

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



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

TRABAJO FIN DE GRADO

**DISEÑO DE RED DE ALIMENTACIÓN CON TAPER DE
AMPLITUD Y TOPOLOGÍA CORPORATIVA PARA
ANTENA EN GUÍA DE ONDA**

Autor: María del Carmen Agudín Alcalá

Tutor: Eduardo García Marín

Ponente: José Luis Masa Campos

JULIO 2017

**DISEÑO DE RED DE ALIMENTACIÓN CON TAPER DE
AMPLITUD Y TOPOLOGÍA CORPORATIVA PARA ANTENA
EN GUÍA DE ONDA**

**Autor: María del Carmen Agudín Alcalá
Tutor: Eduardo García Marín
Ponente: José Luis Masa Campos**



**Grupo de Radiofrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas
(RFCAS)**

Dpto. de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones

**Escuela Politécnica Superior
Universidad Autónoma de Madrid**

Julio 2017

RESUMEN

El presente documento trata sobre el diseño y simulación de una red de alimentación corporativa para ser utilizada en una agrupación de 8x8 elementos radiantes operativa en banda Ku de frecuencias, además, la red de alimentación tendrá un reparto de potencia desigual para lograr taper de amplitud donde los elementos centrales reciben más potencia que los elementos externos con vistas a reducir el nivel de lóbulos secundarios en el diagrama de radiación de la antena completa. La red de alimentación planteada podría tener aplicación en sistemas de comunicación 5G, donde las frecuencias de operación demandan el uso de tecnología de guía de onda y las características del sistema requieren exigentes diagramas de radiación.

El diseño de dicha red de alimentación ha sido realizado de forma incremental, realizando primeramente las uniones más sencillas hasta conseguir el diseño de la red completa. Inicialmente se han calculado los repartos de potencia en la red de alimentación y de todas las uniones intermedias. Con los repartos de potencia una vez calculados se comenzó el diseño de las uniones T, las cuales son divisores de potencia con dos puertos de salida. A partir de los diseños realizados para las uniones T, se diseñaron las uniones H, divisores de potencia con cuatro puertos de salida, en las cuales se estudió que la distancia entre elementos radiantes que efectuaba un compromiso entre el diagrama de radiación y las especificaciones de diseño era de $1.7\lambda_0$. Además, en todas las uniones se hace necesario añadir discontinuidades para lograr los repartos de potencia deseados, lo cual tiene varios efectos, entre ellos, un desajuste de fases entre las salidas de la unión y desadaptaciones debido a la proximidad de dichas discontinuidades. Sin embargo, estas discontinuidades y la proximidad entre ellas se hace necesaria puesto que una separación exagerada entre las salidas implicaría un diagrama de radiación degenerado. Con ello, se diseñaron las uniones 2H, y el bloque I (un cuarto del total de la red de alimentación) del mismo modo que se diseñaron los demás tipos de uniones, es decir, optimizando las dimensiones y la separación entre las discontinuidades. Además, se diseñó una transición de entrada, la cual es la encargada de convertir las dimensiones de guía de onda utilizadas en la red a las dimensiones de guía de onda estándar.

Tras finalizar todos estos diseños se simuló la red de alimentación completa con dos tipos de uniones a la entrada de la misma y ambos resultados obtenidos han sido satisfactorios ya que se han conseguido los repartos de potencia esperados en cada puerto además del ancho de banda en adaptación.

PALABRAS CLAVE

Red de alimentación corporativa, guía de onda, unión T, unión H, unión 2H, bloque I, taper de amplitud, adaptación, parámetros S, plano H, diagrama de radiación, estándar WR-51, banda Ku.

ABSTRACT

This document is about the process of design and simulation of a corporate power network to be used in a grouping of radiant elements 8x8 operative in Ku band of frequencies, in addition, the power grid will have an uneven power distribution to achieve amplitude taper where the central elements receive more power than the external elements in order to reduce the level of secondary lobes in the radiation diagram of the complete antenna. The raised power network could have application in 5G communication systems, where operating frequencies demand the use of waveguide technology and the characteristics of the system require demanding radiation diagrams.

The design of this feed network has been made incrementally, performing the simplest joints first to get the complete network design. Power distributions were initially calculated in the feed network and all intermediate junction. With the power distributions once calculated, the design of the T-joints was started, which are power dividers with two output ports. From the designs realized for the T-joints, the H-junctions, power dividers with four output ports were designed, in which it was studied that the distance between radiant elements that made a compromise between the radiation diagram and the specifications of design was $1.7\lambda_0$. In fact, at all junctions it is necessary to add the discontinuities to achieve the desired power distributions, which has several effects, including a phase mismatch between the junction outputs and mismatches due to the proximity of said discontinuities. However, these discontinuities and proximity between them become necessary since an exaggerated separation between the outputs would imply a degenerate radiation pattern. In this way, the 2H, and the I-block (one quarter of the total feed network) were designed in the same way as the other types of joints were designed, that is, optimizing the dimensions and spacing between the discontinuities. In addition, an input transition was designed, which is responsible for converting the waveguide dimensions used in the network to the standard waveguide dimensions.

After completing all of these designs, the complete power grid was simulated with two types of junctions at the entrance of the same, and both results have been satisfactory since the expected power distributions have been achieved in each port besides the adaptive bandwidth.

KEYWORDS

Corporate feeding network, waveguide, T-junction, H-junction, 2H-junction, I-block, amplitude taper, adaptation, S parameters, H-plane, radiation pattern, WR-51 standard, Ku-band.

AGRADECIMIENTOS

Después de 5 años ¿largos o cortos? Quién sabe, no sé cómo empezar estas líneas ni como terminar esta etapa.

En primer lugar, agradecer a mi tutor Eduardo García Marín por ser esa antena transmisora de conocimientos y estar al pie del cañón hasta el último momento, no ha sido fácil, lo sé. También a José Luis Masa Campos y a Pablo Sánchez Olivares por ser los culpables de haber creado esta pasión tan mía con las antenas.

Gracias a todas las personas que han aportado su granito de arena para que esté hoy escribiendo estas líneas, pero sobre todo gracias a tres personas. Mercedes, gracias por tus abrazos así porque sí, por estar ahora y siempre que lo he necesitado sin preguntar el por qué. Ya sabes, todos los caminos llevan a Roma. Irene, como ya te he dicho, estoy muy orgullosa de ti, de tu fuerza y de tu forma de luchar por las cosas, ojalá de mayor llegue a ser como tú. María, estaba retrasando este momento todo lo posible, no quiero cerrar esta etapa si eso significa dejarte atrás, siempre serás ese yin-yang que todo lo puede, siempre serás mi amor mío, siempre serás mi hermana. Gracias en general a las tres por ser ese impulso entre infinitos ceros, no estaría donde estoy si no fuera por vosotras.

Óscar, ¿sabes que te has ganado el cielo este último mes verdad? Gracias por todo el apoyo, por ser el number one de las gráficas y por aprender de antenas si eso significa verme mejor. Pero, sobre todo, gracias por estar a mi lado incondicionalmente, en cada cosa que emprendo y aprendo. Te quiero grandullón.

A mis padres, por inculcarme desde pequeña que la sencillez, la humildad y la honradez es lo que vale. Estoy orgullosa de vosotros y de vuestra constancia, sois el claro ejemplo de que con esfuerzo todo se gana. A mi hermano, la mierda del “niño”, chaval, algún día seré mejor que tú, pero me llevas 14 años de ventaja. Irene, Sergio, espero que os hagan saber que vuestra tata está muy orgullosa de vosotros, aunque no sepáis lo que significa orgullo.

“Debes ser fuerte, aunque no lo seas”

MCarmen Agudín Alcalá.

Julio 2017.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. Motivación	1
1.2. Objetivos	1
1.3. Organización de la memoria.....	1
2. ESTADO DEL ARTE	3
2.1. Introducción	3
2.2. Conceptos básicos de antenas	3
2.2.1. Definición de antena	3
2.2.2. Parámetros básicos de antenas	3
2.2.3. Diagrama de radiación	7
2.2.4. Intensidad de radiación, directividad y ganancia.....	8
2.2.5. Polarización	8
2.3. Tipos de antenas.....	9
2.4. Array de antena	10
2.4.1. Array lineal	10
2.4.2. Array plano	12
2.5. Teoría de Guías de Onda	13
2.5.1. Modos de propagación	13
2.5.2. Guía de onda rectangular.....	14
3. DISEÑO	17
3.1. Consideraciones previas	17
3.1.1. Especificaciones de diseño	17
3.1.2. Guía de onda	17
3.1.3. Amplitud y fase.....	18
3.1.4. Reparto de potencia	20
3.2. Unión T	21
3.2.1. Reparto de potencia.....	21
3.2.2. Diseño	22
3.3. Unión H.....	25
3.3.1. Reparto de potencia	25
3.3.2. Diseño.....	27
3.3.3. Comprobación modos superiores	28
3.3.4. Redondeos.....	32
3.4. Unión 2H	33

3.4.1.	Reparto de potencia	33
3.4.2.	Diseño Unión 2H E.....	35
3.4.3.	Diseño Unión 2H F.....	35
3.5.	Bloque I	36
3.5.1.	Reparto de potencia	36
3.5.2.	Diseño.....	38
3.6.	Mitad Red de Alimentación	39
3.7.	Transición de entrada	41
3.7.1.	Consideraciones previas.....	41
3.7.2.	Diseño.....	42
3.8.	Diseño Completo	42
3.8.1.	Con unión T simétrica.....	42
3.8.2.	Con transición de entrada.....	43
3.8.3.	Comparación	44
4.	CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO.....	45
4.1.	Conclusiones	45
4.2.	Trabajo futuro.....	45
	BIBLIOGRAFIA.....	47
	ANEXO A. HERRAMIENTAS DE SOFTWARE	i
	CST Microwave Suite	i
	Matlab	i
	ANEXO B. REPARTO DE POTENCIA	iii
	Unión T.....	iii
	Unión H	vii
	Unión 2H	xi
	Bloque I.....	xiv
	ANEXO C. RESULTADOS UNIONES T	xvii
	Unión T1 y Unión T5	xvii
	Unión T2 y Unión T6.....	xviii
	Unión T3 y Unión T7.....	xix
	Unión T4 y Unión T8.....	xx
	Unión TE	xxi
	Unión TF	xxii
	Unión T Simétrica.....	xxiii

ANEXO D. RESULTADOS UNIONES H.....	xxv
Unión H A.....	xxv
Unión H B.....	xxvi
Unión H C.....	xxvii
Unión H D.....	xxviii
ANEXO E. COMPROBACIÓN DE MODOS SUPERIORES.....	xxix
Unión H A.....	xxx
Unión H B.....	xxxiii
Unión H C.....	xxxvi
Unión H D.....	xxxix
ANEXO F. REDONDEOS UNIONES H.....	xliii
Unión H A.....	xliii
Unión H B.....	xliv
Unión H C.....	xlv
Unión H D.....	xlvi

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2-1. Red de 2 terminales.....	6
Figura 2-2. Diagrama de radiación en coordenadas esféricas. Fuente [5].....	7
Figura 2-3. Diagrama de radiación con $\phi = \text{cte}$. Fuente [5].....	7
Figura 2-4. Tipos de polarización de ondas electromagnéticas. Fuente: http://www.blazelabs.com	9
Figura 2-5. Elipse de polarización. Fuente [5].....	9
Figura 2-6. Array lineal de N elementos equiespaciados por una distancia d. Fuente [5].....	11
Figura 2-7. Representación de factor de agrupación. Fuente [1].....	12
Figura 2-8. Array bidimensional de MxN elementos espaciados una distancia $dx \cdot$ dy . Fuente [5].....	12
Figura 2-9. Guías de onda. Fuente [4]	13
Figura 2-10. Bandas de frecuencias. Fuente [4]	14
Figura 2-11. Guía de onda rectangular. Fuente [7]	14
Figura 3-1. Guía de onda rectangular.	18
Figura 3-2. Factor de array generado con array lineal con síntesis de Taylor de 8 elementos y SLL de -25dB.	19
Figura 3-3. Red de alimentación de 64 puertos en topología corporativa con unión T en la entrada de la red.	19
Figura 3-4. Esquemático bloque I con nombres de uniones.....	20
Figura 3-5. Unión T1.	21
Figura 3-6. Esquemático Unión T1.	21
Figura 3-7. Unión T sin discontinuidades.	22
Figura 3-8. Adaptación de unión T sin discontinuidades.	22
Figura 3-9. Discontinuidades de divisor de potencia.....	23
Figura 3-10. Efecto en S_{11} de un aumento progresivo en la penetración del septum (p).	24
Figura 3-11. Efecto en S_{11} de un alargamiento en el estrechamiento entrada de la transición (l_{2i}).....	24
Figura 3-12. Efecto en S_{21} y S_{31} de un desplazamiento progresivo del septum (l_a).	24
Figura 3-13. Efecto en S_{21} y S_{31} de un desplazamiento progresivo del estrechamiento de la salida de la transición (auxf).	25
Figura 3-14. Unión HA.	25
Figura 3-15. Esquemático reparto de potencia (%) unión HA.	26
Figura 3-16. Unión H con distancia entre elementos de 21.1mm.	27
Figura 3-17. Subarray de 2x2 elementos radiantes para la red de alimentación....	27
Figura 3-18. Unión H con distancia entre elementos de 110mm.....	28
Figura 3-19. Comparación de parámetros S de unión H sin tener en cuenta distancia entre elementos y teniendo en cuenta distancia entre elementos.	28
Figura 3-20. Modos superiores unión HA.	29
Figura 3-21. Modos superiores unión HA puerto 1.....	29
Figura 3-22. Modos superiores unión HA puerto 2.....	30

Figura 3-23. Modos superiores unión HA puerto 3.....	31
Figura 3-24. Modos superiores unión HA puerto 4.....	31
Figura 3-25. Modos superiores unión HA puerto 5.....	31
Figura 3-26. Diseño final de unión HA con redondeos.	32
Figura 3-27. Comparación de parámetros S de unión HA con redondeos y sin redondeos en aristas internas.....	33
Figura 3-28. Unión 2HE.	33
Figura 3-29. Esquemático reparto de potencia (%) unión 2HE.....	34
Figura 3-30. Diseño final de la unión 2HE en el plano H.	35
Figura 3-31. Resultados de la simulación de la unión 2HE en el plano H.	35
Figura 3-32. Diseño final de la unión 2HF en el plano H.....	36
Figura 3-33. Resultados de simulación de la unión 2HF en el plano H.	36
Figura 3-34. Diseño final del bloque I en el plano H.	37
Figura 3-35. Esquemático reparto de potencia (%) bloque I.....	37
Figura 3-36. Diseño final del bloque I en el plano H.	38
Figura 3-37. Resultados de simulación del Bloque I en el plano H.....	39
Figura 3-38. Diseño final de la mitad de la red de alimentación en el plano H.....	40
Figura 3-39. Resultados de la simulación de la mitad de la red de alimentación en el plano H.	41
Figura 3-40. Diseño final transición de entrada.	41
Figura 3-41. Carta de modos.	42
Figura 3-42. Resultados de la transición de entrada.....	42
Figura 3-43. Diseño final de la red de alimentación completa con unión T simétrica en la entrada de la red.	43
Figura 3-44. Resultados de la red de alimentación completa con unión T a la entrada.	43
Figura 3-45. Diseño final de la red de alimentación completa con transición de entrada.	44
Figura 3-46. Resultados de la red de alimentación completa transición de entrada.	44
Figura 3-47. Comparativa de adaptación en la simulación de la red completa con transición de entrada y unión T simétrica.	44
Figura B-1. Esquemático unión T1.	iii
Figura B-2. Esquemático unión T2.	iii
Figura B-3. Esquemático unión T3.	iv
Figura B-4. Esquemático unión T4.	iv
Figura B-5. Esquemático unión T5.	v
Figura B-6. Esquemático unión T6.	v
Figura B-7. Esquemático unión T7.	vi
Figura B-8. Esquemático unión T8.	vi
Figura B-9. Esquemático unión HA.....	vii
Figura B-10. Esquemático reparto de potencia(%) unión HA.....	vii
Figura B-11. Esquemático unión HB.....	viii
Figura B-12. Esquemático reparto de potencia(%) unión HB.....	viii
Figura B-13. Esquemático unión HC.....	ix

Figura B-14. Esquemático reparto de potencia(%) unión HC.....	ix
Figura B-15. Esquemático Unión HD.	x
Figura B-16. Esquemático reparto de potencia(%) unión HD.	x
Figura B-17. Esquemático unión 2HE.....	xi
Figura B-18. Esquemático reparto de potencia(%) unión 2HE.....	xi
Figura B-19. Esquemático unión 2HF.....	xiii
Figura B-20. Esquemático reparto de potencia(%) unión 2HF.....	xiii
Figura B-21. Esquemático bloque I.....	xiv
Figura B-22. Esquemático reparto de potencia(%) bloque I.....	xv
Figura C-1. Diseño final de la unión T1 y T5 en plano H.....	xvii
Figura C-2. Resultados en simulación de la unión T1 y T5 en plano H.....	xvii
Figura C-3. Diseño final de la unión T2 y T6 en plano H.....	xviii
Figura C-4. Resultados en simulación de la unión T2 y T6 en plano H.....	xviii
Figura C-5. Diseño final de la unión T3 y T7 en plano H.....	xix
Figura C-6. Resultados en simulación de la unión T3 y T7 en plano H.....	xix
Figura C-7. Diseño final de la unión T4 y T8 en plano H.....	xx
Figura C-8. Resultados en simulación de la unión T4 y T8 en plano H.....	xx
Figura C-9. Diseño final de la unión TE en plano H.	xxi
Figura C-10. Resultados en simulación de la unión TE en plano H.....	xxi
Figura C-11. Diseño final de la unión TF en plano H.	xxii
Figura C-12. Resultados en simulación de la unión T F en plano H.	xxii
Figura C-13. Diseño final de la unión T simétrica.....	xxiii
Figura C-14. Resultados en simulación de la unión T simétrica.	xxiii
Figura D-1. Diseño final de la unión HA en plano H.	xxv
Figura D-2. Resultados en simulación de la unión HA en plano H.	xxv
Figura D-3. Diseño final de la unión HB en plano H.	xxvi
Figura D-4. Resultados en simulación de la unión HB en plano H.	xxvi
Figura D-5. Diseño final de la unión HC en plano H.	xxvii
Figura D-6. Resultados en simulación de la unión HC en plano H.	xxvii
Figura D-7. Diseño final de la unión HD en plano H.	xxviii
Figura D-8. Resultados en simulación de la unión HD en plano H.....	xxviii
Figura E-1. Modos superiores unión HA.	xxx
Figura E-2. Modos superiores unión HA puerto 1.....	xxx
Figura E-3. Modos superiores unión HA puerto 2.....	xxx
Figura E-4. Modos superiores unión HA puerto 3.....	xxx
Figura E-5. Modos superiores unión HA puerto 4.....	xxxii
Figura E-6. Modos superiores unión HA puerto 5.....	xxxii
Figura E-7. Modos superiores unión HB.	xxxiii
Figura E-8. Modos superiores unión HB puerto 1.....	xxxiii
Figura E-9. Modos superiores unión HB puerto 2.....	xxxiii
Figura E-10. Modos superiores unión HB puerto 3.....	xxxiv
Figura E-11. Modos superiores unión HB puerto 4.....	xxxiv
Figura E-12. Modos superiores unión HB puerto 5.....	xxxv
Figura E-13. Modos superiores unión HC.	xxxvi
Figura E-14. Modos superiores unión HC puerto 1.....	xxxvi

Figura E-15. Modos superiores unión HC puerto 2.....	xxxvi
Figura E-16. Modos superiores unión HC puerto 3.....	xxxvii
Figura E-17. Modos superiores unión HC puerto 4.....	xxxvii
Figura E-18. Modos superiores unión HC puerto 5.....	xxxviii
Figura E-19. Modos superiores unión HD.....	xxxix
Figura E-20. Modos superiores unión HD puerto 1.	xxxix
Figura E-21. Modos superiores unión HD puerto 2.	xxxix
Figura E-22. Modos superiores unión HD puerto 3.	xl
Figura E-23. Modos superiores unión HD puerto 4.	xl
Figura E-24. Modos superiores unión HD puerto 5.	xli
Figura F-1. Diseño final unión HA con redondeos.....	xliii
Figura F-2. Comparación de parámetros S de unión HA con redondeos y sin redondeos en aristas internas.....	xliii
Figura F-3. Diseño final unión HB con redondeos.....	xliv
Figura F-4. Comparación de parámetros S de unión HB con redondeos y sin redondeos en aristas internas.....	xliv
Figura F-5. Diseño final unión HC con redondeos.	xl
Figura F-6. Comparación de parámetros S de unión HC con redondeos y sin redondeos en aristas internas.....	xl
Figura F-7. Diseño final unión HD con redondeos.....	xlvi
Figura F-8. Comparación de parámetros S de unión HD con redondeos y sin redondeos en aristas internas.....	xlvi

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2-1. Frecuencias en la banda microondas.	3
Tabla 2-2. Descripción de los parámetros S para una red de 2 terminales. Fuente [7]	6
Tabla 3-1. Amplitudes y potencias array lineal con síntesis de Taylor de 8 elementos y SLL de -25dB.	18
Tabla 3-2. Reparto de amplitud normalizada respecto del máximo en un array de 8x8 elementos con taper de amplitud.	19
Tabla 3-3. Reparto de potencia normalizada respecto del máximo en un array de 8x8 elementos con taper de amplitud.	19
Tabla 3-4. Esquemático de red alimentación completa con topología corporativa y taper de amplitud.	20
Tabla 3-5. Parámetros S y reparto de potencia de las uniones T.	22
Tabla 3-6. Parámetros S y reparto de potencia subdivisión unión T de uniones H.	26
Tabla 3-7. Parámetros S y reparto de potencia de las uniones H.	26
Tabla 3-8. Modos superiores unión HA puerto 2.	30
Tabla 3-9. Modos superiores unión HA puerto 5.	32
Tabla 3-10. Parámetros S y reparto de potencia subdivisión unión T de uniones 2H.	34
Tabla 3-11. Parámetros S y reparto de potencia de las uniones 2H.	34
Tabla 3-12. Parámetros S y reparto de potencia de subdivisión unión T de Bloque I.	37
Tabla 3-13. Parámetros S y reparto de potencia Bloque I.	38
Tabla B-1. Potencia puertos unión T1.	iii
Tabla B-2. Potencia puertos unión T2.	iii
Tabla B-3. Potencia puertos unión T3.	iv
Tabla B-4. Potencia puertos unión T4.	iv
Tabla B-5. Potencia puertos unión T5.	v
Tabla B-6. Potencia puertos unión T6.	v
Tabla B-7. Potencia puertos unión T7.	vi
Tabla B-8. Potencia puertos unión T8.	vi
Tabla B-9. Potencia puertos unión HA.	vii
Tabla B-10. Parámetros S y reparto de potencia de unión HA.	vii
Tabla B-11. Potencia puertos unión HB.	viii
Tabla B-12. Parámetros S y reparto de potencia de la unión HB.	viii
Tabla B-13. Potencia puertos unión HC.	ix
Tabla B-14. Parámetros S y reparto de potencia de unión HC.	ix
Tabla B-15. Potencia puertos unión HD.	x
Tabla B-16. Parámetros S y reparto de potencia de unión HD.	x
Tabla B-17. Potencia puertos unión 2HE.	xi
Tabla B-18. Resultados finales unión TE.	xi
Tabla B-19. Parámetros S y reparto de potencia de unión 2HE.	xii
Tabla B-20. Potencia puertos unión 2HF.	xii
Tabla B-21. Resultados finales unión TF.	xii

Tabla B-22. Parámetros S y reparto de potencia de unión 2HF.....	xiii
Tabla B-23. Potencia puertos bloque I.	xiv
Tabla B-24. Parámetros S y reparto de potencia del Bloque I.....	xv
Tabla E-1. Resumen modos superiores Uniones H.	xxix
Tabla E-2. Modos superiores unión HA puerto 2.	xxxii
Tabla E-3. Modos superiores unión HA puerto 5.	xxxii
Tabla E-4. Modos superiores unión HB puerto 3.	xxxiv
Tabla E-5. Modos superiores unión HB puerto 4.	xxxv
Tabla E-6. Modos superiores unión HC puerto 2.....	xxxvii
Tabla E-7. Modos superiores unión HC puerto 5.....	xxxviii
Tabla E-8. Modos superiores unión HD puerto 3.	xl
Tabla E-9. Modos superiores unión HD puerto 4.	xli

1. INTRODUCCIÓN

1.1. Motivación

La tecnología de guía de onda en las redes de alimentación contribuye a minimizar las pérdidas, además de proporcionar fuerte robustez mecánica. Asimismo, para lograr sistemas de banda ancha, la topología corporativa se establece como el principal medio, aunque supone un mayor espacio físico, mayor coste de fabricación y lo más importante, puede hacer que los elementos radiantes queden muy separados y el diagrama de radiación de la antena se degrade.

El diagrama de radiación de la antena completa queda determinado por el reparto de potencia que se efectúa sobre cada elemento radiando. Un reparto uniforme de potencia para todos los elementos da lugar a un diseño de red de alimentación más sencillo y repetitivo, pero el diagrama de radiación derivado tiene un nivel de lóbulos secundarios que puede no ser suficiente para determinadas aplicaciones.

En sistemas radar y de comunicaciones por satélite o en sistemas de comunicación 5G, donde la frecuencia de operación es banda Ku de 12.4 a 18 GHz, demandan el uso de tecnología de guía de ondas y las características del sistema requieren exigentes diagramas de radiación y requisitos de diagrama, por ello, en este trabajo fin de grado se propone el diseño de una red de alimentación corporativa en tecnología de guía de onda, operativa en banda Ku de frecuencias y reparto de potencia con taper de amplitud, de manera que el diagrama de radiación se ajuste a unos determinados requisitos de ganancia y nivel de lóbulos secundarios.

1.2. Objetivos

El objetivo del presente trabajo es el diseño de una red de alimentación corporativa en tecnología de guía de onda, para una antena operando en banda Ku de frecuencias y reparto de potencia con taper de amplitud, de manera que el diagrama de radiación se ajuste a unos determinados requisitos de ganancia y nivel de lóbulos secundarios.

La red de alimentación tendrá, por tanto, una topología de tipo corporativo en su totalidad. Estas estructuras suelen ocupar mayor espacio que las redes tipo serie, pero a cambio proporcionan un mayor ancho de banda en el diagrama de radiación.

Además, el reparto de potencia de la red de alimentación contará con taper de amplitud de manera que el diagrama de radiación final se ajuste a distintos requisitos de reparto de potencia según la ley de alimentación utilizada y el nivel de lóbulos secundarios requeridos.

1.3. Organización de la memoria

Este documento seguirá la organización descrita a continuación:

- **Capítulo 1: Motivación, objetivos y organización de la memoria.**

- **Capítulo 2: Estado del arte.** En este capítulo se contemplarán los conceptos básicos de antenas, así como los tipos de antenas que hay, haciendo mayor hincapié en los arrays de antenas y para finalizar se estudiará la teoría de guía de onda.

- **Capítulo 3: Diseño de la antena.** En este capítulo se tendrán designarán las consideraciones previas que hay que tener en cuenta en el diseño que posteriormente se realizará. Además, tendrá lugar el propio diseño y todos los pasos seguidos hasta la obtención final del mismo.

- **Capítulo 4: Conclusiones y trabajo futuro.**

2. ESTADO DEL ARTE

2.1. Introducción

En la presente sección se pondrá de manifiesto los conceptos básicos de antenas, así como los tipos de antenas poniendo central interés en arrays de elementos y la teoría de guía de onda con el caso específico de guía de onda rectangular.

2.2. Conceptos básicos de antenas

2.2.1. Definición de antena

El *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)* define una antena como *aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas (IEEE Std. 145-1983)*. Como bien indica la definición, la misión principal de una antena es radiar una potencia determinada en una dirección determinada, además de recibir potencia. Para ello, es necesario una frecuencia de trabajo y otros parámetros que serán definidos a continuación.

Dentro de las frecuencias de trabajo, cada aplicación tendrá asignada por organismos de normalización una determinada banda de frecuencia. Seguidamente, se muestra la subdivisión de frecuencias en la banda microondas.

Banda	Frecuencia	Longitud de onda
<i>L</i>	1 – 2 GHz	30 – 15 cm
<i>S</i>	2 – 4 GHz	15 – 7.5 cm
<i>C</i>	4 – 8 GHz	7.5 – 3.75cm
<i>X</i>	8 – 12.4 GHz	3.75 – 2.42 cm
<i>Ku</i>	12.4 – 18 GHz	2.42 – 1.66 cm
<i>K</i>	18 – 26.5 GHz	1.66 – 1.11 cm
<i>Ka</i>	26.5 – 40 GHz	11.1 – 7.5 mm
<i>mm</i>	40 – 300 GHz	7.5 – 1 mm

Tabla 2-1. Frecuencias en la banda microondas.

2.2.2. Parámetros básicos de antenas

2.2.2.1. Impedancia

La impedancia de una antena queda definida por la relación existente entre su voltaje e intensidad en bornes de la misma. En este caso, el desarrollo se va a centrar en la impedancia de entrada, Z_A . Dicha impedancia consta de una parte real y una parte imaginaria.

$$Z_A(w) = \frac{V_A}{I_A} = R_A(w) + jX_A(w) \quad (2.1)$$

Donde $R_A(w)$ simboliza la resistencia de disipación de potencia de la antena y $X_A(w)$ simboliza la reactancia. La resistencia de disipación de potencia, $R_A(w)$, se divide a su vez en la suma de la resistencia de radiación, R_r , y la resistencia de pérdidas, R_p .

$$R_A = R_r + R_p \quad (2.2)$$

La resistencia de pérdidas, R_p , a su vez se subdivide en resistencia de pérdidas por conductores y dieléctricos. Por lo que la resistencia de disipación de potencia quedaría definida de la siguiente forma:

$$R_A = R_r + R_p = R_r + (R_{p,d} + R_{p,c}) \quad (2.3)$$

$$Z_A = R_r + (R_{p,d} + R_{p,c}) + jX_A \quad (2.4)$$

Por otro lado, normalmente las antenas se diseñan con el objetivo de que $X_A(\omega)$ sea nulo para la frecuencia de diseño, por lo que se puede decir que la antena es resonante a dicha frecuencia.

Todos estos cálculos son realizados para antenas de un solo puerto, pero se puede dar el caso en el que se tenga una antena con más de un puerto. En ese caso, se hace uso de las matrices de impedancia y admitancia. Se considerarán N puertos, dichos puertos tendrán un voltaje y una corriente determinada que conformarán una impedancia, dicha impedancia será la impedancia de entrada de cada puerto. Con estos datos se podría generar las matrices de impedancia y admitancia. Quedando la matriz de impedancias:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdot & Z_{1N} \\ Z_{21} & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ Z_{N1} & \cdot & \cdot & Z_{NN} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

De forma similar, se define la matriz de admitancia como:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \cdot & Y_{1N} \\ Y_{21} & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ Y_{N1} & \cdot & \cdot & Y_{NN} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Como cabe esperar la matriz de impedancia $[Z]$ y la matriz de admitancias $[Y]$ son inversas¹, además, relacionan todas las tensiones y corrientes de todos los puertos. Por lo que, si se quiere averiguar el valor de Z_{ij} o Y_{ij} solo habría que hacer uso de las siguientes ecuaciones.

$$Z_{ij} = \left. \frac{V_i}{I_j} \right|_{I_k=0, k \neq j} \quad Y_{ij} = \left. \frac{I_i}{V_j} \right|_{V_k=0, k \neq j} \quad (2.7) \text{ y } (2.8)$$

Es decir, el elemento (i, j) de la matriz de impedancias, relaciona la tensión existente en bornas del puerto i con la corriente entrante al circuito por el puerto j , supuesto que el resto de puertos se encuentran terminados en circuito abierto de modo que $I_k = 0$ para $k \neq j$ y midiendo la tensión en el circuito abierto en el puerto i . Por tanto, Z_{ii} es la impedancia de entrada vista desde el puerto i cuando todos los demás puertos están en circuitos abierto. Z_{ij} es la impedancia de transferencia entre los puertos i y j cuando todos los demás puertos están en circuito abierto.

¹ $[Y] = [Z]^{-1}$

2.2.2.2. Adaptación

Para que una antena sea un elemento útil, se deberá conectar a un transmisor y deberá radiar la máxima potencia con el mínimo número de pérdidas posible. Para ello, se deberá adaptar la antena al transmisor y así conseguir máxima transferencia de potencia. Para que haya máxima transferencia de potencia, la impedancia de la antena, Z_A , y la impedancia de carga (ver apartado 2.2.2.1. para su cálculo), Z_L , deben ser complejas conjugadas, $Z_L = Z_A^*$.

Si se introduce una línea de transmisión entre el generador y la antena, el coeficiente de adaptación mostrará cuánta potencia entregada por el generador ha sido aprovechada, este coeficiente se define como:

$$\Gamma_A = \frac{Z_A - Z_G^*}{Z_A + Z_G} \quad (2.9)$$

También, hay que tener en cuenta el valor de la onda reflejada que se obtiene a partir del coeficiente de reflexión, definido como:

$$\rho_A = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (2.10)$$

Como bien define su nombre, el coeficiente de reflexión, nos da la cantidad de onda incidente que se está viendo reflejada. Cabe recalcar que la ausencia de onda reflejada no implica necesariamente adaptación en el circuito y de igual manera, la adaptación en el circuito no implica necesariamente ausencia de onda reflejada.

2.2.2.3. Parámetros de dispersión (Parámetros S)

En el apartado anterior se ha visto cómo calcular cuánta onda incidente ha sido reflejada, pero cuando se tiene un circuito más complejo y este tenga más de una puerta dicho método resultará más largo y tedioso. Por ello, en cada puerta se definirá la onda de potencia incidente, a_k , y la onda de potencia reflejada, b_k , de la siguiente manera:

$$a_k = \frac{v_k + i_k Z_{0k}}{\sqrt{8Z_{0k}}} \quad b_k = \frac{v_k - i_k Z_{0k}}{\sqrt{8Z_{0k}}} \quad (2.11) \text{ y } (2.12)$$

Estas ondas de potencia quedan relacionadas con la matriz de parámetros S o parámetros de dispersión.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdot & S_{1N} \\ S_{21} & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ S_{N1} & \cdot & \cdot & S_{NN} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

De esta forma similar que, en la matriz de impedancias, se puede extraer:

$$S_{ji} = \left. \frac{b_j}{a_i} \right|_{a_k=0, k \neq i} \quad S_{ii} = \left. \frac{b_i}{a_i} \right|_{a_k=0, k \neq i} \quad (2.14) \text{ y } (2.15)$$

Donde S_{ii} , son los coeficientes de reflexión y S_{ji} , son los coeficientes de transmisión y están directamente relacionados con las pérdidas de retorno y las pérdidas de inserción, respectivamente. Cabe recalcar que para calcular estos parámetros es necesario cargar todos los terminales de la red con sus respectivas impedancias de referencia, 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.

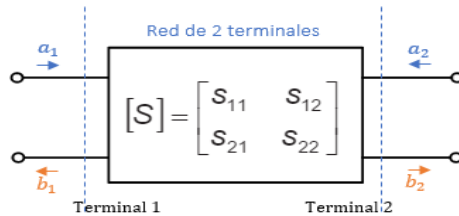


Figura 2-1. Red de 2 terminales.

