

2.2.2 La línea de transmisión sin pérdidas

La solución anterior era para una línea de transmisión en general, incluyendo efectos por pérdidas, y se vió que la constante de propagación y la impedancia característica eran complejas. En muchos casos prácticos, las pérdidas de una línea son muy pequeñas y se pueden despreciar, resultando en una simplificación de los resultados anteriores. Haciendo $R = G = 0$ en (2.5), ya que ambos conductores son perfectos y el dieléctrico es perfecto sin flujos de corriente entre los dos conductores, se tiene la constante de propagación como:

$$\gamma = \alpha + j \cdot \beta = j \cdot \omega \cdot \sqrt{L \cdot C}$$

o

$$\beta = \omega \cdot \sqrt{L \cdot C} \quad (2.12\text{-a})$$

$$\alpha = 0 \quad (2.12\text{-b})$$

Como se esperaba para el caso sin pérdidas, la constante de atenuación α es cero. La impedancia característica de (2.7) se reduce a:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.13)$$

que ahora es un número real. Las soluciones generales para tensión y corriente en una línea de transmisión sin pérdidas se pueden escribir como:

$$V(z) = V_0^+ \cdot e^{-j \cdot \beta \cdot z} + V_0^- \cdot e^{j \cdot \beta \cdot z} \quad (2.14\text{-a})$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} \cdot e^{-j \cdot \beta \cdot z} - \frac{V_0^-}{Z_0} \cdot e^{j \cdot \beta \cdot z} \quad (2.14\text{-b})$$

La longitud de onda es:

$$\lambda = \frac{2 \cdot \pi}{\beta} = \frac{2 \cdot \pi}{\omega \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (2.15)$$

y la velocidad de fase es:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (2.16)$$

2.3 Línea de transmisión sin pérdidas terminada con una carga

La Figura 2-2 muestra una línea de transmisión sin pérdidas terminada en una impedancia de carga Z_L arbitraria. Este problema será ilustrado mediante la reflexión de onda en líneas de transmisión, una propiedad fundamental de los sistemas distribuidos.

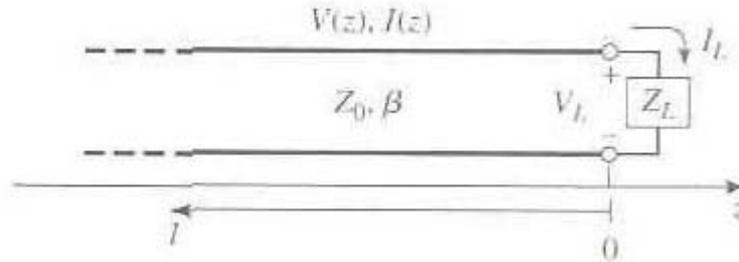


Figura 2-2: Una línea de transmisión terminada en una impedancia de carga Z_L (de [1]).

Asumiendo que una onda incidente de la forma $V_0^+ e^{-j\beta z}$ es generada de una fuente en $z < 0$. Podemos ver que la relación entre la tensión y la corriente para tal onda viajando es Z_0 , la impedancia característica. Pero cuando la línea esta terminada en una carga arbitraria $Z_L \neq Z_0$, la relación entre la tensión y la corriente en la carga es Z_L . Así que, una onda reflejada debe ser excitada con la amplitud apropiada para satisfacer esta condición. La tensión total en la línea puede ser escrita como una suma de las ondas incidente y reflejada:

$$V(z) = V_0^+ \cdot e^{-j\beta z} + V_0^- \cdot e^{j\beta z} \quad (2.17-a)$$

Similarmente, la corriente total en una línea es descrita por:

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} \cdot e^{-j\beta z} - \frac{V_0^-}{Z_0} \cdot e^{j\beta z} \quad (2.17-b)$$

La tensión total y la corriente en la carga están relacionadas por la impedancia de carga, así que a $z = 0$ debemos tener:

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} \cdot Z_0$$

Resolviendo para V_0^- da:

$$V_0^- = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \cdot V_0^+$$

La amplitud de la onda de tensión reflejada normalizada a la amplitud de la onda de tensión incidente esta definida como el *coeficiente de reflexión de tensión*, Γ :

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.18)$$

Es decir, en Z_L la onda negativa (o, desde el punto de vista de la carga, onda reflejada) está relacionada con la onda positiva (o incidente).

Las ondas de tensión total y corriente en la línea pueden ser escritas como:

$$V(z) = V_0^+ \cdot [e^{-j\beta z} + \Gamma \cdot e^{j\beta z}] \quad (2.19-a)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} \cdot [e^{-j\beta z} - \Gamma \cdot e^{j\beta z}] \quad (2.19-b)$$

En estas ecuaciones se ve que la tensión y la corriente en la línea consisten en la superposición de una onda incidente y otra reflejada; tales ondas son llamadas ondas estacionarias. Solo cuando $\Gamma = 0$, la impedancia de carga Z_L debe ser igual a la impedancia característica Z_0 de la línea de transmisión, como se puede ver en (2.18).

Ahora se considera el flujo de potencia a lo largo de la línea en el punto z :

$$P_{av} = \frac{1}{2} \cdot \text{Re}[V(z) \cdot I(z)^*] = \frac{1}{2} \cdot \frac{|V_0^+|^2}{Z_0} \cdot \text{Re}\{1 - \Gamma^* \cdot e^{-2j\beta z} + \Gamma \cdot e^{2j\beta z} - |\Gamma|^2\}$$

donde (2.19) ha sido usada. Los dos términos del medio dentro de los paréntesis son de la forma $A - A^* = 2j\text{Im}(A)$, por lo que son imaginarios puros. Esta simplificación resulta en:

$$P_{av} = \frac{1}{2} \cdot \frac{|V_0^+|^2}{Z_0} \cdot (1 - |\Gamma|^2) \quad (2.20)$$

que muestra que el flujo de potencia medio es constante en cualquier punto de la línea, y

que la potencia total emitida a la carga (P_{av}) es igual a la potencia incidente $\left(\frac{|V_0^+|^2}{2Z_0}\right)$,

menos la potencia reflejada $\left(\frac{|V_0^+|^2 \Gamma^2}{2Z_0}\right)$. Si $\Gamma = 0$, la máxima potencia es emitida a la carga,

mientras que no es emitida cuando $|\Gamma| = 1$.

Cuando la carga no está adaptada, no toda la potencia disponible del generador es emitida a la carga. Estas pérdidas son conocidas como *pérdidas de retorno* (RL), y se definen (en dB) como:

$$RL = -20 \cdot \log_{10} |\Gamma| \text{ dB} \quad (2.21)$$

Así que una carga adaptada ($\Gamma = 0$) tiene unas pérdidas de retorno de ∞ dB (no potencia reflejada), mientras que una reflexión total ($\Gamma = 1$) tiene unas pérdidas de retorno de 0 dB (toda la potencia incidente es reflejada).

Si la carga esta adaptada a la línea, $\Gamma = 0$ y la magnitud de la tensión en la línea es $|V(z)| = |V_0^+|$, la cual es una constante. Cuando la carga esta desadaptada, la presencia de una onda reflejada lleva a ondas estacionarias donde la magnitud de la tensión en la línea no es constante. Así, de (2.19-a),

$$|V(z)| = |V_0^+| \cdot |1 + \Gamma \cdot e^{2 \cdot j \cdot \beta \cdot z}| = |V_0^+| \cdot |1 + \Gamma \cdot e^{-2 \cdot j \cdot \beta \cdot l}| = |V_0^+| \cdot |1 + |\Gamma| \cdot e^{j(\theta - 2\beta l)}| \quad (2.22)$$

donde $l = -z$ es la distancia positiva medida de la carga a $z = 0$, y θ es la fase del coeficiente de reflexión ($\Gamma = |\Gamma|e^{j\theta}$). Este resultado muestra que la magnitud de la tensión oscila con posición z a lo largo de la línea. El máximo valor ocurre cuando el término de la fase es $e^{j(\theta - 2\beta l)} = 1$, y da:

$$V_{\max} = |V_0^+| \cdot (1 + |\Gamma|) \quad (2.23-a)$$

El mínimo valor ocurre cuando el término de la fase es $e^{j(\theta - 2\beta l)} = -1$, y da:

$$V_{\min} = |V_0^+| \cdot (1 - |\Gamma|) \quad (2.23-b)$$

Cuando $|\Gamma|$ crece, la relación de V_{\max} y V_{\min} crece, así que una medida de la desadaptación de una línea, llamada la *relación de onda estacionaria* (SWR), se puede definir como:

$$SWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad 2.24$$

Esta cantidad es también conocida como la *relación de onda estacionaria de tensión*, y se identifica a veces como VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*). De (2.24) se ve que SWR es un numero real de tal forma que $1 \leq SWR \leq \infty$, donde $SWR = 1$ implica una carga adaptada (sin reflexiones) e $SWR = \infty$ implica que en la línea existe un obstáculo que refleja toda la energía incidente, $|\Gamma|=1$.

Con frecuencia, el valor de *SWR* se da en decibelios (recuérdese que *SWR* representa un cociente de tensiones):

$$SWR(dB) = 20 \log_{10}(SWR)$$

De (2.22), se ve que la distancia entre dos máximos de tensión sucesivos (o mínimos) es $l = \frac{2\pi}{2\beta} = \frac{\pi\lambda}{2\pi} = \frac{\lambda}{2}$, mientras que la distancia entre un máximo y un mínimo es $l = \frac{\pi}{2\beta} = \frac{\lambda}{4}$, donde λ es la longitud de onda de la línea de transmisión.

El coeficiente de reflexión de (2.18) se definió como la relación entre las amplitudes de la onda reflejada e incidente en la carga ($l = 0$), pero esta cantidad puede ser generalizada a cualquier punto l de la línea. De (2.17-a), con $z = -l$, la relación de la componente reflejada con la componente incidente es:

$$\Gamma(l) = \frac{V_0^- \cdot e^{-j\beta l}}{V_0^+ \cdot e^{j\beta l}} = \Gamma(0) \cdot e^{-2j\beta l} \quad (2.25)$$

donde $\Gamma(0)$ es el coeficiente de reflexión en $z = 0$, dado por (2.18).

Hemos visto que el flujo de potencia real en la línea es una constante pero que la amplitud de la tensión, al menos para una línea desadaptada, es oscilatoria en la línea. Por lo que la impedancia también varía con la posición a lo largo de la línea. A una distancia $l = -z$ de la carga, la impedancia de entrada vista hacia la carga se define como:

$$Z_{in} = \frac{V(-l)}{I(-l)} = \frac{V_0^+ \cdot [e^{j\beta l} + \Gamma \cdot e^{-j\beta l}]}{V_0^+ \cdot [e^{j\beta l} - \Gamma \cdot e^{-j\beta l}]} \cdot Z_0 = \frac{1 + \Gamma \cdot e^{-2j\beta l}}{1 - \Gamma \cdot e^{-2j\beta l}} \cdot Z_0 \quad (2.26)$$

donde (2.19-a, b) han sido usadas para $V(z)$ e $I(z)$. Una forma más usual de obtenerla es usando (2.18) para Γ en (2.26):

$$\begin{aligned} Z_{in} &= Z_0 \cdot \frac{(Z_L + Z_0) \cdot e^{j\beta l} + (Z_L - Z_0) \cdot e^{-j\beta l}}{(Z_L + Z_0) \cdot e^{j\beta l} - (Z_L - Z_0) \cdot e^{-j\beta l}} \\ &= Z_0 \cdot \frac{Z_L \cdot \cos(\beta \cdot l) + j \cdot Z_0 \cdot \sin(\beta \cdot l)}{Z_0 \cdot \cos(\beta \cdot l) + j \cdot Z_L \cdot \sin(\beta \cdot l)} \\ &= Z_0 \cdot \frac{Z_L + j \cdot Z_0 \cdot \tan(\beta \cdot l)}{Z_0 + j \cdot Z_L \cdot \tan(\beta \cdot l)} \end{aligned} \quad (2.27)$$

Esto es un resultado importante que da la impedancia de entrada de una línea de transmisión con una impedancia de carga arbitraria. Nos referiremos a este resultado como la *ecuación de la impedancia de la línea de transmisión*.

2.3.1 Casos especiales

Un número de casos especiales de líneas de transmisión terminadas en una carga sin pérdidas aparecen frecuentemente en nuestro trabajo, así que es apropiado considerar las propiedades de estos casos.

Si consideramos que la línea esta terminada en un cortocircuito, tenemos que:

$$Z_{in} = j \cdot Z_0 \cdot \tan(\beta \cdot l) \quad (2.28)$$

en la cual se puede ver que es imaginaria pura para cualquier longitud l , y que puede tomar todos los valores entre $+j\infty$ y $-j\infty$. Por ejemplo, cuando $l = 0$ tenemos que $Z_{in} = 0$,

pero para $l = \frac{\lambda}{4}$ tenemos que $Z_{in} = \infty$ (circuito abierto). La ecuación (2.28) también muestra que la impedancia es periódica en l , repitiéndose para múltiplos de $\frac{\lambda}{2}$.

Ahora consideramos la línea con circuito abierto, donde $Z_L = \infty$. Entonces tenemos que:

$$Z_{in} = -j \cdot Z_0 \cdot \cot(\beta \cdot l) \quad (2.29)$$

la cual es imaginaria pura para cualquier longitud, l .

Ahora consideramos líneas de transmisión terminadas con una carga con algunas longitudes especiales. Si $l = \frac{\lambda}{2}$:

$$Z_{in} = Z_L \quad (2.30)$$

significa que una línea de media longitud de onda (o cualquier múltiplo de $\frac{\lambda}{2}$) no altera o transforma la impedancia de carga, a pesar de la impedancia característica.

Si la línea es de una longitud de un cuarto de longitud de onda o, mas generalmente, $l = \frac{\lambda}{4} + n \frac{\lambda}{2}$, para $n = 1, 2, 3, \dots$, (2.27) muestra que la impedancia de entrada es:

$$Z_{in} = \frac{Z_0^2}{Z_L} \quad (2.31)$$

De tal manera que esta línea es conocida como *transformador* $\frac{\lambda}{4}$ porque tiene el efecto de transformar una impedancia de carga dependiendo de la impedancia característica de la línea.

2.4 Líneas de transmisión con pérdidas

Hasta ahora hemos considerado líneas ideales, es decir, hemos ignorado la resistencia de los conductores y la posible conductividad (pequeña, pero presente) del medio dieléctrico.

Veremos que una de las consecuencias de la presencia de pérdidas en la línea es la aparición de la *dispersión*, es decir, que señales senoidales de frecuencia diferentes se propagan con velocidades de fase también diferentes. Por otra parte existen otros sistemas de propagación de energía (guías de onda) que presentan dispersión incluso en el caso ideal sin pérdidas. Estas guías pueden modelarse, a efectos de propagación, por una línea de transmisión hipotética.

En la práctica, todas las líneas de transmisión tienen pérdidas debido a la conductividad finita y/o pérdidas del dieléctrico, pero estas pérdidas son normalmente pequeñas. En muchos problemas prácticos, las pérdidas pueden ser despreciadas, pero otras veces el efecto de las pérdidas puede ser de interés. Este es el caso con la atenuación de la línea de transmisión. En esta sección estudiaremos los efectos de las pérdidas de la línea de transmisión.

2.4.1 La línea de transmisión de bajas pérdidas

En la mayoría de líneas de transmisión de microondas las pérdidas son pequeñas. Cuando las pérdidas son pequeñas, se pueden hacer algunas aproximaciones para simplificar las expresiones de los parámetros de una línea de transmisión general de $\gamma = \alpha + j\beta$ y Z_0 .

La expresión general de la constante de propagación compleja es,

$$\gamma = \sqrt{(R + j \cdot \omega \cdot L) \cdot (G + j \cdot \omega \cdot C)} \quad (2.32)$$

la cual puede ser reorganizada como:

$$\begin{aligned} \gamma &= \sqrt{(j \cdot \omega \cdot L) \cdot (j \cdot \omega \cdot C) \cdot \left(1 + \frac{R}{j \cdot \omega \cdot L}\right) \cdot \left(1 + \frac{G}{j \cdot \omega \cdot C}\right)} = \\ &= j \cdot \omega \cdot \sqrt{L \cdot C} \cdot \sqrt{1 - j \cdot \left(\frac{R}{\omega \cdot L} + \frac{R}{\omega \cdot C}\right) - \frac{R \cdot G}{\omega^2 \cdot L \cdot C}} \end{aligned} \quad (2.33)$$

Si la línea es de bajas pérdidas podemos asumir que $R \ll \omega L$ y $G \ll \omega C$, lo cual significa que las pérdidas del conductor y las pérdidas del dieléctrico son pequeñas. Entonces, $RG \ll \omega^2 LC$, y (2.33) se reduce a:

$$\gamma = j \cdot \omega \cdot \sqrt{L \cdot C} \cdot \sqrt{1 - j \cdot \left(\frac{R}{\omega \cdot L} + \frac{G}{\omega \cdot C}\right)} \quad (2.34)$$

Si ignoramos el término $\left(\frac{R}{\omega \cdot L} + \frac{G}{\omega \cdot C}\right)$, podemos obtener el resultado de que γ es puramente imaginario (no pérdidas). Utilizando el desarrollo en serie de Taylor para $\sqrt{1+x} \approx 1 + \frac{x}{2} + \dots$, obtendremos:

$$\gamma \approx j \cdot \omega \cdot \sqrt{L \cdot C} \cdot \left[1 - \frac{j}{2} \cdot \left(\frac{R}{\omega \cdot L} + \frac{G}{\omega \cdot C}\right)\right]$$

así que:

$$\alpha \approx \frac{1}{2} \cdot \left(R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} + G \cdot \sqrt{\frac{L}{C}}\right) = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{R}{Z_0} + G \cdot Z_0\right) \quad (2.35-a)$$

$$\beta \approx \omega \cdot \sqrt{L \cdot C} \quad (2.35-b)$$

donde $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$ es la impedancia característica de la línea en ausencia de pérdidas.

Observamos de (2.35-b) que la constante de propagación β es igual que en el caso sin pérdidas. La impedancia característica Z_0 , que ahora sería compleja, puede ser aproximada a una cantidad real coincidente con el caso sin pérdidas:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j \cdot \omega \cdot L}{G + j \cdot \omega \cdot C}} \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.36)$$

Es decir, los efectos más importantes son la aparición de atenuación α y de parte reactiva en la impedancia característica, mientras que la variación de la constante de fase β es de segundo orden, y su efecto es imperceptible.

Las ecuaciones (2.35) – (2.36) son aproximaciones de bajas pérdidas para líneas de transmisión, y son importantes porque muestran que la constante de propagación y la impedancia característica para una línea de bajas pérdidas pueden ser aproximadas considerando la línea como sin pérdidas.

3 Análisis de circuitos de microondas

3.1 Introducción

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

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

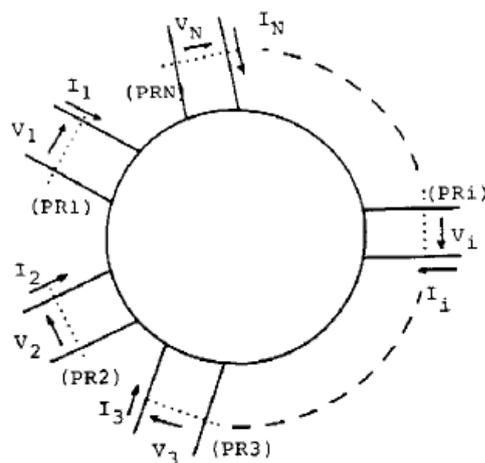
3.2 Definiciones y propiedades básicas

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

Recordemos, en todo caso, que una red recíproca es aquella en la que el intercambio entre un generador y un medidor, ambos sin impedancia, no produce modificación de la lectura del segundo. Existen dispositivos (aisladores y circuladores) formados por materiales magnéticos (ferritas) que son pasivos pero no recíprocos.

Es importante recalcar que la conexión de nuestro circuito con el exterior se realiza exclusivamente mediante líneas de transmisión, que denominaremos accesos o puertos (en inglés *port*). En cada una de estas líneas es necesario fijar un plano de referencia donde mediremos tensiones y corrientes totales, $\{V, I, i = 1, 2, \dots\}$, que servirán para describir las propiedades de la red o circuito (Figura 3-1), con el convenio de tomar como positiva la corriente si entra en la red. De esta manera, una red de N accesos viene descrita por las $2N$ variables $\{V_i, I_i\}$ de las que solamente la mitad son independientes.

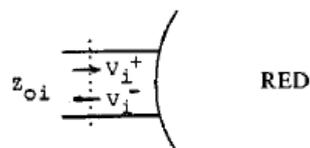
a)



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

- I_i positiva si fluye hacia la red

b)



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

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

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

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

Figura 3-1: a) Definición de tensiones y corrientes en los planos de referencia de los accesos de la red.
b) En cada línea de acceso se toma como onda positiva la que se dirige hacia la red (de [6]).

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

$$[V] = [Z] \cdot [I]$$

$$[I] = [Y] \cdot [V]$$

$$[Z] = [Y]^{-1}$$

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

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

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

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

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

3.3 Redes de dos puertos

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

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

La Figura 3-2 muestra una red de dos puertos con las tensiones y corrientes apropiadas en sus terminales. A menudo, el puerto 1 se conoce como la entrada mientras que el puerto 2 como la salida. Se toma como referencia de tensión que el terminal superior es el positivo y el inferior el negativo. Además, las corrientes entran por el terminal positivo de cada puerto. Ya que la red lineal no contiene fuentes independientes, las mismas corrientes salen por los respectivos terminales negativos.

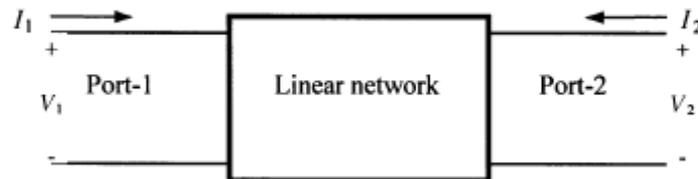


Figura 3-2: Red de dos puertos (de [9]).

3.3.1 Parámetros de impedancia

Considerando la red de dos puertos mostrada en la Figura 3-2. Ya que la red es lineal, se puede aplicar el principio de superposición. Asumiendo que esta red no contiene fuentes independientes, la tensión V_1 en el puerto 1 se puede expresar en función de dos corrientes de la siguiente manera:

$$V_1 = Z_{11} \cdot I_1 + Z_{12} \cdot I_2 \quad (3.1)$$

Como V_1 esta en voltios, e I_1 e I_2 están en amperios, los parámetros Z_{11} y Z_{12} deben ser en ohmios. Por lo tanto, estos se conocen como *parámetros de impedancia*.

Análogamente, podemos escribir V_2 en función de I_1 e I_2 de la siguiente manera:

$$V_2 = Z_{21} \cdot I_1 + Z_{22} \cdot I_2 \quad (3.2)$$

Usando la representación matricial, podemos escribir

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

o,

$$[V] = [Z] \cdot [I] \quad (3.4)$$

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

Si el puerto 2 de esta red se deja en abierto entonces I_2 será cero. Con esta condición, (3.1) y (3.2) dan

$$Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad (3.5)$$

y,

$$Z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad (3.6)$$

Análogamente, con una fuente conectada al puerto 2 mientras el puerto 1 se deja en circuito abierto, podemos encontrar que

$$Z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad (3.7)$$

y,

$$Z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad (3.8)$$

Desde la ecuación (3.5) hasta la (3.8) definen los parámetros de impedancia de una red de dos puertos.

3.3.2 Otros parámetros y tipos de conexiones

Además de los parámetros de impedancia existen otros tipos de parámetros importantes. Uno de los más importantes son los parámetros de admitancia que son los duales de los parámetros de impedancia. Y entre otros destacan los parámetros híbridos, los parámetros de transmisión y los parámetros T .

A menudo en el análisis de redes, es conveniente tratar uno o más elementos como redes individuales, y luego conectarlas para determinar los parámetros de la red global. Hay tres tipos básicos de conexiones:

1. Paralelo.
2. Serie.
3. Cascada.

Una manera fácil de hacer conexiones en paralelo es sumar las matrices de admitancia de las redes individuales. Para el caso de conexiones en serie se suman las matrices de impedancia de las redes individuales. Y para conexiones en cascada se realiza el producto matricial de las matrices de transferencia de las redes individuales. Más adelante se verá la conexión de circuitos caracterizados por sus parámetros S, que se van a describir a continuación.

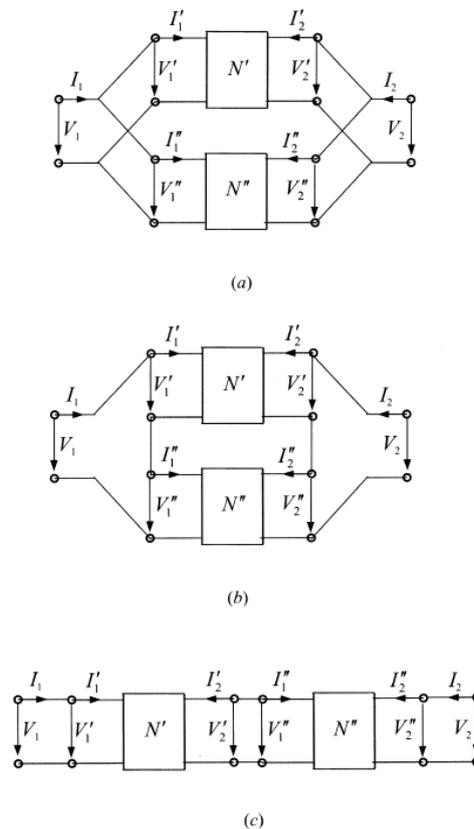


Figura 3-3: Tipos básicos de conexiones de red: (a) Paralelo. (b) Serie. (c) Cascada (de [4]).

3.3.3 Parámetros S (de dispersión o scattering)

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

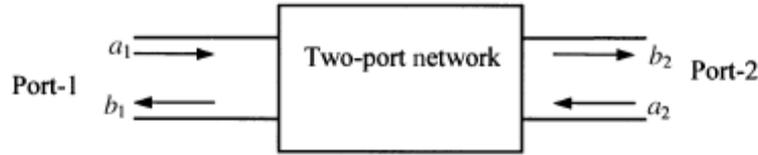


Figura 3-4: Red de dos puertos con ondas incidentes y reflejadas asociadas (de [9]).

La Figura 3-4 muestra un red con ondas incidentes y reflejadas en los dos puertos. Adoptaremos una convención para representar la onda incidente como a_i y la onda reflejada como b_i en el puerto i . Por lo tanto, a_1 es la onda incidente mientras que b_1 es la onda reflejada en el puerto 1. Análogamente, a_2 y b_2 representan las ondas incidente y reflejada en el puerto 2, respectivamente. Asumiendo que la fuente esta conectada al puerto 1, esta produce la onda incidente a_1 . Una parte de esta onda es reflejada de vuelta a la entrada (debido a la desadaptación de la impedancia) mientras que la señal restante es transmitida a través de la red. Esta puede cambiar tanto en magnitud como en fase antes de salir al puerto 2. Dependiendo de la terminación de este puerto, parte de la señal es reflejada de vuelta como entrada del puerto 2. Por lo tanto, la onda reflejada b_1 depende de las señales incidentes a_1 y a_2 de los dos puertos. Análogamente, la onda saliente b_2 también depende de a_1 y a_2 . Matemáticamente,

$$b_1 = S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2 \quad (3.9)$$

$$b_2 = S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2 \quad (3.10)$$

Usando la notación matricial, podemos escribir,

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

o,

$$[b] = [S] \cdot [a] \quad (3.12)$$

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

Si el puerto 2 esta adaptado, a_1 incide en el puerto 1 mientras que a_2 es cero. En estas condiciones, (3.9) y (3.10) dan

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (3.13)$$

y,

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad (3.14)$$

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

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (3.15)$$

y,

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (3.16)$$

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

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

$$20 \cdot \log_{10} |S_{mn}| \text{ dB} \quad m, n = 1, 2 \quad (3.17)$$

Para la caracterización de filtros, podemos definir dos parámetros:

$$\begin{aligned} L_A &= -20 \cdot \log_{10} |S_{mn}| \text{ dB} & m, n = 1, 2 (m \neq n) \\ L_R &= 20 \cdot \log_{10} |S_{nn}| \text{ dB} & n = 1, 2 \end{aligned} \quad (3.18)$$

donde L_A representa las pérdidas de inserción entre el puerto n y el m , y L_R representa las pérdidas de retorno del puerto n . El lugar de usar las pérdidas de retorno, se suele usar la relación de onda estacionaria de tensión $VSWR$. La definición de $VSWR$ es:

$$VSWR = \frac{1 + |S_{nn}|}{1 - |S_{nn}|} \quad (3.19)$$

3.3.4 Desplazamiento de los planos de referencia

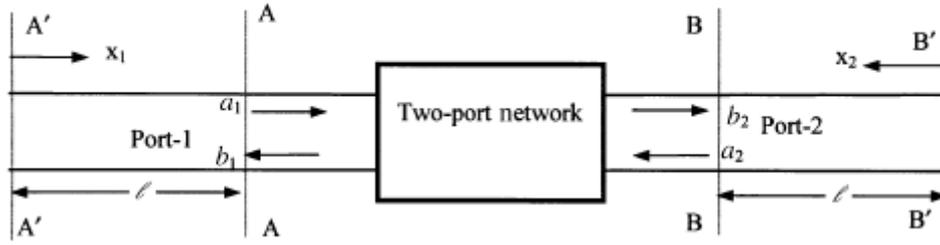


Figura 3-5: Una red de dos puertos con dos planos de referencia a cada lado (de [9]).

Considerando la red de dos puertos mostrada en la Figura 3-5. Asumiendo que a_i y b_i son ondas incidentes y reflejadas, respectivamente, en los planos de referencia iniciales del puerto i . Usaremos los parámetros S iniciales para este caso. Después, consideraremos que el plano A-A se mueve una distancia l_1 a A'-A'. En este plano, a_1' y b_1' representan las ondas hacia dentro y hacia afuera, respectivamente. Análogamente, a_2' y b_2' representan las ondas hacia dentro y hacia fuera, respectivamente, en el plano B'-B'. Denotamos los parámetros de dispersión en los planos iniciales como

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

y en los planos desplazados como

$$\begin{bmatrix} b_1' \\ b_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S'_{11} & S'_{12} \\ S'_{21} & S'_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1' \\ a_2' \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Donde b_1 está retrasado en fase βl_1 ya que esta viaja desde A a A'. Esto significa que b_1 está por delante en fase con respecto a b_1' . Por lo tanto,

$$b_1 = b_1' \cdot e^{j\beta l_1} \quad (3.22)$$

La onda a_1 va del plano A' al plano A. Entonces, tiene un retraso de fase de βl_1 con respecto a a_1' . Matemáticamente,

$$a_1 = a_1' \cdot e^{-j\beta l_1} \quad (3.23)$$

Sobre la base de consideraciones similares en el puerto 2, podemos escribir

$$b_2 = b_2' \cdot e^{j\beta l_2} \quad (3.24)$$

y,

$$a_2 = a'_2 \cdot e^{-j\beta l_2} \quad (3.25)$$

Sustituyendo b_1 , a_1 , b_2 y a_2 de (3.22)-(3.25) dentro de (3.20), obtenemos

$$\begin{bmatrix} b'_1 \cdot e^{j\beta l_1} \\ b'_2 \cdot e^{j\beta l_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a'_1 \cdot e^{-j\beta l_1} \\ a'_2 \cdot e^{-j\beta l_2} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Podemos reorganizar esta ecuación de la siguiente manera,

$$\begin{bmatrix} b'_1 \\ b'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} \cdot e^{-j2\beta l_1} & S_{12} \cdot e^{-j\beta(l_1+l_2)} \\ S_{21} \cdot e^{-j\beta(l_1+l_2)} & S_{22} \cdot e^{-j2\beta l_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a'_1 \\ a'_2 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Ahora, comparando (3.29) con (3.23), encontramos que

$$\begin{bmatrix} S'_{11} & S'_{12} \\ S'_{21} & S'_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} \cdot e^{-j2\beta l_1} & S_{12} \cdot e^{-j\beta(l_1+l_2)} \\ S_{21} \cdot e^{-j\beta(l_1+l_2)} & S_{22} \cdot e^{-j2\beta l_2} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Siguiendo un procedimiento similar, uno puede encontrar la otra relación de la siguiente manera,

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S'_{11} \cdot e^{j2\beta l_1} & S'_{12} \cdot e^{j\beta(l_1+l_2)} \\ S'_{21} \cdot e^{j\beta(l_1+l_2)} & S'_{22} \cdot e^{j2\beta l_2} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

3.3.5 Conexión de parámetros S

A veces, puede ser conveniente unir en cascada dos redes de dos puertos usando los parámetros S . Entonces S'_{mn} denota los parámetros S de la red N' , S''_{mn} denota los parámetros S de la red N'' , y S_{mn} denota los parámetros S de la red global para $m, n = 1, 2$. Si en la interfaz de la conexión de la Figura 3.3-c,

$$\begin{aligned} b_2^t &= a_1^r \\ a_2^t &= b_1^r \end{aligned} \quad (3.30)$$

se puede mostrar que la matriz S resultante de la red global es dada por

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S'_{11} + k \cdot S'_{12} \cdot S'_{21} \cdot S''_{11} & k \cdot S'_{12} \cdot S''_{12} \\ k \cdot S'_{21} \cdot S''_{21} & S''_{22} + k \cdot S''_{12} \cdot S'_{21} \cdot S'_{22} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

donde

$$k = \frac{1}{1 - S'_{22} \cdot S''_{11}}$$

Es importante resaltar que las relaciones en (3.30) implican que la misma impedancia del terminal se asume en el puerto 2 de la red N' y el puerto 1 de la red N'' donde S'_{mn} y S''_{mn} son evaluados individualmente.

3.3.6 Propiedades de la matriz de dispersión

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

$$|S_{ii}|, |S_{ji}| \leq 1 \quad (3.32)$$

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

$$\frac{1}{2} \cdot |b_j|^2 = |S_{ji}|^2 \cdot \frac{1}{2} \cdot |a_i|^2 \leq \frac{1}{2} \cdot |a_i|^2 \quad (3.33)$$

ya que la potencia que sale $\left(\frac{1}{2}|b_j|^2\right)$ no puede ser mayor que la entrante $\left(\frac{1}{2}|a_i|^2\right)$.

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

$$\sum_{i=1}^N \frac{1}{2} \cdot |b_i|^2 = \sum_{i=1}^N \frac{1}{2} \cdot |a_i|^2 \quad (3.34)$$

Pero:

$$\sum_{i=1}^N |b_i|^2 = (b_1^*, b_2^* \dots b_N^*) \cdot \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ b_N \end{pmatrix} = [b]^+ \cdot [b] = b^+ \cdot b \quad (3.35)$$

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

$$A^+ = (A^t)^* \quad (3.36)$$

Por tanto, podemos volver a escribir (3.34):

$$b^+ \cdot b = a^+ \cdot a \Rightarrow a^+ \cdot S^+ \cdot S \cdot a - a^+ \cdot a = 0 \Rightarrow a^+ \cdot (S^+ \cdot S - 1) \cdot a = 0 \quad (3.37)$$

donde 1 representa la matriz unidad de orden $N \times N$. Como (3.37) ha de verificarse para cualquier vector a arbitrario (podemos cambiar sus componentes a voluntad manipulando los generadores exteriores), se sigue la condición de unitariedad:

$$S^+ \cdot S = 1 ; S^+ = S^{-1} ; S \cdot S^+ = 1 \quad (3.38)$$

Es decir:

$$S^+ \cdot S = \begin{pmatrix} S_{11}^* & S_{21}^* & & & S_{N1}^* \\ S_{12}^* & S_{22}^* & \cdot & \cdot & S_{N2}^* \\ \cdot & \cdot & & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & & \cdot \\ S_{1N}^* & S_{2N}^* & & & S_{NN}^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdot & \cdot & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \cdot & \cdot & S_{2N} \\ \cdot & \cdot & & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & & \cdot \\ S_{M1} & S_{N2} & \cdot & \cdot & S_{NN} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & 1 & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & \cdot & \cdot & 1 \end{pmatrix} \quad (3.39)$$

$$\begin{aligned} |S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 + \dots + |S_{N1}|^2 &= 1 \\ |S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 + \dots + |S_{N2}|^2 &= 1 \\ \text{-----} & \\ |S_{1N}|^2 + |S_{2N}|^2 + \dots + |S_{NN}|^2 &= 1 \end{aligned} \quad (3.40)$$

$$\begin{aligned} S_{11}^* \cdot S_{12} + S_{21}^* \cdot S_{22} + \dots + S_{N1}^* \cdot S_{N2} &= 0 \\ \text{-----} & \\ S_{11}^+ \cdot S_{1N} + S_{21}^+ \cdot S_{2N} + \dots + S_{N1}^+ \cdot S_{NN} &= 0 \\ S_{12}^* \cdot S_{13} + S_{22}^* \cdot S_{23} + \dots + S_{N2}^* \cdot S_{N3} &= 0 \\ \text{-----} & \end{aligned} \quad (3.41)$$

O lo que es igual, el módulo de cada vector columna de S vale la unidad, y el producto escalar de un vector columna por otro paralelo es cero (si hubiéramos partido de $S \cdot S^+ = 1$ en lugar de $S^+ \cdot S = 1$, habríamos obtenido las mismas conclusiones para vectores fila en lugar de columna). Esta condición de unitariedad proporciona un número muy elevado de ecuaciones, evidentemente no todas independientes. Pero en todo caso imponen fuertes restricciones en el número de parámetros S_{ij} libres (es decir, que puedan elegirse arbitrariamente).

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

Tabla 3-1: Propiedades de los parámetros de redes de dos puertos recíprocas y simétricas (de [9]).

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

Tabla 3-2: Propiedades de la matriz de dispersión (de [9]).

3.4 Redes de más de dos puertos

3.4.1 Propiedades de simetría

Una situación frecuente es la de circuitos simétricos con respecto a algún plano. Para analizarlos, es necesario recordar los conceptos de pared magnética y eléctrica (Figura 3-6):

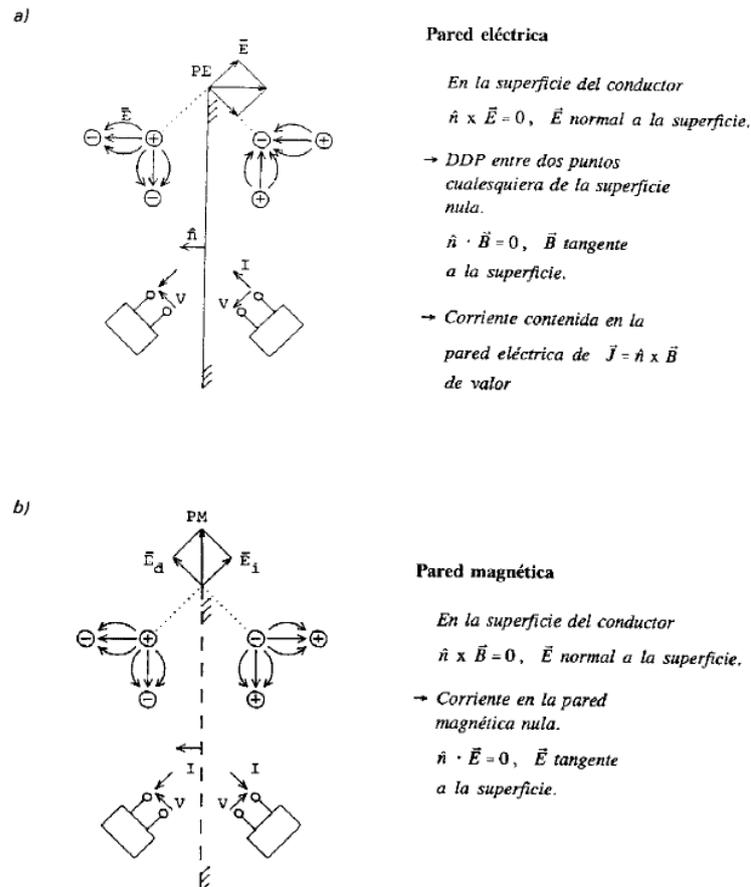


Figura 3-6: Definiciones de pared eléctrica y magnética y sus propiedades de simetría/antisimetría con relación a tensiones y corrientes (de [6]).

3.4.2 Paredes eléctrica y magnética

- a) Entendemos por pared eléctrica una superficie plana conductora ideal en la que el campo eléctrico tangencial se anula:

$$\hat{n} \times \vec{E} = 0 \quad (3.42)$$

(donde \hat{n} es el vector normal a la superficie).

Y también se anula la inducción magnética normal:

$$\hat{n} \cdot \vec{B} = 0 \quad (3.43)$$

Es bien conocido en la teoría electromagnética que la situación de un semiespacio frente a una pared eléctrica es idéntica a la del espacio completo donde se ha eliminado la pared y se han introducido *imágenes* de las cargas y las corrientes.

- b) Se define como pared magnética una superficie (sin existencia real) tal que en ella se cumpla que el campo magnético tangencial se anule:

$$\hat{n} \times \vec{H} = 0 \quad (3.44)$$

y, como consecuencia, también se anulará el desplazamiento eléctrico normal:

$$\hat{n} \cdot \vec{D} = 0 \quad (3.45)$$

Este caso es similar al anterior, pero con cargas imagen del mismo signo en lugar del signo contrario (Figura 3.6-b), y para redes en las que intervienen tensiones y corrientes, las imágenes se calculan como las imágenes especulares de las originales.

De las definiciones y las propiedades anteriores se deduce que:

- 1) Entre dos puntos cualquiera de la pared eléctrica (o de la superficie que ocupa cuando la sustituimos por las imágenes correspondientes) la diferencia de potencia es cero. Es evidente, ya que no hay campo eléctrico contenido en la superficie.

Al mismo tiempo, la superficie que ocupa en el problema equivalente puede contener o ser atravesada perpendicularmente por corrientes eléctricas, ya que estas situaciones son compatibles con la simetría requerida (reflexión especular e inversión de sentido).

- 2) En una pared magnética (o en la superficie que ocupa cuando la sustituimos por sus imágenes) no hay corrientes eléctricas; en efecto, la densidad de corriente superficial \vec{J} esta relacionada con el campo magnético \vec{H} mediante la relación:

$$\vec{J} = \hat{n} \times \vec{H} = 0 \text{ en la p.m.} \quad (3.46)$$

También se puede ver que no es posible que la superficie que ocupa sea atravesada perpendicularmente por corrientes, ya que esta situación es incompatible con la simetría impuesta sobre estas superficies (reflexión especular).

Es decir, una pared eléctrica introduce *condiciones de cortocircuito* en el plano que ocupa, mientras que una pared magnética las introduce de *circuito abierto* (interrupción de las corrientes que circularán en la superficie o a través de la superficie).

3.4.3 Redes simétricas (numero par de accesos)

Consideramos ahora una red con un número par de accesos $2N$, dotada de un plano de simetría bilateral que no corta ni contiene ninguno de los accesos (Figura 3-7).

Numeramos estos accesos de forma que los $(1, N)$ están a un lado del plano y los $(N + 1, 2N)$, al otro, y de forma que el plano i y el plano $N + i$ sean simétricos. Con esta numeración es fácil ver que si escribimos la matriz S en forma de bloques:

$$S = \left(\begin{array}{c|c} [S_1] & [S_2] \\ \hline [S_3] & [S_4] \end{array} \right) \quad (3.47)$$

con $[S_1]$, $[S_2]$, $[S_3]$ y $[S_4]$ matrices cuadradas de orden $N \times N$, se cumple que:

$$[S_1] = [S_4] \text{ y } [S_2] = [S_3] \quad (3.48)$$

ya que, por la simetría:

$$\begin{aligned} S_{ij} (i \leq N, j \leq N) &= (\text{coeficientes de transmisión entre dos accesos de la mitad izquierda}) = \\ &= S_{i+N, j+N} = \left(\begin{array}{l} \text{coeficientes de transmisión entre los accesos simétricos de los anteriores} \\ \text{en la mitad izquierda} \end{array} \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} S_{ij} (i \leq N, N + 1 \leq j \leq 2N) &= \left(\begin{array}{l} \text{coeficientes de transmisión entre un acceso de la izquierda} \\ \text{y uno de la derecha} \end{array} \right) = \\ &= S_{i+N, j-N} = (\text{coeficiente de transmisión entre los accesos simétricos de los anteriores}) \end{aligned}$$

Por tanto:

$$S = \left(\begin{array}{c|c} [S_1] & [S_2] \\ \hline [S_2] & [S_1] \end{array} \right) \cdot \begin{pmatrix} b_i \\ b_d \end{pmatrix} = \left(\begin{array}{c|c} [S_1] & [S_2] \\ \hline [S_2] & [S_1] \end{array} \right) \cdot \begin{pmatrix} a_i \\ a_d \end{pmatrix} \quad (3.49)$$

donde $[a_i]$, $[b_i]$ y $[a_d]$, $[b_d]$ son vectores de dimensión N referidos a la mitad izquierda y a la derecha de la red, respectivamente.

Si excitamos la red con generadores idénticos y en posición simétrica en los accesos simétricos, de manera que $a_i (1 \leq i \leq N) = a_{i+N}$ (Figura 3.7-b), por lo que hemos visto anteriormente podemos sustituir, por ejemplo, la mitad derecha de la red por una pared magnética y, por tanto:

$$[a_i] = [a_d] \rightarrow [b_i] = [b_d] \quad (3.50)$$

$$\begin{pmatrix} b_i \\ b_i \end{pmatrix} = \left(\begin{array}{c|c} [S_1] & [S_2] \\ \hline [S_2] & [S_1] \end{array} \right) \cdot \begin{pmatrix} a_i \\ a_i \end{pmatrix} \rightarrow [b_i] = [[S_1] + [S_2]] \cdot [a_i] \quad (3.51)$$

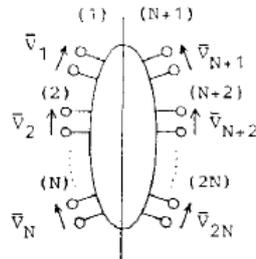
Pero al mismo tiempo podemos poner:

$$[b_i] = [S^e] \cdot [a_i] \quad (S^e \text{ de orden } N \times N) \quad (3.52)$$

donde S^e representa la matriz S de la red de N accesos formada por los de la izquierda, por ejemplo, y una pared magnética instalada en el plano de simetría. De manera que:

$$S^e = [S_1] + [S_2] \quad (3.53)$$

a)



$$S = \begin{bmatrix} S_1 & | & S_2 \\ \hline - & - & - \\ S_3 & | & S_4 \end{bmatrix}$$

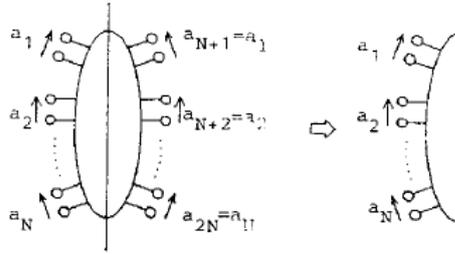
Por simetría: $S_1 = S_4$, $S_2 = S_3$

$$\begin{bmatrix} b_i \\ \hline b_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & | & S_2 \\ \hline - & - & - \\ S_2 & | & S_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_i \\ \hline a_d \end{bmatrix}$$

Excitación simétrica (EVEN):

$$[a_i] = [a_d]$$

b)



PM (Pared magnética = plano de circuito abierto)

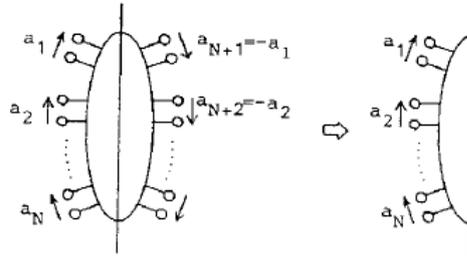
$$b_i = S^e a_i$$

S^e de orden $N \times N$

Excitación antisimétrica (ODD):

$$[a_i] = -[a_d]$$

c)



PE (Pared eléctrica = plano de cortocircuito)

$$b_i = S^o a_i$$

S^o de orden $N \times N$

Figura 3-7: (a) Orden de numeración requerido para un análisis de una estructura simétrica. (b) Excitación con generadores organizados de manera simétrica (pared magnética). (c) Idem. de manera antisimétrica (pared eléctrica) (de [6]).

Si ahora excitamos la red con generadores idénticos pero con posición antisimétrica, de manera que $[a_i] = -[a_d]$ (Figura 3.7-c), podemos sustituir la mitad derecha de la red por una pared eléctrica y, por tanto:

$$[a_i] = -[a_d] \Rightarrow [b_i] = -[b_d] \quad (3.54)$$

$$\begin{pmatrix} b_i \\ -b_i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [S_1] & | & [S_2] \\ \hline [S_2] & | & [S_1] \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_i \\ -a_i \end{pmatrix} \Rightarrow [b_i] = [[S_1] - [S_2]] \cdot [a_i] \quad (3.55)$$

Por otra parte, si S^o representa la matriz S de la red de N accesos formada por los de la izquierda, por ejemplo, y una pared eléctrica en el plano de simetría:

$$[b_i] = [S^0] \cdot [a_i] \Rightarrow S^0 = [S_1] - [S_2] \quad (3.56)$$

De (3.53) y (3.56) se obtiene:

$$S_1 = \frac{1}{2} \cdot ([S^e] + [S^0]) ; S_2 = \frac{1}{2} \cdot ([S^e] - [S^0])$$

y, finalmente:

$$S = \frac{1}{2} \cdot \left(\begin{array}{c|c} [S^e] + [S^0] & [S^e] - [S^0] \\ \hline [S^e] - [S^0] & [S^e] + [S^0] \end{array} \right) \quad (3.57)$$

De esta manera, hemos reducido el cálculo de la matriz $2N \times 2N$ original al de dos matrices $N \times N$, $[S^o]$ y $[S^e]$ representativas de la mitad de la red con paredes eléctrica y magnética, respectivamente.

3.4.4 Redes multimodo

En el análisis de redes de microondas, se asume normalmente un único modo de operación. Este modo es normalmente el modo de transmisión, un modo cuasi-TEM en una microstrip o un modo TE_{10} en guías de onda. Sin embargo, en realidad, se pueden excitar otros modos en una red de microondas práctica como una guía de onda o un filtro microstrip, incluso con un único modo de entrada, debido a que existen discontinuidades en la estructura física de la red. Con el fin de describir una red de microondas práctica más detalladamente, se va a usar una representación de una red multimodo. En general, las redes multimodo se describen por

$$\begin{bmatrix} [b]_1 \\ [b]_2 \\ \vdots \\ [b]_P \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [S]_{11} & [S]_{12} & \dots & [S]_{1P} \\ [S]_{21} & [S]_{22} & \dots & [S]_{2P} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ [S]_{P1} & [S]_{P2} & \dots & [S]_{PP} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [a]_1 \\ [a]_2 \\ \vdots \\ [a]_P \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

donde P es el número de puertos. Las submatrices $[b]_i (i=1,2,\dots,P)$ son de $M_i \times 1$ columnas, cada una de las cuales contienen las variables de las ondas reflejadas de los M_i modos en la puerta i , siendo, $[b]_i = [b_1 \ b_2 \ \dots \ b_{M_i}]_i^t$, donde el superíndice t indica la matriz transpuesta. Análogamente, las submatrices $[a]_j (j=1,2,\dots,P)$ son de $N_j \times 1$ columnas, cada una de las cuales contienen las variables de las ondas incidentes de los N_j modos, siendo, $[a]_j = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_{N_j}]_j^t$, donde el superíndice t indica la matriz transpuesta. Entonces, cada una de las submatrices $[S]_{ij}$ es una matriz $M_i \times N_j$, la cual representa las relaciones entre los modos incidentes del puerto j y los modos reflejados del puerto i . La ecuación (3.58) se puede expresar también usando una notación simple $[b] = [S] \cdot [a]$ y la matriz de dispersión es del tipo conocido como matriz de dispersión generalizada.

4 Líneas planares habituales

4.1 Stripline

Stripline es un tipo de línea de transmisión planar útil para los circuitos integrados de microondas y se obtiene mediante fabricación fotolitográfica. La geometría de una stripline se muestra en la Figura 4.1-a. Una tira conductora delgada de anchura W está centrada entre dos planos de masa conductores separados una distancia b , y toda la región entre los planos de masa se llena con un dieléctrico.

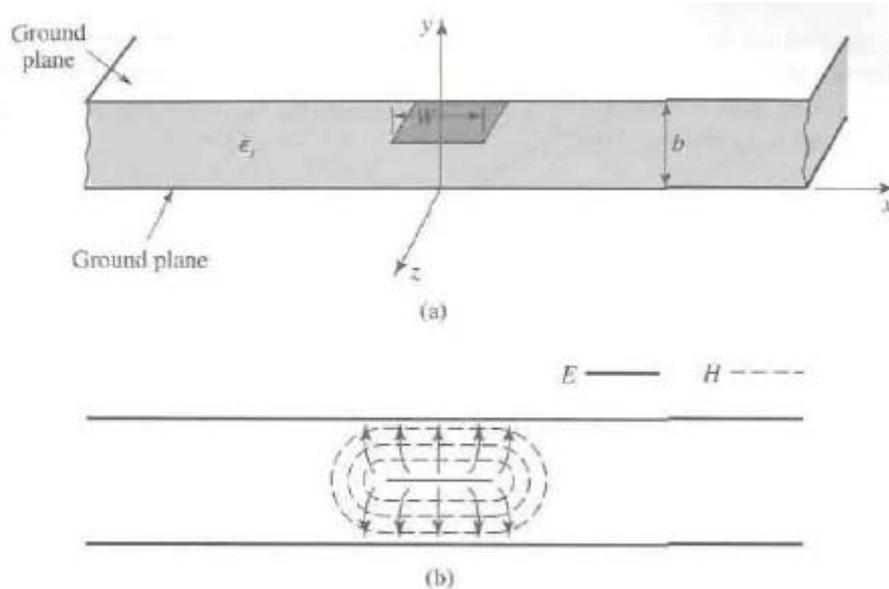


Figura 4-1: Línea de transmisión stripline. (a) Geometría. (b) Líneas de campo eléctrico y magnético (de [1]).

Ya que el dieléctrico rodea completamente a la tira, la stripline soporta modos de propagación TEM puros. No hay dispersión de frecuencia o variación con la frecuencia de la constante dieléctrica efectiva. Stripline puede soportar modos TM y TE de orden superior, pero estos se evitan normalmente en la práctica. En la Figura 4.1-b se muestra un dibujo de las líneas de campo para stripline. La principal dificultad que tendremos con stripline es que no tiene un análisis simple, al igual que las líneas de transmisión y las guías de ondas. Sin embargo, para obtener la constante de propagación y la impedancia característica es suficiente un análisis electrostático. Se presentan ahora soluciones aproximadas de estos parámetros, cuya solución exacta vendría de resolver la ecuación homogénea de Laplace.

4.1.1 Formulas para la constante de propagación, impedancia característica y atenuación

La velocidad de fase para un modo TEM viene dada por

$$v_p = 1/\sqrt{\mu_0 \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r} = c/\sqrt{\varepsilon_r} \quad (4.1)$$

entonces la constante de propagación de la stripline es

$$\beta = \frac{\omega}{v_p} = \omega \cdot \sqrt{\mu_0 \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r} = \sqrt{\varepsilon_r} \cdot k_0 \quad (4.2)$$

En (4.1), $c = 3 \times 10^8 \text{ m/sec}$ es la velocidad de la luz en el espacio libre. La impedancia característica de la línea viene dada por

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\sqrt{L \cdot C}}{C} = \frac{1}{v_p \cdot C} \quad (4.3)$$

donde L y C son la inductancia y la capacitancia por unidad de longitud de la línea. Entonces, podemos encontrar Z_0 si conocemos C . La formula resultante para la impedancia característica es obtenida del apartado 3.7 de la referencia número [1]:

$$Z_0 = \frac{30 \cdot \pi}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \frac{b}{W_e + 0.441 \cdot b} \quad (4.4-a)$$

donde W_e es la anchura efectiva del conductor central dada por

$$\frac{W_e}{b} = \frac{W}{b} - \begin{cases} 0 & \text{for } \frac{W}{b} > 0.35 \\ (0.35 - W/b)^2 & \text{for } \frac{W}{b} < 0.35 \end{cases} \quad (4.4-b)$$

En estas formulas se asume que el espesor de la tira es cero. Se puede ver en 4.4 que la impedancia característica crece a medida que la anchura W de la tira decrece.

Cuando se diseñan circuitos stripline, normalmente uno necesita encontrar la anchura de la tira, dada la impedancia característica (y altura b y permitividad ε_r), la cual requiere la inversión de las formulas en (4.4).

$$\frac{W}{b} = \begin{cases} x & \text{for } \sqrt{\varepsilon_r} \cdot Z_0 < 120 \\ 0.85 - \sqrt{0.6 - x} & \text{for } \sqrt{\varepsilon_r} \cdot Z_0 > 120 \end{cases} \quad (4.5-a)$$

donde

$$x = \frac{30 \cdot \pi}{\sqrt{\varepsilon_r} \cdot Z_0} - 0.441 \quad (4.5-b)$$

Ya que stripline es un tipo de línea TEM, la atenuación debida a las pérdidas del dieléctrico tiene la misma forma que para otras líneas TEM. La atenuación debida a las

pérdidas del conductor se puede encontrar mediante el método de perturbación o la regla de la inductancia incremental de Wheeler. Un resultado aproximado es

$$\alpha_c = \begin{cases} \frac{2.7 \times 10^{-3} \cdot R_s \cdot \epsilon_r \cdot Z_0}{30 \cdot \pi \cdot (b-t)} \cdot A & \text{for } \sqrt{\epsilon_r} \cdot Z_0 < 120 \\ \frac{0.16 \cdot R_s}{Z_0 \cdot b} \cdot B & \text{for } \sqrt{\epsilon_r} \cdot Z_0 > 120 \end{cases} \quad \text{Np/m} \quad (4.6)$$

con

$$A = 1 + \frac{2 \cdot W}{b-t} + \frac{1}{\pi} \cdot \frac{b+t}{b-t} \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot b-t}{t}\right)$$

$$B = 1 + \frac{b}{(0.5 \cdot W + 0.7 \cdot t)} \cdot \left(0.5 + \frac{0.414 \cdot t}{W} + \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \ln\frac{4 \cdot \pi \cdot W}{t}\right)$$

donde t es el espesor de la tira.

4.2 Striplines acopladas

Dos striplines se pueden acoplar colocando las tiras conductoras una al lado de otra como se muestra en la siguiente Figura 4-2. En la configuración (b), las dos tiras conductoras están en el mismo plano, geometría que va a resultar en un acoplo mayor. Este tipo de línea de transmisión tiene $N=3$ conductores y está rellena de dieléctrico homogéneo, por lo que va a soportar $N-1=2$ modos TEM puros, que en estructuras con simetría se clasifican como modo par e impar. Para una explicación más detallada del análisis del modo par e impar acudir al apartado 8.3 de la referencia número [11]. El desarrollo de los resultados mostrados en este apartado se encuentra en la sección 3.15 de la referencia número [2].

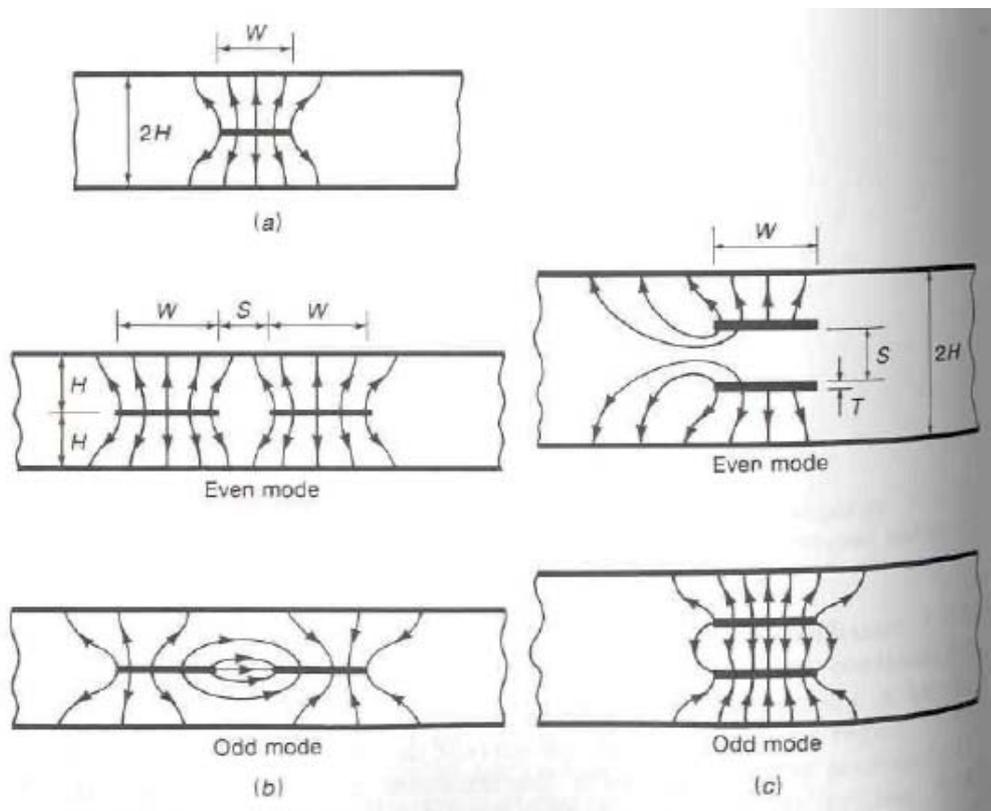


Figura 4-2: (a) Configuración de stripline; (b) stripline acoplada usando tiras coplanarias; (c) stripline acoplada usando tiras una encima de la otra. También se muestran las líneas de campo eléctrico para los modos TEM (de [2]).

Las impedancias características para el modo par e impar vienen dadas por

$$Z_c^e = \frac{Z_0}{4 \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \cdot \frac{K(k_e')}{K(k_e)} \quad (4.7-a)$$

$$Z_c^o = \frac{Z_0}{4 \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \cdot \frac{K(k_o')}{K(k_o)} \quad (4.7-b)$$

donde

$$k_e = \tanh\left(\frac{\pi}{4} \cdot \frac{W}{H}\right) \cdot \tanh\left(\frac{\pi}{4} \cdot \frac{W+S}{H}\right)$$

$$k_o = \tanh\left(\frac{\pi}{4} \cdot \frac{W}{H}\right) \cdot \coth\left(\frac{\pi}{4} \cdot \frac{W+S}{H}\right)$$

y

$$k'_e = \sqrt{1-k_e^2} \quad k'_o = \sqrt{1-k_o^2}$$

Observar que $K(k') = K'(k)$. Donde K es la función elíptica.

Para tiras coplanares con espesor T ,

$$Z_c^i = \frac{Z_0 \cdot (2 \cdot H - T)}{4 \cdot \sqrt{\epsilon_r} \cdot (W + (H/\pi) \cdot C_f \cdot A_i)} \quad i = e, o \quad W \geq 0.7 \cdot H \quad (4.8)$$

$$A_e = 1 + \frac{\ln[1 + \tanh(\pi \cdot S / 4 \cdot H)]}{\ln 2}$$

$$A_o = 1 + \frac{\ln[1 + \coth(\pi \cdot S / 4 \cdot H)]}{\ln 2}$$

$$C_f = 2 \cdot \ln\left(\frac{4 \cdot H - T}{2 \cdot H - T}\right) - \frac{T}{2 \cdot H} \cdot \ln\left[\frac{T \cdot (4 \cdot H - T)}{(2 \cdot H - T)^2}\right]$$

Para tiras unas encima de las otras, las impedancias características del modo par e impar vienen dadas por (validas para $W \geq 0.35S$, $W \geq 0.7H(1 - S/2H)$)

$$Z_c^e = \frac{Z_0}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_r} \cdot \left\{ \frac{W}{2 \cdot H - S - 2 \cdot T} + 0.4413 + \frac{1}{\pi} \cdot \left[\ln \frac{2 \cdot H}{2 \cdot H - S - 2 \cdot T} + \frac{S + 2 \cdot T}{2 \cdot H - S - 2 \cdot T} \cdot \ln \frac{2 \cdot H}{S + 2 \cdot T} \right] \right\}} \quad (4.9-a)$$

$$Z_c^o = \frac{Z_0}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_r} \cdot \left\{ \frac{W}{2 \cdot H - S - 2 \cdot T} + \frac{W}{S} + C_f^o + \frac{2}{\pi} \cdot \left[\left(1 + \frac{T}{S}\right) \cdot \ln\left(1 + \frac{T}{S}\right) - \frac{T}{S} \cdot \ln \frac{T}{S} \right] \right\}} \quad (4.9-b)$$

donde

$$C_f^o = \frac{2 \cdot H - 2 \cdot T}{\pi \cdot S} \cdot \left[\ln \frac{2 \cdot H - 2 \cdot T}{2 \cdot H - S - 2 \cdot T} + \frac{S}{2 \cdot H - S - 2 \cdot T} \cdot \ln \frac{2 \cdot H - 2 \cdot T}{S} \right]$$

4.3 Microstrip

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

En una línea de transmisión microstrip el material dieléctrico no rodea completamente a la tira conductora y consecuentemente el modo fundamental de propagación no es un modo TEM puro. A bajas frecuencias, típicamente por debajo de unos pocos GHz para líneas microstrip prácticas (los valores concretos dependerán de las dimensiones y constante dieléctrica de la estructura), el modo es un modo cuasi-TEM. En este rango de frecuencias, la línea de transmisión microstrip se puede caracterizar en términos de su capacitancia e inductancia por unidad de longitud, en un modo similar a los modos TEM puros.

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

4.3.1 Estructura microstrip

La estructura general de una microstrip esta ilustrada en la Figura 4-3. Una tira conductora (línea microstrip) con un ancho W y un espesor t esta en la parte superior de un sustrato dieléctrico que tiene una constante dieléctrica relativa ϵ_r y un espesor h , y por debajo del sustrato esta un plano de masa (conductor).

