

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR



PROYECTO FIN DE CARRERA

**Diseño de redes de alimentación para arrays de antenas con
diagrama de campo conformado**

Alejandro González González

Junio 2015

Diseño de redes de alimentación para arrays de antenas con diagramas de campo conformado

AUTOR: Alejandro González González

TUTOR: Juan Córcoles Ortega

PONENTE: José Luís 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
Junio de 2015**



Resumen

En este Proyecto de Fin de Carrera se ha llevado a cabo el diseño, para la tecnología WIMAX, de distintas redes de alimentación de arrays de antenas cuya disposición pueda originar un campo conformado dado.

Un array de antenas permite no sólo apuntar el diagrama de radiación a una dirección concreta sin más restricciones, sino, en general sintetizar un diagrama de campo conformado. Un diagrama de campo conformado toma una forma específica en una región de radiación, y puede poseer diferentes restricciones en el resto de regiones, por ejemplo, relativas al máximo nivel de lóbulos secundarios, o direcciones de apuntamiento con campo nulo. Un ejemplo típico es el diagrama con forma de cosecante al cuadrado, ampliamente utilizado en las estaciones base de telefonía móvil para compensar la diferencia de potencias que un usuario recibiría al encontrarse en los dos extremos (más cercano y más lejano a la estación base) de una celda.

Para conseguir este tipo de diagramas de campo conformado se requiere en general que la amplitud y la fase que excita cada antena del array sean totalmente distintas. Existen muchos métodos de síntesis, como el de Woodward-Lawson, con los que fácilmente se calculan estas amplitudes y fases. Sin embargo, el reto para el ingeniero de radiofrecuencia está en diseñar la red de alimentación que permita conseguir esa distribución de amplitudes y fases, debiendo para ello diseñar divisores, acopladores, desfasadores, etc...interconectados entre sí.

El objeto de este PFC ha sido lograr diseñar las redes de alimentación que generen esos campos conformados. Es por ello que se han diseñado redes de alimentación en tecnología microstrip para un campo uniforme, un campo de Chebyscheff, y varios campos Flattop, dentro de la banda de los 3.3 a lo 3.9 GHz.

Palabras Clave

Red de alimentación, campo conformado, diagrama de radiación, antena, microstrip, adaptación, sustrato, reflexión a la entrada, parámetros S, WIMAX, array de antenas.

Abstract

This Career Final Project deals with the design of various antenna arrays supply network for WIMAX technology, whose disposal may result in a given field formed.

An antenna array allows more than aiming the radiation to a specific direction without restrictions, allows synthesizing a shaped field pattern. A field pattern takes a specific shape formed in a region of radiation, and may have different restrictions on the remaining regions, for example, on the maximum level side lobes, or pointing directions with zero field. A typical example is the diagram form of cosecant squared, widely used in mobile phone base stations to compensate for the difference in power a user would receive when being in the two ends (nearest and farthest from the base station) of a cell.

To get this kind of diagrams forming field is generally required that the amplitude and phase exciting each antenna array are completely different. There are many synthetic methods such as Fourier Transform or Woodward-Lawson, with which these are easily calculated amplitudes and phases. However, the challenge for engineers is to design RF power network equipment which ensures that distribution of amplitudes and phases, for it must design dividers, couplers, phase shifters, etc. ... interconnected.

The purpose of this PFC has been to designe the supply networks that generate those fields. That is why the networks had been designed in microstrip technology feeding a uniform field, Chebyscheff field, and several Flattop fields, within the range of 3.3 to 3.9 GHz.

Key words

Supply network, made field radiation pattern, antenna, microstrip, adaptation, substrate, reflection at the entrance parameters S, WIMAX, antenna array.

Agradecimientos

Ante este momento de poner el broche final a todos estos años de estudio y trabajo en la universidad es mucha la gente que ha compartido conmigo sus experiencias, conocimientos e ilusiones, a los que me gustaría dar gracias.

Al primero que quiero agradecerle toda su dedicación y esfuerzo es a mi tutor, Juan Córcoles. Gracias por tu paciencia y toda la ayuda que me has brindado para que esto sea posible. Desde el primer día ha sido un placer trabajar contigo.

Además quiero agradecer a todos los profesores que me han ayudado a llegar hasta aquí y cuyas enseñanzas han logrado que me forme como ingeniero y como persona, especialmente a todo el grupo RFCAS cuya pasión por las radiocomunicaciones despertó en mí la inquietud por este mundo de las ondas.

Me gustaría agradecer también a todos mis compañeros de universidad con los que he compartido experiencias, alegrías, alguna desilusión y sobretudo un gran esfuerzo por sacar todo esto a delante, especialmente me gustaría agradecerles a Pedro, Javi, Pablo y Alberto por haberme soportado y apoyado durante todos estos largos años. También agradecer a mis amigos de siempre, mi otra familia, el estar siempre que os he necesitado.

A mi familia, mis padres, Jose Luis y Mariluz, y a mi hermana Raquel. Todo lo que soy y lo que seré os lo debo a vosotros, espero que lleguéis a estar algún día tan orgullosos de mi como yo lo estoy de vosotros. Gracias a mis abuelos, a mis tios y a los pequeños de la familia. Tambien quiero dar gracias a Dani, que desde donde esté, se que siempre me ayuda a superar las dificultades a las que me enfrento.

Y por último, a la persona que desde llegó se ha convertido en un pilar básico de mi vida. Gracias Sandra, por toda la paciencia, confianza y apoyo que me has dado durante todo este tiempo. Todo esto es también tuyo también.

INDICE DE CONTENIDOS

1	Introducción	1
1.1	Motivación	1
1.2	Objetivos	1
1.3	Organización de la memoria	2
2	Estado del arte	3
2.1	Introducción	3
2.2	Red WiMAX	3
2.3	Principios básicos de antenas	4
2.3.1	Concepto de antena.....	4
2.3.2	Tipos de antenas	5
2.3.2.1	Antenas de elementos.....	5
2.3.2.2	Antenas de onda progresiva	6
2.3.2.3	Antenas de Array.....	6
2.3.2.4	Antenas de apertura.....	7
2.3.3	Impedancia de entrada	7
2.3.4	Parámetros de dispersión (Parámetros S)	8
2.3.5	Adaptación.....	10
2.3.6	Relación de Onda Estacionaria (SWR)	11
2.3.7	Diagrama de radiación.....	11
2.3.8	Intensidad de radiación	13
2.3.9	Directividad y Ganancia	14
2.3.10	Ancho de Banda	15
2.4	Arrays de antena.....	15
2.4.1	Arrays lineales	16
2.5	Alimentaciones de diseño de Arrays de antenas	17
2.5.1	Alimentación uniforme.....	17
2.5.2	Alimentación Binominal	18
2.5.3	Alimentación Dolph-Tschebyscheff.....	19
2.5.4	Diseño de campo conformado	20
2.5.4.1	Serie de Fourier	21
2.5.4.2	Método de Woodward-Lawson.....	22
2.6	Teoría línea microstrip	23
2.6.1	Alimentación en línea microstrip	24
2.7	Herramientas de diseño y simulación	26
2.7.1	CST Microwave Studio	26
2.7.2	Advanced Design System (ADS)	26
3	Estrategias de diseño	27
3.1	Divisor simple en microstrip.....	27
3.1.1	Efecto del elemento T de unión en el divisor	30
3.1.2	Efecto de los codos en el divisor simple.....	31
3.1.3	Efecto de los cambios de ancho en las pista.....	32
3.2	Estrategias de división 1:2	33
3.2.1	Adaptación con línea	34
3.2.2	t en Microstrip	37
3.2.3	T con alteraciones	39
3.2.4	Adaptación con stubs CA	40
3.2.5	Adaptación con stubs CC	43
3.3	Estrategias de divisor 1:4	46
3.3.1	Divisor 1:4	46

3.3.2 Adaptación con línea	49
3.3.3 Adaptación con t de Microstrip	51
3.3.4 Adaptación con Stubs CA	51
3.3.1 Adaptación con Stubs CC.....	53
3.4 Estrategias de divisor 1:8	56
3.4.1 Divisor 1:8	56
3.4.2 Divisor adaptado con línea	58
3.4.3 Divisor adaptado con Stub CA	60
3.4.4 Divisor adaptado con Stub CC	62
3.5 Estrategias de divisor 1:16	64
3.5.1 Divisor 1:16	64
3.5.2 Divisor adaptado con stub CA.....	66
3.5.3 Divisor adaptado con línea	67
4 Red de alimentación para un diagrama de campo uniforme	70
4.1 Solución corporativa	72
4.1.1 Diseño circuital.....	73
4.1.2 Diseño electromagnético	78
4.2 Solución peine	83
4.2.1 Diseño circuital.....	83
4.2.1 Diseño electromagnético	94
5 Red de alimentación para un diagrama de campo de lóbulos controlado	99
5.1 Solución corporativa	100
5.1.1 Diseño circuital.....	100
5.1.2 Diseño electromagnético	107
5.2 Solución peine	111
5.2.1 Diseño circuital.....	112
5.2.2 Diseño electromagnético	117
6 Red de alimentación para un diagrama de campo Flattop	125
6.1 Solución “peine” para un diagrama de campo Flattop de 30°.....	125
6.1.1 Diseño circuital.....	127
6.2 Solución “peine” para un diagrama de campo Flattop de 20°.....	133
6.2.1 Diseño circuital.....	134
6.3 Solución “peine” para un diagrama de campo Flattop de 15°.....	140
6.3.1 Diseño circuital.....	142
6.3.2 Diseño electromagnético	148
7 Construcción del prototipo.....	155
7.1 Construcción	155
7.2 Medidas	163
8 Conclusiones y trabajo futuro	169
8.1 Conclusiones	169
8.2 Trabajo futuro.....	171
Referencias.....	173
Anexos	I
A Construcción de Circuitos Impresos.....	I

INDICE DE FIGURAS

FIGURA 2-1: ANTENA HELICOIDAL [5]	4
FIGURA 2-2: ANTENA DE TIPO YAGI DE 7 ELEMENTOS, DIRECTIVA.....	4
FIGURA 2-3: CLASIFICACIÓN DE ANTENA RESPECTO A SUS FRECUENCIAS DE OPERACIÓN.....	5
FIGURA 2-4: ANTENA UHF DE 22 ELEMENTOS PARA TV DIGITAL.....	6
FIGURA 2-5: ARRAY LINEAL DE RANURAS PARA BANDA	6
FIGURA 2-6: ARRAY BIDIMENSIONAL DE RANURAS CON ALIMENTACIÓN	6
FIGURA 2-7: EJEMPLO DE APUNTAMIENTO DE LÓBULOS DE ARRAY INTELIGENTE EN COMUNICACIÓN MÓVIL.....	7
FIGURA 2-8: ANTENA PARABÓLICA 18 METROS.....	7
FIGURA 2-9: ANTENA DE BOCINA DE 1 A 18 GHZ.....	7
FIGURA 2-10: DIAGRAMA DE UN RED DE N PUERTAS[3]	8
FIGURA 2-11: RED DE DOS PUERTOS	9
FIGURA 2-12: ANTENA CONECTADA A UN GENERADOR MEDIANTE LÍNEA DE TRANSMISIÓN[4] ...	10
FIGURA 2-13: REPRESENTACIÓN DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN EN COORDENADAS ESFÉRICAS.....	12
FIGURA 2-14: DIAGRAMA DE RADIACIÓN EN 3D DE UNA ANTENA DIRECTIVA.....	12
FIGURA 2-15: DIAGRAMA DE RADIACIÓN EN 2D EN COORDENADAS POLARES (IZQUIERDA) Y CARTESIANAS (DERECHA).....	13
FIGURA 2-16: TIPOS DE DIAGRAMA DE RADIACIÓN. ISOTRÓPICO (IZQUIERDA), OMNIDIRECCIONAL (CENTRO) Y DIRECTIVO (DERECHA).....	13
FIGURA 2-17: EJEMPLOS DE ARRAY: LINEAL (IZQUIERDA) Y PLANO (DERECHA)	15
FIGURA 2-18: ESQUEMA DE ARRAY LINEAL CON N ELEMENTOS EQUISPACIADOS.....	16
FIGURA 2-19: ARRAY DE FUENTES ISOTRÓPICAS A LOS LARGO DEL EJE Z.....	17
FIGURA 2-20: ANCHO DEL LÓBULO PRINCIPAL Y SLL DE UN ARRAY UNIFORME [6].....	18
FIGURA 2-21: ARRAY PAR DE AMPLITUDES NO UNIFORME.....	19
FIGURA 2-22: ARRAY IMPAR DE AMPLITUDES NO UNIFORME.....	19
FIGURA 2-23: POLINOMIOS DE TSCHEBYSCHIEFF [8].....	20
FIGURA 2-24: ESQUEMA GENERAL DE UNA LÍNEA MICROSTRIP.....	23

FIGURA 2-25: ALIMENTACIÓN POR SONDA COAXIAL VERTICAL DE LA LÍNEA MICROSTRIP.....	24
FIGURA 2-26: ALIMENTACIÓN POR SONDA COAXIAL VERTICAL DE LA LÍNEA MICROSTRIP.....	24
FIGURA 2-27: ALIMENTACIÓN POR COAXIAL HORIZONTAL DE LA LÍNEA MICROSTRIP	25
FIGURA 3-1: ESQUEMA DE UN DIVISOR SIMPLE.....	27
FIGURA 3-2: ESQUEMA DE DIVISOR SIMPLE EN ADS	28
FIGURA 3-3: ESQUEMA DE DIVISOR SIMPLE MICROSTRIP EN ADS	28
FIGURA 3-4: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN DE POTENCIA DEL DIVISOR SIMPLE	28
FIGURA 3-5: REPRESENTACIÓN DEL DIVISOR SIMPLE	29
FIGURA 3-6: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN DE POTENCIA DEL DIVISOR SIMPLE	29
FIGURA 3-7: DIAGRAMA TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN SIN ELEMENTO T.....	31
FIGURA 3-8: DIAGRAMA TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN SIN ELEMENTO T.....	31
FIGURA 3-9: ESQUEMA DIVISOR CON RAMAS DE IGUAL ANCHO	33
FIGURA 3-10: DIAGRAMA DE FASES DEL DIVISOR CON RAMAS DE DISTINTO ANCHO	33
FIGURA 3-11: ESQUEMA DIVISOR CON RAMAS DE DISTINTO ANCHO	33
FIGURA 3-12: DIAGRAMA DE FASES DEL DIVISOR CON RAMAS DE DISTINTO ANCHO	33
FIGURA 3-13: TRANSFORMADOR $\lambda/4$ [8].....	34
FIGURA 3-14: ESQUEMA DIVISOR 1:2 CON LÍNEA ADAPTADORA EN ADS	35
FIGURA 3-15: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN PARA UN DIVISOR 1:2 CON LÍNEA ADAPTADORA.....	35
FIGURA 3-16: ESQUEMA DE UN DIVISOR 1:2 EN EL CST	36
FIGURA 3-17: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN PARA UN DIVISOR 1:2 EN MICROSTRIP CON LÍNEA ADAPTADORA.....	36
FIGURA 3-18: REFLEXIÓN A LA ENTRADA DE UN DIVISOR 1:2 EN MICROSTRIP CON UN LÍNEA ADAPTADORA CON UN MODELADO EM	36
FIGURA 3-19: ESQUEMA DE UN DIVISOR 1:2 ADAPTADO EN T.....	37
FIGURA 3-20: ESQUEMÁTICO DE UN DIVISOR 1:2 ADAPTADO EN T EN MICROSTRIP EN ADS.....	37
FIGURA 3-21: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN DE UN DIVISOR 1:2 ADAPTADO EN T EN MICROSTRIP MEDIANTE UN MODELADO CIRCUITAL	38

FIGURA 3-22: ESQUEMÁTICO DE UN DIVISOR 1:2 ADAPTADO EN T EN MICROSTRIP EN ADS	38
FIGURA 3-23: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN DE UN DIVISOR 1:2 ADAPTADO EN T EN MICROSTRIP MEDIANTE UN MODELADO EM.....	39
FIGURA 3-24: ESQUEMA DE UN DIVISOR CON ALTERACIONES EN SU INTERSECCIÓN	40
FIGURA 3-25: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN DE UN DIVISOR 1:2 ADAPTADO CON ALTERACIONES EN MICROSTRIP MEDIANTE UN MODELADO EM	40
FIGURA 3-26: LÍNEA ADAPTADA CON STUB [4]	41
FIGURA 3-27: ESQUEMA DE UN DIVISOR 1:2 ADAPTADO CON UN STUB CA.....	41
FIGURA 3-28: ESQUEMA DIVISOR SIMPLE CON STUB CA EN ADS	42
FIGURA 3-29: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN PARA UN DIVISOR 1:2 CON STUB CA	42
FIGURA 3-30: ESQUEMA DE UN DIVISOR 1:2 CON STUB CA EN CST.....	43
FIGURA 3-31: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN PARA UN DIVISOR 1:2 CON STUB CA	43
FIGURA 3-32: ESQUEMA DE UN DIVISOR 1:2 ADAPTADO CON UN STUB CC	43
FIGURA 3-33: ESQUEMA DIVISOR SIMPLE CON STUB CC EN ADS.....	44
FIGURA 3-34: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN PARA UN DIVISOR 1:2 ADAPTADO CON STUB CC EN ADS.....	44
FIGURA 3-35: ESQUEMA DE UN DIVISOR 1:2 ADAPTADO CON UN STUB CC EN UN MODELADO EM	45
FIGURA 3-36: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN PARA UN DIVISOR 1:2 ADAPTADO CON STUB CC EN CST	45
FIGURA 3-37: MODELO DE DIVISOR 1:4	46
FIGURA 3-38: ESQUEMA DIVISOR 1:4 IDEAL EN ADS	46
FIGURA 3-39: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN PARA UN DIVISOR 1:4 IDEAL.....	47
FIGURA 3-40: ESQUEMA DIVISOR 1:4 MICROSTRIP EN ADS.....	47
FIGURA 3-41: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN PARA UN DIVISOR 1:4 EN MICROSTRIP (ADS)	48
FIGURA 3-42: ESQUEMA DIVISOR 1:4 MICROSTRIP EN CST	48
FIGURA 3-43: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN PARA UN DIVISOR 1:4 EN MICROSTRIP (CST).....	48
FIGURA 3-44: ESQUEMA DE UN DIVISOR 1:4 ADAPTADO CON LÍNEA	49

FIGURA 3-45: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN PARA UN DIVISOR 1:4 CON LÍNEA ADAPTADORA EN MICROSTRIP (ADS).....	50
FIGURA 3-46: MODELADO EM DE UN DIVISOR 1:4 ADAPTADO CON LÍNEA	50
FIGURA 3-47: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN PARA UN DIVISOR 1:4 CON LÍNEA ADAPTADORA EN MICROSTRIP (CST)	50
FIGURA 3-48: ESQUEMA DE UN DIVISOR 1:4 ADAPTADO CON T.....	51
FIGURA 3-49: ESQUEMA DE UN DIVISOR 1:4 ADAPTADO CON STUB CA.....	52
FIGURA 3-50: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN PARA UN DIVISOR 1:4 CON LÍNEA ADAPTADORA EN MICROSTRIP (ADS).....	52
FIGURA 3-51: MODELADO EM DE UN DIVISOR 1:4 ADAPTADO CON STUB CA	53
FIGURA 3-52: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN PARA UN DIVISOR 1:4 ADAPTADO CON STUB CA EN MICROSTRIP (CST)	53
FIGURA 3-53: ESQUEMA DE UN DIVISOR 1:4 ADAPTADO CON STUB CC	54
FIGURA 3-54: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN PARA UN DIVISOR 1:4 ADAPTADO CON STUB CC EN MICROSTRIP (ADS)	54
FIGURA 3-55: MODELADO EM DE UN DIVISOR 1:4 ADAPTADO CON STUB CC	55
FIGURA 3-56: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN PARA UN DIVISOR 1:4 ADAPTADO CON STUB CC EN MICROSTRIP (CST).....	55
FIGURA 3-57: ESQUEMA DE UN DIVISOR 1:8 IDEAL.....	56
FIGURA 3-58: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN PARA UN DIVISOR 1:8 IDEAL.....	56
FIGURA 3-59: ESQUEMA DIVISOR 1:8 EN ADS	57
FIGURA 3-60: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN PARA UN DIVISOR 1:8 EN MICROSTRIP.....	57
FIGURA 3-61: ESQUEMA DE UN DIVISOR 1:8 EN MICROSTRIP (CST).....	58
FIGURA 3-62: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN PARA UN DIVISOR 1:8 EN MICROSTRIP (CST).....	58
FIGURA 3-63: ESQUEMA DE UN DIVISOR 1:8 EN MICROSTRIP (ADS)	59
FIGURA 3-64: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN PARA UN DIVISOR 1:8 EN MICROSTRIP (ADS) ADAPTADO CON LÍNEA	59
FIGURA 3-65: ESQUEMA DE UN DIVISOR 1:8 EN MICROSTRIP (CST).....	60
FIGURA 3-66: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN PARA UN DIVISOR 1:8 EN MICROSTRIP ADAPTADO CON LÍNEA (CST).....	60

FIGURA 3-67: ESQUEMA DE UN DIVISOR 1:8 EN MICROSTRIP (ADS) ADAPTADO CON STUB CA	61
FIGURA 3-68: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN PARA UN DIVISOR 1:8 EN MICROSTRIP CON STUB CA (ADS).....	61
FIGURA 3-69: ESQUEMA DE UN DIVISOR 1:8 EN MICROSTRIP (CST) ADAPTADO CON STUB CC	62
FIGURA 3-70: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN PARA UN DIVISOR 1:8 EN MICROSTRIP CON STUB CA (CST).....	62
FIGURA 3-71: ESQUEMA DE UN DIVISOR 1:8 EN MICROSTRIP (ADS) ADAPTADO CON UN STUB CC	63
FIGURA 3-72: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN PARA UN DIVISOR 1:8 EN MICROSTRIP CON STUB CC (ADS)	63
FIGURA 3-73: ESQUEMA DE UN DIVISOR 1:16	64
FIGURA 3-74: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN PARA UN DIVISOR 1:16 IDEAL.....	65
FIGURA 3-75: ESQUEMA DE UN DIVISOR 1:16 EN MICROSTRIP (ADS)	65
FIGURA 3-76: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN PARA UN DIVISOR 1:16 EN MICROSTRIP...	66
FIGURA 3-77: ESQUEMA DE UN DIVISOR 1:16 EN MICROSTRIP (ADS) ADAPTADO CON UN STUB CA	66
FIGURA 3-78: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN PARA UN DIVISOR 1:16 EN MICROSTRIP CON STUB CA (ADS).....	67
FIGURA 3-79: ESQUEMA DE UN DIVISOR 1:16 EN MICROSTRIP (ADS) CON LÍNEA ADAPTADORA....	67
FIGURA 3-80: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN PARA UN DIVISOR 1:16 EN MICROSTRIP CON STUB CA (ADS).....	68
FIGURA 3-81: ESQUEMA DE UN DIVISOR 1:16 EN MICROSTRIP (CST) CON LÍNEA ADAPTADORA	68
FIGURA 3-82: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN PARA UN DIVISOR 1:16 EN MICROSTRIP CON UNA LÍNEA ADAPTADORA (CST)	69
FIGURA 4-1: RED DE 1:16	70
FIGURA 4-2: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE UN CAMPO UNIFORME	71
FIGURA 4-3: ESQUEMA DE UN DIVISOR 1:16 UNIFORME IDEAL.....	72
FIGURA 4-4: ESQUEMA DE UN DIVISOR 1:2	72
FIGURA 4-5: ESQUEMA DE UN DIVISOR 1:16 EN ADS	73
FIGURA 4-6: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN DE UN DIVISOR 1:16 PARA UN CAMPO UNIFORME IDEAL	73

FIGURA 4-7: ESQUEMA DEL DIVISOR 1:16 UNIFORME EN MICROSTRIP	74
FIGURA 4-8: DETALLE ENTRADA-RAMAA-RAMAB	75
FIGURA 4-9: DETALLE DE RAMAA-RAMAA1-RAMAA2	75
FIGURA 4-10: DETALLE DE RAMAA1-RAMAA11-RAMAA12	75
FIGURA 4-11: DETALLE DE RAMAA11-PUERTO2-PUERTO3	76
FIGURA 4-12: REFLEXIÓN A LA ENTRADA DE LA SOLUCIÓN “CORPORATIVA” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO UNIFORME MEDIANTE UN MODELADO CIRCUITAL.....	77
FIGURA 4-13: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN DE LA SOLUCIÓN “CORPORATIVA” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO UNIFORME MEDIANTE UN MODELADO CIRCUITAL.....	77
FIGURA 4-14: DIAGRAMA DE FASES DE LA SOLUCIÓN “CORPORATIVA” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO UNIFORME MEDIANTE UN MODELADO CIRCUITAL.....	77
FIGURA 4-15: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL UNIFORME SIMULADO CIRCUITAL FRENTE AL DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE UNIFORME OBJETIVO	78
FIGURA 4-16: ESQUEMA DEL DISEÑO EM PARA UNA RED DE ALIMENTACIÓN DE UN CAMPO UNIFORME	79
FIGURA 4-17: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN DE LA SOLUCIÓN “CORPORATIVA” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO UNIFORME MEDIANTE UN MODELADO EM.....	79
FIGURA 4-18: ESQUEMA DA UNA MITAD DEL MODELADO EM DE LA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO UNIFORME	80
FIGURA 4-19: REPRESENTACIÓN DEL CODO 1	80
FIGURA 4-20: REPRESENTACIÓN DEL CODO 2	80
FIGURA 4-21: REPRESENTACIÓN DEL CODO 3	81
FIGURA 4-22: REPRESENTACIÓN DEL CODO 4	81
FIGURA 4-23: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN DE LA SOLUCIÓN “CORPORATIVA” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO UNIFORME MEDIANTE UN MODELADO EM.....	81
FIGURA 4-24: DIAGRAMA DE FASES DE LA SOLUCIÓN “CORPORATIVA” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO UNIFORME MEDIANTE UN MODELADO EM.....	81
FIGURA 4-25: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL CAMPO UNIFORME SIMULADO FRENTE AL DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL CAMPO UNIFORME OBJETIVO.....	82
FIGURA 4-26: ESQUEMA EN PAPEL DE LA SOLUCIÓN PEINE PARA UNA RED DE ALIMENTACIÓN DE UN CAMPO UNIFORME.....	83
FIGURA 4-27: ESQUEMA DEL DISEÑO CIRCUITAL PARA UNA RED DE ALIMENTACIÓN DE UN CAMPO UNIFORME	84

FIGURA 4-28: DETALLE DIVISOR	85
FIGURA 4-29: DETALLE RAMAS DE SALIDA PUERTO 2 Y 3	85
FIGURA 4-30: DETALLE DIVISOR	85
FIGURA 4-31: DETALLE RAMAS DE SALIDA DE LOS PUERTOS 3 Y 4	86
FIGURA 4-32: ESQUEMA DIVISORES	86
FIGURA 4-33: DETALLE DE LAS RAMAS DE SALIDA DE LOS PUERTOS 8,7, 6, 5 Y 4.....	87
FIGURA 4-34: ESQUEMA DEL DIVISOR.....	87
FIGURA 4-35: DETALLE DE LA RAMA DEL PUERTO 8 Y 9.....	88
FIGURA 4-36: ESQUEMA DEL DIVISOR 1:2.....	88
FIGURA 4-37: DETALLE DEL DIVISOR DE ENTRADA	89
FIGURA 4-38: REFLEXIÓN A LA ENTRADA DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO UNIFORME MEDIANTE UN MODELADO CIRCUITAL	89
FIGURA 4-39: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO UNIFORME MEDIANTE UN MODELADO CIRCUITAL.....	89
FIGURA 4-40: DIAGRAMA DE FASES DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO UNIFORME MEDIANTE UN MODELADO CIRCUITAL	90
FIGURA 4-41: DETALLE COMPENSADORES DE FASE.....	90
FIGURA 4-42: ESQUEMA DE UNA MITAD DEL DISEÑO CIRCUITAL DE LA SOLUCIÓN PEINE PARA UNA RED DE ALIMENTACIÓN DE CAMPO UNIFORME	92
FIGURA 4-43: REFLEXIÓN A LA ENTRADA DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO UNIFORME MEDIANTE UN MODELADO CIRCUITAL	92
FIGURA 4-44: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO UNIFORME MEDIANTE UN MODELADO CIRCUITAL.....	93
FIGURA 4-45: DIAGRAMA DE FASES DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO UNIFORME MEDIANTE UN MODELADO CIRCUITAL	93
FIGURA 4-46: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL CAMPO UNIFORME SIMULADO FRENTE AL DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL CAMPO UNIFORME OBJETIVO.....	94
FIGURA 4-47: ESQUEMA DE LA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO UNIFORME	94
FIGURA 4-48: DIAGRAMA REFLEXIÓN/TRANSMISIÓN DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO UNIFORME MEDIANTE UN MODELADO EM	95
FIGURA 4-49: DIAGRAMA DE FASES DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO UNIFORME MEDIANTE UN MODELADO EM	95

FIGURA 4-50: ESQUEMA DE LA ENTRADA DE LA RED DE ALIMENTACIÓN.....	96
FIGURA 4-51: ESQUEMA DE LOS TRANSFORMADORES	96
FIGURA 4-52: DIAGRAMA TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO UNIFORME MEDIANTE UN MODELADO EM.....	97
FIGURA 4-53: DIAGRAMA DE FASES DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO UNIFORME MEDIANTE UN MODELADO EM	97
FIGURA 4-54: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE UN CAMPO UNIFORME	98
FIGURA 5-1: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL LÓBULOS CONTROLADOS OBJETIVO	99
FIGURA 5-2: ESQUEMA EN PAPEL DE LA SOLUCIÓN CORPORATIVA PARA UNA RED DE ALIMENTACIÓN DE UN CAMPO DE LÓBULOS CONTROLADO.....	100
FIGURA 5-3: ESQUEMA DEL DISEÑO CIRCUITAL DE LA SOLUCIÓN CORPORATIVA PARA UNA RED DE ALIMENTACIÓN DE UN CAMPO DE LÓBULOS CONTROLADOS	101
FIGURA 5-4: DETALLE UNIÓN ENTRADA, RAMA A Y RAMA B	102
FIGURA 5-5: DETALLE UNIÓN RAMA A, RAMA A ₁ Y RAMA A ₂	102
FIGURA 5-6: DETALLE UNIÓN RAMA A ₁ , RAMA A ₁₁ Y RAMA A ₁₂	103
FIGURA 5-7: DETALLE UNIÓN RAMA A ₂ , RAMA A ₂₁ Y RAMA A ₂₂	103
FIGURA 5-8: DETALLE PUERTOS 2 Y 3.....	104
FIGURA 5-9: DETALLE PUERTOS 5 Y 4.....	104
FIGURA 5-10: DETALLE PUERTOS 6 Y 7.....	105
FIGURA 5-11: DETALLE DE PUERTOS 9 Y 8.....	105
FIGURA 5-12: REFLEXIÓN A LA ENTRADA DE LA SOLUCIÓN “CORPORATIVA” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO DE LÓBULOS CONTROLADOS MEDIANTE UN MODELADO CIRCUITAL.....	106
FIGURA 5-13: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO DE LÓBULOS CONTROLADOS MEDIANTE UN MODELADO CIRCUITAL.....	106
FIGURA 5-14: DIAGRAMA DE FASES DE LA SOLUCIÓN “CORPORATIVA” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO DE LÓBULOS CONTROLADOS MEDIANTE UN MODELADO CIRCUITAL.....	107
FIGURA 5-15: ESQUEMA DE LA SOLUCIÓN ADOPTADA EN UN MODELADO EM.....	108
FIGURA 5-16: REFLEXIÓN A LA ENTRADA DE LA SOLUCIÓN “CORPORATIVA” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO DE LÓBULOS CONTROLADOS MEDIANTE UN MODELADO EM	108

FIGURA 5-17: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO DE LÓBULOS CONTROLADOS MEDIANTE UN MODELADO EM	108
FIGURA 5-18: DIAGRAMA DE FASES DE LA SOLUCIÓN “CORPORATIVA” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO DE LÓBULOS CONTROLADOS MEDIANTE UN MODELADO EM	109
FIGURA 5-19: DIAGRAMA DE RADIACIÓN PARA PARA LA SOLUCIÓN CORPORATIVA DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO DE LÓBULOS CONTROLADOS OBTENIDO MEDIANTE MODELADO EM.....	109
FIGURA 5-20: ESQUEMA DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO DE LÓBULOS CONTROLADOS.....	111
FIGURA 5-21: ESQUEMA EN MICROSTRIP DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO DE LÓBULO CONTROLADOS MEDIANTE UN DIVISOR 1:16	112
FIGURA 5-22: DETALLE RAMA DE SALIDA PUERTO 2,3 Y 4.....	113
FIGURA 5-23: DETALLE RAMA DE SALIDA PUERTO 5 Y 6.....	113
FIGURA 5-24: DETALLE RAMA DE SALIDA PUERTO 7 Y 8.....	114
FIGURA 5-25: DETALLE DE DIVISOR DE ENTRADA Y RAMA DE SALIDA PUERTO 9.....	114
FIGURA 5-26: REFLEXIÓN A LA ENTRADA DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO DE LÓBULOS CONTROLADOS MEDIANTE UN MODELADO CIRCUITAL	115
FIGURA 5-27: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO DE LÓBULOS CONTROLADOS MEDIANTE UN MODELADO CIRCUITAL.....	115
FIGURA 5-28: DIAGRAMA DE FASES DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO DE LÓBULOS CONTROLADOS MEDIANTE UN MODELADO CIRCUITAL.....	116
FIGURA 5-29: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL LÓBULOS CONTROLADOS SIMULADO CIRCUITAL FRENTE AL DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE LÓBULOS CONTROLADOS OBJETIVO.....	116
FIGURA 5-30: ESQUEMA DEL MODELADO EM DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO DE LÓBULOS CONTROLADOS	117
FIGURA 5-31: REFLEXIÓN A LA ENTRADA DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO DE LÓBULOS CONTROLADOS MEDIANTE UN MODELADO EM.....	117
FIGURA 5-32: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO DE LÓBULOS CONTROLADOS MEDIANTE UN MODELADO EM	118
FIGURA 5-33: DIAGRAMA DE FASES DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO DE LÓBULOS CONTROLADOS MEDIANTE UN MODELADO EM	118
FIGURA 5-34: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL DISEÑO SIMULADO EM DE LÓBULOS CONTROLADOS FRENTE AL DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE LÓBULOS CONTROLADOS OBJETIVO.....	119

FIGURA 5-35: DETALLE RAMA DE SALIDA PUERTO 2 Y 3.....	119
FIGURA 5-36: DETALLE RAMA DE SALIDA PUERTO 4 Y 5.....	120
FIGURA 5-37: DETALLE RAMA SALIDA PUERTO 6 Y 7.....	120
FIGURA 5-38: DETALLE RAMA DE SALIDA PUERTO 8 Y 9.....	121
FIGURA 5-39: DETALLE DIVISOR DE ENTRADA	121
FIGURA 5-40: REFLEXIÓN A LA ENTRADA DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO DE LÓBULOS CONTROLADOS MEDIANTE UN MODELADO EM.....	122
FIGURA 5-41: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO DE LÓBULOS CONTROLADOS MEDIANTE UN MODELADO EM	122
FIGURA 5-42: DIAGRAMA DE FASES DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO DE LÓBULOS CONTROLADOS MEDIANTE UN MODELADO EM	123
FIGURA 5-43: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL LÓBULOS CONTROLADOS SIMULADO EM FRENTE AL DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE LÓBULOS CONTROLADOS OBJETIVO.....	123
FIGURA 6-1: DIAGRAMA DE RADIACIÓN FLATTOP OBJETIVO	125
FIGURA 6-2: ESQUEMA EN PAPEL DE LA SOLUCIÓN “PEINE” PARA EL DISEÑO DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN DE UN CAMPO FLATTOP 30°.....	126
FIGURA 6-3: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL FLATTOP 30°.....	127
FIGURA 6-4: ESQUEMA DE UNA MITAD DE MODELADO CIRCUITAL PARA EL DISEÑO DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO FLATTOP 30°	127
FIGURA 6-5: DETALLE RAMA DE SALIDAS PUERTO 2 Y 3.....	128
FIGURA 6-6: DETALLE RAMA PUERTO 4 Y 5.....	128
FIGURA 6-7: DETALLE RAMA SALIDA PUERTO 6 Y 7.....	129
FIGURA 6-8: DETALLE RAMA SALIDA PUERTO 8 Y 9.....	129
FIGURA 6-9: DETALLE DIVISOR DE ENTRADA	130
FIGURA 6-10: REFLEXIÓN A LA ENTRADA DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN FLATTOP DE 30° MEDIANTE UN MODELADO CIRCUITAL	130
FIGURA 6-11: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN FLATTOP DE 30° MEDIANTE UN MODELADO CIRCUITAL	131
FIGURA 6-12: DIAGRAMA DE FASES DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN FLATTOP DE 30° MEDIANTE UN MODELADO CIRCUITAL.....	131

FIGURA 6-13: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL FLATTOP 30° SIMULADO CIRCUITAL FRENTE AL DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL FLATTOP 30° OBJETIVO	132
FIGURA 6-14: ESQUEMA EN PAPEL DE UN DISEÑO “PEINE” PARA UNA RED DE ALIMENTACIÓN DE UN CAMPO FLATTOP 20°	133
FIGURA 6-15: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL FLATTOP 20° IDEAL	134
FIGURA 6-16: DETALLE RAMA SALIDA PUERTO 2 Y 3	134
FIGURA 6-17: DETALLE RAMA SALIDA PUERTO 4 Y 5	135
FIGURA 6-18: DETALLE RAMA SALIDA PUERTO 6 Y 7	135
FIGURA 6-19: DETALLE RAMA SALIDA PUERTO 8 Y 9	136
FIGURA 6-20: DETALLE DIVISOR ENTRADA	136
FIGURA 6-21: REFLEXIÓN A LA ENTRADA DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN FLATTOP DE 20° MEDIANTE UN MODELADO CIRCUITAL	137
FIGURA 6-22: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN FLATTOP DE 20° MEDIANTE UN MODELADO CIRCUITAL	137
FIGURA 6-23: DIAGRAMA DE FASES DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN FLATTOP DE 20° MEDIANTE UN MODELADO CIRCUITAL	138
FIGURA 6-24: DIAGRAMA DE RADIACIÓN PARA UN FLATTOP 20° DISEÑADO FRENTE AL FLATTOP 20° OBJETIVO	138
FIGURA 6-25: ESQUEMA EN PAPEL PARA LA SOLUCIÓN PEINE DEL DISEÑO DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN FLATTOP 15°	140
FIGURA 6-26: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE UN FLATTOP 15°	141
FIGURA 6-27: ESQUEMÁTICO EN DE LA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO FLATTOP 15 MODELADO CIRCUITALMENTE	142
FIGURA 6-28: DETALLE RAMA SALIDA PUERTO 2 Y 3	143
FIGURA 6-29: DETALLE RAMA SALIDA PUERTO 4	143
FIGURA 6-30: DETALLE RAMA SALIDA PUERTO 5	144
FIGURA 6-31: DETALLE RAMA SALIDA PUERTO 6	144
FIGURA 6-32: DETALLE SALIDA PUERTO 7	145
FIGURA 6-33: DETALLE SALIDA PUERTO 8	145
FIGURA 6-34: DETALLE SALIDA PUERTO 9	146