Si la matriz de parámetros S la aplicamos para una red de dos puertos como la mostrada en la figura 2-1, obtendríamos la siguiente matriz de parámetros S teniendo en cuenta que todas las impedancias características en los terminales son similares:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Cada parámetro de dispersión con los que se caracteriza la red de dos puertos aporta información sobre las ondas incidentes y reflejadas de la red. En la tabla 2-2 se explica el significado físico de cada uno de ellos.

Parámetro S	Denominación	Descripción	Fórmula
S_{11}	Reflexión a la entrada	Relación entre la onda de potencia reflejada en la puerta 1 y la onda de potencia incidente generada en la puerta 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 la puerta 1 y la onda de potencia incidente generada en la puerta 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 la puerta 2 y la onda de potencia incidente generada en la puerta 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 la puerta 2 y la onda de potencia incidente generada en la puerta 2	$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right _{a_1=0}$

Tabla 2-2. Descripción de los parámetros S para una red de 2 terminales. Fuente [7]

2.2.3. Diagrama de radiación

El diagrama de radiación de una antena se define como *la representación gráfica de las características de radiación de la antena en función de las coordenadas angulares del espacio.*

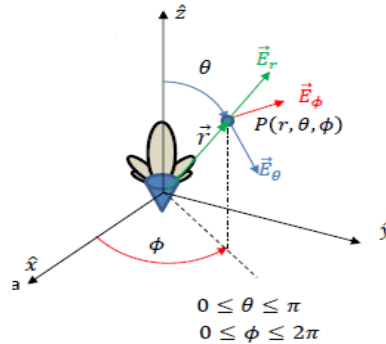


Figura 2-2. Diagrama de radiación en coordenadas esféricas. Fuente [5]

Como se muestra en la figura 2-2, el diagrama de radiación tiene tres dimensiones por lo que normalmente, en su representación, se hacen cortes del diagrama tridimensional en superficies planas para poder apreciar mejor los parámetros que este diagrama ofrece. Lo más común es situar la antena sobre el plano XY de forma que la dirección de apuntamiento sea según z. De estos diagramas se pueden extraer los siguientes parámetros:

- **Lóbulo:** Porción del diagrama delimitada por regiones de radiación más débiles.
- **Lóbulo principal:** Margen angular en torno a la dirección de máxima radiación.
- **Lóbulos secundarios:** Son el resto de máximos relativos, de valor inferior al principal.
- **Lóbulos laterales:** Lóbulos secundarios que se encuentran adyacentes al principal.
- **Ancho de haz a -3dB:** Es el margen angular de direcciones en las que el diagrama de radiación de un haz toma un valor de 3dB por debajo del máximo. Es decir, la dirección en la que la potencia radiada se reduce a la mitad.
- **Nivel de lóbulo lateral (SLL):** El cociente en dB entre el valor máximo del lóbulo principal y el valor máximo del lóbulo secundario.

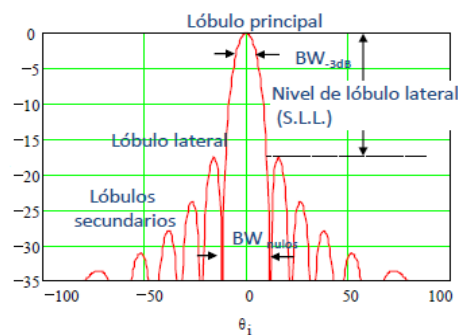


Figura 2-3. Diagrama de radiación con $\phi = \text{cte}$. Fuente [5]

2.2.4. Intensidad de radiación, directividad y ganancia

La **intensidad de radiación**, $U(\theta, \phi)$, queda definida como la potencia radiada por la unidad de ángulo sólido y representa la capacidad que tiene una antena para radiar energía en una determinada dirección [5].

La **ganancia directiva**, $D(\theta, \phi)$, es la relación entre la intensidad de radiación de la antena en cada dirección del espacio, $U(\theta, \phi)$, y la intensidad de radiación, U_{iso} , de una antena isotrópica que radiase la misma potencia total en todas direcciones, P_{rad} [5].

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{iso}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (2.17)$$

Por lo que la **directividad**, es la ganancia directiva en la dirección de máxima radiación:

$$D_0 = D(\theta_0, \phi_0) \quad (2.18)$$

La **ganancia de potencia**, $G(\theta, \phi)$, es la relación en todas las direcciones del espacio, entre la intensidad de radiación de la antena, $U(\theta, \phi)$, y la de una antena isotrópica que aceptase la misma potencia entregada, P_{ent} , de la antena bajo análisis [5].

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{ent}} \quad (2.19)$$

Igual que en la directividad, la **ganancia** es el valor de la ganancia de potencia en la dirección de máxima radiación y su valor puede ser menor o igual a cero:

$$G_0 = G(\theta_0, \phi_0) \quad (2.20)$$

Por último, la **eficiencia total de la antena** mide las pérdidas totales en los terminales de entrada de la estructura de la antena, siguiendo la siguiente ecuación:

$$\xi_{tot} = \frac{P_{rad}}{P_{ent}} = \frac{G_0}{D_0} \longrightarrow G(\theta, \phi) = \xi_{tot} D(\theta, \phi) \quad (2.21) \text{ y } (2.22)$$

2.2.5. Polarización

La **polarización** de una onda electromagnética se define como la figura que crea el vector del campo eléctrico en función del tiempo. Suponiendo que la polarización es vista siempre por el observador desde la antena. El tipo más común de polarización es elíptico, pero también se pueden encontrar otros como por ejemplo el lineal o el circular (Figura 2-4).

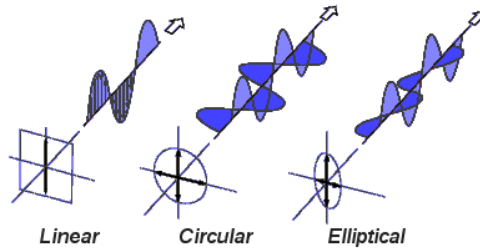
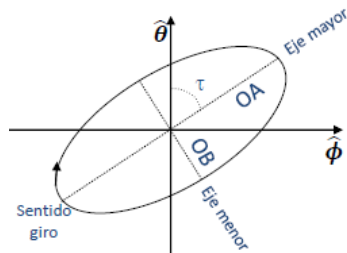


Figura 2-4. Tipos de polarización de ondas electromagnéticas. Fuente: <http://www.blazelabs.com>.

Para identificar qué tipo de polarización se halla en una antena es necesario calcular la relación axial. Se definirá la **relación axial, AR**, como el parámetro que relaciona los ejes mayor y menor de la elipse de polarización (Figura 2-5).



$$AR(\text{Axial Ratio}) = \frac{OA}{OB} \quad (2.23)$$

Figura 2-5. Elipse de polarización. Fuente [5]

Dependiendo de los resultados obtenidos en la relación axial se podrá saber que tipo de polarización posee la antena. Por ejemplo, los tres tipos básicos de polarización que se han mostrado anteriormente:

- **Polarización lineal:** El campo proyectado sobre el plano del observador lo hace sobre una línea recta. $AR = \infty$.
- **Polarización circular:** El extremo del campo proyectado sobre el plano del observador se mueve sobre una circunferencia. $AR = 1$. Dicho movimiento puede ser con polarización circular a derechas o polarización circular a izquierdas.
- **Polarización elíptica:** El extremo del campo proyectado sobre el plano del observador se mueve sobre una elipse. $1 < AR < \infty$. Dicho movimiento puede ser con polarización elíptica a derechas o polarización elíptica a izquierdas.

El vector de campo eléctrico también puede expresarse como otras dos componentes ortogonales entre sí: la componente copolar (CP) que es aquella que representa la radiación de la antena con la polarización deseada y la componente contrapolar (XP) que contiene la polarización contraria a la que ya tiene.

2.3. Tipos de antenas

Las antenas se pueden clasificar según el modo de radiación de cada una de ellas. Asimismo, las agrupaciones de estas antenas se suelen considerar como otro tipo básico de antena que se explicará posteriormente. Por tanto, las antenas se clasifican en:

➤ **Antenas de elementos:** Son antenas cuyos elementos radiantes son conductos de hilo y tienen una sección despreciable respecto a la longitud de onda de

trabajo. Algunos de estos tipos de antenas son los monopolos, dipolos o antenas helicoidales.

➤ **Antenas impresas:** Se basan en la tecnología de sustrato impreso. La forma más común es la de parche, que no es más que un polígono de cobre asentado sobre un sustrato dieléctrico.

➤ **Antenas de apertura:** Son aquellas antenas que utilizan superficies o aperturas para direccionar el haz electromagnético, de modo que concentran en una dirección la emisión y/o recepción de su estructura radiante. La más conocida y utilizada es la antena parabólica, aunque otros ejemplos serían las antenas de bocina y las antenas de ranura, que se pueden implementar tanto en tecnología microstrip como en guía de onda.

2.4. Array de antena

Una antena de array es una agrupación de varios elementos radiantes alimentados desde un terminal común mediante redes lineales, que se unen para conformar una antena con prestaciones normalmente superiores a las de un elemento por separado. La manera de alimentar dichas redes lineales cobra gran importancia, y por ello el diseño de la red de alimentación de la antena es clave para su adecuado funcionamiento. Partiendo de la definición que se ha visto en el apartado anterior, las antenas de array se pueden clasificar, además, según su estructura geométrica:

➤ **Array lineal:** En 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.

➤ **Array plano:** En los arrays planos los elementos se ubican sobre una superficie siguiendo el mismo patrón bidimensional. Estos pueden ser reticulares, circulares o aleatorios.

➤ **Array conformado:** Se disponen sobre formas específicas como pueden ser esferas, cilindros o diversos poliedros para conseguir un diagrama de radiación conformado según las especificaciones requeridas.

2.4.1. Array lineal

En los arrays lineales, los elementos radiantes se ubican a lo largo de una línea recta. En este caso, nos centraremos en el desarrollo de un array lineal con elementos equiespaciados, es decir, separados por una distancia fija d . Por lo que, si tenemos un array lineal de N elementos equiespaciados una distancia d en el eje z , se obtendría

$$\left. \begin{aligned} \vec{r}_n &= n \cdot d \cdot \hat{z} \\ \hat{r} &= (\text{sen}\theta \cdot \text{cos}\phi \cdot \hat{x} + \text{sen}\theta \cdot \text{sen}\phi \cdot \hat{y} + \text{cos}\theta \cdot \hat{z}) \end{aligned} \right\} \longrightarrow \hat{r} \cdot \vec{r}_n = n \cdot d \cdot \text{cos}\theta \quad (2.24)$$

Donde θ y ϕ son coordenadas angulares asociadas a sistemas de coordenadas esféricas, n es el número de elementos del array y \hat{r} es el vector unitario de posición.

El **campo radiado por el array** es la suma de los campos radiados por todos los elementos del array:

$$\vec{E}_A(r, \theta, \phi) = \sum_{n=1}^N \vec{E}_n(r, \theta, \phi) = \vec{E}_0(r, \theta, \phi) \sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad (2.25)$$

Tal que, el **factor de factor de array** queda definido como:

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{n=0}^{N-1} A_n \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \cdot e^{j\alpha_n} \cdot e^{jk_0 n d \cos\theta} = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \cdot e^{j(k_0 n d \cos\theta + \alpha_n)} \quad (2.26)$$

Donde $\hat{r} \cdot \vec{r}_n$ representa la diferencia de camino recorrido por una onda plana, A_n es la ley de excitación del array y k_0 es el número de onda. Según las propiedades que requiera el diagrama de radiación del array que se esté diseñando, este se alimentará de forma distinta. Seguidamente, se exponen **las leyes de excitación** de array más utilizadas:

- **Fase progresiva:** $A_n = a_n \cdot e^{j(n \cdot \alpha)}$
- **Uniforme en amplitud y fase:** $A_n = 1, \forall n$
- **Uniforme en amplitud y fase progresiva:** $A_n = e^{j(n \cdot \alpha)}$
- **Broadside:** Fase igual en todos los elementos del array.
- **Tipo taper:** Amplitud simétrica y decreciente del centro al borde.

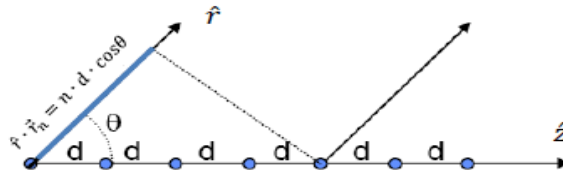


Figura 2-6. Array lineal de N elementos equiespaciados por una distancia d. Fuente [5]

Se escogerá la ley de alimentación con amplitud uniforme y desfase progresivo, tal que $\alpha_n = n \cdot \alpha$. Además, por simplicidad, se definirá la variable ψ :

$$\psi = k_0 \cdot d \cdot \cos\theta + \alpha \quad (2.27)$$

Sustituyendo (2.27) en (2.26):

$$F_A(\psi) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{j \cdot n \cdot \psi} = e^{j \frac{N-1}{2} \psi} \cdot \frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2} \psi\right)}{\text{sen}\left(\frac{\psi}{2}\right)} \quad (2.28)$$

Cuyo módulo es:

$$F_A(\psi) = \left| \frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2} \psi\right)}{\text{sen}\left(\frac{\psi}{2}\right)} \right| \quad (2.29)$$

Como se puede comprobar, se trata de una función tipo *sinc*, simétrica y periódica con periodo 2π . Sin embargo, esta función solo tiene sentido en el rango de ψ correspondiente a los ángulos $0 < \theta < 180^\circ$, que es el intervalo donde se define θ en

coordenadas esféricas. Este rango donde se define el factor de array se denomina **margen visible**, y resulta ser:

$$-k_0 \cdot d + \alpha < \psi < k_0 \cdot d + \alpha \quad (2.30)$$

En la figura 2-7 se puede observar el efecto que tiene las variables d y α sobre el margen visible. El desfase entre elementos, α , desplaza el margen visible según ψ , sin alterar la anchura del mismo. En cambio, la distancia entre los elementos mantiene el margen visible centrado en el mismo punto, pero lo ensancha.

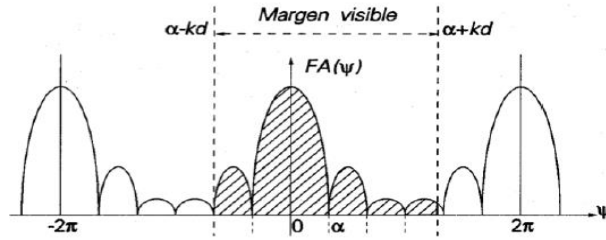


Figura 2-7. Representación de factor de agrupación. Fuente [1]

Si los elementos radiantes están exageradamente separados, o si existe un gran desfase entre ellos, el margen visible albergará réplicas del lóbulo principal, llamadas **grating lobes**. Estas replicas suponen una radiación muy alta en direcciones distintas a la de apuntamiento de la antena, lo cual puede ocasionar interferencias en otros sistemas. Para que estas no se produzcan, los elementos deben estar separados por una distancia $d < \frac{\lambda_0}{2}$ o $\frac{\lambda_0}{2} < d < \lambda_0$ si α y d tienen un valor suficientemente pequeño.

2.4.2. Array plano

El análisis del campo eléctrico en un array plano o bidimensional sería similar al realizado en un array lineal si este sigue una distribución equidistante (suele ser lo más frecuente). Esto quiere decir, si los coeficientes de alimentación son reales y positivos, y las fases son progresivas de manera separable en cada uno de los ejes x e y , se puede tratar cada fila del array como un elemento unitario.

$$\vec{r}_{mn} = md_x \hat{x} + nd_y \hat{y} \quad (2.31)$$

$$\hat{r} = (\text{sen}\theta \cdot \text{cos}\phi \cdot \hat{x} + \text{sen}\theta \cdot \text{sen}\phi \cdot \hat{y} + \text{cos}\theta \cdot \hat{z})$$

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} A_{mn} \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_{mn}} = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} A_{mn} \cdot e^{j(m \cdot k_0 \cdot d_x \cdot \text{sen}\theta \cdot \text{cos}\phi)} \cdot e^{j(n \cdot k_0 \cdot d_y \cdot \text{sen}\theta \cdot \text{sen}\phi)}$$

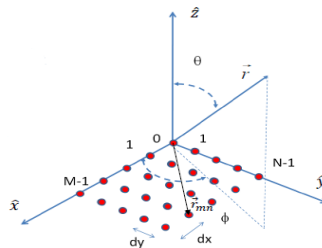


Figura 2-8. Array bidimensional de $M \times N$ elementos espaciados una distancia $d_x \cdot d_y$. Fuente [5]

Los **arrays bidimensionales** son más versátiles que los arrays lineales a la hora de variar la dirección de apuntamiento, pues permiten mover la dirección de máximo apuntamiento en dos planos: según θ y según ϕ .

2.5. Teoría de Guías de Onda

Una **guía de onda** es cualquier estructura física capaz de guiar ondas electromagnéticas. Ciertos tipos de medios de transmisión, como por ejemplo los cables coaxiales, no son capaces de cumplir las bajas pérdidas que se necesitan en algunos diseños en el rango de las frecuencias microondas, para transportar la información sin errores. En estos casos, se hace uso de la guía de onda ya que transporta señales a muy alta frecuencia con muy bajas pérdidas.

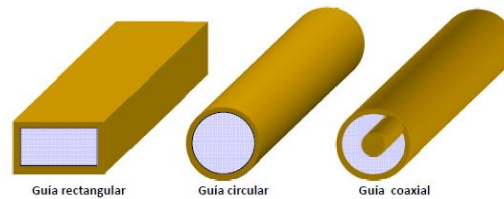


Figura 2-9. Guías de onda. Fuente [4]

2.5.1. Modos de propagación

Resolviendo las ecuaciones de Maxwell en un medio sin fuentes, isótropo, homogéneo y que puede tener dispersión temporal en el que se encuentra una guía de onda, además, caracterizado por ϵ y μ . Se obtendrían las ecuaciones de Helmholtz:

$$\begin{aligned}\Delta\vec{E} + \gamma^2\vec{E} &= 0 \\ \Delta\vec{H} + \gamma^2\vec{H} &= 0\end{aligned}\quad (2.32) \text{ y } (2.33)$$

Donde $\gamma = -\omega\sqrt{\epsilon\mu}$. Con estas ecuaciones, se obtiene un numero infinito de soluciones para el campo eléctrico, \vec{E} , y el campo magnético, \vec{H} , a cada una de estas soluciones se las denominarán modos de propagación. Los modos de propagación se clasifican según las componentes de campo que se anulan. Se denomina **componente transversal** de un campo a la componente ortogonal a la dirección de propagación y **componente longitudinal** a componente paralela a la dirección de propagación. A partir de las anulaciones de estas componentes de campo (transversales o longitudinales) se clasifican los modos de propagación en²:

- **Modos Transversales Eléctricos:** Estos modos no contienen componente longitudinal eléctrica. ($E_z = 0$ y $H_z \neq 0$)
- **Modos Transversales Magnéticos:** Estos modos no contienen componente longitudinal magnética. ($E_z \neq 0$ y $H_z = 0$)
- **Modos Transversales Electromagnéticos (TEM):** No contienen componente longitudinal en ninguno de los campos. ($E_z = 0$ y $H_z = 0$).

² Los ejemplos propuestos entre paréntesis son casos particulares para los cuales la componente paralela a la dirección de propagación (componente longitudinal) es la componente z.

- **Modos Híbridos:** Estos modos no se anulan las componentes longitudinales. ($E_z \neq 0$ y $H_z \neq 0$). Esto se genera cuando en el medio se encuentran diferentes dieléctricos, que hacen que no se satisfagan las condiciones de contorno de la ecuación de ondas.

Debido a que las guías de onda se componen de un único conductor cerrado que limita la onda electromagnética únicamente se propagarán los modos transversales eléctricos y magnéticos. Un modo se propagará por una guía de onda cuando la frecuencia a la que esté trabajando la misma, f_0 , sea mayor que la frecuencia de corte, f_c , es decir, $f_0 > f_c$. Si no se da el caso anterior, se dice que el modo tiene una constante de atenuación tal que no se propaga denominándolo **modo evanescente**. Por otro lado, se puede definir **modo fundamental** de la guía como el modo con la menor frecuencia de corte, es decir, el primero será propagado en la guía. Siguiendo, **el primer modo superior**.

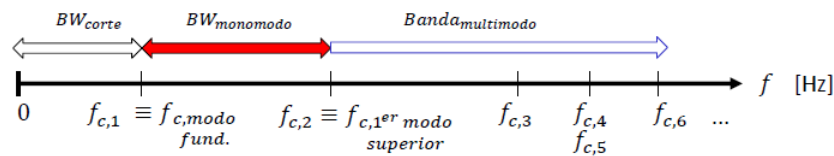


Figura 2-10. Bandas de frecuencias. Fuente [4]

Dependiendo del rango de frecuencias en el que trabaje la guía, esta podrá ser monomodo, si solo se propaga el modo fundamental (frecuencias comprendidas entre la frecuencia del modo fundamental y la frecuencia del primer modo superior), o multimodo si se propagan más modos a parte del modo fundamental (frecuencias comprendidas entre el primer modo superior hacia delante). 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 [4]. Dependiendo del rango de frecuencias y de la estructura de la guía, esta trabajara con un solo modo o con varios modos.

2.5.2. Guía de onda rectangular

La forma de su sección transversal es rectangular. En este tipo de guías siempre se define su lado mayor como a , y el menor b , tal como se muestra en la siguiente figura:

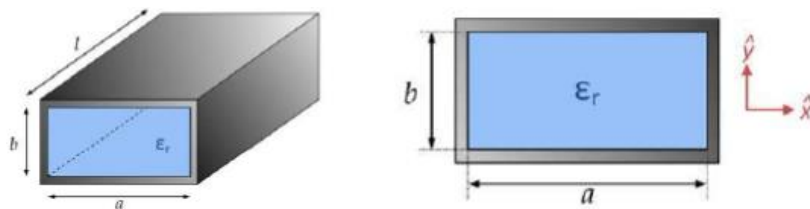


Figura 2-11. Guía de onda rectangular. Fuente [7]

Los modos de propagación que se generan en este tipo de guía son el modo transversal eléctrico $TE_{m,n}$ y el 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:

$$f_{c_{m,n}} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad c = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.34) \text{ y } (2.35)$$

Donde c es la velocidad de la luz en el medio dieléctrico de la guía y $c_0 \approx 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ la velocidad de la luz en el vacío.

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

$$\lambda_{g_{m,n}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{m,n}}}{f}\right)^2}} \quad \lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.36) \text{ y } (2.37)$$

Como se ha mencionado al principio de este apartado, se asume que $a > b$, por lo que se deduce que el modo fundamental de las guías rectangulares será TE_{10} .

3. DISEÑO

En este apartado tendrá lugar la exposición del trabajo elaborado durante el Trabajo Fin de Grado. Particularmente, se detalla el proceso de diseño de una red de alimentación corporativa para ser utilizada en una agrupación de 8x8 elementos radiantes operativa en banda Ku de frecuencias, además, la red de alimentación tendrá un reparto de potencia desigual para lograr taper de amplitud.

Se comenzará enumerando las consideraciones previas que se han tenido en cuenta en el desarrollo del trabajo, tanto en consideraciones generales, como a nivel particular de la guía de onda utilizada o los repartos de potencia llevados a cabo.

A continuación, se expondrá el proceso de diseño de la red de alimentación, desde uniones más simples hasta la red de alimentación completa. El proceso de diseño que se ha seguido ha sido de forma incremental, se ha comenzado por los elementos y uniones más sencillos hasta conformar la red completa.

Por último, tendrá lugar el desarrollo de transición de entrada a la red de alimentación y su incorporación en la agrupación.

3.1. Consideraciones previas

3.1.1. Especificaciones de diseño

Previamente al diseño de la red que alimenta un array plano de antenas, se plantean las siguientes especificaciones principales del diseño:

- La banda de frecuencia de trabajo se conforma desde los 16GHz hasta los 18GHz (BW = 2GHz) con una frecuencia central de diseño de 17GHz.
- La red de alimentación se conformará en tecnología de guía de onda con 64 puertos de salida y topología corporativa sobre el plano H con vistas de alimentar un array plano de antenas.
- Se utilizará síntesis de agrupación de Taylor para 8 elementos simétricos, realizando taper de amplitud obteniendo como resultado un SLL de -25dB. Además, la fase de los puertos de salida de la antena será la misma en todos ellos, de manera que radie en broadside.
- El diseño y el desarrollo de la red de alimentación se hará utilizando el software CST Studio Suite (Anexo A).

3.1.2. Guía de onda

La finalidad de este trabajo fin de grado es desarrollar una red corporativa en el plano H capaz de alimentar un array plano de antenas. Uno de los principales aspectos a tener en cuenta es el rango de frecuencias en el que se va a trabajar, en este caso, entre 16 y 18GHz con una frecuencia de diseño de 17GHz.

De cara a trabajar en la banda monomodo de la guía, pero tratando de reducir lo máximo posible las dimensiones de la misma para evitar que la red sea demasiado grande y provoque que los elementos radiantes queden muy separados,

estropeando el diagrama, el modelo de guía que se empleará en el diseño de la red de alimentación, sus dimensiones y características son las siguientes:

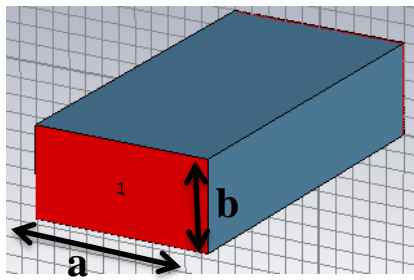


Figura 3-1. Guía de onda rectangular.

$$a = 10\text{mm} \quad (3.1)$$

$$b = 5\text{mm} \quad (3.2)$$

$$\lambda_0 = c_0/f_0 = 17.64\text{mm} \quad (3.3)$$

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

$$f_{cTE_{10}} = \frac{c_0}{2 \cdot a \cdot \sqrt{\epsilon_r}} = 15\text{GHz} \quad (3.5)$$

$$\lambda_{gTE_{10}} = \frac{\lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{cTE_{10}}}{f_c}\right)^2}} = 37.485\text{mm} \quad (3.6)$$

Utilizando la ecuación (2.34) se puede ver como el inicio del ancho de banda monomodo comienza en 15GHz y termina en los modos superiores TE_{01} y TE_{20} haciendo este cálculo se llegaría a que $BW_{monomodo} = (15 - 30)\text{GHz}$.

3.1.3. Amplitud y fase

Siguiendo ciertas especificaciones de diseño vistas en la sección 3.1.1, más concretamente:

- Ley de alimentación con amplitud simétrica y fase uniforme (Taylor). Además, la fase de los puertos de salida de la antenna será la misma en todos ellos, de manera que radie en broadside.
- Red de alimentación de 64 puertos con topología corporativa.
- SLL del diseño no puede superar -25dB.

Haciendo uso del comando “taylorwin” en Matlab (Anexo A), se obtienen los valores de amplitudes mostrados en la Tabla 3-1 para un array lineal con las especificaciones nombradas anteriormente.

	Amplitud		Potencia
I_4	1	A_4	1
I_3	0.8432	A_3	0.711
I_2	0.5918	A_2	0.35
I_1	0.393	A_1	0.155

Tabla 3-1. Amplitudes y potencias array lineal con síntesis de Taylor de 8 elementos y SLL de -25dB.

Al tener amplitud simétrica, el cómputo total del array de 8 elementos resultaría ser: $A_1 A_2 A_3 A_4 A_4 A_3 A_2 A_1$. El factor de array de un array de 8 elementos radiantes con estas amplitudes de alimentación y con una distancia entre elementos de $0.87\lambda_0$ sería como muestra la Figura 3-2.

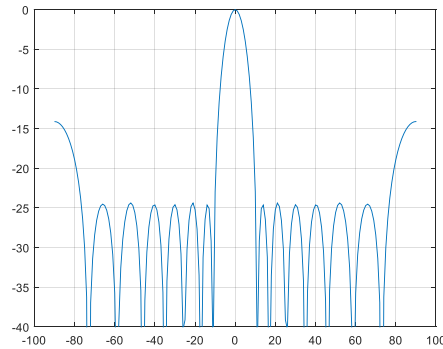


Figura 3-2. Factor de array generado con array lineal con síntesis de Taylor de 8 elementos y SLL de -25dB.

Se puede comprobar que cumple la condición de obtener unos lóbulos secundarios a -25dB como se ha establecido, pero por contra, aparecen grating lobes, los cuales se tratan en siguientes secciones.

Si el taper de amplitud se aplica en dos planos para un array de 8x8 elementos, se obtienen las amplitudes de alimentación de la Tabla 3-2, asociados con los repartos normalizados de potencia de la Tabla 3-3.

0,154	0,233	0,331	0,393	0,393	0,331	0,233	0,154
0,233	0,350	0,499	0,592	0,592	0,499	0,350	0,233
0,331	0,499	0,711	0,843	0,843	0,711	0,499	0,331
0,393	0,592	0,843	1	1	0,843	0,592	0,393
0,393	0,592	0,843	1	1	0,843	0,592	0,393
0,331	0,499	0,711	0,843	0,843	0,711	0,499	0,331
0,233	0,350	0,499	0,592	0,592	0,499	0,350	0,233
0,154	0,233	0,331	0,393	0,393	0,331	0,233	0,154

Tabla 3-2. Reparto de amplitud normalizada respecto del máximo en un array de 8x8 elementos con taper de amplitud.

0,024	0,054	0,110	0,155	0,155	0,110	0,054	0,024
0,054	0,123	0,249	0,350	0,350	0,249	0,123	0,054
0,110	0,249	0,506	0,711	0,711	0,506	0,249	0,110
0,155	0,350	0,711	1	1	0,711	0,350	0,155
0,155	0,350	0,711	1	1	0,711	0,350	0,155
0,110	0,249	0,506	0,711	0,711	0,506	0,249	0,110
0,054	0,123	0,249	0,350	0,350	0,249	0,123	0,054
0,024	0,054	0,110	0,155	0,155	0,110	0,054	0,024

Tabla 3-3. Reparto de potencia normalizada respecto del máximo en un array de 8x8 elementos con taper de amplitud.

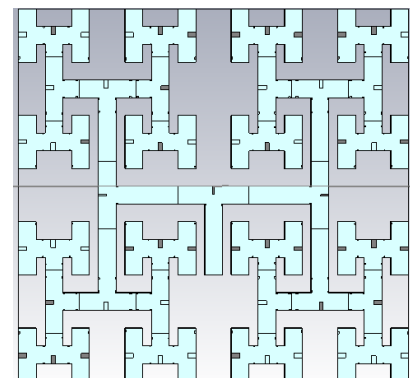


Figura 3-3. Red de alimentación de 64 puertos en topología corporativa con unión T en la entrada de la red.

A continuación, se presenta un pequeño esquema de la red completa donde se puede observar que en cada puerto influyen dos amplitudes al tener taper de amplitud en el eje x e y. Por ejemplo, para saber el valor de potencia de los elementos

que se encuentran en la fila A_1 y en la columna A_2 solamente sería necesario multiplicar $0.155 \cdot 0.35$ que resultaría 0.054 y que si se observa el valor en la tabla de potencias en los 64 puertos (Tabla 3-3) se puede ver (en las mismas coordenadas en las que se encuentra $A_1 A_2$) el valor de potencia es el mismo que el que se acaba de calcular.

Además, la red de alimentación es simétrica en dos planos, como puede observarse en la Tabla 3-4. Por ello, en adelante el texto se centrará en el diseño de uno solo de los bloques definidos en la Tabla 3-4, pues teniendo uno, automáticamente se tiene el diseño de los otros tres.

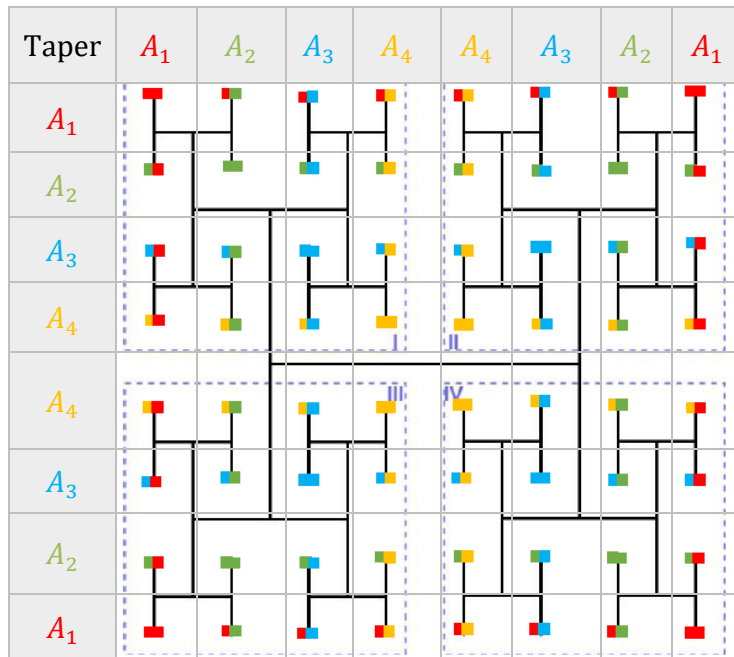


Tabla 3-4. Esquemático de red alimentación completa con topología corporativa y taper de amplitud.

3.1.4. Reparto de potencia

Para obtener los repartos de potencia que se tienen que realizar en cada una de las bifurcaciones que se generan en el bloque I hasta llegar a cada uno de los puertos desde la entrada simplemente es necesario tener en cuenta la potencia que se necesitará a la salida de cada puerto.

Con las potencias calculadas (ver sección 3.1.3) se decidió nombrar a cada uno de los divisores de potencia según el tipo de unión para poder diferenciarlas con mayor facilidad como se puede observar en la Figura 3-4.

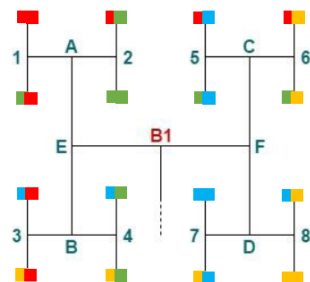


Figura 3-4. Esquemático bloque I con nombres de uniones.

3.2. Unión T

3.2.1. Reparto de potencia

En este apartado, se muestran los pasos necesarios para realizar los cálculos las uniones T, divisores de potencia con dos puertos de salida, y los resultados de las mismas. Este tipo de uniones están **nombradas del 1 al 8**.

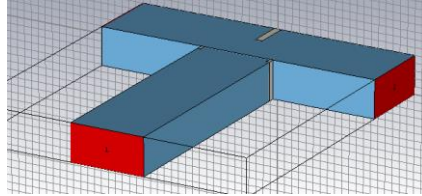


Figura 3-5. Unión T1.

A continuación, se muestra el **proceso de cálculo para la obtención de los resultados de la unión T 1**:

➤ Por convención, se ha decidido que el puerto 2 será el situado a la derecha, mientras que el 3 será el puerto de salida izquierdo.

➤ Para calcular la potencia en cada uno de los puertos será la multiplicación de los dos valores de potencia de la síntesis de Taylor, especificados en la Tabla 3-1, que correspondan con cada unión T. En este caso, tenemos que el puerto derecho será $A_1 \cdot A_1$ y el puerto izquierdo $A_1 \cdot A_2$.



Figura 3-6. Esquemático Unión T1.

