

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



**Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de
Telecomunicación**

TRABAJO FIN DE GRADO

**Diseño de redes de alimentación en guía de onda corporativa
con tornillos de ajuste**

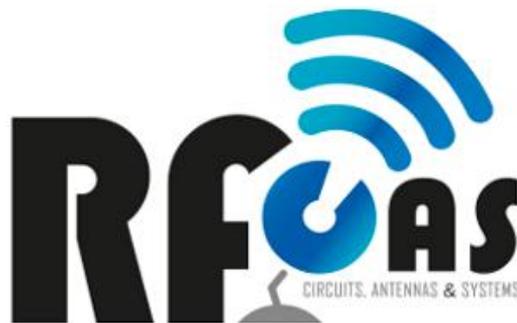
**Gema María Fernández Romero
Tutor: Pablo Sánchez Olivares
Ponente: José Luis Masa Campos**

Junio 2016

Diseño de redes de alimentación en guía de onda corporativa con tornillos de ajuste

AUTOR: Gema María Fernández Romero
TUTOR: Pablo Sánchez Olivares

Grupo RFCAS
Departamento de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones
Escuela Politécnica Superior
Universidad Autónoma de Madrid
Junio de 2016



Resumen

Este Trabajo Fin de Grado ha tenido por objeto la realización de una red de alimentación corporativa en guía de onda rectangular de 1 a 4 bajo el estándar WR-51 en plano H, cuyo control dinámico de amplitud y fase ha sido mediante tornillos de ajuste. La banda de frecuencias del espectro electromagnético en la que se ha trabajado ha sido la banda Ku, concretamente de 16 a 18 GHz.

Mediante la posición de los tornillos de ajuste en la estructura de la guía se van a conseguir distintos desfases, pretendiendo modificar con ello el reparto de señal transmitida desde la entrada. Esto otorgará total reconfigurabilidad a la dirección de máximo apuntamiento del haz principal de radiación de la antena.

Inicialmente se ha tomado como punto de partida un prototipo perteneciente al grupo de investigación RFCAS ya diseñado, el cual consiste en un divisor de 1 a 2 en guía de onda rectangular estándar WR-51. Se llevará a cabo su medición con las configuraciones de tornillos obtenidas, para posteriormente hacer un análisis comparativo con los valores simulados del mismo.

El desarrollo de la estructura final se basará en una red con un mayor número de niveles, concretamente de 1 a 4, con el fin de alimentar un array de antenas. Se caracterizará mediante simulaciones electromagnéticas y eléctricas.

Tras la fase de diseño, simulación y estudio de la red de alimentación 1 a 4 con tornillos de ajuste de fase, se ha procedido a estudiar el comportamiento que podrían proporcionar los diagramas de radiación.

Palabras clave

Red de alimentación corporativa, guía de onda, estándar WR-51, plano H, unión en T, codo, parámetros S, adaptación, reflexión, array lineal, tornillo, diagrama de radiación.

Abstract

The aim of this project is the design of corporate feeding network in rectangular waveguide from 1 to 4 by a WR-51 standard H-plane, whose dynamic amplitude and phase control has been using screws. The frequency band used in this project is the Ku, specifically from 16 to 18 GHz.

By the position of the screws on the guide structure it will be get phase difference, trying to modify the distribution of the transmitted signal from the input. This will give configurability to the direction of maximum main beam pointing antenna radiation.

Initially it is taken as a starting point a prototype designed by RFCAS research group, which is a divisor in rectangular waveguide from 1 to 2 by a WR-51 standard. It will measure with the screws configurations obtained, and later make a comparative analysis with simulated values.

The development of the final structure will base on a network with a most number of levels, specifically from 1 to 4, in order to feed an antenna array. It will characterize by electromagnetic and electrical simulations.

After the design phase, the simulation and the study of the feeding network from 1 to 4 with phase adjustment screws, it has proceeded to study the behavior that could provide the radiation patterns.

Keywords

Corporate feeding network, waveguide, WR-51 standard, H-plane, T-junction, bend, S parameters, adaptation, reflection, linear array, screw, radiation pattern.

Agradecimientos

Muchos momentos han pasado desde que empecé este camino y, sin apenas darme cuenta, hoy estoy escribiendo estas líneas. Nadie dijo que fuera fácil, pero los retos que uno mismo se propone siempre son más llevaderos con gente a tu lado que te demuestra todo el apoyo, ahí, en cualquiera de esos momentos.

Quiero empezar agradeciendo a Pablo, mi tutor, la total confianza que ha depositado en mí desde el principio. Gracias por prestarme tu ayuda cada día y sufrir mis agobios. Sin duda, puedo decir alto y claro que has sido el mejor tutor que podía haber elegido. De igual manera, gracias también a cada una de las personas que he conocido en RFCAS por crear ese buen ambiente sin pedir nada a cambio.

A todos mis compañeros en estos años de carrera. Habéis pasado de ser personas desconocidas a amigos increíbles, y toda la culpa la tienen esas horas de prácticas en el laboratorio, biblioteca e innumerables dudas a todas horas. Nadie mejor que nosotros entiende lo que cuesta llegar al final de este camino y cómo cualquier excusa es buena con tal de evadirse de él. Eso sí, el recorrido no hubiera sido lo mismo sin vosotros.

No me quiero olvidar de ellas. Gracias Irene, Laura y Diana. Llevamos veinte años de nuestra vida juntas y, ahora más que nunca me habéis demostrado todo lo que sois: amigas de corazón. Sé que os tengo para siempre, igual que vosotras a mí, y también sé que algún día diréis orgullosas: “Sí, tengo una amiga ingeniera”. Os quiero.

A ti, por marcar el inicio de lo que hoy somos. Gracias Adrián por creer siempre en mí y apoyarme en cada paso dado. Sin duda eres lo mejor que me llevo de esta etapa y ya sabes para cuanto tiempo.

Y por último, pero lo más importante, a mis padres, a mi hermano y a la reina de la casa, abuela. Gracias por vuestro apoyo incondicional durante toda mi vida, por haberme dejado elegir la profesión que me apasiona, por abrazarme con cada disgusto y llorar de alegría con cada buena noticia. No os podré agradecer nunca todo lo que me habéis dado para ser lo que soy ahora.

Inevitable no acordarme de ti. Estoy segura que me has guiado y no me equivoco pensando lo increíblemente orgulloso que estarías de tu nieta.

*Gema Fernández Romero
Junio 2016*

ÍNDICE DE CONTENIDOS

1	Introducción.....	21
1.1	Motivación.....	21
1.2	Objetivos	21
1.3	Organización de la memoria.....	22
2	Estado del arte	23
2.1	Parámetros de dispersión (Parámetros S).....	23
2.2	Teoría de Guías de Ondas	24
2.2.1	Modos de propagación	24
2.2.2	Tipos de Guías de Onda	25
2.2.3	Iris en guía de onda.....	26
2.3	Antenas.....	27
2.3.1	Arrays de antenas.....	27
2.3.2	Phased array.....	28
3	Diseño.....	31
3.1	Consideraciones previas	31
3.1.1	Especificaciones de diseño	31
3.1.2	Guía de onda WR-51	31
3.1.3	Divisor de potencia en T.....	32
3.2	Divisor de potencia en T con tornillos de ajuste de fase	33
3.2.1	Tornillos de ajuste de fase	33
3.2.2	Nuevas configuraciones.....	36
3.2.3	Fabricación. Comparación de medidas y simulaciones.....	38
4	Desarrollo	41
4.1	Elemento de unión: codo.....	41
4.2	Divisor en T más codos	42
4.3	Divisor 1 a 4 con tornillos de ajuste de fase.....	43
5	Integración, pruebas y resultados	49
5.1	Análisis de factor de array.....	49
6	Conclusiones y trabajo futuro.....	55
6.1	Conclusiones	55
6.2	Trabajo futuro.....	56
	Referencias	57
	Anexos.....	LIX
A	Anexo: Calibración para guía de onda WR-51.....	LIX
B	Anexo: Análisis de parámetros S según las configuraciones	LXI
C	Anexo: Desfases progresivos y quasi-progresivos. Simulación ADS.....	LXXIV
D	Anexo: Desfases progresivos y quasi-progresivos. Simulación CST.	LXXVIII
E	Anexo: Configuraciones de desfases del divisor 1 a 2	LXXXII

ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 2-1 RED DE DOS TERMINALES	23
FIGURA 2-2 CARTA DE MODOS	25
FIGURA 2-3 GUÍA DE ONDA RECTANGULAR	25
FIGURA 2-4 TIPOS DE IRIS EN GUÍA DE ONDA	26
FIGURA 2-5 ARRAY LINEAL DE N ELEMENTOS EQUISPACIADOS UNA DISTANCIA D.....	28
FIGURA 2-6 DIAGRAMA DE RADIACIÓN EN 2D.....	29
FIGURA 3-1 GUÍA DE ONDA RECTANGULAR	32
FIGURA 3-2 ESTRUCTURA DIVISOR EN GUÍA DE ONDA BASE.....	32
FIGURA 3-3 PLANTA DEL DIVISOR EN GUÍA DE ONDA BASE	32
FIGURA 3-4 DIVISOR DE POTENCIA SIMÉTRICO EN GUÍA DE ONDA DISEÑADO EN [1]. ADAPTACIÓN A LA ENTRADA (S_{11}) EN DB	33
FIGURA 3-5 DIVISOR DE POTENCIA SIMÉTRICO EN GUÍA DE ONDA DISEÑADO EN [1]. ADAPTACIÓN A LA ENTRADA (S_{11}) EN CARTA DE SMITH	33
FIGURA 3-6 DIVISOR DE POTENCIA SIMÉTRICO EN GUÍA DE ONDA DISEÑADO EN [1]. MÓDULO DE LOS PARÁMETROS DE TRANSMISIÓN.....	33
FIGURA 3-7 DIVISOR DE POTENCIA SIMÉTRICO EN GUÍA DE ONDA DISEÑADO EN [1]. FASE DE LOS PARÁMETROS DE TRANSMISIÓN.....	33
FIGURA 3-8 CARTA DE SMITH: BARRIDO EN DIRECCIÓN X DE UN TORNILLO.....	34
FIGURA 3-9 ADAPTACIÓN DEL PARÁMETRO S_{11} DE UN TORNILLO. POSICIÓN DEL TORNILLO U_SCREW4=-11 MM	34
FIGURA 3-10 ADAPTACIÓN EN CARTA DE SMITH DE UN TORNILLO. POSICIÓN DEL TORNILLO U_SCREW4=-11MM.....	34
FIGURA 3-11 MÓDULO DE LOS PARÁMETROS DE TRANSMISIÓN UN TORNILLO. POSICIÓN DEL TORNILLO U_SCREW4=-11MM.....	35
FIGURA 3-12 FASE DE LOS PARÁMETROS DE TRANSMISIÓN UN TORNILLO. POSICIÓN DEL TORNILLO U_SCREW4=-11MM.....	35
FIGURA 3-13 DIVISOR EN T CON UNA PAREJA DE TORNILLOS.....	35
FIGURA 3-14 ADAPTACIÓN DEL PARÁMETRO S_{11} DE UNA PAREJA DE TORNILLOS	35
FIGURA 3-15 ADAPTACIÓN EN CARTA DE SMITH DE UNA PAREJA DE TORNILLOS.....	35

FIGURA 3-16 MÓDULO DE LOS PARÁMETROS DE TRANSMISIÓN DE UNA PAREJA DE TORNILLOS	36
FIGURA 3-17 FASE DE LOS PARÁMETROS DE TRANSMISIÓN DE UNA PAREJA DE TORNILLOS.....	36
FIGURA 3-18 ESQUEMA DEL DIVISOR DE POTENCIA Y POSICIONES DE TORNILLOS.....	36
FIGURA 3-19 REPARTO DE POTENCIA DEL DIVISOR CON UN DESFASE DE 50°	37
FIGURA 3-20 DIFERENCIA DE FASE DEL DIVISOR DE 50°	37
FIGURA 3-21 REPARTO DE POTENCIA DEL DIVISOR CON UN DESFASE DE 70°	37
FIGURA 3-22 DIFERENCIA DE FASE DEL DIVISOR DE 70°	37
FIGURA 3-23 REPARTO DE POTENCIA DEL DIVISOR CON UN DESFASE DE 90°	38
FIGURA 3-24 DIFERENCIA DE FASE DEL DIVISOR DE 90°	38
FIGURA 3-25 REPARTO DE POTENCIA DEL DIVISOR CON UN DESFASE DE 120°.....	38
FIGURA 3-26 DIFERENCIA DE FASE DEL DIVISOR DE 120°	38
FIGURA 3-27 PIEZA INFERIOR DEL PROTOTIPO.....	38
FIGURA 3-28 VISTA FRONTAL DEL PROTOTIPO	38
FIGURA 3-29 GRÁFICA DEL ANCHO DE BANDA -15 DB SEGÚN LOS DISTINTOS DESFASES	39
FIGURA 3-30 GRÁFICA COMPARATIVA DE VALORES DE DESFASES: TEÓRICOS, SIMULADOS Y MEDIDOS	40
FIGURA 4-1 EJEMPLO DE CODO BÁSICO	41
FIGURA 4-2 DISCONTINUIDADES DE CODO EN EL PROCESO DE OPTIMIZACIÓN.....	41
FIGURA 4-3 MÓDULO DEL PARÁMETRO S_{11} DEL CODO EN EL PLANO H	42
FIGURA 4-4 ADAPTACIÓN DEL PARÁMETRO S_{11} EN CARTA DE SMITH DEL CODO EN EL PLANO H..	42
FIGURA 4-5 ESTRUCTURA DEL DIVISOR EN GUÍA DE ONDA BASE CON CODOS	42
FIGURA 4-6 PLANTA DEL DIVISOR EN GUÍA DE ONDA BASE CON CODOS	42
FIGURA 4-7 ADAPTACIÓN PARÁMETRO S_{11} DE LA UNIÓN EN T CON CODOS.....	43
FIGURA 4-8 ADAPTACIÓN DEL PARÁMETRO S_{11} EN CARTA DE SMITH DE LA UNIÓN EN T CON CODO	43
FIGURA 4-9 MÓDULO DE LOS PARÁMETROS S DE TRANSMISIÓN DE LA UNIÓN EN T CON CODO	43
FIGURA 4-10 FASE DE LOS PARÁMETROS S DE TRANSMISIÓN DE LA UNIÓN EN T CON CODO.....	43

FIGURA 4-11 DISEÑO FINAL DEL ESQUEMÁTICO DE LA RED DE ALIMENTACIÓN CORPORATIVA 1-4 EN GUÍA DE ONDA WR-51	44
FIGURA 4-12 REDES FINALES CON LAS CONFIGURACIONES DE DESFASES PROGRESIVOS	45
FIGURA 4-13 REDES FINALES CON LAS CONFIGURACIONES DE DESFASES QUASI-PROGRESIVOS.....	46
FIGURA 4-14 ESQUEMA DE LA RED CORPORATIVA 1-4 EN ADS	46
FIGURA 4-15 ADAPTACIÓN DEL PARÁMETRO S_{11} DE LA RED 1-4 CON EL TRAMO DE GUÍA OPTIMIZADO	47
FIGURA 4-16 MÓDULO DE LOS PARÁMETROS $S_{(x)(x),(1)(1)}$	48
FIGURA 5-1 ESQUEMA DEL DISEÑO DE RED CONVENCIONAL APOYADO POR LOS DIAGRAMAS DE RADIACIÓN MOSTRANDO LA GENERACIÓN DE <i>GRATING LOBES</i>	49
FIGURA 5-2 ESQUEMA DE DISEÑO DE LA RED DE ALIMENTACIÓN INTRODUCIENDO UNA RED ADICIONAL.....	50
FIGURA 5-3 FACTOR DE ARRAY CON UN DESFASE PROGRESIVO DE 0°	50
FIGURA 5-4 FACTOR DE ARRAY CON UN DESFASE PROGRESIVO DE 20°	50
FIGURA 5-5 FACTOR DE ARRAY CON UN DESFASE PROGRESIVO DE 50°	51
FIGURA 5-6 FACTOR DE ARRAY CON UN DESFASE PROGRESIVO DE 70°	51
FIGURA 5-7 FACTOR DE ARRAY CON UN DESFASE PROGRESIVO DE 120°	51
FIGURA 5-8 SUPERPOSICIÓN DE DIAGRAMAS DE RADIACIÓN PARA LOS DESFASES PROGRESIVOS ..	51
FIGURA 5-9 FACTOR DE ARRAY CON UN DESFASE PROGRESIVO DE 10°-20°-20°	52
FIGURA 5-10 FACTOR DE ARRAY CON UN DESFASE PROGRESIVO DE 90°-80°-70°	52
FIGURA 5-11 FACTOR DE ARRAY CON UN DESFASE PROGRESIVO DE 30°-20°-30°	52
FIGURA 5-12 FACTOR DE ARRAY CON UN DESFASE PROGRESIVO DE 50°-40°-50°	52
FIGURA 5-13 FACTOR DE ARRAY CON UN DESFASE PROGRESIVO DE 70°-70°-50°	52
FIGURA 5-14 SUPERPOSICIÓN DE DIAGRAMAS DE RADIACIÓN PARA LOS DESFASES QUASI-PROGRESIVOS.....	53
FIGURA A - 1 ANALIZADOR DE REDES <i>AGILENT E5071C</i> PROPIEDAD DE LA EPS	LIX
FIGURA A - 2 KIT DE CALIBRACIÓN <i>FLANN MICROWAVE LTD CALIBRATION KIT 19703</i>	LX
FIGURA A - 3 ECUACIONES DE CALIBRACIÓN THROUGH-REFLECT-LINE	LX
FIGURA B - 1 CONFIGURACIÓN PUERTO 2 = 0° Y PUERTO 3 = 0°	LXI

FIGURA B - 2 CONFIGURACIÓN PUERTO 2 = 0° Y PUERTO 3 = 50°	LXII
FIGURA B - 3 CONFIGURACIÓN PUERTO 2 = 0° Y PUERTO 3 = 70°	LXII
FIGURA B - 4 CONFIGURACIÓN PUERTO 2 = 0° Y PUERTO 3 = 90°	LXIII
FIGURA B - 5 CONFIGURACIÓN PUERTO 2 = 0° Y PUERTO 3 = 120°	LXIII
FIGURA B - 6 CONFIGURACIÓN PUERTO 2 = 50° Y PUERTO 3 = 0°	LXIV
FIGURA B - 7 CONFIGURACIÓN PUERTO 2 = 50° Y PUERTO 3 = 50°	LXIV
FIGURA B - 8 CONFIGURACIÓN PUERTO 2 = 50° Y PUERTO 3 = 70°	LXV
FIGURA B - 9 CONFIGURACIÓN PUERTO 2 = 50° Y PUERTO 3 = 90°	LXV
FIGURA B - 10 CONFIGURACIÓN PUERTO 2 = 50° Y PUERTO 3 = 120°	LXVI
FIGURA B - 11 CONFIGURACIÓN PUERTO 2 = 70° Y PUERTO 3 = 0°	LXVI
FIGURA B - 12 CONFIGURACIÓN PUERTO 2 = 70° Y PUERTO 3 = 50°	LXVII
FIGURA B - 13 CONFIGURACIÓN PUERTO 2 = 70° Y PUERTO 3 = 70°	LXVII
FIGURA B - 14 CONFIGURACIÓN PUERTO 2 = 70° Y PUERTO 3 = 90°	LXVIII
FIGURA B - 15 CONFIGURACIÓN PUERTO 2 = 70° Y PUERTO 3 = 120°	LXVIII
FIGURA B - 16 CONFIGURACIÓN PUERTO 2 = 90° Y PUERTO 3 = 0°	LXIX
FIGURA B - 17 CONFIGURACIÓN PUERTO 2 = 90° Y PUERTO 3 = 50°	LXIX
FIGURA B - 18 CONFIGURACIÓN PUERTO 2 = 90° Y PUERTO 3 = 70°	LXX
FIGURA B - 19 CONFIGURACIÓN PUERTO 2 = 90° Y PUERTO 3 = 90°	LXX
FIGURA B - 20 CONFIGURACIÓN PUERTO 2 = 90° Y PUERTO 3 = 120°	LXXI
FIGURA B - 21 CONFIGURACIÓN PUERTO 2 = 120° Y PUERTO 3 = 0°	LXXI
FIGURA B - 22 CONFIGURACIÓN PUERTO 2 = 120° Y PUERTO 3 = 50°	LXXII
FIGURA B - 23 CONFIGURACIÓN PUERTO 2 = 120° Y PUERTO 3 = 70°	LXXII
FIGURA B - 24 CONFIGURACIÓN PUERTO 2 = 120° Y PUERTO 3 = 90°	LXXIII
FIGURA B - 25 CONFIGURACIÓN PUERTO 2 = 120° Y PUERTO 3 = 120°	LXXIII
FIGURA C - 1 REPARTO DE POTENCIA Y DESFASE PROGRESIVO DE 0° EN ADS	LXXIV
FIGURA C - 2 REPARTO DE POTENCIA Y DESFASE PROGRESIVO DE 20° EN ADS	LXXIV
FIGURA C - 3 REPARTO DE POTENCIA Y DESFASE PROGRESIVO DE 50° EN ADS	LXXV

FIGURA C - 4 REPARTO DE POTENCIA Y DESFASE PROGRESIVO DE 70° EN ADS	LXXV
FIGURA C - 5 REPARTO DE POTENCIA Y DESFASE PROGRESIVO DE 120° EN ADS	LXXV
FIGURA C - 6 REPARTO DE POTENCIA Y DESFASE QUASI-PROGRESIVO DE 10°-20°-20° EN ADS	LXXVI
FIGURA C - 7 REPARTO DE POTENCIA Y DESFASE QUASI-PROGRESIVO DE 90°-80°-70° EN ADS	LXXVI
FIGURA C - 8 REPARTO DE POTENCIA Y DESFASE QUASI-PROGRESIVO DE 30°-20°-30° EN ADS	LXXVI
FIGURA C - 9 REPARTO DE POTENCIA Y DESFASE QUASI-PROGRESIVO DE 50°-40°-50° EN ADS	LXXVII
FIGURA C - 10 REPARTO DE POTENCIA Y DESFASE QUASI-PROGRESIVO DE 70°-70°-50° EN ADS	LXXVII
FIGURA D - 1 DESFASE PROGRESIVO 0° EN CST.....	LXXVIII
FIGURA D - 2 DESFASE PROGRESIVO 20° EN CST.....	LXXVIII
FIGURA D - 3 DESFASE PROGRESIVO 50° EN CST.....	LXXVIII
FIGURA D - 4 DESFASE PROGRESIVO 70° EN CST.....	LXXIX
FIGURA D - 5 DESFASE PROGRESIVO 120° EN CST.....	LXXIX
FIGURA D - 6 DESFASE QUASI-PROGRESIVO 10°-20°-20° EN CST.....	LXXIX
FIGURA D - 7 DESFASE QUASI-PROGRESIVO 90°-80°-70° EN CST.....	LXXX
FIGURA D - 8 DESFASE QUASI-PROGRESIVO 30°-20°-30° EN CST.....	LXXX
FIGURA D - 9 DESFASE QUASI-PROGRESIVO 50°-40°-50° EN CST.....	LXXX
FIGURA D - 10 DESFASE QUASI-PROGRESIVO 70°-70°-50° EN CST.....	LXXXI
FIGURA E - 1 CONFIGURACIÓN DESFASE DE 20° EN EL DIVISOR 1 A 2.....	LXXXII
FIGURA E - 2 CONFIGURACIÓN DESFASE DE 30° EN EL DIVISOR 1 A 2.....	LXXXII
FIGURA E - 3 CONFIGURACIÓN DESFASE DE 40° EN EL DIVISOR 1 A 2.....	LXXXII
FIGURA E - 4 CONFIGURACIÓN DESFASE DE 50° EN EL DIVISOR 1 A 2.....	LXXXIII
FIGURA E - 5 CONFIGURACIÓN DESFASE DE 70° EN EL DIVISOR 1 A 2.....	LXXXIII
FIGURA E - 6 CONFIGURACIÓN DESFASE DE 90° EN EL DIVISOR 1 A 2.....	LXXXIV
FIGURA E - 7 CONFIGURACIÓN DESFASE DE 120° EN EL DIVISOR 1 A 2.....	LXXXIV

ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 2-1 DESCRIPCIÓN DE PARÁMETROS S DE UNA RED DE DOS TERMINALES	24
TABLA 2-2 BANDA DE FRECUENCIAS EN EL RANGO MICROONDAS	27
TABLA 3-1 TORNILLOS A INTRODUCIR PARA CONSEGUIR EL DESFASE DESEADO EN EL COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN HACIA EL PUERTO DE SALIDA CORRESPONDIENTE	37
TABLA 4-1 COMPARATIVA RESUMEN DE DESFASES PROGRESIVOS.....	47
TABLA 4-2 COMPARATIVA RESUMEN DE DESFASES QUASI-PROGRESIVOS	47
TABLA 5-1 RESUMEN DE LOS DESAPUNTAMIENTOS EN AMBOS CASOS DE DESFASES	53

Introducción

1.1 Motivación

El campo de las telecomunicaciones actualmente está siguiendo un proceso importante de crecimiento continuo debido a las exigencias de la sociedad de disponer de sistemas de comunicación de alta velocidad o prestaciones en los dispositivos tales como tamaño, coste o eficiencia, que sean capaces de mejorar la competitividad en el mercado. En definitiva, este hecho ha propiciado el avance y la investigación de las nuevas tecnologías basadas en este campo con el fin de satisfacer al usuario.

A día de hoy existen distintos métodos para la transmisión de señales a altas frecuencias, pero son las redes de alimentación en tecnología de guía de onda el método más favorable en caso de que el sistema requiera trabajar a bajas pérdidas. En contraposición, ofrecen un mayor volumen, peso y mayores costes de fabricación en comparación a las líneas impresas o coaxiales para la misma frecuencia.

Según el enfoque o finalidad del sistema, se utilizará una disposición de redes de alimentación u otra. En el caso de las redes tipo serie, se logra reducir el tamaño de la misma a costa de penalizar en ancho de banda. Sin embargo, se obtiene una mayor respuesta en ancho de banda a cambio de tener mayor volumen en las redes tipo corporativo o paralelo. Una tendencia muy extendida en los últimos años es la confección de antenas reconfigurables, capaces de modificar su diagrama de radiación para adaptarse al entorno de comunicaciones. En este sentido, dicha reconfigurabilidad viene dada por la red de alimentación de dichas antenas, a las que se las suelen integrar componentes ajustables para poder reconfigurar dinámicamente el reparto de amplitud y fase en la misma y, por lo tanto, reconfigurar el diagrama de radiación de la antena.

1.2 Objetivos

El objetivo principal de este Trabajo Fin de Grado es el diseño de una red de alimentación corporativa en tecnología de guía de onda, concretamente en el estándar WR-51, siguiendo una distribución sobre el plano H. Constará de tres divisores de tensión, predispuestos de manera que se obtenga una array de cuatro elementos a la salida. La banda de frecuencias de operación va a ser de 16 a 18 GHz.

En el diseño se propone la utilización de elementos de ajuste en la red de alimentación en guía de onda, debido a los cuales, se permitan hacer tanto modificaciones de las prestaciones de la antena de manera sencilla sin el inconveniente de tener que rediseñar por completo la misma, como dotar de una mayor versatilidad a estos sistemas de antenas.

Como elemento de ajuste se van a emplear tornillos que penetran por completo en el interior de la guía de onda, y que, según su posición en la red introducirán cambios de fase haciendo que la señal transmitida por el interior de la guía pueda ser modificada dinámicamente en términos de amplitud y fase. Este hecho permitirá dotar a la antena de capacidad de reajuste y flexibilidad en sus prestaciones, así como cambiar la forma de su diagrama de radiación o la dirección de máximo apuntamiento.

1.3 Organización de la memoria

La memoria consta de los siguientes capítulos:

- **Capítulo 1. Introducción.**
Se presentan las motivaciones que han llevado a realizar este trabajo, sus objetivos y la disposición de la memoria.
- **Capítulo 2. Estado del arte.**
Se definen los fundamentos teóricos generales en los que se basará este trabajo, tales como los parámetros de dispersión, teoría de guía de ondas y array de antenas.
- **Capítulo 3. Diseño.**
Se establecen las consideraciones previas y especificaciones de diseño. Se estudia el comportamiento del divisor de unión en T y se analiza el funcionamiento de los tornillos de ajuste de acuerdo a su posición en la estructura. Además, se realiza una comparativa entre la simulación y la medida de un prototipo.
- **Capítulo 4. Desarrollo.**
Se conforma la red de alimentación con cuatro puertos de salida y se hace una comparación entre simulaciones eléctricas y electromagnéticas de acuerdo a las configuraciones de desfases progresivos y quasi-progresivos obtenidos.
- **Capítulo 5. Integración, pruebas y resultados.**
Se presentan los posibles diagramas de radiación que puede generar la red de alimentación diseñada, teniendo en cuenta el problema de la distancia entre los puertos de salida.
- **Capítulo 6. Conclusiones y trabajo futuro.**
Se resumen las principales conclusiones que se obtienen de este proyecto y se describen las posibles líneas de trabajo futuro para una posterior realización.

2 Estado del arte

2.1 Parámetros de dispersión (Parámetros S)

Un circuito de microondas se puede caracterizar como una red de n puertos, pero en este caso se muestra un ejemplo de una red de dos; donde uno de ellos va a representar el puerto físico de entrada, típicamente con un valor de 50Ω , y el restante será el puerto físico de radiación.

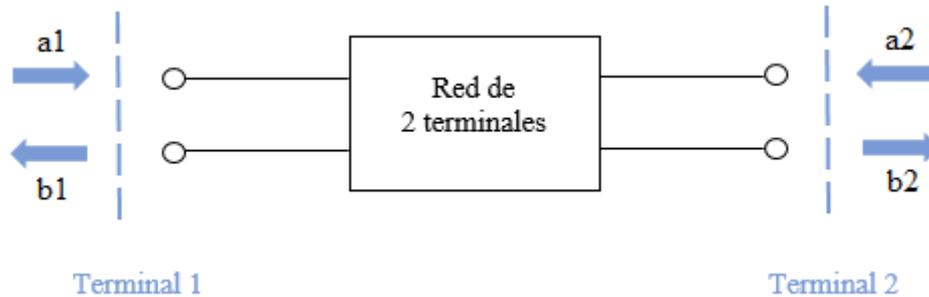


Figura 2-1 Red de dos terminales

En esta imagen se observa una red típica de dos terminales con sus respectivas ondas incidentes a_i y ondas reflejadas b_j , donde “i” representa el número de puerto al que se hace referencia.

En base a la Figura 2-1, en una red de dos puertos existen cuatro parámetros S. Estos deben estar referenciados siempre a una impedancia característica, denominada Z_{ref} . La relación entre las ondas incidentes y reflejadas es la que sigue:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Si expandimos las matrices, se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{cases} \quad (2.2)$$

Para calcular el parámetro S_{ij} es necesario cargar todos los terminales con una carga de impedancia igual a la impedancia característica del puerto, excepto el parámetro i-ésimo que se cargará con un generador encargado de excitar la onda de potencia incidente a_i , siendo el resto de ondas incidentes nulas.

Despejando de la Ecuación 2.2, se obtiene el siguiente parámetro S:

$$S_{ij} = \left. \frac{b_j}{a_i} \right|_{a_k=0, k \neq i} \quad (2.3)$$

En el siguiente cuadro se explican con más detalle cada uno de los parámetros con los que se caracteriza una red de dos puertos, aportando una breve explicación del significado físico de cada uno de ellos:

Parámetro	Nombre	Descripción	Fórmula
S_{11}	Reflexión a la entrada	Relación entre la onda de potencia reflejada en el puerto 1 y la onda de potencia incidente generada en el puerto 1.	$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right _{a_2=0}$
S_{12}	Transmisión o ganancia inversa	Relación entre la onda de potencia reflejada en el puerto 1 y la onda de potencia incidente generada en el puerto 2.	$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right _{a_1=0}$
S_{21}	Transmisión o ganancia directa	Relación entre la onda de potencia reflejada en el puerto 2 y la onda de potencia incidente generada en el puerto 1.	$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right _{a_2=0}$
S_{22}	Reflexión a la salida	Relación entre la onda de potencia reflejada en el puerto 2 y la onda de potencia incidente generada en el puerto 2.	$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right _{a_1=0}$

Tabla 2-1 Descripción de parámetros S de una red de dos terminales

2.2 Teoría de Guías de Ondas

Una guía de onda se define como cualquier estructura física capaz de propagar ondas electromagnéticas. Son adecuadas para hacer que la disipación de energía sea reducida, lo que las hace óptimas para trabajar a altas frecuencias.

2.2.1 Modos de propagación

Existen infinitos modos de propagación y cada uno con su frecuencia de corte a partir de la cual se empieza a propagar. Para que ocurra esto último, se deben dar ciertas condiciones de contorno.

Definimos componente longitudinal a la componente paralela a la dirección de propagación de la onda (E_z y H_z). Por el contrario, la componente transversal de un campo es la correspondiente a la componente perpendicular (E_x, E_y, H_x, H_y). Todo ello referenciado a una guía de onda orientada según z . De esta manera, se establece una clasificación de modos:

- Modos Transversales Eléctricos (TE): no contienen ninguna componente longitudinal eléctrica ($E_z = 0$ y $H_z \neq 0$).
- Modos Transversales Magnéticos (TM): no contienen ninguna componente longitudinal magnética ($E_z \neq 0$ y $H_z = 0$).
- Modos Transversales Electromagnéticos (TEM): no contienen ninguna componente de campo longitudinal ($E_z = 0$ y $H_z = 0$). Sólo aparecen en líneas de transmisión que tienen dos o más conductores diferenciados como el caso de líneas microstrip, cables coaxiales, líneas bifilares, etcétera.