FIGURA 6-35: DETALLE DIVISOR DE ENTRADA	146
FIGURA 6-36: REFLEXIÓN A LA ENTRADA DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN FLATTOP DE 15° MEDIANTE UN MODELADO CIRCUITAL	147
FIGURA 6-37: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN FLATTOP DE 15° MEDIANTE UN MODELADO CIRCUITAL	147
FIGURA 6-38: DIAGRAMA DE FASES DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN FLATTOP DE 15° MEDIANTE UN MODELADO CIRCUITAL.....	147
FIGURA 6-39: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL FLATTOP 15° SIMULADO CIRCUITAL FRENTE AL DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL FLATTOP 15° OBJETIVO	148
FIGURA 6-40: FOTO DE LA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN CAMPO FLATTOP 15°.....	148
FIGURA 6-41: DETALLE RAMA SALIDA PUERTO 2, 3 Y 4.....	149
FIGURA 6-42: DETALLE SALIDA PUERTO 5, 6 Y 7.....	149
FIGURA 6-43: DETALLE RAMA SALIDA PUERTO 8 Y 9 Y DIVISOR DE ENTRADA	150
FIGURA 6-44: REFLEXIÓN A LA ENTRADA DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN FLATTOP DE 15° MEDIANTE UN MODELADO EM.....	150
FIGURA 6-45: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN FLATTOP DE 15° MEDIANTE UN MODELADO EM.....	151
FIGURA 6-46: DIAGRAMA DE FASES DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN FLATTOP DE 15° MEDIANTE UN MODELADO EM.....	151
FIGURA 6-47: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL FLATTOP 15° SIMULADO EM FRENTE AL DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL FLATTOP 15° OBJETIVO.....	152
FIGURA 6-48: DETALLE DEL LÓBULO PRINCIPAL.....	153
FIGURA 6-49: REFLEXIÓN A LA ENTRADA DEL DISEÑO PEINE PARA UNA RED DE ALIMENTACIÓN DE UN CAMPO FLATTOP 15° EN UN ESPECTRO DE BANDA AMPLIADO	153
FIGURA 7-1: MODELADO DEL DISEÑO “PEINE” PARA UN FLATTOP 15° EN CST.....	155
FIGURA 7-2: ESQUEMÁTICO DE LA ZONA A	156
FIGURA 7-3: ESQUEMÁTICO DE LA ZONA B.....	156
FIGURA 7-4: DIAGRAMA DE REFLEXIÓN A LA ENTRADA DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN FLATTOP DE 15° MEDIANTE UN MODELADO EM.....	157
FIGURA 7-5: DIAGRAMA DE REFLEXIÓN A LA ENTRADA DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN FLATTOP DE 15° MEDIANTE UN MODELADO EM.....	157
FIGURA 7-6: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN DE LA ZONA A SOLUCIÓN “PEINE” CONSTRUIDA.....	157

FIGURA 7-7: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN DE LA ZONA B SOLUCIÓN “PEINE” CONSTRUIDA.....	157
FIGURA 7-8: DIAGRAMA DE FASES DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN FLATTOP DE 15° MEDIANTE UN MODELADO EM.....	157
FIGURA 7-9: DIAGRAMA DE FASES DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN FLATTOP DE 15° MEDIANTE UN MODELADO EM.....	157
FIGURA 7-10: DETALLE DEL REPARTO DE INTENSIDAD DE POTENCIA EN LA ZONA B.....	158
FIGURA 7-11: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL FLATTOP 15° SIMULADO* FRENTE AL DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL FLATTOP 15° OBJETIVO.....	158
FIGURA 7-12: FOTO DEL DISEÑO SIMULADO CON CONECTORES SMA.....	159
FIGURA 7-13: DIAGRAMA DE REFLEXIÓN A LA ENTRADA DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN FLATTOP DE 15° MEDIANTE UN MODELADO EM CON CONECTORES SMA.....	160
FIGURA 7-14: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN FLATTOP DE 15° MEDIANTE UN MODELADO EM CON CONECTORES SMA.....	160
FIGURA 7-15: DIAGRAMA DE FASES DE LA SOLUCIÓN “PEINE” DE UNA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN FLATTOP DE 15° MEDIANTE UN MODELADO EM CON CONECTORES SMA.....	160
FIGURA 7-16: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL FLATTOP 15° SIMULADO* FRENTE AL DIAGRAMA FLATTOP OBJETIVO.....	161
FIGURA 7-17: DETALLE DEL RIZADO DEL LÓBULO PRINCIPAL EN EL DISEÑO SIMULADO FRENTE AL DISEÑO OBJETIVO.....	162
FIGURA 7-18: DETALLE DEL LÓBULO SECUNDARIO EN EL DISEÑO SIMULADO FRENTE AL DISEÑO OBJETIVO.....	162
FIGURA 7-19: FOTO DEL DIVISOR 1:6 CONSTRUIDO.....	162
FIGURA 7-20: DIAGRAMA DE REFLEXIÓN A LA ENTRADA DEL DISEÑO CONSTRUIDO FRENTE AL DISEÑO SIMULADO.....	163
FIGURA 7-21: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN DEL PUERTO 2 DEL DISEÑO CONSTRUIDO FRENTE AL PUERTO 2 DEL DISEÑO SIMULADO CON MODELADO EM.....	163
FIGURA 7-22: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN DEL PUERTO 3 DEL DISEÑO CONSTRUIDO FRENTE AL PUERTO 2 DEL DISEÑO SIMULADO CON MODELADO EM.....	164
FIGURA 7-23: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN DEL PUERTO 4 DEL DISEÑO CONSTRUIDO FRENTE AL PUERTO 2 DEL DISEÑO SIMULADO CON MODELADO EM.....	164
FIGURA 7-24: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN DEL PUERTO 5 DEL DISEÑO CONSTRUIDO FRENTE AL PUERTO 2 DEL DISEÑO SIMULADO CON MODELADO EM.....	165

FIGURA 7-25: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN DEL PUERTO 6 DEL DISEÑO CONSTRUIDO FRENTE AL PUERTO 2 DEL DISEÑO SIMULADO CON MODELADO EM.....	165
FIGURA 7-26: DIAGRAMA DE TRANSMISIÓN DEL PUERTO 7 DEL DISEÑO CONSTRUIDO FRENTE AL PUERTO 2 DEL DISEÑO SIMULADO CON MODELADO EM.....	166
FIGURA 7-27: AISLAMIENTO DEL PUERTO 2 CON EL PUERTO 7 DEL DISEÑO CONSTRUIDO Y SIMULADO.....	166
FIGURA 7-28: AISLAMIENTO DEL PUERTO 3 CON EL PUERTO 7 DEL DISEÑO CONSTRUIDO Y SIMULADO.....	167
FIGURA 7-29: AISLAMIENTO DEL PUERTO 2 CON EL PUERTO 7 DEL DISEÑO CONSTRUIDO Y SIMULADO.....	167
FIGURA 7-30: DIAGRAMA DE FASES DEL DISEÑO CONSTRUIDO	168
FIGURA 7-31 DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL FLATTOP 15° CONSTRUIDO FRENTE AL DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL DISEÑO SIMULADO ELECTROMAGNÉTICAMENTE	168
FIGURA A-1: MÁQUINA DE FRESADO DE CIRCUITOS IMPRESOS LPFF PROTO MAT S100	I

INDICE DE TABLAS

TABLA 1 : BANDA DE FRECUENCIAS	5
TABLA 2: DESCRICIÓN DE LOS PARÁMETROS S EN UNA RED DE DOS PUERTAS	10
TABLA 3 : ANÁLISIS DE LAS CONDICIONES DE CONTORNO	30
TABLA 4: MEDIDAS DE LOS TRANSFORMADORES REAJUSTADOS.....	80

1 Introducción

1.1 Motivación

En un mundo que se mueve cada vez más globalmente las telecomunicaciones suponen uno de los factores más importantes para conectar a las personas y permitir el progreso de la sociedad. La aparición de nuevas tecnologías y necesidades obliga a un proceso continuo de adaptación de nuestros sistemas para darlas respuesta.

Cada vez es mayor la necesidad de ofrecer una comunicación con una buena calidad, a un coste menor y accesible a todo el mundo. Como una solución a estos requisitos surgió la tecnología WIMAX, una red inalámbrica con una alta cobertura, capacidad y elevadas prestaciones. Debido a la multitud de escenarios en los que opera será necesario buscar soluciones que permitan dar un servicio óptimo en cada una de ellas acotando el radio de acción o potenciar alguna dirección concreta. De esta necesidad surge la idea de “campos conformados”, los cuales permiten generar patrones de radiación concretos para distintas situaciones.

Para dar soporte a este fenómeno surgen las antenas de array, que se componen de varias antenas distribuidas y ordenadas de tal manera que, en su conjunto, se comportan como una única antena con un diagrama propio. Este tipo de antenas permiten la adaptación de su diagrama de radiación según las diferentes necesidades, surgiendo así la idea de las antenas programables o inteligentes. El diseño y fabricación de este tipo de antenas programables en tecnología impresa adquiere una mayor relevancia en la industria por su posibilidad de construir antenas de alta ganancia sobre sistemas de dimensiones más reducidas y con costes de fabricación bastante menores que los que ofrece la tecnología tradicional.

1.2 Objetivos

El objetivo de este PFC ha sido el de diseño de distintas soluciones para redes de alimentación de antenas que pudieran conformar un campo dado. Para ello se han fijado los siguientes campos objetivo:

- Uniforme
- Chebycheff-Lóbulos controlados
- Flattop 30°
- Flattop 20°
- Flattop 15°

Para todos estos campos se busca una solución que permita su construcción mediante las herramientas disponibles en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid y que tengan su utilidad en un escenario real en el que se emplee la tecnología WiMAX.

Por último, de cara a demostrar que se cumplen los objetivos marcados por este PFC, se construirá un prototipo de una de las soluciones desarrolladas para demostrar que las estrategias seguidas tienen su implementación en un entorno real.

1.3 Organización de la memoria

La memoria consta de los siguientes capítulos:

- **Capítulo 1:** Introducción, motivación y organización de esta memoria.
- **Capítulo 2:** Se hace referencia al Estado del Arte actual, destacando especialmente las agrupaciones de antenas, las tecnologías impresas microstrip y el diseño de un campo conformado
- **Capítulo 3:** Estudio de distintas estrategias de diseño que puedan servir para realizar la red de alimentación objetivo desde el divisor 1:2 al divisor 1:16.
- **Capítulo 4:** Soluciones obtenidas para la red de alimentación de un campo Uniforme.
- **Capítulo 5:** Soluciones obtenidas para la red de alimentación de un campo de Lóbulos Controlados.
- **Capítulo 6:** Soluciones obtenidas para la red de alimentación de un campo Flattop con diversas aperturas de haz.
- **Capítulo 7:** Construcción y medidas de un prototipo para un campo Flattop 15°.
- **Capítulo 8:** Se abordan las conclusiones finales extraídas a lo largo de todo el proceso de diseño y fabricación de los dispositivos expuestos, así como un apartado de posibles mejoras y líneas de trabajo futuro.

2 Estado del arte

2.1 Introducción

En este capítulo se va a realizar una introducción a los conceptos básicos desarrollados en este PFC comenzado un repaso a la tecnología de comunicaciones WiMAX en la que se van a implementar los diseños que se desarrollaran. Posteriormente se indicaran algunos principios de diseño y análisis de antenas y arrays necesarios para la comprensión del resto de capítulos. Por último una descripción de los programas y de las herramientas utilizadas en el desarrollo y la simulación de todas las antenas de este proyecto.

2.2 Red WiMAX

WiMAX será la tecnología sobre la que se va trabajar en este PFC y como se indica en [1], son las siglas de Worldwide Interoperability for Microwave Access es una norma de transmisión de datos de la familia IEEE 802.16 y HyperMAN diseñada principalmente para dar accesos vía radio de alta capacidad a distancias de hasta 50 km. Es una solución a las necesidades de acceso a redes inalámbricas de banda ancha, capaz de soportar múltiples servicios de banda ancha con una amplia cobertura. Ofrece una capacidad de hasta 75 Mbps con una eficiencia espectral de 5 bps/Hz y dará soporte con una escalabilidad de canal de 1.5 MHz a 20 MHz.

Esta tecnología permite amplias coberturas tanto con línea de visión (LOS) como sin línea de visión (NLOS) y permite conexiones fijas punto a multipunto. Al contrario de WiFi, en WiMAX existen bandas de frecuencia con licencia (las certificadas por el organismo de estandarización *Wimax Forum*) y sin licencia. Esto surge como consecuencia de la necesidad de cubrir tanto demandas particulares, como eventos, campus educativos, empresas, o zonas geográficas donde sea necesario un operador de red. Las bandas con licencia son 2.3 GHz, 2.5 GHz, 3.3 GHz y 3.5 GHz y las bandas sin licencia 5GHz y 5.8GHz. La banda que se utilizará en este PFC será la comprendida entre 3.3 GHz y 3.9 GHz.

Las distintas soluciones WiMAX se pueden aplicar para dar conexión de Internet de alta velocidad en enlaces de punto a punto, redes metropolitanas, cobertura hot-spot, Wifi, redes empresariales... con altas garantías de disponibilidad y estabilidad. La tecnología de acceso esta basada en OFDM, lo que permite altas velocidades de transferencia para el usuario, equivalentes a las obtenidas con tecnologías de cable incluso en condiciones NLOS. La tecnología que soporta WiMAX ha sido optimizada para ofrecer NLOS, es decir, una mejor cobertura, mejor predicción sobre su potencial de cobertura y menores costes, lo que lleva a que se necesite un menor número de estaciones base, planificación radio más simple, torres de transmisión más cortas y conectividad de usuarios más simple.

Debido a la complejidad de los escenarios en los que se aplica esta tecnología será necesario sintetizar diagramas de radiación de distinta índole que permitan ofrecer un servicio de calidad, lo cual se mostrará en el punto 2.5 de este documento.

2.3 Principios básicos de antenas

El siguiente paso consistirá en definir los principios básicos sobre las antenas que será necesario aplicar para implementar la red de alimentación.

2.3.1 Concepto de antena

Una antena es una parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas. Los dos parámetros principales que caracterizan una antena son la longitud de onda de la señal (λ) y sus dimensiones [2]. En función del tamaño de estas dimensiones, se pueden distinguir tres grupos diferentes de antenas. Las antenas elementales son aquellas cuyas dimensiones son mucho menores que la longitud de onda, si las dimensiones están en el orden de media longitud de onda ($\lambda/2$) se denominan antenas resonantes y si su tamaño es mucho mayor que la longitud de onda se conocen como antenas directivas.



Figura 2-1: Antena helicoidal [5]

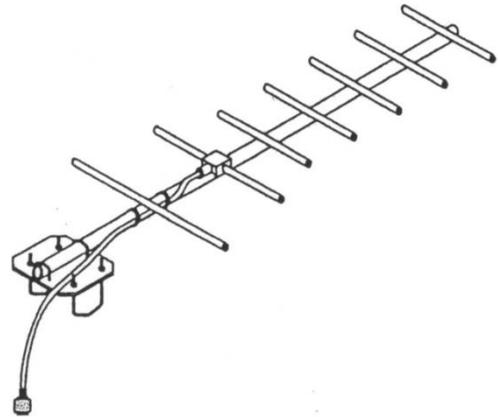


Figura 2-2: Antena de tipo Yagi de 7 elementos, directiva

Una buena antena estará caracterizada por una buena adaptación entre la antena y la línea de transmisión y por tener un buen rendimiento de radiación y un diagrama de radiación adecuado a las necesidades.

Bandas de frecuencias

Las bandas de frecuencias son intervalos del espectro electromagnético asignados a diferentes tipos de comunicaciones dentro de las radiocomunicaciones. Dependiendo de la frecuencia/longitud de onda cada banda será más adecuada para un tipo de aplicación u otra. El uso de estas bandas está regulado por la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT) abarcando el espectro de radiofrecuencia y parte del espectro de microondas.

Tabla 1 : Banda de frecuencias

Abreviatura	Banda	Longitud de onda	Rango de frecuencia	Ejemplos de uso
VLF	Muy baja frecuencia	(100-10) km	(3-30) kHz	Radioayuda, s3nar
LF	Baja frecuencia	(10-1) km	(30-300) kHz	Navegaci3n a3rea y mar3tima
MF	Frecuencia media	(1000-100) m	(0.3-3) MHz	Radiodifusi3n en AM
HF	Alta frecuencia	(100-10) m	(3-30) MHz	Comunicaciones a media y larga distancia
VHF	Muy alta frecuencia	(10-1) m	(30-300) MHz	Televisi3n, Radiodifusi3n FM
UHF	Ultra alta frecuencia	(1000-100) mm	(0.3-3) GHz	Televisi3n, comunicaciones por sat3lite, radar
SHF	S3per alta frecuencia	(100-10) mm	(3-30) GHz	Radar, comunicaciones por microondas
EHF	Frecuencia extra altas	(10-1) mm	(30-300) GHz	Radar, enlaces radio, radioastronom3a

2.3.2 Tipos de antenas

Tal y como se indica en [3] existen varios tipos de antenas en funci3n de la forma en la que radian y la banda del espectro en la que trabajan, como muestra el siguiente esquema:

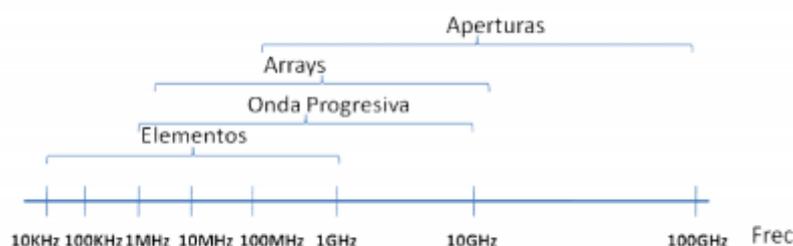


Figura 2-3: Clasificaci3n de antena respecto a sus frecuencias de operaci3n

2.3.2.1 Antenas de elementos

Las antenas de este tipo est3n construidas con hilos conductores que tienen un di3metro muy peque1o en comparaci3n con la longitud de onda. Se utilizan sobre todo en las bandas MF, HF, VHF y UHF. Algunos de los ejemplos m3s comunes de este tipo de antenas son los monopolos, los dipolos, las antenas en espira o las antenas helicoidales.



Figura 2-4: Antena UHF de 22 elementos para TV digital

2.3.2.2 Antenas de onda progresiva

Normalmente construidas con hilos conductores eléctricamente largos (del orden de varias longitudes de onda) terminados en cargas adaptadas o con guías eléctricas.

2.3.2.3 Antenas de Array

Las antenas de array se componen de un conjunto de antenas idénticas (o muy similares) colocadas de la manera adecuada para formar una única antena con un único diagrama de radiación. Cómo se irá viendo a lo largo de este documento, esta propiedad las hace extremadamente útil cuando se necesitan distintos diagramas de radiación. Modificando el diseño de la antena tendremos el diagrama deseado. Para lograr esto, es necesario variar la amplitud y la fase de alimentación para cada uno de los elementos que conforman el array.



Figura 2-5: Array lineal de ranuras para banda



Figura 2-6: Array bidimensional de ranuras con alimentación

Las antenas inteligentes son uno de los ejemplos de array lineal con mayor utilidad hoy en día debido que pueden configurar su diagrama de radiación según las necesidades del cliente y funcionar así para diferentes aplicaciones, así como proporcionar una mayor cobertura y un mejor servicio en cada momento.

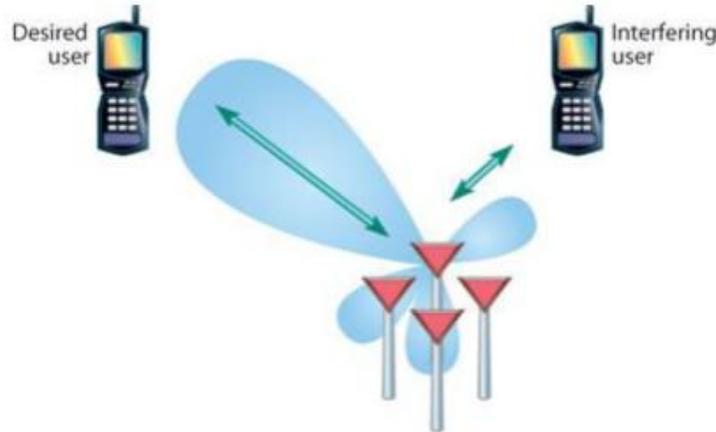


Figura 2-7: Ejemplo de apuntamiento de lóbulos de array inteligente en comunicación móvil

2.3.2.4 Antenas de apertura

Son las antenas capaces de concentrar su emisión o recepción en una dirección concreta, para ello utilizan superficies o aperturas que les permitan direccionar las ondas electromagnéticas del medio hacia donde se desee.

El ejemplo más conocido son las antenas parabólicas, muy utilizadas en comunicaciones radio-terrestres y por satélite. Su funcionamiento se basa en la reflexión de las ondas electromagnéticas que emanan del dispositivo emisor sobre la superficie parabólica. Otro tipo de antenas de apertura, muy utilizadas en el espectro de las microondas, son las de tipo bocina.



Figura 2-8: Antena parabólica 18 metros



Figura 2-9: Antena de bocina de 1 a 18 GHZ

2.3.3 Impedancia de entrada

La impedancia de entrada de una antena se define como la relación entre la tensión y la corriente que existe entre sus terminales. Consta de una parte real $R_a(\omega)$ conocida como resistencia de la antena, y un parte imaginaria $X_a(\omega)$ denominada reactancia de la antena, ambas dependientes de la frecuencia.

$$\mathbf{Z}_a = \mathbf{R}_a(\omega) + j \cdot \mathbf{X}_a(\omega) \quad (2-1)$$

La parte real se puede descomponer como $\mathbf{R}_a(\omega) = \mathbf{R}_r + \mathbf{R}_L$, donde \mathbf{R}_r es la resistencia de radiación de la antena y \mathbf{R}_L es la resistencia de pérdidas óhmicas de la misma. Esto nos permite distinguir entre la potencia radiada por la antena (P_r) y la potencia disipada en forma de calor (P_L) como:

$$P_r = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_r \quad (2-2)$$

$$P_L = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_L \quad (2-3)$$

Siendo I_0 el valor de la corriente de entrada de la antena.

Una antena resonante es como se conoce a las antenas cuando el valor de la reactancia $\mathbf{X}_a(\omega)$ es nulo a una frecuencia determinada.

2.3.4 Parámetros de dispersión (Parámetros S)

A las frecuencias de microondas como se indica en [3], es complicado medir las tensiones y corrientes. Esto lo vemos por ejemplo en el caso de modos TE y TM en una guía de onda para los que no existe una definición única de tensión y corriente cuyo significado físico sea el mismo que en el caso de los modos TEM. Es por ello que la potencia será el parámetro principal por encima de tensiones y corrientes al ser más sencilla de caracterizar y medir.

Las condiciones de circuito abierto o cortocircuito propias de la caracterización con parámetros de Z, Y ó ABZD nos son posibles en dispositivos de microondas ya que pueden conducir a la destrucción del dispositivo o generar radiación.

Es por todo ello que se necesita la definición de unos nuevos parámetros para caracterizar los dispositivos de microondas, estos serán los parámetros S o de dispersión.

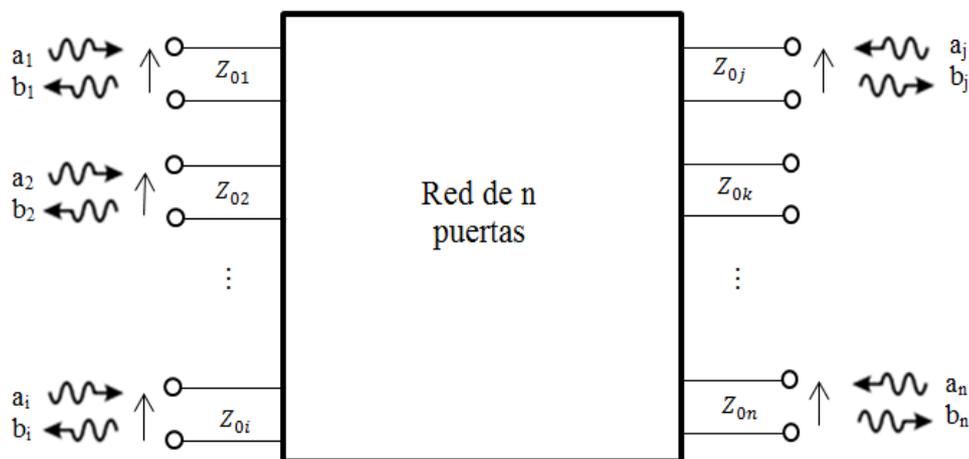


Figura 2-10: Diagrama de un red de n puertas[3]

Los circuitos de microondas se pueden caracterizar de diversas maneras, tales como matrices de impedancia “Z” o matrices de admitancia “Y”, entre otras. Estas matrices, correspondientes a los parámetros que relacionan magnitudes de tensión y corriente, se obtienen considerando circuitos abiertos o cortocircuitos en sus puertos, algo difícil de obtener cuando se trabaja a altas frecuencias.

La manera más cómoda de solucionar este problema es mediante los parámetros S, puesto que son válidos para todas las frecuencias. Se basan en los niveles de potencia existentes en los puertos, según unas nuevas ondas de tensión incidente (a_n) y reflejada (b_n), ambas normalizadas a la impedancia del puerto correspondiente. Tal y como se observa en la Figura 2-10, las ondas incidentes se consideran las entrantes al circuito, y las ondas reflejadas las salientes del circuito.

$$a_i = \frac{v_i + Z_{0i}^*}{\sqrt{8 \cdot Z_{0i}}} \quad b_i = \frac{v_i - Z_{0i}^*}{\sqrt{8 \cdot Z_{0i}}} \quad Z_{0i} \in \mathbb{C} \quad (2-4)$$

Para calcular cada parámetro de dispersión S_{ji} es necesario colocar una carga con la impedancia la característica en cada uno de los puertos a excepción del puerto i -ésimo, en el que se colocará un generador que produzca una onda incidente a_i .

$$S_{ji} = \left(\frac{b_j}{a_i} \right)_{a_j=0, \forall j \neq i} \quad (2-5)$$

Con la siguiente matriz de parámetro S:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & \cdots & S_{nn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

Las antenas, como circuitos de microondas que son, pueden caracterizarse como una red de dos puertos, donde uno de ellos es el puerto físico de entrada de la antena (típicamente de valor 50Ω) y el otro es un puerto físico de radiación.



Figura 2-11: Red de dos puertos

En el caso de los circuitos de dos puertos, la relación existente entre la onda incidente y la onda reflejada se define según los parámetros S que se muestran a continuación:

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2 \\ b_2 &= S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2 \end{aligned} \quad (2-7)$$

En la siguiente tabla se muestra el significado de cada parámetro S, con una pequeña descripción y la forma de calcularlos:

Tabla 2: Descripción de los parámetros S en una red de dos puertos

Parámetro	Coefficiente	Descripción	Fórmula
S ₁₁	Reflexión a la entrada	Potencia que se refleja en el puerto 1 cuando se genera una onda incidente en el puerto 1	$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big _{a_2=0}$
S ₁₂	Transmisión o ganancia inversa	Potencia que llega al puerto 1 cuando la red se alimenta por el puerto 2	$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big _{a_1=0}$
S ₂₁	Transmisión o ganancia directa	Potencia que llega al puerto 2 cuando la red se alimenta por el puerto 1	$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big _{a_2=0}$
S ₂₂	Reflexión a la salida	Potencia que se refleja en puerto 2 cuando se genera una onda incidente en dicho puerto	$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big _{a_1=0}$

A partir de estos parámetros S se pueden definir otros parámetros, como las pérdidas de retorno (2-8), que pueden ser de utilidad para el análisis del circuito:

$$\text{Pérdidas de retorno (dB)} = -20 \cdot \log_{10}(S_{ii}) \quad (2-8)$$

2.3.5 Adaptación

Para su correcto funcionamiento, la antena debe estar conectada, tanto al transmisor como al receptor, mediante una línea de transmisión.

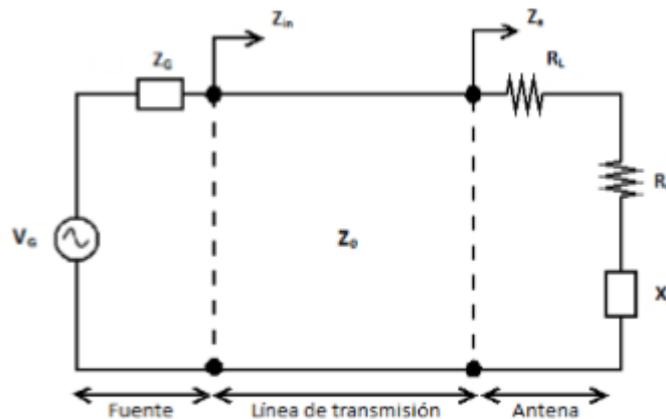


Figura 2-12: Antena conectada a un generador mediante línea de transmisión[4]

Al conectar la antena al circuito se transforma la impedancia característica de la antena en la impedancia vista en el circuito. Como se ha visto anteriormente, el parámetro S₁₁ representa la cantidad de potencia reflejada en el puerto de entrada de la antena. Dicho parámetro se define, en términos de impedancias, de la siguiente manera:

$$S_{11} = \Gamma = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (2-9)$$

Donde Z_A es la impedancia de entrada de la antena y Z_0 es la impedancia característica de la línea de transmisión a la que está conectada.

$$Z_A = (R_L + R_R) + j \cdot X_A \quad (2-10)$$

El resto de parámetros que muestra la Figura 2-12 son la impedancia de la fuente Z_G , y la impedancia vista desde el generador $Z_{in}=R_{in}+j \cdot X_{in}$, lo que nos define la potencia de entrada en la red.

$$P_{in} = \frac{1}{2} |I|^2 R_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_G}{Z_G + Z_{in}} \right|^2 R_{in} \quad (2-11)$$

Se puede demostrar que la máxima transferencia de potencia se produce cuando la línea está adaptada con $Z_G = Z_{in}^*$. Cabe destacar que esta adaptación no es la misma que la que se da cuando no existe onda reflejada ($S_{11} = \Gamma = 0$). Ambas situaciones sólo se pueden dar si Z_G y Z_0 son iguales.

De este modo, si se consigue adaptar la red de alimentación de la antena, se tiene la siguiente expresión de la potencia máxima disponible a la entrada:

$$P_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_G}{Z_{in}^* + Z_{in}} \right|^2 R_{in} = \frac{1}{8} \frac{|V_G|^2}{R_G} \quad (2-12)$$

2.3.6 Relación de Onda Estacionaria (SWR)

Cuando la carga no está adaptada a la línea de transmisión, la presencia de una onda reflejada provoca una onda estacionaria donde la magnitud de la onda del voltaje en la línea no es constante.

La ROE (Relación de Onda Estacionaria) o SWR (Standing Wave Ratio) se define como el cociente entre el mínimo y el máximo de la onda estacionaria de tensión o de corriente que se forma a la salida del generador que veíamos en la Figura 2-12.

$$SWR = \frac{v_{max}}{v_{min}} = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2-13)$$

Tal y como se ha visto en la ecuación (2-9), $|S_{11}| = |\Gamma|$, por lo que el valor de SWR será un buen indicativo de la desadaptación entre la impedancia del transmisor y de la antena, es decir, ofrece una idea de la potencia que se ha transmitido a la carga, o la reflexión que se ha producido en la carga por falta de adaptación. El valor de SWR es un número real comprendido entre $1 \leq SWR \leq \infty$. Un valor de SWR=1 indica que la antena está perfectamente adaptada ($S_{11}=0$).

2.3.7 Diagrama de radiación

El diagrama de radiación es la representación gráfica de las propiedades de radiación de una antena en función de unas determinadas coordenadas espaciales.

Este diagrama se define en regiones de campo lejano. Se considera campo lejano a la distribución del campo angular que no depende de la distancia de la antena. En valores numéricos, se define el campo lejano cuando la distancia de la antena es superior a $\frac{2 \cdot D^2}{\lambda}$, donde D es la dimensión máxima de la antena y λ , como ya se ha visto, la longitud de onda de funcionamiento de dicha antena. Además de esta región se consideran otras (campo cercano) cuando la distancia de la antena es menor que el valor citado.

Las dos formas básicas de representación del diagrama de radiación son en dos (2D) y tres dimensiones (3D), esta última utilizando diferentes técnicas gráficas, o mediante cortes en planos. Ambas formas se muestran muchas veces normalizadas a su valor máximo.

En la representación en 3D, el sistema de referencia más utilizado es el sistema de coordenadas esféricas, que está definido por tres magnitudes: el radio r, en ángulo polar Θ y el azimut ϕ . En cuanto a la representación mediante cortes en planos, los más utilizados son los planos E y H, correspondientes al plano que contiene el campo eléctrico en la dirección de máxima radiación (E), y al que contiene el campo magnético en esa misma dirección (H).

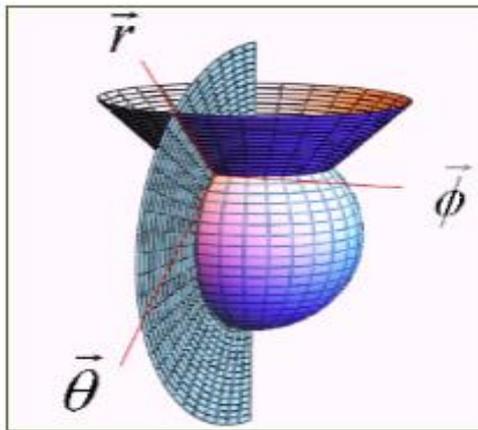


Figura 2-13: Representación del diagrama de radiación en coordenadas esféricas

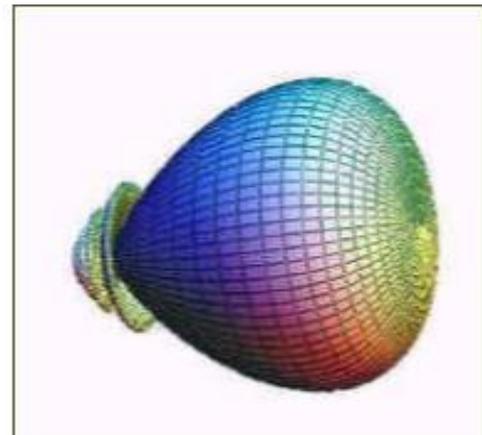


Figura 2-14: Diagrama de radiación en 3D de una antena direccional

En cuanto a la representación en 2D, se utilizan coordenadas polares y cartesianas. En las polares el espacio se representa como una circunferencia y el modo en que las ondas se disipan en el entorno está representado en grados. Muestran una visión clara de la distribución de la potencia en los diferentes puntos del espacio, donde se puede apreciar claramente la directividad de la antena bajo observación. Las coordenadas cartesianas o rectangulares representan la intensidad de campo normalizada (eje de ordenadas) con respecto a la variable angular (eje de abscisas), esta representación nos va a permitir apreciar ciertos parámetros importantes a la hora de estudiar una antena.

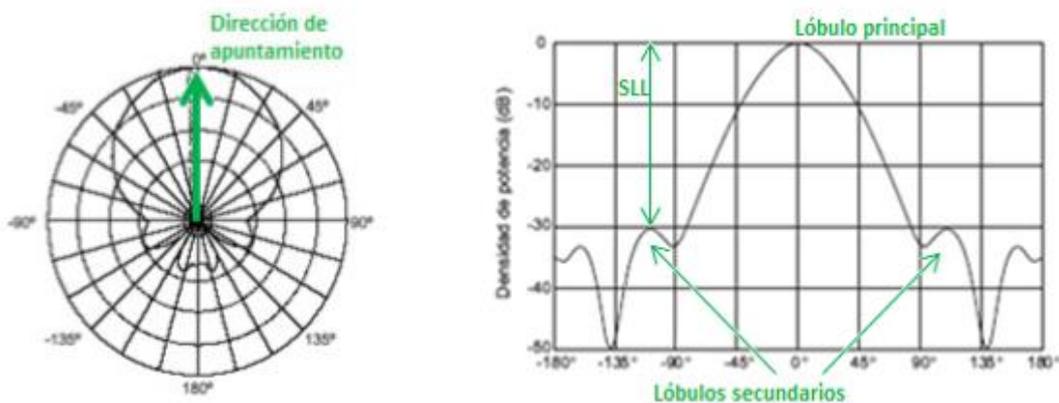


Figura 2-15: Diagrama de radiación en 2D en coordenadas polares (izquierda) y cartesianas (derecha)

Los parámetros más importantes del diagrama de radiación son los siguientes:

- **Dirección de apuntamiento:** Es la dirección de máxima radiación.
- **Lóbulo principal:** Es el margen angular en torno a la dirección de máxima radiación. Define la dirección de máximo apuntamiento.
- **Lóbulos secundarios:** Son los dos máximos relativos que rodean al principal y que tienen una amplitud menor.
- **Anchura de haz a -3 dB:** Es la separación angular de direcciones en las que el diagrama de radiación de un haz toma el valor de la mitad del máximo. Es muy útil para determinar visualmente la directividad de una antena.
- **Relación de lóbulo principal a secundario (SLL):** Es el cociente en dB entre el valor máximo del lóbulo principal y el valor máximo del lóbulo secundario.

