



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA

— **TELECOM** ESCUELA  
TÉCNICA **VLC** SUPERIOR  
DE INGENIERÍA DE  
TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería de  
Telecomunicación

Diseño de una matriz de Nolen de banda ancha para una  
antena multihaz

Trabajo Fin de Grado

Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de  
Telecomunicación

AUTOR/A: Aparisi Castelló, Javier

Tutor/a: Baquero Escudero, Mariano

Cotutor/a: Boria Esbert, Vicente Enrique

CURSO ACADÉMICO: 2023/2024



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA

– **TELECOM** ESCUELA  
TÉCNICA **VLC** SUPERIOR  
DE INGENIERÍA DE  
TELECOMUNICACIÓN

Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunicación  
Universitat Politècnica de València  
Edificio 4D. Camino de Vera, s/n, 46022 Valencia  
Tel. +34 96 387 71 90, ext. 77190  
[www.etsit.upv.es](http://www.etsit.upv.es)

**VLC/**  
**CAMPUS**  
VALENCIA, INTERNATIONAL  
CAMPUS OF EXCELLENCE



## Resumen

Debido a la aparición de nuevas tecnologías en las comunicaciones, surge la necesidad de emplear nuevas bandas del espectro radioeléctrico que permitan satisfacer las necesidades que demandan las nuevas aplicaciones. Por ello, el presente Trabajo Final de Grado busca estudiar posibles mejoras en las prestaciones de ancho de banda de una red conformadora de haces diseñada para funcionar en estas nuevas regiones del espectro enfocadas en la tecnología 5G. La metodología de este estudio se basa, en primer lugar, en una breve descripción de estas bandas de frecuencia conocidas como banda de ondas milimétricas, donde a continuación se realizará una descripción de las diversas tipologías de redes conformadoras de haces existentes, haciendo énfasis en la red de Nolen de dimensiones 5 x 7 que se emplean como base del proyecto y por último, el proceso de mejora de las prestaciones mediante la optimización de los componentes que conforman la red diseñada. Para finalizar, se comprobará si los resultados obtenidos en el estudio son realizables en la práctica a través del uso de los substratos comerciales más conocidos en tecnología microstrip.

**Palabras clave:** bandas de onda milimétrica, *beamforming*, redes conformadoras de haces, Matriz de Nolen, acopladores direccionales Branch-Line.

## Resum

A causa de l'aparició de les noves tecnologies en les comunicacions, sorgix la necessitat d'utilitzar noves bandes de l'espectre radioelèctric que permeten satisfer les necessitats que demanen les aplicacions emergents. Per aquesta raó, el present Treball de Fi de Grau busca estudiar les possibles millores en lo que a les prestacions d'amplada de banda d'una xarxa conformadora de feixos respecta, dissenyada per a funcionar en les noves regions de l'espectre enfocades en la tecnologia 5G. La metodologia d'aquest estudi es basa, en primer lloc, en una breu descripció d'aquestes bandes de freqüència mencionades conegudes com a banda d'ones mil·limètriques, on a continuació es realitzarà una descripció de les diverses tipologies de xarxes conformadores de feixos existents, fent émfasi en la xarxa de Nolen de dimensions 5 x 7 que s'utilitza com a base del projecte en qüestió, i finalment es realitzarà el procés de millora de les prestacions mitjançant l'òptimització dels components que formen la xarxa dissenyada. Per finalitzar, es comprovarà si els resultats obtinguts en l'estudi son realitzables en la pràctica a través de l'ús dels substrats comercials més coneguts en la tecnologia microstrip.

**Paraules clau:** bandes d'ona mil·limètrica, *beamforming*, xarxes conformadores de feixos, xarxa de Nolen, acoblador direccional Branch Line.

## Abstract

Due to the new communication technologies, there has been a rising interest in using higher frequency bands of the radio spectrum to satisfy those needs new communication applications demand. For this reason, this project aims to study possible band width improvements on an already established beam forming network designed to be used at those new frequency bands for 5G applications. The following paper structures in four different parts. First, a summary of these previously mentioned frequency bands will be found. Following this part, a short description on the different beam forming networks will be conducted, emphasizing in the 5 x 7 Nolen Matrix which will be used as the starting point for this work. Lastly, the network improvement will be done throughout an optimization process of the components forming such network. Finally, the



findings will be tested throughout the network's implementation using commercial substrates on microstrip technology.

**Keywords:** millimeter wave band, beamforming, beamforming network, Nolen Matrix, Branch Line directional coupler.

## RESUMEN EJECUTIVO

La memoria del TFG del Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación debe desarrollar en el texto los siguientes conceptos, debidamente justificados y discutidos, centrados en el ámbito de la ingeniería de telecomunicación

CONCEPT (ABET)	CONCEPTO (traducción)	¿Cumple? (S/N)	¿Dónde? (páginas)
1. IDENTIFY:	1. IDENTIFICAR:		
1.1. Problem statement and opportunity	1.1. Planteamiento del problema y oportunidad	S	3 - 5
1.2. Constraints (standards, codes, needs, requirements & specifications)	1.2. Toma en consideración de los condicionantes (normas técnicas y regulación, necesidades, requisitos y especificaciones)	S	5 - 25 / 54 - 57
1.3. Setting of goals	1.3. Establecimiento de objetivos	S	1
2. FORMULATE:	2. FORMULAR:		
2.1. Creative solution generation (analysis)	2.1. Generación de soluciones creativas (análisis)	S	37 - 45
2.2. Evaluation of multiple solutions and decision-making (synthesis)	2.2. Evaluación de múltiples soluciones y toma de decisiones (síntesis)	S	46 - 57
3. SOLVE:	3. RESOLVER:		
3.1. Fulfilment of goals	3.1. Evaluación del cumplimiento de objetivos	S	58
3.2. Overall impact and significance (contributions and practical recommendations)	3.2. Evaluación del impacto global y alcance (contribuciones y recomendaciones prácticas)	S	58



## Índice

Capítulo 1.	Introducción y Objetivos.....	1
1.1	Motivación.....	1
1.2	Objetivos.....	1
1.3	Metodología.....	1
1.4	Estructura del trabajo .....	2
Capítulo 2.	Estado del arte.....	3
2.1	Introducción.....	3
2.2	Comunicaciones en bandas de frecuencia milimétricas.....	5
2.2.1	Características de la banda de frecuencias milimétricas.....	5
2.2.2	Ejemplos de aplicaciones en las bandas de frecuencia milimétricas .....	8
2.2.3	Aplicaciones de eMBB.....	8
2.2.4	Aplicaciones Mmtc.....	9
2.2.5	Aplicaciones uRLLC.....	9
2.3	Conformación de haces.....	9
2.4	Redes conformadoras de haz .....	10
2.4.1	Redes de conformación digitales.....	12
2.4.2	Redes conformadoras basadas en lentes .....	12
2.4.3	Redes basadas en circuitos .....	14
Capítulo 3.	Matriz de Nolen .....	16
3.1	Introducción.....	16
3.2	La matriz de Nolen .....	16
Capítulo 4.	Acopladores direccionales .....	19
4.1	Conceptos básicos de acopladores direccionales.....	19
4.2	Caracterización de los Acopladores direccionales.....	20
4.3	Diseño de los acopladores direccionales.....	22
Capítulo 5.	Desarrollo y resultados del trabajo.....	26
5.1	Matriz de Nolen 5 x 7 original.....	26
5.2	Estudio preliminar de mejora de ancho de banda .....	37
5.3	Propuesta final de mejora .....	46
5.4	Implementación acopladores reales .....	54
Capítulo 6.	Conclusiones y propuesta de trabajo futuro .....	58



## Índice de Figuras

Figura 2.1: Evolución de las comunicaciones desde 2015 .....	3
Figura 2.2: Estructura red 5G.....	5
Figura 2.3: Pérdidas de propagación en condiciones LoS [7] .....	6
Figura 2.4: Pérdidas por efectos atmosféricos [7].....	6
Figura 2.5: Pérdidas por vegetación en banda milimétrica .....	7
Figura 2.6: Pérdidas por lluvia a una intensidad pluviométrica de 50 mm/h [7]. .....	8
Figura 2.7: (a) haz adaptativo; (b) haz conmutado [12].....	10
Figura 2.8: Alimentación de elementos en paralelo [16] .....	11
Figura 2.9: Configuración de desfases en paralelo [16].....	11
Figura 2.10: Configuración serie de desfases [16].....	12
Figura 2.11: Esquema red conformadora digital [20] .....	12
Figura 2.12: Esquema lente Rotman [11].....	13
Figura 2.13: Esquema lente Luneburg .....	13
Figura 2.14: Esquema matriz de Blass .....	14
Figura 2.15: Esquema red de Butler.....	15
Figura 3.1: Esquema de la red de Nolen .....	16
Figura 3.2: Esquema de nodos red de Nolen.....	17
Figura 3.3: Funcionamiento Acoplador Direccional.....	17
Figura 4.1: Funcionamiento Acoplador Direccional [29] .....	19
Figura 4.2: Esquema Acoplador Direccional [29].....	20
Figura 4.3: Esquema acoplador Branch Line [29] .....	22
Figura 4.4: Esquema análisis acoplador Branch Line [29].....	23
Figura 5.1: Esquemático red de Nolen.....	26
Figura 5.2: Apuntamiento de la matriz de Nolen diseñada .....	28
Figura 5.3: Diferencia de fase entre elementos radiantes con $M=1$ .....	28
Figura 5.4: Diferencia de fases entre elementos radiantes con $M=2$ .....	29
Figura 5.5: Diferencia de fases entre elementos radiantes con $M=4$ .....	29
Figura 5.6: Esquemático acoplador direccional .....	30
Figura 5.7: Simulación parámetros S acoplador direccional 1,1 .....	30
Figura 5.8: Diferencia de fase entre puertos 2 y 3 acoplador 1,1 .....	31
Figura 5.9: Simulación parámetros S acoplador direccional 2,1 .....	31
Figura 5.10: Diferencia de fases puerto 2 y 3 acoplador 2,1 .....	32
Figura 5.11: Simulación de parámetros S del acoplador 3,1 .....	32
Figura 5.12: Diferencia de fases puerto 2 y 3 acoplador 3,1 .....	33



Figura 5.13: Simulación parámetros S acoplador 4,1 .....	33
Figura 5.14: Diferencia de fases entre puertos 2 y 3 del acoplador direccional 4,1 .....	34
Figura 5.15: Simulación parámetros S acoplador 5,1 .....	34
Figura 5.16: Diferencia de fase entre puertos 2 y 3 del acoplador 5.1 .....	35
Figura 5.17: Coeficientes de transmisión <b>S<sub>1N</sub></b> matriz de Nolen.....	36
Figura 5.18: Parámetros S Matriz nolen original .....	36
Figura 5.19: Diagrama Branch-Line 2 etapas [33].....	37
Figura 5.20: Esquemático acoplador Branch-Line 2 etapas .....	38
Figura 5.21: Esquemático simplificado primera fila .....	38
Figura 5.22: Esquemático situación segunda fila.....	39
Figura 5.23: Situación tercera fila y sucesivas.....	39
Figura 5.24: Parámetros S acoplador 1.1 modificado .....	40
Figura 5.25: Diferencias puertos 3 y 2 acoplador 11 modificado .....	40
Figura 5.26: Parámetros S acoplador 2.1 modificado .....	41
Figura 5.27: Diferencia de fase entre puertos 3 y 2 acoplador 2.1 .....	41
Figura 5.28: Parámetros S acoplador direccinonal 3.1 modificado.....	42
Figura 5.29: Diferencia de fase puertos 3 y 2 acoplador direccinonal modificado 3.1 .....	42
Figura 5.30: Parámetros S acoplador direccional 4.1 modificado.....	43
Figura 5.31: Diferencia de fases entre puerto 3 y 2 de acoplador 4.1 .....	43
Figura 5.32: Parámetros S acoplador modificado 5.1 .....	44
Figura 5.33: Diferencia de fase entre puertos 3 y 2 acoplador modificado 5.1 .....	44
Figura 5.34: Parámetros <b>S<sub>5N</sub></b> de transmisión matriz de Nolen modificada.....	45
Figura 5.35: Simulación parámetros Sii matriz Nolen modificada .....	45
Figura 5.36: Esquemático seguido para diseño final de acopladores .....	46
Figura 5.37: Parámetros S acoplador final 1.1 25 dB .....	47
Figura 5.38: Parámetros S acoplador 1.1 final 30 dB .....	47
Figura 5.39: Parámetros S acoplador final 2.1 adaptación 25 dB .....	48
Figura 5.40: Parámetros S acoplador final 2.1 adaptación 30dB .....	48
Figura 5.41: Parámetros S acoplador final 3.1 adaptación 25 dB .....	49
Figura 5.42: Parámetros S acoplador final 3.1 adaptación 30 dB .....	49
Figura 5.43: Parámetros S acoplador final 4.1 adaptación 25 dB .....	50
Figura 5.44: Parámetros S acoplador final 4.1 adaptación 30 dB .....	50
Figura 5.45: Parámetros S acoplador final 5.1 adaptación 25 dB .....	51
Figura 5.46: Parámetros S acoplador final 5.1 adaptación 30 dB .....	51
Figura 5.47: Coeficientes de transmisión <b>S<sub>5N</sub></b> matriz de Nolen propuesta final .....	52
Figura 5.48: Parámetros Sii acopladores 30 dB .....	53





Figura 5.49: Parámetros Sii acopladores 25 dB .....	53
Figura 5.50: Esquemático diseño real de acopladores a 30 dB adaptación.....	54

## Índice de Tablas

Tabla 2.1: Parámetros de 5G .....	4
Tabla 2.2: Ventajas y limitaciones de la banda milimétrica.....	8
Tabla 2.3: Diferencias entre Haz conmutado y Haz adaptativo [12] .....	10
Tabla 3.1: Diferencia entre el número de componentes .....	18
Tabla 5.1: Valores de los parámetros de acoplo.....	27
Tabla 5.2: Valores desfasadores matriz de Nolen .....	27
Tabla 5.3: Características ancho banda acopladores monoetapa.....	35
Tabla 5.4: Comparativa características modelo original y mejorado .....	54
Tabla 5.5: Parámetros de los substratos a emplear.....	55

## Capítulo 1. Introducción y Objetivos

### 1.1 Motivación

Debido a la aparición de las nuevas tecnologías de comunicaciones, así como el uso intensivo de los dispositivos móviles surge la necesidad de emplear aquellas bandas más altas del espectro radioeléctrico, denominadas bandas de ondas milimétricas.

Un ejemplo de uso de las bandas altas del espectro se halla en la tecnología 5G, donde debido a las elevadas capacidades que requieren las nuevas aplicaciones de comunicaciones en lo que a *throughput* se refiere, surge la necesidad emplear elementos radiantes altamente directivos que sean capaces de generar varios haces que permitan cubrir a los usuarios realizando un barrido. La generación de múltiples haces realizados por la misma antena se realiza gracias a un elemento intermedio llamado la red conformadora de haces (*Beam-Forming Network*) que alimenta los elementos del array. Estas pueden ser diseñadas de varios modos, como son el procesado de señal, lentes, o en el caso que atañe al presente estudio, mediante circuitos electrónicos como son líneas de transmisión y acopladores direccionales.

Por las razones indicadas, este trabajo busca estudiar la posibilidad de realizar mejoras en las prestaciones de una de las redes conformadoras de haz empleadas en la actualidad como es la matriz de Nolen, donde en este caso la matriz de donde parte el trabajo ha sido diseñada por el Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia (iTEAM), con unas dimensiones de 5 x 7 y diseñada para operar en la banda de 26 GHz. Las mejoras de dichas prestaciones se realizarán desde el punto de vista de una mejora del ancho de banda proporcionado por la matriz de Nolen.

### 1.2 Objetivos

El objetivo principal del Trabajo Fin de Grado consiste, tal y como se ha mencionado anteriormente, en estudiar la posibilidad de mejorar las prestaciones de las matrices de Nolen empleando elementos internos, como son los acopladores, que presenten anchos de banda mayores que los elementos empleados en la matriz de Nolen del modelo original. Además, se buscará la posibilidad de implementar la red conformadora de haz resultante mediante tecnología microstrip empleando substratos comerciales conocidos.

### 1.3 Metodología

Durante el desarrollo del trabajo se ha seguido el siguiente procedimiento:

- I. En primer lugar, se realizó una revisión bibliográfica de las nuevas bandas de frecuencias empleadas en la tecnología 5G para las comunicaciones móviles, como son las bandas de 26 GHz y 28 GHz. Además, se realizó una investigación sobre las diferentes formas de alimentación de una antena y las diferentes redes conformadoras de haces que se utilizan en las telecomunicaciones, como son las redes basadas en circuitos, en lentes y las realizadas de manera digital.
- II. En la segunda parte del trabajo, se empleó el software informático AWR Microwave Office para realizar el diseño y la simulación de los acopladores direccionales que forman la matriz de Nolen. El diseño de los acopladores con prestaciones mejoradas se realizó primeramente a través de un documento de síntesis de acopladores direccionales Branch-Line de dos etapas, y posteriormente empleando optimización de componentes a través del programa informático mencionado previamente.
- III. En la última etapa del trabajo, se procedió al diseño e implementación real de los acopladores direccionales de dos etapas propuestos y la comprobación de la factibilidad del proyecto a través de los resultados obtenidos.

## 1.4 Estructura del trabajo

El trabajo en cuestión está formado por 6 capítulos, incluido el presente, donde el contenido de cada capítulo es el siguiente

**Capítulo 2:** Consiste en una introducción a las nuevas bandas de frecuencia empleadas en las comunicaciones móviles del 5G, abarcando aspectos como las características de estas bandas en lo que a pérdidas de propagación, atenuación atmosférica, atenuación por vegetación y por lluvia se refiere, además de los tipos de aplicaciones características del 5G. Asimismo, se introducen brevemente las antenas conformadoras de haces y los dos tipos de haz que pueden realizarse, así como los tipos de redes de alimentación que se emplean en la actualidad para poder realizar antenas multi haz explicando sus características, ventajas y desventajas.

**Capítulo 3:** Se realiza una introducción de la matriz de Nolen, abarcando la estructura y componentes necesarios para su diseño además de establecer una comparativa con el resto de las redes de alimentación basadas en circuitos. Finalmente se procede a introducir el método de diseño de esta matriz de Nolen que ha sido empleada para realizar la red 5 x 7 de la cual se parte para realizar el presente trabajo.

**Capítulo 4:** Consiste en una explicación detallada de los acopladores direccionales tipo Branch-Line empleados en la matriz de Nolen. Se introducen los parámetros característicos de un acoplador direccional como son el acoplamiento, pérdidas de retorno, aislamiento y directividad. Se realiza la caracterización del acoplador direccional de una etapa empleando la matriz de parámetros S del acoplador con el objetivo de presentar el aspecto de la matriz típica de parámetros S de un acoplador direccional. Finalmente se procede a la explicación del método de diseño de un acoplador direccional de una etapa, partiendo de los parámetros S de un acoplador direccional hasta hallar las ecuaciones necesarias para encontrar los valores de las impedancias de las líneas de transmisión que forman el acoplador.

**Capítulo 5:** Comprende el desarrollo de la propuesta de mejora de la matriz de Nolen en lo que a ancho de banda se refiere. Primeramente, se realiza una descripción de la matriz de Nolen original 5 x 7 de la que se parte, indicando los valores de los parámetros de acoplo necesarios de cada acoplador, así como el valor de los desfasadores de cada rama de la matriz de Nolen. Se detallan los haces resultantes de la matriz, así como las diferencias de fase existentes entre cada elemento del array. Se describen las características de ancho de banda e impedancias de cada acoplador original, así como las características de ancho de banda resultante de la matriz de Nolen original. A continuación, se realiza una propuesta de mejora de la matriz empleando acopladores Branch-Line de dos etapas para comprobar la posible mejora de las características de la matriz de Nolen en lo que a ancho de banda se refiere. Finalmente, se procede a diseñar varios acopladores direccionales de dos etapas maximizando el ancho de banda de cada acoplador para niveles de adaptación de 25 dB y 30 dB empleando optimización y discutiendo sus características. Para concluir, se propone la implementación real de los acopladores empleando un substrato que haga posible el diseño de los acopladores reales propuestos, finalizando el capítulo con la discusión de los acopladores reales obtenidos y sus implicaciones en la matriz de Nolen.

**Capítulo 6:** En el Capítulo 6 se indican las conclusiones referentes al trabajo realizado, abarcando los resultados obtenidos y las implicaciones que estos tienen en la implementación física de la matriz de Nolen. Además, se propondrá una posible continuación del estudio realizado referente a la implementación real de la matriz de Nolen con prestaciones mejoradas empleando tecnologías alternativas a la estudiada.

## Capítulo 2. Estado del arte

### 2.1 Introducción

En la actualidad, las comunicaciones móviles son una parte fundamental de la vida de las personas, donde cada vez existen más dispositivos conectados a la red como portátiles, móviles entre muchos otros. El aumento de dispositivos conectados, junto al surgimiento de nuevas aplicaciones enfocadas en el contenido multimedia de alta resolución son la causa de mayores necesidades de ancho de banda y de mayores necesidades en lo que a capacidad se refiere.

Para ejemplificar el aumento de uso de dispositivos móviles, los últimos datos publicados de la ITU (*International Telecommunication Union*) con fecha de 2022 permiten observar el crecimiento que están sufriendo las comunicaciones móviles y fijas en estos últimos años [1]. Para el caso de banda ancha fija, los datos recopilados en 2015 y 2022 indican la existencia de 835 y 1399 millones de usuarios respectivamente, lo cual supone un incremento del 67.5% en nueve años. En cuanto al uso de telefonía móvil, los datos en 2015 y 2022, ascendían a 7000 millones y a 8500 millones, evidenciando un incremento del 20% en este periodo de tiempo. Finalmente, el mayor incremento lo ha sufrido la banda ancha móvil, del 110,5%, ya que los datos en 2015 correspondían a 3000 millones aproximadamente frente a los 7000 millones de usuarios registrados en 2022.

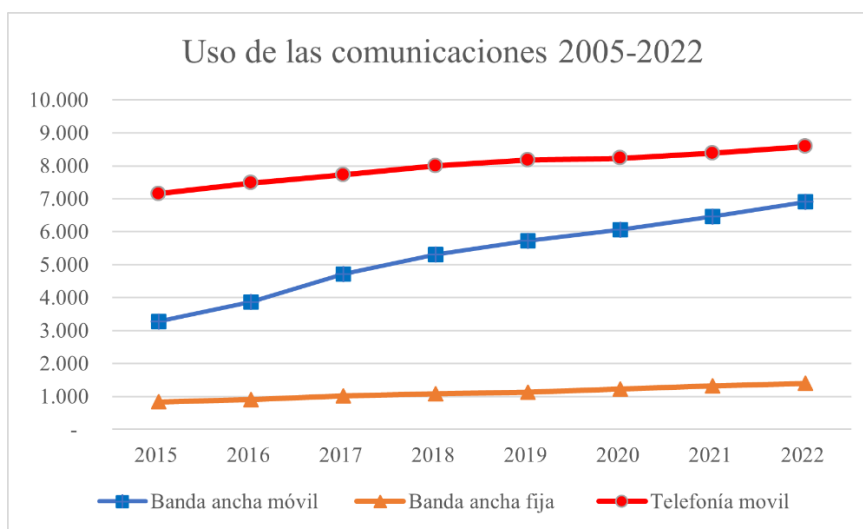


Figura 2.1: Evolución de las comunicaciones desde 2015

De acuerdo con estos datos proporcionados, se espera un incremento continuado de usuarios en los diferentes servicios. En la actualidad, la tecnología 5G dispone de técnicas que permiten aumentar la eficiencia espectral con el objetivo de hacer frente a estos incrementos de tráfico de datos, como son la OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*), las técnicas MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*), así como técnicas de codificación eficiente de los canales [2]. Sin embargo, estas técnicas mencionadas no son suficientes para alcanzar los estándares de capacidad y ancho de banda que los usuarios requieren. La mayoría de los sistemas de comunicaciones están situados en la banda de microondas, por debajo de los 3GHz, debido a las condiciones favorables de propagación, lo cual resulta en una rápida saturación del espectro en estas bandas de frecuencias [3] surgiendo la necesidad de emplear otras bandas alternativas del espectro radioeléctrico.

Es por esta razón por la que la tecnología 5G requiere de un uso de bandas de frecuencia superiores las cuales están actualmente infrutilizadas. Este espectro infrutilizado para aplicaciones comerciales comprende desde 3 GHz hasta los 300 GHz, hallándose dividido a su vez en dos sub-bandas, SHF (*Super High Frequency*) la cual abarca desde los 3GHz hasta los 30 GHz, y la banda EHF (*Extremely High Frequency*) desde 30 GHz hasta los 300 GHz. Debido a las condiciones de

propagación similares que existen entre SHF y EHF, estas bandas se conocen como las bandas de frecuencia milimétricas.

Dentro de este vasto rango de frecuencias infrautilizadas, la tecnología 5G hace uso desde 20 GHz hasta los 90 GHz [3]. En esta banda se encuentran usos tales como LMDS (*Local Multipoint Distribution Services*) situado en la banda de 28-30 GHz, así como bandas libres de licencia entre 57-64 GHz. Actualmente las bandas de 26-28 GHz presentan máxima prioridad para las comunicaciones móviles debido a que son bandas adyacentes que permiten a los operadores cumplir los requisitos de velocidad, latencia y capacidad del 5G, además de lograr la armonización del espectro debido a la continuidad de las bandas [4]. En la tabla 2.1 se pueden observar las características deseadas del sistema 5G [5].

Parámetro	Valor
Velocidad	10-20 Gbit/s
Velocidad por usuario	1 Gbit/s
Latencia	1 ms
Movilidad	500 km/h
Densidad de conexión	$10^6$ dispositivos / km <sup>2</sup>

Tabla 2.1: Parámetros de 5G

Con la finalidad de aprovechar las ventajas que supone emplear la banda de frecuencias milimétricas, la tecnología 5G ha de emplear necesariamente una serie de aspectos que permiten su correcto funcionamiento.

Primeramente y debido a las características de la propagación de las frecuencias en las bandas milimétricas, se ha determinado que la propagación a través de estas bandas es factible hasta 200 metros de distancia [5], por lo que la red de 5G necesita uso del concepto celular para lograr las velocidades y requisitos deseados. Este concepto celular está basado en una estructura multicapa, donde la primera capa más grande (macro células) está compuesta por combinaciones de células más pequeñas (micro células) llamadas mBs, que usan la banda de ondas milimétricas [5]. Estas micro células presentan una doble función: por un lado, sirven para descongestionar el tráfico soportado por la capa principal con una mayor área de cobertura a la que están adscritas estas mBs, además de reducir las pérdidas de propagación y lograr mayores velocidades [6]. Estas células más pequeñas son supervisadas y controladas por una estación base (MBs), la cual hace uso de una frecuencia menor (alrededor de 3 GHz) para poder dotar de cobertura a aquellos usuarios que no están localizados dentro de las células más pequeñas.

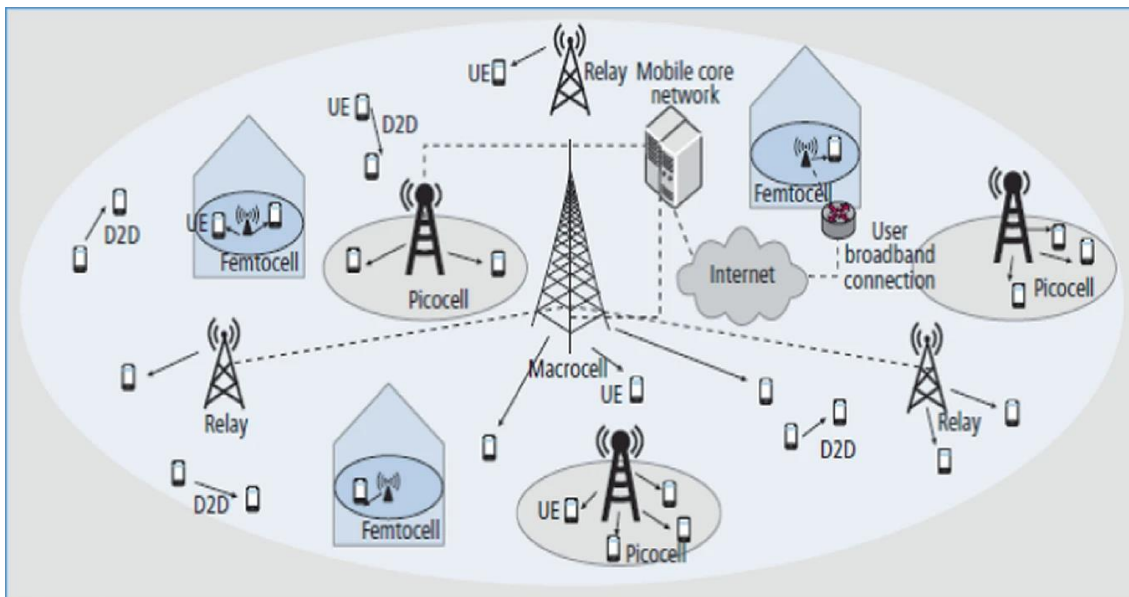


Figura 2.2: Estructura red 5G

Otra tecnología que destacar para el correcto funcionamiento del 5G es lo comúnmente conocido como *beamforming* o conformación de haces. El fundamento principal de esta técnica reside en concentrar la potencia radiada de la antena en una dirección determinada, permitiendo al usuario alcanzar mayores velocidades [3]. Existen dos tipos de antenas a partir de las cuales se puede realizar *beamforming*: las antenas de haz conmutado y las antenas adaptativas, donde la diferencia reside en que las antenas adaptativas se adaptan a la posición del usuario, mientras que los sistemas de haz conmutado proporcionan una serie de haces entre los cuales se ha de elegir [6].

Finalmente, el último aspecto clave de la tecnología 5G es el MMIMO (*Massive Multiple-Input Multiple-Output*). Este consiste en el uso de varias antenas en el transmisor y en el receptor, de modo que se aumenta la fiabilidad del enlace, así como la capacidad y la velocidad del mismo [6]. El uso de esta técnica se remonta a la tecnología 4G, pero para su incorporación en 5G se requieren más agrupaciones de antenas, lo cual es considerado complejo debido al tamaño físico en los dispositivos.

## 2.2 Comunicaciones en bandas de frecuencia milimétricas

### 2.2.1 Características de la banda de frecuencias milimétricas

Una vez identificado el uso fundamental que suponen las bandas de frecuencia más elevadas para el desarrollo del 5G, se deben de identificar aquellas diferencias existentes entre estas bandas y las empleadas tradicionalmente para las comunicaciones móviles.

A la hora de emplear esta banda milimétrica, se han de tener en cuenta las diversas características de propagación de las señales en estas frecuencias. En estas bandas de frecuencias más altas, la señal radio sufre de mayores pérdidas de propagación y presentan pérdidas significativas a la hora de atravesar materiales sólidos, dificultando la recepción de la señal en interior proveniente de las células en el exterior [7]. En el caso de las pérdidas de propagación en condiciones LoS (*Line of Sight*), estas vienen dadas por la ecuación 2.1.

$$L(\text{dB}) = 32.4 + 20\log_{10}(f_c) + 21\log_{10}(R) \quad (2.1)$$

Donde  $f_c$  es la frecuencia central de la banda en GHz y  $R$  es la distancia del transmisor a la antena receptora en metros. Esta ecuación indica que desde una frecuencia de operación tradicional de los sistemas de comunicaciones móviles como son 2.4 GHz hasta una frecuencia de la banda milimétrica como 26 GHz existen aproximadamente 20 dB de pérdidas adicionales.

A través de la Figura 2.3 se pueden observar las pérdidas de propagación en condiciones de línea de visión directa dentro de un área urbana para las frecuencias de 2.6 GHz, propias de la tecnología 4G frente a la banda designada para el uso de las comunicaciones móviles en 5G, la de 26 GHz. En esta figura se observa que las pérdidas aumentan en gran medida en distancias pequeñas, donde para una distancia de 100 metros las pérdidas se sitúan alrededor de los 120 dB [3]. Estas medidas indican las frecuencias milimétricas únicamente son empleables en distancias cortas, concretamente en el entorno celular.

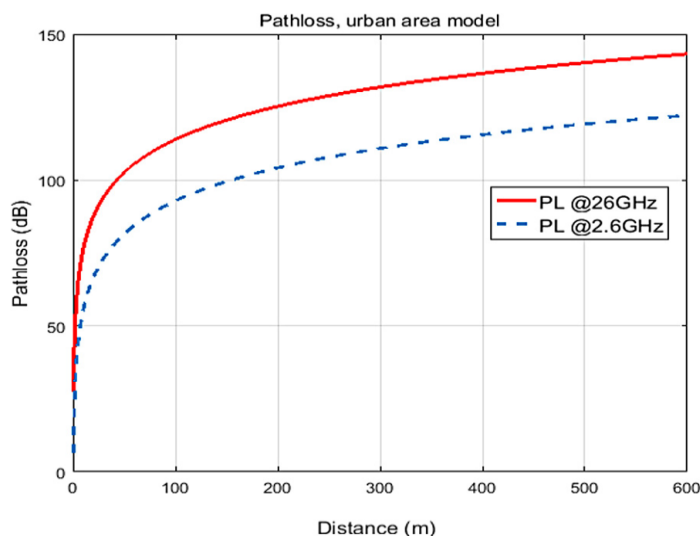


Figura 2.3: Pérdidas de propagación en condiciones LoS [7]

Además de estas pérdidas por propagación, otro aspecto que se ha de tener en cuenta son las pérdidas por atenuación atmosférica y por absorción de las moléculas de oxígeno y vapor de agua. Dentro de la banda de frecuencias milimétricas destinadas a 5G (20-90 GHz), las mayores pérdidas por efectos atmosféricos suceden en la banda de 60 GHz debido a las moléculas de oxígeno (O<sub>2</sub>) dando lugar a una atenuación de 15 dB/km, mientras que las pérdidas por absorción de vapor de agua (H<sub>2</sub>O) son máximas en los 24 GHz, de aproximadamente 0.1 dB/km [7]. Esto deja entrever que frecuencias como 60 GHz sean más adecuadas para entornos de interior, en comparación con la banda de 26 GHz, la cual está siendo actualmente empleada en las redes 5G.

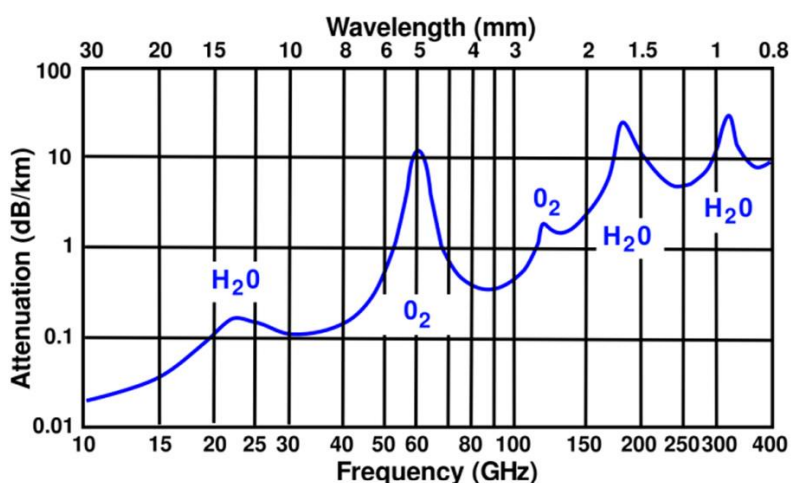


Figura 2.4: Pérdidas por efectos atmosféricos [7]

En cuanto a las pérdidas por penetración, estas varían dependiendo del material con el que hayan sido construidos los edificios, así como con el grosor de estos [7]. Las frecuencias en la banda milimétrica presentan atenuaciones significativas, afectando severamente a la señal radio recibida en el interior de un edificio si el transmisor está situado en una de las células propias del 5G [7].

Las pérdidas por penetración reducen en gran medida la eficiencia espectral, así como la velocidad en el usuario, por lo que las bandas de frecuencia más elevadas deben de ser empleadas en un entorno de interior únicamente.

Otro tipo de pérdidas que se han de tener en cuenta son aquellas relacionadas con la vegetación. En la banda de frecuencias estudiada, se ha desarrollado una fórmula empírica que permite determinar las estas pérdidas, siendo aplicable en el rango de frecuencias de 20 GHz a 95 GHz y cuando la profundidad de la vegetación es inferior a 400 metros [7]. Esta ecuación es la siguiente

$$L(\text{dB}) = 0.2f^{0.3}R^{0.6} \quad (2.2)$$

Donde  $f$  es la frecuencia central, medida en MHz, y  $R$  es la profundidad de la vegetación medida en metros. En la Figura 2.5 se pueden apreciar las diferencias de atenuación que existen en función de la frecuencia empleada y profundidad de la vegetación, donde se observa que la diferencia que existe entre atenuación para la misma profundidad de vegetación no se mantiene al aumentar la profundidad de esta [7]. Por ejemplo, la diferencia entre la banda de 28 GHz y la de 70 GHz para una profundidad de 5 m es de 5 dB, mientras que la diferencia de atenuación entre estas frecuencias para una profundidad de 10 m es aproximadamente de 8 dB.