- Modos híbridos: tienen componente longitudinal tanto eléctrica como magnética ($E_z \neq 0$ y $H_z \neq 0$). Se manifiestan en estructuras que tienen distintas constantes dieléctricas, como por ejemplo la fibra óptica.

Un modo se propagará por la guía cuando la frecuencia de corte f_c sea mayor que la frecuencia a la que esté trabajando la misma, f_0 . Si se da que $f_0 < f_c$, se dice que el modo tiene una constante de atenuación tal que no se propaga, denominándolo modo evanescente. Se llama modo fundamental de la guía al modo con la menor frecuencia de corte, es decir, es el primero que se propagará por la guía. A aquel inmediatamente que le sigue y no se propaga se le denomina modo superior.

Dependiendo del rango de frecuencias en el que trabaje la guía, esta podrá ser monomodo, si sólo se propaga el modo fundamental, o multimodo si se dan varios modos. En referencia a esto último, se define el ancho de banda monomodo, $BW_{monomodo}$, como el rango de frecuencias en el que únicamente se propaga el modo fundamental, Figura 2-2.

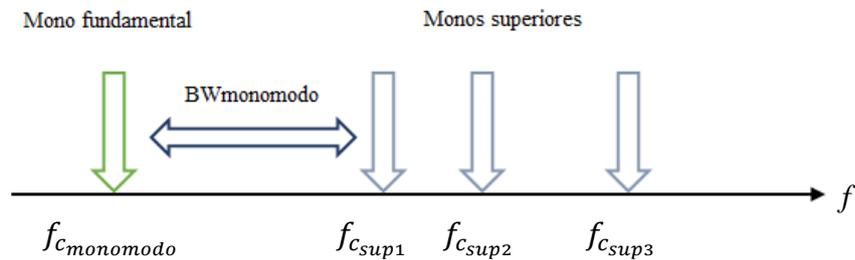


Figura 2-2 Carta de modos

2.2.2 Tipos de Guías de Onda

Según la sección transversal de la guía de onda, se establece una diferenciación en los tipos que hay, siendo las más comunes las guías de onda rectangulares y circulares.

2.2.2.1 Guía de onda Rectangular

La forma de su sección transversal es rectangular y sus lados están definidos por a , el mayor de ellos y b , el menor; como se muestra a continuación:

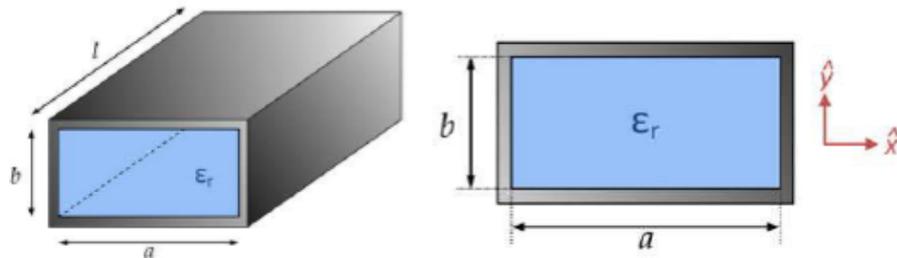


Figura 2-3 Guía de onda rectangular

Los modos de propagación que se dan en este tipo de guía son el modo transversal eléctrico $TE_{m,n}$ y transversal magnético $TM_{m,n}$, donde los subíndices m y n identifican el modo. El cálculo de la frecuencia de corte se realiza con la siguiente expresión:

$$f_{c_{m,n}} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad c = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad \begin{array}{l} TE_{m,n}: m,n \geq 0 \\ TM_{m,n}: m,n \geq 1 \end{array} \quad (2.4)$$

donde c es la velocidad de la luz en el medio dieléctrico de la guía y $c_0 \approx 3 \cdot 10^8$ m/s² la velocidad de la luz en el vacío.

La longitud de onda para cada modo se calcula siguiendo la siguiente expresión:

$$\lambda_{g_{m,n}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{m,n}}}{f}\right)^2}} \quad \lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.5)$$

Podemos asumir que siempre se va a cumplir $a > b$, por lo que se deduce que el modo fundamental de las guías rectangulares será el TE_{10} .

2.2.3 Iris en guía de onda

Un iris se define como la variación de una de las dimensiones de la guía de onda. El resultado de cambiar el ancho de la guía será equivalente a poner una inductancia que modifique la impedancia vista a lo largo de la guía. Se dispone de otro tipo de iris que modifica la impedancia de entrada al circuito, véase la siguiente imagen:

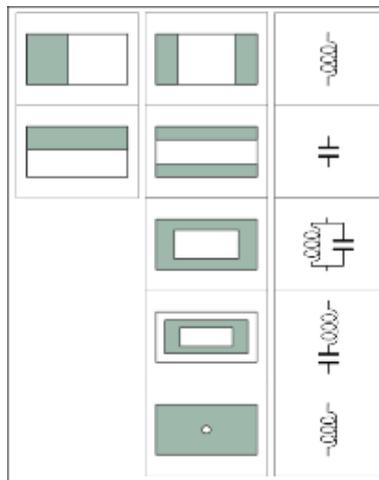


Figura 2-4 Tipos de iris en guía de onda

Los valores que introducen tanto las capacitancias como inductancias, son proporcionales al tamaño de los mismos. El comportamiento de un iris, ya sea como inductancia o capacitancia, se debe a que se oponen al paso unos del campo eléctrico y otros del magnético.

A pesar de que una de las principales ventajas que tiene introducir estos elementos es obtener un cambio en las impedancias que se ven por toda la guía y mejorar la adaptación, se tiene que tener en cuenta que al concentrar el campo eléctrico y/o magnético, la potencia que se transmite a lo largo de la guía es menor que en una guía convencional. Además, otra de sus funciones es la realización de filtros en guía de onda, debido a que, si se conocen sus circuitos equivalentes, se pueden diseñar redes LC con valores determinados.

2.3 Antenas

El Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE) define una antena como aquel “dispositivo generalmente metálico especialmente diseñado para radiar y recibir ondas de radio electromagnéticas”, y que además adapta la salida del transmisor o la entrada del receptor al medio.

Estos dispositivos se diseñan de cara a un trabajo específico dentro de un rango de frecuencias, el cual está regulado por la Unión Internacional de Telecomunicaciones y según el lugar, puede variar. Por tanto, las bandas de frecuencias son intervalos de frecuencias del espectro electromagnético asignados a distintos usos dentro de las radiocomunicaciones. Este espacio asignado a las diferentes bandas abarca el espectro de radiofrecuencia y parte de microondas, siendo éste último el más común.

Banda	Frecuencia	Longitud de onda
L	1 – 2 GHz	30 – 15 cm
S	2 – 4 GHz	15 – 7.5 cm
C	4 – 8 GHz	7.5 – 3.75 cm
X	8 – 12.4 GHz	3.75 – 2.42 cm
Ku	12.4 – 18 GHz	2.42 – 1.66 cm
K	18 – 26.5 GHz	1.66 – 1.11 cm
Ka	26.5 – 40 GHz	1.11 – 7.5 mm
mm	40 – 300 GHz	7.5 – 1 mm

Tabla 2-2 Banda de frecuencias en el rango microondas

2.3.1 Arrays de antenas

Un array es una agrupación de elementos radiantes iguales conformados de tal manera que el acoplo entre ellos haga que la antena en su conjunto ofrezca un nivel de ganancia alto y una gran directividad.

Según su estructura geométrica, se puede establecer la siguiente clasificación de tipos de arrays:

- Arrays lineales: Los elementos se disponen a lo largo de una línea recta.
- Arrays planos: Los elementos se ubican sobre una superficie siguiendo el mismo patrón bidimensional. Estos pueden ser reticulares, circulares o aleatorios.
- Arrays conformados: Se disponen sobre formas específicas como pueden ser esferas, cilindros o diversos poliedros para conseguir un diagrama de radiación conformado según las especificaciones requeridas.

- Arrays 3D: Son un tipo especial dado que los elementos se ubican sobre las caras de un poliedro.

2.3.2 Phased array

Un array de exploración puede ser lineal o plano y es capaz de variar el desfase relativo entre elementos por sí sólo con el propósito de controlar el diagrama de radiación del conjunto. Variando el desfase progresivo α se puede barrer todo un plano ϕ con un array lineal, o en el caso de los arrays planos variando α_x y α_y para barrer todo el espacio.

En el caso de los arrays lineales, los elementos radiantes se disponen a lo largo de una línea recta y, según el espaciado relativo entre sus elementos se distingue entre arrays equiespaciados y arrays no equiespaciados. Si tenemos un array lineal de N elementos equiespaciados una distancia d en el eje z , el factor de array de la agrupación se calcula así:

$$\begin{aligned} \vec{r}_i &= i dz \rightarrow \hat{r} \vec{r}_i = i d \cos \theta \\ A_i &= a_i e^{j \alpha_i} \\ F_A(\theta, \phi) &= \sum_{i=0}^{N-1} A_i e^{j k_0 \hat{r} \vec{r}_i} = \sum_{i=0}^{N-1} a_i e^{j (i k_0 d \cos \theta + \alpha_i)} \end{aligned} \quad (2.6)$$

Según las propiedades que se quieran dar al diagrama de radiación del array, este se alimentará de distinta forma. A continuación, se presentan las leyes de excitación del array más utilizadas:

- Fase progresiva: $A_i = a_i e^{j (i \alpha)}$
- Uniforme en amplitud y fase: $A_i = 1, \forall i$
- Uniforme en amplitud y fase progresiva: $A_i = e^{j (i \alpha)}$
- Amplitud simétrica y decreciente desde los elementos centrales a los del borde (tipo taper).

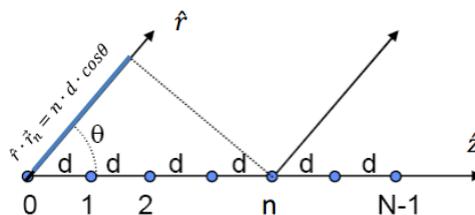


Figura 2-5 Array lineal de N elementos equiespaciados una distancia d

El diagrama de radiación de una antena se define como la representación gráfica de las propiedades de radiación en función de las coordenadas angulares del espacio. Se define en regiones de campo lejano. Este se define como la distribución del campo angular que no depende de la distancia de la antena, considerándose para distancias mayores a $2D^2/\lambda$, siendo D la dimensión de la antena máxima y λ la longitud de onda de trabajo.

Se establecen dos alternativas para la representación en 2D: coordenadas polares y cartesianas. En el primer caso, se representa mediante una circunferencia mostrando el reparto de radiación angularmente en el espacio. Por el contrario, según coordenadas

cartesianas se aprecia el nivel de lóbulos secundarios de la antena. Todo ello se muestra en la Figura 2-6.

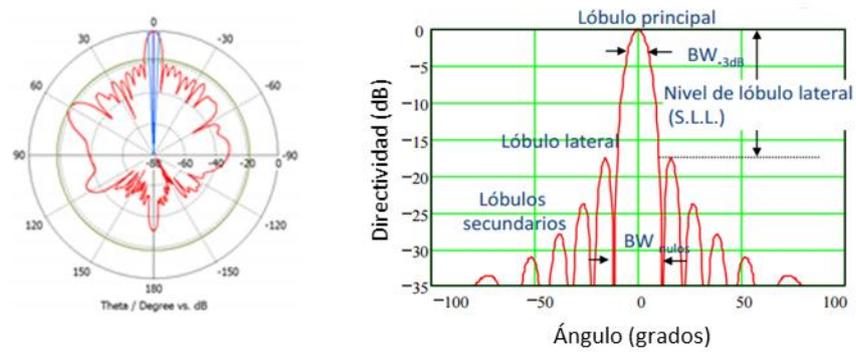


Figura 2-6 Diagrama de radiación en 2D

3 Diseño

En este apartado se va a presentar el diseño de unión en T en guía de onda rectangular al cual se le añadirán tornillos de ajuste de fase hacia cada uno de los puertos de salida. Estos tornillos introducen una discontinuidad en la estructura del divisor en guía de onda, de tal manera que pueden modificar mecánicamente la fase de los coeficientes de transmisión hacia cada uno de los puertos de salida del divisor 1 a 2. Así, en función de los tornillos introducidos, posicionados en diferentes puntos del divisor, la fase transmitida hacia los puertos de salida podrá ser controlada, manteniendo un nivel de adaptación a la entrada aceptable.

Para finalizar, se estudiarán así las posibles configuraciones de desfases que se obtienen de acuerdo a las parejas de tornillos que se introduzcan en la guía de onda. En base a ello, se hará un análisis gráfico del ancho de banda a -15 dB y se mostrará una comparativa de los resultados medidos en un prototipo frente a las simulaciones realizadas en el software CST.

3.1 Consideraciones previas

3.1.1 Especificaciones de diseño

Previamente al desarrollo del estudio de la red que alimenta el array de antenas, se presentan las especificaciones principales del diseño:

- La banda de frecuencia de trabajo se conforma desde los 16 GHz hasta los 18 GHz, teniendo una frecuencia central de diseño de $f_0 = 17 \text{ GHz}$.
- La red de alimentación se conformará en tecnología de guía de onda y su topología será de tipo paralelo con una distribución sobre el plano H.
- El diseño y el desarrollo de la red de alimentación se hará utilizando el software CST Studio Suite y Advanced Design System, ambos disponibles en la Escuela.
- La red de alimentación consistirá de cuatro puertos a la salida, con vistas a alimentar un array plano de antenas.

3.1.2 Guía de onda WR-51

La finalidad de este proyecto es desarrollar una red corporativa en plano H capaz de alimentar un array de antenas. Uno de los aspectos a tener en cuenta es el rango de frecuencias en el que se va a trabajar, en este caso entre 16 y 18 GHz, lo cual se empleará la guía de onda rectangular WR-51 dentro de este estándar con una frecuencia de diseño de 17 GHz.

Es importante trabajar sólo con el modo fundamental de la guía, lo que se conoce como en banda monomodo. De acuerdo a lo citado en la Sección 2.2.1 el modo fundamental se consigue en la frecuencia de corte, y en este caso al tratarse de una guía de onda rectangular es el modo TE_{10} .

De acuerdo al modelo de guía que se emplea, sus dimensiones y características son las siguientes:

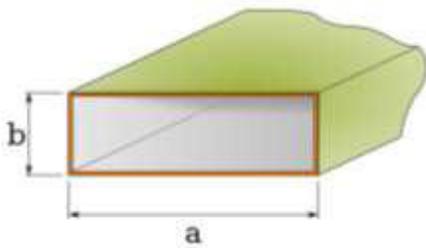


Figura 3-1 Guía de onda rectangular

$$a = 12.954 \text{ mm} \quad (3.1)$$

$$b = 6.477 \text{ mm} \quad (3.2)$$

$$\lambda_0 = c_0 / f_0 = 17.6 \text{ mm} \quad (3.3)$$

$$\text{Medio dieléctrico aire } \epsilon_r = 1 \quad (3.4)$$

$$f_{c_{TE_{10}}} = \frac{c_0}{2 \cdot a \cdot \sqrt{\epsilon_r}} = 11.57 \text{ GHz} \quad (3.5)$$

$$\lambda_{g_{TE_{10}}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{TE_{10}}}}{f_c}\right)^2}} = 24.08 \text{ mm} \quad (3.6)$$

Utilizando la Ecuación 2.4, para calcular las frecuencias de corte de los modos, el rango de frecuencias monomodo de esta guía irá desde 11.57 GHz para el modo TE_{10} hasta 23.14 GHz que será cuando se propaguen los modos TE_{01} y TE_{20} , ambos modos degenerados.

3.1.3 Divisor de potencia en T

Para llevar a cabo el diseño de esta red de alimentación corporativa, se parte del modelo de divisor de potencia en T que se modeló en [1]. El propósito de este tipo de unión es el reparto de la señal de entrada con igual módulo y fase a cada una de las salidas, giradas 90° a ambos lados respecto de la entrada.

En su momento, se estudió el comportamiento de este modelo introduciendo discontinuidades a lo largo de toda la estructura tales como estrechamientos o chaflanes. Este proceso se desarrolló con el objetivo de no perder señal en la transmisión, y de esta forma tener unos parámetros de adaptación óptimos.

De acuerdo a las dimensiones que presenta la guía de onda previamente dada, se obtiene una estructura como la que se muestra en la Figura 3-2.

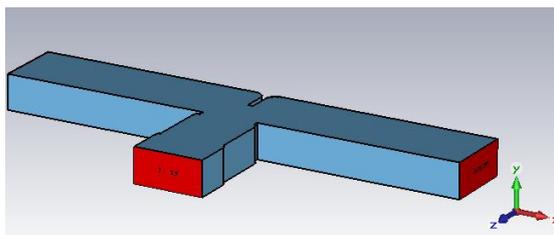


Figura 3-2 Estructura divisor en guía de onda base

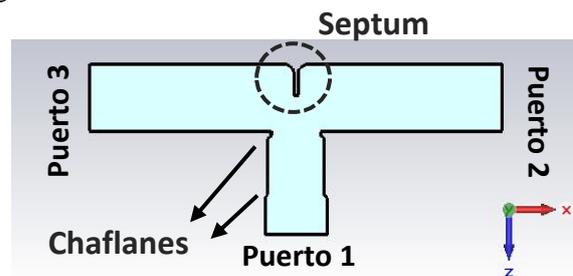


Figura 3-3 Planta del divisor en guía de onda base

A continuación, se representa la respuesta en frecuencia del diseño final del divisor comprobando su adaptación, además de mostrar cómo el reparto de potencia es completamente balanceado y con un desfase entre los brazos prácticamente insignificante.

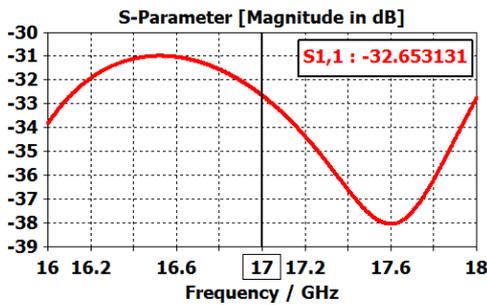


Figura 3-4 Divisor de potencia simétrico en guía de onda diseñado en [1]. Adaptación a la entrada (S11) en dB

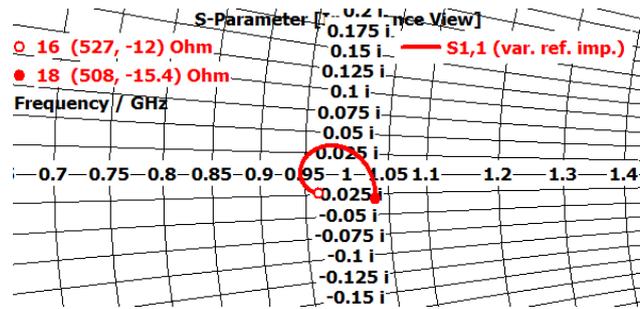


Figura 3-5 Divisor de potencia simétrico en guía de onda diseñado en [1]. Adaptación a la entrada (S11) en Carta de Smith

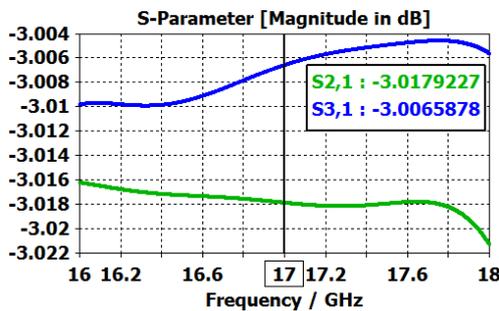


Figura 3-6 Divisor de potencia simétrico en guía de onda diseñado en [1]. Módulo de los parámetros de transmisión

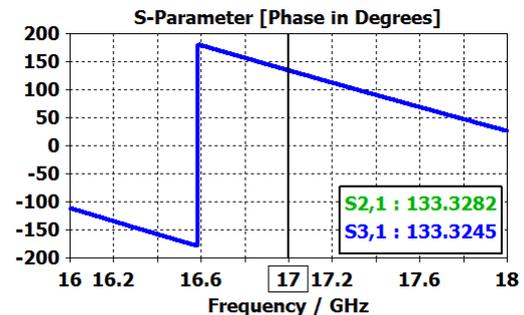


Figura 3-7 Divisor de potencia simétrico en guía de onda diseñado en [1]. Fase de los parámetros de transmisión

Analizando las imágenes de las distintas respuestas, se comprueba cómo la adaptación se mantiene en toda la banda por debajo de -30 dB (Figura 3-4). De la misma manera, los parámetros de transmisión, módulo y fase respectivamente, corroboran que el reparto de potencia es igual en amplitud para ambas salidas y no se produce desfase alguno, Figura 3-6 y Figura 3-7 respectivamente.

Partiendo de esta estructura simétrica con un reparto de la señal de entrada igual en amplitud y fase hacia los puertos de salida, se introducirán una serie de elementos de ajuste con el fin de modificar el reparto de fase hacia los mismos.

3.2 Divisor de potencia en T con tornillos de ajuste de fase

3.2.1 Tornillos de ajuste de fase

Hasta el momento se ha caracterizado el elemento presentado en la Sección 3.1.3 en una guía de entrada básica, modificada únicamente con chaflanes y septums. Estos componentes son ejemplos de lo expuesto en la Sección 2.2.3, y son capaces de introducir un efecto capacitivo o inductivo en la guía de onda.

Según la experiencia del grupo RFCAS en otros proyectos [2], los tornillos metálicos se pueden implementar como equivalente a iris metálicos con la diferencia fundamental que estos se pueden introducir y sacar fácilmente de la estructura de la guía atravesándola completamente y cortocircuitando la cara inferior con la superior de la misma. Esto es así ya

que los tornillos de M2 (Ver Sección 3.2.3) son difícilmente controlables físicamente si se tuvieran que introducir una altura determinada, sobre todo a estas frecuencias de trabajo.

Este Trabajo Fin de Grado propone, mediante la utilización de tornillos de ajuste, modificar las características convencionales del divisor de [1]. Su finalidad será introducir desfases adicionales en los parámetros de transmisión hacia ambas puertas de salida, intentando mantener un reparto de potencia con igual amplitud y consiguiendo el mayor ancho de banda posible, con el fin de alimentar un array de antenas.

Mediante la introducción de los tornillos de ajuste correspondientes, la fase radiada por los elementos del array podrá ser modificada mecánicamente y, por consecuencia, se proporcionará reconfigurabilidad a la dirección de máximo apuntamiento del haz principal de radiación de la antena.

En primer lugar, se estudian los efectos que se producen al introducir un tornillo. En la Figura 3-8 se muestra un barrido en dirección x de la guía donde se comprueba que en algunas posiciones la respuesta se mueve hacia la parte imaginaria positiva y otras a la negativa en la Carta de Smith.

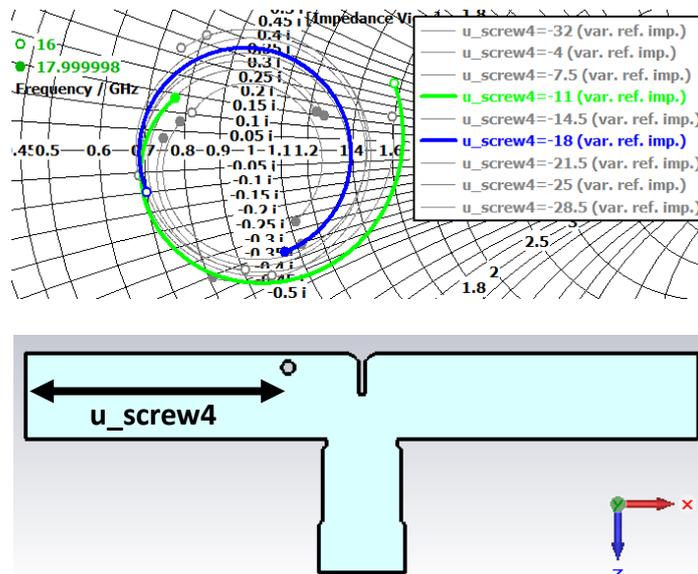


Figura 3-8 Carta de Smith: barrido en dirección x de un tornillo

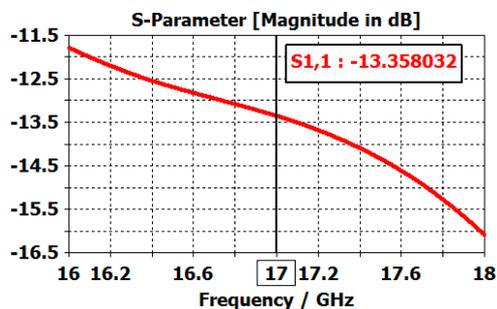


Figura 3-9 Adaptación del parámetro S11 de un tornillo. Posición del tornillo $u_screw4=-11$ mm

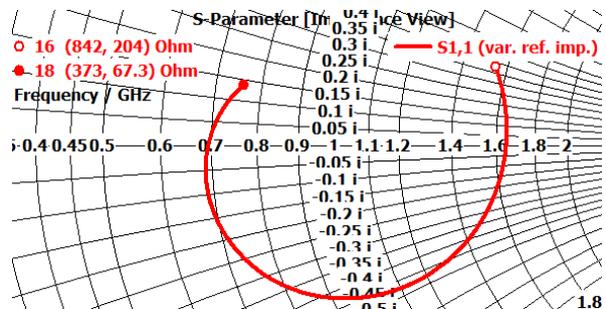


Figura 3-10 Adaptación en Carta de Smith de un tornillo. Posición del tornillo $u_screw4=-11$ mm

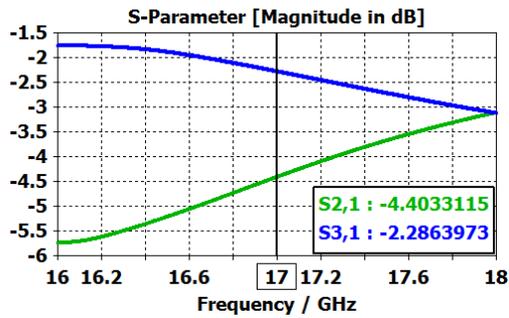


Figura 3-11 Módulo de los parámetros de transmisión un tornillo. Posición del tornillo u_screw4=-11mm

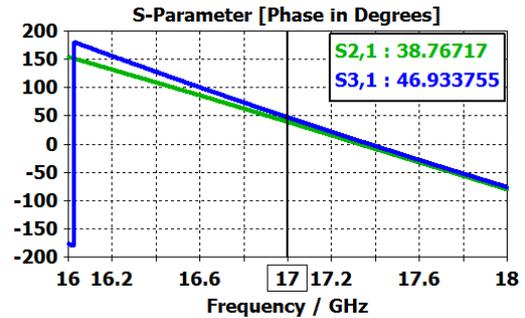


Figura 3-12 Fase de los parámetros de transmisión un tornillo. Posición del tornillo u_screw4=-11mm

Se observa cómo la discontinuidad, es decir el tornillo, ha introducido un efecto capacitivo en la impedancia de entrada del divisor. Todo ello genera una desadaptación, reduciendo el nivel de S_{11} a -13 dB. Además, dado que se ha perdido la simetría física en el divisor, el reparto de potencia hacia los puertos de salida ha sido desbalanceado. Sin embargo, también se advierte un ligero desfase adicional entre los coeficientes de transmisión S_{21} y S_{31} . Por este motivo, se ha probado la combinación de una pareja de tornillos que tenga un efecto contrario sobre la impedancia y de esta forma, recuperar la adaptación del divisor que se había perdido al introducir estas discontinuidades, además de pronunciar el desfase de la señal transmitida hacia los puertos de salida.

Además, mediante simulaciones se comprobó que, en el caso de no introducir completamente los tornillos dentro de la guía de onda, las desadaptaciones eran demasiado fuertes para recuperarlas con uno sólo de ellos. A continuación, se muestra la respuesta al introducir un segundo elemento.

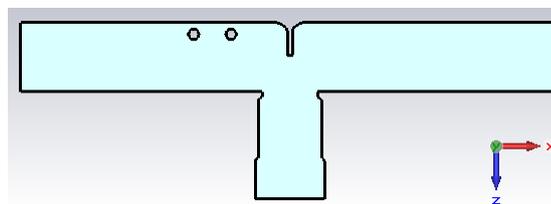


Figura 3-13 Divisor en T con una pareja de tornillos

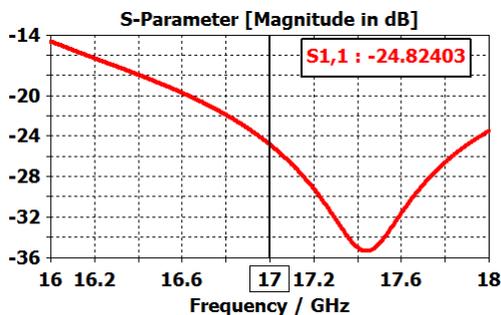


Figura 3-14 Adaptación del parámetro S₁₁ de una pareja de tornillos

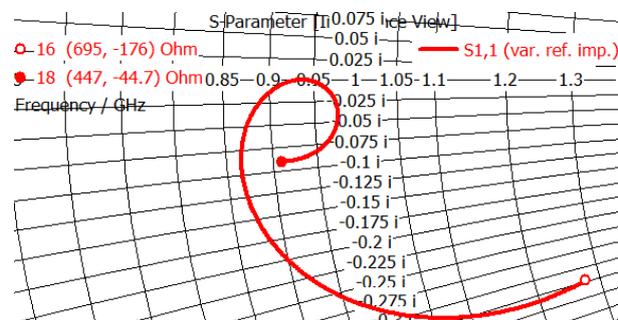


Figura 3-15 Adaptación en Carta de Smith de una pareja de tornillos

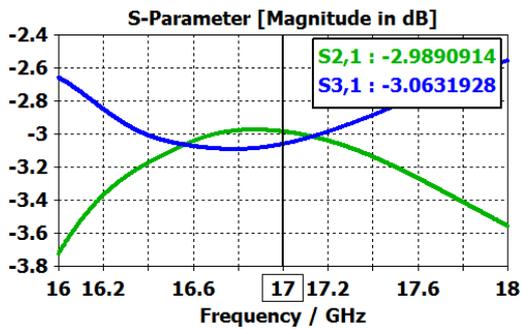


Figura 3-16 Módulo de los parámetros de transmisión de una pareja de tornillos

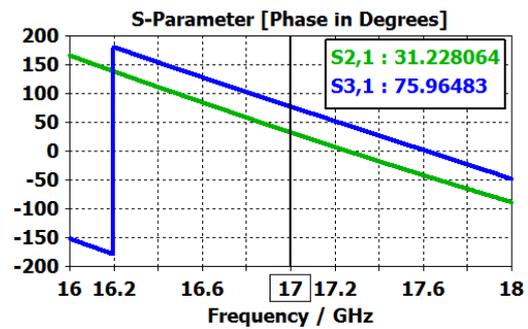


Figura 3-17 Fase de los parámetros de transmisión de una pareja de tornillos

En resumen, añadiendo un segundo tornillo se consigue recuperar la adaptación, pero en contraposición se pierde ancho de banda por el hecho de introducir discontinuidades en la guía. Sin embargo, provoca un cambio de fase en el coeficiente de transmisión, que es la finalidad buscada. Además, a pesar de romper la simetría física de la estructura, el reparto de potencia sigue siendo igual en amplitud y se consigue un desfase de 50 grados, aproximadamente.

Por ello, se ha probado a poner parejas de tornillos en otras posiciones que introduzcan nuevos desfases adicionales manteniendo un cierto ancho de banda adaptado.

3.2.2 Nuevas configuraciones

La colocación de la pareja de tornillos en otras posiciones ha dado lugar a encontrar distintas configuraciones que ofrecen desfases diferentes a las salidas del divisor. Concretamente, en el apartado 3.2.1 se estudiaba el efecto que produce colocar uno o dos tornillos en una de las ramas en las que se divide la red, y la diferencia de fases era un valor que idealmente se aproximaba a 50° en ese ejemplo en concreto.

Para definir las regiones de colocación de los tornillos y, por ende, obtener los distintos desfases asociados a ellos, se muestra la siguiente representación, Figura 3-18. Es importante incidir en que los mismos tornillos se implementan en la otra guía de salida para poder desfasar ambas.

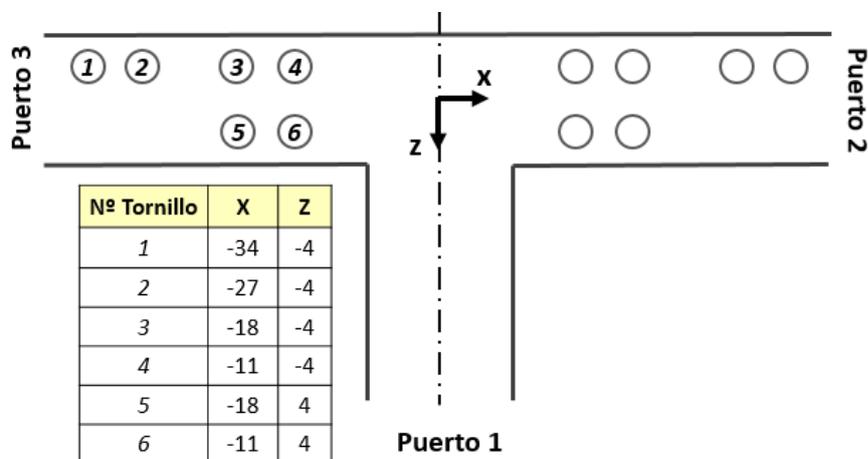


Figura 3-18 Esquema del divisor de potencia y posiciones de tornillos

<i>Nº tornillo</i> \ <i>Desfase</i>	<i>50°</i>	<i>70°</i>	<i>90°</i>	<i>120°</i>
<i>1</i>			×	×
<i>2</i>			×	×
<i>3</i>	×		×	
<i>4</i>	×		×	
<i>5</i>		×		×
<i>6</i>		×		×

Tabla 3-1 Tornillos a introducir para conseguir el desfase deseado en el coeficiente de transmisión hacia el puerto de salida correspondiente

Según la disposición en el agrupamiento de las parejas de tornillos, se diferencian cuatro valores de desfase ideales: 50°, 70°, 90°, y, por último, 120°. Estos se conseguirán colocando seis tornillos en la guía de salida correspondiente. En consecuencia, se deberán mecanizar doce roscas en la estructura para conseguir los desfases propuestos en ambos puertos introduciendo los tornillos de ajuste que correspondan. La Tabla 3-1 especifica qué tornillos hay que introducir para conseguir dicho desfase.