➤ Ahora se pasará al cálculo del ratio, que se ha definido como la división de la potencia del puerto derecha entre la potencia del puerto izquierda:

$$\text{ratio} = \frac{A_1 \cdot A_1}{A_1 \cdot A_2} = \frac{A_1}{A_2} = \frac{0.155}{0.35} = \mathbf{0.4428} \quad (3.7)$$

➤ Con el ratio calculado, haciendo uso de las siguientes ecuaciones de las que se obtendrían los siguientes módulos de S21 y S31.

$$S_{21} = 10 \cdot \log \frac{\text{ratio}}{1 + \text{ratio}} = 10 \cdot \log \frac{0.4428}{1 + 0.4428} = \mathbf{-5.12998 \text{ dB}} \quad (3.8)$$

$$S_{31} = 10 \cdot \log \frac{1}{1 + \text{ratio}} = 10 \cdot \log \frac{1}{1 + 0.4428} = \mathbf{-1.5921 \text{ dB}} \quad (3.9)$$

$$\% \text{ Potencia puerto derecha} = \frac{\text{ratio}}{1 + \text{ratio}} \cdot 100 = \frac{0.4428}{1 + 0.4428} \cdot 100 = \mathbf{31\%} \quad (3.10)$$

$$\% \text{ Potencia puerto izquierda} = \frac{1}{1 + \text{ratio}} \cdot 100 = \frac{1}{1 + 0.4428} \cdot 100 = \mathbf{69\%} \quad (3.11)$$

Siguiendo, en la Tabla 3-5 se exponen todos los resultados finales para las uniones T (para más detalle ver Anexo C). Viendo los resultados se puede comprobar que hay varias uniones T que son similares y además hay uniones que son similares, pero con los puertos invertidos de posición. Teniendo en cuenta todo ello, se llegó a la conclusión que solo era necesario diseñar la unión T1 y T3.

Unión	Potencia Puerto Derecha	Potencia Puerto Izquierda	Ratio	S21 (dB)	S31 (dB)	Potencia Puerto Derecha (%)	Potencia Puerto Izquierda (%)
1	0.155	0.35	0.4428	-5.12998	-1.5921	31	69
2	0.35	0.155	2.2581	-1.5921	-5.12998	69	31
3	0.711	1	0.711	-3.8138	-2.3325	42	58
4	1	0.711	1.406	-2.3325	-3.8138	58	42
5	0.155	0.35	0.4428	-5.12998	-1.5921	31	69
6	0.35	0.155	2.2581	-1.5921	-5.12998	69	31
7	0.711	1	0.711	-3.8138	-2.3325	42	58
8	1	0.711	1.406	-2.3325	-3.8138	58	42

Tabla 3-5. Parámetros S y reparto de potencia de las uniones T.

3.2.2. Diseño

Una vez calculados todos los repartos de potencia, **el primer paso** para realizar la red de alimentación **ha consistido en el diseño de las uniones T** (divisores de potencia). El objetivo de este tipo de unión es repartir la señal que se excita a la entrada con misma fase a cada una de las salidas y repartir la amplitud hacia las dos salidas según sea necesario. Con las dimensiones de guía proporcionadas en la sección 3.1.2 se obtiene una estructura como la que se muestra en la Figura 3-7.

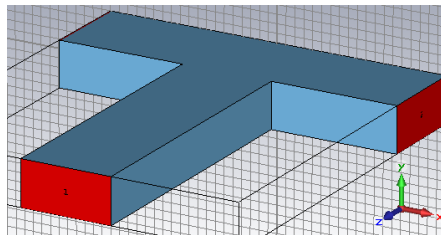


Figura 3-7. Unión T sin discontinuidades.

En un principio, se simuló esta unión para observar su comportamiento y saber de que datos se partían:

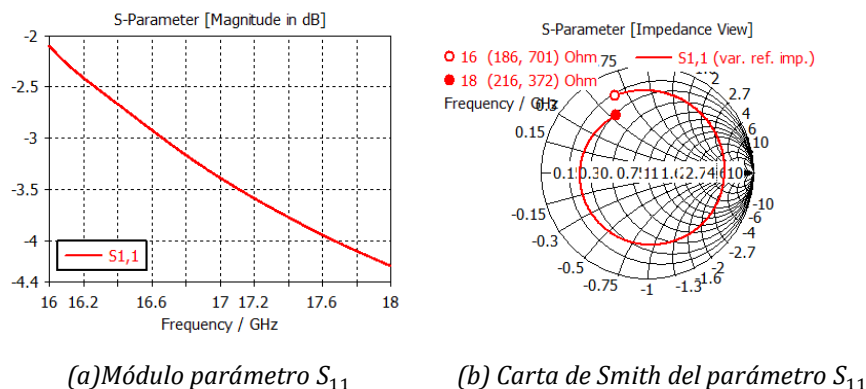


Figura 3-8. Adaptación de unión T sin discontinuidades.

Como cabe esperar, solamente con este tipo de unión no se consiguen los repartos de potencia que se necesitan en este Trabajo Fin de Grado y que se han mencionado anteriormente ya que es necesario que haya grandes diferencias de potencia entre las salidas, por lo que, a partir de aquí, el proceso de diseño consistirá en **añadir discontinuidades alrededor de las uniones** que unen la entrada con los 8x8 puertos de salida.

En este caso, han sido necesarios tres tipos de discontinuidades. Dichas discontinuidades pueden ser un **septum** en el centro de la unión que desplazándolo ligeramente hacia la izquierda o la derecha de la misma se conseguirá que la potencia no sea equitativa entre las dos salidas. **Estrechamientos en la entrada de la guía** ya sea en la parte más cercana de la guía de entrada a la unión o por el contrario la más lejana que conseguirán una mejora considerable en la adaptación de la unión o, **estrechamientos en la salida** de la unión los cuales ayudarán al ajuste de fase entre las dos salidas.

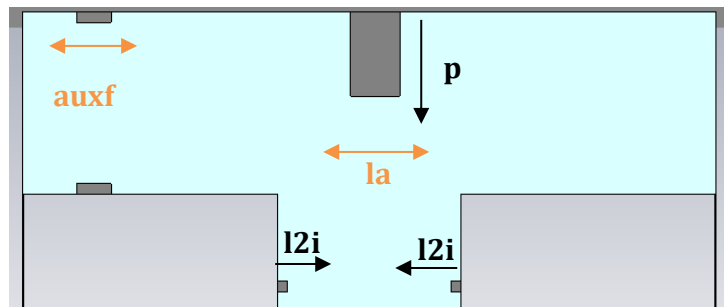
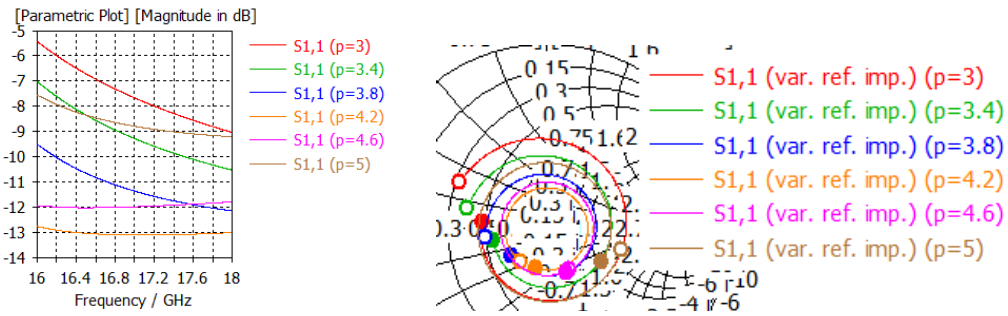


Figura 3-9. Discontinuidades de divisor de potencia.

Cada una de estas discontinuidades, con sus parámetros asociados tales como anchura, longitud o posición modificaran tanto los parámetros S de la estructura como las fases de las mismas. En particular, se ha tomado como criterio de diseño conseguir el menos coeficiente S_{11} posible en amplitud con el mayor ancho de banda posible considerando valores aceptables aquellos por debajo de -20dB . Para los coeficientes restantes, como puede ser S_{21} y S_{31} en el caso de unión T, se pretende conseguir los valores calculados para cada unión y siempre consiguiendo la misma fase en las salidas (broadside).

Un punto muy importante a tener en cuenta a la hora de implementar estas **discontinuidades** es que **deben ser mecanizables**, es decir, las discontinuidades deben tener un tamaño mínimo. Por lo que se decidió que la dimensión mínima para cualquier discontinuidad sería de 0.5mm aunque en algunas discontinuidades se han tenido que reducir hasta 0.45mm para conseguir los repartos de potencia que se requerían.

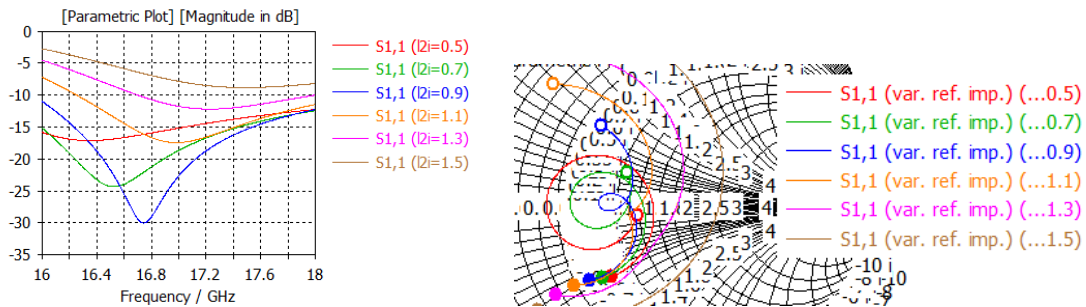
A continuación, se adjunta el procedimiento que se siguió para el diseño de una unión T. Inicialmente, se añadió un septum central para conseguir mejorar la adaptación de la unión y por tanto conseguir en carta de Smith el parámetro S_{11} vaya cerrándose y se modificó progresivamente su longitud p (penetración).



(a) Progresión en amplitud del parámetro S_{11} (b) Progresión en carta de Smith del parámetro S_{11}

Figura 3-10. Efecto en S_{11} de un aumento progresivo en la penetración del septum (p).

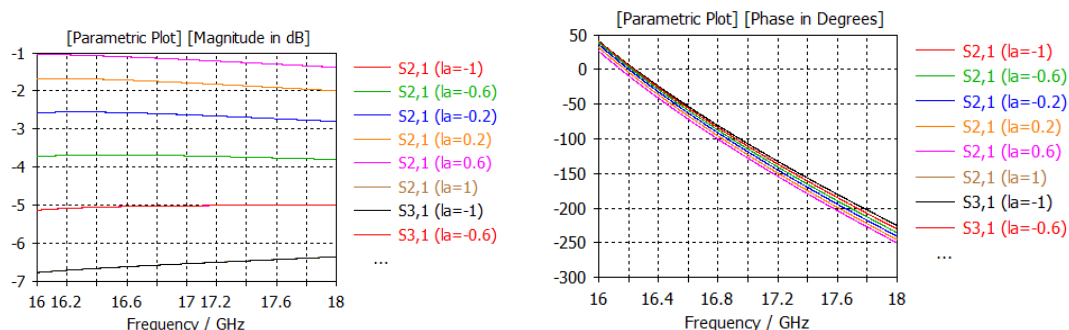
Habiendo realizado una serie de simulaciones y optimizaciones se llegó a las dimensiones óptimas para el septum central. Después de ello, se añadieron dos estrechamientos a la entrada de la transición, de nuevo para mejorar aún más la adaptación de la transición. El caso que se muestra a continuación es un alargamiento (l_{2i}) de la entrada de la transición en el que se puede ver como mejora considerablemente la adaptación al añadir dichas discontinuidades.



(a) Progresión en amplitud del parámetro S_{11} (b) Progresión en carta de Smith del parámetro S_{11}

Figura 3-11. Efecto en S_{11} de un alargamiento en el estrechamiento entrada de la transición (l_{2i}).

Con todo ello, conseguimos mejorar la adaptación, pero no se consiguen los repartos de potencia necesarios. Para conseguir esto, es necesario desplazar el septum ligeramente hacia la izquierda o derecha (l_a) dependiendo del caso en el que nos encontremos, obteniendo como resultado:

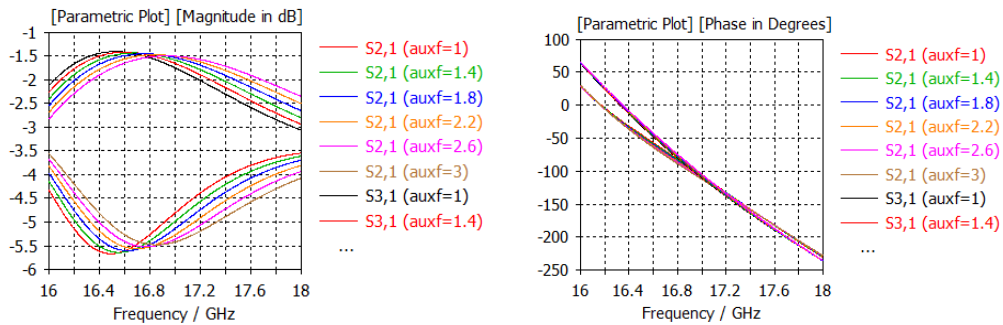


(a) Progresión en amplitud del parámetro S_{21} y S_{31} (b) Progresión en fase del parámetro S_{21} y S_{31}

Figura 3-12. Efecto en S_{21} y S_{31} de un desplazamiento progresivo del septum (l_a).

Como se puede ver, se consigue la diferencia de potencia deseada entre las salidas a costa de que las fases sean diferentes, por lo que hay que añadir otras dos

discontinuidades a la salida de la transición, a la derecha o izquierda según requiera el diseño, que hagan ese ajuste de fases para que sean iguales.



(a) Progresión en amplitud del parámetro S_{21} y S_{31} (b) Progresión en fase del parámetro S_{21} y S_{31}

Figura 3-13. Efecto en S_{21} y S_{31} de un desplazamiento progresivo del estrechamiento de la salida de la transición (auxf).

Al añadir y cambiar las dimensiones de las discontinuidades continuamente las mejoras que se habían conseguido en algunos parámetros S se ven modificadas al mejorar otro parámetro S por lo que hay que hacer un continuo cambio de dimensiones en todas las discontinuidades hasta llegar al valor óptimo entre todas ellas. El resultado final, es decir, parámetros S tanto en módulo y fase, carta de Smith y **diseño de todas las uniones T se encuentra especificado en el Anexo D.**

3.3. Unión H

3.3.1. Reparto de potencia

Siguiendo, las uniones H son la unión de tres uniones T. Este tipo de uniones **están nombradas de la A a la D.**

A continuación, se muestra el **proceso de cálculo para la unión HA y los resultados finales de todas las uniones H:**

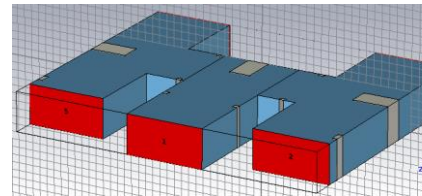


Figura 3-14. Unión HA.

➤ Del mismo modo que sucedía con las uniones T, para calcular la potencia en cada uno de los puertos hay que realizar la multiplicación de los valores de potencia de la síntesis de Taylor que correspondan (Tabla 3-1). Hay que tener en cuenta que las uniones H, son el conjunto de acoplar tres uniones T por lo que hay que crear una nueva unión T que no se había creado anteriormente y que provisionalmente llamaremos A.

➤ Para el cálculo de esta unión TA se procedería a seguir los pasos que se han seguido en las uniones T anteriores, con la diferencia de que, ahora, en el puerto derecha y en el puerto izquierda de esta unión T hay dos puertos de salida. Por lo que la potencia del puerto derecha sería la suma de potencia de dichos puertos de salida y de igual manera con el puerto izquierda. Con todo ello se procedería a la división de dichos valores para la obtención del ratio:

$$\text{ratio} = \frac{A_2 \cdot A_2 + A_1 \cdot A_2}{A_1 \cdot A_1 + A_1 \cdot A_2} = \frac{A_2 (A_2 + A_1)}{A_1 (A_1 + A_2)} = \frac{A_2}{A_1} = \frac{0.35}{0.155} = 2.2581 \quad (3.12)$$

➤ Como se puede comprobar, observando la Tabla 3-5 o en el Anexo C, la unión T A resulta el mismo ratio que la unión T2. Por ende, realizando el mismo calculo con las demás uniones H, se ha generado la siguiente tabla:

Unión	Potencia Puerto Derecha	Potencia Puerto Izquierda	Ratio	S21 (dB)	S31 (dB)	Potencia Puerto Derecha (%)	Potencia Puerto Izquierda (%)	Similitud
A	0.35	0.155	2.2581	-1.5921	-5.1299	69	31	Unión T 2
B	0.155	0.35	0.4428	-5.1299	-1.5921	31	69	Unión T 1
C	1	0.711	1.406	-2.3325	-3.8138	58	42	Unión T 4
D	0.711	1	0.711	-3.8138	-2.3325	42	58	Unión T 3

Tabla 3-6. Parámetros S y reparto de potencia subdivisión unión T de uniones H.

➤ Una vez se han obtenido los resultados de las tres uniones T que conforman la unión H A, se calcula la potencia que llegará a cada puerto de la potencia total que se introduce en la unión T. Para ello, hacemos uso de los valores de potencia (%) que se han calculado para cada unión T anteriormente, quedando como resultado final los mostrados en la siguiente figura:

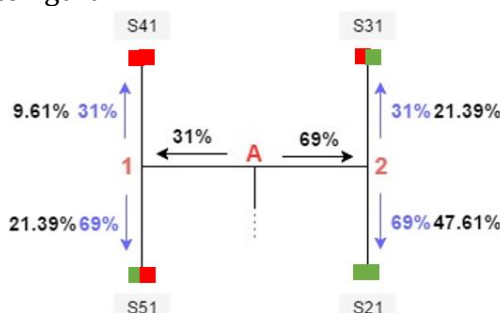


Figura 3-15. Esquemático reparto de potencia (%) unión HA.

Donde los valores de potencia (%) en azul son los repartos de potencia de las uniones T vistas por separado y los valores de potencia (%) en negro son los valores que adquieren las uniones H en cada tramo.

➤ Una vez obtenidos los repartos de potencia se procede al cálculo de los módulos de los parámetros S. En este caso el cálculo se realiza de forma diferente a la vista en la sección 3.1.4 ya que simplemente habría que hacer uso de la ecuación (3.13).

$$10 \cdot \log\left(\frac{\text{potencia}(\%)}{100}\right) \quad (3.13)$$

Siguiendo, se muestra una tabla con todos los resultados finales para todas las uniones H (para más detalle ver Anexo C):

Unión	S21 (dB)	Potencia Puerto 2 (%)	S31 (dB)	Potencia Puerto 3 (%)	S41 (dB)	Potencia Puerto 4 (%)	S51 (dB)	Potencia Puerto 5 (%)
A	-3.2202	47.61	-6.6979	21.39	-10.1728	9.61	-6.6979	21.39
B	-8.8606	13	-7.4473	18	-3.9794	40	-5.3760	29
C	-3.9794	40	-7.4473	18	-8.8606	13	-5.3760	29
D	-7.5350	17.64	-6.1332	24.36	-4.7314	33.64	-6.1332	24.36

Tabla 3-7. Parámetros S y reparto de potencia de las uniones H.

3.3.2. Diseño

En el diseño de las uniones H, el principal problema que se plantea es cuál será la separación entre elementos. La teoría dice que para que no se generen grating lobes la distancia entre elementos tiene que ser menor de $\lambda_0/2$, como se ha visto en la sección 2.4.1. Por las consideraciones previas de guía de onda vistas en la sección 3.1.2 se sabe que $\lambda_0 = 17,64mm$, $\lambda_0/2 = 8,82mm$. Con este valor mínimo de distancia entre elementos, se representó y simuló para observar si era factible utilizar dicho valor. Como se puede comprobar en la Figura 3-16, por la tecnología utiliza y la frecuencia de trabajo es imposible conseguir una distancia entre elementos de 8.82mm, como mucho se puede conseguir una distancia de 21.1mm y dicha distancia no daría ningún margen para poder conseguir los repartos de potencia necesarios ya que las discontinuidades están demasiado cerca y no aplicarían las mejoras que producen cada una de ellas.

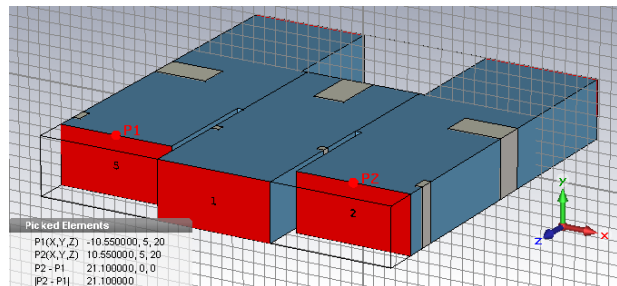


Figura 3-16. Unión H con distancia entre elementos de 21.1mm.

Por lo que, debido a todas estas razones, se decidió utilizar una distancia entre puertos de salida de la red de 30mm, $1.7 \cdot \lambda_0$, ya que esta distancia entre puertos de salida de la red cumple el compromiso entre conseguir los repartos de potencia necesarios y permite trabajar de manera adecuada con todas las discontinuidades necesarias y, además, los grating lobes no aparezcan en frecuencias muy cercanas a 0.

Una posible solución a realizar sería que para cada puerto de salida de la red de alimentación hubiera un subarray 2x2 elementos radiantes que redujeran la distancia de elementos. En la Figura 3-17, se muestra un pequeño ejemplo para el bloque I, pero este caso sería reproducible al resto de bloques.

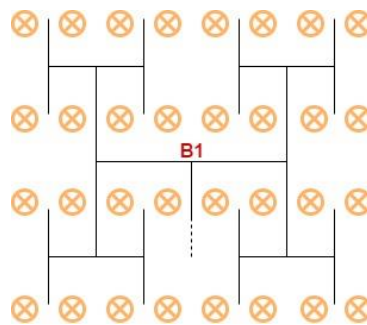


Figura 3-17. Subarray de 2x2 elementos radiantes para la red de alimentación.

Entrando en el diseño de las uniones H, como se ha venido exponiendo, una unión H es el acoplamiento de tres uniones T pero a la hora de realizar el diseño de las uniones T se han utilizado longitudes de transición lo suficientemente grandes como para que no causaran ningún problema adicional a parte de la optimización de las discontinuidades, por lo que si se acoplan las tres uniones T formando una unión H sin tener en cuenta la distancia entre elementos que acabamos de calcular, se obtendría el siguiente diseño:

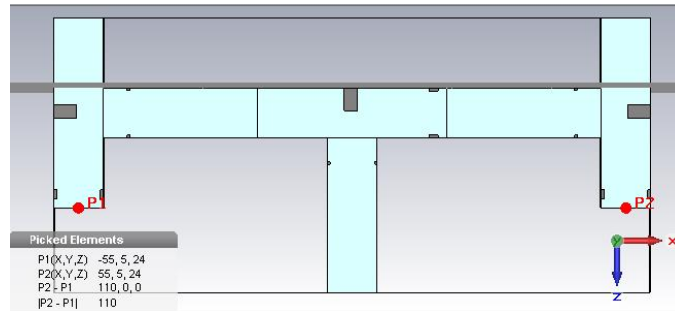


Figura 3-18. Unión H con distancia entre elementos de 110mm.

Observando la Figura 3-18 se puede comprobar que conseguir una distancia entre puertos de salida de 30mm con las discontinuidades introducidas en las uniones T iniciales va a suponer ciertos problemas en algunos casos, ya que algunas de las discontinuidades se superpondrán y habrá que solucionar y optimizar de nuevo las discontinuidades. Por lo que con todas las uniones T ya diseñadas y teniendo en cuenta que la separación entre puertos de salida es de 30mm, se han acoplado las uniones T correspondientes a cada unión H, y se han reoptimizado las dimensiones y posiciones de las discontinuidades. A continuación, se muestra la comparación de los resultados obtenidos de la unión H A sin tener en cuenta la distancia entre elementos y sin cambiar ningún valor de las T diseñadas anteriormente (T), y la simulación de la unión H A optimizada (O).

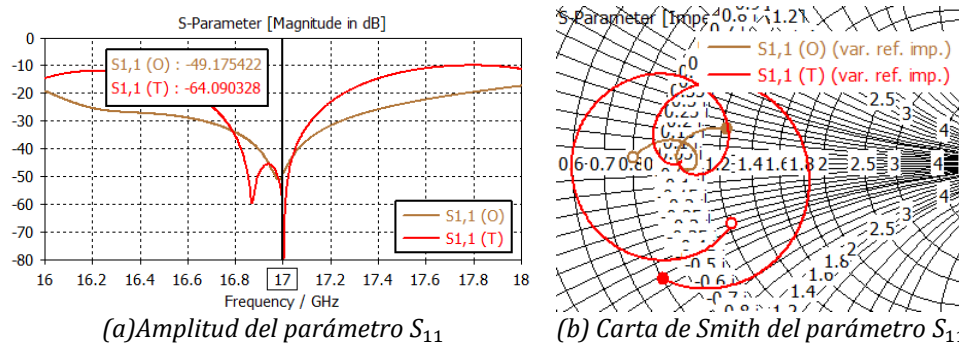


Figura 3-19. Comparación de parámetros S de unión H sin tener en cuenta distancia entre elementos y teniendo en cuenta distancia entre elementos.

Para finalizar, **el diseño de todas las uniones H se encuentra especificado en el Anexo E.**

3.3.3. Comprobación modos superiores

Por el hecho de estar ante el caso de una unión con muchas discontinuidades y con una separación bastante pequeña entre ellas se llevó a cabo una simulación para comprobar si se daba el caso de que se propagarían modos superiores

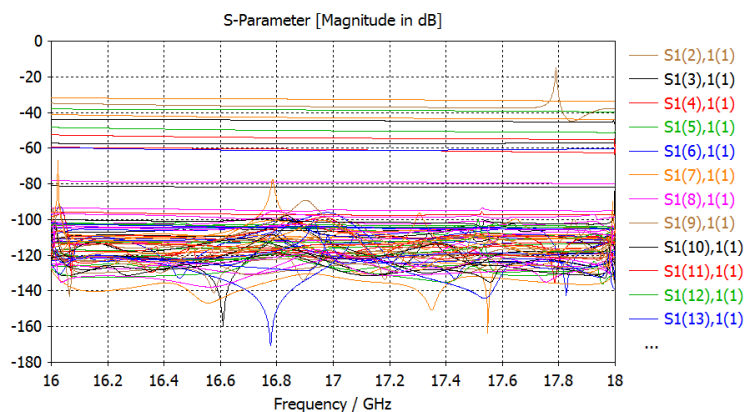


Figura 3-20. Modos superiores unión HA.

Como se puede comprobar en la figura 3-20, sí se propagan modos superiores en este tipo de uniones, por lo que **se va a pasar a detallar qué modos superiores se propagan en el caso específico de la unión HA y a qué frecuencia, para el detalle de las demás uniones H acudir al Anexo F.**

Para hacer más sencilla la visualización y explicación se va a detallar cada puerto por separado, cabe decir que se ha elegido como umbral para la propagación de modos -40dB ya que se ha considerado que son los modos superiores que merecen mención puesto que, a partir del mismo, empieza a ser comparable la transmisión a la del modo fundamental.

✓ **Puerto 1:** En la Figura 3-21 se puede comprobar que en el puerto 1 de la unión no se propagan modos superiores.

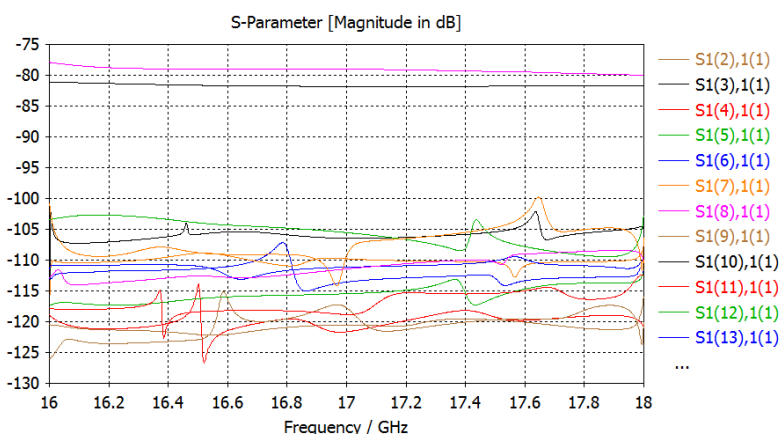


Figura 3-21. Modos superiores unión HA puerto 1.

✓ **Puerto 2:** Se puede observar en la Figura 3-22, como en el puerto 2 sí que se produce propagación de modos superiores. Para ser más exactos los modos 3 y 8 de CST que se pasará a desarrollar a continuación.

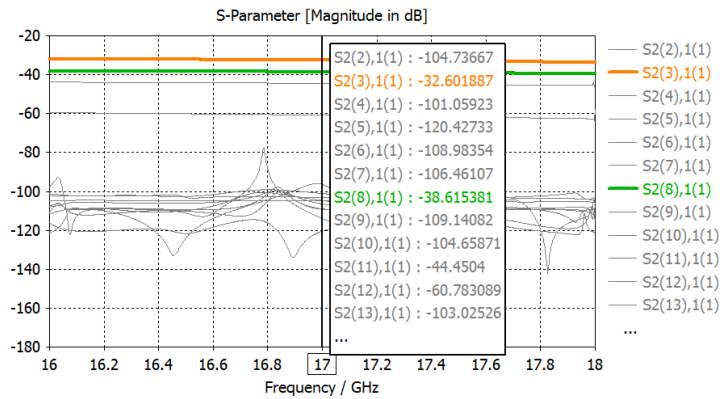


Figura 3-22. Modos superiores unión HA puerto 2.

En la Tabla 3-8 se muestra un pequeño resumen de los datos más importantes de los modos superiores que se encuentran en el puerto 2. Concretando cada columna en más en profundidad, la columna **Campo Eléctrico del modo Superior**, es una pequeña figura del resultado que genera CST (Anexo A) del campo eléctrico generado por el modo superior en cuestión. $f_{c_{m,n}}$ es la frecuencia de corte del modo superior y **Denominación de modo**, que contiene el tipo e índice del modo. Para hallar estas dos últimas columnas, la primera de ellas es generada por CST además de indicar si el modo superior es TE o TM por lo que en la segunda columna solo quedará saber de que tipo es. Por ello, haciendo uso de la ecuación (2.34) se puede hallar el modo superior concreto en el que se encuentra. O en el caso de **S2(3),1(1)**, con el campo electromagnético sería suficiente ya se puede observar claramente que es primer modo superior de la guía de onda.

Parámetro S	Campo Eléctrico del Modo Superior	$f_{c_{m,n}}$	Denominación de modo
S2(3),1(1)		29.98GHz	TE ₂₀
S2(8),1(1)		44.97GHZ	TE ₃₀

Tabla 3-8. Modos superiores unión HA puerto 2.

✓ **Puerto 3:** En el puerto 3, nos encontramos que para el umbral escogido no se propaga ningún modo superior.

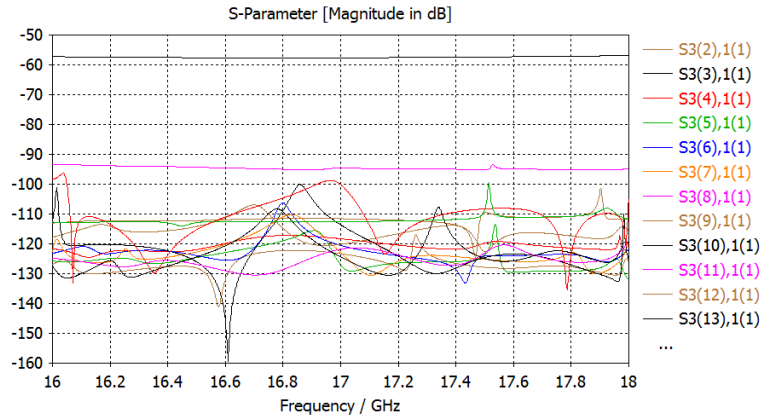


Figura 3-23. Modos superiores unión HA puerto 3.

✓ **Puerto 4:** Como sucedía en el puerto 1, no se propagan modos superiores en el puerto 4 ya que todos los modos están por debajo de los -40dB.

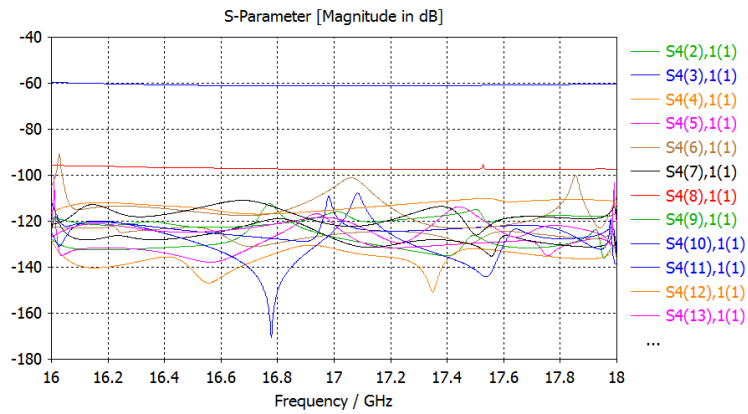


Figura 3-24. Modos superiores unión HA puerto 4.

✓ **Puerto 5:** En el puerto 5 se propagan un modo superior para el umbral escogido. A continuación, en la Tabla 3-9, se muestra el análisis de los modos superiores del puerto 5.

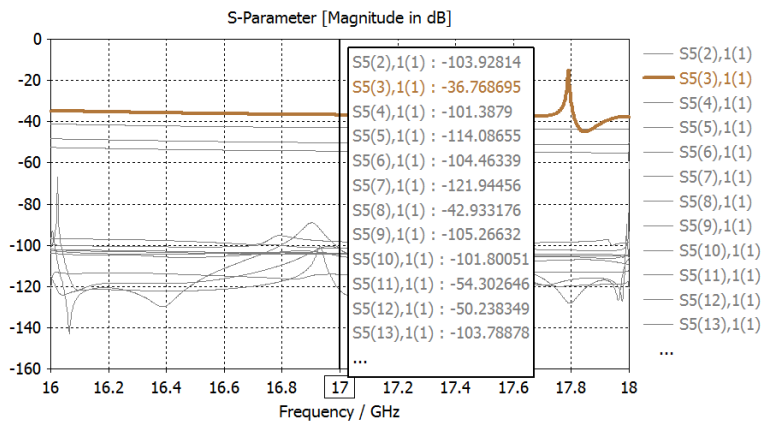


Figura 3-25. Modos superiores unión HA puerto 5.

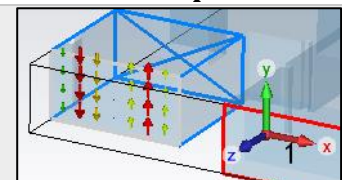
Parámetro S	Campo Eléctrico del Modo Superior	$f_{c_{m,n}}$	Denominación de modo
S5(3),1(1)		29.98GHz	TE ₂₀

Tabla 3-9. Modos superiores unión HA puerto 5.

Finalmente, si observamos la Figura 3-14, se puede ver que los puertos 2 y 5 son los puertos que tienen estrechamiento a la salida de la guía y son los puertos que propagan modos superiores, por lo que añadir discontinuidades a la salida hace que los modos no puedan atenuarse.

3.3.4. Redondeos

Con vistas de fabricar la red de alimentación se quiso comprobar si los resultados de la simulación cambiaban considerablemente al incluir los redondeos por fresa que existirían en las aristas interiores de la estructura en caso de que ésta se fabricase por mecanizado tradicional. En este caso, se ha decidido que el redondeo de estas aristas sería de 0.5mm.