Dependiendo de la directividad de la antena y del servicio que se desee dar con la misma, se pueden distinguir tres tipos de diagramas de radiación:

- **Isotrópicos:** Se radia la misma densidad de potencia en todas direcciones.
- **Omnidireccionales:** Presentan una simetría de revolución en torno a un eje.
- **Directivos:** El máximo de radiación se concentra en una dirección determinada.



Figura 2-16: Tipos de diagrama de radiación. Isotrópico (izquierda), omnidireccional (centro) y directivo (derecha)

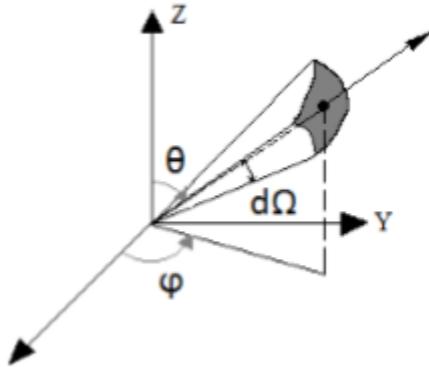
2.3.8 Intensidad de radiación

Se define la intensidad de radiación como la potencia radiada por la antena por ángulo sólido. Esta intensidad será útil a la hora de calcular la directividad de la antena.

Esta intensidad se mide en condiciones de campo lejano y es igual al producto de la densidad de potencia radiada (W_{rad}) y el cuadrado de la distancia (r).

$$U = W_{rad} \cdot r^2 \quad (2-14)$$

A continuación se definen los diferenciales y, sabiendo que la intensidad de radiación será independiente de los ángulos θ y ϕ para una antena cuyo diagrama de radiación es isotrópico, la potencia radiada por la antena será:



$$d\Omega = \frac{dS}{r^2} = \sin \theta \cdot d\theta d\phi \quad (2-15)$$

$$dS = r^2 \cdot \sin \theta \cdot d\theta d\phi \quad (2-16)$$

$$P_{rad} = \iint_{d\Omega} U_0 d\Omega = U_0 \iint_{d\Omega} d\Omega = 4\pi U_0 \quad (2-17)$$

$$U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (2-18)$$

2.3.9 Directividad y Ganancia

La directividad de una antena es la habilidad para concentrar la energía en una sola dirección. Se define como la relación entre la intensidad de radiación en una dirección (U) con respecto a la intensidad de radiación que produciría la antena si fuera isotrópica, es decir, si radiara en todas direcciones (U_0).

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0} = \frac{4\pi \cdot U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (2-19)$$

Dado este fenómeno, lo más habitual es hablar de directividad de una antena en la dirección de máximo apuntamiento.

$$D_{max} = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi \cdot U_{max}}{P_{rad}} \quad (2-20)$$

La ganancia de una antena es, por su parte, la relación entre la intensidad de radiación en una determinada dirección y la intensidad de radiación en todas direcciones (antena isotrópica), ambas alimentadas con la misma potencia de entrada P_{in} .

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi \cdot U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2-21)$$

2.3.10 Ancho de Banda

Las antenas están diseñadas para funcionar en una cierta banda de frecuencias, en el caso concreto de este pfc se buscará que funcione entre las 3.3 GHz y los 3.9 GHz, pero es imposible que funcionen correctamente en todo el espectro electromagnético debido a su geometría finita. Es por esto que se define el ancho de banda como la región de frecuencias donde la antena funciona con unas determinadas características. Se puede representar este parámetro como el cociente de las frecuencias entre las que opera, en porcentaje.

$$BW(\%) = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_0} \cdot 100 \quad (2-22)$$

Donde f_0 es la frecuencia central del rango de frecuencias delimitado por f_{max} y f_{min} .

2.4 Arrays de antena

Para muchas aplicaciones se requiere unas antenas de alta ganancia y gran directividad, sin embargo, el diagrama de radiación de un elemento muchas veces no ofrece soluciones que satisfagan esas necesidades de ganancia y anchura. De cara a mejorar estas prestaciones se puede optar por alguna de estas dos alternativas: aumentar el tamaño de la antena o mediante la agrupación de varios elementos radiantes.

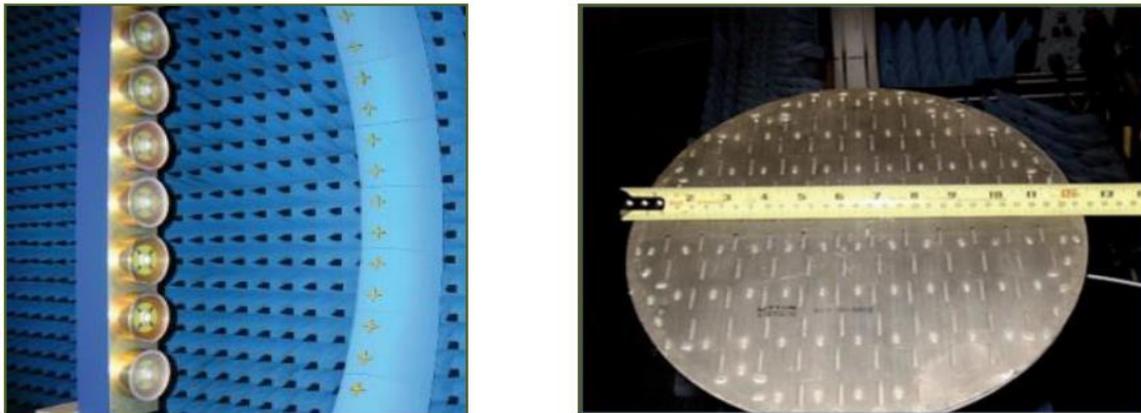


Figura 2-17: Ejemplos de array: Lineal (izquierda) y plano (derecha)

Un array está definido matemáticamente por varios parámetros: un vector de posición \vec{r}_i las corrientes de alimentación I_i , y el diagrama de radiación de cada uno de los elementos que lo integren $\vec{E}_i(\theta, \phi)$.

$$\vec{E}_l(\theta, \phi) = \vec{E}_e(\theta, \phi) \frac{I_i}{I_0} e^{jk_0 \vec{r} \cdot \vec{r}_i} \quad (2-23)$$

El campo radiado por el array se calcula como la suma de los campos radiados por cada uno de los elementos por separado.

$$\vec{E}_A(\theta, \phi) = \sum_i \vec{E}_e(\theta, \phi) = \vec{E}_e(\theta, \phi) \cdot \sum_{i=1}^N A_i e^{jk_0 \vec{r} \cdot \vec{r}_i} = \vec{E}_e(\theta, \phi) \cdot F_A(\theta, \phi) \quad (2-24)$$

donde $F_A(\theta, \phi)$ se denomina Factor de Array.

Para obtener diagramas que sean muy directivos es necesario que los campos interfieran constructivamente en las direcciones deseadas. Esto se controla mediante 5 parámetros básicos, que van a dar lugar a diferentes tipos de antenas de arrays con diferentes prestaciones:

- Posición geométrica de los elementos dentro del array
- Posición relativa entre los elementos
- Amplitud de alimentación de cada elemento
- Fase de alimentación de cada elemento
- Diagrama de radiación de cada elemento radiante

2.4.1 Arrays lineales

En los arrays lineales los elementos se disponen a lo largo de una línea recta. Se pueden distinguir dos tipos de arrays dependiendo de la separación que existe entre los elementos: equiespaciados o no equiespaciados.

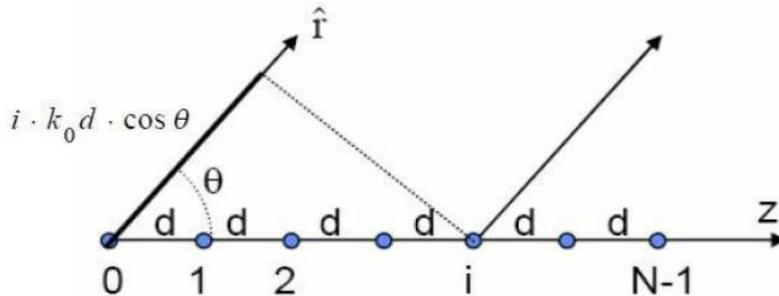


Figura 2-18: Esquema de array lineal con N elementos equiespaciados

El caso más sencillo es el de un array lineal, en el que el número “N” de elementos equiespaciados se disponen en un eje Z separados por una distancia “d”. El Factor de Array vendrá dado por:

$$\left. \begin{array}{l} \vec{r}_i = i \cdot d \cdot \hat{z} \rightarrow \hat{r} \cdot \vec{r}_i = i \cdot d \cos \theta \\ A_i = a_i \cdot e^{j\beta_i} \end{array} \right\} F_A(\theta, \phi) = \sum_{i=0}^{N-1} A_i e^{jk_0 \vec{r} \cdot \vec{r}_i} = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \cdot e^{j(i \cdot k_0 \cdot d \cdot \cos \theta + \beta_i)} \quad (2-25)$$

Las distribuciones más utilizadas para este tipo de arrays son:

- Fase progresiva: $A_i = a_i \cdot e^{j(i \cdot \beta)}$
- Amplitud y fase uniformes: $A_i = 1(\forall i)$
- Amplitud uniforme y fase progresiva: $A_i = e^{j(i \cdot \beta)}$
- Amplitud simétrica y decreciente del centro al borde.

2.5 Alimentaciones de diseño de Arrays de antenas

La alimentación de un array ([6], [7]) consiste en aplicar al array una señal con una determinada intensidad y fase, controlando esta señal se puede lograr que el campo de radiación emitido cumpla con unas características específicas. El diseño de una red de alimentación capaz de controlar esta señal y distribuirla adecuadamente será un aspecto fundamental en el diseño de un array de antenas para una red de comunicaciones. El núcleo de este PFC será el de lograr las redes de alimentación que emitan unos diagramas dados.

2.5.1 Alimentación uniforme

Una alimentación uniforme [6] es aquella que consigue apuntar a un ángulo concreto mediante un array de elementos de idéntica magnitud con una fase progresiva α . El factor de array será el siguiente:

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{i=0}^{N-1} e^{jk_0 \vec{r}_i} = \sum_{i=0}^{N-1} e^{j(i \cdot k_0 \cdot d \cdot \cos\theta + \beta_i)} \quad (2-26)$$

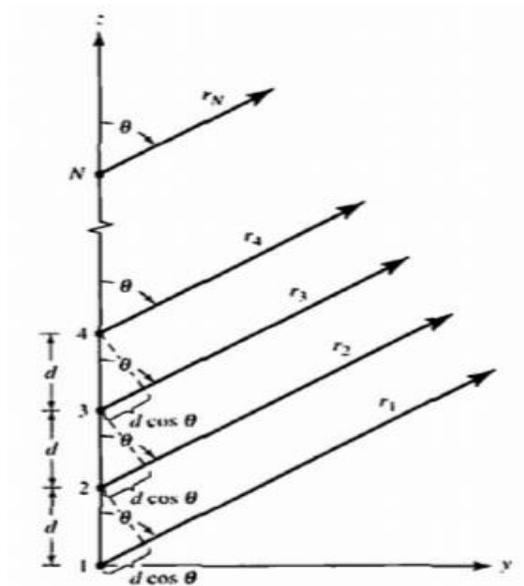


Figura 2-19: Array de fuentes isotrópicas a lo largo del eje z

Esta distribución dispone de una alta directividad debido a que dispone de una relación SLL bastante grande (en torno a -13 dB) y un ancho de haz estrecho.

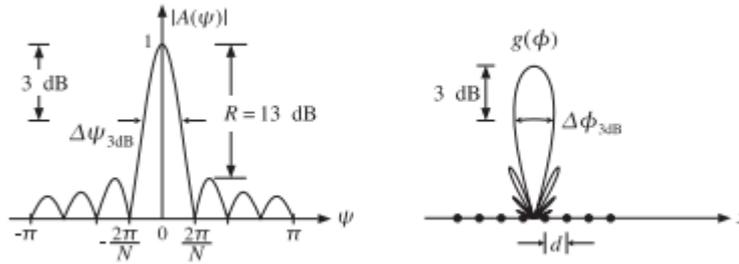


Figura 2-20: Ancho del lóbulo principal y SLL de un array uniforme [6]

2.5.2 Alimentación Binominal

La alimentación binomial es otra de las alimentaciones típicas para array uniformes. Los coeficientes para determinar la excitación de una array binominal surgen de acuerdo a la siguiente expresión:

$$(1 + x)^{m-1} = 1 + (m-1) \cdot x + \frac{(m-1) \cdot (m-2)}{2!} \cdot x^2 + \frac{(m-1)(m-2)(m-3)}{3!} \cdot x^3 + \dots \quad (2-27)$$

Los coeficientes serán los siguientes:

$m = 1$										1									
$m = 2$										1	1								
$m = 3$										1	2	1							
$m = 4$										1	3	3	1						
$m = 5$										1	4	6	4	1					
$m = 6$										1	5	10	10	5	1				
$m = 7$										1	6	15	20	15	6	1			
$m = 8$										1	7	21	35	35	21	7	1		
$m = 9$										1	8	28	56	70	56	28	8	1	
$m = 10$										1	9	36	84	126	126	84	36	9	1

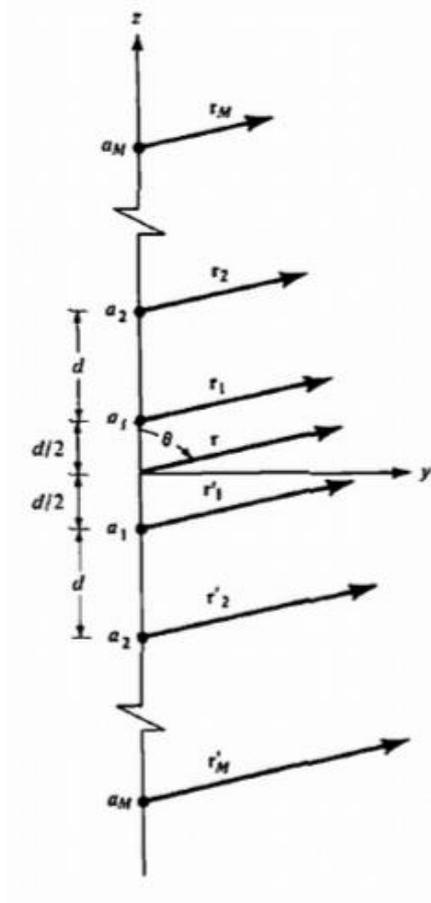


Figura 2-21: Array par de amplitudes no uniforme

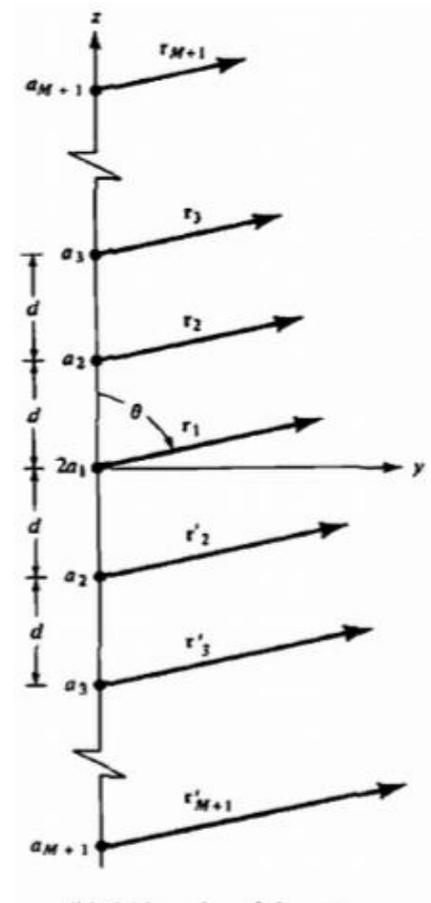


Figura 2-22: Array impar de amplitudes no uniforme

Como se indica en [6], el patrón resultante es un patrón sin lóbulos laterales. Esta distribución de amplitudes es de difícil implementación debido a que la razón entre amplitudes entre los extremos y el centro es muy alta.

2.5.3 Alimentación Dolph-Tschebyscheff

Este método permite escoger el nivel de los lóbulos laterales con respecto al lóbulo principal, cuanto más bajo son los lóbulos laterales, más ancho será en ancho de haz. El patrón resultante es un compromiso entre el método de uniforme y el binomial.

El factor de array de un número par o impar de elementos con amplitudes simétricas es la suma de M o $M+1$ cosenos. El armónico del coseno es uno menos que el número de elementos del array:

$$m = 0 \quad \cos(\mu) = 1 \quad (2-28)$$

$$m = 1 \quad \cos(\mu) = \cos u \quad (2-29)$$

$$m = 2 \quad \cos(\mu) = \cos(2u) = 2 \cdot \cos^2 u - 1 \quad (2-30)$$

$$m = 3 \quad \cos(\mu) = \cos(3u) = 4 \cdot \cos^3 u - 3 \cos u \quad (2-31)$$

$$m = 4 \quad \cos(\mu) = \cos(4u) = 8 \cdot \cos^4 u - 8 \cdot \cos^2 u + 1 \quad (2-32)$$

$$m = 5 \quad \cos(\mu) = \cos(5u) = 16 \cdot \cos^5 u - 20 \cdot \cos^3 u + 5 \cdot \cos u \quad (2-33)$$

$$m = 6 \quad \cos(\mu) = \cos(6u) = 32 \cdot \cos^6 u - 48 \cdot \cos^4 u + 18 \cdot \cos^2 u - 1 \quad (2-34)$$

$$m = 7 \quad \cos(\mu) = \cos(7u) \quad (2-35)$$

$$= 64 \cdot \cos^7 u - 112 \cdot \cos^5 u + 56 \cdot \cos^3 u - 7 \cdot \cos u$$

$$m = 8 \quad \cos(\mu) = \cos(8u) \quad (2-36)$$

$$= 128 \cdot \cos^8 u - 256 \cdot \cos^6 u + 160 \cdot \cos^4 u - 32 \cdot \cos^2 u + 1$$

Estas ecuaciones se pueden aplicar de la siguiente forma:

$$m = 0 \quad \cos(\mu) = 1 \approx T_0(z) \quad (2-37)$$

$$m = 1 \quad \cos(\mu) = z \approx T_1(z) \quad (2-38)$$

$$m = 2 \quad \cos(\mu) = 2 \cdot z^2 - 1 = T_2(z) \quad (2-39)$$

$$m = 3 \quad \cos(\mu) = 4 \cdot z^3 - 3z = T_3(z) \quad (2-40)$$

$$m = 4 \quad \cos(\mu) = 8 \cdot z^4 - 8 \cdot z^2 + 1 = T_4(z) \quad (2-41)$$

$$m = 5 \quad \cos(\mu) = 16 \cdot z^5 - 20 \cdot z^3 + 5 \cdot z = T_5(z) \quad (2-42)$$

$$m = 6 \quad \cos(\mu) = 32 \cdot z^6 - 48 \cdot z^4 + 18 \cdot z^2 - 1 = T_6(z) \quad (2-43)$$

$$m = 7 \quad \cos(\mu) = 64 \cdot z^7 - 112 \cdot z^5 + 56 \cdot z^3 - 7 \cdot z = T_7(z) \quad (2-44)$$

$$m = 8 \quad \cos(\mu) = 128 \cdot z^8 - 256 \cdot z^6 + 160 \cdot z^4 - 32 \cdot z^2 + 1 = T_8(z) \quad (2-45)$$

Relacionadas con los polinomios de Tschebyscheff en el rango $-1 \leq x \leq +1$.

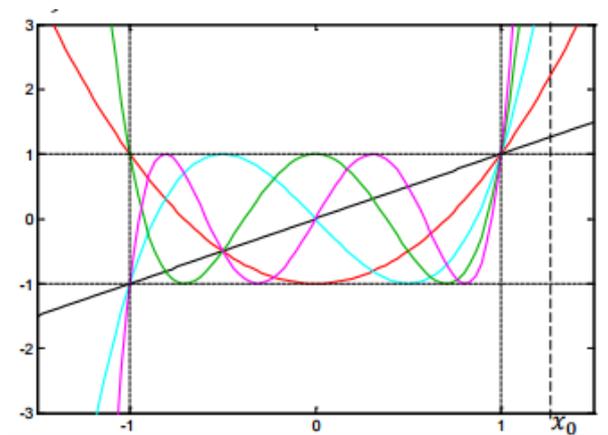


Figura 2-23: Polinomios de Tschebyscheff [8]

Los coeficientes desconocidos del factor de array podrán igualando la representación de la serie del coseno del factor de array al polinomio de Tschebyscheff apropiado. El orden de polinomio deberá ser menor del número de elementos del array.

2.5.4 Diseño de campo conformado

En la práctica, se suele diseñar un sistema de antena que permita unas características de radiación específicas como puede ser que contenga ceros en alguna dirección determinada o un patrón de distribución determinado, con un ancho de banda estrecho y lóbulos laterales bajos. Lo que habrá que lograr es la dimensión geométrica y la distribución de excitaciones que permitan el patrón deseado. La síntesis del patrón suele requerir la realización de una aproximación analítica al modelo escogido y después realzar

el modelado de la antena a partir del modelo analítico. Los métodos que se estudiarán serán el de la transformada de Fourier y el de Woodward-Lawson que permiten a los patrones la distribución deseada en toda la región visible.

2.5.4.1 Serie de Fourier

Este método se puede usar para determinar, dada una descripción del patrón deseado, las excitaciones para un sistema de antenas. El factor de array de un array lineal de N elementos equiespaciados y con excitaciones no uniformes es el siguiente:

- Número de elementos par ($N=2M+1$)

$$FA(\theta) = \sum_{m=-M}^M a_m e^{jm(kd \cdot \cos \theta + \beta)} \quad (2-46)$$

- Número par de elementos ($N=2M$)

$$FA(\theta) = \sum_{m=-M}^{-1} a_m e^{j\frac{(2m-1)}{2}(kd \cdot \cos \theta + \beta)} + \sum_{m=1}^M a_m e^{j\frac{(2m-1)}{2}(kd \cdot \cos \theta + \beta)} \quad (2-47)$$

De forma inversa se pueden obtener los coeficientes del array mediante la transformada de Fourier a partir del FA:

- Número de elementos par ($N=2M+1$)

$$a_m = \frac{1}{T} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} FA(\psi) e^{-jm\psi} d\psi = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} FA(\psi) e^{-jm\psi} d\psi \quad -M \leq m \leq M \quad (2-48)$$

- Número par de elementos ($N=2M$)

$$a_m = \begin{cases} \frac{1}{T} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} FA(\psi) e^{-j|(2m+1)/2|\psi} d\psi = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} FA(\psi) e^{-j|(2m+1)/2|\psi} d\psi & -M \leq m \leq -1 \\ \frac{1}{T} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} FA(\psi) e^{j|(2m-1)/2|\psi} d\psi = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} FA(\psi) e^{j|(2m-1)/2|\psi} d\psi & 1 \leq m \leq M \end{cases} \quad (2-49)$$

Con $\psi_i = k * d * \cos(\theta) + \beta$

2.5.4.2 Método de Woodward-Lawson

Otro método muy popular de síntesis de patrones de campo conformado es el deducido por Woodward y Lawson. La síntesis se logra muestreando el patrón deseado en varios puntos.

Como se indica en [8], este método es similar al de la Serie de Fourier solo que asimilando el factor de array como una DFT de N puntos. De esta forma los coeficientes serán los siguientes:

$$a_m = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} G(\psi_i) e^{-jm\psi_i} d\psi \quad (2-50)$$

N impar

$$m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm M$$

$$a_{\pm m} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} G(\psi_i) e^{\pm j(m-\frac{1}{2})\psi_i} d\psi \quad (2-51)$$

N par

$$m = 0, 1, 2, \dots, M$$

2.6 Teoría línea microstrip

Las líneas microstrip (μ strip) son un tipo de líneas de transmisión eléctrica que pueden ser fabricadas utilizando placas de circuito impreso, y se utilizan para transmitir señales de microondas.

Consiste en una franja de conducción separada de la franja de masa por una capa de sustrato dieléctrico. La tira metálica (muy fina en comparación a la longitud de onda λ que se propaga por la línea) tiene un espesor " T " y una anchura " W ". Está separada del plano de masa por una capa de sustrato de altura " H " y constante dieléctrica " ϵ_r ", tal y como se puede ver en la siguiente figura.

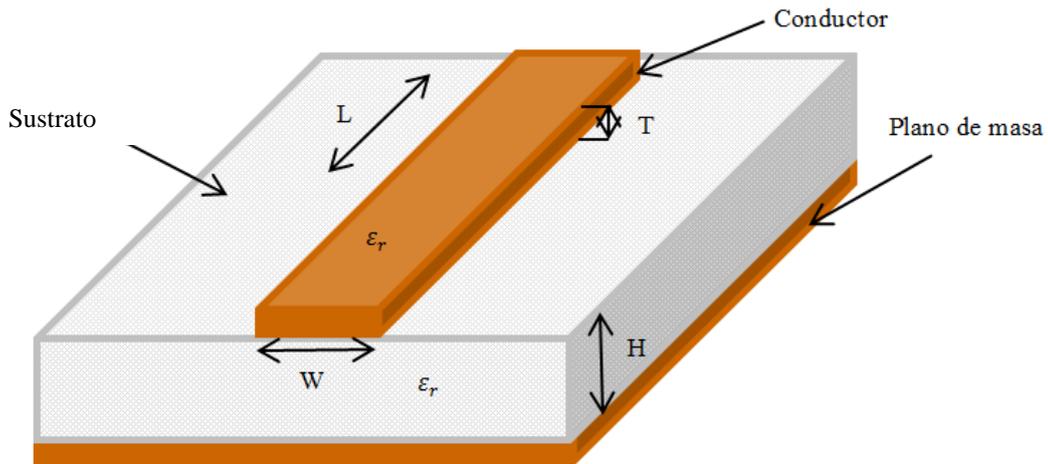


Figura 2-24: Esquema general de una línea microstrip

La línea microstrip es más barata que la tecnología tradicional de guía de onda, además de ser mucho más ligera y compacta. Las principales desventajas de la microstrip en comparación con la guía son su baja capacidad de manejo de energía y el hecho de tener mayores pérdidas. Además, este tipo de líneas no están cerradas y por lo tanto son susceptibles de captar gran cantidad de ruido.

A diferencia de la guía de onda, la línea microstrip consta de dos conductores diferenciados, por lo que entre ellos se establecerá una diferencia de potencial y sólo se propagará un modo quasi-TEM, y no lo harán los modos TE y TM.

La onda electromagnética es conducida por la microstrip, en parte, en el sustrato dieléctrico, y en parte en el aire que hay sobre él. Es por este motivo que el modo que se propaga por la microstrip no es un TEM puro, sino un modo conocido como quasi-TEM. En general, la constante dieléctrica del sustrato será mayor que la del aire, de modo que la onda viaja en un medio no homogéneo. En consecuencia, la velocidad de propagación se halla en algún punto entre la velocidad de las ondas de radio en el sustrato y la velocidad de las ondas en el aire. Este comportamiento se describe comúnmente declarando la constante dieléctrica efectiva (ϵ_{eff}) de la microstrip.

$$E_{eff} = \begin{cases} \frac{E_r + 1}{2} + \frac{E_r - 1}{2} \cdot \left[\left(1 + \frac{12H}{W}\right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{H}\right)^2 \right], & \frac{W}{H} \leq 1 \\ \frac{E_r + 1}{2} + \frac{E_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{12H}{W}\right)^{-0.5}, & \frac{W}{H} \geq 1 \end{cases} \quad (2-52)$$

$$\lambda_{\mu strip} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{e_{eff}}} \quad (2-53)$$

Para la realización de las redes de alimentación contenidas en este PFC se ha escogido como conductor el cobre y como sustrato FR-4 que poseen las siguientes constantes:

- H=1.58 mm
- $\epsilon_r=4.1$
- Permeabilidad magnética (μ)=1
- Conductividad del cobre (σ)= 5.88 e+7 S/m
- T=0.035 mm
- Tangente de pérdidas ($\tan(\delta)$) ≈ 0.02

2.6.1 Alimentación en línea microstrip

Para alimentar las líneas se pueden utilizar distintos tipos conectores [figura 2-25], en el caso de las líneas microstrip se suelen utilizar conectores coaxiales insertándolos sobre el sustrato de forma vertical u horizontal.



Figura 2-25: Alimentación por sonda coaxial vertical de la línea microstrip

Sonda coaxial vertical

En este tipo de alimentación, el conector coaxial entra verticalmente en el sustrato. El conductor exterior se conecta a la placa de masa y el conductor interno se extiende hasta la propia línea microstrip.

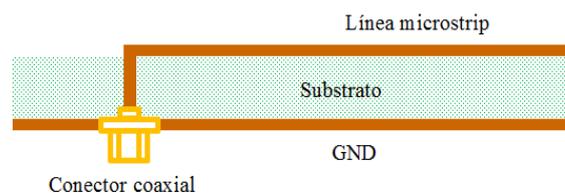


Figura 2-26: Alimentación por sonda coaxial vertical de la línea microstrip

La posición del conector, respecto al final de la pista, también puede ser controlada para adaptar la impedancia de entrada.

Coaxial horizontal

La otra forma de alimentar las líneas microstrip es horizontalmente. En esta ocasión basta con conectar el conductor externo del coaxial al plano de masa y colocar el alma sobre la pista microstrip, tal y como muestra el esquema de la Figura 2-19.

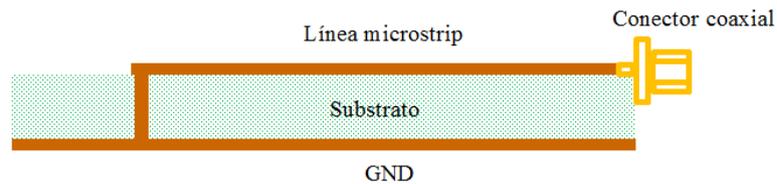


Figura 2-27: Alimentación por coaxial horizontal de la línea microstrip

Esta manera de alimentar la microstrip es muy sencilla, pero tiene la desventaja de que, al estar el alma del conector desprotegida, esto puede provocar muchas pérdidas por radiaciones inesperadas hacia el exterior, especialmente en aplicaciones de alta frecuencia.

2.7 Herramientas de diseño y simulación

2.7.1 CST Microwave Studio

CST Microwave Studio es una herramienta especializada para la simulación EM en 3D de componentes de alta frecuencia y se dispone de licencia para su uso en la Escuela Politécnica Superior de la UAM. Esta ha sido la principal herramienta de diseño que se ha utilizado para la realización de este PFC.

El programa cuenta con un análisis rápido y preciso de aparatos de alta frecuencia tales como antenas, filtros, estructuras de diversas capas, etc. También ofrece grandes posibilidades de modificación del comportamiento electromagnético (EM) de los diseños de alta frecuencia y promueve una tecnología completa y de alta calidad para EM en 3D. Además, brinda a los usuarios una gran flexibilidad mediante un rango de aplicación muy amplio, gracias a la variedad de tecnologías disponibles.

Además cuenta con filtros para la importación y exportación de archivos de diseño asistido por computadoras (CAD por sus siglas en inglés), lo que mejora las posibilidades de diseño y además fomenta el ahorro de tiempo. Este hecho ha sido muy beneficioso para nuestro fin, ya que los ficheros CAD son necesarios para la construcción de nuestros componentes. Además este programa de simulación se adapta a las necesidades del usuario, gracias a sus diversos campos de aplicación.

2.7.2 Advanced Design System (ADS)

Advanced Design System (ADS) es un programa de simulación circuital para una gran variedad de dispositivos de telecomunicaciones tales como amplificadores, líneas de transmisión, filtros, resonadores, osciladores, etc. Este programa ha sido creado por Agilent Technologies y al igual que con CST, existe una versión, utilizada para este PFC, disponible en la Escuela Politécnica Superior de la UAM.

Este software lleva a cabo simulaciones de gran precisión, a nivel de circuitos, basándose en las densas librerías que posee. Además de disponer de dos tipos de ventanas donde trabajar con circuitos y los resultados de sus simulaciones, ADS también permite tratar Layouts, por lo que el usuario puede examinar cómo será su circuito físicamente a partir de los elementos que lo integran.

ADS también permite la importación/exportación de diversos tipos de ficheros tales como archivos CAD, TOUCHSTONE, etc. Este hecho ha resultado imprescindible para el tratamiento de nuestros diseños a nivel físico y, sobre todo, para la generación de archivos “Gerber” (formato de impresión creado por Gerber System Corporation), necesarios para la construcción de los circuitos impresos de este PFC.

3 Estrategias de diseño

Este apartado se centra en el estudio de elementos y estrategias necesarios para implementar una red de alimentación de un array de antenas que consiga repartir la potencia a la entrada entre sus salidas de tal forma que se dichas antenas emitan un diagrama de radiación dado. La principal estrategia que se va a utilizar durante los diseños de los arrays de este documento será la implementación de divisores simples en microstrip debido a su facilidad construcción, coste y menor tamaño.

3.1 Divisor simple en microstrip

El divisor simple es un elemento que consta de 3 pistas en forma de T. Dicho elemento se encarga de repartir la intensidad de potencia que entra por una de sus pistas (pista de entrada) entre las dos otras pistas (pistas de salida).

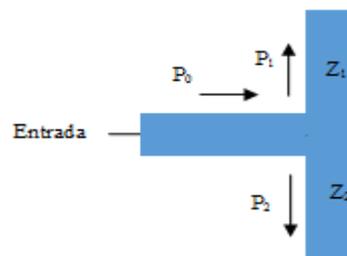


Figura 3-1: Esquema de un divisor simple

El divisor simple de forma teórica responde a las siguientes ecuaciones [9]:

$$P_0 = P_1 + P_2 \quad (3-1)$$

$$\frac{1}{Z_0} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \quad (3-2)$$

$$Z_1 \cdot P_1 = P_2 \cdot Z_2 \quad (3-3)$$

El divisor simple más sencillo será aquel que reparta equitativamente la intensidad de potencia de entrada por cada una de las salidas.

$$P_0 = P_1 = P_2 \quad (3-4)$$

$$Z_0 = \frac{Z_1}{2} = \frac{Z_2}{2} \quad (3-5)$$

En este caso las pérdidas de transmisión idealmente serán de 3 dB en cada una de las salidas y tendrá una reflexión nula a la entrada del divisor, para todas las frecuencias.

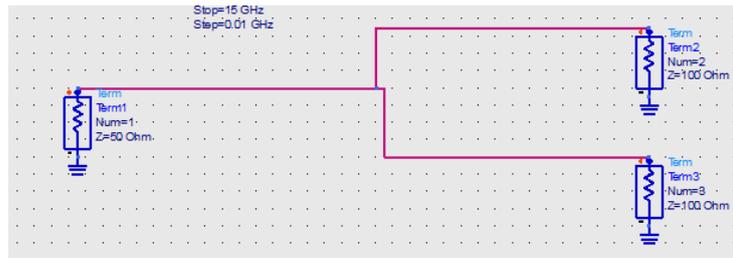


Figura 3-2: Esquema de divisor simple en ADS

El comportamiento del divisor simple al aplicarlo sobre tecnología microstrip y someterlo a un análisis circuital y electromagnético diferirá del teórico. Esto es debido a que las líneas microstrip introducen pérdidas y desplazamientos de fases que no se han tenido en cuenta en la formulación teórica.

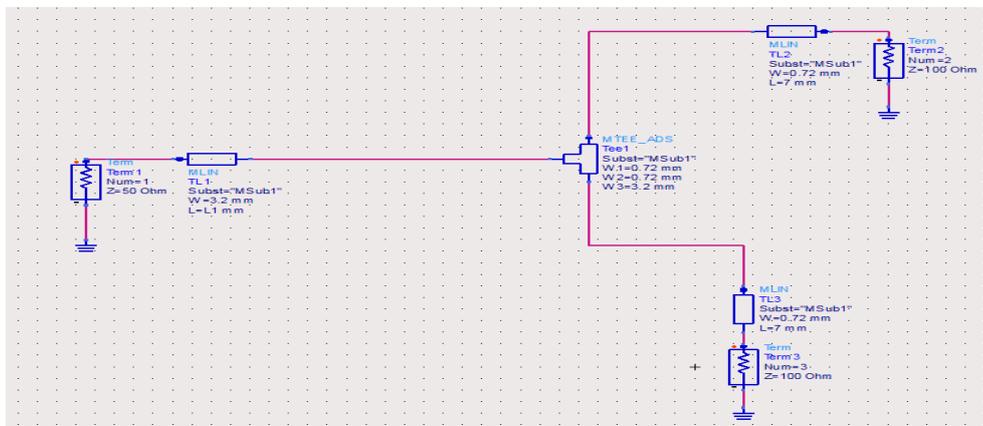


Figura 3-3: Esquema de divisor simple Microstrip en ADS

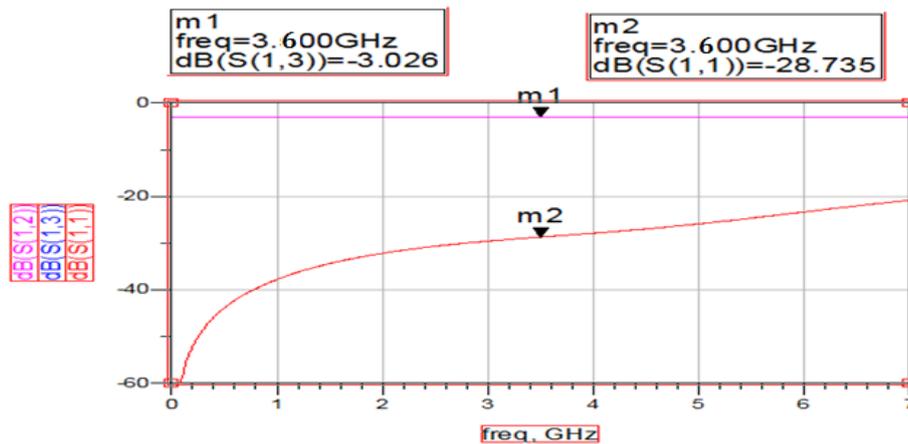


Figura 3-4: Diagrama de transmisión/reflexión de potencia del divisor simple

Se aprecia, respecto al divisor simple ideal, como el reparto de intensidades de potencia introduce unas pequeñas pérdidas (-3.024 dB) en las ramas de salida y reflexión a la entrada deja de ser nula para ir aumentando con la frecuencia. Todo esto irá ganando relevancia según aumente la complejidad del divisor.