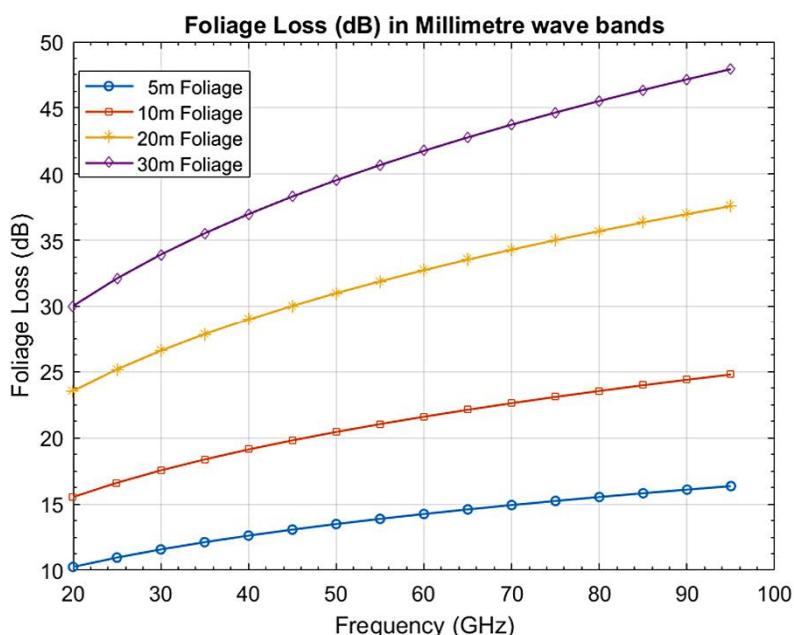


Figura 2.5: Pérdidas por vegetación en banda milimétrica

La última consideración para tener en cuenta dentro de esta banda de frecuencias es la atenuación por lluvia. Esta atenuación depende de la intensidad pluviométrica, así como de la distancia entre el usuario y la antena y finalmente el tipo de polarización empleada [7]. A través de la Figura 2.6 se observa que las pérdidas de atenuación por lluvia son mayores tanto con la distancia como con la frecuencia. Para una frecuencia de 28 GHz, la cual es empleada para las comunicaciones móviles en 5G se observa que para una distancia de 200 m entre el la antena transmisora y receptora hay una atenuación de 2dB.



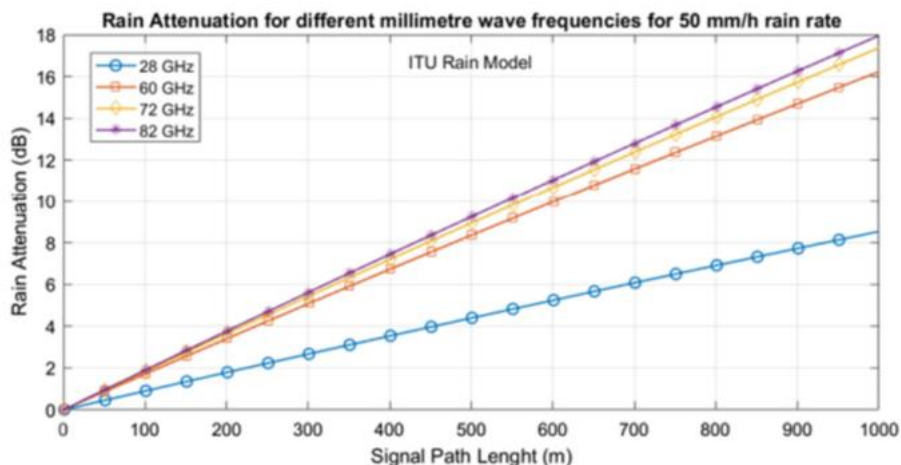


Figura 2.6: Pérdidas por lluvia a una intensidad pluviométrica de 50 mm/h [7].

Sin embargo, todas estas pérdidas no suponen un problema alguno ya que la red de 5G basada en el despliegue de células pequeñas presenta esta distancia máxima de cobertura de 100-200 m. Este aspecto resulta una ventaja para las comunicaciones puesto que a través de antenas altamente direccionales se pueden compensar las pérdidas mencionadas [7].

En la Tabla 2.2 se indican un resumen de las ventajas, así como las limitaciones que surgen del uso de estas bandas de onda milimétrica para las comunicaciones [7]:

Ventajas	Limitaciones
<ul style="list-style-type: none"> <li>Elevado ancho de banda</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Mayores pérdidas de propagación</li> </ul>
<ul style="list-style-type: none"> <li>Dispositivos de tamaño más reducido</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Mayores pérdidas por efectos atmosféricos</li> </ul>
<ul style="list-style-type: none"> <li>Ideal para el despliegue celular</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Centrada para uso en distancias cortas</li> </ul>
<ul style="list-style-type: none"> <li>Data rate de 10 Gbps - 100 Gbps</li> </ul>	

Tabla 2.2: Ventajas y limitaciones de la banda milimétrica

### 2.2.2 Ejemplos de aplicaciones en las bandas de frecuencia milimétricas

Tradicionalmente, las bandas de frecuencia superiores a los 10 GHz han sido asignadas por la ITU hacia usos como la navegación por radio, las comunicaciones por satélite, radares, usos militares entre otros [5]. Sin embargo, para satisfacer la demanda de los usuarios en lo que a capacidad se requiere se han de emplear bandas superiores, que como ya se ha mencionado, son clave para el éxito de la tecnología 5G.

Las diferentes aplicaciones de la tecnología 5G pueden clasificarse en tres categorías, dependiendo de sus requisitos [8]. Primeramente, se encontramos aquellas aplicaciones que requieren un ancho de banda elevado para satisfacer las necesidades de velocidad, las eMBB (*enhanced mobile broadband*). A continuación, encontramos aquellas aplicaciones que necesitan una latencia muy reducida, las uRLLC (*ultra-reliable low latency communications*), y finalmente encontramos las aplicaciones de comunicación entre máquinas, con la finalidad de soportar el IoT, las mMTC (*massive machine type communications*) [8].

### 2.2.3 Aplicaciones de eMBB

Esta aplicación surge como una mejora de lo ya establecido en la tecnología 4G, abarcando servicios que necesiten mayores capacidades y anchos de banda. Dentro de este escenario, podemos hallar servicios como realidad virtual, donde a través de las altas velocidades que proporcionan las bandas milimétricas, se puede llegar a prescindir de las conexiones cableadas

para alcanzar las velocidades necesarias [8]. Además, podemos encontrar contenido multimedia en resoluciones 8K/4K, juegos en la nube, control de drones entre otros.

#### 2.2.4 Aplicaciones Mmtc

Estas aplicaciones hacen referencia a servicios en los que haya muchos dispositivos conectados que requieran de poco consumo energético y poca capacidad. Dentro de este tipo de aplicaciones podemos encontrar sensores, actuadores y automatización del hogar [9]. Un claro ejemplo de estas aplicaciones son las *Smart House* y *Smart Cities*.

#### 2.2.5 Aplicaciones uRLLC

Dentro de esta categoría de uso podemos hallar aplicaciones que requieran una latencia muy reducida y una alta fiabilidad. Usos tradicionales abarcan aspectos como la comunicación vehículo-vehículo, drones, vehículos con piloto automático, automatización de la industria entre otros [9].

### 2.3 Conformación de haces

Uno de los aspectos clave en la tecnología de 5G mencionados anteriormente es la conformación de haces, cuyo objetivo principal es conformar el patrón de radiación de la antena transmitiendo la máxima potencia a una zona determinada, reduciendo la potencia transmitida hacia áreas no deseadas [10]. En la tendencia actual de las comunicaciones no basta con que las antenas presenten un haz fijo ya que la distribución del tráfico en la red varía con el lugar y la hora [10] si no que, debido a la complejidad de los actuales sistemas de comunicaciones, se requiere que las antenas sean capaces de formar varios haces para mejorar la capacidad y calidad de los servicios de comunicaciones.

Se define como antena multi haz como “aquella capaz de formar una familia de lóbulos principales a partir de una única apertura mediante una alimentación multi puerto, con correspondencia uno a uno entre los lóbulos y los puertos de alimentación” [11]. El funcionamiento de estas antenas es relativamente sencillo, donde a partir de modificaciones en la amplitud y fase relativa que llega a los diferentes elementos de la agrupación, se logra una suma constructiva de la señal en la dirección deseada, donde en el resto de las direcciones se halla un nulo de radiación. Es gracias a estos cambios de fase que se logra cambiar la dirección de apuntamiento del haz sin modificar la antena [10].

Dentro de estas antenas multi haz encontramos las antenas inteligentes, las cuales son agrupaciones de antenas que son capaces de variar el patrón de radiación, variando la dirección del lóbulo principal conforme a las necesidades del usuario [10]. La literatura [10, 11, 12] permite establecer dos tipos de sistemas de antenas inteligentes, permitiendo hablar de antenas de haz conmutado y haz adaptativo. Las antenas de haz conmutado son aquellas que disponen de un número de haces prefijado, cuya decisión de radiar en una dirección o en otra depende del puerto con el que se alimente el array. A través de este tipo de antenas inteligentes, no es posible situar al usuario en el centro del haz, lo que limita las posibilidades de potencia recibida por el usuario. Por otro lado, se hallan las antenas de haz adaptativo, las cuales asignan las amplitudes y las fases adecuadas a la agrupación para radiar en la dirección del usuario deseado, situando los nulos de radiación en las direcciones donde existen interferencias [10]. Esta última configuración requiere de una actualización de manera continuada de los pesos asignados a cada elemento radiante, empleando algoritmos para mantener el haz en movimiento [13]. En la Figura 2.7 se observa una representación de los lóbulos de la antena que permite apreciar las diferencias existentes en ambas configuraciones, donde se puede observar que en el caso de las antenas de haz conmutado, el usuario puede estar situado en el punto de máxima ganancia de la antena o no. En la Tabla 2.3 se pueden observar las diferencias existentes entre estos dos tipos de antenas inteligentes:

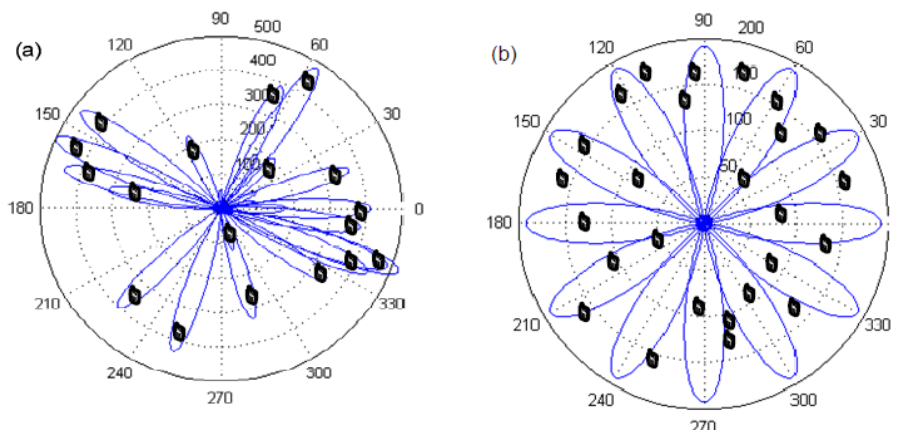


Figura 2.7: (a) haz adaptativo; (b) haz conmutado [12]

	Haz conmutado	Haz Adaptativo
Cobertura y capacidad	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Mejor cobertura y capacidad que sistemas convencionales</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Cubre de una manera más uniforme a los usuarios</li> </ul>
Eliminación de la interferencia	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Presenta problemas a la hora de diferenciar entre la señal deseada y la interferencia</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Sitúa los nulos del patrón de radiación en la dirección de la interferencia</li> </ul>
Complejidad y coste	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Fácil implementación en los sistemas celulares</li> <li>• Bajo coste económico</li> <li>• Algoritmos simples de conmutado de haz</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Difícil implementación por los algoritmos</li> <li>• Elevado coste</li> </ul>

Tabla 2.3: Diferencias entre Haz conmutado y Haz adaptativo [12]

Estas antenas multi haz se pueden encontrar diversas aplicaciones como por ejemplo usos de radar, satélite y en las estaciones base de comunicaciones móviles, donde las antenas más comúnmente encontradas son las de haz conmutado, existiendo unos haces en unas direcciones predeterminadas donde se conmuta entre estos para dar una mejor cobertura al usuario [14].

## 2.4 Redes conformadoras de haz

Estos sistemas de antenas son realizables gracias a un elemento intermedio llamado la red conformadora de haz (*Beam forming Network* o BFN), cuya función principal consiste en alimentar los elementos radiantes de la antena, cambiando la amplitud y la fase de la señal que le llega a cada uno de ellos para formar haces en varias direcciones determinadas [15].

Debido a la función principal de modificación de la amplitud y la fase de la señal que llega a los elementos de la antena, no resulta una sorpresa que estas redes estén formada por divisores de potencia, desfasadores y acopladores direccionales para lograr los haces en las direcciones deseadas [15].

Existen dos principales variaciones, en lo que a la estructura de alimentación de los elementos radiantes se refiere, siendo éstas las alimentaciones en serie (*serial feeds*) o alimentaciones en paralelo (*corporate feeds*) [16].

- Redes en paralelo: la característica principal es que los elementos radiantes se sitúan a la misma distancia de la fuente de alimentación [16], empleándose líneas de transmisión y

divisores de potencia o acopladores para llevar la señal a cada uno de los elementos. Esta tipología de alimentación es empleada para alimentar un número par de elementos a través del divisor 1 a 2, pero también pueden implantarse divisores 1 a 3 o superiores para alimentar más elementos [17]. Esta tipología es empleada habitualmente para alimentar agrupaciones de dipolos. La diferencia principal con respecto de la alimentación tipo serie es que proporciona un mayor ancho de banda [16], además de una mayor directividad y control sobre la alimentación de los elementos [18]. Sin embargo, los lóbulos secundarios de la antena únicamente son reducibles hasta cierto punto [19].

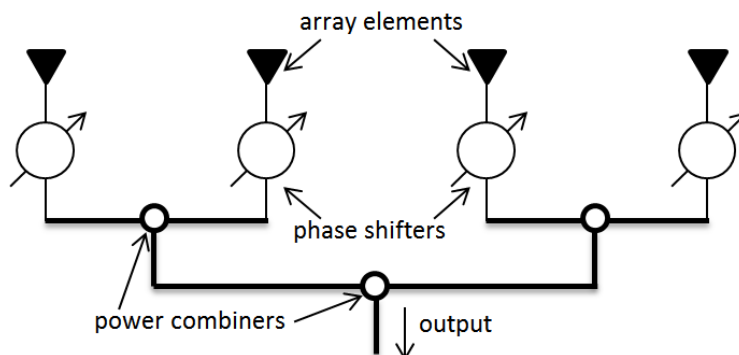


Figura 2.8: Alimentación de elementos en paralelo [16]

- Redes en serie: En esta tipología de alimentación, los elementos radiantes están conectados a la misma línea de alimentación, donde la potencia se acopla a cada elemento radiante, dejando pasar el resto de la potencia para alimentar los elementos radiantes restantes [16]. Es por esta razón, que los elementos radiantes más cercanos a la fuente de alimentación necesitan un menor acoplamiento para dejar pasar el resto de la señal, mientras que el elemento más lejano a la fuente de alimentación requiere un mayor acoplamiento. Esta configuración presenta una serie de ventajas, como por ejemplo el modificar el haz variando levemente la frecuencia [16], pero una clara desventaja es que las pérdidas se acumulan hasta el final de la línea [20]. En esta tipología la localización de los desfaseadores presenta a su vez dos posibles configuraciones, siendo la primera de ellas el situarlos en la entrada de cada elemento radiante (configuración en paralelo) tal y como se muestra en la Figura 2.9. Esta configuración es la más sencilla, puesto que los desfaseadores son independientes unos de otros controlando únicamente la potencia de cada elemento radiante, simplificando en gran medida el modelado del circuito [17].

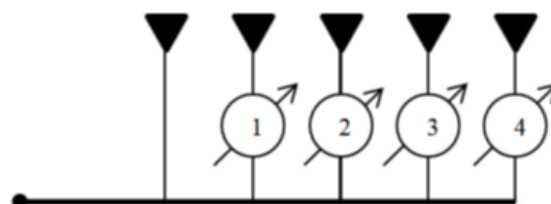


Figura 2.9: Configuración de desfaseadores en paralelo [16]

Por otro lado, hallamos la configuración de los desfaseadores en serie, tal y como se puede apreciar en la Figura 2.10. En esta configuración, los desfaseadores más próximos a la fuente de alimentación deben de soportar una mayor potencia comparando con aquellos que están más alejados. En esta configuración, la fase debe de estar multiplicada por el número de elementos radiantes [16].

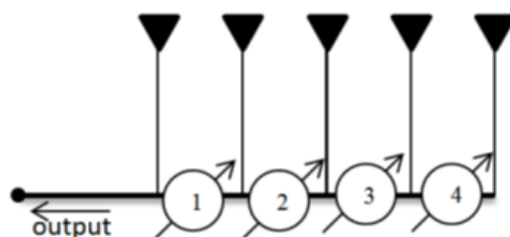


Figura 2.10: Configuración serie de desfases [16]

Dentro de estas redes conformadoras de haz existen varios tipos de clasificaciones. Atendiendo al tipo de señal que procesan estas redes se puede hablar de conformación digital (*digital beamforming* o DBF) en el caso que la señal procesada esté en frecuencia intermedia, o también se puede hablar de conformación analógica (*analog beamforming*) en el caso que la señal procesada esté en radiofrecuencia [10]. Para este apartado introductorio, se hablará de las redes digitales, las redes basadas en lentes, donde se pueden encontrar redes como la lente de Rotman o Luneburg, y finalmente las redes de circuitos, donde se encuentran las matrices de Butler y Nolen.

#### 2.4.1 Redes de conformación digitales.

Esta técnica de conformado de haces es la que presenta mayores capacidades entre las tres tipologías mencionadas. En esta tipología, las señales de control del haz de la antena se realizan y procesan de manera digital, proporcionando de ese modo una alta configurabilidad debido a los algoritmos de procesado, que son capaces de implementar seguimiento al usuario o incluso situar los nulos de radiación en las zonas de interferencia. También se destaca que estas redes proporcionan una elevada flexibilidad debido a que se pueden formar haces en cualquier dirección, no estando de ese modo limitados a unos ya prefijados. En esta configuración, cada elemento radiante de la antena necesita una cadena de RF dedicada, compuesta por convertidores AC/DC así como amplificadores, resultando así en un consumo más elevado de potencia y un mayor coste económico [20]. Debido al alto procesado que requiere cada elemento, este tipo de redes no es recomendada cuando el número de elementos del array es muy elevado [21]. Un esquema de este tipo de redes conformadoras digitales pueden observarse en la Figura 2.11.

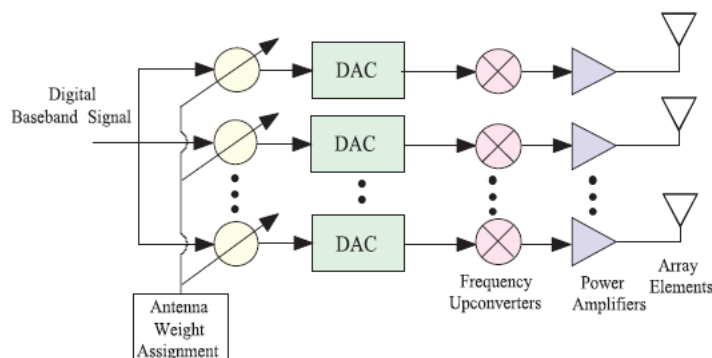


Figura 2.11: Esquema red conformadora digital [20]

#### 2.4.2 Redes conformadoras basadas en lentes

Alejándose del procesado digital se encuentran las redes de radiofrecuencia donde al contrario que en las redes digitales se necesita únicamente una cadena de RF para todo el sistema [22]. En primer lugar, se encuentran las redes analógicas basadas en lentes denominadas cuasi ópticas, dado que se fundamentan en óptica geométrica. Estas redes están compuestas por dos componentes principales, la lente y el array, situándose este último en el foco de la lente. El funcionamiento principal consiste en proporcionar un cambio en la fase de la señal de entrada a la lente, dirigiendo esta señal a los puertos de salida de la lente mediante refracción para alimentar

las antenas [22]. Los puertos de salida de la lente están lo suficientemente separados para que la señal atraviese la lente y llegue con el ángulo adecuado al foco para formar el haz. Tanto en este tipo de lentes como en las realizadas a través de circuitos, los diferentes haces son seleccionados conmutando los puertos de entrada de la red.

Dentro de estas redes podemos encontrar varios tipos:

- **Lente de Rotman:** esta lente usa una cavidad de placas paralelas donde la ruta a seguir por parte de la señal electromagnética puede construirse a partir de guías de onda, cable coaxial o tecnología microstrip [10]. Esta red se suele emplear cuando existen un gran número de puertos de entrada y salida. Para esta lente, las longitudes de ruta entre puertos de entrada y elementos radiantes son fijos, y presenta además tres puntos focales: uno en el centro de la lente y los dos restantes en los extremos [10]. El esquema de la lente de Rotman puede observarse en la Figura 2.12.

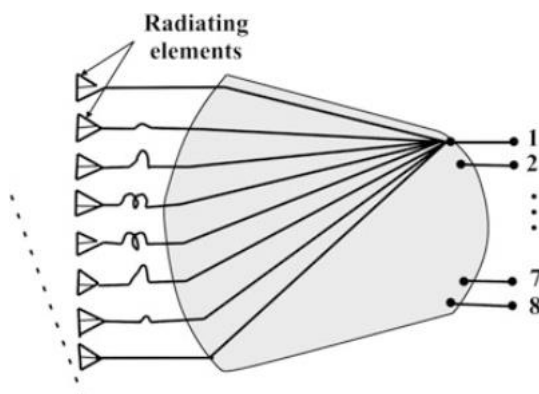


Figura 2.12: Esquema lente Rotman [11]

- **Lente de Luneburg:** Al contrario que la anterior topología, esta lente es esférica, donde los índices de refracción varían en sentido decreciente desde el centro hacia el exterior de la esfera [11]. Alimentando la esfera en la superficie, esta lente es capaz de conformar haces en el lado opuesto del punto en el que se alimenta la red, donde pueden llegar a producirse varios haces desplazando este punto de alimentación [11]. Esta red se emplea en agrupaciones de antenas circulares o cilíndricas, debido a su geometría [23]. Un esquema de la lente de Luneburg se observa en la Figura 2.13.

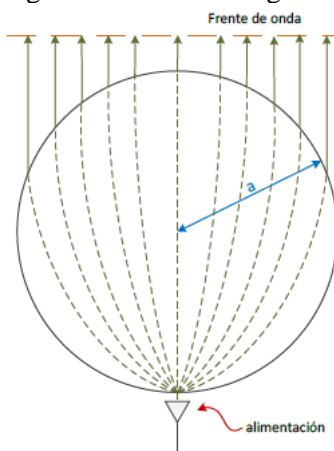


Figura 2.13: Esquema lente Luneburg

### 2.4.3 Redes basadas en circuitos

Esta red es la más compleja de las tres tipologías, puesto que presenta un elevado número de desfasadores, líneas de transmisión divisores de potencia y acopladores direccionales lo que hace que el tamaño de la red sea superior a las anteriores por el alto número de elementos requeridos. Para este caso de redes, la fase se modifica a través de líneas de transmisión de longitud fija, y la distribución de amplitud para los elementos radiantes de la antena se realiza a través de los divisores de potencia o acopladores direccionales [10]. Este tipo de redes conformadoras resultan una atractiva alternativa debido a los buenos resultados, así como el reducido coste tanto económico como energético que proporcionan [24].

Debido al creciente uso de las tecnologías de comunicaciones, resulta necesario que estas redes, diseñadas originalmente en bandas de microondas sean capaces de funcionar en bandas más elevadas como las de onda milimétrica. Estas redes presentan unos puertos de entrada  $M$  junto a unos puertos de salida  $N$  a los que van conectados los elementos del array. La conmutación del haz se realiza a través de la alimentación de uno de los  $M$  puertos de modo que existen  $M$  haces realizables por el array. En caso de alimentar todos los puertos de la red se logra obtener una antena multi haz [24].

Dentro de estas redes basadas en circuitos, se hallan tres tipologías principales como son la red de Blass, la red de Butler y la red de Nolen.

- Red de Blass: Fue el primer método descrito para alimentar agrupaciones de antenas [24]. Consiste en una agrupación de  $M$  puertos de entrada que alimentan en serie los  $N$  elementos radiantes. Estos puertos de entrada y salida están conectados a través de líneas de transmisión de diferentes longitudes y acopladores direccionales, donde al final de la línea de transmisión se halla una carga resistiva de la misma impedancia para evitar reflexiones [25]. Esta tipología de red puede emplearse para alimentar cualquier número de antenas, pero debido a la terminación resistiva al final de las líneas que alimentan el array, la eficiencia de esta red es baja debido a las elevadas pérdidas que presenta en comparación con otro tipo de soluciones [24]. En esta red, la dirección del haz está determinada por el ángulo de inclinación de las líneas de transmisión que alimentan los elementos, así como por la longitud de las mismas, siendo esta dirección completamente arbitraria [25]. En la Figura 2.14 se puede observar un esquema genérico de estas redes, donde  $\theta_{m,n}$  corresponde al acoplamiento de los acopladores direccionales y  $\phi_{m,n}$  corresponde al ángulo del desfasador del puerto  $n$ .

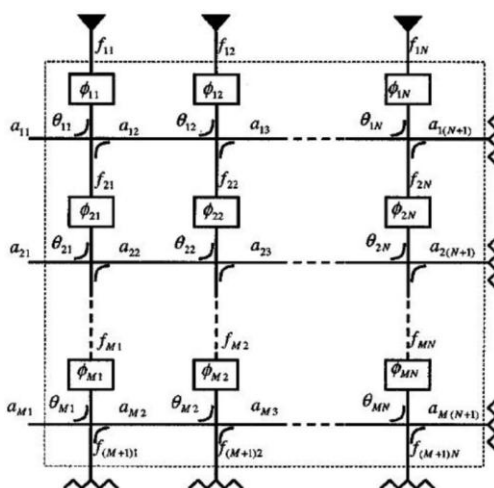


Figura 2.14: Esquema matriz de Blass

- Red de Butler: red basada en circuitos que al contrario que la matriz de Blass, la alimentación es de tipo paralelo donde además puede ser vista como una implementación analógica de la FFT. En esta red, el número de puertos de entrada  $M$  ha de ser idéntico al número de puertos de salida  $N$ , dando lugar a una matriz  $N \times N$  con la particular característica de que este número ha de ser potencia de 2 [24]. En esta tipología, los desfases son fijos y los acopladores empleados para unir las líneas con los elementos radiantes son híbridos, con un acoplamiento de 3 dB [23], y al no ser necesario cargas resistivas al final de la línea, es una red que en el caso ideal no presenta pérdidas. Esta configuración presenta un menor número de componentes que la matriz de Blass, pero sin embargo la tipología implica cruces entre las líneas de transmisión [24]. En la Figura 2.15 puede observarse un esquema de la red de Butler 4 x 4.

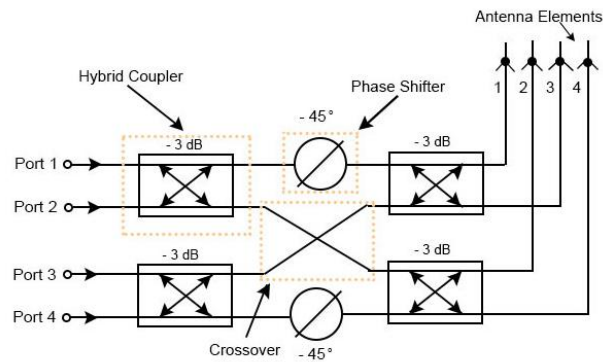


Figura 2.15: Esquema red de Butler



## Capítulo 3. Matriz de Nolen

### 3.1 Introducción

Debido a la naturaleza del trabajo se considera oportuno crear una sección específica para mencionar la última topología para crear redes conformadoras de haz basadas en circuitos analógicos. En esta sección, se procederá a explicar las matrices de Nolen, las ventajas y desventajas que presentan, así como los métodos de diseño. Finalmente se procederá a mencionar propuestas planteadas en la literatura que han servido como base para la realización de una matriz de Nolen con mejores prestaciones.

### 3.2 La matriz de Nolen

La matriz de Nolen es una red conformadora de haz pasiva basada en circuitos analógicos propuesta por John C. Nolen en 1965. La alimentación que caracteriza a esta matriz es de tipo serie al igual que la de Blass y, similar a las otras dos matrices mencionadas anteriormente, está compuesta por acopladores direccionales de cuatro puertos, desfases y líneas de transmisión que llevan la señal del puerto de alimentación al elemento del array. Esta red combina propiedades de ambas redes mencionadas anteriormente, donde puede ser diseñada con un número diferente de puertos de entrada y de salida  $M \times N$ , y es vista como una implementación de la transformada de Fourier discreta (DFT) [24]. Esta configuración puede ser concebida como una simplificación de la red de Blass, caracterizada por una serie de cambios. En primer lugar, las líneas de transmisión horizontales no se ven terminadas por una carga adaptada, por lo que puede ser considerada como una red sin pérdidas similar a la red de Butler [26]. En segundo lugar, la red presenta un número menor de elementos, haciendo la red más eficiente y menos compleja que la de Blass. En la Figura 3.1 puede observarse un esquema de la red de Nolen, donde  $b_j$  de  $j=1 \dots N$  corresponde a los puertos de salida donde se conectan los elementos del array, y  $a_i$  con  $i=1 \dots M$  corresponde a los puertos de entrada de la red. En esta matriz, la única restricción que existe en cuanto a diseño puede encontrarse en [27] indicando que el número de puertos de entrada ha de ser menor o igual que el número de elementos del array tal que  $M \leq N$ . Tal y como se observa en la Figura 3.1, se puede establecer una clara similitud entre la red de Blass y la de Nolen, con la diferencia de que esta última red elimina las cargas adaptadas al final de las líneas de transmisión y las sustituye por codos, conectando los puertos  $M$  con el puerto  $M-1$ . De ese modo el número de elementos queda reducido en gran medida ya que se reduce el número de acopladores direccionales y la potencia no se ve disipada en las cargas al final de la línea, tal y como sucedía en la red de Blass.

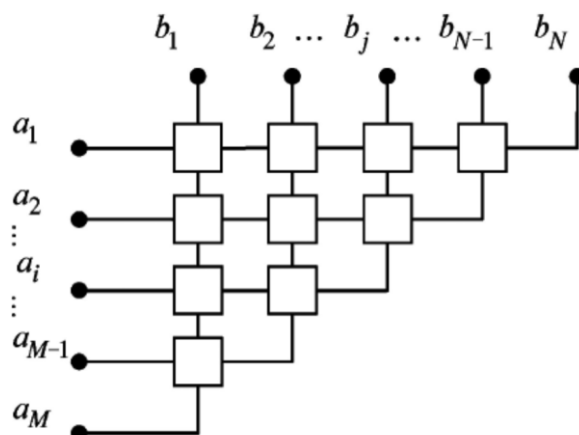


Figura 3.1: Esquema de la red de Nolen

En cuanto a los acopladores direccionales empleados en esta estructura, cada acoplador presenta unos acoplamientos que los diferencian con respecto de otros. En la matriz de Nolen, existe una nomenclatura adoptada para el valor de acoplo como el de los desfases tal y como puede

observarse en la Figura 3.2, la cual representa los nodos correspondientes a los acopladores y los desfases en la red de Nolen. El coeficiente de acoplo viene dado por  $\theta_{ij}$  donde  $i=1 \dots M$  y  $j=1 \dots N$ , mientras que el desfase dentro de cada nodo viene dado por  $\varphi_{ij}$  [24].

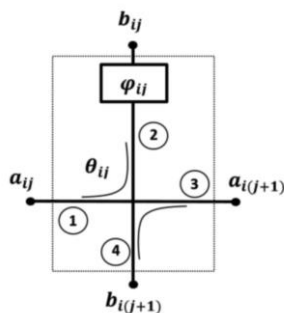


Figura 3.2: Esquema de nodos red de Nolen.

Estos elementos son redes pasivas, simétricas y recíprocas que distribuyen la potencia que entra en ellas hacia los accesos de salida. En el caso de la Figura 3.2 correspondiente a un nodo de la red de Nolen, si se alimentara el acoplador por el puerto número 1, la señal saldría acoplada por el acceso 2 hacia los puertos de salida del array, mientras que el resto de la potencia entrante saldría por el puerto número 3 hacia el resto de los acopladores que constituyen la fila  $i$ -ésima de la red. En este caso, los accesos 1 y 4 están desacoplados entre sí, lo cual significa que si se alimenta el acoplador por el puerto 1 no habrá potencia saliente por el puerto número 4 y viceversa. Este comportamiento se evidencia a través de la Figura 3.3.

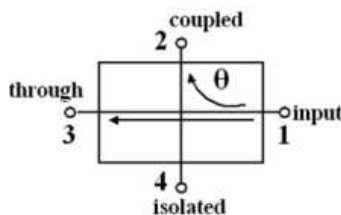


Figura 3.3: Funcionamiento Acoplador Direccional

A la hora de establecer una comparativa ante las diferentes redes descritas anteriormente, se pueden abordar aspectos como número de componentes, pérdidas y finalmente el comportamiento en frecuencia, tal y como se indica en [24].

Empezando por el número de componentes, en el caso de una matriz con los mismos puertos de entrada y salida, la matriz de Butler resulta la estructura con un menor número de componentes, tanto por parte de acopladores direccionales como por parte de desfases. Sin embargo, el hecho de haber de realizar cruces entre las líneas dificulta en gran medida el diseño de estas redes [24]. En cuanto al esfuerzo que se ha de realizar para diseñar estas redes, la matriz de Butler resulta mejor que las dos anteriores debido a que los acopladores diseñados para la red son todos idénticos entre sí, con acoplamiento de 3dB. El hecho de emplear acopladores diferentes unos de otros en la matriz de Nolen plantea un problema de diseño de éstos, donde al emplear arrays con un elevado número de elementos, el parámetro de acoplo de los acopladores más cercanos al puerto de alimentación será menor, lo cual puede resultar en una limitación tecnológica de fabricación. La diferencia entre el número de elementos entre una red y otra se observa en la Tabla 3.1 [24], donde en este caso  $n$  corresponde a  $N = 2^n$  para las matrices de Butler.

Matriz M x N	Número de acopladores	Número de desfasadores
Blass	$M(2N-M+1) / 2$	$M(2N-M+1) / 2$
Nolen	NM	NM
Butler	$Nn/2$	$N(n-1) / 2$

**Tabla 3.1: Diferencia entre el número de componentes**

En cuanto a las pérdidas, ya se ha mencionado anteriormente que el hecho de no emplear cargas adaptadas en los extremos de las líneas, las matrices de Butler y Nolen no disipan potencia alguna. Este aspecto, junto al anterior relacionado con el número de componentes son las causas principales por las que se emplea la matriz de Blass en agrupaciones con un número mayor de elementos. Las pérdidas por las cargas causan que la potencia disipada en ellas sea lo suficientemente grande para complicar el uso de la matriz de Blass en agrupaciones pequeñas, donde las pérdidas puede que alcancen valores elevados [24]. De ese modo, las matrices de Nolen emplean a un menor número de elementos en el sistema, pero sin embargo su diseño presenta complicaciones debido a que los acopladores que se han de diseñar presentan parámetros de acoplo con valores muy dispares entre sí, limitando de ese modo el diseño de la matriz.

Finalizando con la comparativa, la matriz de Blass y Nolen presentan un ancho de banda más estrecho por el tipo de alimentación empleada, además de por el uso de acopladores direccionales, siendo uno de ellos los tipo Branch-Line, conocidos por ser de banda estrecha [24]. También un aspecto a destacar es que los acopladores que presentan elevada diferencia entre la potencia acoplada y la directa tienen un ancho de banda más reducido [24]. Es por este motivo por lo que una de las mejoras propuestas para esta matriz consiste en mejorar su ancho de banda a partir de un aumento del ancho de banda de cada acoplador direccional empleado en la estructura, tal y como indica en la referencia [24]. En lo referente al diseño de la matriz de Nolen, existe un algoritmo recursivo que proporciona el valor de los parámetros de acoplo que debe presentar cada acoplador direccional, así como los diferentes valores de los desfasadores que conectan cada acoplador verticalmente. Este método de diseño puede hallarse en [28].

## Capítulo 4. Acopladores direccionales

### 4.1 Conceptos básicos de acopladores direccionales

Tal y como se ha mencionado previamente, los acopladores direccionales son redes pasivas, simétricas, recíprocas y sin pérdidas de cuatro accesos cuya finalidad principal es distribuir la potencia que incide en uno de sus puertos a los que estén acoplados.

Estas redes distribuyen la potencia incidente por uno de sus puertos al resto con un acoplo determinado y con una diferencia de fase entre puertos que puede ser de  $90^\circ$  o de  $180^\circ$  dependiendo del puerto por el que salga la señal. Se caracterizan por tener dos pares de accesos desacoplados, lo cual indica que hay dos pares de puertos donde al alimentar el acoplador direccional por uno de estos, no habrá señal saliente por el desacoplado (denominado aislado). El mecanismo descrito puede ser visto en la Figura 4.1, donde al ser el acoplador direccional una red simétrica, dependiendo de por donde se inyecte la potencia de entrada, el acceso desacoplado será uno u otro.