A continuación, se muestran las respuestas en fase y el reparto de potencia de los casos de desfases que nos ofrecen las distintas configuraciones. Se han tomado resultados de la guía con desfase en el puerto 3.

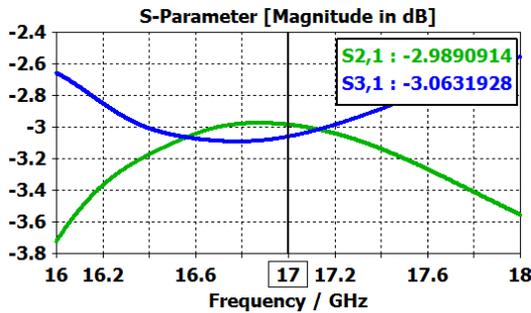


Figura 3-19 Reparto de potencia del divisor con un desfase de 50°

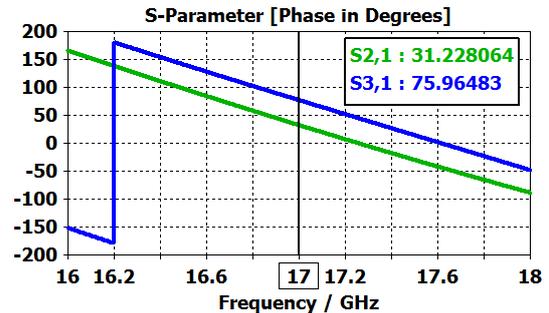


Figura 3-20 Diferencia de fase del divisor de 50°

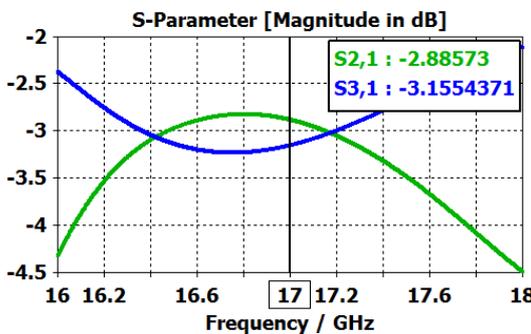


Figura 3-21 Reparto de potencia del divisor con un desfase de 70°

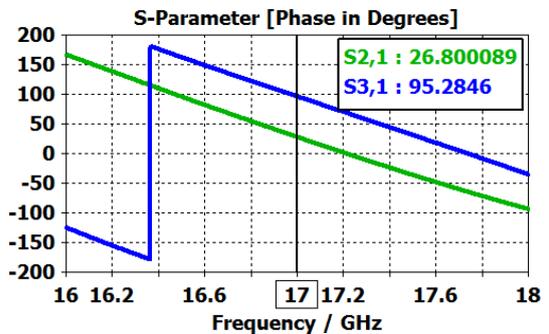


Figura 3-22 Diferencia de fase del divisor de 70°

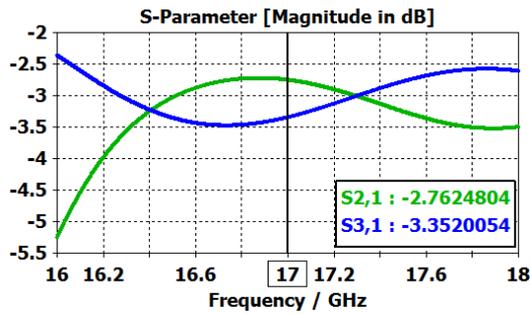


Figura 3-23 Reparto de potencia del divisor con un desfase de 90°

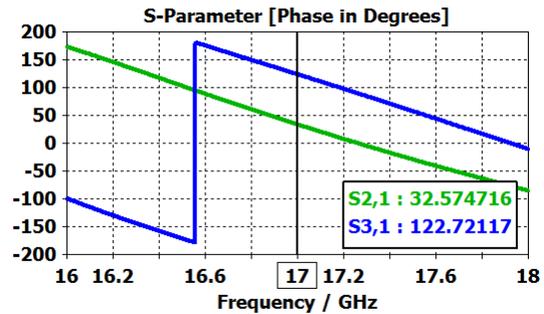


Figura 3-24 Diferencia de fase del divisor de 90°

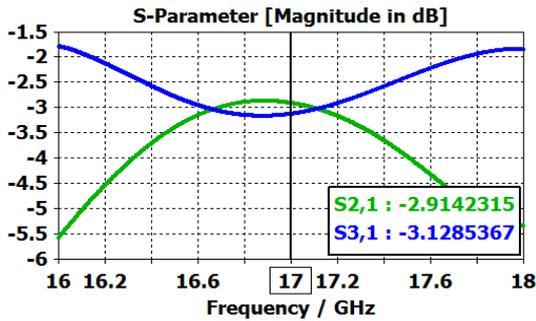


Figura 3-25 Reparto de potencia del divisor con de desfase de 120°

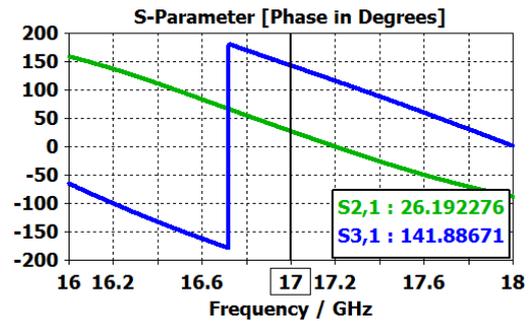


Figura 3-26 Diferencia de fase del divisor de 120°

Una característica a destacar es que el control de fase de transmisión hacia cada puerto es independiente. Esto quiere decir que, si en el puerto 2 hay un desfase de 90° y hacia el puerto 3 de 50°, se consigue un desfase entre ambos puertos de salida de 40°. Debido a ello, surgen sucesivas posibilidades a la hora de realizar el reparto de fase en el divisor.

3.2.3 Fabricación. Comparación de medidas y simulaciones

Para validar experimentalmente los resultados obtenidos por simulación, se ha fabricado un prototipo, Figura 3-28. Se ha medido y todos los resultados se muestran en el Anexo B. Se utilizarán tornillos metálicos de M3, es decir, tornillos roscados de sujeción con un diámetro de 3 mm, para sellar por completo el cuerpo de la guía. Sin embargo, los tornillos de M2 serán los que introduzcan el desfase en ella.

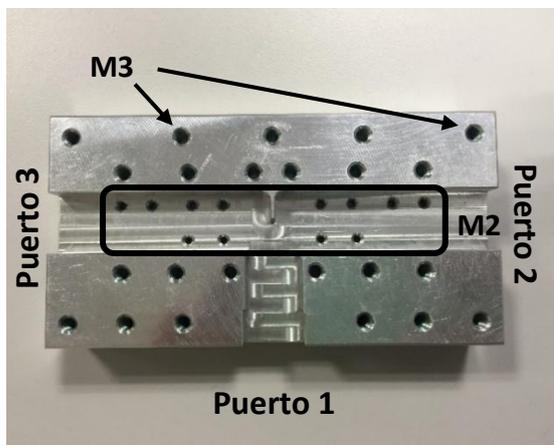


Figura 3-27 Pieza inferior del prototipo

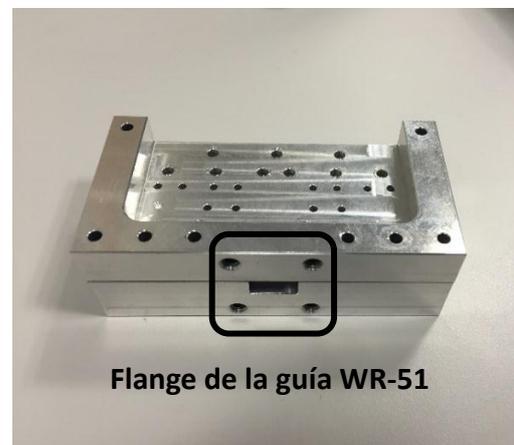


Figura 3-28 Vista frontal del prototipo

Dado que el desfase a cada puerto es independiente, se pueden conseguir varias diferencias de fase. En concreto, 0°, 20°, 30°, 40°, 50°, 70°, 90° y 120°. La sutil diferencia es que, aunque con el divisor inicial simétrico de [1] también se conseguía una diferencia de fase entre salidas de 0°; ahora también se puede conseguir desfasando ambas salidas 50°, 70°, 90° o 120°. Esto significa que, la introducción de esos desfases sobre la fase absoluta de transmisión, permitirá montar una red de mayor número de niveles (Ver Sección 4) con un desfase progresivo entre los puertos de salida y, de esta forma, alimentar un array de antenas con desapuntamiento del haz principal. Todas las posibles soluciones se muestran en el Anexo E.

En base a ello, las dos siguientes gráficas muestran el ancho de banda y el desfase entre los puertos de salida donde la nomenclatura X/Y muestra el desfase adicional introducido hacia los mismos, (X hacia el puerto 2, mientras que Y hacia el 3).

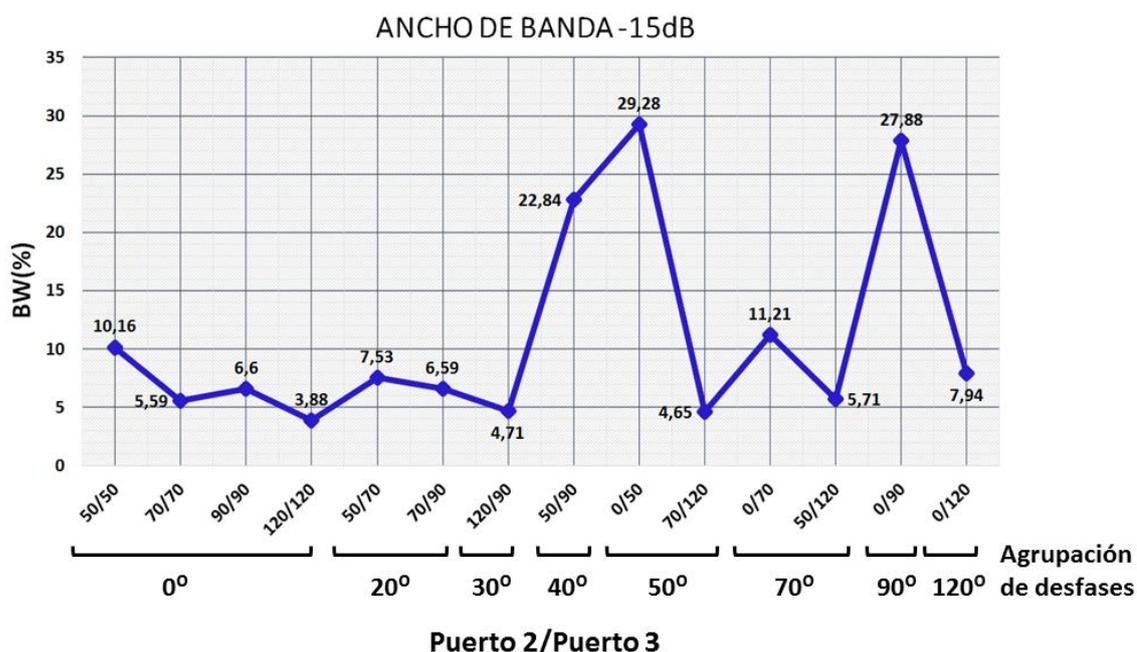


Figura 3-29 Gráfica del ancho de banda -15 dB según los distintos desfases

A partir de este análisis referido al ancho de banda a -15dB, se pueden extraer diversas conclusiones. El ancho de banda máximo es 29.28% para la configuración 0°/50°, mientras que el mínimo es de 3.88% para la de 120°/120°. Estos resultados son lógicos ya que las configuraciones que necesitan introducir más tornillos tienen menos banda, puesto que necesitan introducir un mayor número de discontinuidades en la guía.

Aunque hay 3 configuraciones que superan el 20%, la mayoría de ellas están entre el 5 y el 10%. Es una reducción del ancho de banda bastante pronunciada respecto al divisor sin tornillos de partida [1], ya que presentaba un $S_{11} < -30$ dB en toda la banda. Sin embargo, la finalidad del divisor con tornillos de ajuste propuesto es la alimentación de un array de antenas y la utilización de los tornillos para generar un desfase progresivo en su alimentación. El ancho de banda de una antena suele estar, también, en torno al 5 o 10% siguiendo un criterio de $S_{11} < -15$ dB. Por ello, se considera que las configuraciones obtenidas son útiles para la excitación de un array de antenas. Pero también se es consciente de que el divisor reconfigurable propuesto podría no ser apto para otro tipo de aplicaciones con mayores restricciones de adaptación.

En resumen, se puede concluir que, aunque un mismo desfase progresivo se puede conseguir con varias configuraciones, por norma general se deberá elegir aquella en la que sea necesario introducir el menor número de tornillos posible para maximizar el ancho de banda del conjunto.

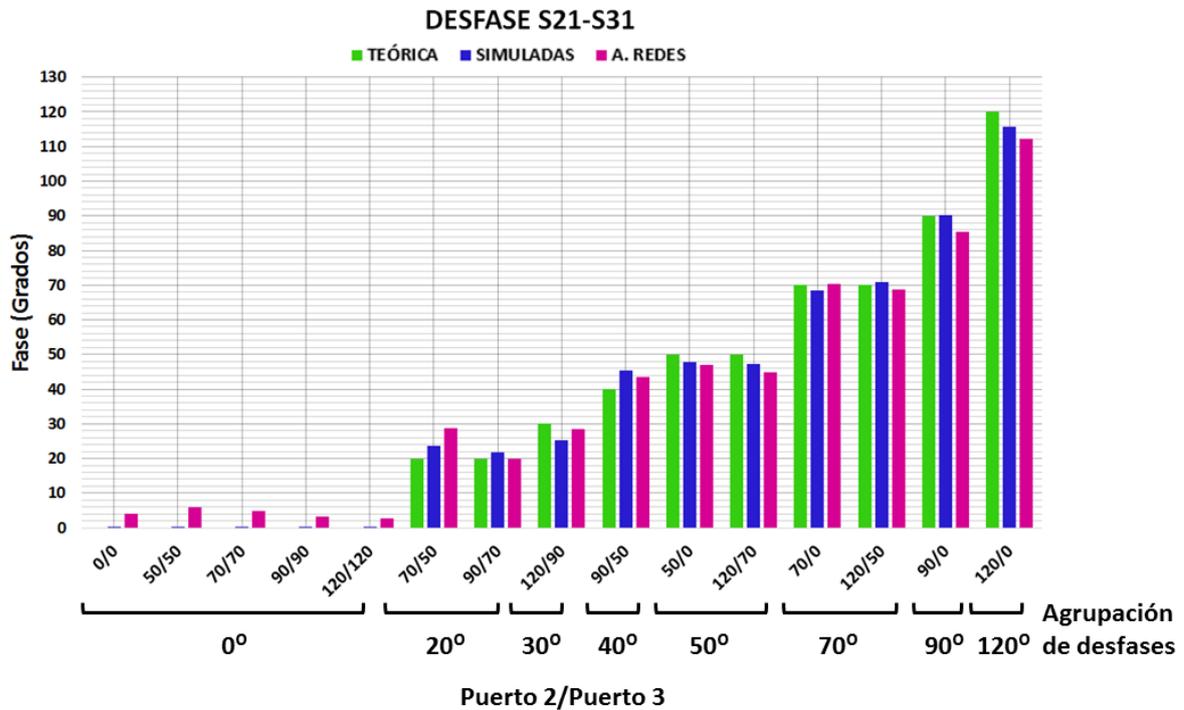


Figura 3-30 Gráfica comparativa de valores de desfases: teóricos, simulados y medidos

En el análisis de la Figura 3-30, se especifican los desfases de acuerdo a sus valores ideales, los simulados por software y los medidos con el prototipo. Existen ciertos errores en la fase medida respecto a la simulada debidas, tanto a errores en el proceso de calibración y medida, como a errores de tolerancias en el proceso de fabricación del divisor de potencia. Aun así, las simulaciones realizadas con CST se consideran experimentalmente válidas con éxito. El error máximo obtenido entre medida y simulación es de 5°, aproximadamente.

4 Desarrollo

A partir del divisor de 1 a 2 con tornillos de ajuste de fase que se ha diseñado en el apartado anterior y que permite conseguir diferentes desfases entre los puertos de salida, se va a construir una red de alimentación a más niveles, concretamente con dos niveles de división, y por tanto, una entrada y cuatro salidas; haciendo una combinación entre estos elementos base para obtener desfases progresivos y quasi-progresivos entre los puertos de salida con el objetivo final de alimentar un array de antenas.

En primer lugar, se va a diseñar un codo, elemento necesario para reorientar la señal en una misma dirección con el propósito de alimentar un array. Este se unirá con el divisor en T ya diseñado para posteriormente estudiar el comportamiento de este conjunto. Una vez construida la red de alimentación, se va a caracterizar en ADS y CST para analizar todas las posibles combinaciones de desfases progresivos y quasi-progresivos que nos puede ofrecer esta topología de red.

4.1 Elemento de unión: codo

Debido a su forma y ángulo de giro, parámetros de gran relevancia, es capaz de guiar la señal a través del divisor a las diferentes salidas. De la misma manera que se realizaron alteraciones en forma de discontinuidades en la unión en T, se han hecho en este elemento, todo ello para conseguir optimizar la zona de transición.

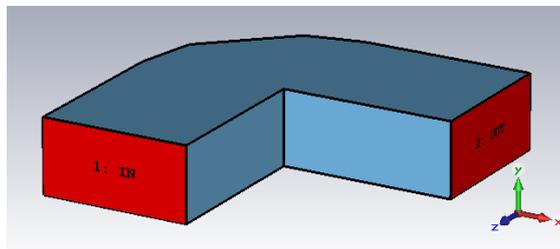


Figura 4-1 Ejemplo de codo básico

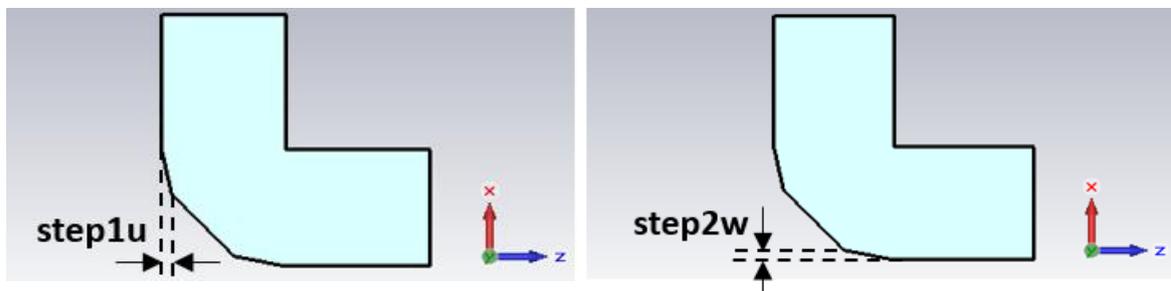


Figura 4-2 Discontinuidades de codo en el proceso de optimización

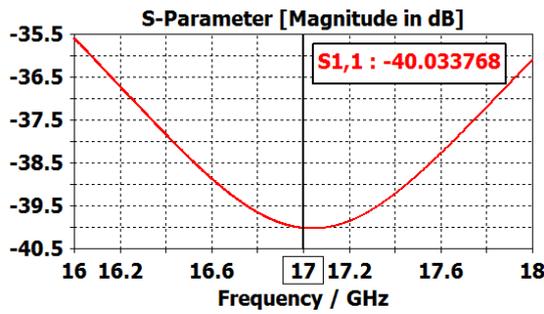


Figura 4-3 Módulo del parámetro S₁₁ del codo en el plano H

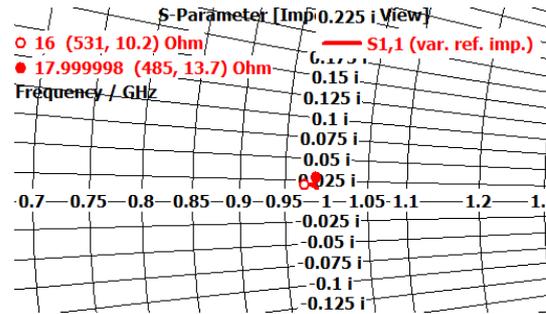


Figura 4-4 Adaptación del parámetro S₁₁ en Carta de Smith del codo en el plano H

El proceso de diseño de este codo, así como su estudio, fueron realizados en [1] como se ha comentado previamente. Tras su optimización, la adaptación del elemento está por debajo de -35 dB, constando el diseño final de codo de dos discontinuidades en el giro de 90° (Figura 4-2).

4.2 Divisor en T más codos

Habiendo estudiado el diseño y la optimización tanto del divisor de potencia como del codo por separado, ambos elementos se unificarán montando finalmente el conjunto mediante el cual se formará el divisor 1 a 2 que posteriormente se replicará para construir la red de alimentación completa 1 a 4. En las siguientes representaciones, se muestran distintas perspectivas de estos ajustes en el diseño.

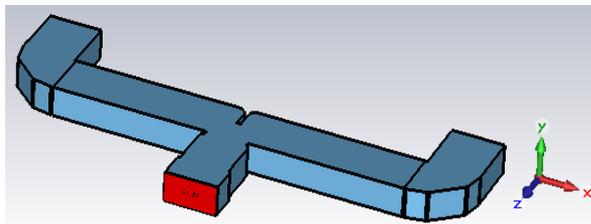


Figura 4-5 Estructura del divisor en guía de onda base con codos

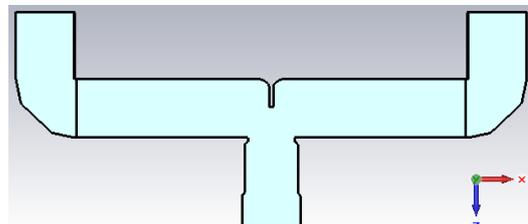


Figura 4-6 Planta del divisor en guía de onda base con codos

Se ratifica cómo el reparto de potencia sigue siendo balanceado por las dos salidas debido a la condición de simetría que posee, tal y como se puede ver en la Figura 4-9. Así mismo, como se ha comentado anteriormente, a pesar de haber introducido discontinuidades, no se altera la adaptación de esta estructura, incluso tiende a ser mejor que sin estos elementos, análisis que se hizo en la Sección 3.1.3.

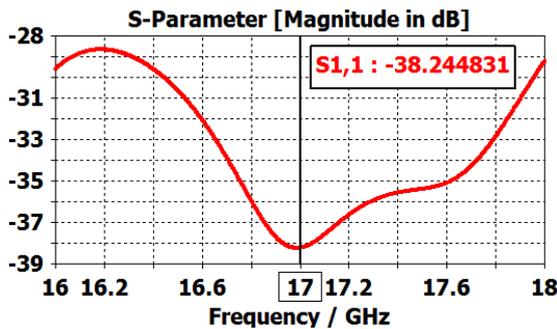


Figura 4-7 Adaptación parámetro S11 de la unión en T con codos

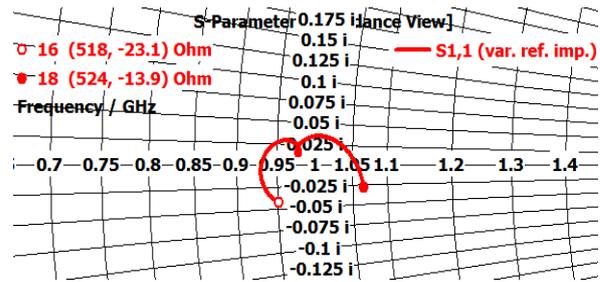


Figura 4-8 Adaptación del parámetro S11 en Carta de Smith de la unión en T con codo

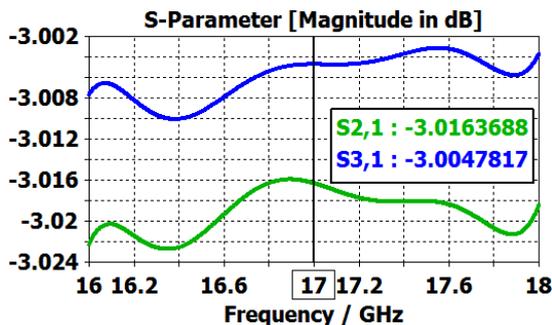


Figura 4-9 Módulo de los parámetros S de transmisión de la unión en T con codo

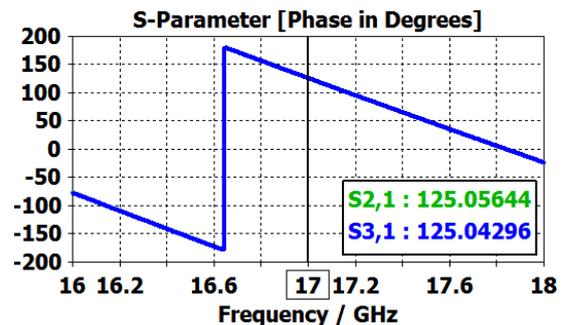


Figura 4-10 Fase de los parámetros S de transmisión de la unión en T con codo

Por lo tanto, habiendo estudiado este comportamiento, el siguiente paso es la integración de tres divisores 1 a 2 en dos niveles, formando un divisor 1 a 4 con tornillos de fase, con la seguridad de que no va a existir ninguna interacción perjudicial para la estructura que no se haya tenido en cuenta previamente.

4.3 Divisor 1 a 4 con tornillos de ajuste de fase

Una vez acoplado el codo en el divisor en T y habiendo comprobado que a pesar de todos los posibles efectos que se han comentado anteriormente se han mantenido sus características respecto a la situación sin codo que se ha analizado en el Apartado 3, se pasa a conectar todos los componentes que se han diseñado para montar una red a dos niveles.

La disposición de la misma se hará concatenando a cada una de las salidas del divisor en T base otros dos divisores, formando así una red compuesta por tres divisores de potencia en T en plano H que dará lugar a cuatro salidas con las que alimentar cuatro elementos radiantes. El siguiente patrón de red de alimentación corporativa en guía de onda, sirve de explicación gráfica (Figura 4-11).

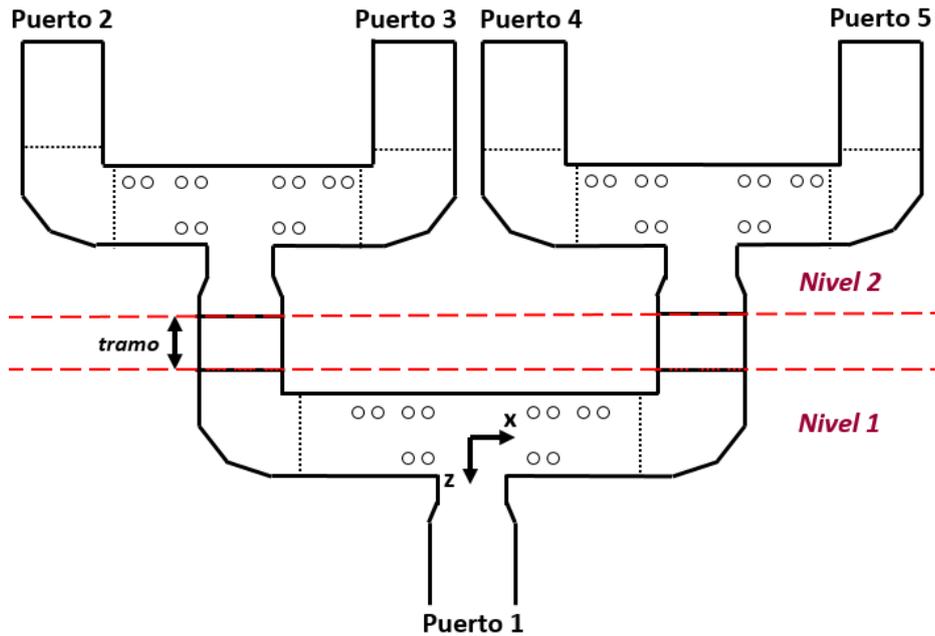
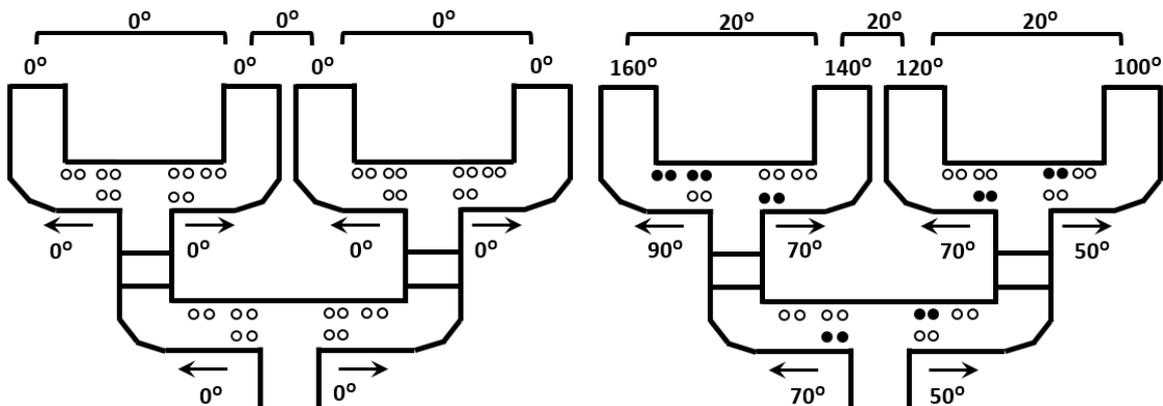


Figura 4-11 Diseño final del esquemático de la red de alimentación corporativa 1-4 en guía de onda WR-51

Este nuevo diseño dará lugar a hacer un estudio de cómo el control de fase de transmisión es independiente hacia cada puerto, pero para ello, se deben tener presentes dos parámetros de diseño. En primer lugar, la longitud de los codos introducidos en el nivel 1 juega un papel fundamental para que se siga conservando la adaptación en el divisor. Sin embargo, la separación entre elementos es un punto crítico en el diseño. Esto va a ser así ya que, suponiendo que en la boca de la guía de onda se va a colocar una antena, si esta distancia es λ_0 se producirá *grating lobes*. Este último caso se explicará en detalle en la siguiente sección.

Analizado el comportamiento, la disposición final de diseño de la red y las configuraciones de desfases posibles que hay, se aúnan todas estas especificaciones para proponer qué tipos de desfases se obtendrán. Todo ello se muestra en la Figura 4-12 (desfases progresivos) y en la Figura 4-13 (desfases quasi-progresivos).