Una vez analizado el comportamiento circuital del divisor sometemos el mismo diseño a un modelado electromagnético para analizar su comportamiento:

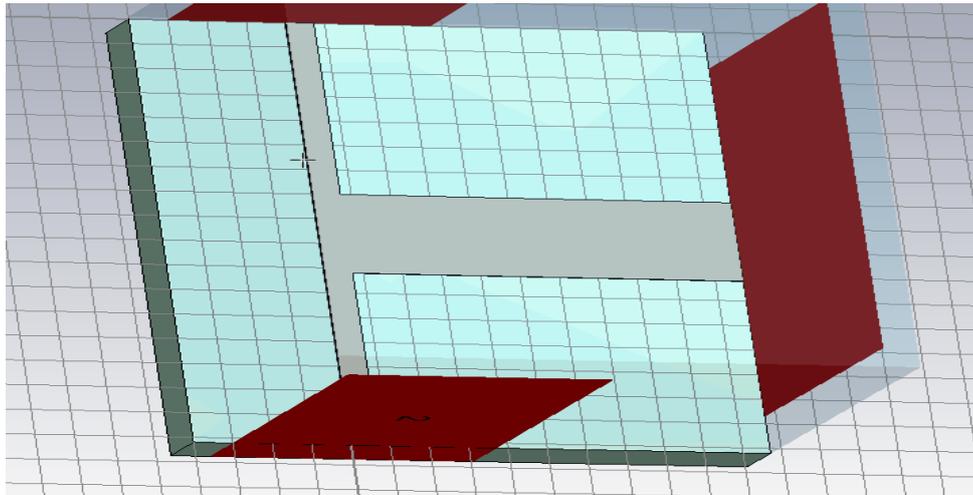


Figura 3-5: Representación del divisor simple

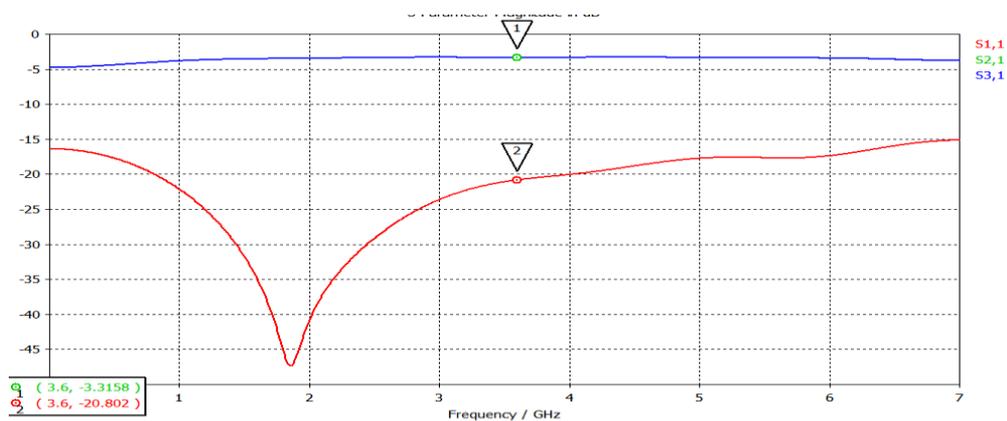
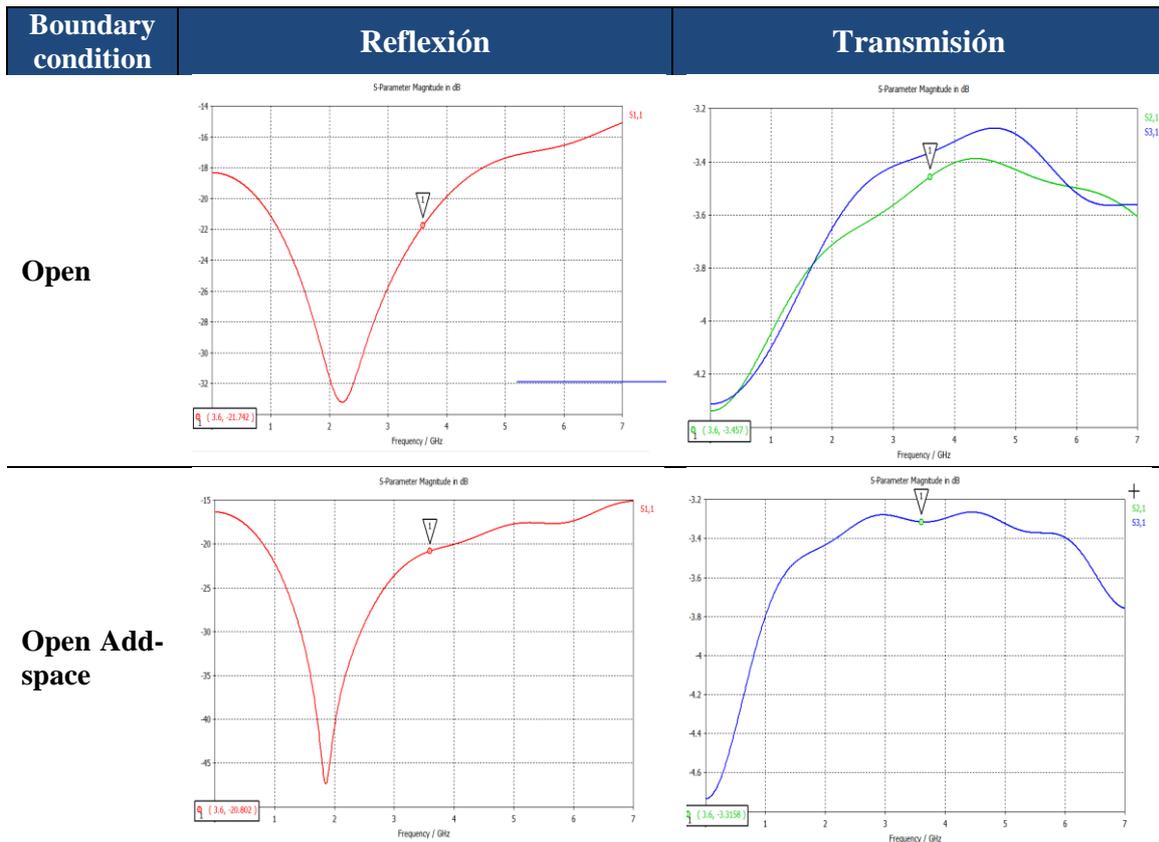


Figura 3-6: Diagrama de transmisión/reflexión de potencia del divisor simple

Al someter el diseño a un modelado EM los resultados obtenidos empeoran aún más que en el modelado circuital, especialmente la reflexión a la entrada. Las pérdidas de inserción aumentaron 0.3 dB y la reflexión a la entrada empeora casi 8 dB.

De cara a acotar el tiempo de simulación en el análisis EM, se realiza un pequeño estudio sobre las distintas opciones de contorno que dispone el programa de diseño CST, con el objetivo de ver si las posibles diferencias en los resultados permiten unas condiciones de contorno cuyo cálculo tenga un menor coste de tiempo.

Tabla 3 : Análisis de las condiciones de contorno



De estos resultados se observa que el impacto de acortar el espacio en las simulaciones afecta en 1 dB el resultado final, por lo que se descartará acortar el espacio para los diseños finales en los que se requiere una alta precisión.

A continuación se estudiarán algunos efectos que serán de utilidad en desarrollo de diseño.

3.1.1 Efecto del elemento T de unión en el divisor

El elemento T de unión es un elemento que utiliza el programa de modelado circuital para introducir asemejar el diseño simulado al diseño real construido en tecnología Microstrip. El elemento T sirve para lograr el efecto en el punto en el que confluyen las 3 ramas de las que están compuestas un divisor 1:2.

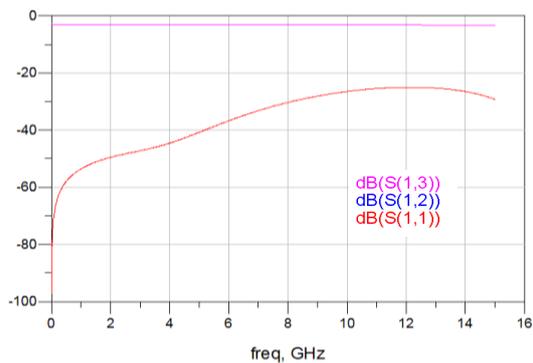


Figura 3-7: Diagrama transmisión/reflexión sin elemento T

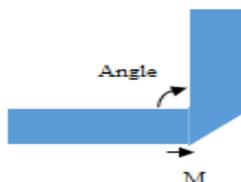


Figura 3-8: Diagrama transmisión/reflexión sin elemento T

Como vemos el efecto de introducir el elemento “T” produce que la adaptación a la entrada empeore 15 dB en la banda de diseño (3.3-3.9 GHz), respecto al mismo diseño sin el elemento.

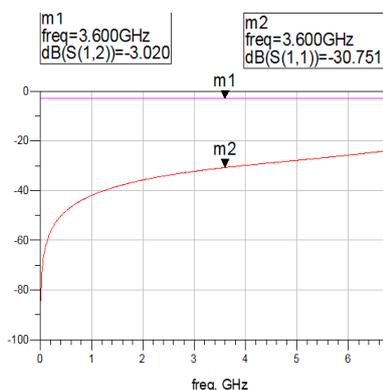
3.1.2 Efecto de los codos en el divisor simple

Los codos serán otro de los elementos de mayor utilidad para el diseño ya que permitirán que el diseño se pueda ajustar a un espacio dado o que las salidas se encaminen al borde que se desee. También sirven como elemento de adaptación. Los codos consistirán en dobleces en las pistas que provocarán que pueda la pista tome la dirección deseada:

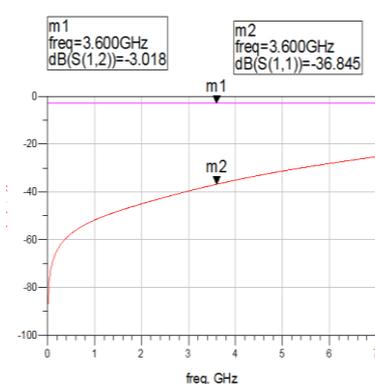


Se estudiarán los distintos impactos que pueda tener los codos en posible diseños, variando el ángulo y el chaflán.

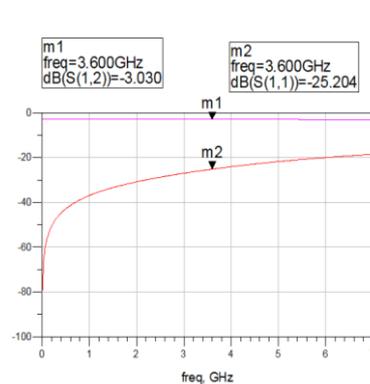
Chaflán=0.2 Angle 30°



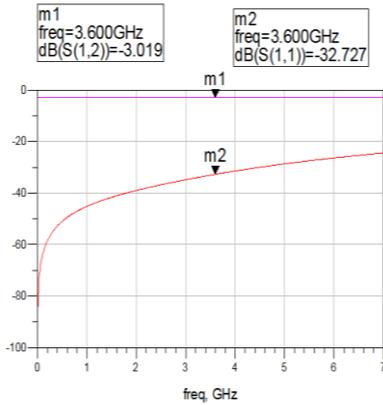
Chaflán=0.5 Angle 30°



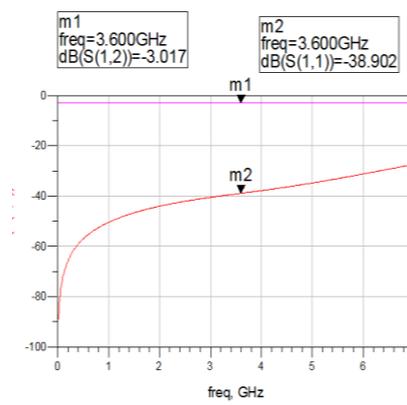
Chaflán=0.7 Angle 30°



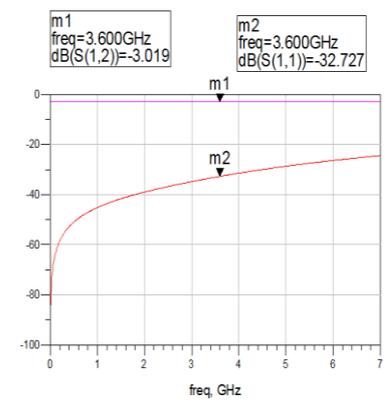
Chaflán=0.2 Angle 45°



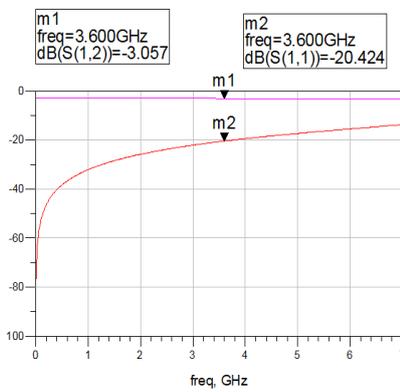
Chaflán=0.5 Angle 45°



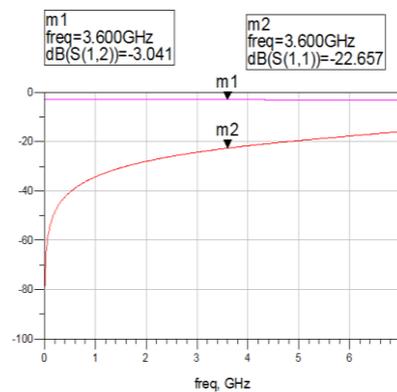
Chaflán=0.7 Angle 45°



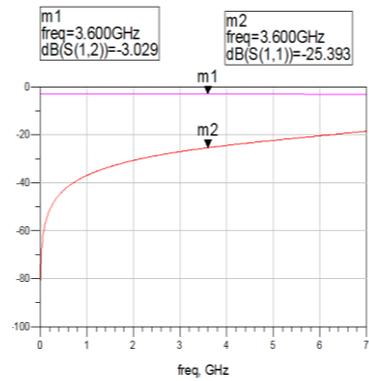
Chaflán=0.2 Angle 90°



Chaflán=0.5 Angle 90°



Chaflán=0.7 Angle 90°



Variando el chaflán de codo podremos lograr una mejor o peor adaptación según sea el ángulo que se requiera en el diseño, obteniendo los mejores resultados en el caso ideal con un ángulo de 45° y un chaflán de 0.5

3.1.3 Efecto de los cambios de ancho en las pista

Las discontinuidades que introducimos en los diseños generan alteraciones que habrá que tener en cuenta más adelante. En este apartado se va a estudiar un efecto que será de gran importancia en el la construcción de la red de alimentación como es el desfase que se introduce en una línea debido a la diferencia entre sus anchos de pista.

Para ello se utilizara el siguiente divisor 1:2 de ejemplo (optimizado a 3.6 GHz):

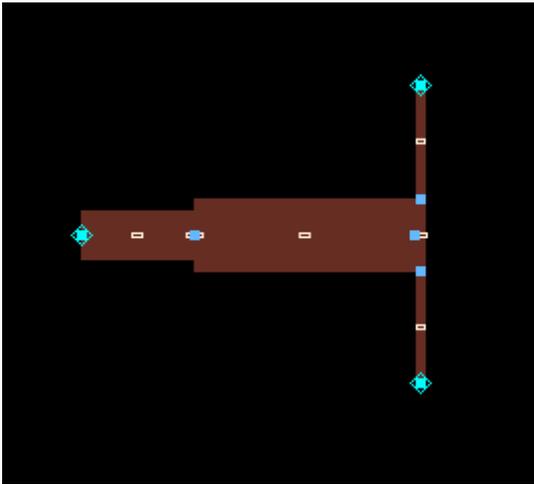


Figura 3-9: Esquema divisor con ramas de igual ancho

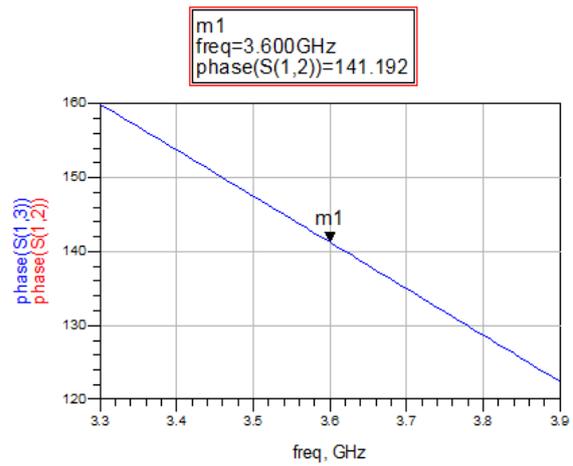


Figura 3-10: Diagrama de fases del divisor con ramas de distinto ancho

Si en vez de que las salidas del adaptador fueran semejantes, disponemos de ramas con distinto ancho:

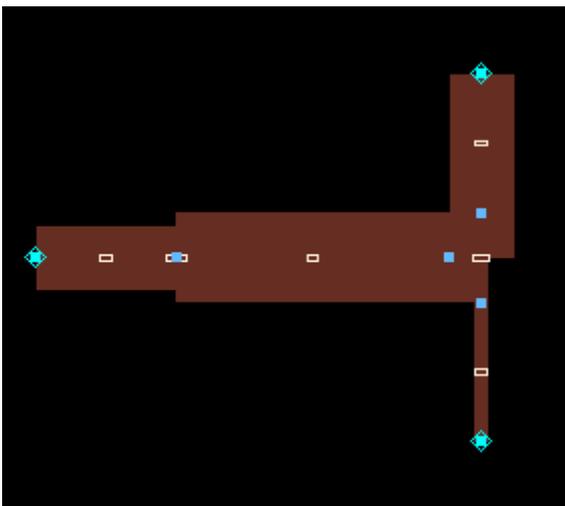


Figura 3-11: Esquema divisor con ramas de distinto ancho

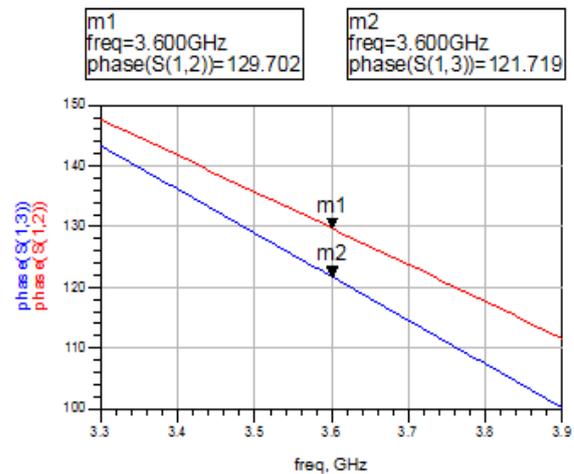


Figura 3-12: Diagrama de fases del divisor con ramas de distinto ancho

Como se ve los distintos anchos de pista generarán unos desfases en las salidas que habrá que tener en cuenta en la construcción de la red de alimentación.

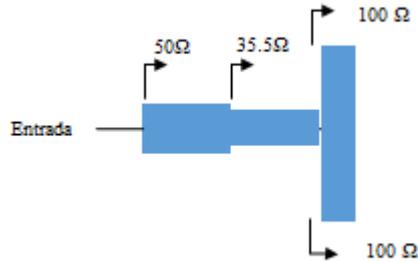
3.2 Estrategias de división 1:2

Como se ha observado, al someter el divisor simple a un análisis circuital y EM, los resultados obtenidos empeoran respecto al divisor teórico, es por ello que se necesitará buscar soluciones que ayuden a compensar las distorsiones introducidas.. Las soluciones serán probadas a 3.5 GHz, y se observará tanto su reflexión como su transmisión para ver

cuál puede ayudar a realizar el diseño con una la mejor transmisión y reflexión a la entrada posible.

3.2.1 Adaptación con línea

La primera solución consistirá en adaptar el diseño con una línea auxiliar denominada transformador $\lambda/4$ que permita compensar la desadaptación introducida por la T del divisor. Dicha línea se introducirá entre la línea de entrada y la T del divisor.



Como se muestra en [8], dicha línea permite adaptar una impedancia real a otra impedancia real de la siguiente manera:

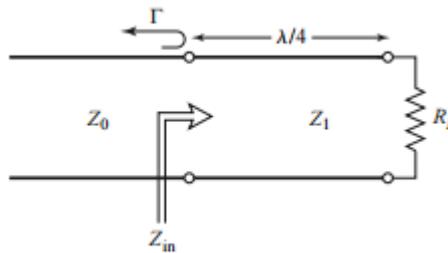


Figura 3-13: Transformador $\lambda/4$ [8]

Para lograr que haya adaptación se necesita que $r=0$, es decir:

$$Z_{in} = Z_1 \frac{R_L + jZ_1 \tan \beta l}{Z_1 + jR_L \tan \beta l} = Z_0 \quad (3-6)$$

Para ello $\beta l = \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) \left(\frac{\lambda}{4}\right) = \pi/2$ de esta forma:

$$Z_{in} = \frac{Z_1^2}{R_L} \quad (3-7)$$

Esta solución permite de una forma sencilla, mejorar los resultados obtenidos como observamos en el análisis circuital:

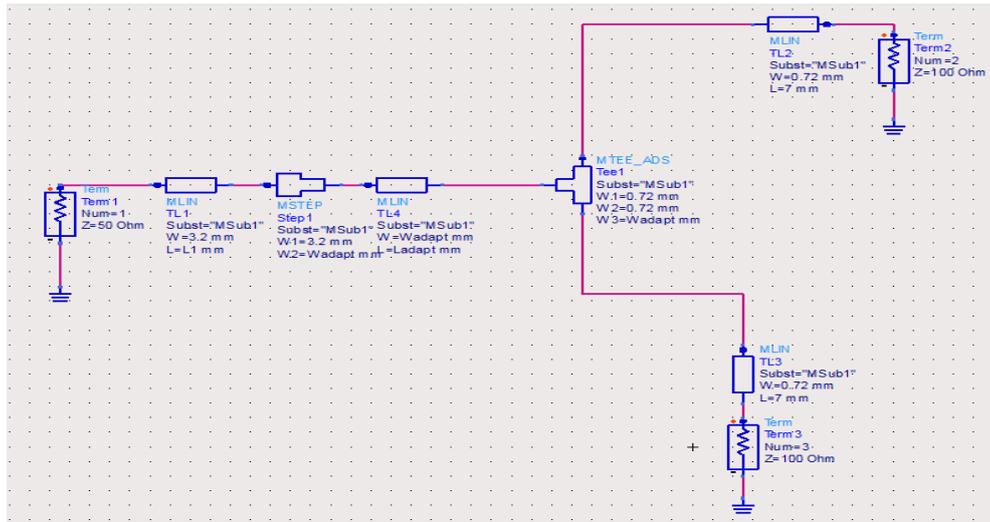


Figura 3-14: Esquema divisor 1:2 con línea adaptadora en ADS

Parámetros de diseño:

- $L_1=7$ mm
- $L_{salida}=7$ mm

Con el siguiente resultado:

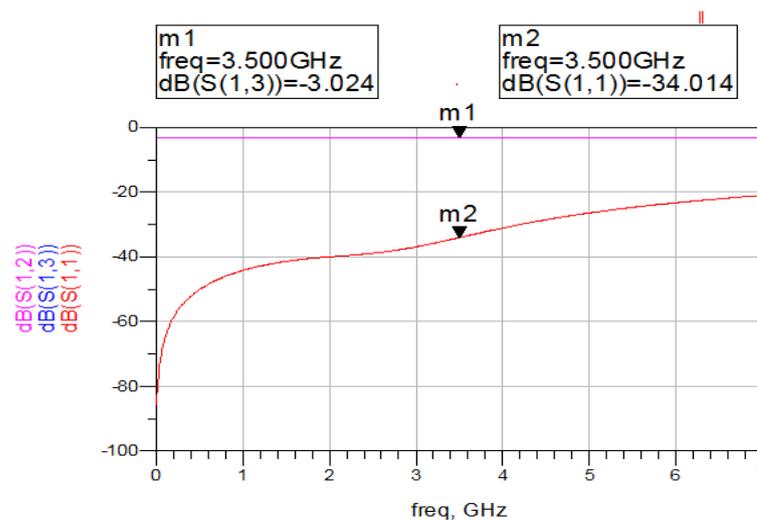


Figura 3-15: Diagrama de transmisión/reflexión para un divisor 1:2 con línea adaptadora

Mediante un modelado electromagnético se tendrá una mejor aproximación al resultado final si se deseara construir:

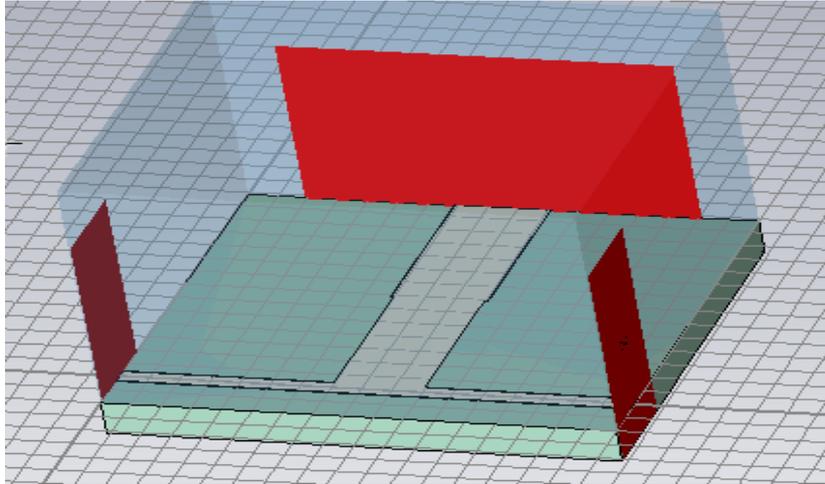


Figura 3-16: Esquema de un divisor 1:2 en el CST

- Reparto de potencias

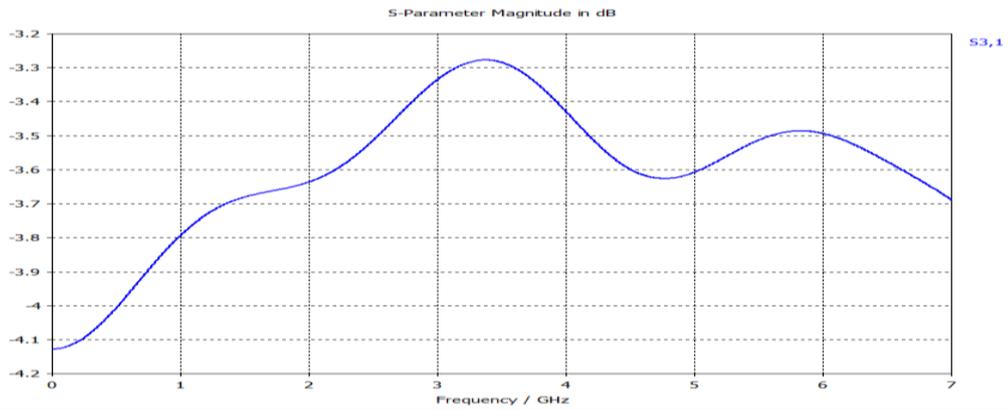


Figura 3-17: Diagrama de transmisión para un divisor 1:2 en microstrip con línea adaptadora

- Adaptación

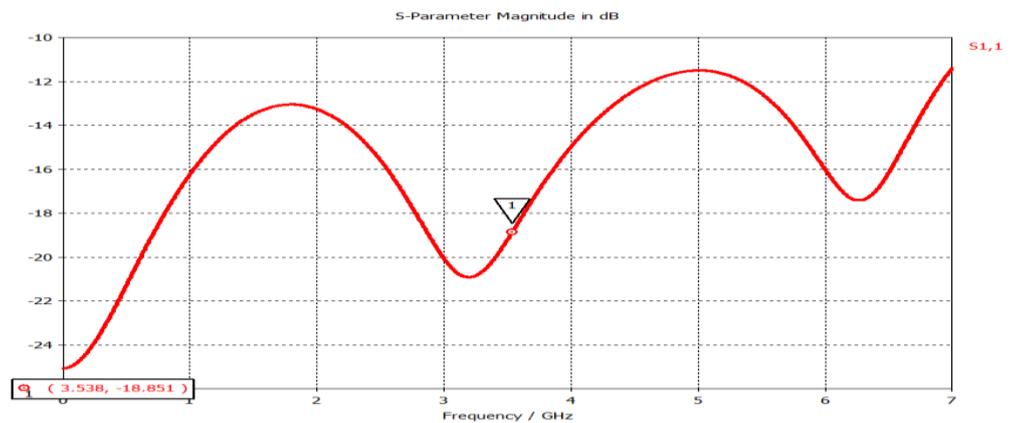


Figura 3-18: Reflexión a la entrada de un divisor 1:2 en microstrip con un línea adaptadora con un modelado EM

Al analizar el diseño con un programa de modelado electromagnético tenemos un reparto simétrico con unas pérdidas de inserción de unos 3.3 dB y una reflexión de -18.9 dB, lo cual no presenta una mejora respecto al divisor simple en este punto del diseño.

3.2.2 t en Microstrip

La siguiente solución consiste en introducir una línea auxiliar conectada en uno de sus extremos a la T del divisor y en el otro de los extremos se deja en circuito abierto, de esta manera tenemos un elemento en forma de “t” o “+” con cuatro pistas de las cuales una se dejará en circuito abierto. Las dimensiones de dicha línea las obtendremos mediante modelado circuital para después someterlas a un modelado EM.

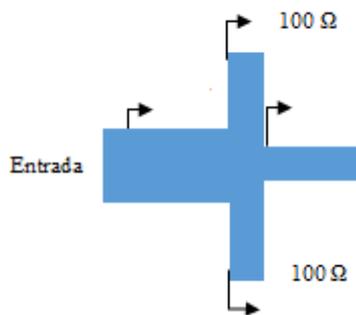


Figura 3-19: Esquema de un divisor 1:2 adaptado en t

El diseño con un modelo circuital será el siguiente:

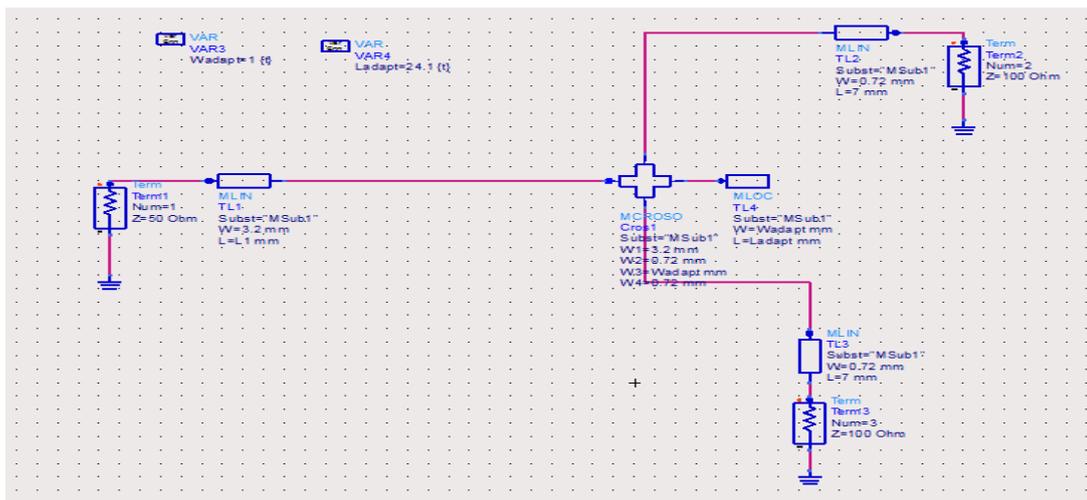


Figura 3-20: Esquemático de un divisor 1:2 adaptado en t en microstrip en ADS

El análisis circuital de esta solución demuestra que tiene el siguiente comportamiento:

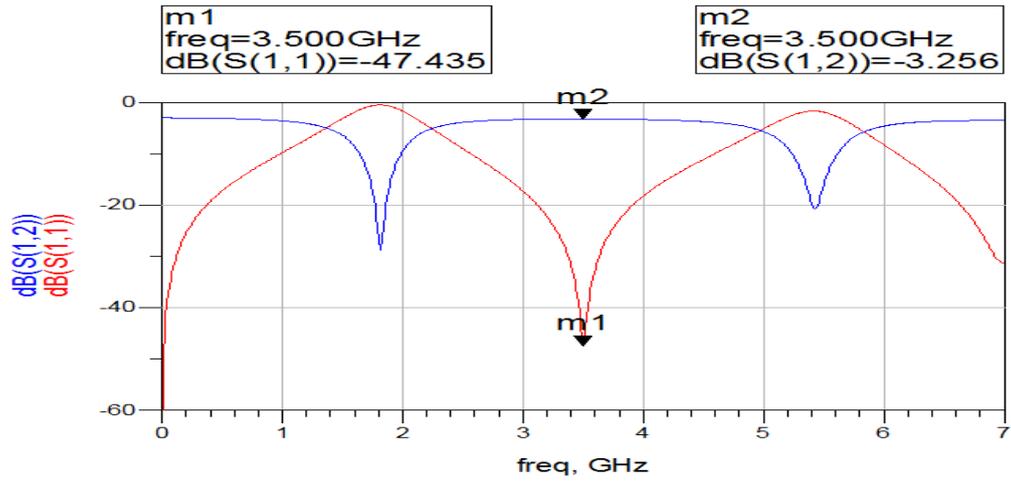


Figura 3-21: Diagrama de transmisión/reflexión de un divisor 1:2 adaptado en T en microstrip mediante un modelado circuital

El diseño circuital tendrá un reparto de -3.5 dB en cada una de las ramas de salida y un reflexión a la entrada de -47.4 dB a la frecuencia de diseño.

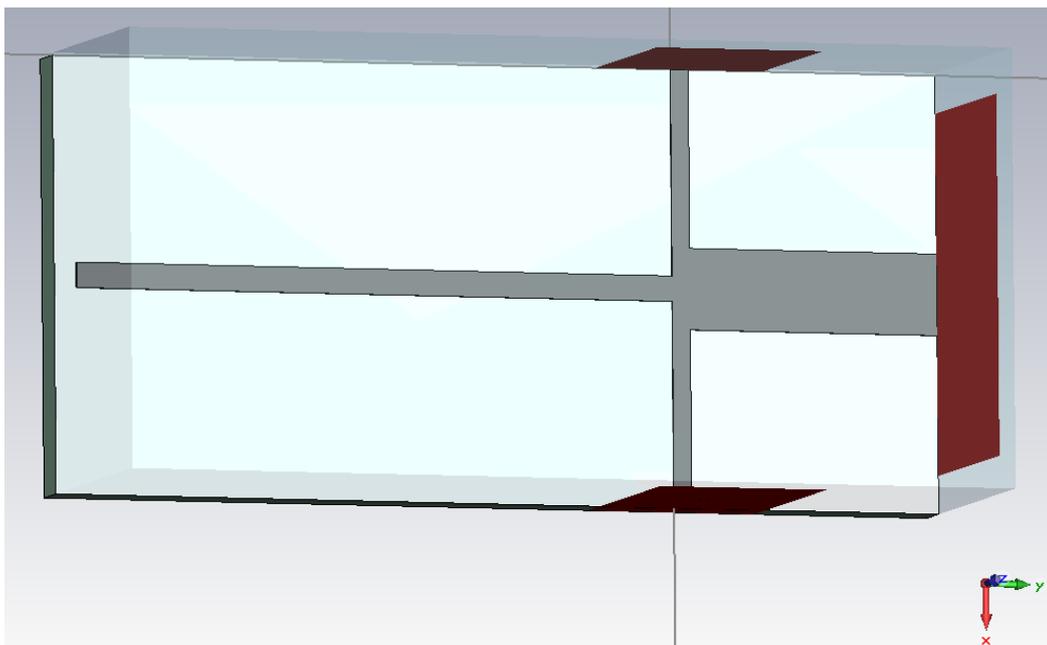


Figura 3-22: Esquemático de un divisor 1:2 adaptado en T en microstrip en ADS

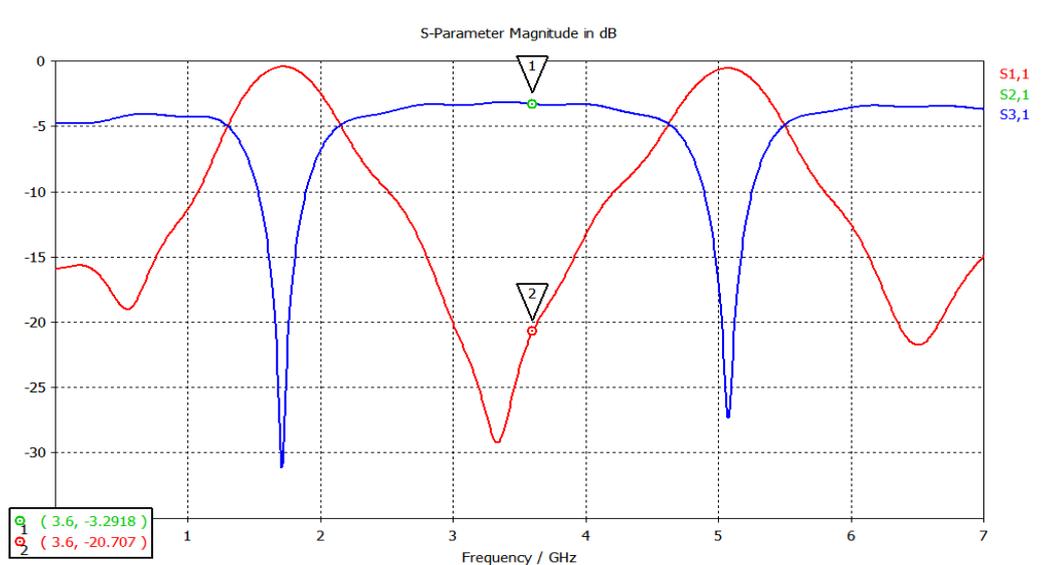


Figura 3-23: Diagrama de transmisión/reflexión de un divisor 1:2 adaptado en T en microstrip mediante un modelado EM

El análisis electromagnético del diseño tendrá como resultado un reparto de -3.3 dB en cada una de las ramas de salida (mejora de 0.2 dB respecto a la modelación circuital) y un reflexión a la entrada de -20.7 dB a la frecuencia de diseño (la frecuencia de resonancia aparece desplazada hacia 3.3 GHz, lo que implica que habría que realizar alguna modificación sobre el diseño circuital para obtener mejores resultados).