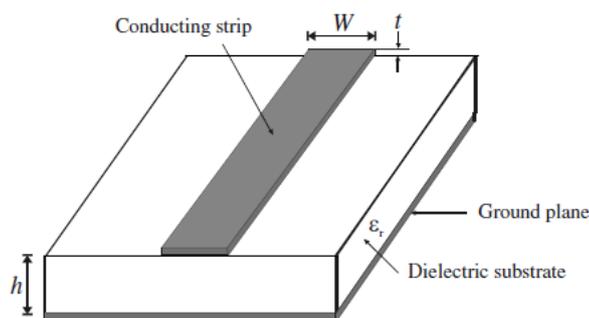


Figura 4-3: Estructura general microstrip (de [4]).

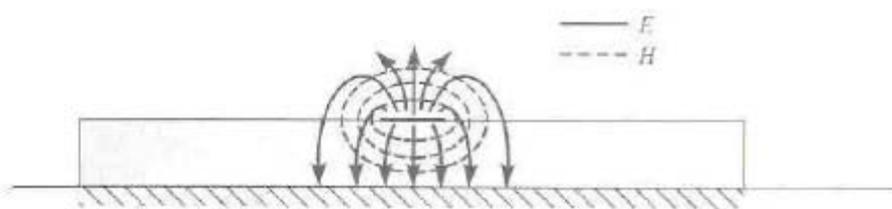


Figura 4-4: Líneas de campo eléctrico y magnético (de [1]).

4.3.2 Constante dieléctrica efectiva e impedancia característica

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

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

$$\begin{aligned}\epsilon_{re} &= \frac{C_d}{C_a} \\ Z_c &= \frac{1}{c \cdot \sqrt{C_a \cdot C_d}}\end{aligned}\tag{4.10}$$

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

Todas las expresiones de este apartado se han obtenido en su mayoría de la sección 4.1.4 de la referencia número [4].

Para conductores muy estrechos ($t \rightarrow 0$), las expresiones cerradas son dadas de la siguiente manera.

Para $W/h \leq 1$:

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left\{ \left(1 + 12 \cdot \frac{h}{W} \right)^{0.5} + 0.04 \cdot \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right\}\tag{4.11-a}$$

$$Z_c = \frac{\eta}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\epsilon_{re}}} \cdot \ln \left(\frac{8 \cdot h}{W} + 0.25 \cdot \frac{W}{h} \right)\tag{4.11-b}$$

donde $\eta = 120\pi$ ohmios es la impedancia de la onda en el espacio libre.

Para $W/h \geq 1$:

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{h}{W} \right)^{0.5}\tag{4.12-a}$$

$$Z_c = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \cdot \left\{ \frac{W}{h} + 1.393 + 0.677 \cdot \ln \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right\}^{-1}\tag{4.12-b}$$

Hammerstad y Jensen dan expresiones más precisas para la constante dieléctrica efectiva y la impedancia característica:

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{10}{u}\right)^{-a \cdot b} \quad (4.13)$$

donde $u = W/h$, y

$$a = 1 + \frac{1}{49} \cdot \ln \left[\frac{u^4 + \left(\frac{u}{52}\right)^2}{u^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \cdot \ln \left[1 + \left(\frac{u}{18.1}\right)^3 \right]$$

$$b = 0.564 \cdot \left(\frac{\varepsilon_r - 0.9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0.053}$$

La precisión de este modelo es del 0.2 % para $\varepsilon_r \leq 128$ y $0.01 \leq u \leq 100$.

La expresión más precisa para la impedancia característica es

$$Z_c = \frac{\eta}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\varepsilon_{re}}} \cdot \ln \left[\frac{F}{u} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{u}\right)^2} \right] \quad (4.14)$$

donde $u = W/h$, $\eta = 120\pi$ ohmios, y

$$F = 6 + (2 \cdot \pi - 6) \cdot \exp \left[- \left(\frac{30.666}{u} \right)^{0.7528} \right]$$

La precisión para $Z_c \sqrt{\varepsilon_{re}}$ es mejor que el 0.01 % para $u \leq 1$ y 0.03 % para $u \leq 1000$.

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

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

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \quad (4.15-a)$$

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

$$\lambda_g = \frac{300}{f(\text{GHz}) \cdot \sqrt{\epsilon_{re}}} \text{ mm} \quad (4.15\text{-b})$$

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

$$\beta = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda_g} \quad (4.16)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (4.17)$$

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

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

$$\theta = \beta \cdot l \quad (4.18)$$

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

4.3.4 Síntesis de W/h

Las expresiones aproximadas para W/h en términos de Z_c y ϵ_r , obtenidas por Wheeler y Hammerstad, están disponibles a continuación y han sido obtenidas del apartado 4.1.6 de la referencia número [4].

Para $W/h \leq 2$

$$\frac{W}{h} = \frac{8 \cdot \exp(A)}{\exp(2 \cdot A) - 2} \quad (4.19)$$

con

$$A = \frac{Z_c}{60} \cdot \left\{ \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right\}^{0.5} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \cdot \left\{ 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right\}$$

y para $W/h \geq 2$

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \cdot \left\{ (B-1) - \ln(2 \cdot B-1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2 \cdot \epsilon_r} \cdot \left[\ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (4.20)$$

con

$$B = \frac{60 \cdot \pi^2}{Z_c \cdot \sqrt{\epsilon_r}}$$

Estas expresiones también se pueden refinar. Si son necesarios valores más precisos, se puede emplear un proceso iterativo o de optimización basado en modelos de análisis más precisos.

En [4] se pueden ver otras características de estos tipos de líneas. Destacando los apartados de “*Efecto del espesor de la tira*”, “*Dispersión en microstrip*”, “*Pérdidas en microstrip*” y “*Ondas de superficie y modos de orden superior*”.

4.4 Microstrips acopladas

Las líneas microstrip acopladas son ampliamente utilizadas para la implementación de filtros y acopladores microstrip. La Figura 4-5 ilustra la sección transversal de un par de líneas microstrip acopladas, donde las dos líneas microstrip de anchura W están en la configuración en paralelo con una separación s . Esta estructura de línea acoplada soporta dos modos cuasi-TEM, el modo par y el modo impar, como se muestra en la Figura 4-6. Para la excitación del modo par, ambas líneas microstrip tienen el mismo potencial de tensión o llevan cargas del mismo signo, es decir positivas, resultando en una pared magnética en el plano de simetría, como muestra la Figura 4.6-a. En el caso donde se excita un modo impar, las líneas microstrip tienen potenciales de tensión contrarios o llevan cargas con signo contrario, así que el plano de simetría es una pared eléctrica, como se indica en la Figura 4.6-b. En general, estos dos modos serán excitados al mismo tiempo. Sin embargo (a diferencia de lo que sucede en la línea stripline acoplada), se propagan con diferentes velocidades de fase porque no son modos TEM puros, y tienen permitividades efectivas distintas. Por tanto, las líneas microstrip acopladas están caracterizadas por las impedancias características así como por las constantes dieléctricas efectivas para los dos modos.

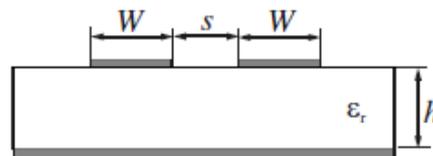


Figura 4-5: Sección transversal de líneas microstrip acopladas (de [4]).

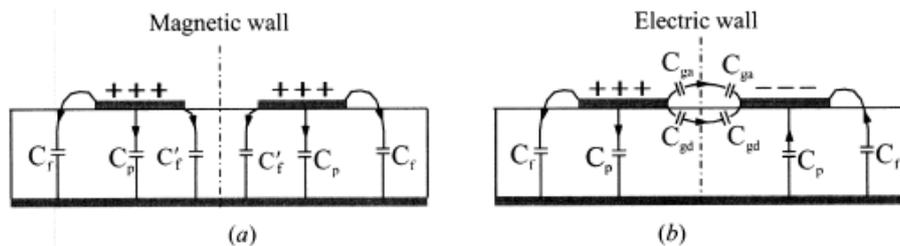


Figura 4-6: Modos cuasi-TEM de un par de líneas microstrip acopladas: (a) modo par; (b) modo impar (de [4]).

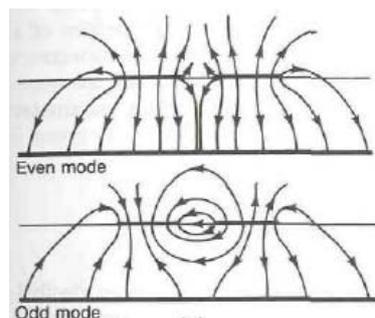


Figura 4-7: Distribución de corrientes para el modo par e impar (de [2]).

4.4.1 Capacitancias del modo par e impar

En una aproximación estática similar a una única microstrip, las impedancias características del modo par e impar y las constantes dieléctricas de las líneas microstrip acopladas se pueden obtener en términos de las capacitancias del modo par e impar, denotadas por C_e y C_o . Como se muestra en la Figura 4-6, las capacitancias del modo par e impar se pueden expresar de la siguiente manera y han sido obtenidas del apartado 4.2.1 de la referencia número [4].

$$C_e = C_p + C_f + C'_f \quad (4.21)$$

$$C_o = C_p + C_f + C_{gd} + C_{ga} \quad (4.22)$$

En estas aproximaciones, C_p denota la capacitancia entre la tira y el plano de masa, dada por

$$C_p = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot W / h \quad (4.23)$$

C_f es la capacitancia para una única línea microstrip desacoplada, y es evaluada por

$$2 \cdot C_f = \sqrt{\varepsilon_{re}} / (c \cdot Z_c) - C_p \quad (4.24)$$

El término C'_f cuenta para la modificación de la capacitancia C_f de una única línea debido a la presencia de otra línea. Una expresión empírica para C'_f es dada de la siguiente manera

$$C'_f = \frac{C_f}{1 + A \cdot (h/s) \cdot \tanh(8 \cdot s/h)} \quad (4.25)$$

donde

$$A = \exp[-0.1 \cdot \exp(2.33 - 2.53 \cdot W/h)]$$

Para el modo impar, C_{ga} y C_{gd} representan, respectivamente, las capacitancias para las regiones del aire y dielectrico a través del hueco de acoplamiento. La capacitancia C_{gd} se puede hallar de la correspondiente geometría de stripline acoplada, con el espacio entre los planos de masa como $2h$. Una expresión para C_{gd} es

$$C_{gd} = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r}{\pi} \cdot \ln \left[\coth \left(\frac{\pi \cdot s}{4 \cdot h} \right) \right] + 0.65 \cdot C_f \cdot \left(\frac{0.02 \cdot \sqrt{\varepsilon_r}}{s/h} + 1 - \frac{1}{\varepsilon_r^2} \right) \quad (4.26)$$

La capacitancia C_{ga} se puede modificar de la capacitancia de las correspondientes tiras coplanares, y expresada en términos de una relación entre dos funciones elípticas

$$C_{ga} = \varepsilon_0 \cdot \frac{K(k')}{K(k)} \quad (4.27-a)$$

donde

$$k = \frac{s/h}{s/h + 2 \cdot W/h} \quad (4.27-b)$$

$$k'' = \sqrt{1 - k^2}$$

y la relación entre las funciones elípticas viene dada por

$$\frac{K(k')}{K(k)} = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \cdot \ln \left(2 \cdot \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right) & \text{for } 0 \leq k^2 \leq 0.5 \\ \frac{\pi}{\ln \left(2 \cdot \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right)} & \text{for } 0.5 \leq k^2 \leq 1 \end{cases} \quad (4.27-c)$$

Las capacitancias obtenidas tienen una precisión del 3% dentro de los rangos $0.2 \leq W/h \leq 2$, $0.05 \leq s/h \leq 2$, y $\varepsilon_r \geq 1$.

4.4.2 Impedancias características y constantes dieléctricas efectivas del modo par e impar

Las impedancias características del modo par e impar Z_{ce} y Z_{co} se pueden obtener de las capacitancias.

$$Z_{ce} = \left(c \cdot \sqrt{C_e^a \cdot C_e} \right)^{-1} \quad (4.28)$$

$$Z_{co} = \left(c \cdot \sqrt{C_o^a \cdot C_o} \right)^{-1} \quad (4.29)$$

donde C_e^a y C_o^a son las capacitancias del modo par e impar para la configuración de las líneas microstrip acopladas con aire como dielectrico.

Las constantes dieléctricas efectivas ε_{re}^e y ε_{re}^o para los modos par e impar, respectivamente, se pueden obtener de C_e y C_o usando las relaciones

$$\varepsilon_{re}^e = C_e / C_e^a \quad (4.30)$$

y

$$\varepsilon_{re}^o = C_o / C_o^a \quad (4.31)$$

4.4.3 Ecuaciones de diseño más precisas

A continuación se dan expresiones más precisas para las constantes dieléctricas y las impedancias características de microstrips acopladas. Para una aproximación estática, sin considerar dispersión, estas se dan de la siguiente manera:

$$\varepsilon_{re}^e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{10}{v}\right)^{-a_e \cdot b_e} \quad (4.32)$$

con

$$v = \frac{u \cdot (20 + g^2)}{10 + g^2} + g \cdot \exp(-g)$$

$$a_e = 1 + \frac{1}{49} \cdot \ln \left[\frac{v^4 + (v/52)^2}{v^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \cdot \ln \left[1 + \left(\frac{v}{18.1} \right)^3 \right]$$

$$b_e = 0.564 \cdot \left(\frac{\varepsilon_r - 0.9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0.053}$$

donde $u = W/h$ y $g = s/h$. El error en ε_{re}^e es del 0.7 % dentro de los rangos de $0.1 \leq u \leq 10$, $0.1 \leq g \leq 10$, y $1 \leq \varepsilon_r \leq 18$.

$$\varepsilon_{re}^o = \varepsilon_{re} + [0.5 \cdot (\varepsilon_r + 1) - \varepsilon_{re} + a_o] \cdot \exp(-c_o \cdot g^{d_o}) \quad (4.33)$$

con

$$a_o = 0.7287 \cdot [\varepsilon_{re} - 0.5 \cdot (\varepsilon_r + 1)] \cdot [1 - \exp(-0.179 \cdot u)]$$

$$b_o = \frac{0.747 \cdot \varepsilon_r}{0.15 + \varepsilon_r}$$

$$c_o = b_o - (b_o - 0.207) \cdot \exp(-0.414 \cdot u)$$

$$d_o = 0.593 + 0.694 \cdot \exp(-0.526 \cdot u)$$

donde ε_{re} es la constante dieléctrica efectiva estática de una única microstrip de anchura W . El error en ε_{re}^o es del orden de 0.5 %.

Las impedancias características del modo par e impar se dan con las siguientes expresiones con precisión del 0.6 % dentro de los rangos $0.1 \leq u \leq 10$, $0.1 \leq g \leq 10$, y $1 \leq \varepsilon_r \leq 18$.

$$Z_{ce} = \frac{Z_c \cdot \sqrt{\varepsilon_{re} / \varepsilon_{re}^e}}{1 - Q_4 \cdot \sqrt{\varepsilon_{re}} \cdot Z_c / 377} \quad (4.34)$$

donde Z_c es la impedancia característica de una única microstrip de anchura W , y

$$\begin{aligned}
Q_1 &= 0.8685 \cdot u^{0.194} \\
Q_2 &= 1 + 0.7519 \cdot g + 0.189 \cdot g^{2.31} \\
Q_3 &= 0.1975 + \left[16.6 + \left(\frac{8.4}{g} \right)^6 \right]^{-0.387} + \frac{1}{241} \cdot \ln \left[\frac{g^{10}}{1 + (g/3.4)^{10}} \right] \\
Q_4 &= \frac{2 \cdot Q_1}{Q_2} \cdot \frac{1}{u^{Q_3} \cdot \exp(-g) + [2 - \exp(-g)] \cdot u^{-Q_3}} \\
Z_{co} &= \frac{Z_c \cdot \sqrt{\epsilon_{re} / \epsilon_{re}^o}}{1 - Q_{10} \cdot \sqrt{\epsilon_{re}} \cdot Z_c / 377}
\end{aligned} \tag{4.35}$$

con

$$\begin{aligned}
Q_5 &= 1.794 + 1.14 \cdot \ln \left[1 + \frac{0.638}{g + 0.517 \cdot g^{2.43}} \right] \\
Q_6 &= 0.2305 + \frac{1}{281.3} \cdot \ln \left[\frac{g^{10}}{1 + (g/5.8)^{10}} \right] + \frac{1}{5.1} \cdot \ln(1 + 0.598 \cdot g^{1.154}) \\
Q_7 &= \frac{10 + 190 \cdot g^2}{1 + 82.3 \cdot g^3} \\
Q_8 &= \exp \left[-6.5 - 0.95 \cdot \ln(g) - (g/0.15)^5 \right] \\
Q_9 &= \ln(Q_7) \cdot (Q_8 + 1/16.5) \\
Q_{10} &= Q_4 - \frac{Q_5}{Q_2} \cdot \exp \left[\frac{Q_6 \cdot \ln(u)}{u^{Q_9}} \right]
\end{aligned}$$

Estas expresiones de las impedancias características y las constantes dieléctricas efectivas pueden usarse también para obtener valores más precisos de capacitancias para los modos par e impar de las relaciones definidas de (4.28) a (4.31).

4.5 Discontinuidades microstrips

Las discontinuidades microstrip comúnmente encontradas en filtros y acopladores incluyen steps (cambios de anchura), líneas terminadas en abierto, codos, huecos (ausencia de contacto directo por metal en la línea en un pequeño tramo), y uniones en cruz. La Figura 4-8 ilustra algunas estructuras típicas y sus circuitos equivalentes. Por lo general, los efectos de las discontinuidades se pueden modelar de forma más precisa y tomarse en cuenta en el diseño de filtros mediante simulaciones electromagnéticas full-wave (EM). No obstante, las expresiones para los modelos circuitales de estas discontinuidades siguen siendo útiles para un diseño inicial del circuito. Estas expresiones se usan en muchos programas de análisis circuital. Hay numerosas expresiones para las discontinuidades microstrip, de las que se van a presentar algunas de las que vienen en [4].

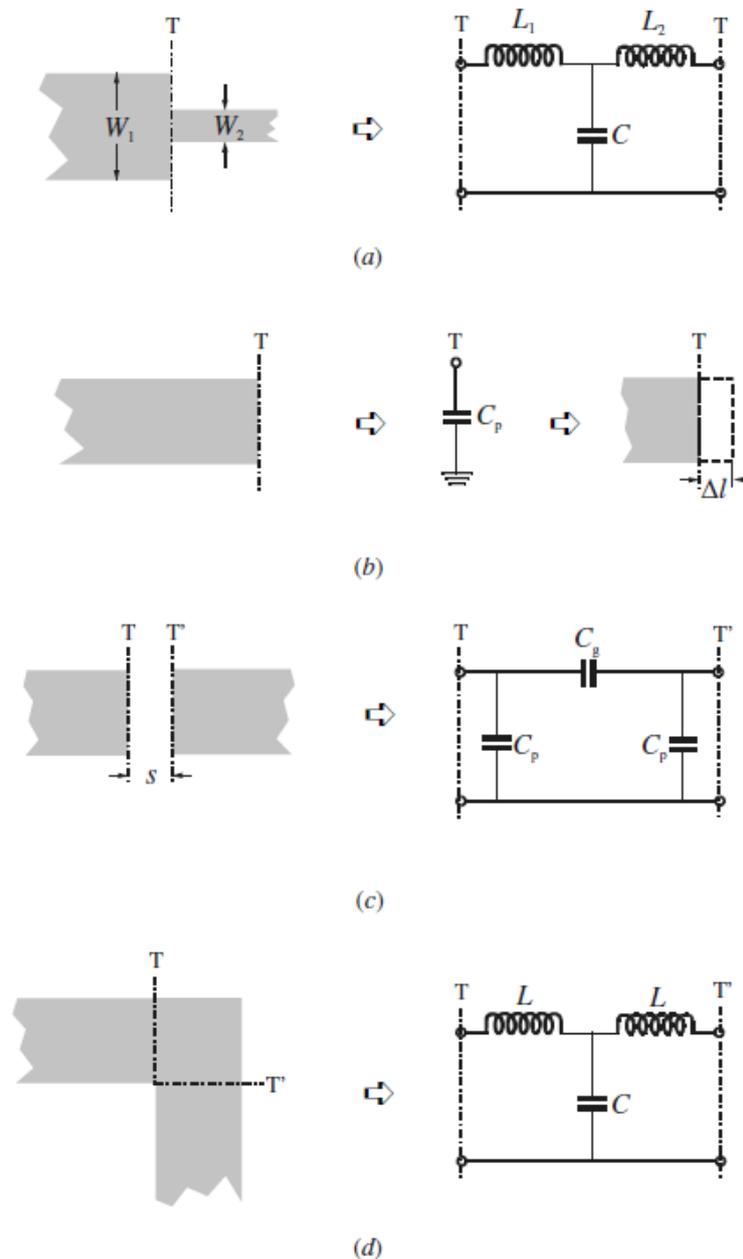


Figura 4-8: Discontinuidades microstrip; (a) step; (b) final abierto; (c) hueco; (d) codo (de [4]).

4.5.1 Cambios de anchura (steps)

Para un step simétrico, la capacitancia y las inductancias del circuito equivalente indicado en la Figura 4.8-a se pueden aproximar con la siguiente formulación

$$C = 0.00137 \cdot h \cdot \frac{\sqrt{\epsilon_{re1}}}{Z_{c1}} \cdot \left(1 - \frac{W_2}{W_1}\right) \cdot \left(\frac{\epsilon_{re1} + 0.3}{\epsilon_{re1} - 0.258}\right) \cdot \left(\frac{W_1/h + 0.264}{W_1/h + 0.8}\right) (pF) \quad (4.36)$$

$$L_1 = \frac{L_{w1}}{L_{w1} + L_{w2}} \cdot L, \quad L_2 = \frac{L_{w2}}{L_{w1} + L_{w2}} \cdot L \quad (4.37)$$

con

$$L_{wi} = Z_{ci} \cdot \sqrt{\epsilon_{rei}} / c$$

$$L = 0.000987 \cdot h \left(1 - \frac{Z_{c1}}{Z_{c2}} \cdot \sqrt{\frac{\epsilon_{re1}}{\epsilon_{re2}}}\right)^2 (nH)$$

donde L_{wi} para $i = 1, 2$ son las inductancias por unidad de longitud de la microstrip, teniendo anchuras W_1 y W_2 , respectivamente. Donde Z_{ci} y ϵ_{rei} denotan la impedancia característica y la constante dieléctrica efectiva correspondientes con la anchura W_i , c es la velocidad de la luz en el espacio libre, y h es el espesor del substrato en micrómetros.

4.5.2 Finales abiertos

En el final abierto de una línea microstrip con una anchura de W , los campos no se paran abruptamente sino que se extienden un poco más. Este efecto se puede modelar con una capacitancia C_p en paralelo o con una línea de transmisión de longitud equivalente Δl , como se muestra en la Figura 4.8-b. La relación entre los dos parámetros equivalentes se puede hallar mediante

$$\Delta l = \frac{c \cdot Z_c \cdot C_p}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (4.38)$$

donde c es la velocidad de la luz en el espacio libre. A continuación se da una expresión para $\Delta l/h$:

$$\frac{\Delta l}{h} = \frac{\xi_1 \cdot \xi_3 \cdot \xi_5}{\xi_4} \quad (4.39)$$

donde

$$\xi_1 = 0.434907 \cdot \frac{\varepsilon_{re}^{0.81} + 0.26 \cdot (W/h)^{0.8544} + 0.236}{\varepsilon_{re}^{0.81} - 0.189 \cdot (W/h)^{0.8544} + 0.87}$$

$$\xi_2 = 1 + \frac{(W/h)^{0.371}}{2.35 \cdot \varepsilon_r + 1}$$

$$\xi_3 = 1 + \frac{0.5274 \cdot \tan^{-1} \left[0.084 \cdot (W/h)^{1.9413/\xi_2} \right]}{\varepsilon_{re}^{0.9236}}$$

$$\xi_4 = 1 + 0.037 \cdot \tan^{-1} \left[0.067 \cdot (W/h)^{1.456} \right] \cdot \{6 - 5 \cdot \exp[0.036 \cdot (1 - \varepsilon_r)]\}$$

$$\xi_5 = 1 - 0.218 \cdot \exp(-7.5 \cdot W/h)$$

La precisión es mejor que el 0.2 % para rangos de $0.01 \leq w/h \leq 100$ y $\varepsilon_r \leq 128$.

4.5.3 Huecos

Un hueco microstrip se puede representar mediante un circuito equivalente, como se muestra en la Figura 4.8-c. Las capacitancias en paralelo y en serie C_p y C_g se pueden determinar por

$$\begin{aligned} C_p &= 0.5 \cdot C_e \\ C_g &= 0.5 \cdot C_o - 0.25 \cdot C_e \end{aligned} \quad (4.40)$$

donde

$$\begin{aligned} \frac{C_o}{W} (pF/m) &= \left(\frac{\varepsilon_r}{9.6} \right)^{0.8} \cdot \left(\frac{s}{W} \right)^{m_o} \cdot \exp(k_o) \\ \frac{C_e}{W} (pF/m) &= 12 \cdot \left(\frac{\varepsilon_r}{9.6} \right)^{0.9} \cdot \left(\frac{s}{W} \right)^{m_e} \cdot \exp(k_e) \end{aligned}$$

con

$$\begin{aligned} m_o &= \frac{W}{h} \cdot [0.619 \cdot \log(W/h) - 0.3853] \quad \text{for } 0.1 \leq s/W \leq 1.0 \\ k_o &= 4.26 - 1.453 \cdot \log(W/h) \quad \text{for } 0.1 \leq s/W \leq 1.0 \\ m_e &= 0.8675 \quad \text{for } 0.1 \leq s/W \leq 0.3 \\ k_e &= 2.043 \cdot \left(\frac{W}{h} \right)^{0.12} \quad \text{for } 0.1 \leq s/W \leq 0.3 \\ m_e &= \frac{1.565}{(W/h)^{0.16}} - 1 \quad \text{for } 0.3 \leq s/W \leq 1 \\ k_e &= 1.97 - \frac{0.03}{W/h} \quad \text{for } 0.3 \leq s/W \leq 1 \end{aligned}$$

La precisión de estas expresiones es del 7 % para $0.5 \leq W/h \leq 2$ y $2.5 \leq \varepsilon_r \leq 15$.

4.5.4 Codos

Los codos con ángulo hacia la derecha se pueden modelar mediante una red-T equivalente, como se muestra en la Figura 4.8-d. Existen expresiones para la evaluación de capacitancia y de la inductancia:

$$\frac{C}{W} (pF/m) = \begin{cases} \frac{(14 \cdot \varepsilon_r + 12.5) \cdot W/h - (1.83 \cdot \varepsilon_r - 2.25)}{\sqrt{W/h}} + \frac{0.02 \cdot \varepsilon_r}{W/h} & \text{for } W/h < 1 \\ (9.5 \cdot \varepsilon_r + 1.25) \cdot W/h + 5.2 \cdot \varepsilon_r + 7.0 & \text{for } W/h \geq 1 \end{cases} \quad (4.41-a)$$

$$\frac{L}{h} (nH/m) = 100 \cdot \left\{ 4 \cdot \sqrt{\frac{\omega}{h}} - 4.21 \right\} \quad (4.41-b)$$

La precisión de la capacitancia es del 5 % dentro de los rangos $2.5 \leq \varepsilon_r \leq 15$ y $0.1 \leq W/h \leq 5$. La precisión de la inductancia es sobre el 3 % para $0.5 \leq W/h \leq 2$.

4.6 Otros tipos de líneas microstrips

Hay numerosas variedades de líneas microstrip que pueden ser usadas como estructuras alternativas para implementaciones de filtros microstrip. Estas incluyen las líneas microstrip suspendidas e invertidas, las microstrips multicapas, microstrips de películas delgadas (TFM), y microstrips de valle. Estas líneas microstrips se tratan en el capítulo 4.4 de la referencia número [4].

Las líneas microstrip suspendidas e invertidas, se muestran en la Figura 4-9, proporcionando una mayor Q (500 – 1500 para un conductor normal) que las líneas microstrip convencionales. Estas son normalmente cerradas para las aplicaciones de filtros, como se indica en la Figura 4.9-c. Aunque se puedan usar para la realización de muchos tipos de filtros, la amplia gama de valores de impedancias alcanzables hace que sean particularmente adecuadas para filtros paso bajo y filtros paso alto, los cuales se pueden utilizar en cascada para formar filtros paso banda de banda ancha y multiplexores. Pero usando substratos dieléctricos muy delgados de baja constante dieléctrica, las pérdidas dieléctricas se pueden minimizar. Esto hace que sean medios atractivos para el desarrollo de filtros, tales como micro filtros para aplicaciones de ondas milimétricas.

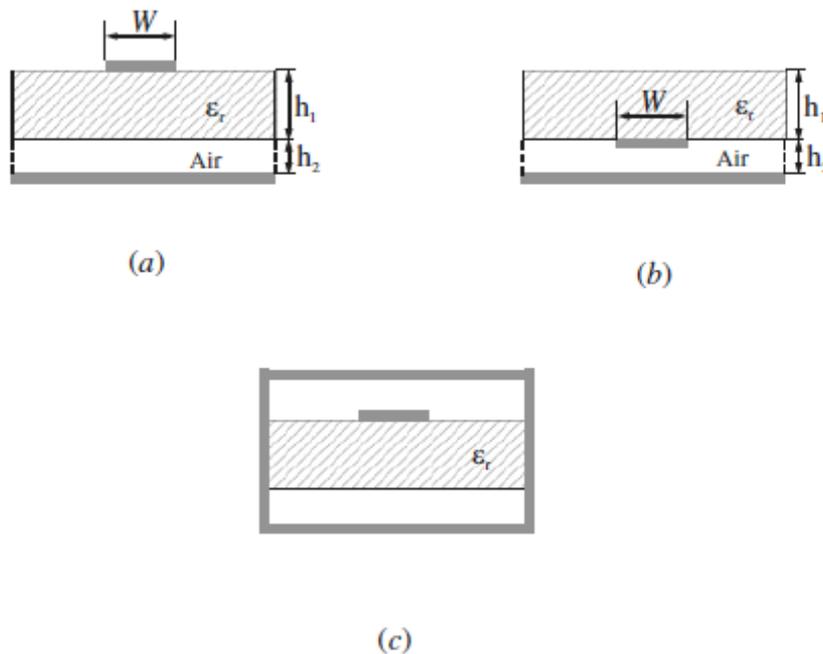


Figura 4-9: Otros tipos de líneas microstrip: (a) línea microstrip suspendida; (b) línea microstrip invertida; (c) línea microstrip suspendida o invertida, cerrada (de [4]).

5 Análisis y diseño de acopladores direccionales

5.1 Introducción

Un acoplador direccional es una unión de microondas de cuatro puertos con las propiedades discutidas más abajo. Haciendo referencia a la Figura 5-1, la cual es una ilustración de un acoplador direccional, el acoplador direccional ideal tiene la propiedad de que una onda incidente en el puerto 1 acopla potencia al puerto 2 y 3 pero no al 4. Análogamente, la potencia incidente en el puerto 4 se acopla al puerto 2 y 3 pero no al 1. Así que los puertos 1 y 4 están desacoplados. Para ondas incidentes en el puerto 2 y 3, la potencia se acopla solo a los puertos 1 y 4, así que los puertos 2 y 3 están también desacoplados. Además, los cuatro puertos están adaptados. Esto es, si tres puertos están terminados en cargas adaptadas, una onda incidente en el cuarto puerto no produce reflexión.

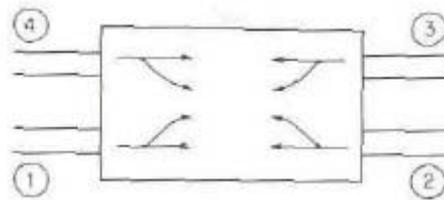


Figura 5-1: Un acoplador direccional. Las flechas indican la dirección del flujo de potencia (de [2]).

Aparte de usarse en la matriz de Butler objetivo de este proyecto, los acopladores direccionales son ampliamente usados en puentes de impedancias para medidas de microondas y para monitorización de potencia. Por ejemplo, si un transmisor radar está conectado al puerto 1, la antena al puerto 2, un detector de cristal de microondas al puerto 3, y una carga adaptada al puerto 4, la potencia recibida en el puerto 3 es proporcional al flujo de potencia desde el transmisor a la antena en la dirección de avance.

Si el acoplador se diseña para un acoplo de 3 dB, entonces se divide la potencia de entrada al puerto 1 en potencias iguales al puerto 2 y 3. Así que un acoplador direccional de 3 dB funciona como un divisor de potencia. Los acopladores direccionales con acoplo de 3 dB se conocen también como *uniones híbridas* y son ampliamente usados en mezcladores de microondas y como acopladores de entrada y salida en circuitos amplificadores de microondas balanceados. Hay muchos diseños y configuraciones disponibles para acopladores direccionales, uniones híbridas, y divisores de potencia.

En este capítulo primero se va a describir el funcionamiento teórico de varios tipos de acopladores (secciones 5.1-5.7), para pasar después a ver varios ejemplos de diseños (5.8). En los ejemplos se usarán programas de Matlab desarrollados para este proyecto, y simuladores circuitales y electromagnéticos comerciales. Se hará una descripción detallada del proceso de diseño y de las herramientas usadas, puesto que este era uno de los objetivos iniciales del proyecto.

5.2 Propiedades de las redes de cuatro puertos

Presentan una matriz de dispersión con 16 parámetros independientes:

$$[S] = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{pmatrix}, \text{ con } S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0, k \neq j} \quad (5.1)$$

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

Suponiendo $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$, si $[S]$ es unitaria y la red recíproca, entonces deben cumplirse las siguientes relaciones que se derivan de $[S][S]^* = [I]$ (ver 3.39):

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 + |S_{14}|^2 = 1 \quad (5.2-a)$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 + |S_{24}|^2 = 1 \quad (5.2-b)$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 + |S_{34}|^2 = 1 \quad (5.2-c)$$

$$|S_{14}|^2 + |S_{24}|^2 + |S_{34}|^2 = 1 \quad (5.2-d)$$

$$S_{13} \cdot S_{23}^* + S_{14} \cdot S_{24}^* = 0 \quad (5.3-a)$$

$$S_{12} \cdot S_{23}^* + S_{14} \cdot S_{34}^* = 0 \quad (5.3-b)$$

$$S_{12} \cdot S_{24}^* + S_{13} \cdot S_{34}^* = 0 \quad (5.3-c)$$

$$S_{12} \cdot S_{13}^* + S_{24} \cdot S_{24}^* = 0 \quad (5.3-d)$$

$$S_{12} \cdot S_{14}^* + S_{23} \cdot S_{34}^* = 0 \quad (5.3-e)$$

$$S_{13} \cdot S_{14}^* + S_{23} \cdot S_{24}^* = 0 \quad (5.3-f)$$

- Una de las posibles soluciones de este sistema consiste en tomar $S_{14} = 0$. En este caso (5.3) se reduce a:

$$S_{13} \cdot S_{23}^* = 0 \quad (5.4-a)$$

$$S_{12} \cdot S_{23}^* = 0 \quad (5.4-b)$$

$$S_{23} \cdot S_{34}^* = 0 \quad (5.4-c)$$

$$S_{23} \cdot S_{24}^* = 0 \quad (5.4-d)$$

- Si se toma, por ejemplo, $S_{23} = 0$ para que se cumpla (5.4), entonces, (5.3) se reduce a:

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \quad (5.5-a)$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{24}|^2 = 1 \quad (5.5-b)$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{34}|^2 = 1 \quad (5.5-c)$$

$$|S_{24}|^2 + |S_{34}|^2 = 1 \quad (5.5-d)$$

- De (5.5), sigue que: $|S_{13}| = |S_{24}|$, y $|S_{12}| = |S_{34}|$. Tomaremos, por ejemplo, $S_{12} = S_{34} = \alpha$, $S_{13} = \beta e^{j\theta}$ y $S_{24} = \beta e^{j\phi}$. En este caso, la matriz de dispersión queda de la forma:

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & \alpha & \beta \cdot e^{j\theta} & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & \beta \cdot e^{j\phi} \\ \beta \cdot e^{j\theta} & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & \beta \cdot e^{j\phi} & \alpha & 0 \end{pmatrix} \quad (5.6)$$

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

$$\alpha^2 + \beta^2 = 1 \quad (5.7-a)$$

$$-\beta \cdot \alpha \cdot e^{-j\theta} = \alpha \cdot \beta \cdot e^{j\phi} \Rightarrow \theta + \phi = (2 \cdot n + 1) \cdot \pi \quad (5.7-b)$$

Existen dos posibles alternativas:

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

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & \alpha & j \cdot \beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j \cdot \beta \\ j \cdot \beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j \cdot \beta & \alpha & 0 \end{pmatrix} \quad (5.8)$$

2. Acoplador antisimétrico: $\theta = 0$, $\phi = \pi$

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & \alpha & \beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & -\beta \\ \beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & -\beta & \alpha & 0 \end{pmatrix} \quad (5.9)$$

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

Otras posibles soluciones del sistema de ecuaciones (5.2), (5.3) conducen al mismo resultado (5.8) ó (5.9), por lo que no vamos a comentarlos.

A todas estas soluciones se conoce con el nombre de acopladores direccionales, y se representan por medio de los símbolos siguientes:

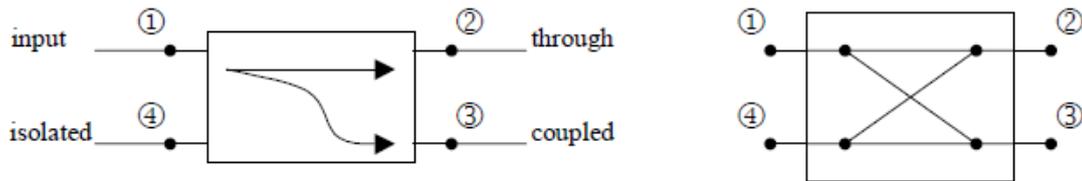


Figura 5-2: Símbolos de acopladores direccionales.

En los acopladores direccionales, habitualmente, la mayor parte de la potencia se dirige al puerto *through* (2), y sólo una pequeña fracción llega al puerto *coupled* (3). Por este motivo, se acostumbra a definir las siguientes relaciones de potencia como figuras de mérito:

$$\text{Acoplamiento (coupling): } C = 10 \cdot \log_{10} (P_1 / P_3) = -20 \cdot \log_{10} \beta \text{ (dB)}$$

$$\text{Directividad : } D = 10 \cdot \log_{10} (P_3 / P_4) = 20 \cdot \log_{10} \frac{\beta}{|S_{14}|} \text{ (dB)}$$

$$\text{Aislamiento (isolation) : } I = 10 \cdot \log_{10} (P_1 / P_4) = -20 \cdot \log_{10} |S_{14}| \text{ (dB)}$$

El factor de acoplamiento indica la fracción de la potencia de entrada que se acopla al puerto de salida. La directividad es la medida de la capacidad del acoplador para aislar ondas. Una relación directa entre todas ellas es la siguiente: $I = C + D$.

5.3 Acopladores de línea acoplada

Para estructuras de líneas de transmisión planares, se usan frecuentemente las líneas de transmisión acopladas para la construcción de acopladores direccionales. En la Figura 5-3 ilustramos un acoplador direccional microstrip formado por dos líneas microstrip acopladas. El análisis del acoplador de línea acoplada se lleva a cabo teniendo en cuenta la simetría de la estructura.

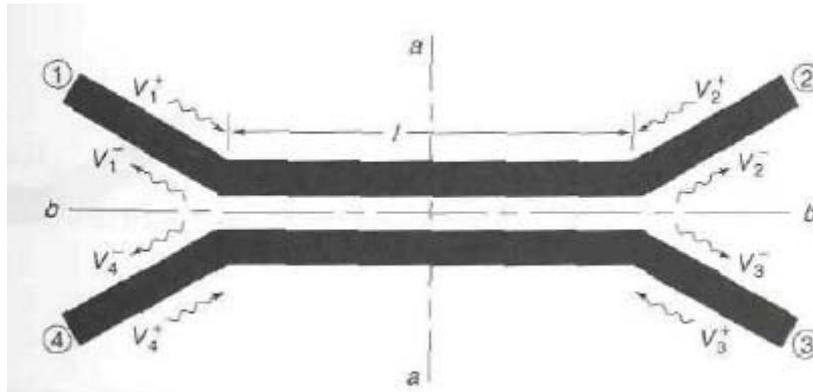


Figura 5-3: Un acoplador direccional de línea acoplada microstrip (de [2]).

La línea microstrip acoplada simétrica presenta dos modalidades de excitación que se pueden aprovechar para construir acopladores direccionales. Para el análisis se escogerán las excitaciones de tal manera que el plano de simetría aa corresponda a una pared eléctrica (cortocircuito) o a una pared magnética (circuito abierto) y también de tal manera que el plano de simetría bb corresponda a una pared eléctrica o a una pared magnética (ver sección 3.4). Se va a seguir el desarrollo presentado en [2, Cap. 6]. Cuando bb corresponde a una pared eléctrica, el modo de propagación en una línea acoplada es el modo impar el cual tiene una impedancia característica Z_o y una constante de propagación β_o . Cuando bb corresponde a una pared magnética, el modo de propagación es el modo par el cual tiene una impedancia característica Z_e y una constante de propagación β_e . Las constantes de propagación son diferentes porque las constantes dieléctricas efectivas para los dos modos son diferentes (ver sección 4.4).

Consideraremos las siguientes cuatro excitaciones diferentes:

$$V_1^+ = V_2^+ = V_3^+ = V_4^+ = V^+ \quad (5.10)$$

Este caso corresponde a que ambos planos de simetría aa y bb son paredes magnéticas. Para este caso solo necesitamos analizar el circuito equivalente de un cuarto de la estructura como se muestra en la Figura 5.4-a.

$$V_1^+ = V_4^+ = V^+ \quad V_2^+ = V_3^+ = -V^+ \quad (5.11)$$

Para este caso el plano aa es una pared eléctrica y el plano bb es una pared magnética. El circuito equivalente se muestra en la Figura 5.4-b.

$$V_1^+ = -V_4^+ = V^+ \quad V_2^+ = -V_3^+ = V^+ \quad (5.12)$$

Para este caso el plano *aa* es una pared magnética y el plano *bb* es una pared eléctrica. El circuito equivalente para este caso se muestra en la Figura 5.4-c.

$$V_1^+ = -V_4^+ = V^+ \quad V_2^+ = -V_3^+ = -V^+ \quad (5.13)$$

Para este caso ambos planos de simetría corresponden a paredes eléctricas y el circuito equivalente se muestra en la Figura 5.4-d.

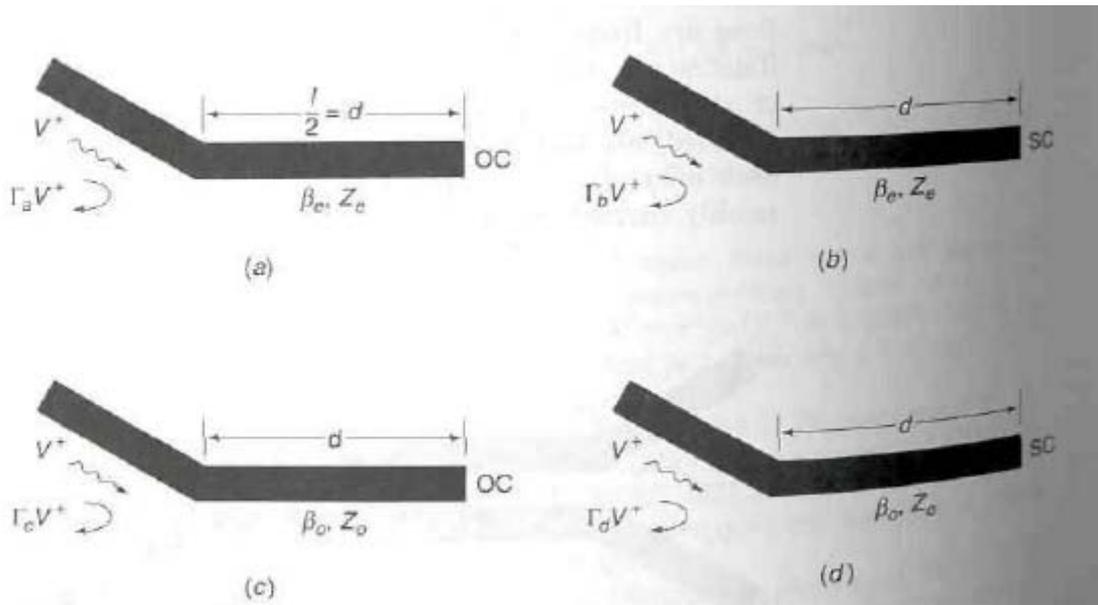


Figura 5-4: Circuito equivalente para un cuarto del acoplador direccional de línea acoplada. (a) los planos *aa* y *bb* son paredes magnéticas, (b) *aa* es una pared eléctrica y *bb* es una pared magnética, (c) *aa* es una pared magnética y *bb* es una pared eléctrica, (d) *aa* y *bb* son paredes eléctricas (de [2]).

Para el caso (a) se puede ver fácilmente del circuito equivalente de la Figura 5.4-a que

$$Z_{in} = -j \cdot Z_e \cdot \cot(\beta_e \cdot d) \quad (5.14)$$

$$\Gamma_a = \frac{Z_{in} - Z_c}{Z_{in} + Z_c} = \frac{-j \cdot Z_e \cdot \cot(\beta_e \cdot d) - Z_c}{-j \cdot Z_e \cdot \cot(\beta_e \cdot d) + Z_c} \quad (5.15)$$

donde Z_c es la impedancia característica de la línea microstrip de entrada. De las condiciones de simetría tenemos

$$V_1^- = \Gamma_a \cdot V^+ \quad V_2^- = \Gamma_a \cdot V^+ \quad V_3^- = \Gamma_a \cdot V^+ \quad V_4^- = \Gamma_a \cdot V^+ \quad (5.16)$$

para este caso. Para el caso (b) tenemos

$$\begin{aligned}
Z_{in} &= j \cdot Z_e \cdot \tan(\beta_e \cdot d) \\
\Gamma_b &= \frac{j \cdot Z_e \cdot \tan(\beta_e \cdot d) - Z_c}{j \cdot Z_e \cdot \tan(\beta_e \cdot d) + Z_c}
\end{aligned} \tag{5.17}$$

y

$$V_1^- = \Gamma_b \cdot V^+ \quad V_2^- = -\Gamma_b \cdot V^+ \quad V_3^- = -\Gamma_b \cdot V^+ \quad V_4^- = \Gamma_b \cdot V^+ \tag{5.18}$$

Para el caso (c) tenemos

$$Z_{in} = -j \cdot Z_o \cdot \cot(\beta_o \cdot d) \quad \Gamma_c = \frac{-j \cdot Z_o \cdot \cot(\beta_o \cdot d) - Z_c}{-j \cdot Z_o \cdot \cot(\beta_o \cdot d) + Z_c} \tag{5.19}$$

$$V_1^- = \Gamma_c \cdot V^+ \quad V_2^- = \Gamma_c \cdot V^+ \quad V_3^- = -\Gamma_c \cdot V^+ \quad V_4^- = -\Gamma_c \cdot V^+ \tag{5.20}$$

Para el último caso, llamado (c), tenemos

$$Z_{in} = j \cdot Z_o \cdot \tan(\beta_o \cdot d) \quad \Gamma_d = \frac{j \cdot Z_o \cdot \tan(\beta_o \cdot d) - Z_c}{j \cdot Z_o \cdot \tan(\beta_o \cdot d) + Z_c} \tag{5.21}$$

$$V_1^- = \Gamma_d \cdot V^+ \quad V_2^- = -\Gamma_d \cdot V^+ \quad V_3^- = \Gamma_d \cdot V^+ \quad V_4^- = -\Gamma_d \cdot V^+ \tag{5.22}$$

Ahora superponemos estas cuatro soluciones. La superposición de las cuatro ondas incidentes a cada puerto da $V_1^+ = 4V^+$, $V_2^+ = V_3^+ = V_4^+ = 0$. Entonces solo se excita el puerto 1. La superposición de las ondas reflejadas da

$$V_1^- = (\Gamma_a + \Gamma_b + \Gamma_c + \Gamma_d) \cdot V^+ = \frac{1}{4} \cdot (\Gamma_a + \Gamma_b + \Gamma_c + \Gamma_d) \cdot V_1^+ \tag{5.23-a}$$

$$V_2^- = \frac{1}{4} \cdot (\Gamma_a - \Gamma_b + \Gamma_c - \Gamma_d) \cdot V_1^+ \tag{5.23-b}$$

$$V_3^- = \frac{1}{4} \cdot (\Gamma_a - \Gamma_b - \Gamma_c + \Gamma_d) \cdot V_1^+ \tag{5.23-c}$$

$$V_4^- = \frac{1}{4} \cdot (\Gamma_a + \Gamma_b - \Gamma_c - \Gamma_d) \cdot V_1^+ \tag{5.23-d}$$

Con algunos pasos algebraicos es fácil mostrar que

$$\Gamma_a + \Gamma_d = \frac{2 \cdot (Z_c^2 \cdot t_e - Z_e \cdot Z_o \cdot t_o)}{j \cdot Z_c \cdot (Z_e - Z_o \cdot t_e \cdot t_o) - Z_c^2 \cdot t_e - Z_e \cdot Z_o \cdot t_o} \tag{5.24-a}$$

donde $t_o = \tan \beta_o d$ y $t_e = \tan \beta_e d$. También fácilmente encontramos que

$$\Gamma_b + \Gamma_c = \frac{2 \cdot (Z_c^2 \cdot t_o - Z_e \cdot Z_o \cdot t_e)}{j \cdot Z_c \cdot (Z_o - Z_e \cdot t_e \cdot t_o) - Z_c^2 \cdot t_o - Z_e \cdot Z_o \cdot t_e} \quad (5.24-b)$$

Para un acoplador direccional ideal, las dos constantes de propagación deben ser iguales, esto es, $\beta_o = \beta_e = \beta$, por lo tanto $t_e = t_o$. Para un acoplador de línea acoplada usando stripline (ver sección 4.2), tenemos que $\beta_o = \beta_e$. Cuando $t_e = t_o$ vemos de (5.24) que, escogemos las dimensiones de la línea para hacer que

$$Z_e \cdot Z_o = Z_c^2 \quad (5.25)$$

$\Gamma_a + \Gamma_d = 0$ y $\Gamma_b + \Gamma_c = 0$. Un examen de (5.23) ahora muestra que $V_1^- = 0$ y $V_3^- = 0$. Entonces no hay reflexión en el puerto 1 y no se acopla potencia en el puerto 3 a cualquier frecuencia. Por lo tanto, la unión de cuatro puertos es un acoplador direccional. Cuando $t_e = t_o = t$ y hacemos que $Z_e Z_o = Z_c^2$, entonces también tenemos $\Gamma_a + \Gamma_b - \Gamma_c - \Gamma_d = 2(\Gamma_a + \Gamma_b)$. Este último se da

$$\Gamma_a + \Gamma_b = \frac{2 \cdot (Z_c^2 - Z_e^2) \cdot t}{j \cdot Z_c \cdot Z_e \cdot (1 - t^2) - (Z_c^2 + Z_e^2) \cdot t} \quad (5.26)$$

Esta expresión se puede reducir de la siguiente manera:

$$\Gamma_a + \Gamma_b = \frac{-2 \cdot (Z_e - Z_o) \cdot \sin(2 \cdot \beta \cdot d)}{j \cdot 2 \cdot Z_c \cdot \cos(2 \cdot \beta \cdot d) - (Z_e + Z_o) \cdot \sin(2 \cdot \beta \cdot d)} \quad (5.27)$$

El coeficiente de transmisión del puerto 4 es $\frac{1}{2}(\Gamma_a + \Gamma_b)$ y el parámetro de dispersión $S_{41} = S_{14}$; entonces

$$S_{41} = \frac{j \cdot \frac{Z_e - Z_o}{Z_o + Z_e} \cdot \sin(2 \cdot \beta \cdot d)}{\frac{2 \cdot Z_c}{Z_e + Z_o} \cdot \cos(2 \cdot \beta \cdot d) + j \cdot \sin(2 \cdot \beta \cdot d)} \quad (5.28)$$

El parámetro $(Z_e - Z_o)/(Z_e + Z_o)$ es el parámetro c de tensión acoplada. Para este acoplador el acoplo se da mediante (observar que $2d = l$)

$$C = 20 \cdot \log \frac{[(1 - c^2) \cdot \cos^2(\beta \cdot l) + \sin^2(\beta \cdot l)]^{1/2}}{c \cdot \sin(\beta \cdot l)} = 20 \cdot \log \frac{[1 - c^2 \cdot \cos^2(\beta \cdot l)]^{1/2}}{c \cdot \sin(\beta \cdot l)} \quad (5.29)$$

El máximo acoplo ocurre cuando $2\beta d = \beta l = \pi/2$ lo cual corresponde a una línea acoplada de un cuarto de longitud de onda. El máximo acoplo es $20 \log(1/c)$. En una línea microstrip acoplada no se obtiene en la práctica una relación de Z_e/Z_o mayor que 2; así que el máximo acoplo se limita al valor de 9.5 dB o quizás mayor que 8 dB con un diseño

cuidadoso. La Figura 5-5 muestra un dibujo de $|S_{41}|$ como una función de $2\beta d = \beta l$ para un acoplador direccional de línea acoplada.

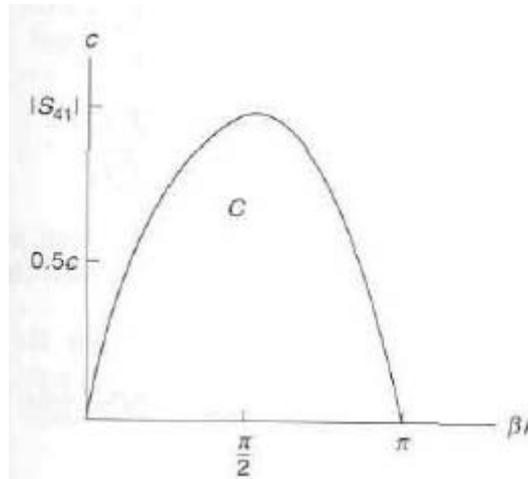


Figura 5-5: Variación de $|S_{41}|$ como una función de βl para un acoplador direccional de línea acoplada (de [2]).

La directividad de este tipo de acoplador se da por V_4^- / V_3^- y es infinita ya que V_3^- es cero para todas las frecuencias.

El coeficiente de transmisión el puerto 2 es dado por

$$S_{21} = \frac{\sqrt{1-c^2}}{\sqrt{1-c^2} \cdot \cos(\beta \cdot l) + j \cdot \sin(\beta \cdot l)} \quad (5.30)$$

La simetría de la estructura hace que $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$, $S_{12} = S_{21} = S_{34} = S_{43}$, $S_{14} = S_{41} = S_{23} = S_{32}$ y $S_{13} = S_{24} = S_{31} = S_{42} = 0$. Entonces todos los parámetros de la matriz de dispersión son conocidos. Si las constantes de propagación no son iguales podemos usar la estructura de línea acoplada como un acoplador direccional, pero no tendrá directividad infinita. El acoplador para el caso de $\beta_e \neq \beta_o$ se puede mejorar añadiendo una pequeña capacidad en paralelo entre las dos líneas acopladas a la entrada y a la salida. El ancho de banda se puede incrementar usando varias secciones en cascada.

Tomando $l = \frac{\lambda}{4}$, la matriz de dispersión resultante a la frecuencia de diseño es:

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & -j \cdot \sqrt{1-c^2} & C & 0 \\ -j \cdot \sqrt{1-c^2} & 0 & 0 & C \\ C & 0 & 0 & -j \cdot \sqrt{1-c^2} \\ 0 & C & -j \cdot \sqrt{1-c^2} & 0 \end{pmatrix} \quad (5.31)$$

Las ventajas principales del acoplador de línea acoplada son:

- Muy alta directividad, aunque en la práctica no es tan grande porque $\beta_e \neq \beta_o$ usando microstrips acopladas (no sucede en cambio en stripline acopladas).
- Las salidas están desfasadas 90° .

Su principal limitación se encuentra en que cuando se desea aumentar el acoplamiento las líneas deben colocarse muy próximas entre sí, lo que representa claras restricciones tecnológicas.

El método de diseño de estos acopladores se pueden reducir a los siguientes pasos:

1. Partir de la especificación sobre el acoplamiento c .
2. Obtener las impedancias características de los modos par e impar necesarias:

$$Z_{ce} = Z_0 \sqrt{\frac{1+c}{1-c}}, \quad Z_{co} = Z_0 \sqrt{\frac{1-c}{1+c}}.$$

3. A partir de Z_{ce} y Z_{co} , entrar en la carta de diseño de la línea microstrip acoplada para la permitividad del sustrato elegido, definida por las ecuaciones indicadas en la sección 4. Ver [1, Cap. 7.6].
4. Obtener las relaciones w/h y s/h necesarias, bien gráficamente sobre las cartas de diseño, bien resolviendo numéricamente las ecuaciones indicadas en la sección 4.4.

Algunos ejemplos prácticos se podrán ver más adelante en la sección 5.8.1.

5.4 Diseño de acopladores de línea acoplada multisección

El ancho de banda de un acoplador direccional se puede aumentar usando múltiples secciones, como se va a demostrar ahora, al tener más grados de libertad que se pueden utilizar en el diseño.

Debido a que las características de fase suelen ser mejores, los acopladores de línea acoplada multisección se realizan con un número impar de secciones, como se muestra en la Figura 5-6. Entonces, asumiremos que N es impar. También asumiremos que el acoplo es débil ($C \leq 10$ dB), y cada sección es de longitud $\lambda/4$ ($\theta = \pi/2$) a la frecuencia central.

Ahora para una única sección de línea acoplada, con $c \ll 1$, tenemos que:

$$\frac{V_3}{V_1} = \frac{j \cdot c \cdot \tan \theta}{\sqrt{1-c^2} + j \cdot \tan \theta} \approx \frac{j \cdot c \cdot \tan \theta}{1 + j \cdot \tan \theta} = j \cdot c \cdot \sin \theta \cdot e^{-j\theta} \quad (5.32-a)$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{\sqrt{1-c^2}}{\sqrt{1-c^2} \cdot \cos \theta + j \cdot \sin \theta} \approx e^{-j\theta} \quad (5.32-b)$$

Entonces para $\theta = \pi/2$, tenemos que $V_3/V_1 = C$ y $V_2/V_1 = -j$. Esta aproximación es equivalente a asumir que en el camino directo entre una sección y la siguiente la señal sólo experimenta un cambio de fase, sin variación de amplitud. Es una buena hipótesis para c pequeño, pero la conservación de potencia no se cumple exactamente ($V_3^2 + V_2^2$ es distinto de V_1^2).

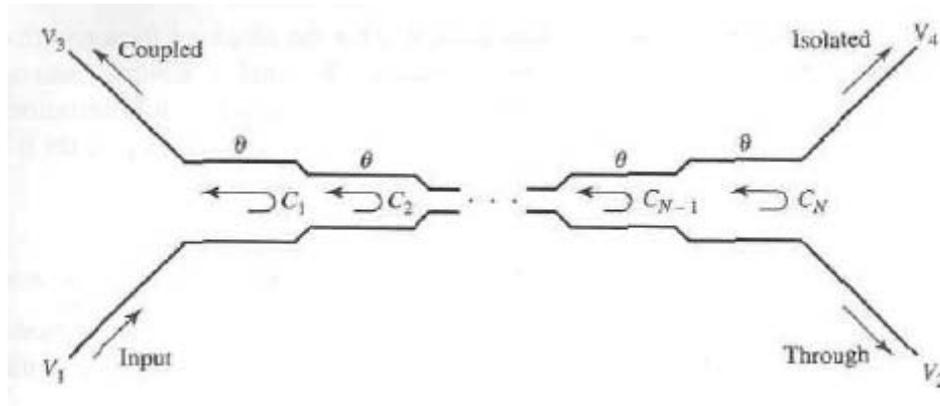


Figura 5-6: Un acoplador de línea acoplada de N secciones (de [1]).

Usando estos resultados, la tensión total en el puerto acoplado (puerto 3) del acoplador de la Figura 5-6 se puede expresar como

$$V_3 = (j \cdot c_1 \cdot \sin \theta \cdot e^{-j\theta}) \cdot V_1 + (j \cdot c_2 \cdot \sin \theta \cdot e^{-j\theta}) \cdot V_1 \cdot e^{-2j\theta} + \dots + (j \cdot c_N \cdot \sin \theta \cdot e^{-j\theta}) \cdot V_1 \cdot e^{-2j(N-1)\theta} \quad (5.33)$$

donde c_n es el coeficiente de tensión acoplada en la sección n . Si asumimos que el acoplador es simétrico, esto es $c_1 = c_N$, $c_2 = c_{N-1}$, etc., (5.33) se puede simplificar a

$$V_3 = j \cdot V_1 \cdot \sin \theta \cdot e^{-j\theta} \cdot \left[c_1 \cdot (1 + e^{-2j(N-1)\theta}) + c_2 \cdot (e^{-2j\theta} + e^{-2j(N-2)\theta}) + \dots + c_M \cdot e^{-j(N-1)\theta} \right]$$

$$= 2 \cdot j \cdot V_1 \cdot \sin \theta \cdot e^{-jN\theta} \cdot \left[c_1 \cdot \cos(N-1)\theta + c_2 \cdot \cos(N-3)\theta + \dots + \frac{1}{2} \cdot c_M \right] \quad (5.34)$$

donde $M = (N+1)/2$.

A la frecuencia central, definimos el factor de acoplamiento de tensión C_0 :

$$C_0 = \left. \frac{V_3}{V_1} \right|_{\theta=\pi/2} \quad (5.35)$$

La ecuación (5.34) esta en la forma de una serie de Fourier para el acoplamiento, como función de la frecuencia. Entonces, podemos sintetizar una respuesta de acoplamiento deseada escogiendo los coeficientes de acoplamiento, c_n . Algunos ejemplos prácticos se podrán ver más adelante en la sección 5.8.2.

Los acopladores multisección de esta forma pueden lograr decenas de anchos de banda, pero los niveles de acoplo deben ser bajos. Porque para la longitud eléctrica más larga, es más crítico tener velocidades de fase de los modos par e impar iguales que para un acoplador de una única sección. Esto significa que el medio preferido para estos acopladores es stripline. En la Figura 5-7 se muestra una fotografía de un acoplador de línea acoplada.

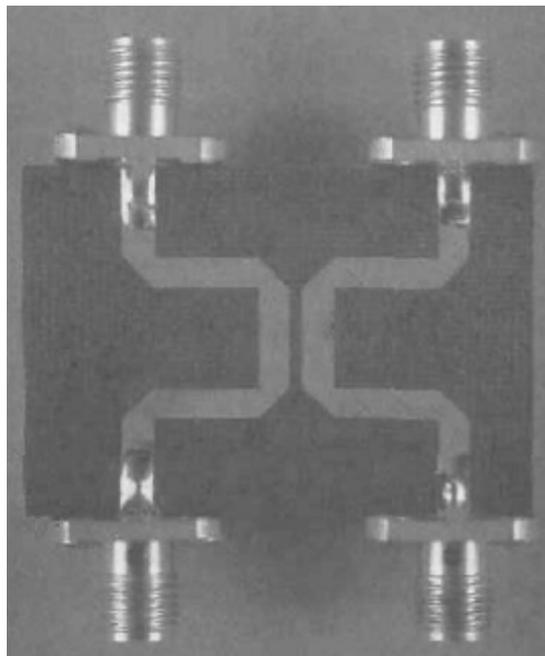


Figura 5-7: Fotografía de un acoplador de línea acoplada de una única sección (de [1]).

5.5 Acopladores híbridos

Reciben el nombre de híbridos los acopladores de 3 dB. Utilizando la notación del subapartado 5.2, en un acoplador híbrido $\alpha = \beta = 1/\sqrt{2}$.

Existen dos tipos de acopladores híbridos:

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

$$[S]_{90^\circ} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \begin{pmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{pmatrix}, \quad [S]_{180^\circ} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (5.36)$$

En el caso del híbrido de 90°, entre los puertos *thru* y *coupled* siempre hay un desfase de 90°. En el híbrido de 180° los puertos *thru* y *coupled* pueden tener un desfase de 180° ó de 0°, dependiendo de por donde incida la potencia: si lo hace por 1 ó 3, las salidas están en fase; por 2 y 4, en contrafase. Por este motivo, cuando se aplica potencia, a la vez, por 2 y 3, con frecuencia se denomina puerto suma al 1 y puerto diferencia al 4.

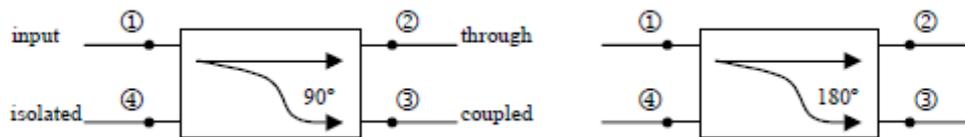


Figura 5-8: Esquemas de híbridos.

5.6 Acoplador branch-line

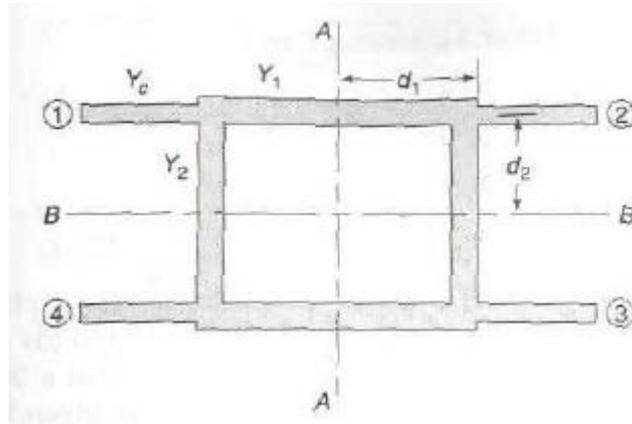


Figura 5-9: Un acoplador direccional branch-line (de [2]).