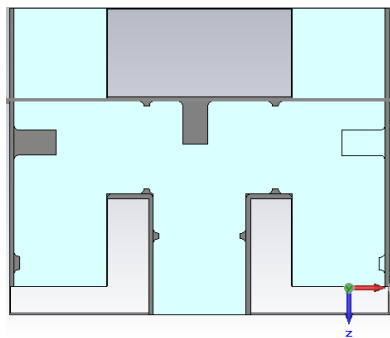
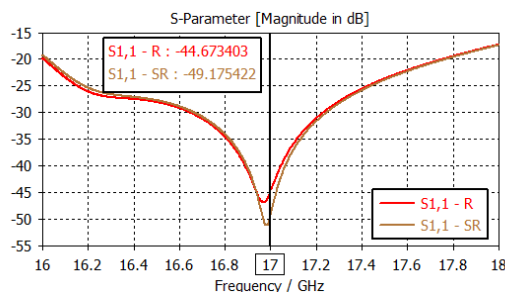
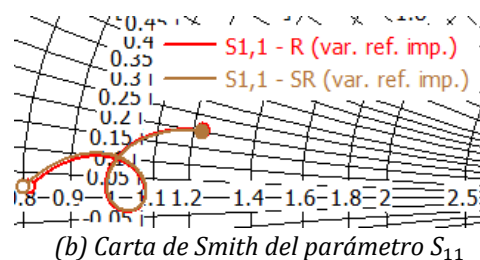


Figura 3-26. Diseño final de unión HA con redondeos.

Una vez redondeadas todas las aristas interiores (Figura 3-26), se pasó a su simulación. En la siguiente figura se muestra una comparación de los resultados obtenidos de la unión H A con redondeos (R) y sin redondeos (SR).



(a) Amplitud del parámetro S₁₁



(b) Carta de Smith del parámetro S₁₁

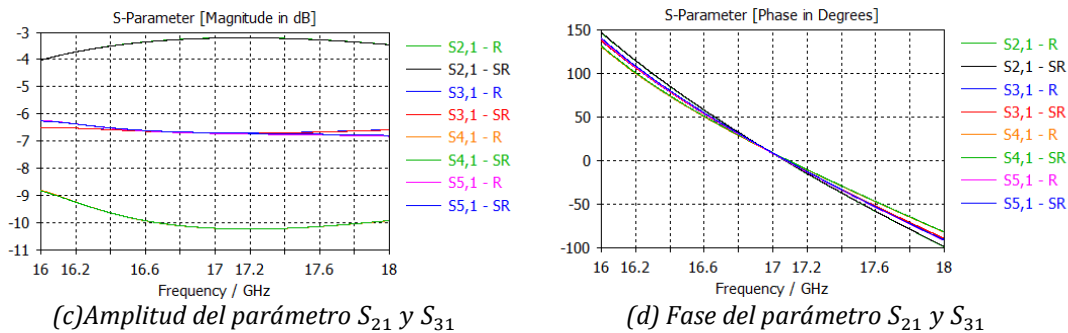


Figura 3-27. Comparación de parámetros S de unión HA con redondeos y sin redondeos en aristas internas.

Como se puede comprobar los resultados no han sufrido un cambio notable por lo que el diseño de la red puede continuarse en su versión simplificada, sin incluir redondeos, ya que éstos apenas modifican la respuesta electromagnética de la estructura.

3.4. Unión 2H

3.4.1. Reparto de potencia

Las uniones 2H, son la unión de dos uniones H a través una unión T. De este tipo de uniones **solo se pueden encontrar las nombradas como E y F.**

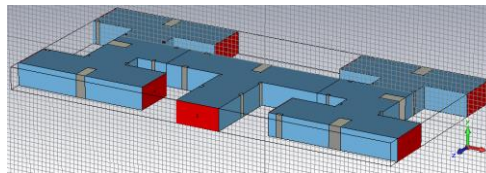


Figura 3-28. Unión 2HE.

A continuación, se muestra el **proceso de cálculo para la unión 2HE y los resultados finales para las uniones 2HE y 2HF:**

➤ Al igual que en las uniones H, se empezará por crear una nueva unión T que no se había creado anteriormente y que provisionalmente llamaremos E, la cual será la encargada de repartir la potencia según sea necesario entre las dos uniones H. Una vez se haya calculado la potencia en cada puerto de salida de la unión TE, se procede a la división de sus potencias para la obtención del ratio:

$$\begin{aligned}
 \text{ratio} &= \frac{A_2 \cdot A_2 + A_1 \cdot A_2 + A_1 \cdot A_2 + A_1 \cdot A_1}{A_3 \cdot A_1 + A_4 \cdot A_1 + A_3 \cdot A_2 + A_4 \cdot A_2} = \frac{(A_2 + A_1)^2}{(A_1 + A_2)(A_3 + A_4)} \\
 &= \frac{(A_2 + A_1)}{(A_3 + A_4)} = \frac{0.35 + 0.155}{0.711 + 1} = \mathbf{0.2951} \quad (3.15)
 \end{aligned}$$

➤ Como se puede comprobar, observando la Tabla 3-5 o en el Anexo C, no sucede lo mismo que en el ejemplo de la unión HA, sección 3.3.1, por lo que hay que crear otra unión T nueva. En la siguiente tabla se pueden observar los resultados de las uniones T necesarias para poder llevar a cabo el diseño de las uniones 2H:

Unión	Potencia Puerto Derecha	Potencia Puerto Izquierda	Ratio	S21 (dB)	S31 (dB)	Potencia Puerto Derecha (%)	Potencia Puerto Izquierda (%)
E	0.505	1.711	0.2951	-6.4228	-1.1230	23	77
F	1.711	0.505	3.388	-1.1230	-6.4228	77	23

Tabla 3-10. Parámetros S y reparto de potencia subdivisión unión T de uniones 2H.

➤ Una vez se tienen todos los cálculos de todas las uniones T que forman la unión 2H, se calcula la potencia que llegará a cada puerto del total que se introduce en por la entrada de la unión. Para ello, se hace uso de los valores de potencia (%) que se han calculado para cada unión T, quedando como resultado final los mostrados en la siguiente figura:

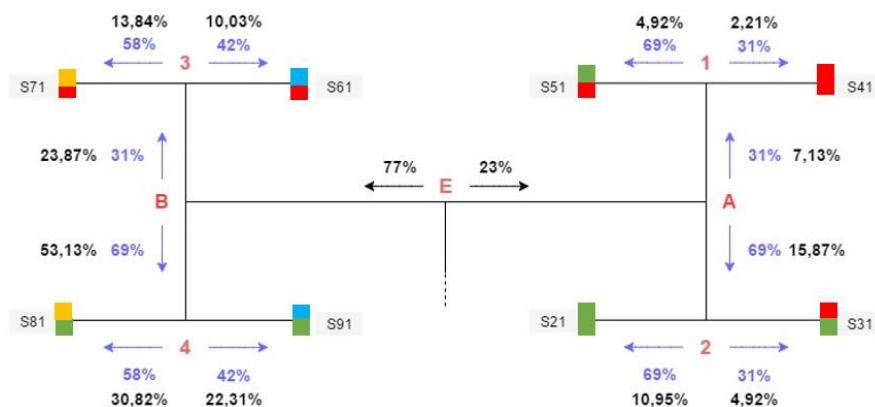


Figura 3-29. Esquemático reparto de potencia (%) unión 2HE.

Donde los valores de potencia (%) en azul son los repartos de potencia de las uniones T vistas por separado y los valores de potencia (%) en negro son los valores que adquieren las uniones 2H en cada tramo.

➤ Una vez obtenidas todas las potencias de cada puerto se pasa al cálculo de los módulos de los parámetros S. Como se ha mencionado anteriormente, haciendo uso de la ecuación (3.13) se puede hallar dichos módulos.

A continuación, se **muestran con todos los resultados finales de las uniones 2HE y 2HF** (para más detalle ver Anexo C):

	E	F		E	F
S21 (dB)	-9.6095	-8.6710	S61 (dB)	-9.9870	-10.3621
Potencia Puerto 2 (%)	10.95	13.58	Potencia Puerto 6 (%)	10.03	9.2
S31 (dB)	-13.0803	-7.2677	S71 (dB)	-8.5886	-13.8299
Potencia Puerto 3 (%)	4.92	18.76	Potencia Puerto 7 (%)	13.84	4.14
S41 (dB)	-16.5561	-5.8670	S81 (dB)	-5.1117	-15.2433
Potencia Puerto 4 (%)	2.21	25.9	Potencia Puerto 8 (%)	30.82	2.99
S51 (dB)	-13.0803	-7.2676	S91 (dB)	-6.5150	-11.7587
Potencia Puerto 5 (%)	4.92	18.76	Potencia Puerto 9 (%)	22.31	6.67

Tabla 3-11. Parámetros S y reparto de potencia de las uniones 2H.

3.4.2. Diseño Unión 2H E

El diseño de la unión 2HE está conformado por la unión HA, la unión HB y la unión TE. Con todas ellas y teniendo en cuenta que la distancia entre puertos de salida tiene que ser de 30mm se obtiene al siguiente diseño ya optimizado:

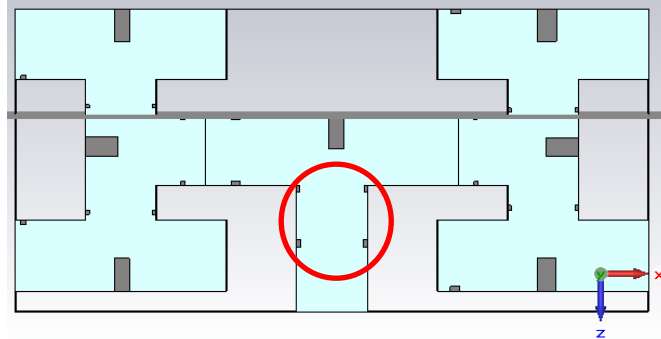


Figura 3-30. Diseño final de la unión 2HE en el plano H.

Se puede comprobar en la Figura 3-30 que aparece un nuevo tipo de discontinuidad en la red, el cual es un **doble iris en la entrada de la transición**, este iris conseguirá que la adaptación de la red mejore considerablemente como se puede observar en la Figura 3-31. De nuevo, optimizando las dimensiones y posiciones de las discontinuidades se han llegado a los siguientes resultados para la unión 2HE.

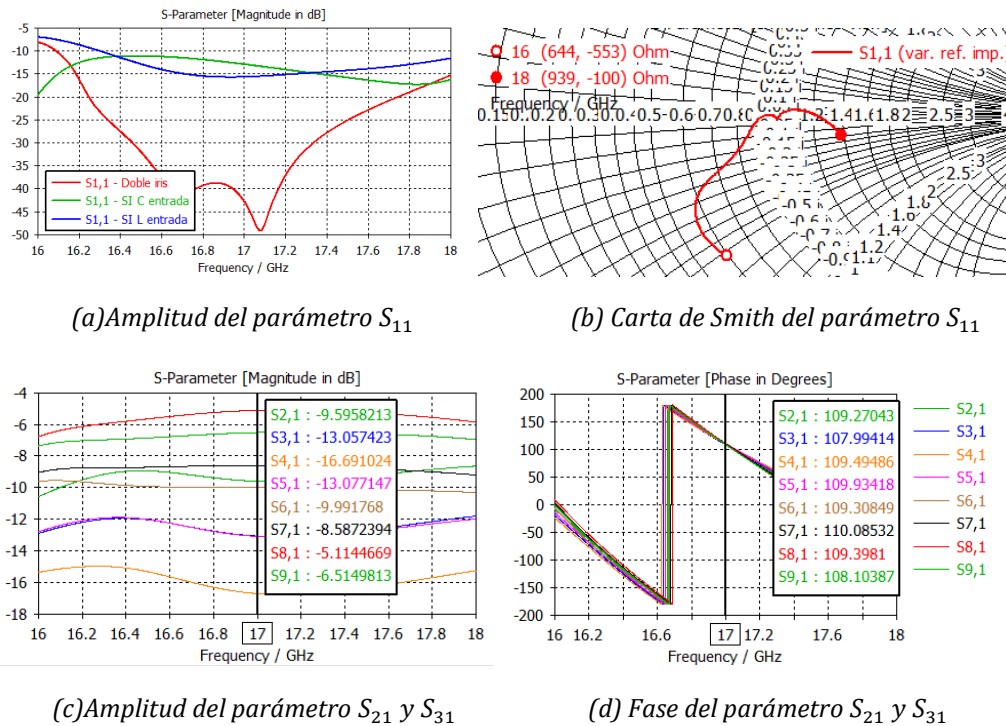


Figura 3-31. Resultados de la simulación de la unión 2HE en el plano H.

3.4.3. Diseño Unión 2H F

Siguiendo el mismo proceso que se ha llevado a cabo para la unión 2HE y teniendo en cuenta que la unión 2HF está conformada por la unión HC, la unión HD y la

unión TF, se ha llegado, después de un número considerable de simulaciones a las dimensiones optimas de las discontinuidades, obteniendo como resultado:

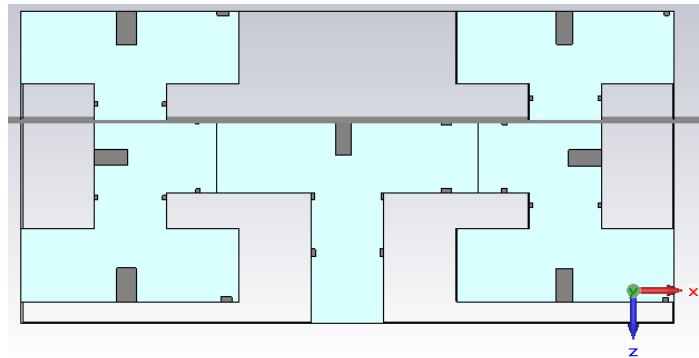


Figura 3-32. Diseño final de la unión 2HF en el plano H.

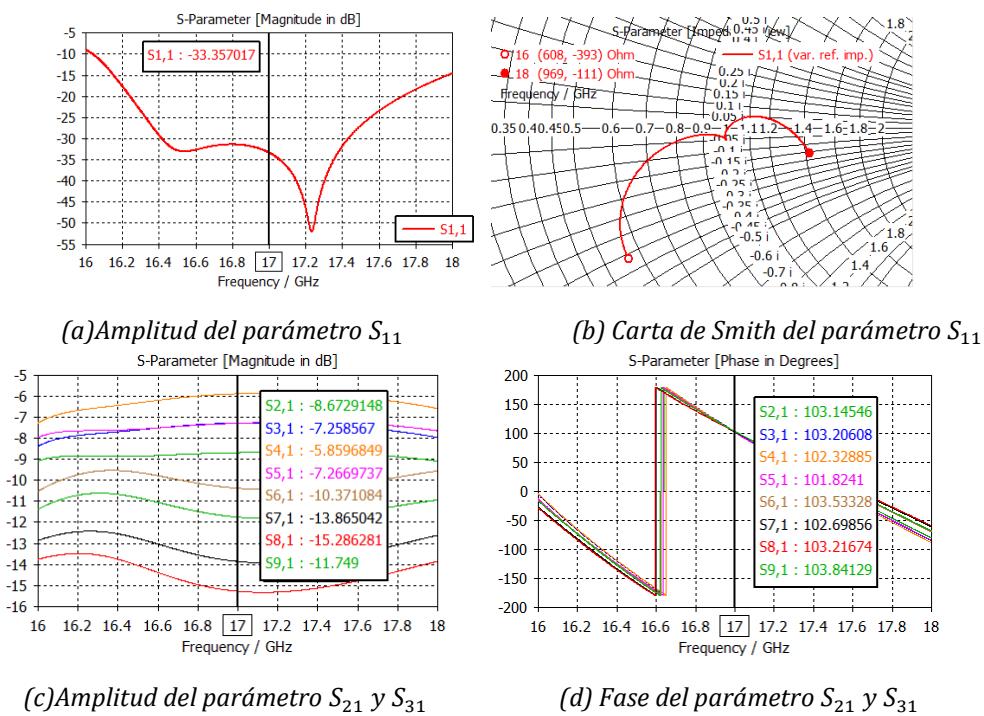


Figura 3-33. Resultados de simulación de la unión 2HF en el plano H.

De nuevo, al acoplar la unión T con las uniones H, la interacción entre las discontinuidades ha provocado una desadaptación que se ha conseguido corregir en parte incluyendo un **segundo iris en la entrada de la estructura**. Conllevando a utilizar un doble iris a la entrada de la transición y perdiendo alrededor de 1GHz de ancho de banda.

3.5. Bloque I

3.5.1. Reparto de potencia

El bloque I, es la unión de dos uniones 2H a través de una unión T o también se podría decir que es la unión de cuatro uniones H a través de distintas uniones T.

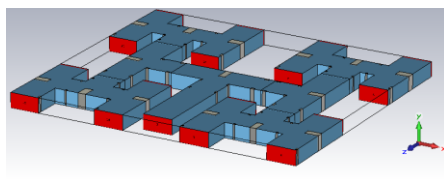


Figura 3-34. Diseño final del bloque I en el plano H.

Como se indicó en la sección 3.1.3, la red de alimentación se divide en cuatro bloques los cuales son idénticos a excepción de dos ellos que están situados en espejo. A continuación, se muestra el proceso de cálculo para la obtención de los resultados del bloque I:

➤ Al igual que se ha procedido para las uniones H y las uniones 2H, hay que crear una nueva unión T que no se había creado anteriormente. Se realiza la suma de todas las potencias de los puertos derecha e izquierda para después dividir dichos valores obtener el ratio. Al realizar unos sencillos cálculos se llega a que la unión T necesaria para el bloque I que es igual a la unión T que se necesita para la unión 2HF, que resultaba ser:

Nombre	Potencia Puerto Derecha	Potencia Puerto Izquierda	Ratio	S21 (dB)	S31 (dB)	Potencia Puerto Derecha (%)	Potencia Puerto Izquierda (%)
F	1.711	0.505	3.388	-1.1230	-6.4228	77	23

Tabla 3-12. Parámetros S y reparto de potencia de subdivisión unión T de Bloque I.

➤ Con estos valores, se pasa al cálculo de la potencia que es necesaria en cada puerto. Al haber ido realizando un diseño progresivo de la red de alimentación y, por tanto, al haber ido realizando los cálculos necesarios, se puede completar el reparto de potencia de manera sencilla.

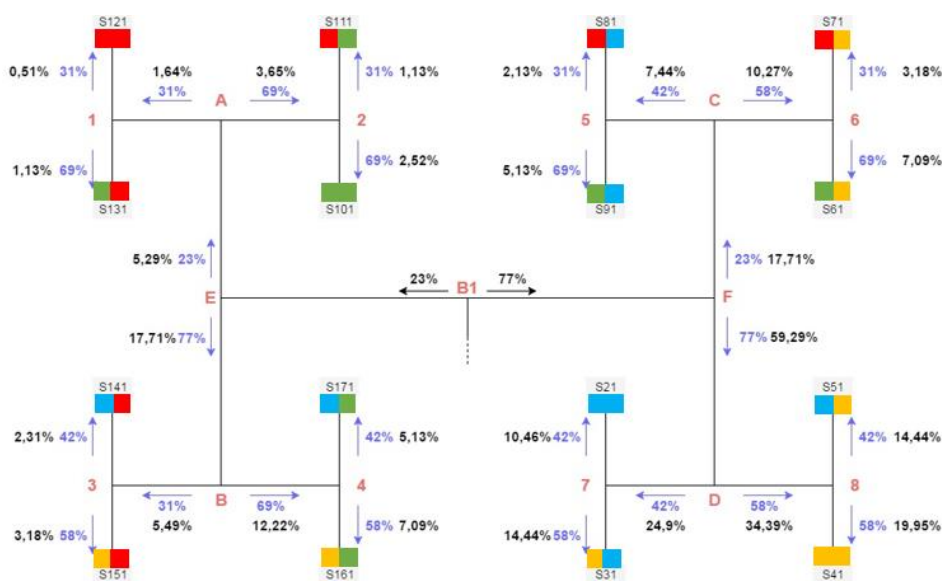


Figura 3-35. Esquemático reparto de potencia (%) bloque I.

Donde los valores de potencia (%) en azul son los repartos de potencia de las uniones T vistas por separado y los valores de potencia (%) en negro son los valores que adquieren en el bloque I en cada tramo.

➤ Una vez obtenidas todas las potencias de cada puerto se calculan los módulos de los parámetros S:

S21 (dB)	-9.8047	S61 (dB)	-11.4935	S10 1 (dB)	-15.9860	S14 1 (dB)	-16.3639
Potencia Puerto 2 (%)	10.46	Potencia Puerto 6 (%)	7.09	Potencia Puerto 10 (%)	2.52	Potencia Puerto 14 (%)	2.31
S31 (dB)	-8.4043	S71 (dB)	-14.9757	S11 1 (dB)	-19.4692	S15 1 (dB)	-14.9757
Potencia Puerto 3 (%)	14.44	Potencia Puerto 7 (%)	3.18	Potencia Puerto 11 (%)	1.13	Potencia Puerto 15 (%)	3.18
S41 (dB)	-7.0006	S81 (dB)	-16.3639	S12 1 (dB)	-22.9243	S16 1 (dB)	-11.4935
Potencia Puerto 4 (%)	19.95	Potencia Puerto 8 (%)	2.31	Potencia Puerto 12 (%)	0.51	Potencia Puerto 16 (%)	7.09
S51 (dB)	-8.4043	S91 (dB)	-12.8988	S13 1 (dB)	-19.4692	S17 1 (dB)	-12.8988
Potencia Puerto 5 (%)	14.44	Potencia Puerto 9 (%)	5.13	Potencia Puerto 13 (%)	1.13	Potencia Puerto 17 (%)	5.13

Tabla 3-13. Parámetros S y reparto de potencia Bloque I.

3.5.2. Diseño

Una vez se han calculado los repartos de potencia del bloque I, se puede pasar al acoplamiento de las subdivisiones. En este caso, las subdivisiones serían las uniones 2HE y 2HF que ya se tenían diseñadas y optimizadas y además la unión T bloque I que como se ha mencionado anteriormente o en el Anexo C es similar a la unión TF. Con todo ello se obtiene el diseño final optimizado de a la figura 3-36.

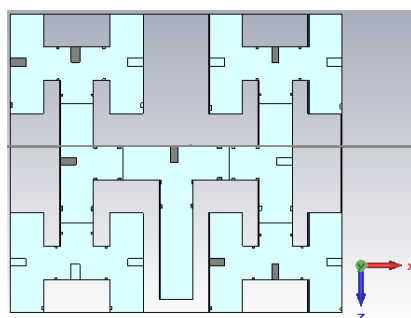
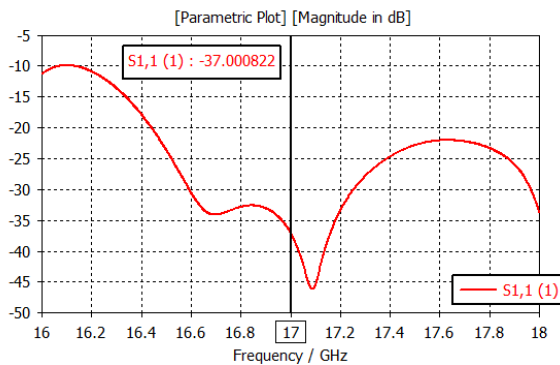


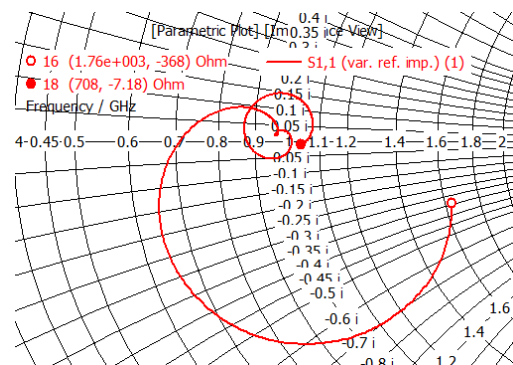
Figura 3-36. Diseño final del bloque I en el plano H.

Si se observa con detalle el acoplamiento de la unión T bloque I con la entrada de las uniones 2H se puede comprobar que al tener en cuenta la distancia entre elementos de 30mm, el doble iris a la entrada de las uniones 2H queda prácticamente unido al estrechamiento de la salida de la unión T bloque I que es el encargado de ajustar la fase. Teniendo en cuenta esto, se puede llegar a la conclusión de que la adaptación se

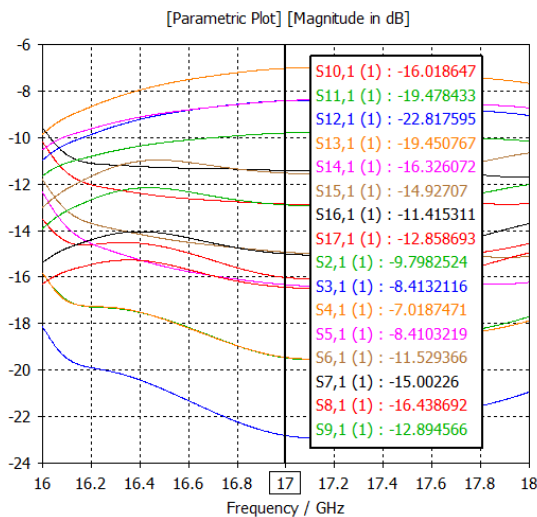
va a ver empeorada considerablemente ya que las discontinuidades cada vez tienen menos separación entre ellas y por tanto el efecto que surtían en los parámetros S de forma aislada por tener una considerable distancia entre ellas ya no se van reproducir en este tipo de uniones. Es decir, la adaptación que se lograba aisladamente en la unión 2H se va a ver interferida por el estrechamiento a la salida de la unión T bloque I. De la misma forma, el ajuste de fase que se consigue con el estrechamiento a la salida de la unión T bloque I se va a ver interferido por los estrechamientos a la entrada de la unión 2H.



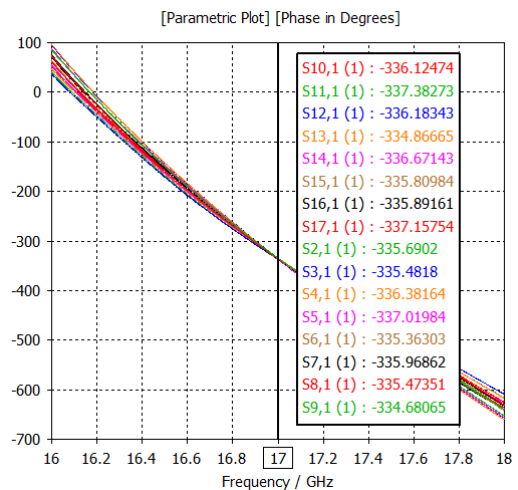
(a) Amplitud del parámetro S_{11}



(b) Carta de Smith del parámetro S_{11}



(c) Amplitud del parámetro S_{21} y S_{31}



(d) Fase del parámetro S_{21} y S_{31}

Figura 3-37. Resultados de simulación del Bloque I en el plano H.

3.6. Mitad Red de Alimentación

La mitad de la red de alimentación es la unión de dos bloques teniendo en cuenta que uno de ellos está invertido 180° en el eje transversal.

La simulación de la mitad de la red de alimentación se realizó para comprobar que efecto generaba la unión T simétrica, es decir, el divisor de reparto equitativo de potencia (detalle en Anexo D), en la red de alimentación.

Para los cálculos de potencia de esta subdivisión de la red simplemente es necesario multiplicar por 0.5 el valor de potencia (%) del bloque I que se puede

encontrar en la Tabla 3-13. Esto se debe a que la unión T que une los dos bloques es simétrica y por tanto el reparto de potencia será equitativo. Cabe decir que en la Tabla 3-13 solo se encuentran los resultados de potencia (%) del bloque I, para el bloque inverso (Bloque III) simplemente habría que invertir los puertos.

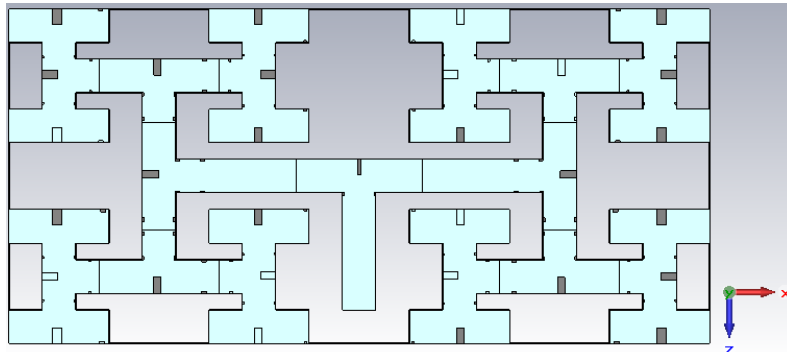
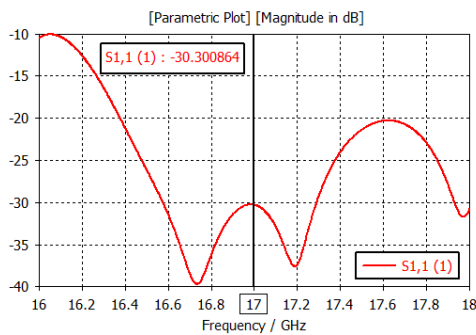
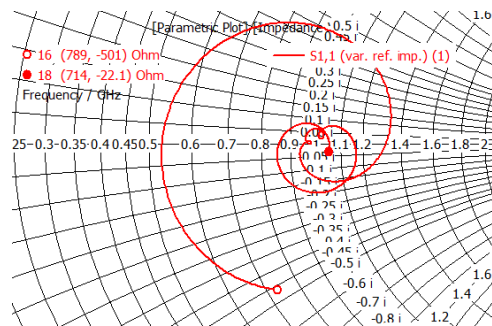


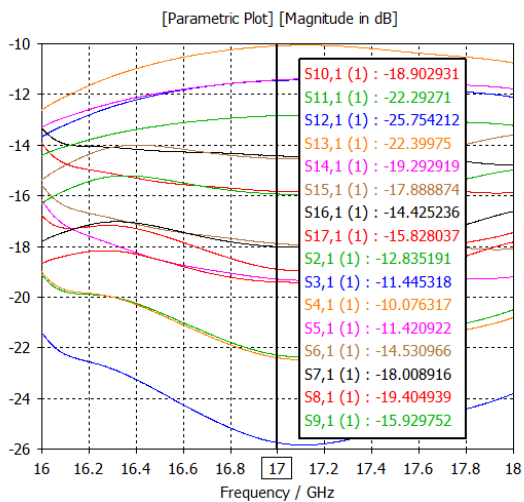
Figura 3-38. Diseño final de la mitad de la red de alimentación en el plano H.



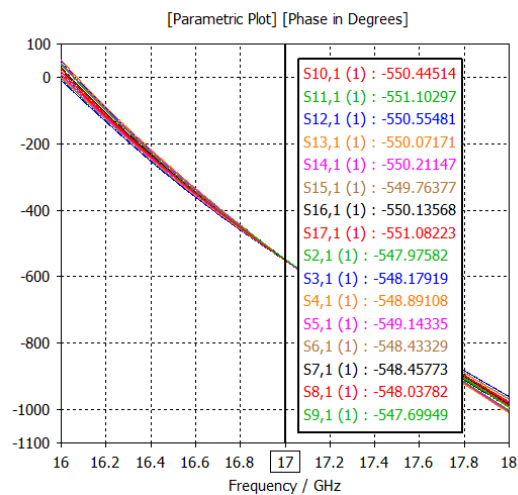
(a) Amplitud del parámetro S_{11}



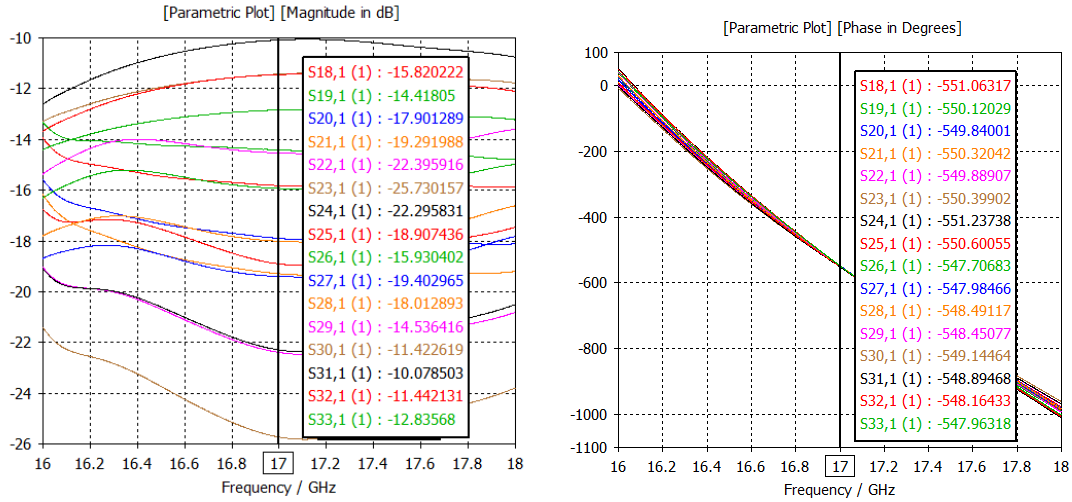
(b) Carta de Smith del parámetro S_{11}



(c) Amplitud del parámetro S_{21} y S_{31} del puerto 2 al 17



(d) Fase del parámetro S_{21} y S_{31} del puerto 18 al 33



(e) Amplitud del parámetro S_{21} y S_{31} del puerto 2 al 17 (f) Fase del parámetro S_{21} y S_{31} del puerto 18 al 33

Figura 3-39. Resultados de la simulación de la mitad de la red de alimentación en el plano H.

3.7. Transición de entrada

La transición de entrada es un elemento final de unión que será el encargado de suministrar la potencia a la red de alimentación.

3.7.1. Consideraciones previas

Según se ha visto en la sección 3.1.2, la guía de onda utilizada en el diseño de la red no es estándar por lo que se hace necesario añadir una transición de entrada que consiga que la entrada a la red obtenga unas medidas estándar para poder realizar medidas experimentales si el prototipo se fabricase. Por ello, el modelo de guía estándar (Anexo B) que se empleará en el diseño de la transición de entrada, sus dimensiones y características son las siguientes:

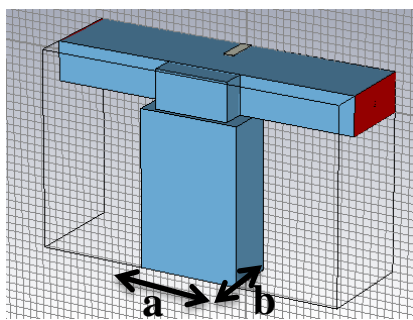


Figura 3-40. Diseño final transición de entrada.

$$a = 12.954\text{mm} \quad (3.16)$$

$$b = 6.477\text{mm} \quad (3.17)$$

$$\lambda_0 = \frac{c_0}{f_0} = 17.6\text{mm} \quad (3.18)$$

$$\text{Medio dieléctrico aire } \epsilon_r = 1 \quad (3.19)$$

$$f_{c_{TE_{10}}} = \frac{c_0}{2 \cdot a \cdot \sqrt{\epsilon_r}} = 11.57\text{GHz} \quad (3.20)$$

$$\lambda_{g_{TE_{10}}} = \frac{\lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{TE_{10}}}}{f_c}\right)^2}} = 24.08\text{mm} \quad (3.21)$$

Del mismo modo que para la guía utilizada en la red de alimentación, utilizando la ecuación (2.34), el inicio del ancho de banda monomodo comienza en 11.57GHz y termina en los modos superiores TE_{01} y TE_{20} haciendo este cálculo se llegaría a que $BW_{monomodo} = (11.57 - 23.14)\text{GHz}$.