El principal inconveniente de este diseño reside en que si la longitud de la pista de adaptación es demasiado larga obliga a que el diseño sea de mayor tamaño o puede distorsionar la salida de alguna rama.

3.2.3 T con alteraciones

El siguiente diseño consistirá en introducir imperfecciones en la unión del divisor para lograr la adaptación. Debido a su singularidad solo podrá ser observado en el programa de modelado electromagnético.

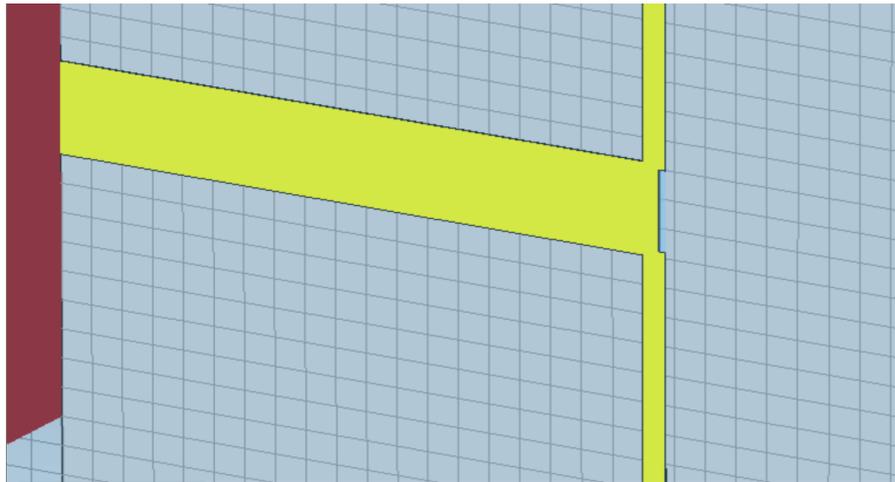


Figura 3-24: Esquema de un divisor con alteraciones en su intersección

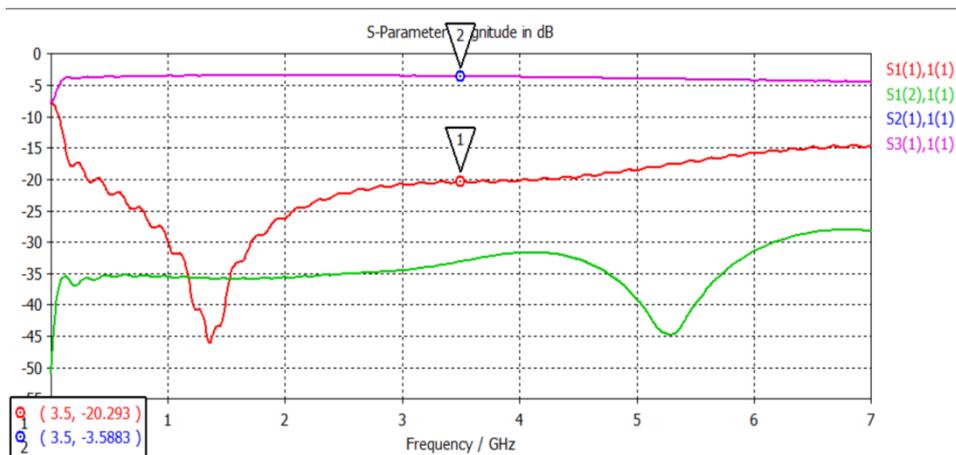


Figura 3-25: Diagrama de transmisión/reflexión de un divisor 1:2 adaptado con alteraciones en microstrip mediante un modelado EM

Con esta opción obtenemos un reparto de -3.6 dB en las ramas de salida y una reflexión de entrada de -20 dB a la frecuencia de diseño.

Se descarta esta opción ya se ha observado, que para conseguir adaptaciones mejores se requerirán mayores alteraciones y eso provoca que se introduzca distorsión en la señal o que las pistas no sean realizables por no disponer de una anchura mínima.

3.2.4 Adaptación con stubs CA

La adaptación con stub consiste en una línea de transmisión que es conectada a otros elementos usando uno de sus extremos. El otro extremo del stub es terminado mediante cortocircuito (CC) o circuito abierto (CA).

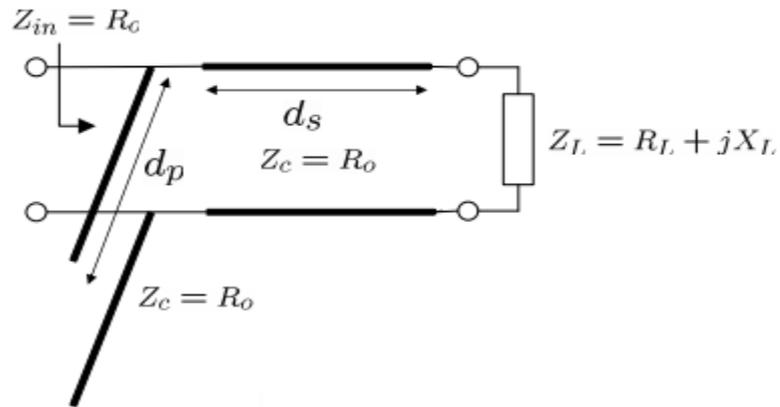


Figura 3-26: Línea adaptada con Stub [4]

Los diseños proporcionan la adaptación buscada a la frecuencia de diseño. Fuera de esa frecuencia, cada diseño tendrá una variación en principio distinta. Se puede usar más de una línea para conseguir una banda más ancha o algún otro objetivo.

En este caso se intentará adaptar usando circuito abierto, poniendo un extremo del stub conectado a nuestro circuito divisor y el otro extremo se deja abierto.

Las dimensiones de dicha línea las obtendremos mediante modelado circuital para después someterlas a un modelado EM.

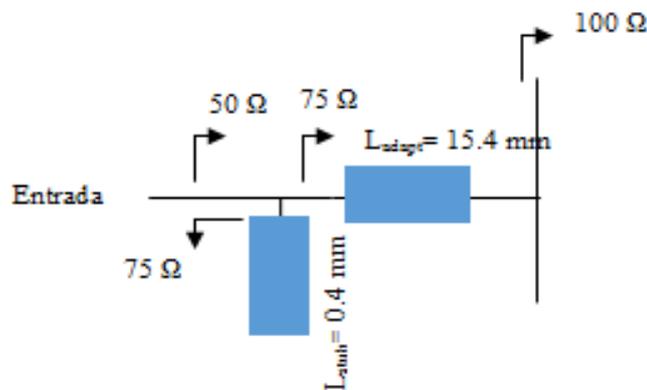


Figura 3-27: Esquema de un divisor 1:2 adaptado con un stub CA

A continuación se implementa la solución para su análisis circuital y electromagnético:

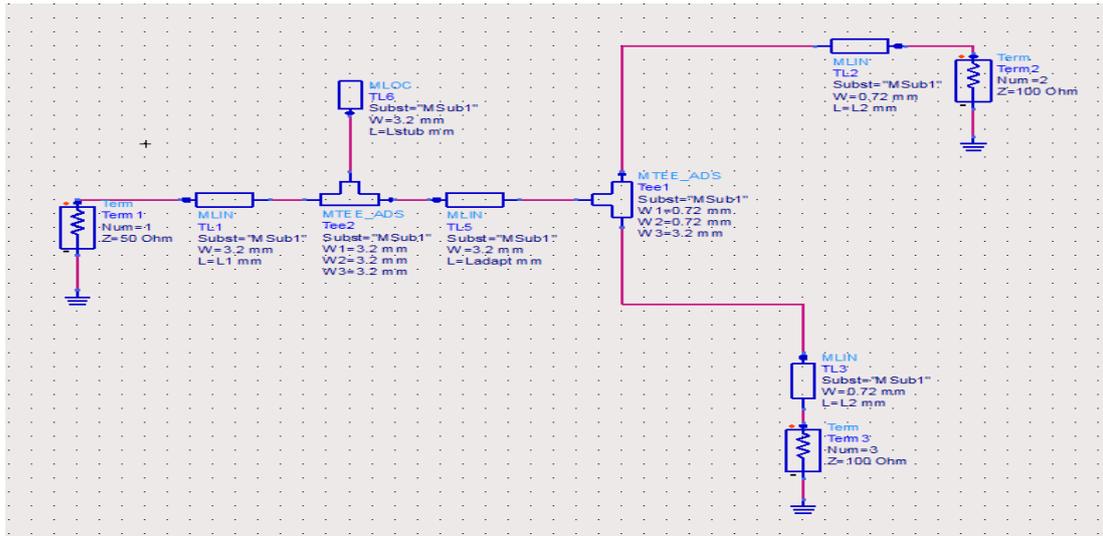


Figura 3-28: Esquema divisor simple con stub CA en ADS

Los resultados obtenidos con un análisis circuital del stub en CA serán lo siguientes:

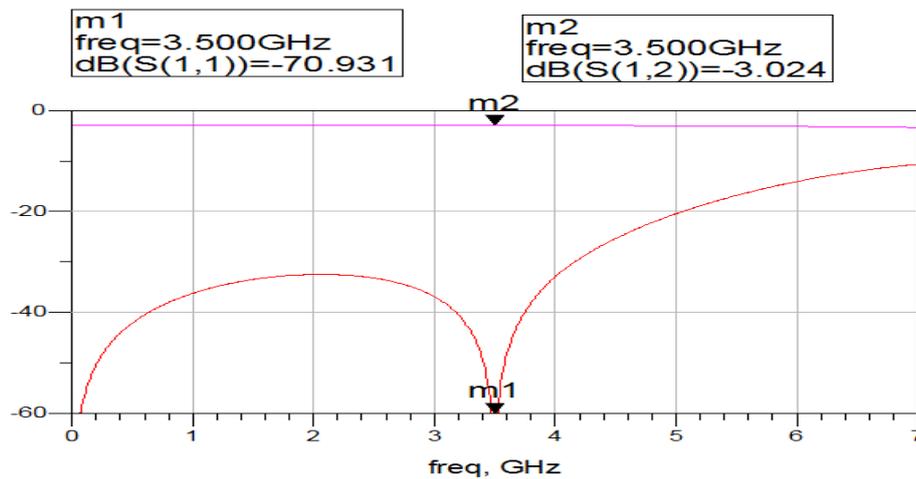


Figura 3-29: Diagrama de transmisión/reflexión para un divisor 1:2 con stub CA

Mientras que al someter el mismo diseño a un análisis electromagnético se obtendrán los siguientes resultados:

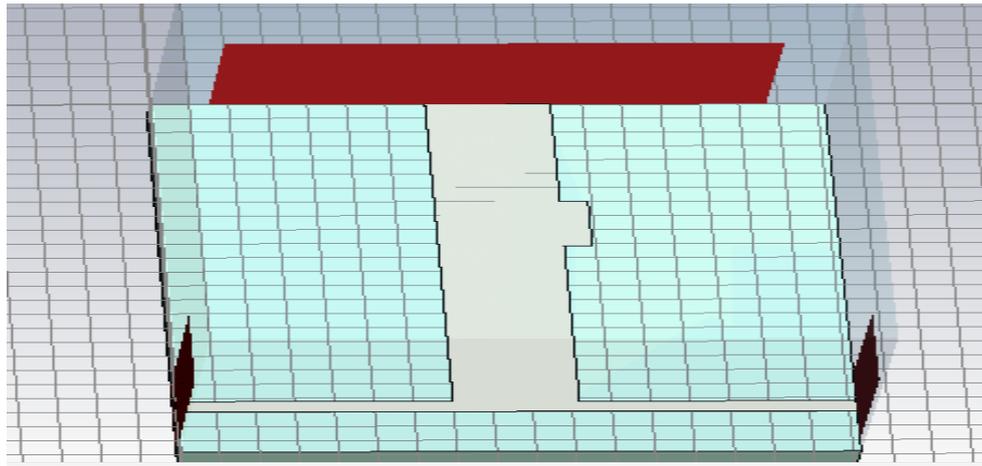


Figura 3-30: Esquema de un divisor 1:2 con stub CA en CST

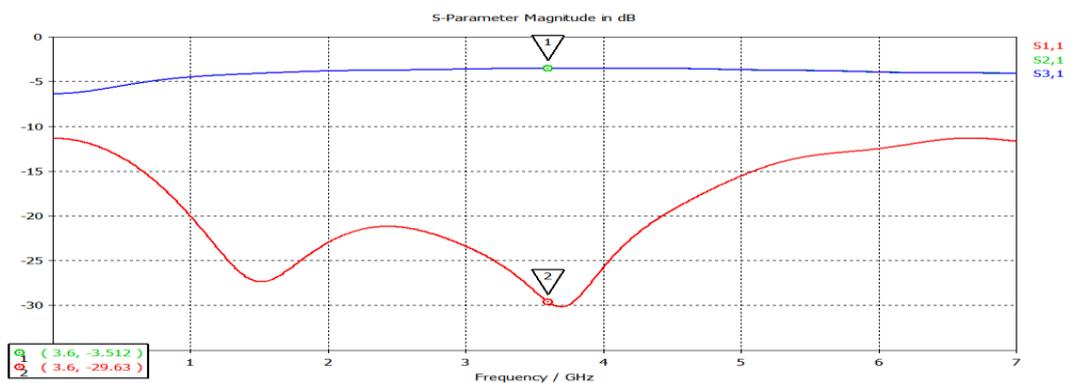


Figura 3-31 Diagrama de transmisión/reflexión para un divisor 1:2 con stub CA

Con esta opción obtenemos un reparto de -3.5 dB en las ramas de salida y una reflexión de entrada de -29.6 dB a la frecuencia de diseño.

3.2.5 Adaptación con stubs CC

En el segundo caso de adaptación stub, se intentará adaptar usando un stub terminado en circuito cerrado. Para ello conectaremos un extremo del stub que deseamos adaptar a la línea de entrada del divisor y la otra al plano de masa.

Las dimensiones de dicha línea las obtendremos mediante modelado circuital para después someterlas a un modelado EM.

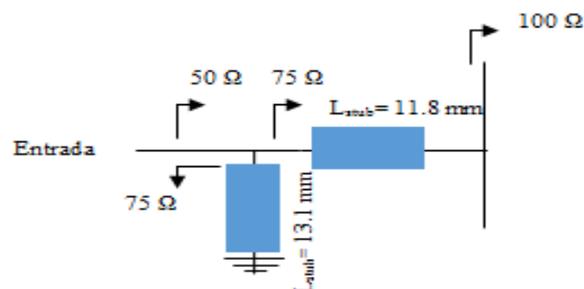


Figura 3-32: Esquema de un divisor 1:2 adaptado con un stub CC

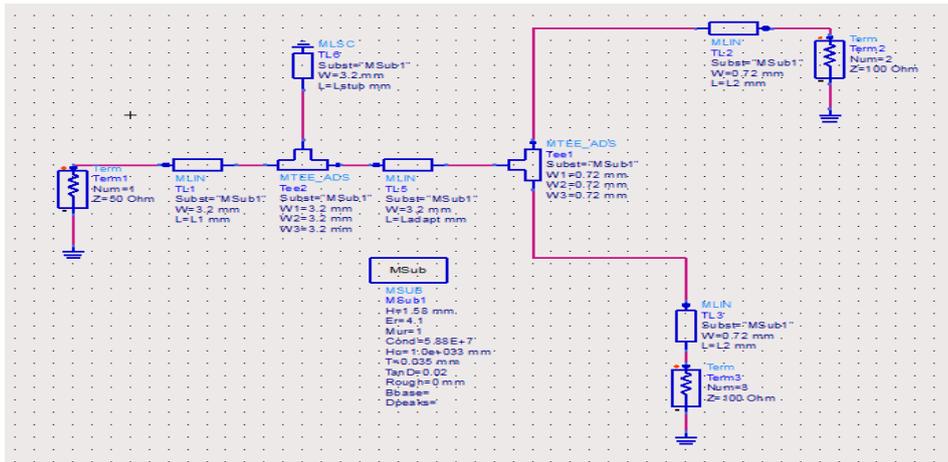


Figura 3-33: Esquema divisor simple con stub CC en ADS

Los resultados obtenidos con un análisis circuital serán lo siguientes:

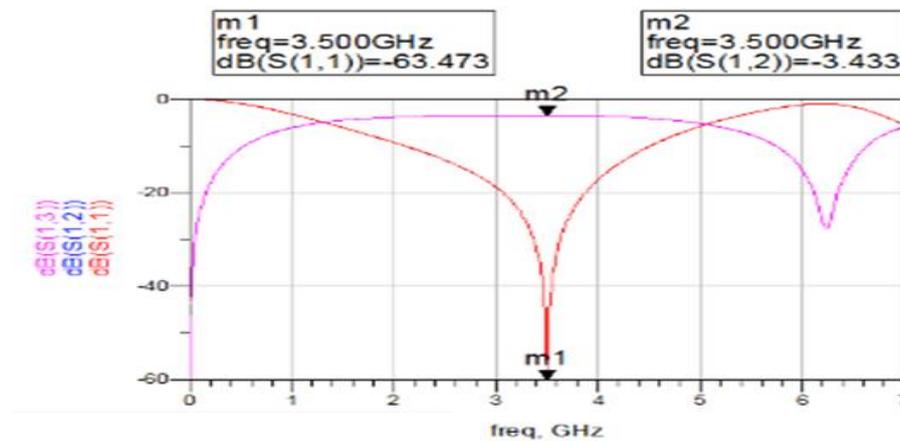


Figura 3-34: Diagrama de transmisión/reflexión para un divisor 1:2 adaptado con stub CC en ADS

Para un análisis electromagnético se introdujo una vía del mismo material que el conductor al final del stub, que a través del sustrato conecta con el plano de masa obteniendo los siguientes resultados:

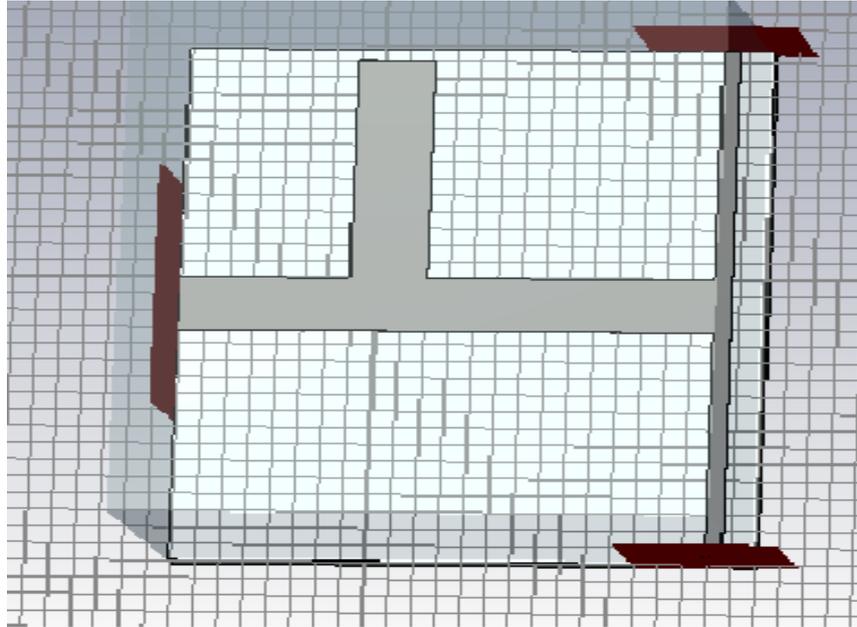


Figura 3-35: Esquema de un divisor 1:2 adaptado con un Stub CC en un modelado EM

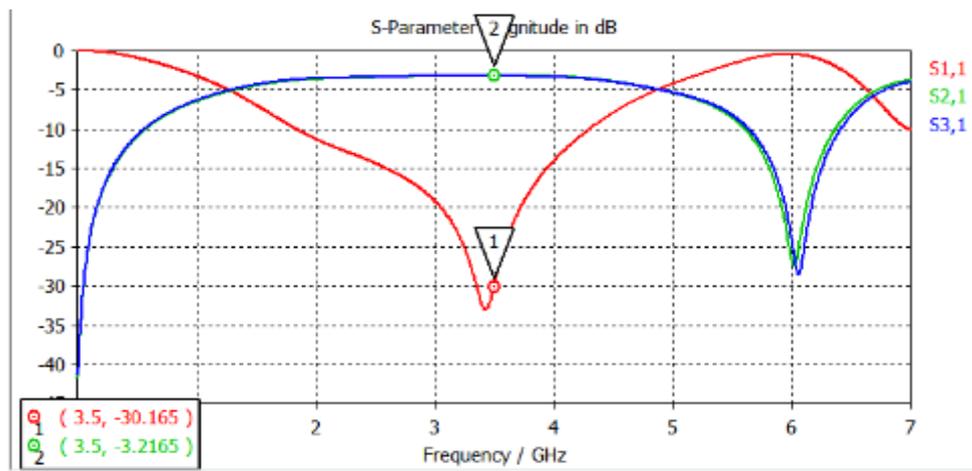


Figura 3-36: Diagrama de transmisión/reflexión para un divisor 1:2 adaptado con stub CC en CST

Con esta opción obtenemos un reparto de -3.2 dB en las ramas de salida y una reflexión de entrada de -30.1 dB a la frecuencia de diseño (3.5 GHz). La frecuencia de resonancia se ha desplazado ligeramente hacia frecuencias más bajas.

3.3 Estrategias de divisor 1:4

El siguiente paso consistirá en implementar estrategias de división 1:4 basándonos en las soluciones estudiadas para los divisores 1:2.

3.3.1 Divisor 1:4

Los divisores 1:4 que estudiarán a continuación, consistirán en la unión de tres divisores simples de tal forma que la intensidad de potencia a la entrada se reparta entre las cuatro salidas. Para su estudio se continuará utilizando las mismas soluciones implementadas en el punto 3.2 para divisores simples, para lograr un reparto de intensidad de potencia uniforme entre sus salidas.

El diseño modelo que se va estudiar es el siguiente:

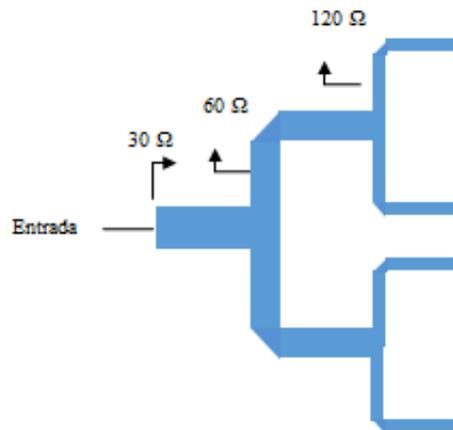


Figura 3-37: Modelo de divisor 1:4

Idealmente tendrá unas pérdidas de transmisión de 6 dB y una reflexión nula a todas las frecuencias:

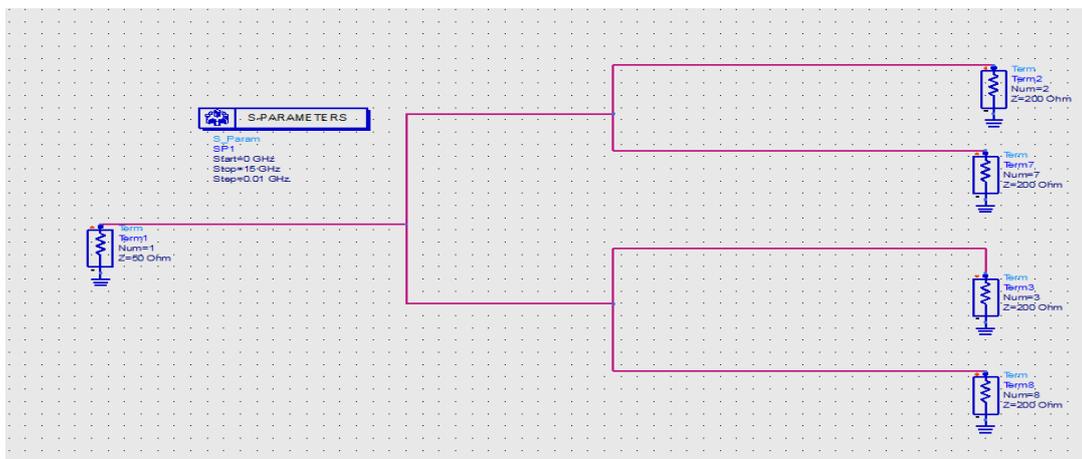


Figura 3-38: Esquema divisor 1:4 ideal en ADS

Para las soluciones de división 1:4 emplearemos los “codos” estudiados en el punto 3.1.2 para orientar las salidas hacia el mismo lado del sustrato.

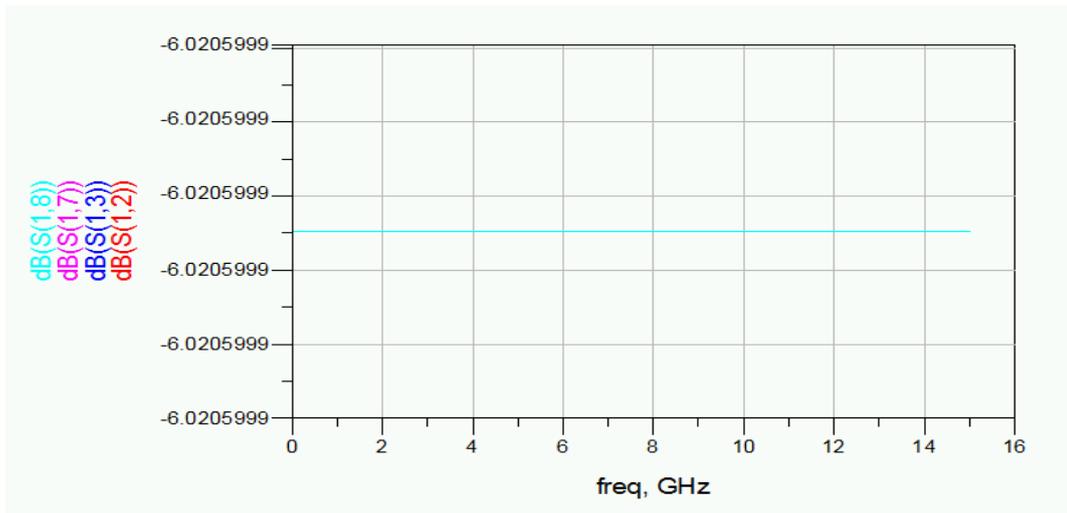


Figura 3-39: Diagrama de transmisión/reflexión para un divisor 1:4 ideal

Al realizar un modelado circuital del diseño en tecnología microstrip los resultados serán los siguientes:

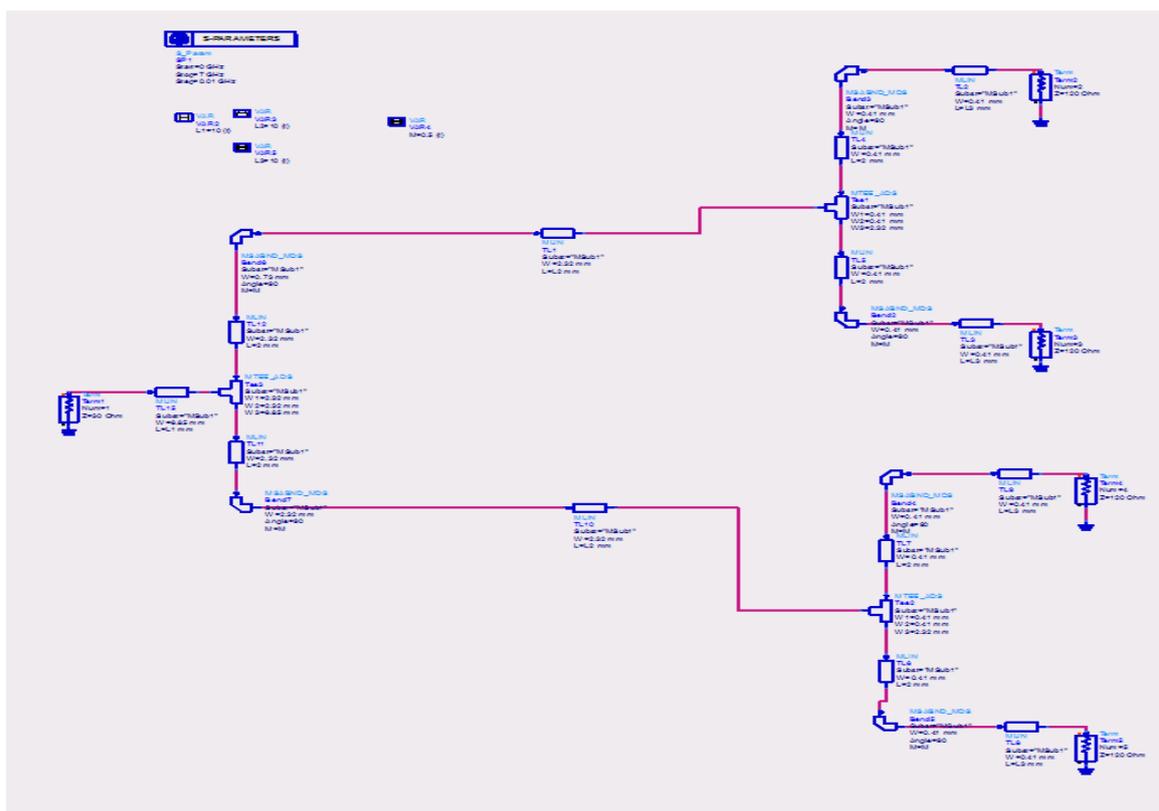


Figura 3-40: Esquema divisor 1:4 microstrip en ADS

Los parámetros utilizados en el diseño serán los siguientes:

- $M=0.5$
- $L_1=L_2=L_3=10$ mm
- $L_{\text{brazos}}=2$ mm

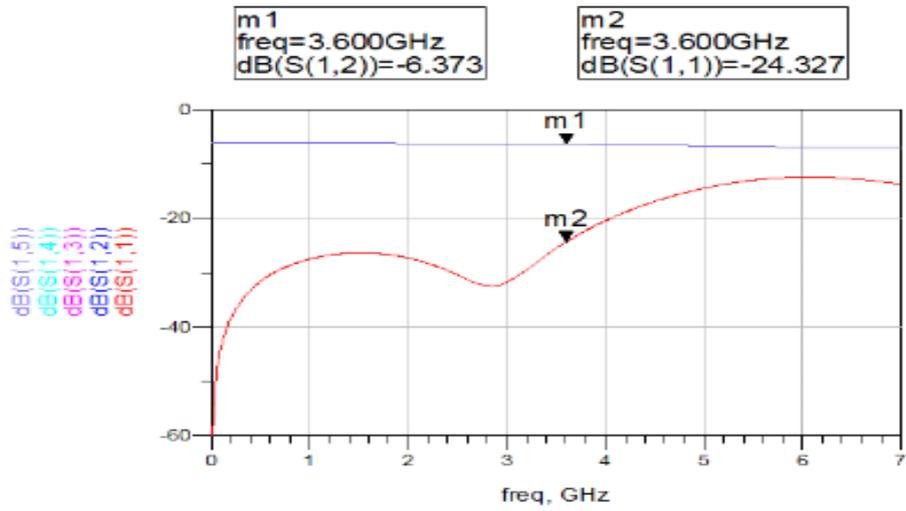


Figura 3-41: Diagrama de transmisión/reflexión para un divisor 1:4 en microstrip (ADS)

Posteriormente se somete el mismo diseño a un análisis electromagnético del mismo diseño:

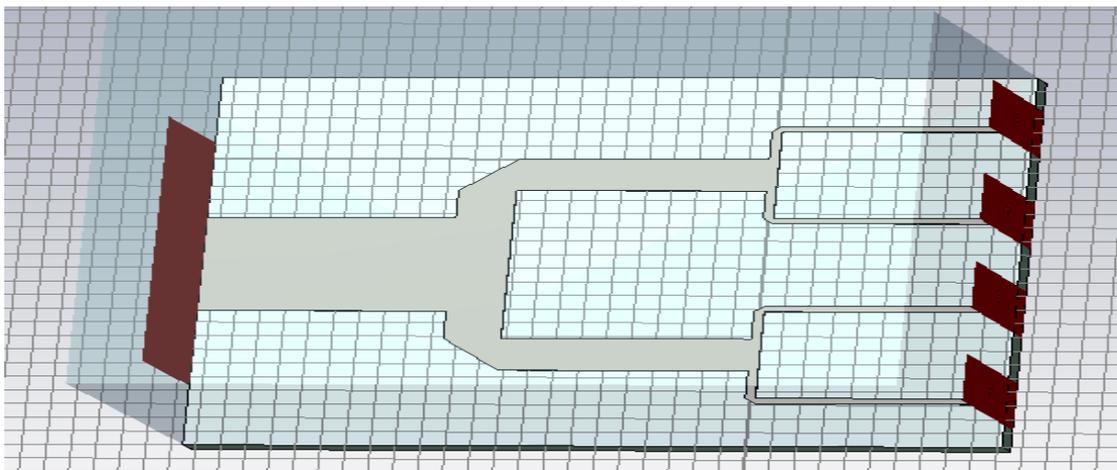


Figura 3-42: Esquema divisor 1:4 microstrip en CST

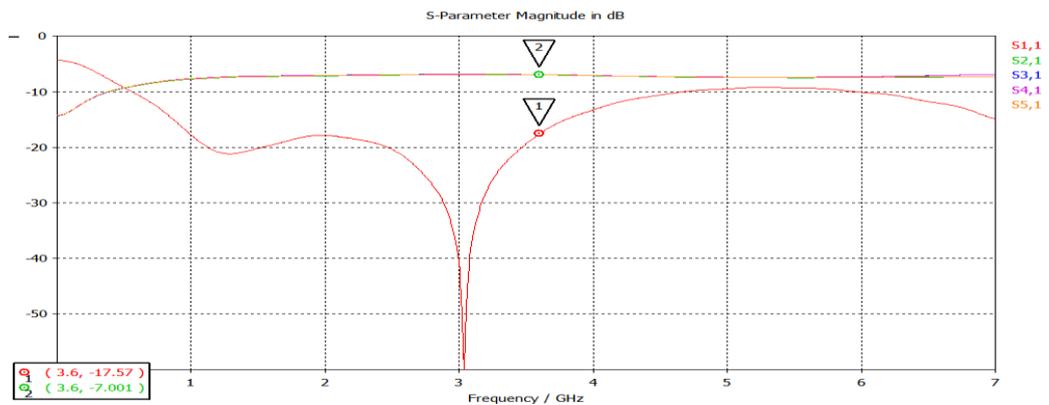


Figura 3-43: Diagrama de transmisión/reflexión para un divisor 1:4 en microstrip (CST)

El diseño, sin emplear ninguna estrategia de adaptación, dispone de una reflexión a la entrada de -17.6 dB y una transmisión de -7 dB a 3.6 GHz, la transmisión empeora 1 dB respecto al diseño modelado circuital. A pesar de que la red se ha diseñado a 3.6 GHz, en el análisis EM se observa que la frecuencia de resonancia se desplaza a los 3 GHz.

Como se ha observado al someterlo a un modelado electromagnético el diseño empeora y se requerirá emplear las soluciones estudiadas para los divisores 1:2 para realizar un diseño que sea viable.

3.3.2 Adaptación con línea

La primera solución que se empleará para mejorar los resultados será intentar adaptar los divisores mediante una línea a la entrada del divisor:

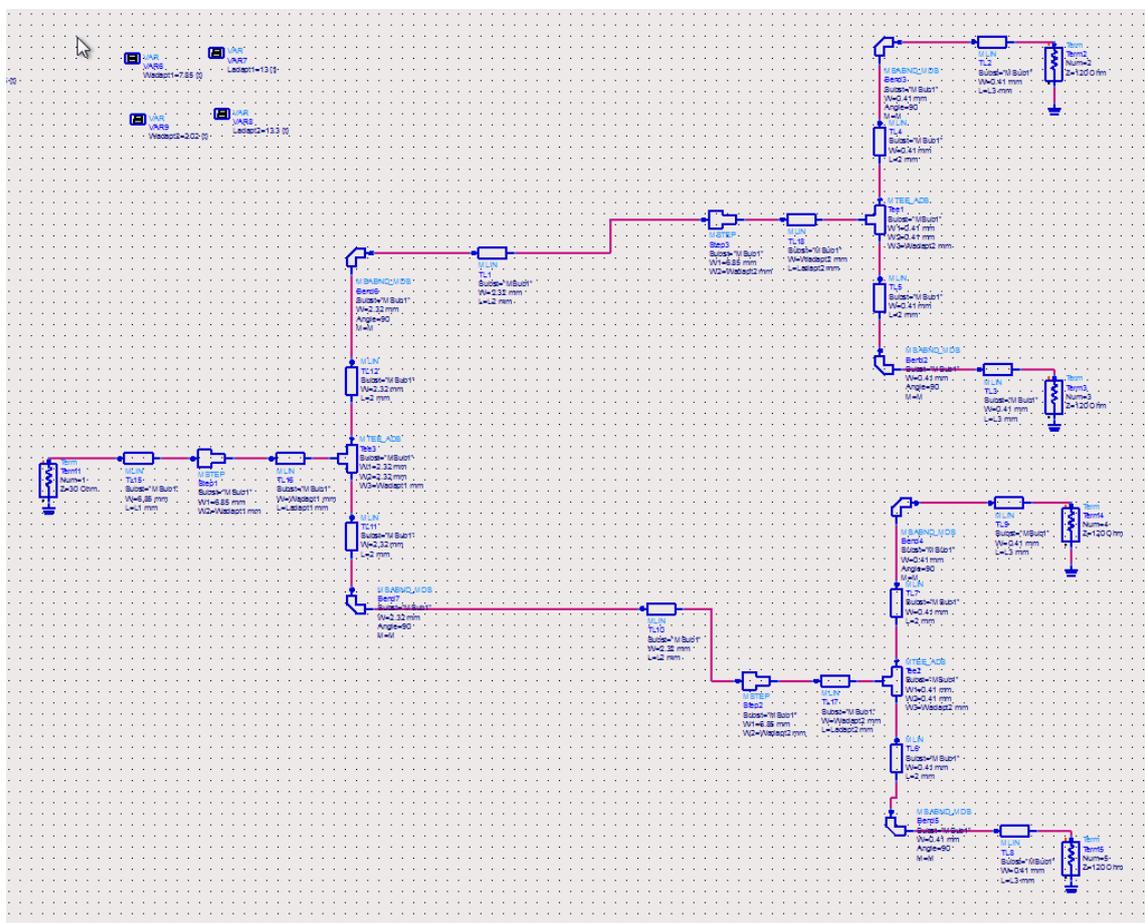


Figura 3-44: Esquema de un divisor 1:4 adaptado con línea

Dimensiones de las líneas adaptadoras:

Línea adaptadora 1:

W=7.9 mm

L=13 mm

Línea adaptadora 2:

W=2.0 mm

L=13.3 mm

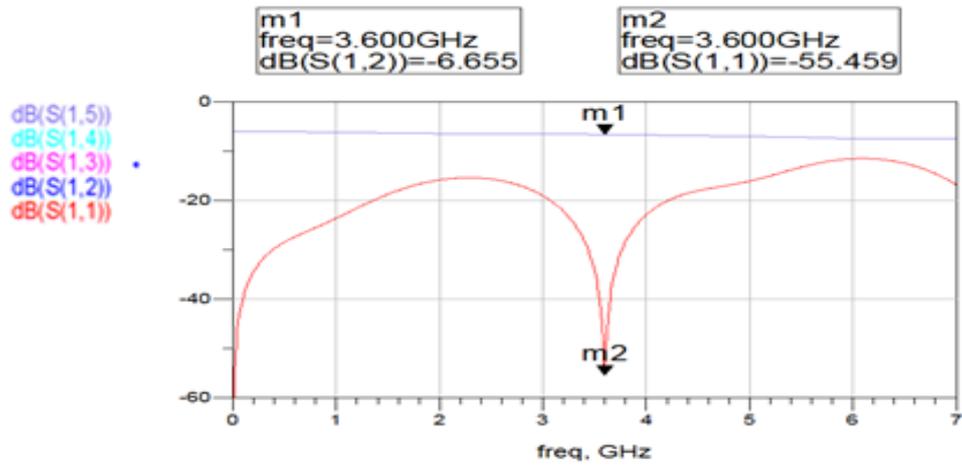


Figura 3-45: Diagrama de transmisión/reflexión para un divisor 1:4 con línea adaptadora en microstrip (ADS)

A continuación se estudiará en el programa de diseño electromagnético.