El acoplador direccional branch-line mostrado en la Figura 5-9 se puede fabricar fácilmente en microstrip y se puede utilizar para acoplos de 3 dB. El análisis de este circuito se hace también usando la simetría de la estructura. Se va a seguir el desarrollo presentado en [2, Cap. 6.4] Con la excitación apropiada los planos de simetría aa y bb se pueden hacer corresponder con paredes eléctricas y magnéticas. Si las excitaciones se escogen de la misma manera que en los casos de (a) a (d) del acoplador de línea acoplada, entonces los circuitos equivalentes para las cuatro excitaciones se muestran en las Figura 5-10.

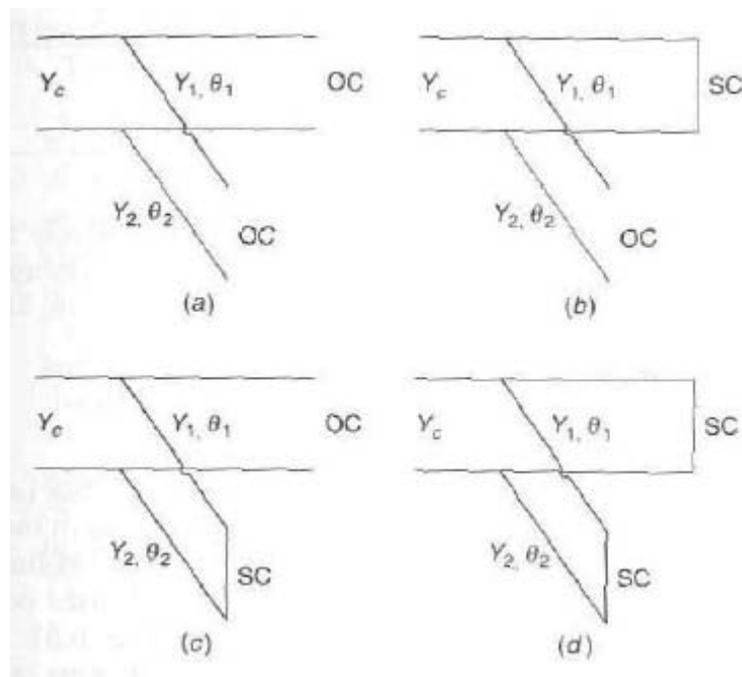


Figura 5-10: El circuito equivalente para un cuarto de sección cuando (a) los planos aa y bb son paredes magnéticas, (b) aa es una pared eléctrica y bb es una pared magnética, (c) aa es una pared magnética y bb es una pared eléctrica, (d) aa y bb son paredes eléctricas (de [2]).

De estos circuitos equivalentes obtenemos

$$\Gamma_a = \frac{Y_c - j \cdot Y_1 \cdot t_1 - j \cdot Y_2 \cdot t_2}{Y_c + j \cdot Y_1 \cdot t_1 + j \cdot Y_2 \cdot t_2} \quad (5.37-a)$$

$$\Gamma_b = \frac{Y_c \cdot t_1 + j \cdot Y_1 - j \cdot Y_2 \cdot t_1 \cdot t_2}{Y_c \cdot t_1 - j \cdot Y_1 + j \cdot Y_2 \cdot t_1 \cdot t_2} \quad (5.37-b)$$

$$\Gamma_c = \frac{Y_c \cdot t_2 - j \cdot Y_1 \cdot t_1 \cdot t_2 + j \cdot Y_2}{Y_c \cdot t_2 + j \cdot Y_1 \cdot t_1 \cdot t_2 - j \cdot Y_2} \quad (5.37-c)$$

$$\Gamma_d = \frac{Y_c \cdot t_1 \cdot t_2 + j \cdot Y_1 \cdot t_2 + j \cdot Y_2 \cdot t_1}{Y_c \cdot t_1 \cdot t_2 - j \cdot Y_1 \cdot t_2 - j \cdot Y_2 \cdot t_1} \quad (5.37-d)$$

donde $t_1 = \tan \theta_1 = \tan \beta_1 d_1$ y $t_2 = \tan \theta_2 = \tan \beta_2 d_2$ y Y_c , Y_1 y Y_2 son las admitancias características de la línea de entrada, la línea directa, y la línea del brazo como se muestra en la Figura 5-9. Las relaciones (5.23) aplicadas a un acoplador branch-line; nos dan

$$S_{11} = \frac{1}{4} \cdot (\Gamma_a + \Gamma_b + \Gamma_c + \Gamma_d) \quad (5.38-a)$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{1}{4} \cdot (\Gamma_a - \Gamma_b + \Gamma_c - \Gamma_d) \quad (5.38-b)$$

$$S_{13} = S_{31} = \frac{1}{4} \cdot (\Gamma_a - \Gamma_b - \Gamma_c + \Gamma_d) \quad (5.38-c)$$

$$S_{14} = S_{41} = \frac{1}{4} \cdot (\Gamma_a + \Gamma_b - \Gamma_c - \Gamma_d) \quad (5.38-d)$$

Si escogemos $t_1 = t_2 = 1$ de tal manera que las líneas directas y los brazos son de un cuarto de longitud de onda y también escogemos $Y_1^2 - Y_2^2 = Y_c^2$, entonces encontramos que $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$, $S_{14} = 0$, $S_{31} = \frac{1}{2}(\Gamma_a - \Gamma_c)$ y $S_{21} = \frac{1}{2}(\Gamma_a + \Gamma_c)$. Estas últimas expresiones dan

$$S_{31} = -\frac{Y_2}{Y_1} \quad (5.39-a)$$

$$S_{21} = -j \cdot \frac{Y_c}{Y_1} \quad (5.39-b)$$

para $t_1 = t_2 = 1$. Un acoplador de 3 dB se obtiene si escogemos $Y_2 = Y_c$ y $Y_1 = \sqrt{2}Y_c$. Un acoplador direccional de 3 dB con las dos salidas desfasadas 90° se conoce como híbrido 90°. El acoplo y la directividad a cualquier frecuencia vienen dados por

$$C = 20 \cdot \frac{1}{|S_{31}|} = 20 \cdot \log_{10} \frac{4}{|\Gamma_a + \Gamma_d - \Gamma_b - \Gamma_c|} \quad (5.40-a)$$

$$D = 20 \cdot \frac{|S_{31}|}{|S_{41}|} = 20 \cdot \log_{10} \frac{|\Gamma_a + \Gamma_d - \Gamma_b - \Gamma_c|}{|\Gamma_a + \Gamma_b - \Gamma_c - \Gamma_d|} \quad (5.40-b)$$

Algunos diseños prácticos se podrán ver más adelante en la sección 5.8.3. El acoplador direccional branch-line es un dispositivo de banda relativamente estrecha. Sin embargo, uniendo en cascada varias secciones se puede obtener un acoplador de banda ancha con la elección apropiada de Y_1 y Y_2 para cada sección, como se va a ver a continuación.

5.7 Diseño de acopladores branch-line multisección

Los acopladores branch-line multisección son acopladores direccionales consistentes en líneas de transmisión conectadas en serie y en paralelo (Figura 5-11). Las líneas en serie forman dos grandes ramas, a los que se van conectando líneas en paralelo (también llamados brazos o ramas). La longitud de los brazos y su separación son todos de un cuarto de longitud de onda a la frecuencia central, como se muestra en la Figura 5-11. Las impedancias características de las dos líneas principales en paralelo pueden cambiar de sección a sección, y las impedancias de los brazos se pueden ajustar para mejorar el acoplador.

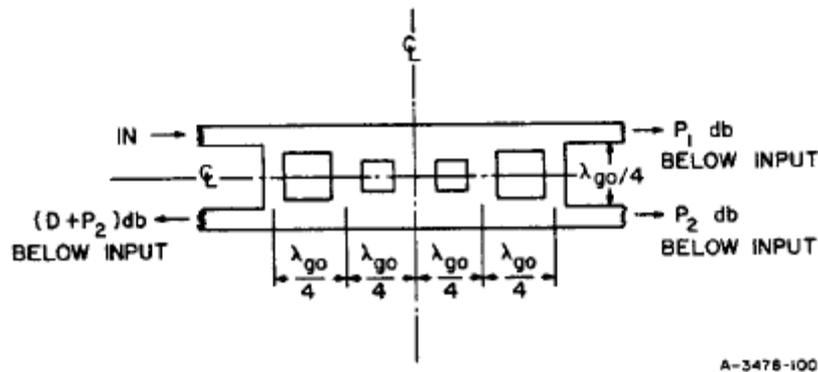


Figura 5-11: Esquemático de acoplador branch-line (de [3]).

Desde un punto de vista circuital y de implementación, los brazos pueden estar en paralelo con la línea principal (como en coaxial y en stripline) o en serie (como en una guía de onda). Para las uniones en paralelo es más conveniente usar admitancias, y para uniones en serie es más conveniente usar impedancias. El término “inmitancia” se usará para denotar ambos (paralelo) admitancias o (serie) impedancias. La notación dada para las inmitancias características se muestra en la Figura 5-12. El acoplador se supone que es simétrico, así que $H_{n+1} = H_1$, etc., y $K_1 = K_n$, etc. Será conveniente normalizar con respecto a las inmitancias terminales $K_0 = K_{n+1} = 1$.

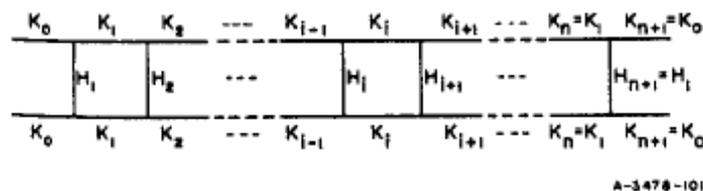


Figura 5-12: Notación acoplador branch-line (de [3]).

5.7.1 Acopladores branch-line en cascada

Cuando varios acopladores están en cascada, como se muestra en la Figura 5-13, se comportan como un único acoplador direccional, y los acoplos totales, $P_{1,com}$ y $P_{2,com}$ se calculan fácilmente de los acoplos individuales $P_{1,i}$ db y $P_{2,i}$ db de la siguiente manera:

$$P_{1,com} = 20 \cdot \log_{10} \left[\cos \left(\sum_{i=1}^N \theta_i \right) \right] \text{ dB} \quad (5.41)$$

$$P_{2,com} = 20 \cdot \log_{10} \left[\sin \left(\sum_{i=1}^N \theta_i \right) \right] \text{ dB} \quad (5.42)$$

donde

$$\theta_i = \cos^{-1} \left[10^{\left(\frac{P_{1,i}}{20} \right)} \right] \quad (5.43)$$

$$= \sin^{-1} \left[10^{\left(\frac{P_{2,i}}{20} \right)} \right] \quad (5.44)$$

Por ejemplo, un desplazamiento de fase de $\theta = 30$ grados consigue un acoplador de 6 dB, y un desplazamiento de fase de $\theta = 90$ consigue un acoplador de 0 dB; por lo tanto, una cascada de tres acopladores de 6 dB resulta en un acoplador de 0 dB.

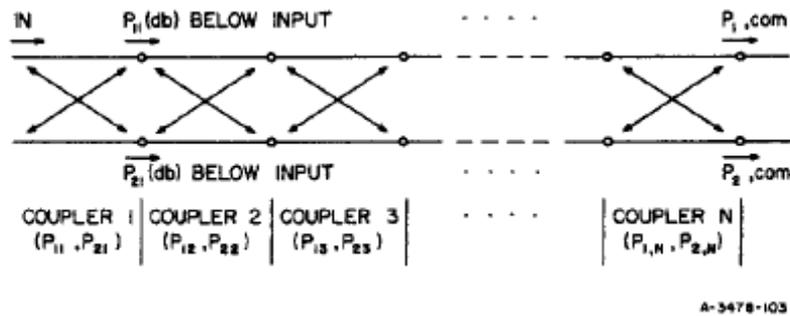


Figura 5-13: Varios acopladores direccionales en cascada (de [3]).

5.7.2 Acopladores branch-line periódicos

Se pueden utilizar algunas restricciones adicionales en las inmitancias de los acopladores simétricos (Figura 5-12). En particular cuando

$$\begin{aligned} K_i &= K_0, \quad i = 1, 2, \dots, n+1 \\ H_i &= H_2, \quad 2 \leq i \leq n \end{aligned} \quad (5.45)$$

y, cuando $H_1 = H_{n+1}$, estos acopladores se conocen como *periódicos*.

Entonces las líneas directas son uniformes, y todos los brazos interiores son iguales. La relación de acoplo de potencia a la frecuencia central se puede definir como

$$c_0^2 = 10^{\left(\frac{P_2}{10}\right)} \quad (5.46)$$

donde P_2 esta en decibelios y se definió en la Figura 5-11. (Por ejemplo, para un acoplador de 6 dB, $c_0^2 = 1/4$). Más información se puede encontrar en [3, Cap. 13].

5.7.3 Acopladores branch-line síncronos

El diseño de estos acopladores se puede encontrar en [3, Cap. 13]. El primer paso para diseñar un acoplador síncrono con un acoplamiento a la frecuencia central de $P_{2,0}$ decibelios y un ancho de banda fraccional específico w_b es determinar la relación de impedancia de salida-entrada R y el ancho de banda fraccional w_q . Estas se obtienen generalmente por las siguientes relaciones aproximadas

$$P_{2,0} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{R+1}{R-1} \right) \text{ dB} \quad (5.47)$$

y

$$w_b \approx 0.6 \cdot w_q \quad (5.48)$$

Habiendo determinado R y w_q del acoplo específico $P_{2,0}$ y del ancho de banda fraccional w_b , el único parámetro independiente es el número de secciones, n , o el numero de brazos, $n + 1$ (Figura 5-12). Para un R y w_q dados, la relación *VSWR* V_r decrece al aumentar n . El máximo *VSWR* (definido en 3.19) y la mínima directividad D_{\min} , se pueden obtener mediante unas buenas aproximaciones

$$V_{\max} \approx 1 + \frac{V_r - 1}{10^{(P_{2,0}/20)}} \quad (5.49)$$

$$D_{\min} \approx -20 \cdot \log_{10} \left[\frac{V_r - 1}{2 \cdot 10^{(P_{1,0}/20)}} \right] - P_2 \text{ dB} \quad (5.50)$$

(La directividad D se define como la relación de potencia del brazo desacoplado y el brazo acoplado. Ver Figura 5-11).

5.8 Diseños de acopladores de ejemplo

En este apartado se van a realizar varios diseños de prueba y ejemplos prácticos para familiarizarnos y escoger los mejores acopladores para el diseño final de la matriz de Butler. Más adelante se diseñaran acopladores del mismo tipo pero de varias secciones para aumentar el ancho de banda del diseño final.

5.8.1 Acopladores de líneas acopladas

En este apartado se van a diseñar varios acopladores de líneas acopladas basándose en las explicaciones teóricas descritas anteriormente en la sección 5.3.

Recordemos solamente unos aspectos importantes de los acopladores de líneas acopladas. Dichos acopladores deben cumplir que:

- Entrando por la puerta 1, a cualquier frecuencia:
 - o La reflexión es nula.
 - o La transmisión a 3 es nula (puerta aislada) si se cumple: $Z_c = \sqrt{Z_e Z_o}$
- Entrando por la puerta 1, a la frecuencia de diseño:
 - o La relación de amplitudes en la puerta 4 y 1 vale:

$$c = \frac{Z_e - Z_o}{Z_e + Z_o} \quad (\text{Acoplo: } C[\text{dB}] = -20 \log_{10} c)$$

$$c(f) = \frac{c_0 \sin \theta}{\sqrt{1 - c_0^2 \cos^2 \theta}} \quad \left(\theta = \frac{\pi f}{2 f_0} \right)$$

Estos acopladores son baratos y compactos. Además obtenemos banda ancha. El inconveniente es que es difícil conseguir acoplos fuertes, ya que impedancias par e impar muy distintas requieren líneas muy próximas. Por ejemplo, para un acoplo de $C = -3$ dB, las dimensiones físicas necesarias son $W = 0.84$ mm, $S = 0.002$ mm, y $L = 18.74$ mm. Por lo que observamos que la separación S es demasiado pequeña para su construcción física.

Otro inconveniente que apreciaremos más adelante es que para dieléctrico no homogéneo (microstrip, modo cuasi-TEM) las diferentes constantes de propagación producen una gran degradación de la respuesta: reflexión no nula y puerta no aislada, como ya se ha comentado en la sección 5.3.

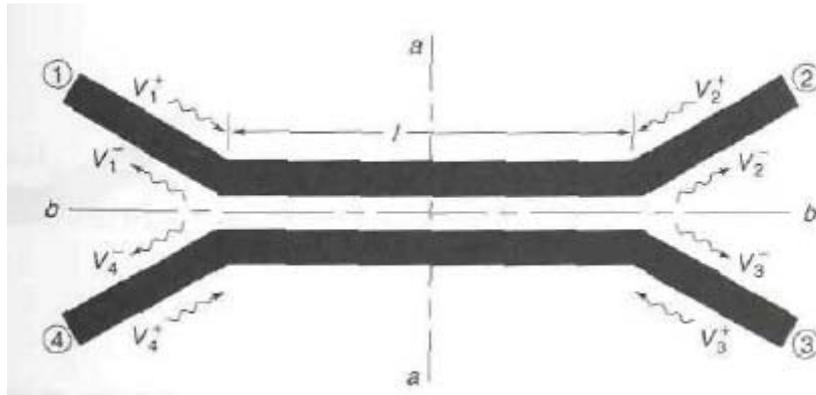


Figura 5-14: Esquema de acoplador direccional de línea acoplada (de [2]).

La Figura 5-14 muestra el esquema de un acoplador direccional de línea acoplada. Esta figura nos sirve para tomar a partir de ahora la misma numeración de puertos para todos los acopladores direccionales de líneas acopladas. Partiendo de esta numeración y suponiendo que solo incide potencia por el puerto 1; tenemos que el puerto 2 es el directo, el puerto 3 es el aislado y el puerto 4 es el acoplado. De esta manera, realizando un buen diseño, podemos hacer que se acople la potencia deseada en el puerto 4.

A continuación se muestran los resultados de algunas simulaciones en *Matlab* y *ADS* de diseños de prueba de acopladores direccionales de línea acoplada. Estos diseños servirán para familiarizarse con estos dispositivos para adquirir experiencia con el objetivo de realizar diseños precisos para la matriz de Butler, objetivo de este proyecto.

Diseño acoplador de líneas acopladas en *Matlab*

Para empezar se ha realizado un programa en *Matlab*. Este programa analiza los parámetros S de un acoplador de líneas acopladas. El análisis se realizará para dos casos: stripline y microstrip. El caso de stripline se aproxima mucho al caso ideal. En stripline suponemos que $\beta_e = \beta_o$. $\beta = \omega \cdot \sqrt{\mu_r \cdot \epsilon_r} / c_o$, donde $\mu_r = 1$. Por tanto, en stripline se tiene que $\epsilon_e = \epsilon_o$.

Se parte de la descripción de una línea acoplada. Se pueden realizar dos planos de simetría para simplificar el circuito. El plano “aa” será el plano vertical y el “bb” será el horizontal. Estos planos se pueden considerar como pared eléctrica o pared magnética.

Pared eléctrica → Circuito cerrado → Odd mode (modo impar).

Pared magnética → Circuito abierto → Even mode (modo par).

La Tabla 5-1 muestra los datos de partida para el diseño de este acoplador direccional de líneas acopladas. Como podemos ver en la tabla, el acoplo deseado en la puerta 4 es de 15 dB y la frecuencia de diseño es de 3 GHz.

C (dB)	Z_c (Ω)	Frecuencia central (GHz)	Banda de frecuencia (GHz)
15	50	3	2.5 – 3.5

Tabla 5-1: Valores para el diseño del acoplador direccional de líneas acopladas.

Donde C es el acoplo que se quiere tener en la puerta acoplada (número 4) y Z_c es la impedancia característica de las líneas de entrada y de salida.

A continuación se muestran los resultados en *Matlab* para los dos casos mencionados, stripline y microstrip.

Acoplador de líneas acopladas con líneas de transmisión stripline:

ϵ_r	ϵ_e	ϵ_o
4.1	4.1	4.1

Tabla 5-2: Valores de las constantes dieléctricas relativa, del modo par y del modo impar para stripline.

En la Tabla 5-2 se muestran los valores de las constantes dieléctricas relativas, del modo par y del modo impar. Como se trata de líneas stripline, estas constantes dieléctricas son iguales.

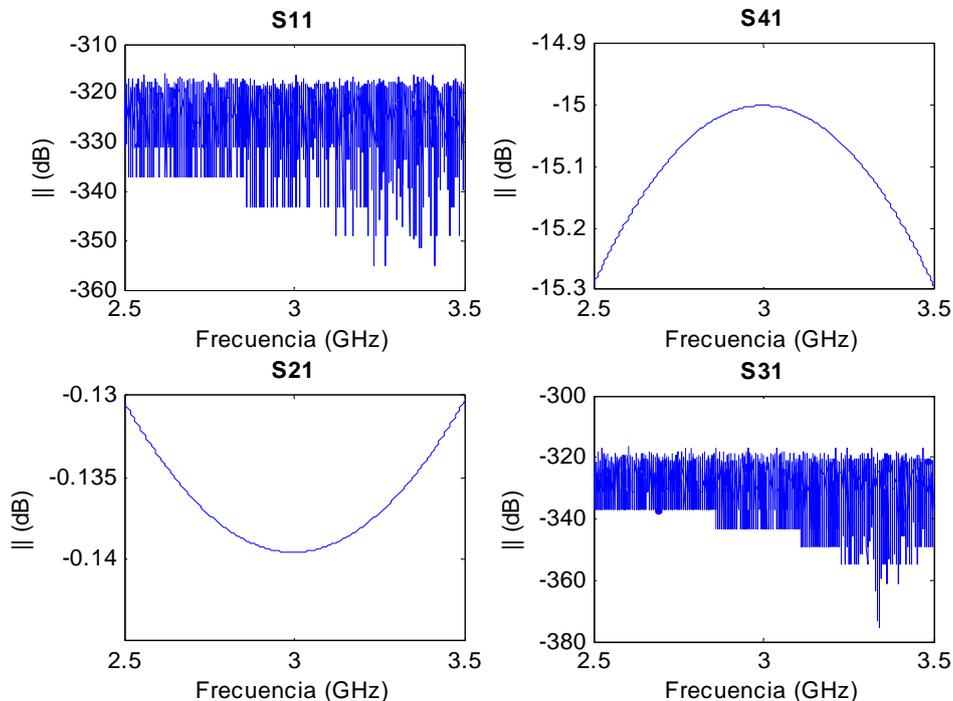


Figura 5-15: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador de líneas acopladas stripline.

Podemos observar que el parámetro “S11”, es decir la reflexión, y el parámetro “S31”, correspondiente a la puerta aislada, son del orden de -300 dB (el valor en dBs de una cantidad que debía salir cero después de operar en Matlab en doble precisión). Este resultado es el esperado puesto que el valor teórico real sería de $-\infty$ dB. Además, en la puerta 4 (parámetro “S41”) obtenemos, a la frecuencia de diseño, el valor de -15 dB con el que partíamos en el diseño. Por la puerta 2 (puerta directa), se obtiene la potencia restante que queda.

Como estos acopladores son recíprocos y simétricos, tenemos que no es necesario calcular más parámetros de dispersión, puesto que:

$$\begin{aligned} S_{14} &= S_{41} = S_{23} = S_{32} \\ S_{12} &= S_{21} = S_{34} = S_{43} \\ S_{11} &= S_{22} = S_{33} = S_{44} \\ S_{13} &= S_{24} = S_{31} = S_{42} \end{aligned}$$

Acoplador de líneas acopladas con líneas de transmisión microstrip:

En este caso se ha elegido una constante dieléctrica relativa de 2.5 que será la que se utilizará para los diseños reales a construir. Las constantes dieléctricas del modo par e impar se calculan a partir de la constante dieléctrica relativa dado lugar a los resultados que se muestran en la Tabla 5-3.

ϵ_r	ϵ_e	ϵ_o
2.5	2.087	1.804

Tabla 5-3: Valores de las constantes dieléctricas relativa, del modo par y del modo impar para microstrip.

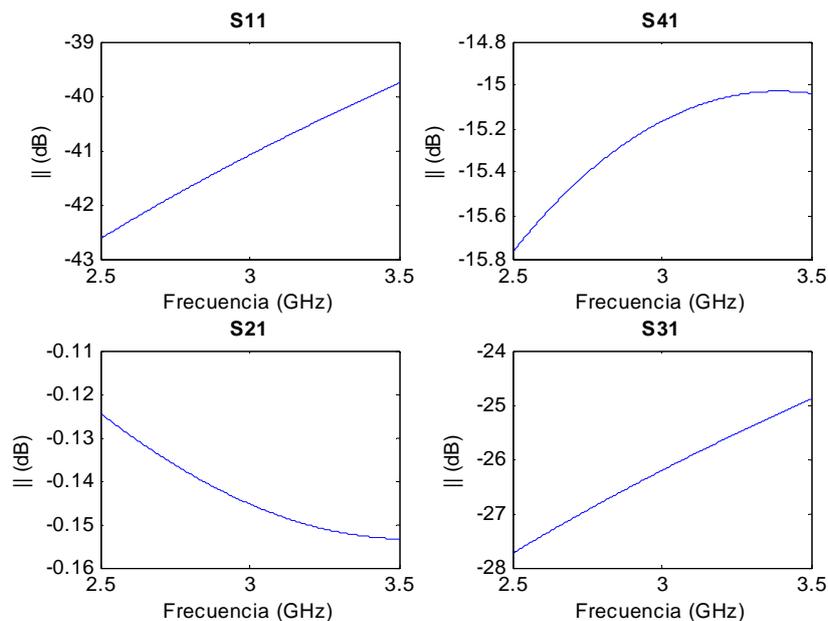


Figura 5-16: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador de líneas acopladas microstrip.

Como era de esperar los resultados no son tan cercanos a la respuesta ideal como ocurría con las líneas stripline, cuyas constantes dieléctricas son iguales. Podemos observar que los parámetros “S11” (reflexión) y “S31” (aislamiento), para cualquier frecuencia, tienen valores muy negativos, pero no tanto como ocurría con el caso de líneas stripline. También vemos que, a la frecuencia de diseño, se obtienen aproximadamente -15 dB de acoplo en la puerta 4.

Es importante apreciar que la curva de acoplo (“S41”) se desplaza ligeramente a la frecuencia de 3.5 GHz, por lo que en los diseños reales habrá que tener en cuenta este desplazamiento para centrarla a la frecuencia de diseño.

Tras este par de ejemplos de acopladores direccionales de líneas acopladas en *Matlab*, el siguiente paso es realizar estos diseños en el software *ADS*. Por tanto, se van a proceder al diseño de tres ejemplos. El primero de ellos se realiza con líneas acopladas ideales (*CLIN*), el segundo con líneas stripline (*SCLIN*) y el último con líneas microstrip (*MCLIN*). Los datos de partida son los mismos que en los diseños realizados en *Matlab*.

Diseño acoplador de líneas acopladas con líneas de transmisión ideales en ADS

Podemos observar en la Figura 5-17 el esquemático necesario para diseñar un acoplador direccional de líneas acopladas ideal. Para ello solo nos basta con indicar las impedancias par e impar, la longitud eléctrica y la frecuencia de diseño.

Para calcular las impedancias par e impar necesarias se utilizan las siguientes formulas:

$$Z_{ce} = Z_0 \sqrt{\frac{1+c}{1-c}}, \quad Z_{co} = Z_0 \sqrt{\frac{1-c}{1+c}}$$

donde Z_0 es la impedancia característica de las líneas de entrada y salida (50Ω).

De modo que para una impedancia característica de $Z_c = 50 \Omega$ obtenemos unas impedancias par e impar de $Z_e = 59.8 \Omega$ y $Z_o = 41.8 \Omega$, respectivamente.

Cabe mencionar, que el elemento *CLIN* no lo he conectado a líneas de 50Ω , ya que es lo mismo que conectar todos los puertos a terminales de 50Ω , como se puede observar en la siguiente figura.

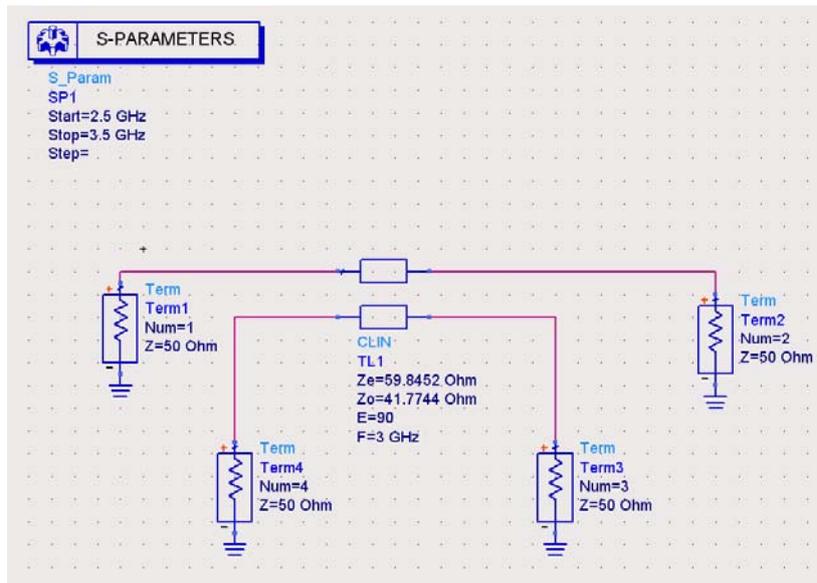


Figura 5-17: Esquemático de acoplador direccional de líneas acopladas ideales.

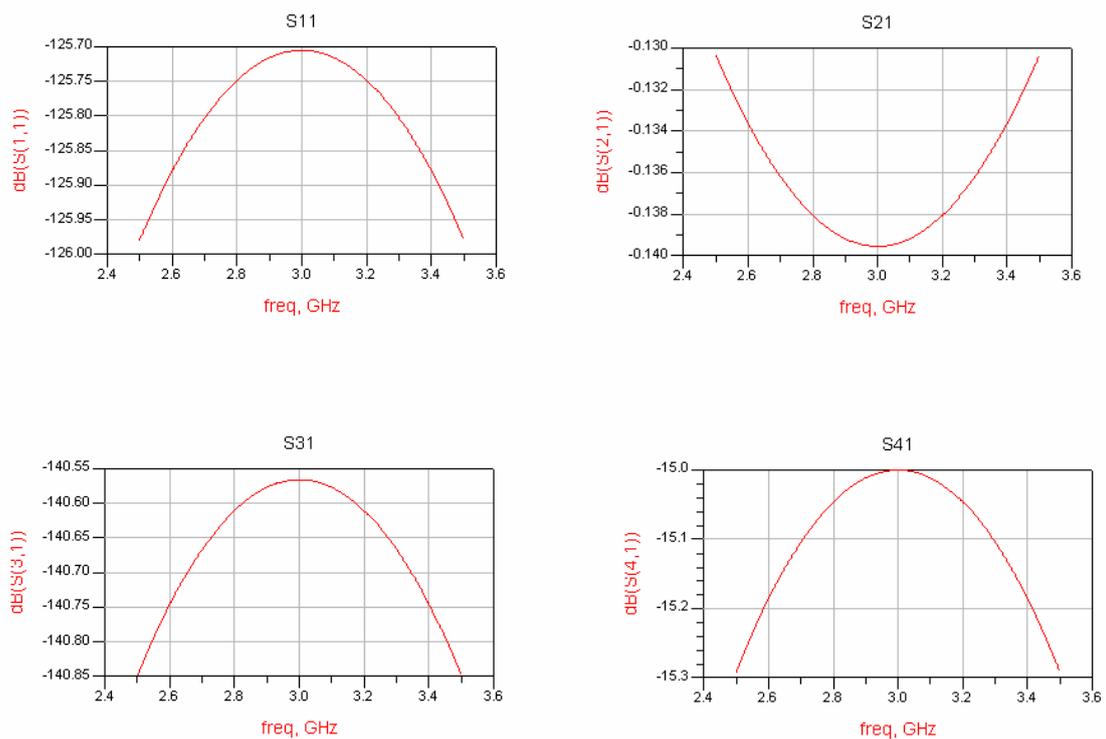


Figura 5-18: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador de líneas acopladas ideales.

En la Figura 5-18 observamos los valores de los parámetros de dispersión que deseamos obtener con el diseño de este acoplador, puesto que son los resultados ideales. Tanto la reflexión (“S11”) como el aislamiento (“S31”) podemos considerar que son $-\infty$ dB. El acoplo (“S41”) a la frecuencia de diseño es justo los -15 dB deseados. Es esencialmente la

misma respuesta que la Fig. 5-16, como cabía esperar, puesto que el programa en Matlab y el programa comercial ADS están haciendo el mismo tipo de simulación.

Diseño acoplador de líneas acopladas con líneas de transmisión stripline en ADS

Una vez observados los resultados ideales que deseamos obtener, pasamos a unos diseños algo más reales. El siguiente diseño se realiza con líneas stripline, de las que se espera resultados muy similares al caso ideal. El primer paso es ejecutar el programa *LineCalc* de ADS, con el que podemos obtener las dimensiones físicas de las líneas stripline sin necesidad de realizar tediosos cálculos. Lo primero es elegir el componente *SCLIN*. Los únicos datos que debemos indicar son los siguientes:

- La constante dieléctrica relativa (E_r) debe ser de 2.5
- La frecuencia de diseño (Freq) es de 3 GHz.
- La impedancia característica (Z_0) es de 50Ω .
- El acoplo (C_DB) es de -15 .
- La longitud eléctrica (E_{Eff}) es de 90° .

Las impedancias del modo par e impar no son necesarias, puesto que las genera automáticamente el programa.

Tras pulsar el botón de “*Synthesize*” obtenemos los valores de la anchura, separación y longitud de las líneas acopladas stripline. Los resultados obtenidos son de una anchura de $W = 1.01\text{ mm}$, una separación de $S = 0.27\text{ mm}$, y una longitud de $L = 15.8\text{ mm}$.

En la Figura 5-19 se muestra lo comentado anteriormente sobre el cálculo de las dimensiones físicas de las líneas acopladas stripline.

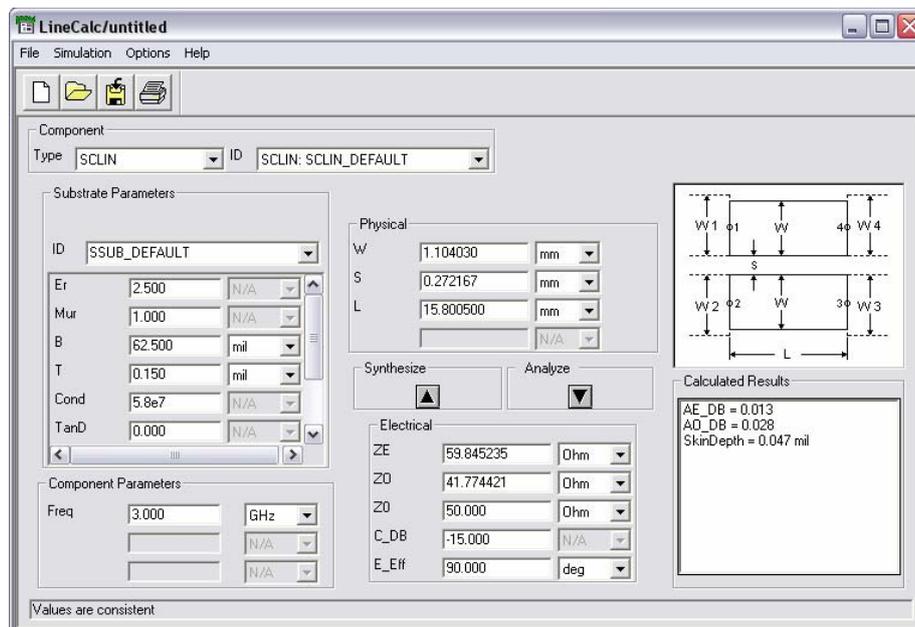


Figura 5-19: Dimensiones físicas generadas por el programa LineCalc de ADS para el caso de líneas acopladas stripline (SCLIN).

En la siguiente figura, Figura 5-20, se puede observar el esquemático para un acoplador direccional de líneas acopladas stripline.

Con respecto al esquemático del acoplador direccional de líneas acopladas ideales, es necesario añadir la definición del sustrato stripline. Esto se lleva a cabo con el componente “SSub”. En él indicamos la constante dieléctrica relativa de 2.5. Además podemos observar como ahora, en el componente “SCLIN”, ya no se indican las impedancias del modo par e impar, sino que ahora debemos indicar las dimensiones físicas calculadas en el programa *LineCalc*.

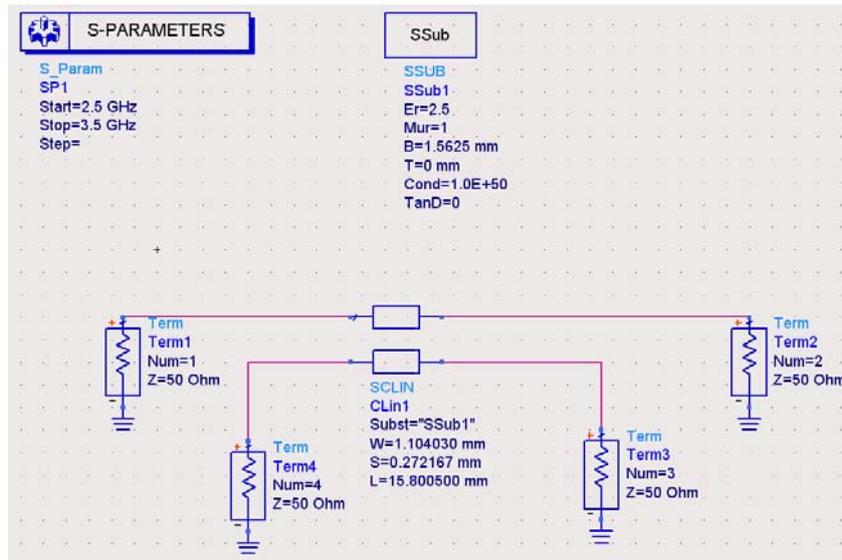


Figura 5-20: Esquemático del acoplador direccional de líneas acopladas stripline.

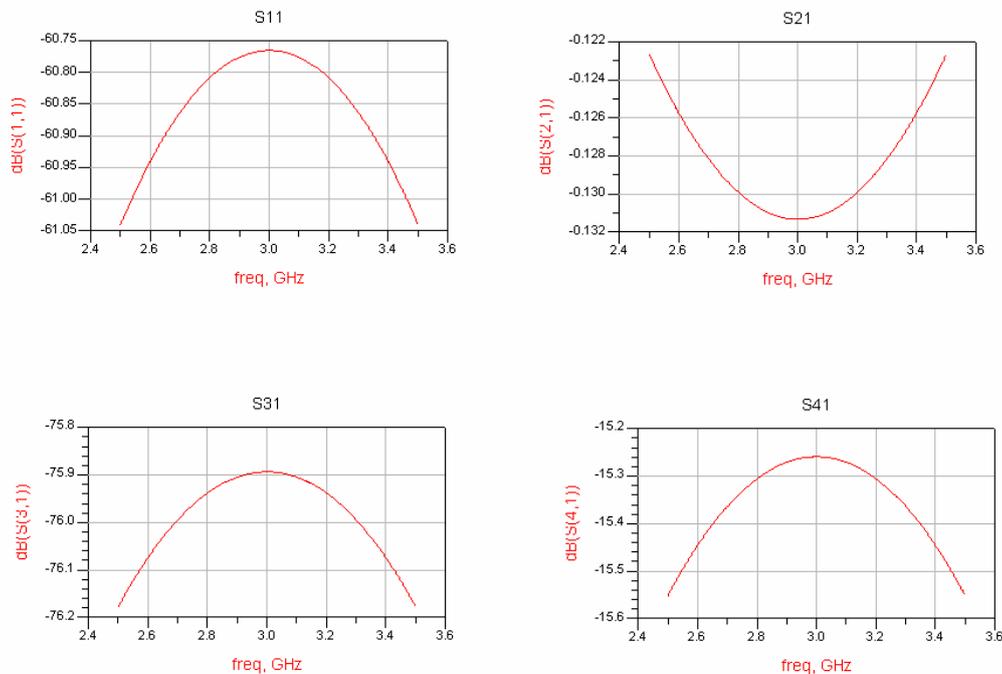


Figura 5-21: Respuesta del módulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador de líneas acopladas stripline.

En la Figura 5-21 se tienen los resultados de la simulación del acoplador direccional de líneas acopladas stripline mostrado en el esquemático de la Figura 5-20.

Como podemos observar, el aislamiento y la reflexión siguen teniendo un comportamiento parecido al caso ideal, aunque disminuye un poco se puede seguir considerando todavía como $-\infty$ dB. La única diferencia a destacar es la respuesta obtenida en el acoplo (“S41”). A la frecuencia de diseño, la respuesta ideal salía justo -15 dB, ahora se observa como ligeramente varía hasta -15.25 dB, aproximadamente. Este ligero cambio no es de importancia, por lo que podemos considerar estos resultados como ideales, como esperábamos antes de realizar la simulación.

Debido a que ahora estamos tratando con dimensiones físicas, podemos generar el layout del circuito diseñado. En la Figura 5-22 se muestra el layout del anterior acoplador direccional de líneas acopladas stripline. A partir de layout podemos realizar una simulación mucho más precisa que la simulación realizada partiendo del esquemático. Para ello utilizamos el *Momentum*, que es un módulo de cálculo integrado en el software ADS. Este es un programa 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 a altas frecuencias de microondas, donde los efectos parásitos y las discontinuidades se vuelven apreciables y se deben tener en cuenta.

De forma resumida, el procedimiento que se realiza con el *Momentum* consiste en primer lugar en dividir la geometría de diseño en fragmentos más pequeños, es decir, realizar el mallado (Momentum RF \rightarrow Mesh). En cada zona del mallado la densidad de corriente eléctrica, J , se aproxima por funciones ‘base’; cada función base describe un comportamiento espacial de la corriente, pero es ponderada por un coeficiente desconocido. El problema de la simulación se resuelve forzando que las condiciones de contorno (electromagnéticas) requeridas del problema sean satisfechas. Este proceso permite generar un sistema de ecuaciones lineales, el cual se soluciona simultáneamente usando técnicas matriciales para determinar los coeficientes desconocidos de las funciones base de corriente. Esta técnica se conoce como **Método de los Momentos**. Cuando el sistema ya se ha resuelto y los coeficientes de las funciones bases ya se han determinado, la distribución de J es conocida, y los parámetros de dispersión 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.



Figura 5-22: Layout del acoplador direccional de líneas acopladas stripline.

A continuación, en la Figura 5-23, se muestra la respuesta full-wave del acoplador de líneas acopladas stripline. Como cabía esperar, los resultados ya no son tan ideales, aunque la reflexión y el aislamiento siguen teniendo valores muy negativos. El acoplo vuelve a

variar ligeramente hasta -15.7 dB, aproximadamente. Por lo que el acoplo resultante se aleja un poco del acoplo deseado de -15 dB.

En la Figura 5-24 se muestra los resultados superpuestos de la simulación del esquemático y de la simulación full-wave. La curva azul se refiere a la simulación del esquemático y la curva rojo a la simulación full-wave. Podemos apreciar como los resultados de la simulación full-wave (curva roja) son ligeramente peores que los de la simulación del esquemático (curva azul). Esto es debido a que la simulación utilizando el método de los momentos tiene en cuenta efectos parásitos (es mucho más precisa que la simulación circuital), aunque su tiempo de cálculo es mucho mayor. Por tanto, siempre nos guiaremos por los resultados obtenidos con la simulación full-wave, aunque la primera parte de los diseños siempre partirá de simulaciones circuital.

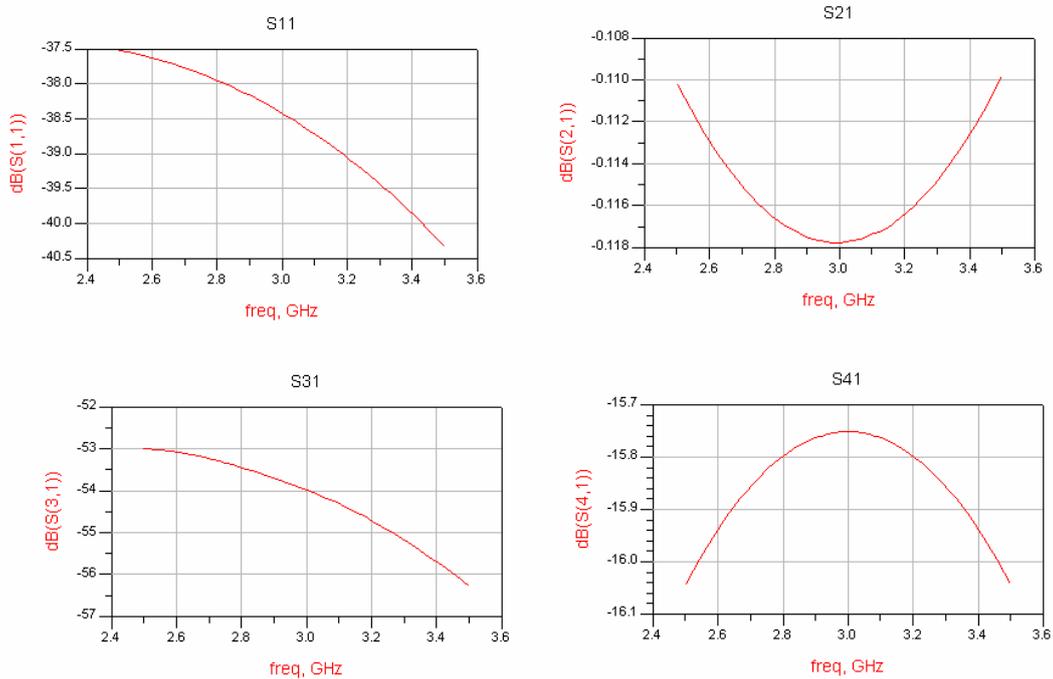


Figura 5-23: Respuesta full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador de líneas acopladas stripline.

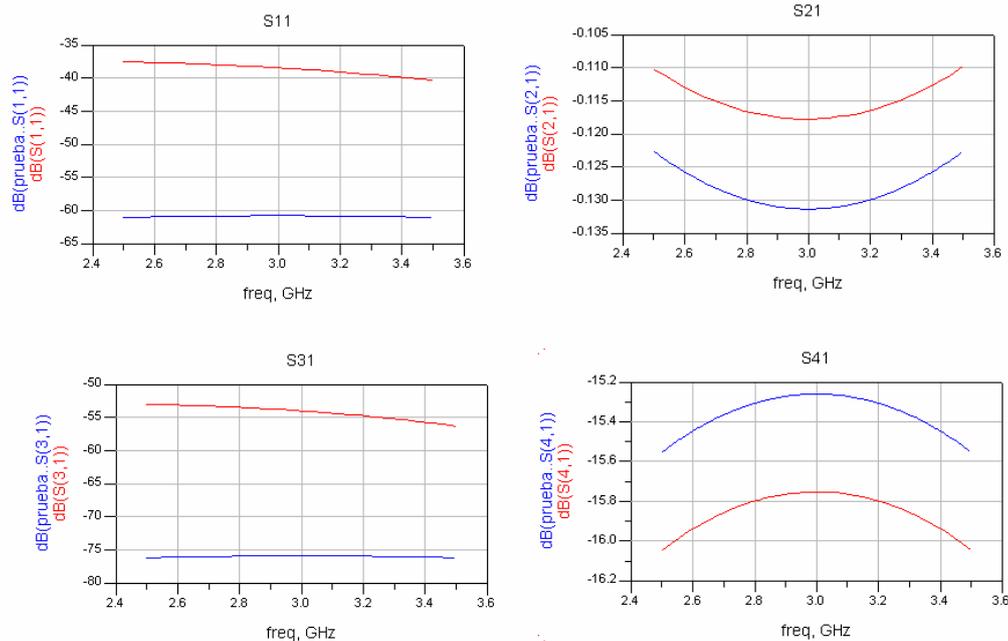


Figura 5-24: Respuesta solapada del esquemático y del full-wave del módulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador de líneas acopladas stripline.

Diseño acoplador de líneas acopladas con líneas de transmisión microstrip en ADS

El siguiente diseño se trata de algo más práctico, ya que será la tecnología a utilizar en la construcción física de la matriz de Butler. Se trata de un acoplador de líneas acopladas microstrip.

Como se ha comentado en el anterior diseño, el primer paso es calcular las dimensiones físicas de las líneas acopladas microstrip (*MCLIN*) mediante el programa LineCalc. Los datos a introducir son los mismos que para el caso de *SCLIN*, pero además debemos introducir el espesor del sustrato $H = 0.8$ mm.

Tras pulsar el botón de “Synthesize” obtenemos los valores de la anchura, separación y longitud de las líneas acopladas microstrip. Los resultados obtenidos son de una anchura de $W = 2.13$ mm, una separación de $S = 0.43$ mm, y una longitud de $L = 17.44$ mm.

En la Figura 5-25 se muestra lo comentado anteriormente sobre el cálculo de las dimensiones físicas de las líneas acopladas microstrip.

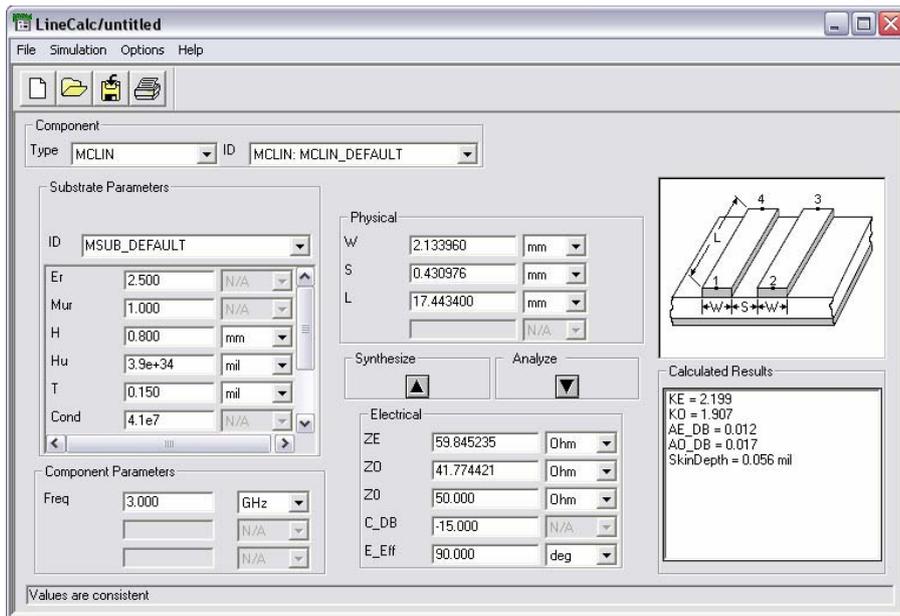


Figura 5-25: Dimensiones físicas generadas por el programa LineCalc de ADS para el caso de líneas acopladas microstrip (MCLIN).

En la siguiente figura, Figura 5-26, se puede observar el esquemático para un acoplador direccional de líneas acopladas microstrip.

En este caso el sustrato ya no es “SSub” como ocurría en el caso de stripline, sino que es “MSub”. En él indicamos la constante dieléctrica relativa de 2.5 y el espesor de sustrato de 0.8 mm. En el componente “MCLIN” indicamos las dimensiones físicas calculadas en el programa *LineCalc*, como hacíamos igualmente para stripline.

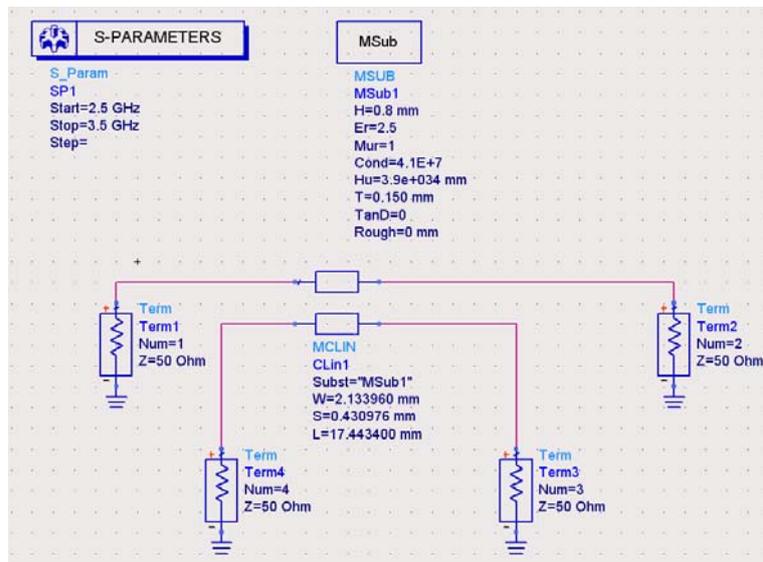


Figura 5-26: Esquemático del acoplador direccional de líneas acopladas microstrip.

En la Figura 5-27 podemos observar los resultados obtenidos tras la simulación del esquemático. La reflexión y el aislamiento empeoran bastante con respecto al caso de

stripline, como era de esperar, ya que las constantes dieléctricas del modo par e impar ya no son iguales. Por lo que la reflexión no es nula y la puerta 3 no está totalmente aislada. Además ya no se obtiene la forma de curva como en los casos anteriores. El acoplo (“S41”) empeora bastante más que en el caso de stripline, puesto que ahora alcanza -13.4 dB a la frecuencia de diseño. Estos resultados ya se van aproximando más al caso práctico, y se van alejando del caso ideal.

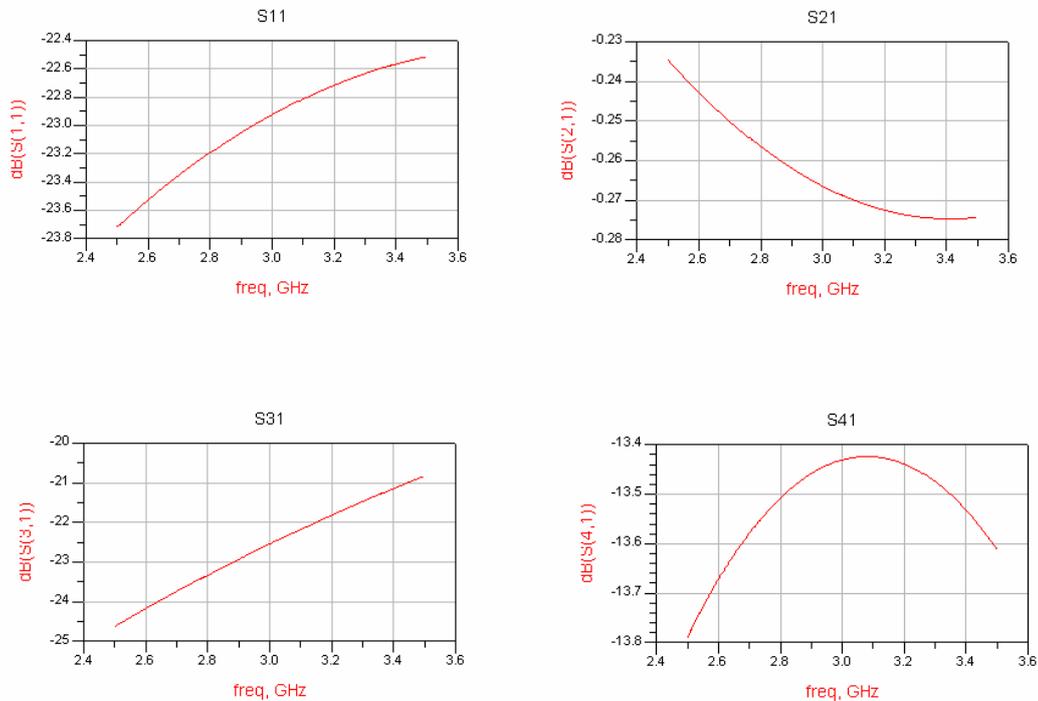


Figura 5-27: Respuesta del módulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador de líneas acopladas microstrip.

Respecto al layout del acoplador direccional de líneas acopladas microstrip, el aspecto es prácticamente igual que al del caso de líneas stripline (aunque este tendría la estructura cerrada por un conductor exterior), lo único que cambian son las dimensiones.

A continuación, en la Figura 5-28, mostramos los resultados obtenidos realizando la simulación con el *Momentum*. La respuesta full-wave es similar a los resultados obtenidos anteriormente con la simulación del esquemático, mejorando ligeramente. Por lo que en este caso, nos podemos fiar de la respuesta obtenida en la simulación del esquemático, pero esto no se debe tomar como regla general.

En la Figura 5-29, se muestran superpuestas las respuestas obtenidas de la simulación del esquemático y del full-wave. Se observa como la curva roja (full-wave) es ligeramente mejor a la curva azul (simulación del esquemático).

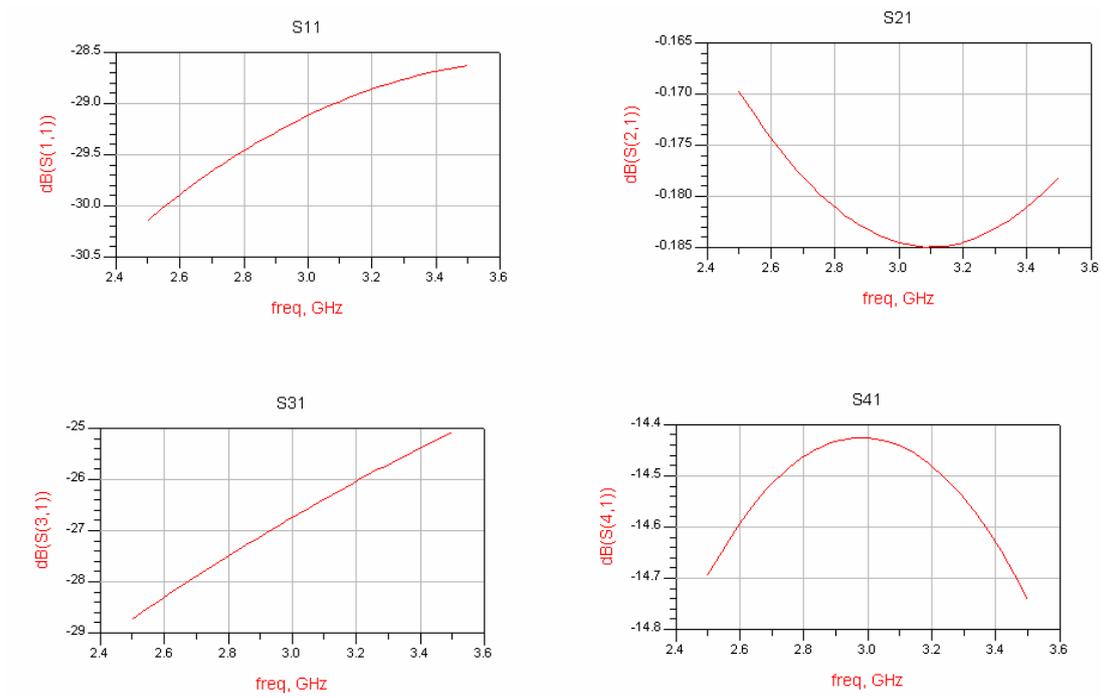


Figura 5-28: Respuesta full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador de líneas acopladas microstrip.

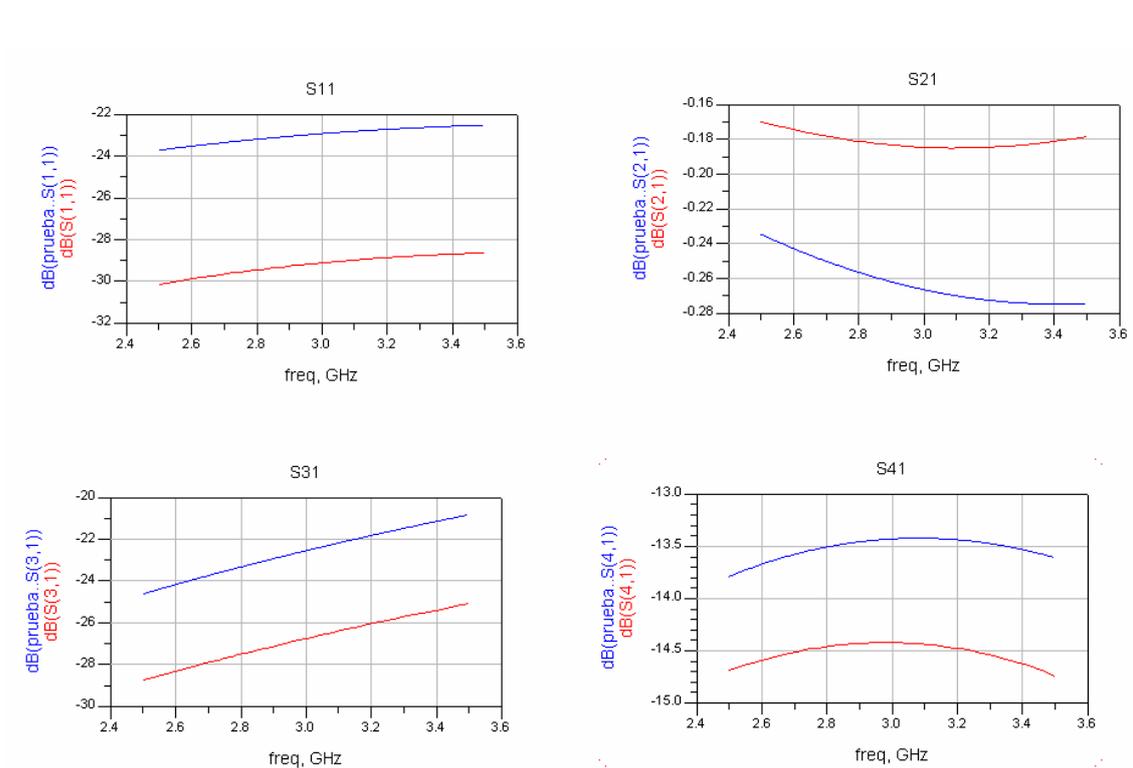


Figura 5-29: Respuesta solapada del esquemático y del full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador de líneas acopladas microstrip.

5.8.2 Acopladores de líneas acopladas multisección

Como se comentó anteriormente en la sección 5.4, el acoplo de un acoplador direccional de líneas acopladas de una sección está limitado en ancho de banda debido a que las líneas deben tener una longitud de $\lambda/4$, lo cual sólo se conseguirá exactamente a la frecuencia central de diseño. El ancho de banda se puede incrementar usando múltiples secciones.

En la sección 5.4 tenemos todo el desarrollo teórico de este tipo de acopladores direccionales. Además, en la Figura 5-30, podemos observar el esquema de uno de estos acopladores.

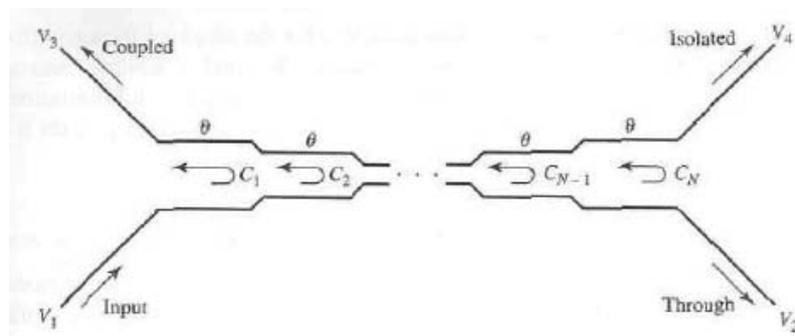


Figura 5-30: Esquema de un acoplador direccional de líneas acopladas de múltiple secciones (de [1]).

Diseño de un acoplador de líneas acopladas multisección en Matlab

En este programa de *Matlab* se diseña un acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones y se compara con uno de una sección. Estos acopladores se suelen hacer con líneas stripline, por lo que en este ejemplo lo haremos con este tipo de líneas.

Como vimos en el apartado 5.4, el diseño de estos acopladores se realiza calculando el acoplo de cada sección por separado. En este ejemplo diseñamos un acoplador de tres secciones, con un acoplo de 15 dB de respuesta binomial (maximalmente plana). La impedancia de sistema es de 50Ω y la frecuencia central es de 3 GHz.

$$\left. \frac{d^n}{d\theta^n} C(\theta) \right|_{\theta=\pi/2} = 0 \quad \text{para } n = 1, 2, \dots$$

$$C = 2 \cdot j \cdot \text{sen} \theta \cdot e^{-jN\theta} \left[C_1 \cdot \cos(N-1)\theta + C_2 \cdot \cos(N-3)\theta + \dots + \frac{1}{2} C_M \right], \quad M = \frac{N+1}{2}$$

$$C = 2 \cdot \text{sen} \theta \left[C_1 \cdot \cos(2\theta) + \frac{1}{2} C_2 \right] = C_1 (\text{sen} 3\theta - \text{sen} \theta) + C_2 \cdot \text{sen} \theta = C_1 \cdot \text{sen} 3\theta + (C_2 - C_1) \cdot \text{sen} \theta$$

$$\frac{dC}{d\theta} = \left[3 \cdot C_1 \cdot \cos 3\theta + (C_2 - C_1) \cdot \cos \theta \right]_{\pi/2} = 0$$

$$\frac{d^2C}{d\theta^2} = [-9 \cdot C_1 \cdot \text{sen}3\theta - (C_2 - C_1) \cdot \text{sen}\theta]_{\pi/2} = 10 \cdot C_1 - C_2 = 0$$

$$C_0 = 15\text{dB} \rightarrow C = 10^{-15/20} = 0.1778$$

$$\left. \begin{array}{l} 10 \cdot C_1 - C_2 = 0 \\ C_2 - 2 \cdot C_1 = 0.1778 \end{array} \right\} \rightarrow \left. \begin{array}{l} C_1 = C_3 = 0.022225 = 33.062\text{dB} \\ C_2 = 0.22225 = 13.062\text{dB} \end{array} \right\}$$

Podemos observar, como el acoplo de la tercera sección es igual que el de la primera. Esto es debido a que la estructura debe de tener simetría. También podemos calcular las impedancias del modo par e impar de cada sección de la siguiente manera:

$$Z_e = Z_c \cdot \sqrt{\frac{1+c}{1-c}} \quad Z_o = Z_c \cdot \sqrt{\frac{1-c}{1+c}}$$

$$Z_{e1} = Z_{e3} = 50 \cdot \sqrt{\frac{1+0.022225}{1-0.022225}} = 51.124\Omega \quad Z_{o1} = Z_{o3} = 50 \cdot \sqrt{\frac{1-0.022225}{1+0.022225}} = 48.9\Omega$$

$$Z_{e2} = 50 \cdot \sqrt{\frac{1+0.22225}{1-0.22225}} = 62.68\Omega \quad Z_{o2} = 50 \cdot \sqrt{\frac{1-0.22225}{1+0.22225}} = 39.885\Omega$$

Los datos de partida de este programa son los siguientes:

Acoplador 1 sección	Acoplador 3 secciones						
Acoplo (dB)	Acoplo (dB)	μ_r	$Z_C (\Omega)$	ϵ_r	ϵ_e	ϵ_o	f_o (GHz)
15	15	1	50	4.1	4.1	4.1	3

Tabla 5-4: Datos iniciales para el acoplador direccional de líneas acopladas de una sección y de tres secciones.