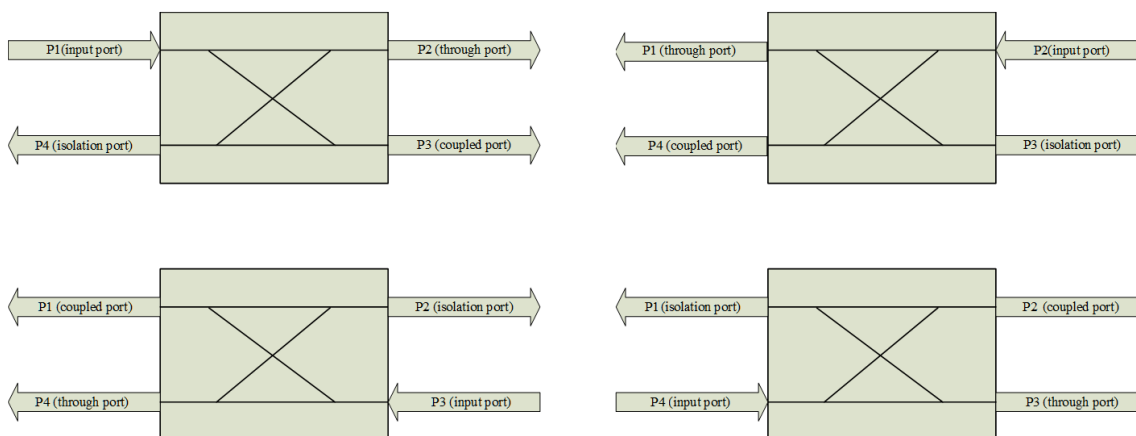


Figura 4.1: Funcionamiento Acoplador Direccional [29]

Los acopladores direccionales vienen caracterizados por una serie de parámetros que los definen, como son el acoplamiento, la directividad, las pérdidas de inserción y finalmente las pérdidas de retorno. Siguiendo la nomenclatura empleada en la Figura 4.2, los parámetros se definen tal que:

- Acoplamiento: parámetro que hace referencia a la relación de potencia entrante por el puerto 1 (P1) y la potencia saliente por el puerto acoplado, en este caso el puerto 3 (P3). Este parámetro se define en dB con la siguiente expresión (4.1).

$$C(dB) = 10 \log \left( \frac{P1}{P3} \right) \quad (4.1)$$

- Aislamiento: Idealmente aquellos pares de puertos están desacoplados no presentarán potencia saliente por el puerto desacoplado. Sin embargo, en los acopladores reales existe parte de la señal que sale por estos accesos. Este parámetro se define como la relación entre la potencia entrante y la potencia saliente por el puerto desacoplado (4.2). Idealmente es infinito.

$$I(dB) = 10 \log \left( \frac{P1}{P4} \right) \quad (4.2)$$

- Directividad: Este parámetro resulta una manera alternativa de medir el aislamiento al calcularse tomando como referencia el valor del acoplamiento, tomando como referencia el valor del acoplamiento. [30]. Este parámetro se define en (4.3)

$$D(dB) = I(dB) - C(dB) \quad (4.3)$$

- Pérdidas de retorno: El parámetro que mide la cantidad de señal que se refleja por el puerto incidente. Idealmente es cero

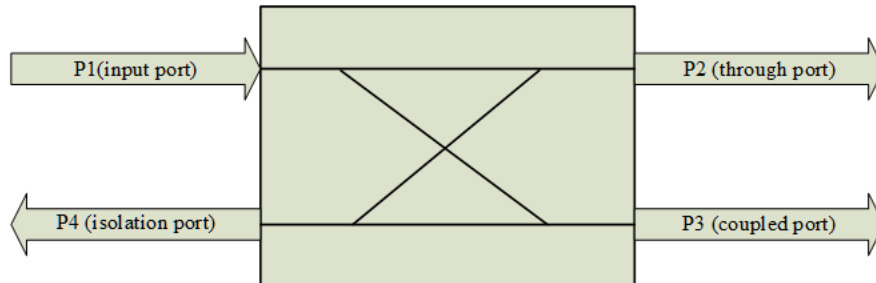


Figura 4.2: Esquema Acoplador Direccional [29]

## 4.2 Caracterización de los Acopladores direccionales

Estas redes pueden ser definidas a través de su matriz de parámetros  $S$ , donde al ser una red de cuatro accesos la matriz resultante será  $4 \times 4$  tal y como se aprecia en 4.4

$$[S] = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{pmatrix} \quad (4.4)$$

En un acoplador direccional ideal, las pérdidas de retorno se definen por el parámetro  $S_{ii}$ , donde no hay señal reflejada por el puerto de entrada. Por esta razón, la matriz de parámetros  $S$  idealmente presenta la diagonal principal tal que  $S_{ii} = 0$ .

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & 0 & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & 0 \end{pmatrix} \quad (4.5)$$

Además, debido a la existencia de los dos pares de puertos desacoplados hay dos conjuntos de parámetros  $S$  que son nulos. Siguiendo la nomenclatura de la Figura 4.2, los accesos 1 y 4 están desacoplados entre sí, además de los accesos 2 y 3.

$$S_{14} = S_{41} = 0 \quad (4.6)$$

$$S_{23} = S_{32} = 0 \quad (4.7)$$

De ese modo, aplicando las ecuaciones 4.6 y 4.7 la matriz de parámetros  $S$  presenta la siguiente forma

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{21} & 0 & 0 & S_{24} \\ S_{31} & 0 & 0 & S_{34} \\ 0 & S_{42} & S_{43} & 0 \end{pmatrix} \quad (4.8)$$

Debido a que el acoplador direccional es una red recíproca, los parámetros de dispersión con respecto de la diagonal serán simétricos tal que  $S_{ij} = S_{ji}$ . Aplicando esta expresión a la matriz de parámetros  $S$  resulta la siguiente forma.

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{24} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{34} \\ 0 & S_{24} & S_{34} & 0 \end{pmatrix} \quad (4.9)$$

Dado que la matriz no presenta pérdidas, la matriz [S] cumple la condición de unitariedad. Esta propiedad establece que una matriz multiplicada por su matriz traspuesta conjugada es igual a la matriz identidad [I] tal que

$$[S] \cdot [S]^+ = [I] \quad (4.10)$$

De ese modo, aplicando 4.10 se tiene la siguiente expresión. Realizando las operaciones correspondientes a 4.11 se pueden llegar a las siguientes expresiones 4.12-4.15.

$$\begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{24} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{34} \\ 0 & S_{24} & S_{34} & 0 \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} 0 & S_{12}^* & S_{13}^* & 0 \\ S_{12}^* & 0 & 0 & S_{24}^* \\ S_{13}^* & 0 & 0 & S_{34}^* \\ 0 & S_{24}^* & S_{34}^* & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (4.11)$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \quad (4.12)$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{24}|^2 = 1 \quad (4.13)$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{34}|^2 = 1 \quad (4.14)$$

$$|S_{24}|^2 + |S_{34}|^2 = 1 \quad (4.15)$$

Empleando las ecuaciones obtenidas 4.12 y 4.13, se puede observar que  $|S_{13}| = |S_{24}|$ . A través de esta igualdad demostrada, si se sustituye en 4.13, empleando esta última ecuación y 4.14, se demuestra también que  $|S_{12}| = |S_{34}|$ . Estas demostraciones infieren que el acoplamiento entre los puertos 1 y 3 es idéntico al acoplamiento entre los puertos 2 y 4 por un lado, y que la potencia saliente por el puerto 2 cuando se alimenta el acoplador direccional por el puerto 1 y viceversa es idéntica a la potencia que sale por el puerto 4 cuando se alimenta por el puerto 3. Dado que se trabajará con acopladores tipo Branch-Line, diseñados con líneas de transmisión con longitud eléctrica de  $90^\circ$ , se supondrá que las fases entre  $S_{13}$  y  $S_{24}$  son iguales, así como las fases entre los parámetros  $S_{12}$  y  $S_{34}$ .

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{13} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{12} \\ 0 & S_{13} & S_{12} & 0 \end{pmatrix} \quad (4.16)$$

Si se definen los parámetros  $S_{12} = \sin \theta e^{j\phi_1}$  y  $S_{13} = \cos \theta e^{j\phi_2}$ . Aplicando unitariedad se obtiene:

$$\sin(\theta)^2 + \cos(\theta)^2 = 1 \quad (4.17)$$

También por unitariedad se obtiene 4.18

$$S_{12}^* \cdot S_{13} + S_{13}^* \cdot S_{12} = 0 \quad (4.18)$$

Lo que sustituyendo por la definición que se les ha dado a los parámetros S queda tal que:

$$\sin \theta e^{-j\phi_1} \cdot \cos \theta e^{j\phi_2} + \sin \theta e^{j\phi_1} \cdot \cos \theta e^{-j\phi_2} = 0 \quad (4.19)$$

$$\sin \theta \cdot \cos \theta (e^{j(\phi_2 - \phi_1)} + e^{-j(\phi_2 - \phi_1)}) = 0 \quad (4.20)$$

Donde desarrollando 4.20 se llega a la siguiente expresión

$$\phi_2 - \phi_1 = \frac{\pi}{2} + \pi n \quad (4.21)$$

Lo cual quiere decir que en este caso, dentro de un acoplador direccional, las diferencias de fase entre las señales que salen entre el puerto directo y el puerto acoplado son de  $90^\circ$ . La matriz resultante de un acoplador direccional se observa en la ecuación 4.22, coincidiendo con [27].

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & j \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ j \sin \theta & 0 & 0 & \cos \theta \\ \cos \theta & 0 & 0 & j \sin \theta \\ 0 & \cos \theta & j \sin \theta & 0 \end{pmatrix} \quad (4.22)$$

Empleando la notación utilizada en 4.4, se pueden definir los parámetros del acoplador direccional a partir de la matriz de parámetros S, donde el acoplamiento se define tal que

$$C(dB) = -20 \log(|S_{13}|) \quad (4.23)$$

Las pérdidas de retorno se definen tal que

$$L_R(dB) = 20 \log(|S_{11}|) \quad (4.24)$$

### 4.3 Diseño de los acopladores direccionales

Los acopladores direccionales empleados en la matriz de Nolen pueden ser de tipo Branch-Line, realizados típicamente a través de líneas de transmisión de longitud  $\frac{\lambda}{4}$ . La estructura tradicional de estos acopladores es cuadrada, donde los valores de las impedancias superior e inferior son idénticas con una impedancia  $Z_{c1}$ , mientras que las líneas de transmisión encontradas a la izquierda de la estructura son idénticas y presentan una impedancia  $Z_{c2}$ . El esquema interno de un acoplador direccional puede observarse en la Figura 4.3. Las impedancias  $Z_o$  son las asociadas a los puertos del acoplador direccional, normalmente de  $50 \Omega$ .

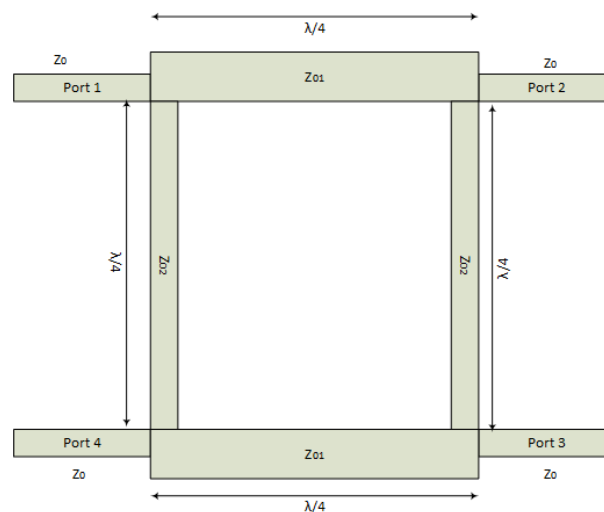


Figura 4.3: Esquema acoplador Branch Line [29]

El análisis de esta estructura que permite obtener las impedancias características de las líneas dependiendo del acoplo deseado se realiza aplicando propiedades de simetría par e impar, dividiendo la estructura en dos partes simétricas tal y como se observa en la Figura 4.4. La estructura se analiza de ese modo como si fuera una red de dos puertos en vez de cuatro. Para simplicidad, se aplicará simetría horizontal, analizando los accesos 1 y 2 únicamente, ya que de este modo se permite obtener los valores de los componentes de la matriz de parámetros S dependiendo de las impedancias.

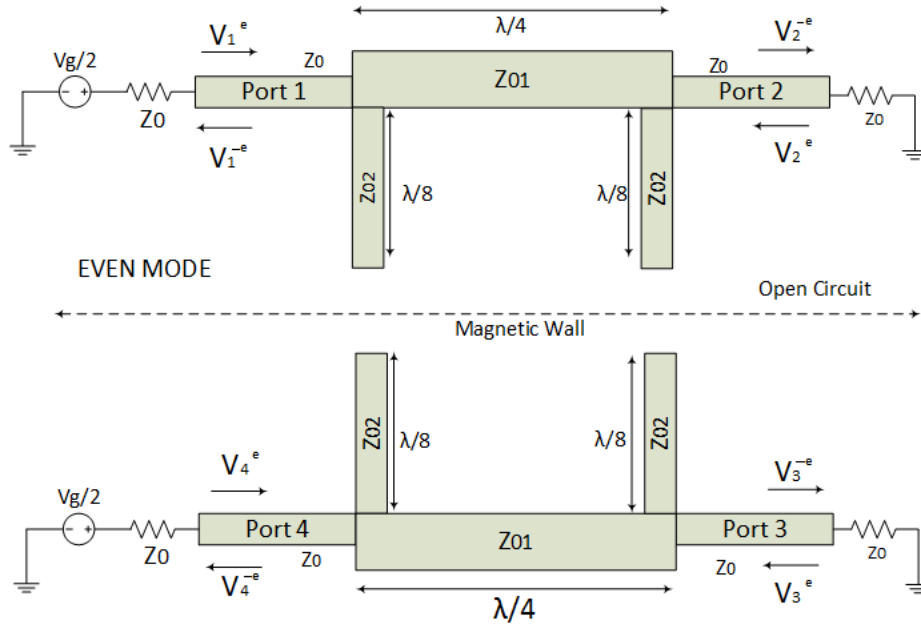


Figura 4.4: Esquema análisis acoplador Branch Line [29]

El análisis de la red aplicando simetría par (*even*) consiste en sustituir el eje de simetría, en este caso el horizontal, por una pared magnética donde no circula corriente. De ese modo, las líneas de longitud  $\frac{\lambda}{8}$  se comportan como si de un *stub* en circuito abierto se tratara [29]. Para realizar el análisis, se carga el acceso 2 con una impedancia de valor  $Z_0$ . La admitancia correspondiente a un *stub* en circuito abierto viene dada por 4.25

$$Y_{stubca} = jY_{c2} \tan\left(\frac{\lambda}{8} \cdot \frac{2\pi}{\lambda}\right) = jY_{c2} \quad (4.25)$$

De ese modo, si empleamos admitancias normalizadas, la agrupación en paralelo entre la admitancia del acceso  $Y_0$  y la admitancia del stub es

$$Y_1 = jY_{c2} + 1 \quad (4.26)$$

Ahora la admitancia vista desde la línea de transmisión del acceso 1  $Y_{c1}$  es tal que

$$Y_2 = \frac{Y_{c1}^2}{Y_1} = \frac{Y_{c1}^2}{jY_{c2} + 1} \quad (4.27)$$

La impedancia de entrada de entrada vista por el acceso 1 será tal que

$$Y_{in}^e = Y_2 + jY_{c2} = \frac{jY_{c2} - Y_{c2}^2 + Y_{c1}^2}{jY_{c2} + 1} \quad (4.28)$$

De ese modo, se puede calcular el parámetro  $S_{11}$  para el caso par,  $S_{11}^e$ , tal que

$$S_{11}^e = \frac{Y_0 - Y_{in}^e}{Y_0 + Y_{in}^e} = \frac{1 - Y_{c1}^2 + Y_{c2}^2}{1 - Y_{c2}^2 + Y_{c1}^2 + j2Y_{c2}} \quad (4.29)$$

Para el cálculo del parámetro  $S_{12}^e$  se ha de hacer uso de la expresión

$$S_{12}^e = \frac{V_2}{V_1} \cdot (1 + S_{11}^e) \quad (4.30)$$



Donde en este caso la tensión  $V_2$  corresponde a la tensión en el acceso 2, mientras que la tensión  $V_1$  corresponde a la tensión en el acceso 1. Si se sitúa el eje  $z$  a lo largo de la línea, teniendo el origen ( $z=0$ ) en el acceso 2, la tensión a lo largo de una línea viene dada por 4.31

$$V(z) = V^+(e^{-j\beta z} + pe^{+j\beta z}) \quad (4.31)$$

Donde  $V^+$  es la tensión de onda positiva en la línea de transmisión y  $p$  corresponde al factor de reflexión. El valor de este último viene dado por 4.32

$$p^e = \frac{Y_{c1} - Y_1}{Y_{c1} + Y_1} = \frac{Y_{c1} - (jY_{c2} + 1)}{Y_{c1} + (jY_{c2} + 1)} \quad (4.32)$$

De este modo, la tensión  $V_2$  puede calcularse a través de  $V_2(z=0)$ , mientras que la tensión  $V_1$  se calcula tal que  $V_1(z = -\frac{\lambda}{4})$ . De ese modo:

$$V_2(z = 0) = V^+(1 + p) \quad (4.33)$$

$$V_1(z = -\frac{\lambda}{4}) = jV^+(1 - p) \quad (4.34)$$

Sustituyendo 4.33 y 4.34 en 4.30 se obtiene la siguiente expresión

$$S_{12}^e = \frac{V_2}{V_1} \cdot (1 + S_{11}^e) = -j \frac{Y_{c2}}{1 + jY_{c2}} \quad (4.35)$$

Analizando ahora el caso impar (*odd*) para obtener los valores de las impedancias de los acopladores direccionales, este caso de análisis consiste en sustituir el eje de simetría horizontal por una pared eléctrica, de modo que las líneas de transmisión de longitud  $\frac{\lambda}{8}$  se conectan a masa dando lugar a un *stub* en cortocircuito. La admitancia de un *stub* en cortocircuito viene dada por

$$Y_{stubcc} = -jY_{c2} \tan\left(\frac{\lambda}{8} \cdot \frac{2\pi}{\lambda}\right) = -jY_{c2} \quad (4.36)$$

De ese modo, el proceso para obtener los valores  $S_{11}^o$  y  $S_{12}^o$  el proceso a seguir es análogo al ya realizado en el caso par. Primeramente, se calcula el valor de la admitancia paralelo en el acceso 2.

$$Y_1 = -jY_{c2} + 1 \quad (4.37)$$

Se calcula la admitancia al inicio de la línea de transmisión,  $Y_2$  la cual viene dada por

$$Y_2 = \frac{Y_{c1}^2}{Y_1} = \frac{Y_{c1}^2}{-jY_{c2} + 1} \quad (4.38)$$

De ese modo, la admitancia vista desde el acceso 1 en el caso impar viene dada por la expresión

$$Y_{in}^o = Y_2 - jY_{c2} = \frac{-jY_{c2} - Y_{c2}^2 + Y_{c1}^2}{-jY_{c2} + 1} \quad (4.39)$$

Donde ahora el cálculo del parámetro  $S_{11}^o$  se realiza siguiendo el proceso análogo en 4.29

$$S_{11}^o = \frac{Y_0 - Y_{in}^e}{Y_0 + Y_{in}^e} = \frac{1 - Y_{c1}^2 + Y_{c2}^2}{1 - Y_{c2}^2 + Y_{c1}^2 - j2Y_{c2}} \quad (4.40)$$

Para el cálculo del parámetro  $S_{12}^o$  se ha de emplear la ecuación 4.30, donde las expresiones de tensión  $V_2$  y  $V_1$  son idénticas a los empleados en el análisis del caso par, siendo estas las expresadas en 4.33 – 4.34. En cambio, el valor del coeficiente de reflexión ha variado debido a que la admitancia al final de la línea no corresponde al caso par. El valor de  $p$  en este caso es

$$p^o = \frac{Y_{c1} - Y_1}{Y_{c1} + Y_1} = \frac{Y_{c1} - (-jY_{c2} + 1)}{Y_{c1} + (-jY_{c2} + 1)} \quad (4.41)$$

Ahora sustituyendo los valores de 4.40 – 4.41 en 4.35 para el caso impar, se obtiene que

$$S_{12}^o = \frac{V_2}{V_1} \cdot (1 + S_{11}^o) = -j \frac{Y_{c1}}{1 - jY_{c2}} \quad (4.42)$$

Una vez se han obtenido los valores de  $S_{11}^e$ ,  $S_{11}^o$ ,  $S_{12}^e$  y  $S_{12}^o$ , los valores de la matriz de parámetros S se obtienen reduciendo esta matriz [S] a un conjunto de cuatro submatrices 2 x 2 tal que

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{13} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{12} \\ 0 & S_{13} & S_{12} & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [S_1] & [S_2] \\ [S_2] & [S_1] \end{pmatrix} \quad (4.43)$$

Donde los valores de  $S_1$  y  $S_2$  vienen dados por

$$S_1 = \frac{1}{2}(S^e + S^o) \quad (4.44)$$

$$S_2 = \frac{1}{2}(S^e - S^o) \quad (4.45)$$

De ese modo, se permite obtener los valores de  $S_{12}$  y de  $S_{13}$ , además de la condición de diseño que debe de satisfacer un acoplador tipo Branch-Line para que su matriz de parámetros S de la diagonal sea cero. Esta viene dada por 4.46

$$S_{11} = \frac{1}{2}(S_{11}^e + S_{11}^o) = 0 \rightarrow 1 - Y_{c1}^2 + Y_{c2}^2 = 0 \quad (4.46)$$

El resto de los parámetros S de un acoplador tipo Branch-Line en función de las admitancias viene dado por

$$S_{12} = \frac{1}{2}(S_{12}^e + S_{12}^o) = -j \frac{1}{\sqrt{1 + Y_{c2}^2}} \quad (4.47)$$

$$S_{13} = \frac{1}{2}(S_{11}^e - S_{11}^o) = -\frac{Y_{c2}}{\sqrt{1 + Y_{c2}^2}} \quad (4.48)$$

$$S_{14} = \frac{1}{2}(S_{12}^e - S_{12}^o) = 0 \quad (4.49)$$

Empleando estas expresiones, se puede llegar a obtener los valores de las impedancias del acoplador direccional a través del parámetro de acoplo. Como se conoce que el puerto acoplado es el 3, y que este se ha definido según la ecuación 4.23, se puede obtener el valor de la admitancia paralelo  $Y_{c2}$  empleando 4.48 y a partir de 4.46 obtener el valor de la admitancia serie  $Y_{c1}$ . De ese modo, los valores de las impedancias de los acopladores coinciden con los expuestos en [31].

$$Y_{c2} = \sqrt{\frac{10^{(-C \text{ (dB)}/10)}}{1 - 10^{(-C \text{ (dB)}/10)}}} \quad (4.50)$$

Donde los valores de las admitancias del acoplador direccional están normalizados con respecto de las admitancias de los accesos. Para desnormalizarlas y obtener su valor real, basta con dividir los valores  $Y_{c1}$  e  $Y_{c2}$  por los valores de admitancia del acceso  $Y_0$ .

## Capítulo 5. Desarrollo y resultados del trabajo

### 5.1 Matriz de Nolen 5 x 7 original

Siguiendo la metodología de diseño explicada en [28] para la matriz de Blass, se ha realizado un diseño de una matriz de Nolen de dimensiones 5 x 7 para operar en la frecuencia central de 26 GHz, correspondiente a la banda de frecuencia de ondas milimétricas en las que se están desplegando los nuevos sistemas de comunicaciones móviles para la tecnología 5G. Debido a las dimensiones de la red conformadora de haces, se requieren veinte acopladores direccionales tipo Branch-Line, así como veinticinco desfases situados en paralelo, conectados al puerto 2 de los acopladores. En cuestión. Los desfases y los acopladores pueden observarse en el esquemático de la matriz a través de la Figura 5.1.

La referencia de fase que se ha tomado para la entrada de cada acoplador ha sido de  $0^\circ$ , por lo que las líneas que se encuentran entre los acopladores en disposición horizontal han de ser de longitud eléctrica  $180^\circ$  para corregir el desfase introducido por el acoplador direccional. Debido a la disposición de la matriz de Nolen, se requiere que el puerto acoplado sea el puerto número 2 de los acopladores direccionales, por lo que al salir la potencia por el puerto 3 hacia el resto de los componentes de la fila, este incorpora un desfase de  $180^\circ$  con respecto de la señal de entrada en el puerto 1.

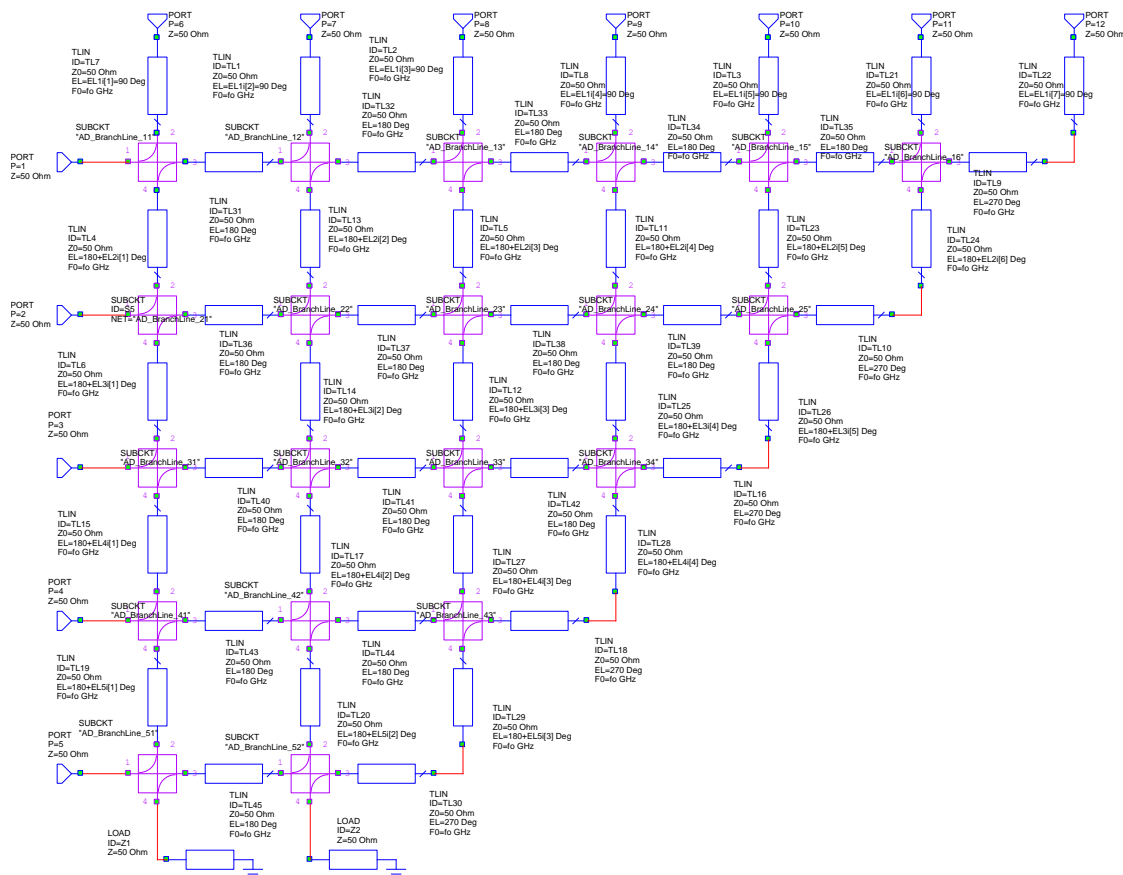


Figura 5.1: Esquemático red de Nolen

Tal y como se indica en [27], los puertos M y M-1 se conectan a través de codos, siendo en este caso líneas de transmisión que deben de incorporar el mismo desfase que proporciona un acoplador direccional. En este caso, la longitud eléctrica de los codos ha de ser de  $270^\circ$  descompuestos en  $90^\circ$  correspondientes al desfase que surge en acceso 2 de los acopladores, y los  $180^\circ$  restantes correspondiente al desfase incorporado al salir la potencia por el acceso 3.

Los valores de los parámetros de acoplo pueden verse en la Tabla 5.1, donde en disposición vertical se encuentran los puertos de entrada, mientras que en horizontal están situados los puertos de salida. Para obtener el valor de acoplo en dB, se ha de realizar 6.1, donde en este valor  $m$  corresponde a los valores de la Tabla 5.1.

M, N	1	2	3	4	5	6
1	0.378	0.408	0.447	0.5	0.577	0.707
2	0.408	0.504	0.608	0.72	0.845	
3	0.447	0.608	0.751	0.878		
4	0.5	0.72	0.878			
5	0.577	0.845				

Tabla 5.1: Valores de los parámetros de acoplo

$$C (dB) = 20 \log(m) \quad (6.1)$$

Tal y como se puede observar, el acoplo va aumentando conforme más lejos se sitúa el elemento radiante de la fuente de alimentación, donde para el caso de

En cuanto a los valores teóricos de los desfases situados en paralelo estos pueden observarse en la Tabla 5.2. En disposición vertical se encuentran los puertos de entrada, mientras que en horizontal están situados los puertos de salida.

M, N	1	2	3	4	5	6	
1	90°	90°	90°	90°	90°	90°	90°
2	167.14°	211.83°	251.98°	289.38°	325.16°		
3	0°	281.89°	216.13°	156.17°	99.11°		
4	0°	104.22°	192.02°	274.43°			
5	0°	235.01°	124.13°				

Tabla 5.2: Valores desfasadores matriz de Nolen

A partir de estos valores de los desfases, la red conformadora permite virar el haz de la antena en cinco posiciones diferentes, dependiendo del puerto con el que se alimente la antena. En la Figura 5.1 pueden observarse los diferentes haces que se forman a través de esta red. La red diseñada permite apuntar en la dirección *broadside*, siendo esta la dirección perpendicular al eje del array en el caso de que se alimente por el puerto 1 de la red. Conforme la alimentación cambia de un puerto a otro, las direcciones de apuntamiento se ven modificadas, permitiendo apuntar en las direcciones 75°, 105°, 55° y 125° si se alimenta la red con los puertos 2, 3, 4 y 5 respectivamente. De ese modo se logra barrer 70° con respecto de la dirección perpendicular del array.

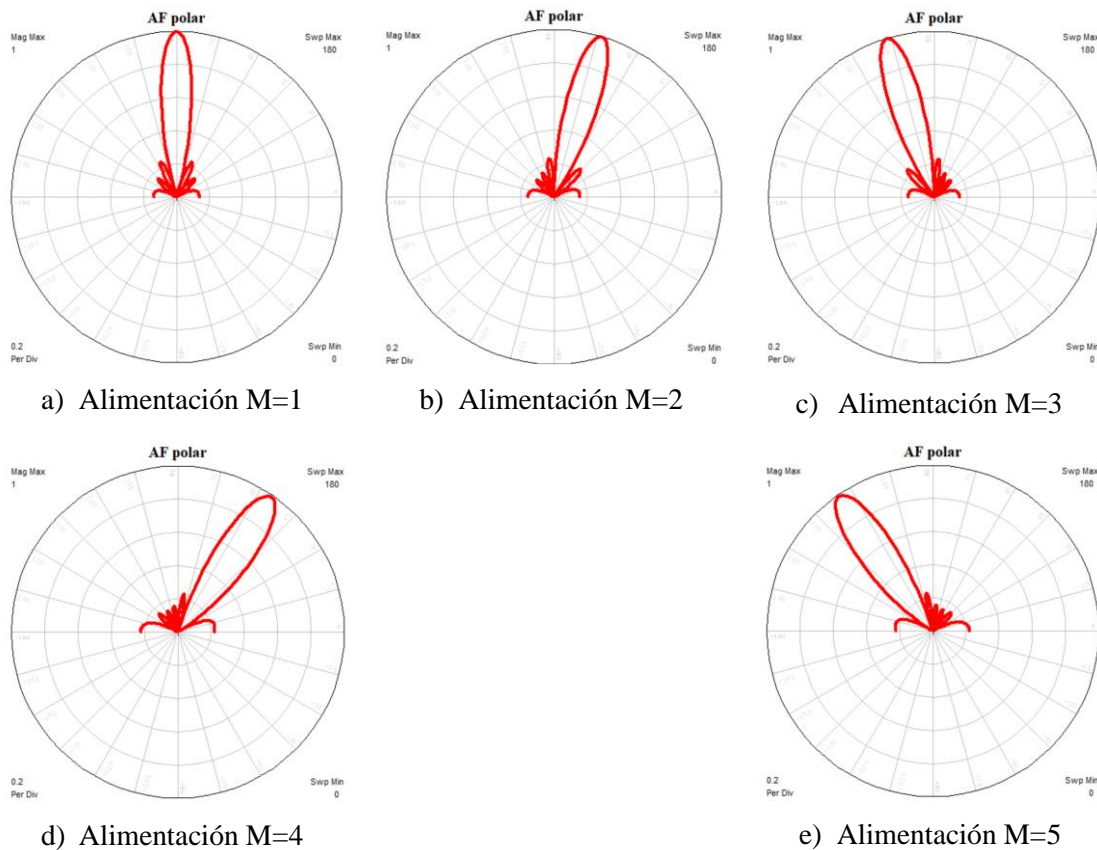


Figura 5.2: Apuntamiento de la matriz de Nolen diseñada

Estos apuntamientos se logran a través de la diferencia de fase relativa existente entre los diferentes elementos del array dependiendo del puerto por el que se alimenta la matriz. En el caso de que la alimentación se realice por el puerto M=1, para que la dirección de apuntamiento sea tipo *broadside*, la diferencia de fase entre los elementos ha de ser  $0^\circ$ , tal y como se observa en la Figura 5.3

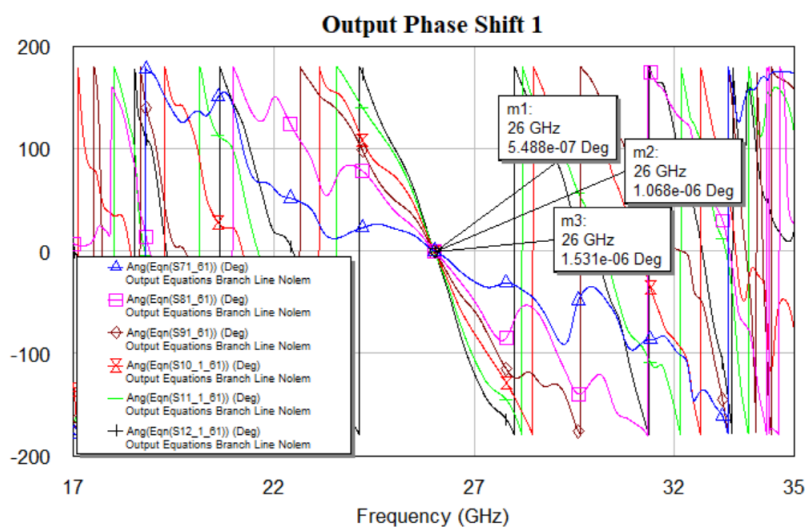


Figura 5.3: Diferencia de fase entre elementos radiantes con M=1

En cuanto a la diferencia de fase relativa que se ha de introducir para apuntar en la dirección  $75^\circ$  correspondiente al puerto de alimentación M=2, este ha de ser de  $-51.43^\circ$ , tal y como se logra apreciar en la Figura 5.4. A través de la asignación de los desfases en la línea de transmisión

verticales con los valores de la Tabla 5.2 se logra obtener esta diferencia de fases. Resulta obvio que para lograr el apuntamiento en la dirección  $105^\circ$  la diferencia de fase entre elementos radiantes ha de ser de  $+51.43^\circ$  en caso de que la alimentación del array venga dada por el puerto  $M=3$ , logrando así la simetría con respecto el eje perpendicular del array que se observa en la Figura 5.2.

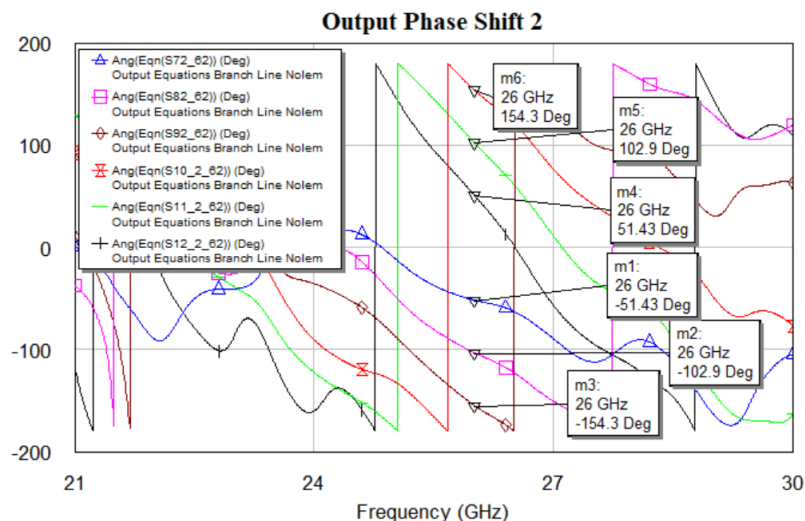


Figura 5.4: Diferencia de fases entre elementos radiantes con  $M=2$

En cuanto a la diferencia relativa de fases presente para apuntar en la dirección  $55^\circ$  y  $125^\circ$  esta ha de ser  $-102.9$  y  $+102.9$  respectivamente, alimentando la matriz con los puertos  $M=4$  y  $M=5$  tal y como se observa en la Figura 5.2. Esta diferencia de fase se logra a través de los desfases descritos en la Tabla 5.2. La diferencia de fases entre los elementos cuando se alimenta con el puerto  $M=4$  se puede observar en la Figura 5.5.