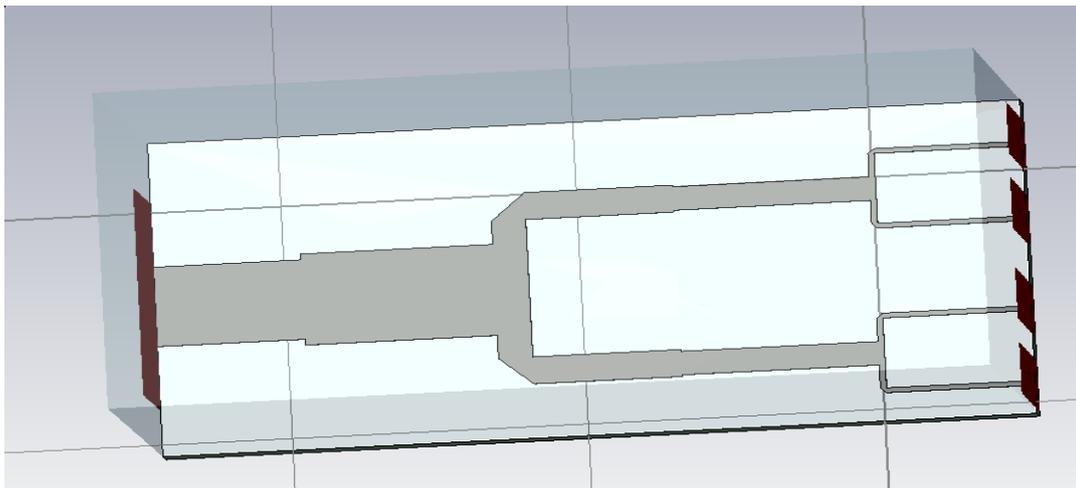


Figura 3-46: Modelado EM de un divisor 1:4 adaptado con línea

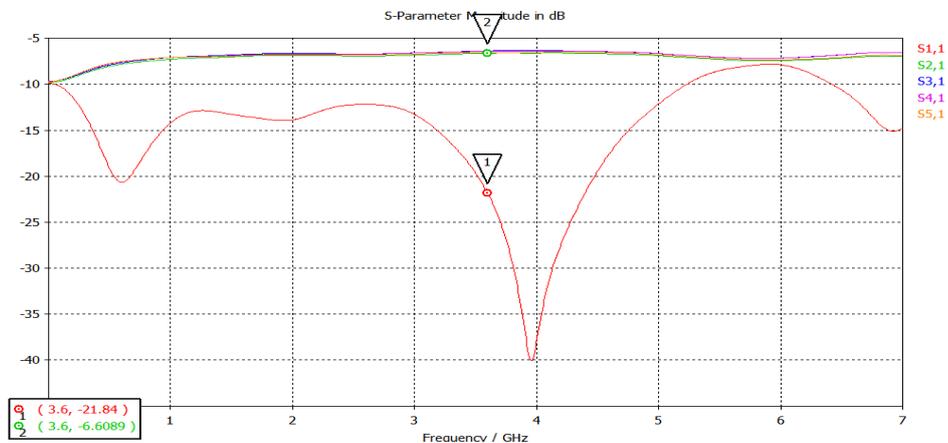


Figura 3-47: Diagrama de transmisión/reflexión para un divisor 1:4 con línea adaptadora en microstrip (CST)

Este diseño mejora las prestaciones del diseño original, con una transmisión de -6.6 dB y una reflexión a la entrada de -21.8 dB. La frecuencia de resonancia esta deslaza a 3.9 GHz.

3.3.3 Adaptación con t de Microstrip

La siguiente estrategia será intentar adaptar el divisor mediante la solución comentada en el punto 3.2.2.

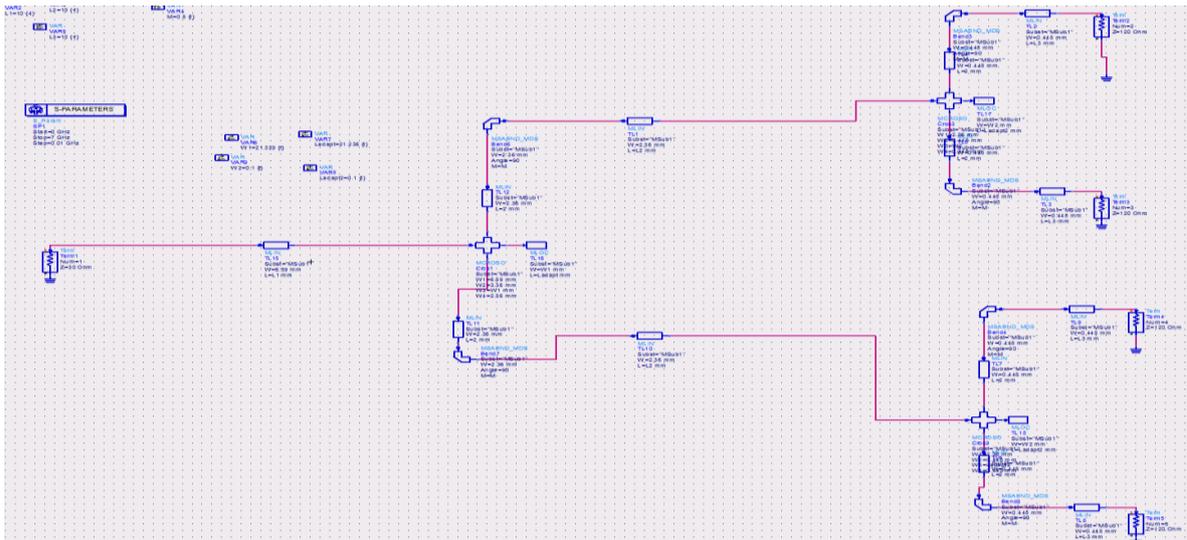


Figura 3-48: Esquema de un divisor 1:4 adaptado con T

➤ 1^{er} adaptador

W=21.3 mm

L=21.9 mm

Al implementar esta solución se encontró el problema de que la pista auxiliar utilizada para adaptar obliga a un diseño demasiado grande para que no se solape con otra pista.

3.3.4 Adaptación con Stubs CA

La siguiente solución consistirá en emplear líneas de stubs conectadas en circuito abierto.

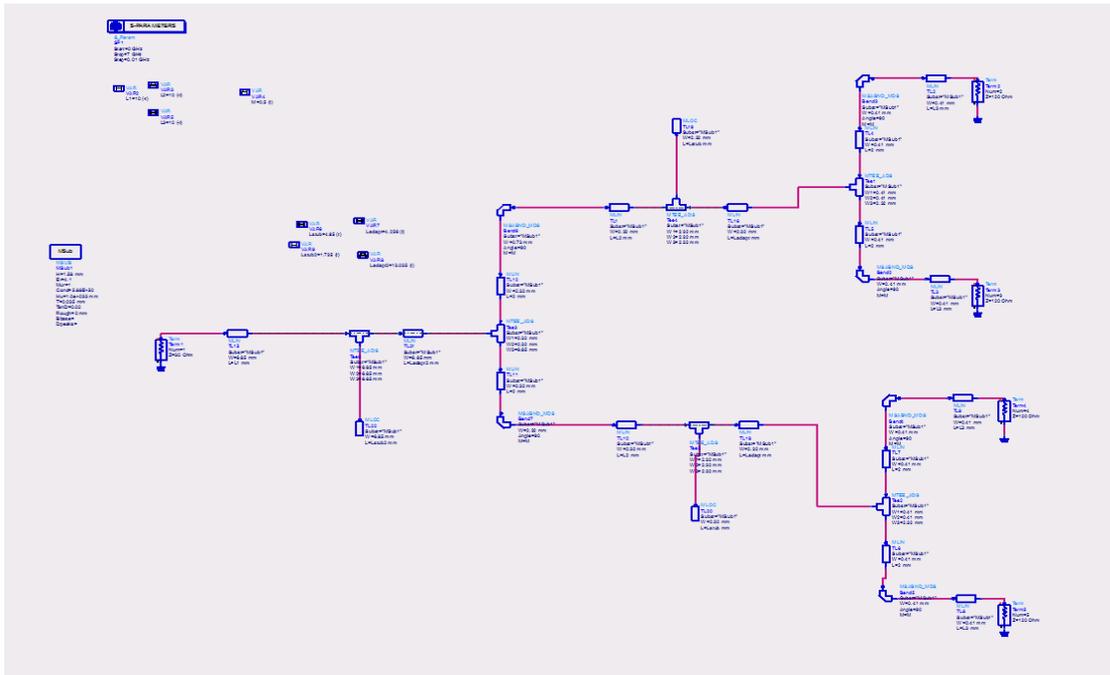


Figura 3-49: Esquema de un divisor 1:4 adaptado con Stub CA

Los parámetros de los stubs empleados serán los siguientes:

- | | |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| <p><u>Stub 1 (entrada)</u></p> <p>$L_{\text{stub}} = 1.9 \text{ mm}$
 $L_{\text{linea}} = 12.2 \text{ mm}$</p> | <p><u>Stub 2 (Divisor 2:4)</u></p> <p>$L_{\text{stub}} = 4.6 \text{ mm}$
 $L_{\text{linea}} = 2.9 \text{ mm}$</p> |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|

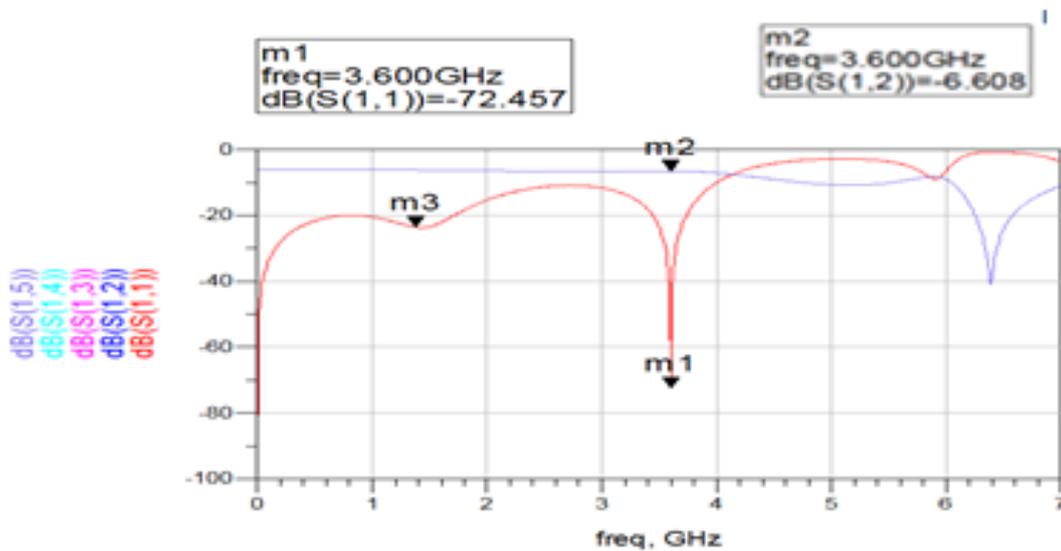


Figura 3-50: Diagrama de transmisión/reflexión para un divisor 1:4 con línea adaptadora en microstrip (ADS)

A continuación se realizará un análisis EM sobre el diseño obtenido, variando los parámetros para lograr que se adapte a la frecuencia de 3.6 GHz.

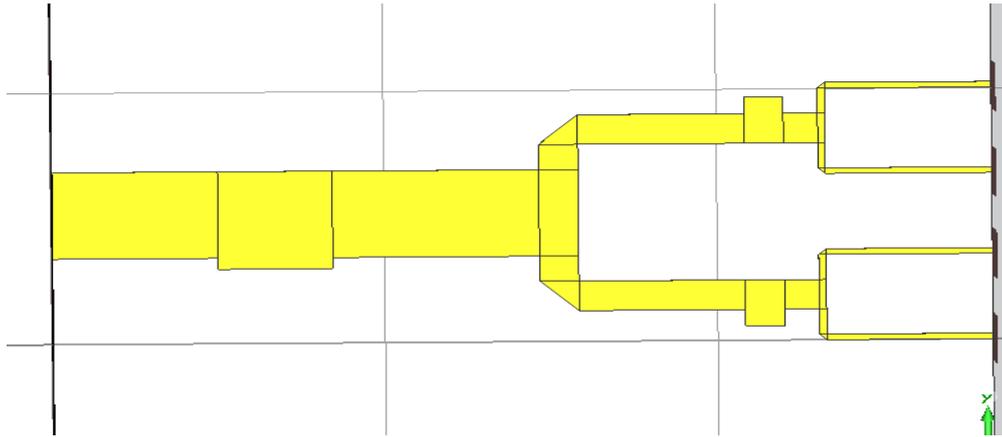


Figura 3-51: Modelado EM de un divisor 1:4 adaptado con Stub CA

Los nuevos parámetros de diseño de los stubs serán los siguientes:

- Stub 1 (entrada)
 $L_{\text{stub}} = 6.9 \text{ mm}$
 $L_{\text{linea}} = 13.0 \text{ mm}$
- Stub 2 (Divisor 2:4)
 $L_{\text{stub}} = 2.4 \text{ mm}$
 $L_{\text{linea}} = 0.9 \text{ mm}$

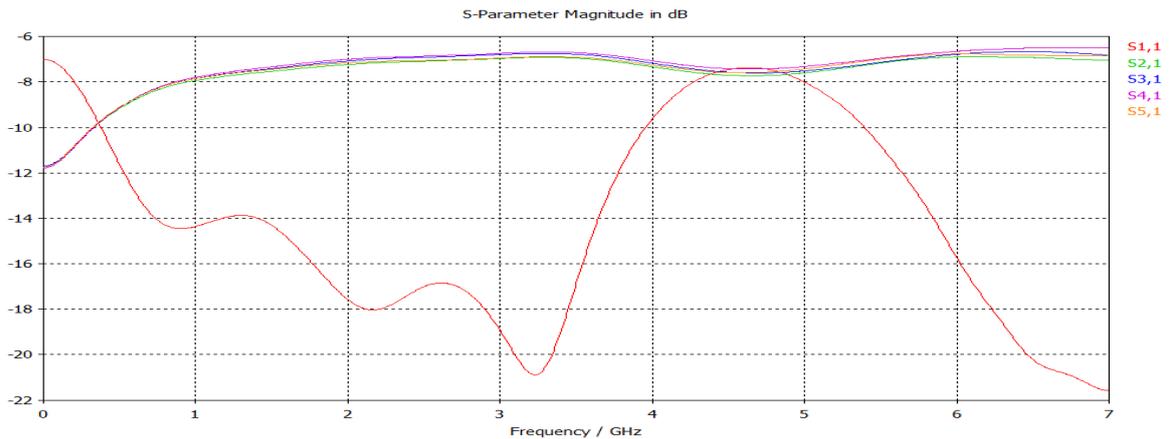


Figura 3-52: Diagrama de transmisión/reflexión para un divisor 1:4 adaptado con stub CA en microstrip (CST)

Los resultados finales obtenidos tras el análisis EM son de una reflexión a la entrada del divisor de -14 dB y una transmisión de unos -7 dB. Estos resultados no mejoran el divisor 1:4 sin adaptación a la frecuencia de diseño, pero sí en la banda de trabajo.

3.3.1 Adaptación con Stubs CC

La siguiente solución consistirá en emplear líneas de stubs conectados al plano de masa.

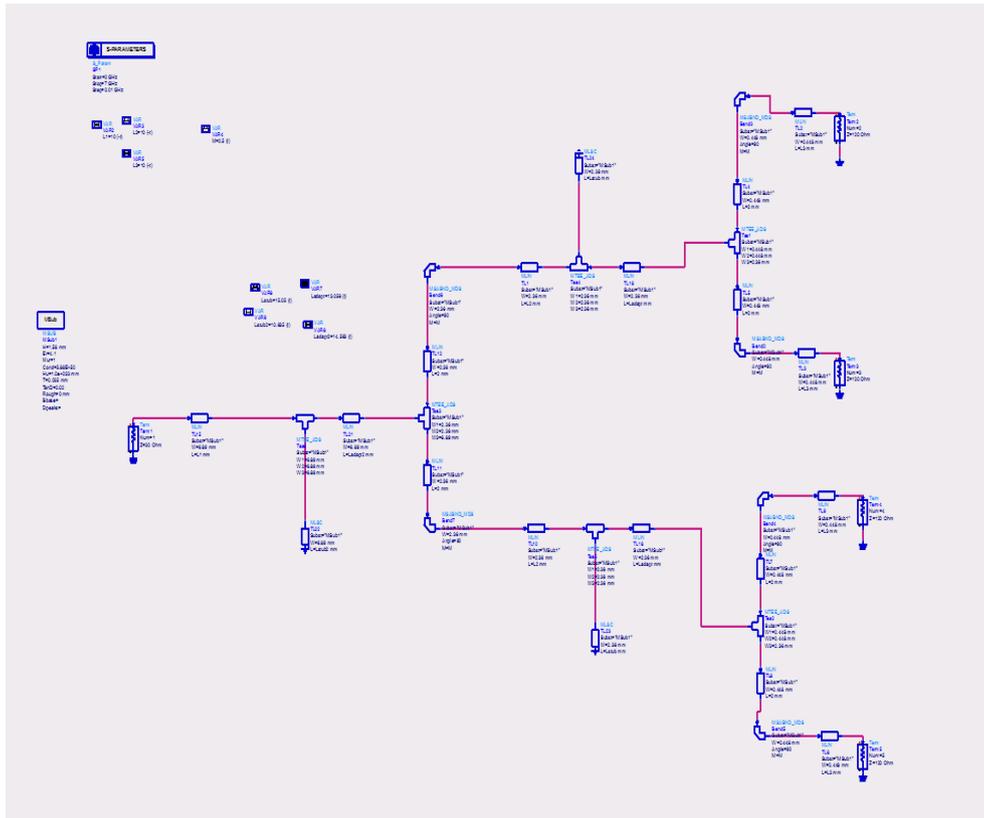


Figura 3-53: Esquema de un divisor 1:4 adaptado con Stub CC

- Stub 1 (entrada)
 $L_{\text{stub}}=10.6 \text{ mm}$
 $L_{\text{linea}}=14.6 \text{ mm}$
- Stub 2 (Divisor 2:4)
 $L_{\text{stub}}=15.1 \text{ mm}$
 $L_{\text{linea}}=13.1 \text{ mm}$

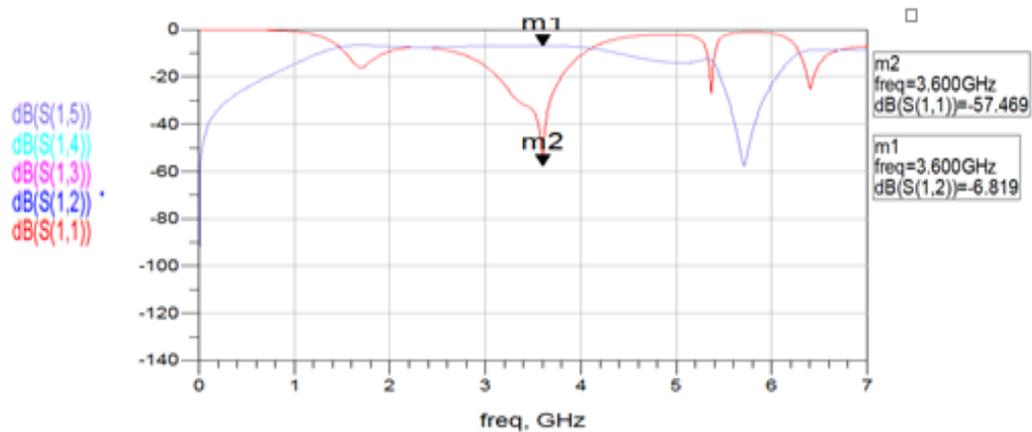


Figura 3-54: Diagrama de transmisión/reflexión para un divisor 1:4 adaptado con Stub CC en microstrip (ADS)

A continuación se probará en el programa de modelado electromagnético y se acometerán las modificaciones necesarias para lograr la adaptación en la banda de trabajo:

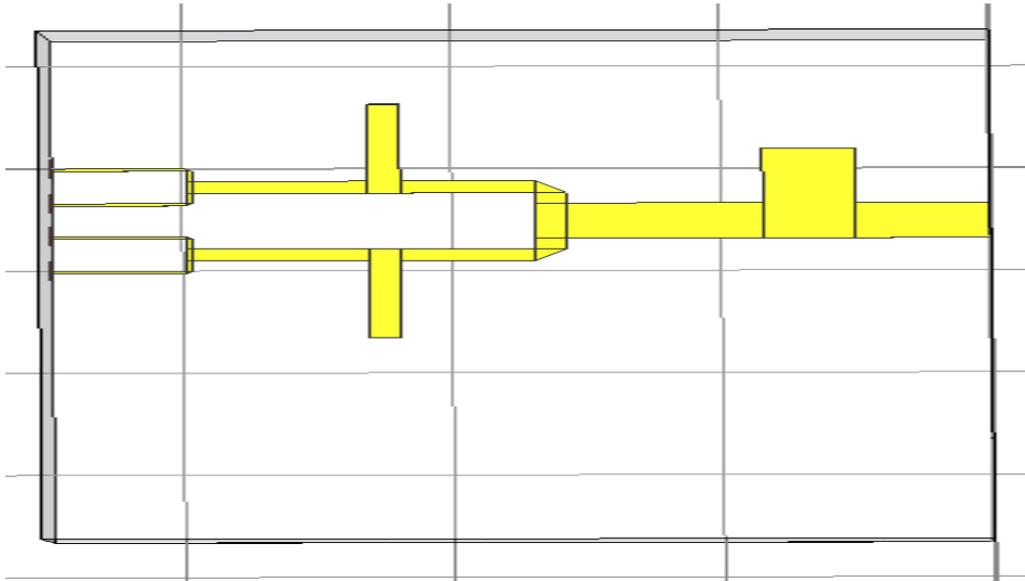


Figura 3-55: Modelado EM de un divisor 1:4 adaptado con Stub CC

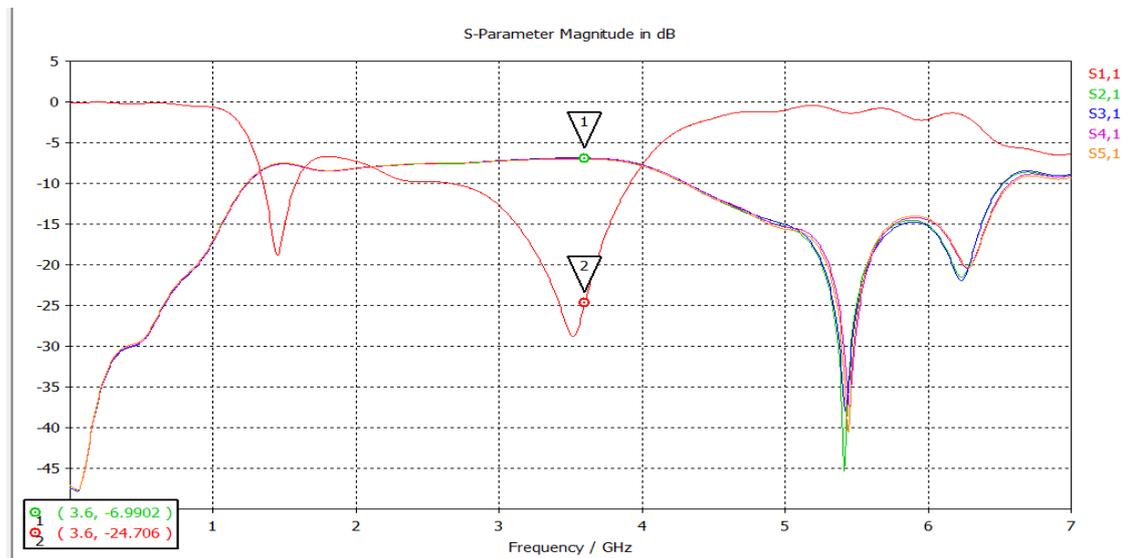


Figura 3-56: Diagrama de transmisión/reflexión para un divisor 1:4 adaptado con Stub CC en microstrip (CST)

El análisis EM de la adaptación con stub CC tiene una reflexión a la entrada de -24.7 dB (mejora 8 dB respecto al divisor 1:4 sin adaptación) y una transmisión de unos -7 dB.

En general, las estrategias de adaptación para divisores 1:4 tienen ya un mayor impacto que en los divisores 1:2 debido a que se disponen de más elementos que generen desadaptación.

3.4 Estrategias de divisor 1:8

El siguiente paso consistirá en implementar estrategias de división 1:8 basándonos en las soluciones estudiadas para los divisores 1:2 y 1:4.

3.4.1 Divisor 1:8

Los divisores 1:8 que se van a estudiar consistirán en la unión de siete divisores simples, de tal forma que la intensidad de potencia a la entrada se reparta entre las ocho salidas. Para su estudio seguiremos utilizando las mismas soluciones implementadas en el punto 3.2 y 3.3 para divisores simples con un reparto de intensidad de potencia uniforme entre sus salidas.

El diseño modelo que se va a estudiar es el siguiente:

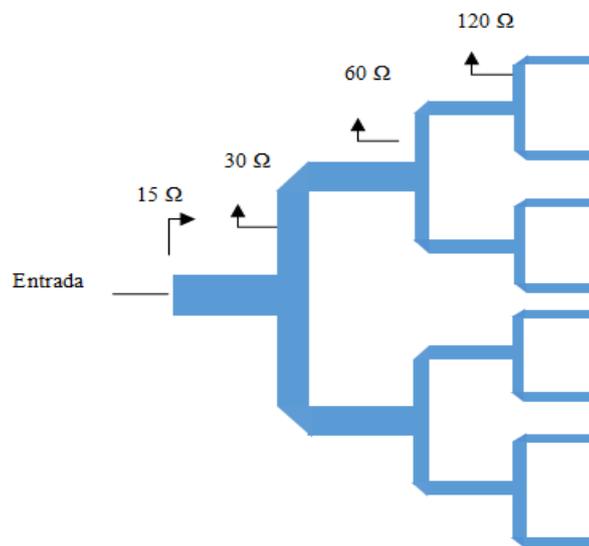


Figura 3-57: Esquema de un divisor 1:8 ideal

Con el siguiente reparto en el caso ideal:

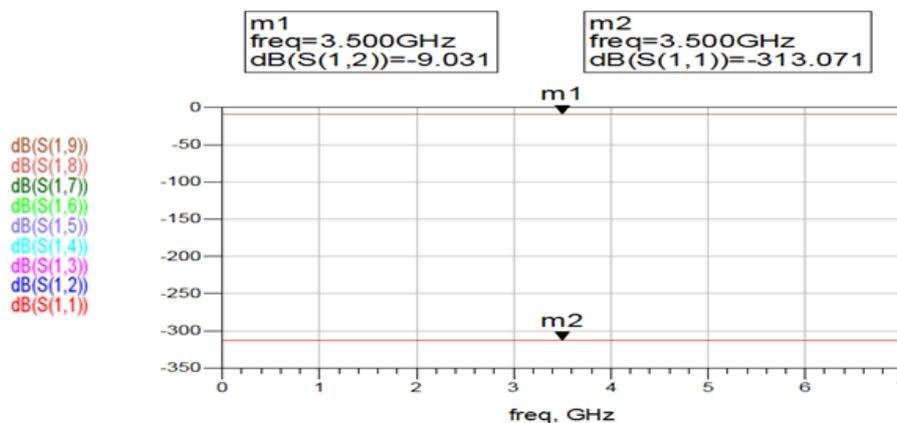


Figura 3-58: Diagrama de transmisión/reflexión para un divisor 1:8 ideal

Idealmente las pérdidas de transmisión serán de 9 dB en todas las frecuencias.

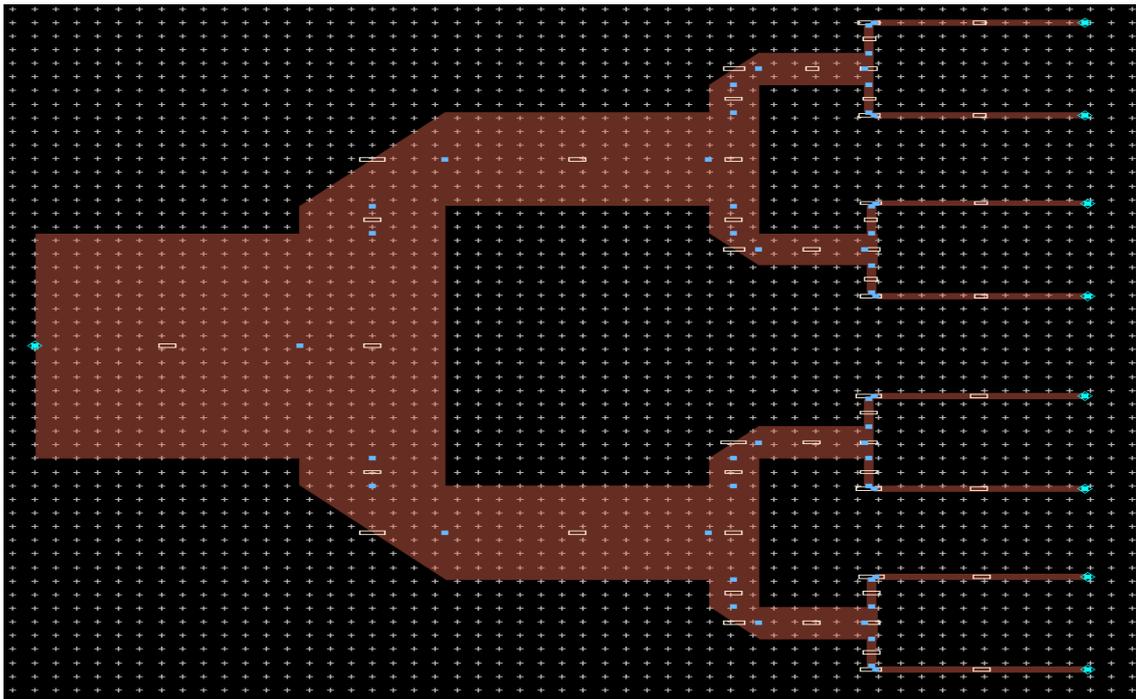


Figura 3-59: Esquema divisor 1:8 en ADS

Parámetros

- $M=0.5$
- $L_1=L_2=L_3=10\text{ mm}$
- $L_{\text{brazos}}=2\text{ mm}$

Z	W
15 Ω	16.5 mm
30 Ω	6.89 mm
60 Ω	2.36 mm
120 Ω	0.45 mm

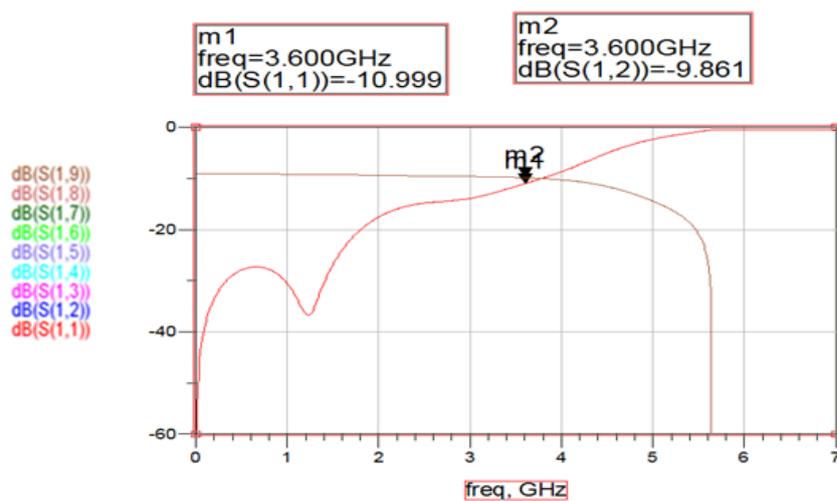


Figura 3-60: Diagrama de transmisión/reflexión para un divisor 1:8 en microstrip

A continuación se realiza una prueba en un programa de modelado electromagnético

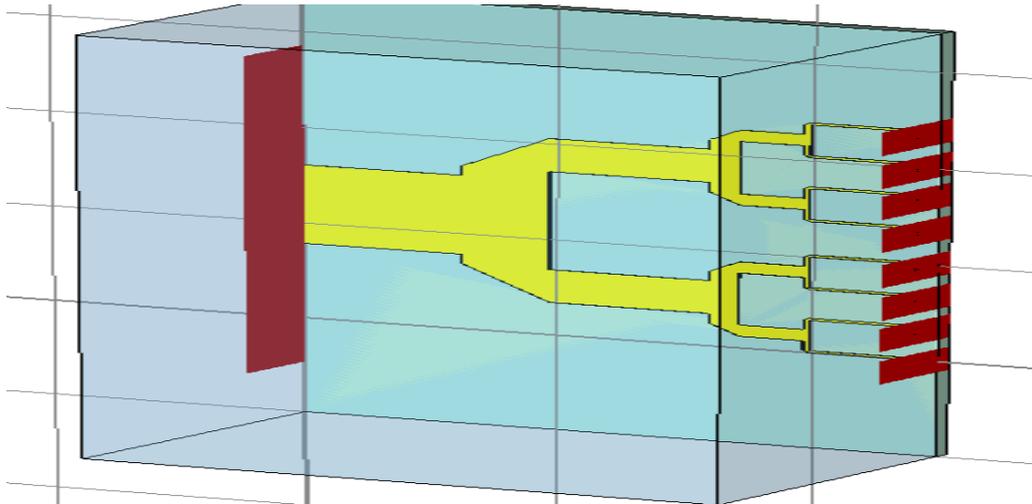


Figura 3-61: Esquema de un divisor 1:8 en microstrip (CST)

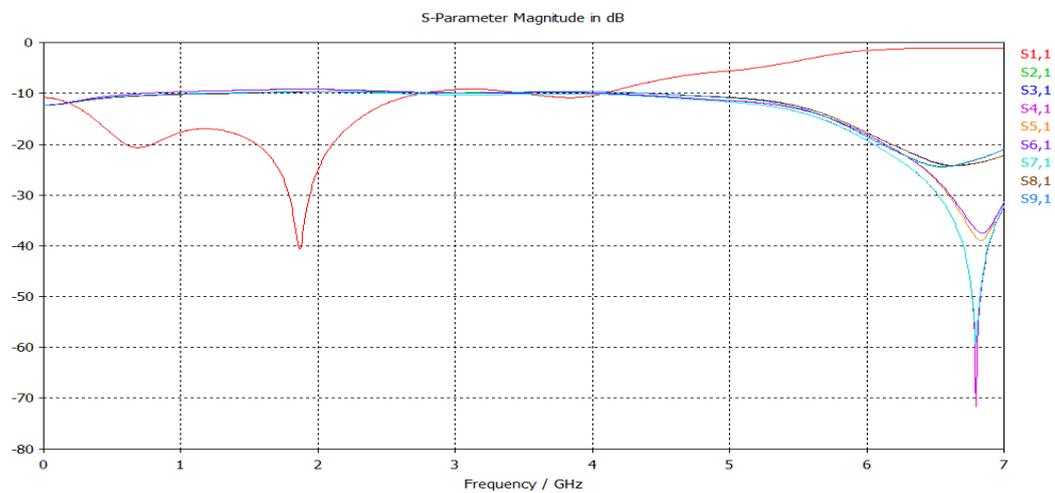


Figura 3-62: Diagrama de transmisión/reflexión para un divisor 1:8 en microstrip (CST)

Los resultados obtenidos del divisor sin adaptar, muestran que la reflexión obtenida a la entrada del divisor sería de unos -10 dB a la frecuencia de diseño, lo cual pondría en riesgo una posible construcción del mismo (a lo largo de este documento se buscarán reflexiones a la entrada de los dispositivos menores de -15 dB para que si fueran fabricados no se perdiera demasiada intensidad de potencia).