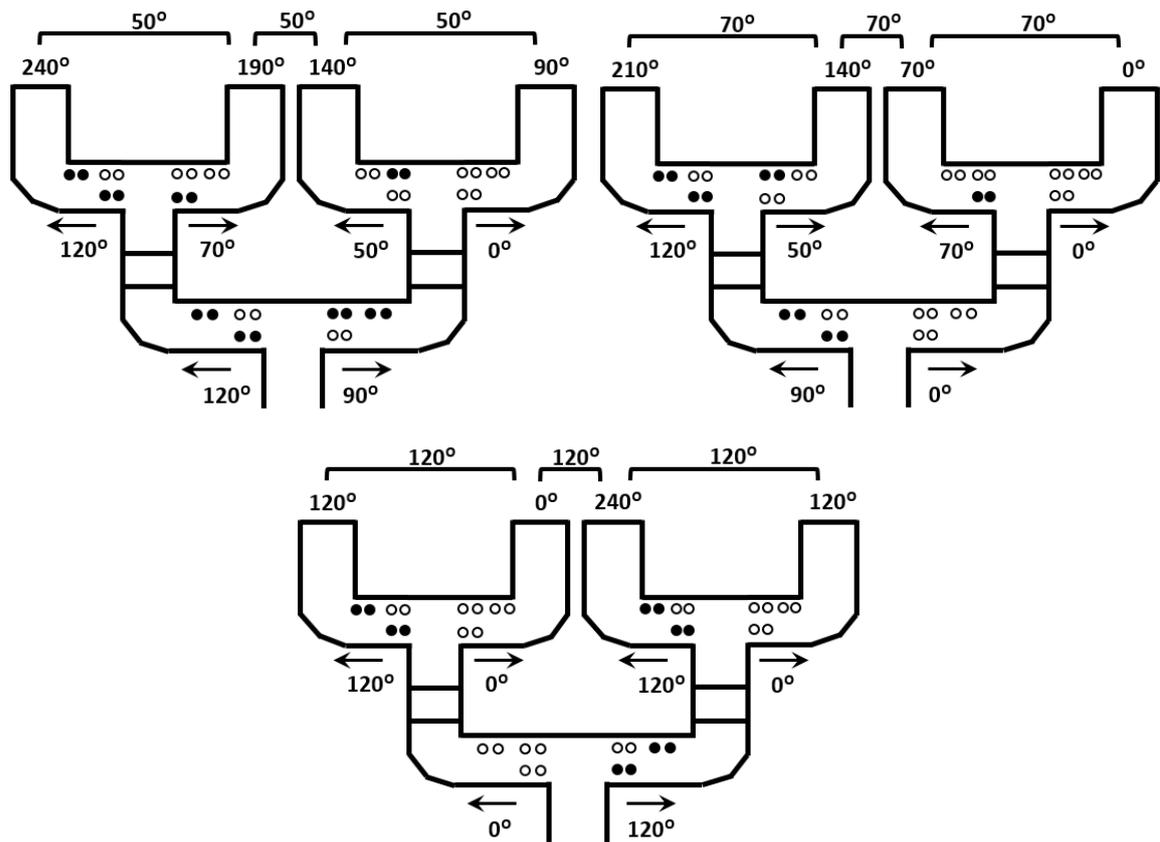
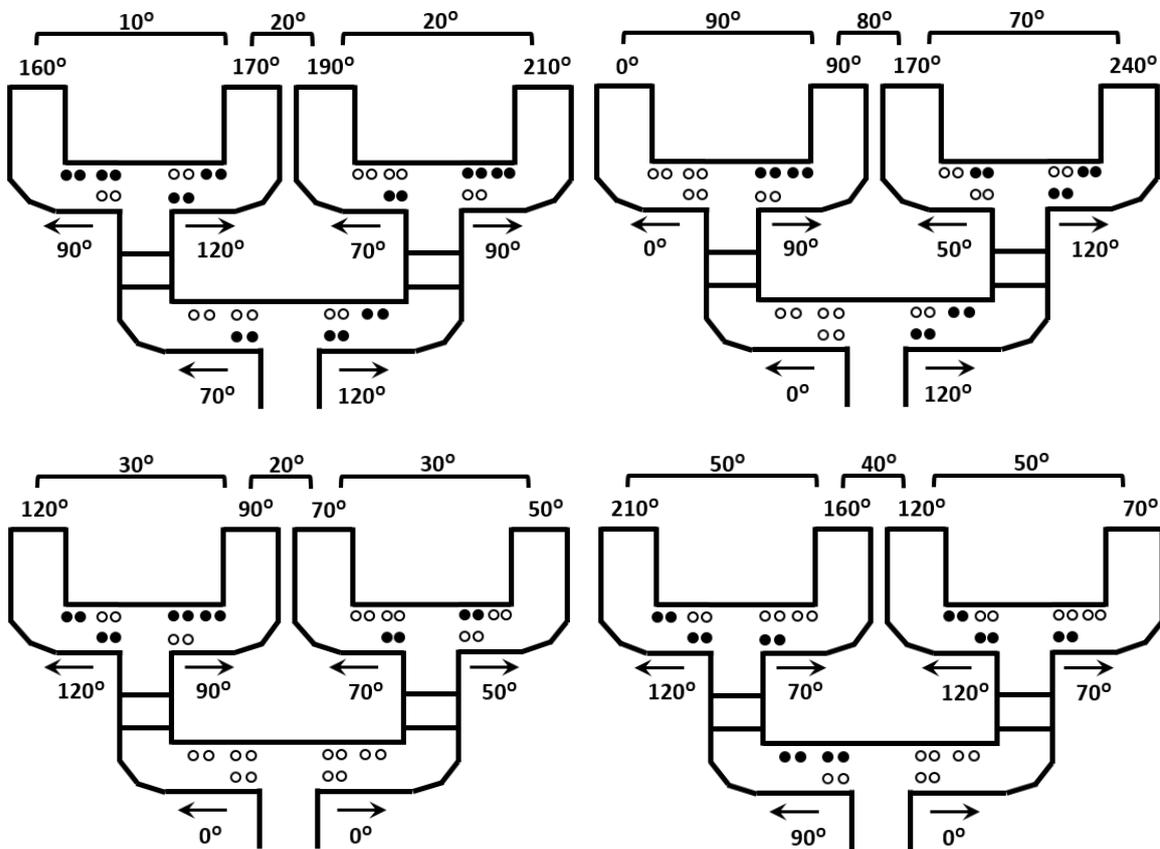


Figura 4-12 Redes finales con las configuraciones de desfases progresivos



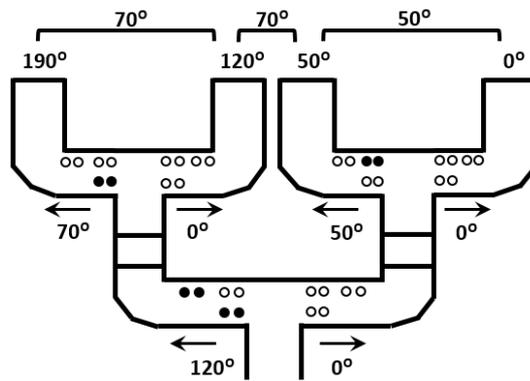


Figura 4-13 Redes finales con las configuraciones de desfases quasi-progresivos

De acuerdo a las combinaciones de cambio de fase que se han comentado en el Apartado 3.2.3, poniendo estas configuraciones en cada uno de los tres divisores por los que está constituida la red, se obtendrían distintas fases finales. Por ejemplo, poniendo una configuración en el divisor central de $50^\circ/90^\circ$ y en los divisores del segundo nivel de $70^\circ/90^\circ$, se tendrían unas fases finales de 180° , 160° , 140° y 120° , por lo tanto, el desfase entre ellas es 20° . Siguiendo este procedimiento, se han realizado las posibles combinaciones y se han obtenido todas estas series de desfases en los que algunos son progresivos y otros quasi-progresivos. Aunque se pueden obtener otras configuraciones de fase diferentes, en este trabajo sólo se analizarán aquellas que proporcionen un desfase progresivo o quasi-progresivo con el fin de alimentar un array. Desfases de este tipo producirán un desapuntamiento del haz principal de radiación.

En lo sucesivo se va a volver a realizar un proceso de reajuste de la red optimizando la longitud del tramo de guía (Figura 4-11, *tramo*), para conseguir el mayor ancho de banda en cada una de ellas. Por tanto, la red se va a caracterizar tanto en modelo circuital en ADS como en modelo electromagnético en CST. Un ejemplo del esquema de estos archivos en el software ADS se muestra en la Figura 4-14. En ADS la caracterización de los divisores se hace con ficheros de parámetros S (.s3p) extraídos de las simulaciones de CST del divisor base. Así mismo, la caracterización de la longitud “*tramo*” se hace con una línea de transmisión ideal de impedancia adaptada.

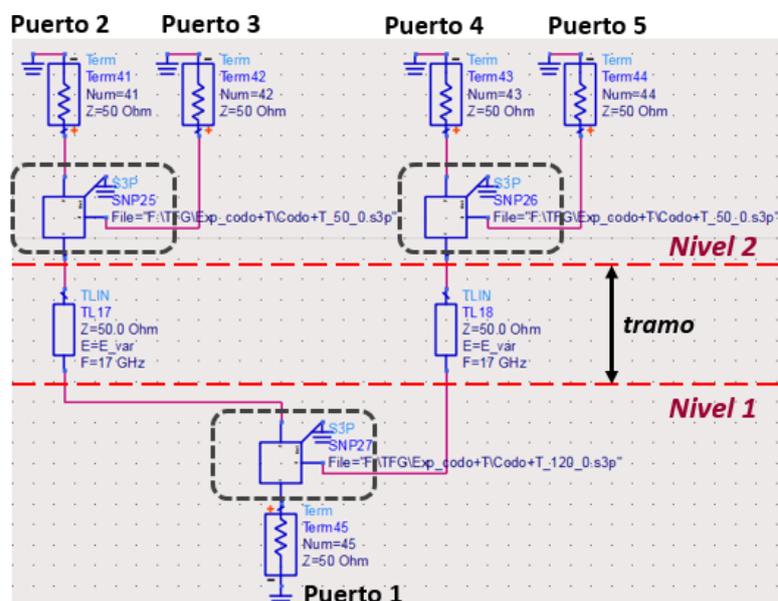


Figura 4-14 Esquema de la red corporativa 1-4 en ADS

De acuerdo a que el objetivo es ajustar la longitud del tramo intermedio de la red, en soporte a sucesivas simulaciones, con una longitud eléctrica igual a 12.5° se consigue una respuesta en frecuencia óptima. A continuación, se muestra la superposición de todas las configuraciones de ambos tipos de desfases.

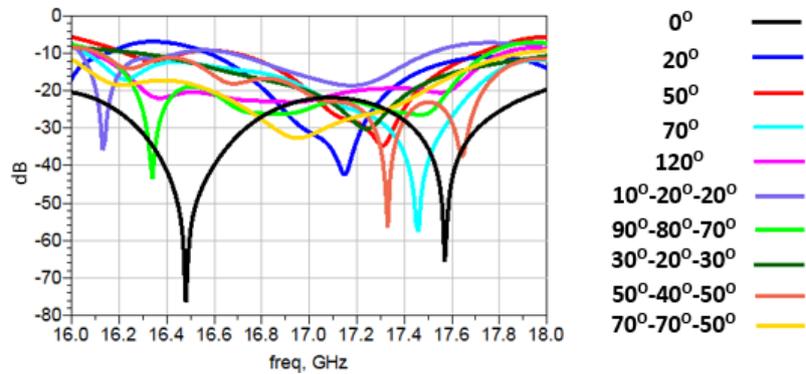


Figura 4-15 Adaptación del parámetro S11 de la red 1-4 con el tramo de guía optimizado

Este mismo procedimiento se va a llevar a cabo en CST para caracterizar este tramo y maximizar la reflexión del conjunto. Dicho valor del tramo intermedio equivale a 0.83 mm (ya que la longitud de onda de la guía WR-51 a 17 GHz es de 17.6 mm).

Para llevar a cabo una comparación más explícita entre las simulaciones electromagnéticas y eléctricas, se ha realizado una tabla resumen con los valores detallados a 17 GHz de acuerdo a los desfases ideales esperados con relación a los desfases progresivos y quasi-progresivos (Ver Tabla 4-1 y Tabla 4-2).

Desfase entre puertos	0°		20°		50°		70°		120°	
	ADS	CST	ADS	CST	ADS	CST	ADS	CST	ADS	CST
S31/S21	0°	0°	25°	19°	51°	49°	70°	68°	118°	118°
S41/S31	0°	0°	29°	20°	47°	28°	74°	71°	123°	133°
S51/S41	0°	0°	21°	24°	46°	49°	72°	69°	118°	117°
Ancho de banda	S ₁₁ por debajo de -20 dB*		5.27%		3.75%		6.84%		5.84%	

Tabla 4-1 Comparativa resumen de desfases progresivos

Desfase entre puertos	10°-20°-20°		90°-80°-70°		30°-20°-30°		50°-40°-50°		70°-70°-50°	
	ADS	CST	ADS	CST	ADS	CST	ADS	CST	ADS	CST
S31/S21	24°	26°	94°	94°	24°	27°	46°	50°	72°	67°
S41/S31	2°	6°	73°	68°	18°	21°	52°	43°	69°	68°
S51/S41	21°	24°	70°	69°	25°	19°	46°	52°	48°	50°
Ancho de banda	2.7%		5.1%		6.24%		S ₁₁ por debajo de -15 dB*		6.5%	

Tabla 4-2 Comparativa resumen de desfases quasi-progresivos

*Nota: Banda de trabajo de 16 a 18 GHz.

En el Anexo C y en el Anexo D se muestran todas las configuraciones en toda la banda de trabajo.

En base a las diferencias de fase que aporta introducir los tornillos de ajuste de fase en las distintas posiciones de la guía de onda, se conocen cinco valores de desfases progresivos a la salida de la red corporativa: 20°, 50°, 70°, 120°, además de la configuración de alimentación equifase, sin introducir ningún tornillo. Se puede observar cómo a pesar de haber realizado varios ajustes a lo largo del desarrollo de la estructura conjunta, se consiguen unos valores muy similares entre los distintos casos de desfase. El único valor crítico en esta comparativa es en el caso de desfase progresivo ideal de 50°, ya que en la simulación electromagnética el desfase que está referenciado entre el puerto 3 y 4 cae prácticamente la mitad de lo esperado. De la misma manera, pero al alza, y no de forma tan exagerada, ocurre con el desfase progresivo de 120°, ya que está por encima unos 10°.

De igual manera, en los casos de desfases quasi-progresivos hay varios casos en los que la comparativa entre las simulaciones no es precisa y se desajusta, o también comparando esos valores con los casos ideales de desfase. Aun así, existe una gran similitud entre los resultados simulados en CST/ADS y los valores teóricos en la mayor parte de las configuraciones obtenidas. Por ello se considera que el comportamiento del divisor 1 a 4 con tornillos de ajuste de fase es el esperado y, por tanto, es apto para alimentar un array de antenas al que proporcionar un ajuste mecánico del haz principal de radiación.

A lo largo de este estudio, a modo de comprobación, se ha hecho un análisis de la propagación de modos superiores en la estructura de la red de alimentación completa. Es fundamental resaltar que acercar demasiado las puertas de entrada y/o salida a las discontinuidades diseñadas puede llevar a excitar modos de orden superior en la guía. Además, la posición de los tornillos de ajuste es un parámetro crítico que no permite acercar los codos a la unión en T ya que es inamovible. Por ello, el criterio de optimización de dichas dimensiones es el siguiente: el módulo de los parámetros S de los modos cruzados entre el fundamental y los de orden superior esté por debajo de -60 dB, siendo el modo fundamental el que se excita a la entrada.

Este análisis se ha realizado para todas las configuraciones, pero únicamente se muestra aquella que tiene el modo cruzado más elevado. Como se observa en la Figura 4-16, no existen problemas de modos superiores en ninguna configuración puesto que el modo cruzado cumple con el criterio de optimización establecido.

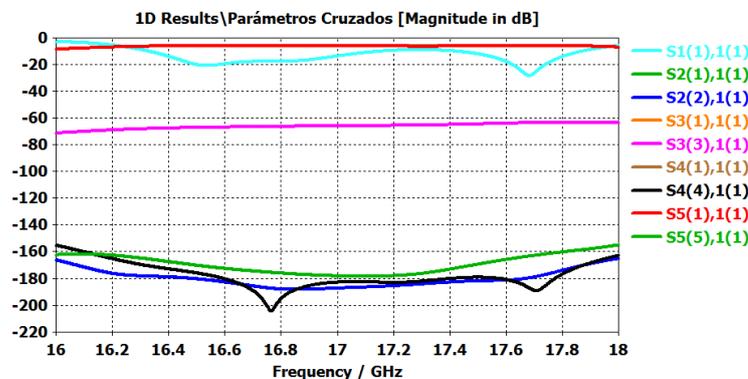


Figura 4-16 Módulo de los parámetros $S_{(X)(X),(1)(1)}$

5 Integración, pruebas y resultados

En este último capítulo del proyecto se van a mostrar los posibles diagramas de radiación que puede generar esta red de alimentación que alimente un array de antenas. Se va a tratar el problema que supone el hecho de mantener una distancia entre las puertas de salida de la red y, por lo tanto, de los elementos radiantes, de tal forma que genere *grating lobes*.

5.1 Análisis de factor de array

La limitación principal con la que se llega al final este proyecto es la distancia entre los puertos de salida de la red diseñada. De acuerdo al Apartado 4, se ha penalizado este parámetro con el fin de ganar en una mayor respuesta de ancho de banda.

Debido a la posición de los tornillos como se ha comentado anteriormente, Sección 4, no es posible acercar más los puertos de salida en cada divisor, por ello las antenas quedan a la distancia marcada en la Figura 5-1. Esta distancia es superior a λ_0 , hecho que conlleva a generar *grating lobes*.

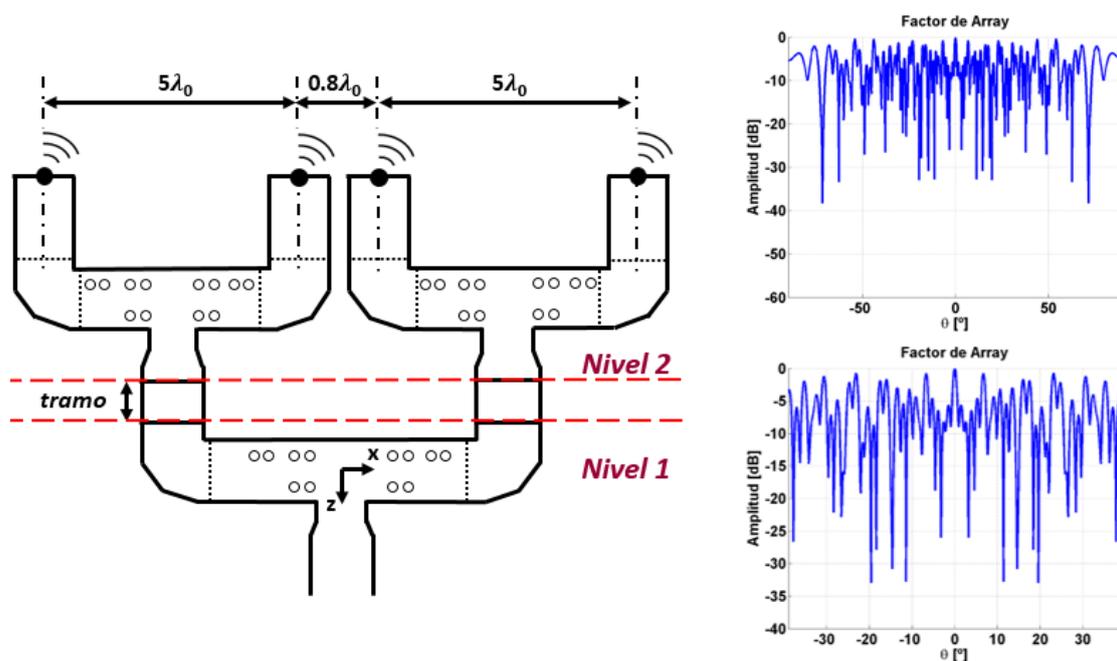


Figura 5-1 Esquema del diseño de red convencional apoyado por los diagramas de radiación mostrando la generación de *grating lobes*

Lo que se propone como trabajo futuro es diseñar algún tipo de red adicional para juntar estos puertos de salida a una distancia en la que no se produzcan réplicas del lóbulo principal en el diagrama de radiación. Se detalla en la Figura 5-2.

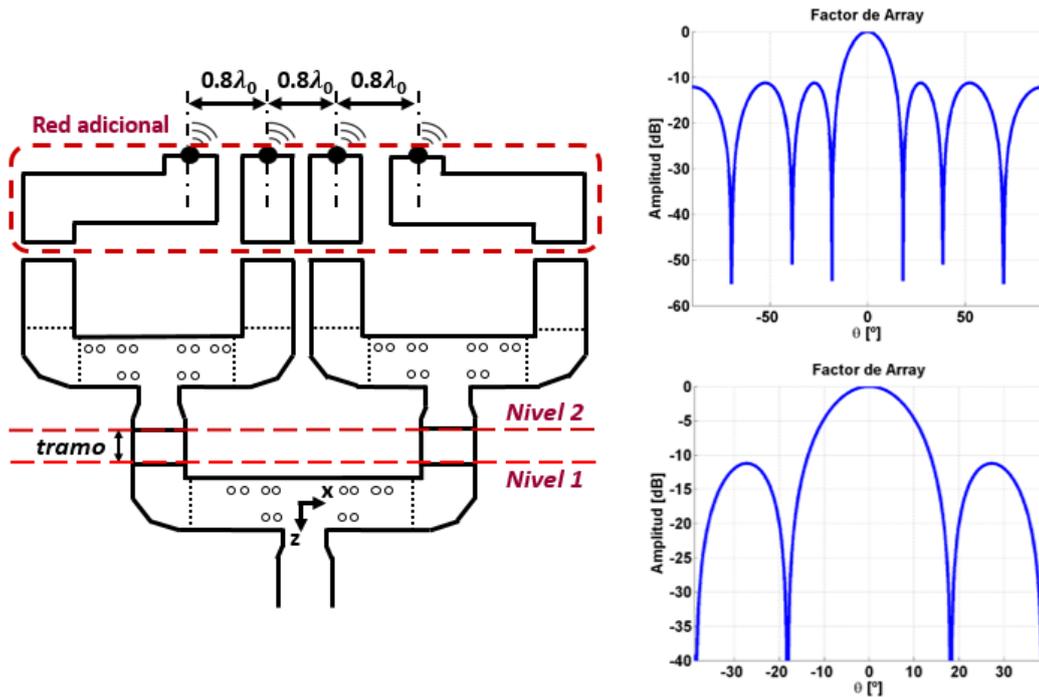


Figura 5-2 Esquema de diseño de la red de alimentación introduciendo una red adicional

Si se diseñara un array con este divisor, se ha calculado que la distancia mínima que puede haber entre el puerto 3 y el puerto 4 son 14 mm ($0.8\lambda_0$), de tal forma que habría que hacer una red adicional que consiguiera dejar todos los elementos a una distancia $0.8\lambda_0$, que es la mínima a la que se puede aspirar para minimizar el *grating lobes* lo máximo posible. Por ello, y sin haber introducido esta red adicional, tanto el análisis de factor de array como de los diagramas de radiación que se podrían conseguir, se van a realizar con este valor de distancia para ver las posibilidades que ofrece este divisor.

Debido a la simetría que posee la red, es posible configurar todos los desfases, tanto progresivos como quasi-progresivos, tanto para direcciones de θ negativas como positivas, obteniendo así el doble de diagramas. En ellos, los valores de amplitud y fase se han obtenido a partir de simulaciones de CST de la red para cada configuración a la frecuencia de diseño, 17 GHz.

❖ Factor de array: desfases progresivos

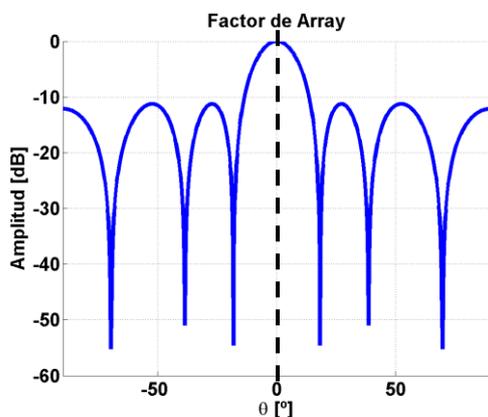


Figura 5-3 Factor de array con un desfase progresivo de 0°

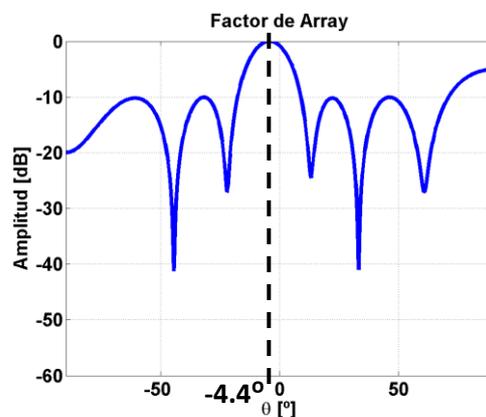


Figura 5-4 Factor de array con un desfase progresivo de 20°

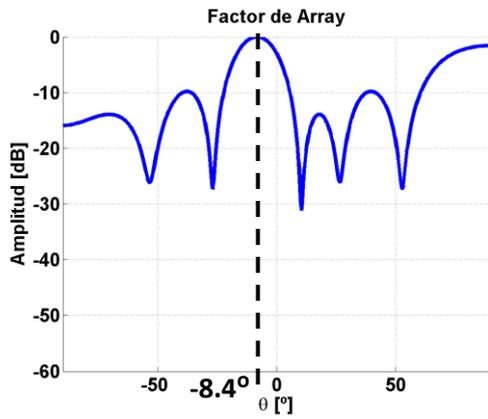


Figura 5-5 Factor de array con un desfase progresivo de 50°

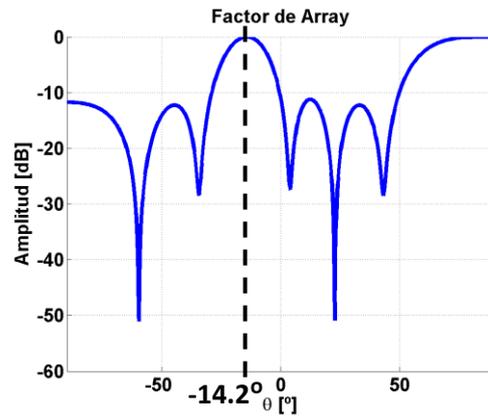


Figura 5-6 Factor de array con un desfase progresivo de 70°

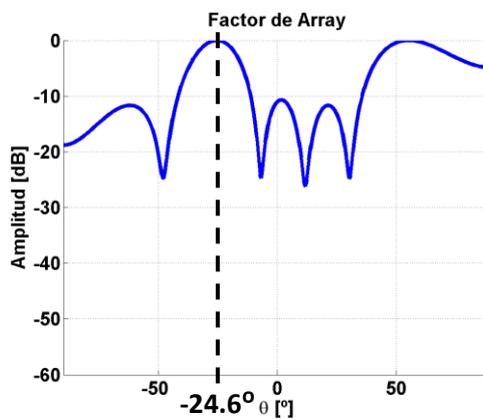


Figura 5-7 Factor de array con un desfase progresivo de 120°

A continuación, se presenta la superposición de todos los casos de diagramas para desfases progresivos, mostrando especial interés en los lóbulos principales (Figura 5-8, derecha). Además, se tiene en cuenta al igual que se ha seguido a lo largo del proyecto, la simetría de la red.

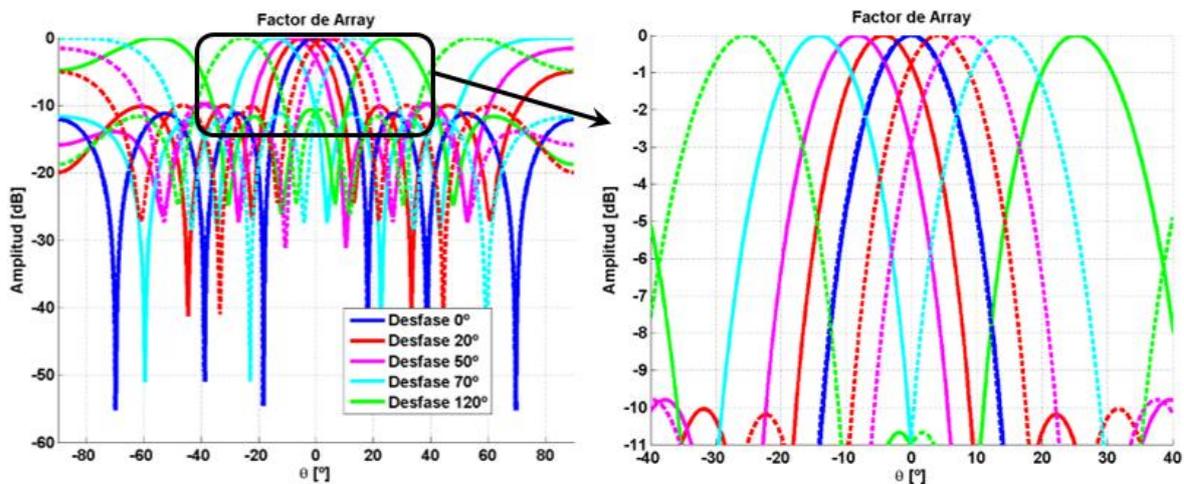


Figura 5-8 Superposición de diagramas de radiación para los desfases progresivos

❖ Factor de array: desfases quasi-progresivos

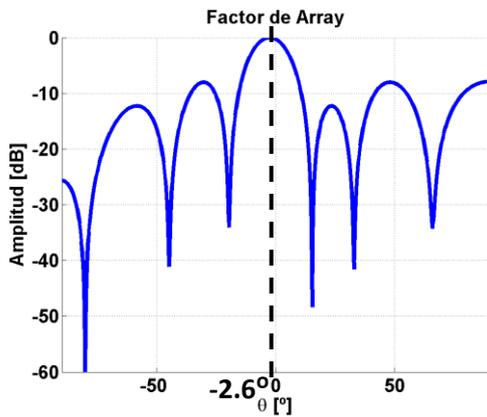


Figura 5-9 Factor de array con un desfase progresivo de 10° - 20° - 20°

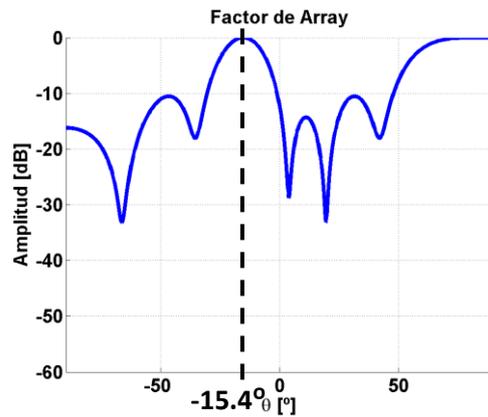


Figura 5-10 Factor de array con un desfase progresivo de 90° - 80° - 70°

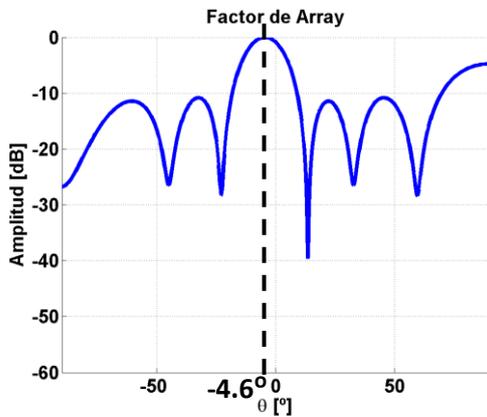


Figura 5-11 Factor de array con un desfase progresivo de 30° - 20° - 30°

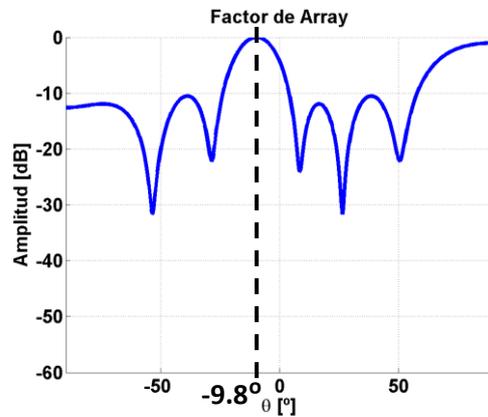


Figura 5-12 Factor de array con un desfase progresivo de 50° - 40° - 50°

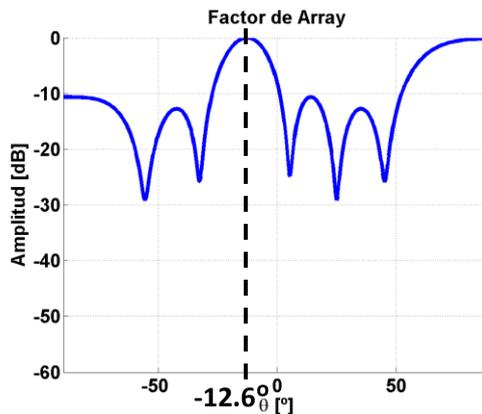


Figura 5-13 Factor de array con un desfase progresivo de 70° - 70° - 50°

De forma análoga, se estudia el comportamiento que tienen los diagramas de radiación superpuestos para los casos de desfases quasi-progresivos.

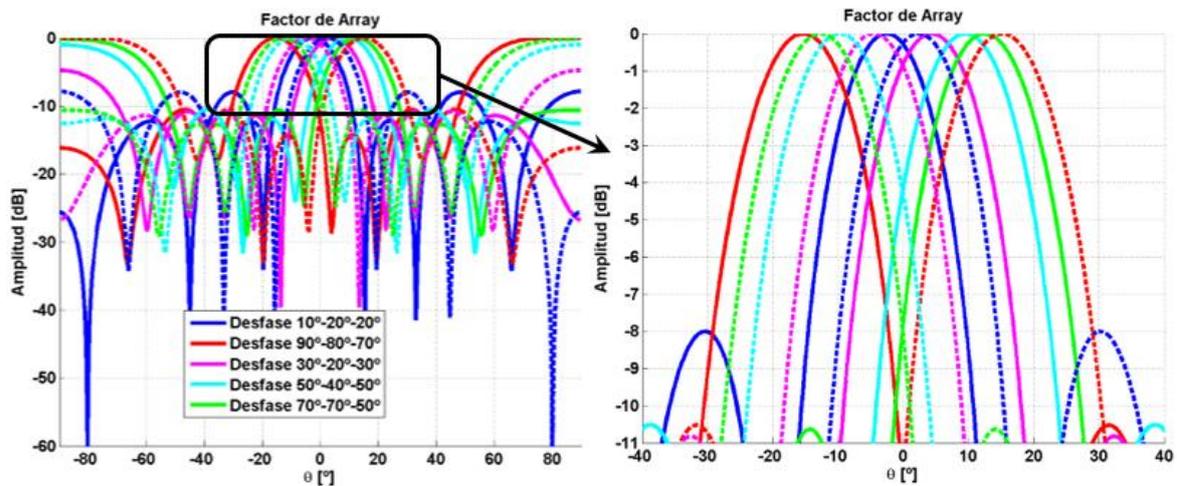


Figura 5-14 Superposición de diagramas de radiación para los desfases quasi-progresivos

En la siguiente Tabla 5-1, se adjuntan los valores de desapuntamiento de la antena según la alimentación, con el desfase correspondiente, que proporcione la red de diseñada a lo largo de todo el proyecto.