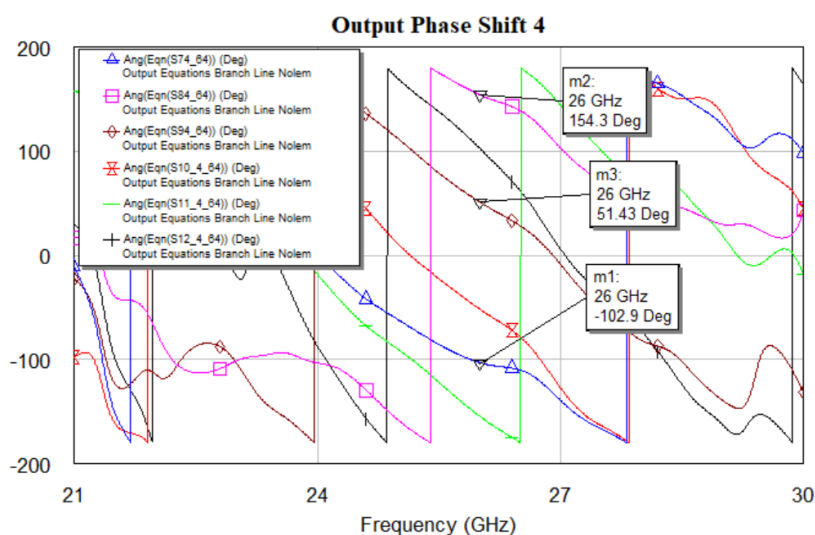


Figura 5.5: Diferencia de fases entre elementos radiantes con  $M=4$

En lo que respecta al diseño original de la matriz de Nolen  $5 \times 7$ , esta red hace uso de acopladores direccionales de únicamente una sola etapa, con lo que el ancho de banda de estos acopladores es realmente estrecho comparado con la alternativa que se estudiará más adelante, el cual supone en emplear acopladores direccionales con un mayor número de etapas. El esquemático de estos acopladores se observa en la Figura 5.6, donde la impedancia de los puertos es de  $50 \Omega$  y las líneas de transmisión empleadas para el diseño del acoplador direccional son de longitud  $\frac{\lambda}{4}$ , introduciendo así una diferencia de fase entre puertos 2 y 3 de  $90^\circ$ .

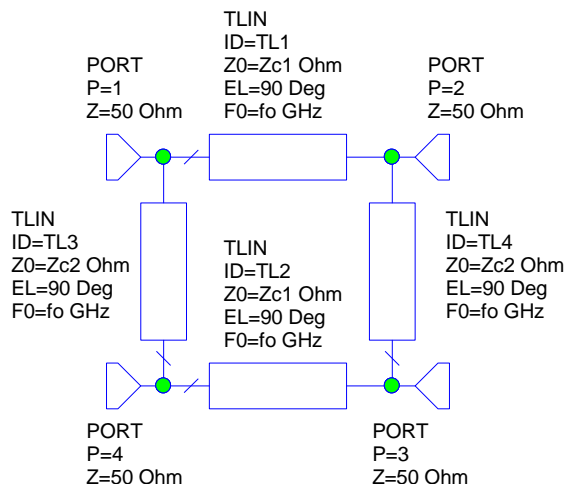


Figura 5.6: Esquemático acoplador direccional

Para el estudio y comparativa entre el modelo de la matriz original y el modelo con prestaciones mejoradas, se han seleccionado aquellos acopladores con valores  $m$  más reducidos los cuales son los que presentan mayores complicaciones en el diseño. Estos acopladores direccionales corresponden a la primera columna de la Tabla 5.1 siendo el 1.1; 2.1; 3.1; 4.1 y 5.1.

- **Acoplador 1.1**

Para el caso del primer acoplador direccional el cual es el más restrictivo en lo que al diseño se refiere, los valores teóricos indican que este debe de presentar un acoplo de 8.451 dB. Según lo expuesto en las ecuaciones 5.50 – 5.51, los valores de las impedancias para el primer acoplador han de ser de  $Z_{c1} = 18.9 \Omega$  y  $Z_{c2} = 21.42 \Omega$ . Con estos valores de impedancia, la simulación de los parámetros S del acoplador 1,1 son los observados en la Figura 5.7, donde se puede observar que para una adaptación de 30 dB el ancho de banda resultante es de apenas 250 MHz. En este caso, el ancho de banda relativo es de 0.92%. Este es el acoplador direccional que mayor desbalance presenta en lo que a la potencia saliente por el puerto acoplado y por el puerto directo se refiere, por lo que tal y como expone [24] es el acoplador que menor ancho de banda tendrá entre todos los que se han de diseñar.

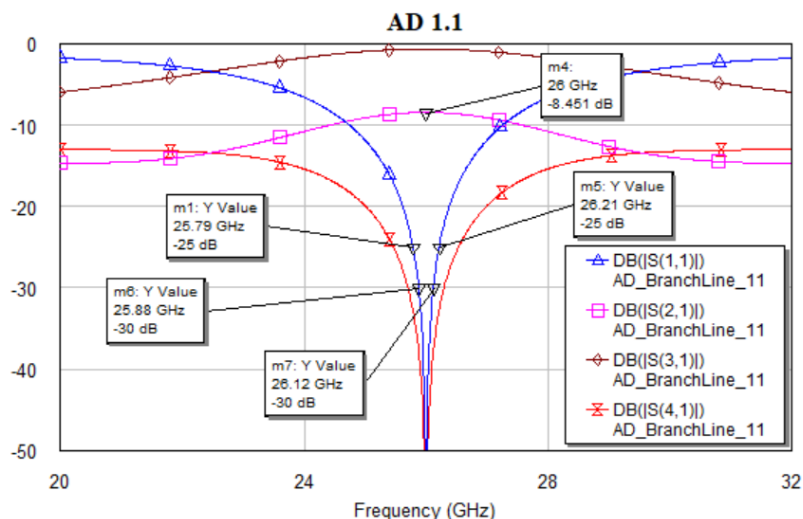


Figura 5.7: Simulación parámetros S acoplador direccional 1,1

En cuanto a la diferencia de fase entre los puertos de salida de los acopladores, en la Figura 5.8 se observa que en la banda de 25.88 GHz y 26.12 GHz donde la adaptación es 30 dB la fase entre los puertos del acoplador 2 y 3 se mantiene constante en  $90^\circ$ , tal y como cabría esperar.

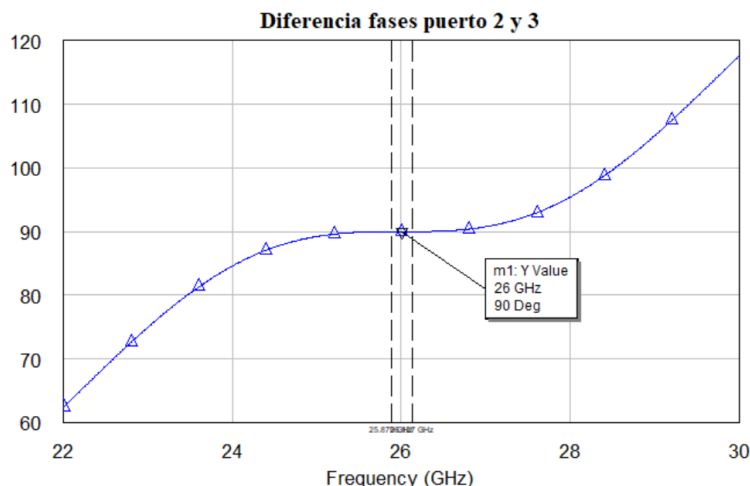


Figura 5.8: Diferencia de fase entre puertos 2 y 3 acoplador 1,1

- **Acoplador 2.1**

Para el caso del acoplador 2.1 a través de la Tabla 5.1 se indica que el parámetro de acoplo necesario que debe presentar este acoplador es 7.78 dB. Estos valores corresponden a una impedancia  $Z_{c1} = 20.41 \Omega$  y  $Z_{c2} = 22.36 \Omega$ . La simulación de los parámetros S del acoplador se observa en la Figura 5.9, donde en este caso el ancho de banda para un nivel de adaptación de 30 dB es de 270 MHz aproximadamente, siendo el ancho de banda relativo de 1.03%. Se comienza a observar que cuanto mayor es el parámetro de acoplo (valor  $m$  más próximo a 1) las características del acoplador en lo que ancho de banda se refiere van en aumento.

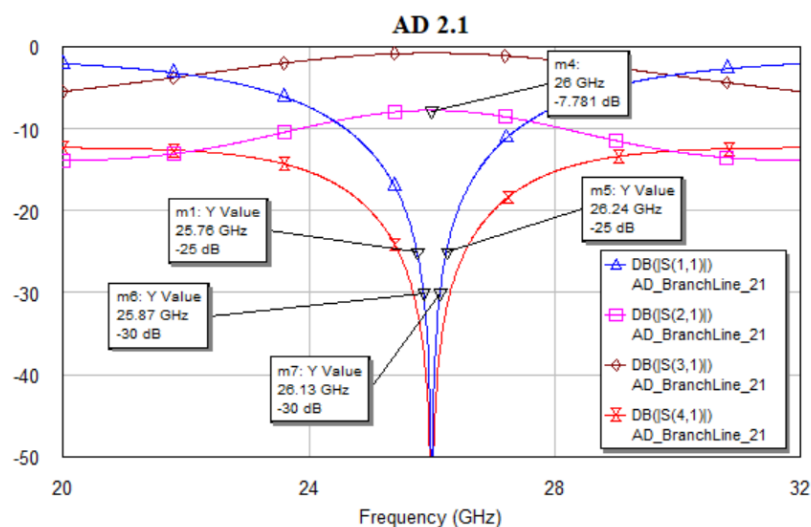


Figura 5.9: Simulación parámetros S acoplador direccional 2,1

Con respecto a la diferencia de fase que existe entre los accesos 2 y 3 del acoplador 2.1, la Figura 5.10, se observa que, para frecuencia de diseño de 26 GHz, así como para la banda en la que el acoplador presenta un nivel de adaptación de 30 dB, la diferencia de fase entre los accesos 2 y 3 se mantiene constante en 90°. Esta diferencia de fase también es constante en 90° para niveles de adaptación más reducidos en valor absoluto, como 25 dB.



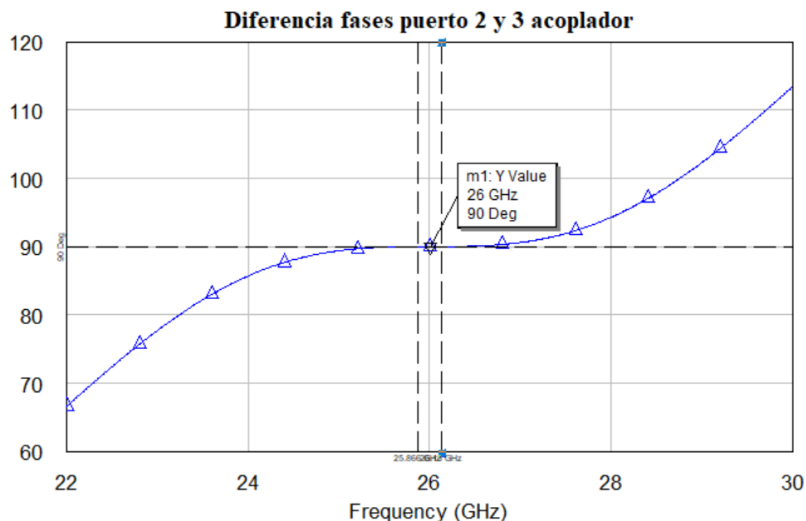


Figura 5.10: Diferencia de fases puerto 2 y 3 acoplador 2,1

- **Acoplador 3.1**

Para el diseño de este acoplador se requiere un nivel de acoplo de 6.98 dB (véase Tabla 5.1). Este valor corresponde a una  $m = 0.477$ , donde empleando las ecuaciones 4.50 - 4.51, los valores de las impedancias correspondientes son  $Z_{c1} = 22.36 \Omega$  y  $Z_{c2} = 24.99 \Omega$ . Empleando estas impedancias, la simulación de los parámetros S de la Figura 5.11 permiten observar que para una adaptación a 30 dB el ancho de banda resultante es de 310 MHz, el cual ha mejorado en gran medida con respecto del acoplador 2.1 debido cada vez más a los valores del acoplo, cada vez más elevados. Para un nivel de adaptación de 25 dB, tal y como cabe esperar el ancho de banda es incluso más favorable, de 550 MHz. Los anchos de banda relativos para un nivel de adaptación de 30 y de 25 dB son de 1.19% y de 2.11% respectivamente.

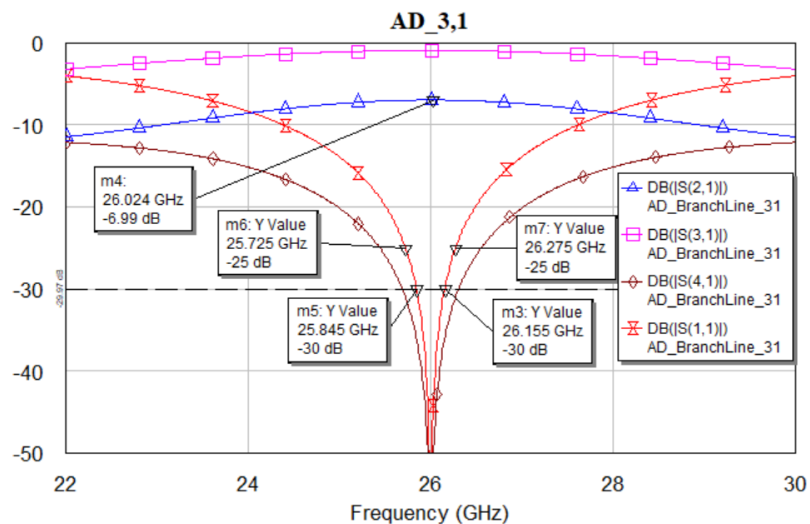


Figura 5.11: Simulación de parámetros S del acoplador 3,1

En lo referente a la diferencia de fases entre los puertos 2 y 3 del acoplador 3.1 se observa que esta también es constante y de  $90^\circ$  a lo largo de tanto los 550 MHz de ancho de banda al nivel de 25 dB como los 310 MHz de ancho de banda al nivel de 30 dB

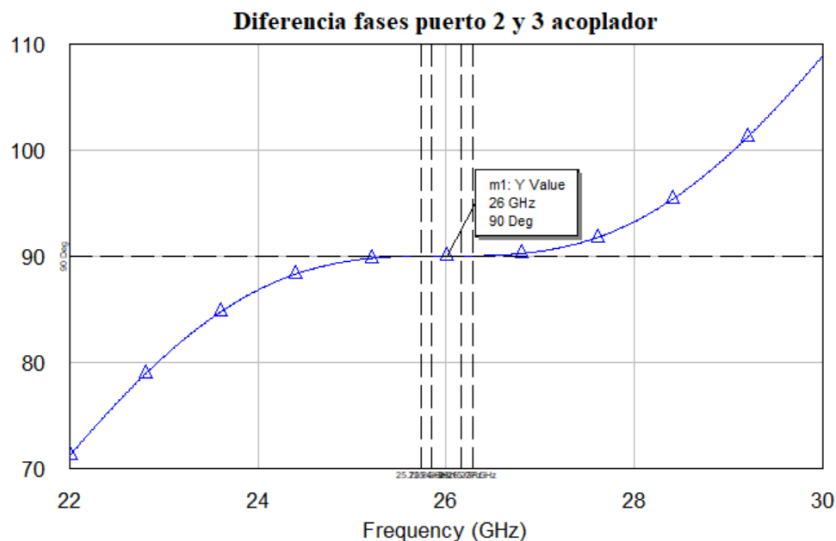


Figura 5.12: Diferencia de fases puerto 2 y 3 acoplador 3,1

#### • Acoplador 4.1

El acoplador 4.1 necesita un valor de acoplamiento teórico para el puerto 2 de 6.02 dB, tal y como se indica en la Tabla 5.1. Mediante este valor de acoplo, las impedancias necesarias de las líneas de transmisión han de ser  $Z_{c1} = 25 \Omega$  y  $Z_{c2} = 28.86 \Omega$ . Estas impedancias permiten obtener la simulación observada en la Figura 5.13, donde debido a reducir el parámetro de acoplo de los acopladores direccionales, el ancho de banda de cada uno de estos aumenta. En este caso, el ancho de banda para un nivel de 25 dB y de 30 dB es de 670 MHz y 370 MHz respectivamente. Los anchos de banda relativos son de 2.57 % y de 1.43 % para una adaptación de 25 dB y 30 dB.

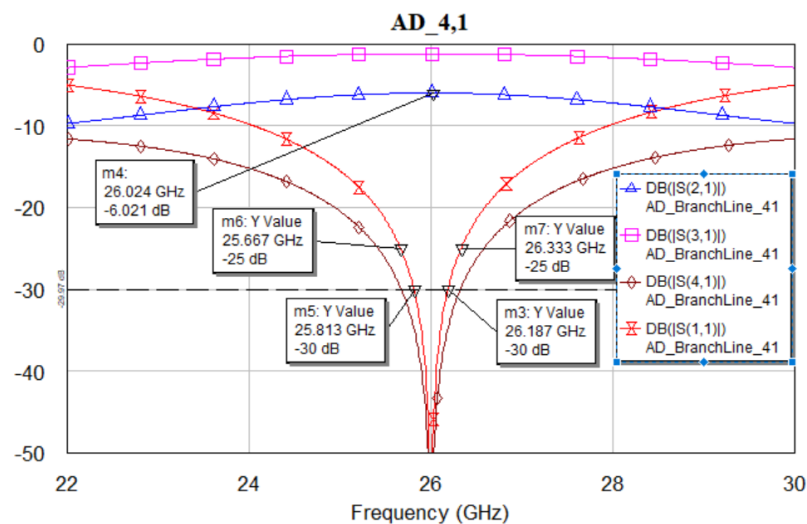


Figura 5.13: Simulación parámetros S acoplador 4,1

En cuanto a la diferencia de fases entre los puertos del acoplador 4.1, esta se mantiene en  $90^\circ$  a lo largo de toda la banda de funcionamiento del acoplador, tal y como se puede observar en la Figura 5.14.

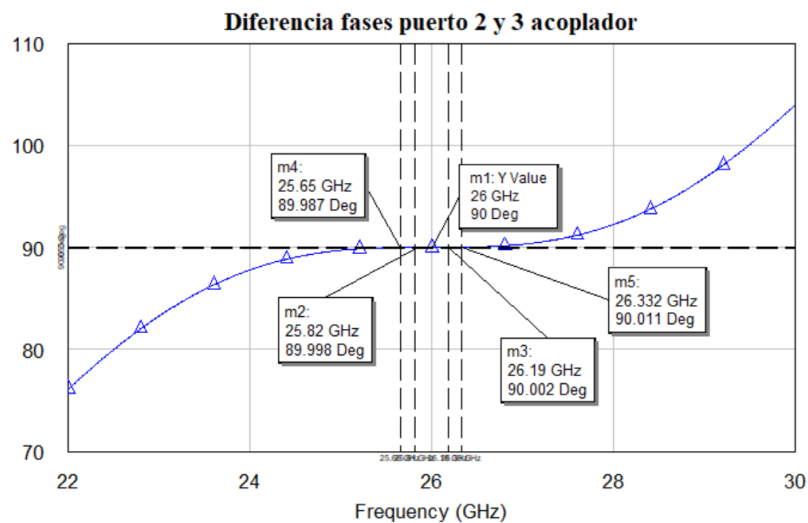


Figura 5.14: Diferencia de fases entre puertos 2 y 3 del acoplador direccional 4,1

- **Acoplador 5.1**

Finalizando con la descripción de los acopladores de la matriz de Nolen original seleccionados, se halla el acoplador 5.1 el cual requiere de un parámetro de acoplo de 4.77 dB tal y como se indica en la Tabla 5.1. Este valor corresponde con unas impedancias de las líneas  $Z_{c1} = 28.86 \Omega$  y  $Z_{c2} = 35.35$ . La simulación de los parámetros S correspondientes a este acoplador direccional se indican en la Figura 5.15, donde se puede observar que en este caso los anchos de banda para estos niveles de adaptación de 25 dB y 30 dB, los anchos de banda son de 890 MHz y de 500 MHz respectivamente. Los anchos de banda relativos correspondientes a estos niveles son de 3.42% y 1.92%.

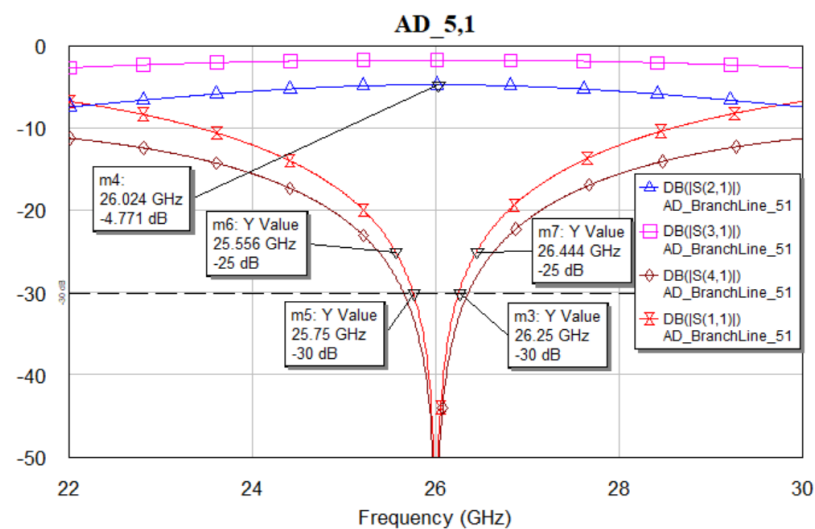


Figura 5.15: Simulación parámetros S acoplador 5,1

En este caso la diferencia de fase entre los puertos 2 y 3 de los acopladores direccionales también se mantiene constante en  $90^\circ$  a lo largo de la banda de funcionamiento del acoplador 5.1, tanto para el ancho de banda de 890 MHz como el de 500 MHz.

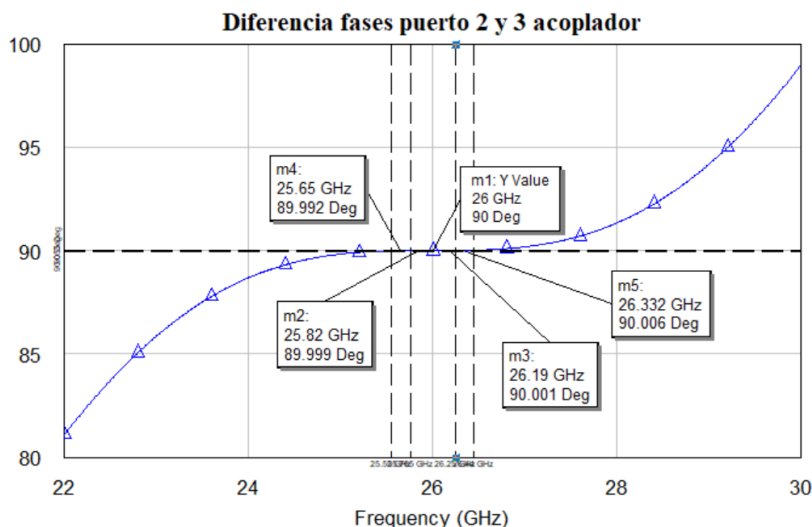


Figura 5.16: Diferencia de fase entre puertos 2 y 3 del acoplador 5.1

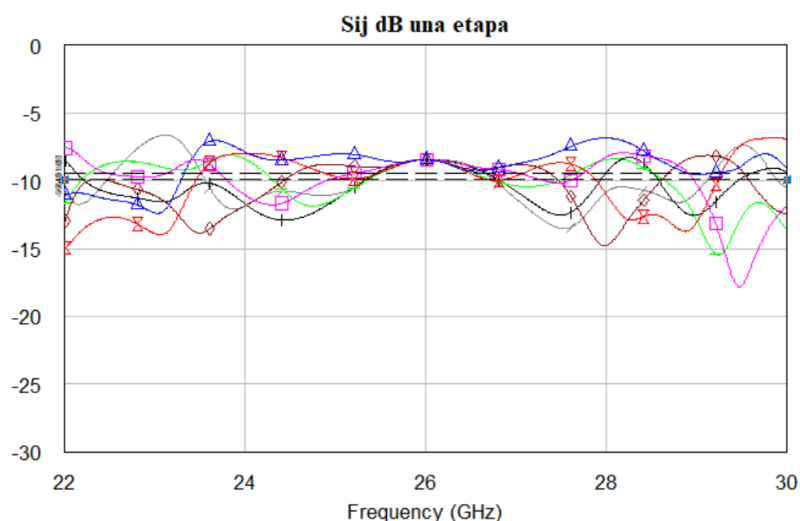
Estos cinco acopladores han sido elegidos debido a que son aquellos que presentan un valor más reducido en lo que al acoplo se refiere, siendo más restrictivo su diseño y presentando un menor ancho de banda que el resto de los acopladores direccionales empleados en la matriz de Nolen. El resto de los acopladores empleados son descritos en el Anexo A.

A modo de resumen del análisis de estos acopladores descritos, las características principales de ancho de banda de estos acopladores pueden ser vistas en la Tabla 5.3.

Acoplador M.N	Ancho Banda modelo original
1.1	0.92%
2.1	1.03%
3.1	1.19%
4.1	1.43%
5.1	1.92%

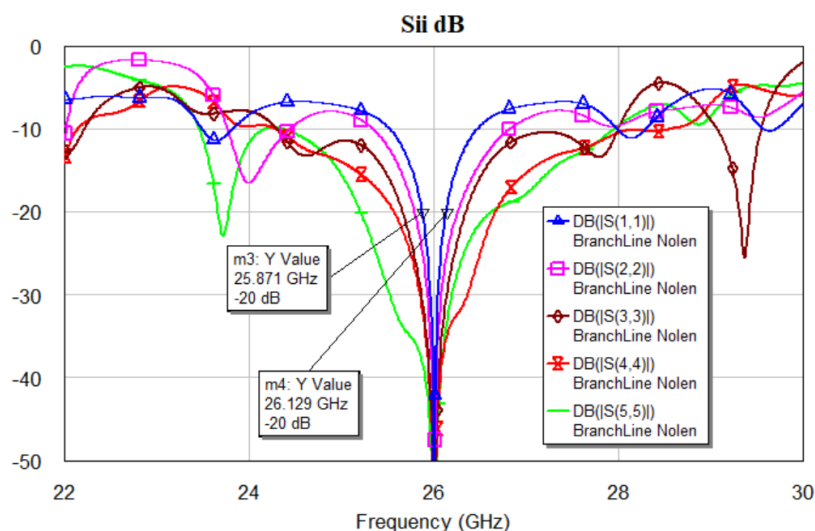
Tabla 5.3: Características ancho banda acopladores monoetapa

Una vez diseñados los acopladores direccionales descritos en este capítulo 5 y en el Anexo A, así como los valores de los desfases realizados a través de líneas de transmisión, se logra obtener la matriz de Nolen 5x7. Inicialmente, se ha procedido a verificar la correcta asignación de los desfases en las líneas de transmisión empleadas en toda la matriz. Para ello, se ha representado de manera gráfica los parámetros S de la matriz para cada puerto de alimentación de entrada, comprobando que para la frecuencia de 26 GHz todos los parámetros S referentes a los puertos de salida de la matriz de Nolen presenten la misma amplitud. En la Figura 5.17 se puede observar los parámetros  $S_{1N}$ , que hacen referencia a los coeficientes de transmisión de la matriz cuando se alimenta por el puerto número 1. Tal y como se puede observar, para el puerto de entrada 1, los coeficientes de transmisión presentan la misma amplitud, con lo que las fases a lo largo de la primera fila de la matriz se han asignado correctamente.



**Figura 5.17: Coeficientes de transmisión  $S_{1N}$  matriz de Nolen**

La problemática principal de esta matriz surge a raíz del uso de acopladores direccionales Branch-Line de una única etapa, siendo estos acopladores de banda muy estrecha tal y como se ha podido comprobar anteriormente. Es por este motivo por el que el ancho de banda total de la matriz de Nolen 5 x 7 diseñada es muy reducido, tal y como se indicaba en [24]. La Figura 5.18 permite observar este estrecho ancho de banda a través de los parámetros  $S_{ii}$  de la matriz de Nolen, correspondientes a los coeficientes de reflexión de cada puerto de entrada  $M=1 \dots 5$ . En la Figura se observa que cada puerto de entrada presenta un ancho de banda diferente, siendo el más restrictivo el puerto de entrada 1 de la matriz, debido a que es el que presenta un mayor número de elementos conectados en serie. Se observa que el ancho de banda a un nivel de adaptación de 20 dB queda reducido a 250 MHz para el caso más extremo, lo cual corresponde a un ancho de banda relativo de 0.9%, similar al ancho de banda relativo del acoplador 1.1.



**Figura 5.18: Parámetros S Matriz nolen original**

Debido a esta limitación en lo que a ancho de banda se refiere, se propone una modificación de esta matriz de Nolen para mejorar las prestaciones. Esta modificación puede encontrarse en [24] y consiste en emplear componentes de banda ancha, en este caso acopladores. Si se logra obtener elementos de banda ancha con una fase estable, la red puede alcanzar anchos de banda muy elevados [24] mejorando las prestaciones de esta red de alimentación haciéndola factible para aplicaciones que requieran un gran ancho de banda.

## 5.2 Estudio preliminar de mejora de ancho de banda

Para el estudio de una mejora en las prestaciones de la matriz de Nolen se propone emplear acopladores Branch-Line de dos etapas, ya que estos permiten aumentar en gran medida el ancho de banda en comparación a los acopladores Branch-Line tradicionales [32]. Aumentando el ancho de banda de cada acoplador a diseñar es posible aumentar el ancho de banda total de la matriz de Nolen [24]. Sin embargo, el hecho de añadir más etapas a los acopladores direccionales causa que el tamaño físico de la matriz se vea aumentado de manera considerable.

En la Figura 5.19 se puede observar el esquema de un acoplador Branch-Line de dos etapas. Este acoplador es similar al anterior, donde ahora el puerto acoplado es corresponde al número 3, mientras que el puerto directo corresponde al número 2. Es una red simétrica, pasiva, recíproca y sin pérdidas formada por líneas de transmisión de longitud eléctrica  $\lambda/4$  donde las impedancias son simétricas con respecto al eje horizontal del acoplador. En este acoplador, dado que cada línea empleada incorpora un desfase de  $90^\circ$ , los desfases entre los puertos de entrada ahora varían levemente, siendo de  $180^\circ$  para el puerto directo mientras que para al puerto acoplado es de  $270^\circ$ .

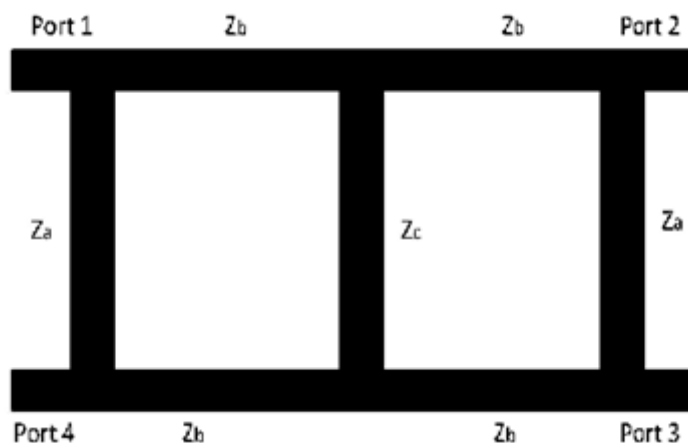


Figura 5.19: Diagrama Branch-Line 2 etapas [33]

El análisis y procedimiento de diseño de este tipo de acopladores multietapa ha sido ampliamente abordado en la literatura [32-34], pero sin embargo para realizar una comprobación inicial de que el uso de un acoplador de banda ancha resulta en una mejora en el ancho total de la matriz se empleará [35]. En él, se hallan tabulados los diferentes valores de las admitancias de entrada para unos valores de acoplo determinados entre el rango de 20 dB de acoplo hasta 3 dB donde el puerto acoplado en este caso corresponde al acceso diagonal de puerto de entrada.

Como se requieren unos valores de acoplo muy concretos que no son posible obtener directamente a través de [35], se ha desarrollado un sencillo programa de MATLAB que permite obtener los valores de las impedancias a partir de los datos tabulados por simple interpolación. Este programa se halla en el Anexo C.

El uso de [35] supone una complicación en lo que a la implementación de la matriz de Nolen se refiere, ya que no presenta el puerto directo como el acoplado, debiendo realizar modificaciones en el esquemático de la matriz global para adecuarlo a este cambio. Sin embargo, se considera una buena aproximación al planteamiento inicial ya que permite validar las afirmaciones sobre mejoras de ancho de banda en la matriz de Nolen observadas en [24]. En la Figura 5.20 se observa que, para poder realizar la comprobación de la mejora, se han permutado los puertos 2 y 3 con respecto de la Figura 5.6 para poder ser introducidos en el esquemático de la matriz de Nolen de la Figura 5.1.

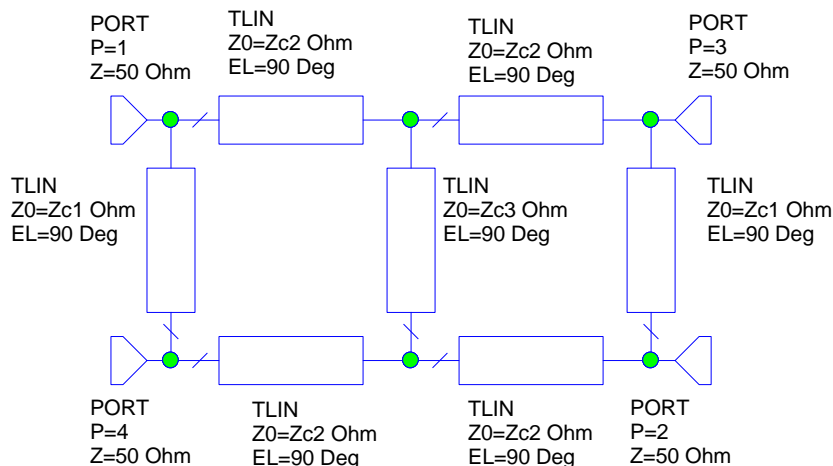


Figura 5.20: Esquemático acoplador Branch-Line 2 etapas

Se desea destacar que la matriz de Nolen diseñada requiere de parámetros de acoplo que se encuentran por debajo de los 3 dB, como es el caso de los acopladores descritos en el Anexo A. Estos acopladores con un acoplo por debajo de los 3 dB no se hallan tabulados en [35], pero sin embargo son fácilmente obtenibles empleando la ecuación 4.12. Para estos acopladores con un acoplo inferior a 3 dB, la rama del acoplador que reparte la potencia a los elementos radiantes corresponderá con el puerto 3 de la Figura 5.20, mientras que la rama que distribuye al resto de acopladores será la 2, tal y como es en el modelo original de Nolen. Este hecho incorpora cambios en las longitudes de las líneas de transmisión a emplear, ya que se ha de mantener la referencia de fase para todos los acopladores y este cambio en la disposición de los acopladores a mitad de la línea de alimentación serie fuerza la modificación de la longitud eléctrica de las líneas salientes de estos acopladores tanto en horizontal como vertical. Se contemplan tres situaciones:

- I. Situación ideal: Corresponde a la primera fila de la matriz. En este caso, cada acoplador incorpora desde el puerto 1 hasta el puerto 3 un desfase de  $180^\circ$ . Teniendo en cuenta que la referencia de fase es  $0^\circ$ , las líneas horizontales deben de tener una longitud eléctrica  $\lambda/4$ , incorporando un desfase de  $180^\circ$  hacia el acoplador siguiente. Las líneas verticales presentan un desfase de  $90^\circ$  permitiendo mantener de ese modo la referencia de fase  $0^\circ$ , tal y como se observa en el circuito simplificado a través de la Figura 5.21.

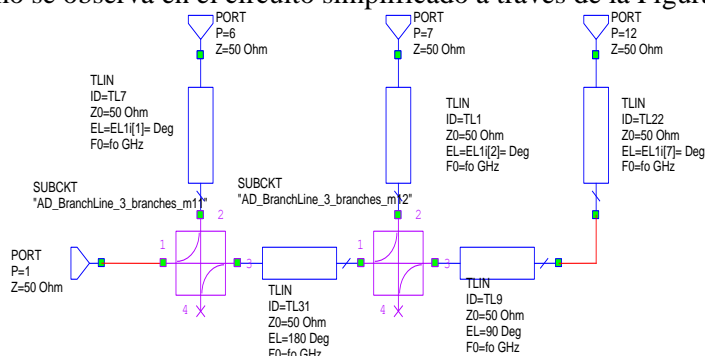


Figura 5.21: Esquemático simplificado primera fila

- II. Situación segunda fila. En esta fila existen dos acopladores cuyos parámetros de acoplo son menores de 3 dB. En este caso los puertos se hallan permutados, donde siguiendo la nomenclatura de la Figura 5.20, el puerto conectado a los elementos radiantes es el 3, mientras que el conectado a los acopladores dispuestos en fila es el puerto 2. Debido a esta permutación de puertos, las líneas horizontales en este caso han de ser de longitud  $\lambda/4$ , incorporando un desfase de  $90^\circ$  que permita mantener la referencia de fase. En cuanto a las líneas de transmisión verticales, si el acoplador situado justo debajo presenta la nomenclatura de la Figura 5.20, conectándose la línea al puerto 3 de salida, este habrá introducido un desfase de  $180^\circ$ , mientras que el acoplador superior habrá introducido un

desfase de  $180^\circ$  desde el puerto 4 al puerto 2 además de los  $90^\circ$  adicionales de la línea de transmisión que conecta los elementos radiantes. De ese modo, la línea de transmisión que conecta ambos acopladores debe presentar un desfase de  $90^\circ$  adicionales al desfase original obtenido del algoritmo de la matriz de Nolen.