3.4.2 Divisor adaptado con línea

A continuación se estudiarán las soluciones que se han mostrado adecuadas para adaptar un divisor 1:4 con un divisor 1:8. La primera que se ha comprobado es la adaptación mediante una pista auxiliar antes del divisor.

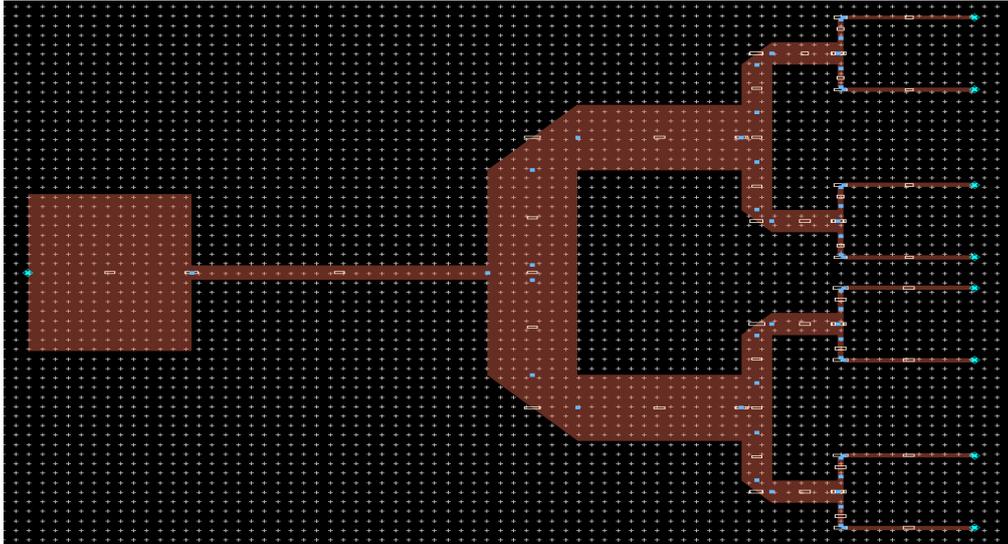


Figura 3-63: Esquema de un divisor 1:8 en microstrip (ADS)

<u>Línea adaptadora 1</u>	<u>Línea adaptadora 2</u>	<u>Línea adaptadora 3</u>
W=1.5 mm	W=5.3 mm	W=3.1 mm
L=22.6 mm	L=0 mm	L=0 mm

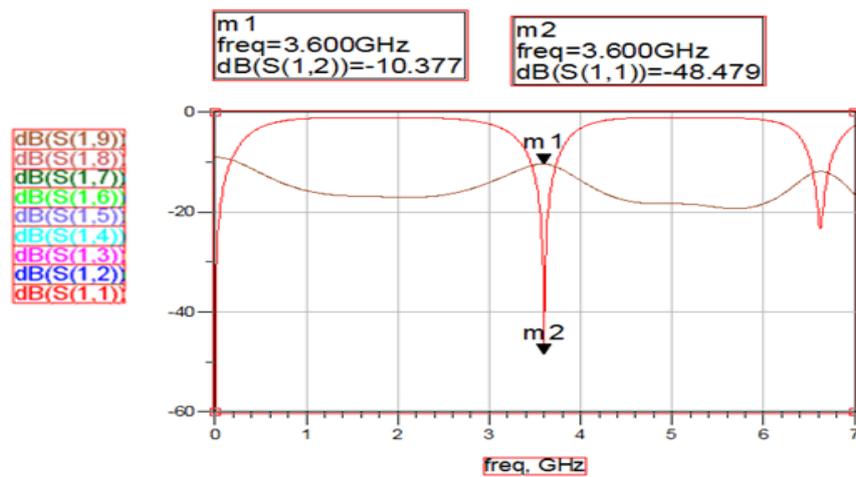


Figura 3-64: Diagrama de transmisión/reflexión para un divisor 1:8 en microstrip (ADS) adaptado con línea

Una vez estudiado el diseño mediante un análisis circuital, se realiza un análisis EM, ajustando algún parámetro en caso de ser necesario.

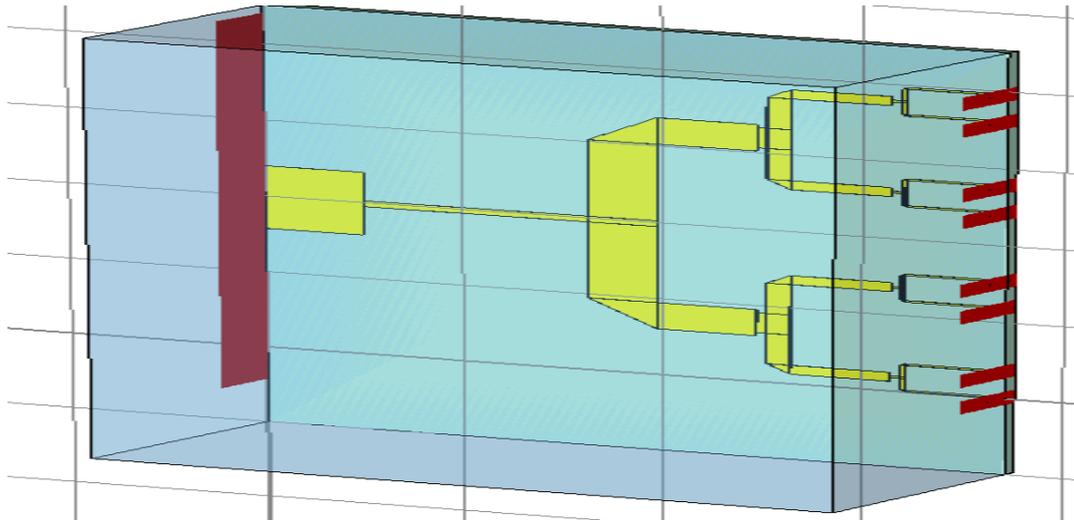


Figura 3-65: Esquema de un divisor 1:8 en microstrip (CST)

Línea adaptadora 1:

W=1.52 mm

L=22.61 mm

Línea adaptadora 2:

W=5.25 mm

L=1 mm

Línea adaptadora 3:

W=0.5 mm

L=1mm

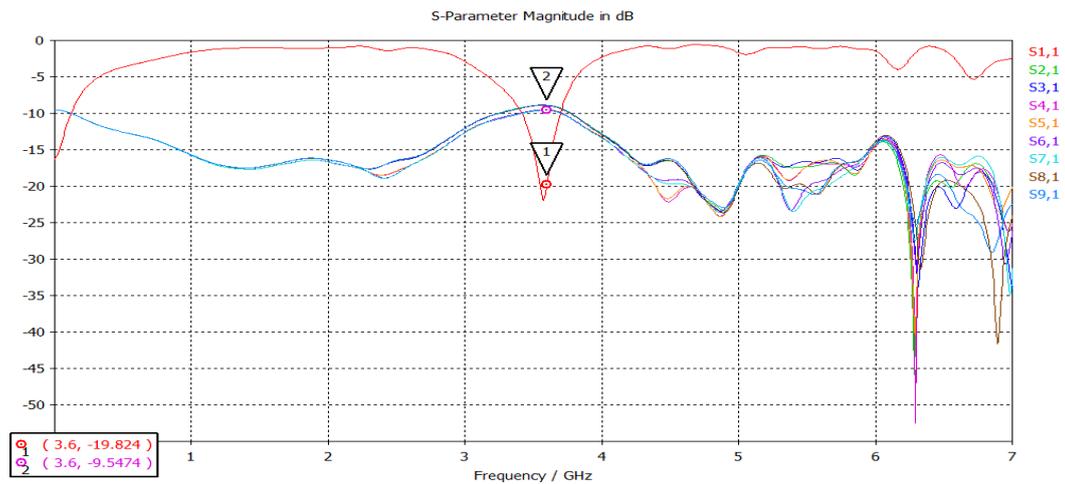


Figura 3-66: Diagrama de transmisión/reflexión para un divisor 1:8 en microstrip adaptado con línea (CST)

Con este diseño la reflexión empeora respecto a las demás soluciones estudiadas mientras que por el contrario, se logra un reparto de potencias con menores pérdidas de inserción y un mejor ancho de banda. Se debe tener cuidado con el grosor de la línea adaptadora, ya que en el caso de ser demasiada estrecha pudiera no ser realizable.

3.4.3 Divisor adaptado con Stub CA

A continuación se estudiará la adaptación de un divisor 1:8 mediante un stub CA.

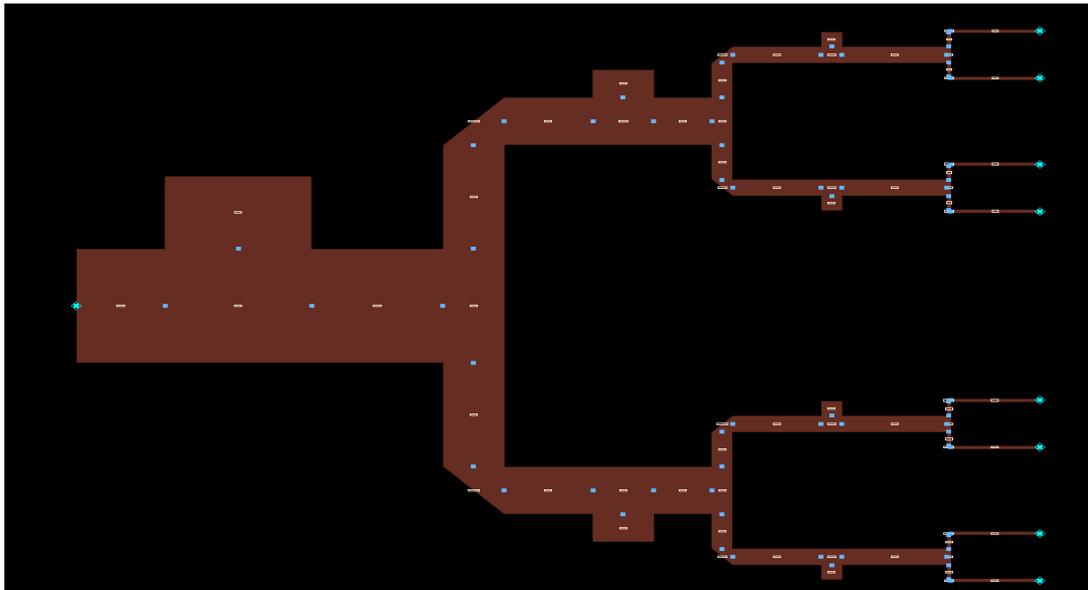


Figura 3-67: Esquema de un divisor 1:8 en microstrip (ADS) adaptado con stub CA

Los tamaños de los stubs serán los siguientes:

<u>Stub 1(entrada)</u>	<u>Stub 2</u>	<u>Stub 3</u>
Lstub=10.49 mm	Lstub=4.03 mm	Lstub=2.11 mm
Llinea=14.83 mm	Llinea=6.53 mm	Llinea=11.81 mm

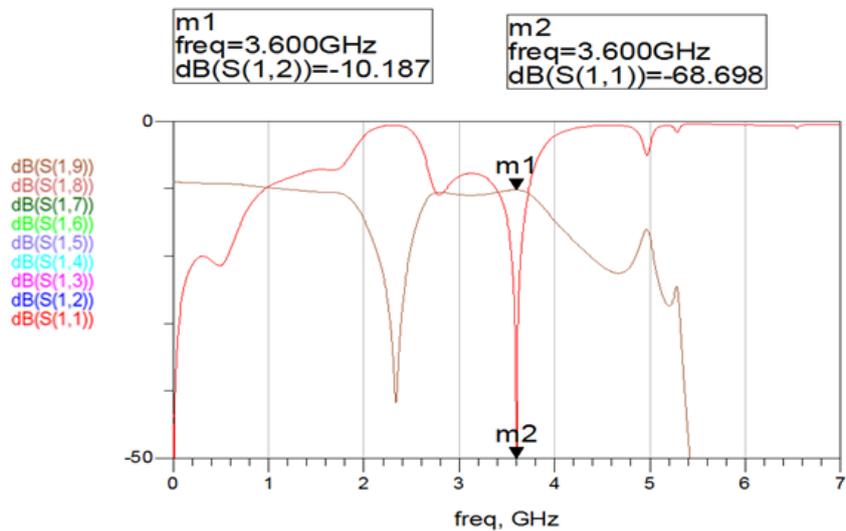


Figura 3-68: Diagrama de transmisión/reflexión para un divisor 1:8 en microstrip con stub CA (ADS)

El resultado obtenido tras un análisis circuital ofrece una reflexión a la entrada que a pesar de ser muy buena en la frecuencia de diseño (-68 dB) dispone de un ancho de banda demasiado estrecho. Las pérdidas de inserción son de -10.2 dB.

A continuación se mostrará el diseño mediante un modelado electromagnético

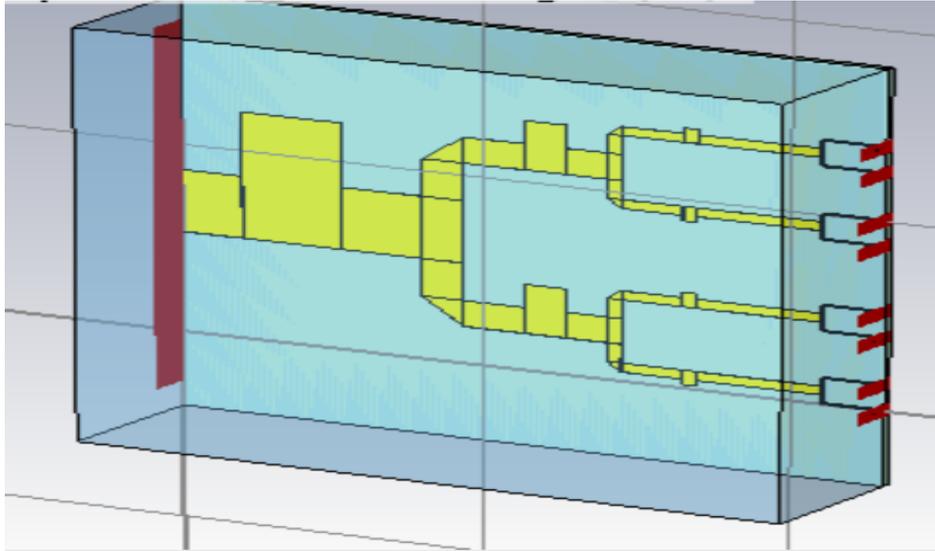


Figura 3-69: Esquema de un divisor 1:8 en microstrip (CST) adaptado con stub CC

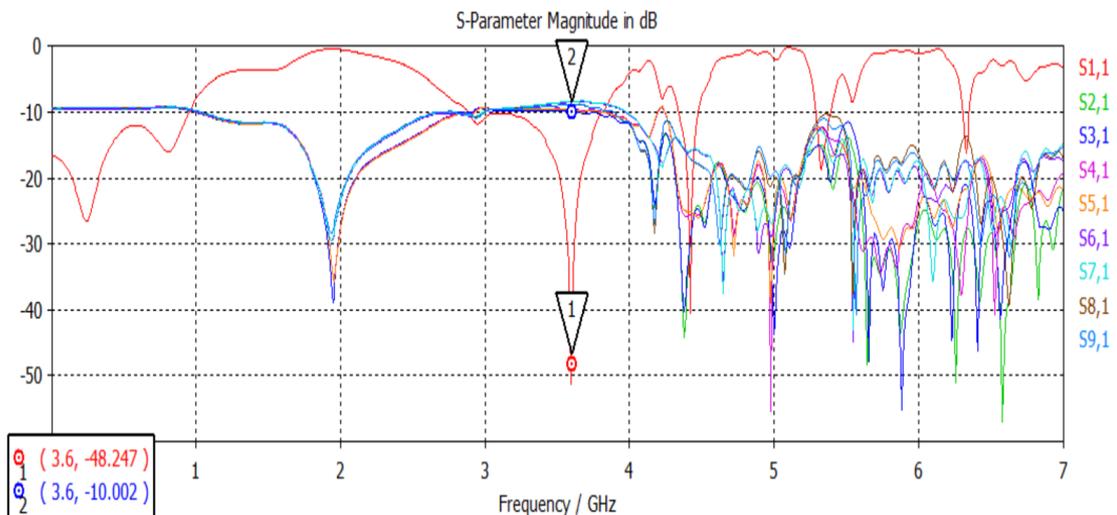


Figura 3-70: Diagrama de transmisión/reflexión para un divisor 1:8 en microstrip con stub CA (CST)

Después de someter el diseño a un análisis EM, los resultados muestran que la ancho de banda aumenta ligeramente respecto al análisis circuital. La reflexión en la entrada es de -46.2 dB y el reparto de -10 dB.

3.4.4 Divisor adaptado con Stub CC

La última estrategia que se comprobará será la adaptación mediante un stub CC en un divisor 1:8.

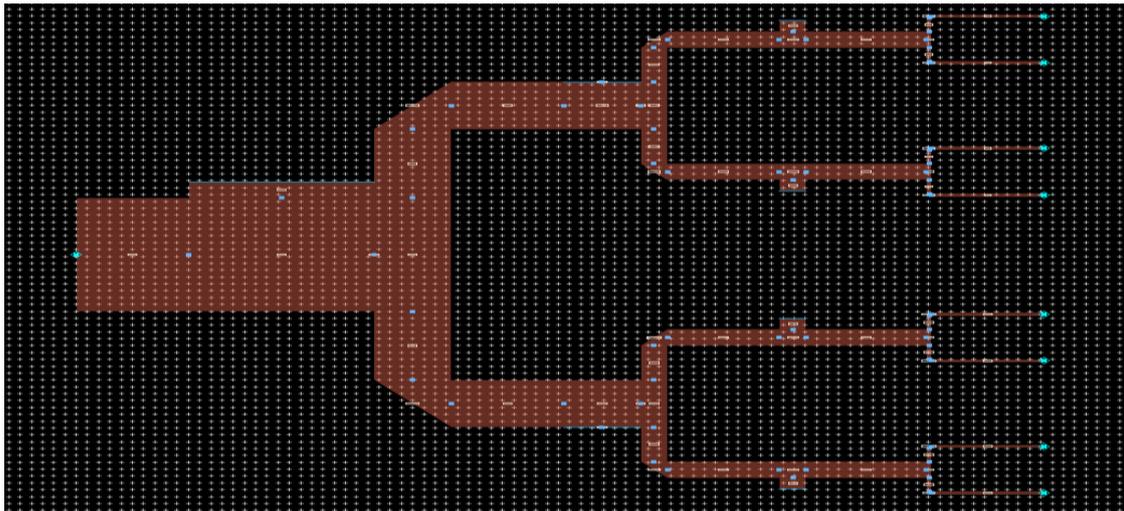


Figura 3-71: Esquema de un divisor 1:8 en microstrip (ADS) adaptado con un stub CC

Stub 1(entrada)
 $L_{\text{stub}}=2.34 \text{ mm}$
 $L_{\text{linea_adapt}}=0 \text{ mm}$

Stub 2
 $L_{\text{stub}}=0.02 \text{ mm}$
 $L_{\text{linea_adapt}}=0 \text{ mm}$

Stub 3
 $L_{\text{stub}}=1.63 \text{ mm}$
 $L_{\text{linea_adapt}}=10.73 \text{ mm}$

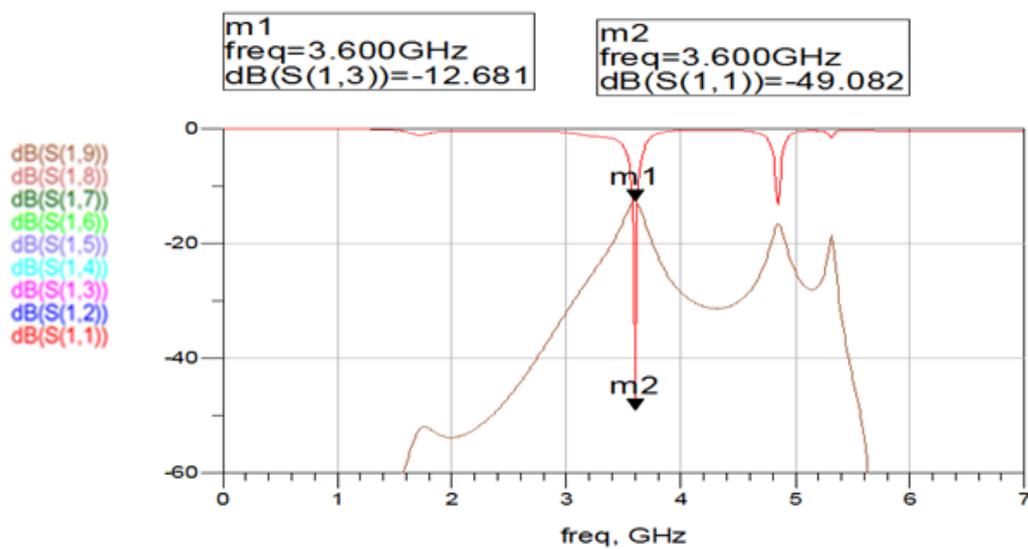


Figura 3-72: Diagrama de transmisión/reflexión para un divisor 1:8 en microstrip con stub CC (ADS)

Este diseño se descartará debido a que dispone de un ancho de banda como vemos es demasiado limitado lo que generaría problemas en diseño más complejos.

3.5 Estrategias de divisor 1:16

El último paso previo a implementar los diseños de campo conformado será realizar un estudio sobre el divisor 1:16.

3.5.1 Divisor 1:16

Los divisores 1:16 que se van a estudiar consistirán en la unión de quince divisores simples, de tal forma que la intensidad de potencia a la entrada se reparta entre las dieciséis salidas. Para su estudio seguiremos utilizando las mismas soluciones implementadas en el punto 3.4 para divisores simples con un reparto de intensidad de potencia uniforme entre sus salidas.

El diseño modelo que se va estudiar es el siguiente:

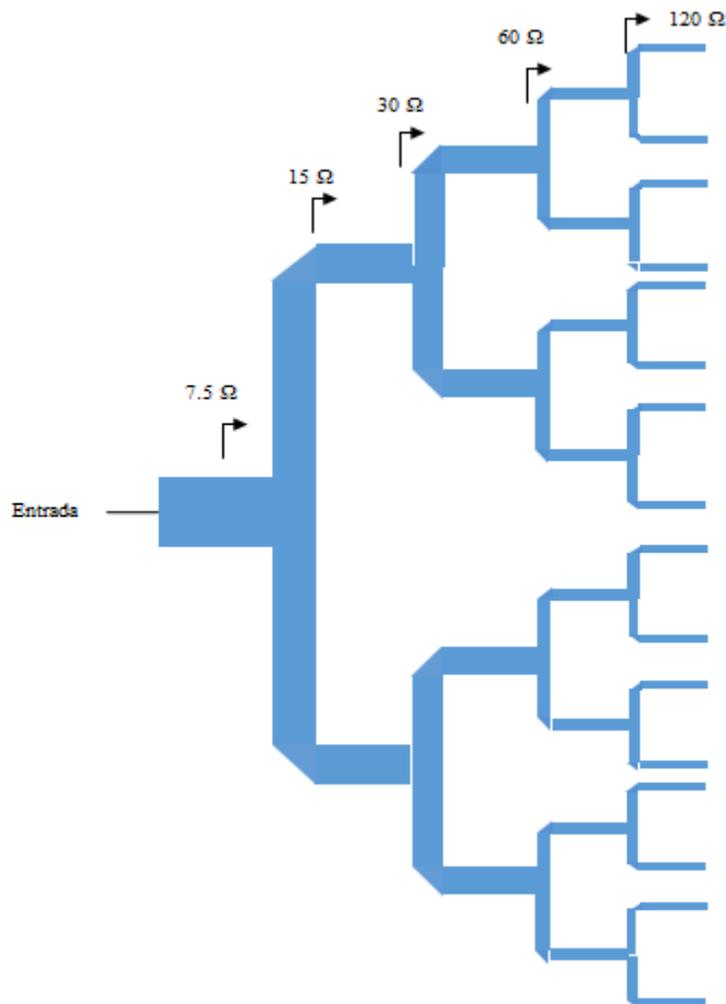


Figura 3-73: Esquema de un divisor 1:16

Idealmente el diagrama será el siguiente:

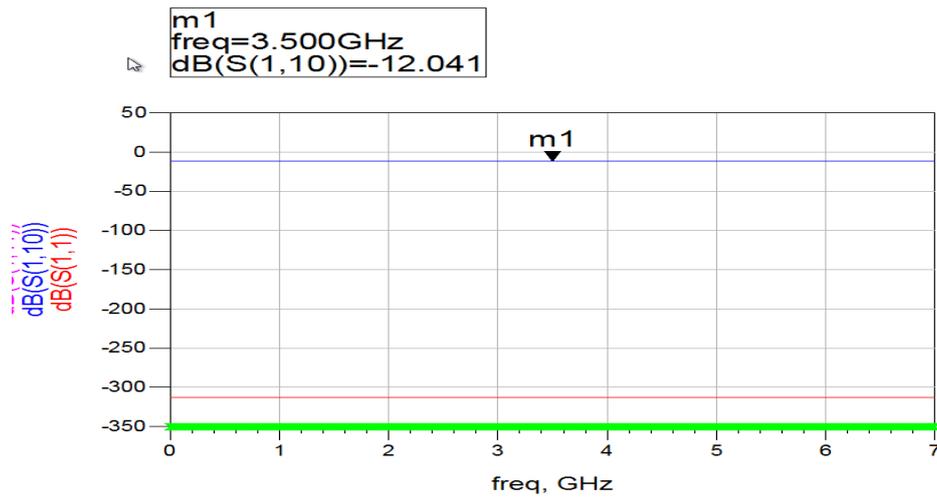


Figura 3-74: Diagrama de transmisión/reflexión para un divisor 1:16 ideal

Las pérdidas de transmisión para un divisor 1:16 ideal serán de 12 dB.

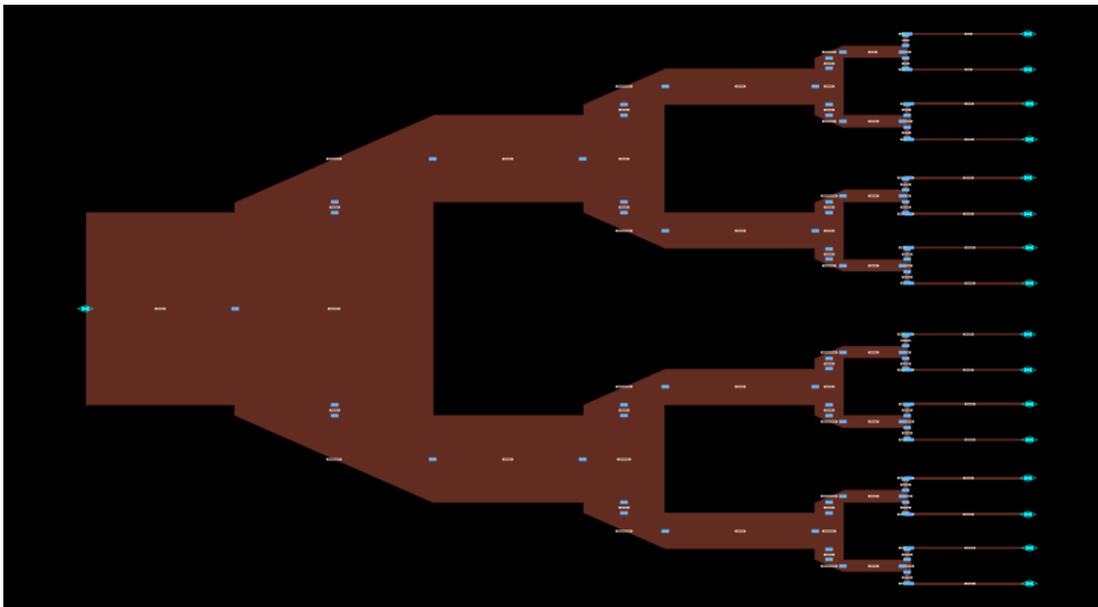


Figura 3-75: Esquema de un divisor 1:16 en microstrip (ADS)

Parámetros

- $M=0.5$
- $L_1=L_2=L_3=10$ mm
- $L_{\text{brazos}}=2$ mm

Z	W
7.5	36.6 mm
15	16.5 mm
30	6.9 mm
60	2.4 mm
120	0.5 mm

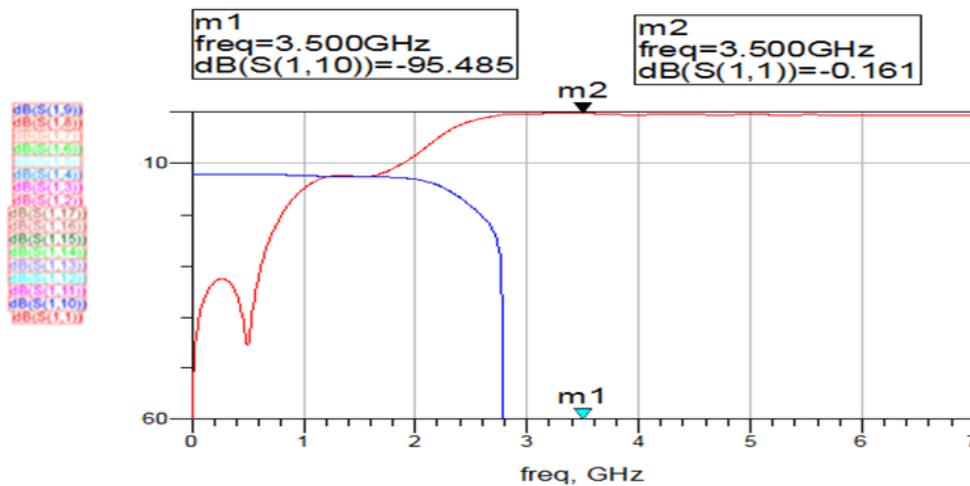


Figura 3-76: Diagrama de transmisión/reflexión para un divisor 1:16 en microstrip

En el modelo circuital se observa que toda la intensidad de potencia es reflejada al no haber transmisión (-94 dB). Se requerirá emplear alguna solución de adaptación de las observadas con anterioridad.

3.5.2 Divisor adaptado con stub CA

Se estudia como se comportará la solución de adaptación de con un stub CA en un divisor 1:16:

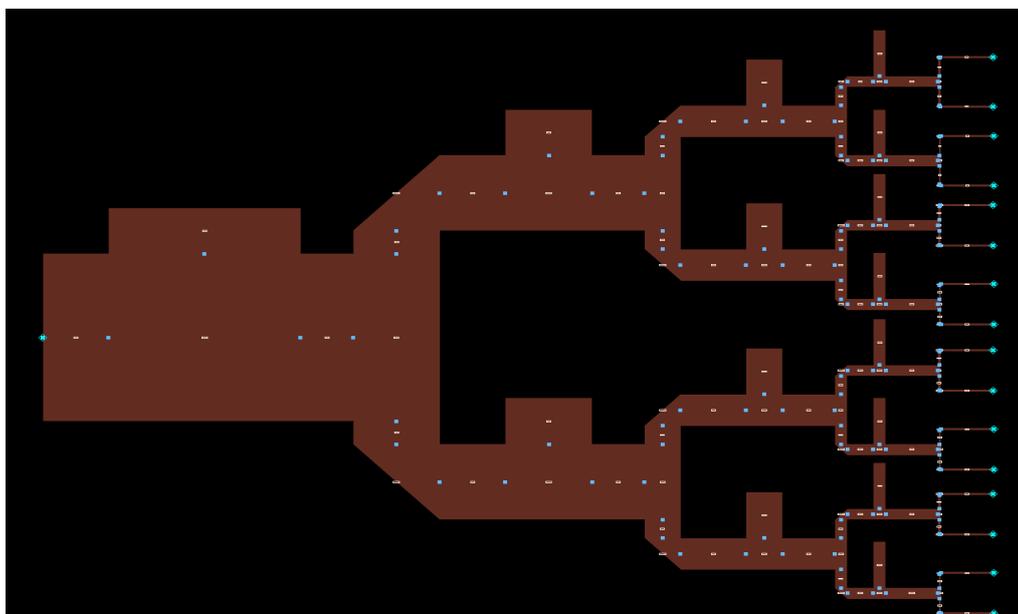


Figura 3-77: Esquema de un divisor 1:16 en microstrip (ADS) adaptado con un stub CA

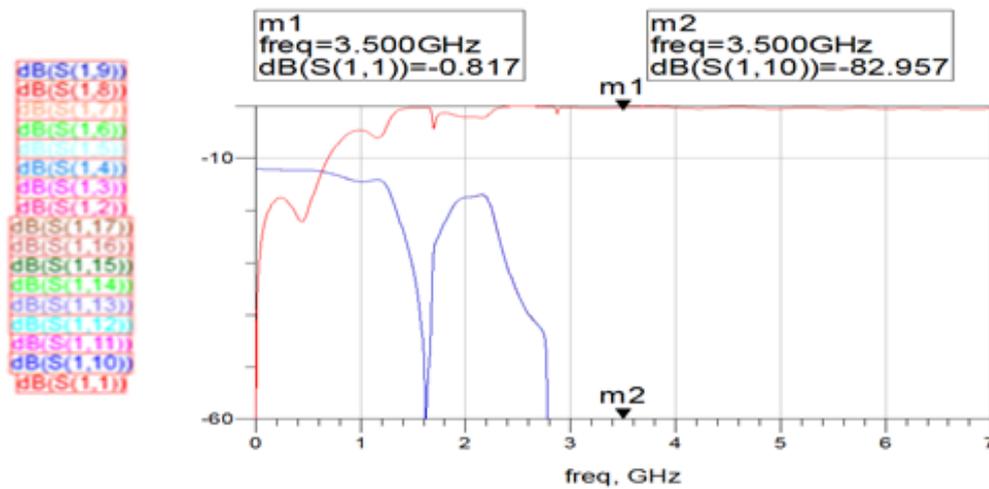


Figura 3-78: Diagrama de transmisión/reflexión para un divisor 1:16 en microstrip con stub CA (ADS)

Tras estudiar el diseño mediante un análisis circuital se comprueba que no sea una solución útil y no se requerirá un análisis EM, es por ello que se descartan los stub CA como solución de adaptación.

3.5.3 Divisor adaptado con línea

La siguiente solución que se estudiará será ver como se comporta la solución de adaptación con una línea de adaptación en un divisor 1:16:

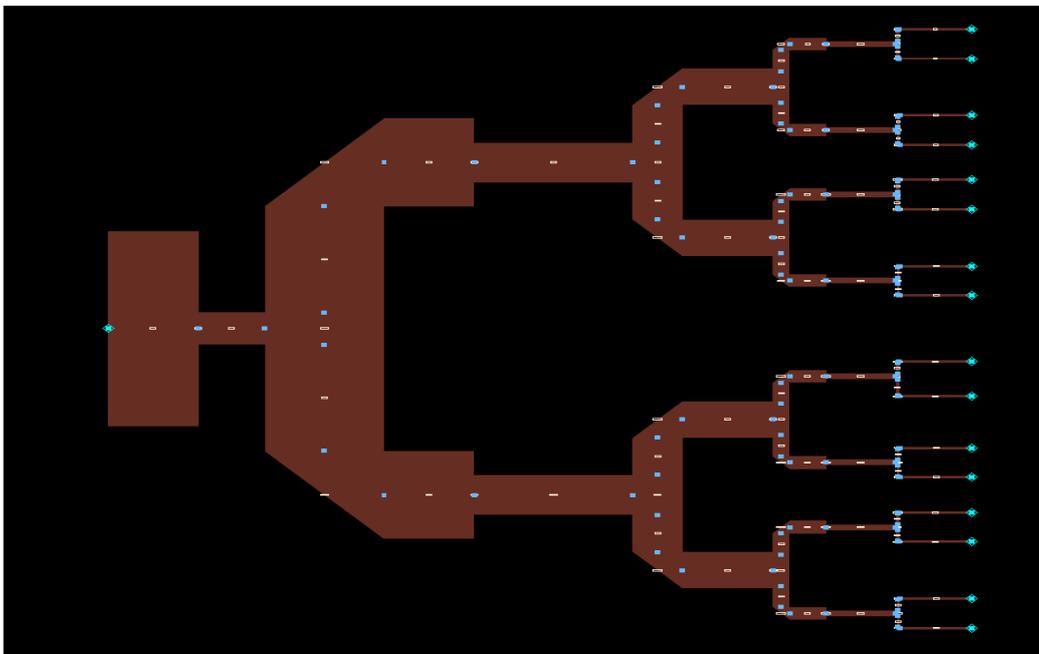


Figura 3-79: Esquema de un divisor 1:16 en microstrip (ADS) con línea adaptadora

<u>Línea adaptadora 1</u>	<u>Línea adaptadora 2</u>	<u>Línea adaptadora 3</u>	<u>Línea adaptadora 4</u>
W=6.0 mm L=9.2 mm	W= 7.5 mm L= 21.9 mm	W=5.9 mm L=0 mm	W=0.3 mm L=3.4 mm

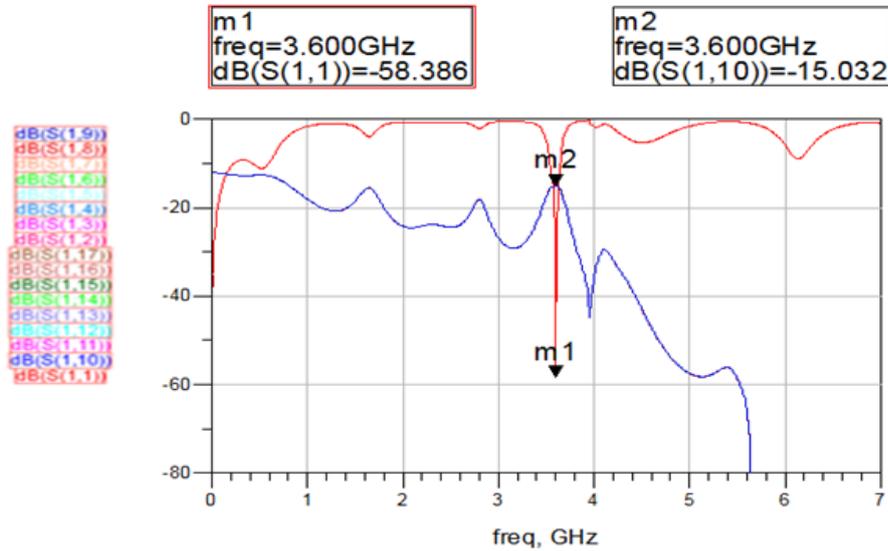


Figura 3-80: Diagrama de transmisión/reflexión para un divisor 1:16 en microstrip con stub CA (ADS)

En el análisis circuital se comprueba que se produce transmisión (-15 dB) y que la reflexión llega a -58 dB, aunque el ancho de banda será demasiado estrecho.