<i>Desfases progresivos</i>	0°	$\pm 20^\circ$	$\pm 50^\circ$	$\pm 70^\circ$	$\pm 120^\circ$
<i>Desapuntamiento</i>	0°	$\pm 4.4^\circ$	$\pm 8.4^\circ$	$\pm 14.4^\circ$	$\pm 24.6^\circ$
<i>Desfases quasi-progresivos</i>	$10^\circ-20^\circ-20^\circ$	$90^\circ-80^\circ-70^\circ$	$30^\circ-20^\circ-30^\circ$	$50^\circ-40^\circ-50^\circ$	$70^\circ-70^\circ-50^\circ$
<i>Desapuntamiento</i>	$\pm 2.6^\circ$	$\pm 15.4^\circ$	$\pm 4.6^\circ$	$\pm 9.8^\circ$	$\pm 12.6^\circ$

Tabla 5-1 Resumen de los desapuntamientos en ambos casos de desfases

Lo importante a tener en cuenta es el rango de desapuntamiento que se obtiene, pues se ofrecen más posibilidades y eso es un punto a favor para un estudio posterior. En este caso, con apoyo de estos valores, se puede estimar que el rango total va de $\theta = [-24.6^\circ, 24.6^\circ]$, valor de desapuntamiento del haz principal que proporciona el desfase progresivo de $\pm 120^\circ$.

Por lo tanto, a la vista de estos resultados, partiendo de un divisor simple y con la colocación de tornillos de ajuste de fase en distintas posiciones del mismo, se ha conseguido conformar una red a varios niveles que proporciona una amplia variedad de apuntamientos. Concretamente, se han conseguido 19 direcciones de apuntamiento diferentes y analizando las mismas, se observa que entre -14.4° y 14.4° aproximadamente se obtienen apuntamientos cada 2° .

Gracias a la experiencia obtenida con este divisor de una entrada y cuatro salidas, conformado como prueba de concepto del funcionamiento de los tornillos de ajuste propuestos en este Trabajo de Fin de Grado, se estima que el número de configuraciones establecidas usando los tornillos y, por tanto, de direcciones de apuntamiento del diagrama de radiación del array alimentado, pueda ser mucho mayor utilizando redes divisoras de mayor número de niveles.

6 Conclusiones y trabajo futuro

6.1 Conclusiones

En este Trabajo de Fin de Grado se han estudiado las prestaciones que aporta la utilización de elementos de ajuste en una red de alimentación en guía de onda, con la ventaja de no hacer modificaciones en el diseño entero de la misma.

Durante el presente documento se han ido desarrollando cada uno de los puntos seguidos a la hora de conseguir el objetivo propuesto. En primer lugar, se estudió el elemento base constituido por un divisor de unión en T de dos puertos de salida en guía de onda. En el mismo, se introdujeron tornillos de ajuste de fase en distintas posiciones de la guía obteniendo configuraciones de desfases

A partir de un prototipo perteneciente al grupo de investigación RFCAS, se realizaron las medidas para obtener la respuesta del mismo a cada una de las configuraciones que ofrecen los tornillos. Posteriormente, estas medidas se enfrentaron con la simulación del mismo. La comparativa entre ambos escenarios logró ser muy positiva debido a la precisión alcanzada en el análisis de los parámetros de dispersión.

A la hora de desarrollar el divisor 1 a 4, es decir, la red de alimentación que tiene por objeto alimentar un array de antenas, se estudió en primera instancia el comportamiento del elemento base de dos puertos de salida con los elementos capaces de guiar la señal hacia las distintas salidas y que servirían de unión con el siguiente nivel de la red. Esta zona de transición fue optimizada respetando la adaptación por debajo de -30 dB de esta estructura.

A continuación, se pasó a desarrollar la red final con los tornillos integrados. En su estudio se verificó que el control de fase de transmisión hacia cada puerto es independiente, hecho que lleva a obtener otras posibilidades de desfases, progresivos y quasi-progresivos. Este diseño se caracterizó tanto de manera electromagnética como eléctrica por medio de simulaciones, con las que, tras su estudio se concluyó que, aunque en los casos de desfases quasi-progresivos la comparativa se desajusta mínimamente, en la mayoría de casos existe un gran parecido en los resultados de ambas simulaciones.

En el proceso de optimización de la estructura conjunta se tuvo en cuenta un punto crítico en el diseño: la distancia mínima entre los puertos de salida. La estructura planteada cuenta con una distancia entre puertos de $5\lambda_0$, superior a λ_0 que es la distancia máxima para no generar réplicas del lóbulo principal, *grating lobes*, en los diagramas de radiación. Para este caso, se ha planteado realizar una red adicional que consiga que todos los puertos de salida estén a una distancia de $0.8\lambda_0$, que es la mínima a la que pueden estar el puerto 3 y 4 de la red de alimentación desarrollada en este proyecto.

La respuesta de los diagramas de radiación a los desfases progresivos y quasi-progresivos con una distancia entre elementos radiantes de $0.8\lambda_0$ ha sido satisfactoria. Se cuenta con un total de 19 direcciones de apuntamiento distintas, con un amplio rango total de apuntamiento, entre $\theta = [-24.6, 24.6]$.

El objetivo principal de este trabajo se ha cumplido de acuerdo a lo que se ha ido desarrollando. Se ha conseguido una red de alimentación en guía de onda en alta frecuencia

que dota a un array de antenas de distintas posibilidades de apuntamiento del haz principal únicamente modificando la posición de tornillos de ajuste de fase en la estructura de la misma. Esto permite a la red adaptarse a distintas especificaciones en los sistemas sin la necesidad de volver a ajustar su diseño.

6.2 Trabajo futuro

La línea de trabajo futuro más inmediato consistiría en llevar a cabo la implementación física de esta red corporativa en guía de onda completa. Para ello, es esencial insistir en que el análisis de diagramas de radiación se ha hecho con un valor de $0.8\lambda_0$, que es lo máximo que se podrían acercar las bocas de las guías. Aunque tal y como está la red no es implementable actualmente porque se generaría *grating lobes*.

Por este motivo, hay que tener en cuenta que para implementar esta estructura en la realidad habría que hacer una red adicional que juntara los puertos, o idear alguna otra topología de red como puede ser una red a dos niveles, consiguiendo así evitar el problema de *grating lobes* y por consecuente también, reducir el tamaño de la misma.

Referencias

- [1] Proyecto Fin de Carrera Alfonso Tomás Muriel: Diseño de agrupaciones de antenas alimentadas con redes corporativas en tecnología de guía de onda.
- [2] Proyecto Fin de Carrera María Pilar de las Heras Gómez: Diseño de antenas sobre guía de onda ranurada con control de alimentación mediante tornillos de sintonía laterales.
- [3] Jorge Alfonso Ruiz Cruz. Medios de Transmisión, 2012. Asignatura de Grado de Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación, Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid.
- [4] José Luis Masa Campos. Antenas y Compatibilidad Electromagnética, 2016. Asignatura de Grado de Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación, Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid.
- [5] D. M. Pozar, “*Microwave Engineering*”. John Wiley & Sons Inc, 2005.
- [6] C.A. Balanis, “*Antenna Theory: Analysis and Design*”. John Wiley & Sons Inc, 1997.
- [7] “*Documentación del analizador de redes (VNA) Agilent E5071C*”, <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/85052-90079.pdf>
- [8] “*Documentación de los cables de medida flexibles Agilent 85131*”, <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/85131-90009.pdf>

Anexos

A Anexo: Calibración para guía de onda WR-51.

Las guías de onda son el método más usado a la hora de transportar señales de alta frecuencia debido a sus bajas pérdidas. A dichas frecuencias, las líneas de transmisión tradicionales como los cables coaxiales presentan una gran atenuación.

Existen otras alternativas como la alimentación microstrip, pero las guías de onda presentan menores pérdidas a altas frecuencias. Además, al ser un medio cerrado, evita que existan interferencias en los campos debidas otros objetos, al contrario de lo que ocurre en los sistemas de transmisión abiertos. Debido a ello, son usadas ampliamente para la comunicación de los sistemas de alimentación con sus antenas correspondientes.

Para comprobar que el proceso de alimentación se lleva a cabo de manera correcta, se hace necesaria una calibración precisa y de calidad a la hora de medir la señal transmitida por una guía de onda. La mayoría de los analizadores de redes comerciales sólo presentan puertos con conectores coaxiales, lo que hace necesario el uso de adaptadores coaxial-guía para poder realizar las mediciones. Estos conectores no son perfectos, presentan pérdidas y, sobre todo, reflexiones que hacen que las medidas finales presenten un importante rizado, inaceptable si se quiere mantener una precisión alta.

La calibración del analizador de redes con los adaptadores ya conectados a sus puertos puede solucionar en gran medida los rizados, y hacer que los resultados obtenidos no estén sujetos a grandes errores, pero para ello se debe contar con un kit de calibración para guía de onda. Con él conseguimos calcular la respuesta presente desde los terminales de medida a equivalentes en guía de onda de terminaciones en circuito abierto, cortocircuito y carga adaptada.

En este caso en concreto, el analizador de redes utilizado es el *Agilent E5071C*, y el kit de calibración disponible en la EPS para el estándar WR-51 de guía de onda es el *Flann Microwave LTD Calibration Kit 19703*. Se muestran en la Figura A-1 y Figura A-2, respectivamente.



Figura A - 1 Analizador de redes Agilent E5071C propiedad de la EPS



Figura A - 2 Kit de calibración Flann Microwave LTD Calibration Kit 19703

**Nota: no se disponen de referencias en línea de este kit debido a la desaparición de la empresa Flann Microwave LTD.*

Se ha decidido realizar una calibración TRL (Thru, Reflect, Line) ya que el kit disponible posee los elementos necesarios para la misma. Este tipo de calibración sólo suele usarse en casos que requieren gran precisión y en los que la tecnología de los conectores (coaxial, guía de onda, etcétera) no es igual entre el analizador y el sistema a medir, como es este caso.

Entre las principales ventajas de la calibración TRL destacan los buenos resultados que alcanza en sistemas en los que no es fácil colocar una carga adaptada, y que no se necesita mucha precisión a la hora de realizar los elementos del kit, sino que estos aseguren una buena repetitividad.

La calibración TRL se compone de la medición de un "**Thru**" o conexión entre ambos puertos, "**Reflect**" o gran reflexión en cada puerto, y por último "**Line**", otro "Thru" con una línea de longitud efectiva conocida, típicamente $\lambda/4$, de por medio. Mediante estas medidas, el analizador consigue calcular los parámetros S incluyendo los adaptadores en la red. Las ecuaciones que sigue para realizar el proceso son las siguientes:

Medida	Reflexión 1	Reflexión 2	Transmisión 1-2
Conexión (Through)	$S_{11}^M = S_{11}^E + S_{24}^E \frac{S_{21}^E S_{24}^E}{1 - S_{33}^E S_{44}^E}$	$S_{22}^M = S_{22}^E + S_{33}^E \frac{S_{21}^E S_{24}^E}{1 - S_{44}^E S_{33}^E}$	$S_{21}^M = \frac{S_{21}^E S_{24}^E}{1 - S_{33}^E S_{44}^E} + S_{21}^E$
Reflexión (Reflect- Γ)	$S_{11}^M = S_{11}^E + \Gamma \frac{S_{21}^E S_{24}^E}{1 - \Gamma S_{33}^E}$	$S_{22}^M = S_{22}^E + \Gamma \frac{S_{21}^E S_{24}^E}{1 - \Gamma S_{44}^E}$	$S_{21}^M = S_{21}^E$
Línea (Line -kl)	$S_{11}^M = S_{11}^E + S_{44}^E \frac{S_{21}^E S_{24}^E}{e^{i\alpha L} - S_{33}^E S_{44}^E}$	$S_{22}^M = S_{22}^E + S_{33}^E \frac{S_{21}^E S_{24}^E}{e^{i\alpha L} - S_{33}^E S_{44}^E}$	$S_{21}^M = \frac{S_{21}^E S_{24}^E}{e^{i\alpha L} - S_{33}^E S_{44}^E} + S_{21}^E$

Figura A - 3 Ecuaciones de calibración Through-Reflect-Line

B Anexo: Análisis de parámetros S según las configuraciones.

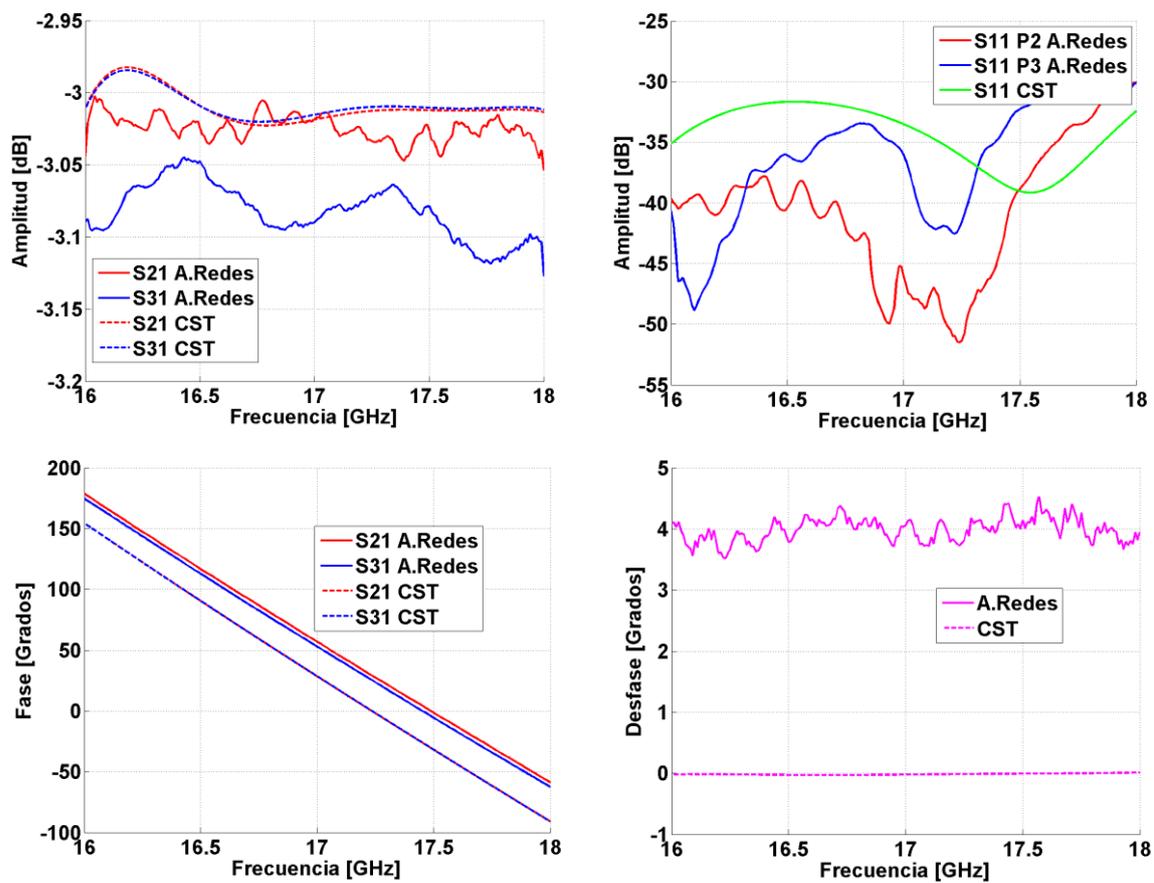


Figura B - 1 Configuración Puerto 2 = 0° y Puerto 3 = 0°

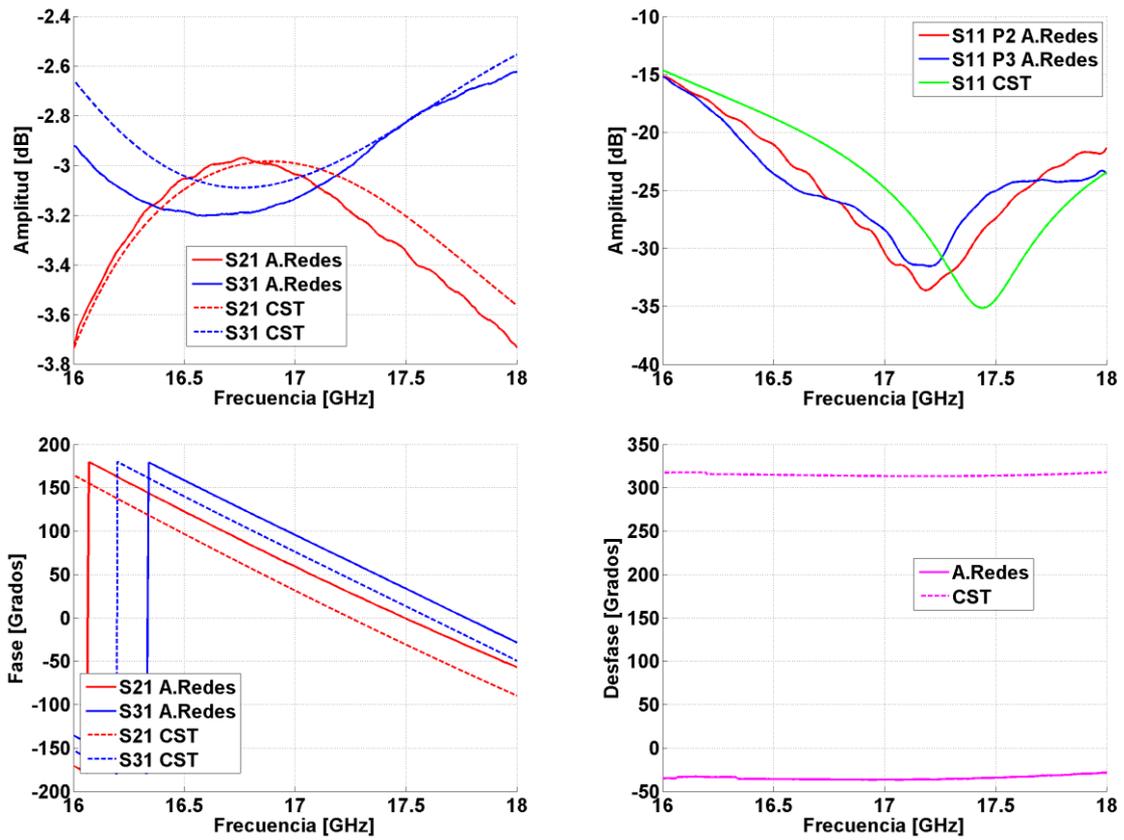


Figura B - 2 Configuración Puerto 2 = 0° y Puerto 3 = 50°

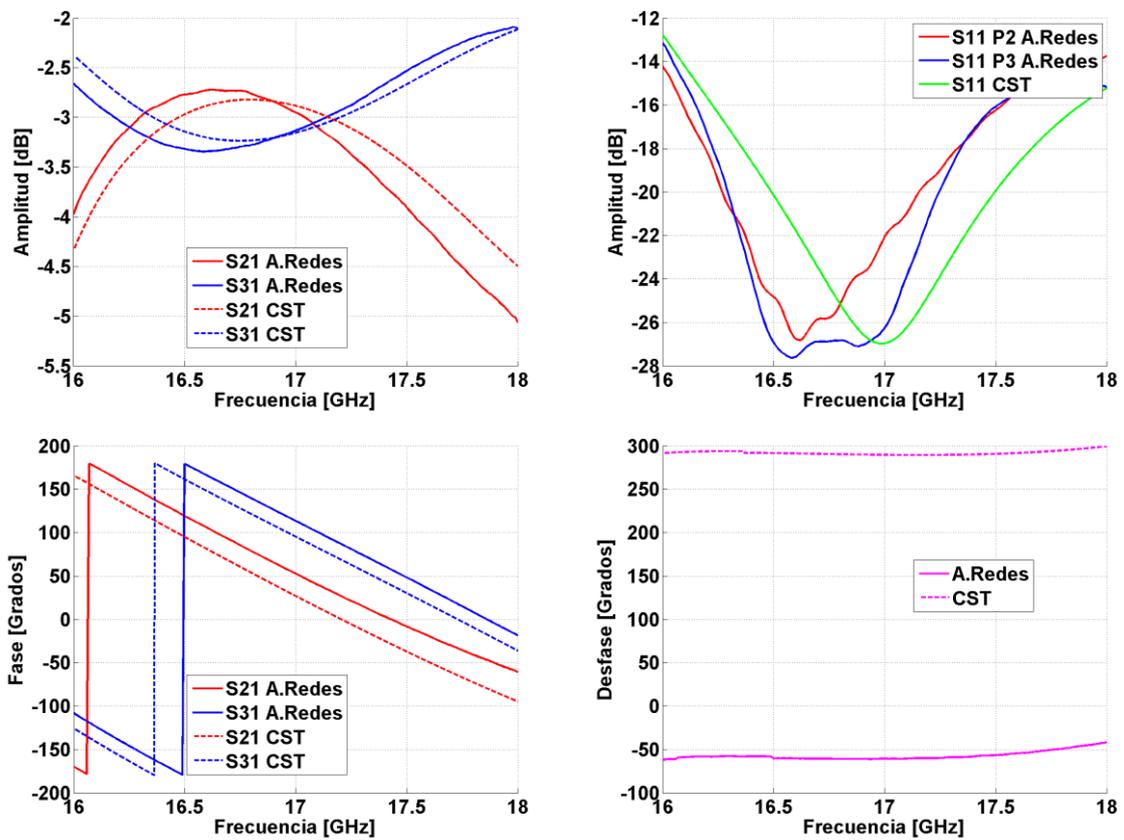


Figura B - 3 Configuración Puerto 2 = 0° y Puerto 3 = 70°

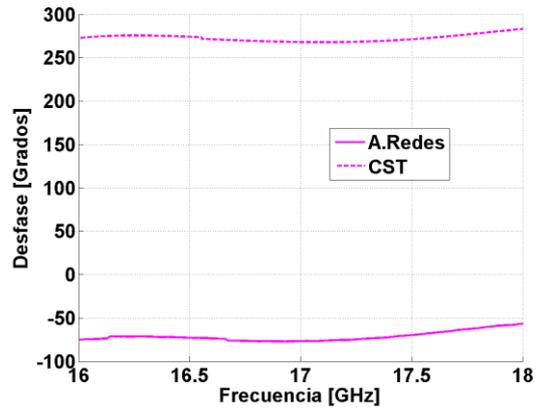
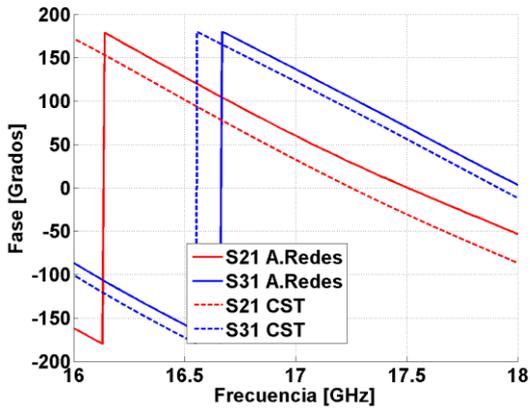
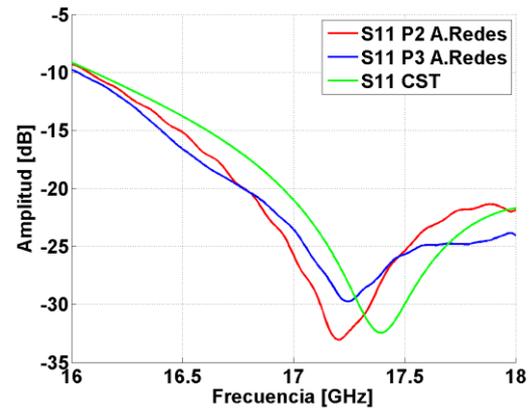
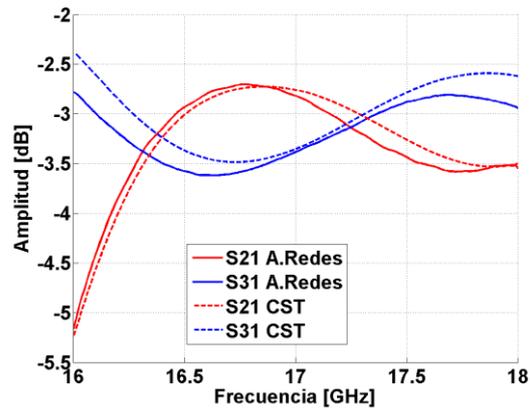


Figura B - 4 Configuración Puerto 2 = 0° y Puerto 3 = 90°

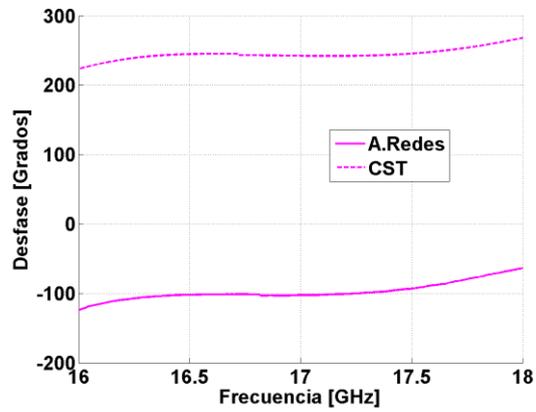
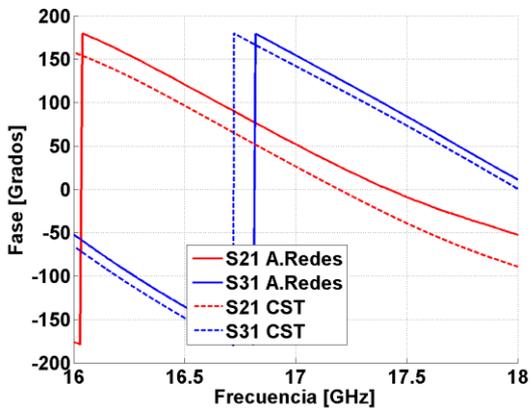
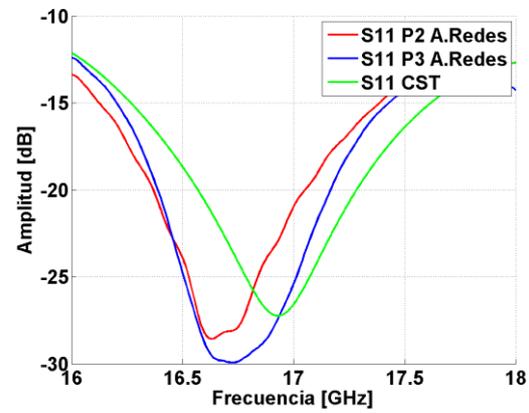
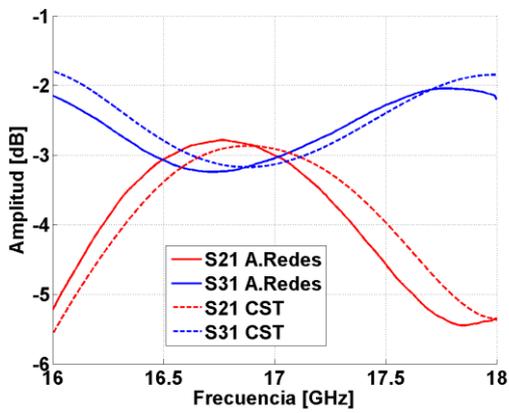