Si no hay permutación de puertos alguna y el acoplador superior sigue la nomenclatura de la primera fila, el desfase adicional en este caso será de  $0^\circ$ . El proceso descrito puede observarse a través del esquemático de la Figura 5.22

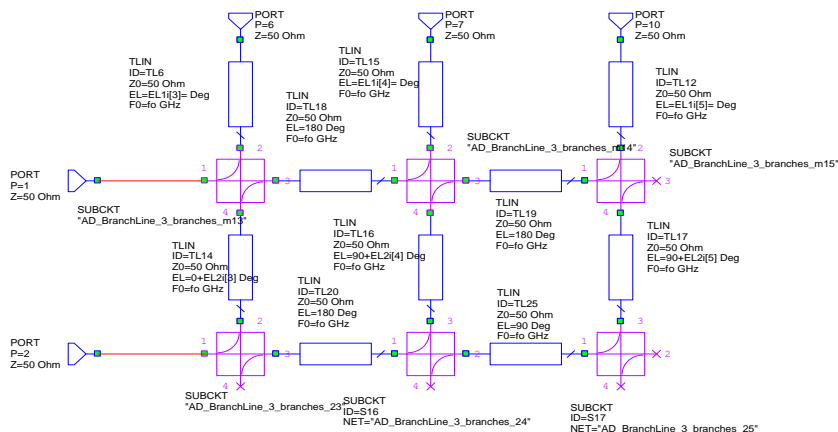


Figura 5.22: Esquemático situación segunda fila

III. Situación tercera fila y sucesivas. En esta fila también se producen permutas de puertos tal y como sucede en la Figura 5.22 correspondiente a la segunda fila, pero con el aspecto añadido de que los acopladores que presentan esta permuta se conectan entre sí, tal y como se observa en la Figura 5.23. En estos casos, cada acoplador con los puertos permutados incorpora un desfase de  $180^\circ$  si la señal entrante sale hacia el puerto 3, mientras que del puerto 4 al puerto 3 el desfase es de  $270^\circ$ . Para mantener la referencia de fase, el desfase adicional de estas líneas ha de ser de  $270^\circ$  entre estos dos acopladores. Los cambios pueden ser observados mediante una simplificación de las conexiones entre la línea de alimentación 2 y 3 a través de la Figura 5.23,

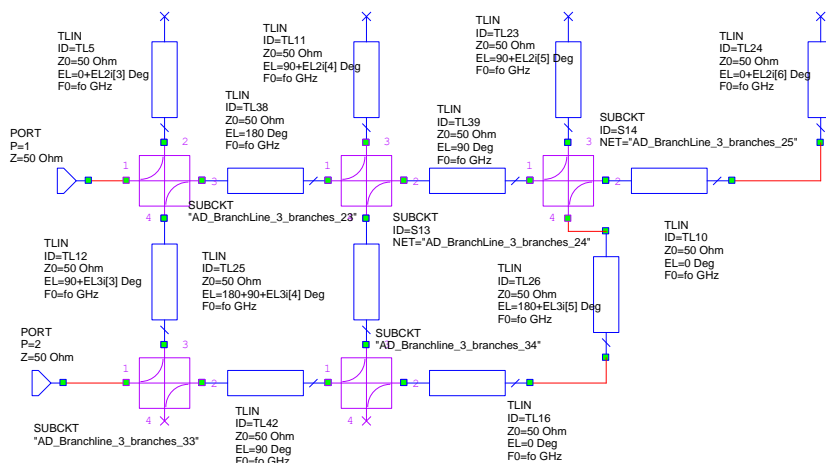


Figura 5.23: Situación tercera fila y sucesivas

Para establecer una comparativa entre los acopladores de una etapa diseñados para la matriz original y esta primera aproximación a la mejora de la matriz, se emplearán los acopladores 1.1, 2.1, 3.1, 4.1 y 5.1. La comparativa del resto de acopladores pueden hallarse en el Anexo B.



- **Acoplador 1.1**

Comenzando con el primer acoplador, los resultados teóricos establecen que se necesita un acoplo de 8.45 dB. A través de [35] y el programa de MATLAB descrito en el Anexo C, los valores de las impedancias obtenidas son  $Z_{c1} = 231.16 \Omega$ ,  $Z_{c2} = 46.58 \Omega$  y  $Z_{c3} = 125.78 \Omega$ . Si bien estas impedancias presentan valores muy extremos en lo que a una implementación física se refiere, esta primera prueba preliminar sirve para comprobar las mejoras realizadas en la matriz global. Con estos valores, tal y como se observa en la Figura 5.24, los anchos de banda absolutos obtenidos para un nivel de 25 dB y 30 dB son de 12 GHz y 10.3 GHz respectivamente, lo cual implica anchos de banda relativos de 47.3% y del 39.6%. Tal y como se puede apreciar, existe una amplia mejora con respecto del Acoplador 1.1 monoetapa ya que, en este caso anterior, el ancho de banda relativo era de 0.92% para una adaptación de 30 dB. Si bien el acoplo obtenido a través de la simulación no coincide con el teórico deseado, se puede apreciar una mejora con respecto al acoplador original.

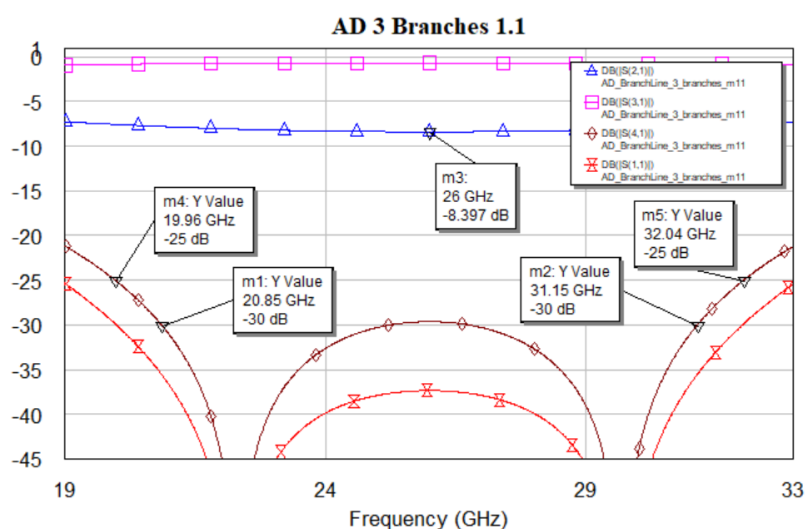


Figura 5.24: Parámetros S acoplador 1.1 modificado

Tal y como se observa en la Figura 5.25, la diferencia de fase entre el puerto 3 y 2 es constante en  $90^\circ$  a lo largo de toda la banda de trabajo para los anchos de banda de 12 GHz y de 10 GHz mencionados anteriormente.

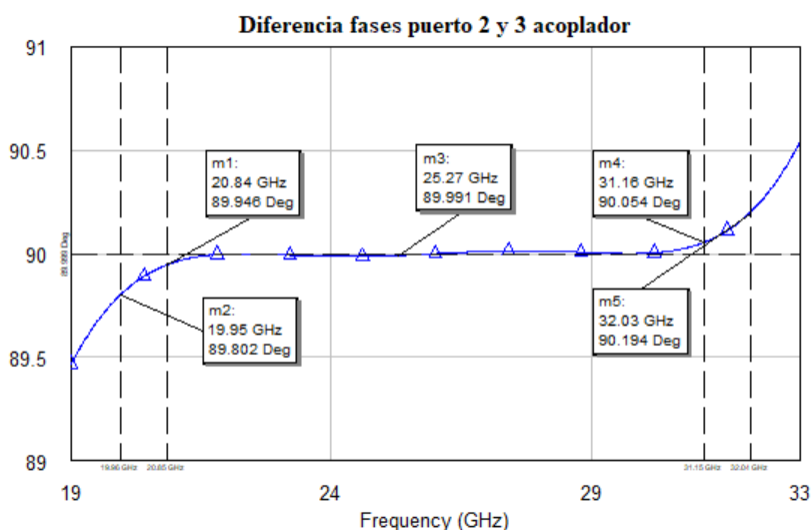


Figura 5.25: Diferencias puertos 3 y 2 acoplador 11 modificado

Si bien el caso del acoplador 1.1 era el más restrictivo del modelo original en lo que a ancho de banda se refiere, es de esperar que el resto de los acopladores presenten incluso mayores anchos de banda debido a un menor acoplo en términos absolutos, lo que resulta en valores de impedancias realizables en la práctica.

- **Acoplador 2.1**

Para este acoplador, según los resultados teóricos se necesita un acoplo de 7.78 dB. En [35] no aparece tabulado tal valor, por lo que empleando el programa de MATLAB del Anexo C, los valores de las impedancias obtenidas son  $Z_{c1} = 211.86 \Omega$ ,  $Z_{c2} = 45.96 \Omega$  y  $Z_{c3} = 114.05 \Omega$ . Empleando estas impedancias, los anchos de banda obtenidos para este acoplador para un nivel de 25 dB y 30 dB son de 11.68 GHz y de 10.02 GHz respectivamente, lo que supone anchos de banda relativos de 44.92% y de 38.53%. Comparando con los anchos relativos obtenidos con el acoplador 2.1 de una única etapa, se observa en la Figura 5.26 una importante mejora, ya que este presentaba un ancho de banda relativo de 1.03% para una adaptación de 30dB.

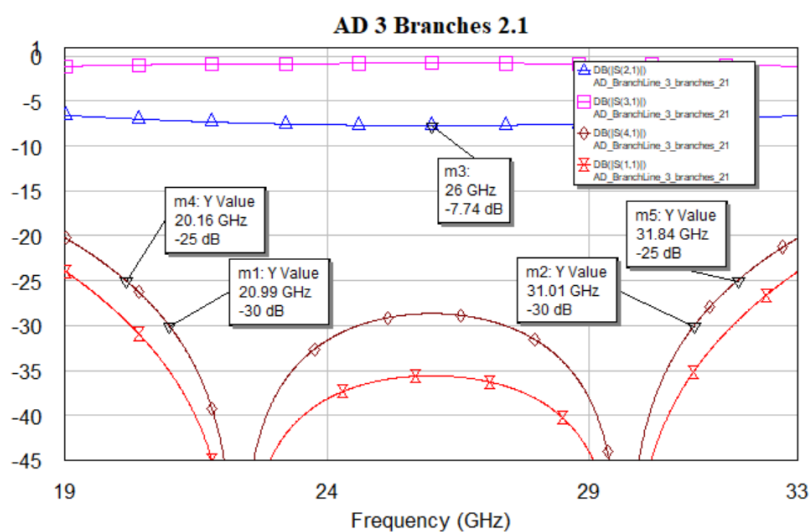


Figura 5.26: Parámetros S acoplador 2.1 modificado

En lo que se refiere a la diferencia de fase entre los puertos de este acoplador, se observa que la diferencia de fase es constante aproximadamente en  $90^\circ$  en toda la banda de trabajo. Si bien es cierto que el hecho de emplear más etapas ha causado que exista una ligera desviación hacia frecuencias más alejadas de la frecuencia central, pero debido a esta ligera desviación, se considera constante.

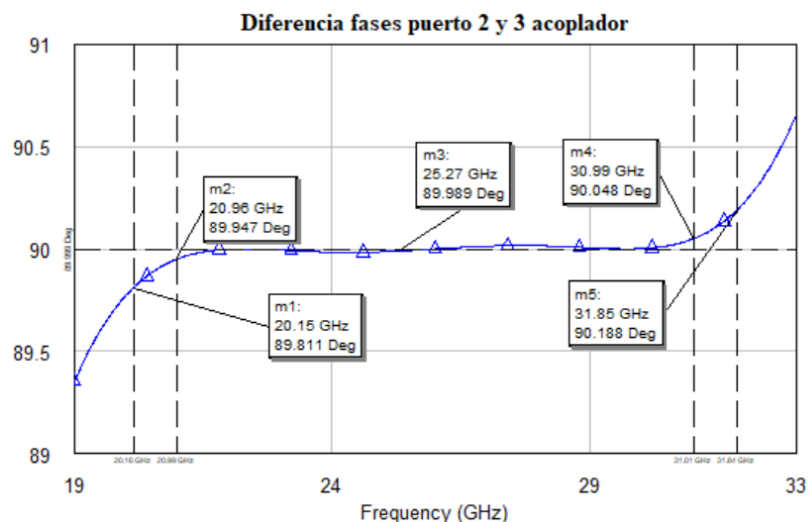


Figura 5.27: Diferencia de fase entre puertos 3 y 2 acoplador 2.1

- **Acoplador 3.1**

En lo que respecta al acoplador 3.1, su diseño ha sido realizado a través de [35] y empleando el programa del Anexo C dado que su valor de acoplo de 6.98 dB no se hallaba tabulado. Mediante interpolación, los valores obtenidos de las impedancias obtenidas han sido  $Z_{c1} = 188.82 \Omega$ ,  $Z_{c2} = 44.90 \Omega$  y  $Z_{c3} = 99.46 \Omega$ . Con estos valores, la simulación de los parámetros S de la Figura 6.28 permite observar que, para una adaptación de 25 dB y 30 dB, los anchos de banda obtenidos son de 11.18 GHz y 9.68 GHz respectivamente, suponiendo eso anchos de banda relativos del 43% y del 37%.

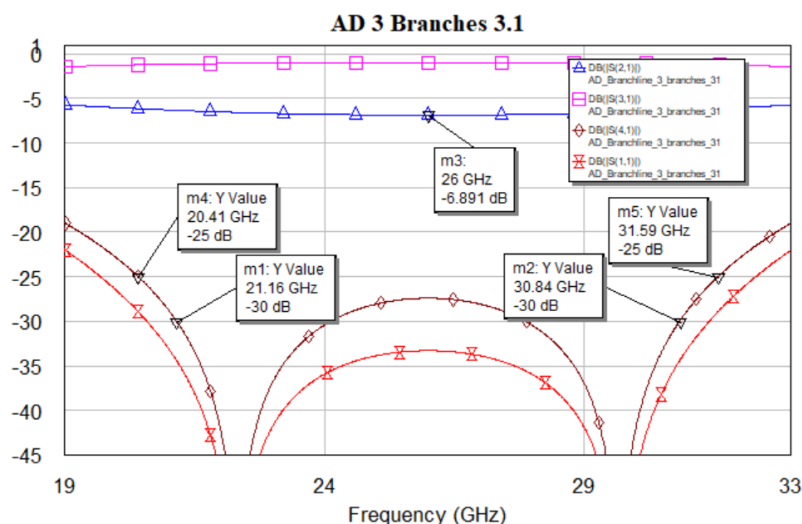


Figura 5.28: Parámetros S acoplador direccinonal 3.1 modificado

En lo que a diferencia de fase respecta entre los puertos del acoplador, se observa que, a las frecuencias más lejanas de la frecuencia de 26 GHz, sí que existe una ligera desviación de fase, de aproximadamente  $\pm 0.2^\circ$ . Sin embargo, para el resto de las frecuencias de la banda de trabajo la diferencia de fase sí que permanece constante en  $90^\circ$  tal y como se observa en la Figura 5.29

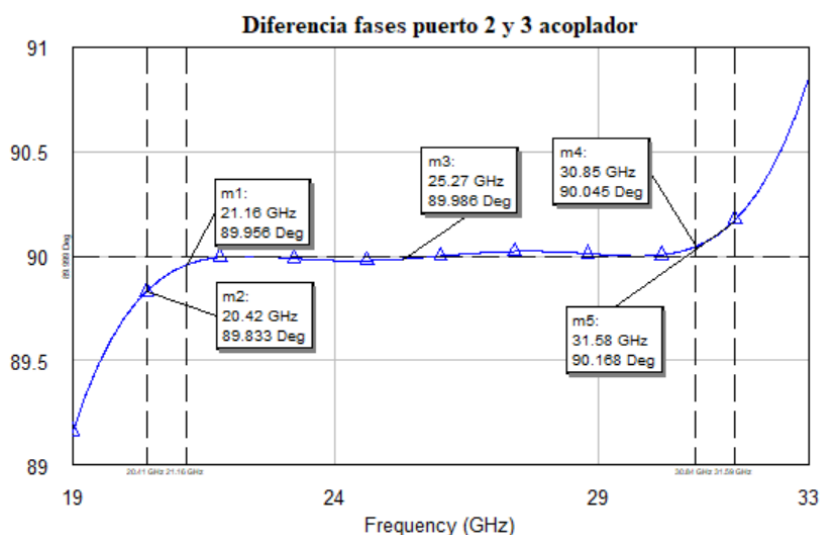


Figura 5.29: Diferencia de fase puertos 3 y 2 acoplador direccinonal modificado 3.1

- **Acoplador 4.1**

En este acoplador se observa que los valores de las impedancias obtenidos en [35] ya no permiten obtener un ancho de banda con adaptación de 30 dB, por lo que únicamente se hará mención del ancho a 25 dB. Los valores de las impedancias para este acoplador son de  $Z_{c1} = 166.82 \Omega$ ,  $Z_{c2} =$

$43.65 \Omega$  y  $Z_{c3} = 85.76 \Omega$ , permitiendo obtener anchos de banda para un nivel de 25 dB de 10.72 GHz lo cual supone un ancho de banda relativo del 41.23% tal y como se observa en la Figura 5.30

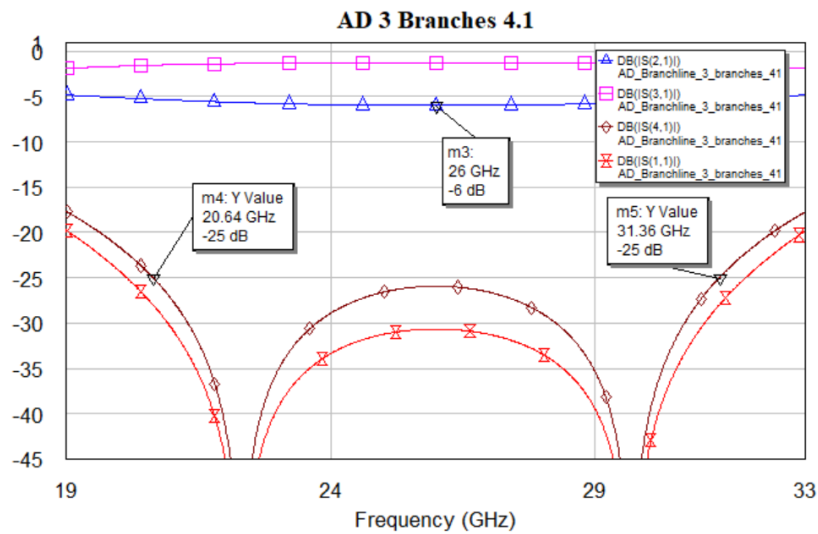


Figura 5.30: Parámetros S acoplador direccional 4.1 modificado

En lo que a la diferencia de fase entre los acopladores se refiere, se observa que esa diferencia de  $\pm 0.2^\circ$  sigue presente para las frecuencias de trabajo más alejadas de la central. Sin embargo, para el resto de las frecuencias de trabajo la diferencia entre puertos sí que se mantiene constante en  $90^\circ$ , tal y como se observa en la Figura 5.31.

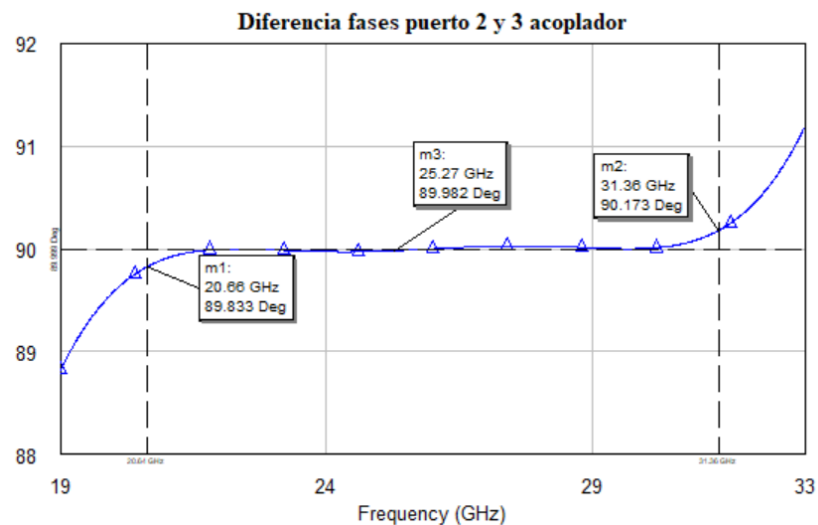


Figura 5.31: Diferencia de fases entre puerto 3 y 2 de acoplador 4.1

- **Acoplador 5.1**

Este acoplador ha de presentar un parámetro de acoplo de 4.77 dB, tal y como indica la Tabla 5.1. A través de [35] y el programa del Anexo C, los valores de las impedancias para el diseño de este nuevo acoplador con las prestaciones mejoradas son  $Z_{c1} = 137.24 \Omega$ ,  $Z_{c2} = 40.95 \Omega$  y  $Z_{c3} = 66.53 \Omega$ . Mediante estas impedancias, los parámetros S del acoplador direccional pueden observarse en la Figura 5.32, donde para un nivel de acoplo de 25 dB, el ancho de banda total obtenido es de 10.1 GHz. Este ancho de banda corresponde con un ancho de banda relativo del 38.84%.

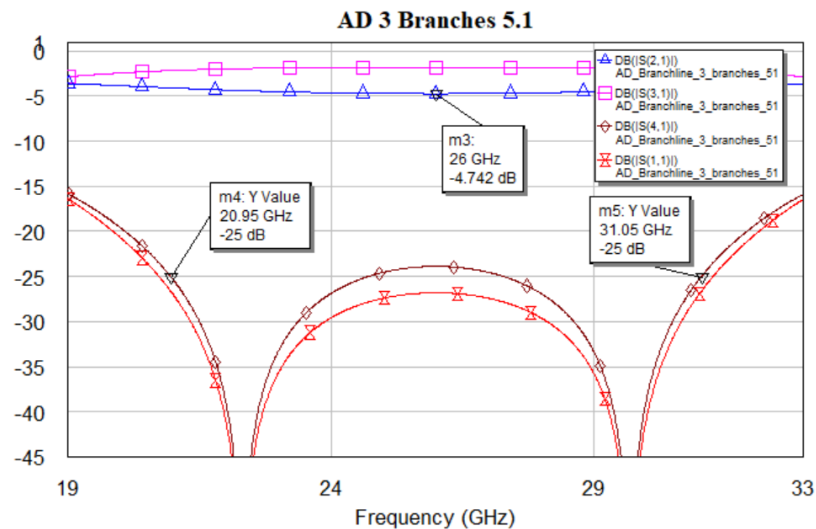


Figura 5.32: Parámetros S acoplador modificado 5.1

En lo que a diferencia de fase entre los puertos 2 y 3 del acoplador, se observa que la diferencia de fase se mantiene constante en  $90^\circ$  a lo largo de toda la banda de trabajo, tal y como se observa en la Figura 5.33

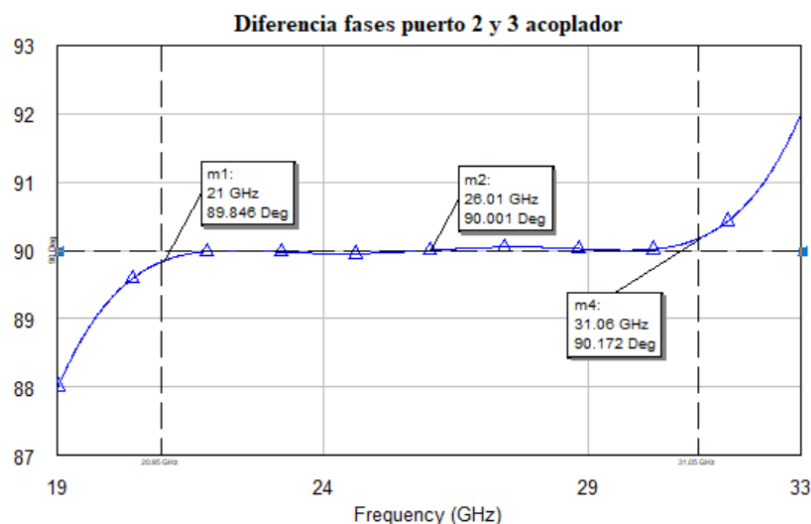


Figura 5.33: Diferencia de fase entre puertos 3 y 2 acoplador modificado 5.1

A lo largo del análisis de estos acopladores de dos etapas se ha observado que cuanto mayor es la potencia saliente por el puerto diagonal, menor es el ancho de banda. Esto es debido a que en estos acopladores modificados, la disposición de los puertos es contraria al modelo original, donde el puerto acoplado era el superior en vez del puerto diagonal. Esto causa el efecto opuesto al observado en el modelo original, donde al disminuir el acoplo en valor absoluto el ancho de banda total aumenta.

Una vez diseñados estos acopladores, se comprueba tal y como se ha hecho anteriormente que los desfases en las líneas de transmisión tanto verticales como horizontales han sido asignados de manera correcta. Para ello, se emplean los parámetros de transmisión de la matriz de Nolen, comprobando si a la frecuencia de 26 GHz estos presentan la misma amplitud para el mismo puerto de entrada  $M=1..5$ . En la Figura 5.34 se observa la simulación de los diferentes parámetros  $S_{5N}$  de transmisión, donde se observa que para la frecuencia de 26 GHz los coeficientes de transmisión presentan la misma amplitud. Esto permite afirmar que la asignación de los desfases que se ha realizado teniendo en cuenta las diversas situaciones mencionadas anteriormente ha sido correcta.

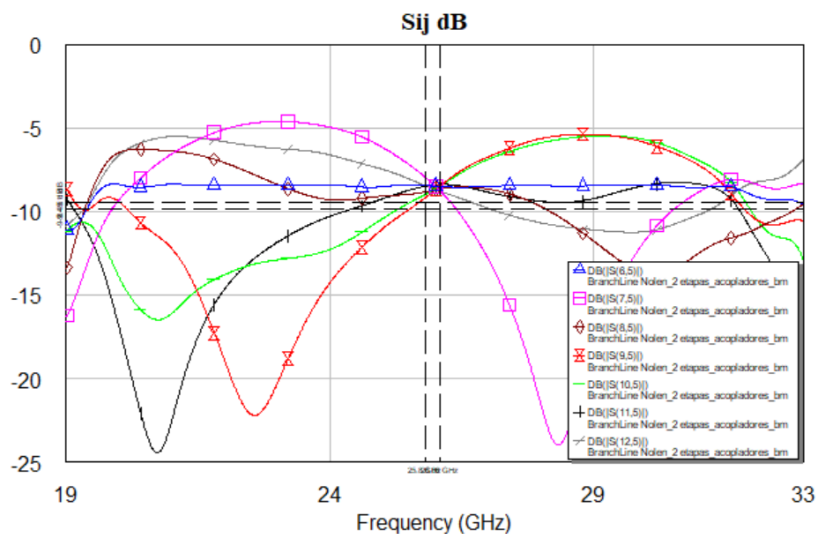


Figura 5.34: Parámetros  $S_{ij}$  de transmisión matriz de Nolen modificada

En cuanto a los resultados de esta prueba preliminar para comprobar si una mejora del ancho de banda de la matriz de Nolen es realizable, los resultados obtenidos en la Figura 5.35 afirman lo establecido en [24]. En una situación ideal donde las permutaciones de puertos descritas anteriormente fueran realizables, se observaría una mejora substancial del ancho de banda de la matriz de Nolen global, de varios GHz de ancho de banda. En la Figura 5.32 se puede observar que la simulación resultante de la matriz de Nolen presenta una respuesta tipo Chebyshev, donde en este caso el ancho de banda más estrecho de la matriz viene dado por la alimentación del array por el puerto de entrada número 5 de la matriz. A través de los acopladores descritos anteriormente, junto con aquellos descritos en el Anexo B, se observa que se logra obtener un ancho de banda con un nivel de adaptación de -15 dB de 12.7 GHz, el cual supone un ancho de banda relativo del 48.8%. Comparando con el modelo original de una única etapa, la mejora es altamente apreciable ya que para el caso del ancho de banda correspondiente al puerto de entrada número 5 de la red original, el ancho de banda era aproximadamente de 3 GHz, correspondiente a un ancho de banda relativo de 11.5%.

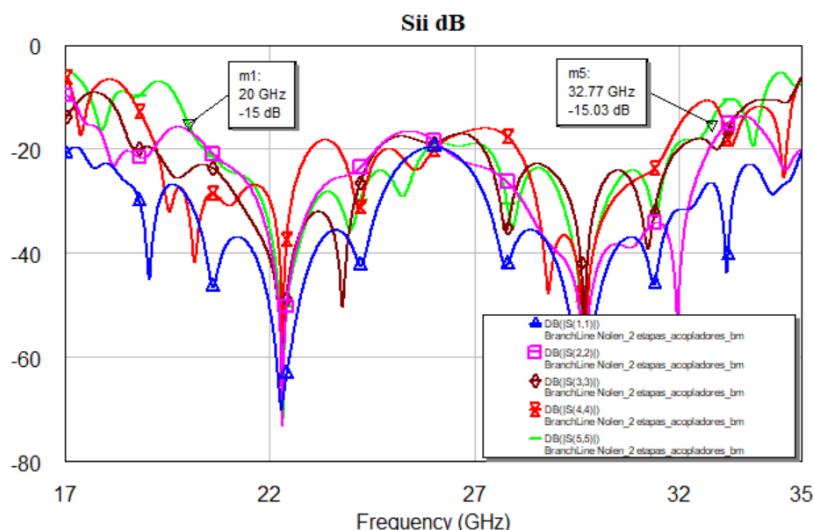


Figura 5.35: Simulación parámetros  $S_{ii}$  matriz Nolen modificada

Estos resultados permiten verificar la posibilidad de diseñar una matriz de Nolen, donde los acopladores presenten el puerto acoplado en la rama superior del acoplador tal y como requiere la matriz, mientras que el puerto directo que distribuya la potencia al resto de acopladores sea el diagonal. En el apartado siguiente, se procederá al diseño de estos nuevos y definitivos

acopladores con las características mencionadas siguiendo un proceso sistemático de optimización de cada acoplador presentando como base estos acopladores diseñados a partir de [36].

### 5.3 Propuesta final de mejora

Con el objetivo de presentar unos acopladores lo más similares posibles a los obtenidos anteriormente en [35], se han realizado varias pruebas de optimización para diferentes niveles de adaptación, concretamente para los niveles de 25 dB y 30 dB. Con estas diversas pruebas, se pretende encontrar un equilibrio entre adaptación y ancho de banda de la matriz de Nolen de manera global, ya que tal y como se ha podido comprobar anteriormente, el nivel de adaptación de los acopladores empleados en el diseño no es idéntico al nivel de adaptación de la matriz global debido a todos los elementos de los que requiere la matriz.

Para la realización de estos acopladores empleados en la propuesta final, se ha procedido a seguir la nomenclatura empleada en los acopladores originales, donde el puerto acoplado corresponde al puerto número 2, mientras que el directo corresponde al número 3 tal y como se observa en la Figura 5.36.

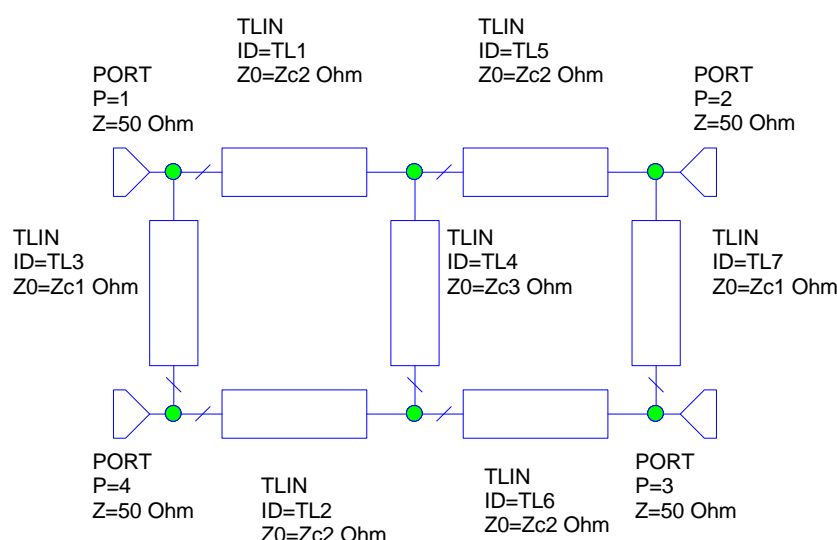


Figura 5.36: Esquemático seguido para diseño final de acopladores

Inicialmente, se desean obtener anchos de banda de 4 GHz para un nivel de adaptación de 25 dB, abarcando desde 24-28 GHz. En cuanto a los acopladores con nivel de adaptación de 30 dB, el ancho de banda mínimo exigido es de 3 GHz, correspondiente a 24.5-27.5 GHz. Este requisito ha sido impuesto tras varias comprobaciones, donde para el caso de niveles de acoplo elevados en valor absoluto resulta complicado el obtener anchos de banda más elevados debido a los valores tan reducidos de las impedancias de las líneas de transmisión de los acopladores. Cabe destacar que, para aquellos acopladores cuyo parámetro de acoplo es más reducido, los anchos de banda serán mayores que los mínimos exigidos, tal y como se comprobará más adelante.

Debido a que ahora el puerto que distribuye la potencia hacia los elementos radiantes es el superior, este incorpora un desfase de  $180^\circ$  por este puerto, mientras que hacia el resto de los acopladores conectados al mismo puerto de alimentación M el desfase introducido con respecto del puerto de entrada del acoplador es de  $270^\circ$ . Para mantener la referencia de fase de  $0^\circ$ , las líneas de transmisión situadas entre acopladores han de presentar una longitud  $\lambda/4$ , mientras que el desfase adicional que se ha de incorporar en los desfases de la matriz de Nolen situados en paralelo es de  $0^\circ$  para lograr mantener la referencia de fase.

- **Acoplador 1.1**

Comenzando con la optimización del primer acoplador de la matriz, tras realizar varias simulaciones para obtener el mayor ancho de banda posible manteniendo el acoplo de 8.45 dB requerido, el mejor resultado que se ha obtenido corresponde a los valores de las impedancias  $Z_{c1} = 69.80 \Omega$ ,  $Z_{c2} = 23.88 \Omega$  y  $Z_{c3} = 13.17 \Omega$ . Para estos valores, los resultados obtenidos son los observados en la Figura 5.37, donde se observa que, para el nivel de 25 dB, el mayor ancho de banda obtenido ha sido de 4.4 GHz, correspondiente a un ancho de banda relativo de 17%. Se observa una mejora con respecto al acoplador original, donde el ancho de banda correspondiente al mismo nivel de adaptación de 25 dB era de apenas 420 MHz. Se observa un incremento de un 15% del ancho de banda con respecto al modelo original.

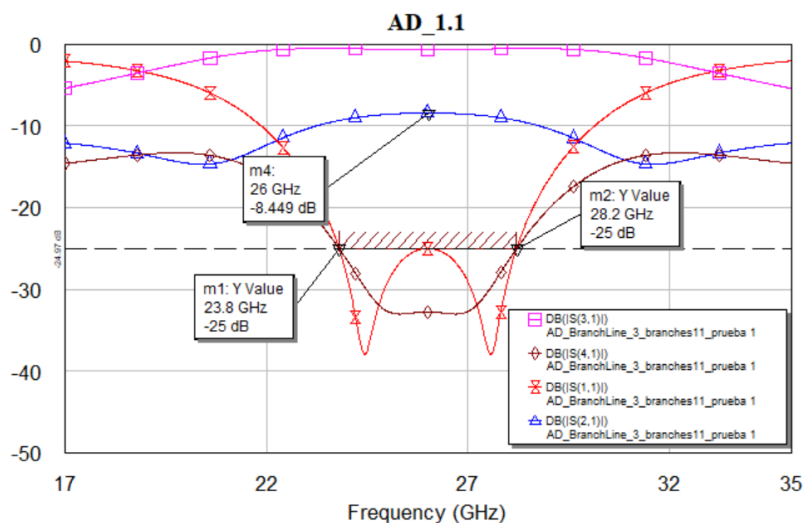


Figura 5.37: Parámetros S acoplador final 1.1 25 dB

En lo que al acoplador con una adaptación de 30 dB respecta, existe una diferencia entre el valor del acoplo teórico deseado de 8.45 dB y el obtenido a través de la optimización para un ancho de banda aproximado de 3 GHz, el cual corresponde a 8.36 dB tal y como se observa en la Figura 5.38. Para este nivel de acoplo y ancho de banda, los valores de las impedancias obtenidas son  $Z_{c1} = 72.08 \Omega$ ,  $Z_{c2} = 24.98 \Omega$  y  $Z_{c3} = 14.02 \Omega$ . Estableciendo una comparativa con los anchos de banda del modelo original, la mejora es más que notable ya que para este acoplador de dos etapas el ancho de banda relativo es de 11%, mientras que para el acoplador original era a penas de 0.92%.