Como se ha visto en las anteriores formulas, se puede calcular el acoplo de cada sección para el acoplador de tres secciones sabiendo el número de secciones y el acoplo global.

En la Figura 5-31 se muestran los resultados obtenidos tras ejecutar este programa de *Matlab*. La curva azul corresponde al acoplador de una sección y la curva roja al acoplador de tres secciones.

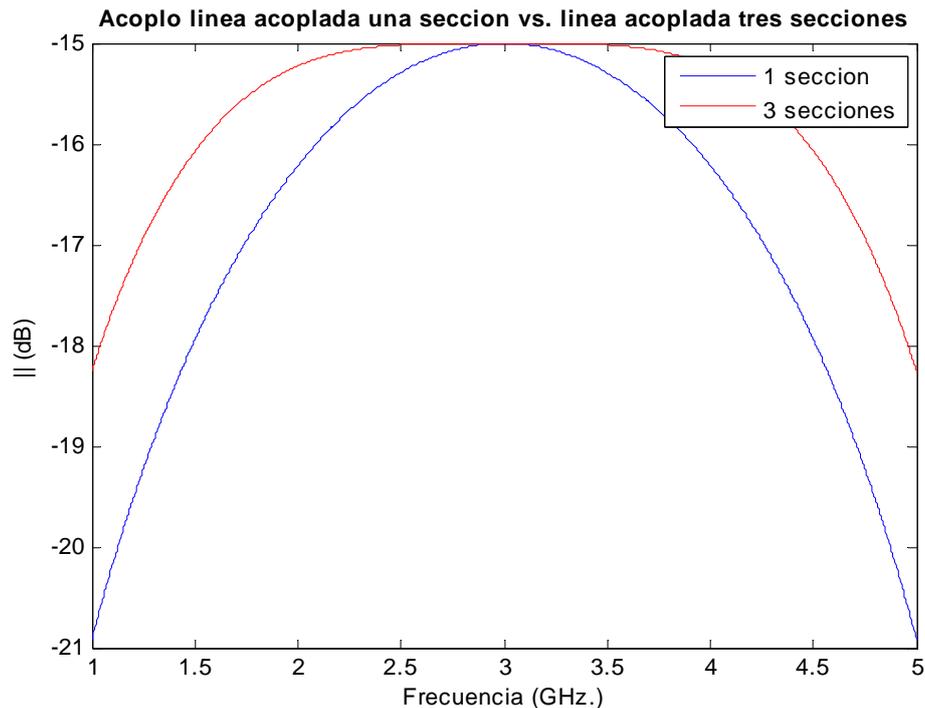


Figura 5-31: Comparación entre el acoplamiento de un acoplador direccional de líneas acopladas de una sección y otro de tres secciones.

Con estos acopladores se pueden conseguir anchos de banda elevados, pero los niveles de acoplamiento deben ser bajos. Podemos observar en la Figura 5-31 como, al utilizar un acoplador de tres secciones en vez de uno de una sección, se aumenta el ancho de banda.

A continuación se va a pasar a explicar como se realiza el análisis en Matlab del circuito formado por varias secciones de líneas de transmisión acopladas.

Análisis acoplador de líneas acopladas multisección en Matlab

En este programa de *Matlab* se analiza un acoplador direccional de líneas acopladas con un número arbitrario de secciones. Es decir, sabiendo los parámetros (longitud, impedancias y permitividades efectivas par e impar) de las líneas para cada sección (por ejemplo como en el acoplador de tres secciones visto anteriormente), primero se calcula cada sección como si fuese un acoplador independiente y posteriormente se unen en cascada los resultados de cada sección de la siguiente manera:

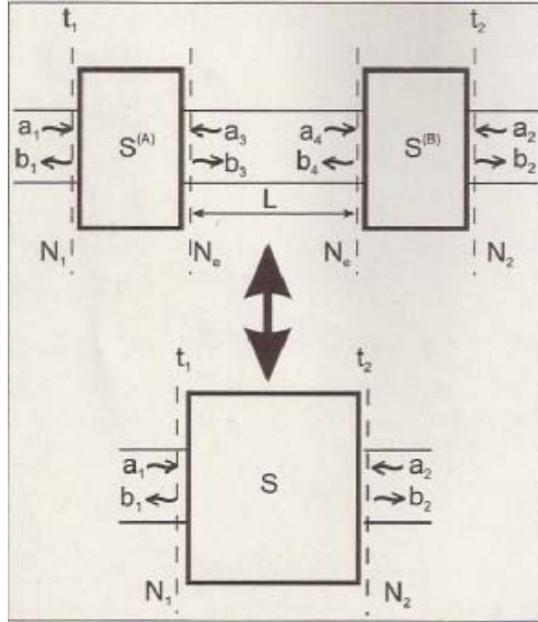


Figura 5-32: Enlace de dos elementos caracterizados por su matriz S (que puede ser multimodo), unidos por un medio de transmisión de longitud L.

Los dos elementos A y B están caracterizados por su matriz S, $S^{(A)}$ y $S^{(B)}$ respectivamente. El problema consiste en hallar una matriz que caracterice al conjunto A-tramo-B globalmente, desde el plano t_1 al plano t_2 :

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (5.51-a)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (5.51-b)$$

Para este problema, está claro que la matriz $S^{(A)}$ debe estar definida sobre unos modos (o puertas eléctricas) en su salida que deben ser los mismo que los de entrada de $S^{(B)}$. Por esta razón, la matriz $S^{(A)}$ está tomada sobre N_1 modos (o puertas eléctricas) a la entrada y N_e a la salida, y la matriz $S^{(B)}$ por N_e a la entrada y N_2 a la salida.

Puesto que en el medio de transmisión físicamente sólo se produce la propagación de los modos, los vectores de amplitudes de las ondas en el tramo deben cumplir,

$$a_3 = \gamma \cdot b_4 \quad a_4 = \gamma \cdot b_3 \quad \gamma = \text{diag}[e^{-\gamma_i L}] \quad \text{matriz } N_e \times N_e \quad (5.52)$$

donde γ_i es la constante de propagación del modo i en el tramo de guía. El sistema matricial a resolver, una vez que se ha hecho uso de (5.52), es el siguiente,

$$b_1 = S_{11}^{(A)} \cdot a_1 + S_{12}^{(A)} \cdot \gamma \cdot b_4 \quad (5.53)$$

$$b_3 = S_{21}^{(A)} \cdot a_1 + S_{22}^{(A)} \cdot \gamma \cdot b_4 \quad (5.54)$$

$$b_4 = S_{11}^{(B)} \cdot \gamma \cdot b_3 + S_{12}^{(B)} \cdot a_2 \quad (5.55)$$

$$b_2 = S_{21}^{(B)} \cdot \gamma \cdot b_3 + S_{22}^{(B)} \cdot a_2 \quad (5.56)$$

en el que deberemos despejar b_1 y b_2 en función de a_1 y a_2 de acuerdo a (7.1). Comenzamos con la ecuación (5.55), en la que sustituimos (5.54) para llegar a,

$$b_4 = H_1 \cdot S_{11}^{(B)} \cdot \gamma \cdot S_{21}^{(A)} \cdot a_1 + H_1 \cdot S_{12}^{(B)} \cdot a_2 \quad (5.57)$$

en la que hemos definido,

$$H_1 = \{I - S_{11}^{(B)} \cdot \gamma \cdot S_{22}^{(A)} \cdot \gamma\}^{-1} \quad (5.58)$$

El valor de b_4 ya despejado lo insertamos en (5.54), de la que ya se puede obtener S_{11} y S_{12} . Para obtener los parámetros restantes hay que empezar por (5.56) y sustituir de manera sucesiva (5.54) y (5.57). La matriz S queda finalmente:

$$S = \begin{pmatrix} S_{11}^{(A)} + S_{12}^{(A)} \cdot \gamma \cdot H_1 \cdot S_{11}^{(B)} \cdot \gamma \cdot S_{21}^{(A)} & S_{12}^{(A)} \cdot \gamma \cdot H_1 \cdot S_{12}^{(B)} \\ S_{21}^{(B)} \cdot \gamma \cdot (I + S_{22}^{(A)} \cdot \gamma \cdot H_1 \cdot S_{11}^{(B)} \cdot \gamma) \cdot S_{21}^{(A)} & S_{22}^{(B)} + S_{21}^{(B)} \cdot \gamma \cdot S_{22}^{(A)} \cdot \gamma \cdot H_1 \cdot S_{12}^{(B)} \end{pmatrix} \quad (5.59)$$

Como podemos observar en la ecuación 5.59, se trata de la matriz S estructurada como un cuadripolo (dos puertos). En nuestro caso del acoplador se trata de un octopolo (cuatro puertos), por lo que cada parámetro S será a su vez una matriz de parámetros. Esto lo hacemos tratando el octopolo como si fuera un cuadripolo y suponiendo que se propagan varios modos en cada puerto, como se explica en la sección 3.4.4. De tal modo que si tenemos un cuadripolo, en el puerto de entrada se propagaran dos modos y en el puerto de salida otros dos.

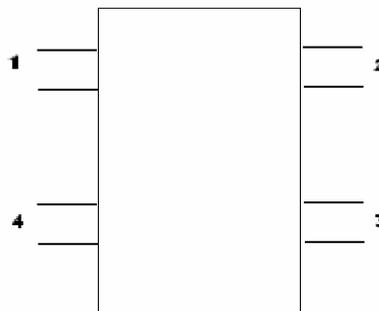


Figura 5-33: Octopolo correspondiente al acoplador direccional de líneas acopladas.

En la anterior figura se muestra nuestro octopolo que simula el comportamiento del acoplador direccional. Por tanto debemos pasar esta estructura a un cuadripolo, de la siguiente manera:

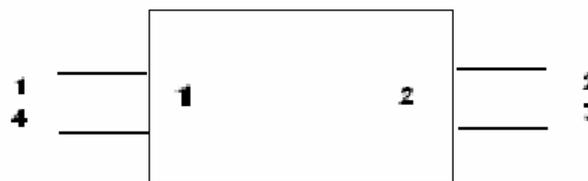


Figura 5-34: Cuadripolo equivalente al octopolo de la Figura 7-20.

De esta manera tenemos dos puertos (1 y 2) y en cada puerto dos modos. Para aplicar la ecuación 7.9 es necesario que reordenemos la numeración de las matrices S de cada acoplador, ya que es necesario empezar a numerar los puertos de la izquierda de nuestro octopolo y luego los puertos de la derecha. Por lo tanto renumeramos de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} 1 &\rightarrow 1 \\ 4 &\rightarrow 2 \\ 2 &\rightarrow 3 \\ 3 &\rightarrow 4 \end{aligned}$$

De tal manera que nuestra matriz S de un acoplador queda reordenada de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_4 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{14} & S_{12} & S_{13} \\ S_{41} & S_{44} & S_{42} & S_{43} \\ S_{21} & S_{24} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{34} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_4 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix}$$

Siendo equivalente a un cuadripolo de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [S_{11}] & [S_{12}] \\ [S_{21}] & [S_{22}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

donde cada parámetro $[S_{ij}]$ es una matriz de 2×2 .

A continuación se ejecuta el programa mencionado anteriormente con los siguientes datos de partida:

Acoplador 1 sección	Acoplador 3 secciones								
	C ₁ (dB)	C ₂ (dB)	C ₃ (dB)	μ_r	Z _C (Ω)	ϵ_r	ϵ_e	ϵ_o	f _o (GHz)
15	33.062	13.062	33.062	1	50	4.1	4.1	4.1	3

Tabla 5-5: Datos iniciales para el acoplador direccional de líneas acopladas de una sección y de tres secciones.

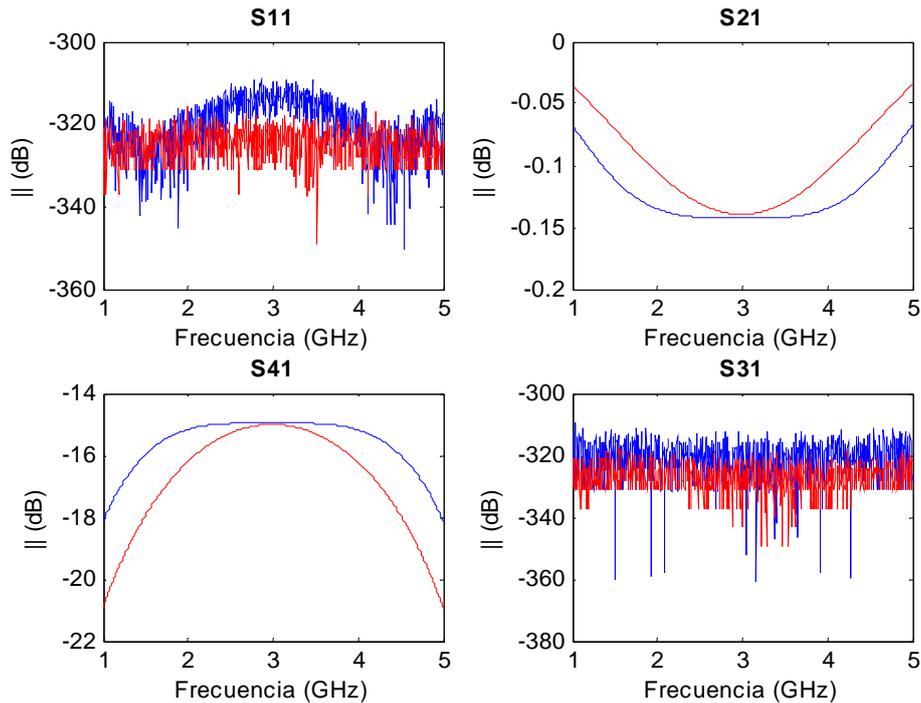


Figura 5-35: Comparación de los parámetros S , incidiendo por el puerto 1, de un acoplador direccional de líneas acopladas de una sección frente a otro de tres secciones.

En la Figura 5-35 se muestra una comparación de los parámetros S , incidiendo por el puerto 1, de un acoplador direccional de líneas acopladas de una sección frente a otro de tres secciones. Solo es necesario mostrar estos cuatro parámetros S , puesto que por simetría y reciprocidad del circuito se calculan los restantes. No obstante, al ejecutar este programa de *Matlab* se han comprobado todos los parámetros S .

La gráfica roja representa el acoplador de una sección mientras que la azul representa el acoplador de tres secciones. Como se puede observar, las curvas entre los dos acopladores coinciden. La adaptación (S_{11}) y el aislamiento (S_{31}) tienden a menos infinito, como era de esperar. El acoplo para los dos acopladores es de -15 dB a la frecuencia de diseño, pero se puede observar como el acoplo para el acoplador de tres secciones (curva azul) tiene mayor ancho de banda que el del acoplador de una sección.

A continuación se muestran los resultados obtenidos tras ejecutar un programa en *Matlab* igual que el anterior pero ahora para acopladores direccionales de cinco, siete y nueve secciones. Los datos de partida para estos acopladores son los siguientes:

Acoplador de 5 secciones				
C_1 (dB)	C_2 (dB)	C_3 (dB)	C_4 (dB)	C_5 (dB)
47.603	28.202	12.137	28.202	47.603

Tabla 5-6: Datos iniciales para el acoplador direccional de líneas acopladas de cinco secciones.

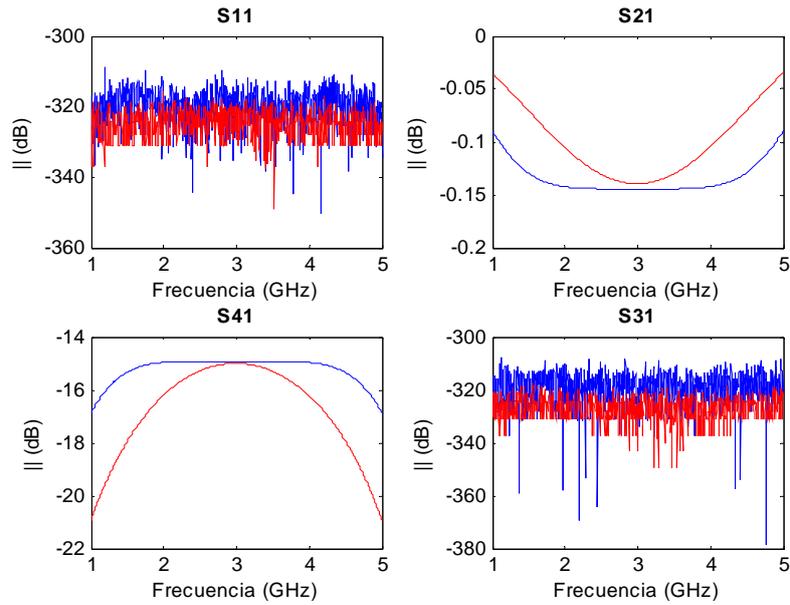


Figura 5-36: Comparación de los parámetros S , incidiendo por el puerto 1, de un acoplador direccional de líneas acopladas de una sección frente a otro de cinco secciones.

Acoplador de 7 secciones						
C_1 (dB)	C_2 (dB)	C_3 (dB)	C_4 (dB)	C_5 (dB)	C_6 (dB)	C_7 (dB)
61.228	40.559	25.694	11.548	25.694	40.559	61.228

Tabla 5-7: Datos iniciales para el acoplador direccional de líneas acopladas de siete secciones.

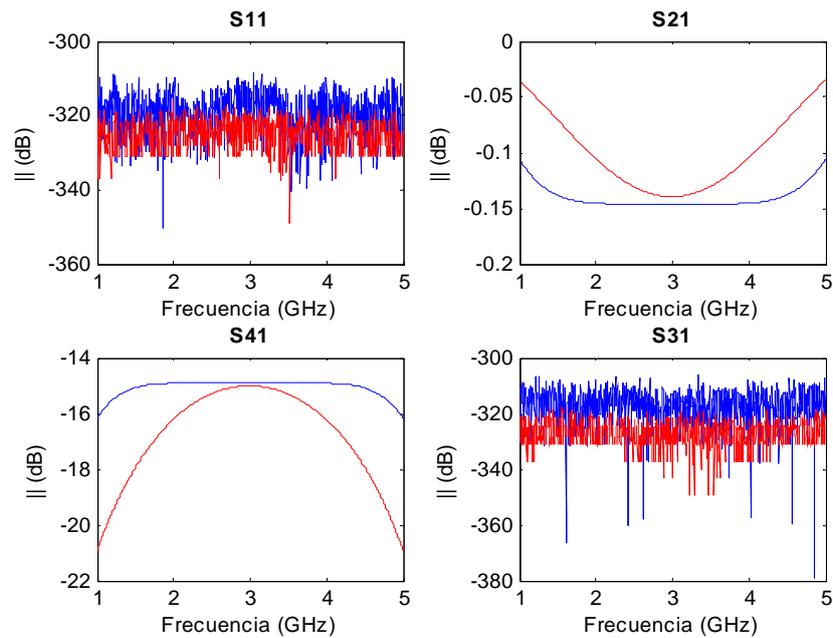


Figura 5-37: Comparación de los parámetros S , incidiendo por el puerto 1, de un acoplador direccional de líneas acopladas de una sección frente a otro de siete secciones.

Acoplador de 9 secciones								
C ₁ (dB)	C ₂ (dB)	C ₃ (dB)	C ₄ (dB)	C ₅ (dB)	C ₆ (dB)	C ₇ (dB)	C ₈ (dB)	C ₉ (dB)
74.429	52.441	36.657	24.075	11.122	24.075	36.657	52.441	74.429

Tabla 5-8: Datos iniciales para el acoplador direccional de líneas acopladas de nueve secciones.

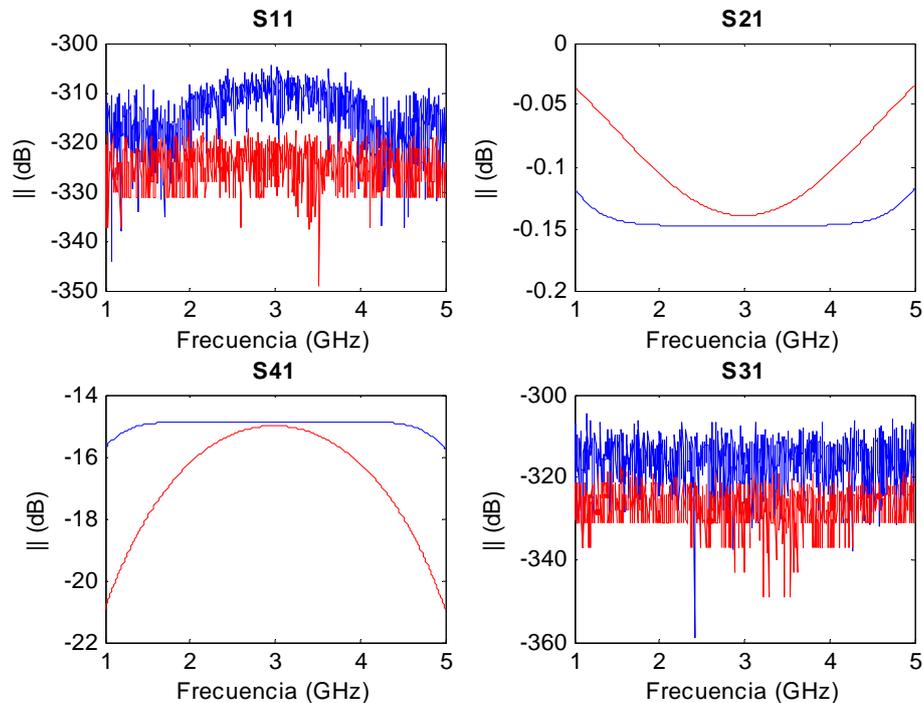


Figura 5-38: Comparación de los parámetros S , incidiendo por el puerto 1, de un acoplador direccional de líneas acopladas de una sección frente a otro de nueve secciones.

Como se puede observar en las anteriores figuras, el acoplo (S_{41}) va creciendo en ancho de banda a medida que se van aumentando el número de secciones (curva azul). Los comentarios de la Figura 5-35 son validos para estas tres figuras, ya que solo se va cambiando el número de secciones.

En la siguiente figura, Figura 5-39, podemos observar en una misma figura todos los resultados obtenidos al ir aumentando el número de secciones. Como vemos, el acoplo va aumentando según incrementamos el número de secciones.

- Curva roja → 1 sección.
- Curva azul → 3 secciones.
- Curva verde → 5 secciones.
- Curva amarilla → 7 secciones.
- Curva morada → 9 secciones.

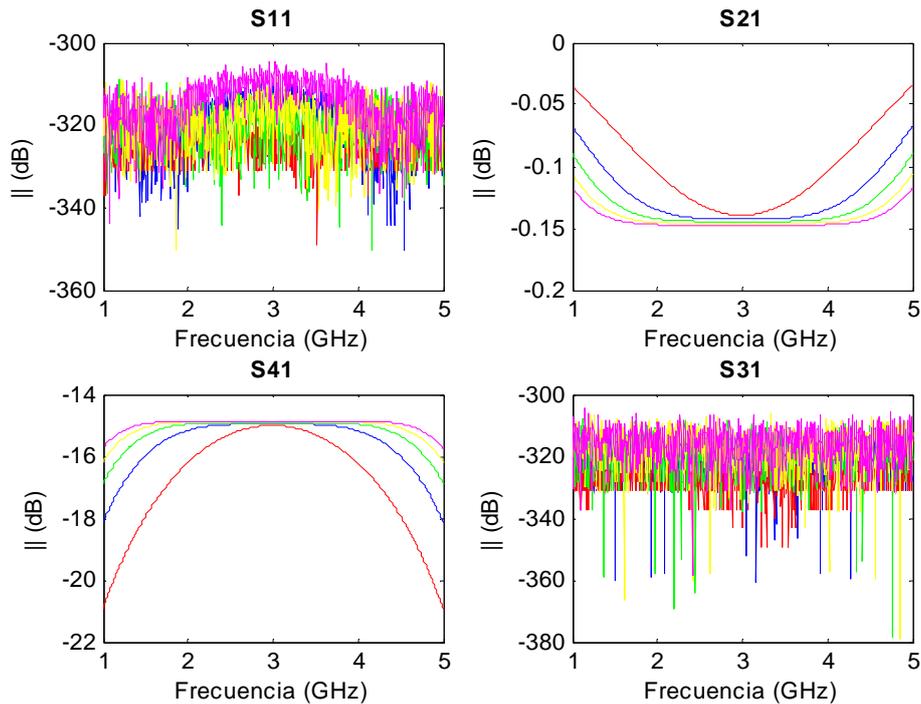


Figura 5-39: Comparación de los parámetros S, incidiendo por el puerto 1, de un acoplador direccional de líneas acopladas de una sección frente a otro de tres, cinco, siete y nueve secciones.

Tras haber realizado unos ejemplos en *Matlab* de acopladores direccionales de líneas acopladas de varias secciones, realizaremos algunos ejemplos en *ADS*.

En el siguiente ejemplo se diseña un acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones. Este ejemplo consta de tres diseños, uno para el caso de líneas de transmisión acopladas ideales (*CLIN*), otro para líneas stripline (*SCLIN*) y el último para líneas microstrip (*MCLIN*).

Diseño acoplador de líneas acopladas multisección con líneas de transmisión ideales en ADS

En la Figura 5-40 se muestra el esquemático de un acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones.

El primer paso es definir el rango de frecuencia para dicho esquemático. Esto se hace con el elemento “*S_Param*” indicando la frecuencia de inicio, la frecuencia de fin y el paso entre un punto de frecuencia y el siguiente.

El segundo paso es ir colocando cada sección (*CLIN*) del acoplador. Como se puede apreciar en la Figura 5-40, la sección tres es exactamente igual a la sección uno. Esto es debido a que el circuito debe de ser simétrico. En cada sección se indica la frecuencia de diseño (3 GHz), la longitud eléctrica (90°) y las impedancias par e impar. Dichas impedancias se calculan sabiendo el valor del acoplo de cada sección de la siguiente manera:

$$Z_e = Z_c \cdot \sqrt{\frac{1+c}{1-c}} \quad Z_o = Z_c \cdot \sqrt{\frac{1-c}{1+c}}$$

Por tanto, se tiene los siguientes valores para el esquemático:

Rango de frecuencia (GHz)	Frecuencia de diseño (GHz)	Z_c (Ω)	E (grados)	Sección 1 y 3		Sección 2	
				Z_e (Ω)	Z_o (Ω)	Z_e (Ω)	Z_o (Ω)
2.5 – 3.5	3	50	90	51.1	48.9	62.7	39.9

Tabla 5-9: Datos iniciales para el acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones con líneas ideales.

El último paso es cargar cada puerto con una impedancia de 50 Ω y ejecutar la simulación.

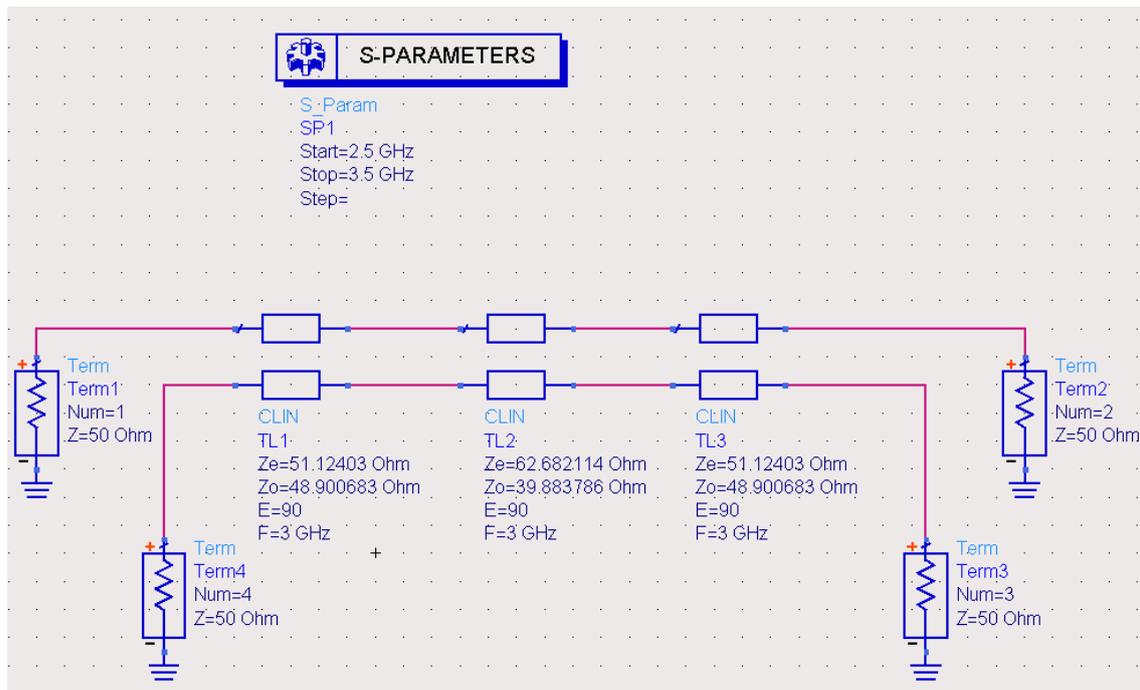


Figura 5-40: Esquemático de acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones con líneas de transmisión ideales.

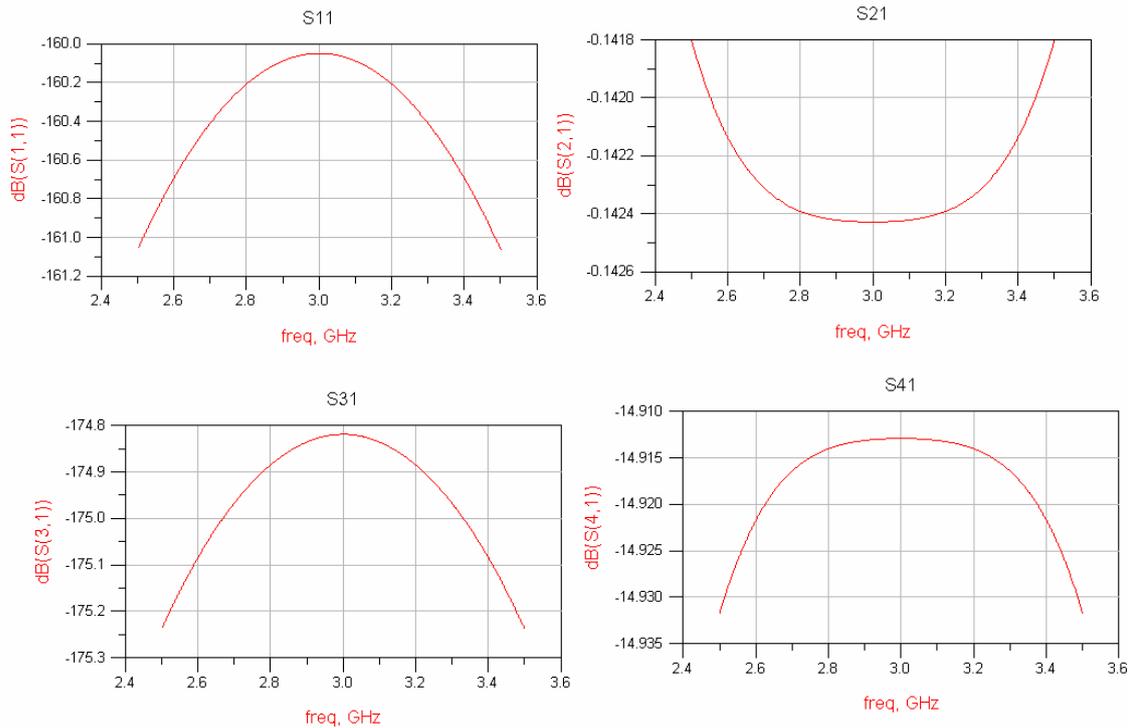


Figura 5-41: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones con líneas ideales.

En la Figura 5-41 se puede observar los resultados obtenidos tras ejecutar la simulación del esquemático de la Figura 5-40. Se muestran los parámetros S en dB de cada puerto, suponiendo que el puerto de entrada es el puerto número uno, para un acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones usando líneas de transmisión ideales.

Se puede observar como la adaptación (S_{11}) y el aislamiento (S_{31}) tienden a $-\infty$ dB, para cualquier frecuencia, como se esperaba. El acoplo (S_{41}), a la frecuencia de diseño, es aproximadamente -15 dB.

Por tanto, se han obtenido los resultados que se esperaban para el diseño con líneas de transmisión ideales.

Diseño acoplador de líneas acopladas multisección con líneas de transmisión stripline en ADS

Una vez realizado el diseño del acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones utilizando líneas de transmisión ideales, se procede a realizar el mismo diseño pero con líneas de transmisión stripline. Para ello se va a utilizar el mismo esquemático de la Figura 5-40, pero reemplazando las secciones *CLIN* por las secciones *SCLIN*.

En el componente *SCLIN* hay que indicar el valor de la anchura (W), de la separación (S) y de la longitud (L) de las líneas acopladas stripline. Estos valores se obtienen mediante la herramienta *LineCalc* de *ADS*.

Los únicos datos que debemos indicar son los siguientes:

- La constante dieléctrica relativa (E_r) debe ser de 2.5
- La frecuencia de diseño (Freq) es de 3 GHz.
- La impedancia característica (Z_0) es de 50Ω .
- El acoplo (C_DB) es de -33.062 para la sección 1 y 3, y de -13.062 para la sección 2.
- La longitud eléctrica (E_Eff) es de 90° .

Las impedancias del modo par e impar no son necesarias, puesto que las genera automáticamente el programa.

Tras pulsar el botón de “Synthesize” obtenemos los valores de la anchura, separación y longitud de las líneas acopladas stripline. Los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 5-10.

A continuación se muestra el esquemático de un acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones utilizando líneas de transmisión stripline. Como se ha mencionado anteriormente, se utiliza el componente “SCLIN” donde se indican las anchuras, separaciones y longitudes de cada sección calculadas mediante la herramienta *LineCalc*. Todo lo demás es similar al esquemático de la Figura 5-40.

Además, a este esquemático se le debe añadir la definición del sustrato a utilizar en la construcción física del acoplador. Esto se indica mediante el componente “SSub” donde se debe cambiar la constante dieléctrica relativa (E_r) a 2.5.

Por tanto, se tiene los siguientes valores para el esquemático:

		Sección 1 y 3			Sección 2		
Rango de frecuencia (GHz)	Frecuencia de diseño (GHz)	W (mm)	S(mm)	L (mm)	W (mm)	S (mm)	L (mm)
2.5 – 3.5	3	1.18	1.26	15.8	1.06	0.19	15.8

Tabla 5-10: Datos iniciales para el acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones con líneas stripline.

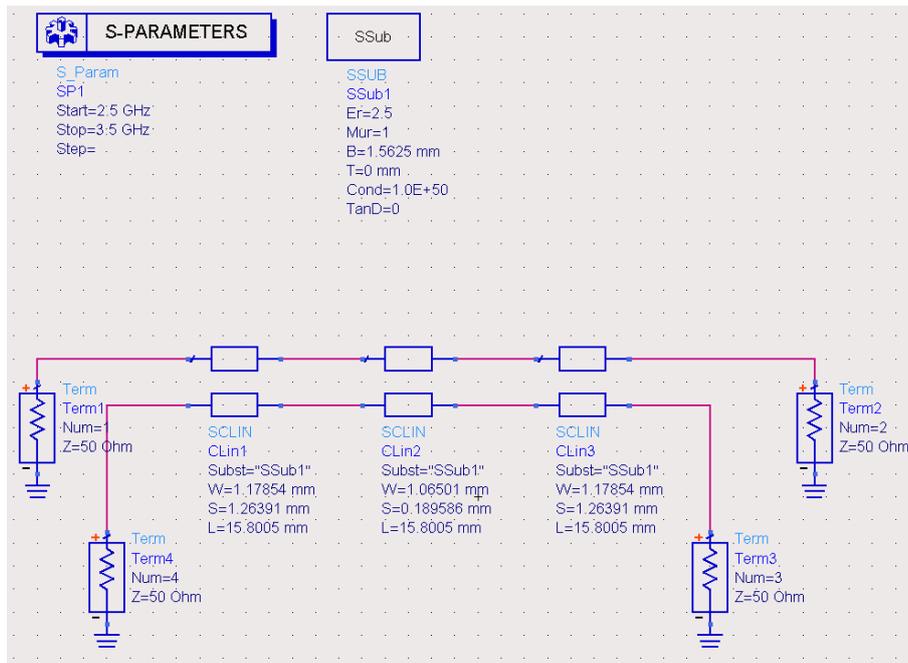


Figura 5-42: Esquemático de acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones con líneas stripline.

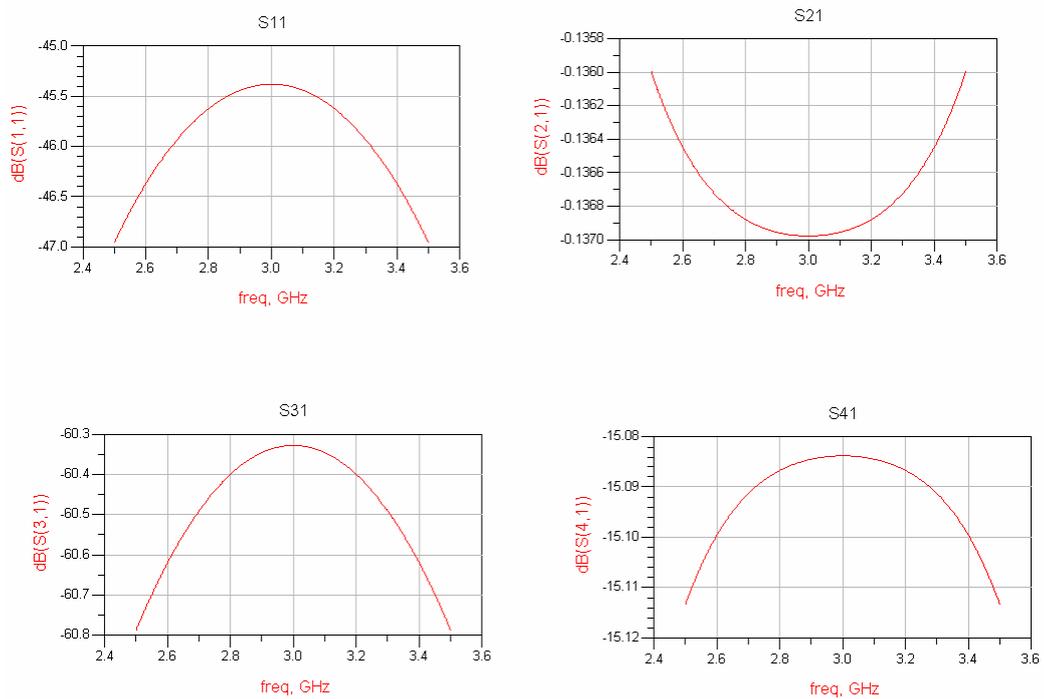


Figura 5-43: Respuesta del módulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones con líneas stripline.

Tras ejecutar la simulación del anterior esquemático obtenemos los resultados mostrados en la Figura 5-43.

Se puede apreciar como la adaptación (S11) y el aislamiento (S31) siguen tendiendo a $-\infty$ dB, para cualquier frecuencia. Pero estos valores ya no son tan negativos como en el caso de utilizar líneas de transmisión ideales que eran de aproximadamente -170 dB. Por tanto, la reflexión y el aislamiento no son tan buenos como en el anterior diseño. En cambio, el acoplo (S41) sigue siendo tan bueno como antes, en torno a -15 dB a la frecuencia de diseño.

A continuación, Figura 5-44, se muestra el layout del acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones utilizando líneas de transmisión stripline. Se puede observar como la sección 1 es exactamente igual a la sección 3, de tal manera que se cumple la simetría del dispositivo.

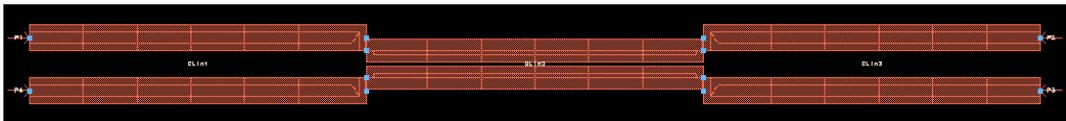


Figura 5-44: Layout del acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones con líneas stripline.

Una vez asignada la numeración de puertos en el layout se puede ejecutar la simulación del *Momentum*. El resultado de esta simulación se puede observar en la Figura 5-45. Se puede apreciar como las curvas pierden la forma obtenida en la simulación del esquemático. El aislamiento (S31) y la adaptación (S11) siguen teniendo valores bastante negativos, en torno a -40 dB. Pero el acoplo (S41) ahora es de aproximadamente -16.5 dB a la frecuencia de diseño. Este valor no está muy alejado del ideal (-15 dB), pero ahora la curva es una recta, por lo que su variación con la frecuencia es mucho mayor que antes.

En la Figura 5-46 se puede ver la respuesta obtenida de la simulación del esquemático solapada con la obtenida de la simulación full-wave.

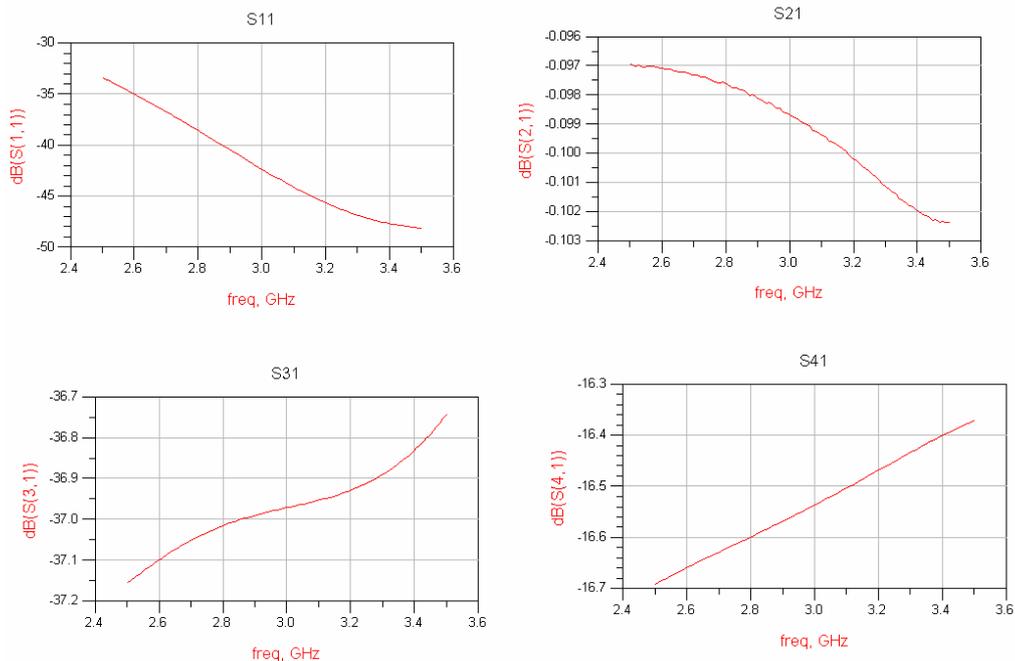


Figura 5-45: Respuesta full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones con líneas stripline.

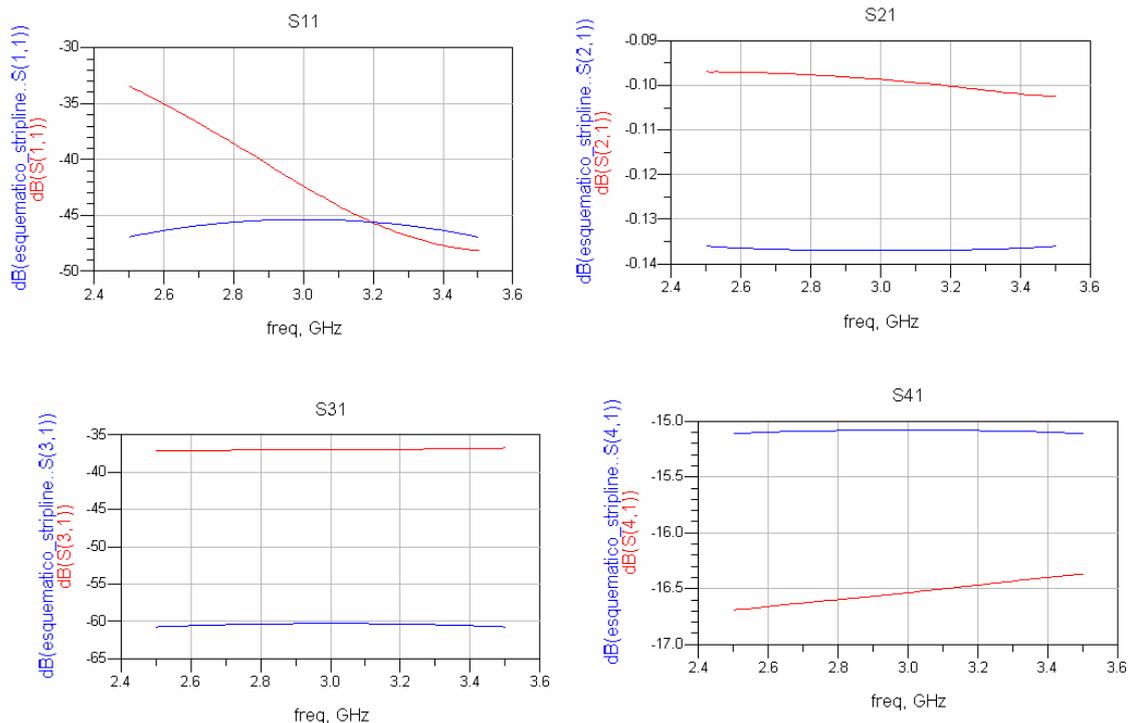


Figura 5-46: Respuesta solapada del esquemático y del full-wave del módulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones con líneas stripline.

Diseño acoplador de líneas acopladas multisección con líneas de transmisión microstrip en ADS

Tras haber realizado el diseño del acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones utilizando líneas de transmisión stripline, se procede a realizar el mismo diseño pero con líneas de transmisión microstrip. Para ello se va a utilizar el mismo esquemático de la Figura 5-42, pero reemplazando las secciones *SCLIN* por las secciones *MCLIN*.

Los datos a indicar en la herramienta *LineCalc* son los mismos que para el anterior caso de líneas stripline. El único dato que es nuevo es $H = 0.8 \text{ mm}$.

Tras pulsar el botón de “*Synthesize*” obtenemos los valores de la anchura, separación y longitud de las líneas acopladas microstrip. Los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 5-11.

En la Figura 5-47 se ilustra el esquemático de un acoplador direccional de líneas acopladas utilizando líneas de transmisión microstrip. El esquemático es similar al de la Figura 5-42, salvo que los componentes pasan ahora a ser “*MCLIN*” y a tener los valores obtenidos anteriormente con la herramienta “*LineCalc*”. Además, ahora el sustrato de tipo microstrip es el componente “*MSub*” donde debemos indicar, además de la constante dieléctrica relativa ($\epsilon_r = 2.5$), la altura del sustrato ($H = 0.8 \text{ mm}$).

Una vez indicado todos los datos del esquemático, se puede ejecutar la simulación. Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 5-48.

Por tanto, se tiene los siguientes valores para el esquemático:

Rango de frecuencia (GHz)	Frecuencia de diseño (GHz)	Sección 1 y 3			Sección 2		
		W (mm)	S(mm)	L (mm)	W (mm)	S (mm)	L (mm)
2.5 – 3.5	3	2.28	3.93	17.41	2.06	0.27	17.51

Tabla 5-11: Datos iniciales para el acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones con líneas microstrip.

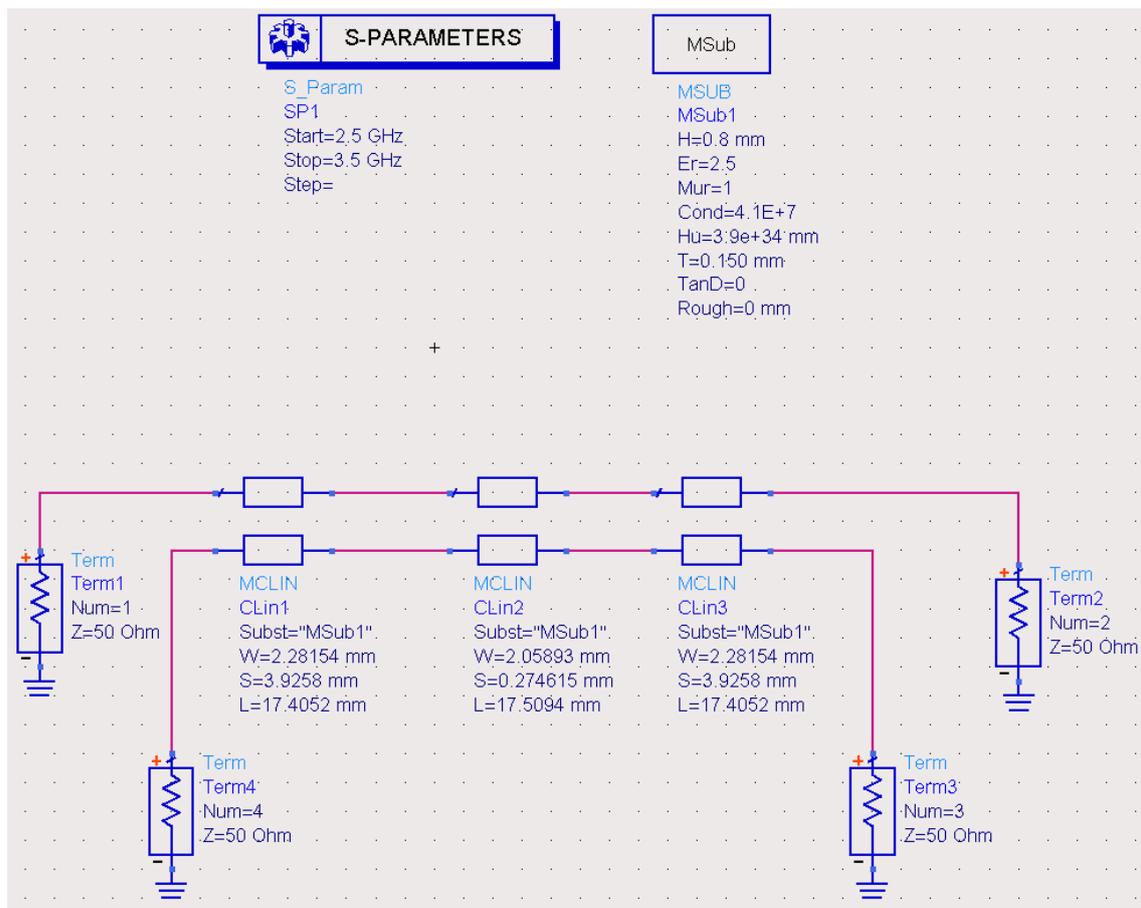


Figura 5-47: Esquemático de acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones con líneas microstrip.

En la Figura 5-48 se muestran la respuesta del modulo en dB de los parámetros S del acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones utilizando líneas de transmisión microstrip, suponiendo que se incide por el puerto número uno.

Las curvas ya no tienen la misma forma que en caso de líneas de transmisión ideales. La adaptación (S11) tiene un aspecto similar que en el caso de líneas stripline, pero empeora un poco. El aislamiento (S31), además de perder su forma, empeora notablemente, ya que esta en torno a -18 dB, mientras que para líneas de transmisión stripline estaba en torno a -60dB. Por último, el acoplo (S41) también pierde su forma y empeora ligeramente, ya que tiene un valor aproximadamente de -13.5 dB a la frecuencia de diseño.

Por tanto, con este diseño nos vamos alejando cada vez más del diseño que queremos. De tal manera que deberíamos ir cambiando las dimensiones físicas para compensar las variaciones que se producen.

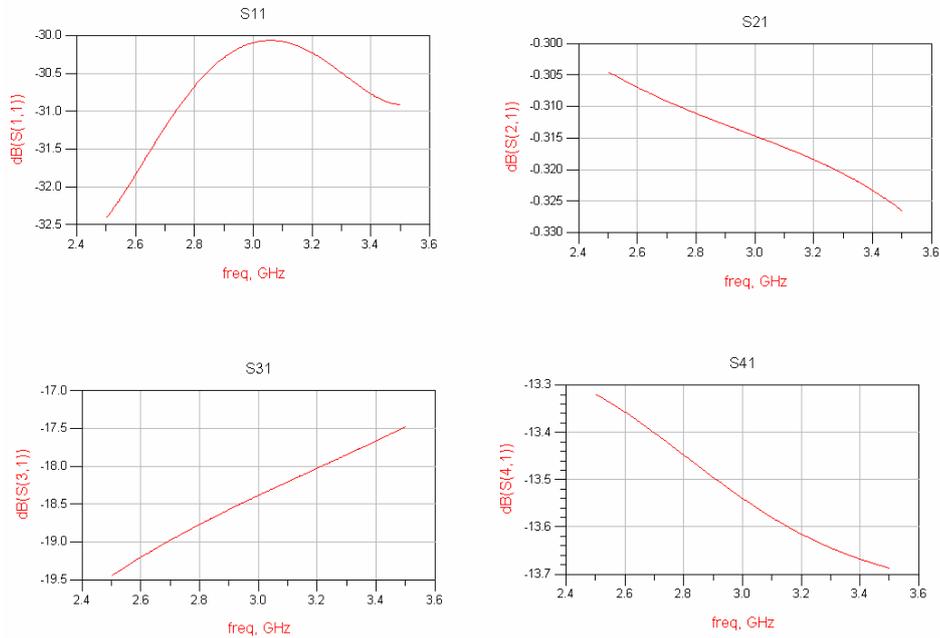


Figura 5-48: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones con líneas microstrip.

El layout del acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones utilizando líneas de transmisión microstrip es similar al layout utilizando líneas de transmisión stripline. La única diferencia es que las líneas son más largas y anchas. De la misma manera vemos como el dispositivo es simétrico, teniendo las secciones una y tres idénticas.

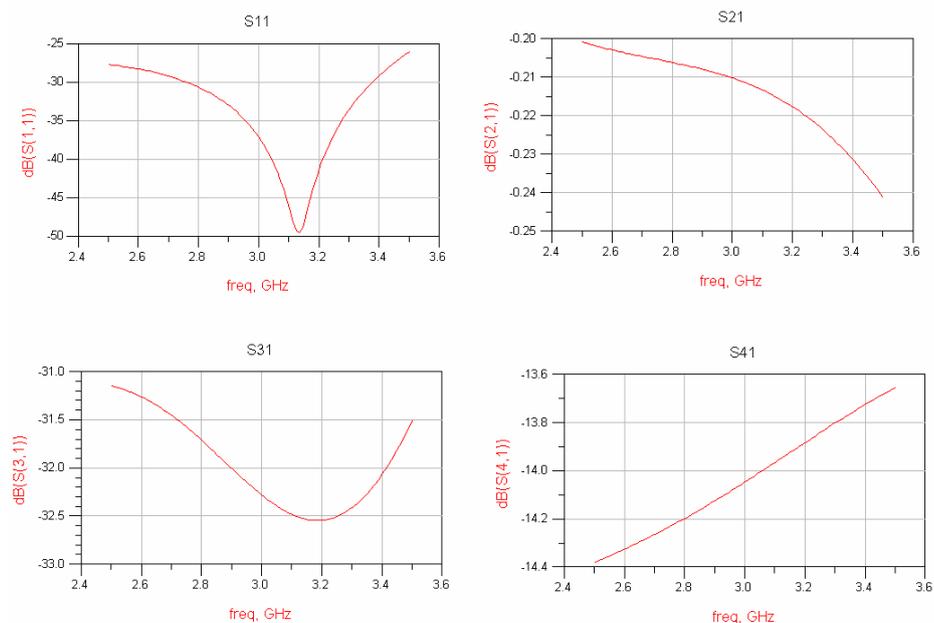


Figura 5-49: Respuesta full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones con líneas microstrip.

En la anterior figura, se puede ver los resultados obtenidos tras la simulación full-wave del acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones utilizando líneas de transmisión microstrip. Los resultados son algo mejores que los obtenidos en la simulación del esquemático.

La adaptación (S11) tiene valores muy negativos para todas las frecuencias, además para, aproximadamente, la frecuencia de diseño tiende a $-\infty$. El aislamiento (S31) recupera su forma curvada y se obtienen valores más negativos que en el caso de la simulación del esquemático. Por último, el acoplo (S41) es aproximadamente -14 dB a la frecuencia de diseño, por lo que se aproxima más que en el acoplo de la simulación del esquemático. El inconveniente es que tiene forma de recta, por lo que la variación con la frecuencia es mucho mayor que si tuviese forma curvada, obteniéndose así un menor ancho de banda.

Además, se obtienen mejores resultados que en el caso de la simulación full-wave del acoplador utilizando líneas stripline. Esta mejora no era de esperar, ya que los resultados de una simulación de líneas stripline se aproxima más al caso ideal que si se utilizase líneas de transmisión microstrip.

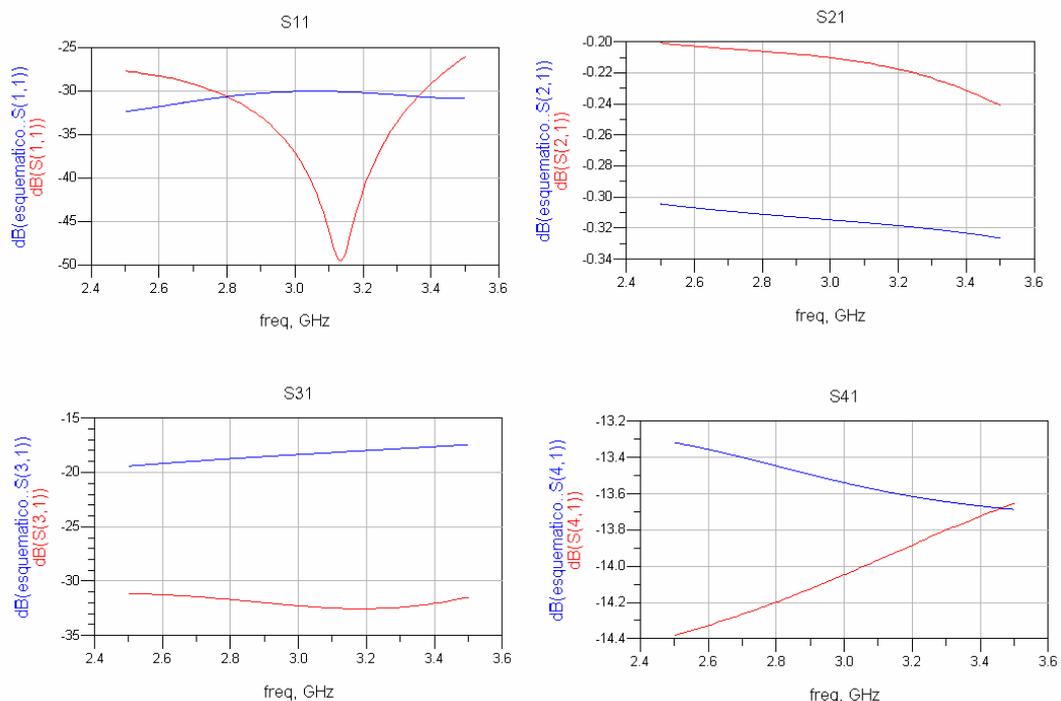


Figura 5-50: Respuesta solapada del esquemático y del full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones con líneas microstrip.

En la Figura 5-50, se muestra la respuesta solapada obtenida de la simulación del esquemático (curva azul) y de la simulación del full-wave (curva roja). Como se ha comentado anteriormente y se puede apreciar, la respuesta full-wave es mejor a la del esquemático. La adaptación (S11) y el aislamiento (S31) mejoran bastante, mientras que el acoplo (S41) mejora ligeramente acercándose a -15 dB a la frecuencia de diseño.

Comparación diseño acoplador de líneas acopladas en ADS de una sección y de tres secciones

Una vez mostrados todos los resultados obtenidos en los ejemplos anteriores del acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones, se muestra una comparación en ADS de un acoplador direccional de líneas acopladas de una sección frente a otro igual pero de tres secciones, tanto para el caso de líneas ideales como para el caso de líneas microstrip.

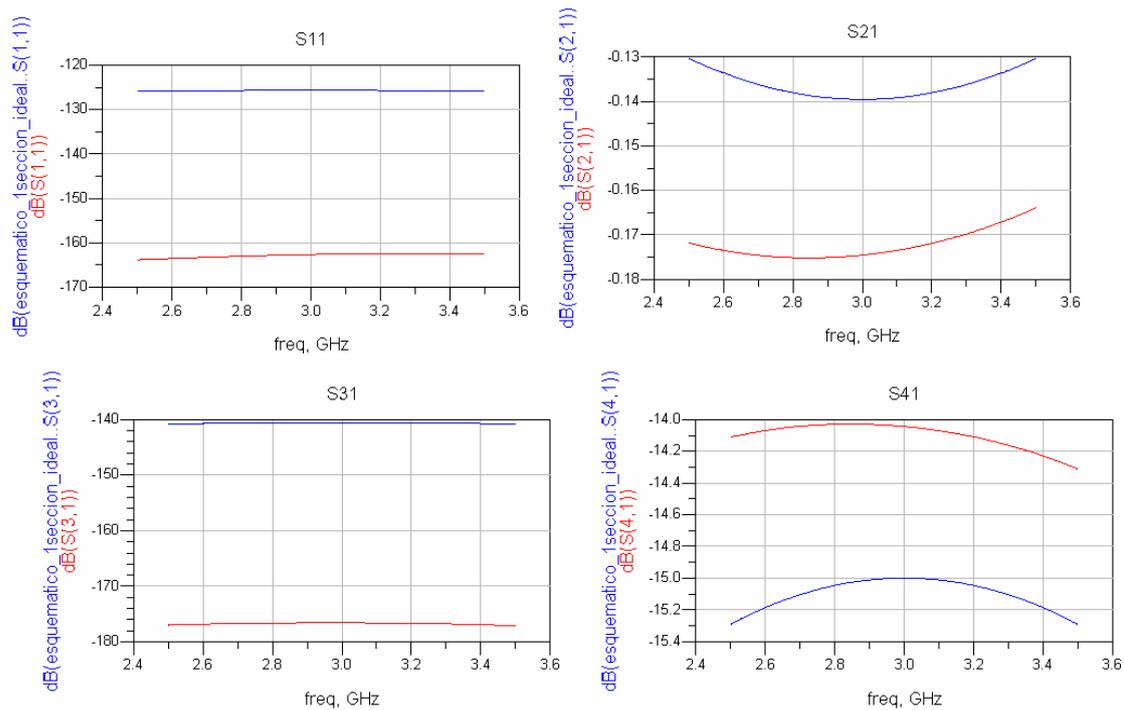


Figura 5-51: Respuesta solapada del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador direccional de líneas acopladas de una sección y otro de tres secciones con líneas ideales.

En la Figura 5-51 se muestra los resultados de la simulación del esquemático de un acoplador direccional de líneas acopladas de una sección (curva azul) y otro de tres secciones (curva roja). Podemos observar como el caso de utilizar tres secciones empeora un poco los resultados del acoplo, pero en cambio se obtiene un mayor ancho de banda. La adaptación (S11) y el aislamiento (S31) mejoran al utilizar tres secciones en vez de una. Se aprecia que el acoplo (S41), a la frecuencia de diseño, pasar de valer -15 dB a valer aproximadamente -14 dB pero con un mayor ancho de banda.

Tras mostrar la comparación de los acopladores de líneas ideales, se muestra la misma comparación pero utilizando líneas de transmisión microstrip.