Figura B - 5 Configuración Puerto 2 = 0° y Puerto 3 = 120°

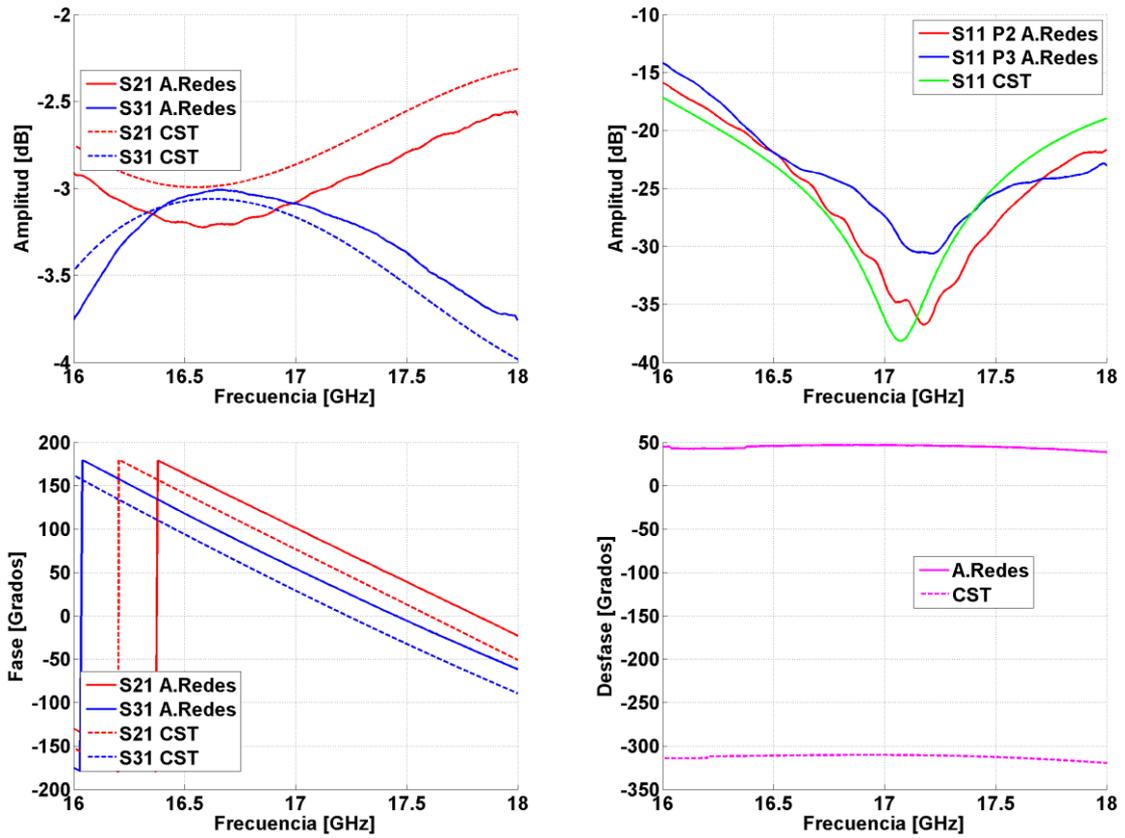


Figura B - 6 Configuración Puerto 2 = 50° y Puerto 3 = 0°

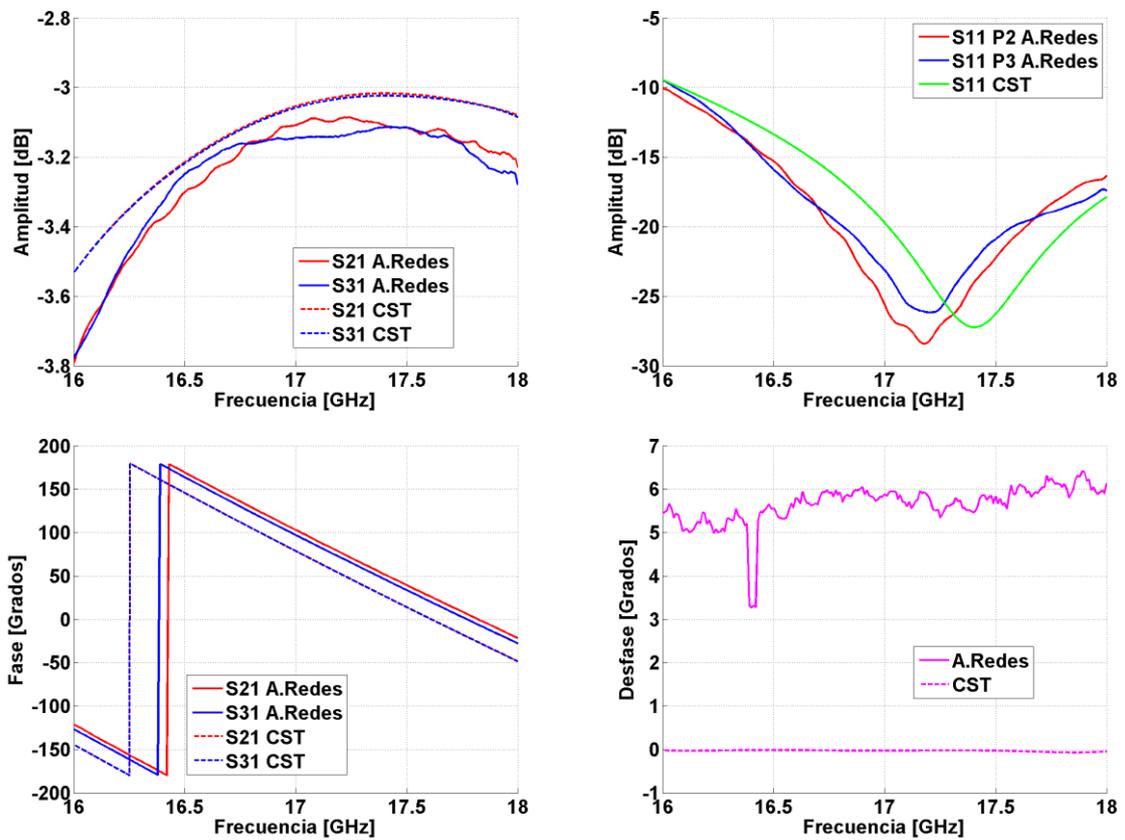


Figura B - 7 Configuración Puerto 2 = 50° y Puerto 3 = 50°

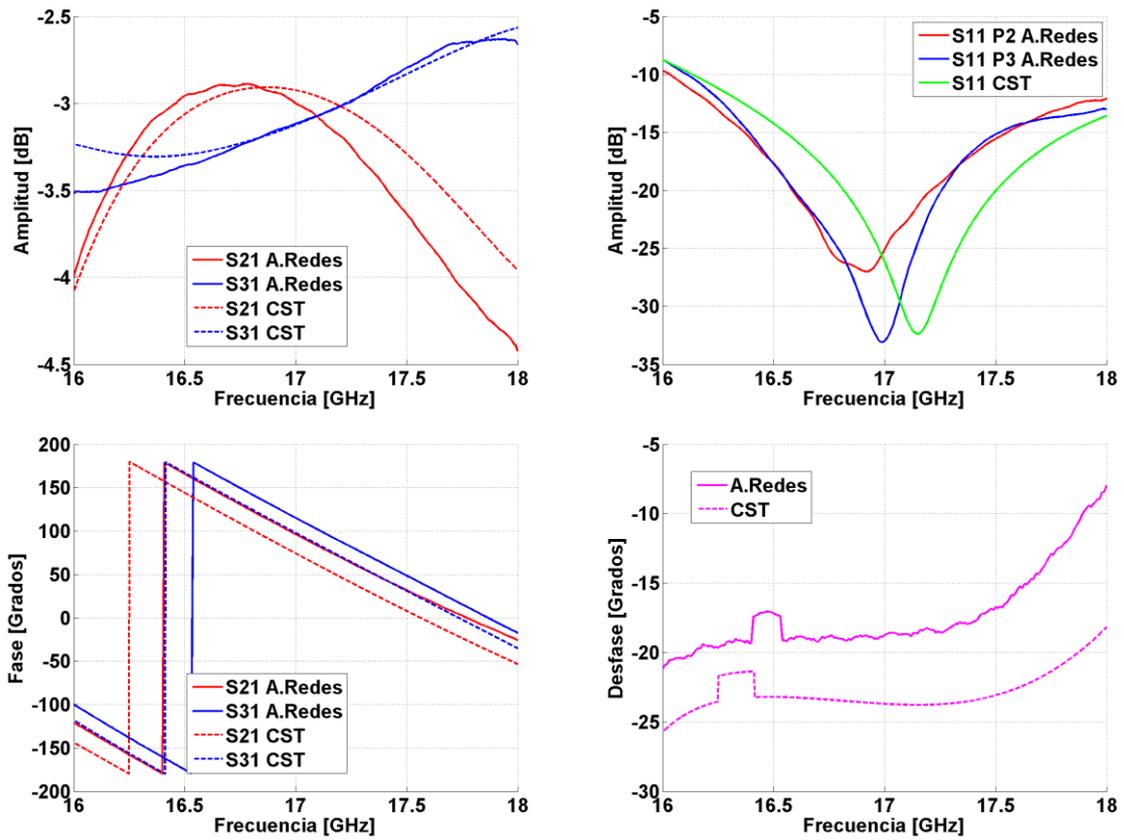


Figura B - 8 Configuración Puerto 2 = 50° y Puerto 3 = 70°

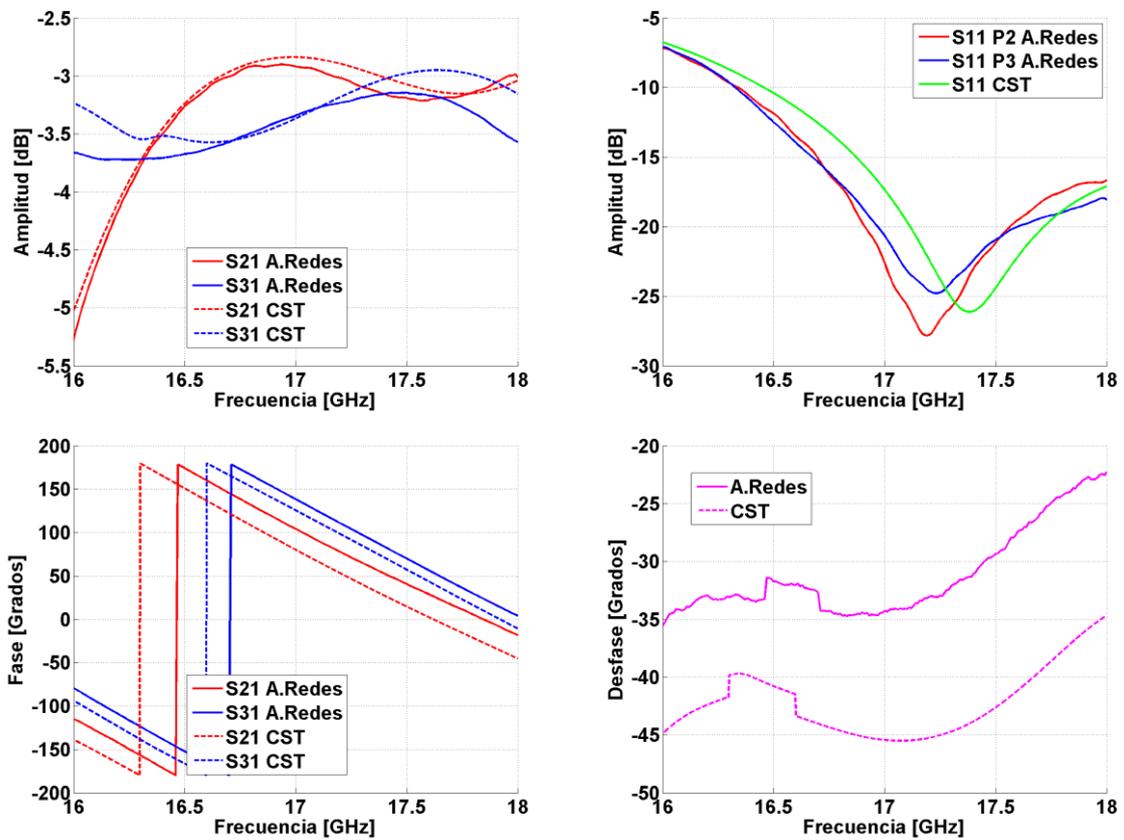


Figura B - 9 Configuración Puerto 2 = 50° y Puerto 3 = 90°

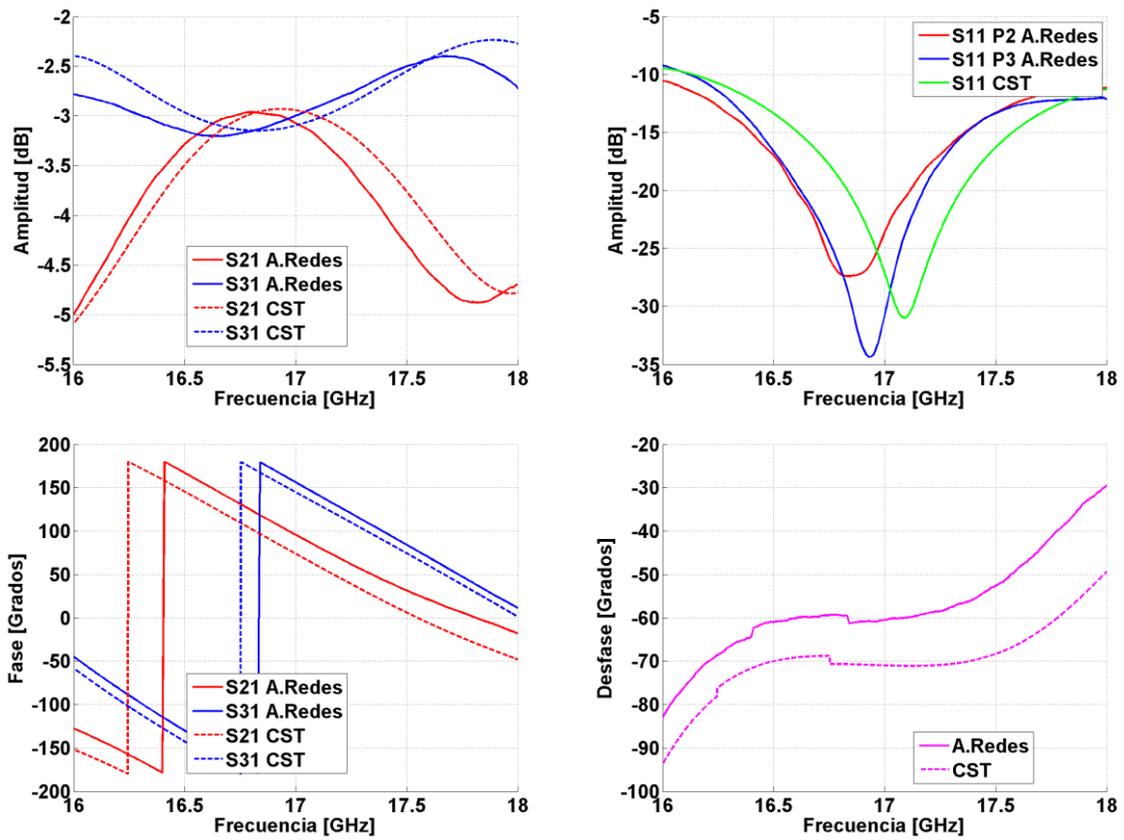


Figura B - 10 Configuración Puerto 2 = 50° y Puerto 3 = 120°

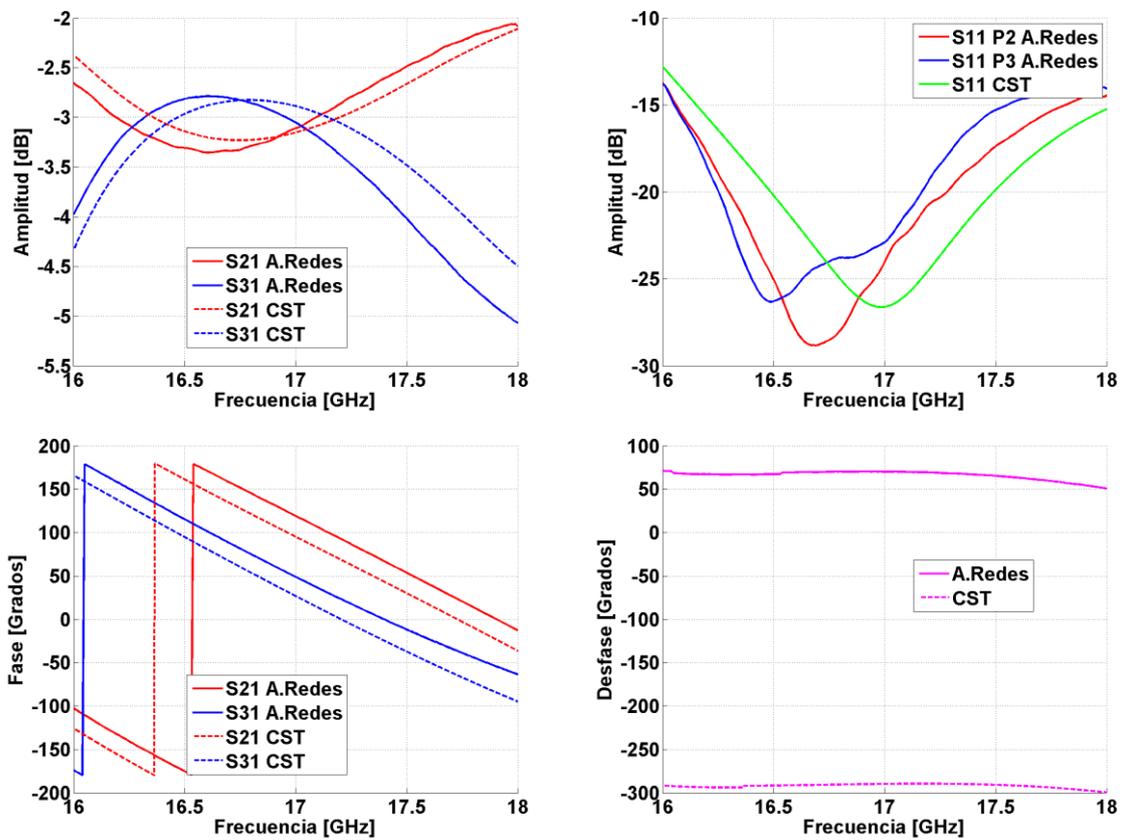


Figura B - 11 Configuración Puerto 2 = 70° y Puerto 3 = 0°

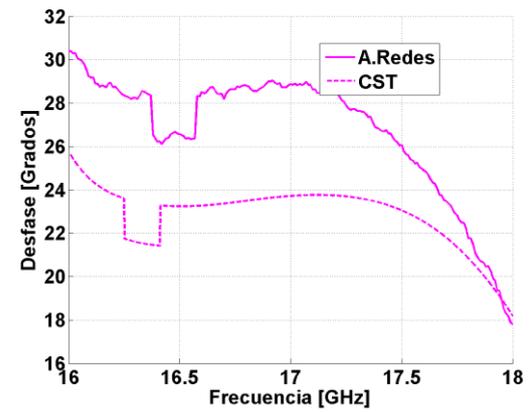
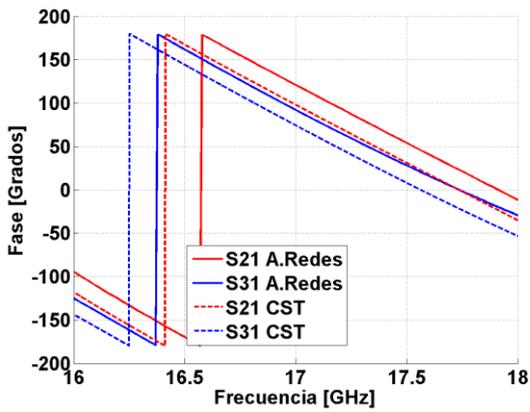
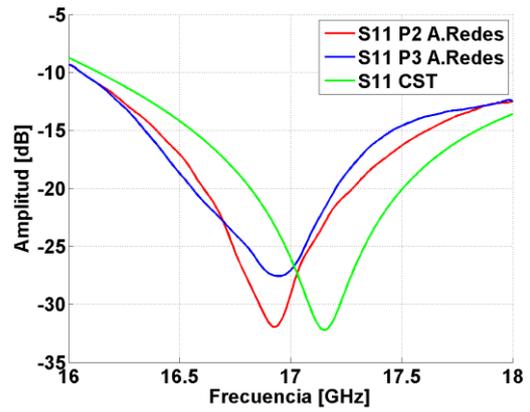
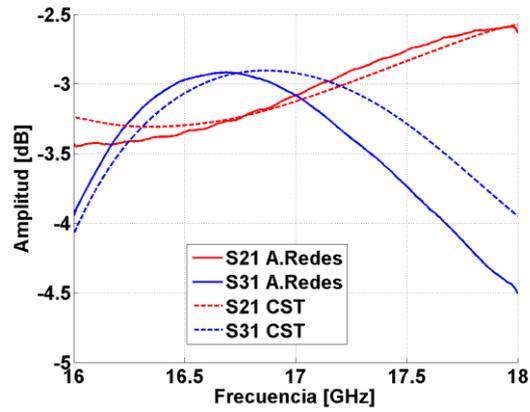


Figura B - 12 Configuración Puerto 2 = 70° y Puerto 3 = 50°

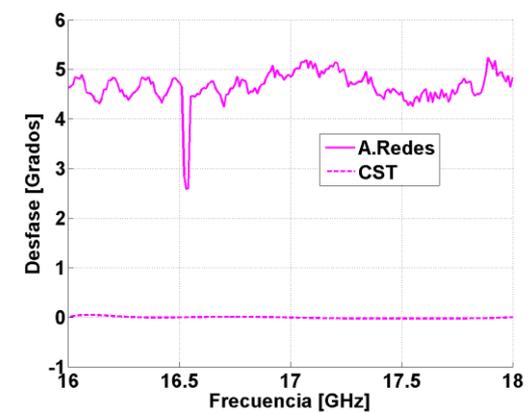
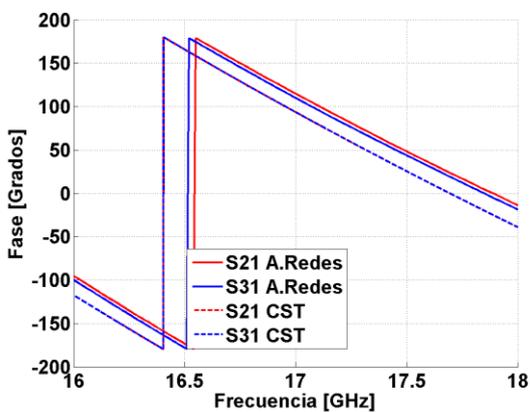
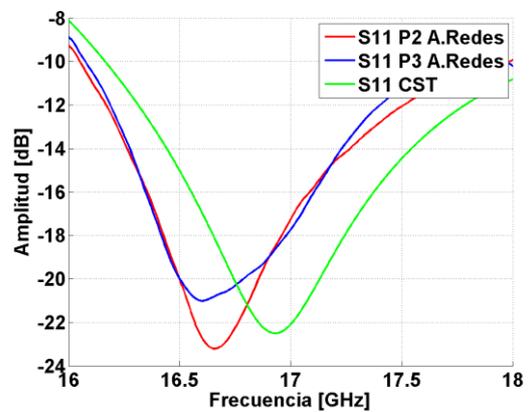
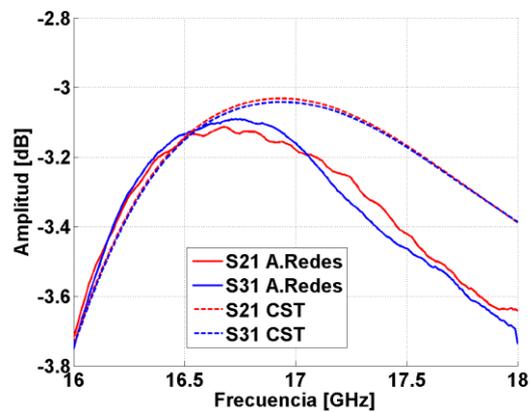


Figura B - 13 Configuración Puerto 2 = 70° y Puerto 3 = 70°

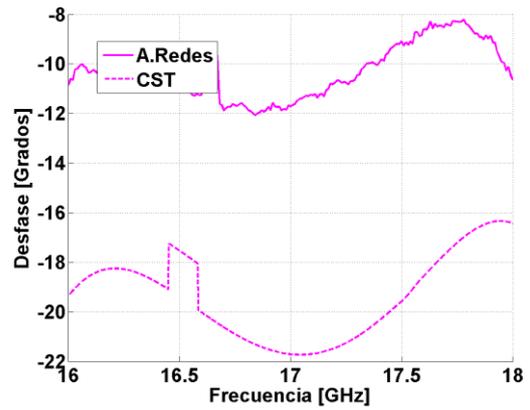
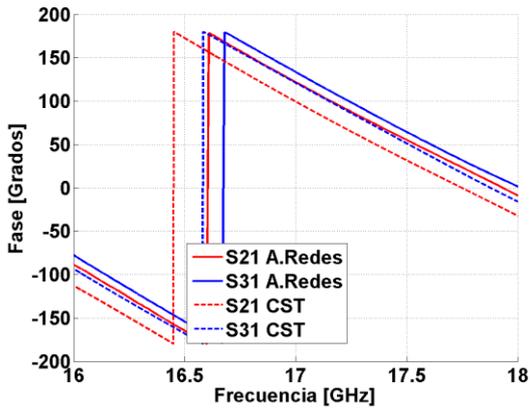
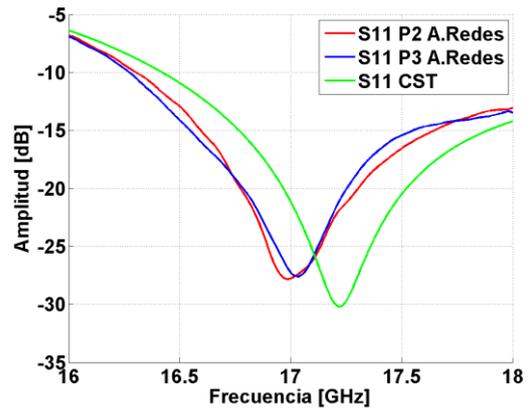
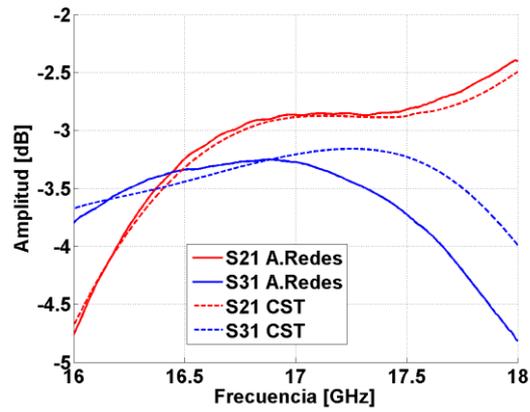


Figura B - 14 Configuración Puerto 2 = 70° y Puerto 3 = 90°

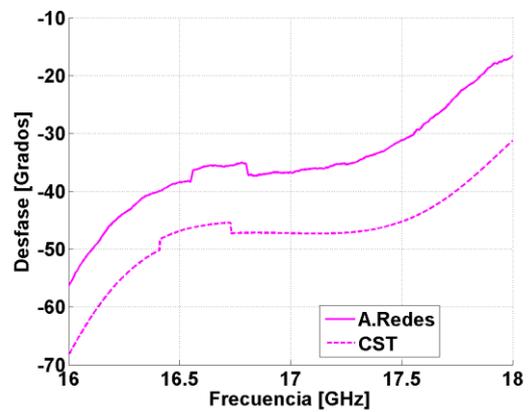
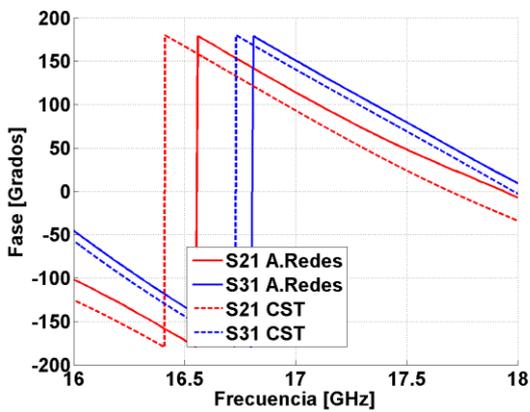
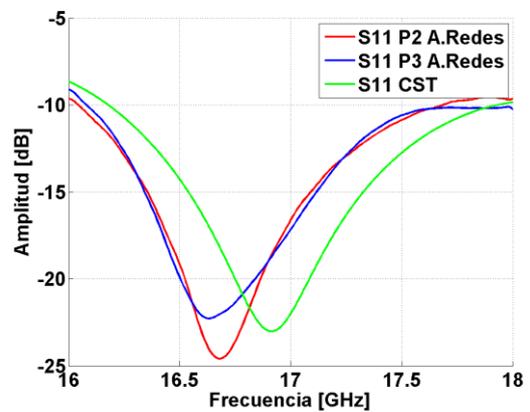
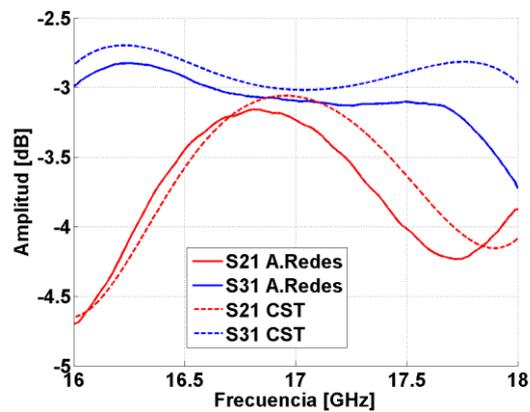