De manera gráfica uniendo los dos diseños y teniendo en cuenta todas las especificaciones de diseño se puede ver (Figura 3-41) como la banda de frecuencias útil se comprendería desde los 15GHz hasta los 23.14GHz.

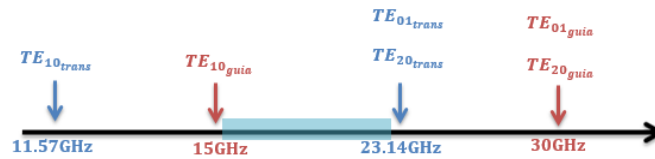
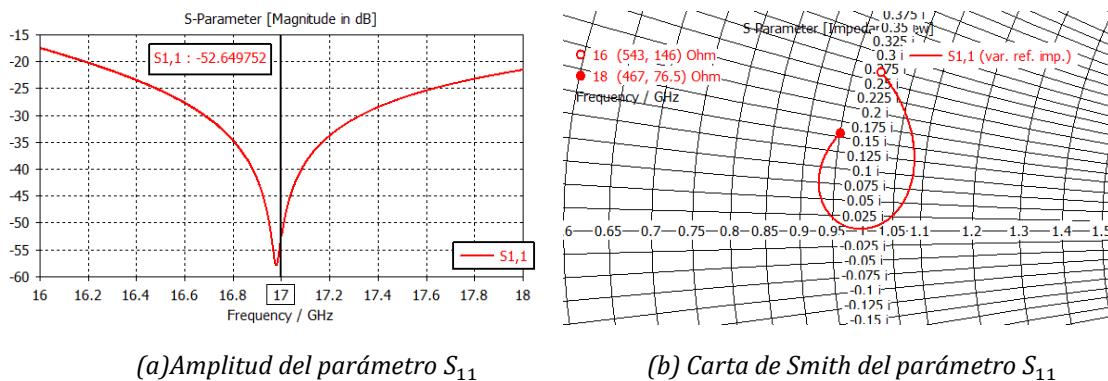


Figura 3-41. Carta de modos.

3.7.2. Diseño

En lo que refiere al diseño de la transición de entrada se debe tener en cuenta que los puertos de salida de la misma tienen que poseer las mismas dimensiones de guía que la red de alimentación y como se ha especificado en la sección 3.7.1 el puerto de entrada posee las dimensiones estándares WR-51 de guía de onda.

Con todo ello se pueden optimizar las dimensiones del septum central de la transición, el elemento de unión entre las dos guías y la penetración de la guía de dimensión estándar en la guía que contiene los puertos de salida. Por lo que después de un número considerable de simulaciones se llegó a los resultados mostrados a continuación.



(a) Amplitud del parámetro S_{11}

(b) Carta de Smith del parámetro S_{11}

Figura 3-42. Resultados de la transición de entrada.

3.8. Diseño Completo

3.8.1. Con unión T simétrica

En la Figura 3-43 se puede ver el diseño final optimizado de la red de alimentación con una unión T simétrica, divisor de potencia con reparto de potencia equitativo, en la entrada de la red. Como se ha venido diciendo, la red de alimentación es la unión de cuatro bloques idénticos y dos de ellos volteados 180° sobre el eje transversal. Teniendo en cuenta todo ello, se pasó a su acoplamiento y posterior simulación.

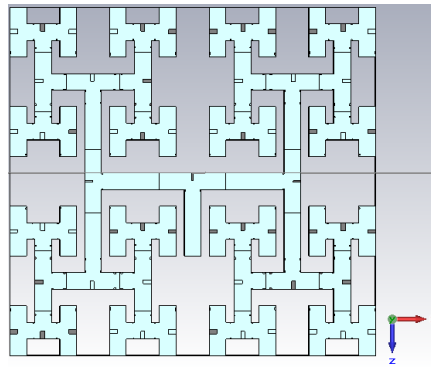


Figura 3-43. Diseño final de la red de alimentación completa con unión T simétrica en la entrada de la red.

Los resultados obtenidos se muestran en la banda de frecuencia desde los 15GHz hasta los 19GHz ya que se quería observar cual era el ancho de banda que se había conseguido, aunque no estuviera dentro de la banda de frecuencias inicialmente como consideración previa.

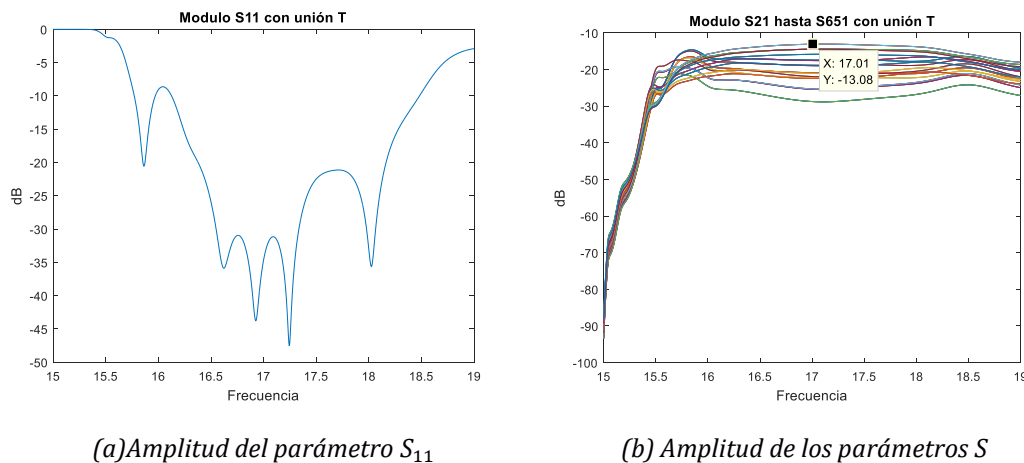


Figura 3-44. Resultados de la red de alimentación completa con unión T a la entrada.

Observando la Figura 3-44 se puede comprobar que el ancho de banda conseguido comprende desde los 16.3GHz hasta los 18.2GHz. También mencionar que el valor mostrado en la Figura 3-44b es un ejemplo de que los repartos de potencia se han conseguido satisfactoriamente, ya que el valor mostrado es el correspondiente al elemento que más potencia le debería llegar, la potencia que le llegaría de la red completa sería de 4.9875%, utilizando la ecuación (3.15) sabemos que su amplitud en el parámetro S correspondiente tiene que ser de -13.02dB que es prácticamente el valor que se ha obtenido en la simulación de la red completa.

3.8.2. Con transición de entrada

De manera similar que en el diseño completo con unión T simétrica, en la Figura 3-48 se muestra el diseño final de la red de alimentación completa con transición a la entrada de la misma.

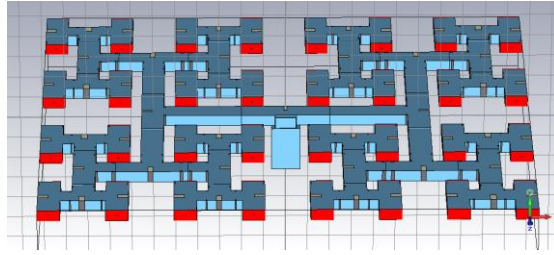
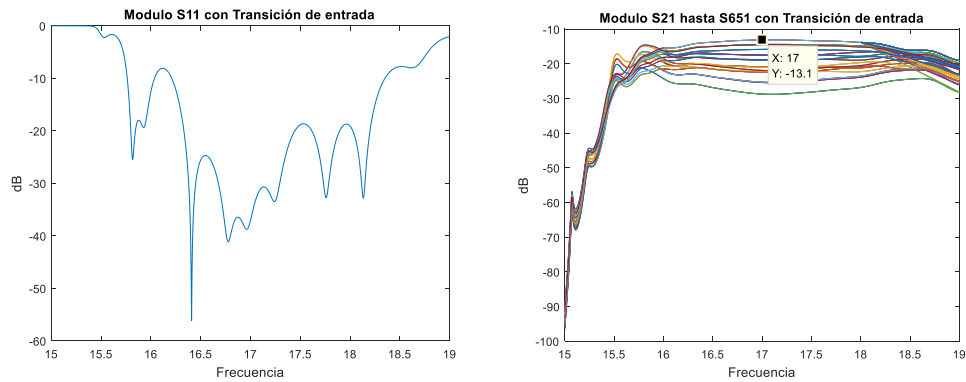


Figura 3-45. Diseño final de la red de alimentación completa con transición de entrada.

Los resultados obtenidos, de nuevo, se muestran en la banda de frecuencia desde los 15GHz hasta los 19GHz. En este caso, el ancho de banda conseguido comprende la misma banda de frecuencias que en el caso anterior teniendo ciertos valores de frecuencia crítica en 17.5GHz y 18GHz. Por otro lado, haciendo la misma analogía de los parámetros S se puede observar que con la transición de entrada se obtiene un valor de -13.1dB por lo que no es una diferencia relevante en el diseño.



(a) Amplitud del parámetro S_{11}

(b) Amplitud de los parámetros S

Figura 3-46. Resultados de la red de alimentación completa transición de entrada.

3.8.3. Comparación

Comparando los dos diseños completos se puede observar como el diseño con transición de entrada degrada más la adaptación. Esto se puede deber a que el ancho de banda de la transición de entrada no era suficientemente extenso. Sin embargo, en los dos casos los resultados son bastante aceptables y asumibles para la posible construcción de la red.

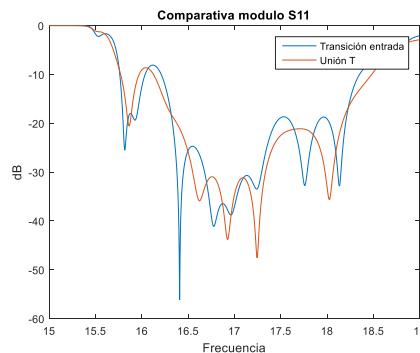


Figura 3-47. Comparativa de adaptación en la simulación de la red completa con transición de entrada y unión T simétrica.

4. CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

4.1. Conclusiones

En este trabajo fin de grado se ha seguido el proceso de diseño y simulación de una red de alimentación diseñada a funcionar en banda Ku, con topología corporativa, formada 8x8 elementos y con reparto de potencia con taper de amplitud y apoyada sobre tecnología de guía de onda.

El diseño de dicha red se ha ido desarrollando durante el documento gradualmente desde la unión más sencilla, unión T, hasta llegar al diseño de la red completa en el que se ha conseguido un ancho de banda de 11.17% a -20dB. Las simulaciones han demostrado que existe una oposición entre una buena adaptación de la red y una distancia entre elementos que evite a la aparición de grating lobes, esto se debe a las discontinuidades que se han ido añadiendo paulatinamente a la red de alimentación para conseguir los repartos de potencia necesarios tienen una escasa separación entre ellos.

Los resultados obtenidos de todas las uniones, tanto intermedias como el diseño completo de la red han sido satisfactorios. Si bien la red de alimentación con transición a su entrada empeora la adaptación de la misma, el resultado sigue siendo igualmente satisfactorio, aunque mejorable. Se ha encontrado una posible explicación a este hecho y es que la adaptación que se esperaba conseguir en la simulación de la transición de entrada no ha sido del todo satisfactoria y habría que optimizar las discontinuidades y posiciones de las guías para conseguir mejores resultados en adaptación y por ende los resultados del diseño completo mejorarán.

4.2. Trabajo futuro

La línea de trabajo más inmediata a seguir sería una mejora del ancho de banda de la transición de entrada, para que con ello no degenerará los parámetros S de red y no perder los resultados tan satisfactorios que se conseguían con la unión T simétrica a la entrada de la red. Una vez conseguido esto se podría pasar a la construcción de la red de alimentación corporativa en guía de onda completa con transición de entrada.

BIBLIOGRAFIA

[1] Ángel Cardama, Lluís Jofre, Juan Manuel Rius, Jordi Romeu, Sebastián Blanch, Miguel Ferrando. *"Antenas"*. UPC. 2002.

[2] D. M. Pozar. *"Microwave and RF Wireless Systems"*. John Wiley, 2001.

[3] D. M. Pozar, *"Microwave Engineering"*. John Wiley & Sons Inc, 2005.

[4] 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.

[5] 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.

[6] Juan Córcoles Ortega. Electrónica de Comunicaciones, 2015. Asignatura de Grado de Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación, Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid.

[7] Proyecto Fin de Carrera: *"Diseño de agrupaciones de antenas alimentadas con redes corporativas en tecnología de guía de onda"*. Autor: Alfonso Tomás Muriel Barrado.

[8] Trabajo Fin de Grado: *"Diseño de agrupaciones planas con red corporativa en SIW"*. Autor: Eduardo García Marín.

[9] <https://www.cst.com/products/csts2>

[10] <https://es.mathworks.com/products/matlab.html>

ANEXO A. HERRAMIENTAS DE SOFTWARE

CST Microwave Suite

CST MICROWAVE STUDIO® (CST MWS) es una herramienta para la simulación 3D rápida y precisa de dispositivos de alta frecuencia y en la simulación de dominio de tiempo. Permite el análisis rápido y preciso de antenas, filtros, acopladores, estructuras planares y multicapa y efectos SI y EMC, etc. [9] En el laboratorio de RFCAS de la escuela se dispone de la versión 2014 y en los laboratorios de la propia escuela se dispone de la versión 2016, en este trabajo han sido empleadas ambas.

Matlab

La plataforma de MATLAB está optimizada para resolver problemas de ingeniería y científicos. El lenguaje de MATLAB, basado en matrices, es la forma más natural del mundo para expresar las matemáticas computacionales. Los gráficos integrados facilitan la visualización de los datos y la obtención de información a partir de ellos. Una vasta librería de toolboxes preinstaladas le permiten empezar a trabajar inmediatamente con algoritmos esenciales para su dominio. El entorno de escritorio invita a experimentar, explorar y descubrir. Todas estas herramientas y prestaciones de MATLAB están probadas y diseñadas rigurosamente para trabajar juntas. [10]

ANEXO B. REPARTO DE POTENCIA

En este anexo tendrá lugar la exposición detallada de todos los cálculos realizados para el reparto de potencia de los elementos de unión que se han diseñado en la red de alimentación.

Unión T

- Unión T1:

	Puerto Derecha	Puerto Izquierda
Color 1		
Potencia 1	0.155	0.35
Color 2		
Potencia 2	0.155	0.155

$$\frac{A_1 \cdot A_1}{A_2 \cdot A_1} = \frac{A_1}{A_2} = \frac{0.155}{0.35} = 0.4428 \quad (C.1)$$

Tabla B-1. Potencia puertos unión T1.



Figura B-1. Esquemático unión T1.

$$S_{21} = 10 \cdot \log \frac{0.4428}{1 + 0.4428} = -5.12998 \text{ dB} \quad (C.2)$$

$$S_{31} = 10 \cdot \log \frac{1}{1 + 0.4428} = -1.5921 \text{ dB} \quad (C.3)$$

$$S_{21} = \frac{0.4428}{1 + 0.4428} \cdot 100 = 31\% \quad (C.4)$$

$$S_{31} = \frac{1}{1 + 0.4428} \cdot 100 = 69\% \quad (C.5)$$

- Unión T2:

	Puerto Derecha	Puerto Izquierda
Color 1		
Potencia 1	0.35	0.155
Color 2		
Potencia 2	0.35	0.35

$$\frac{A_2 \cdot A_2}{A_1 \cdot A_2} = \frac{A_2}{A_1} = \frac{0.35}{0.155} = 2.2581 \quad (C.6)$$

Tabla B-2. Potencia puertos unión T2.



Figura B-2. Esquemático unión T2.

$$S_{21} = 10 \cdot \log \frac{2.2581}{1 + 2.2581} = -1.5921 \text{ dB} \quad (C.7)$$

$$S_{31} = 10 \cdot \log \frac{1}{1 + 2.2581} = -5.12998 \text{ dB} \quad (C.8)$$

$$S_{21} = \frac{2.2581}{1 + 2.2581} \cdot 100 = 69\% \quad (C.9)$$

$$S_{31} = \frac{1}{1 + 2.2581} \cdot 100 = 31\% \quad (C.10)$$

- Unión T3

	Puerto Derecha	Puerto Izquierda
Color 1		
Potencia 1	0.711	1
Color 2		
Potencia 2	0.155	0.155

$$\frac{A_3 \cdot A_1}{A_4 \cdot A_1} = \frac{A_3}{A_4} = \frac{0.711}{1} = 0.711 \quad (C.11)$$

Tabla B-3. Potencia puertos unión T3.



Figura B-3. Esquemático unión T3.

$$S_{21} = 10 \cdot \log \frac{0.711}{1 + 0.711} = -3.8138 \text{ dB} \quad (C.12)$$

$$S_{31} = 10 \cdot \log \frac{1}{1 + 0.711} = -2.3325 \text{ dB} \quad (C.13)$$

$$S_{21} = \frac{0.711}{1 + 0.711} \cdot 100 = 42\% \quad (C.14)$$

$$S_{31} = \frac{1}{1 + 0.711} \cdot 100 = 58\% \quad (C.15)$$

- Unión T4:

	Puerto Derecha	Puerto Izquierda
Color 1		
Potencia 1	1	0.711
Color 2		
Potencia 2	0.35	0.35

$$\frac{A_4 \cdot A_2}{A_3 \cdot A_2} = \frac{A_4}{A_3} = \frac{1}{0.711} = 1.406 \quad (C.16)$$

Tabla B-4. Potencia puertos unión T4.



Figura B-4. Esquemático unión T4.

$$S_{21} = 10 \cdot \log \frac{1.406}{1 + 1.406} = -2.3325 \text{ dB} \quad (C.17)$$

$$S_{31} = 10 \cdot \log \frac{1}{1 + 1.406} = -3.8138 \text{ dB} \quad (C.18)$$

$$S_{21} = \frac{1.406}{1 + 1.406} \cdot 100 = 58\% \quad (C.19)$$

$$S_{31} = \frac{1}{1 + 1.406} \cdot 100 = 42\% \quad (C.20)$$

- Unión T5:

	Puerto Derecha	Puerto Izquierda
Color 1		
Potencia 1	0.155	0.35
Color 2		
Potencia 2	0.711	0.711

$$\frac{A_1 \cdot A_3}{A_2 \cdot A_3} = \frac{A_1}{A_2} = \frac{0.155}{0.35} = 0.4428 \quad (C.21)$$

Tabla B-5. Potencia puertos unión T5.



Figura B-5. Esquemático unión T5.

$$S_{21} = 10 \cdot \log \frac{0.4428}{1 + 0.4428} = -5.12998 \text{ dB} \quad (C.22)$$

$$S_{31} = 10 \cdot \log \frac{1}{1 + 0.4428} = -1.5921 \text{ dB} \quad (C.23)$$

$$S_{21} = \frac{0.4428}{1 + 0.4428} \cdot 100 = 31\% \quad (C.24)$$

$$S_{31} = \frac{1}{1 + 0.4428} \cdot 100 = 69\% \quad (C.25)$$

- Unión T6:

	Puerto Derecha	Puerto Izquierda
Color 1		
Potencia 1	0.35	0.155
Color 2		
Potencia 2	1	1

$$\frac{A_2 \cdot A_4}{A_1 \cdot A_4} = \frac{A_2}{A_1} = \frac{0.35}{0.155} = 2.2581 \quad (C.26)$$

Tabla B-6. Potencia puertos unión T6.



Figura B-6. Esquemático unión T6.

$$S_{21} = 10 \cdot \log \frac{2.2581}{1 + 2.2581} = -1.5921 \text{ dB} \quad (C.27)$$

$$S_{31} = 10 \cdot \log \frac{1}{1 + 2.2581} = -5.12998 \text{ dB} \quad (C.28)$$

$$S_{21} = \frac{2.2581}{1 + 2.2581} \cdot 100 = 69\% \quad (C.29)$$

$$S_{31} = \frac{1}{1 + 2.2581} \cdot 100 = 31\% \quad (C.30)$$

- Unión T7:

	Puerto Derecha	Puerto Izquierda
Color 1		
Potencia 1	0.711	1
Color 2		
Potencia 2	0.711	0.711

$$\frac{A_3 \cdot A_3}{A_4 \cdot A_3} = \frac{A_3}{A_4} = \frac{0.711}{1} = 0.711 \quad (C.31)$$

Tabla B-7. Potencia puertos unión T7.



Figura B-7. Esquemático unión T7.

$$S_{21} = 10 \cdot \log \frac{0.711}{1 + 0.711} = -3.8138 \text{ dB} \quad (C.32)$$

$$S_{31} = 10 \cdot \log \frac{1}{1 + 0.711} = -2.3325 \text{ dB} \quad (C.33)$$

$$S_{21} = \frac{0.711}{1 + 0.711} \cdot 100 = 42\% \quad (C.34)$$

$$S_{31} = \frac{1}{1 + 0.711} \cdot 100 = 58\% \quad (C.35)$$

- Unión T8:

	Puerto Derecha	Puerto Izquierda
Color 1		
Potencia 1	1	0.711
Color 2		
Potencia 2	1	1

$$\frac{A_4 \cdot A_4}{A_3 \cdot A_4} = \frac{A_4}{A_3} = \frac{1}{0.711} = 1.406 \quad (C.36)$$

Tabla B-8. Potencia puertos unión T8.



Figura B-8. Esquemático unión T8.

$$S_{21} = 10 \cdot \log \frac{1.406}{1 + 1.406} = -2.3325 \text{ dB} \quad (C.37)$$

$$S_{31} = 10 \cdot \log \frac{1}{1 + 1.406} = -3.8138 \text{ dB} \quad (C.38)$$

$$S_{21} = \frac{1.406}{1 + 1.406} \cdot 100 = 58\% \quad (C.39)$$

$$S_{31} = \frac{1}{1 + 1.406} \cdot 100 = 42\% \quad (C.40)$$

Unión H

- Unión HA:

	Puerto 2 Derecha	Puerto 3 Derecha	Puerto 4 Izquierda	Puerto 5 Izquierda
Color 1				
Potencia 1	0.35	0.155	0.155	0.35
Color 2				
Potencia 2	0.35	0.35	0.155	0.155

Tabla B-9. Potencia puertos unión HA.

$$\frac{A_2 \cdot A_2 + A_1 \cdot A_2}{A_1 \cdot A_1 + A_1 \cdot A_2} = \frac{A_2 (A_2 + A_1)}{A_1 (A_1 + A_2)} = \frac{A_2}{A_1} = \frac{0.35}{0.155} = 2.2581 \quad (C.37)$$

Unión TA = Unión T2

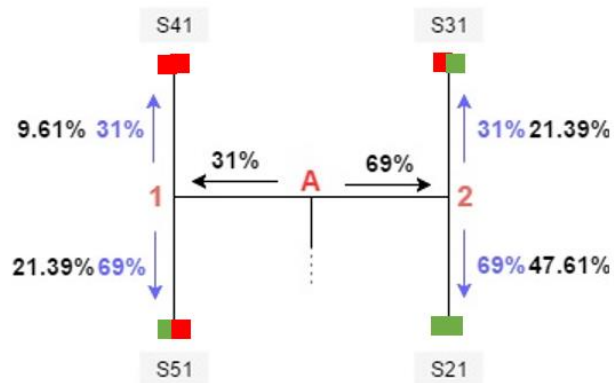
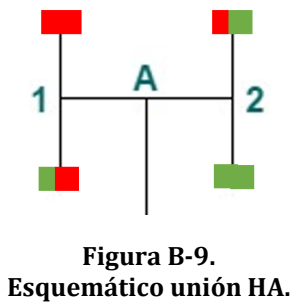


Figura B-10. Esquemático reparto de potencia(%) unión HA.

Unión	S21 (dB)	Potencia Puerto 2 (%)	S31 (dB)	Potencia Puerto 3 (%)	S41 (dB)	Potencia Puerto 4 (%)	S51 (dB)	Potencia Puerto 5 (%)
A	-3.2202	47.61	-6.6979	21.39	-10.1728	9.61	-6.6979	21.39

Tabla B-10. Parámetros S y reparto de potencia de unión HA.

- Unión HB:

	Puerto 2 Derecha	Puerto 3 Derecha	Puerto 4 Izquierda	Puerto 5 Izquierda
Color 1				
Potencia 1	0.711	1	1	0.711
Color 2				
Potencia 2	0.155	0.155	0.35	0.35

Tabla B-11. Potencia puertos unión HB.

$$\frac{A_3 \cdot A_1 + A_4 \cdot A_1}{A_3 \cdot A_2 + A_4 \cdot A_2} = \frac{A_1 (A_3 + A_4)}{A_2 (A_3 + A_4)} = \frac{A_1}{A_2} = \frac{0.155}{0.35} = 0.4428 \quad (C.38)$$

Unión TB = Unión T1

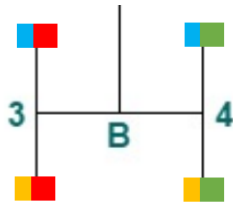


Figura B-11. Esquemático unión HB.

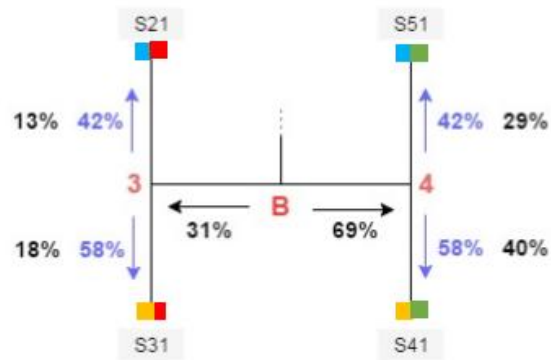


Figura B-12. Esquemático reparto de potencia(%) unión HB.

Unión	S21 (dB)	Potencia Puerto 2 (%)	S31 (dB)	Potencia Puerto 3 (%)	S41 (dB)	Potencia Puerto 4 (%)	S51 (dB)	Potencia Puerto 5 (%)
B	-8.8606	13	-7.4473	18	-3.9794	40	-5.3760	29

Tabla B-12. Parámetros S y reparto de potencia de la unión HB.

- Unión HC:

	Puerto 2 Derecha	Puerto 3 Derecha	Puerto 4 Izquierda	Puerto 5 Izquierda
Color 1				
Potencia 1	0.35	0.155	0.155	0.35
Color 2				
Potencia 2	1	1	0.711	0.711

Tabla B-13. Potencia puertos unión HC.

$$\frac{A_1 \cdot A_4 + A_2 \cdot A_4}{A_1 \cdot A_3 + A_2 \cdot A_3} = \frac{A_4 (A_1 + A_2)}{A_3 (A_1 + A_2)} = \frac{A_4}{A_3} = \frac{1}{0.711} = 1.406 \quad (C.39)$$

Unión TC = Unión T4

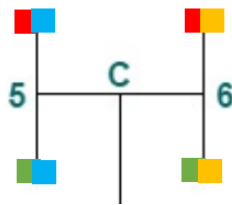


Figura B-13. Esquemático unión HC.

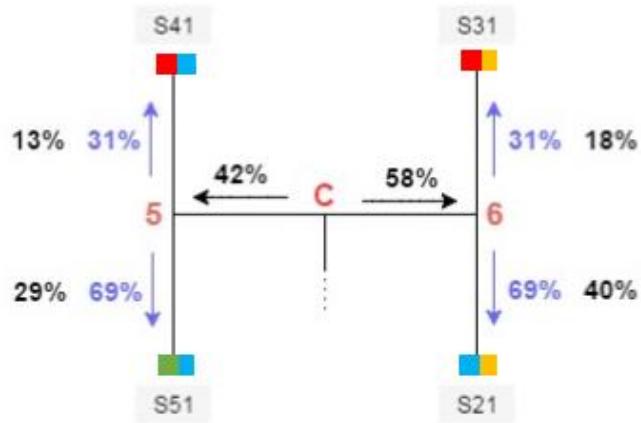


Figura B-14. Esquemático reparto de potencia(%) unión HC.

Unión	S21 (dB)	Potencia Puerto 2 (%)	S31 (dB)	Potencia Puerto 3 (%)	S41 (dB)	Potencia Puerto 4 (%)	S51 (dB)	Potencia Puerto 5 (%)
C	-3.9794	40	-7.4473	18	-8.8606	13	-5.3760	29

Tabla B-14. Parámetros S y reparto de potencia de unión HC.

- Unión HD:

	Puerto 2 Derecha	Puerto 3 Derecha	Puerto 4 Izquierda	Puerto 5 Izquierda
Color 1				
Potencia 1	0.711	1	1	0.711
Color 2				
Potencia 2	0.711	0.711	1	1

Tabla B-15. Potencia puertos unión HD.

$$\frac{A_3 \cdot A_3 + A_4 \cdot A_3}{A_3 \cdot A_4 + A_4 \cdot A_4} = \frac{A_3 (A_3 + A_4)}{A_4 (A_3 + A_4)} = \frac{A_3}{A_4} = \frac{0.711}{1} = 0.711 \quad (C.40)$$

Unión TD = Unión T3

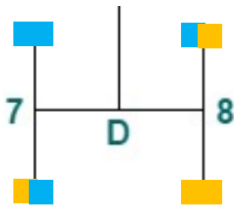


Figura B-15. Esquemático Unión HD.

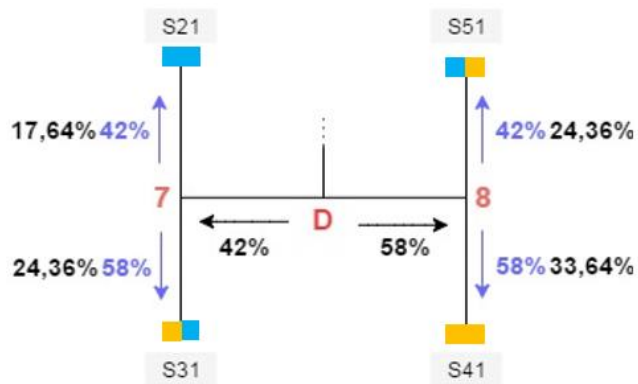


Figura B-16. Esquemático reparto de potencia(%) unión HD.

Unión	S21 (dB)	Potencia Puerto 2 (%)	S31 (dB)	Potencia Puerto 3 (%)	S41 (dB)	Potencia Puerto 4 (%)	S51 (dB)	Potencia Puerto 5 (%)
D	-7.5350	17.64	-6.1332	24.36	-4.7314	33.64	-6.1332	24.36

Tabla B-16. Parámetros S y reparto de potencia de unión HD.

Unión 2H
- Unión 2HE:

	Color 1	Potencia 1	Color 2	Potencia 2
Puerto 2 Derecha	Green	0.35	Green	0.35
Puerto 3 Derecha	Red	0.155	Green	0.35
Puerto 4 Derecha	Red	0.155	Red	0.155
Puerto 5 Derecha	Green	0.35	Red	0.155
Puerto 6 Izquierda	Blue	0.711	Red	0.155
Puerto 7 Izquierda	Yellow	1	Red	0.155
Puerto 8 Izquierda	Blue	0.711	Green	0.35
Puerto 9 Izquierda	Blue	0.711	Green	0.35

Tabla B-17. Potencia puertos unión 2HE.

$$\begin{aligned}
 \text{ratio} &= \frac{A_2 \cdot A_2 + A_1 \cdot A_2 + A_1 \cdot A_2 + A_1 \cdot A_1}{A_3 \cdot A_1 + A_4 \cdot A_1 + A_3 \cdot A_2 + A_4 \cdot A_2} = \frac{(A_2 + A_1)^2}{(A_1 + A_2)(A_3 + A_4)} = \frac{(A_2 + A_1)}{(A_3 + A_4)} \\
 &= \frac{0.35 + 0.155}{0.711 + 1} = 0.2951 \quad \text{Unión TE} \quad (C.41)
 \end{aligned}$$

Unión	Potencia Puerto Derecha	Potencia Puerto Izquierda	Ratio	S21 (dB)	S31 (dB)	Potencia Puerto Derecha (%)	Potencia Puerto Izquierda (%)
E	0.505	1.711	0.2951	-6.4228	-1.1230	23	77

Tabla B-18. Resultados finales unión TE.

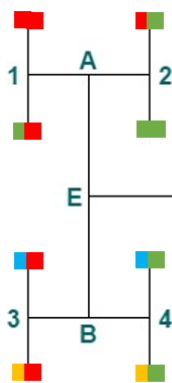


Figura B-17. Esquemático unión 2HE.

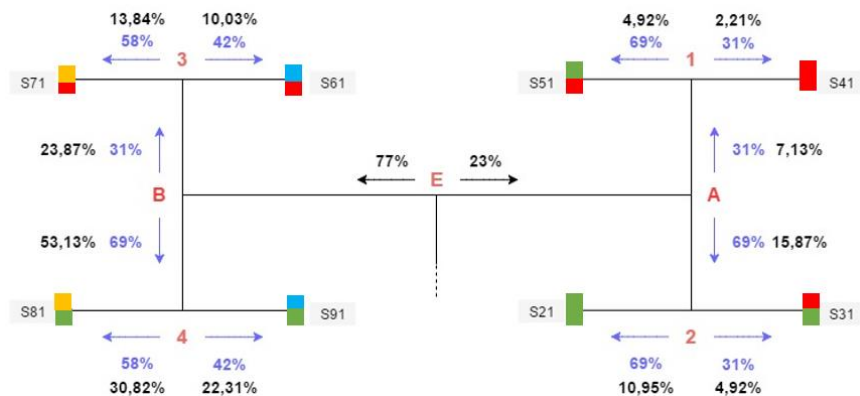


Figura B-18. Esquemático reparto de potencia(%) unión 2HE.

	E		E
S21 (dB)	-9.6095	S61 (dB)	-9.9870
Potencia Puerto 2 (%)	10.95	Potencia Puerto 6 (%)	10.03
S31 (dB)	-13.0803	S71 (dB)	-8.5886
Potencia Puerto 3 (%)	4.92	Potencia Puerto 7 (%)	13.84
S41 (dB)	-16.5561	S81 (dB)	-5.1117
Potencia Puerto 4 (%)	2.21	Potencia Puerto 8 (%)	30.82
S51 (dB)	-13.0803	S91 (dB)	-6.5150
Potencia Puerto 5 (%)	4.92	Potencia Puerto 9 (%)	22.31

Tabla B-19. Parámetros S y reparto de potencia de unión 2HE.

- Unión 2HF:

	Color 1	Potencia 1	Color 2	Potencia 2
Puerto 2 Derecha	Blue	0.711	Blue	0.711
Puerto 3 Derecha	Yellow	1	Blue	0.711
Puerto 4 Derecha	Yellow	1	Yellow	1
Puerto 5 Derecha	Blue	0.711	Yellow	1
Puerto 6 Izquierda	Green	0.35	Yellow	1
Puerto 7 Izquierda	Red	0.155	Yellow	1
Puerto 8 Izquierda	Red	0.155	Blue	0.711
Puerto 9 Izquierda	Green	0.35	Blue	0.711

Tabla B-20. Potencia puertos unión 2HF.

$$\begin{aligned}
 \text{ratio} &= \frac{A_3 \cdot A_3 + A_4 \cdot A_3 + A_4 \cdot A_4 + A_3 \cdot A_4}{A_2 \cdot A_4 + A_1 \cdot A_4 + A_1 \cdot A_3 + A_2 \cdot A_3} = \frac{(A_3 + A_4)^2}{(A_1 + A_2)(A_3 + A_4)} = \frac{(A_3 + A_4)}{(A_1 + A_2)} \\
 &= \frac{0.711 + 1}{0.35 + 0.155} = 3.388 \quad \text{Unión TF} \quad (C.42)
 \end{aligned}$$

Unión	Potencia Puerto Derecha	Potencia Puerto Izquierda	Ratio	S21 (dB)	S31 (dB)	Potencia Puerto Derecha (%)	Potencia Puerto Izquierda (%)
F	1.711	0.505	3.388	-1.1230	-6.4228	77	23

Tabla B-21. Resultados finales unión TF.