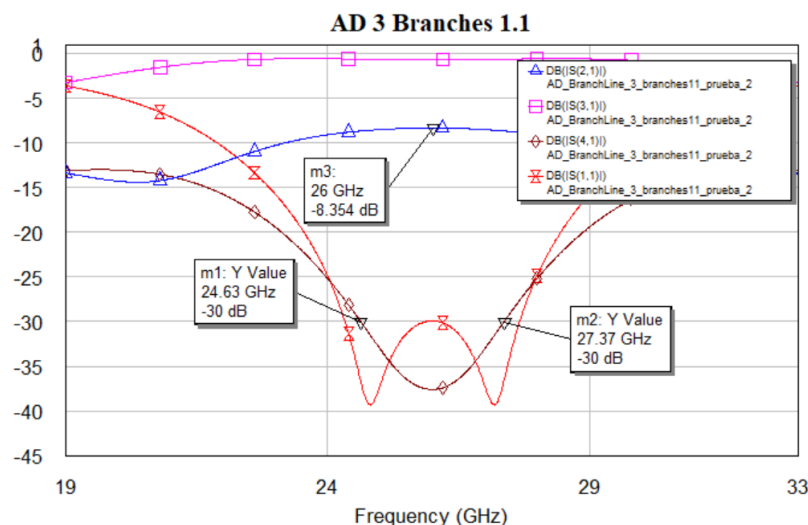


Figura 5.38: Parámetros S acoplador 1.1 final 30 dB



• **Acoplador 2.1**

Tras realizar varias simulaciones, el mayor ancho de banda obtenido correspondiente a un nivel de adaptación de 25 dB ha sido de 4.78 GHz, superando al ancho de banda mínimo establecido, tal y como se observa en la Figura 5.39. El ancho de banda relativo para este acoplador es de 18.32% mejorando ampliamente al ancho de banda original el cual ascendía a 1.84%. Para este ancho de banda, las impedancias obtenidas son de  $Z_{c1} = 72.30 \Omega$ ,  $Z_{c2} = 24.90 \Omega$  y  $Z_{c3} = 14.56 \Omega$ , logrando mantener de ese modo el valor de acoplo requerido para la matriz de 7.78 dB.

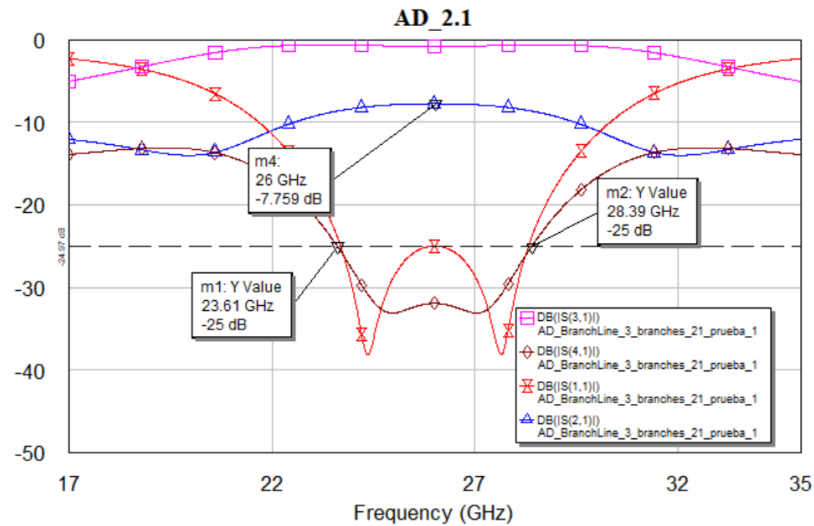


Figura 5.39: Parámetros S acoplador final 2.1 adaptación 25 dB

En lo que respecta a la optimización del acoplador 2.1 para obtener una adaptación de 30 dB manteniendo un ancho de banda mínimo de 3GHz, se observa que a través de los valores de las impedancias  $Z_{c1} = 74.35 \Omega$ ,  $Z_{c2} = 24.47 \Omega$  y  $Z_{c3} = 13.64 \Omega$  el ancho de banda obtenido es de 3.46 GHz. El ancho de banda relativo de 13.30 % supera ampliamente al ancho de banda relativo de 1.03% manteniendo el mismo nivel de acoplo de 7.78 dB aproximadamente tal y como se aprecia en la Figura 5.40.

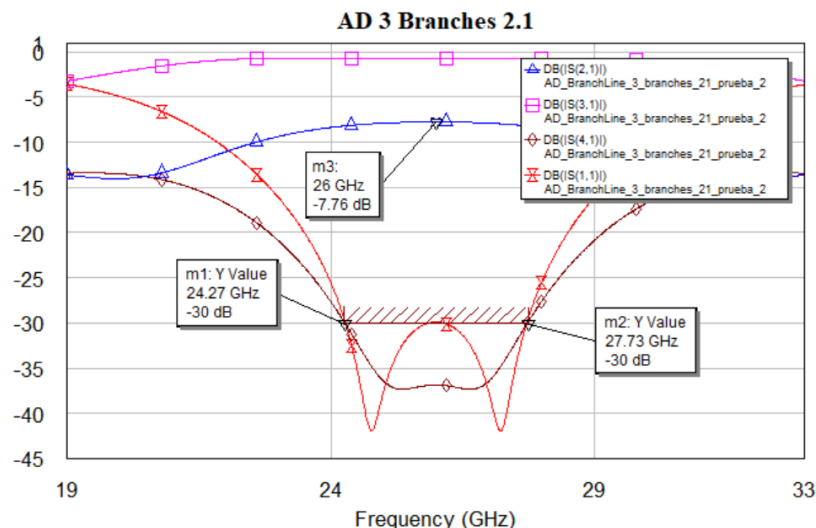


Figura 5.40: Parámetros S acoplador final 2.1 adaptación 30dB

• **Acoplador 3.1**

En lo que respecta a este acoplador 3.1, tras realizar varias optimizaciones logrando obtener un elevado ancho de banda para el nivel de adaptación y el acoplo de 25 dB y 6.99 dB respectivamente, el mayor ancho de banda obtenido corresponde a un ancho de 4.96 GHz tal y como se observa en la Figura 5.41. Este valor obtenido corresponde a un ancho de banda relativo de 19.1%, donde los valores de las impedancias corresponden a  $Z_{c1} = 75.56 \Omega$ ,  $Z_{c2} = 27.29 \Omega$  y  $Z_{c3} = 17.89 \Omega$ . La mejora de ancho de banda con respecto al acoplador original es notable, ya que este último presentaba un ancho de banda relativo del 2.11%.

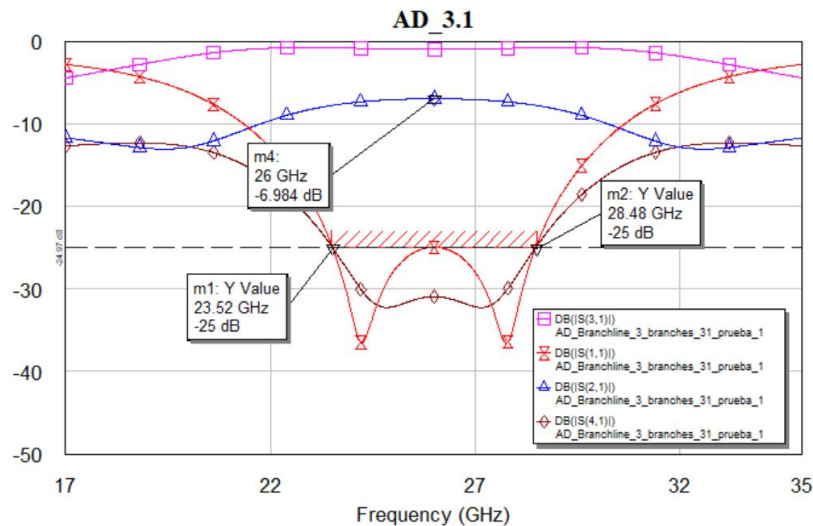


Figura 5.41: Parámetros S acoplador final 3.1 adaptación 25 dB

En lo que respecta al acoplador direccional con un nivel de adaptación de 30 dB y un acoplo de 6.99 dB, se observa que, a través de la optimización del acoplador, se ha logrado obtener un ancho de banda de 3.34 GHz. El valor de las impedancias para lograr este ancho corresponde a  $Z_{c1} = 78.22 \Omega$ ,  $Z_{c2} = 27.87 \Omega$  y  $Z_{c3} = 18.13 \Omega$ . Si bien es cierto que el valor obtenido en las simulaciones no corresponde con el teórico deseado, la diferencia de 0.09 dB se considera despreciable. El ancho de banda relativo es de 12.84%, superando ampliamente al 1.19% obtenido empleando el acoplador de una única etapa.

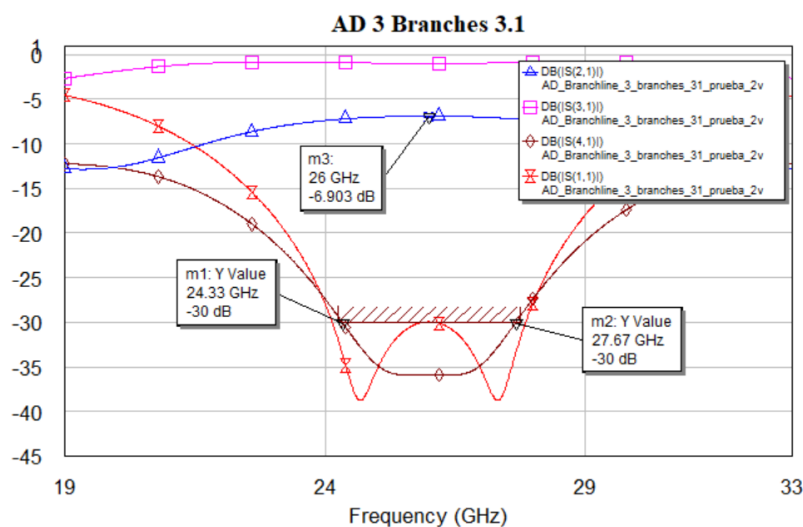


Figura 5.42: Parámetros S acoplador final 3.1 adaptación 30 dB

• **Acoplador 4.1**

A través de la optimización, se han logrado obtener un ancho de banda de 5.42 GHz para un nivel de adaptación de 25 dB, tal y como se puede observar en la Figura 5.43. Este ancho de banda se logra a través de líneas de transmisión de impedancias  $Z_{c1} = 80.55 \Omega$ ,  $Z_{c2} = 29.84 \Omega$  y  $Z_{c3} = 22.21 \Omega$ . Se observa que el acoplo se mantiene en 6.02 dB tal y como indican los valores teóricos, y el ancho de banda relativo de este acoplador es del 20.84% muy superior al ancho relativo de 2.57% obtenido originalmente.

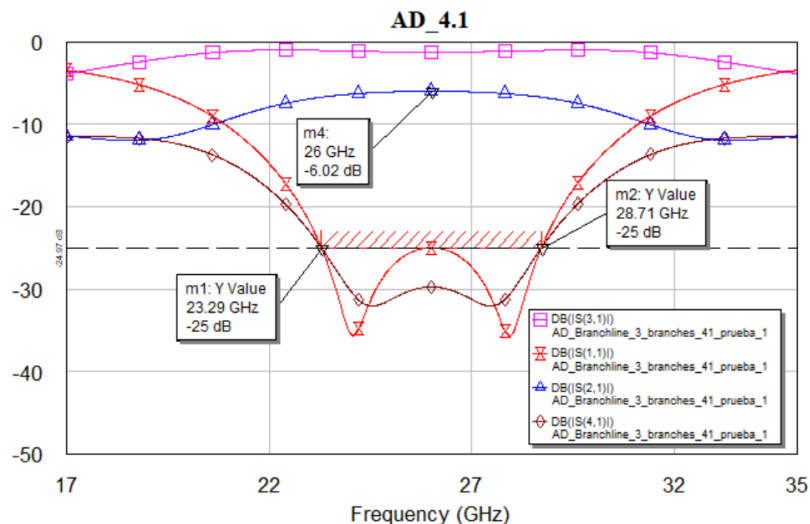


Figura 5.43: Parámetros S acoplador final 4.1 adaptación 25 dB

En lo que respecta al acoplador con un nivel de adaptación de 30 dB, a través de optimizar este acoplador, se ha logrado obtener un ancho de banda de 4 GHz manteniendo el nivel de acoplo requerido en los cálculos teóricos de la matriz. Este ancho de banda se obtiene empleando líneas de transmisión de impedancias  $Z_{c1} = 83.10 \Omega$ ,  $Z_{c2} = 29.15 \Omega$  y  $Z_{c3} = 20.49 \Omega$ , logrando obtener un ancho de banda relativo de 15.38% que comparado con el 1.43% del modelo original se aprecia una gran mejora.

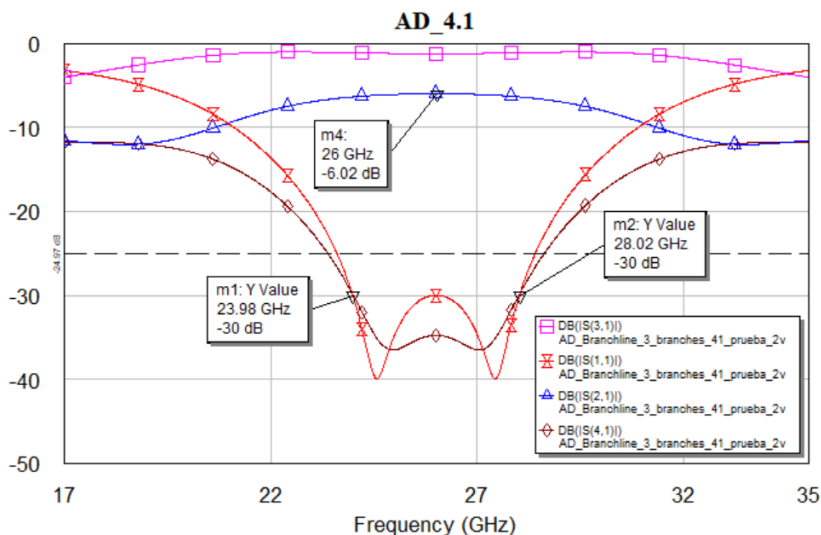


Figura 5.44: Parámetros S acoplador final 4.1 adaptación 30 dB

• **Acoplador 5.1**

Finalizando con la comparativa entre los acopladores originales y los propuestos para mejora, se observa que el acoplador diseñado mediante optimización con un acoplo de 4.77 dB presenta para una condición de 25 dB de adaptación un ancho de banda de 6.3 GHz, correspondiente a un ancho de banda relativo de 24.23%. Este ancho de banda es logrado a través de impedancias de las líneas del acoplador de valor  $Z_{c1} = 89.38 \Omega$ ,  $Z_{c2} = 33.23 \Omega$  y  $Z_{c3} = 29.65 \Omega$ , mejorando así el ancho de banda relativo del modelo inicial el cual ascendía a 3.42%. Las simulaciones son observadas en la Figura 5.48

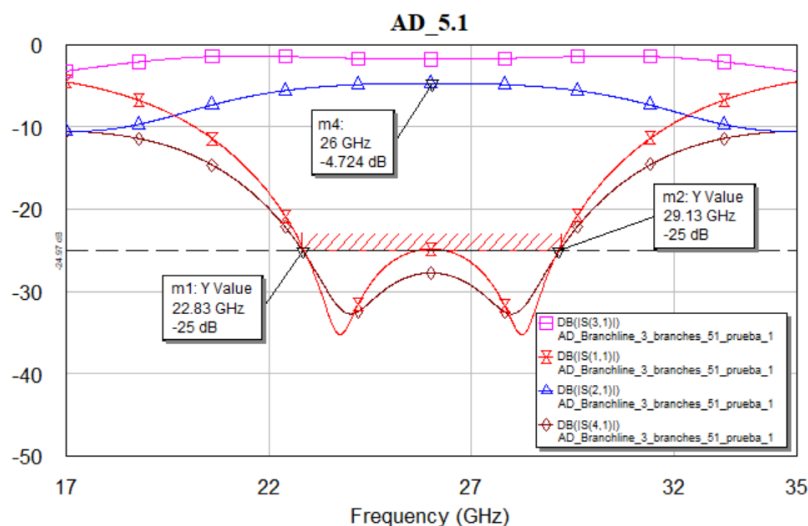


Figura 5.45: Parámetros S acoplador final 5.1 adaptación 25 dB

En lo que respecta al acoplador 5.1 que presenta un requisito de adaptación de 30 dB, a través de optimización se ha logrado obtener un ancho de banda de 4.3 GHz, correspondiente a un ancho de banda relativo de 16.53%. Este ancho de banda logrado a través de impedancias de líneas  $Z_{c1} = 89.38 \Omega$ ,  $Z_{c2} = 34.18 \Omega$  y  $Z_{c3} = 30.12 \Omega$ , permitiendo mejorar el ancho de banda relativo original el cual ascendía a 1.92%.

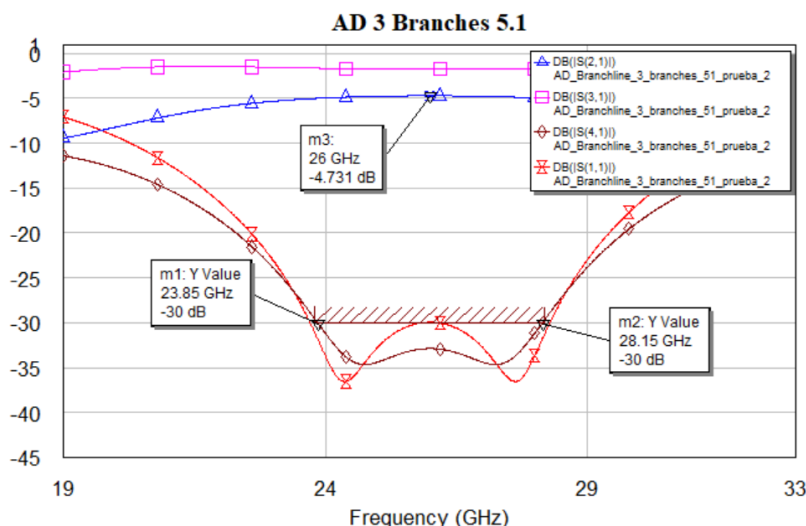


Figura 5.46: Parámetros S acoplador final 5.1 adaptación 30 dB

Si bien estos acopladores diseñados para la propuesta final no presentan anchos de banda tan elevados como los diseñados a través de [35], estos acopladores resuelven la problemática de presentar el puerto acoplado como el puerto superior, además de presentar unos valores de impedancias no tan extremos que se estudiará si es posible su realización en la práctica a través

de una implementación en microstrip eligiendo el sustrato adecuado. El resto de los acopladores diseñados que se proponen se encuentran descritos en el Anexo D.

En cuanto a la comprobación de los desfases adicionales en las líneas de transmisión, se ha comprobado que los parámetros de transmisión presenten la misma amplitud en la frecuencia de diseño de 26 GHz. Tal y como se puede ver en la Figura 5.47, donde se representan los coeficientes de transmisión para el puerto de alimentación  $M=5$ , la amplitud de estos es constante en la frecuencia central, por lo que los desfases adicionales en cada desfasador han sido asignados correctamente.

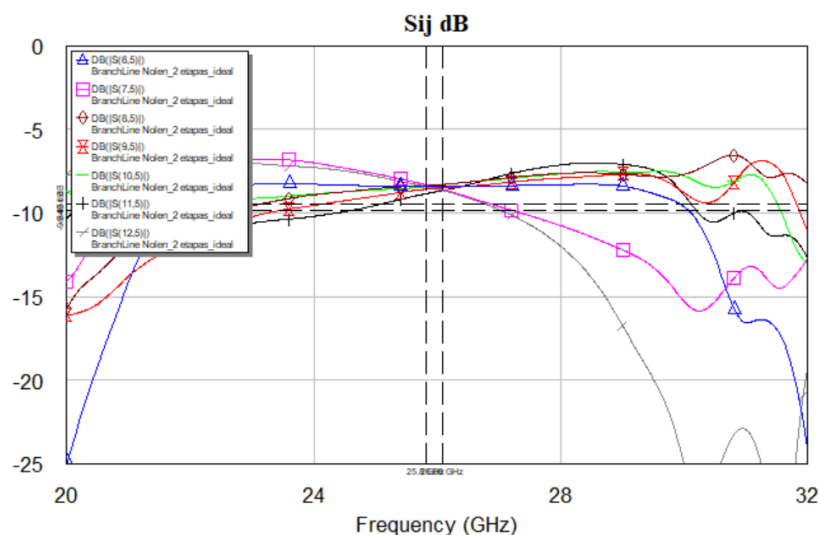


Figura 5.47: Coeficientes de transmisión  $S_{5N}$  matriz de Nolen propuesta final

En la propuesta final se presentan dos posibles soluciones, dependiendo de que grupo de acopladores se inserte en la matriz de Nolen. Empezando con los acopladores diseñados con un límite de optimización con un nivel de adaptación de 30 dB, se observa que ahora el puerto de entrada con el ancho de banda más restrictivo corresponde al puerto número 3, presentando un ancho de banda de 4.43 GHz, abarcando desde 23.6 GHz hasta 28.1 GHz con un nivel de adaptación de 19.2 dB tal y como se observa en la Figura 5.48. Comparando con el modelo original basado en acopladores Branch-Line de una etapa, para este nivel de adaptación de 19.2 dB, la banda de trabajo de la matriz abarcaba desde 25.8 GHz – 26.1 GHz, apenas 300 MHz lo que corresponde a un ancho de banda relativo de 1.09%. La mejora de las prestaciones de la matriz es notable, ya que, a través del uso de estos acopladores descritos, el ancho de banda ha mejorado drásticamente hasta un 17.03%

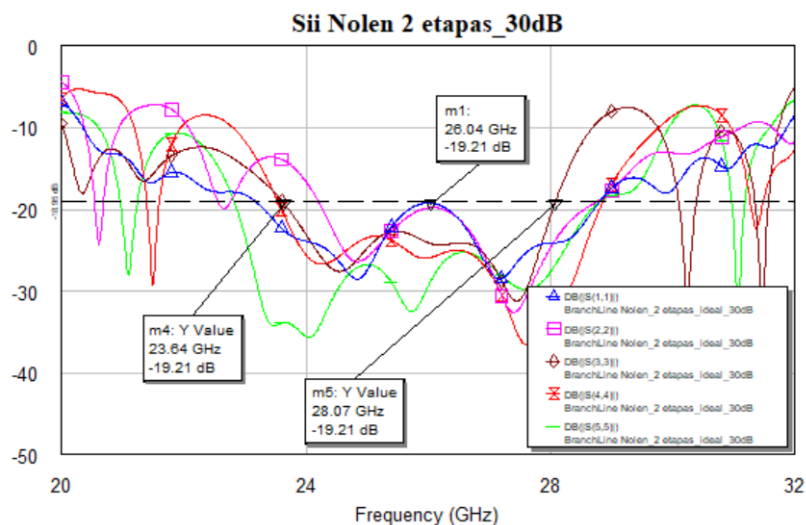


Figura 5.48: Parámetros Sii acopladores 30 dB

En cuanto a los resultados obtenidos empleando los acopladores optimizados a 25 dB, se observa que el ancho de banda es ligeramente superior al obtenido con los acopladores de 30 dB tal y como cabía esperar. Los resultados de la Figura 5.49 permiten afirmar que, empleando estos acopladores, el ancho de banda más restrictivo es el obtenido a través de alimentar la matriz por el puerto número 3. A través del uso de estos acopladores se obtiene un ancho de banda absoluto de 5.67 GHz, correspondiente a un ancho de banda relativo de 21.8%, manteniendo un nivel de adaptación de 13.8 dB aproximadamente.

Debido a que el uso de acopladores reales reduce las prestaciones de la matriz con respecto a los acopladores ideales, la propuesta de diseño final a realizar consiste en el uso de los acopladores diseñados con el límite en 30 dB por dos principales razones. Primeramente, se encuentra el mejor nivel de adaptación en comparación con los acopladores diseñados a 25 dB tal y como se ha mencionado anteriormente. La siguiente razón principal es el elevado ancho de banda que se obtiene, donde los acopladores diseñados a 30 dB presentan únicamente un 4% menos de ancho de banda relativo manteniendo una adaptación de 6 dB de diferencia.

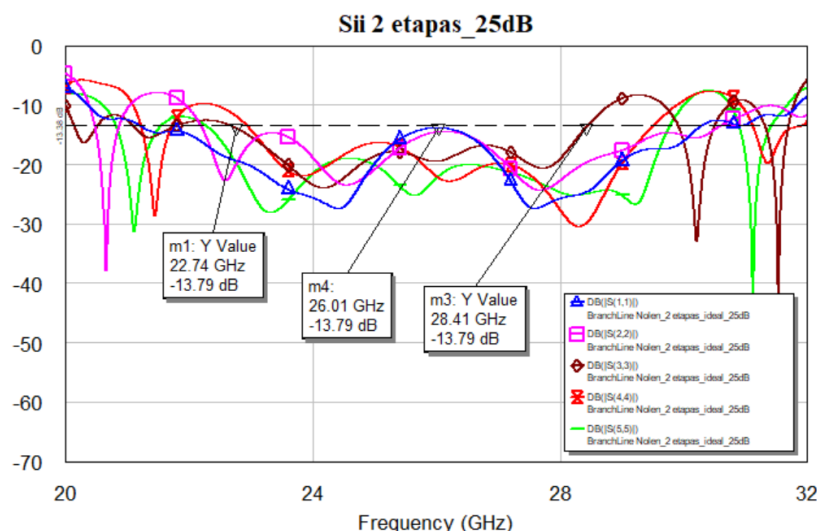


Figura 5.49: Parámetros Sii acopladores 25 dB

En la Tabla 5.4 se proporciona un resumen de los resultados obtenidos comparando los acopladores del modelo original monoetapa así como los acopladores diseñados y planteados como propuesta final para el diseño de la nueva matriz. Tal y como se puede observar, los anchos

de banda mejoran drásticamente, manteniendo la diferencia de fase de 90° entre ambos puertos de salida.

Acoplador MN	Ancho Banda modelo original	Ancho banda propuesta final
1.1	0.92%	11%
2.1	1.03%	13.3%
3.1	1.19%	12.84%
4.1	1.43%	15.38%
5.1	1.92%	16.53%
<b>Ancho banda matriz</b>	<b>0.9%</b>	<b>17.03%</b>

Tabla 5.4: Comparativa características modelo original y mejorado

#### 5.4 Implementación acopladores reales

A la hora de realizar la implementación real de los acopladores diseñados a partir del proceso de optimización con una adaptación de 30 dB, se han tenido en cuenta los valores máximos y mínimos de los valores de impedancia para las líneas de transmisión que componen los acopladores. Estos valores extremos de impedancia han resultado ser  $Z=13.17 \Omega$  y  $Z=187.51 \Omega$ , correspondientes a los acopladores 1.1 y 3.4 (y por simetría de la red 4.3) respectivamente. A la hora de diseñar estos acopladores, el esquemático seguido para la implementación real puede ser visto en la Figura 5.50, estando compuesto por líneas de transmisión y uniones en T.

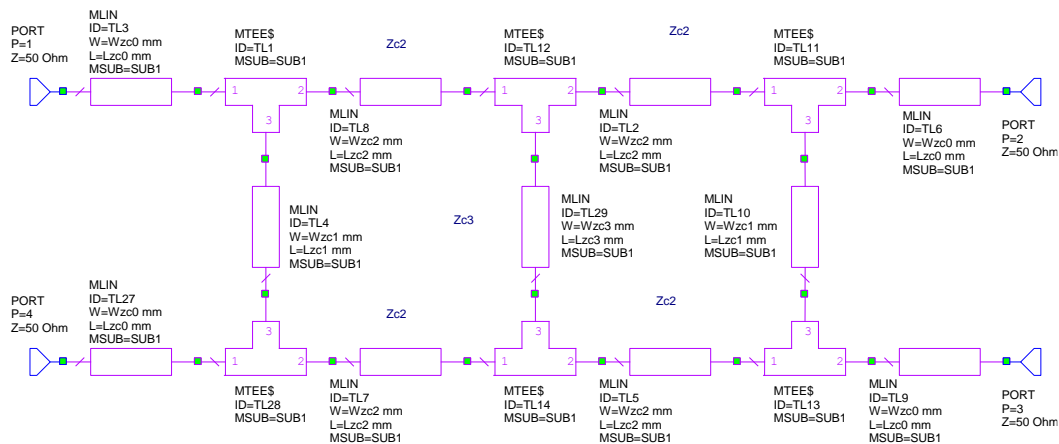


Figura 5.50: Esquemático diseño real de acopladores a 30 dB adaptación

La implementación de los acopladores direccionales se realizará empleando tecnología microstrip, donde debido a que se conocen las impedancias requeridas, se ha utilizado la herramienta proporcionada por el propio software AWR MicroWave Office, TxLine para hallar las longitudes físicas  $L$  y las anchuras del material conductor  $W$  empleadas en el diseño de los acopladores direccionales propuestos. Esta herramienta emplea las ecuaciones del sustrato microstrip, las cuales son las indicadas es 5.1 – 5.7, donde  $\epsilon_r$  es la permitividad del dieléctrico,  $A$  y  $B$  son parámetros intermedios,  $W$  es la anchura del conductor,  $h$  es la altura o separación de las tiras y  $l$  es la longitud física de la línea.

$$A = \frac{Z}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r}\right)} \quad (5.1)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z\sqrt{\epsilon_r}} \quad (5.2)$$

Para el cálculo de la anchura del material conductor, si  $W/h < 2$  se aplicará 6.3, mientras que si  $W/h > 2$  se aplicará 6.4

$$W = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \cdot h \quad (5.3)$$

$$W = \frac{2}{\pi} \cdot \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \cdot \left( \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \right] \quad (5.4)$$

Para obtener el valor de la longitud física de la línea se emplea 6.5 - 6.7, donde  $\epsilon_r$  es la constante dieléctrica de la línea microstrip,  $k_o$  es la constante de propagación y  $l$  es la longitud de la línea microstrip.

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{W}}} \quad (5.5)$$

$$k_o = \frac{2\pi f}{c} \quad (5.6)$$

$$l = \frac{\frac{\pi}{180} \cdot \theta}{\sqrt{\epsilon_e \cdot k_o}} \quad (5.7)$$

A la hora de seleccionar los posibles substratos a emplear, se ha realizado una revisión bibliográfica de aquellos que son más comúnmente empleados en las bandas de frecuencia de 26 GHz - 28 GHz. Según [36-39], los substratos mayormente empleados para estas bandas de frecuencias corresponden a los substratos RT/duroid 5880, RO 3003 y RO 4830 cuyas características de permitividad dieléctrica y tangente de pérdidas ( $\tan\delta$ ) vienen indicadas en la Tabla 5.5. Para el estudio del posible diseño mediante implementación real, se ha determinado en emplear cobre como material conductor.

Parámetros	RT/duroid 5880	RO 3003	RO 4830
Permitividad dieléctrica	2.2	3	3.24
Factor de disipación ( $\tan\delta$ )	0.0009	0.0010	0.0033

Tabla 5.5: Parámetros de los substratos a emplear

Comenzando con el substrato RT/duroid 5880, existen tres substratos dependiendo de la separación entre las tiras  $h$ . Para este caso, se han comprobado las características físicas para cada valor  $h$ . En primer lugar, para una separación de  $h = 0.127$  mm, y un grosor de  $T = 18$   $\mu$ m el diseño de los acopladores con impedancias extremas en el límite inferior del rango de 13-187  $\Omega$  son realizables físicamente, con la reducción de tamaño de las líneas propio de emplear frecuencias de la banda de ondas milimétricas. Sin embargo, para aquellos acopladores cuyo valor de las impedancias resulta más elevado, las dimensiones de anchura del conductor son de aproximadamente 4.9  $\mu$ m, cuya realización no es posible en la práctica actualmente. Por este motivo, se descarta el substrato RT/duroid 5880.

Empleando una separación de  $h = 0.252$  mm entre las tiras se observa que se aumenta la anchura del conductor  $W$ , tal y como era de esperar. Esto resulta en anchuras del orden de longitud de onda para el caso de la línea con una impedancia próxima a 14  $\Omega$ , lo cual resulta en resonancias del acoplador, dificultando de ese modo su diseño. Para el caso de las líneas de impedancia de



187  $\Omega$ , la anchura del conductor  $W$  es 17  $\mu\text{m}$ , lo cual sigue resultando en una complicación tecnológica dificultando de ese modo el diseño. Por ambas razones, se descarta el sustrato con la separación mencionada.

En lo que a la separación de  $h=0.508$  mm se observa el caso análogo al anterior. Al ir aumentando la separación entre las placas, aumenta la anchura del conductor hasta un valor de  $W = 8.20$  mm en el caso de la línea de impedancia de 14  $\Omega$ , equiparable a la longitud de onda. Este parámetro físico hace que surjan resonancias en el acoplador, con lo que imposibilitan el diseño de los acopladores empleando este sustrato. Para el caso de las impedancias de 187  $\Omega$ , se requiere una anchura de 50  $\mu\text{m}$ , lo cual resulta difícil de diseñar tecnológicamente pero no resultaría en problemas de resonancia ya que la anchura del material conductor es mucho menor que la longitud de onda.

Por los motivos descritos, se determina que no es posible diseñar la matriz de Nolen con las prestaciones mejoradas empleando el sustrato RT/duroid 5880 debido al rango tan amplio de impedancias que existen en los acopladores. El valor de las impedancias en el límite inferior es tan reducido que causa valores equiparables en longitud de onda en lo que la anchura del material conductor se refiere causando resonancias que resultan en la imposibilidad de diseñar los acopladores con dicho sustrato.

En lo que respecta al sustrato RO 3003 de la marca Rogers, las dimensiones de separación entre las placas  $h$  son idénticas a las presentadas en el sustrato RT/duroid 5880, con lo que el proceso de análisis es análogo, comprobando si es posible diseñar los acopladores para las diversas separaciones. Para una separación inicial de  $h = 0.13$  mm de separación se observa que sí que es realizable la línea de transmisión de menor impedancia de 14  $\Omega$  para la frecuencia de 26 GHz, resultando en unas dimensiones de  $W= 1.7$  mm en lo que la anchura del material conductor se refiere. Sin embargo, para el caso más extremo de 187  $\Omega$  se ha observado que las dimensiones resultantes para la anchura del material conductor son extremadamente reducidas, presentando un valor de 2.2  $\mu\text{m}$  lo cual resulta en una dificultad en lo que a la implementación práctica se refiere ya que no es posible lograr estas dimensiones. Por este motivo se descarta el uso de este sustrato con la separación mencionada para la implementación de la red conformadora de haces.

Empleando una separación entre las placas mayor, con  $h = 0.25$  mm se observa que las dimensiones de la anchura del material conductor son equiparables a un cuarto de la longitud de onda para el diseño de los acopladores con líneas de transmisión de 14  $\Omega$ , lo cual dificulta la realización ya que pese a ser realizable por las dimensiones coherentes para el diseño, la implementación práctica daría lugar a resonancias que causarían que el acoplador no presentara el comportamiento deseado a la frecuencia de 26 GHz. En el caso de las impedancias más extremas en lo que al intervalo superior de 14  $\Omega - 187 \Omega$  se refiere, las dimensiones del material conductor presentan el valor de  $W = 7.8 \mu\text{m}$ , valor muy reducido que imposibilita la implementación de este acoplador ya que no es posible lograr unas dimensiones tan reducidas.

Si se aumenta la separación entre las placas hasta una separación de  $h = 0.51$  mm se observa que la anchura del material conductor va en aumento. Empleando la separación indicada, la anchura del material conductor presenta unos valores de  $W = 7.01$  mm para una impedancia de 14  $\Omega$ , por lo que ya resulta muy superior a un cuarto de longitud de onda dando lugar de ese modo a resonancias dificultando la implementación y el funcionamiento del acoplador para la frecuencia de 26 GHz. En lo que al valor superior del rango de impedancias se refiere, la anchura del material conductor para una impedancia de 187  $\Omega$  resulta en  $W = 27 \mu\text{m}$ , lo cual sigue resultando en dificultades prácticas para su implementación.

En el caso de seguir aumentando la separación entre las placas para este mismo sustrato se observaría que la anchura del material conductor seguiría aumentando para la impedancia de 14  $\Omega$  alcanzando valores superiores a la longitud de onda, lo cual resultará en la aparición de resonancias imposibilitando el funcionamiento del sistema para la frecuencia de diseño de 26 GHz. Por estos motivos, se descarta la utilización del sustrato RO 3003 en su totalidad.



Avanzando con la comprobación de la validez del diseño del último sustrato propuesto, el sustrato RO 4830 presenta una separación fija de  $h = 0.239$  mm resultando en una anchura de  $W = 3.05$  mm. Este valor de anchura es superior a las dimensiones de un cuarto de longitud de onda, dando lugar para la separación inicial a las resonancias mencionadas anteriormente. Para el caso de la impedancia de valor  $187 \Omega$ , las dimensiones de anchura del material conductor son aproximadamente de  $W = 5.7 \mu\text{m}$ , lo cual dificulta también su implementación en la práctica al no poder lograr dimensiones tan reducidas. Por este motivo, se descarta también el uso de este sustrato para la implementación física de la red conformadora de haces para la frecuencia de diseño de 26 GHz.

Tal y como se ha podido observar, los sustratos típicos comerciales empleados para la realización de antenas no satisfacen las necesidades de diseño de la matriz de Nolen propuesta basada en acopladores direccionales de dos etapas. Esto resulta, en parte, al gran intervalo de impedancias resultantes en la propuesta de mejora dando lugar a valores muy extremos en los intervalos superiores e inferiores. Este gran intervalo dificulta el consenso al que se ha de llegar para el diseño, ya que para las únicas separaciones entre las placas vistas que no dan lugar a resonancias para la impedancia de  $14 \Omega$ , la anchura del material conductor para la impedancia de  $187 \Omega$  resulta tan reducida que es imposible llevarla a la práctica con la tecnología actual. Se puede determinar, por tanto, que el diseño realizado de los acopladores de dos etapas no es realizable en la práctica mediante tecnología microstrip, debido a las impedancias de valor tan reducido que se obtienen, resultando en la aparición de resonancias por las dimensiones de anchura del material conductor equiparable a un tamaño de longitud de onda.