Figura B - 15 Configuración Puerto 2 = 70° y Puerto 3 = 120°

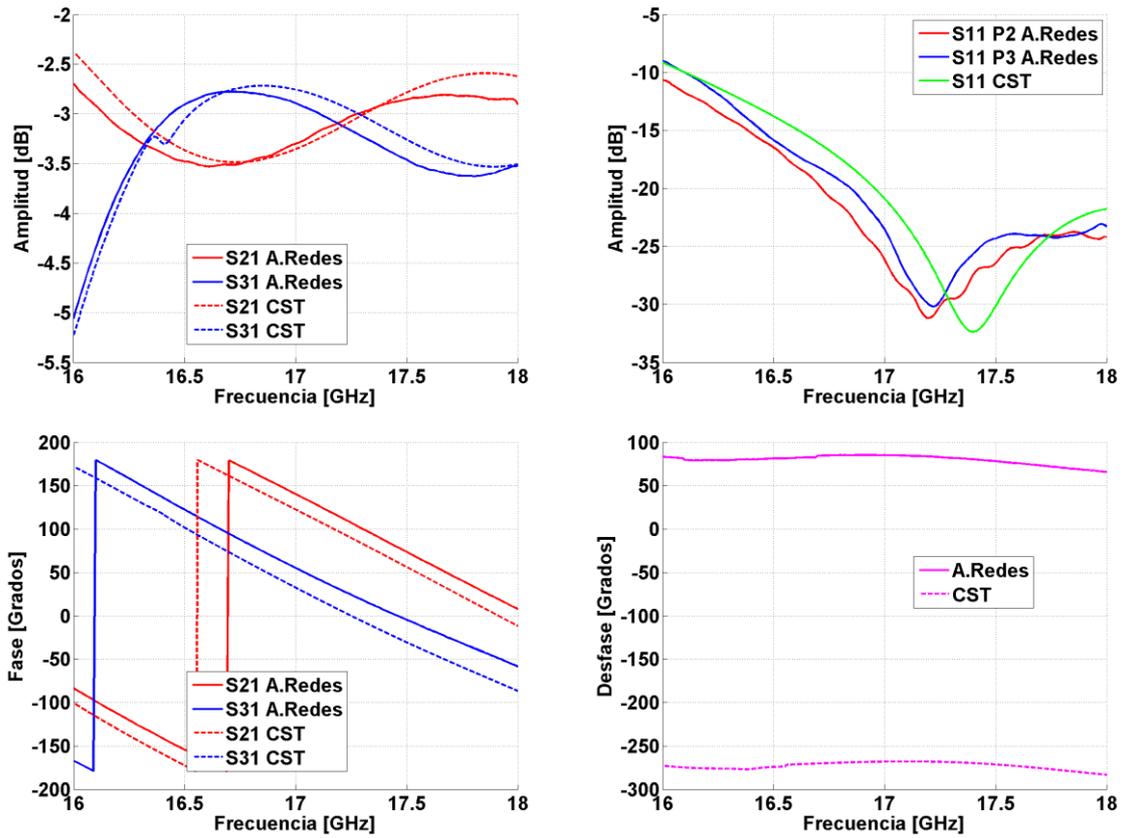


Figura B - 16 Configuración Puerto 2 = 90° y Puerto 3 = 0°

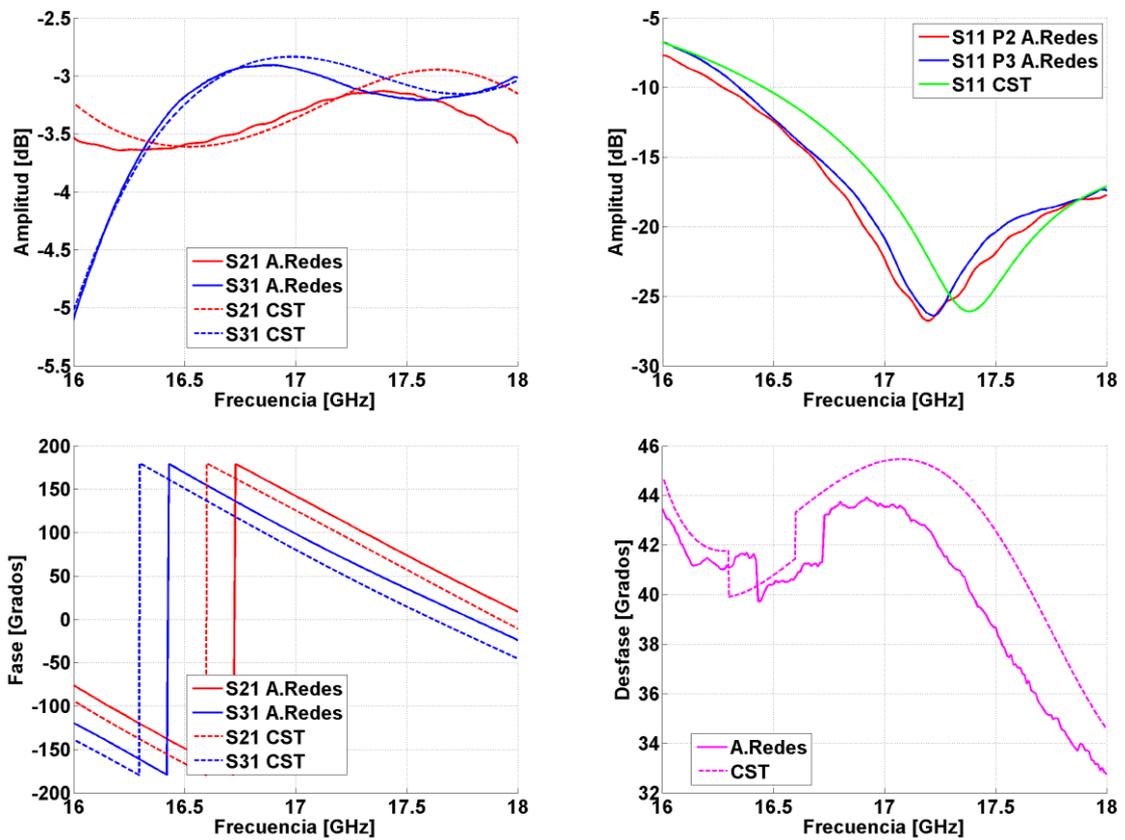


Figura B - 17 Configuración Puerto 2 = 90° y Puerto 3 = 50°

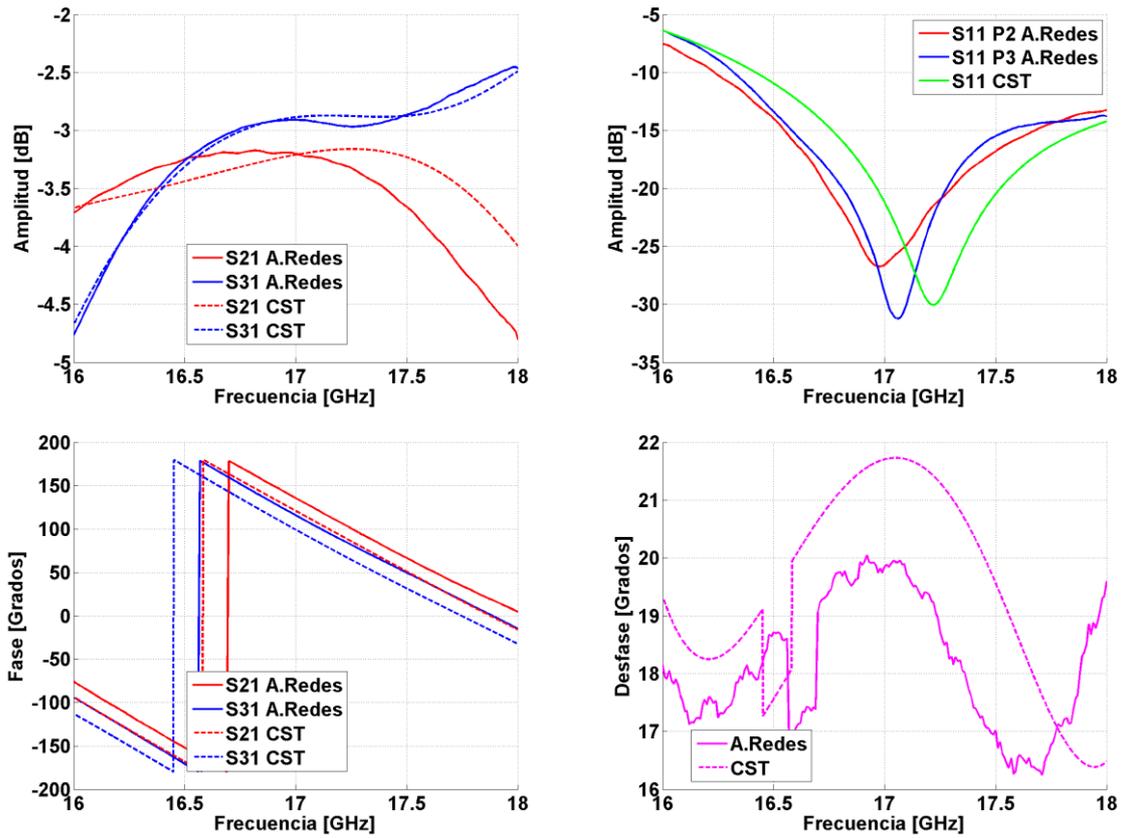


Figura B - 18 Configuración Puerto 2 = 90° y Puerto 3 = 70°

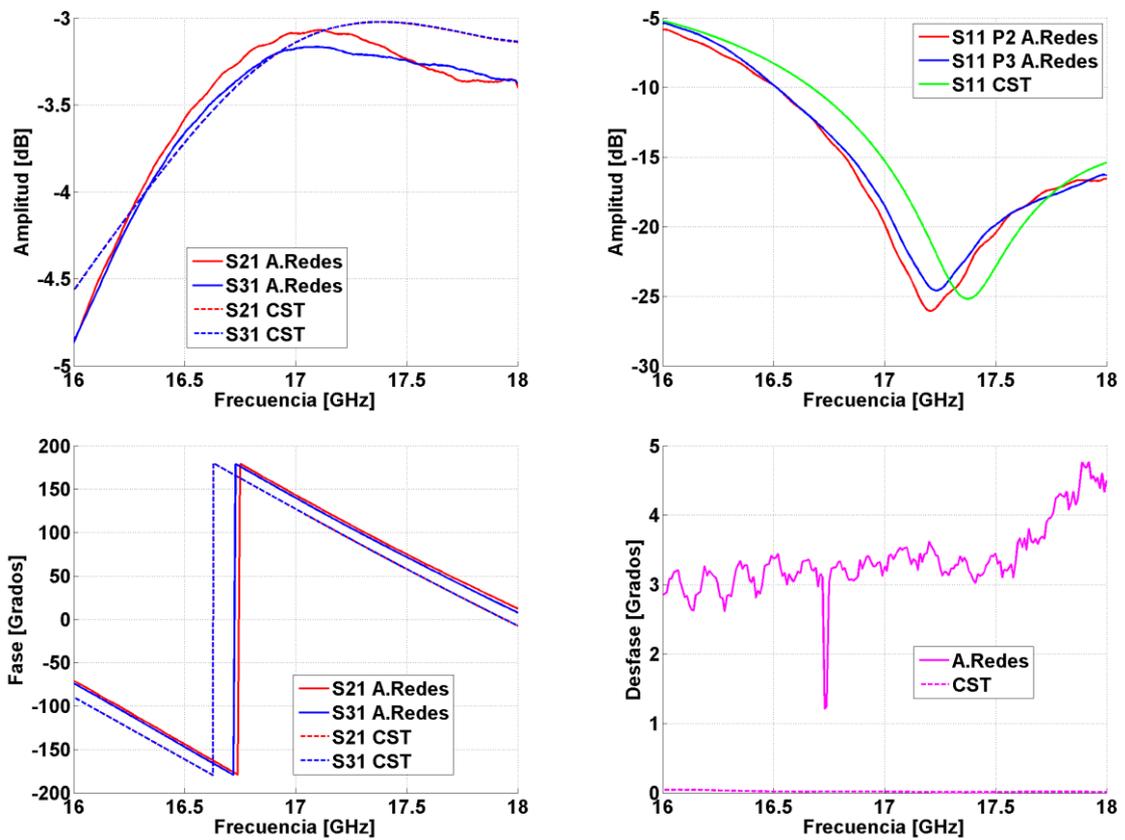


Figura B - 19 Configuración Puerto 2 = 90° y Puerto 3 = 90°

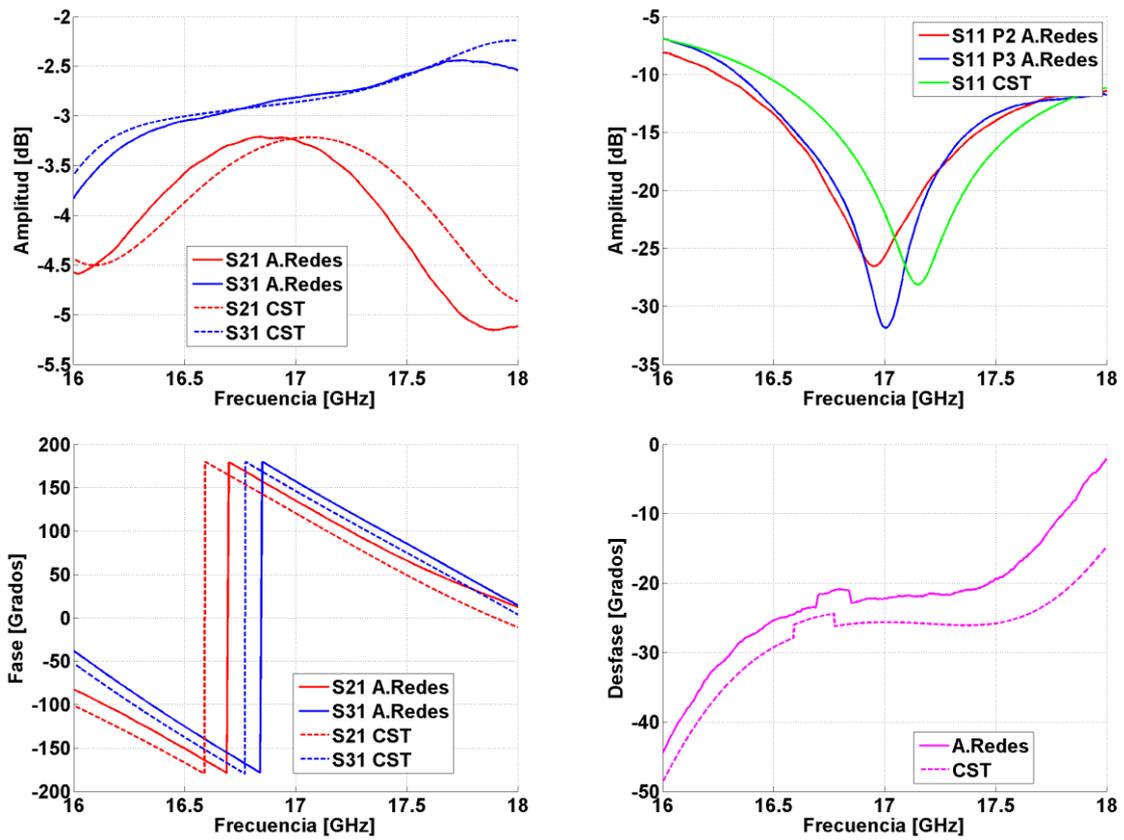


Figura B - 20 Configuración Puerto 2 = 90° y Puerto 3 = 120°

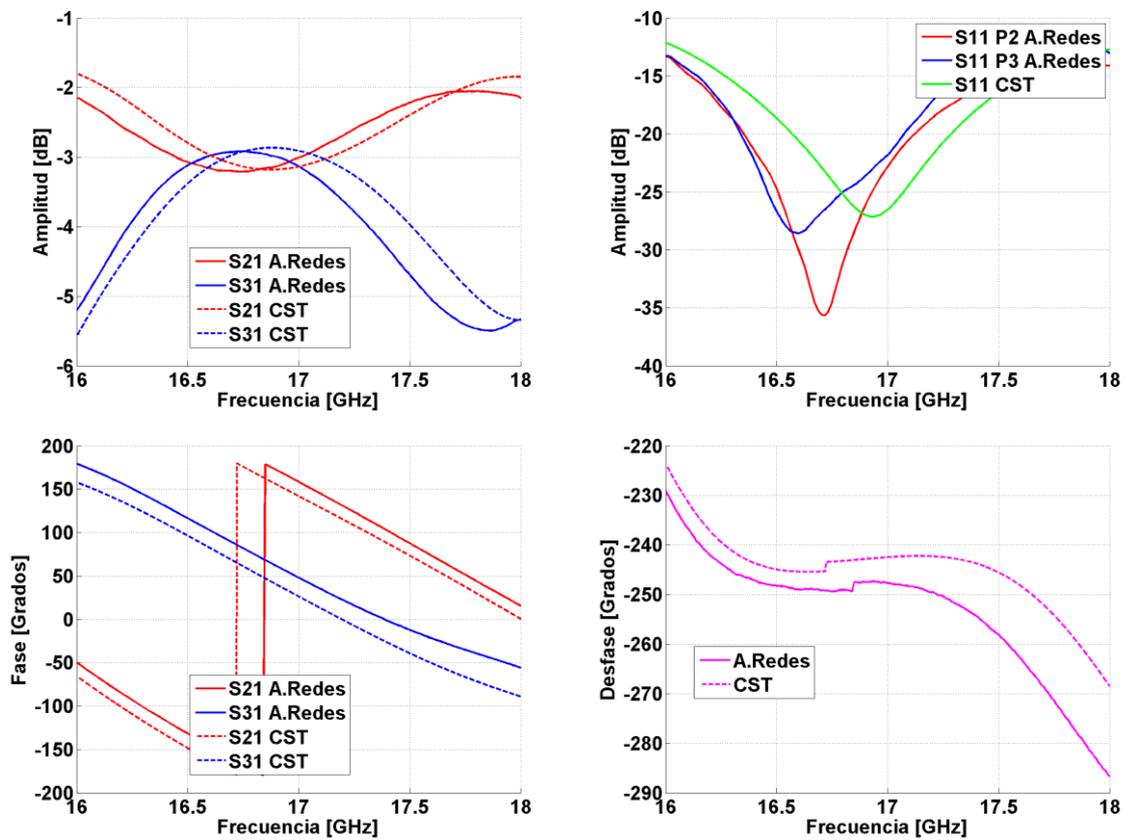


Figura B - 21 Configuración Puerto 2 = 120° y Puerto 3 = 0°

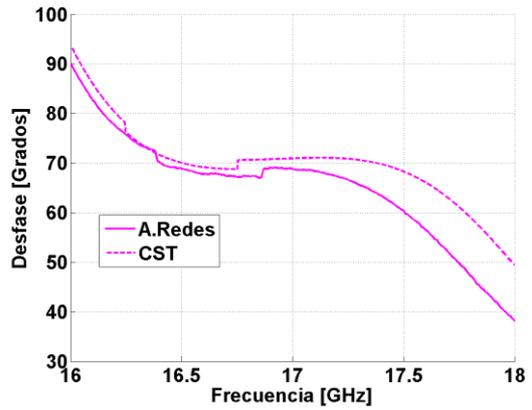
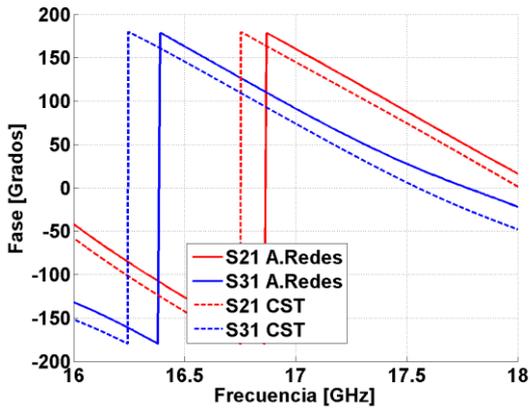
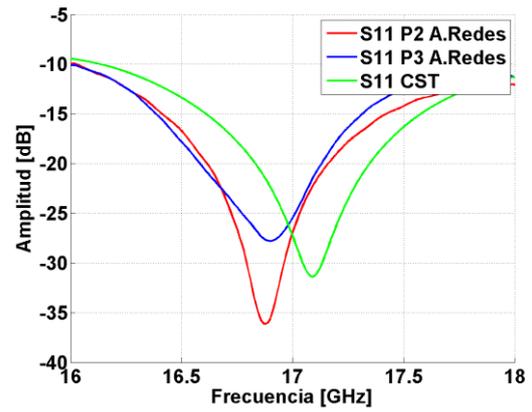
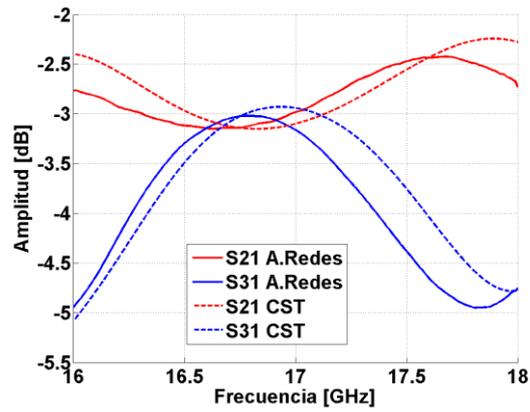


Figura B - 22 Configuración Puerto 2 = 120° y Puerto 3 = 50°

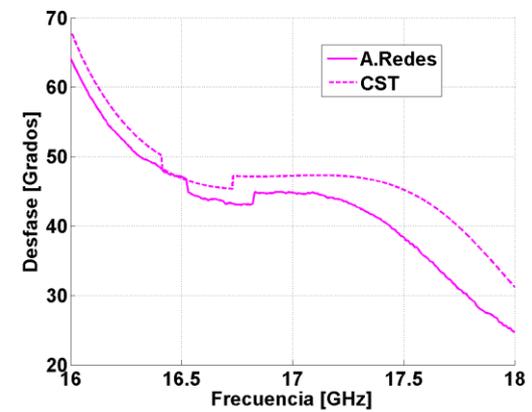
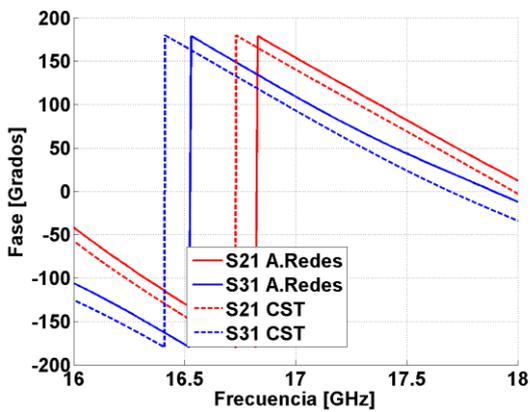
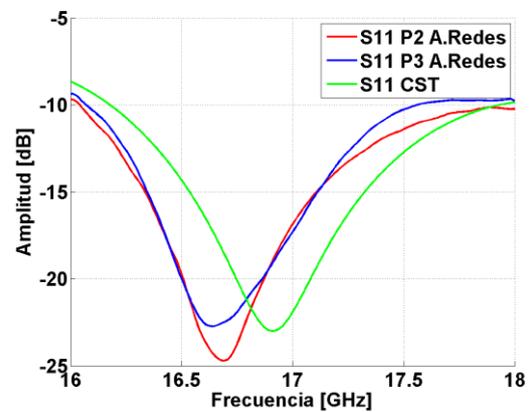
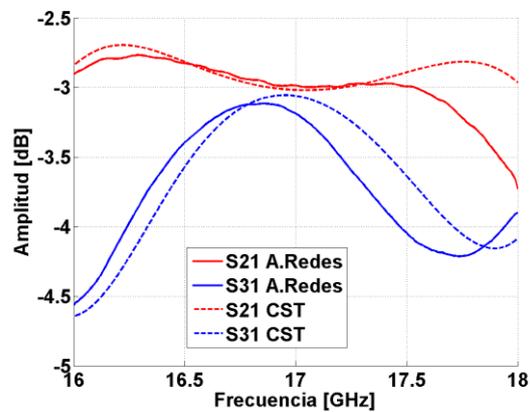


Figura B - 23 Configuración Puerto 2 = 120° y Puerto 3 = 70°

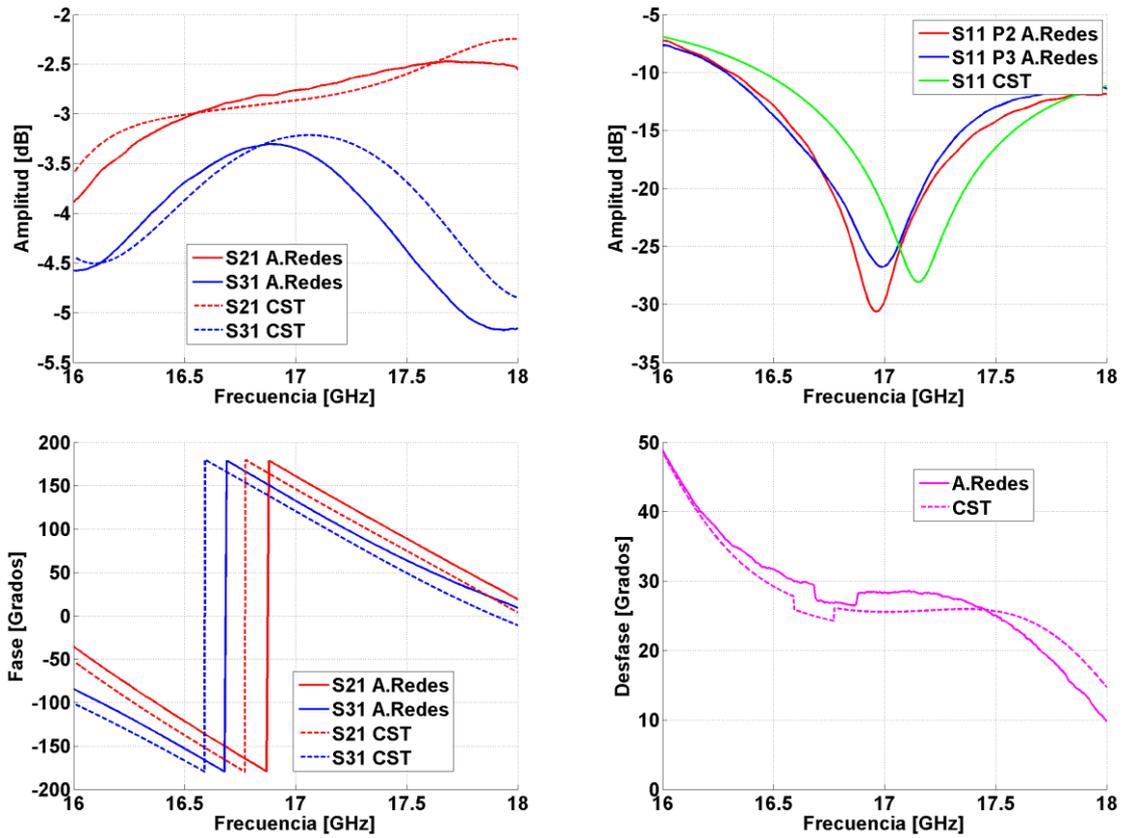


Figura B - 24 Configuración Puerto 2 = 120° y Puerto 3 = 90°

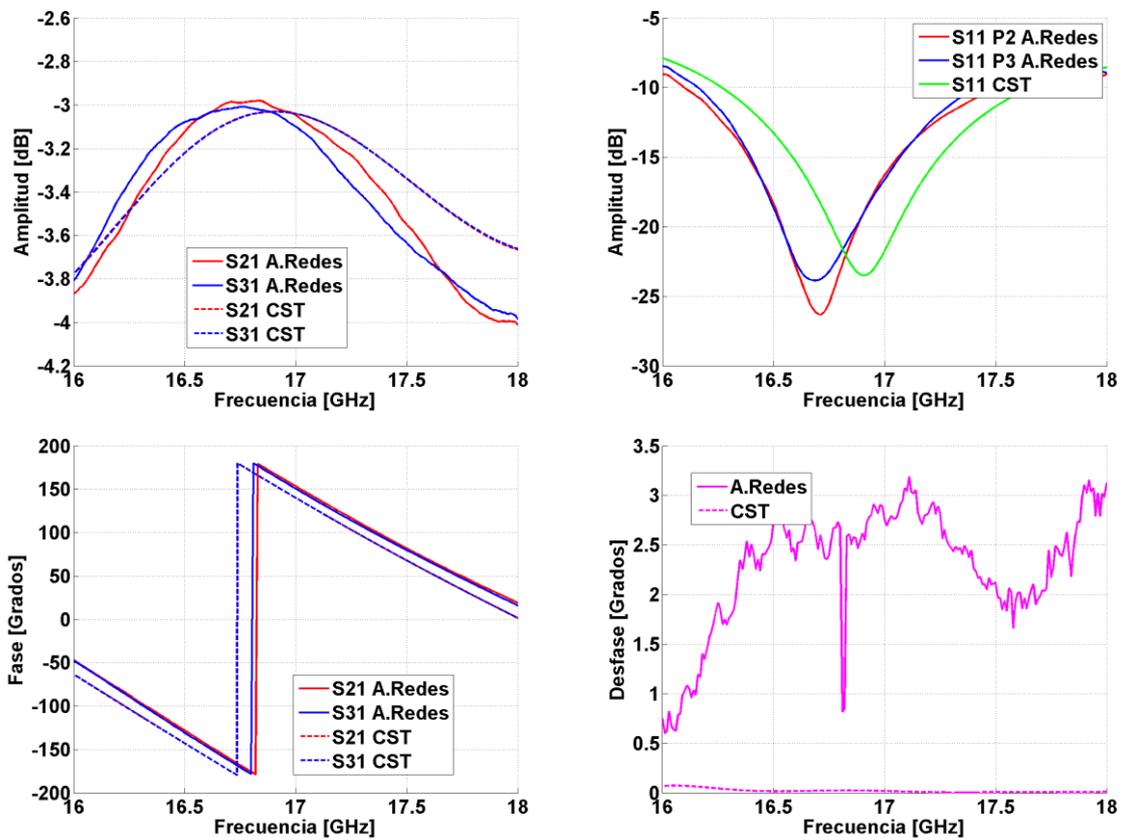


Figura B - 25 Configuración Puerto 2 = 120° y Puerto 3 = 120°

C Anexo: Desfases progresivos y quasi-progresivos. Simulación ADS.

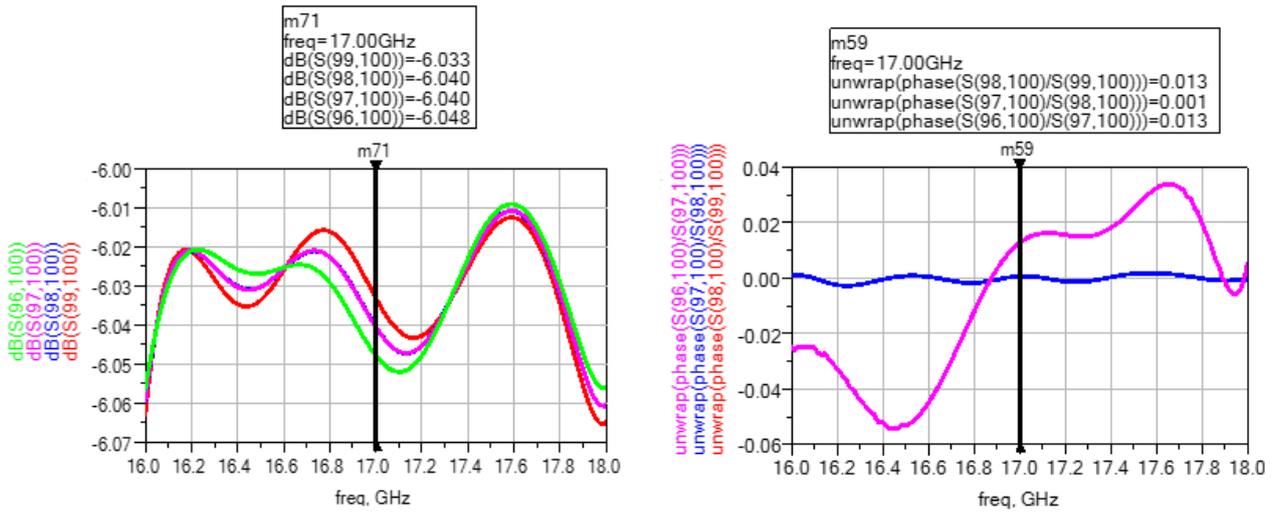


Figura C - 1 Reparto de potencia y desfase progresivo de 0° en ADS

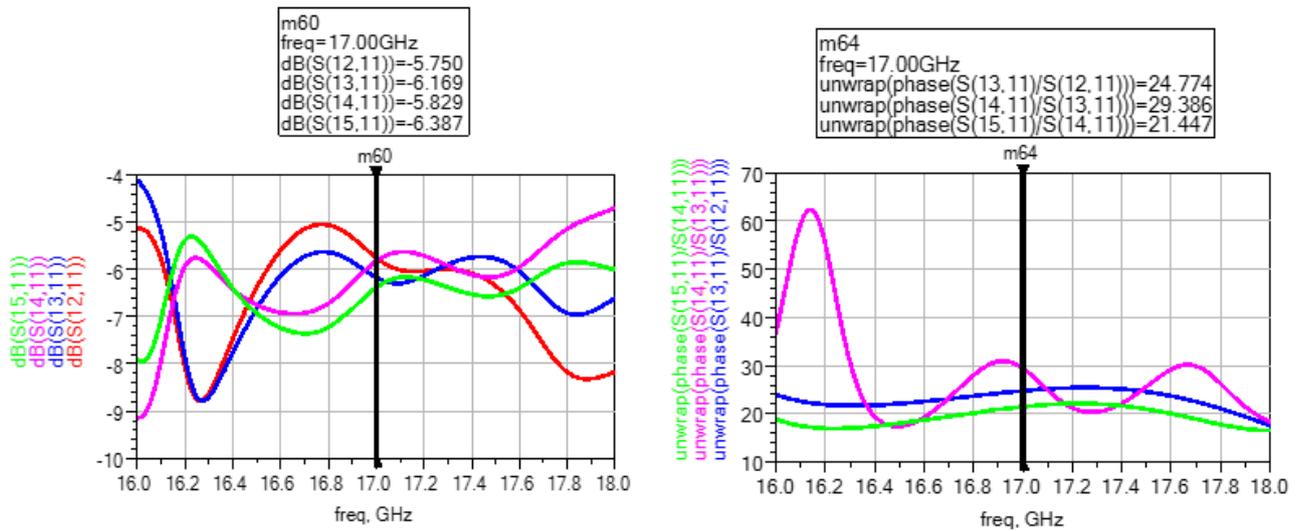


Figura C - 2 Reparto de potencia y desfase progresivo de 20° en ADS

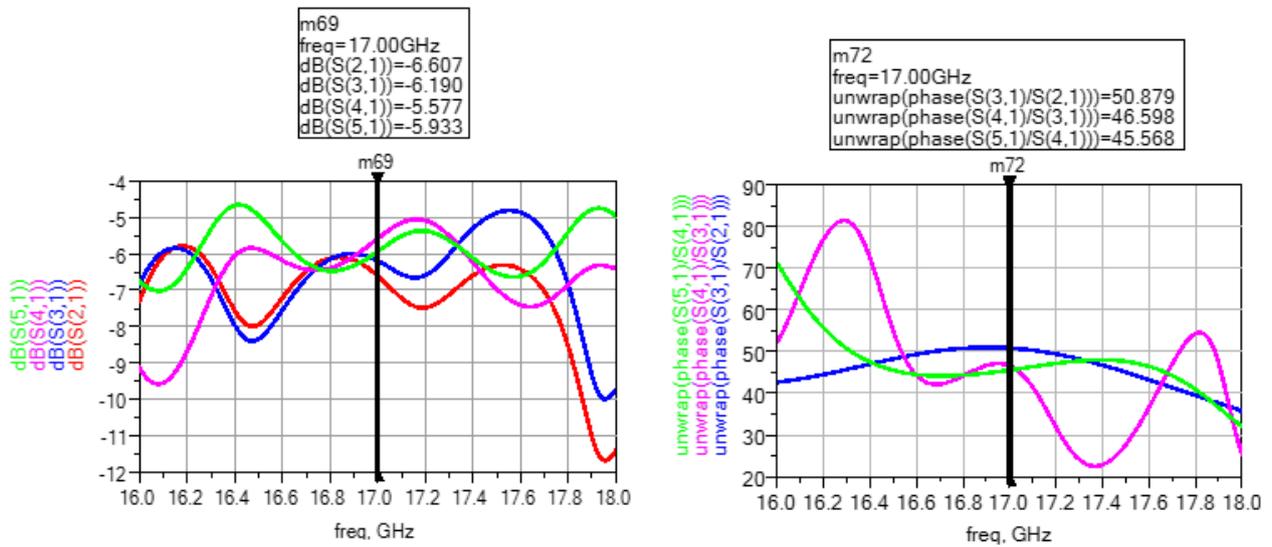


Figura C - 3 Reparto de potencia y desfase progresivo de 50° en ADS

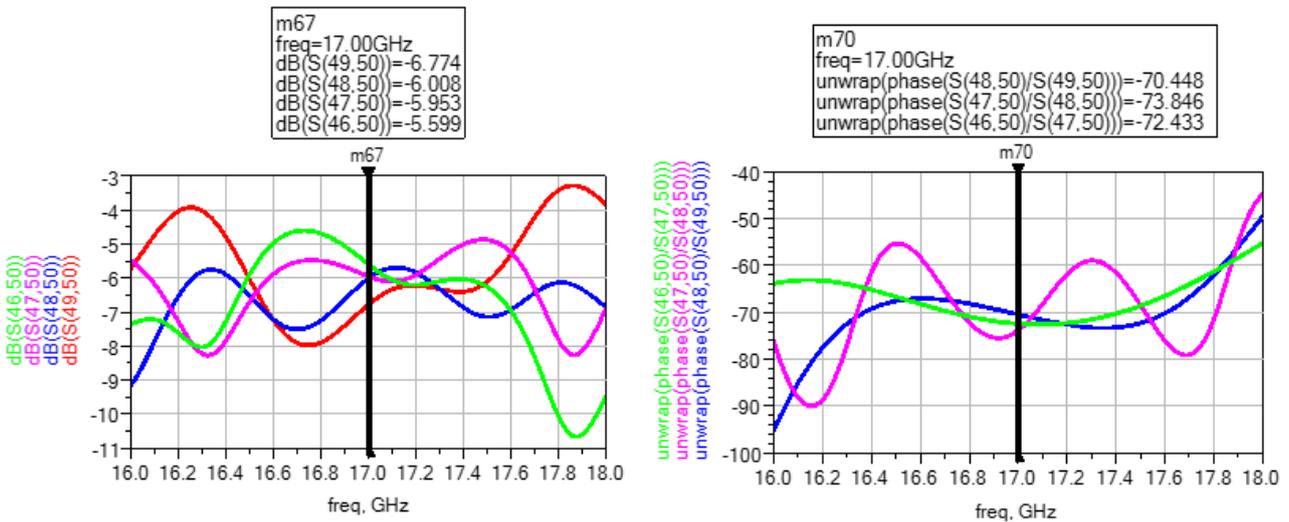


Figura C - 4 Reparto de potencia y desfase progresivo de 70° en ADS

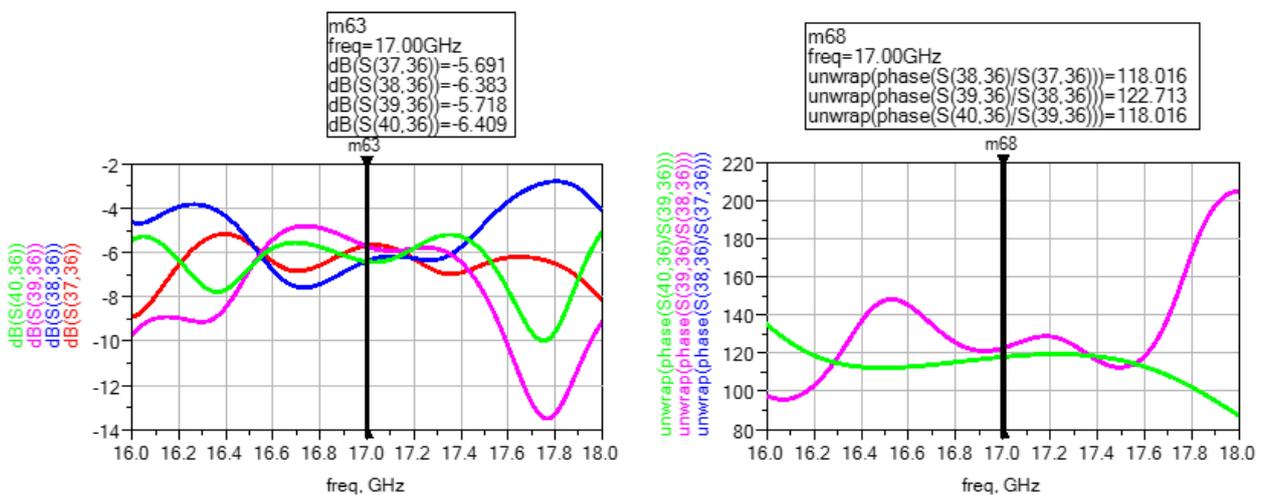


Figura C - 5 Reparto de potencia y desfase progresivo de 120° en ADS

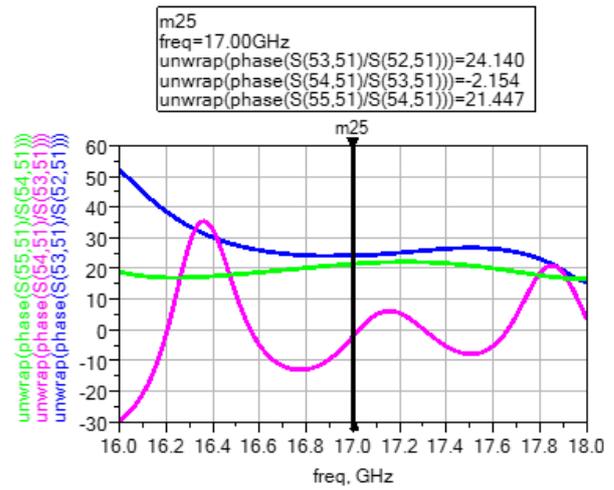
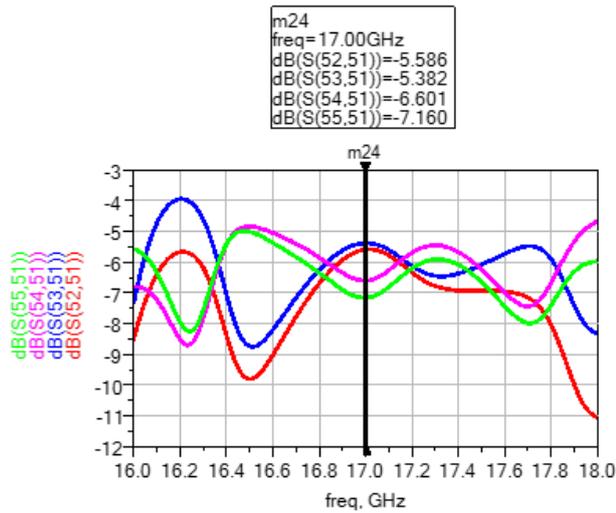


Figura C - 6 Reparto de potencia y desfase quasi-progresivo de 10°-20°-20° en ADS