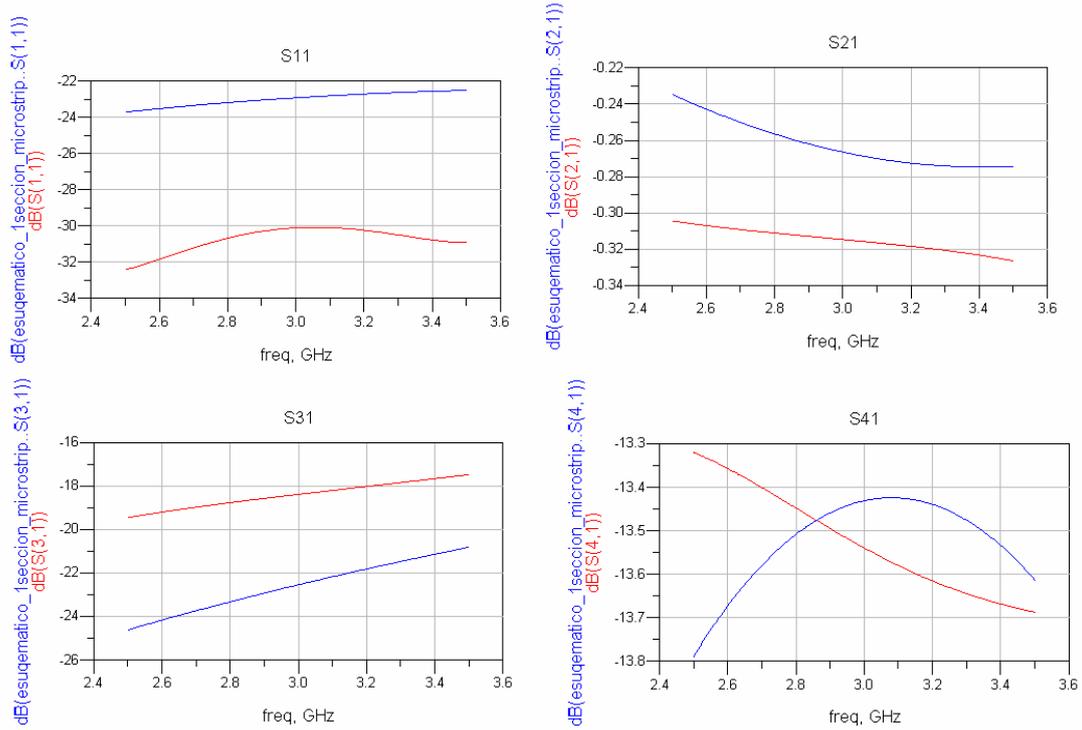


Figura 5-52: Respuesta solapada del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador direccional de líneas acopladas de una sección y otro de tres secciones con líneas microstrip.

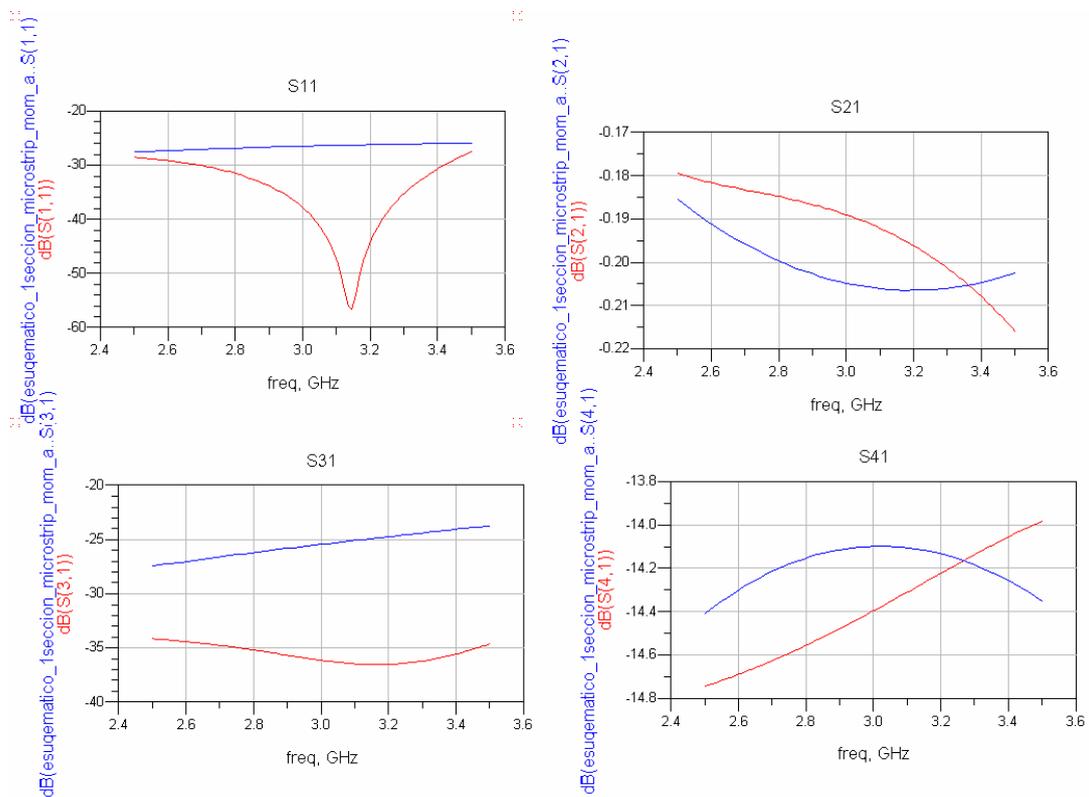


Figura 5-53: Respuesta full-wave solapada del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador direccional de líneas acopladas de una sección y otro de tres secciones con líneas microstrip.

En la Figura 5-52 se muestra los resultados obtenidos tras realizar la simulación del esquemático del acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones (curva roja) utilizando líneas de transmisión microstrip frente a los obtenidos del acoplador de una sección (curva azul).

Aquí no ocurre como en el anterior caso, donde se utilizaban líneas ideales. Cambia la forma de las curvas, especialmente la del acoplo (S41). La adaptación (S11) mejora pero el aislamiento (S31) empeora. El acoplo empeora ligeramente en la frecuencia de diseño.

Por último, en la Figura 5-53, se puede observar la respuesta full-wave del acoplador direccional de tres secciones (curva roja) utilizando líneas de transmisión microstrip frente al de una sección (curva azul).

El utilizar tres secciones en vez de una, mejora la adaptación (S11) y el aislamiento (S31), además mejora el acoplo (S41) ligeramente ya que pasa a tener un valor aproximadamente de -14.4 dB a la frecuencia de diseño, mientras que antes tenía un valor de aproximadamente -14.1 dB. El problema es que pasa a tener forma de recta, variando así más rápido en frecuencia.

En conclusión, el aumentar el número de secciones de un acoplador direccional de líneas acopladas tiene la ventaja de ir aumentando el ancho de banda. Como contrapartida, puede que el diseño suponiendo líneas ideales se traduzca en una respuesta full-wave (la más parecida a lo que se mediría) donde se haya empeorado ligeramente la adaptación y el aislamiento. Para subsanar esto habría que refinar las dimensiones del acoplador.

5.8.3 Acopladores branch-line

En este apartado se van a diseñar varios acopladores de tipo branch-line basándose en las explicaciones teóricas descritas anteriormente en la sección 5.6.

Primeramente se recordarán algunos aspectos importantes de estos tipos de acopladores direccionales. Estos tienen que cumplir que, entrando por la puerta 1, a la frecuencia de diseño:

- La reflexión es nula si se cumple: $Z_0 = \frac{Z_1 Z_2}{\sqrt{Z_2^2 - Z_1^2}}$
- La transmisión a 4 es nula (puerta aislada).
- La relación de amplitudes en la puerta 3 y 1 vale:

$$|c| = \frac{Z_1}{Z_2} \quad (\text{Acoplo: } C[dB] = -20 \log_{10} c)$$

- La señal en la puerta 3 está retrasada 90° respecto de la señal en la puerta 2 (salidas en cuadratura).

Estos acopladores direccionales son muy baratos, pero son grandes. La gran ventaja de estos es que podemos obtener acoplos muy fuertes (Ej. 3 dB). Sin embargo no podemos obtener acoplos muy débiles. Por ejemplo, si queremos obtener un acoplo de -15 dB. Necesitaríamos unas impedancias de $Z_1 = 49.2\Omega$ y $Z_2 = 276.7\Omega$. Para esta impedancia tan alta se necesitaría una línea de transmisión de $W = 0.008$ mm. Esta anchura tan pequeña es irrealizable en la práctica.

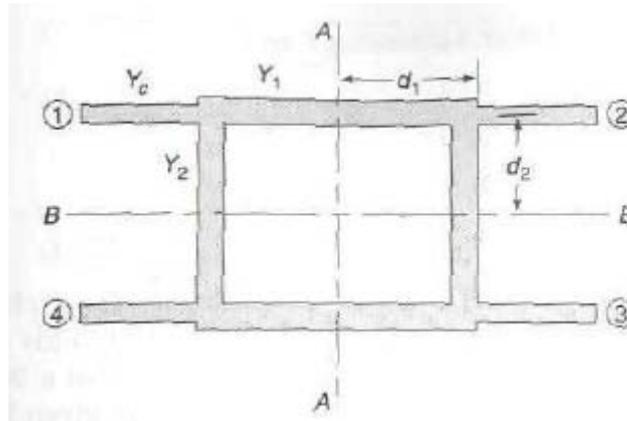


Figura 5-54: Esquema de acoplador direccional branch-line (de [2]).

En la Figura 5-54 se muestra el esquema de un acoplador direccional branch-line. Esta representación nos sirve para utilizar a partir de ahora la misma numeración de puertas. Suponiendo que incide potencia por la puerta 1, tenemos que la puerta 2 es la directa, la puerta 3 es la acoplada y la puerta 4 es la aislada.

Tras esta breve introducción teórica de los acopladores branch-line, procedemos al diseño de varios ejemplos en “*Matlab*” y “*ADS*” para familiarizarnos con estos tipos de acopladores y posteriormente introducirlos en la matriz de Butler.

Diseño acoplador branch-line en *Matlab*

Este programa, realizado en “*Matlab*”, analiza los parámetros S de un acoplador direccional de tipo branch-line.

Como en el caso del acoplador direccional de líneas acopladas, podemos realizar dos planos de simetría para simplificar el circuito. El plano “aa” será el plano vertical y el plano “bb” será el plano horizontal.

Pared eléctrica \rightarrow Circuito cerrado \rightarrow Odd mode (modo impar).

Pared magnética \rightarrow Circuito abierto \rightarrow Even mode (modo par).

La Tabla 5-12 muestra los datos de partida para el diseño de este acoplador direccional de tipo branch-line. Como podemos ver en la tabla, el acoplo deseado en la puerta 3 es de 3 dB y la frecuencia de diseño es de 3 GHz.

Datos:

C (dB)	ϵ_r	Z_c (Ω)	Frecuencia central (GHz)	Banda de frecuencia (GHz)
3	2.5	50	3	2.5 – 3.5

Tabla 5-12: Valores para el diseño del acoplador direccional de tipo branch-line.

Donde C es el acoplo que se quiere tener en la puerta acoplada (número 3), Z_c es la impedancia característica de las líneas de entrada y de salida, y ϵ_r es la constante dieléctrica relativa.

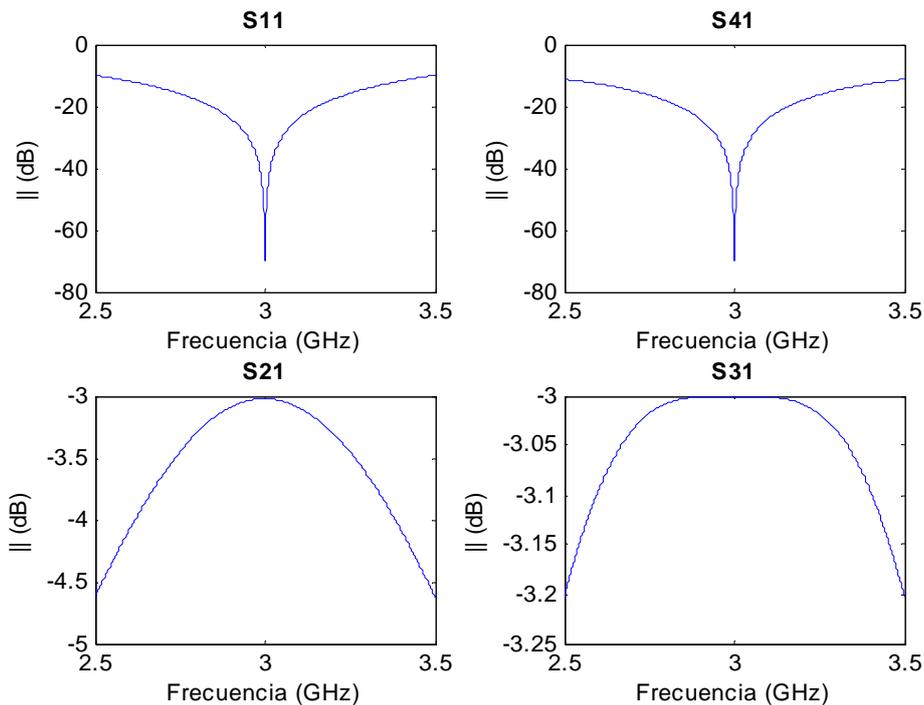


Figura 5-55: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto (incidiendo por el 1) para un acoplador direccional de tipo branch-line.

En la Figura 5-55 podemos observar los resultados obtenidos tras ejecutar el programa de “Matlab” que simula un acoplador direccional de tipo branch-line.

A diferencia de los acopladores direccionales de líneas acopladas, la reflexión (“S11”) y el aislamiento (“S41”) de los acopladores branch-line solo son nulos a la frecuencia de diseño, mientras que en los acopladores de líneas acopladas eran nulos a todas las frecuencias siempre que las permitividades efectivas del modo par e impar fueran iguales. Por lo que podemos observar, tanto para la reflexión como para el aislamiento, a la frecuencia de diseño (3 GHz), se obtiene un pico que tiende a $-\infty$. El acoplo (“S31”) es de -3 dB, como queríamos al comenzar el diseño.

Una característica particular de estos acopladores es que al diseñarlos con un acoplo de -3 dB, también se obtienen -3 dB por la puerta directa (“S21”). Este caso particular de

acopladores direccionales de tipo branch-line se conocen como híbridos de 90° y la diferencia de fases entre la puerta 2 y la puerta 3 es de 90°.

Como ocurría con los acopladores direccionales de líneas acopladas, estos acopladores también son recíprocos y simétricos. Por tanto, tenemos que no es necesario calcular más parámetros de dispersión, puesto que:

$$\begin{aligned} S_{14} &= S_{41} = S_{23} = S_{32} \\ S_{12} &= S_{21} = S_{34} = S_{43} \\ S_{11} &= S_{22} = S_{33} = S_{44} \\ S_{13} &= S_{24} = S_{31} = S_{42} \end{aligned}$$

Una vez mostrado el ejemplo de acoplador direccional de tipo branch-line realizado en *Matlab*, para los diseños en ADS se seguirá una metodología análoga a la utilizada en los acopladores de líneas acopladas (utilizando TLIN, SLIN y MLIN convenientemente). Para no extender más la memoria del proyecto no se van a incluir aquí esos resultados que quedarían en una versión extendida de la que dispone el tutor del proyecto. En cualquier caso, en el capítulo 7 se trata el diseño específico de los acopladores branch para la matriz de Butler.

5.8.4 Acopladores branch-line multisección

En este apartado se diseñarán varios ejemplos de acopladores direccionales branch-line de varias secciones. El desarrollo teórico de este tipo de acopladores se encuentra en la sección 5.7. La notación dada para las inmitancias características se muestra en la Figura 5-56. El acoplador se supone que es simétrico, así que $H_{n+1} = H_1$, etc., y $K_1 = K_n$, etc. Será conveniente normalizar con respecto a las inmitancias terminales $K_0 = K_{n+1} = 1$.

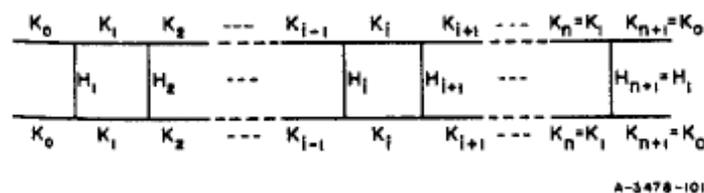


Figura 5-56: Notación acoplador branch-line (de [3]).

Existen varios tipos de acopladores direccionales branch-line de múltiples secciones:

- Acopladores branch-line en cascada. (Sección 5.7.1)
- Acopladores branch-line periódicos. (Sección 5.7.2)
- Acopladores branch-line sincronicos. (Sección 5.7.3)

Además, la respuesta de estos acopladores se puede diseñar para que sea de tipo Butterworth o de tipo Chebyshev.

Diseño acoplador branch-line en cascada en *Matlab*

En este programa de *Matlab* se diseñará un acoplador direccional de tipo branch-line de varias secciones en cascada. Este acoplador consta de tres secciones en cascada, cada una de ellas es de 6 dB. De tal manera que se obtiene un acoplador con un acoplo global de 0 dB.

Como ya se ha mencionado anteriormente; cuando varios acopladores se unen en cascada, se comportan como un único acoplador direccional. En la Figura 5-57 se muestra un esquema de varios acopladores en cascada.

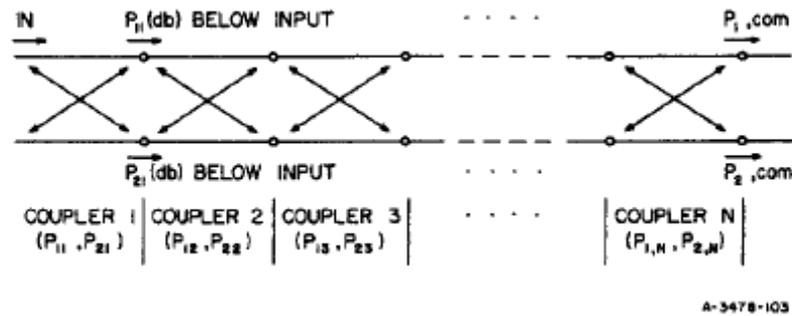


Figura 5-57: Varios acopladores direccionales en cascada (de [3]).

El programa de *Matlab* lo que hace es diseñar tres acopladores de 6 dB por separado y después unirlos en cascada con las siguientes formulas:

$$P_{1,com} = 20 \cdot \log_{10} \left[\cos \left(\sum_{i=1}^N \theta_i \right) \right], \quad P_{2,com} = 20 \cdot \log_{10} \left[\sin \left(\sum_{i=1}^N \theta_i \right) \right]$$

$$\theta_i = \cos^{-1} \left[10^{\left(\frac{P_{1,i}}{20} \right)} \right]$$

donde:

$$\theta_i = \sin^{-1} \left[10^{\left(\frac{P_{2,i}}{20} \right)} \right]$$

Por tanto tenemos que para un único acoplador con $\theta_i = 30^\circ$:

$$P_{2,com} = 20 \cdot \log_{10} \left[\sin \left(\sum_{i=1}^1 30 \right) \right] \approx -6dB$$

De tal manera que si colocamos en cascada tres acopladores con $\theta_i = 30^\circ$, es decir, de 6 dB cada uno, obtenemos un único acoplador de 0 dB.

$$P_{2,com} = 20 \cdot \log_{10} \left[\sin \left(\sum_{i=1}^3 30 \right) \right] = 0dB$$

Los datos de partida del programa son los siguientes:

Número de secciones	C_i (dB)	μ_r	Z_C (Ω)	ϵ_r	f_o (GHz)	f (GHz)
3	6	1	50	4.1	3	2.5 – 3.5

Tabla 5-13: Datos iniciales para el acoplador direccional branch-line de tres secciones en cascada.

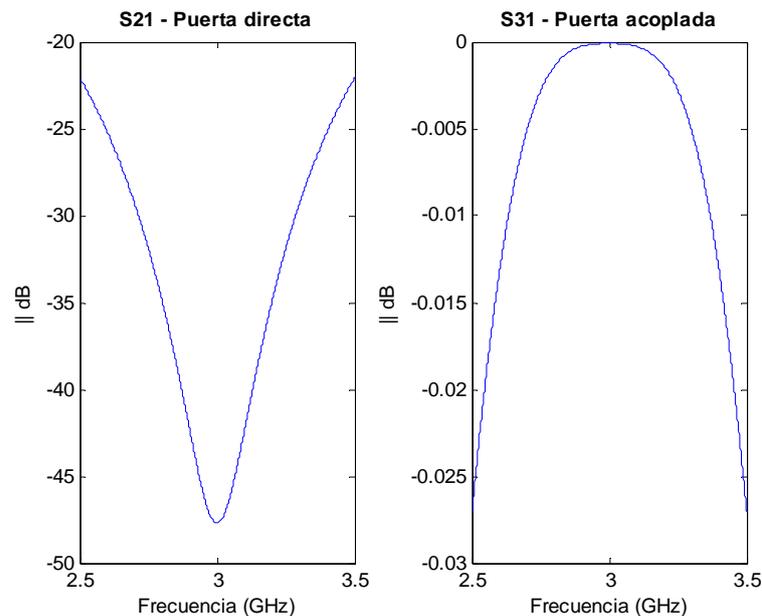


Figura 5-58: Representación de los parámetros S_{21} y S_{31} de un acoplador direccional de tipo branch-line de tres secciones en cascada.

En la Figura 5-58 se muestran los resultados tras ejecutar el programa de *Matlab* donde se diseña un acoplador direccional de tipo branch-line de tres secciones en cascada.

Como se puede apreciar, el acoplo (S_{31}) del acoplador global es de 0 dB a la frecuencia de diseño. Esto se ha conseguido uniendo en cascada los tres acopladores de 6 dB.

Debido a que en la puerta acoplada se obtiene toda la potencia disponible, en la puerta directa no se debería obtener nada de potencia. Esto se comprueba en la Figura 5-58. El parámetro S_{21} tiende a $-\infty$ dB en la frecuencia de diseño, como se esperaba.

Análisis acoplador branch-line en cascada en *Matlab*

Una vez mostrados los resultados del diseño de un acoplador direccional de tipo branch-line de tres secciones en cascada, se procede a realizar un programa de *Matlab* que muestre una comparación entre un acoplador de una sección y otro de dos secciones en cascada.

Lo primero es calcular el valor del acoplo que debe de tener cada sección del acoplador global multisección. El acoplador de una sección se diseña con un acoplo de 3 dB, por lo que el acoplador de dos secciones en cascada debe de tener un acoplo global de 3 dB. Para ello se realizan los siguientes cálculos:

$$\sum_{i=1}^N \theta_i = \sin^{-1} \left[10^{\left(\frac{P_{2,com}}{20} \right)} \right] = \sin^{-1} \left[10^{\left(\frac{-3}{20} \right)} \right] = 45.068^\circ$$

$$\theta_1 = \theta_2 = 22.534^\circ \rightarrow P_{2,i} = 20 \cdot \log_{10} [\sin(\theta_i)] = -8.331 \text{ dB}$$

Los datos de partida del programa para el acoplador multisección son los siguientes:

Número de secciones	C _i (dB)	μ _r	Z _C (Ω)	ε _r	f ₀ (GHz)	f (GHz)
2	8.331	1	50	4.1	3	2.5 – 3.5

Tabla 5-14: Datos iniciales para el acoplador direccional branch-line de dos secciones en cascada.

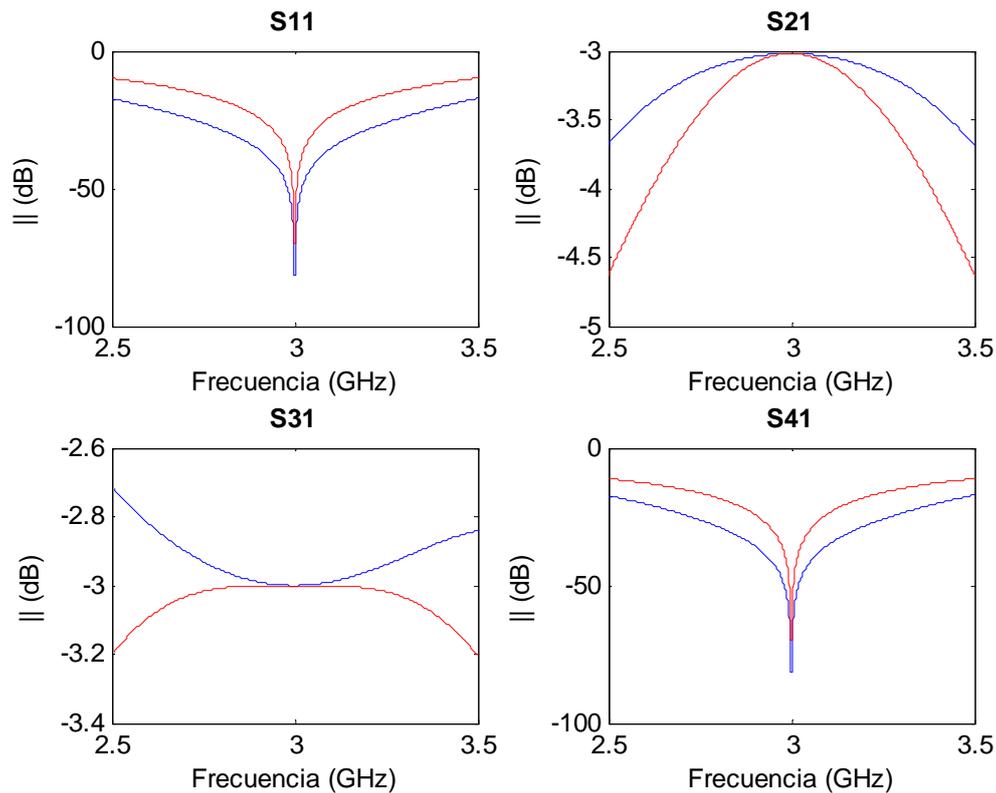


Figura 5-59: Representación de los parámetros S, incidiendo por el puerto 1, de un acoplador direccional de tipo branch-line de dos secciones en cascada frente a otro de una sección.

En la Figura 5-59 se muestran los parámetros S de un acoplador branch-line de dos secciones en cascada (curva azul) frente a otro de una sección (curva roja).

Podemos apreciar como la respuesta del acoplador de dos secciones tiene mayor ancho de banda que la del acoplador de una sección. Se aprecia que el acoplo (S31), a la frecuencia de diseño, es -3 dB para ambos acopladores. Algo curioso es que el acoplo tiene una forma inversa si es para un acoplador de varias secciones en vez de uno de una sección.

Después de haber mostrado unos sencillos ejemplos en *Matlab*, se podría hacer en ADS un desarrollo análogo al que se hizo para los acopladores multisección. Este desarrollo no se incluye en esta memoria para no extenderla en demasía, pero ha quedado plasmada en una versión extendida de la que dispone el tutor de este proyecto. En concreto, el material adicional que iría en esa versión extendida es el siguiente.

Tras realizar el acoplador de dos secciones en cascada en ADS se muestran dos ejemplos del mismo acoplador pero esta vez del tipo periódico y del tipo síncrono. Por último se realiza una comparación entre acopladores con respuesta de tipo Butterworth y de tipo Chebyshev. También se muestra una comparación entre acopladores branch-line de una sección y de dos secciones (cascada, periódicos y síncronos)

6 Matriz de Butler

6.1 Introducción

La reciente popularidad de las redes de comunicación inalámbricas ha impulsado la demanda de altas tasas de datos para aplicaciones muy diversas, siendo una de ellas los servicios multimedia en tiempo real. Sin embargo, el espectro de frecuencias está limitado por la banda industrial, científica y médica. Así que cualquier método que pueda ser usado para mejorar la explotación del espectro radioeléctrico es crucial para la próxima generación de redes inalámbricas para el hogar.

En este contexto, las técnicas de múltiple entrada múltiple salida (MIMO en inglés) para comunicaciones es una de las candidatas más atractivas para aumentar la eficiencia espectral, ya que aumenta significativamente el rendimiento y la fiabilidad sin ancho de banda adicional. La red de conformación de haz es uno de los componentes clave en este sistema MIMO y se usa para alimentar el array de antenas. Algunas de las tradicionales redes de conformación de haz están basadas en la matriz de Butler, que es el objetivo de este capítulo. Mas concretamente, las matrices de Butler se usan para el diseño de amplificadores multi-puerto, y especialmente para diseñar antenas inteligentes con haces de radiación conmutables para sistemas de comunicación.

Una matriz de Butler convencional se realiza usando híbridos de 3 dB, cruzadores y desfasadores. Una de sus principales limitaciones es el ancho de banda estrecho, causado por los híbridos y los desfasadores. Debido a este ancho de banda estrecho, cualquier error de fabricación puede desplazar la frecuencia central significativamente y consecuentemente modificar la respuesta total. En este capítulo se verán todas estas características así como el método de análisis y diseño. Para profundizar en todos estos aspectos ver [22-35].

6.2 Elementos de una matriz de Butler

Las principales figuras de mérito de una matriz de Butler son las pérdidas de inserción, las pérdidas de retorno y el desfase entre las salidas. Todas ellas son funciones de la frecuencia y deben obtenerse unos buenos valores para todo el ancho de banda de funcionamiento del dispositivo: las pérdidas tan pequeñas como se pueda y el desfase entre salidas tan plano (menos variación con la frecuencia) como se pueda.

Una matriz de Butler se puede diseñar usando acopladores branch de 3 dB, cruzadores y desfases. Su ancho de banda y pérdidas vendrá determinado por el diseño de estos elementos. Para aumentar el ancho de banda, se pueden usar acopladores branch-line multisección, pero esto resulta en un tamaño mayor y anchuras de líneas menores. Una mayor área y anchos de línea estrechos son también necesarios para los cruzadores y los desfases, haciéndolos más difícil de fabricar. Por otro lado, cuantas más secciones de líneas de transmisión se tengan en el circuito para aumentar el ancho de banda, más crecerán las pérdidas de inserción. Todo ello muestra un primer compromiso entre las distintas figuras de mérito a conseguir.

Una matriz de Butler de $N \times N$ se puede usar para alimentar un array de N antenas. En la Figura 6-1 se muestra una matriz de Butler de 4×4 . Desde el punto de vista de la transmisión, la matriz de Butler distribuye la señal de entrada desde un puerto de TX/RX a los puertos del array de antenas. Si se diseña adecuadamente, las señales de los cuatro puertos de antenas tienen diferencia de fase entre antenas consecutivas constante. La forma del diagrama de radiación y la dirección donde este apunta depende de que puerto de TX/RX se usa, así que es posible conmutar entre 4 haces, los cuales son además ortogonales e incorrelados.

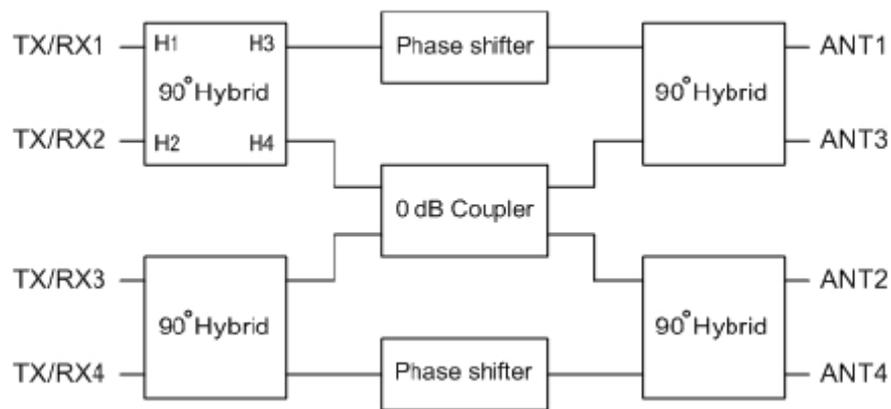


Figura 6-1: Esquema de una matriz de Butler de 4×4 (de [24]).

Como se muestra en la Figura 6-1 una matriz de Butler consiste en híbridos de 90° , cruzadores y desfases que proporcionan desfases adecuados para operar apropiadamente. Siguiendo la numeración de la Figura 6-1, la diferencia de fase $\Delta\varphi_h = \varphi_h(S_{31}) - \varphi_h(S_{41})$ (donde $\varphi_h(S_{31})$ y $\varphi_h(S_{41})$ son las fases de los parámetros S_{31} y S_{41} respectivamente) de cada híbrido 90° es $\Delta\varphi_h = -90^\circ$, entonces el desfásador tiene que

cambiar la fase de la señal de entrada $\Delta\phi = 45^\circ$. Por otro lado, si esas diferencias de fase son $\Delta\phi_h = 90^\circ$, la cantidad a desfasar en este caso será $\Delta\phi = -45^\circ$.

Sin embargo, estas dos soluciones no son las únicas posibilidades. En la Tabla 6-1 se indican las diferencias de fase entre antenas consecutivas para todas las posibles combinaciones o diseños.

Hybrid phase ($\Delta\phi_h$)	Shift phase ($\Delta\phi$)	TX/RX1	TX/RX2	TX/RX3	TX/RX4
90°	-45°	45°	-135°	135°	-45°
90°	135°	-135°	45°	-45°	135°
-90°	45°	-45°	135°	-135°	45°
-90°	-135°	135°	-45°	45°	-135°

Tabla 6-1: Diferencia de fases entre antenas consecutivas (de [24]).

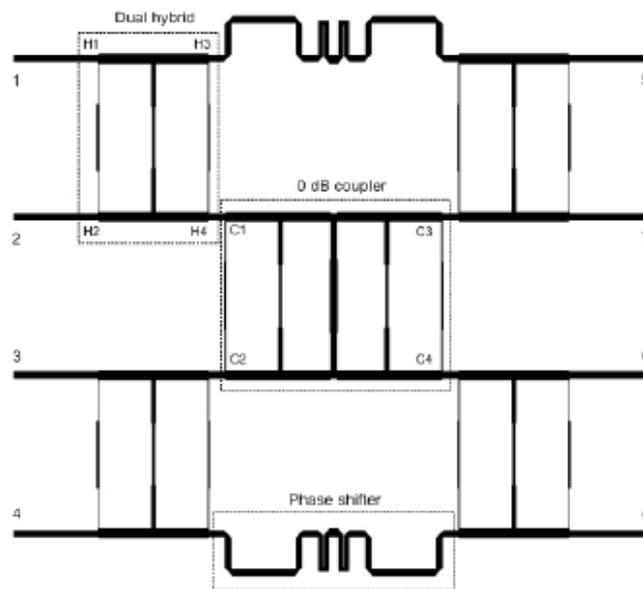


Figura 6-2: Layout de la matriz de Butler (de [24]).

6.2.1 Híbrido de 90°

Pueden diseñarse usando acopladores branch-line de 3 dB. Los cuales ya se han comentado en capítulos anteriores (ver cap. 5).

6.2.2 Cruzador

Puede diseñarse uniendo en cascada dos híbridos de 90° . El layout de este cruzador propuesto se puede ver en la Figura 6-2.

6.2.3 Desfasador

El desfasador tiene que retrasar la señal una cantidad igual al retraso del cruzador, ϕ_c , más el desfase necesario $\Delta\phi$. Esto es, $\phi_p = \phi_c + \Delta\phi$ siendo ϕ_p el retardo del desfasador.

Hay varias formas de realizar un desfasador. Entre ellas están los desfasadores de línea acoplada, los desfasadores Schiffman o una simple línea de transmisión. Los dos primeros se explican a continuación. Para profundizar ver [17-21].

Desfasadores de línea acoplada

La configuración de un desfasador de línea acoplada convencional se muestra en la Figura 6-3. El circuito introduce un cambio de fase entre los puertos 1 y 2, el cual es una función de la longitud de acoplo, L_c .

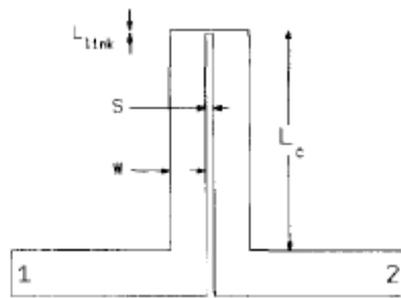


Figura 6-3: Configuración de desfasador de línea acoplada microstrip (de [19]).

El método de análisis usado aquí sigue la aproximación convencional adoptada para líneas microstrip acopladas, donde las tensiones totales y las corrientes en la estructura son obtenidas de la suma de las soluciones del modo par e impar. La diferencia con un acoplador es que en este tipo de desfasador se dejan en abierto dos de los terminales de la línea acoplada

La fase del coeficiente de transmisión se obtiene como (ver referencia número [19]):

$$\phi = \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left[\frac{Z_o \cdot (Z_{oo} \cdot \tan \theta_o - Z_{oe} \cdot \cot \theta_e)}{2 \cdot Z_{oe} \cdot Z_{oo} \cdot \tan \theta_o \cdot \cot \theta_e} \right] \quad (6.1)$$

Si se asume que los modos par e impar tienen velocidades de fase iguales, $\theta_o = \theta_e = \theta$, entonces (6.1) se reduce a

$$\phi = \cos^{-1} \left[\frac{\frac{Z_{oe} - \tan^2 \theta}{Z_{oo}}}{\frac{Z_{oe} + \tan^2 \theta}{Z_{oo}}} \right] \quad (6.2)$$

la cual es de la forma citada por Schiffman, y normalmente empleada como una aproximación en diseños microstrip.

Desfasadores Schiffman

Un desfasador Schiffman es un desfasador diferencial que consiste en dos líneas de transmisión, una de ellas plegada (sección acoplada) para ser dispersiva, como en la Figura 6.4-a. Mediante la selección adecuada de la longitud de estas líneas y el grado de acoplamiento, la diferencia de fase entre ellas se puede hacer para que casi sea constante a lo largo de un ancho de banda.

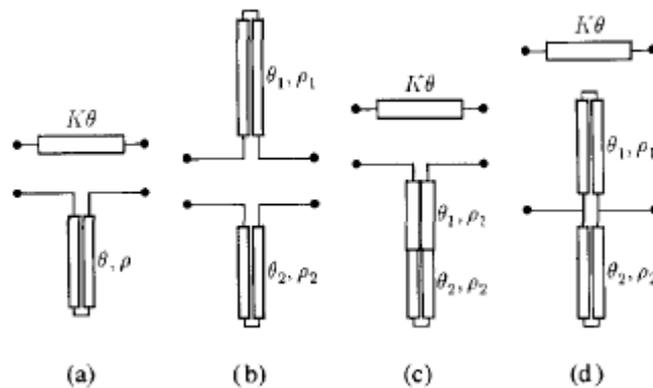


Figura 6-4: Algunas alternativas para obtener un desfasador diferencial: (a) desfasador Schiffman estándar, (b) desfasador Schiffman doble, (c) desfasador Schiffman con secciones en cascada, y (d) desfasador Schiffman paralelo (de [18]).

Otro método para diseñar el desfasador es usando dos secciones acopladas, como se muestra en la Figura 6.4-b o usando dos secciones acopladas en cascadas y una línea de transmisión, mostrado en la Figura 6.4-c. En este caso el desfasador es determinado mediante la elección de la longitud y el acoplo de cada sección. La alternativa presentada en la Figura 6.4-d usa conexión en paralelo.

6.3 Descripción del funcionamiento de la red de Butler

Vamos a realizar un desarrollo teórico de la matriz de Butler. Este desarrollo ayudará a entender la importancia de las longitudes de las líneas de transmisión y así conseguir los desfases constantes entre antenas consecutivas.

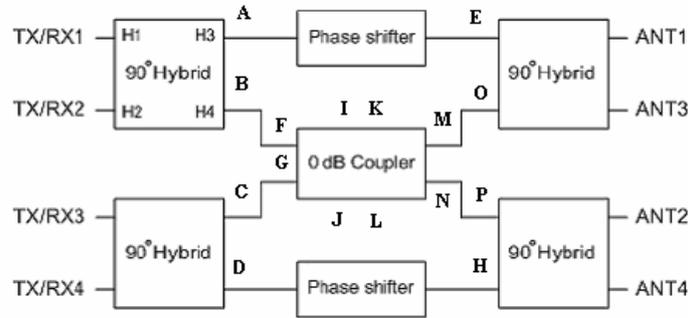


Figura 6-5: Esquema de una matriz de Butler de 4x4 (de [24]).

Lo primero es indicar la notación para las fases de las líneas de transmisión:

Línea de transmisión	A-E	D-H	B-F	C-G	I-K	J-L	M-O	N-P
Fases	θ_3	θ_3	θ_4	θ_4	θ_0	θ_0	θ_4	θ_4

Tabla 6-2: Notación de fases de líneas de transmisión.

Como se puede apreciar en la anterior tabla, para el desfase se ha utilizado una simple línea de transmisión y para el cruzador se han utilizado dos acopladores branch-line en cascada, unidos por las líneas I-K y J-L.

La diferencia de fase que proporciona el acoplador branch-line, como ya sabemos, es de $\phi_0 = \pm\pi/2$ entre los puertos H3 y H4. Por lo tanto, si calculamos el valor de la señal en cada punto indicado de la Figura 6-5, entrando por el puerto número 1 con una señal de valor S_1 , obtenemos:

Punto	A	B	C	D	E	F	G	H
Señal	$S_1 \cdot c$	$S_1 \cdot d \cdot e^{j\phi_0}$	0	0	$S_1 \cdot c \cdot e^{-j\theta_3}$	$S_1 \cdot d \cdot e^{j\phi_0} \cdot e^{-j\theta_4}$	0	0

Punto	I	J
Señal	$S_1 \cdot c \cdot d \cdot e^{j\phi_0} \cdot e^{-j\theta_4}$	$-S_1 \cdot d^2 \cdot e^{-j\theta_4}$
Punto	K	L
Señal	$S_1 \cdot c \cdot d \cdot e^{j\phi_0} \cdot e^{-j\theta_4} \cdot e^{-j\theta_0}$	$-S_1 \cdot d^2 \cdot e^{-j\theta_4} \cdot e^{-j\theta_0}$

Punto	M	N	O	P
Señal	0	$2 \cdot S_1 \cdot c \cdot d^2 \cdot e^{-j\theta_4} \cdot e^{-j\theta_0} \cdot e^{j2\phi_0}$	0	$2 \cdot S_1 \cdot c \cdot d^2 \cdot e^{-j\theta_4} \cdot e^{-j\theta_0} \cdot e^{j2\phi_0}$

Tabla 6-3: Valor de la señal en cada punto de la matriz de Butler.

Si “ S_1 ” es el valor de la señal que introduce el acoplador branch-line en la puerta directa, la puerta acoplada tendrá el desfase de 90° . Por consiguiente obtenemos:

Salida	S_{51}	S_{61}
Señal	$S_1 \cdot c^2 \cdot e^{-j\theta_3}$	$2 \cdot S_1 \cdot c^2 \cdot d^2 \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \theta_4} \cdot e^{-j \cdot \theta_0} \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \phi_0}$
Salida	S_{71}	S_{81}
Señal	$S_1 \cdot c \cdot d \cdot e^{-j \cdot \theta_3} \cdot e^{j \cdot \phi_0}$	$2 \cdot S_1 \cdot c \cdot d^3 \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \theta_4} \cdot e^{-j \cdot \theta_0} \cdot e^{j \cdot 3 \cdot \phi_0}$

Tabla 6-4: Valor de la señal en cada salida de la matriz de Butler.

Por último, suponiendo que $c = d = 1/\sqrt{2}$ y que son números reales obtenemos los siguientes valores de fase en las salidas:

$$phase(S_{51}) = phase(S_1) - \theta_3$$

$$phase(S_{61}) = phase(S_1) + 2 \cdot \phi_0 - 2 \cdot \theta_4 - \theta_0$$

$$phase(S_{71}) = phase(S_1) - \theta_3 + \phi_0 = phase(S_{51}) - \phi_0$$

$$phase(S_{81}) = phase(S_1) + 3 \cdot \phi_0 - 2 \cdot \theta_4 - \theta_0 = phase(S_{61}) - \phi_0$$

Como vemos el desfase constante entre antenas consecutivas a la salida se conseguirá combinando los valores de θ_0 , θ_3 y θ_4 .

De forma análoga podemos obtener los valores de las fases en las salidas entrando por la puerta 2, 3 o 4.

Inciendo con “ S_2 ” por la puerta 2 obtenemos:

$$phase(S_{51}) = phase(S_2) + \phi_0 - \theta_3$$

$$phase(S_{61}) = phase(S_2) - 2 \cdot \theta_4 - \theta_0 + \phi_0$$

$$phase(S_{71}) = phase(S_2) + 2 \cdot \phi_0 - \theta_3 = phase(S_{51}) - \phi_0$$

$$phase(S_{81}) = phase(S_2) + 2 \cdot \phi_0 - 2 \cdot \theta_4 - \theta_0 = phase(S_{61}) - \phi_0$$

Inciendo con “ S_3 ” por la puerta 3 obtenemos:

$$phase(S_{51}) = phase(S_3) - 2 \cdot \theta_4 - \theta_0 + 2 \cdot \phi_0$$

$$phase(S_{61}) = phase(S_3) + 2 \cdot \phi_0 - \theta_3$$

$$phase(S_{71}) = phase(S_3) - 2 \cdot \theta_4 - \theta_0 + \phi_0 = phase(S_{51}) + \phi_0$$

$$phase(S_{81}) = phase(S_3) + \phi_0 - \theta_3 = phase(S_{61}) + \phi_0$$

Inciendo con “ S_4 ” por la puerta 4 obtenemos:

$$phase(S_{51}) = phase(S_4) + 3 \cdot \phi_0 - 2 \cdot \theta_4 - \theta_0$$

$$phase(S_{61}) = phase(S_4) - \theta_3 + \phi_0$$

$$phase(S_{71}) = phase(S_4) + 2 \cdot \phi_0 - 2 \cdot \theta_4 - \theta_0 = phase(S_{51}) + \phi_0$$

$$phase(S_{81}) = phase(S_4) - \theta_3 = phase(S_{61}) + \phi_0$$

6.4 Análisis matriz de Butler en “Matlab”

En este programa de *Matlab* se va a simular el comportamiento de una matriz de Butler de 4x4. Comentar que este diseño se ha realizado a la frecuencia de 2.4 GHz, en vez de la de diseño (3.5 GHz). En la Figura 6-6 se muestra dicha matriz de Butler.

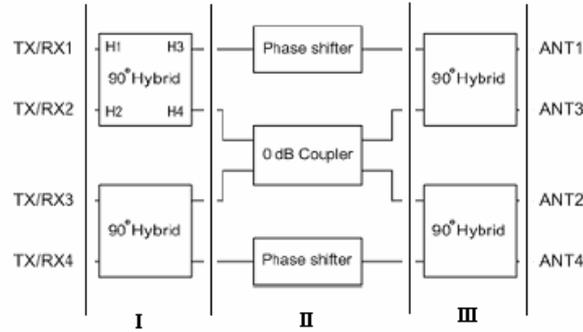


Figura 6-6: Esquema de matriz de Butler de 4x4 (de [24]).

Podemos ver en la anterior figura como es posible dividir la matriz de Butler en tres partes (I, II y III). La primera de ellas será los dos híbridos del comienzo, la segunda será el cruzador junto con los dos desfaseadores y la última será los dos híbridos del final.

Habiendo separado la estructura global en partes, podemos calcular la matriz S de cada una de ellas y posteriormente unir dichas partes en cascada, obteniéndose así la matriz S global de la estructura. La numeración de los puertos de cada parte de la estructura se realiza empezando por la izquierda de arriba abajo y terminando en la derecha también de arriba abajo.

A continuación se indica la matriz S del híbrido de 90°:

$$S^A = \begin{bmatrix} S_{11}^A & S_{12}^A & S_{13}^A & S_{14}^A \\ S_{21}^A & S_{22}^A & S_{23}^A & S_{24}^A \\ S_{31}^A & S_{32}^A & S_{33}^A & S_{34}^A \\ S_{41}^A & S_{42}^A & S_{43}^A & S_{44}^A \end{bmatrix}$$

Por tanto, la matriz S de la primera parte (I) es:

$$S^I = \begin{bmatrix} S_{11}^A & S_{14}^A & 0 & 0 & S_{12}^A & S_{13}^A & 0 & 0 \\ S_{41}^A & S_{44}^A & 0 & 0 & S_{42}^A & S_{43}^A & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_{11}^A & S_{14}^A & 0 & 0 & S_{12}^A & S_{13}^A \\ 0 & 0 & S_{41}^A & S_{44}^A & 0 & 0 & S_{42}^A & S_{43}^A \\ S_{21}^A & S_{24}^A & 0 & 0 & S_{22}^A & S_{23}^A & 0 & 0 \\ S_{31}^A & S_{34}^A & 0 & 0 & S_{32}^A & S_{33}^A & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_{21}^A & S_{24}^A & 0 & 0 & S_{22}^A & S_{23}^A \\ 0 & 0 & S_{31}^A & S_{34}^A & 0 & 0 & S_{32}^A & S_{33}^A \end{bmatrix}$$

Tras mostrar la matriz S de la primera parte de la estructura, se muestra la matriz S del desfasador:

$$S^B = \begin{bmatrix} S_{11}^B & S_{12}^B \\ S_{21}^B & S_{22}^B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\theta_3} \\ e^{-j\theta_3} & 0 \end{bmatrix}$$

Destacar que en el programa de *Matlab*, la matriz S del desfasador se ha puesto a mano, es decir, no se ha calculado a partir de la definición del dispositivo, como ocurría con los híbridos. Donde, más adelante se ha usado $\theta_3 = \pi/4$. También se muestra la matriz S del cruzador:

$$S^C = \begin{bmatrix} S_{11}^C & S_{12}^C & S_{13}^C & S_{14}^C \\ S_{21}^C & S_{22}^C & S_{23}^C & S_{24}^C \\ S_{31}^C & S_{32}^C & S_{33}^C & S_{34}^C \\ S_{41}^C & S_{42}^C & S_{43}^C & S_{44}^C \end{bmatrix}$$

Esta matriz S del cruzador se ha calculado uniendo en cascada dos híbridos de 90° . Habiendo indicado las matrices S del desfasador y del cruzador, se puede indicar la matriz S de la segunda parte (II) de la estructura global de la matriz de Butler:

$$S^{II} = \begin{bmatrix} S_{11}^B & 0 & 0 & 0 & S_{12}^B & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S_{11}^C & S_{14}^C & 0 & 0 & S_{12}^C & S_{13}^C & 0 \\ 0 & S_{41}^C & S_{44}^C & 0 & 0 & S_{42}^C & S_{43}^C & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S_{11}^B & 0 & 0 & 0 & S_{12}^B \\ S_{21}^B & 0 & 0 & 0 & S_{22}^B & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S_{21}^C & S_{24}^C & 0 & 0 & S_{22}^C & S_{23}^C & 0 \\ 0 & S_{31}^C & S_{34}^C & 0 & 0 & S_{32}^C & S_{33}^C & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S_{21}^B & 0 & 0 & 0 & S_{22}^B \end{bmatrix}$$

La matriz S de la tercera parte (III) de la estructura es idéntica a la matriz S de la primera parte.

Puesto que ya se han calculado las matrices S de cada una de las partes en que se ha dividido la matriz de Butler, el último paso es unir en cascada (de acuerdo a la sección 3.5 y a (5.59)) las tres partes para obtener una matriz S global. A continuación se muestran los resultados obtenidos para el caso de líneas de transmisión microstrip:

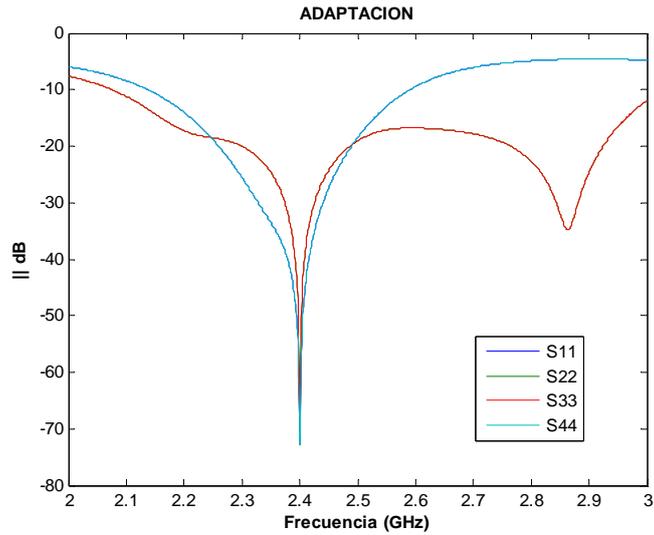


Figura 6-7: Representación de la adaptación de la matriz de Butler de 4x4.

En la Figura 6-7 se muestra el módulo en dB de los parámetros S en cada puerto de entrada de la matriz de Butler, suponiendo que se incide por el mismo puerto en que se está midiendo, es decir la reflexión. Se muestra lo bien que están adaptados estos puertos respecto la estructura global.

Vemos como las reflexiones coinciden dos a dos y, a la frecuencia de diseño (2.4 GHz), son aproximadamente de -75 dB, es decir, tienden a $-\infty$ dB. Por tanto, los puertos de entrada están perfectamente adaptados.

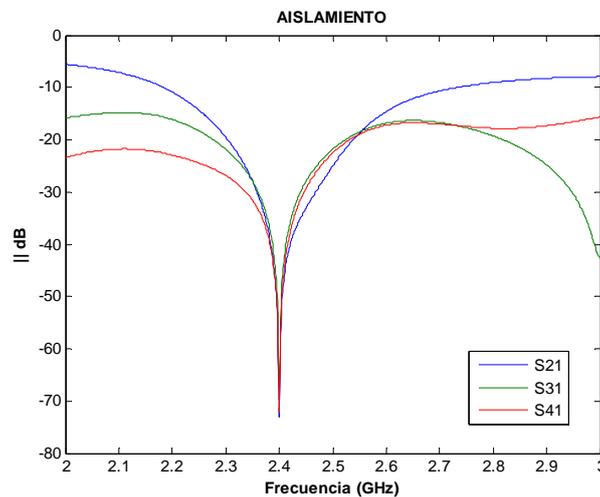


Figura 6-8: Representación del aislamiento de la matriz de Butler de 4x4.

En la Figura 6-8 se muestra el valor de los parámetros S en los puertos de entrada restantes, suponiendo que se incide por el puerto número uno. Es decir, se muestra el aislamiento de los puertos.

Se aprecia como todos estos parámetros tienen un valor de aproximadamente -75 dB a la frecuencia de diseño, es decir, tienden a $-\infty$ dB.

Por tanto, los puertos de entrada están perfectamente aislados respecto al puerto número uno.

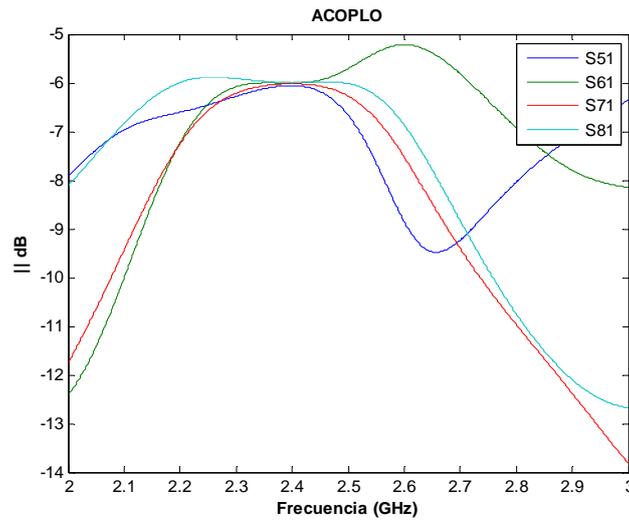


Figura 6-9: Representación del módulo del acoplo de la matriz de Butler de 4x4.

En la Figura 6-9 se muestra el módulo en dB de los parámetros S en los puertos de salida de la matriz de Butler. Es decir, se muestra el módulo del acoplo.

Se aprecia como, a la frecuencia de diseño, todos los acoplos son de -6 dB.

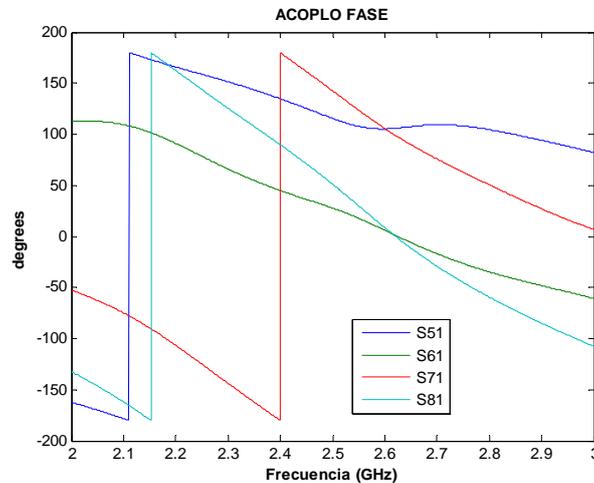


Figura 6-10: Representación de la fase del acoplo de la matriz de Butler de 4x4.

En la Figura 6-10 se muestra la fase en grados de los parámetros S en los puertos de salida de la matriz de Butler. Es decir, se muestra la fase del acoplo.

Vemos como, a la frecuencia de diseño, la diferencia de fase entre los acoplos de puertos es constante, aproximadamente de 45°.

La fase de S61 es de aproximadamente 45°, la de S81 es de 90°, la de S51 es de 135° y la de S71 es de 180°. Como vemos el desfase entre puertos es constante.

7 Diseños y resultados experimentales de acopladores y de la matriz de Butler

7.1 Introducción

En los capítulos anteriores se ha explicado toda la parte teórica necesaria para la realización del proyecto que se ha llevado a cabo. En este capítulo, se explicará la parte práctica.

En concreto, se presentarán los diseños teóricos y prácticos (esto es, construidos y medidos) de circuitos los acopladores con las especificaciones del sistema WiMax. Tras comprobar el buen funcionamiento de los acopladores, se diseñará la matriz de Butler objetivo de este proyecto, con la cual se alimentará la antena de WiMax realizada en otro proyecto llevado a cabo en la Escuela Politécnica Superior (EPS) de la Universidad Autónoma de Madrid (UAM).

Para la realización de todos los circuitos comentados anteriormente se utilizarán distintas técnicas de diseño, así como el programa MATLAB (*Matrix LABORatory*), ADS (*Advanced Design Systems*) y Momentum de Agilent Technologies para la parte del cálculo electromagnético.

7.2 Diseños específicos

Hasta este momento se han diseñado varios ejemplos de acopladores direccionales con líneas de transmisión ideales, stripline y microstrip. Una vez vistas las características, ventajas y desventajas de cada tipo de acoplador direccional (Cap. 5), se va a proceder a realizar el diseño del acoplador direccional branch-line de 3 dB con líneas de transmisión microstrip. Este híbrido de 90° se utilizará posteriormente para diseñar la matriz de Butler.

Se ha elegido tecnología microstrip porque es la más fácil de fabricar con los medios que disponemos en la EPS-UAM. La configuración de acoplador es de tipo branch porque es la más sencilla para realizar el layout de la matriz de Butler. En cuanto al número de secciones (se vió en el capítulo 5.7 que se podían hacer diseño multisección) se construirá tanto un acoplador branch-line de una sección como un acoplador branch-line de dos secciones y se elegirá uno de ellos a partir del compromiso tamaño y ancho de banda.

Para el diseño de la matriz de Butler se dan unas especificaciones iniciales de funcionamiento destinadas a la banda de WiMax a 3.5 GHz, las cuales son:

- Frecuencia central: 3.5 GHz.
- Banda de trabajo: 3.3 GHz a 3.7 GHz.
- Pérdidas de retorno y aislamiento mínimos: -15 dB
- Impedancia de entrada y salida: 50Ω.

El diseño en el ordenador se hará con unas especificaciones más exigentes de pérdidas de retorno y aislamiento (en torno a 25 dB), para anticipar las tolerancias de la construcción que empeorarán bastante la respuesta medida.

Las especificaciones del sustrato utilizado para la construcción son las siguientes:

- Constante dieléctrica (ϵ_r): 2.5
- Espesor del dieléctrico (h): 0.8 mm.
- Tangente de pérdidas: 0.01

7.2.1 Acoplador branch-line de una sección

Como se ha comentado anteriormente, el primer paso es el diseño y construcción de un acoplador branch-line de 3 dB de una sección con líneas de transmisión microstrip. Dicho acoplador tiene las siguientes características:

- Frecuencia central: 3.5 GHz.
- Ancho de banda: 3.3 GHz a 3.7 GHz.
- Pérdidas de retorno y de aislamiento mínimos: 25 dB – 30 dB.
- Impedancia de entrada y salida: 50Ω.

Las especificaciones del sustrato utilizado para la construcción son las mismas que para la matriz de Butler.

Mediante el programa de “*Matlab*” realizado en secciones anteriores para el diseño de acopladores branch-line (sección 5.8.3), se calculan los valores de las impedancias. Una vez calculadas estas impedancias, se utiliza la herramienta “*LineCalc*” de “*ADS*” para el cálculo de las dimensiones físicas de las líneas de transmisión microstrip.

En “*LineCalc*” se escoge el componente “MLIN” que corresponde a una línea de transmisión microstrip. Después se introducen las características del sustrato, la frecuencia central, la impedancia de la línea de transmisión y la longitud eléctrica de la línea. Tras pulsar en el botón de sintetizar se obtienen las dimensiones físicas: anchura y longitud de la línea de transmisión.

Z0 (Ω)	W (mm)	L (mm)
50	2.26	14.79
35.3	3.72	14.53
49.9	2.27	14.79

Tabla 7-1: Dimensiones físicas del acoplador branch-line de 3 dB de una sección.

Una vez calculadas las dimensiones físicas de las líneas de transmisión microstrip, se puede dibujar el circuito correspondiente al acoplador branch-line de 3 dB como se muestra en la Figura 7-1. Para su correcta simulación es necesario indicar el tipo de sustrato y sus características. Dicho sustrato se indica mediante el componente “*MSub*”.

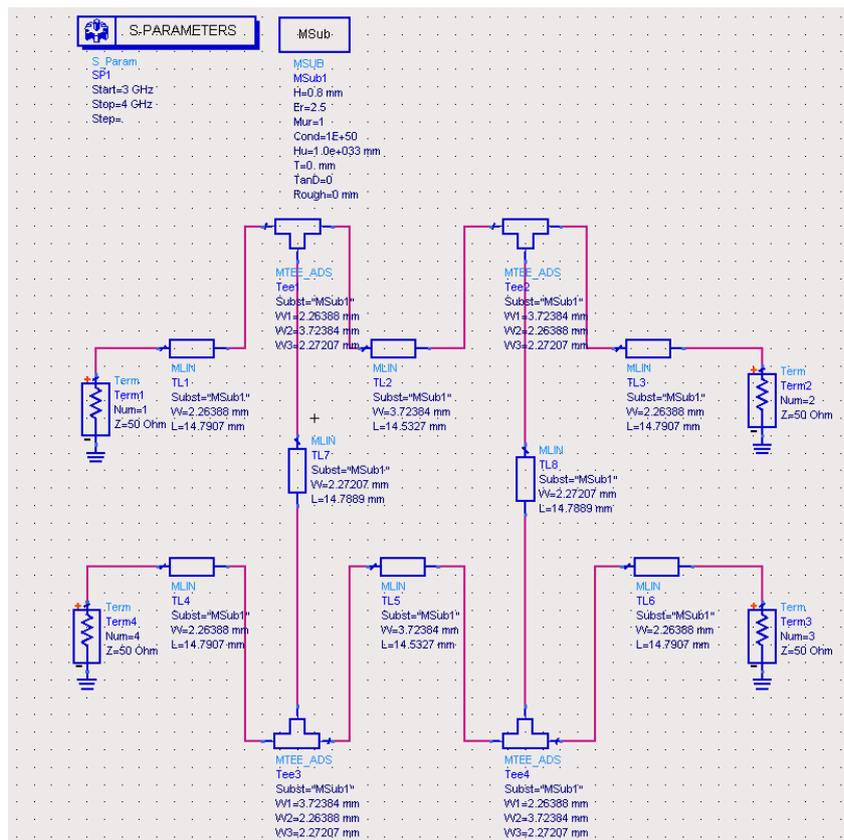


Figura 7-1: Esquemático de acoplador branch-line de una sección de 3 dB con líneas de transmisión microstrip.

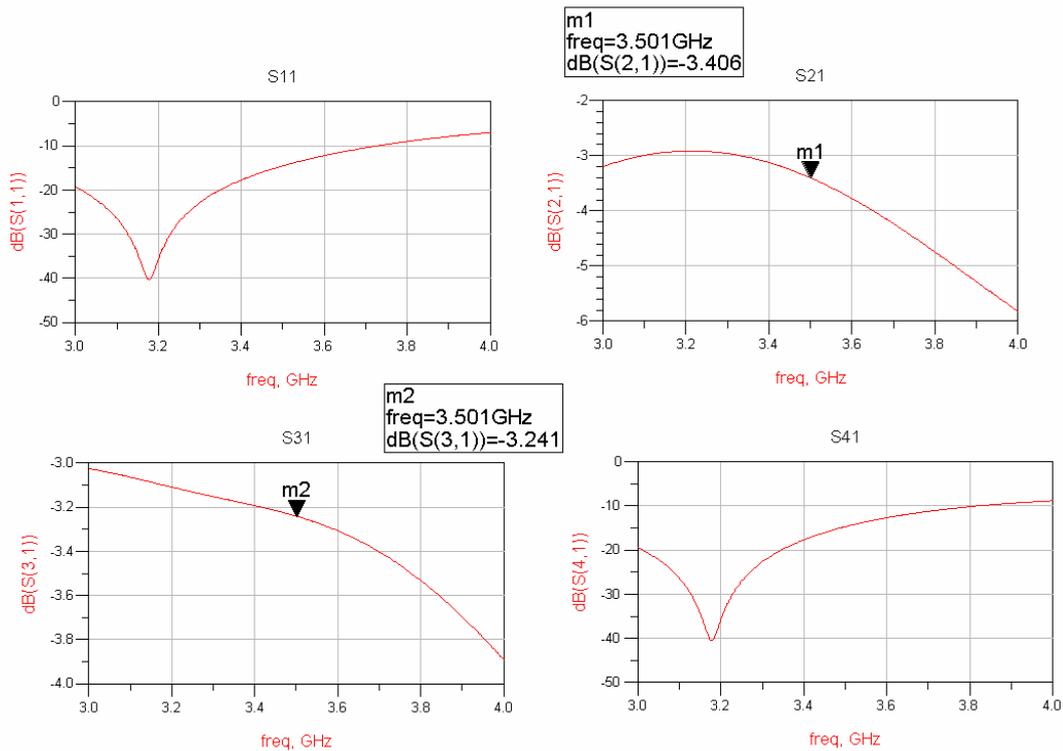


Figura 7-2: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de una sección de 3 dB con líneas de transmisión microstrip.

En la anterior figura podemos observar los resultados obtenidos tras la simulación del esquemático del híbrido de 90° . Se muestran los parámetros S a la salida de cada puerto, suponiendo que se incide por el puerto número uno.

Se aprecia claramente como la respuesta se ha desplazado en frecuencia hacia la izquierda, aproximadamente hasta 3.2 GHz. Por tanto, debemos rediseñar el acoplador a una frecuencia superior a la frecuencia central para que la respuesta final quede centrada en la frecuencia deseada.