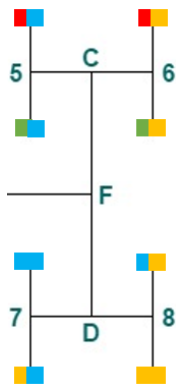


Figura B-19. Esquemático unión 2HF.

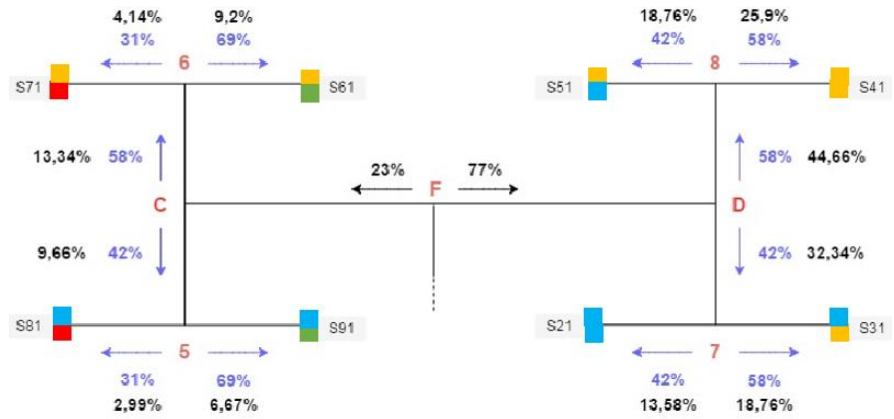


Figura B-20. Esquemático reparto de potencia(%) unión 2HF.

	F		F
S21 (dB)	-8.6710	S61 (dB)	-10.3621
Potencia Puerto 2 (%)	13.58	Potencia Puerto 6 (%)	9.2
S31 (dB)	-7.2677	S71 (dB)	-13.8299
Potencia Puerto 3 (%)	18.76	Potencia Puerto 7 (%)	4.14
S41 (dB)	-5.8670	S81 (dB)	-15.2433
Potencia Puerto 4 (%)	25.9	Potencia Puerto 8 (%)	2.99
S51 (dB)	-7.2676	S91 (dB)	-11.7587
Potencia Puerto 5 (%)	18.76	Potencia Puerto 9 (%)	6.67

Tabla B-22. Parámetros S y reparto de potencia de unión 2HF.

Bloque I

	Color 1	Potencia 1	Color 2	Potencia 2
Puerto 2 Derecha	Blue	0.711	Blue	0.711
Puerto 3 Derecha	Yellow	1	Blue	0.711
Puerto 4 Derecha	Yellow	1	Yellow	1
Puerto 5 Derecha	Blue	0.711	Yellow	1
Puerto 6 Derecha	Green	0.35	Yellow	1
Puerto 7 Derecha	Red	0.155	Yellow	1
Puerto 8 Derecha	Red	0.155	Blue	0.711
Puerto 9 Derecha	Green	0.35	Blue	0.711
Puerto 10 Izquierda	Green	0.35	Green	0.35
Puerto 11 Izquierda	Red	0.155	Green	0.35
Puerto 12 Izquierda	Red	0.155	Red	0.155
Puerto 13 Izquierda	Green	0.35	Red	0.155
Puerto 14 Izquierda	Blue	0.711	Red	0.155
Puerto 15 Izquierda	Yellow	1	Red	0.155
Puerto 16 Izquierda	Yellow	1	Green	0.35
Puerto 17 Izquierda	Blue	0.711	Green	0.35

Tabla B-23. Potencia puertos bloque I.

$$\text{ratio} = \frac{A_3 \cdot A_3 + A_4 \cdot A_3 + A_4 \cdot A_4 + A_3 \cdot A_4 + A_2 \cdot A_4 + A_1 \cdot A_4 + A_1 \cdot A_3 + A_2 \cdot A_3}{A_2 \cdot A_2 + A_1 \cdot A_2 + A_1 \cdot A_2 + A_1 \cdot A_1 + A_3 \cdot A_1 + A_4 \cdot A_1 + A_3 \cdot A_2 + A_4 \cdot A_2}$$

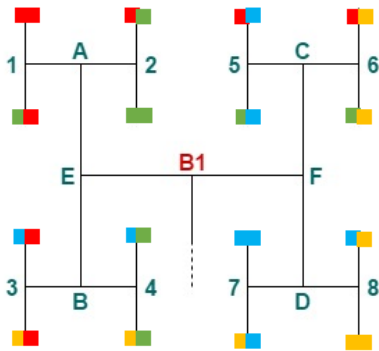


Figura B-21. Esquemático bloque I.

$$\begin{aligned} &= \frac{(A_3 + A_4)^2 + (A_1 + A_2)(A_3 + A_4)}{(A_1 + A_2)^2 + (A_1 + A_2)(A_3 + A_4)} \\ &= \frac{(A_3 + A_4)}{(A_1 + A_2)} \cdot \frac{(A_3 + A_4) + (A_1 + A_2)}{(A_1 + A_2) + (A_3 + A_4)} \\ &= \frac{(A_3 + A_4)}{(A_1 + A_2)} = \frac{0.711 + 1}{0.35 + 0.155} = 3.388 \quad (\text{C.43}) \end{aligned}$$

Unión T Bloque I = Unión TF

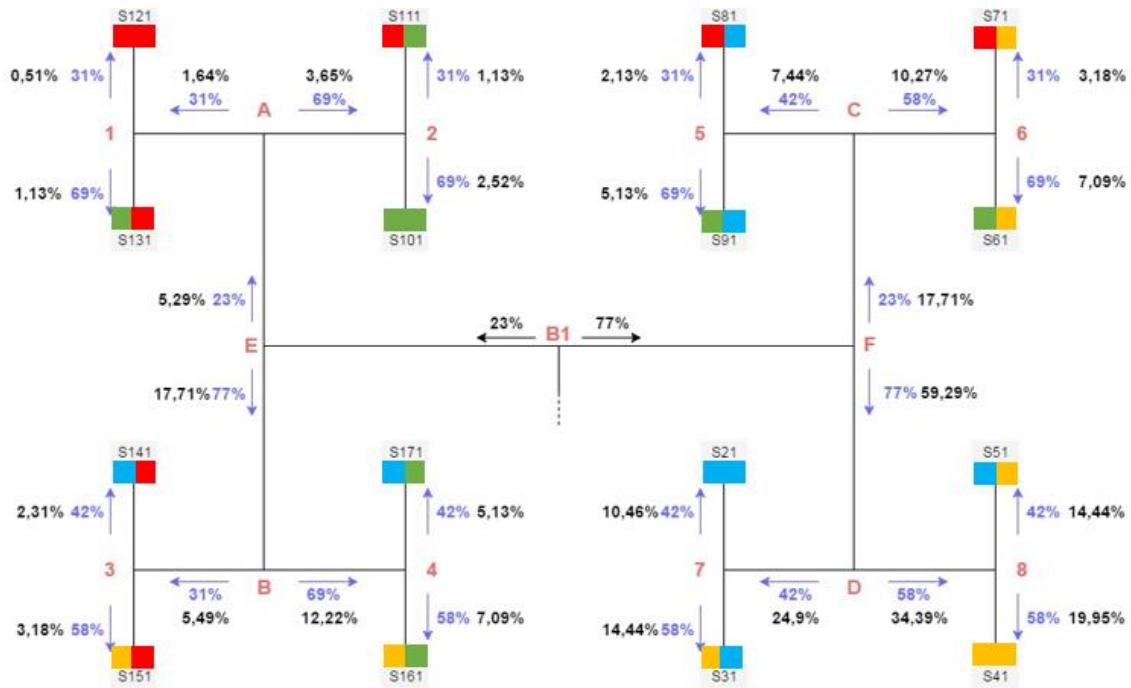


Figura B-22. Esquemático reparto de potencia(%) bloque I.

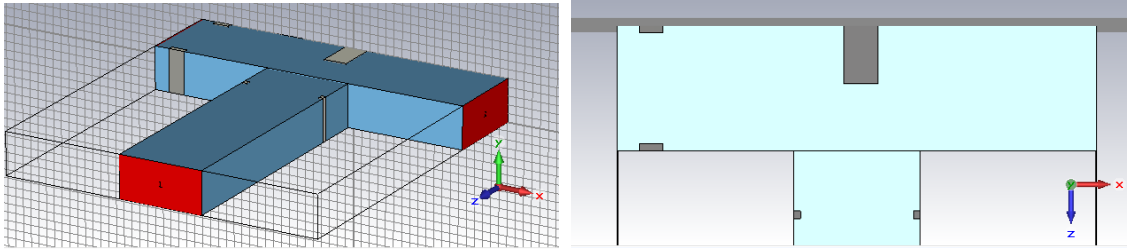
S21 (dB)	-9.8047	S61 (dB)	-11.4935	S10 1 (dB)	-15.9860	S14 1 (dB)	-16.3639
Potencia Puerto 2 (%)	10.46	Potencia Puerto 6 (%)	7.09	Potencia Puerto 10 (%)	2.52	Potencia Puerto 14 (%)	2.31
S31 (dB)	-8.4043	S71 (dB)	-14.9757	S11 1 (dB)	-19.4692	S15 1 (dB)	-14.9757
Potencia Puerto 3 (%)	14.44	Potencia Puerto 7 (%)	3.18	Potencia Puerto 11 (%)	1.13	Potencia Puerto 15 (%)	3.18
S41 (dB)	-7.0006	S81 (dB)	-16.3639	S12 1 (dB)	-22.9243	S16 1 (dB)	-11.4935
Potencia Puerto 4 (%)	19.95	Potencia Puerto 8 (%)	2.31	Potencia Puerto 12 (%)	0.51	Potencia Puerto 16 (%)	7.09
S51 (dB)	-8.4043	S91 (dB)	-12.8988	S13 1 (dB)	-19.4692	S17 1 (dB)	-12.8988
Potencia Puerto 5 (%)	14.44	Potencia Puerto 9 (%)	5.13	Potencia Puerto 13 (%)	1.13	Potencia Puerto 17 (%)	5.13

Tabla B-24. Parámetros S y reparto de potencia del Bloque I.

ANEXO C. RESULTADOS UNIONES T

En este Anexo se muestran los resultados del diseño de todas las uniones T presentes en el diseño de la red. Como se demostró en la sección 3.2 o en el Anexo C hay uniones que son similares ya que obtienen el mismo reparto de potencia al esperar la misma de potencia de salida por sus terminales, por ende, solo es necesario diseñar dichas uniones una vez.

Unión T1 y Unión T5



(a) Perspectiva isométrica

(b) Planta de la unión T1 y T5

Figura C-1. Diseño final de la unión T1 y T5 en plano H.

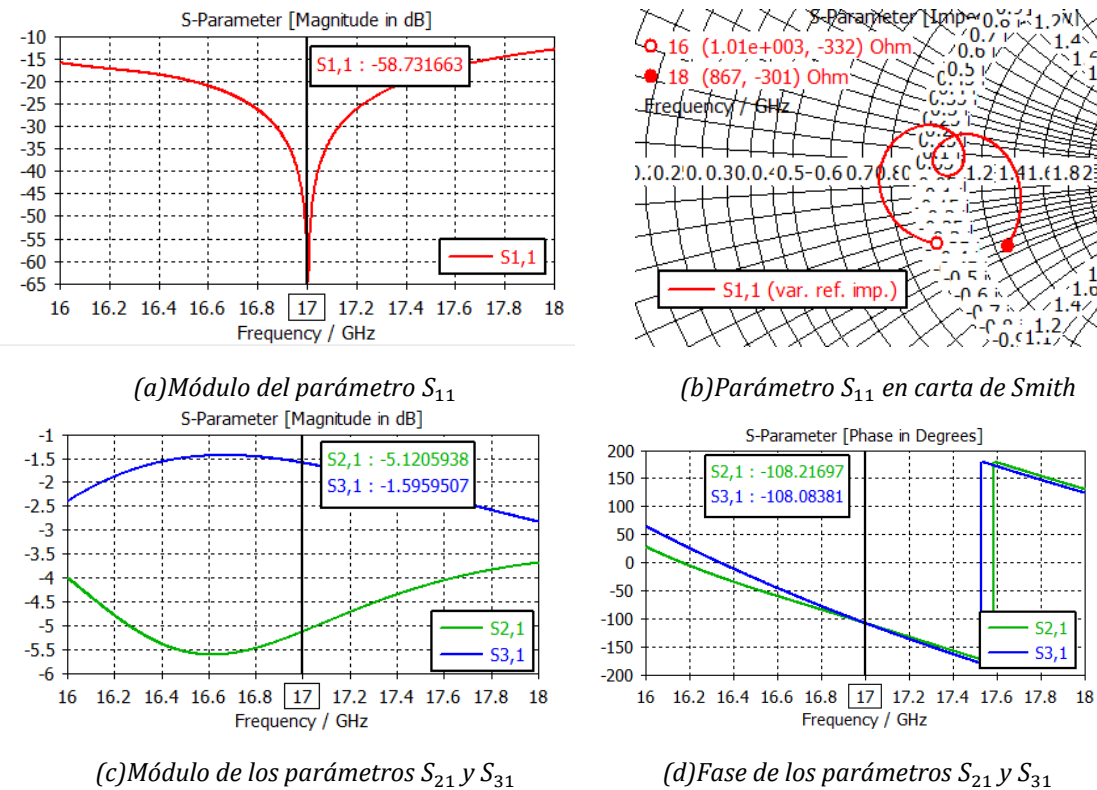


Figura C-2. Resultados en simulación de la unión T1 y T5 en plano H.

Unión T2 y Unión T6

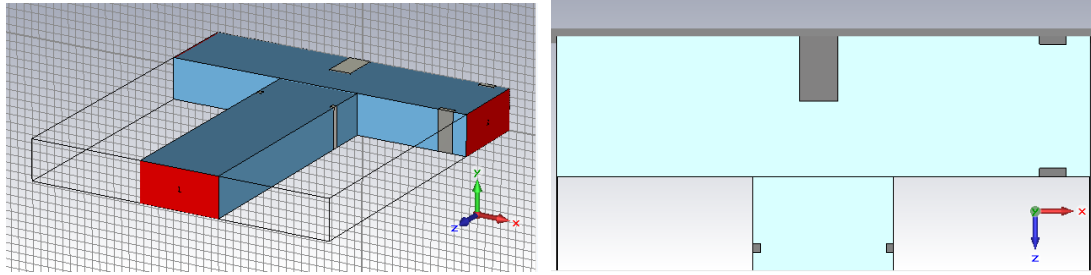


Figura C-3. Diseño final de la unión T2 y T6 en plano H.

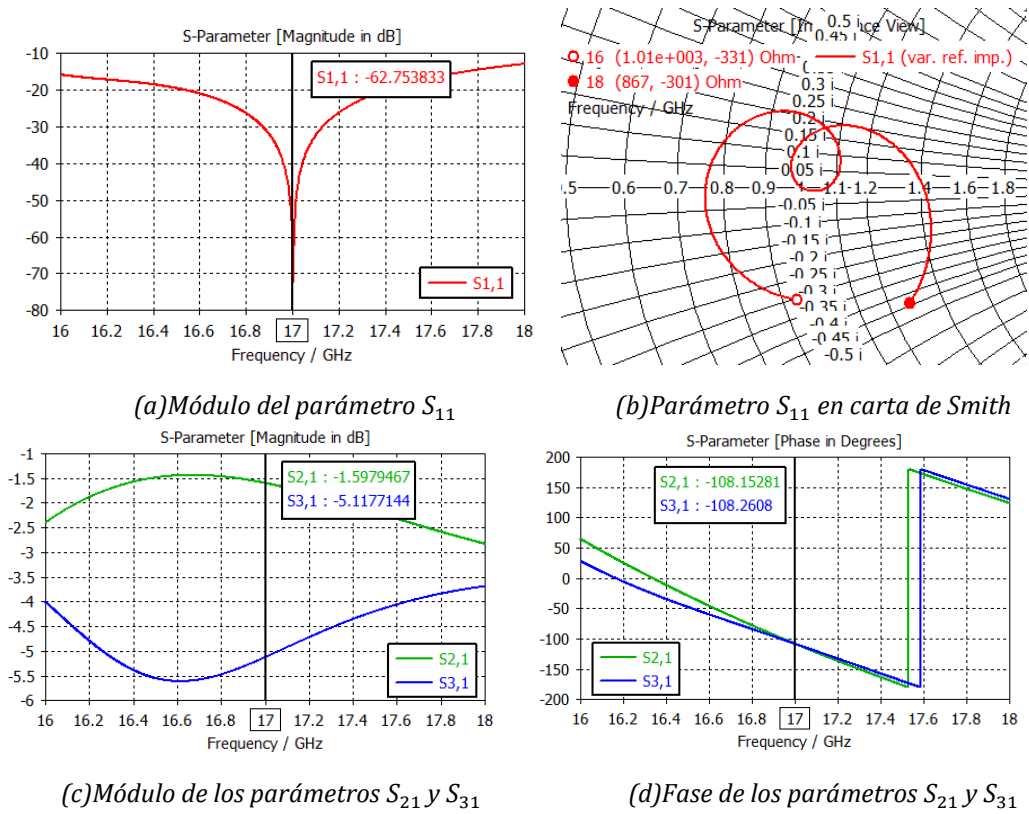
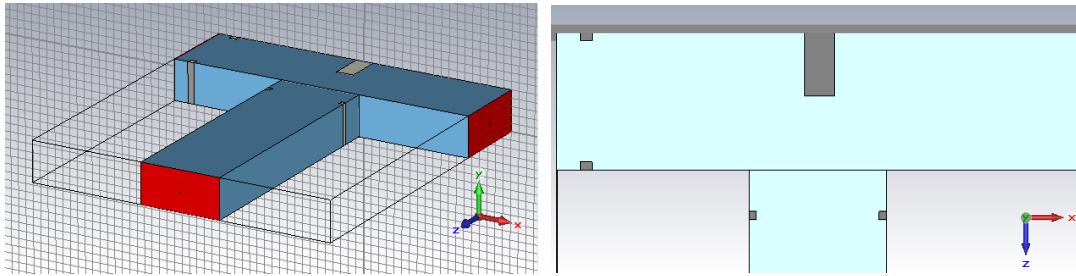


Figura C-4. Resultados en simulación de la unión T2 y T6 en plano H.

Unión T3 y Unión T7



(a) Perspectiva isométrica

(b) Planta de la unión T3 y T7

Figura C-5. Diseño final de la unión T3 y T7 en plano H.

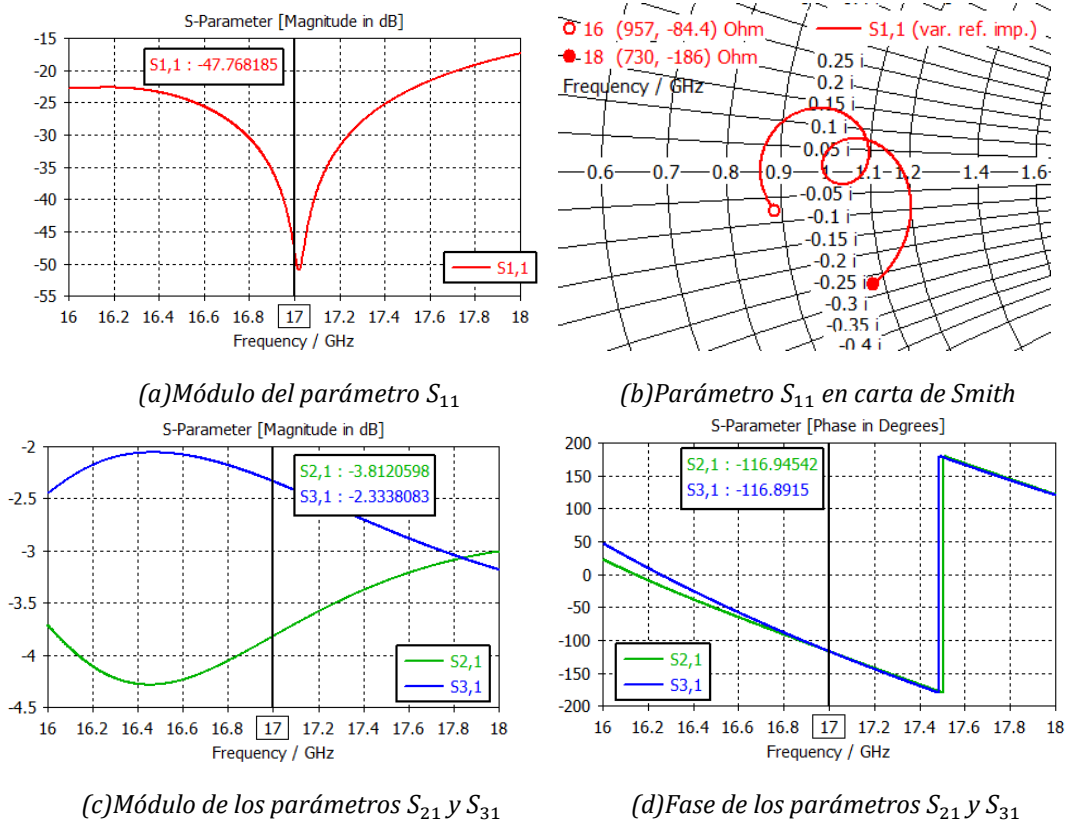
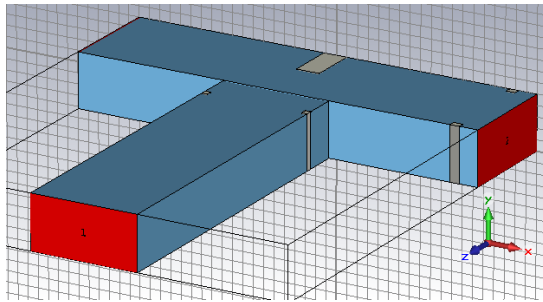
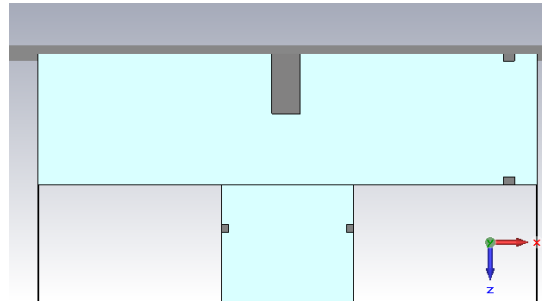


Figura C-6. Resultados en simulación de la unión T3 y T7 en plano H.

Unión T4 y Unión T8

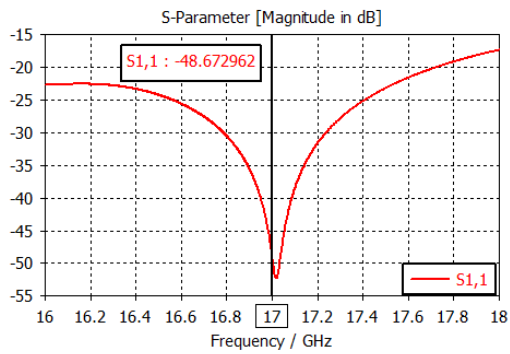


(a) Perspectiva isométrica

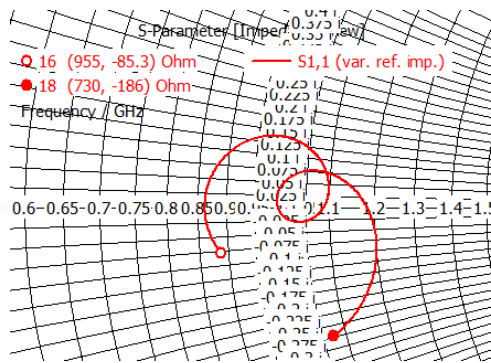


(b) Planta de la unión T4 y T8

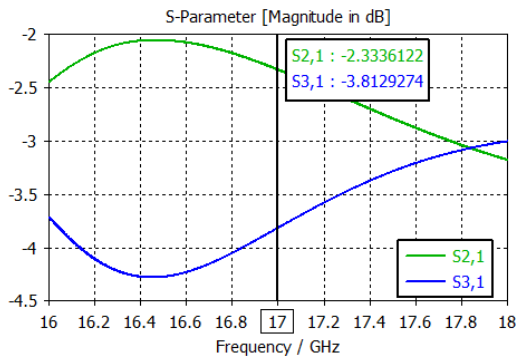
Figura C-7. Diseño final de la unión T4 y T8 en plano H.



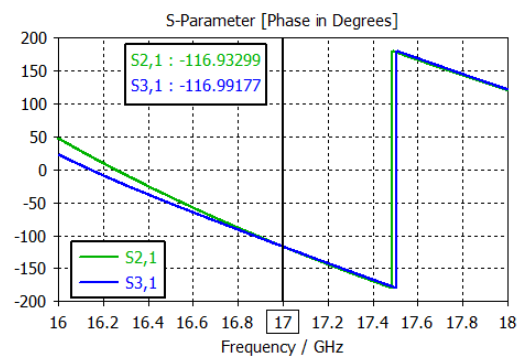
(a) Módulo del parámetro S_{11}



(b) Parámetro S_{11} en carta de Smith



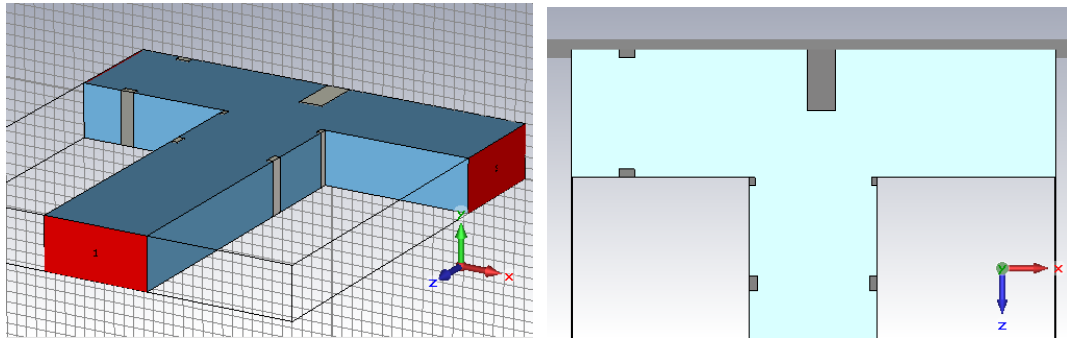
(c) Módulo de los parámetros $S_{2,1}$ y $S_{3,1}$



(d) Fase de los parámetros $S_{2,1}$ y $S_{3,1}$

Figura C-8. Resultados en simulación de la unión T4 y T8 en plano H.

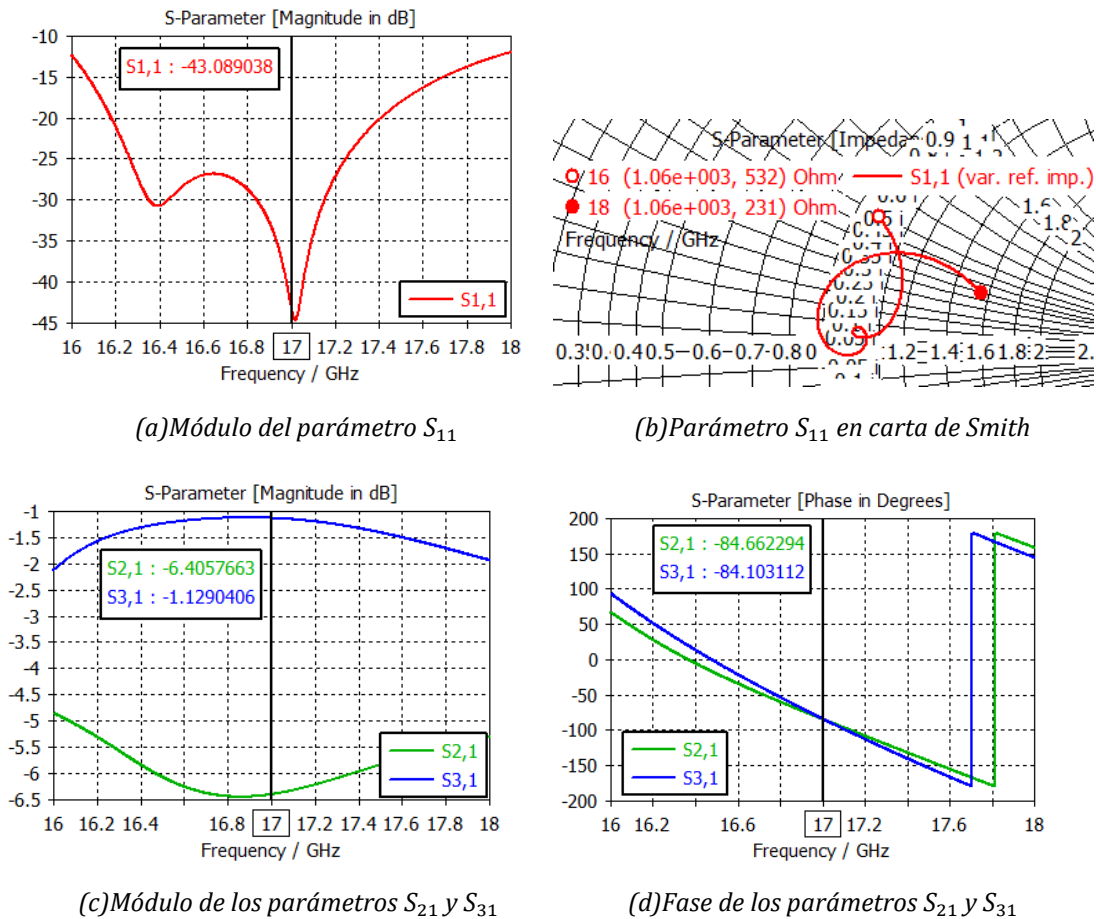
Unión TE



(a) Perspectiva isométrica

(b) Planta de la unión TE

Figura C-9. Diseño final de la unión TE en plano H.



(c) Módulo de los parámetros S_{21} y S_{31}

(d) Fase de los parámetros S_{21} y S_{31}

Figura C-10. Resultados en simulación de la unión TE en plano H.

Unión TF

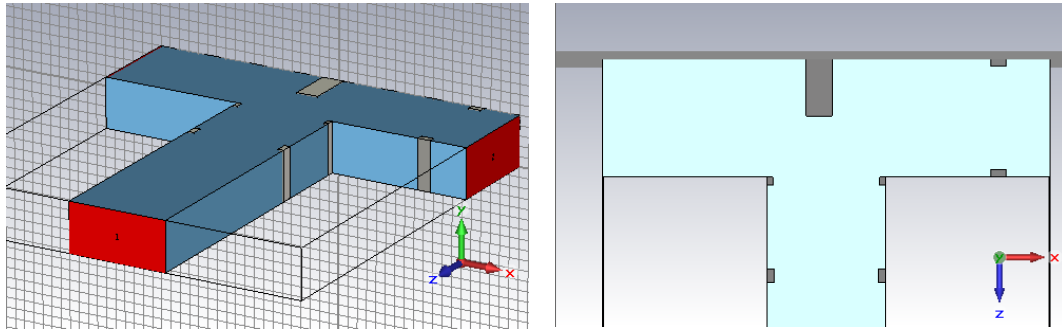


Figura C-11. Diseño final de la unión TF en plano H.

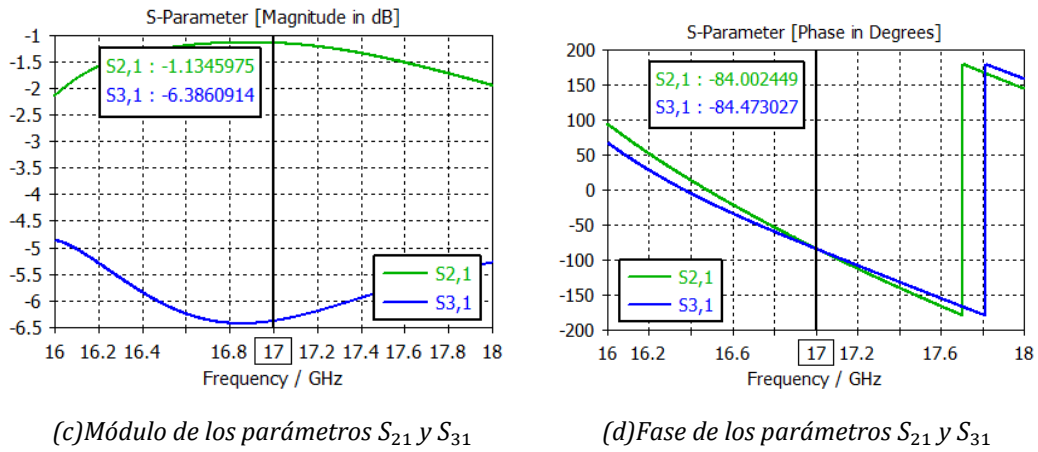
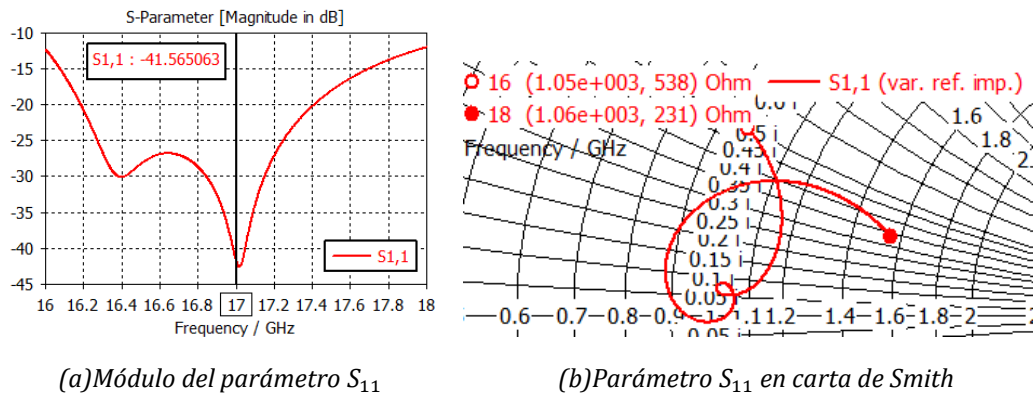
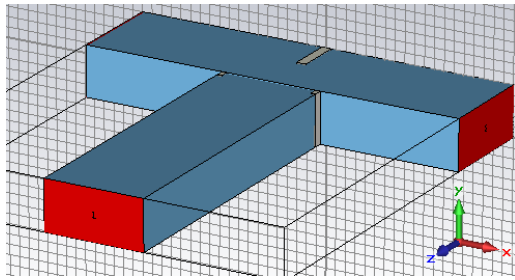


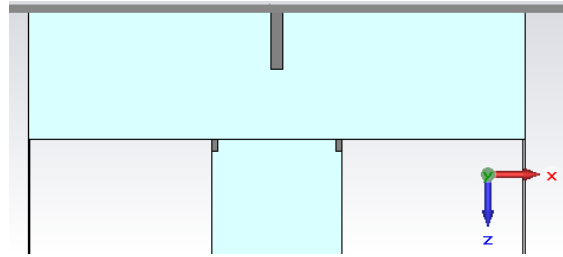
Figura C-12. Resultados en simulación de la unión TF en plano H.

Unión T Simétrica

Esta unión es un divisor de potencia con dos puertos de salida y reparto de potencia equitativo.