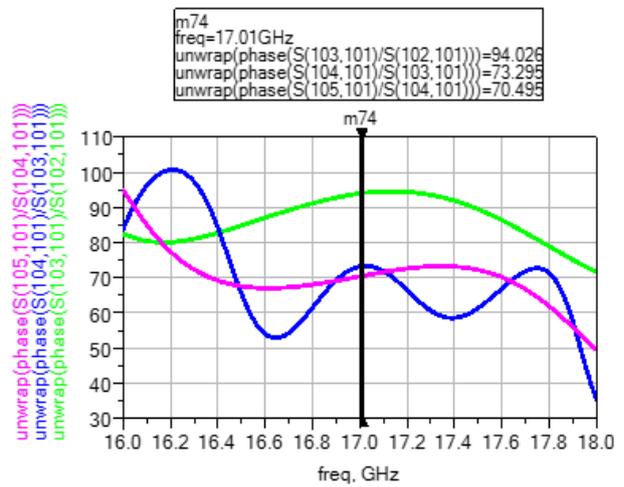
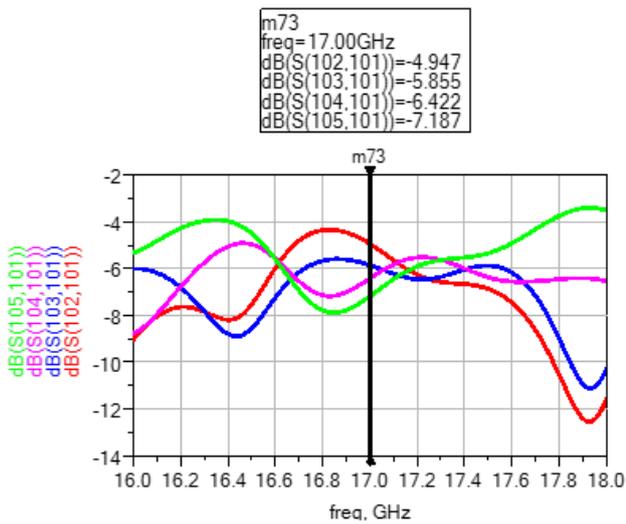


Figura C - 7 Reparto de potencia y desfase quasi-progresivo de 90°-80°-70° en ADS

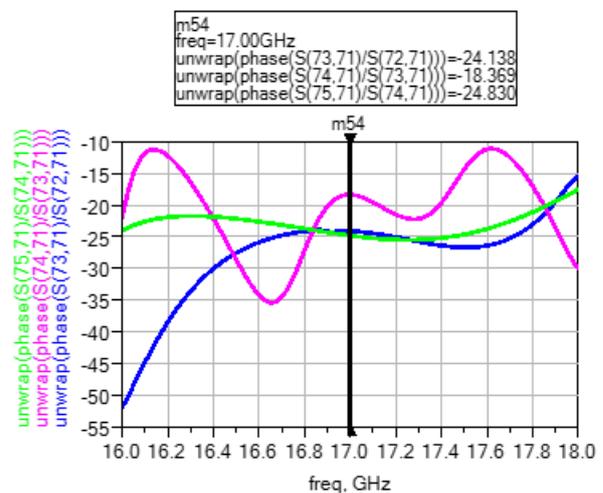
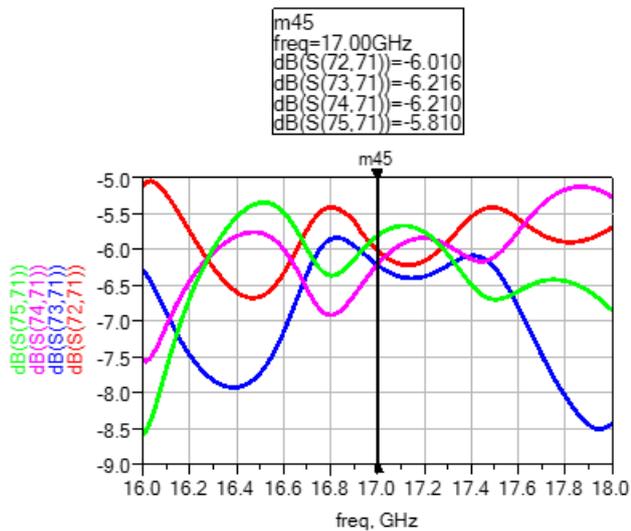


Figura C - 8 Reparto de potencia y desfase quasi-progresivo de 30°-20°-30° en ADS

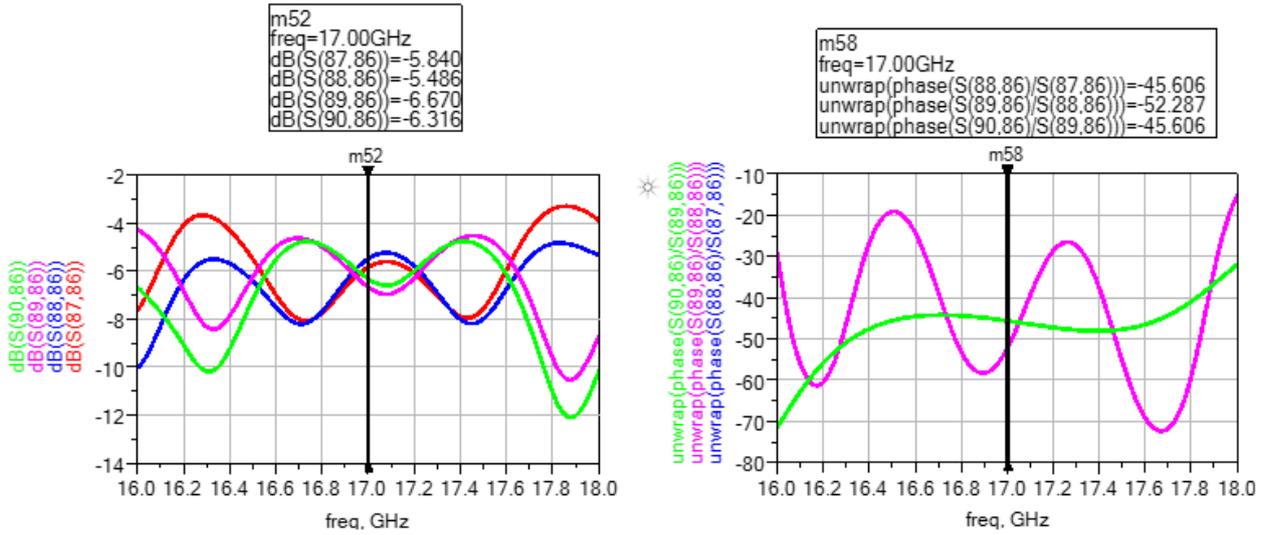


Figura C - 9 Reparto de potencia y desfase quasi-progresivo de 50°-40°-50° en ADS

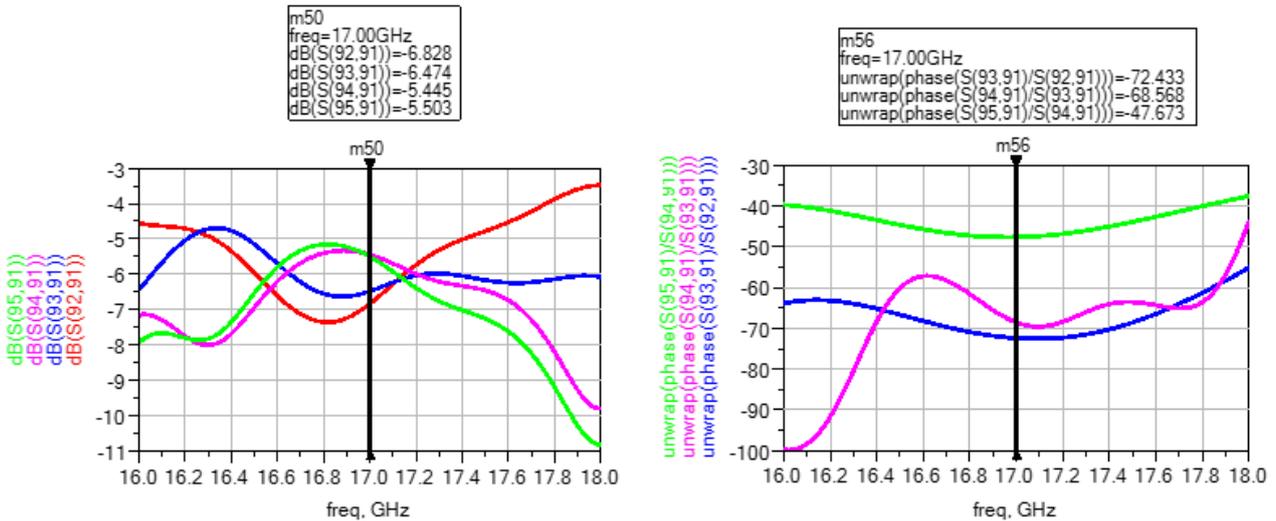


Figura C - 10 Reparto de potencia y desfase quasi-progresivo de 70°-70°-50° en ADS

D Anexo: Desfases progresivos y quasi-progresivos. Simulación CST.

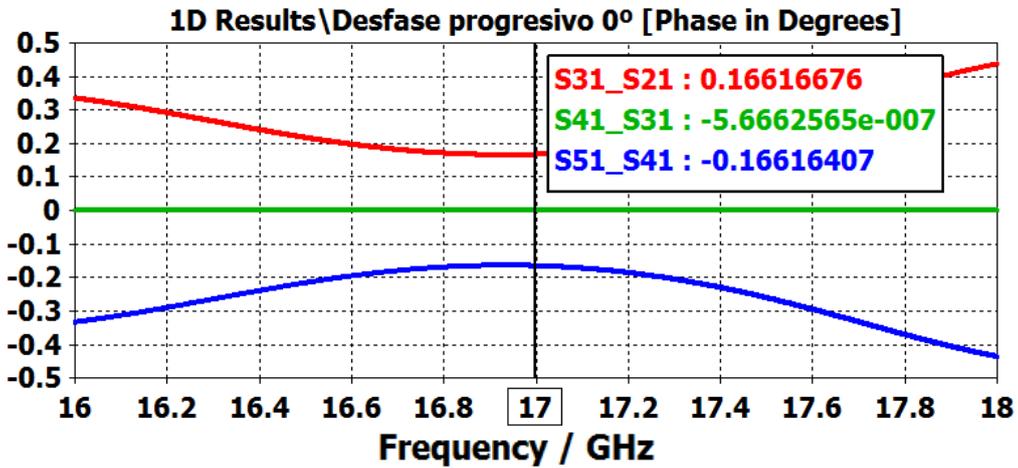


Figura D - 1 Desfase progresivo 0° en CST

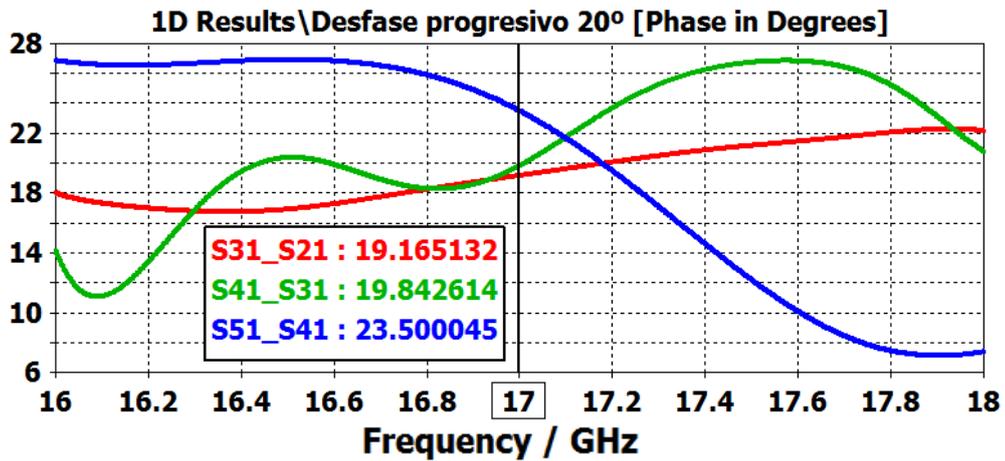


Figura D - 2 Desfase progresivo 20° en CST

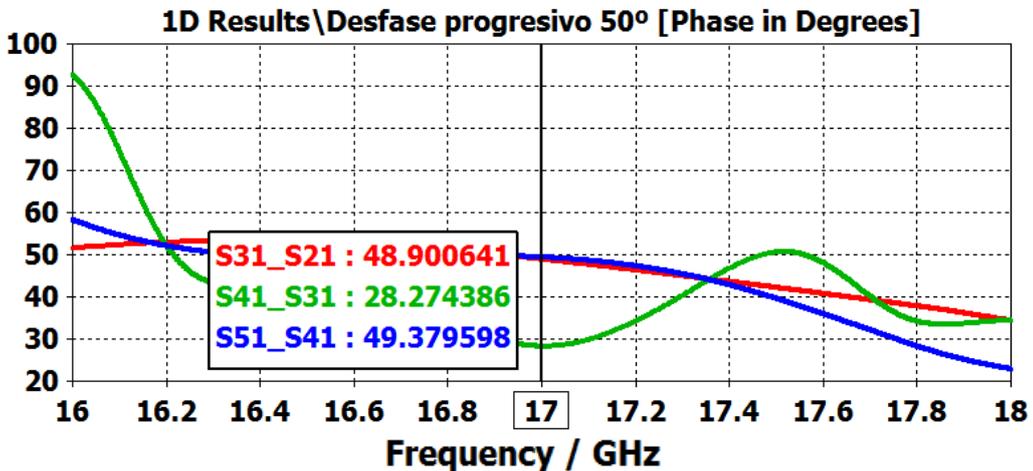


Figura D - 3 Desfase progresivo 50° en CST

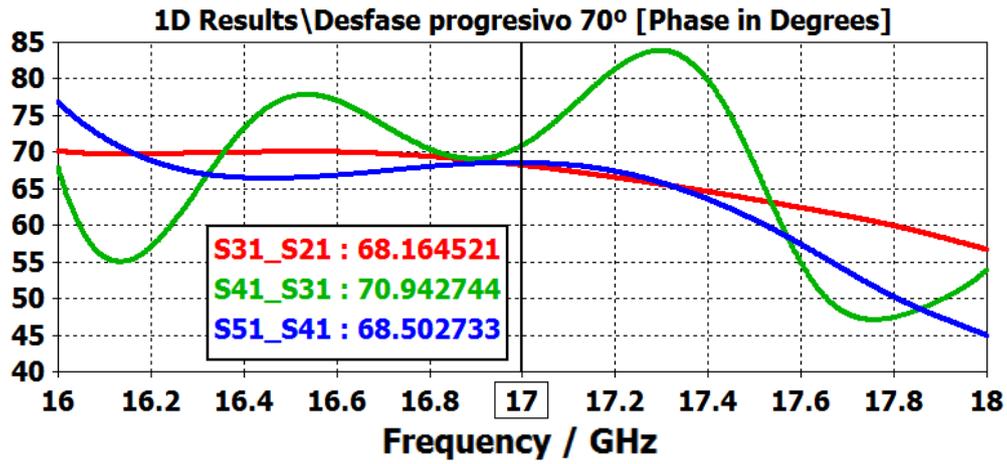


Figura D - 4 Desfase progresivo 70° en CST

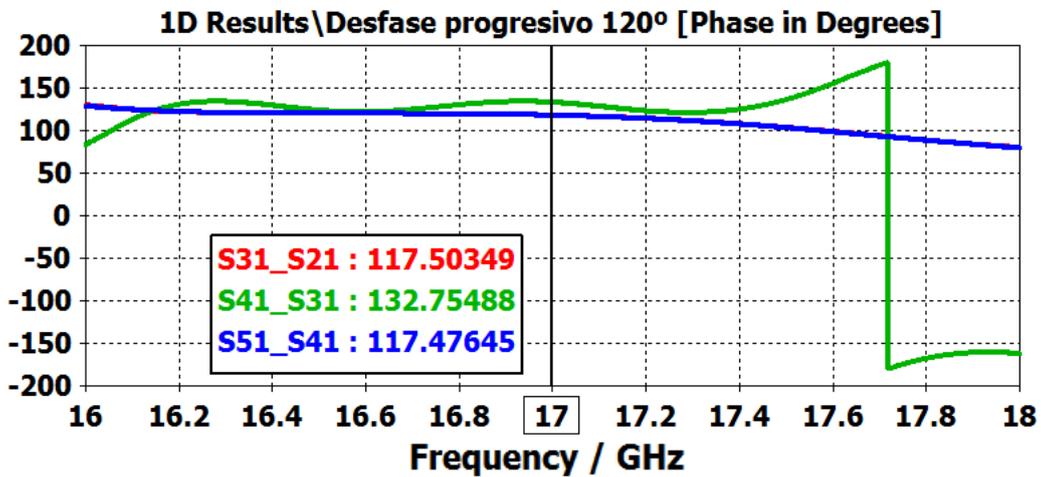


Figura D - 5 Desfase progresivo 120° en CST

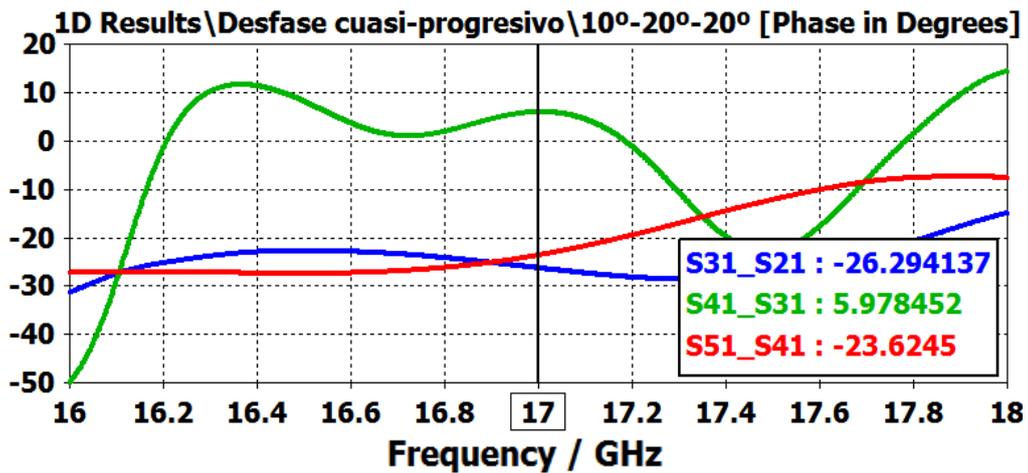


Figura D - 6 Desfase quasi-progresivo 10°-20°-20° en CST

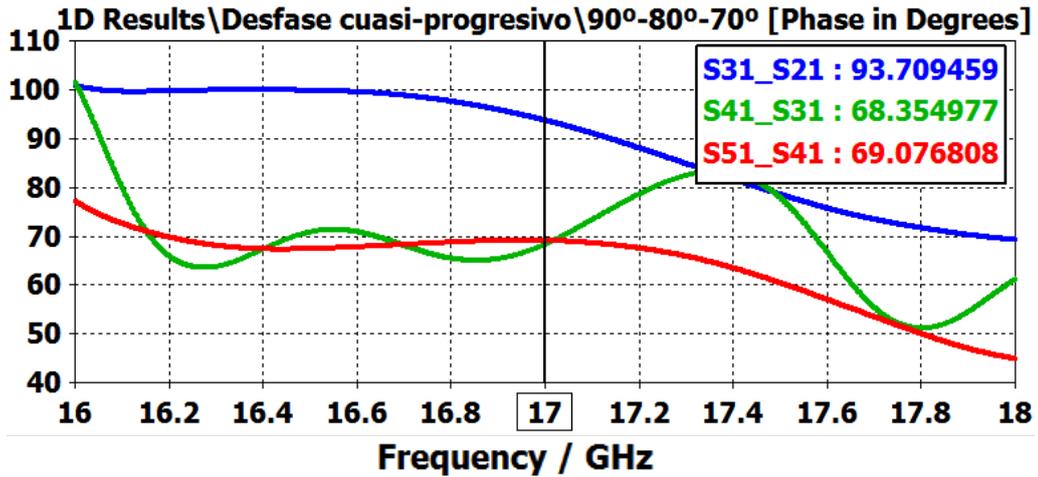


Figura D - 7 Desfase cuasi-progresivo 90°-80°-70° en CST

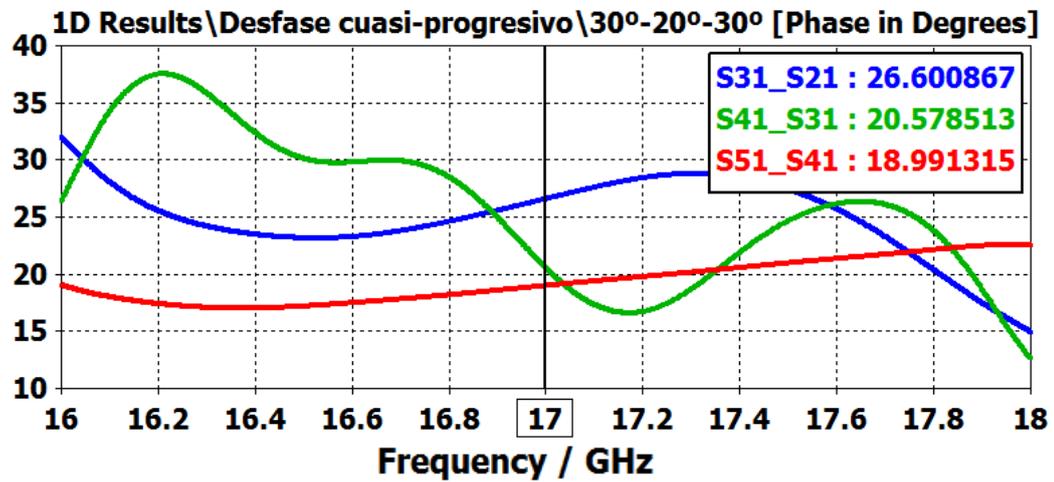


Figura D - 8 Desfase cuasi-progresivo 30°-20°-30° en CST

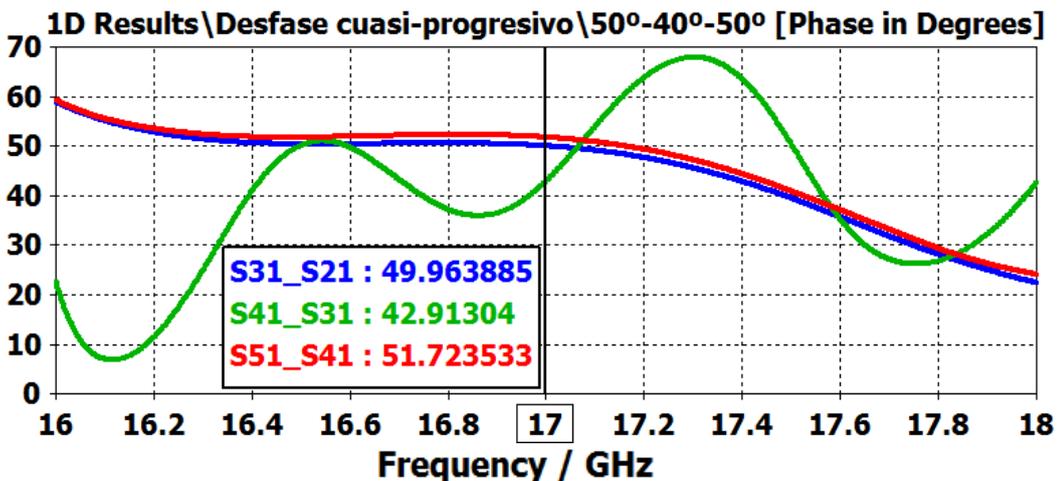


Figura D - 9 Desfase cuasi-progresivo 50°-40°-50° en CST

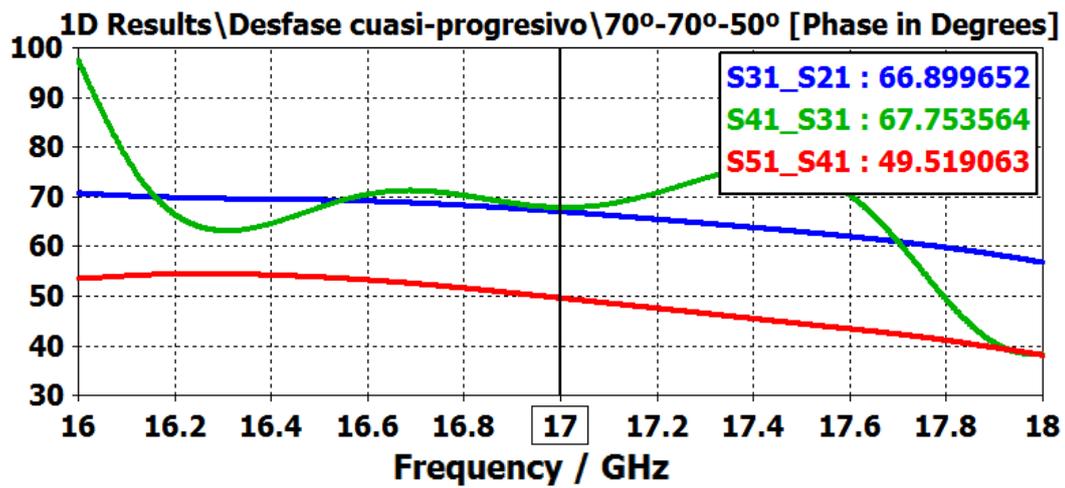


Figura D - 10 Desfase cuasi-progresivo 70°-70°-50° en CST

E Anexo: Configuraciones de desfases del divisor 1 a 2.

Casos desfases 20°

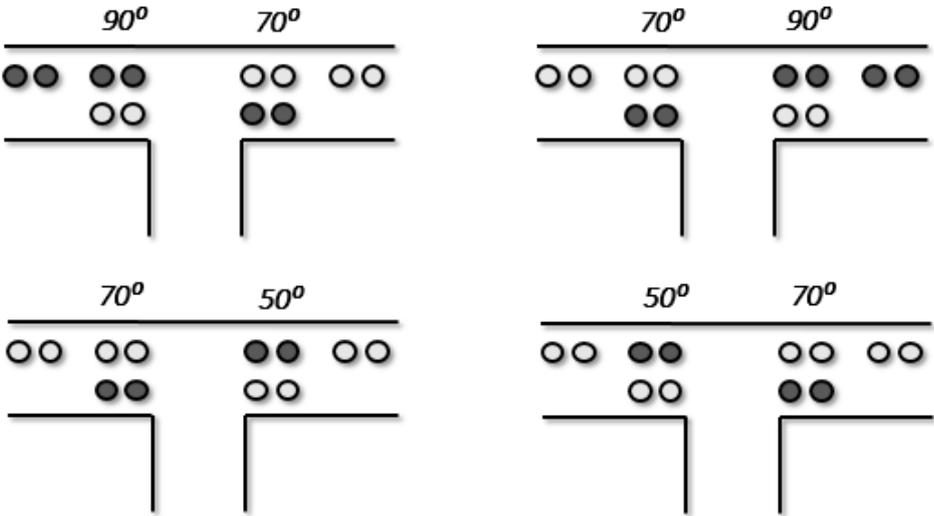


Figura E - 1 Configuración desfase de 20° en el divisor 1 a 2

Casos desfases 30°

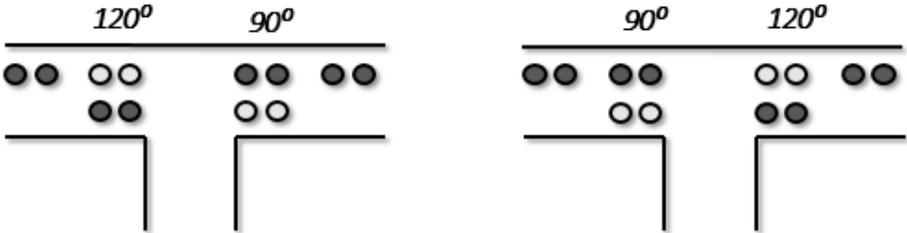


Figura E - 2 Configuración desfase de 30° en el divisor 1 a 2

Casos desfases 40°

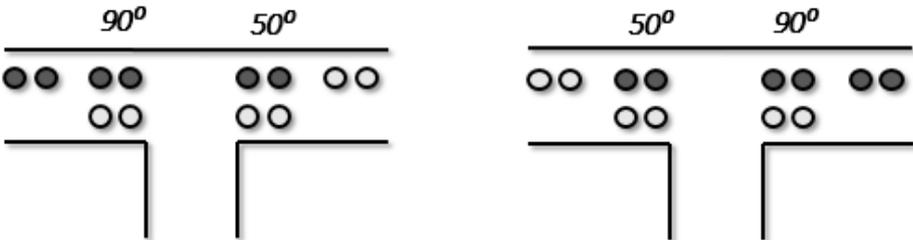


Figura E - 3 Configuración desfase de 40° en el divisor 1 a 2

Casos desfases 50°

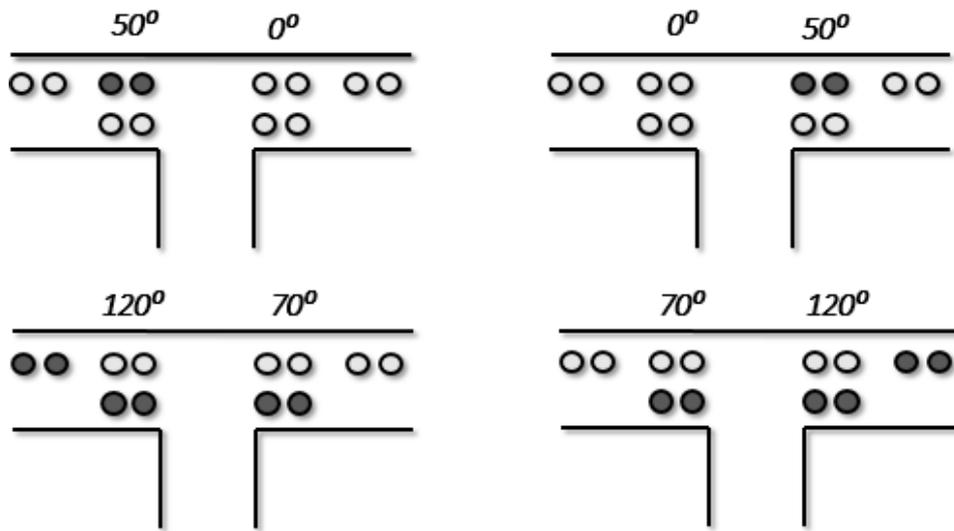


Figura E - 4 Configuración desfase de 50° en el divisor 1 a 2

Casos desfases 70°

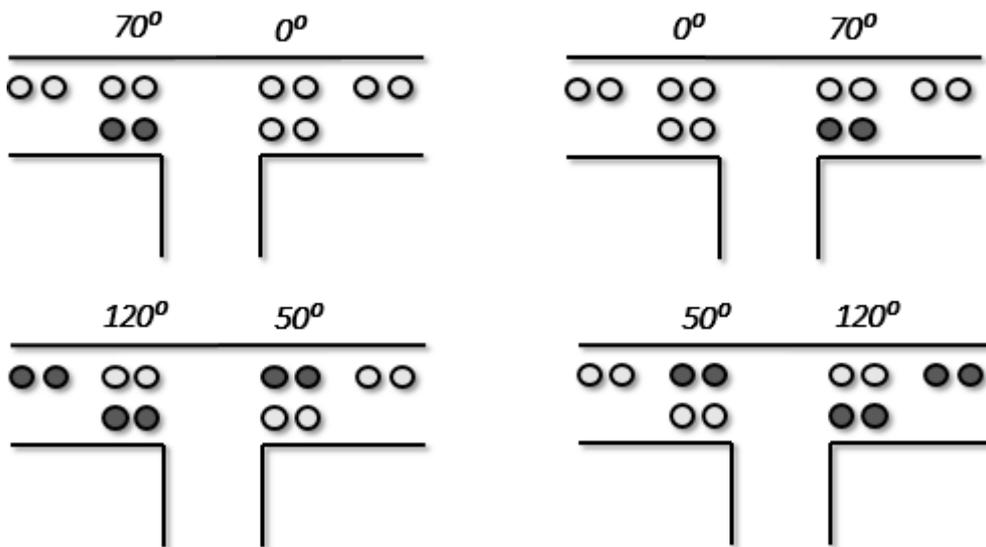


Figura E - 5 Configuración desfase de 70° en el divisor 1 a 2

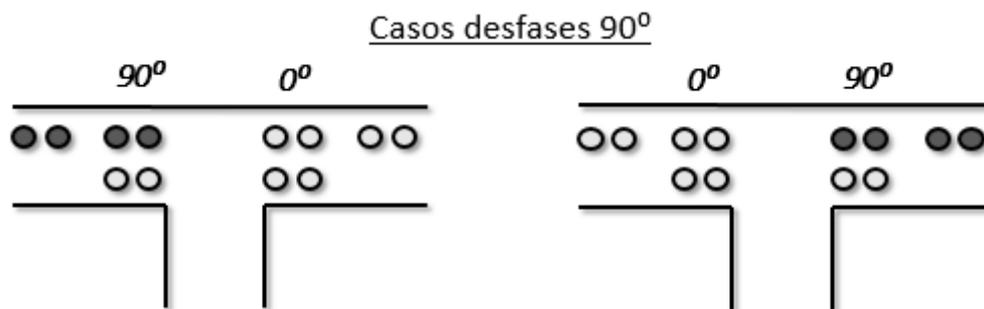


Figura E - 6 Configuración desfase de 90° en el divisor 1 a 2

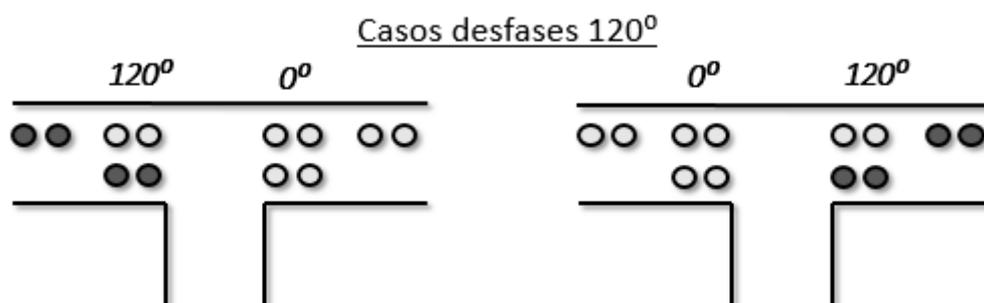


Figura E - 7 Configuración desfase de 120° en el divisor 1 a 2