## Capítulo 6. Conclusiones y propuesta de trabajo futuro

En el presente trabajo se ha podido comprobar y demostrar la posibilidad de mejora que presentan las matrices de Nolen en lo que al ancho de banda se refiere, independientemente de sus dimensiones, tal y como se afirmaba en [24] a través del uso de elementos pasivos de mayor ancho de banda como son los acopladores de más de una etapa. Las mejoras que se obtienen son realmente notorias, donde partiendo de un ancho de banda relativo del 0.9% para una adaptación de 19.1 dB correspondiente a la matriz de Nolen diseñada en el modelo original de dimensiones 5x7, se ha logrado mejorar este mediante procesos sistemáticos de optimización para un nivel de adaptación de los acopladores de 30 dB, logrando obtener un ancho de banda relativo total de la matriz de 17.03 % para una adaptación de 19.1 dB. Sin embargo, debido a las elevadas dimensiones de la matriz de Nolen propuesta, los acopladores direccionales empleados en la propuesta de mejora presentan niveles de acoplo con mucha variación, resultando en la obtención de impedancias de valores también muy dispares que dificultan la implementación física de la matriz con prestaciones mejoradas, ya que el rango de impedancias obtenidas mediante la optimización se encuentra entre  $14 \Omega - 187 \Omega$ .

Debido a este rango tan dispar que se ha obtenido en las impedancias de las líneas de transmisión de los acopladores, no ha sido posible realizar la implementación física de los acopladores a la frecuencia de trabajo de 26 GHz empleando la tecnología microstrip con los substratos comerciales más típicos como son la serie RT/ Duroid, la serie RO 3000 y la serie RO 4000 pertenecientes a la marca Rogers. La principal dificultad hallada reside en el tamaño de la anchura del conductor, donde para las impedancias de valor más elevado, la anchura de este material alcanzaba las unidades micrométricas difícilmente alcanzable con la tecnología actual, mientras que, para las impedancias de valor más reducido, la anchura del conductor alcanza tamaños equiparables a un cuarto de longitud de onda dando lugar a resonancias que no permiten el correcto funcionamiento del acoplador direccional diseñado. Se destaca que en caso de disminuir la frecuencia de trabajo y situarla alrededor de 4 GHz, sí que es posible realizar la implementación de esta red diseñada con acopladores Branch-Line de dos etapas empleando tecnología microstrip.

Por esta razón, se propone como trabajo posterior la realización y la implementación física de los acopladores obtenidos en este estudio con tecnologías diferentes a microstrip, como guía de onda u otras tecnologías alternativas que permitan una correcta implementación física de la matriz de Nolen con prestaciones mejoradas.

## Bibliografía

- [1] ITU, «Statistics,» 2024. [En línea]. Available: <<https://www.itu.int/en/ITU-D/Statistics/Pages/stat/default.aspx>>.
- [2] R. Thandaiah Prabu<sup>1</sup>, M. Benisha, V. Thulasi Bai y V. Yokesh, «Millimeter Wave for 5G Mobile Communication,» *International Conference on Advances in Electrical, Electronics, Information, Communication and Bio-Informatics*, pp. 236-240, 2016.
- [3] GSMA, «Espectro 5G - 26 GHz y 28GHz,» 2019.
- [4] P. Tripathi y R. Prasad, «Spectrum for 5G Services,» *Wireless Personal Communications*, vol. 100, pp. 539-555, 2018.
- [5] S. Awasthi, V. K. Sharma, J. Kumawat, S. Mathur, S. Sharma y G. Sharma, «Applications and Use Cases of Millimeter Wave Communications in 5 G,» *International Journal of Intelligent Systems and Applications in Engineering*, vol. 12, n° 17, p. 489–496, 2024.
- [6] N. Al-Falahy y Y. K. Alani, «Millimetre wave frequency band as a candidate spectrum for 5G,» *Physical Communication*, vol. 32, pp. 120-144, 2019.
- [7] N. Al-Falahy y Y. O. Alani, «Technologies for 5G Networks: Challenges and Opportunities,» *IT Professional*, vol. 19, n° 1, pp. pp. 12-20, 2017.
- [8] P. Loktongbam, D. Pal, A. K. Bandyopadhyay y C. Koley, «A Brief Review on mm-Wave Antennas for 5G and Beyond Applications A Brief,» *IETE Technical Review*, vol. 40, n° 3, pp. 397-422, 2022.
- [9] Farnell, «5G - What is 5G, capabilities and its applications,» 2024. [En línea]. Available: <<https://es.farnell.com/5g-what-is-5g-capabilities-and-its-applications>>.
- [10] A. Vásquez, «Antenas Multihaz,», Tesis, Universidad Distrital Francisco José de Caldas, Bogotá, Colombia, 2022.
- [11] B. P. Chacko, G. Augustin y T. A. Denidni, «Multi-beam Antenna Arrays,» *Handbook of Antenna Technologies*, pp. 1-34, 2015.
- [12] E. Ali, . M. Ismail y R. Nordin, «Beamforming techniques for massive MIMO systems in 5G:,» *Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering*, vol. 18, pp. 753-772, 2017.
- [13] S. Kuty y D. Sen, «Beamforming for Millimeter Wave Communications: An Inclusive Survey,» *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 18, n° 2, pp. 949-973, 2016.
- [14] P. Balling, «Multibeam Antennas,» *Encyclopedia of RF and Microwave Engineering*, 2005.
- [15] P. Angeletti y M. Lisi, «A Digital Revisitation of Analog Beam-forming Techniques for Satellite,» de *31st AIAA International Communications Satellite Systems Conference*, 2013.
- [16] E. A. Soliman, A. Vasylenko, V. Volski, G. A. E. Vandenbosch y W. De Raedt, «Series-fed microstrip antenna arrays operating at 26 GHz,» de *2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Toronto, Ontario, Canadá, 2010.
- [17] S. Roy, «Designing of a Small Wearable Conformal Phased Array Antenna for Wireless Communications,» *North Dakota State University*, 2012.

- [18] A. Chowdhury, K. Hosain, S. Alam y T. I. Huque, «Performance Analysis of Corporate Feed Rectangular Patch Element and Circular Patch Element 4x2 Microstrip Array Antennas,» *International Journal of Advanced Computer Science and Applications*, vol. 2, nº 7, 2011.
- [19] T. Yuan, N. Yuan y L. Le-Wei, «A Novel Series-Fed Taper Antenna Array Design,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 362-365, 2008.
- [20] T. C. Quyen, «Developing a symmetrical phased array antenna with low complexity,» de *2017 7th International Conference on Integrated Circuits, Design, and Verification (ICDV)*, Hanoi, Vietnam, 2017.
- [21] L. Baggen y S. Holzwarth, «Satcom-on-the-move: Digital beam forming versus phased array,» de *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, The Hague, Netherlands, 2014.
- [22] Y. Zeng y R. Zhang, «Millimeter Wave MIMO With Lens Antenna Array: A New Path Division Multiplexing Paradigm,» *IEEE Transactions on Communications*, vol. 64, nº 4, pp. 1557-1571, 2016.
- [23] L. F. Carrera Suárez, «Antenas multihaz con lente de Rotman para las bandas de microondas y milimétricas realizadas en diferentes tecnologías,» Tesis, Universidad Politécnica de Valencia (UPV), Valencia, 2015.
- [24] Y. J. Guo, M. Ansari y N. J. G. Fonseca, «Circuit Type Multiple Beamforming Networks for Antenna Arrays in 5G and 6G Terrestrial and Non-Terrestrial Networks,» *IEEE Journal of Microwaves*, vol. 1, nº 3, pp. 704-722, 2021.
- [25] F. Casini, R. V. Gatti, L. Marcaccioli y R. Sorrentino, «A novel design method for Blass matrix beam-forming networks,» de *2007 European Radar Conference*, Múnich, Alemania, 2007.
- [26] F. Fakoukakis y G. Kyriacou, «Novel Nolen Matrix Based Beamforming Networks for Series-Fed Low SLL Multibeam Antennas,» *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 51, pp. 33-64, 2013.
- [27] N. J. G. Fonseca, «Printed S-Band  $4 \times 4$  Nolen Matrix for Multiple Beam Antenna Applications,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, nº 6, pp. 1673-1678, 2009.
- [28] S. Mosca, F. Bilotti, A. Toscano y L. Vegni, «A novel design method for Blass matrix beam-forming networks,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, nº 2, pp. 225-232, 2002.
- [29] G. O. Arican, «Electromagnetic analysis and design of miniaturized branchline couplers,» Middle East Technical University (METU), Ankara, Turquía, 2014.
- [30] Redislogar, «Combinadores, Splitters y Acopladores. Principios de Funcionamiento y escenarios de uso.»
- [31] A. Nassiri, *Power Dividers and Couplers*, Massachusetts, 2010.
- [32] S. Kumar, C. Tannous y T. Danshin, «A multisection broadband impedance transforming branch-line hybrid,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, nº 11, pp. 2517-2523, 1995.



- [33] P. Sharma, G. S. Tripathi y S. Verma, «Design of dual band branch line coupler for GPS and satellite applications,» de *2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)*, Delhi, India, 2016.
- [34] R. M. Khattab y A. T. Shalaby, «Wideband Two-Section Branch-Line Coupler Using,» de *1st International Conference on Electronic Engineering*, Menoufia University, Egypt, 2019.
- [35] R. Levy y L. F. Lind, «Synthesis of Symmetrical Branch-Guide Directional Couplers,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 16, nº 2, pp. 80-89, 1968.
- [36] S. Ghenjeti, R. Barrak y S. Hamouda, «High Gain and Compact Microstrip Patch Antenna Array Design for 26 GHz Broadband Wireless Systems,» de *IEEE Symposium on Computers and Communications (ISCC)*, Gammarth, Tunisia, 2023.
- [37] Y. M. Hussein, M. K. Rahim, N. A. Murad, M. M. Jawad, H. O. Hanoosh, H. A. Majid y H. H. Keriee, «Substrate integrate waveguide and microstrip antennas at 28 GHz,» *Bulletin of Electrical Engineering and Informatics*, vol. 9, nº 6, pp. 2462-2468, 2020.
- [38] S. Subramanian, S. K. Selvaperumal, V. Jayapal y R. M. Taher Abdulla, «Multiband High Gain Microstrip Patch Antenna at Ka Band (26 GHz),» *Journal of Advanced Research in Dynamical & Control Systems*, vol. 11, pp. 667-673, 2019.
- [39] D. Singh, S. D. Choudhary y B. Mohapatra, «Design of microstrip patch antenna for Ka-band (26.5–40 GHz),» *Materials Today: Proceedings*, vol. 45, nº 2, pp. 2828-2832, 2021.

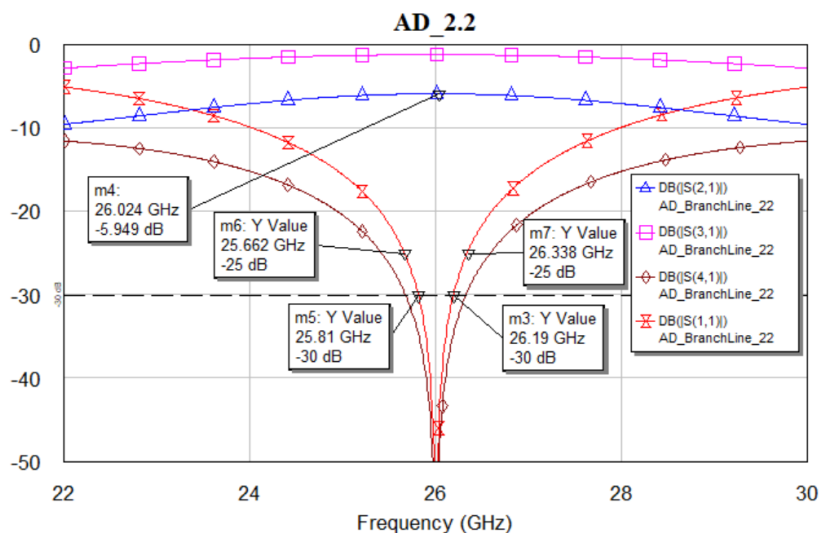
## ANEXOS

### ANEXO A: Acopladores direccionales mono etapa

Debido a que la red es simétrica, existen acopladores cuyo diseño resulta idéntico para más de una fila de puertos de entrada. Por esta razón, únicamente se analizarán los acopladores 2.2, 2.3, 2.4, 2.5, 3.3 y 3.4 debido a que el resto de los acopladores son duplicados de estos mencionados.

- **Acoplador 2.2**

El acoplador 2.2 presenta un acoplo tal y como indica la Tabla 6.1 de 5.9 dB, lo cual empleando las ecuaciones 4.50 – 4.51 corresponde a unas impedancias  $Z_{c1} = 25.20 \Omega$  y  $Z_{c2} = 29.18$ . Empleando estos valores de impedancia para las líneas que conforman el acoplador, se observa que para un nivel de adaptación de 25 dB y de 30 dB, el ancho de banda absoluto es de 676 MHz y 380 MHz respectivamente, lo cual corresponde a anchos de banda relativos de 2.6% y 1.46%. En la Figura A.1 se pueden observar la simulación de los parámetros S correspondientes al acoplador 2.2



**Figura A. 1: Simulación de parámetros S acoplador 2.2**

En la Figura A.2 se observa que la diferencia de fases entre el puerto 2 y 3 para el acoplador 2.2 se mantiene estable en  $90^\circ$  para la frecuencia de diseño, tanto para el ancho de banda de 676 MHz como el de 380 MHz.

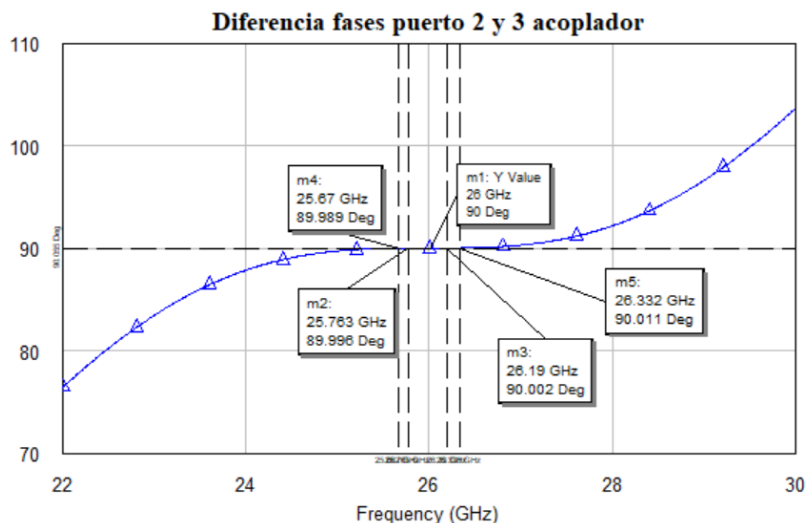


Figura A. 2: Diferencia de fase puerto 2 y 3 acoplador 2.2

- **Acoplador 2.3**

Según la Tabla 6.1, este acoplador a diseñar requiere un parámetro de acoplo de 4.31 dB, lo que se corresponde a unas impedancias de valor  $Z_{c1} = 30.44 \Omega$  y  $Z_{c2} = 38.37 \Omega$ . Con estos valores indicados para las líneas de transmisión, el acoplador presenta un ancho de banda a un nivel de 25 dB y 30 dB de 1GHz y 564 MHz respectivamente. Estos anchos de banda suponen unos anchos de banda relativos del 3.84% para el ancho de banda de 1 GHz y de 2.16% para el ancho de banda de 564 MHz. Tal y como se ha mencionado en el capítulo 6, al aumentar la potencia de la señal que sale por el acceso acoplado (parámetro de acoplo menor en términos absolutos) las prestaciones del acoplador mejoran ligeramente, pero sin embargo los anchos de banda siguen siendo reducidos.

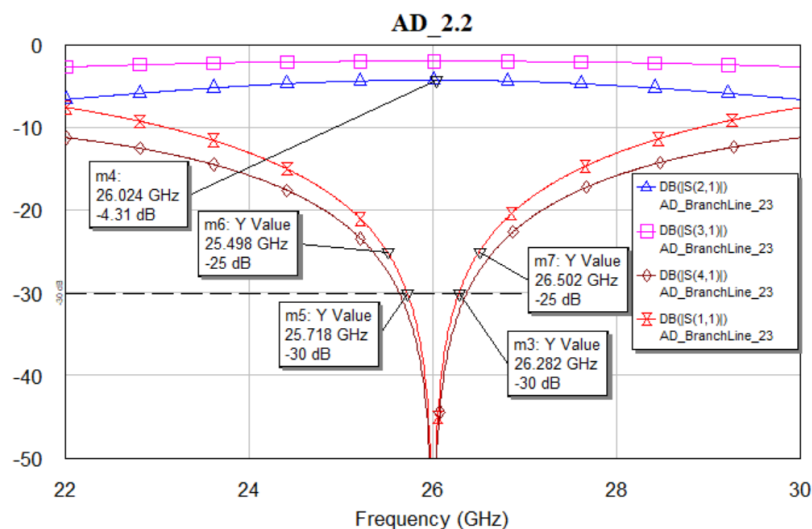


Figura A. 3: Parámetros S acoplador 2.3

En lo que respecta a la diferencia de fase entre los puertos 2 y 3, se observa que para este caso existe también un desfase de  $90^\circ$  para la frecuencia de trabajo del acoplador. Esta diferencia de fase se mantiene estable en toda la banda de trabajo del acoplador 2.3 tal y como se observa en la Figura A.4.



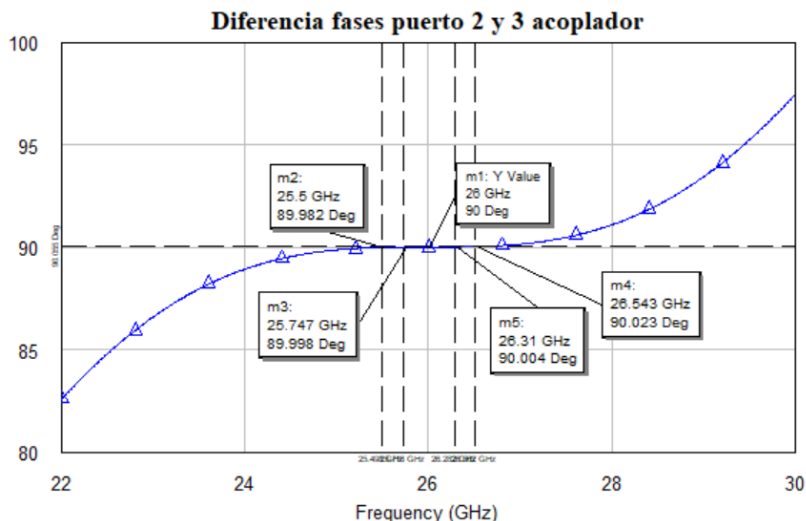


Figura A. 4: Diferencia de fase puertos 2 y 3 acoplador 2.3

- **Acoplador 2.4**

En lo que al acoplador 2.4 respecta, se requiere que este presente un acoplo de 2.84 dB tal y como se indica en la Tabla 6.1. Para este nivel de acoplo, el valor de las impedancias que deben de presentar las líneas de transmisión es  $Z_{c1} = 36 \Omega$  y  $Z_{c2} = 51.93 \Omega$ . Empleando estos valores para las líneas de transmisión la simulación de los parámetros S se puede observar en la Figura A.5, donde se observa que para un nivel de adaptación de 25 dB y 30 dB se obtienen anchos de banda de 1.64 GHz y 924 MHz respectivamente. Los anchos de banda relativos obtenidos son del 6.3% y del 3.55% respectivamente.

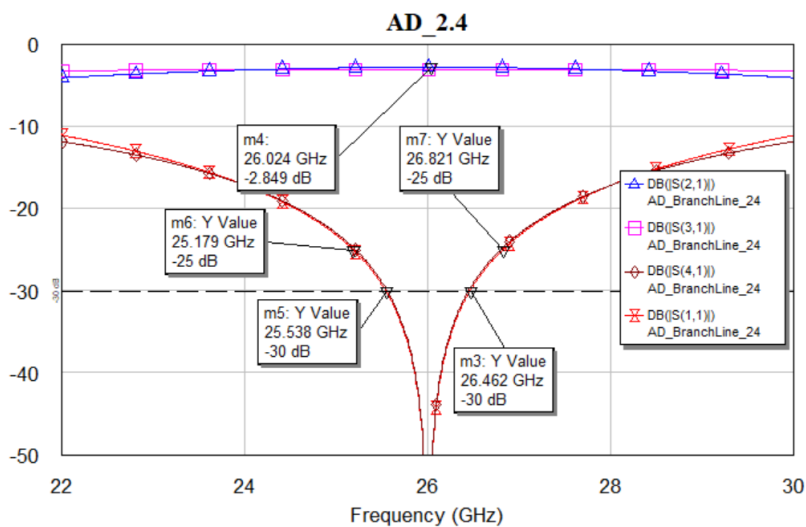


Figura A. 5: Parámetros S acoplador 2.4

Tal y como era de esperar, la diferencia de fase entre los puertos de salida 2 y 3 de este acoplador 2.4 se mantienen constantes en  $90^\circ$  durante toda la banda de trabajo, tanto para el ancho de banda de 1.64 GHz como de 924 MHz, tal y como se observa en la Figura A.6.

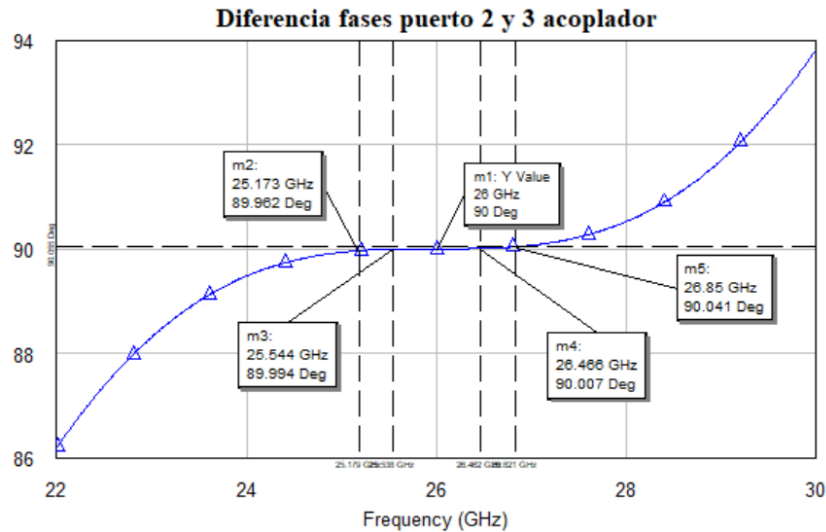


Figura A. 6: Diferencia de fase puertos 2 y 3 acoplador 2.4

- **Acoplador 2.5**

Este acoplador 2.5 presenta la característica de que, debido a su parámetro de acoplo de 1.46 dB necesarios, puede considerarse como una permutación de los puertos 2 y 3. En este caso, la potencia que debe de salir por el puerto acoplado es superior a la potencia que debe de salir por el puerto directo, siendo esto debido a la posición de este acoplador en la matriz de Nolen. Por esta razón, el puerto directo ahora puede ser considerado el puerto 2 el cual dirige la potencia de la señal a los elementos radiantes. Con este valor de acoplo, el valor de las impedancias es  $Z_{c1} = 42.26 \Omega$  y  $Z_{c2} = 79.1 \Omega$ , donde a través de la Figura A.7 se observa que con estos valores se obtienen anchos de banda de 2.27 GHz y de 1.27 GHz para niveles de adaptación de 25 dB y 30 dB respectivamente. Esto supone anchos de banda relativos de 8.69% y del 4.9% respectivamente

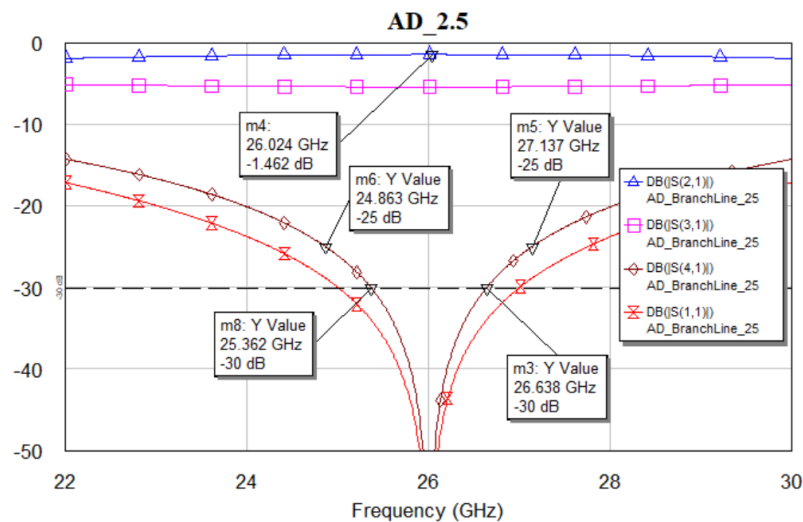


Figura A. 7: Parámetros S acoplador 2.5

Se observa a través de la Figura A.8 que la diferencia de fase entre los diferentes puertos 2 y 3 del acoplador 2.5 se mantiene constante en  $90^\circ$  para toda la banda de trabajo tal y como cabría de esperar.

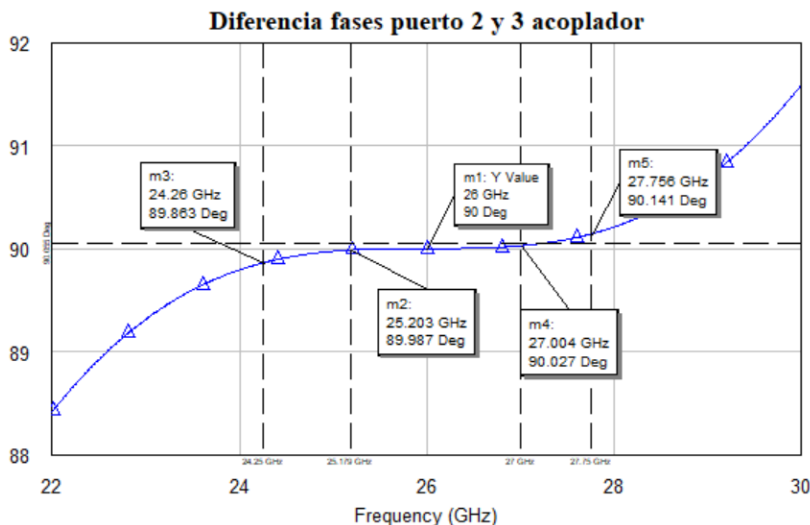


Figura A. 8: Diferencia de fase puertos 2 y 3 acoplador 2.5

- **Acoplador 3.3**

El acoplador 2.3 debe de presentar un acoplo de 2.47 dB, tal y como indica la Tabla 6.1. Este acoplador presenta una característica similar al anterior, donde debido a las necesidades de diseño, los puertos 2 y 3 están permutados al salir más potencia por la rama acoplada que por la directa. Con este valor de acoplo, el valor de las impedancias correspondientes es  $Z_{c1} = 37.62 \Omega$  y  $Z_{c2} = 57.12 \Omega$ . La Figura A.9 permite observar los parámetros S del acoplador en cuestión, donde se obtienen anchos de banda de 1.7 GHz para un nivel de adaptación de 25 dB y de 958 MHz para un nivel de 30 dB. Estos anchos de banda totales corresponden a un ancho de banda relativo de 6.53% y de 3.68% respectivamente.

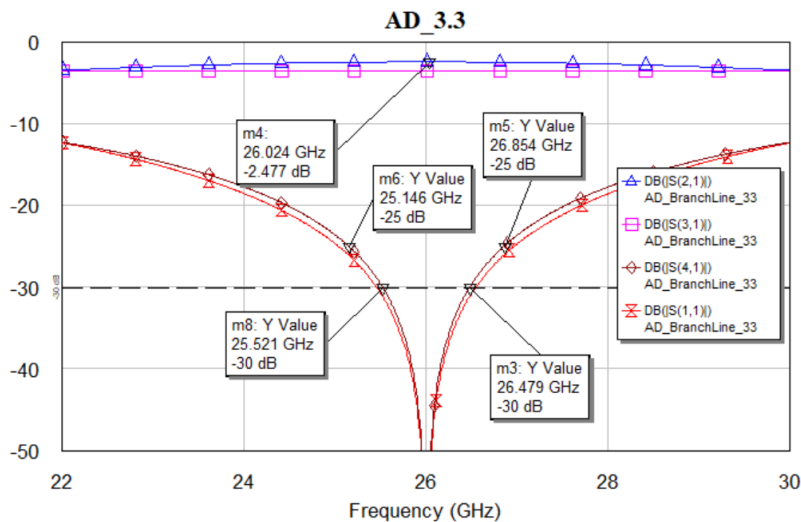


Figura A. 9: Parámetros S acoplador 3.3

En lo que respecta a la diferencia de fase entre los puertos 2 y 3 del acoplador, en este caso la diferencia de fase se mantiene constante en  $90^\circ$  para la banda de trabajo tal y como se observa en la Figura A.10.

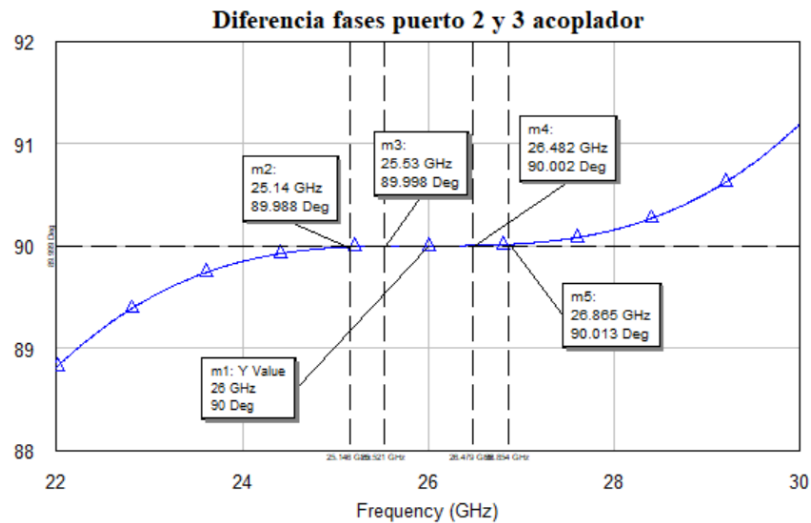


Figura A. 10: Diferencia de fase puertos 2 y 3 acoplador 3.3

- **Acoplador 3.4**

En el caso del acoplador 3.4, sucede una conmutación de puertos idéntica para los puertos 2 y 3, ya que en este caso la rama acoplada presenta un acoplo de 1.13 dB, según lo obtenido en la Tabla 6.1. Para este valor de acoplo, las impedancias de las líneas de transmisión son  $Z_{c1} = 43.90 \Omega$  y  $Z_{c2} = 91.71 \Omega$ , lo cual permite obtener anchos de banda absolutos de 2.63 GHz y 1.48 GHz para los niveles de adaptación de 25 dB y 30 dB respectivamente tal y como se observa en la Figura 11. Los anchos de banda relativos son de 10,1% y de 5,69%. Se destaca que este es el parámetro de acoplo más pequeño en términos absolutos requerido por un acoplador en el sistema, por lo que empleando estos acopladores de una única etapa, el ancho de banda relativo más elevado que se obtiene es del 10,1% y 5,69% dependiendo del nivel de adaptación buscado.

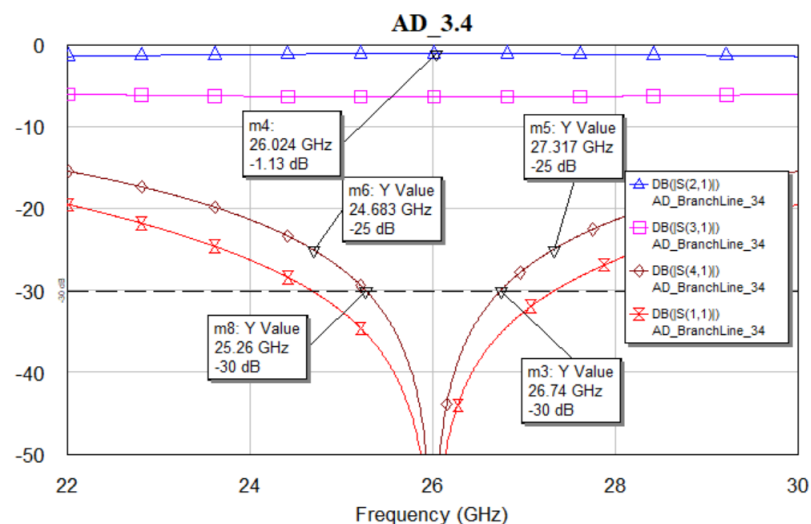


Figura A. 11: Parámetros S acoplador 3.4

En lo que a la diferencia de fase entre los puertos respecta, esta se mantiene también constante en 90° para la banda de trabajo, tal y como se aprecia en la Figura A.12

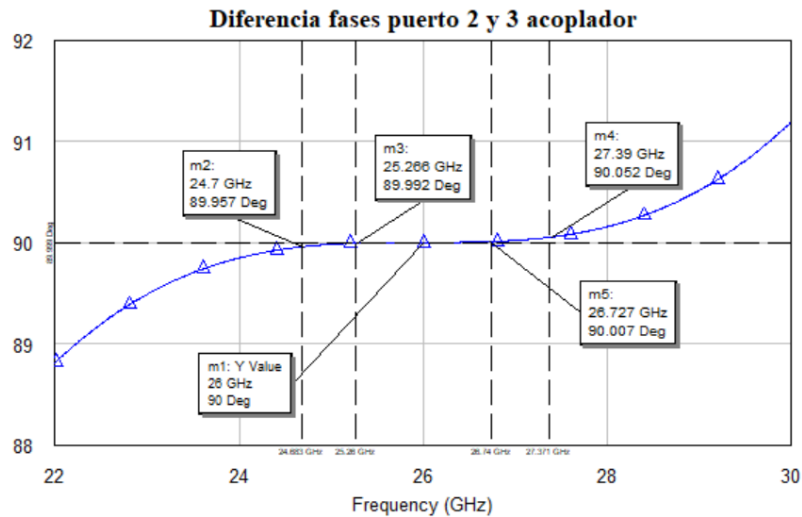


Figura A. 12: Diferencia de fase entre los puertos 2y 3 acoplador 3.4

## ANEXO B: Acopladores modificados

### • Acoplador 2.2

Según los valores obtenidos en [35] y a través del programa realizado en MATLAB, los valores de las impedancias para este acoplador 2.3 corresponden con  $Z_{c1} = 164.85 \Omega$ ,  $Z_{c2} = 43.54 \Omega$  y  $Z_{c3} = 84.81 \Omega$ , logrando obtener un acoplo de 5.9 dB tal y como se requiere. A través de estos valores, se logra obtener un ancho de banda que mejora las prestaciones del acoplador 1.1 monoetapa original, logrando alcanzar un ancho de banda con un nivel de adaptación de 25 dB de 10.68 GHz correspondiente a un ancho de banda relativo de 41.07%. Se mejora en gran medida el ancho de banda que proporcionaba el acoplador 2.2 original, el cual era de 2.6%.

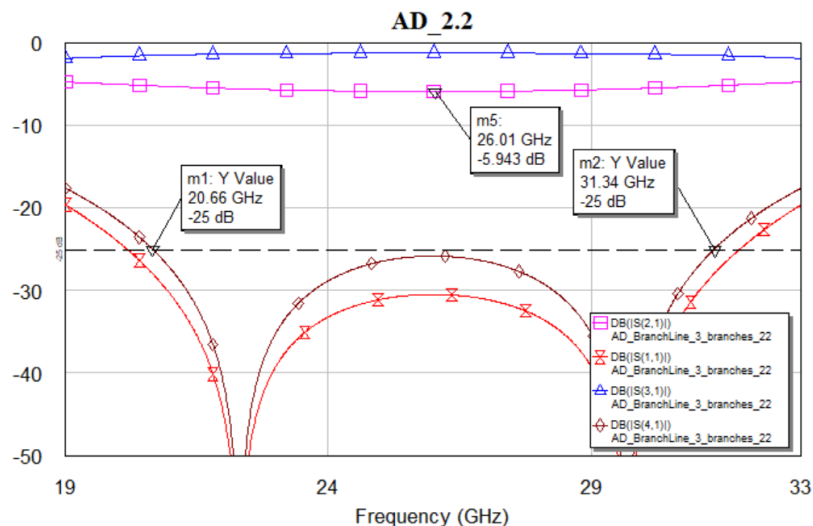


Figura B. 1: Parámetros S acoplador 2.2 modificado

### • Acoplador 2.3

El acoplador 2.3 debe de presentar un parámetro de acoplo de 4.3 dB. A través de [35] y del programa de MATLAB los valores hallados que satisfacen este valor son  $Z_{c1} = 127.06 \Omega$ ,  $Z_{c2} = 39.64 \Omega$  y  $Z_{c3} = 59.67 \Omega$ . Mediante estos valores, se destaca que ya no se puede lograr un ancho de banda a 25 dB de adaptación, ya que las condiciones de adaptación empeoran levemente tal y como se observa en la Figura B. 2. Se observa además que, para un nivel de adaptación de 23 dB, el ancho de banda obtenido es de 10.56 GHz, aproximadamente un ancho de banda relativo de 40.6%. Se logran mejorar las prestaciones del acoplador 2.3 original.