En cuanto a los valores de la respuesta, vemos como la reflexión (S_{11}) y el aislamiento (S_{41}) tienen un pico que tiene aproximadamente un valor de -40 dB. Dicho pico se debe centrar a la frecuencia de diseño de 3.5 GHz. Una vez centrado se considerará que tiende a $-\infty$ dB, como es de esperar.

La transmisión (S_{21}) y el acoplo (S_{31}) tienen un valor de -3.406 dB y de -3.241 dB respectivamente, a la frecuencia de diseño. Dichos valores se aproximan mucho al valor deseado de -3 dB. Pero si centrásemos la respuesta en la frecuencia de diseño, obtendríamos valores mucho más cercanos a -3 dB.

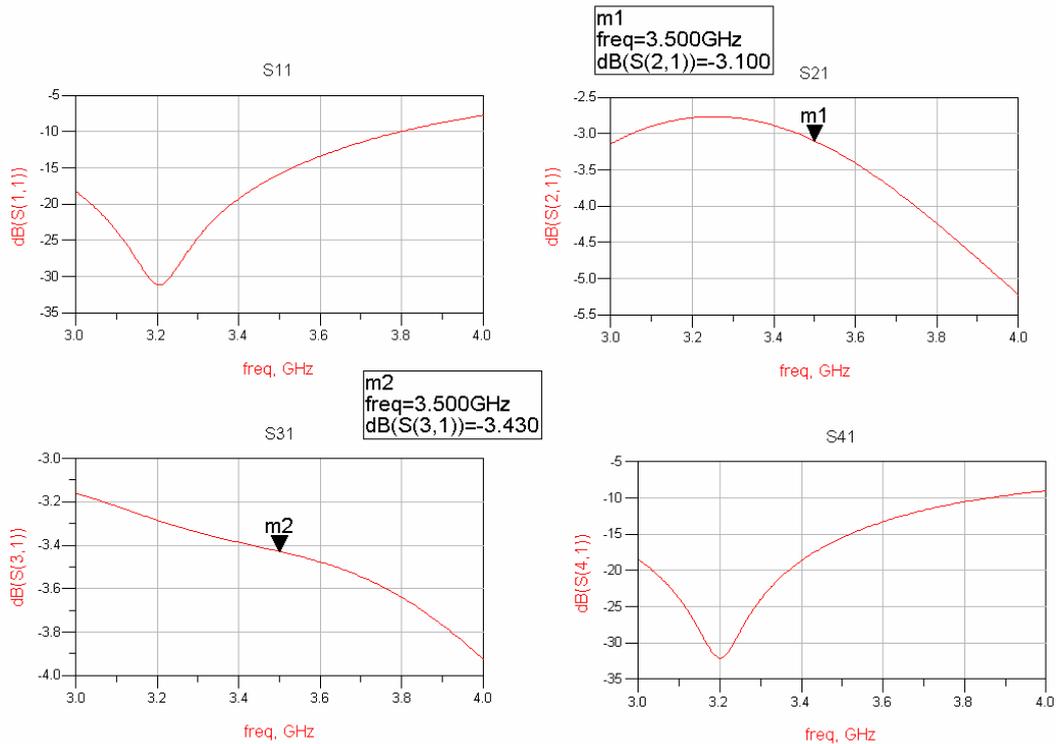


Figura 7-3: Respuesta full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de una sección de 3 dB con líneas de transmisión microstrip.

En la anterior figura se observan los resultados obtenidos de la simulación full-wave del híbrido de 90°.

Vemos como la respuesta sigue desplazada a aproximadamente 3.2 GHz, como ocurría en el caso de la simulación circuital anterior.

La reflexión (S11) y el aislamiento (S41) empeoran ligeramente con respecto a la simulación circuital, pasando a tener un valor en el pico de aproximadamente -30 dB.

La transmisión (S21) tiene un valor de -3.1 dB a la frecuencia de diseño y el acoplo (S31) tiene un valor de -3.43 dB a la frecuencia de diseño. Pero si centramos la curva en la frecuencia de diseño, apreciamos como estos valores empeoran con respecto a los de la simulación del esquemático.

En la Figura 7-4 podemos ver en una misma grafica las simulaciones del esquemático y del full-wave de este híbrido de 90°. La curva azul corresponde a la simulación del esquemático y la curva roja a la simulación full-wave. Vemos como aproximadamente coinciden.

En conclusión, debemos de rediseñar este mismo acoplador a una frecuencia superior a la de diseño para que cuando realicemos la simulación obtengamos los resultados deseados.

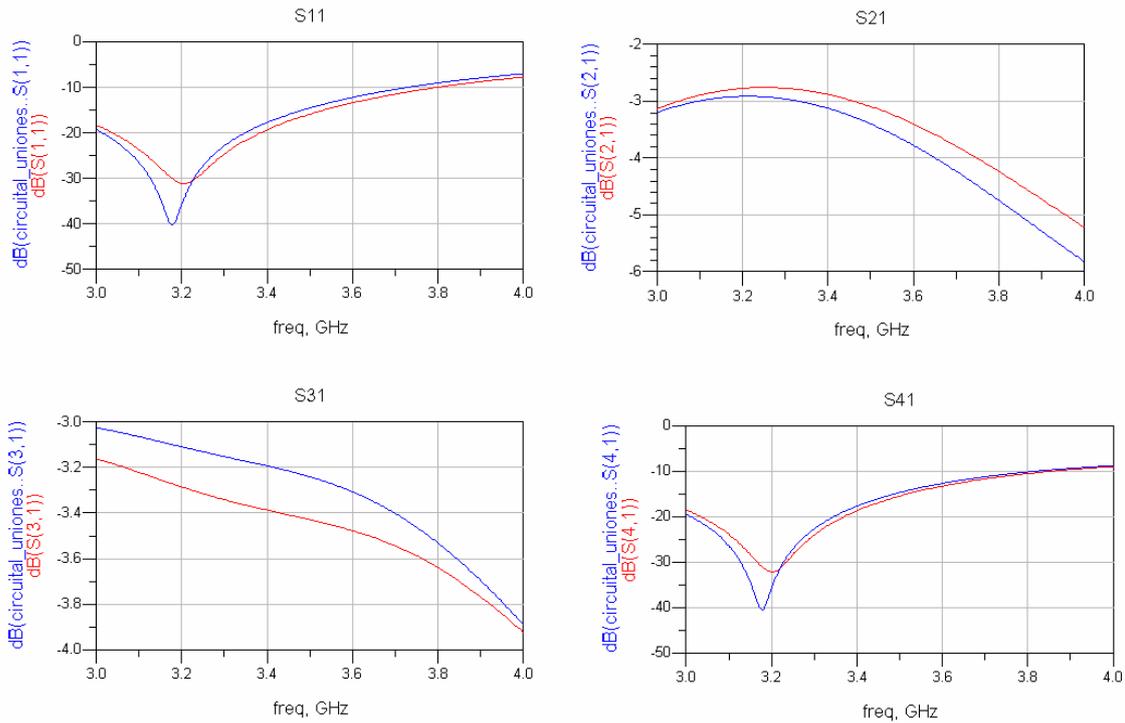


Figura 7-4: Respuesta del esquemático y respuesta full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de una sección de 3 dB con líneas de transmisión microstrip.

Como se ha comentado anteriormente, se va a realizar el mismo diseño del híbrido de 90° pero a la frecuencia de 3.875 GHz. De modo que al ejecutar la simulación, la respuesta quedará centrada a la verdadera frecuencia de diseño que se quiere (3.5 GHz).

El único cambio que hay que hacer en la herramienta “*LineCalc*” de “*ADS*” es la frecuencia de diseño que pasa a ser 3.875 GHz. De esta manera obtenemos las nuevas dimensiones físicas de las líneas de transmisión microstrip:

Z_0 (Ω)	W (mm)	L (mm)
50	2.26	13.35
35.3	3.72	13.12
49.9	2.27	13.35

Tabla 7-2: Dimensiones físicas del acoplador branch-line de una sección de 3 dB a 3.875 GHz.

El esquemático correspondiente a este acoplador branch-line de 3 dB es el mismo que el anterior esquemático, pero esta vez con las dimensiones físicas de la Tabla 7-2.

Los resultados de la simulación se muestran en la Figura 7-5.

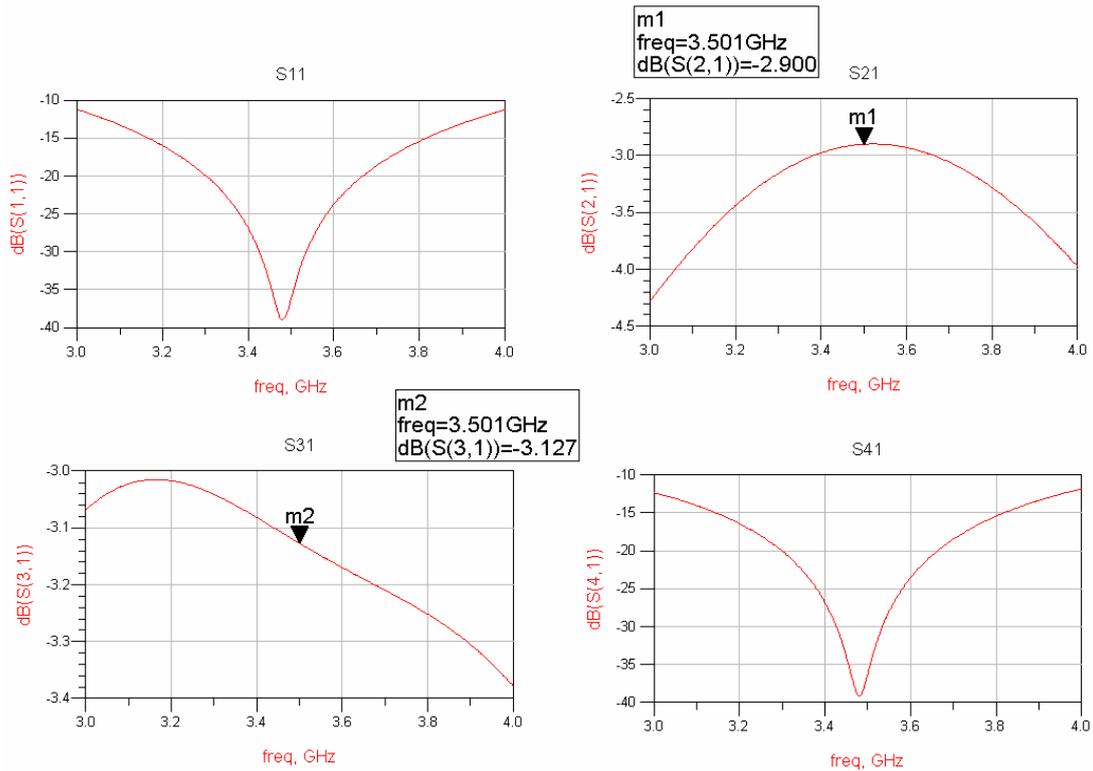


Figura 7-5: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de una sección de 3 dB con líneas de transmisión microstrip rediseñado a 3.875 GHz.

En la anterior figura se muestran los resultados obtenidos tras ejecutar la simulación del esquemático del acoplador branch-line de una sección de 3 dB rediseñado a 3.875 GHz.

Podemos apreciar como las curvas se han centrado en la frecuencia deseada de 3.5 GHz, excepto el acoplo (S31). Ya que este parámetro es muy importante, deberemos de optimizar estos resultados de tal manera que la curva del acoplo también quede centrada.

En este caso, la reflexión (S11) y el aislamiento (S41) tienden a $-\infty$ dB, teniendo un valor aproximado de -40 dB a la frecuencia de diseño.

La transmisión (S21) tiene un valor de -2.9 dB a la frecuencia de diseño, lo que está muy próximo al objetivo de -3 dB. El acoplo, a la frecuencia de diseño, es de -3.127 dB. Como esta curva de acoplo no está centrada a la frecuencia de diseño, el valor a dicha frecuencia se aleja ligeramente del objetivo de -3 dB.

En la Figura 7-6 se muestran los resultados de la simulación full-wave de este acoplador. Los resultados son similares al caso de la simulación del esquemático.

La reflexión (S11) y el aislamiento (S41) tienen un valor de aproximadamente -30 dB a la frecuencia de diseño. La transmisión (S21) es de -2.752 dB y el acoplo (S31) es de -3.32 dB, a la frecuencia de diseño.

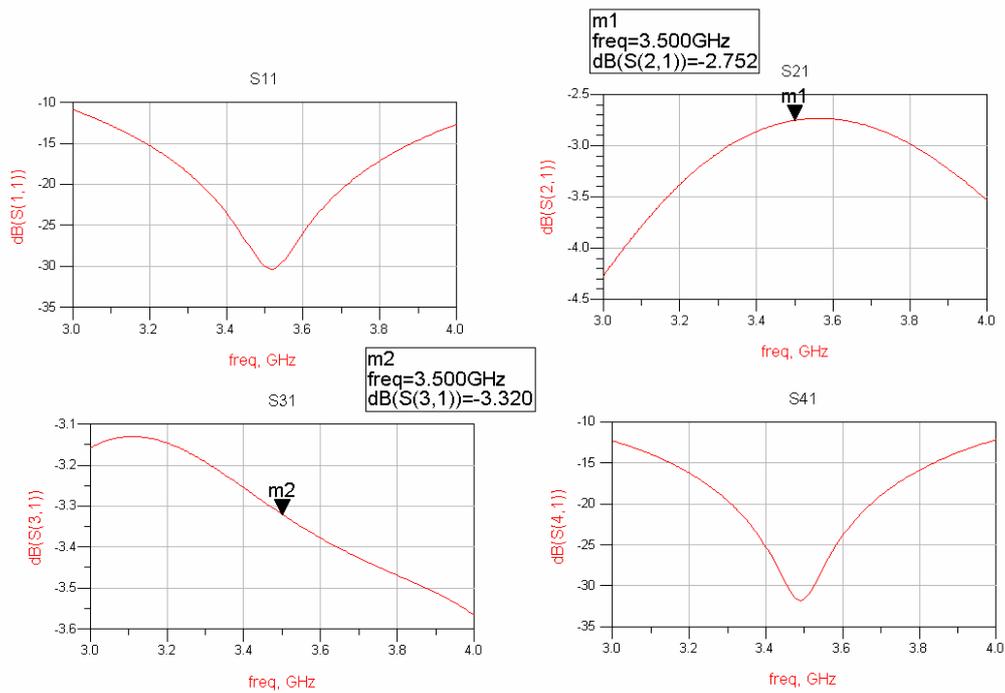


Figura 7-6: Respuesta full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de una sección de 3 dB con líneas de transmisión microstrip rediseñado a 3.875 GHz.

Como hemos comentado anteriormente, la curva del acoplo no queda centrada a la frecuencia de diseño de 3.5 GHz. Esto se soluciona optimizando las dimensiones de las líneas de transmisión microstrip del esquemático de la Figura 7-1. La optimización se consigue mediante el método del gradiente conjugado.

En la siguiente figura están las dimensiones físicas obtenidas tras la optimización. Como vemos, la anchura y longitud de las líneas de salida y entrada no se han modificado puesto que deben ser de 50Ω como los conectores que soldaremos posteriormente.

Var	Eqn	VAR
		VAR1
		W0=2.26424
		W1=3.41135 {o}
		W2=2.07982 {o}
		L0=13.3543
		L1=12.7614 {o}
		L2=14.0223 {o}

Figura 7-7: Dimensiones físicas de las líneas de transmisión microstrip optimizadas.

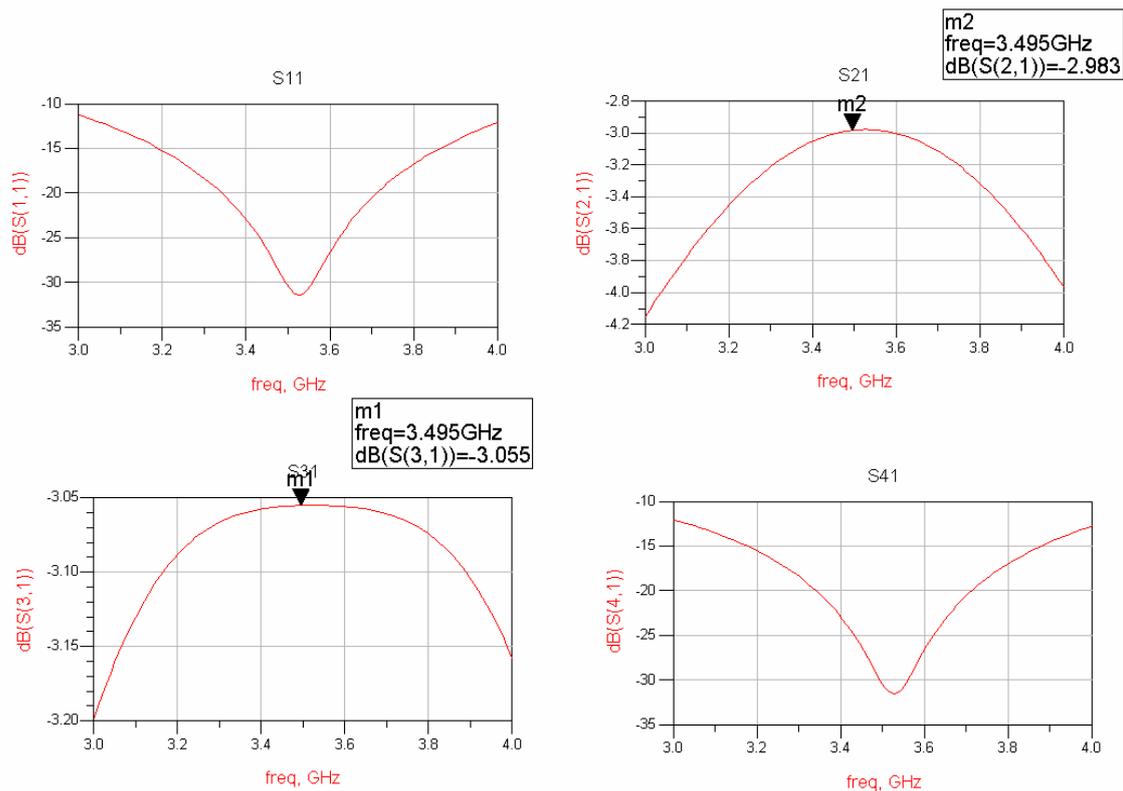


Figura 7-8: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de una sección de 3 dB con líneas de transmisión microstrip optimizado.

En la Figura 7-8 apreciamos como, tras optimizar el acoplador branch-line de 3 dB, todos los parámetros S quedan centrados a la frecuencia de diseño de 3.5 GHz.

La reflexión (S_{11}) y el aislamiento (S_{41}) se pueden considerar que tienden a $-\infty$ dB a la frecuencia de diseño, puesto que tienen valores aproximados de -30 dB.

El acoplo (S_{31}) es -3.055 dB a la frecuencia de diseño y la transmisión (S_{21}) es -2.983 dB. Estos valores se pueden considerar -3 dB en la práctica.

Por tanto, estos resultados se pueden considerar válidos para la construcción física de este dispositivo. En la siguiente figura se muestra el layout que se construirá.

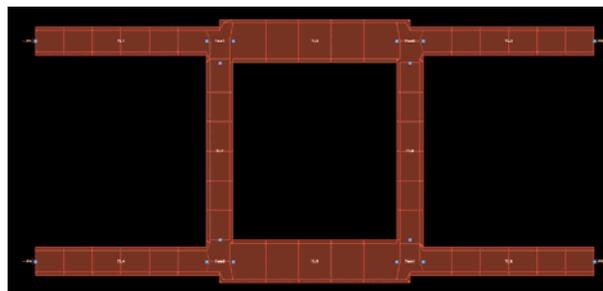


Figura 7-9: Layout del acoplador branch-line de una sección de 3 dB con líneas de transmisión microstrip optimizado.

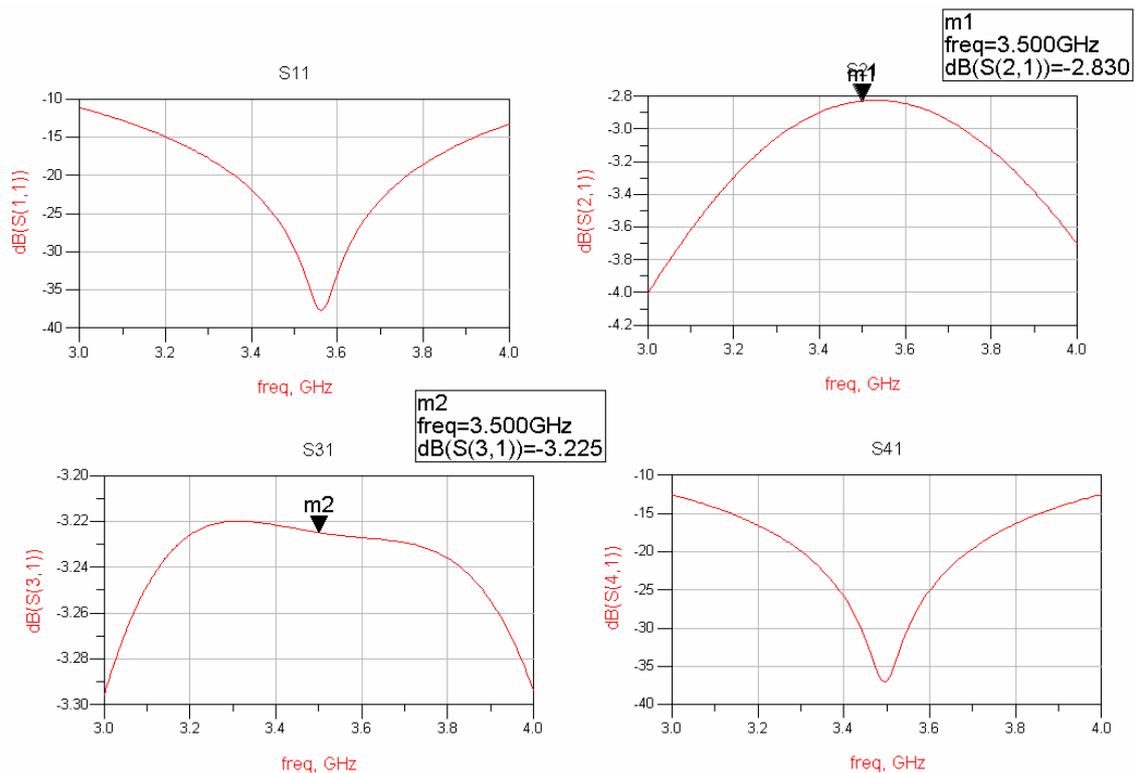


Figura 7-10: Respuesta full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de una sección de 3 dB con líneas de transmisión microstrip optimizado.

En la anterior figura podemos observar la simulación full-wave del acoplador branch-line que vamos a construir físicamente. Estos resultados serán los que más se aproximen a las medidas tras la construcción.

Vemos como empeoran un poco la transmisión (S_{21}) y el acoplo (S_{31}). De todas formas, se puede despreciar, ya que siguen estando muy próximos a -3 dB. Las pérdidas del sustrato añadirán unas pérdidas de inserción muy pequeñas.

Construcción física y medida

A continuación se explican los pasos realizados para la construcción física utilizada en todos los dispositivos construidos en este proyecto. La construcción se ha realizado en el laboratorio de la Escuela EPS-UAM.

Lo primero es imprimir la máscara del dispositivo. Se harán dos impresiones puesto que, al realizarse mediante impresora láser, la tinta no queda del todo extendida. En ocasiones se necesitará un ennegrecedor de toners. Las dos impresiones se colocaran superpuestas.

Luego se quitará el adhesivo de una de las caras de la placa para pegar la máscara sobre dicha cara. Esta placa se pondrá en la aisladora durante 120 segundos. De este modo, la luz incidirá donde no hay líneas de transmisión actuando sobre la superficie fotosensible.

Posteriormente se colocará la placa en ratos de 5 segundos en el baño de agua con sosa disuelta. Dicho baño actúa como líquido revelador y consta de 4 litros de agua y de 12

gramos de sosa por litro de agua. De tal manera que toda la placa quede en cobre, excepto la parte donde hay líneas de transmisión. Después de este paso, se pondrá la placa en el segundo baño de cloruro férrico durante aproximadamente 40 minutos hasta que desaparezca el cobre mediante el ataque químico. Comentar que ambos baños deben de estar a 40° y que para acelerar el proceso en el segundo baño se dispone de burbujas que se activan mediante un botón.

Por último se aplicara acetona a ambos lados de la placa y se cortará la placa. En la Figura 7-11 se muestra el resultado de la construcción del acoplador branch-line de 3 dB de una sección.

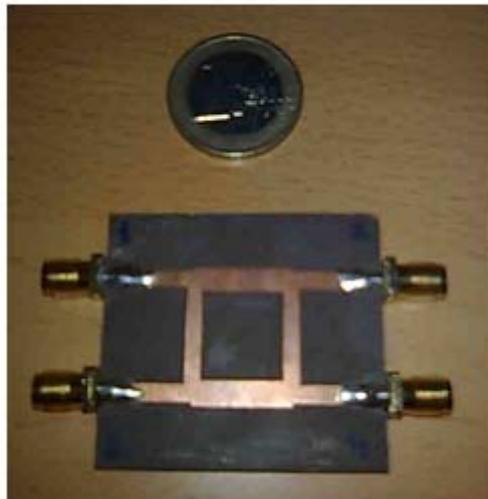


Figura 7-11: Acoplador branch-line de 3 dB de una sección.

Una vez construido el acoplador se medirán sus parámetros S mediante el analizador de redes. El analizador utilizado es el modelo E5071C de Agilent Technologies.

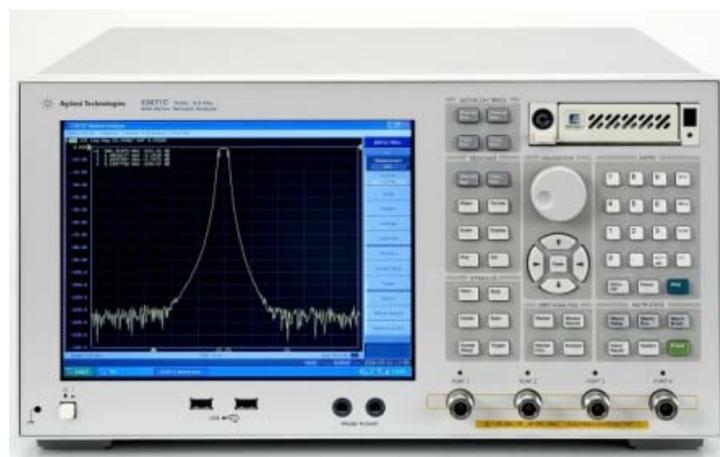


Figura 7-12: Analizador de redes E5071C de Agilent Technologies.

Antes de utilizar el analizador de redes es preciso indicar el número de puntos de frecuencia. Se utilizarán 201 puntos de frecuencia, indicándose en “*Sweep Setup / Points*”. También se debe de indicar la banda de frecuencia en “*Span*”. Indicaremos la banda de 3

GHz a 4 GHz. El último paso antes de medir es calibrar mediante “*Cal / Calibrate / 2-Port Cal / Reflection*” y “*Cal / Calibrate / 2-Port Cal / Transmission*”; donde iremos conectando los estándares de abierto, corto, carga y thru.

Mediante el proceso de calibrado se eliminan los efectos de los elementos auxiliares utilizados como los cables y los conectores. Esto se debe de hacer ya que dichos elementos auxiliares no forman parte del dispositivo a medir DUT (*Device Under Test*).

En la siguiente figura se muestran los resultados obtenidos del analizador de redes. Comentar que los resultados se guardaron en ficheros .s2p para luego transfórmalos en “*Matlab*” en un fichero .s4p y así poderlos mostrar y compararlos con la respuesta full-wave obtenida en “*ADS*”.

Se observa como los resultados no cumplen los objetivos esperados. La reflexión (S11) y el aislamiento (S41) son de -14 dB a la frecuencia de diseño. Estos valores no serían del todo malos en la práctica, pero al integrar el acoplador en la matriz de Butler se obtendrían valores mucho peores.

La transmisión (S21) a la frecuencia de diseño alcanza un valor de aproximadamente -3.4 dB, por lo que no se ha alejado excesivamente del valor deseado de -3 dB. Lo contrario ocurre con el acoplo (S31) que se aleja hasta el valor de -4 dB.

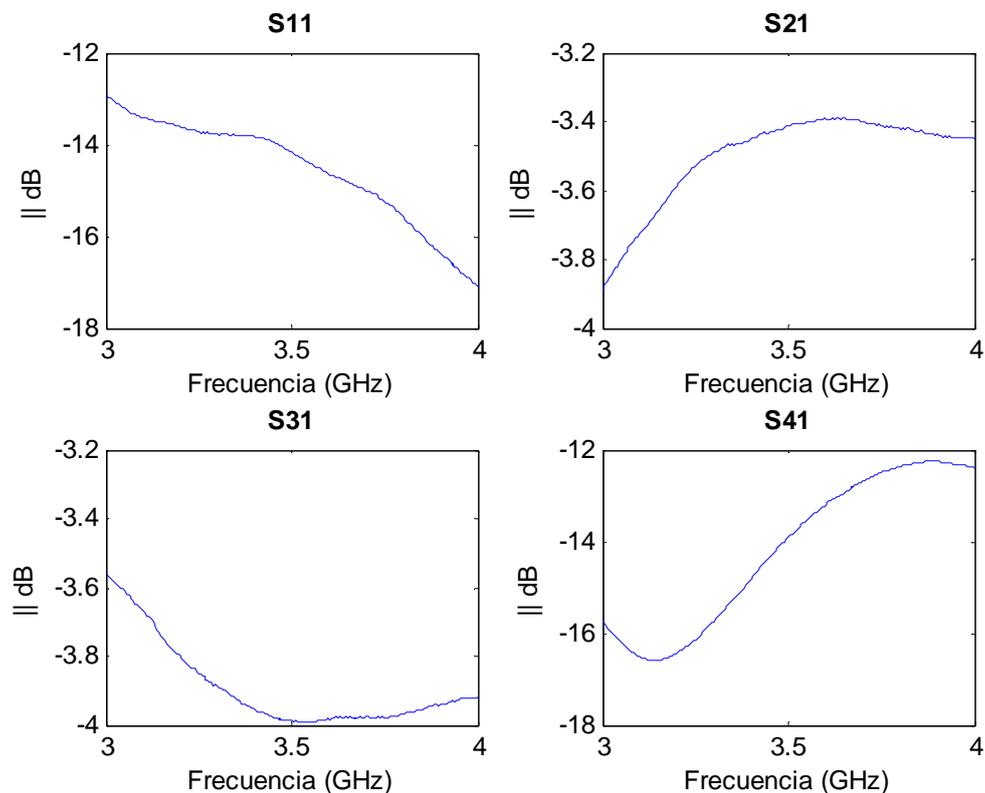


Figura 7-13: Respuesta del modulo en dB de los parámetros *S* a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de una sección de 3 dB construido.

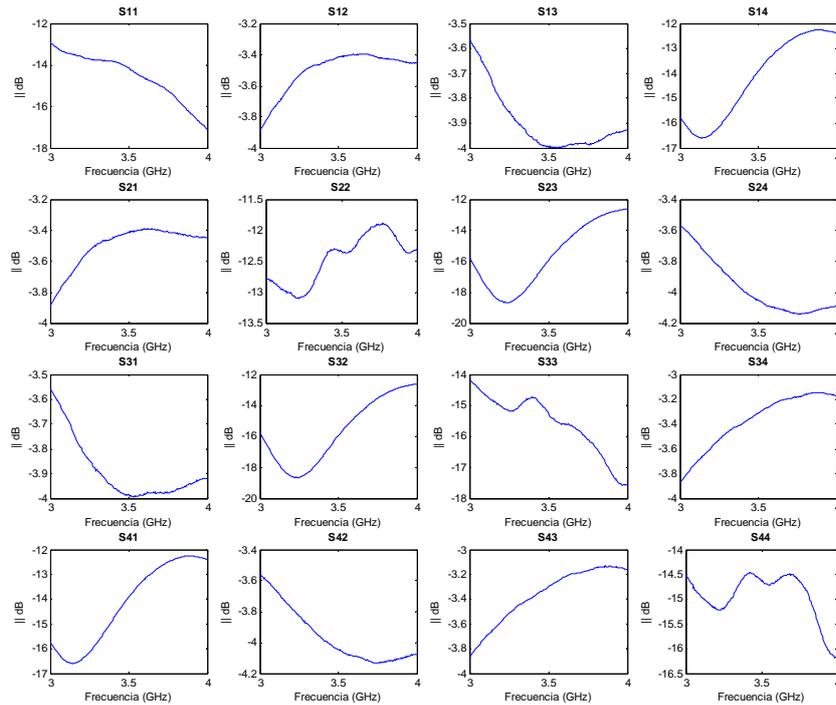


Figura 7-14: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto del acoplador branch-line de una sección de 3 dB construido.

En la Figura 7-14 podemos ver la matriz completa de parámetros S del acoplador branch-line de 3 dB de una sección. De este modo podemos ver si se ha conseguido en la construcción que el acoplador sea simétrico. Vemos como aproximadamente se cumplen las siguientes condiciones:

$$\begin{aligned}
 S_{14} &= S_{41} = S_{23} = S_{32} \\
 S_{12} &= S_{21} = S_{34} = S_{43} \\
 S_{11} &= S_{22} = S_{33} = S_{44} \\
 S_{13} &= S_{24} = S_{31} = S_{42}
 \end{aligned}$$

La tercera condición no se cumple exactamente. Puede ser debido a fallos en la construcción o a que no se ha calibrado adecuadamente tras mover los cables.

En la siguiente figura se comparan los resultados obtenidos del analizador de redes (curva azul) con la simulación full-wave obtenida en *ADS* (curva roja).

Como comentábamos anteriormente, el peor resultado se obtiene en el acoplo (S_{31}). En la reflexión (S_{11}) y en el aislamiento (S_{41}) se obtienen resultados no tan malos, pero no validos en la práctica. En la transmisión (S_{21}) se obtiene el valor más cercano al simulado.

La conclusión es que este acoplador no podemos utilizarlo en la matriz de Butler ya que los resultados obtenidos no son lo necesariamente buenos para obtener las especificaciones dadas de la matriz de Butler.

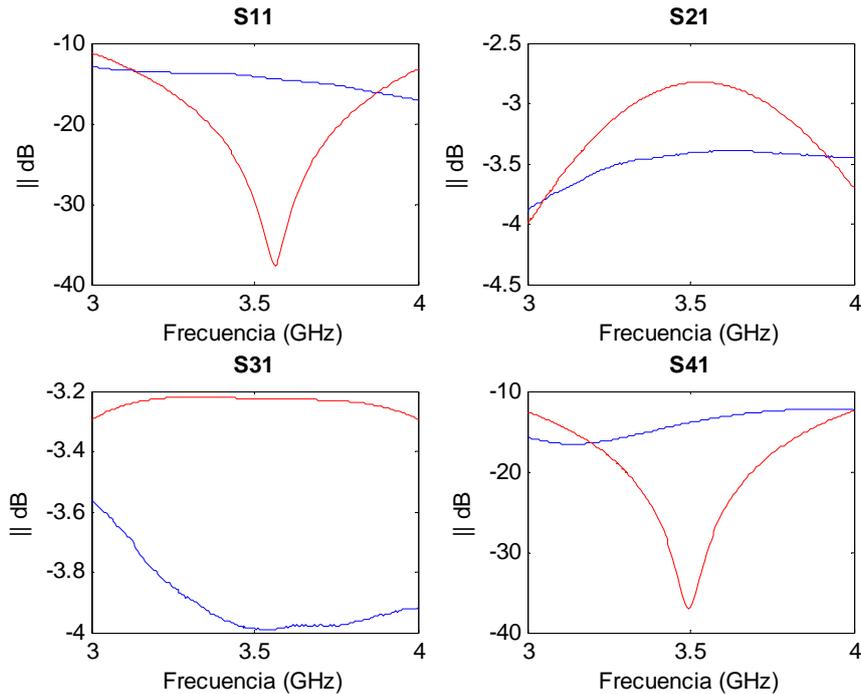


Figura 7-15: Comparación de la respuesta del acoplador branch-line de una sección de 3 dB construido y de la respuesta full-wave.

7.2.2 Acoplador branch-line de dos secciones

Como hemos comprobado, el híbrido de 90° de una sección no es suficiente para el diseño de la matriz de Butler. Por tanto se va a diseñar un híbrido de 90° de dos secciones con las mismas especificaciones. El acoplador va a ser de tipo síncrono con respuesta de tipo Chebyshev. Con este acoplador esperamos obtener mejores resultados y un mayor ancho de banda.

Las impedancias del acoplador se obtienen mirando las tablas correspondientes en los anexos de la versión extendida del proyecto. Y mediante “LineCalc” se obtienen las siguientes dimensiones físicas de las líneas de transmisión microstrip:

Z0 (Ω)	W (mm)	L (mm)
50	2.26	14.79
35.9	3.63	14.55
115.5	0.44	15.47
38.2	3.35	14.59

Tabla 7-3: Dimensiones físicas del acoplador branch-line de 3 dB de dos secciones.

Una vez calculadas las dimensiones físicas de las líneas de transmisión microstrip, se puede dibujar el circuito correspondiente al acoplador branch-line de 3 dB de dos secciones como se muestra en la Figura 7-16. Para su correcta simulación es necesario indicar el tipo de sustrato y sus características. Dicho sustrato se indica mediante el componente “MSub”.

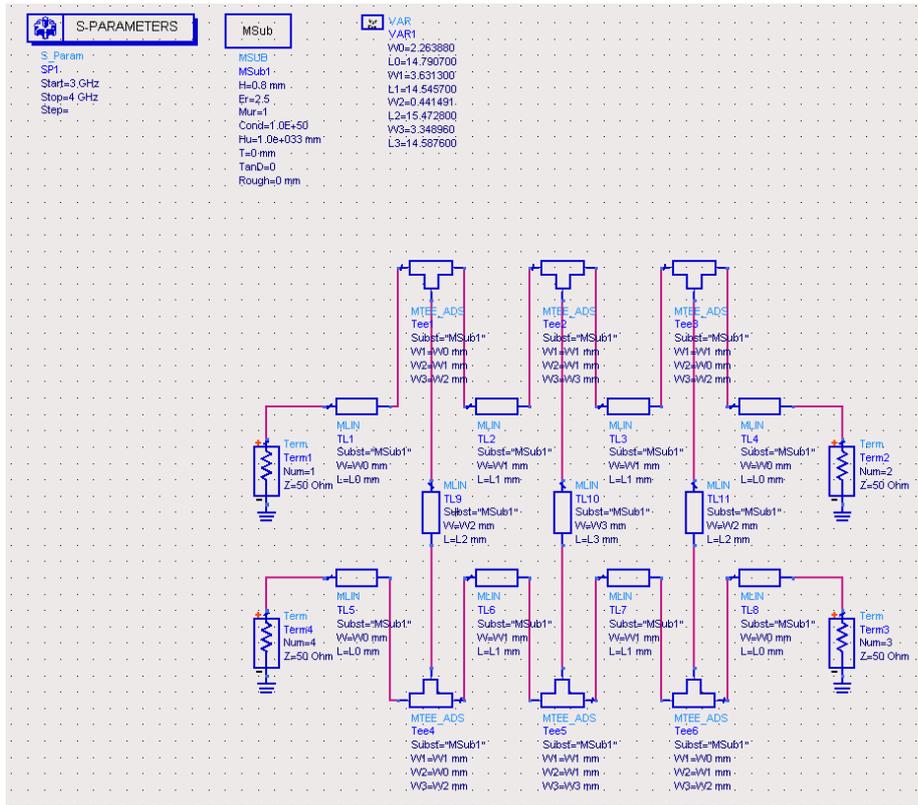


Figura 7-16: Esquemático de acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB con líneas de transmisión microstrip.

En la Figura 7-17 se ilustran los resultados de la simulación del acoplador branch-line de 3 dB de dos secciones. Se puede ver el módulo de los parámetros S a la salida de cada puerto, si se incide por el puerto número uno.

Como ocurría con el acoplador branch-line de 3 dB de una sección, la respuesta también se desplaza en frecuencia. En este caso el desplazamiento en frecuencia se produce hasta aproximadamente 3.25 GHz.

Se aprecia claramente como la reflexión (S_{11}) y el aislamiento (S_{41}) tienen dos picos a las frecuencias de 3 GHz y de 3.5 GHz. Estos picos se consideran que tienden a $-\infty$ dB, puesto que tienen valores de aproximadamente -40 dB.

En cuanto a los otros dos parámetros tenemos que la transmisión vale -2.96 dB a la frecuencia central y el acoplo (S_{31}) vale -3.065 dB. Estos resultados son muy buenos, pero estos empeoraran ligeramente en el momento que se centren las curvas en la frecuencia de diseño.

Por tanto, llegamos a la conclusión de que debemos compensar la desviación en frecuencia antes de diseñar el acoplador. Esto lo conseguiremos diseñando el acoplador a una frecuencia superior a la de diseño inicial para que al simularlo se centre a la verdadera frecuencia de diseño de 3.5 GHz.

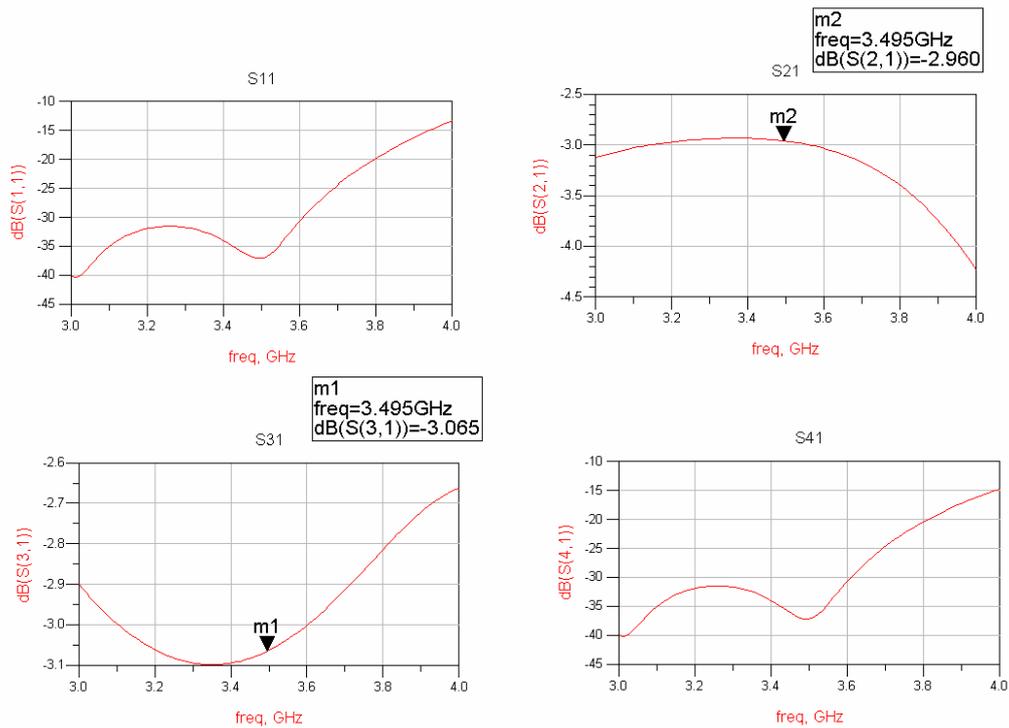


Figura 7-17: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB con líneas de transmisión microstrip.

Una vez vistos los resultados de la simulación del esquemático del híbrido de 90° de dos secciones podemos realizar la simulación full-wave para comprobar los resultados obtenidos.

Curiosamente tenemos que el pico en 3.5 GHz de la reflexión (S_{11}) se hace más pronunciado, de modo que alcanza un valor de -65 dB. Este resultado es mucho mejor que en el caso de la simulación del esquemático.

Como ocurría con la simulación del esquemático, la respuesta esta desplazada a la misma frecuencia. Pero la transmisión (S_{21}) y el acoplo (S_{31}) empeoran un poco, teniendo valores de -2.794 dB y de -3.239 dB a la frecuencia de diseño respectivamente.

En la Figura 7-19 se muestran tanto la simulación del esquemático (curva azul) como la simulación full-wave (curva roja). Como hemos comentado, los resultados son muy similares.

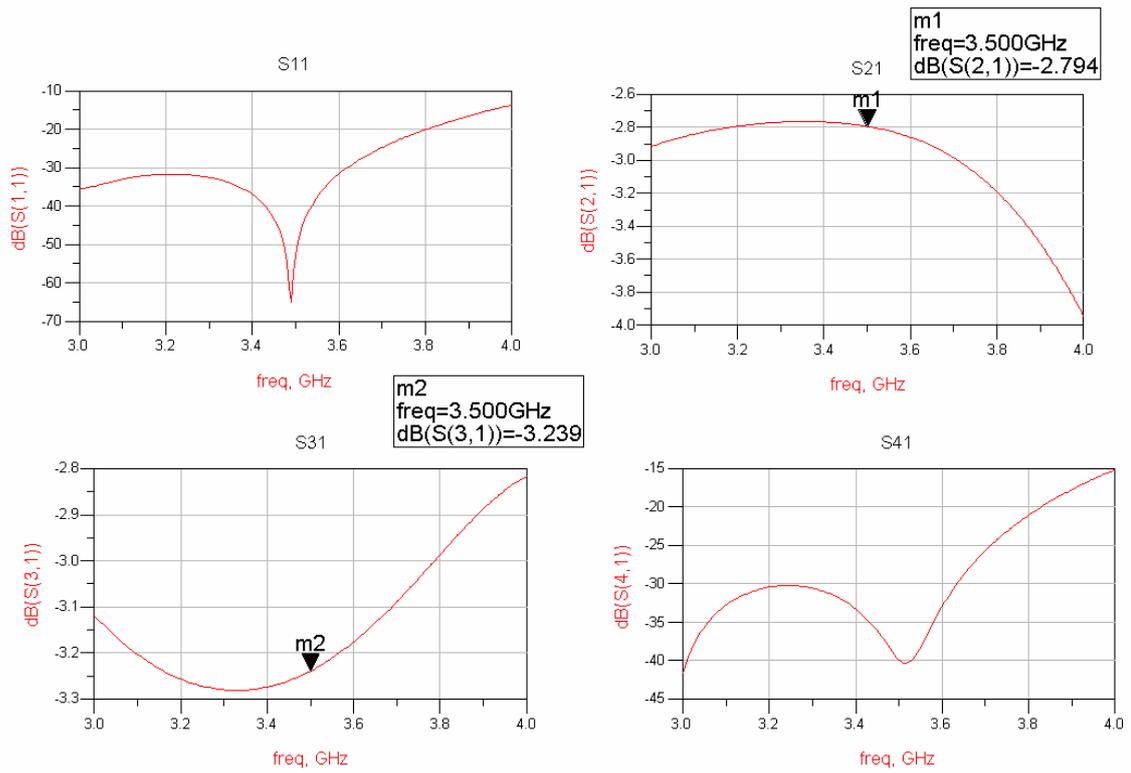


Figura 7-18: Respuesta full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB con líneas de transmisión microstrip.

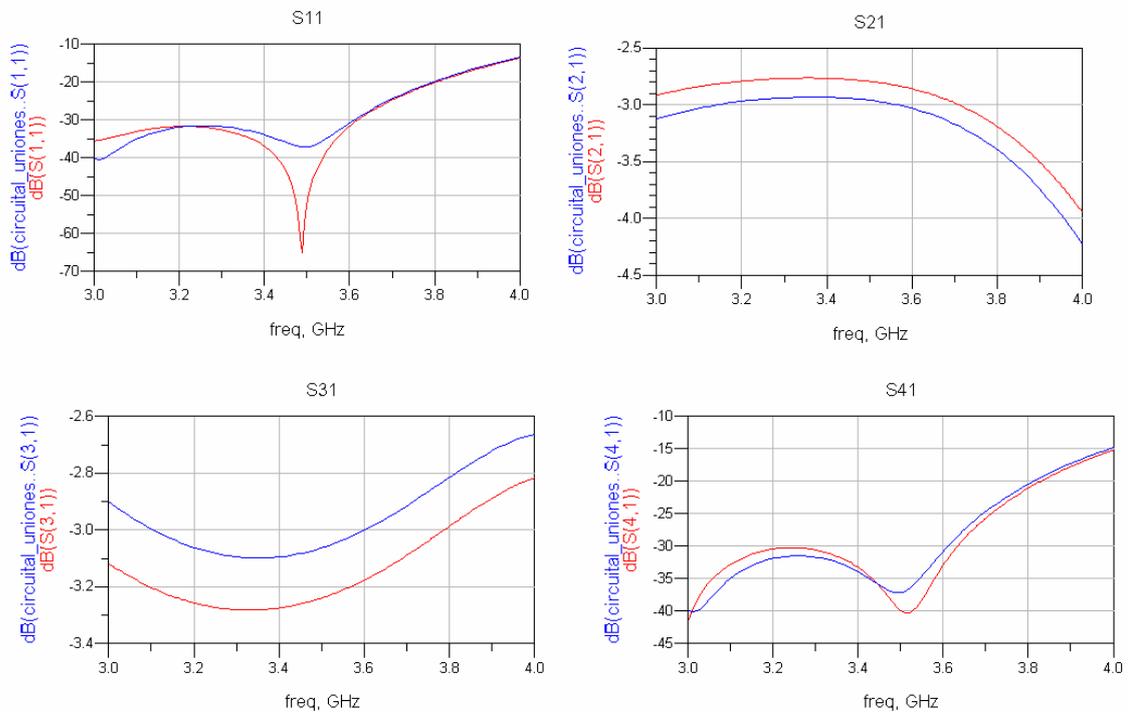


Figura 7-19: Respuesta del esquemático y respuesta full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB con líneas de transmisión microstrip.

Habiendo analizado los resultados del acoplador de dos secciones hemos llegado a la conclusión de que debemos rediseñarlo a una frecuencia superior (3.747 GHz) para compensar a priori el desplazamiento en frecuencia. En la Tabla 7-4 se muestran las nuevas dimensiones físicas (la anchura no cambia respecto de la tabla 7-3) de las líneas de transmisión microstrip obtenidas con la herramienta “LineCalc” de “ADS”.

Z0 (Ω)	W (mm)	L (mm)
50	2.26	13.81
35.9	3.63	13.58
115.5	0.44	14.45
38.2	3.35	13.62

Tabla 7-4: Dimensiones físicas del acoplador branch-line de 3 dB de dos secciones rediseñado a 3.747 GHz.

El esquemático de este nuevo acoplador rediseñado es exactamente igual que el del anterior acoplador, salvo las dimensiones físicas calculadas anteriormente. En la Figura 7-20 se pueden ver los resultados de la simulación.

Como vemos la respuesta se ha centrado en la frecuencia de diseño. La reflexión (S11) y el aislamiento (S41) tienen curvas prácticamente iguales a las del anterior acoplador.

La transmisión (S21) tiene un valor de -2.934 dB a la frecuencia de diseño y el acoplo (S31) tiene un valor de -3.101 dB. Estos valores son muy buenos, podríamos proceder a la construcción de este acoplador. Pero vemos como la transmisión y el acoplo no salen perfectamente centrados, es decir podemos mejorarlos mediante una optimización del circuito.

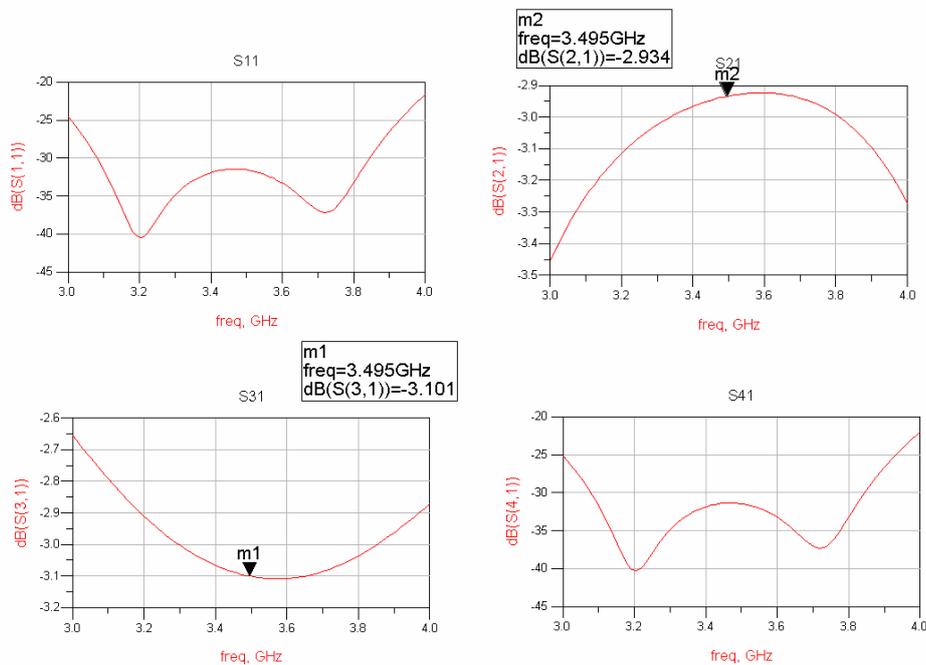


Figura 7-20: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB con líneas de transmisión microstrip rediseñado a 3.747 GHz.

En la siguiente figura se aprecian los resultados de la simulación full-wave de acoplador branch-line de 3 dB de dos secciones rediseñado a la frecuencia de 3.747 GHz.

Los resultados son prácticamente iguales que los de la simulación del esquemático. Se produce una mejora en la reflexión (S11) y en el aislamiento (S41), ya que el segundo pico se hace más pronunciado. La transmisión pasa a tener un valor de -2.807 dB a la frecuencia de diseño y el acoplo (S31) pasa a tener un valor de -3.244 dB. Por lo tanto estos valores apenas cambian respecto a los de la simulación del esquemático.

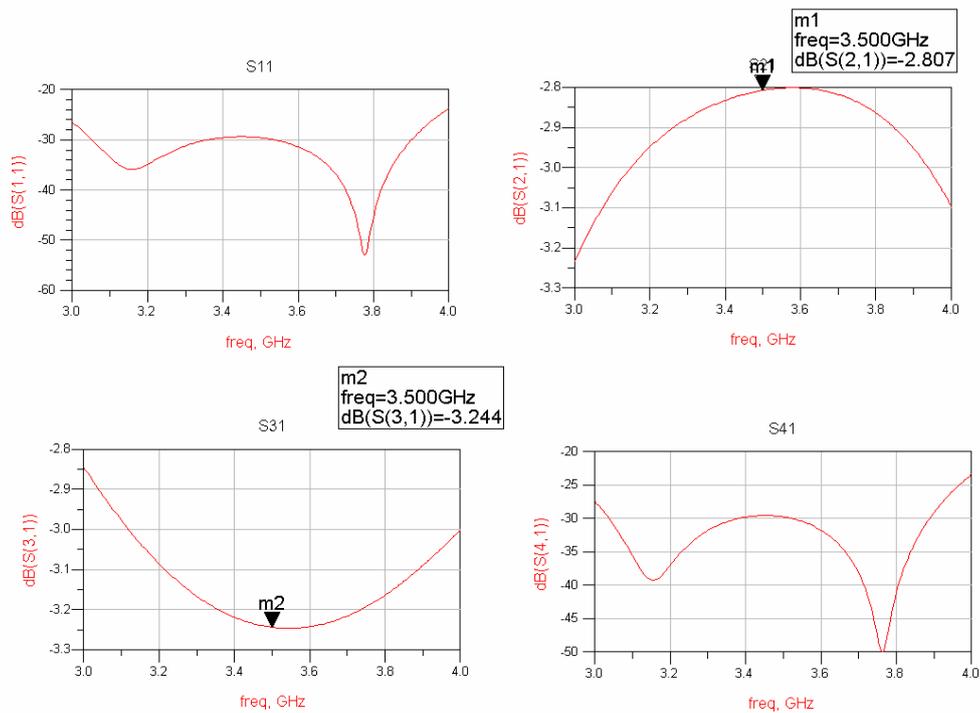


Figura 7-21: Respuesta full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB con líneas de transmisión microstrip rediseñado a de 3.747 GHz.

Por tanto, hemos llegado a la conclusión de que podemos mejorar los resultados optimizando las dimensiones físicas de las líneas de transmisión microstrip. Como en el caso del acoplador branch-line de 3 dB de una sección se utiliza el método del gradiente conjugado para optimizar el circuito. Las dimensiones físicas obtenidas son las siguientes:

Var	Eqn	VAR
		VAR1
		W0=2.26411
		L0=13.8123
		W1=3.61821 {o}
		L1=13.0644 {o}
		W2=0.464851 {o}
		L2=14.7841 {o}
		W3=3.3139 {o}
		L3=14.0555 {o}

Figura 7-22: Dimensiones físicas de las líneas de transmisión microstrip optimizadas.

Tras esta optimización de las líneas de transmisión microstrip se obtienen los resultados mostrados en la siguiente figura.

Vemos como, en este caso los resultados mejoran notablemente a los obtenidos anteriormente. Puesto que la reflexión (S11) y el aislamiento (S41) tienen los picos perfectamente definidos llegando hasta valores de -60 dB, es de decir, tienden a $-\infty$ dB.

Con la optimización hemos conseguido centrar perfectamente las curvas de la transmisión (S21) y del acoplo (S31). Además, estos dos parámetros alcanzan valores muy buenos a la frecuencia de diseño. La transmisión es de -3.011 dB y el acoplo es de -3.026 dB. Por tanto se pueden considerar que son -3 dB, como se buscaba al principio del diseño.

Este acoplador nos hace pensar que obtendremos mejores resultados que con el acoplador de una sección, ya que se obtiene un mayor ancho de banda en las simulaciones.

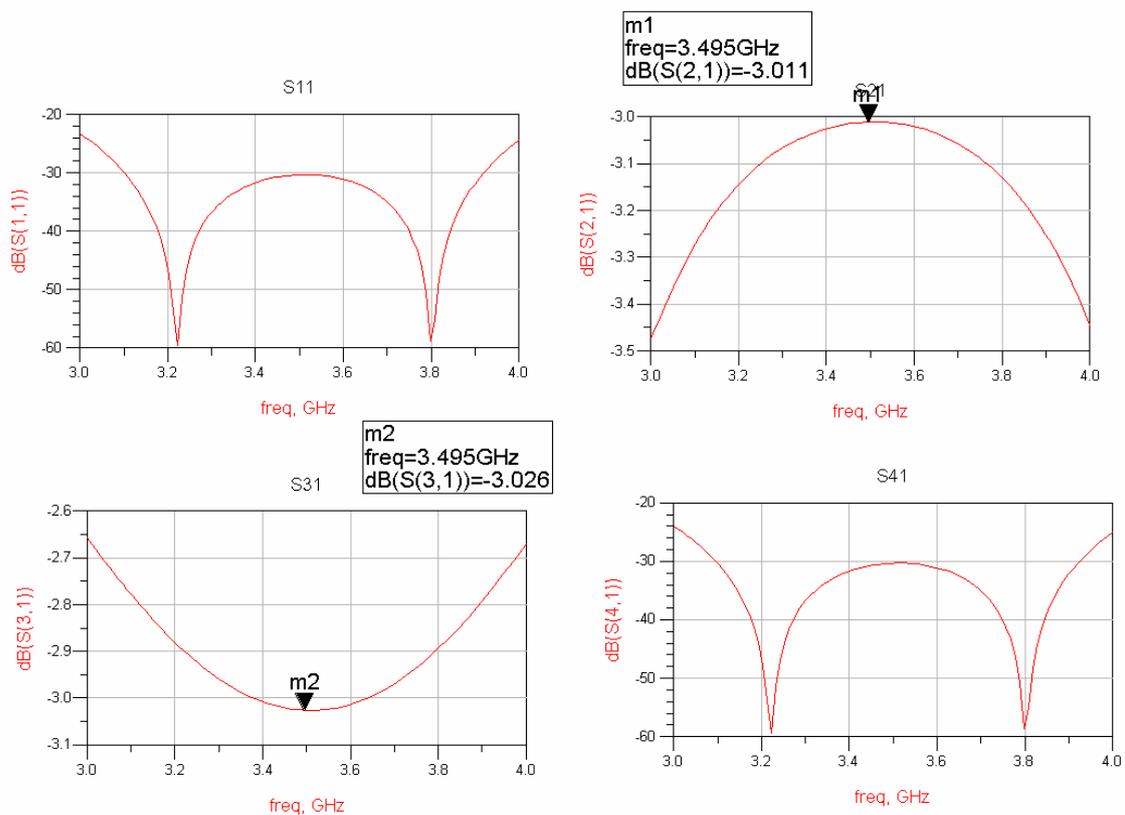


Figura 7-23: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB con líneas de transmisión microstrip optimizado.

En la Figura 7-24 podemos observar el layout del acoplador branch-line de 3 dB de dos secciones que vamos a construir físicamente.

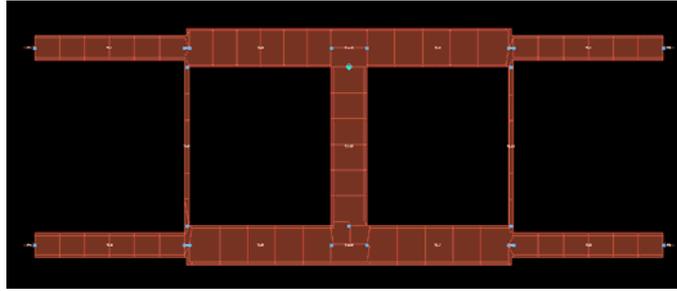


Figura 7-24: Layout del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB optimizado.

La simulación full-wave se muestra en la siguiente figura. Estos resultados serán los que más se aproximen a las medidas que obtengamos del analizador de redes.

Los picos de la reflexión (S_{11}) y del aislamiento (S_{41}) se suavizan bastante respecto a la simulación del esquemático. Pero todavía se pueden considerar valores muy buenos, ya que tienen valores de aproximadamente -35 dB.

La transmisión (S_{21}) empeora un poco hasta el valor de -2.816 dB a la frecuencia de diseño. Lo mismo ocurre con el acoplo (S_{31}) que alcanza un valor de -3.243 dB. Pero siguen estando muy próximos a los -3 dB.

Los resultados obtenidos para este acoplador son lo suficientemente buenos que nos permite fabricarlo físicamente. Las pérdidas del sustrato añadirán unas pérdidas prácticamente despreciables.

En la Figura 7-26 se muestran la simulación del esquemático (curva azul) y la simulación full-wave (curva roja). Como comentábamos, los resultados son similares, excepto en el caso de los picos en la reflexión y en el aislamiento que se suavizan mucho.

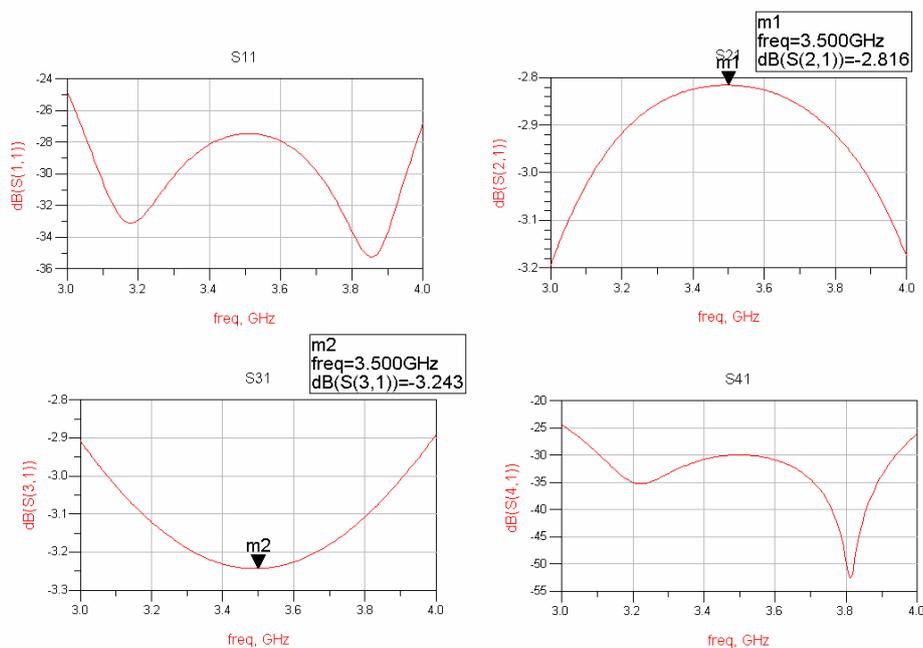


Figura 7-25: Respuesta full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB con líneas de transmisión microstrip optimizado.