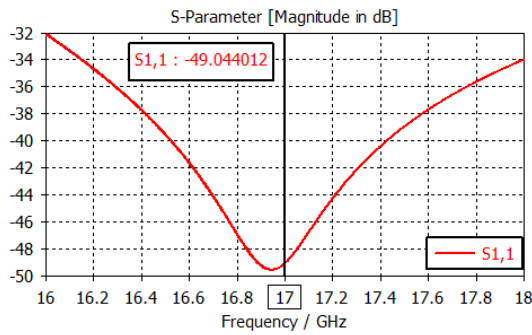


(a) Perspectiva isométrica

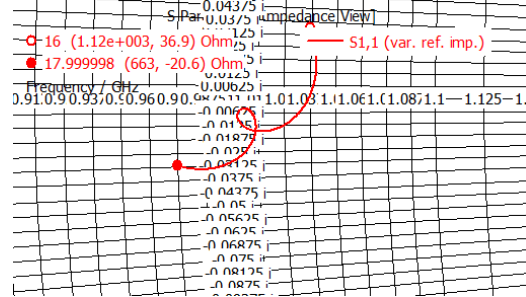


(b) Planta de la unión T simétrica

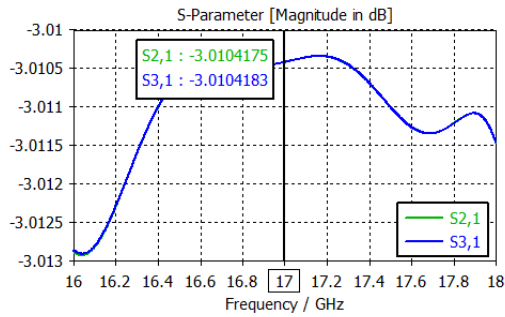
Figura C-13. Diseño final de la unión T simétrica.



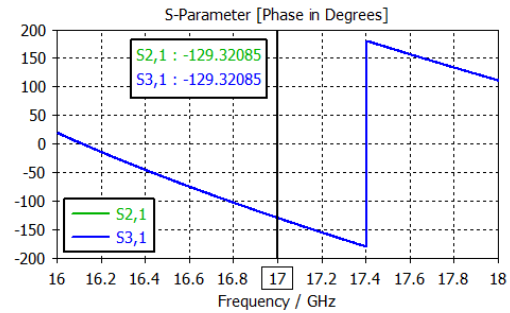
(a) Módulo del parámetro S_{11}



(b) Parámetro S_{11} en carta de Smith



(c) Módulo de los parámetros S_{21} y S_{31}



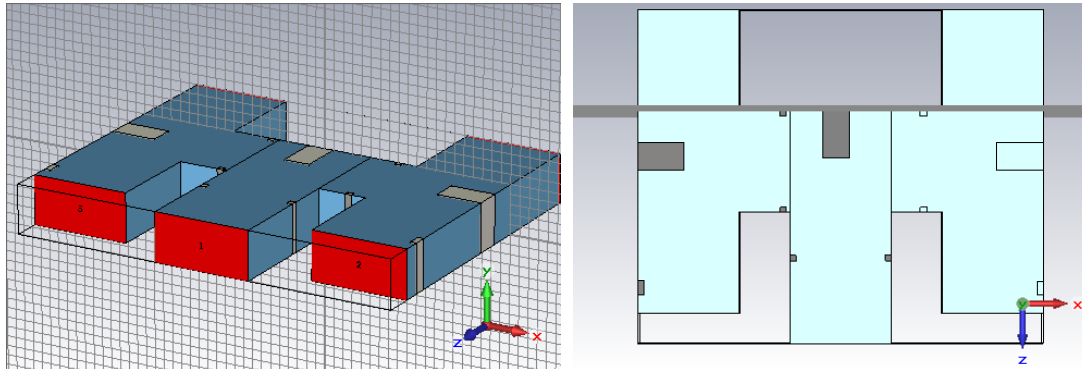
(d) Fase de los parámetros S_{21} y S_{31}

Figura C-14. Resultados en simulación de la unión T simétrica.

ANEXO D. RESULTADOS UNIONES H

En el presente Anexo se muestran los resultados de las uniones H una vez optimizadas las dimensiones de las discontinuidades de las mimas. Además, también se representa el diseño final de las uniones.

Unión H A



(a) Perspectiva isométrica

(b) Planta de la unión HA

Figura D-1. Diseño final de la unión HA en plano H.

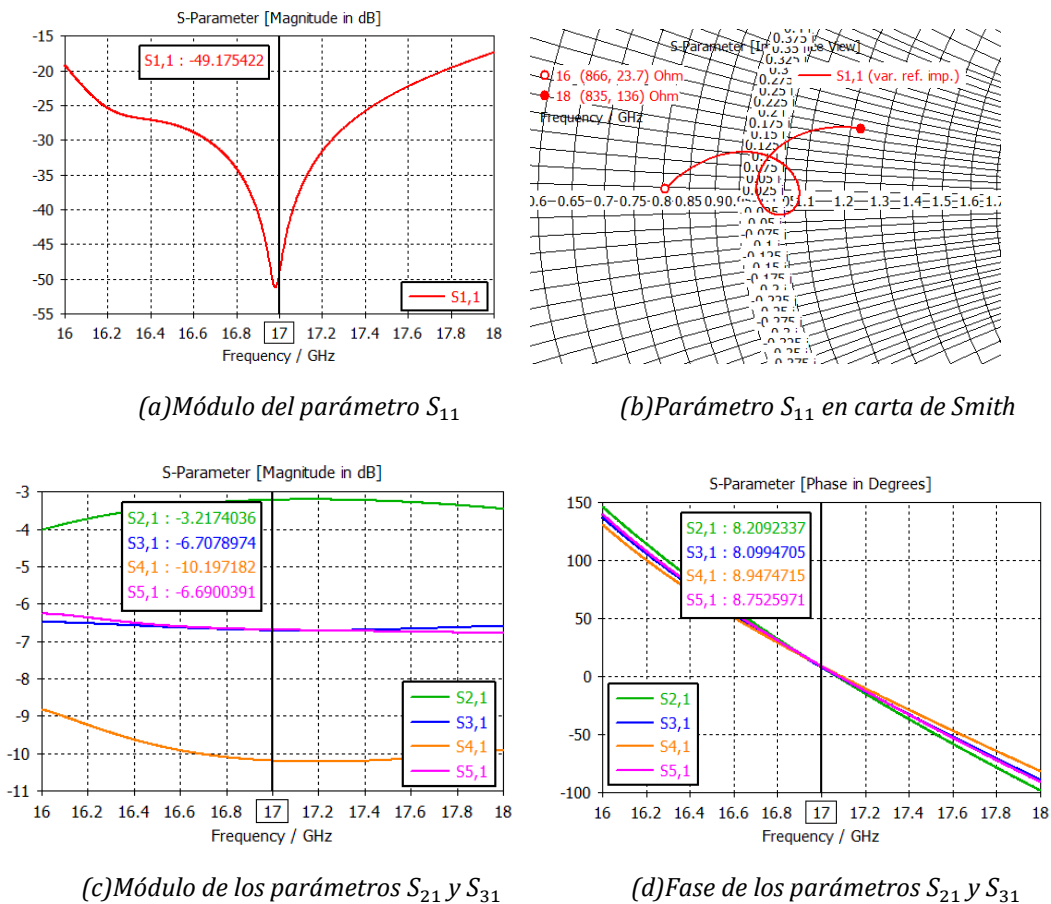
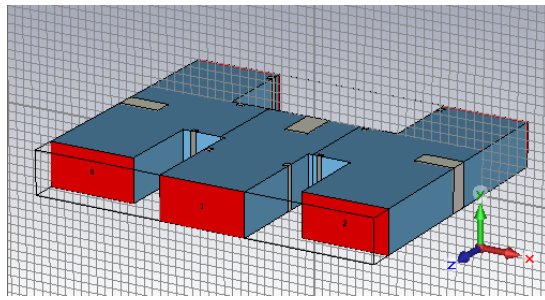
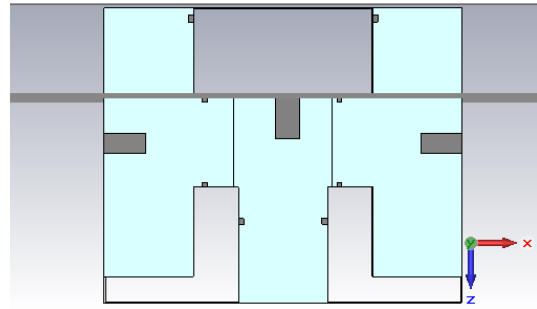


Figura D-2. Resultados en simulación de la unión HA en plano H.

Unión H B

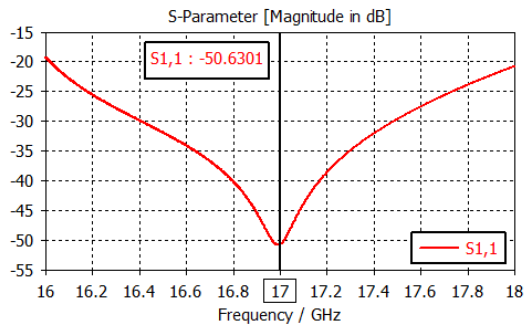


(a) Perspectiva isométrica

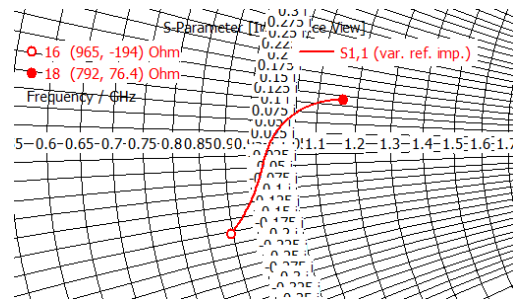


(b) Planta de la unión HB

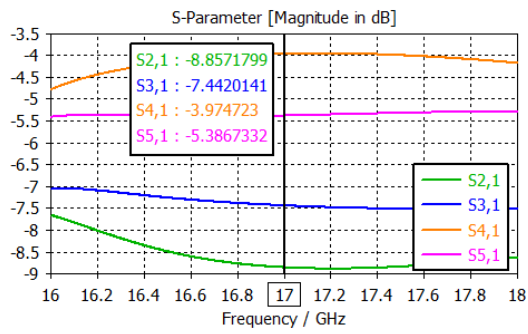
Figura D-3. Diseño final de la unión HB en plano H.



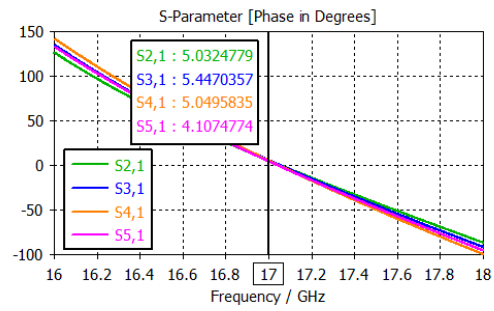
(a) Módulo del parámetro S_{11}



(b) Parámetro S_{11} en carta de Smith



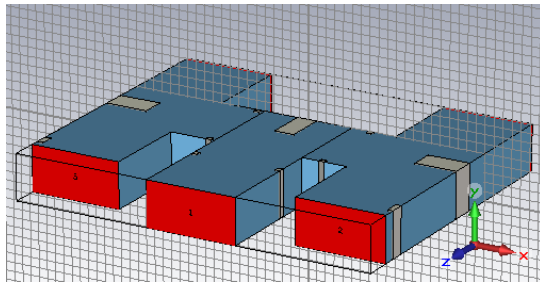
(c) Módulo de los parámetros S_{21} y S_{31}



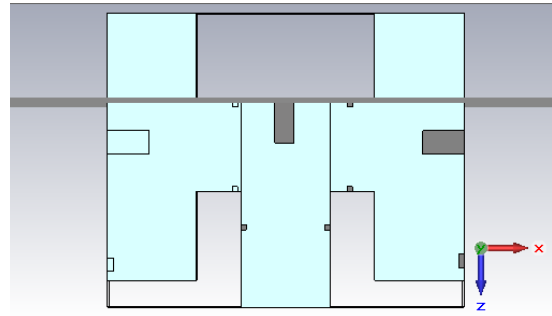
(d) Fase de los parámetros S_{21} y S_{31}

Figura D-4. Resultados en simulación de la unión HB en plano H.

Unión H C

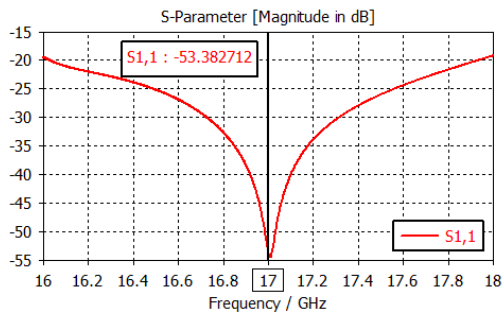


(a) Perspectiva isométrica

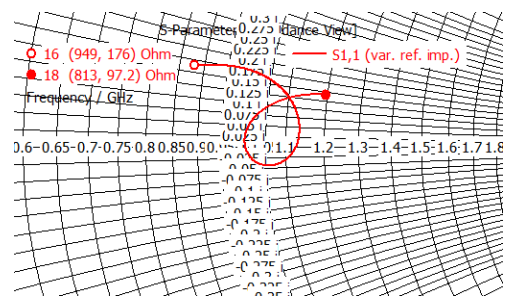


(b) Planta de la unión HC

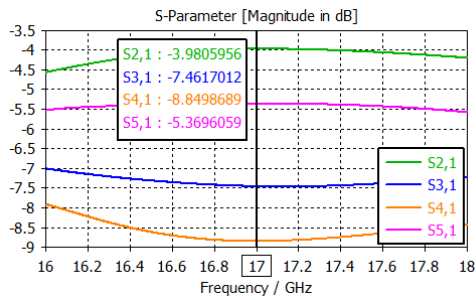
Figura D-5. Diseño final de la unión HC en plano H.



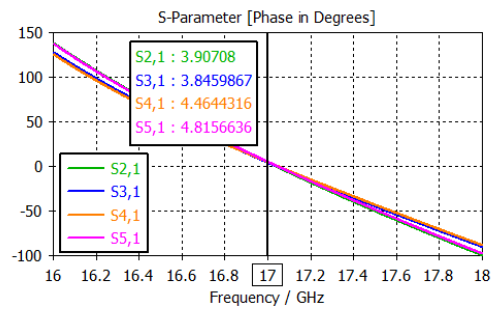
(a) Módulo del parámetro S_{11}



(b) Parámetro S_{11} en carta de Smith



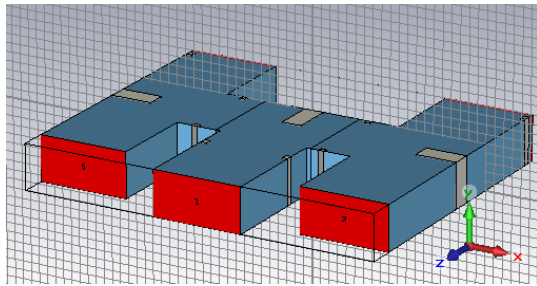
(c) Módulo de los parámetros S_{21} y S_{31}



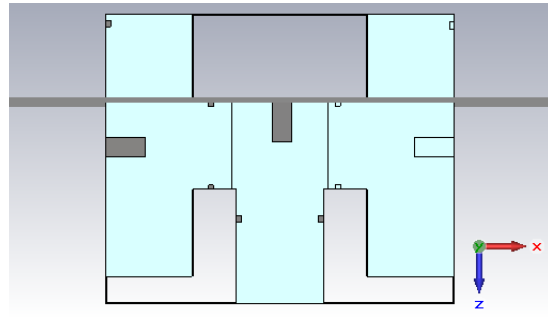
(d) Fase de los parámetros S_{21} y S_{31}

Figura D-6. Resultados en simulación de la unión HC en plano H.

Unión H D

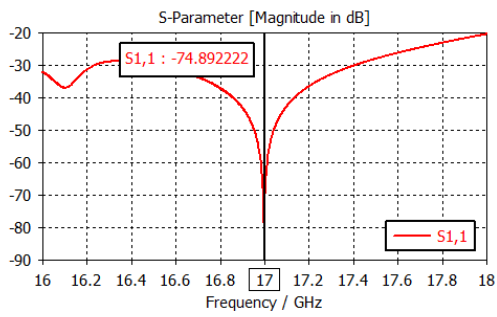


(a) Perspectiva isométrica

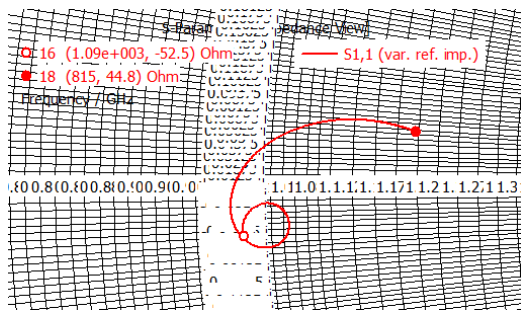


(b) Planta de la unión HD

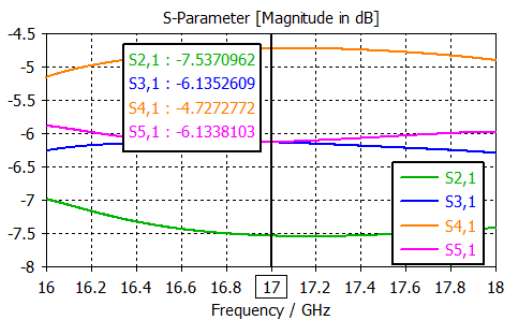
Figura D-7. Diseño final de la unión HD en plano H.



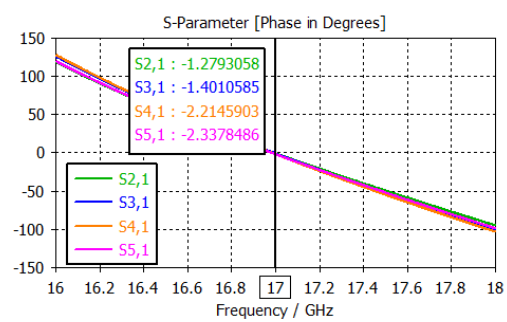
(a) Módulo del parámetro S_{11}



(b) Parámetro S_{11} en carta de Smith



(c) Módulo de los parámetros S_{21} y S_{31}



(d) Fase de los parámetros S_{21} y S_{31}

Figura D-8. Resultados en simulación de la unión HD en plano H.

ANEXO E. COMPROBACIÓN DE MODOS SUPERIORES

La unión H es una de las uniones más críticas de la red de alimentación, como se ha podido comprobar, ya que es la unión que marca el paso de una distancia entre elementos que no causa ningún problema a la hora del diseño y optimización, pero no es asumible en el diseño, a una distancia entre elementos coherente con las especificaciones, pero causa más problemas a la hora de diseñar y optimizar los parámetros S de la unión.

Por el hecho de encontrarnos ante el caso de una unión con muchas discontinuidades y con una distancia bastante pequeña entre ellas se hace necesario comprobar la propagación de modos superiores.

Para hacer más sencilla la visualización y explicación se va a detallar cada puerto por separado, cabe decir que **se ha elegido como umbral para la propagación de modos -40dB** ya que se ha considerado que son los modos superiores que merecen mención puesto que, a partir del mismo, empieza a ser comparable la transmisión a la del modo fundamental.

Sin embargo, en la **Tabla E-1 se muestra un pequeño resumen de los modos propagados de todas las uniones H**. Además, se puede observar como los modos superiores dependiendo de las uniones H no se propagan en los mismos puertos, esto se debe a los estrechamientos a la salida de la unión ya que no todas las uniones los definen en la misma posición.

	HA	HB	HC	HD														
Puerto 1	-	-	-	-														
Puerto 2	<table border="1"> <tr><td>3</td><td>TE_{20}</td></tr> <tr><td>8</td><td>TE_{30}</td></tr> </table>	3	TE_{20}	8	TE_{30}	-	<table border="1"> <tr><td>2</td><td>TE_{20}</td></tr> <tr><td>3</td><td>TE_{30}</td></tr> </table>	2	TE_{20}	3	TE_{30}	-						
3	TE_{20}																	
8	TE_{30}																	
2	TE_{20}																	
3	TE_{30}																	
Puerto 3	-	<table border="1"> <tr><td>3</td><td>TE_{20}</td></tr> <tr><td>8</td><td>TE_{30}</td></tr> </table>	3	TE_{20}	8	TE_{30}	-	<table border="1"> <tr><td>2</td><td>TE_{20}</td></tr> <tr><td>3</td><td>TE_{30}</td></tr> <tr><td>5</td><td>TE_{02}</td></tr> </table>	2	TE_{20}	3	TE_{30}	5	TE_{02}				
3	TE_{20}																	
8	TE_{30}																	
2	TE_{20}																	
3	TE_{30}																	
5	TE_{02}																	
Puerto 4	-	<table border="1"> <tr><td>3</td><td>TE_{20}</td></tr> <tr><td>8</td><td>TE_{30}</td></tr> <tr><td>12</td><td>TE_{02}</td></tr> </table>	3	TE_{20}	8	TE_{30}	12	TE_{02}	-	<table border="1"> <tr><td>2</td><td>TE_{20}</td></tr> <tr><td>3</td><td>TE_{30}</td></tr> <tr><td>5</td><td>TE_{02}</td></tr> <tr><td>10</td><td>TE_{32}</td></tr> </table>	2	TE_{20}	3	TE_{30}	5	TE_{02}	10	TE_{32}
3	TE_{20}																	
8	TE_{30}																	
12	TE_{02}																	
2	TE_{20}																	
3	TE_{30}																	
5	TE_{02}																	
10	TE_{32}																	
Puerto 5	<table border="1"> <tr><td>3</td><td>TE_{20}</td></tr> </table>	3	TE_{20}	-	<table border="1"> <tr><td>3</td><td>TE_{20}</td></tr> <tr><td>8</td><td>TE_{30}</td></tr> <tr><td>5</td><td>TE_{02}</td></tr> </table>	3	TE_{20}	8	TE_{30}	5	TE_{02}	-						
3	TE_{20}																	
3	TE_{20}																	
8	TE_{30}																	
5	TE_{02}																	

Tabla E-1. Resumen modos superiores Uniones H.

Unión H A

Como se puede comprobar en la figura E-1, sí se propagan modos superiores en la unión HA.

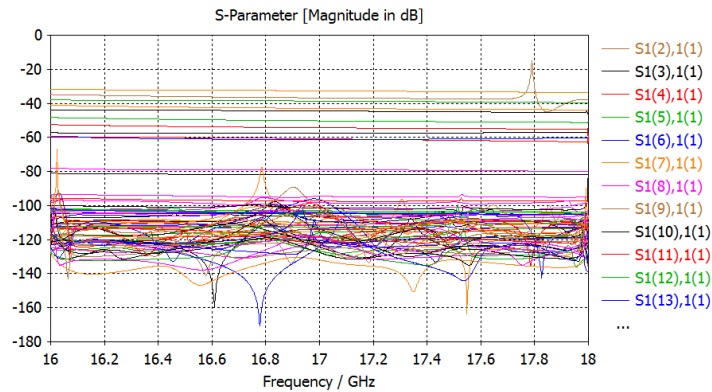


Figura E-1. Modos superiores unión HA.

✓ **Puerto 1:** En la Figura E-2 se puede comprobar que en el puerto 1 de la unión no se propagan modos superiores ya que todos los modos están por debajo de -40dB.

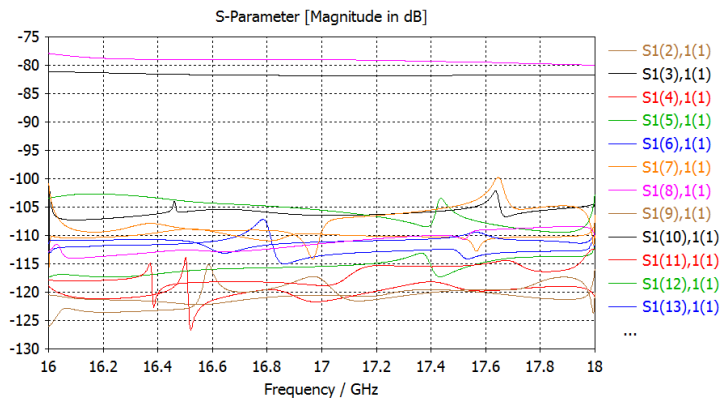


Figura E-2. Modos superiores unión HA puerto 1.

✓ **Puerto 2:** Se puede observar en la Figura E-3, como en el puerto 2 si que se produce propagación de modos superiores. Para ser más exactos los modos 3 y 8 de CST que se pasará a analizar a continuación.

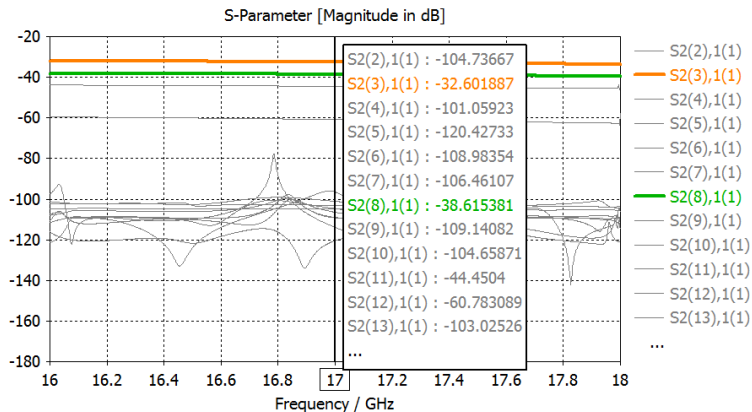


Figura E-3. Modos superiores unión HA puerto 2.

En la Tabla E-2 se muestra un pequeño resumen de los datos más importantes de los modos superiores que se encuentran en el puerto 2. Concretando cada columna en más en profundidad, la columna **Campo Eléctrico del modo Superior**, es una pequeña figura del resultado que genera CST (Anexo A) del campo eléctrico generado por el modo superior en cuestión. $f_{c_{m,n}}$ es la frecuencia de corte del modo superior y **Denominación de modo**, que contiene el tipo e índice del modo. Para hallar estas dos últimas columnas, la primera de ellas es generada por CST además de indicar si el modo superior es TE o TM por lo que en la segunda columna solo quedará saber de que tipo es. Por ello, haciendo uso de la ecuación (2.34) se puede hallar el modo superior concreto en el que se encuentra. O en el caso de **S2(3),1(1)**, con el campo electromagnético sería suficiente ya se puede observar claramente que es primer modo superior de la guía de onda.

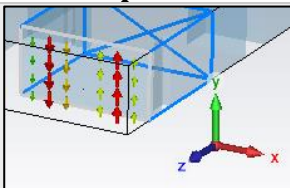
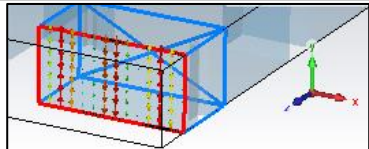
Parámetro S	Campo Eléctrico del Modo Superior	$f_{c_{m,n}}$	Denominación de modo
S2(3),1(1)		29.98GHz	TE ₂₀
S2(8),1(1)		44.97GHz	TE ₃₀

Tabla E-2. Modos superiores unión HA puerto 2.

✓ **Puerto 3:** En el puerto 3, nos encontramos que para el umbral escogido no se propaga ningún modo superior.

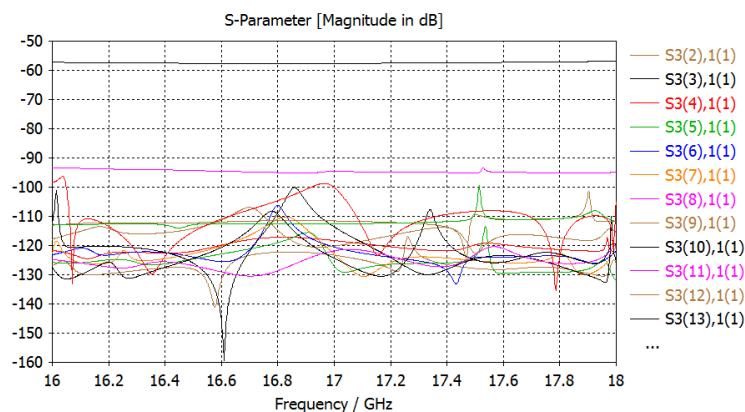


Figura E-4. Modos superiores unión HA puerto 3.

✓ **Puerto 4:** Como sucedía en el puerto 1, no se propagan modos superiores en el puerto 4 ya que todos los modos están por debajo de los -40dB.

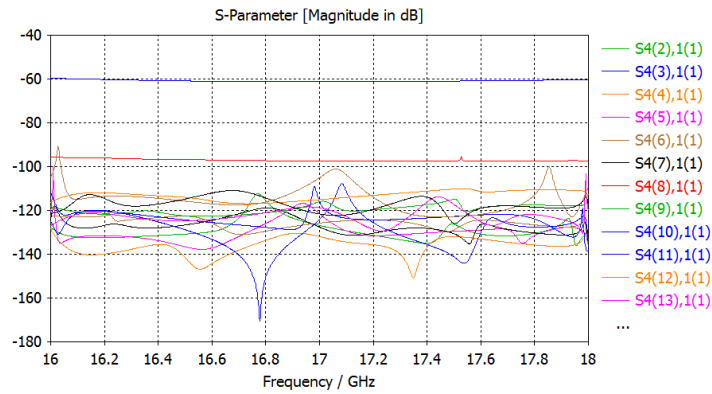


Figura E-5. Modos superiores unión HA puerto 4.

✓ **Puerto 5:** En el puerto 5 se propagan un modo superior para el umbral escogido.

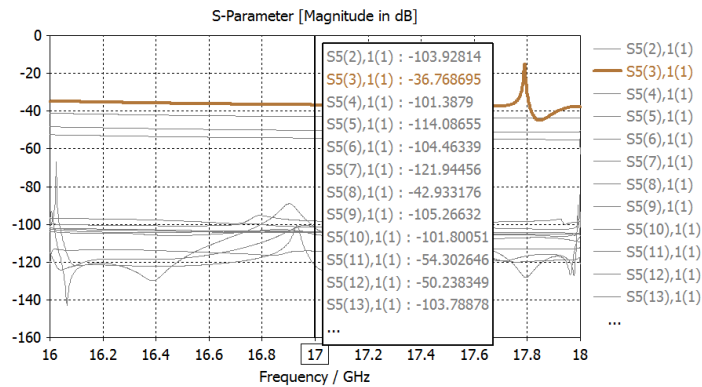


Figura E-6. Modos superiores unión HA puerto 5.

A continuación, en la Tabla E-3, se muestra el análisis de los modos superiores del puerto 5.

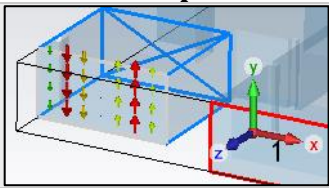
Parámetro S	Campo Eléctrico del Modo Superior	$f_{c_{m,n}}$	Denominación de modo
S5(3),1(1)		29.98GHz	TE ₂₀

Tabla E-3. Modos superiores unión HA puerto 5.

Unión H B

En la unión HB, al darse el mismo suceso que en la unión HA, en el que hay que añadir estrechamientos a la salida de la unión para ajustar el desfase entre las salidas, **también se propagan modos superiores en la unión HB**, los cuales se analizarán a continuación.

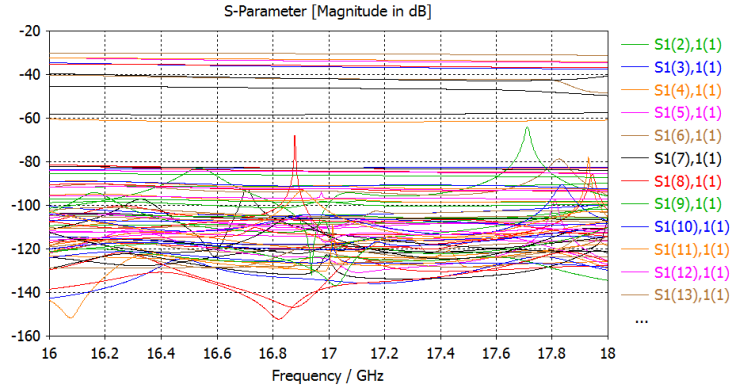


Figura E-7. Modos superiores unión HB.

✓ **Puerto 1:** En la Figura E-8 se puede comprobar que en el puerto 1 de la unión no se propagan modos superiores ya que todos los modos están por debajo de -40dB.

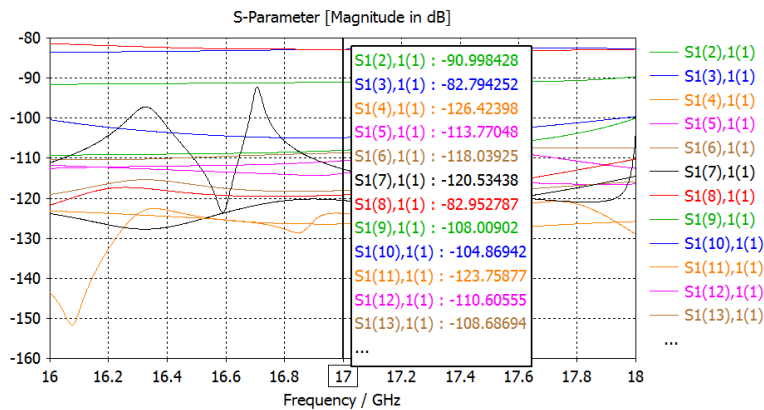


Figura E-8. Modos superiores unión HB puerto 1.

✓ **Puerto 2:** Se puede observar en la Figura E-9, como en el puerto 2 tampoco se propagan modos superiores con el umbral que se ha escogido.

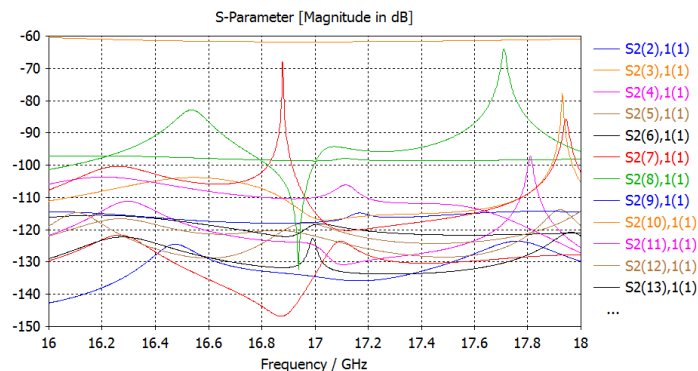


Figura E-9. Modos superiores unión HB puerto 2.

✓ **Puerto 3:** En el puerto 3 si que se produce propagación de modos superiores. Para ser más exactos los modos 3 y 8 de CST.

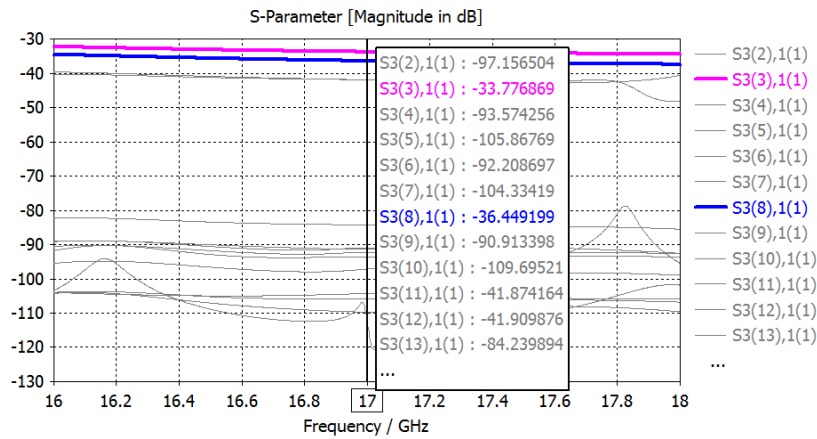


Figura E-10. Modos superiores unión HB puerto 3.