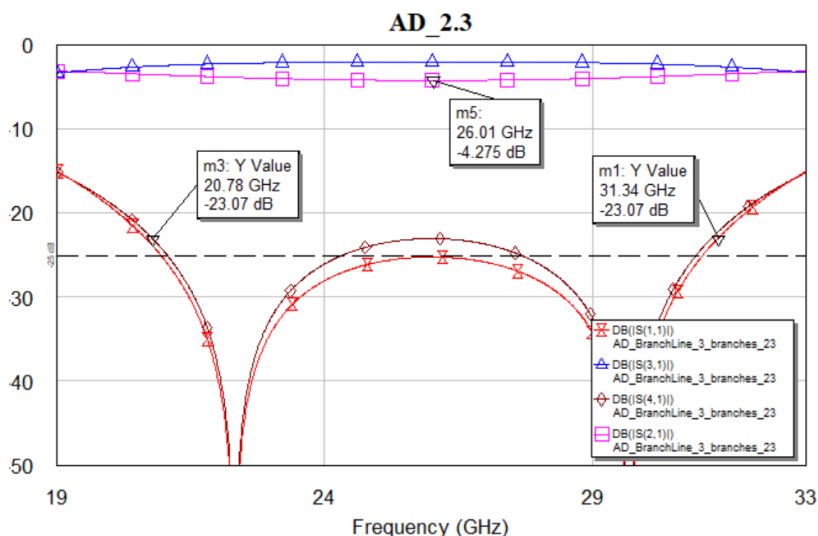


Figura B. 2: Parámetros S acoplador 2.3 modificado

- **Acoplador 2.4**

El acoplador 2.4 debe de presentar un acoplo de 2.85 dB, tal y como indican los cálculos teóricos de la matriz. En la Figura B.3 se logra apreciar que los valores obtenidos a través de [35] son ligeramente superiores en valor absoluto, aproximadamente 0.3 dB. Este acoplador empeora la adaptación con respecto los dos acopladores anteriores, ya que a través de las impedancias obtenidas de valor  $Z_{c1} = 103.07 \Omega$ ,  $Z_{c2} = 35.4 \Omega$  y  $Z_{c3} = 43.15 \Omega$  se logra un ancho de banda a 21 dB de 10.14 GHz. Se observa que el ancho de banda se va estrechando conforme el parámetro de acoplo se reduce en valor absoluto. Sin embargo, las prestaciones que ofrece este acoplador superan al ancho de banda proporcionado por el acoplador original.

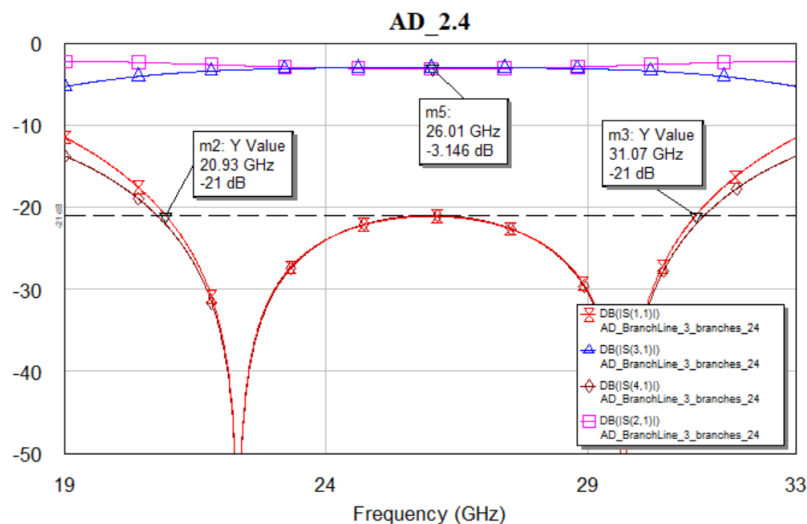


Figura B. 3: Parámetros S acoplador 2.4 modificado

- **Acoplador 2.5**

En este acoplador se realiza la permutación mencionada en el capítulo 6, donde ahora el puerto 3 correspondiente a la rama superior del acoplador envía la potencia a los elementos radiantes del array. Esto se evidencia en la Figura B.4, donde debido a la disposición del acoplador 2.5 en la matriz de Nolen, la potencia saliente por el puerto 2 del acoplador debería de ser mayor que la potencia saliente por el puerto 3, pero sin embargo esto no es así. Dado

que los valores de [35] únicamente son válidos cuando la rama acoplada corresponde a la diagonal, se ha de emplear la ecuación 4.12 para obtener el parámetro de transmisión del puerto 2 del acoplador. Empleando dicha ecuación, el acoplo del puerto 2 corresponde a un valor  $m=0.542$ , correspondiente a un acoplo de 5.4 dB. La respuesta en frecuencia del acoplador se obtiene empleando impedancias de valor  $Z_{c1} = 152.25 \Omega$ ,  $Z_{c2} = 42.49 \Omega$  y  $Z_{c3} = 76.48 \Omega$ , obteniendo un ancho de banda a 25 dB de 10.42, correspondiente a un ancho de banda relativo de 40.07%.

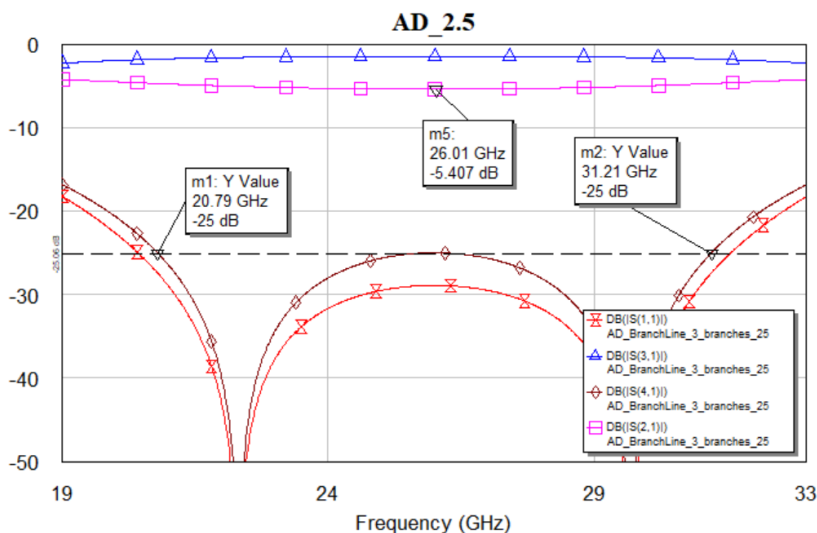


Figura B. 4: Parámetros S acoplador 2.5 modificado

- **Acoplador 3.3**

El acoplador 3.3 también sufre la permuta de puertos indicada previamente, donde el parámetro de acoplo requerido por el sistema es de 2.47 dB. Empleando 4.12, se obtiene que el parámetro S de transmisión ha de ser de  $m = 0.6592$ , correspondiente a 3.6 dB. Empleando [35] y el programa de MATLAB se obtienen valores de impedancias  $Z_{c1} = 111.98 \Omega$ ,  $Z_{c2} = 37.15 \Omega$  y  $Z_{c3} = 49.12 \Omega$ , proporcionando el acoplo indicado además de un ancho de banda a 22 dB aproximadamente de 10.32 GHz tal y como se observa en la Figura B. 5, correspondiente a un ancho de banda relativo de 39.69%, logrando mejorar las prestaciones del acoplador original monoetapa.

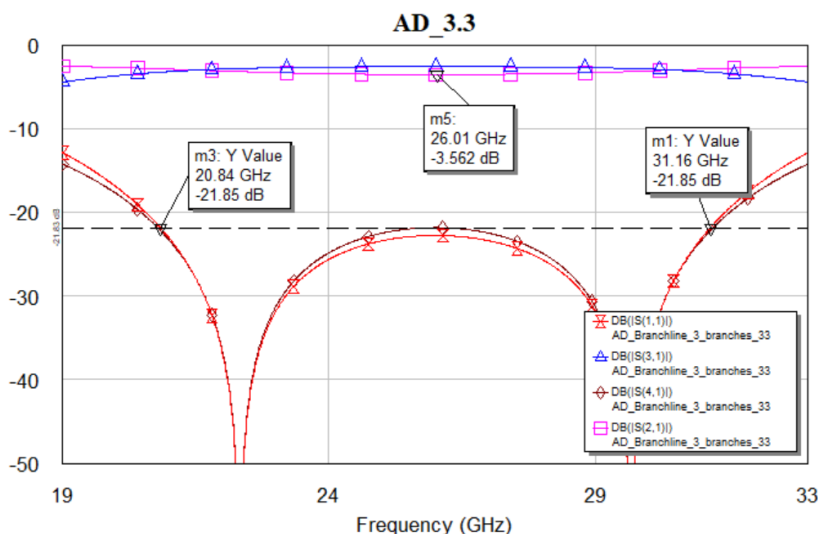


Figura B. 5: Parámetros S acoplador 3.3 modificado

### • Acoplador 3.4

Tal y como sucedía con los acopladores anteriores, el parámetro de acoplo exigido para el acoplador 3.4 es menor a 3 dB, con lo que este también sufre una permuta de puertos. Empleando 4.12 se puede hallar que el parámetro  $S$  correspondiente al puerto 2 ha de ser de  $m = 0.48$ , equivalente a unas impedancias de valor  $Z_{c1} = 174.70 \Omega$ ,  $Z_{c2} = 44.15 \Omega$  y  $Z_{c3} = 90.82 \Omega$ , dando lugar a un ancho de banda con un nivel de adaptación de 25 dB de aproximadamente 9 GHz, tal y como se puede apreciar en la Figura B.6.

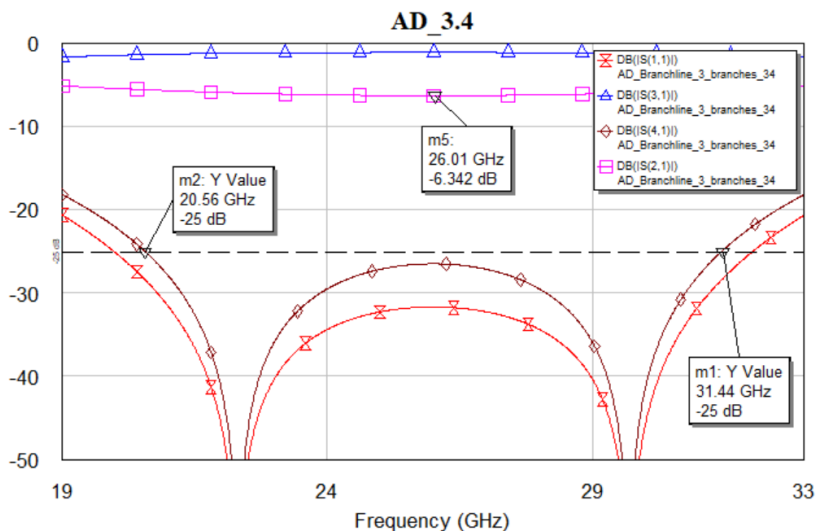


Figura B. 6: Parámetros S acoplador 3.4 modificado

## ANEXO C: Programa MATLAB interpolación

```
function [componente] = valor(x1, y1,x2,y2,M)
%Se introducen los valores de la tabla y devuelve el valor del componente
real.
%x1: valor parámetro de acoplo intervalo inferior
%x2: valor parámetro de acoplo intervalo superior
%y1: valor de impedancia normalizada intervalo inferior
%y2: valor de impedancia normalizada intervalo superior
%M : valor parámetro de acoplo
m=(y2-y1) / (x2-x1);
y=y1;
x=x1;
B=y-m*x;
atenuacion=20*log10(M);
componente=m*(-atenuacion)+B;
end
```



## ANEXO D: Propuesta final acopladores (resto)

### • Acoplador 2.2

A través de realizar la optimización del acoplador 2.2 para un nivel de adaptación de 25 dB, se ha logrado obtener un ancho de banda absoluto de 5.44 GHz manteniendo a su vez el nivel de acoplo de 5.9 dB deseado tal y como se aprecia en la Figura D.1. El ancho de banda relativo correspondiente a este acoplador es de 20.9%, logrado a través de impedancias de valor  $Z_{c1} = 81.26 \Omega$ ,  $Z_{c2} = 30.5 \Omega$  y  $Z_{c3} = 23.33 \Omega$ . La mejora con respecto al acoplador inicial de una etapa es apreciable, siendo este de 2.57% frente al 20.9% obtenido empleando dos etapas.

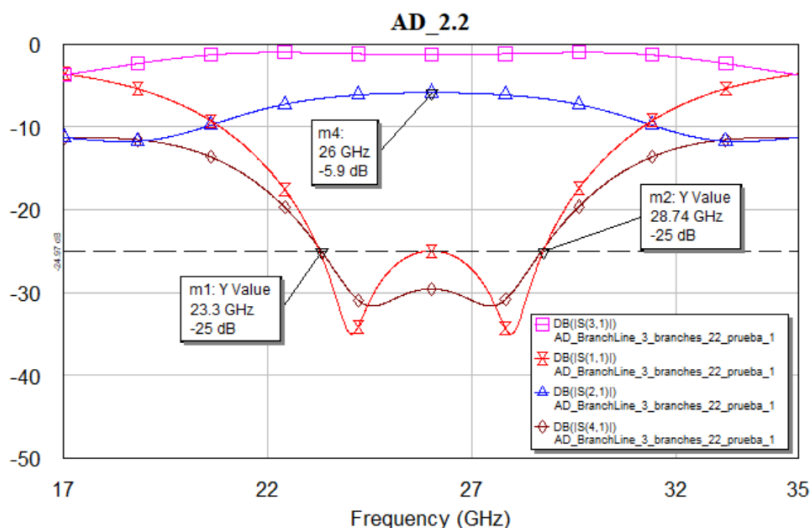


Figura D. 1: Parámetros S acoplador 2.2 optimizado a 25 dB

En lo que respecta al acoplador obtenido empleando optimización con límite en 30 dB, el ancho de banda total obtenido es de 4.1 GHz aproximadamente tal y como se observa en la Figura D.2, correspondiente a un ancho de banda relativo de 15.62%. Las líneas de transmisión de este acoplador presentan valores de impedancias de  $Z_{c1} = 83.85 \Omega$ ,  $Z_{c2} = 29.66 \Omega$  y  $Z_{c3} = 21.32 \Omega$ , proporcionando de ese modo unas prestaciones que mejoran a las del acoplador monoetapa para ese nivel de adaptación.

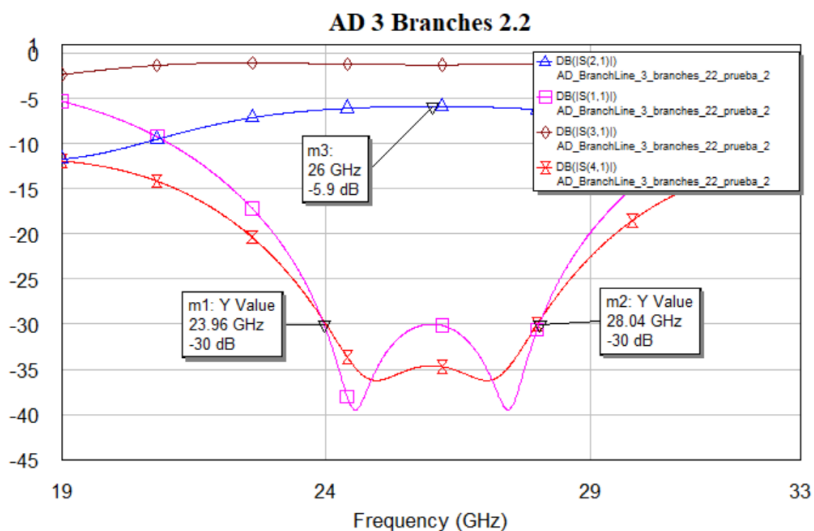


Figura D. 2: Parámetros S acoplador 2.2 optimizado a 30dB

• **Acoplador 2.3**

El diseño del acoplador realizado a través de optimización para una adaptación de 25 dB permite obtener anchos de banda absolutos de 6 GHz, manteniendo el nivel de acoplo de 4.3 dB obtenido en los cálculos teóricos. Las líneas de este acoplador presentan valores de impedancia tal que  $Z_{c1} = 93.23 \Omega$ ,  $Z_{c2} = 37.08 \Omega$  y  $Z_{c3} = 38.08 \Omega$ , obteniendo de ese modo un ancho de banda relativo de 23.07% que mejora a los 3.86% del modelo original como se observa en la Figura D. 3.

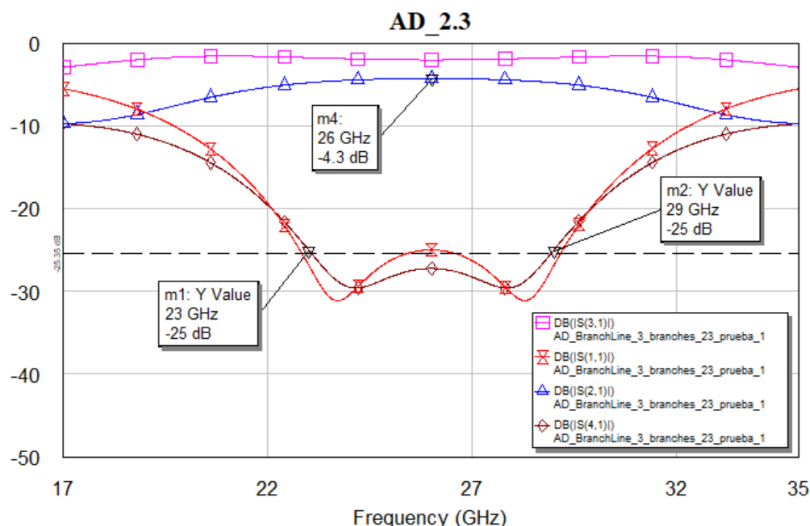


Figura D. 3: Parámetros S acoplador 2.3 optimizado a 25 dB

En lo que respecta al acoplador diseñado con límite en 30 dB, el ancho de banda absoluto obtenido corresponde a 4.82 GHz, manteniendo así el acoplo de 4.3 dB necesario como se observa en la Figura D.4. Esta mejora se obtiene a través de líneas de valor  $Z_{c1} = 96.67 \Omega$ ,  $Z_{c2} = 35.49 \Omega$  y  $Z_{c3} = 33.45 \Omega$ , logrando mejorar el ancho de banda que se obtuvo empleando los acopladores de una sola etapa, el cual era del 2.16%.

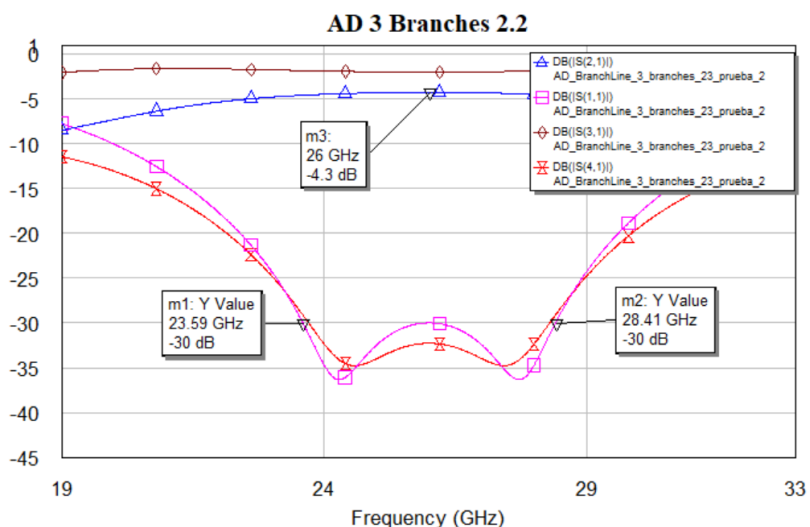


Figura D. 4: Parámetros S acoplador 2.3 optimizado a 30 dB

• **Acoplador 2.4**

En este acoplador se puede observar una elevada mejora en lo que ancho de banda se refiere, ya que al estar el puerto acoplado por debajo de los 3dB el ancho de banda aumenta drásticamente. Para un nivel de adaptación de 25 dB, el diseño de este acoplador permite obtener anchos de banda absolutos de 8.5 GHz de ancho de banda, correspondiente a un ancho de banda relativo de

32.84% según lo observado en la Figura D.5. Este ancho de banda se obtiene empleando líneas de impedancia  $Z_{c1} = 83.85 \Omega$ ,  $Z_{c2} = 29.66 \Omega$  y  $Z_{c3} = 21.32 \Omega$ , logrando de ese modo mejorar el ancho de banda relativo de 6.3% que se obtenía del original.

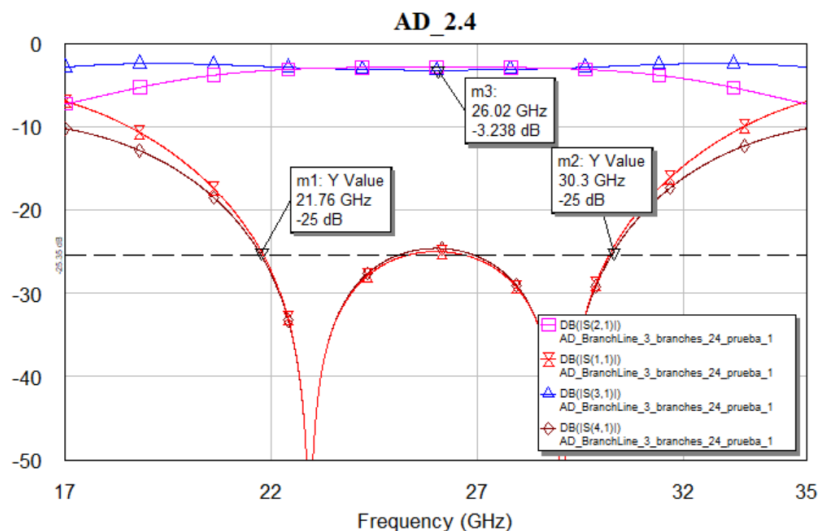


Figura D. 5: Parámetros S acoplador 2.4 optimizado a 25 dB

En lo que respecta al acoplador diseñado con límite en 30 dB, el ancho de banda total logrado es de 5.8 GHz, correspondiente a un ancho de banda relativo de 22.30% observado en la Figura D.6, el cual mejora al acoplador original que presentaba un ancho relativo de 3.55%. Este ancho de banda se logra mediante las impedancias  $Z_{c1} = 119.35 \Omega$ ,  $Z_{c2} = 37.33 \Omega$  y  $Z_{c3} = 41.85 \Omega$

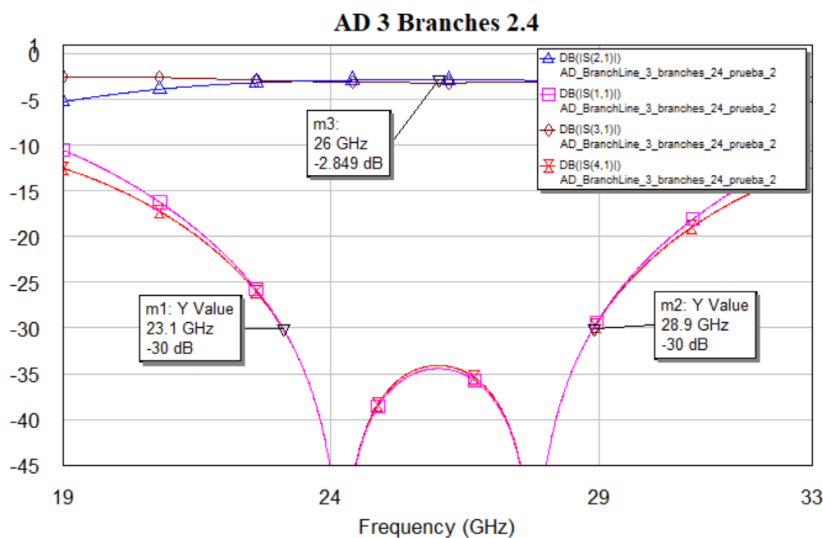


Figura D. 6: Parámetros S acoplador 2.4 optimizado a 30 dB

- **Acoplador 2.5**

En el acoplador 2.5 diseñado para un nivel de 25 dB, se logran obtener anchos de banda de 10.78 GHz debido a la reducida potencia que ha de salir por el puerto superior del acoplador. Este ancho de banda corresponde a un ancho de banda relativo de 41.46% obtenido a través de las impedancias del acoplador de valor  $Z_{c1} = 155.17 \Omega$ ,  $Z_{c2} = 42.42 \Omega$  y  $Z_{c3} = 76.51 \Omega$ , logrando mejorar el ancho de banda relativo de 8.69% del acoplador original.

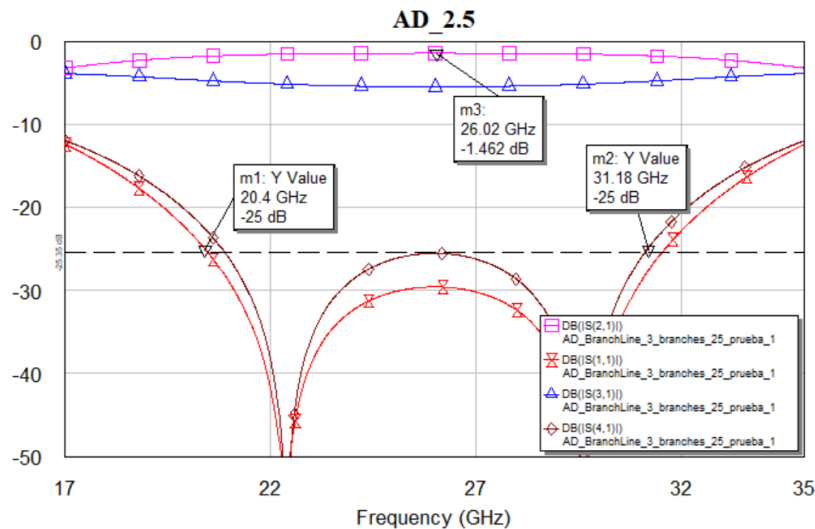


Figura D. 7: Parámetros S acoplador 2.5 optimizado a 25 dB

El acoplador diseñado con límite de optimización de 30 dB presenta un ancho de banda total de 7.88 GHz, correspondiente a un ancho de banda relativo de 30.30% tal y como se observa en la Figura D.8. Este acoplador se obtiene a través de impedancias de valor  $Z_{c1} = 165.42\Omega$ ,  $Z_{c2} = 43.79\Omega$  y  $Z_{c3} = 75.08\Omega$ , mejorando el acoplador original el cual presentaba un ancho relativo de 4.9% para este nivel de adaptación de 30 dB.

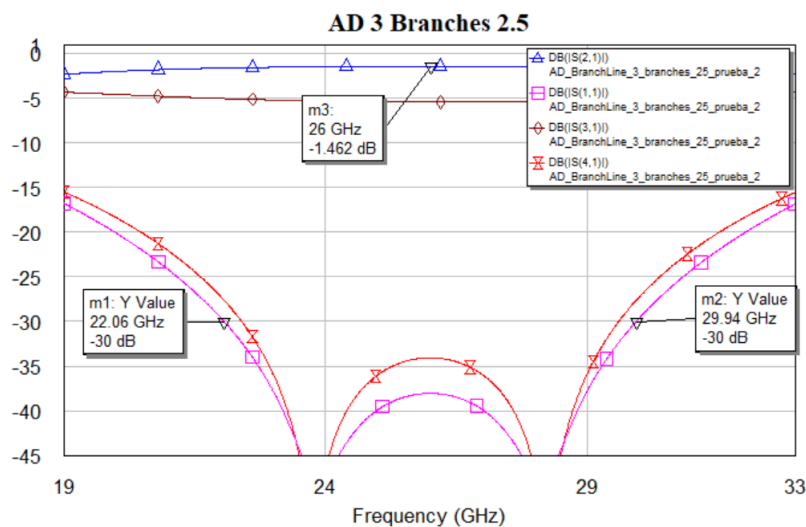


Figura D. 8: Parámetros S acoplador 2.5 optimizado a 30 dB

- **Acoplador 3.3**

El acoplador 3.3 diseñado para una adaptación de 25 dB con un acoplo de 2.47 dB presenta un ancho de banda absoluto de 8.87 GHz, el cual corresponde a un ancho relativo de 34.11% como se observa en la Figura D.9. Este acoplador logra mejorar las prestaciones del acoplador original que presentaba un ancho relativo de 6.53%. Este acoplador se logra obtener mediante líneas de transmisión de impedancias  $Z_{c1} = 120.13\Omega$ ,  $Z_{c2} = 37.73\Omega$  y  $Z_{c3} = 48.68\Omega$ .

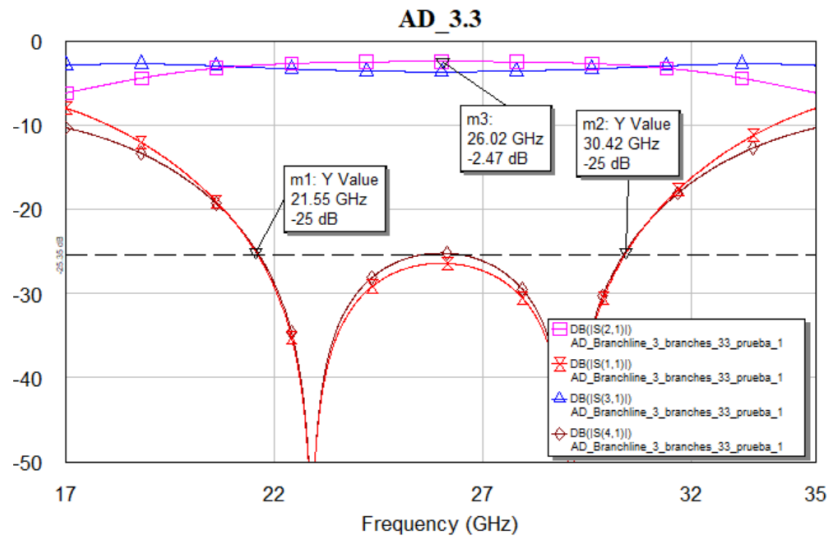


Figura D. 9: Parámetros S acoplador 3.3 optimizado a 25 dB

El acoplador diseñado con un límite de 30 dB de adaptación para un acoplo de 2.47 dB presenta un ancho de banda absoluto de 6.96 GHz, el cual corresponde a un ancho de banda relativo del 26.7% observado en la Figura D.10. Este acoplador también logra mejorar las prestaciones del modelo original el cual presentaba un ancho de banda relativo de 3.68%. El acoplador presenta impedancias de valor  $Z_{c1} = 126.68 \Omega$ ,  $Z_{c2} = 38.68 \Omega$  y  $Z_{c3} = 49.12 \Omega$

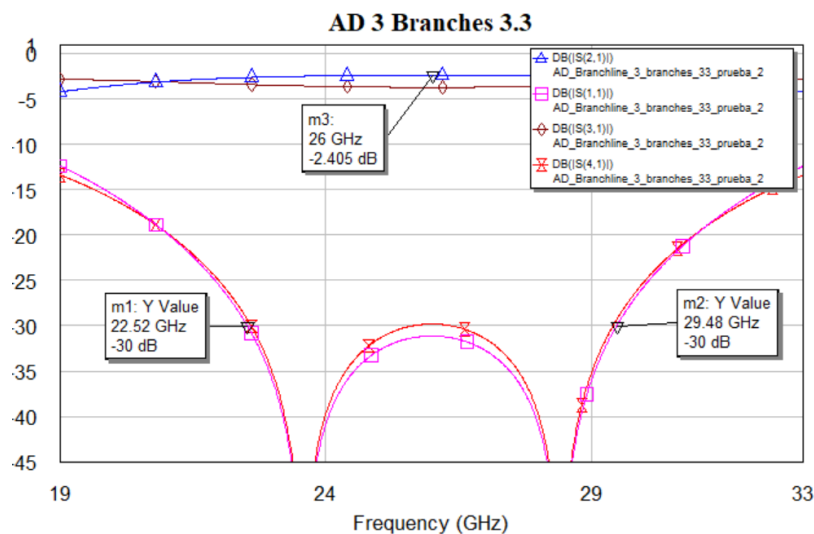


Figura D. 10: Parámetros S acoplador 3.3 optimizado a 30 dB

- **Acoplador 3.4**

Finalizando con la descripción del último acoplador propuesto, el acoplador 3.4 diseñado para un límite de 25 dB de adaptación presenta un ancho de banda absoluto de 11.48 GHz, correspondiente a un ancho de banda relativo de 44.15% observado en la Figura D.11. Este acoplador mejora las prestaciones del acoplador 3.4 original, el cual proporcionaba un ancho de banda relativo de 10.1%. El acoplador presenta unos valores de impedancia de  $Z_{c1} = 175.51 \Omega$ ,  $Z_{c2} = 45.02 \Omega$  y  $Z_{c3} = 99.33 \Omega$ .

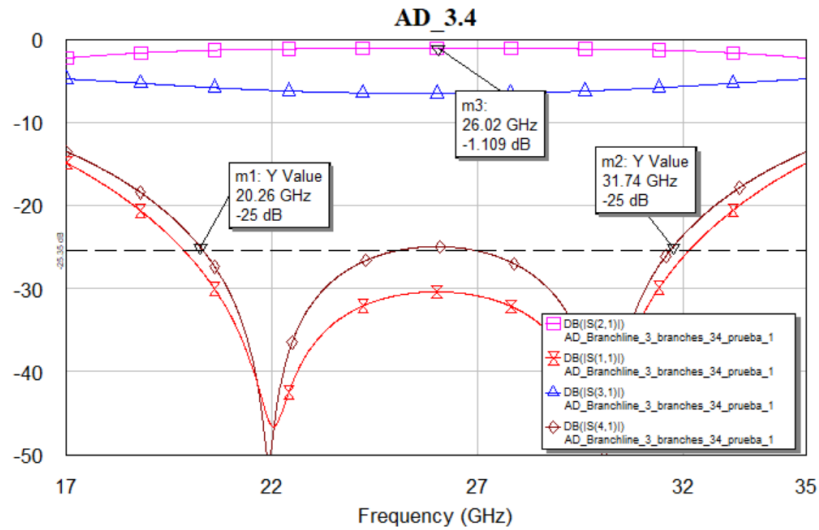


Figura D. 11: Parámetros S acoplador 3.4 optimizado a 25 dB

El acoplador diseñado con un requisito de adaptación de 30 dB para un acoplo de 1.1 dB presenta un ancho de banda absoluto de 8.84 GHz, correspondiente a un ancho de banda relativo de 34% como se puede apreciar en la Figura D.12. Este acoplador mejora también las prestaciones del original a través de líneas de transmisión del acoplador de valores de impedancia  $Z_{c1} = 187.51 \Omega$ ,  $Z_{c2} = 44.98 \Omega$  y  $Z_{c3} = 94.04 \Omega$ . Se ha de destacar que este acoplador es el que valores más extremos presenta de impedancia, por lo que la implementación real de este acoplador dependerá en gran medida del sustrato a emplear para lograr estos valores.

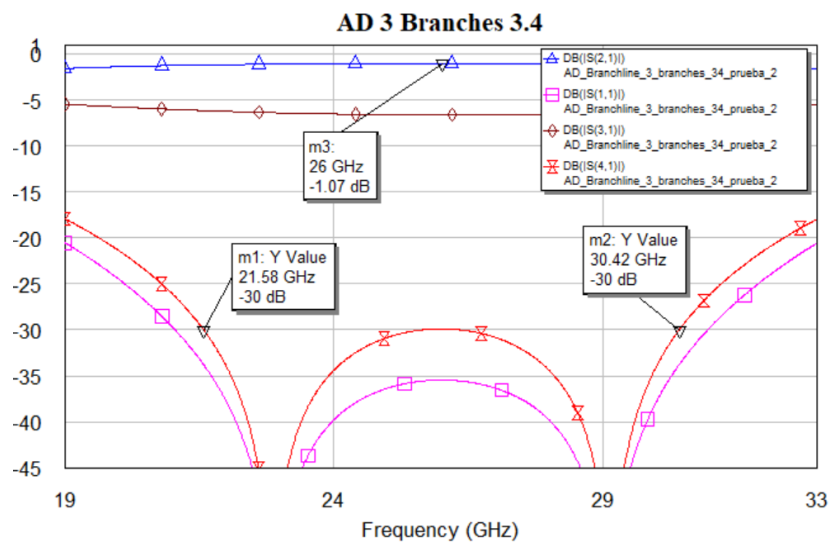


Figura D. 12: Parámetros S acoplador 3.4 optimizado a 30 dB



## ANEXO E: RELACIÓN DEL TRABAJO CON LOS OBJETIVOS DE DESARROLLO SOSTENIBLE DE LA AGENDA 2030

El presente trabajo está relacionado con el Objetivo de desarrollo Sostenible número 9 relacionado con la industria, innovación e infraestructuras, concretamente con el aumento de conectividad móvil y el acceso a comunicaciones de banda ancha. A través del trabajo, se ha logrado comprobar que es posible aumentar el ancho de banda de redes conformadoras previamente establecidas mediante uso de componentes de banda ancha, lo que supone dar conectividad a un mayor número de usuarios realizando una mejor asignación de los recursos de los que se disponen.