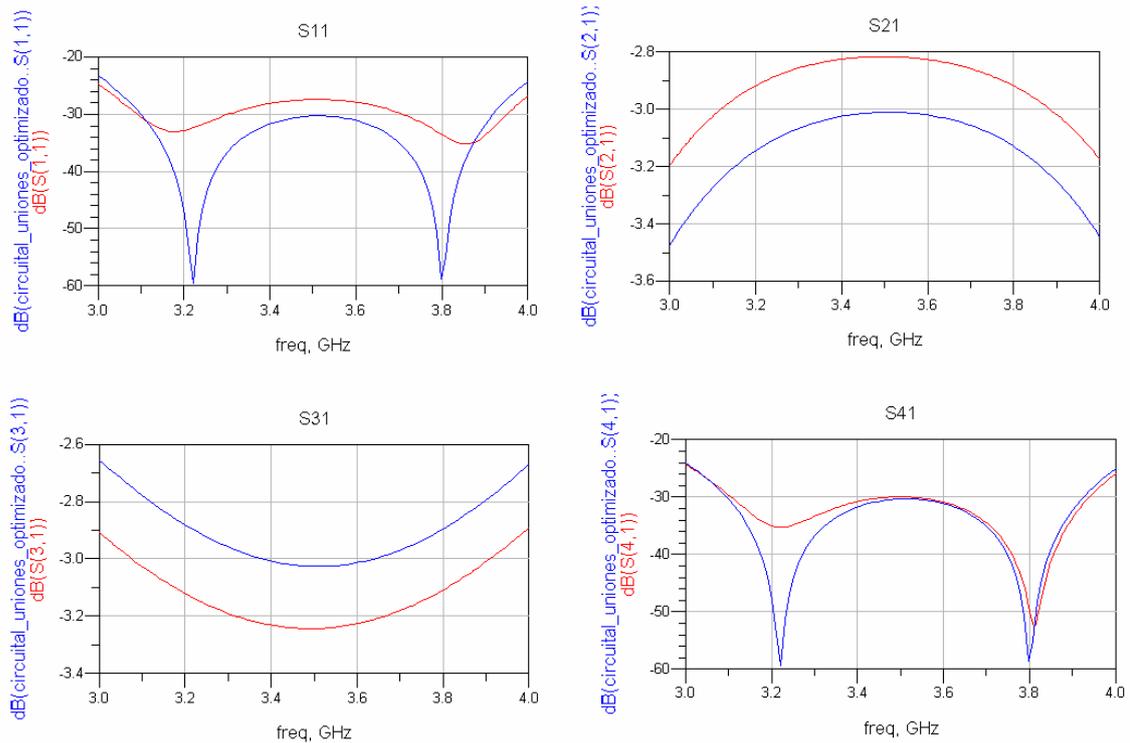


Figura 7-26: Respuesta del esquemático y del full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB con líneas de transmisión microstrip optimizado.

Construcción física y medida

La construcción del acoplador branch-line de 3 dB de dos secciones se realizará de la misma forma que se hizo con el de una sección y siguiendo los mismos pasos que se indican en el apartado correspondiente. Lo mismo ocurre con las medidas realizadas con el analizador de redes. En la siguiente figura se muestra el acoplador construido:



Figura 7-27: Acoplador branch-line de 3 dB de dos secciones.

Los resultados medidos con el analizador de redes son los mostrados en la Figura 7-28.

En este caso se obtienen mejores resultados que con el acoplador de una sección. Pero se han producido fallos que pueden ser debido a fallos en la construcción o a que el sustrato no tiene exactamente una constante dieléctrica de 2.5. Debido a estos fallos, la respuesta se ha desplazado ligeramente hacia la izquierda en frecuencia.

En cuanto a la reflexión (S11) y al aislamiento (S41) tenemos que uno de los picos desaparece y apreciamos que el pico restante tiene un valor de -20 dB, un valor bastante bueno en la práctica.

El acoplo (S31) alcanza los -3 dB que buscábamos por lo que solo habrá que compensar la desviación en frecuencia. La transmisión empeora bastante ya que alcanza los -4 dB, es decir, varía 1 dB respecto a los -3 dB que buscamos en este diseño.

Para compensar los fallos que hemos obtenidos en la construcción debemos realizar un nuevo diseño de este acoplador. Dicho diseño se realizará a una frecuencia superior para que cuando se construya la respuesta quede centrada en 3.5 GHz. También se subirá la curva de la transmisión para que cuando se construya se desplace hacia abajo y quede en -3 dB y no en -4 dB como ocurre. El acoplo no sería necesario mejorarlo pero habrá que retocarlo un poco ya que todos los parámetros dependen unos de otros.

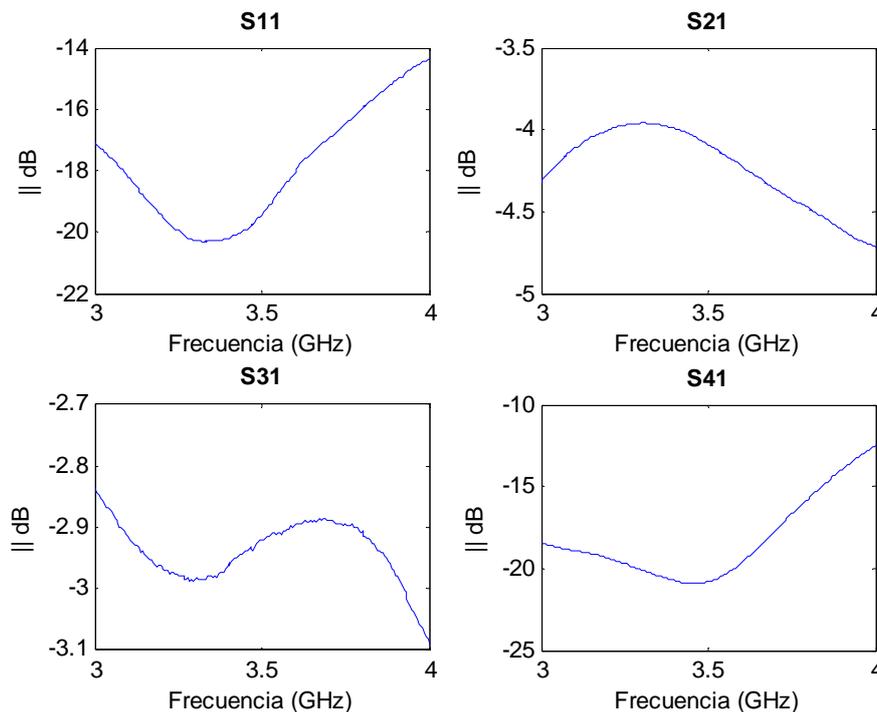


Figura 7-28: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB construido.

En la siguiente figura se muestra la matriz completa de parámetros S del acoplador branch-line de 3 dB de dos secciones. Vemos como la simetría se cumple excepto en el caso de las adaptaciones como ocurría con el acoplador de una sección.

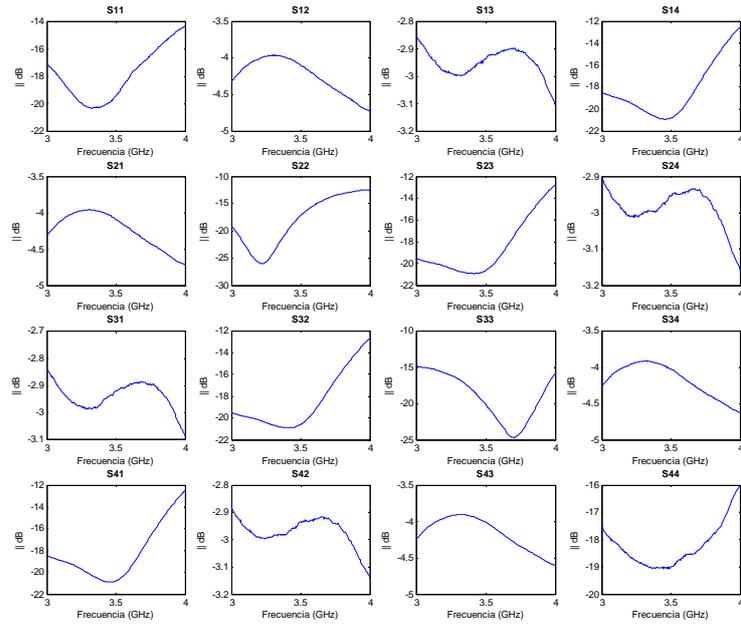


Figura 7-29: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB construido.

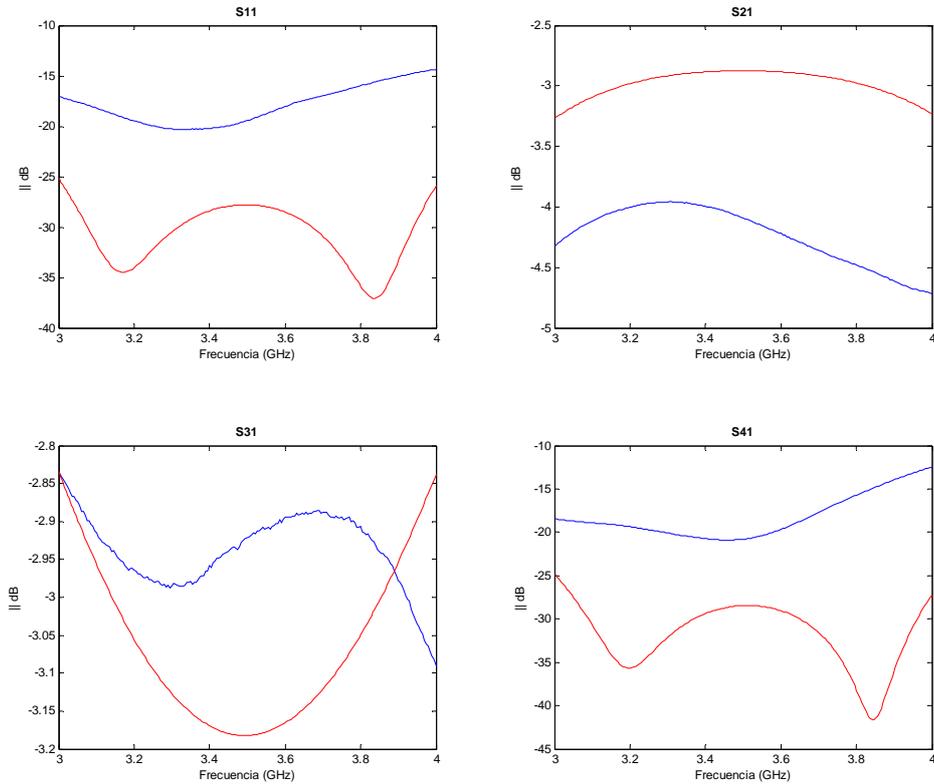


Figura 7-30: Comparación de la respuesta del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB construido y de la respuesta full-wave.

En la Figura 7-30 se muestra una comparación de las medidas obtenidas con el analizador con la simulación full-wave obtenida en “ADS”. Vemos como lo único que hay que mejorar es centrar las curvas en la frecuencia de diseño y compensar la transmisión, ya que se ha alejado mucho del valor de -3 dB que se obtiene en la simulación full-wave. El acoplo no es necesario mejorarlo mucho, ya que por si solo se ha acercado más al valor de -3 dB. En cuanto a la reflexión y al aislamiento se pueden considerar valores buenos en la práctica.

7.2.3 Acoplador branch-line de dos secciones rediseñado

Como hemos comentado anteriormente la construcción del acoplador branch-line de 3 dB de dos secciones se puede mejorar. Para ello, en la siguiente figura se muestran los resultados obtenidos con el analizador de redes al medir el acoplador construido.

Las líneas amarillas indican el resultado que queremos obtener. Las líneas moradas indican la respuesta obtenida con el analizador de redes. Podemos apreciar como las curvas se han desplazado en frecuencia hacia la izquierda. Haciendo una media de estos desplazamientos llegamos a la conclusión de que debemos de compensar un desplazamiento en frecuencia de 0.15 GHz. En cuanto a la transmisión vemos como aproximadamente se aleja del valor deseado en 1 dB. El acoplo apenas se aleja del nivel deseado. Por tanto compensaremos estas variaciones de nivel en 0.5 dB. Subiremos la curva de transmisión hasta -2.5 dB para que después de la construcción la obtengamos aproximadamente en -3 dB. La curva de acoplo la bajaremos a -3.5 dB para que después de la construcción se aproxime a -3 dB.

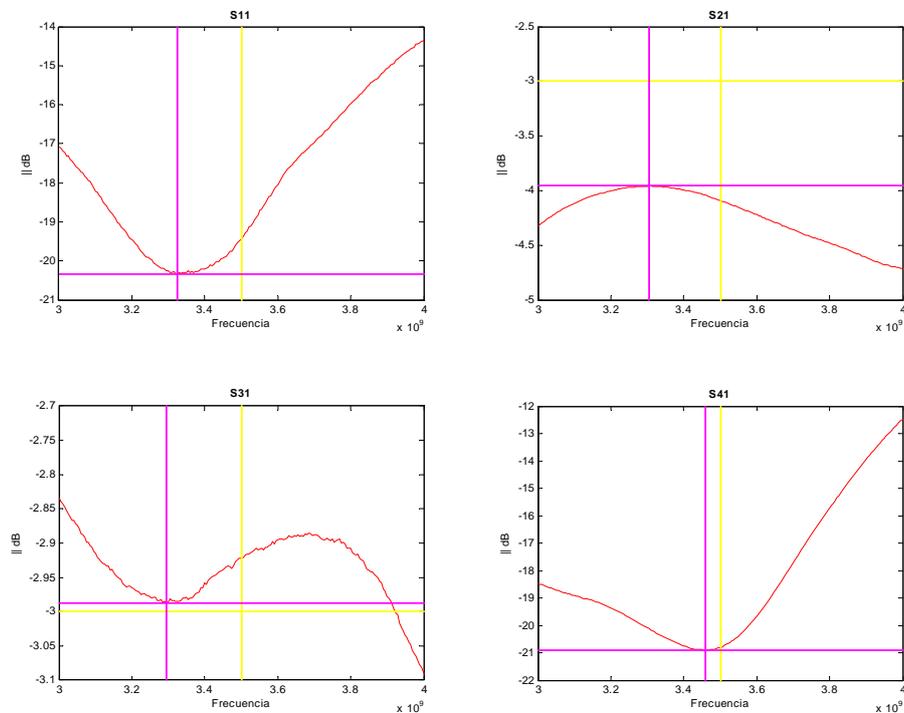


Figura 7-31: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB construido comparándolo con la respuesta deseada.

El proceso para rediseñar el acoplador y compensar los fallos que acabamos de comentar son diseñar a la frecuencia de 3.65 GHz para que cuando construyamos el acoplador su respuesta se centre en la frecuencia de 3.5 GHz y luego, mediante la herramienta de optimización y la herramienta “*Tuning*”, iremos modificando las dimensiones físicas de las líneas de transmisión. En la siguiente figura se muestran las dimensiones físicas obtenidas:

Var	VAR
Eqn	VAR1
	W0=2.26442
	L0=12.5244
	W1=3.60106
	L1=12.6247
	W2=0.412813
	L2=14.0067
	W3=3.18998
	L3=13.5612

Figura 7-32: Dimensiones físicas de las líneas de transmisión microstrip del acoplador branch-line de 3 dB de dos secciones rediseñado.

Los resultados de la simulación de este nuevo acoplador se muestran en la siguiente figura. Podemos ver como hemos conseguido desplazar la respuesta a la frecuencia de 3.65 GHz. Además hemos subido un poco de nivel la curva de la transmisión (S21) y hemos bajado de nivel la curva del acoplo (S31), de modo que tras la construcción y medida se sitúen en torno al nivel de -3 dB.

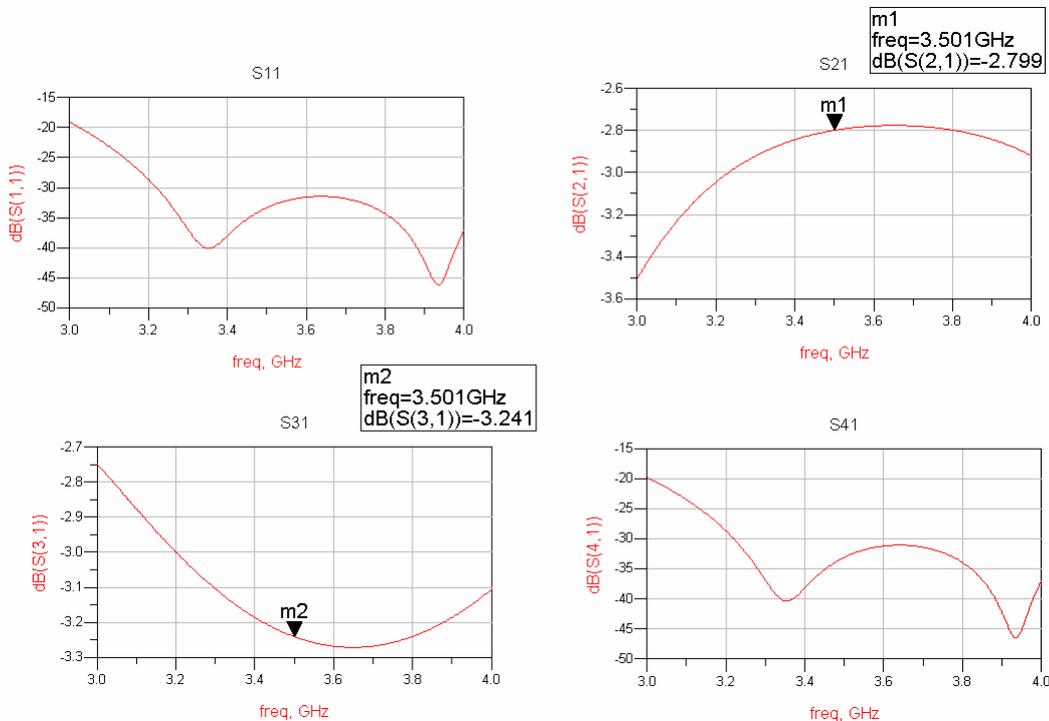


Figura 7-33: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB con líneas de transmisión microstrip rediseñado.

En la siguiente figura se muestran los resultados de la simulación full-wave de este nuevo acoplador rediseñado.

Como vemos la transmisión (S21) pasa a tener un valor de -2.657 dB, mientras que el acoplo (S31) pasa a tener un valor de -3.414 dB. Lo que se aproxima mucho al nivel donde queríamos colocar estas curvas, es decir la transmisión en el nivel de -2.5 dB y el acoplo en el nivel de -3.5 dB.

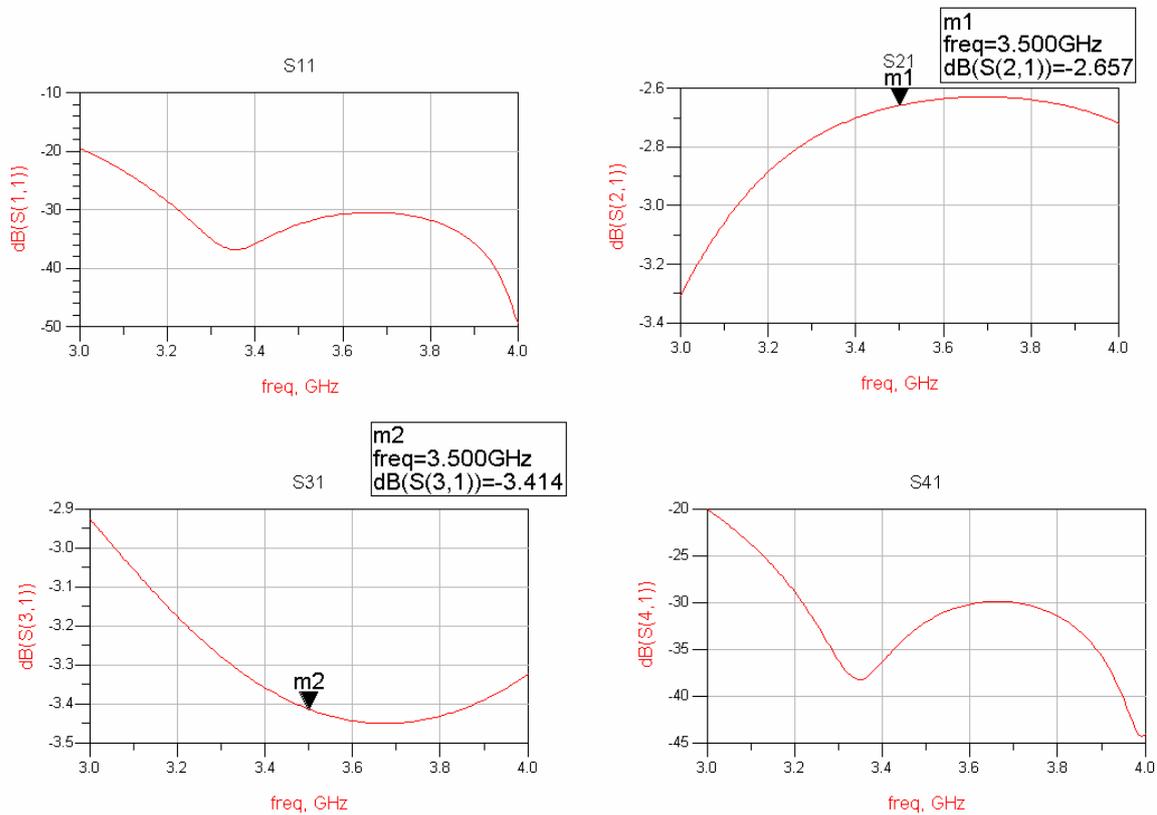


Figura 7-34: Respuesta full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB con líneas de transmisión microstrip rediseñado.

En la Figura 7-35 se muestran la simulación del esquemático y la simulación full-wave. La curva azul corresponde a la simulación del esquemático y la curva roja corresponde a la simulación full-wave.

Vemos como las simulaciones aproximadamente coinciden. La transmisión (S21) y el acoplo (S31) se separan un poco, pero esto es lo que buscamos para luego compensar los fallos que se producen y se detectan tras la construcción.

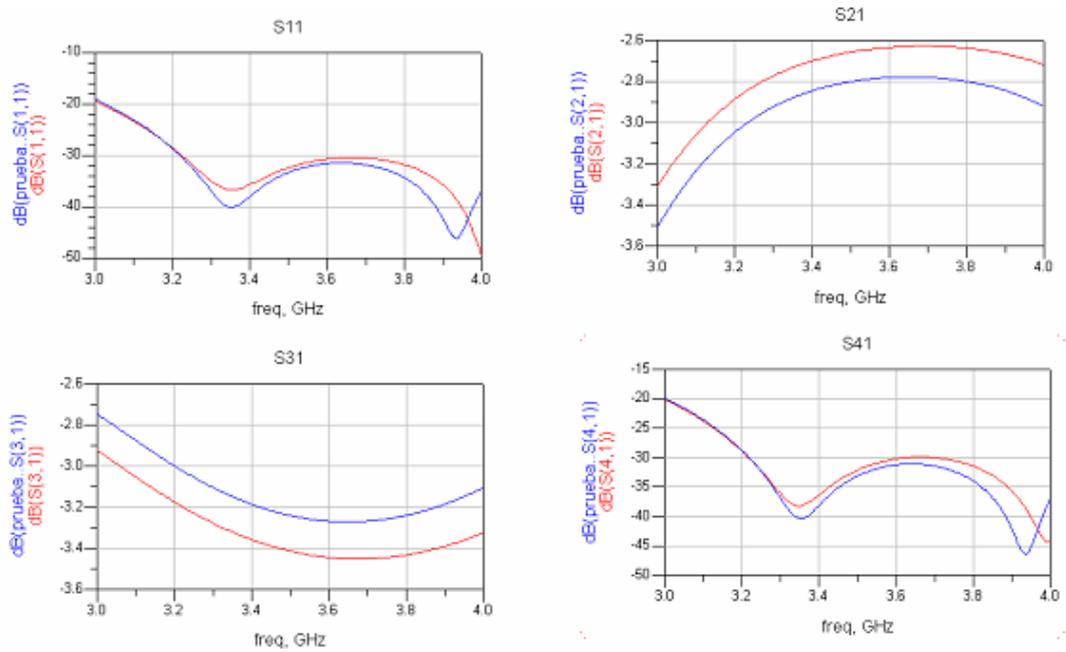


Figura 7-35: Respuesta del esquemático y full-wave del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB con líneas de transmisión microstrip rediseñado.

En la siguiente figura podemos ver la respuesta obtenida de este acoplador rediseñado (curva azul) con la respuesta del acoplador que construimos anteriormente (curva roja). El objetivo ahora es construir el acoplador con la respuesta de color azul, de modo que cuando lo midamos con el analizador de redes obtengamos una respuesta muy cercana a la simulación de color rojo.

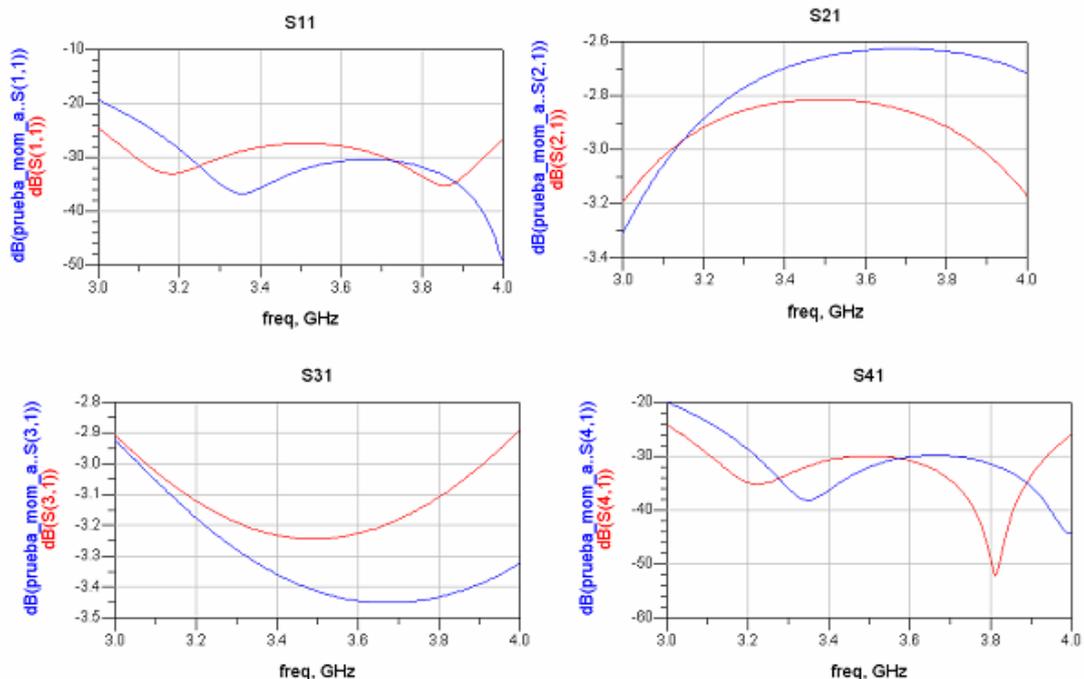


Figura 7-36: Comparación entre la respuesta del acoplador branch-line de 3 dB de dos secciones construido y el acoplador rediseñado.

Construcción física y medida

La construcción de este acoplador rediseñado se realizará de la misma manera que se hizo con el de una sección y con el de dos secciones construidos anteriormente. Las medidas también se obtendrán de la misma manera. En la siguiente figura se obtienen los resultados obtenidos tras medir con el analizador de redes.

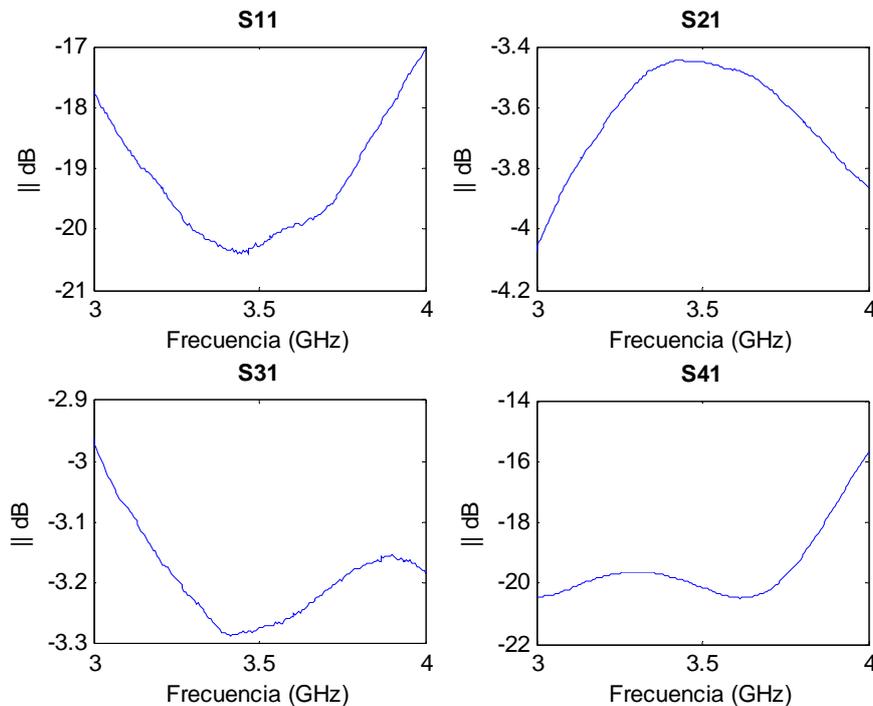


Figura 7-37: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto, incidiendo por el puerto uno, del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB rediseñado y construido.

Podemos apreciar como la respuesta queda perfectamente centrada a la frecuencia de diseño de 3.5 GHz. La reflexión (S_{11}) y el aislamiento (S_{41}) tienen un valor de aproximadamente -20 dB a la frecuencia de diseño, como ocurría con los resultados obtenidos con el anterior acoplador de dos secciones. Además, la transmisión (S_{21}) es de aproximadamente -3.5 dB a la frecuencia de diseño y el acoplo (S_{31}) es de -3.3 dB.

Por tanto, tenemos que solo empeoran ligeramente la transmisión y el acoplo respecto al valor de -3 dB buscados. La reflexión y el aislamiento tienen valores buenos en la práctica. Con estos resultados podemos dar por válido este acoplador y pasar al diseño de la matriz de Butler utilizando este acoplador.

En la siguiente figura se muestra la matriz completa de los parámetros S del acoplador. Vemos como la simetría se cumple, excepto en el caso de las adaptaciones, como ocurría con los otros dos acopladores construidos.

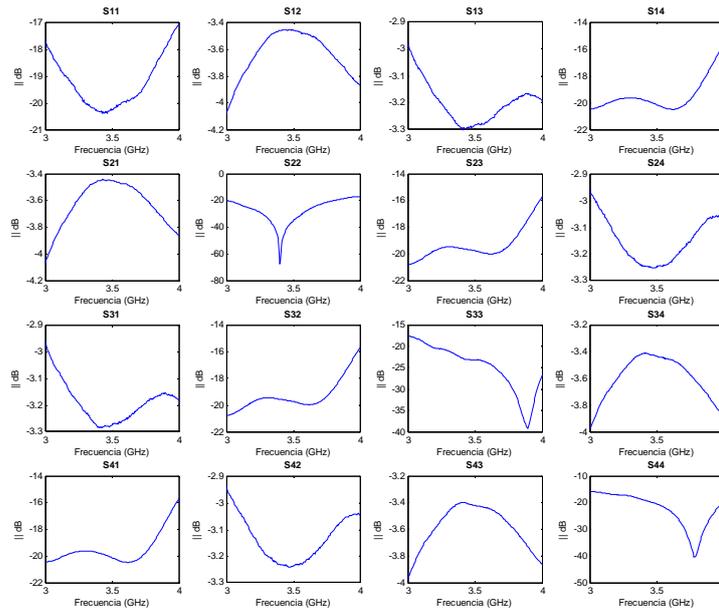


Figura 7-38: Respuesta del modulo en dB de los parámetros S a la salida de cada puerto del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB rediseñado y construido.

En la Figura 7-39 se puede ver una comparación entre los resultados obtenidos al medir el acoplador branch-line de 3 dB de dos secciones rediseñado con el analizador de redes y la simulación full-wave obtenida mediante “ADS” del mismo acoplador pero sin tener en cuenta las desviaciones de frecuencia y de nivel, es decir, del anterior acoplador branch-line de 3 dB de dos secciones construido. La curva roja corresponde a la simulación full-wave y la curva azul corresponde a los resultados obtenidos en el analizador de redes.

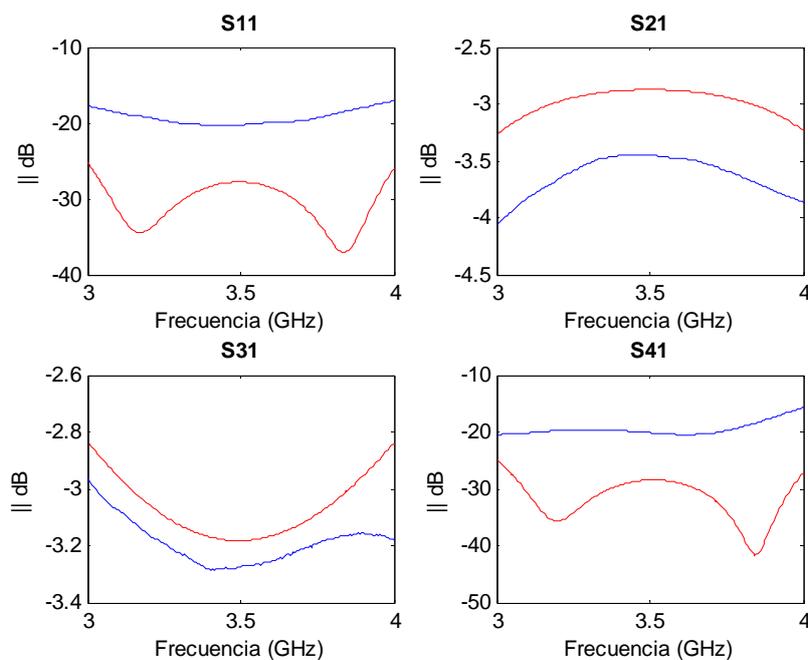


Figura 7-39: Comparación de la respuesta del acoplador branch-line de dos secciones de 3 dB rediseñado y construido, y de la respuesta full-wave.

7.2.4 Matriz de Butler

Introducción

En el apartado 6 se ha explicado toda la parte teórica necesaria para la realización de la matriz de Butler que se llevará a cabo, la cual alimentará la antena de WiMax realizada en otro proyecto de la EPS-UAM. Por lo tanto, en este apartado se explicará la parte práctica.

Antes de comenzar a diseñar la matriz de Butler se construyó un acoplador branch-line de 3 dB para ver su comportamiento real. Tras medir este acoplador con el analizador de redes y darnos cuenta de que la respuesta estaba algo desplazada en frecuencia y que algunos parámetros se debían de predistorcionar, procedimos a una nueva construcción de este acoplador con su respuesta debidamente compensada a priori.

Al medir el segundo acoplador construido comprobamos que la respuesta se acercaba mucho a la deseada. Por tanto, este acoplador sería el utilizado para el diseño de la matriz de Butler.

Para el diseño de la matriz de Butler se dan unas especificaciones iniciales de funcionamiento destinadas a la banda de WiMax a 3.5 GHz, las cuales son:

- Frecuencia central: 3.5 GHz.
- Banda de trabajo: 3.3 GHz a 3.7 GHz.
- Pérdidas de retorno y aislamientos mínimos: -15 dB
- Impedancia de entrada y salida: 50Ω.

Las especificaciones del sustrato utilizado para la construcción son las siguientes:

- Constante dieléctrica (ϵ_r): 2.5
- Espesor del dieléctrico (h): 0.8 mm.
- Tangente de pérdidas: 0.01

Diseño matriz de Butler con líneas de transmisión ideales en “ADS”

Antes de proceder a diseñar la matriz de Butler utilizando las especificaciones del sustrato, vamos a diseñar dicha matriz de Butler pero con líneas de transmisión ideales. De esta manera conseguimos observar la respuesta que deberíamos intentar alcanzar cuando utilizemos líneas de transmisión microstrip.

En la siguiente figura se muestra el esquemático de la matriz de Butler utilizando líneas de transmisión ideales. Se aprecia claramente como hay dos híbridos de 90° a cada lado y como el cruzador esta formado por dos híbridos de 90° en cascada. También vemos como el desfasador se ha realizado mediante una línea de transmisión. El desfasador es de 45° como se comentaba anteriormente en el apartado teórico.

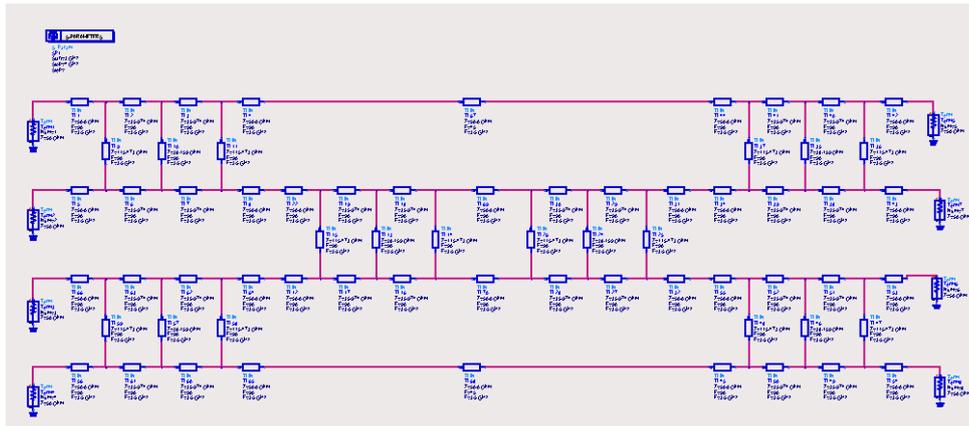


Figura 7-40: Esquemático de una matriz de Butler de 4x4 con líneas de transmisión ideales.

Los resultados de la simulación se muestran en la Figura 7-41.

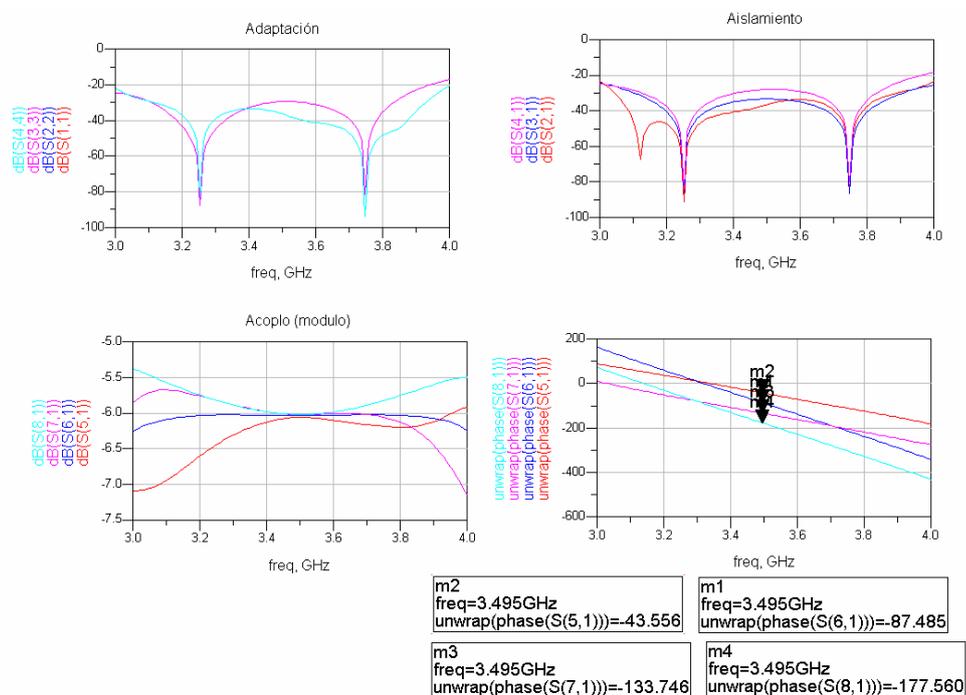


Figura 7-41: Respuesta de una matriz de Butler de 4x4 con líneas de transmisión ideales.

En los resultados obtenidos observamos que la respuesta esta perfectamente centrada en la frecuencia de diseño.

La adaptación tiende a $-\infty$ dB, como era de esperar. En la banda de trabajo (3.3 GHz – 3.7 GHz) esta adaptación esta por debajo de -30 dB. Lo que es un resultado muy bueno. Lo mismo ocurre con el aislamiento.

En el caso del acoplo, tenemos que a la frecuencia de diseño el valor es de -6 dB para todos los puertos de salida. A medida que nos alejamos de la frecuencia de diseño, este valor va modificándose ligeramente. Pero dentro de la banda de trabajo, obtenemos resultados muy próximos a -6 dB.

Los valores de fase que se obtiene en las salidas de la matriz de Butler son los indicados en los cuatro marcadores. Como vemos, a la frecuencia de diseño, tienen valores muy próximos a -45° , -90° , -135° y -180° . Por lo que el desfase entre salidas consecutivas tiene aproximadamente un valor constante de 45° , como se muestra en la siguiente figura.

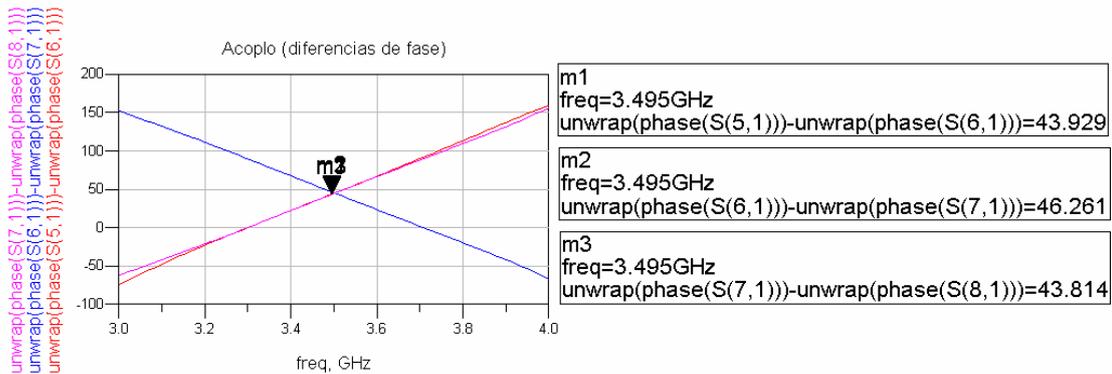


Figura 7-42: Diferencias de fase entre salidas consecutivas de una matriz de Butler de 4x4 con líneas de transmisión ideales.

Diseño matriz de Butler con líneas de transmisión microstrip en “ADS”

En la medida de los parámetros S existe una necesidad habitual que es eliminar los efectos de una parte de la red para solo medir el dispositivo en si y no tener en cuenta otros efectos. Este proceso se consigue mediante lo que se conoce como de-embedding.

El clásico problema de-embedding es eliminar los efectos de una parte de la red bajo medida. Si esta parte a eliminar se trata de una línea de transmisión de 50Ω , el problema se reduce a mover los planos de referencia. Para determinar cuanto se deben mover los planos de referencia, se puede medir físicamente la distancia o se puede determinar con un instrumento.

El primer paso para el diseño de la matriz de Butler es realizar el de-embedding del acoplador branch-line construido por segunda vez y cuya respuesta se aproxima a la deseada. El de-embedding se realizará sobre los parámetros S proporcionados por el analizador de redes.

En la sección 3.3.4 se explica más detalladamente como mover los planos de referencia. En este caso, ya que se tratan de líneas de transmisión de 50Ω idénticas de longitud eléctrica θ a ambos lados del acoplador branch-line, basta con multiplicar la matriz de parámetros S del acoplador por $e^{j \cdot 2 \cdot \theta}$. Los nuevos parámetros S tendrán el mismo módulo, solo variarán en fase.

Tras hacer el de-embedding del acoplador branch-line es necesario guardar en un fichero .s4p los parámetros S de dicho acoplador. El fichero .s4p se utilizará en “ADS” para simular el comportamiento real del acoplador, es decir la respuesta medida mediante el analizador de redes.

Para diseñar la matriz de Butler con líneas de transmisión microstrip se parte del esquemático de la misma matriz de Butler ideal. Donde antes teníamos los híbridos de 90° se coloca un componente con el fichero .s4p. Las líneas de transmisión microstrip de entrada y salida son de 50 Ω, cuyas dimensiones físicas son $W0 = 2.26 \text{ mm}$ y $L0 = 14.79 \text{ mm}$ calculadas mediante la herramienta “LineCalc” de “ADS”. Las líneas de unión entre acopladores y el desfasador tienen la misma anchura que las líneas de 50 Ω. Además se añade la definición del sustrato donde debemos de indicar sus especificaciones.

No se ha comentado la longitud de las líneas de unión entre acopladores y la de los desfasadores. Esto es debido a que, como se ha comentado anteriormente, estas longitudes son los parámetros a variar para obtener la respuesta deseada. Mediante la herramienta de “Tuning” de “ADS” conseguimos estos valores. Dichos valores se muestran en la Figura 7-43.

Var Eqn	VAR	Var Eqn	VAR	Var Eqn	VAR
	VAR1		VAR2		VAR3
	W0=2.263880		WD=2.26388		LA=3.16 {t}
	L0=14.790700		LD=118.1728475 {t}		WA=2.26388
					LB=1.32 {t}
					WB=2.26388

Figura 7-43: Dimensiones físicas de las líneas de transmisión microstrip.

WD y LD son la anchura y la longitud de los desfasadores. WB y LB son la anchura y la longitud de las líneas de transmisión que unen los dos híbridos de 90° para formar el cruzador. Y por último, WA y LA son las anchuras y longitudes de las líneas restantes de unión entre acopladores.

En la siguiente figura se muestra el esquemático de la matriz de Butler utilizando líneas de transmisión microstrip y el fichero .s4p.

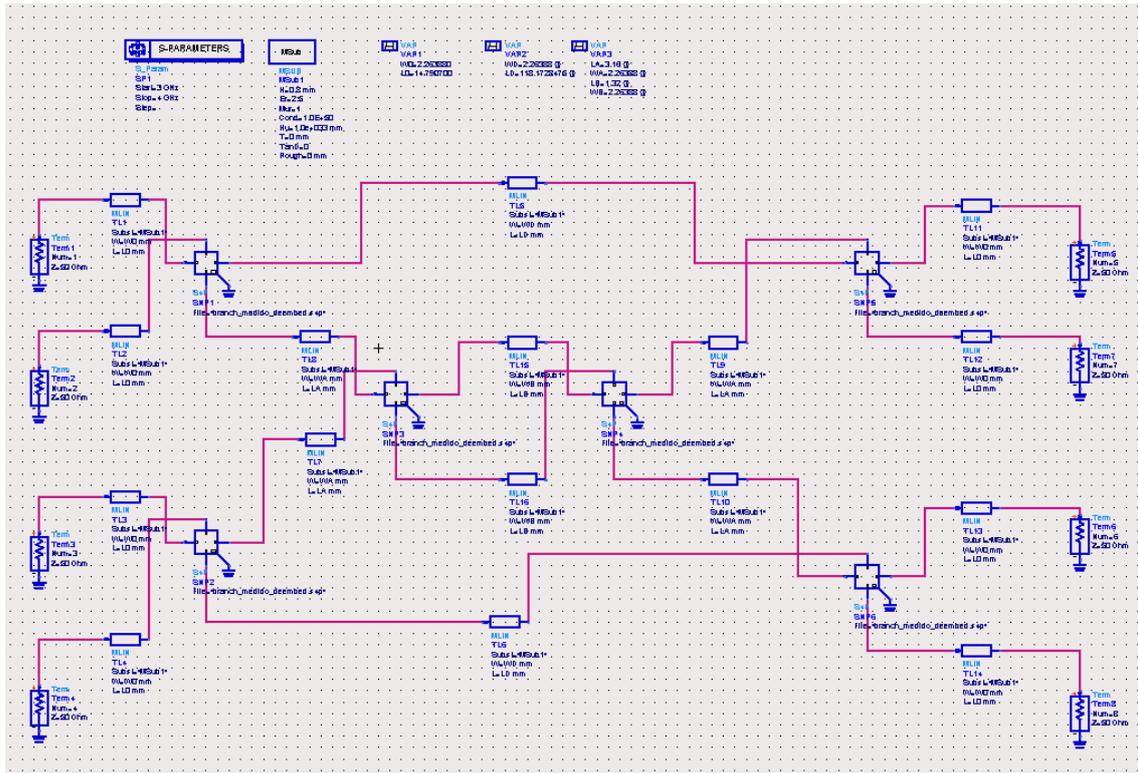


Figura 7-44: Esquemático de una matriz de Butler de 4x4 con líneas de transmisión microstrip y fichero .s4p.

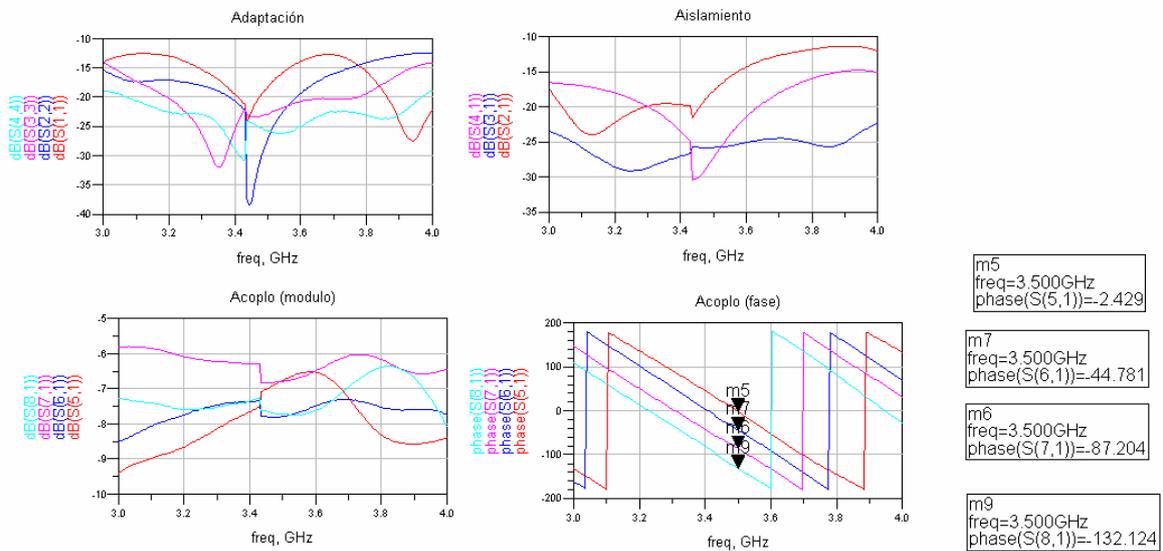


Figura 7-45: Respuesta de una matriz de Butler de 4x4 con líneas de transmisión microstrip y fichero .s4p.

En la anterior figura vemos los resultados de la simulación del esquemático de la Figura 7-44.

Estos resultados son los que más se aproximan a la respuesta que se obtendrá al medir la matriz de Butler con el analizador de redes. Esto se debe a que estamos utilizando como híbrido de 90° las medidas obtenidas con el analizador de redes al medir el acoplador branch-line.

Se aprecia como la adaptación, en la banda de trabajo, esta aproximadamente por debajo de -12 dB. Lo mismo ocurre con el aislamiento. Las especificaciones indican un valor mínimo de -15 dB. Por lo que el resultado no sería muy bueno, pero también hay que tener en cuenta que esto es una aproximación ya que se están utilizando como híbrido las medidas obtenidas del analizador de redes.

El acoplo es el parámetro que sale peor, puesto que deberíamos obtener un valor aproximadamente de -6 dB en torno a la frecuencia de diseño. Se obtiene, en la banda de trabajo, valores cercanos a -7 dB oscilando entre -6 dB y -8 dB. Esto es debido a que el híbrido construido no obtiene unos valores de acoplo y de transmisión perfectos. Por lo que podemos considerar estos resultados como próximos a los esperados.

Lo importante de la matriz de Butler es diseñar los desfases adecuadamente, por este motivo se han ido variando los valores de las longitudes de algunas líneas de transmisión como se comentaba anteriormente. Vemos como se obtienen unas fases en las salidas de aproximadamente 0°, -45°, -90° y -135°.

Pero lo verdaderamente importante es que el desfase entre antenas consecutivas sea constante. Como vemos en la Figura 7-46, hemos conseguido un desfase constante de aproximadamente 45°.

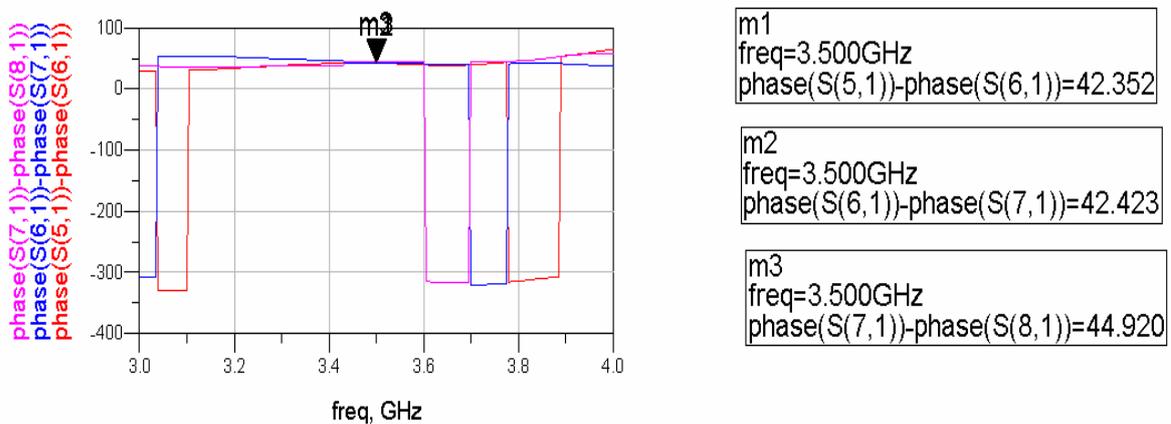


Figura 7-46: Diferencias de fase entre salidas consecutivas de una matriz de Butler de 4x4 con líneas de transmisión microstrip y fichero .s4p.

A continuación se muestra el esquemático de la misma matriz de Butler con líneas de transmisión microstrip pero sustituyendo el componente con el fichero .s4p por el acoplador branch-line diseñado y construido.

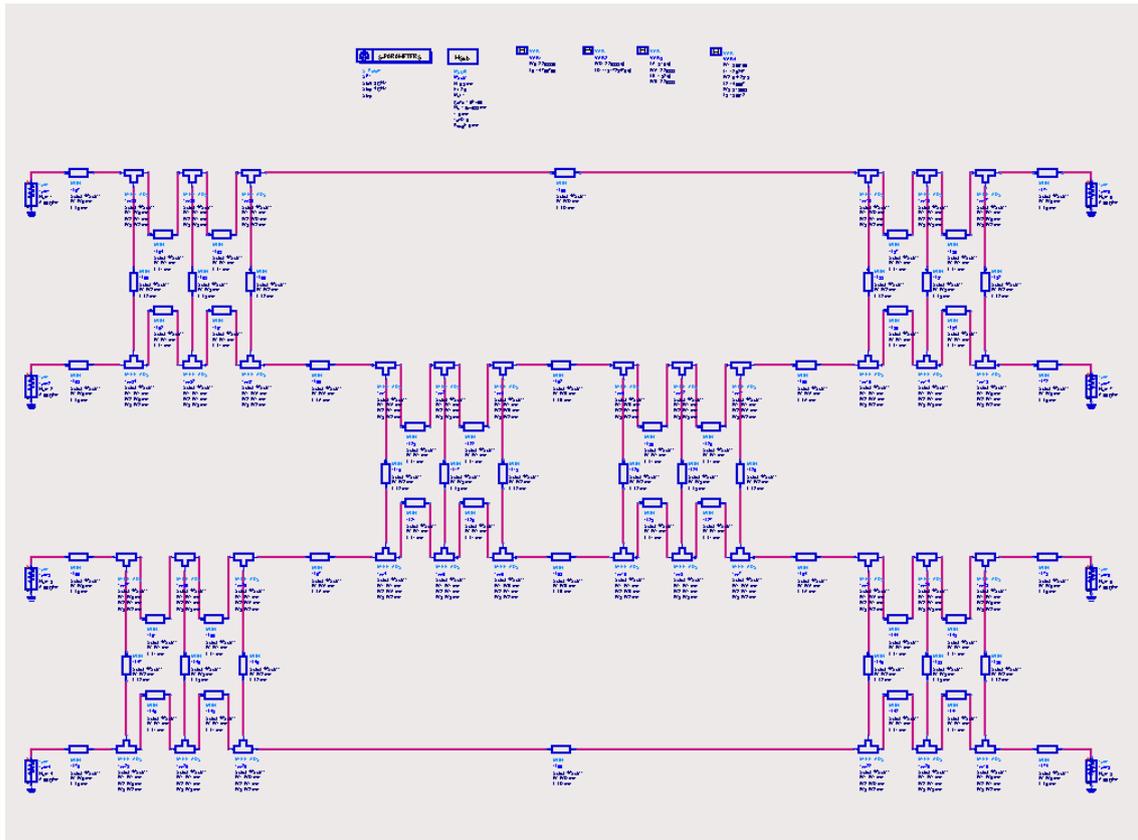


Figura 7-47: Esquemático de una matriz de Butler de 4x4 con líneas de transmisión microstrip.

Debido a que el desfaseador tiene una longitud excesivamente larga a la hora de realizar el layout, se debe descomponer en partes para que quede exactamente unido con los demás híbridos. Esta descomposición se ha realizado mediante codos como se muestra en la siguiente figura.

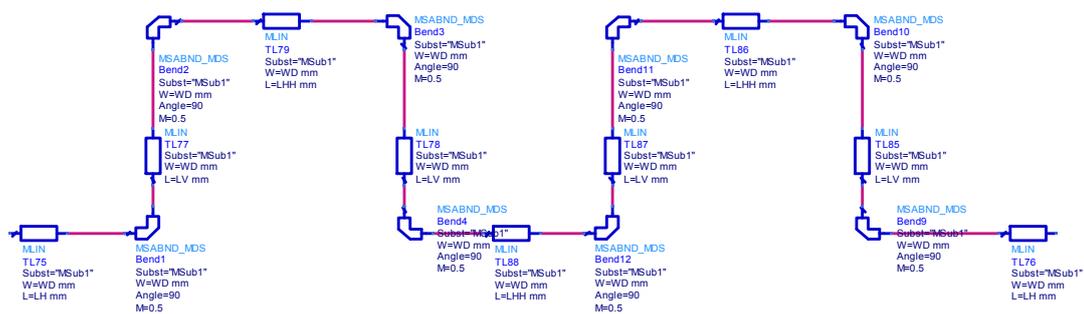


Figura 7-48: Desfaseador dividido en partes.

Var Eqn **VAR**
VAR5
 LH=15
 LHH=12.0566667
 LV=13.00071188

Figura 7-49: Dimensiones físicas de las líneas de transmisión microstrip del desfasador dividido en partes.

Una vez ajustado el desfasador para la correcta realización del layout de la matriz de Butler, se procede a la simulación del esquemático. Los resultados obtenidos se muestran en la siguiente figura.

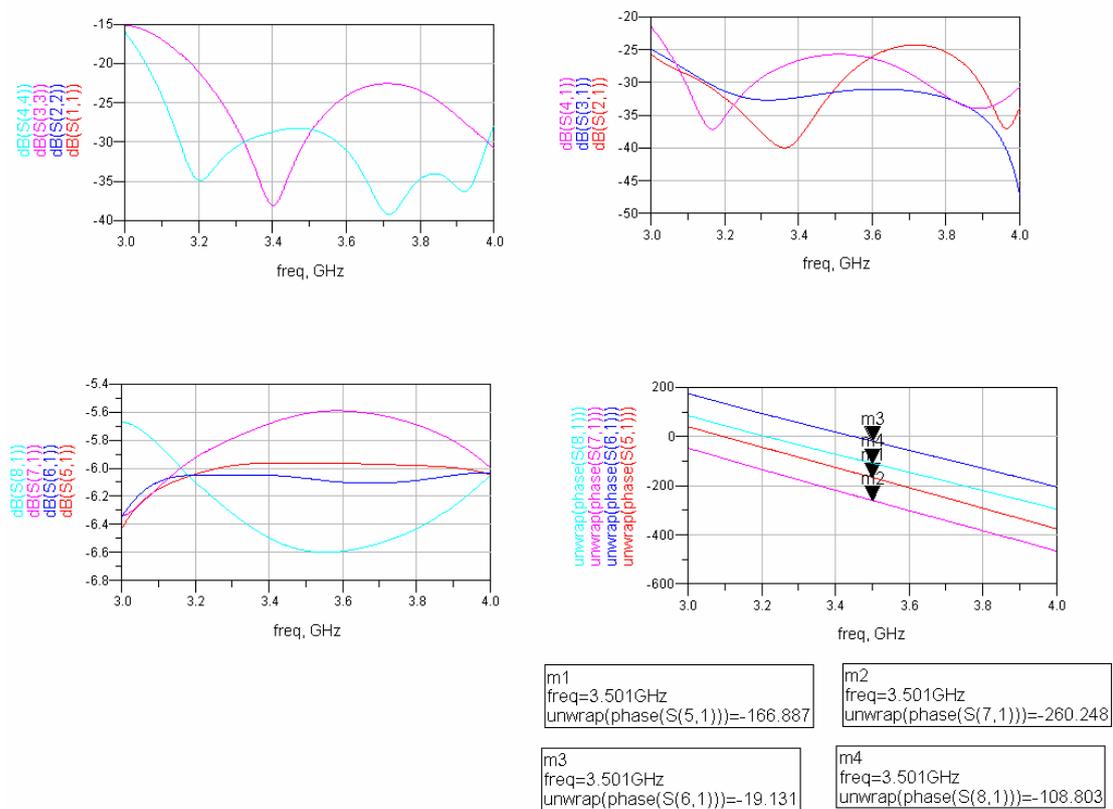


Figura 7-50: Respuesta de una matriz de Butler de 4x4 con líneas de transmisión microstrip.

Podemos apreciar como la respuesta queda ligeramente desplazada hacia la derecha en frecuencia. Esto es debido, si recordamos, a que el híbrido se diseño desplazado en frecuencia para compensar la desviación que se producía tras la construcción física.

Vemos también como la adaptación y el aislamiento están por debajo de -25 dB dentro de la banda de trabajo. Estos resultados empeoran bastante a la hora de la construcción, como hemos visto en la respuesta obtenida de la simulación del esquemático en el que se utilizaba el fichero .s4p del acoplador branch-line.

Los valores del acoplo salen en torno a -6 dB, variando entre -5.6 dB y -6.6 dB. Por lo que estos resultados se pueden considerar confiables.

Los valores de fases obtenidos a la salida no se deben tener mucho en cuenta, puesto que difieren mucho de los obtenidos utilizando el fichero .s4p. Esto se debe a que ahora el híbrido no se comporta de la misma manera que utilizando el fichero .s4p, el híbrido utilizado se diseño desviado en frecuencia. Aunque en este caso no se obtenga el desfase constante como se muestra en la Figura 7-51, no debemos preocuparnos excesivamente, ya que la matriz de Butler, es decir, las líneas de transmisión se han diseñado para obtener un desfase constante teniendo en cuenta la medida real del acoplador branch-line construido.

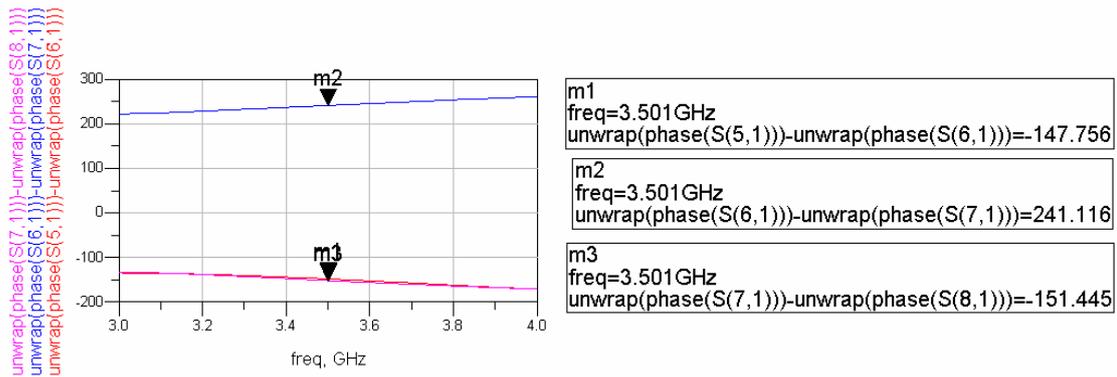


Figura 7-51: Diferencias de fase entre salidas consecutivas de una matriz de Butler de 4x4 con líneas de transmisión microstrip.

A continuación, se muestra el layout de la matriz de Butler con líneas de transmisión. Esta matriz de Butler será la que se construirá físicamente.

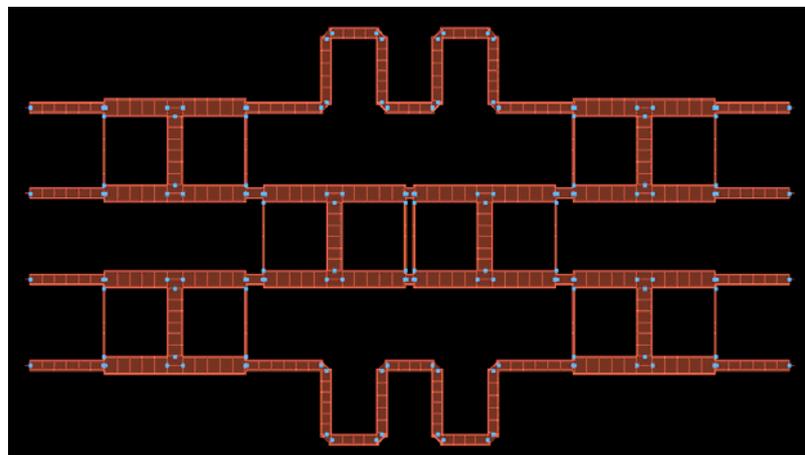


Figura 7-52: Layout de una matriz de Butler de 4x4 con líneas de transmisión microstrip.

Tras completar el layout de la matriz de Butler, se procede a realizar la simulación full-wave. Los resultados obtenidos se muestran en la siguiente figura.