A continuación, se analizará en la Tabla E-4 cada modo superior del puerto 3.

Parámetro S	Campo Eléctrico del Modo Superior	$f_{c_{m,n}}$	Denominación de modo
S3(3),1(1)		29.98GHz	TE_{20}
S3(8),1(1)		44.97GHz	TE_{30}

Tabla E-4. Modos superiores unión HB puerto 3.

✓ **Puerto 4:** Al igual que sucede en el puerto 3, el puerto 4 propaga modos superiores, en concreto los modos 3, 8 y 12 de CST.

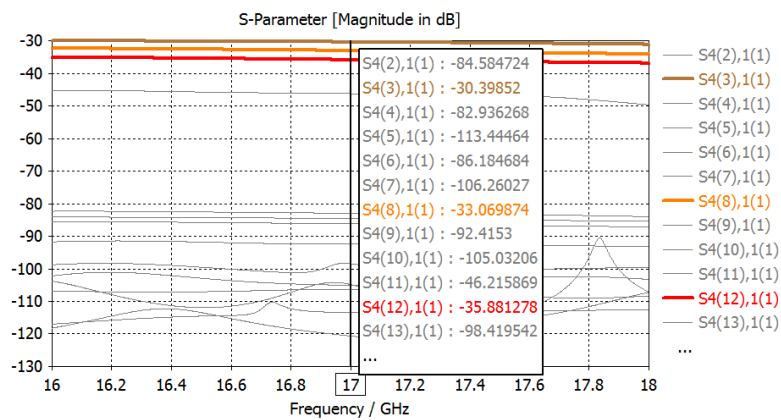


Figura E-11. Modos superiores unión HB puerto 4.

A continuación, se analizará en la Tabla E-5 cada modo superior del puerto 4.

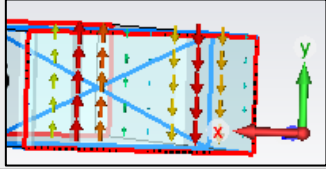
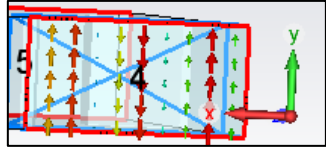
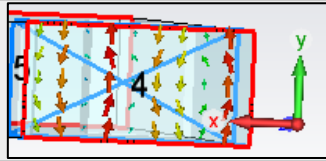
Parámetro S	Campo Eléctrico del Modo Superior	$f_{c_{m,n}}$	Denominación de modo
S4(3),1(1)		29.98GHz	TE ₂₀
S4(8),1(1)		44.97GHz	TE ₃₀
S4(12),1(1)		59.98GHz	TE ₀₂

Tabla E-5. Modos superiores unión HB puerto 4.

✓ **Puerto 5:** Para terminar, en el puerto 5 se puede comprobar que para el umbral de -40dB escogido no se propagan modos superiores.

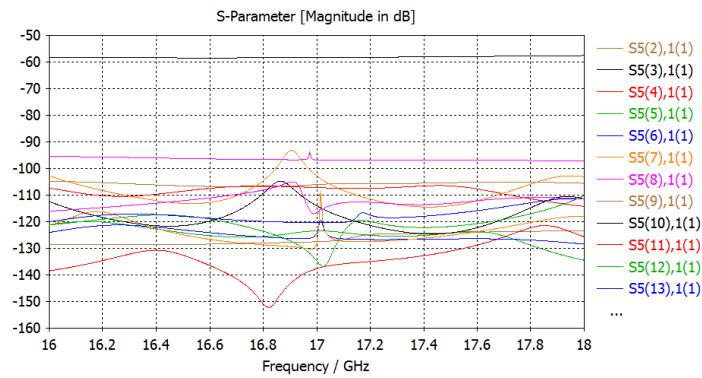


Figura E-12. Modos superiores unión HB puerto 5.

Unión H C

Como se puede comprobar en la figura E-13, sí se propagan modos superiores en la unión HC.

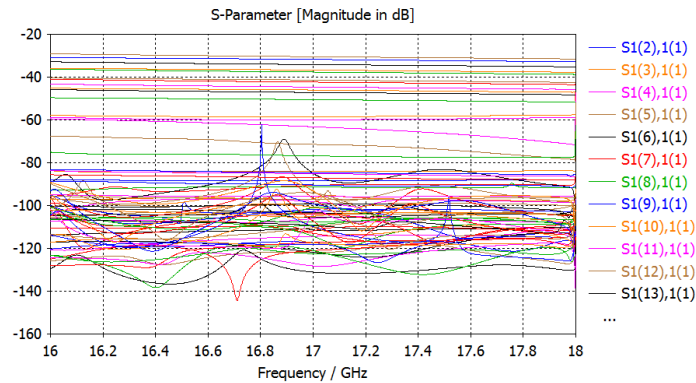


Figura E-13. Modos superiores unión HC.

✓ **Puerto 1:** En la Figura E-14 se puede comprobar que en el puerto 1 de la unión no se propagan modos superiores.

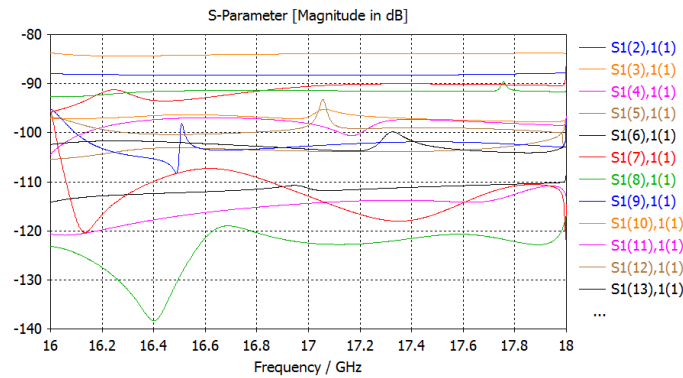


Figura E-14. Modos superiores unión HC puerto 1.

✓ **Puerto 2:** Se puede observar en la Figura E-15 como en el puerto 2 si que se produce propagación de modos superiores. Para ser más exactos los modos 2 y 3 de CST que se pasará a analizar a continuación.

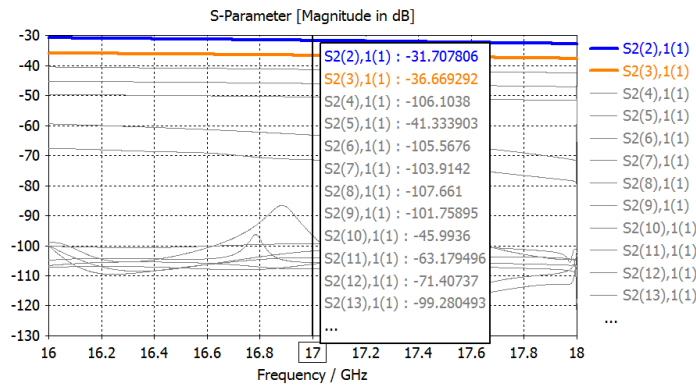


Figura E-15. Modos superiores unión HC puerto 2.

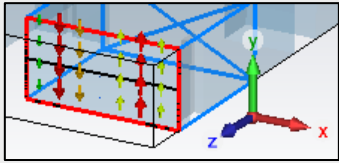
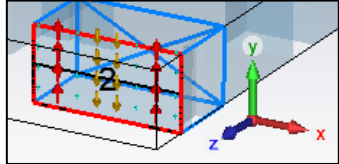
Parámetro S	Campo Eléctrico del Modo Superior	$f_{c_{m,n}}$	Denominación de modo
S2(2),1(1)		29.98GHz	TE_{20}
S2(3),1(1)		44.97GHz	TE_{30}

Tabla E-6. Modos superiores unión HC puerto 2.

✓ **Puerto 3:** En el puerto 3, nos encontramos que para el umbral escogido no se propaga ningún modo superior.

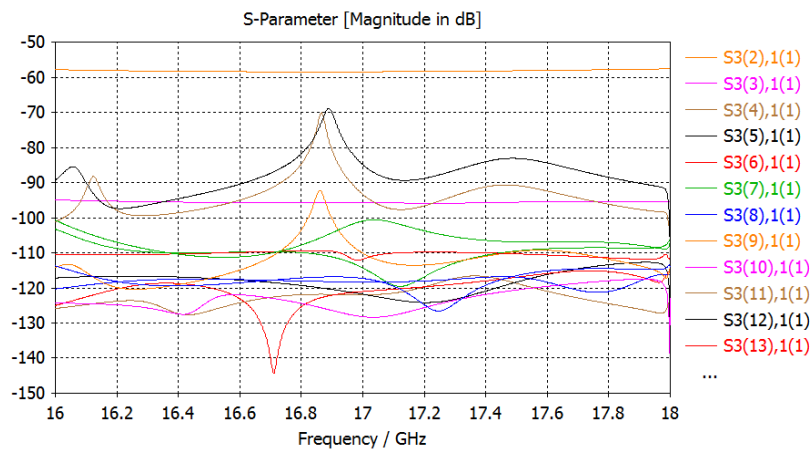


Figura E-16. Modos superiores unión HC puerto 3.

✓ **Puerto 4:** Como sucede en el puerto 3, no se propagan modos superiores en el puerto 4 ya que todos los modos están por debajo de los -40dB.

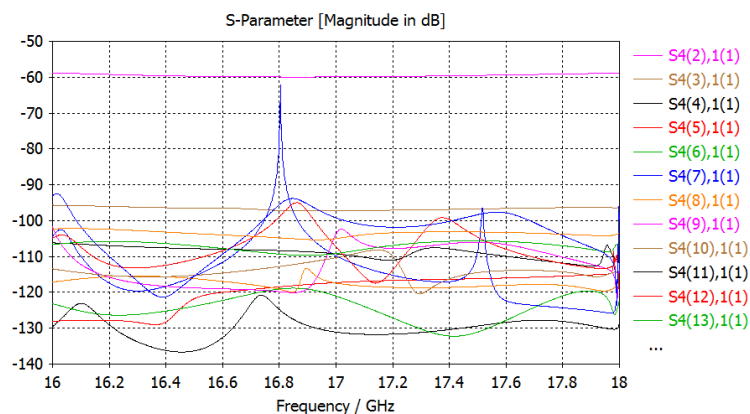


Figura E-17. Modos superiores unión HC puerto 4.

✓ **Puerto 5:** En el puerto 5 se propagan modos superiores. Para ser más exactos los modos 2, 3 y 5 de CST que se pasará a analizar a continuación.

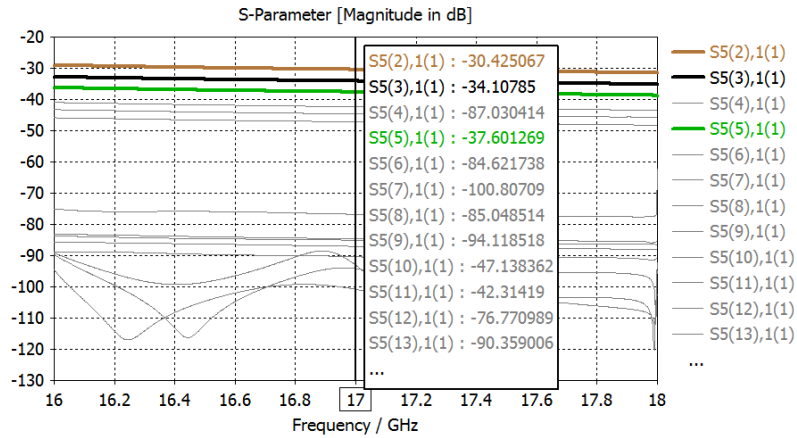


Figura E-18. Modos superiores unión HC puerto 5.

A continuación, en la Tabla E-7, se muestra el análisis de los modos superiores del puerto 5, tal como se ha mencionado anteriormente hay tres modos superiores que se propagan en este puerto.

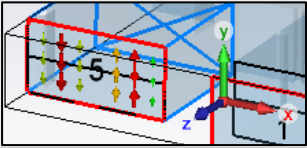
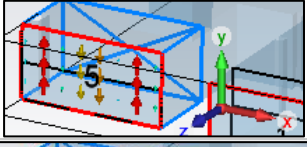
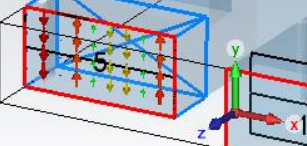
Parámetro S	Campo Eléctrico del Modo Superior	$f_{c_{m,n}}$	Denominación de modo
S5(2),1(1)		29.98GHz	TE_{20}
S5(3),1(1)		44.97GHZ	TE_{30}
S5(5),1(1)		59.96GHz	TE_{02}

Tabla E-7. Modos superiores unión HC puerto 5.

Unión H D

Para finalizar, se va analizar la **propagación de los modos superiores de la unión HD**.

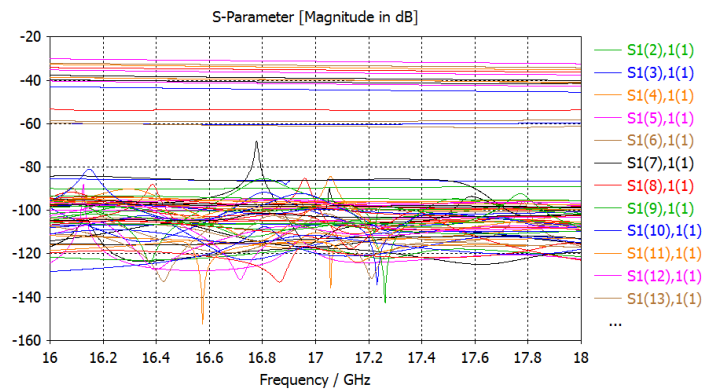


Figura E-19. Modos superiores unión HD.

✓ **Puerto 1:** En la Figura E-20 se puede comprobar que en el puerto 1 de la unión no se propagan modos superiores.

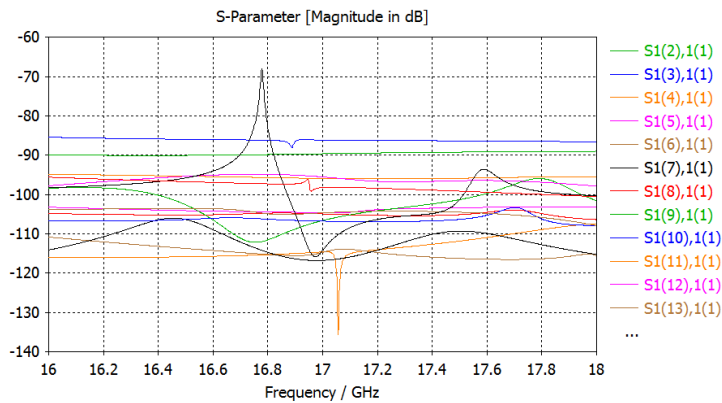


Figura E-20. Modos superiores unión HD puerto 1.

✓ **Puerto 2:** Se puede observar en la Figura E-21, como en el puerto 2 tampoco se propagan modos superiores con el umbral que se ha escogido.

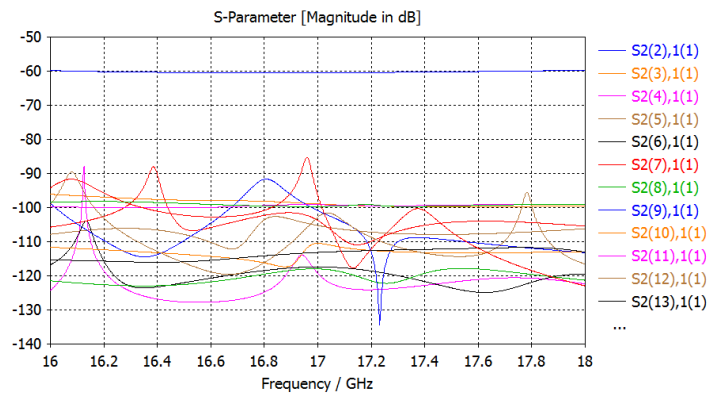


Figura E-21. Modos superiores unión HD puerto 2.

✓ **Puerto 3:** En el puerto 3 si que se produce propagación de modos superiores. Para ser más exactos los modos 2, 3 y 5 de CST.

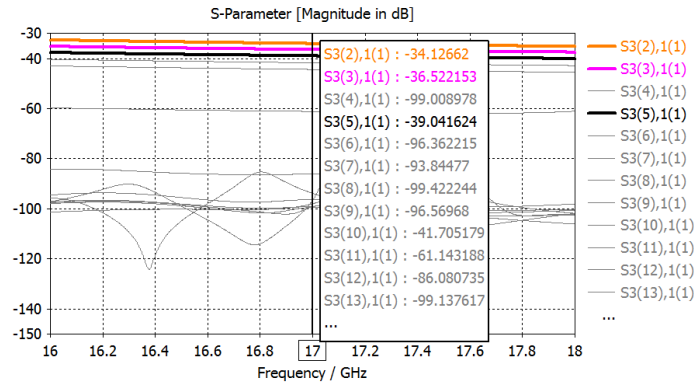


Figura E-22. Modos superiores unión HD puerto 3.

A continuación, se analizará en la Tabla E-3 cada modo superior del puerto 3.

Parámetro S	Campo Eléctrico del Modo Superior	$f_{c_{m,n}}$	Denominación de modo
S3(2),1(1)		29.98GHz	TE_{20}
S3(3),1(1)		44.97GHz	TE_{30}
S3(5),1(1)		59.96GHz	TE_{02}

Tabla E-8. Modos superiores unión HD puerto 3.

✓ **Puerto 4:** Al igual que sucede en el puerto 3, el puerto 4 propaga modos superiores, en concreto los modos 2, 3, 5 y 10 de CST.

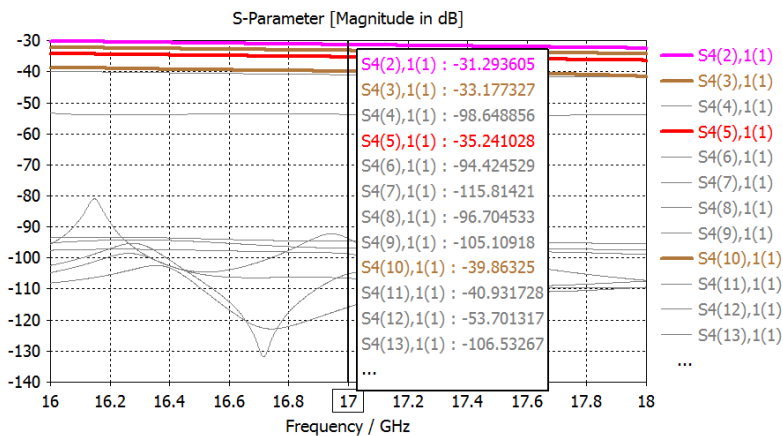


Figura E-23. Modos superiores unión HD puerto 4.

A continuación, se analizará en la Tabla E-9 cada modo superior del puerto 4.

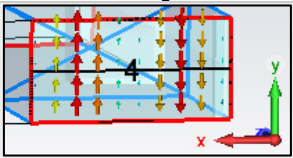
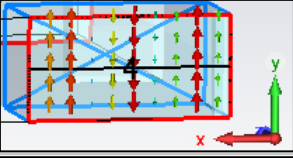

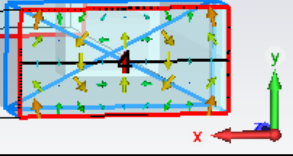
Parámetro S	Campo Eléctrico del Modo Superior	$f_{c_{m,n}}$	Denominación de modo
S4(2),1(1)		29.98GHz	TE_{20}
S4(3),1(1)		44.97GHz	TE_{30}
S4(5),1(1)		59.98GHz	TE_{02}
S4(10),1(1)		74.96GHz	TE_{32}

Tabla E-9. Modos superiores unión HD puerto 4.

✓ **Puerto 5:** Para terminar, en el puerto 5 se puede comprobar que para el umbral de -40dB escogido no se propagan modos superiores.

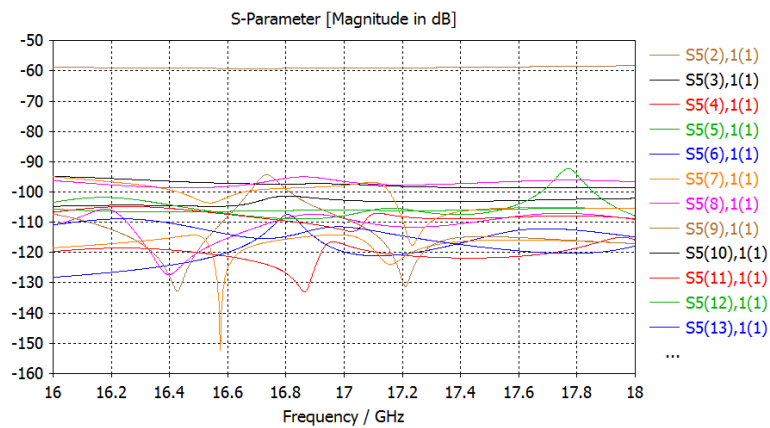


Figura E-24. Modos superiores unión HD puerto 5.

ANEXO F. REDONDEOS UNIONES H

Con vistas de fabricar la red de alimentación se quiso comprobar si los resultados de la simulación cambiaban considerablemente al incluir los redondeos por fresa que existirían en las aristas interiores de la estructura en caso de que ésta se fabricase por mecanizado tradicional. En este caso, se ha decidido que el redondeo de estas aristas sería de 0.5mm.

Unión H A

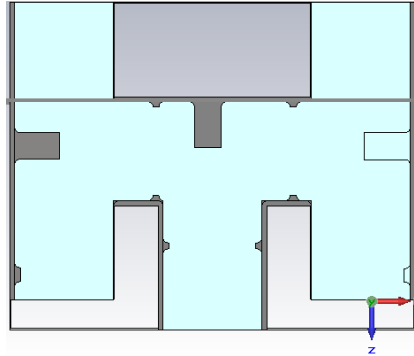


Figura F-1. Diseño final unión HA con redondeos.

En la siguiente figura se muestra una comparación de los resultados obtenidos de la unión H A con redondeos (R) y sin redondeos (SR).

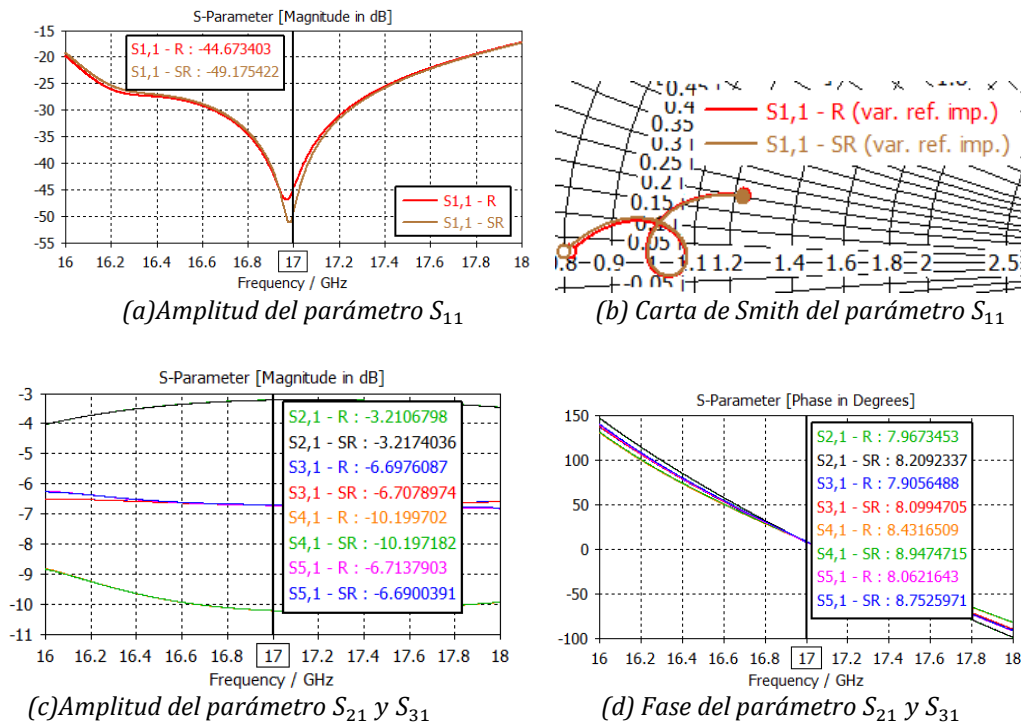


Figura F-2. Comparación de parámetros S de unión HA con redondeos y sin redondeos en aristas internas.

Unión H B

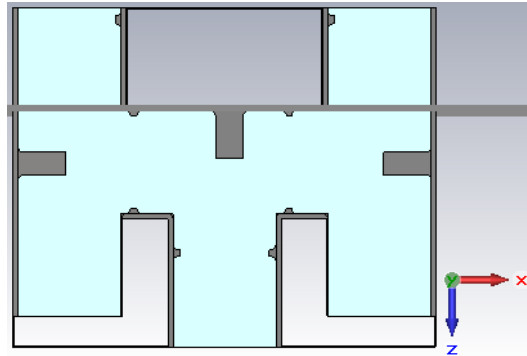


Figura F-3. Diseño final unión HB con redondeos.

En la siguiente figura se muestra una comparación de los resultados obtenidos de la unión H A con redondeos (R) y sin redondeos (SR).

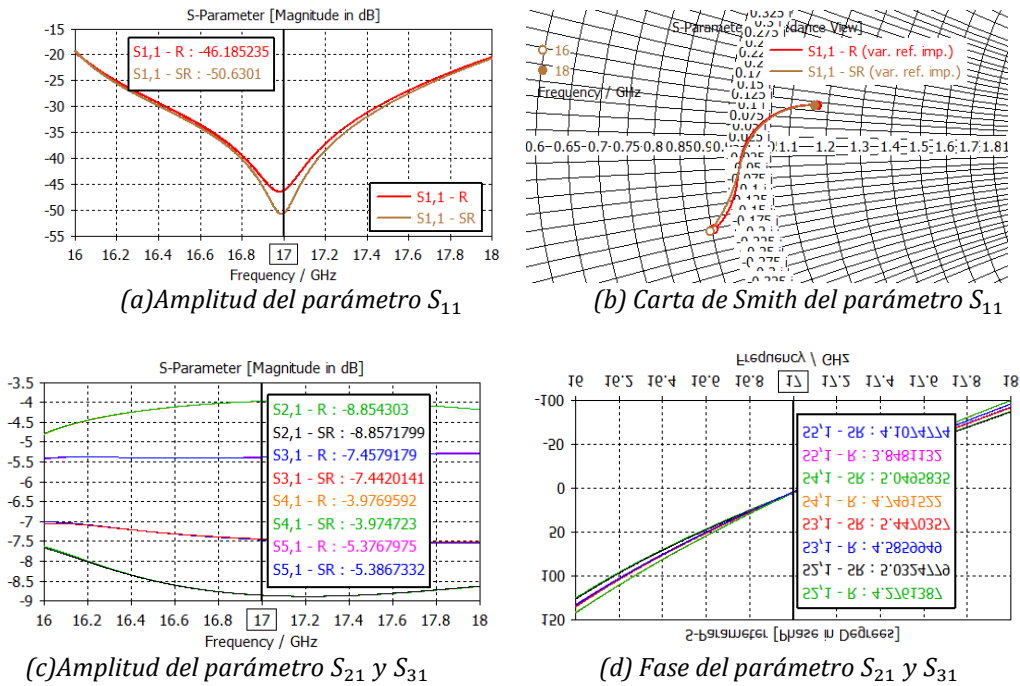


Figura F-4. Comparación de parámetros S de unión HB con redondeos y sin redondeos en aristas internas.

Unión H C

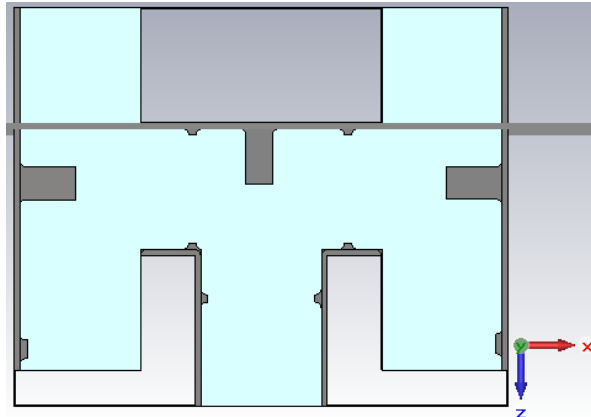


Figura F-5. Diseño final unión HC con redondeos.

En la siguiente figura se muestra una comparación de los resultados obtenidos de la unión H A con redondeos (R) y sin redondeos (SR).

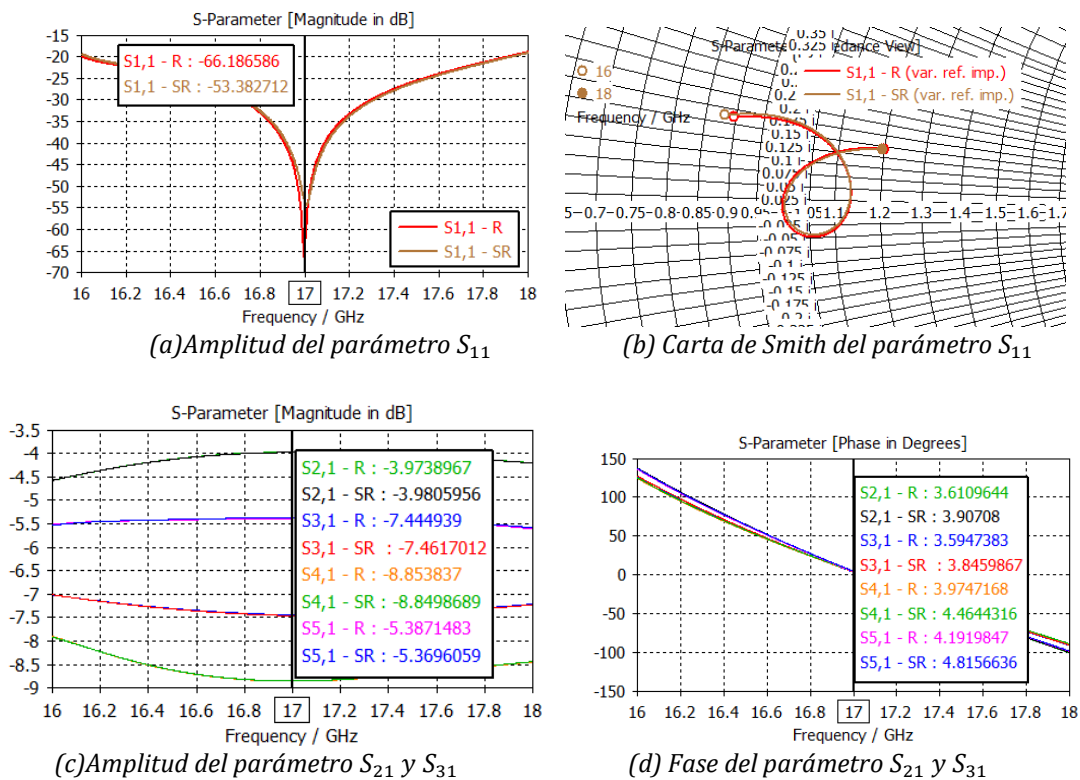


Figura F-6. Comparación de parámetros S de unión HC con redondeos y sin redondeos en aristas internas.

Unión H D

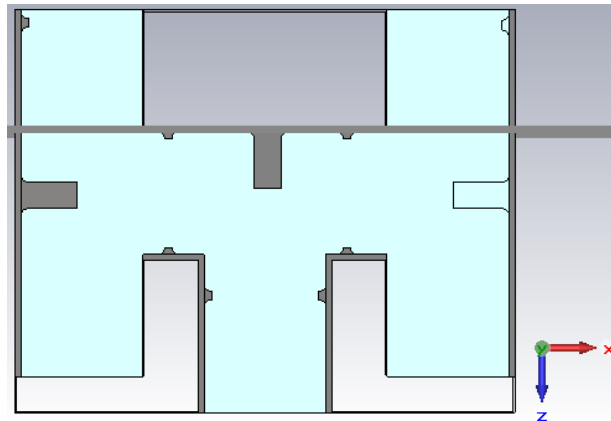


Figura F-7. Diseño final unión HD con redondeos.

En la siguiente figura se muestra una comparación de los resultados obtenidos de la unión H A con redondeos (R) y sin redondeos (SR).

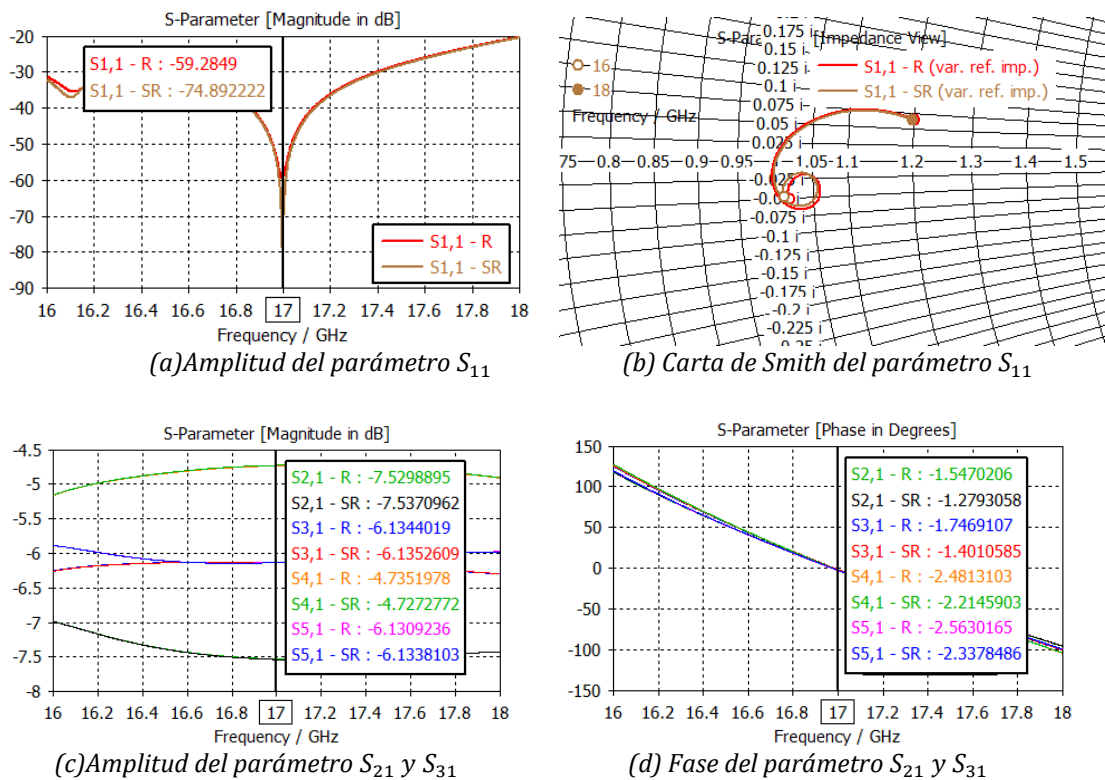


Figura F-8. Comparación de parámetros S de unión HD con redondeos y sin redondeos en aristas internas.