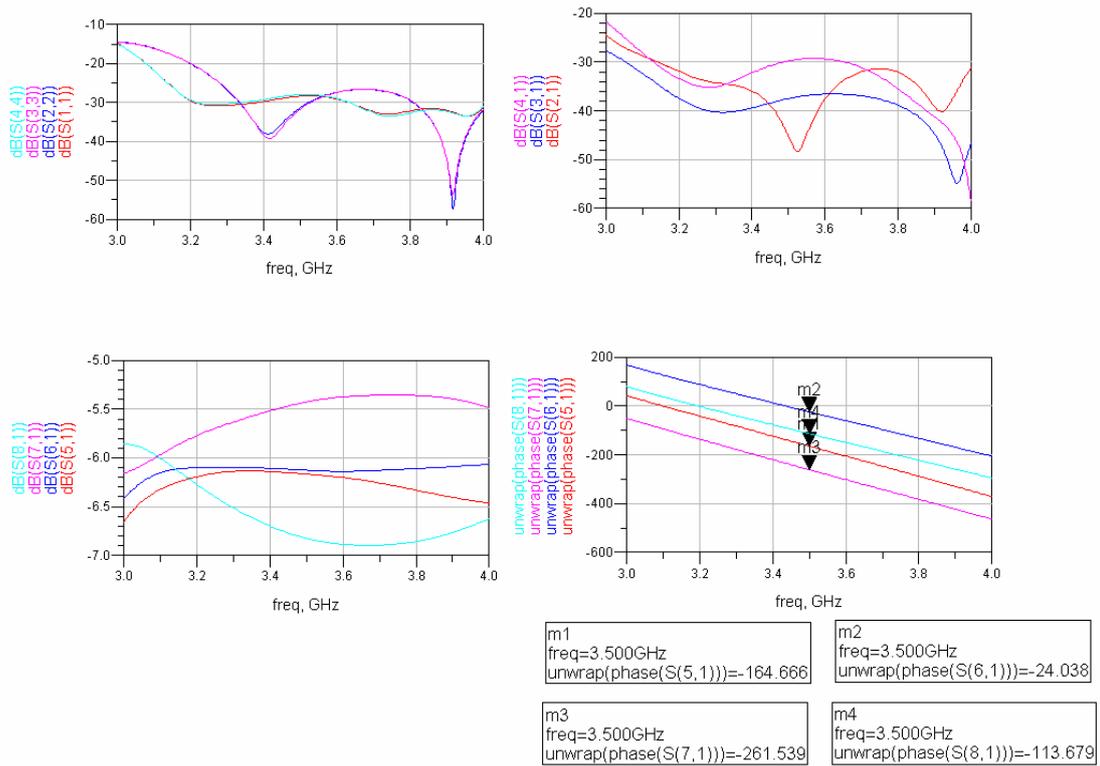


Figura 7-53: Respuesta full-wave de una matriz de Butler de 4x4 con líneas de transmisión microstrip.

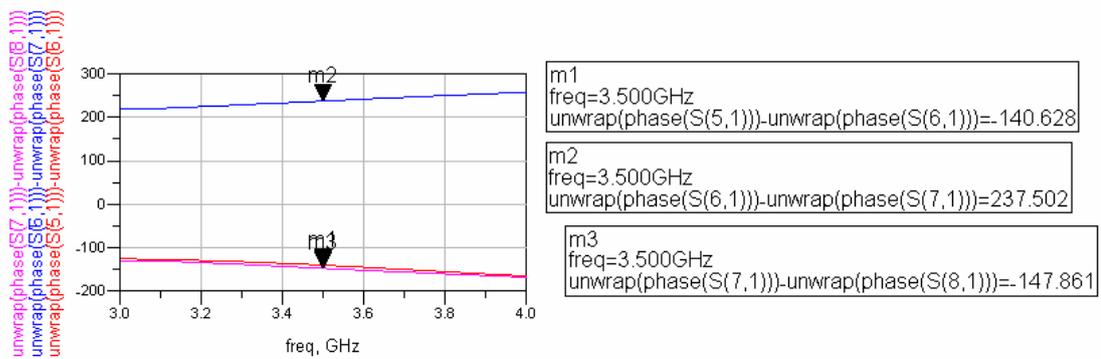


Figura 7-54: Diferencias de fase entre salidas consecutivas en la respuesta full-wave de una matriz de Butler de 4x4 con líneas de transmisión microstrip.

En las dos anteriores figuras se muestran los resultados de la simulación full-wave de la matriz de Butler. Como podemos ver los resultados son muy similares a la simulación del esquemático.

Construcción física y medida

Debida a la adquisición de una fresadora para la construcción de circuitos impresos durante la elaboración de este proyecto por parte de la EPS-UAM, se decidió construir la anterior matriz de Butler utilizando dicha fresadora, en vez del procedimiento químico usado en los acopladores. Esto nos hizo pensar que la predistorsión que hicimos anteriormente en los acopladores direccionales puede ir en contra de la fabricación de esta matriz de Butler. La medida de la matriz de Butler se realizará de la misma manera que los acopladores direccionales construidos anteriormente. En la siguiente figura se muestra la matriz de Butler construida.

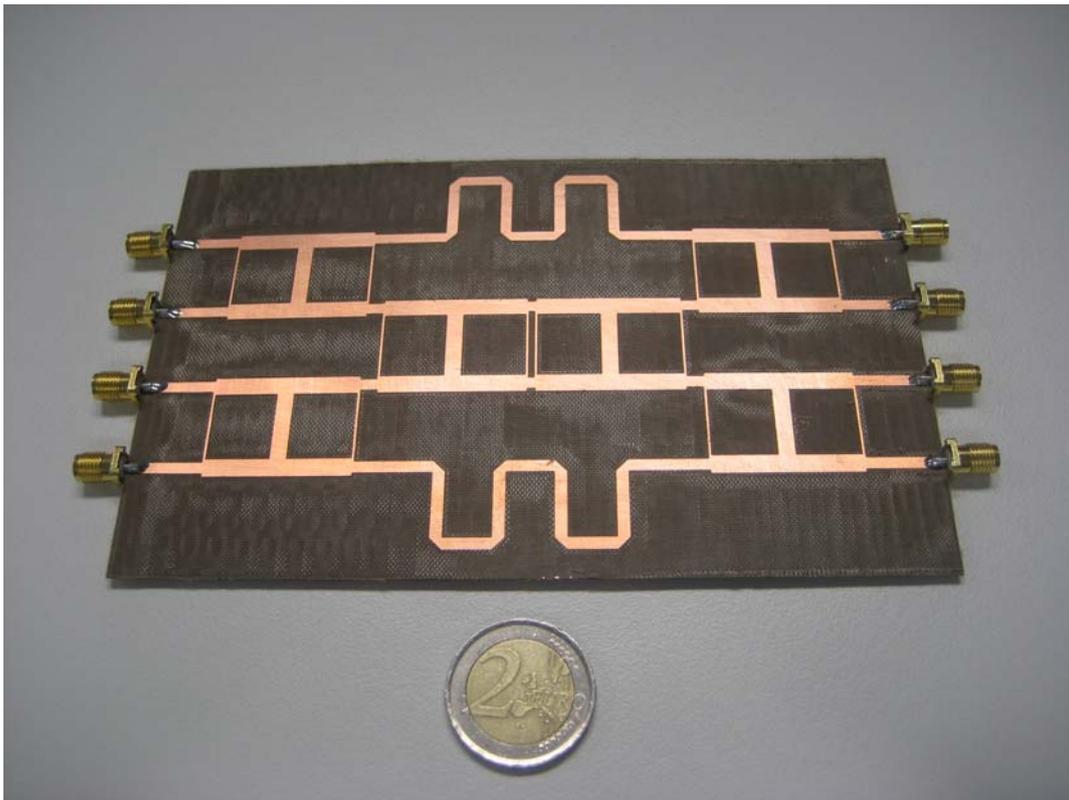


Figura 7-55: Matriz de Butler.

En las siguientes figuras se muestran los resultados obtenidos tras medir con el analizador de redes. La primera figura corresponde a la adaptación de la matriz de Butler, es decir, la reflexión que se produce en cada puerto de entrada. La segunda figura muestra el aislamiento, es decir, la potencia que se transmite a los puertos de entrada cuando se incide por uno de ellos. La tercera figura corresponde al acoplo, la potencia que sale por los puertos de salida. Además en la cuarta figura se puede apreciar la fase de dichas potencias de salida y las diferencias de fase entre estas salidas. La quinta y última figura muestra una comparación entre las fases en las salidas de la matriz de Butler y las mismas fases obtenidas en la simulación full-wave.

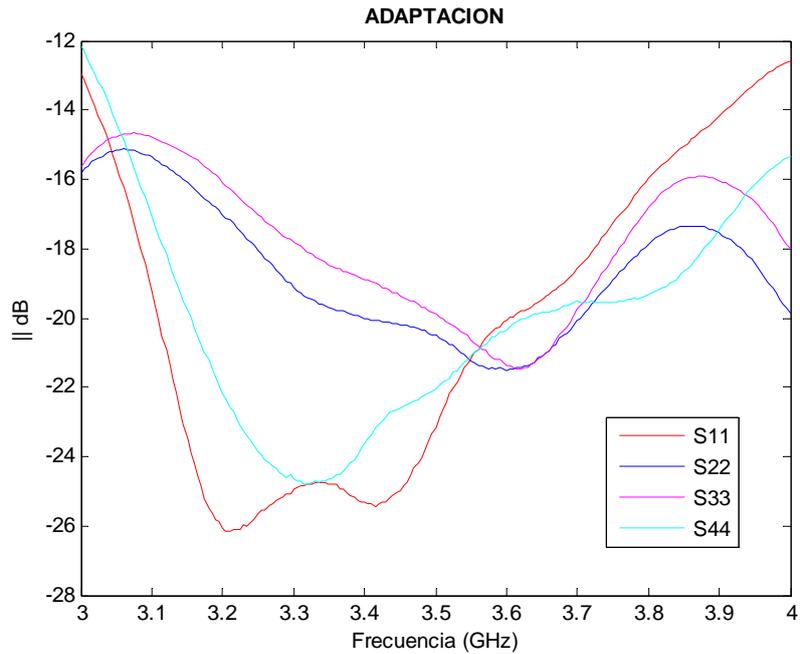


Figura 7-56: Representación de la adaptación de la matriz de Butler construida.

Como ya se ha comentado, la anterior figura representa la adaptación en la matriz de Butler. Se puede apreciar como las trazas coinciden dos a dos, es decir, la traza S11 coincide aproximadamente con la traza S44, y la traza S22 coincide aproximadamente con la traza S33.

En la banda de trabajo que nos interesa, 3.3 GHz – 3.7 GHz, los valores de la adaptación están aproximadamente por debajo de -18 dB. Este resultado es bastante bueno, ya que en las especificaciones de la matriz de Butler se pedía un valor por debajo de -15 dB.

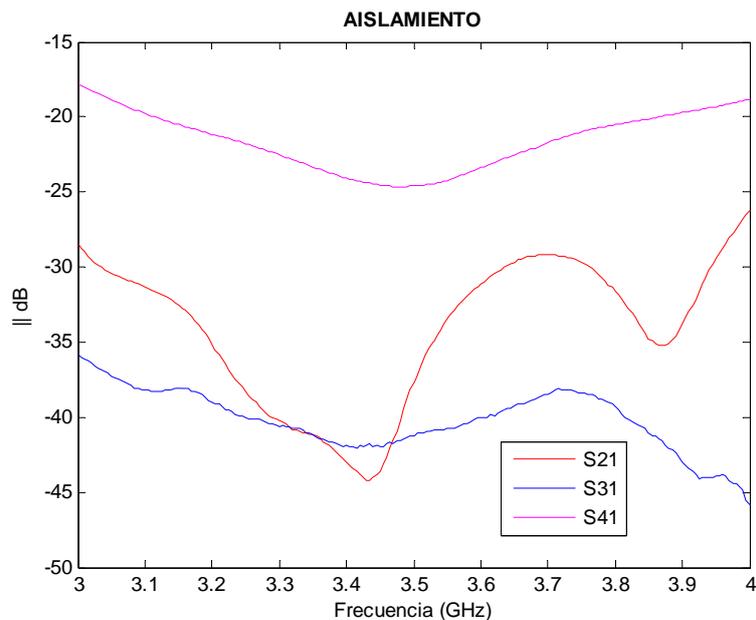


Figura 7-57: Representación del aislamiento de la matriz de Butler construida.

En la figura anterior se puede observar el aislamiento que se produce en la matriz de Butler.

Se ve claramente como la peor traza es la correspondiente al parámetro S41. Aun siendo el peor resultado, esta traza cumple bastante bien las especificaciones dadas de -15 dB, ya que aproximadamente esta por debajo de -20 dB en la banda de trabajo. Las otras dos trazas se encuentran por debajo de -30 dB en la banda de trabajo, incluso hay zonas que están por debajo de -40 dB. Los resultados de estas dos últimas trazas son extraordinariamente buenos.

A continuación se pueden observar los resultados obtenidos correspondientes al módulo del acoplo en las cuatro salidas de la matriz de Butler.

Teóricamente todas las trazas deberían estar en torno a -6 dB a lo largo de la banda de trabajo, ya que se utilizan híbridos de 90°. Pero, como se aprecia, las trazas obtenidas están todas en torno al nivel de -7 dB. Esta ligera variación puede ser debida a las pérdidas del sustrato. Sin embargo, esto no es de gran importancia, porque lo más importante es que todas las salidas estén al mismo nivel de potencia.

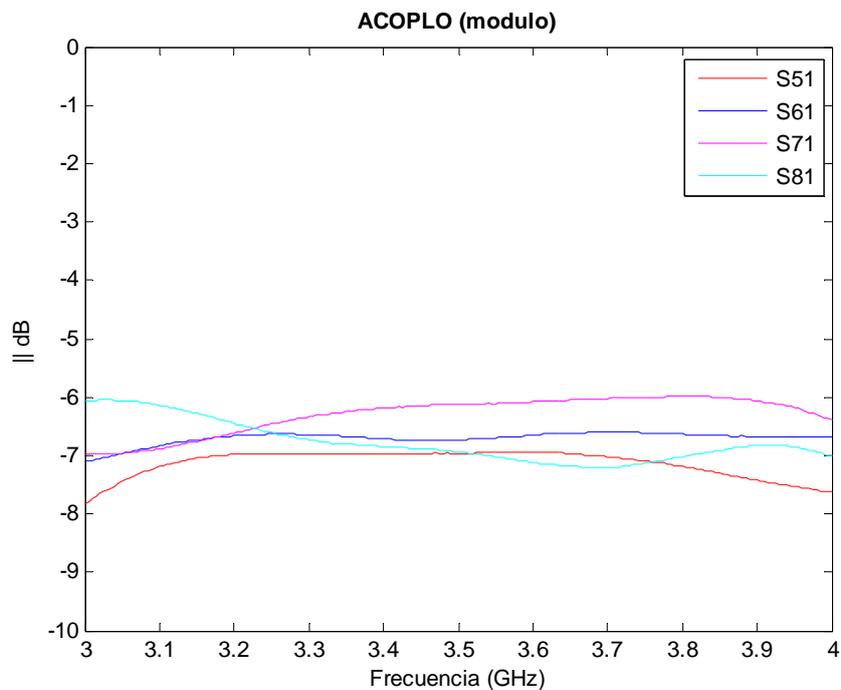


Figura 7-58: Representación del módulo del acoplo de la matriz de Butler construida. .

Una vez visto el módulo del acoplo a las salidas de la matriz de Butler, se muestra la fase obtenida para cada una de estas salidas. Además, también se muestra la diferencia de fases entre salidas consecutivas.

El valor de las fases no es de mucha importancia, lo realmente relevante es que la diferencia de fase entre salidas consecutivas sea aproximadamente de 45°. Por tanto, podemos apreciar en la siguiente figura como esto no se ha obtenido

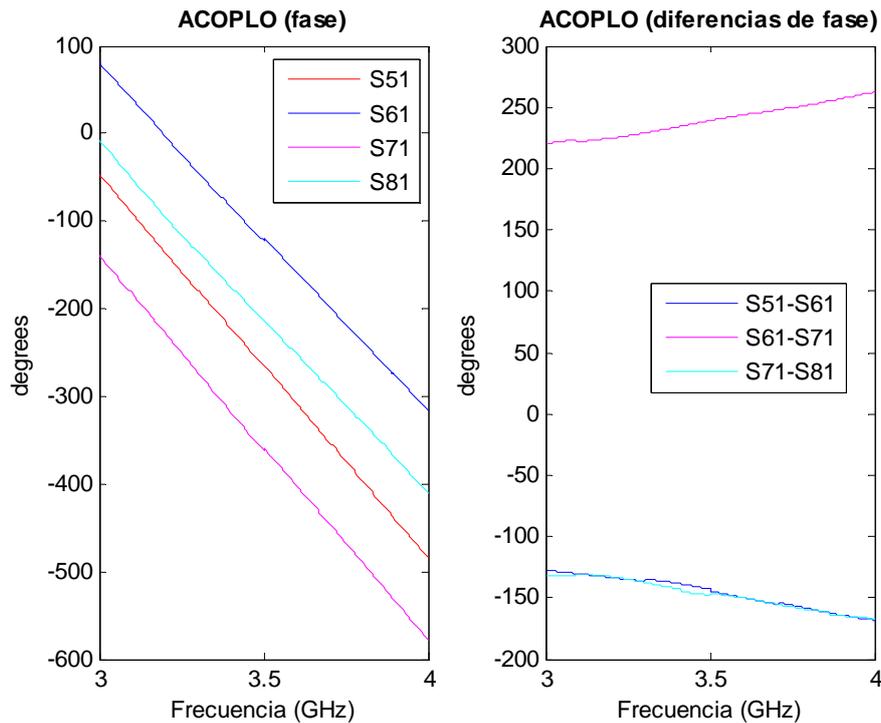


Figura 7-59: Representación de la fase del acoplo y de las diferencias de fase entre antenas consecutivas de la matriz de Butler construida.

Como se ha comentado anteriormente, el motivo de que no se haya obtenido una diferencia de fase entre salidas consecutivas de 45° es que, al pensar que la construcción de la matriz de Butler se realizaría mediante procesado químico, se utilizaron durante el diseño los acopladores predistorsionados para compensar los fallos durante la construcción.

Vimos en la última simulación full-wave de la matriz de Butler, que las diferencias de fase que obteníamos no se correspondían con las deseadas, debido a que se utilizaron las medidas obtenidas con el analizador de redes del híbrido de 90° de dos secciones. Por tanto vemos en la siguiente figura como las fases obtenidas en la simulación full-wave coinciden con las obtenidas al medir la matriz de Butler. Se puede apreciar como todas las fases se han desplazado aproximadamente la misma cantidad, algo no importante, ya que solo nos interesa el desfase entre salidas consecutivas. La conclusión es que se debe rediseñar la anterior matriz de Butler para que se obtenga la diferencia de fase entre salidas consecutivas de 45° .

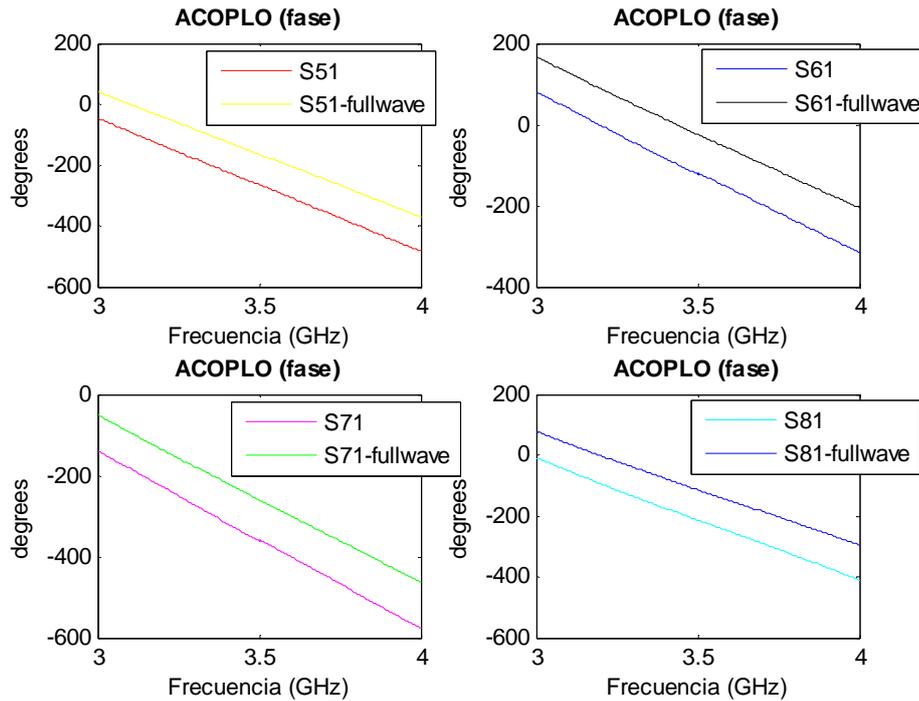


Figura 7-60: Comparación de las fases del acoplo de la matriz de Butler construida y de las fases del acoplo de la simulación full-wave.

Rediseño matriz de Butler con líneas de transmisión microstrip en “ADS”

Visto que todos los resultados obtenidos al medir la matriz de Butler con el analizador de redes son correctos excepto la diferencia de fase entre salidas consecutivas, el siguiente paso es modificar las líneas de transmisión que unen los acopladores branch-line de dos secciones. El esquemático es similar al de la matriz de Butler construida anteriormente. En la siguiente figura se muestran las dimensiones físicas obtenidas:

Var Eqn	VAR	Var Eqn	VAR
	VAR2		VAR3
	WD=2.26388		LA=15.412 {t}
	LD=117.9728475 {t}		WA=2.26388
	LH=32.478-1.5092		LB=8.08 {t}
	LV=10.52942375 {t}		WB=2.26388

Figura 7-61: Dimensiones físicas de la matriz de Butler rediseñada.

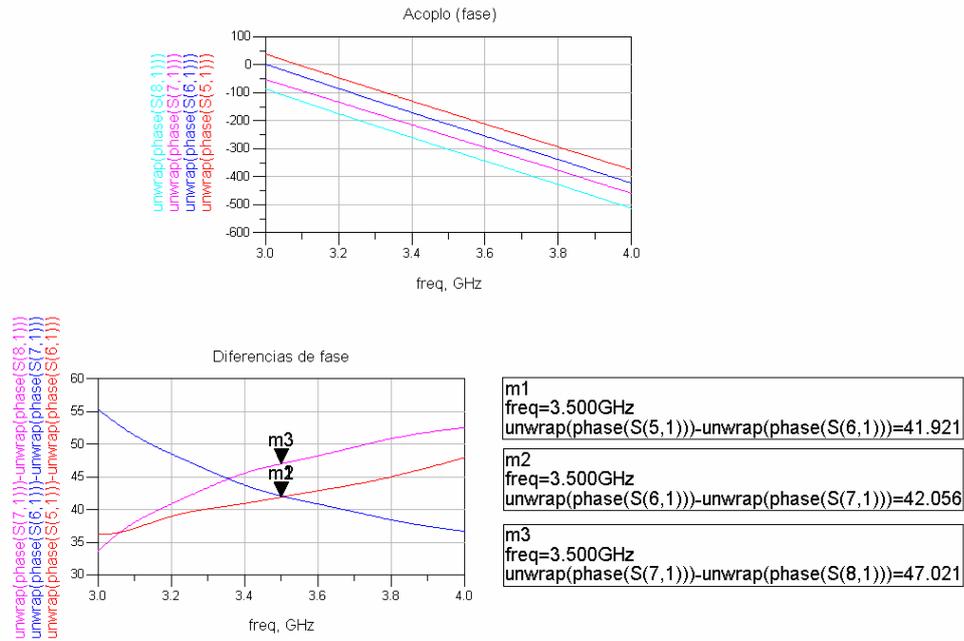


Figura 7-62: Respuesta full-wave de la fase del acoplo y de las diferencias de fase entre antenas consecutivas de la matriz de Butler rediseñada.

Se puede ver en la anterior figura como se ha obtenido una diferencia de fase entre salidas consecutivas de aproximadamente 45° . Por tanto, el siguiente paso es la construcción de esta matriz de Butler rediseñada con el objetivo de que las salidas estén desfasadas 45° entre sí.

Construcción física y medida

Los pasos para la construcción y medida de esta nueva matriz de Butler son los mismos que con la anterior matriz de Butler. Los resultados se muestran a continuación. Dichos resultados los podemos observar en las siguientes figuras.

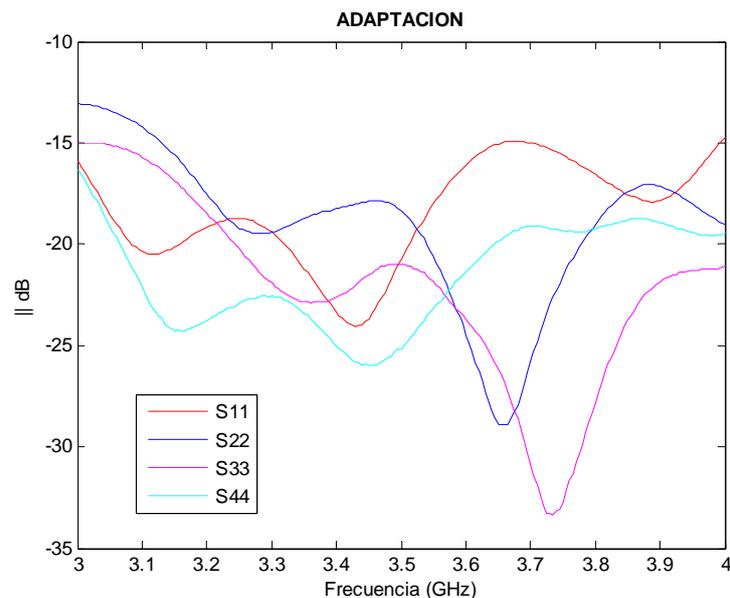


Figura 7-63: Representación de la adaptación de la matriz de Butler rediseñada y construida.

En la anterior figura se aprecia el valor de la adaptación de la matriz de Butler. Como ocurría con la anterior matriz de Butler construida, las trazas coinciden dos a dos. La traza S11 coincide aproximadamente con la traza S44 y la traza S22 coincide aproximadamente con la traza S33.

Antes teníamos que la adaptación estaba por debajo de -18 dB. En este caso ocurre lo mismo, salvo para el parámetro S11 que cerca de la frecuencia de 3.7 GHz es de aproximadamente -15 dB. Por tanto estos resultados se siguen considerando como válidos.

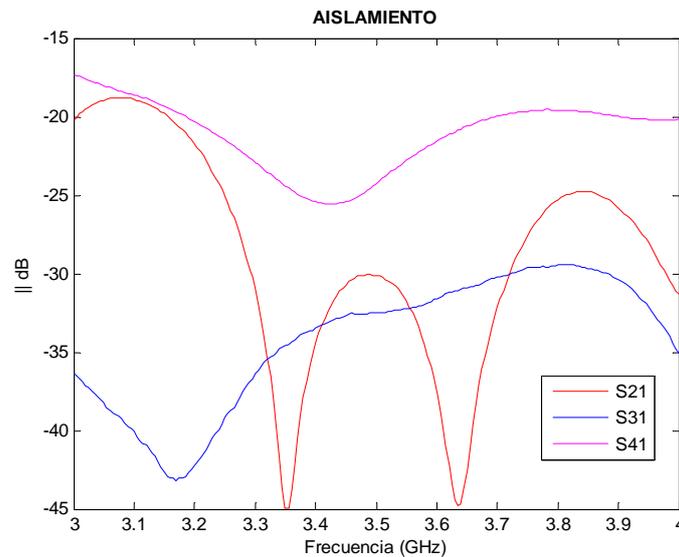


Figura 7-64: Representación del aislamiento de la matriz de Butler rediseñada y construida.

En los resultados del aislamiento ocurre como antes. La traza correspondiente a S41 esta por debajo de -20 dB a lo largo de la banda de trabajo. Y los otros dos parámetros están por debajo de -30 dB. Algo curioso, es que se aprecia claramente la respuesta Chebyshev del acoplador branch-line de dos secciones mirando el parámetro S21.

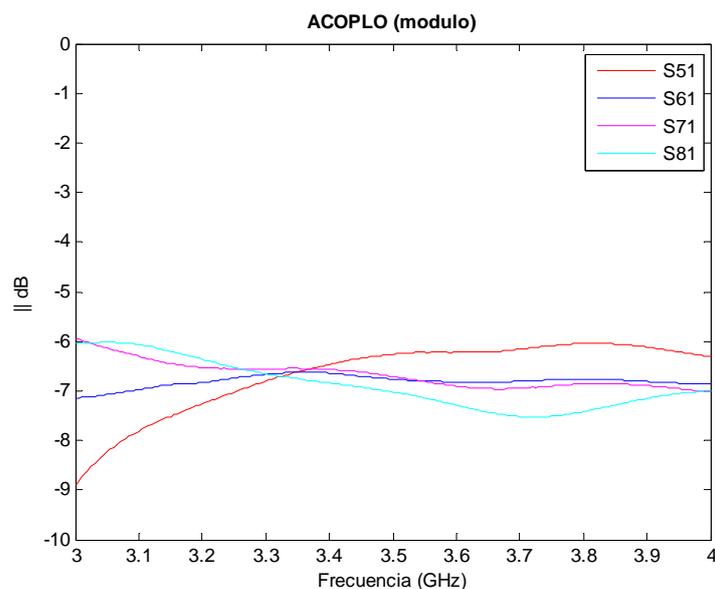


Figura 7-65: Representación del módulo del acoplamiento de la matriz de Butler rediseñada y construida.

En la anterior figura se muestra el módulo del acoplo en las salidas de la matriz de Butler. Ocurre exactamente lo mismo que con los resultados obtenidos de la anterior matriz de Butler construida. El valor del acoplo para todas las salidas esta en torno a -7 dB.

En la siguiente figura se puede ver el motivo del rediseño de la matriz de Butler. En este caso vemos claramente como la diferencia entre salidas consecutivas es de aproximadamente 45° a la frecuencia de diseño de 3.5 GHz.

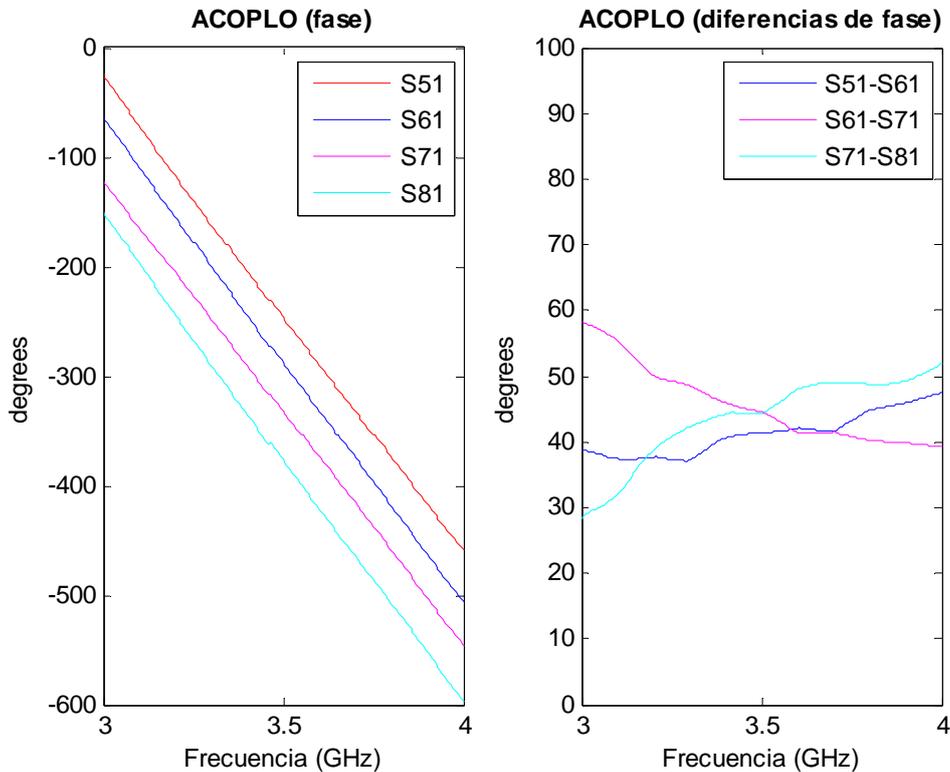


Figura 7-66: Representación de la fase del acoplo y de las diferencias de fase entre antenas consecutivas de la matriz de Butler rediseñada y construida.

Por tanto, esta matriz de Butler cumple todas las especificaciones del diseño y podrá ser utilizada para el sistema WiMax para el cual ha sido diseñada.

Por último y para finalizar este proyecto, se compararan los resultados obtenidos con el analizador de redes y comentados anteriormente con la respuesta full-wave obtenida en el diseño de la matriz de Butler en la Figura 7-67.

La siguiente figura muestra los valores de la adaptación de la matriz de Butler, tanto para los resultados obtenidos con el analizador de redes como para la respuesta full-wave.

Se aprecia como los resultado tras medir con el analizador de redes son peores que los resultados de la simulación full-wave. Pero las curvas conservan aproximadamente la forma.

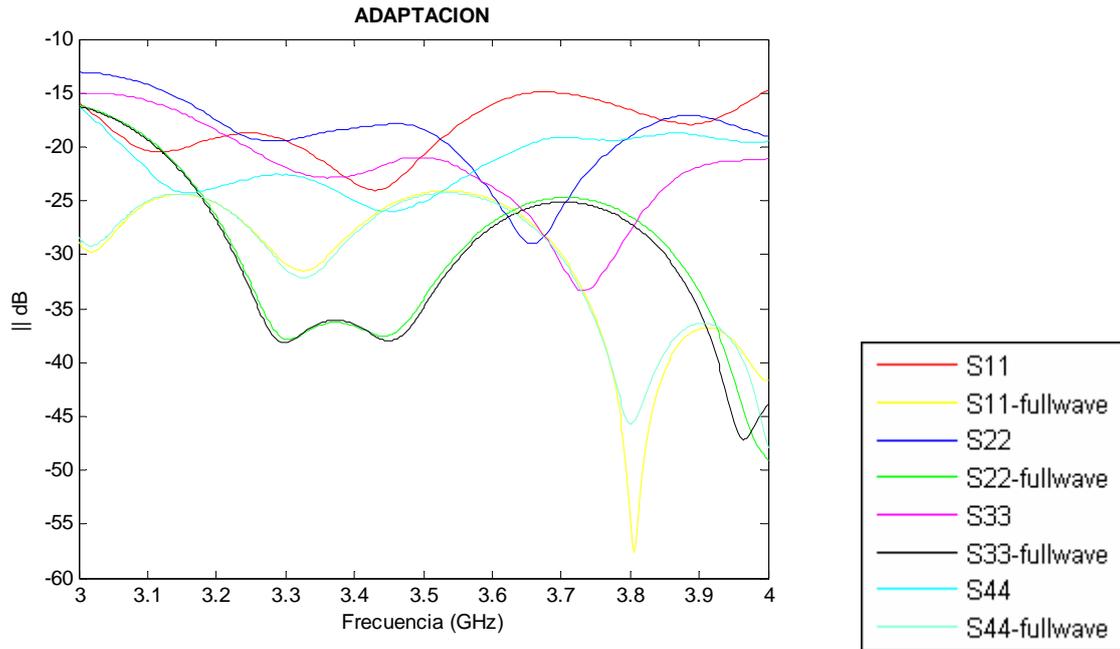


Figura 7-67: Comparación entre la adaptación de la matriz de Butler rediseñada y construida, y la respuesta full-wave de la adaptación.

En la figura que se muestra a continuación se puede ver el valor del aislamiento de la matriz de Butler para la simulación full-wave y para los resultados obtenidos al medir con el analizador de redes.

Ocurre lo mismo que con el caso de la adaptación, los resultados obtenidos al medir son peores que los de la simulación full-wave. Aun así, la forma de las curvas se aproxima bastante.

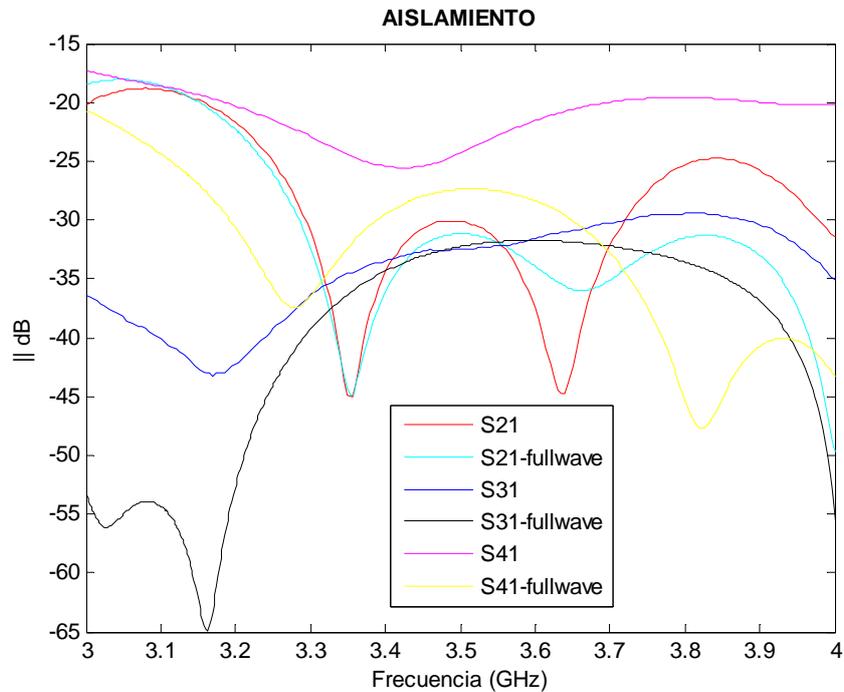


Figura 7-68: Comparación entre el aislamiento de la matriz de Butler rediseñada y construida, y la respuesta full-wave del aislamiento.

En el caso del acoplo, como vemos en la siguiente figura, la respuesta full-wave estaba próxima a -6 dB a lo largo de la banda de trabajo. En cambio, los resultados obtenidos tras medir están en torno a -7 dB. Esto es debido a las pequeñas pérdidas que se han producido.

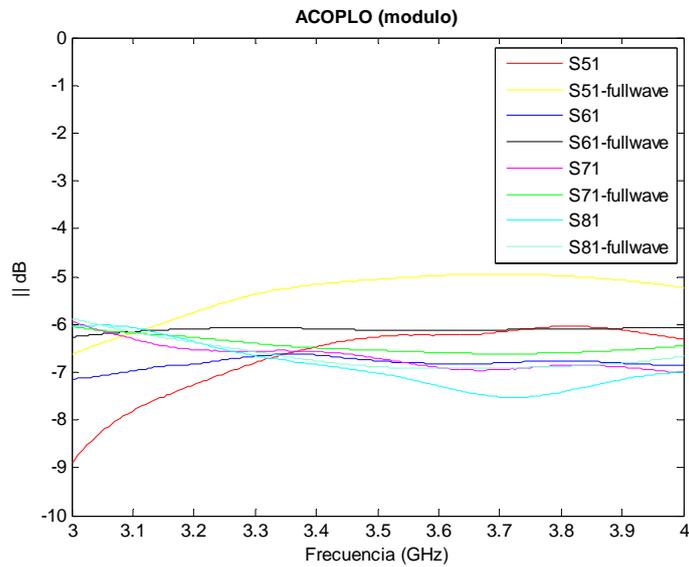


Figura 7-69: Comparación entre el módulo del acoplo de la matriz de Butler rediseñada y construida, y la respuesta full-wave del módulo del acoplo.

Las fases del acoplo medidas coinciden con las de la simulación full-wave. Excepto que se ha producido un desplazamiento, pero dicho desplazamiento se ha producido por igual en todas las fases, por lo que no supone un problema.

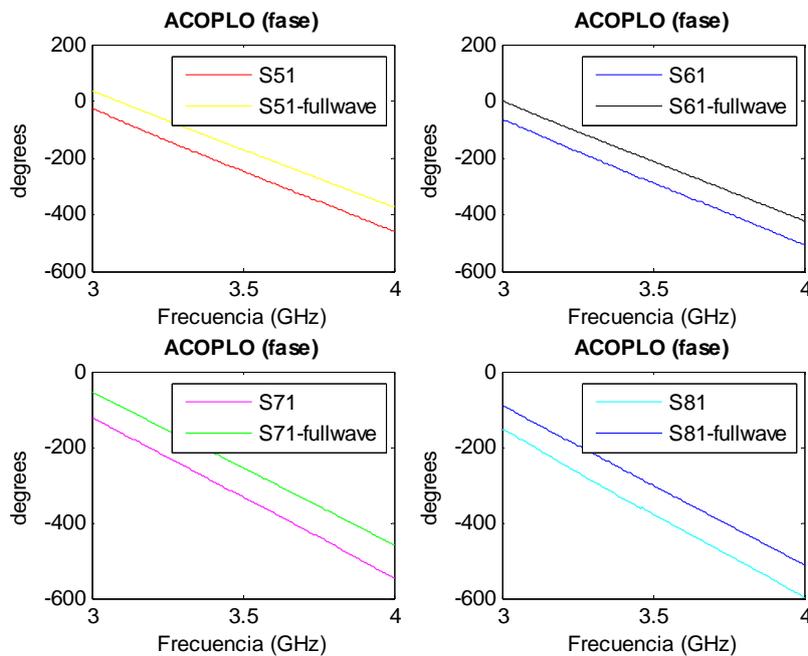


Figura 7-70: Comparación entre la fase del acoplo de la matriz de Butler rediseñada y construida, y la respuesta full-wave de la fase del acoplo.

Las diferencias de fase entre salidas consecutivas de la matriz de Butler se muestran a continuación.

Se puede ver como a la frecuencia de diseño todas tienen un valor aproximado de 45°. Además se ve como la traza de la simulación full-wave para cada diferencia de fase coincide aproximadamente con la traza medida.

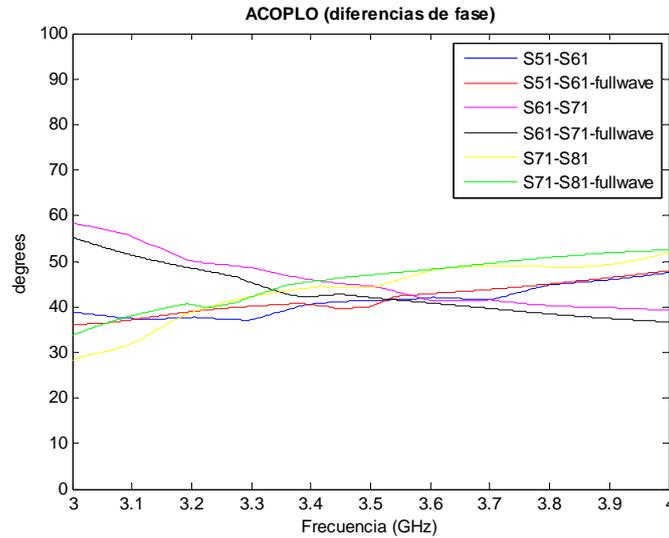


Figura 7-71: Comparación entre las diferencias de fase entre antenas consecutivas de la matriz de Butler rediseñada y construida, y la respuesta full-wave de las diferencias de fase entre antenas consecutivas.

Para finalizar se mostrarán las pérdidas que se han producido en la matriz de Butler. Para ello se van a utilizar las siguientes formulas de un circuito de N puertas sin pérdidas:

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

Como vemos, en el caso de que no hubiese pérdidas, la suma de todos los parámetros S incidiendo por la misma puerta debe de ser 1. Por tanto si restamos a la unidad esta suma calculada con los parámetros medidos, obtendremos las pérdidas correspondientes al incidir por un puerto. Las pérdidas se calcularan para todas las frecuencias y para todos los puertos, aquí se muestra el máximo valor que se produce:

Pérdidas máximas: 0.1422

8 Conclusiones y trabajo futuro

8.1 Conclusiones

En este apartado se van a exponer las conclusiones más relevantes del desarrollo del proyecto.

Los primeros diseños de acopladores direccionales que se realizaron se expusieron en el capítulo 5 basándose en la teoría y desarrollo de ese capítulo y de los anteriores. Como se pudo apreciar, con los acopladores de línea acoplada solo se pudieron obtener acoplos muy débiles para dimensiones de fabricación razonables. En cambio, con los acopladores branch-line vimos como obteníamos acoplos muy fuertes. También vimos como se podía aumentar el ancho de banda de la respuesta utilizando múltiples secciones. Como desventaja destacar que, aunque se aumente el ancho de banda, se obtienen resultados ligeramente peores en la respuesta full-wave, en ocasiones, en la adaptación y el aislamiento frente al diseño circuital de partida.

En el caso de los acopladores branch-line de varias secciones vimos como con los acopladores síncronos obteníamos más ancho de banda que con los periódicos. A su vez, con estos se obtenía más ancho de banda que con los acopladores en cascada. Además se obtenía una notable reducción en el tamaño de la estructura con respecto a los acopladores en cascada.

Comentar que durante los diseños nos dimos cuenta que era conveniente usar el componente *MTEE* en los esquemáticos para que la simulación tuviera en cuenta las discontinuidades de la estructura.

También se ha llegado a la conclusión que diseñando los acopladores con una respuesta de tipo Chebishev se obtiene un mayor ancho de banda que diseñándolos con una respuesta de tipo Butterworth.

Tras sacar las oportunas conclusiones de los diseños de los acopladores direccionales, se procedió al diseño de un acoplador branch-line de una sección y otro de dos secciones de respuesta Chebishev bajo las especificaciones del sistema WiMax. Debido a que la fabricación mediante procesado químico no es muy precisa se obtuvieron resultados experimentales que no eran los esperados. El acoplador de una sección se descartó y el de dos secciones se intentó predistorsionar para obtener los resultados deseados al medir. De esta forma se obtuvieron los resultados buscados. Es decir, se obtuvo una transmisión y un acoplo cercanos a -3 dB. Además la reflexión y el aislamiento estaban en torno a -20 dB, un resultado muy bueno en la practica.

Destacar que hubo bastantes problemas al medir los resultados con el analizador de redes: en principio se utilizó un analizador que tenía una resistencia interna no muy buena. Para subsanar esto, las medidas finales se hicieron con un analizador de redes mucho más preciso.

Habiendo construido el acoplador branch-line de dos secciones deseado, se procedió al diseño y construcción de la matriz de Butler. Debido a que se utilizó el acoplador predistorsionado anteriormente y a que finalmente se decidió construir la matriz de Butler mediante una fresadora, se obtuvieron resultados no deseados en los desfases de las salidas consecutivas.

Por tanto se rediseñó de nuevo la matriz de Butler para obtener los desfases deseados. Una vez comprobados los resultados en la simulación se construyó y midió la matriz, obteniendo los desfases constantes entre salidas consecutivas. Según por la entrada que se excite, se obtienen desfases constantes de -45° , 135° , 45° y -135° . La adaptación y el aislamiento están por debajo de -20 dB en la banda de trabajo (3.3 GHz – 3.7 GHz), incluso en ocasiones por debajo de -30 dB, por lo que estos resultados son muy buenos en la práctica. Destacar que estos resultados se han obtenido con acopladores branch-line síncronos y realizando la construcción utilizando una fresadora.

En conclusión, en este proyecto se han desarrollado un dispositivo completo de microondas, siguiendo todos los pasos típicos que se necesitan para la realización de hardware de alta frecuencia (que aparecen también en otros dispositivos). Se ha descrito el análisis y diseño circuital, el diseño electromagnético, la optimización circuital y full-wave, fabricación con proceso químico y mecánico (fresadora) y medida con distintos analizadores de redes (con los problemas de calibración, de cargas adaptadas, etc asociadas a las medidas de microondas). En el proceso ha quedado de manifiesto los problemas de modelado y tolerancias de fabricación que surgen a estas frecuencias.

8.2 Trabajo futuro

En todos los casos, se ha comprobado la necesidad de realizar un buen diseño circuital de partida. En caso contrario, la optimización de onda completa final será muy costosa en tiempo e incluso pudiendo llegar a no conseguir los resultados deseados.

Durante la medida de los dispositivos realizados se ha tenido en cuenta el efecto de los conectores y además los cables de medidas tienen que ser cuidadosamente seleccionados, situación que se notó especialmente a la hora de realizar las medidas con el analizador de redes.

Para continuar el trabajo realizado en este proyecto y dada la multitud de técnicas y tecnologías existentes en la banda de frecuencias de microondas-milimétricas, se propone realizar el mismo tipo de diseño en stripline y comparar los resultados con los obtenidos en el presente trabajo.

Una posible mejora de la matriz de Butler puede ser reducir el tamaño de ella colocando los acopladores en otra disposición ya que en un futuro proyecto de la EPS-UAM se necesitará implantar la matriz de Butler en un sistema WiMax.

Otra mejora, tal vez mucho más difícil, que permitirá reducir el tamaño, es realizar el diseño en varias capas.

Por último, una mejora fácil de realizar y que reducirá considerablemente el tamaño de la estructura es realizar el cruzador mediante dos líneas de transmisión, impidiendo que una se toque con la otra mediante una resistencia de cero ohmios.

Referencias

- [1] David M. Pozar, "Microwave Engineering", New York, John Wiley & Sons, 2005.
- [2] Robert E. Collin, "Foundations for Microwave Engineering", New York, Wiley-Intersc., 2001.
- [3] George L. Matthaei, Leo Young, E. M. T. Jones, "Microwave Filters, Impedance Matching Networks, and Coupling Structures", Dedham Artech House cop. 1980.
- [4] Jia-Sheng Hong, M. J. Lancaster, "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications", John Wiley & Sons, 2001.
- [5] Rajesh Mongia, Inder Bahl, Prakash Bhartia, "RF and Microwave Coupled-Line Circuits", Boston, Artech House, INC. 1999.
- [6] Javier Bará Temes, "Circuitos de microondas con líneas de transmisión", Barcelona, Edicions UPC, 1994.
- [7] Christophe Caloz, Tatsuo Itoh, "Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications - The Engineering Approach", New Jersey, John Wiley & Sons, 2006.
- [8] Dr. E. H. Fooks, Dr. R. A. Zakarevicius, "Microwave Engineering Using Microstrip Circuits", Australia, Prentice Hall, 1990.
- [9] Devendra K. Misra, "Radio-Frequency and Microwave Communication Circuits – Analysis and Design", New York, John Wiley & Sons, 2001.
- [10] Stephen A. Maas, "The RF and microwave Circuit Design Cookbook", Boston, Artech House, INC. 1998.
- [11] Joseph F. White, "High Frequency Techniques – An Introduction to RF and Microwave Engineering", New Jersey, John Wiley & Sons, 2004.
- [12] William H. Press, Brian P. Flannery, Saul A. Teukolsky, William T. Vetterling, "Numerical Recipes in FORTRAN 77: The Art of Scientific Computing", Cambridge University Press, 1986-1992.
- [13] Yongjin Kim, Byungje Lee, Myun-Joo Park. "Compact three section coupled line couplers", Microwave Conference Proceedings, 2005. APMC 2005. Asia-Pacific Conference Proceedings. Volume 4, 4-7 Dec. 2005.
- [14] "De-embedding and Embedding S-Parameter Networks Using a Vector Network Analyzer", Application Note 1364-1, Agilent.
- [15] Levy, R; Lind, L.F, "Synthesis of Symmetrical Branch-Guide Directional Couplers", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. Volume 19, Issue 2, Feb 1968. Page(s):80 – 89.
- [16] Leo Young, "Synchronous Branch Guide Directional Couplers for Low and High Power Applications", IRE Transactions of Microwave Theory and Techniques.
- [17] Ramos Quirarte, J.L, Starski, J.P, "Synthesis of Schiffman phase shifters", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. Volume 39, Issue 11, Nov. 1991. Page(s): 1885 – 1889.
- [18] Quirarte, J.L.R, Starski, J.P, "Novel Schiffman phase shifters", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. Volume 41, Issue 1, Jan. 1993. Page(s): 9 – 14.
- [19] Free, C.E., Aitchison, C.S., "Improved analysis and design of coupled-line phase shifters", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. Volume 43, Issue 9, Part 1-2, Sept. 1995. Page(s): 2126 - 2131.

- [20] Schiek, B., Kohler, J., "A Method for Broad-Band Matching of Microstrip Differential Phase Shifters", *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*. Volume 25, Issue 8, Aug. 1977. Page(s): 666 - 671.
- [21] Yong-Xin Guo, Zhen-Yu Zhang, Ling Chuen Ong, "Improved wide-band Schiffman phase shifter", *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*. Volume 54, Issue 3, March. 2006. Page(s): 1196 - 1200.
- [22] Bona, M., Manholm, L., Starski, J. P., Svensson, B., "Low-loss compact Butler matrix for a microstrip antenna", *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*. Volume 50, Issue 9, Sept. 2002. Page(s): 2069 - 2075.
- [23] Shelton, J., Hsiao, J., "Reflective Butler matrices", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*. Volume 27, Issue 5, Sep. 1979. Page(s): 651 - 659.
- [24] Collado, C., Grau, A., De Flaviis, F., "Dual-band Butler matrix for WLAN systems", *Microwave Symposium Digest, 2005. IEEE MTT-S International*. 12-17 June 2005. Page(s): 4 pp.
- [25] Kaifas, T.N., Sahalos, J. N., "On the design of a single-layer wideband Butler matrix for switched-beam UMTS system applications [Wireless Corner]", *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*. Volume 48, Issue 6, Dec. 2006. Page(s): 193-204.
- [26] Accatino, L., Muoio, F., Piovano, B., Caille, G., Mongiardo, M., "CAD of Waveguide Butler Matrices Including Mechanical and Thermal Constraints", *European Microwave Conference, 2001*. 31st. Oct. 2001. Page(s): 1 - 4.
- [27] Zheng, S., Chan, W. S., Leung, S.H, Xue, Q., "BroadBand butler matrix with flat coupling", *Electronic Letters*. Volume 43, Issue 10, May 10 2007. Page(s): 576 - 577.
- [28] Baggen, L., Bottcher, M., Eube, M., "3D-Butler matrix topologies for phased arrays", *Electromagnetics in Advanced Applications, 2007. ICEAA 2007. International Conference on* 17-21 Sept. 2007. Page(s): 531 - 534.
- [29] Chang, C.-C., Chin, T.-Y, Wu, J.-C, Chang, S.-F, "Novel Design of a 2.5-GHz Fully Integrated CMOS Butler Matrix for Smart-Antenna Systems", *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*. Volume 56, Issue 18, Aug. 2008. Page(s): 1757 - 1763.
- [30] Kadir, M., Che Rose, M.R., Shah, M., Mismam, D., Suaidi, M K., Abd Aziz, M.Z. A., "4x4 Butler Matrix design by using circular bend", *Applied Electromagnetics, 2007. APACE 2007. Asia-Pacific Conference on* 4-6 Dec. 2007. Page(s): 1 - 5.
- [31] J. He, B.-Z. Wang, Q.-Q. He, Y.-X. Xing, Z.-L. Yin, "Wideband X-Band Microstrip Butler Matrix", *Progress In Electromagnetics Research, PIER* 74, 131-140, 2007.
- [32] Jean-Sébastien Néron, Gilles-Y. Delisle, "Microstrip EHF Butler Matrix Design and Realization", *ETRI Journal*, Volume 27, Number 6, December 2005.
- [33] Mourad Nedil, Tayeb A. Denidni, "Design of a New Millimeter-wave Butler Matrix", *Université de Québec, INRS-EMT, Place Bonaventure, 800, de la Gauchetière Ouest, bureau 6900, Montréal (Québec), H5A 1K6*.
- [34] Sharul Kamal Abdul Rahim, Peter Gardner, "Adaptative Antenna System using Cascaded Butler Matrices", *Depart. Of Electronic, Electrical & Computer Engineering. The University of Birmingham, Edgbaston, B15 2TT, UK*.
- [35] Nhi T. Pham, Gye-An Lee, and Franco De Flaviis, "Microstrip Antenna Array with Beamforming Network for WLAN Applications", *Department of Electrical Engineering and Computer Science, University of California, Irvine, CA 92697, USA, Skyworks Solutions Inc*.

PRESUPUESTO

1) Ejecución Material

- Compra de ordenador personal (Software incluido)..... 2.000 €
- Alquiler de impresora láser durante 6 meses 50 €
- Material de oficina 150 €
- Total de ejecución material 2.200 €

2) Gastos generales

- 16 % sobre Ejecución Material 352 €

3) Beneficio Industrial

- 6 % sobre Ejecución Material 132 €

4) Honorarios Proyecto

- 640 horas a 15 € / hora 9600 €

5) Material fungible

- Gastos de impresión 60 €
- Encuadernación 200 €

6) Subtotal del presupuesto

- Subtotal Presupuesto 12060 €

7) I.V.A. aplicable

- 16% Subtotal Presupuesto 1929.6 €

8) Total presupuesto

- Total Presupuesto 13989,6 €

Madrid, Mayo de 2009

El Ingeniero Jefe de Proyecto

Fdo.: Ángel Seco Prieto
Ingeniero de Telecomunicación

PLIEGO DE CONDICIONES

Este documento contiene las condiciones legales que guiarán la realización, en este proyecto, de una matriz de Butler. En lo que sigue, se supondrá que el proyecto ha sido encargado por una empresa cliente a una empresa consultora con la finalidad de realizar dicho sistema. Dicha empresa ha debido desarrollar una línea de investigación con objeto de elaborar el proyecto. Esta línea de investigación, junto con el posterior desarrollo de los programas está amparada por las condiciones particulares del siguiente pliego.

Supuesto que la utilización industrial de los métodos recogidos en el presente proyecto ha sido decidida por parte de la empresa cliente o de otras, la obra a realizar se regulará por las siguientes:

Condiciones generales

1. La modalidad de contratación será el concurso. La adjudicación se hará, por tanto, a la proposición más favorable sin atender exclusivamente al valor económico, dependiendo de las mayores garantías ofrecidas. La empresa que somete el proyecto a concurso se reserva el derecho a declararlo desierto.

2. El montaje y mecanización completa de los equipos que intervengan será realizado totalmente por la empresa licitadora.

3. En la oferta, se hará constar el precio total por el que se compromete a realizar la obra y el tanto por ciento de baja que supone este precio en relación con un importe límite si este se hubiera fijado.

4. La obra se realizará bajo la dirección técnica de un Ingeniero Superior de Telecomunicación, auxiliado por el número de Ingenieros Técnicos y Programadores que se estime preciso para el desarrollo de la misma.

5. Aparte del Ingeniero Director, el contratista tendrá derecho a contratar al resto del personal, pudiendo ceder esta prerrogativa a favor del Ingeniero Director, quien no estará obligado a aceptarla.

6. El contratista tiene derecho a sacar copias a su costa de los planos, pliego de condiciones y presupuestos. El Ingeniero autor del proyecto autorizará con su firma las copias solicitadas por el contratista después de confrontarlas.

7. Se abonará al contratista la obra que realmente ejecute con sujeción al proyecto que sirvió de base para la contratación, a las modificaciones autorizadas por la superioridad o a las órdenes que con arreglo a sus facultades le hayan comunicado por escrito al Ingeniero Director de obras siempre que dicha obra se haya ajustado a los preceptos de los pliegos de condiciones, con arreglo a los cuales, se harán las modificaciones y la valoración de las diversas unidades sin que el importe total pueda exceder de los presupuestos aprobados. Por consiguiente, el número de unidades que se consignan en el proyecto o en el presupuesto, no podrá servirle de fundamento para entablar reclamaciones de ninguna clase, salvo en los casos de rescisión.

8. Tanto en las certificaciones de obras como en la liquidación final, se abonarán los trabajos realizados por el contratista a los precios de ejecución material que figuran en el presupuesto para cada unidad de la obra.

9. Si excepcionalmente se hubiera ejecutado algún trabajo que no se ajustase a las condiciones de la contrata pero que sin embargo es admisible a juicio del Ingeniero Director de obras, se dará conocimiento a la Dirección, proponiendo a la vez la rebaja de precios que el Ingeniero estime justa y si la Dirección resolviera aceptar la obra, quedará el contratista obligado a conformarse con la rebaja acordada.

10. Cuando se juzgue necesario emplear materiales o ejecutar obras que no figuren en el presupuesto de la contrata, se evaluará su importe a los precios asignados a otras obras o materiales análogos si los hubiere y cuando no, se discutirán entre el Ingeniero Director y el contratista, sometiéndolos a la aprobación de la Dirección. Los nuevos precios convenidos por uno u otro procedimiento, se sujetarán siempre al establecido en el punto anterior.

11. Cuando el contratista, con autorización del Ingeniero Director de obras, emplee materiales de calidad más elevada o de mayores dimensiones de lo estipulado en el proyecto, o sustituya una clase de fabricación por otra que tenga asignado mayor precio o ejecute con mayores dimensiones cualquier otra parte de las obras, o en general, introduzca en ellas cualquier modificación que sea beneficiosa a juicio del Ingeniero Director de obras, no tendrá derecho sin embargo, sino a lo que le correspondería si hubiera realizado la obra con estricta sujeción a lo proyectado y contratado.

12. Las cantidades calculadas para obras accesorias, aunque figuren por partida alzada en el presupuesto final (general), no serán abonadas sino a los precios de la contrata, según las condiciones de la misma y los proyectos particulares que para ellas se formen, o en su defecto, por lo que resulte de su medición final.

13. El contratista queda obligado a abonar al Ingeniero autor del proyecto y director de obras así como a los Ingenieros Técnicos, el importe de sus respectivos honorarios facultativos por formación del proyecto, dirección técnica y administración en su caso, con arreglo a las tarifas y honorarios vigentes.

14. Concluida la ejecución de la obra, será reconocida por el Ingeniero Director que a tal efecto designe la empresa.

15. La garantía definitiva será del 4% del presupuesto y la provisional del 2%.

16. La forma de pago será por certificaciones mensuales de la obra ejecutada, de acuerdo con los precios del presupuesto, deducida la baja si la hubiera.

17. La fecha de comienzo de las obras será a partir de los 15 días naturales del replanteo oficial de las mismas y la definitiva, al año de haber ejecutado la provisional, procediéndose si no existe reclamación alguna, a la reclamación de la fianza.

18. Si el contratista al efectuar el replanteo, observase algún error en el proyecto, deberá comunicarlo en el plazo de quince días al Ingeniero Director de obras, pues transcurrido ese plazo será responsable de la exactitud del proyecto.

19. El contratista está obligado a designar una persona responsable que se entenderá con el Ingeniero Director de obras, o con el delegado que éste designe, para todo relacionado con ella. Al ser el Ingeniero Director de obras el que interpreta el proyecto, el contratista deberá consultarle cualquier duda que surja en su realización.

20. Durante la realización de la obra, se girarán visitas de inspección por personal facultativo de la empresa cliente, para hacer las comprobaciones que se crean oportunas. Es obligación del contratista, la conservación de la obra ya ejecutada hasta la recepción de la misma,

por lo que el deterioro parcial o total de ella, aunque sea por agentes atmosféricos u otras causas, deberá ser reparado o reconstruido por su cuenta.

21. El contratista, deberá realizar la obra en el plazo mencionado a partir de la fecha del contrato, incurriendo en multa, por retraso de la ejecución siempre que éste no sea debido a causas de fuerza mayor. A la terminación de la obra, se hará una recepción provisional previo reconocimiento y examen por la dirección técnica, el depositario de efectos, el interventor y el jefe de servicio o un representante, estampando su conformidad el contratista.

22. Hecha la recepción provisional, se certificará al contratista el resto de la obra, reservándose la administración el importe de los gastos de conservación de la misma hasta su recepción definitiva y la fianza durante el tiempo señalado como plazo de garantía. La recepción definitiva se hará en las mismas condiciones que la provisional, extendiéndose el acta correspondiente. El Director Técnico propondrá a la Junta Económica la devolución de la fianza al contratista de acuerdo con las condiciones económicas legales establecidas.

23. Las tarifas para la determinación de honorarios, reguladas por orden de la Presidencia del Gobierno el 19 de Octubre de 1961, se aplicarán sobre el denominado en la actualidad "Presupuesto de Ejecución de Contrata" y anteriormente llamado "Presupuesto de Ejecución Material" que hoy designa otro concepto.

Condiciones particulares

La empresa consultora, que ha desarrollado el presente proyecto, lo entregará a la empresa cliente bajo las condiciones generales ya formuladas, debiendo añadirse las siguientes condiciones particulares:

1. La propiedad intelectual de los procesos descritos y analizados en el presente trabajo, pertenece por entero a la empresa consultora representada por el Ingeniero Director del Proyecto.

2. La empresa consultora se reserva el derecho a la utilización total o parcial de los resultados de la investigación realizada para desarrollar el siguiente proyecto, bien para su publicación o bien para su uso en trabajos o proyectos posteriores, para la misma empresa cliente o para otra.

3. Cualquier tipo de reproducción aparte de las reseñadas en las condiciones generales, bien sea para uso particular de la empresa cliente, o para cualquier otra aplicación, contará con autorización expresa y por escrito del Ingeniero Director del Proyecto, que actuará en representación de la empresa consultora.

4. En la autorización se ha de hacer constar la aplicación a que se destinan sus reproducciones así como su cantidad.

5. En todas las reproducciones se indicará su procedencia, explicitando el nombre del proyecto, nombre del Ingeniero Director y de la empresa consultora.

6. Si el proyecto pasa la etapa de desarrollo, cualquier modificación que se realice sobre él, deberá ser notificada al Ingeniero Director del Proyecto y a criterio de éste, la empresa consultora decidirá aceptar o no la modificación propuesta.

7. Si la modificación se acepta, la empresa consultora se hará responsable al mismo nivel que el proyecto inicial del que resulta el añadirla.

8. Si la modificación no es aceptada, por el contrario, la empresa consultora declinará toda responsabilidad que se derive de la aplicación o influencia de la misma.

9. Si la empresa cliente decide desarrollar industrialmente uno o varios productos en los que resulte parcial o totalmente aplicable el estudio de este proyecto, deberá comunicarlo a la empresa consultora.

10. La empresa consultora no se responsabiliza de los efectos laterales que se puedan producir en el momento en que se utilice la herramienta objeto del presente proyecto para la realización de otras aplicaciones.

11. La empresa consultora tendrá prioridad respecto a otras en la elaboración de los proyectos auxiliares que fuese necesario desarrollar para dicha aplicación industrial, siempre que no haga explícita renuncia a este hecho. En este caso, deberá autorizar expresamente los proyectos presentados por otros.

12. El Ingeniero Director del presente proyecto, será el responsable de la dirección de la aplicación industrial siempre que la empresa consultora lo estime oportuno. En caso contrario, la persona designada deberá contar con la autorización del mismo, quien delegará en él las responsabilidades que ostente.