A continuación se analizará electromagnéticamente el diseño

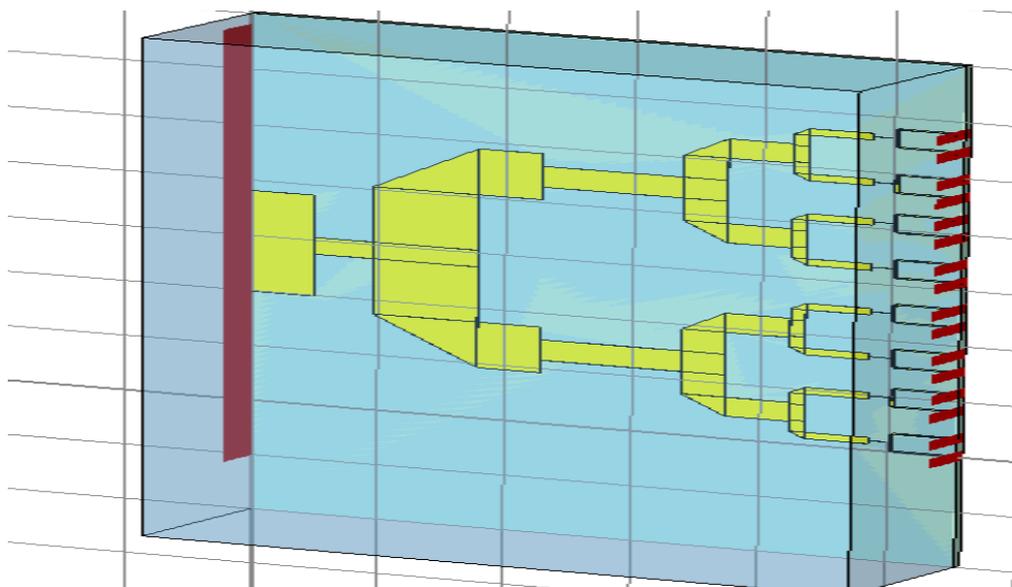


Figura 3-81: Esquema de un divisor 1:16 en microstrip (CST) con línea adaptadora

<u>Línea adaptadora 1</u>	<u>Línea adaptadora 2</u>	<u>Línea adaptadora 3</u>	<u>Línea adaptadora 4</u>
W=6.0 mm	W= 7.5 mm	W=5.8 mm	W=0.02 mm
L=9.2 mm	L= 21.9 mm	L=0 mm	L=3.4 mm

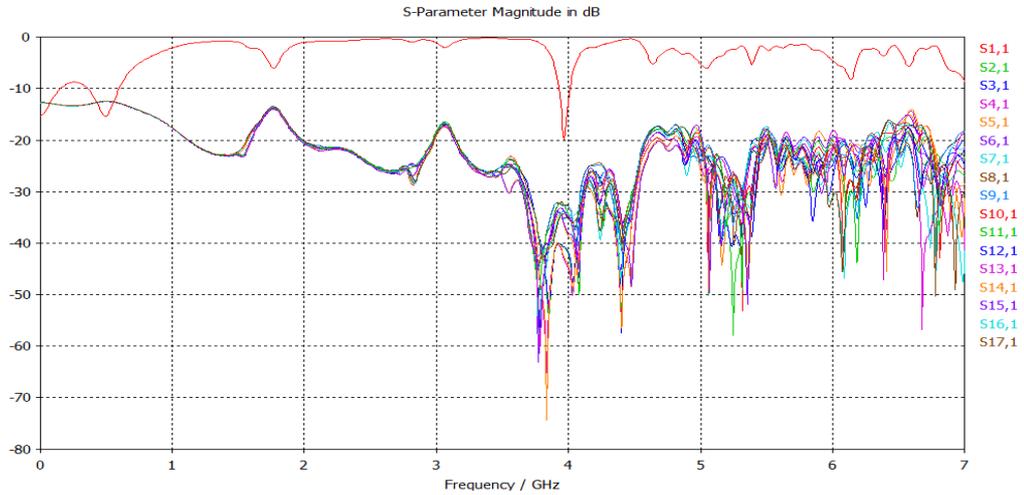


Figura 3-82: Diagrama de transmisión/reflexión para un divisor 1:16 en microstrip con una línea adaptadora (CST)

Los resultados obtenidos al someter el diseño a un análisis EM empeoran bastante a los obtenidos mediante el análisis circuital, sin embargo, se obtienen mejores resultados que con otras estrategias de adaptación. Para lograr adaptar este diseño será necesario reajustar la red para que sea viable como se realizará en el punto 4.

4 Red de alimentación para un diagrama de campo uniforme

El primer campo para el que vamos a diseñar una red de alimentación será para una distribución uniforme, que como se ha indicado en el punto 2.5.1 es aquella que tiene todos sus elementos iguales:

$$c_1=1; c_2=1; c_3=1; c_4=1; c_5=1; c_6=1; c_7=1; c_8=1; c_9=1; c_{10}=1; c_{11}=1; c_{12}=1; c_{13}=1; c_{14}=1; c_{15}=1; c_{16}=1$$

Estos coeficientes serán las relaciones de potencia entre salidas del divisor a lograr para que el diseño implementado emita los diagramas de radiación objetivo. Estos coeficientes se relacionan con los parámetros S de los diseños de la siguiente forma:

$$FA = \sum_{i=1}^{16} c_i * e^{j(i \cdot k_0 \cdot d \cdot \cos\theta + \beta_i)} \quad (4-1)$$

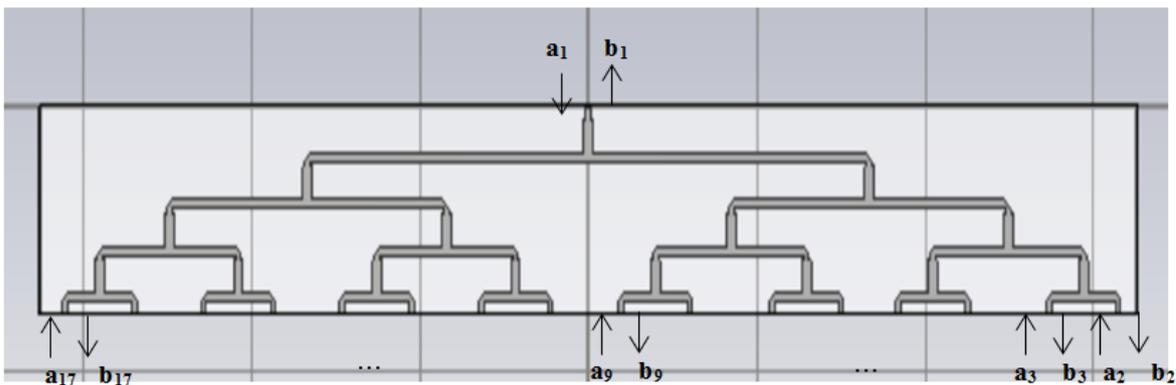


Figura 4-1: Red de 1:16

Como se ha indicado en el punto 2.3.4, los parámetros a_i y b_i se relacionan de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & \cdots & S_{nn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} \quad (4-2)$$

Es por ello que los coeficientes dados de los campos objetivos consistirán en el parámetro S normalizado al coeficiente mayor, que por lo general será el central (el que mayor intensidad de potencia requiere):

$$C_8 = \bar{b}_9 = \frac{b_9}{b_9} = \frac{S_{91} * a_1}{S_{91} * a_1} = \frac{S_{91}}{S_{91}} \quad (4-3)$$

$$C_7 = \bar{b}_8 = \frac{b_8}{b_9} = \frac{S_{81} * a_1}{S_{91} * a_1} = \frac{S_{81}}{S_{91}} \quad (4-4)$$

$$c_1 = \overline{b_2} = \frac{b_2}{b_9} = \frac{S_{21} * a_1}{S_{91} * a_1} = \frac{S_{21}}{S_{91}} \quad (4-5)$$

Teniendo en cuenta que es un array simétrico, $c_2=c_{17}$, $c_3=c_{16}$... Nuestro objetivo será obtener los parámetro S de los primeros 8 elementos para comprobar el diagrama que forman.

En el caso de los coeficientes antes indicados para un campo uniforme, el diagrama de radiación será el siguiente:

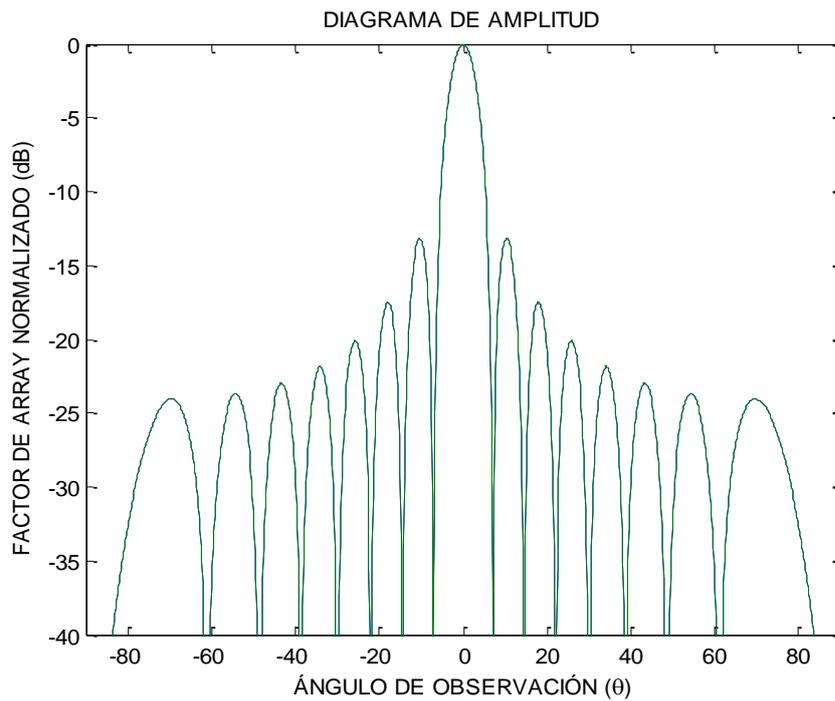


Figura 4-2: Diagrama de radiación de un campo uniforme

4.1 Solución corporativa

La primera solución que se estudiará será la solución denominada “corporativa” por ser la solución básica que se emplea en una red de alimentación. Consiste en diseñar una red basada en divisores simples para lograr un divisor 1:16 que emitan el diagrama de campo especificado. El primer paso consistirá en realizar una aproximación ideal al diseño del array deseado:

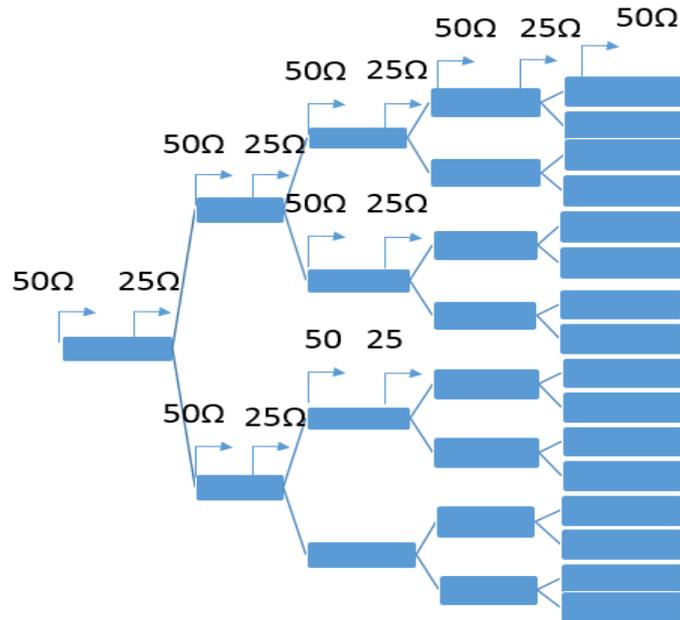


Figura 4-3: Esquema de un divisor 1:16 uniforme ideal

A continuación se calculan los transformadores $\lambda/4$ necesarios:

- $Z_{transformador} = \sqrt{(50 * 25)} = 35.4 \Omega$
- $W = 5.4 \text{ mm}$
- $L = 11.3 \text{ mm}$

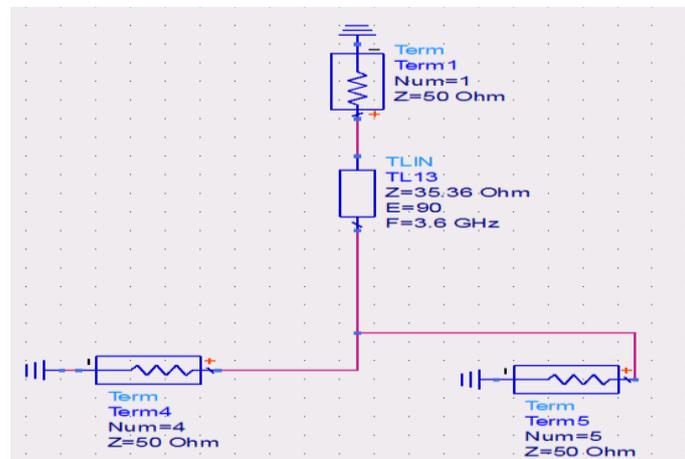


Figura 4-4: Esquema de un divisor 1:2

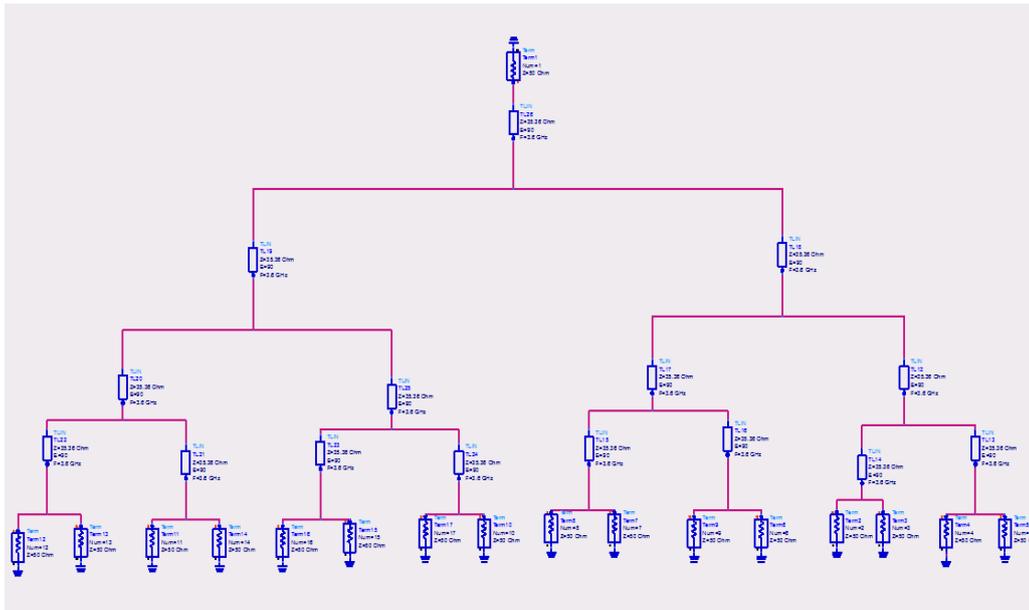


Figura 4-5: Esquema de un divisor 1:16 en ADS

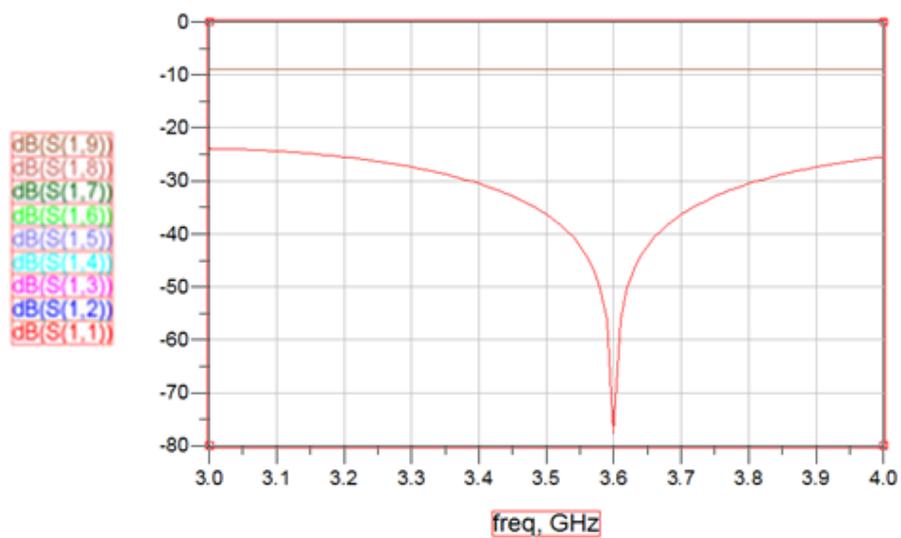


Figura 4-6: Diagrama de transmisión de un divisor 1:16 para un campo uniforme ideal

Se comprueba que con unos transformadores $\lambda/4$ de impedancia 35.4Ω se consigue adaptar el diseño ideal a la frecuencia solicitada (3.6 GHz) con una pérdidas de inserción de 9 dB en cada una de las salidas.

4.1.1 Diseño circuital

El siguiente paso consistirá en implementar el boceto ideal realizado mediante impedancias en tecnología microstrip y realizar un análisis circuital del mismo. En este paso habrá que tener en cuenta los efectos de los cambios de ancho de pista, desfases, codos y divisiones, que afectan al diseño de la red de alimentación, y que se tendrán que intentar compensar mediante transformadores y modificaciones en los codos.

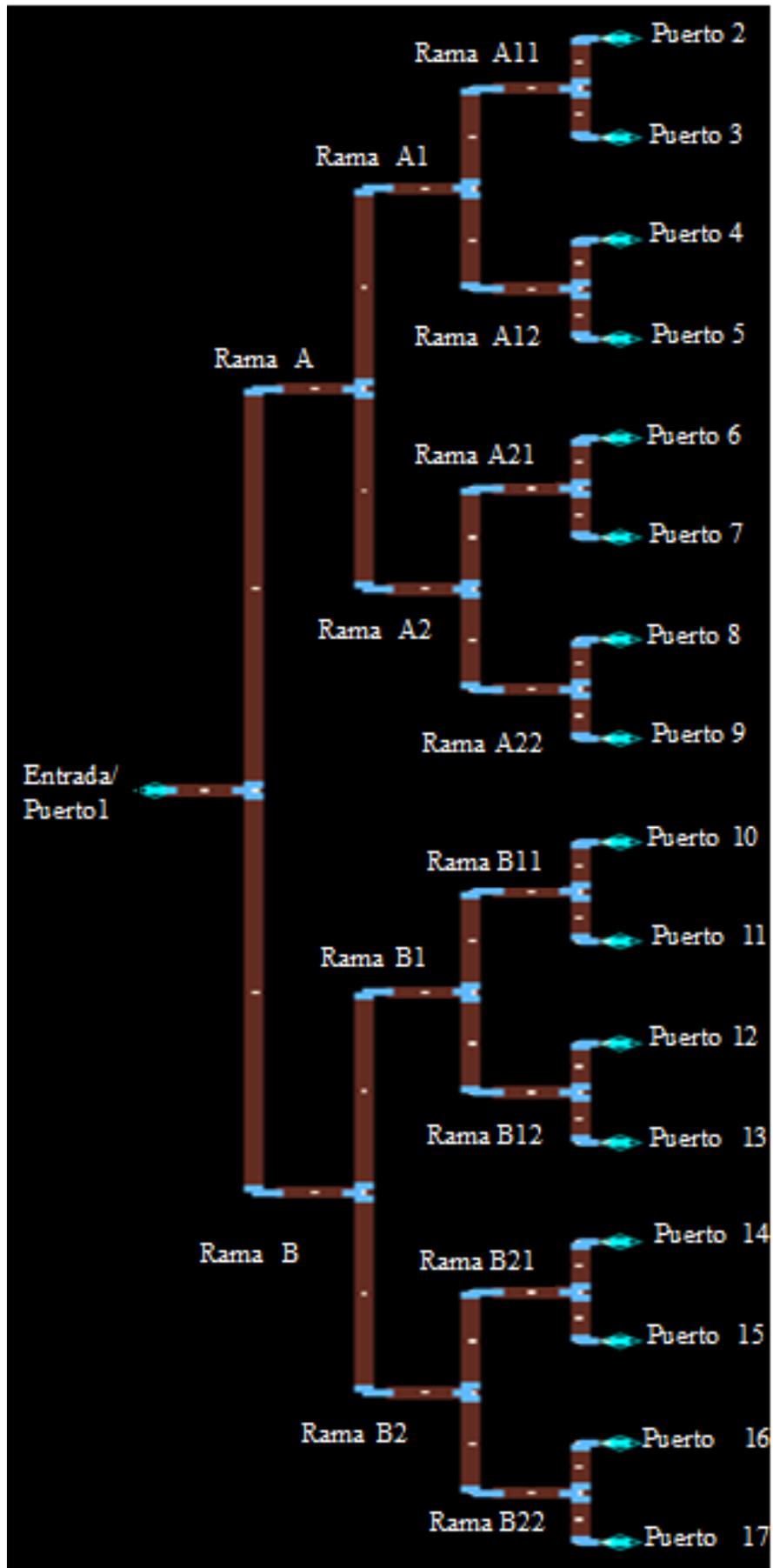


Figura 4-7: Esquema del divisor 1:16 uniforme en microstrip

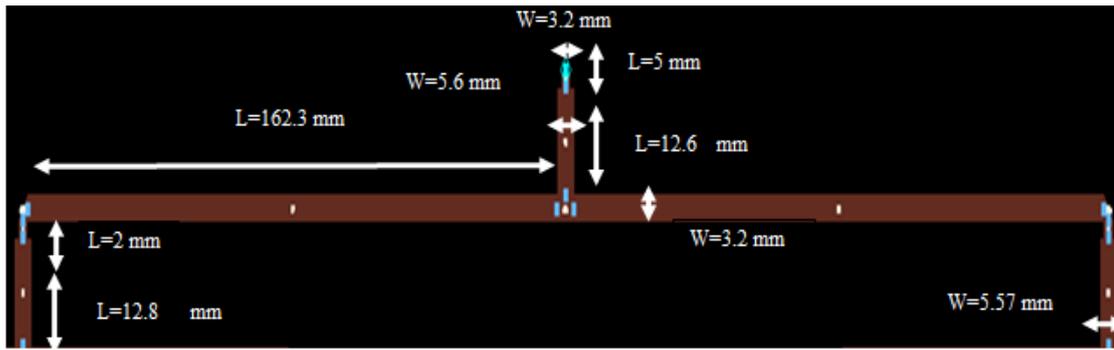


Figura 4-8: Detalle Entrada-RamaA-RamaB

	$Z(\Omega)$	Fase ($^\circ$)	W(mm)	L(mm)
Entrada	50		3.2	5
Transformador entrada-divisor	34.4	100.3	5.6	12.6
Pista salida divisor	50		3.2	175

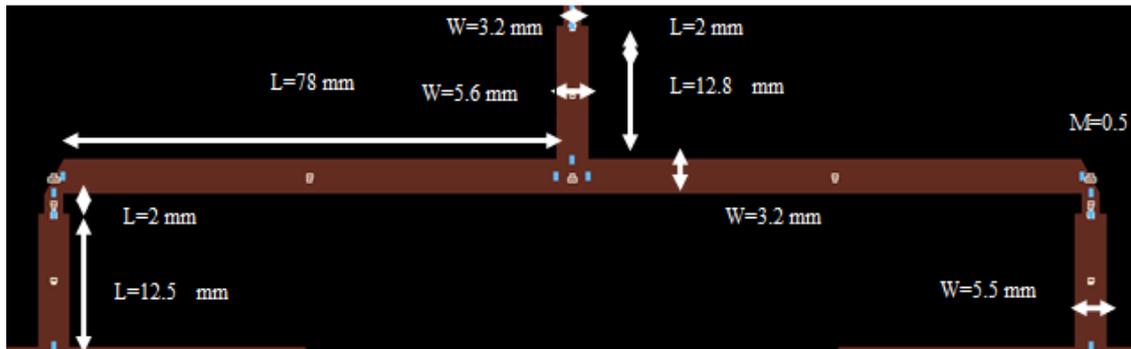


Figura 4-9: Detalle de RamaA-RamaA1-RamaA2

	$Z(\Omega)$	Fase ($^\circ$)	W(mm)	L(mm)
Entrada	50		3.2	2
Transformador entrada-divisor	34.6	101.4	5.6	12.8
Pista salida divisor	50		3.2	85

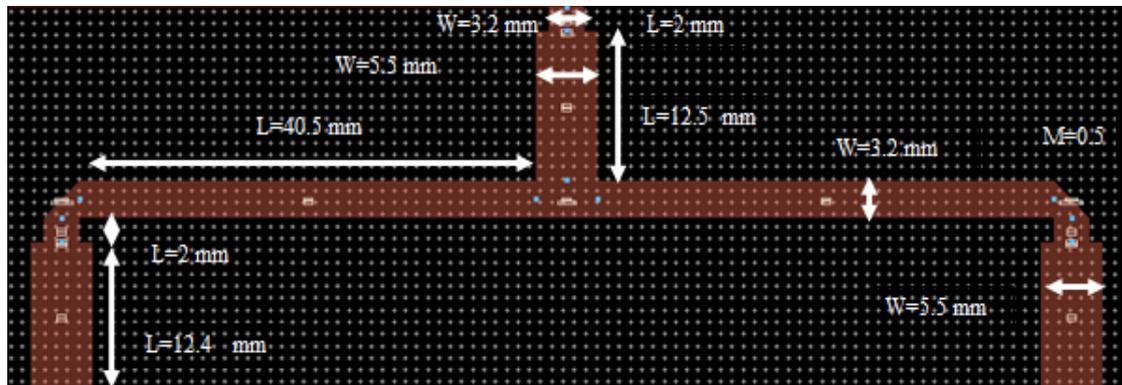


Figura 4-10: Detalle de RamaA1-RamaA11-RamaA12

	Z(Ω)	Fase ($^\circ$)	W(mm)	L(mm)
Entrada	50		3.2	2
Transformador entrada-divisor	34.9	99.3	5.5	12.5
Pista salida divisor	50		3.2	40.4

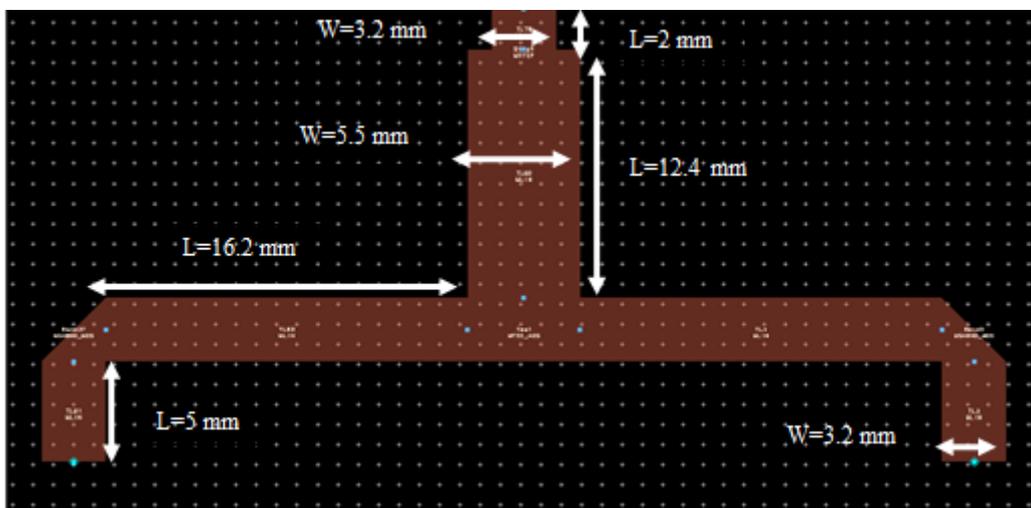


Figura 4-11: Detalle de RamaA11-Puerto2-Puerto3

	Z(Ω)	Fase ($^\circ$)	W(mm)	L(mm)
Entrada	50		3.2	2
Transformador entrada-divisor	34.7	98.4	5.5	12.4
Pista salida divisor	50		3.2	21.8

Los principales parámetros que nos interesará conocer de las redes de alimentación serán los siguientes:

- **Dimensión:** Buscaremos una red de alimentación lo más pequeña posible para que su coste de construcción sea el menor posible. Para la dimensión horizontal de la red de alimentación tendremos una limitación propia de los arrays de antenas que indica que la distancia entre antenas debe ser $\frac{\lambda_0}{2}$.
- **Reflexión a la entrada:** Esta debe ser lo menor posible en toda la banda de trabajo, 3.3-3.9 GHz, especialmente se buscarán reflexiones inferiores a -15 dB a la frecuencia de diseño.
- **Transmisión/diagrama de radiación:** La transmisión debe ser de tal forma que su diagrama de radiación coincida con el diagrama objetivo.
- **Relación de parámetro S:** Al comparar la relación entre los parámetros S de los diseños con los coeficientes dados se puede detectar donde se producen desviaciones en la red y corregirlas. Este

Los resultados del diseño realizado serán los siguientes:

- Dimensión total: 625.4 mm x 78.9 mm
- Reflexión a la entrada

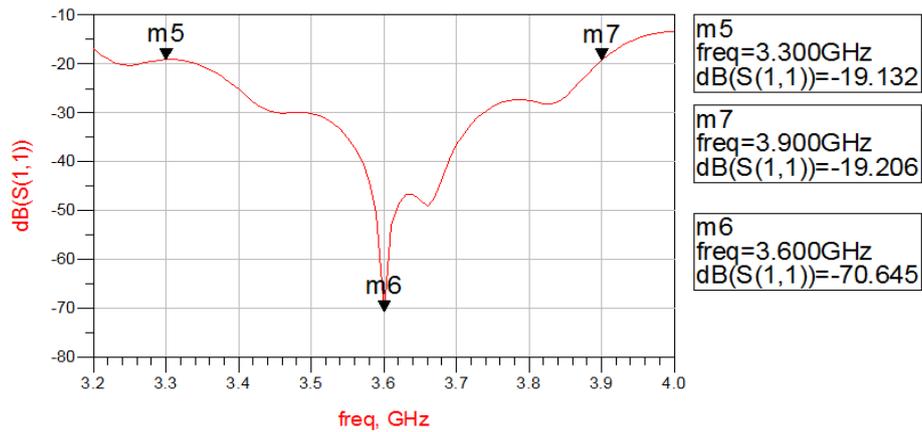


Figura 4-12: Reflexión a la entrada de la solución “corporativa” de una red de alimentación para un campo uniforme mediante un modelado circuital

- Transmisión

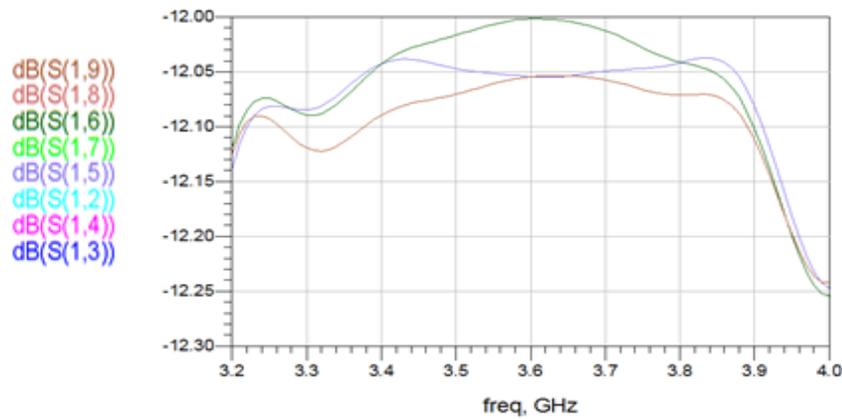


Figura 4-13: Diagrama de transmisión de la solución “corporativa” de una red de alimentación para un campo uniforme mediante un modelado circuital

- Fase

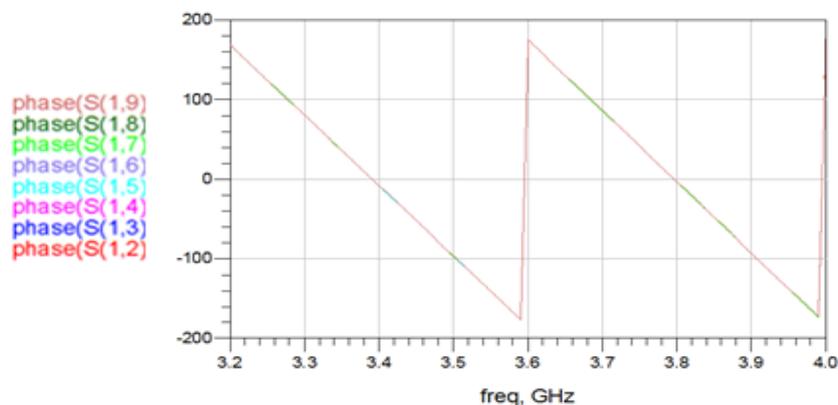


Figura 4-14: Diagrama de fases de la solución “corporativa” de una red de alimentación para un campo uniforme mediante un modelado circuital

- Parámetros S normalizados

S_{21}/S_{91}	1	$< - 0.22^\circ$
S_{31}/S_{91}	1	$< - 0.22^\circ$
S_{41}/S_{91}	1	$< - 0.22^\circ$
S_{51}/S_{91}	1	$< - 0.22^\circ$
S_{61}/S_{91}	1	$< - 0.22^\circ$
S_{71}/S_{91}	1	$< - 0.00^\circ$
S_{81}/S_{91}	1	$< - 0.00^\circ$
S_{91}/S_{91}	1	$< - 0.00^\circ$

- Diagrama de radiación

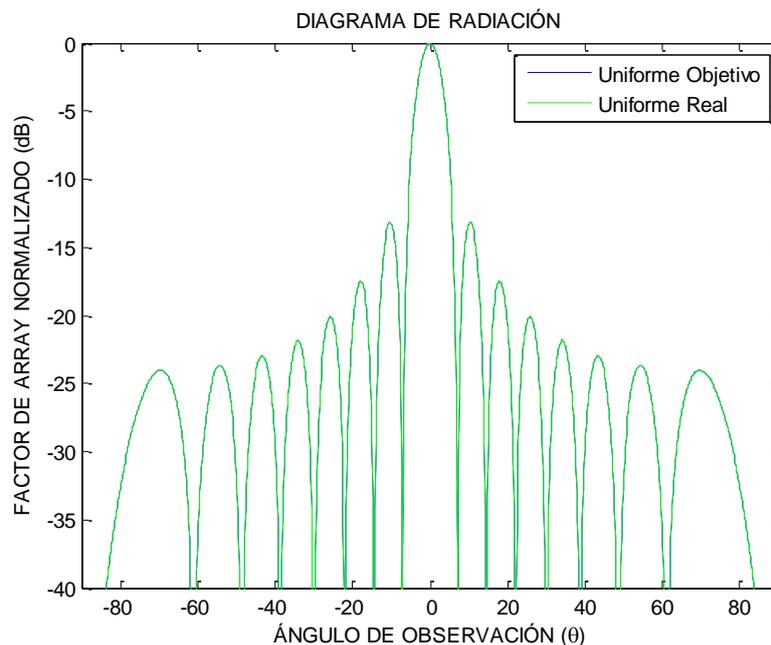


Figura 4-15: Diagrama de radiación del uniforme simulado circuital frente al diagrama de radiación de uniforme objetivo

Como se observa de los resultados del análisis circuital, el diseño de la red de alimentación realizada se ajusta por completo campo deseado. Las pérdidas de inserción se ajustan en torno a 12 dB en cada una de las salidas y la reflexión se encuentra por debajo de los -19 dB en toda la banda. Además se observa como el desfase es el mismo para todas y cada una de las salidas.

4.1.2 Diseño electromagnético

A continuación se realizara aproximación más adecuada a la realidad con el programa de modelado electromagnético, partiendo del diseño circuital de la red.

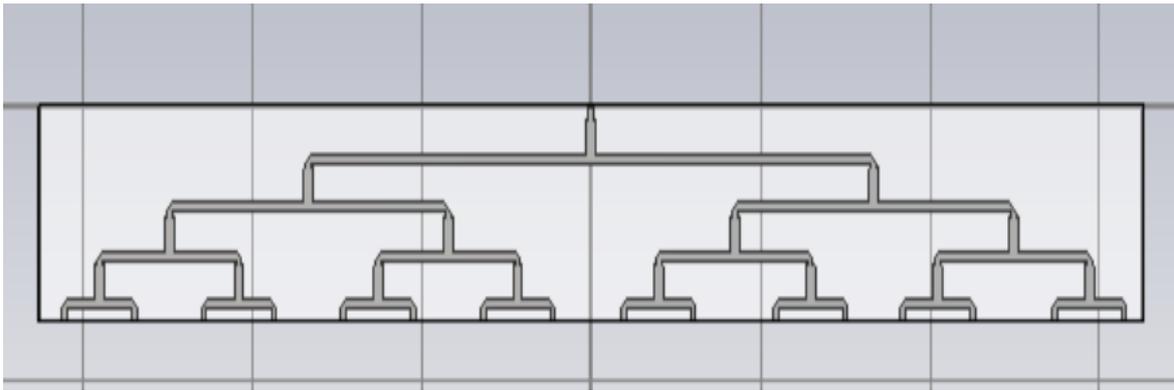


Figura 4-16: Esquema del diseño EM para una red de alimentación de un campo uniforme

Mediante el programa de modelado electromagnético se realiza una simulación más próxima a la realidad que la realizada en el análisis circuital. Los resultados obtenidos en este análisis son los siguientes:

- Transmisión/Reflexión

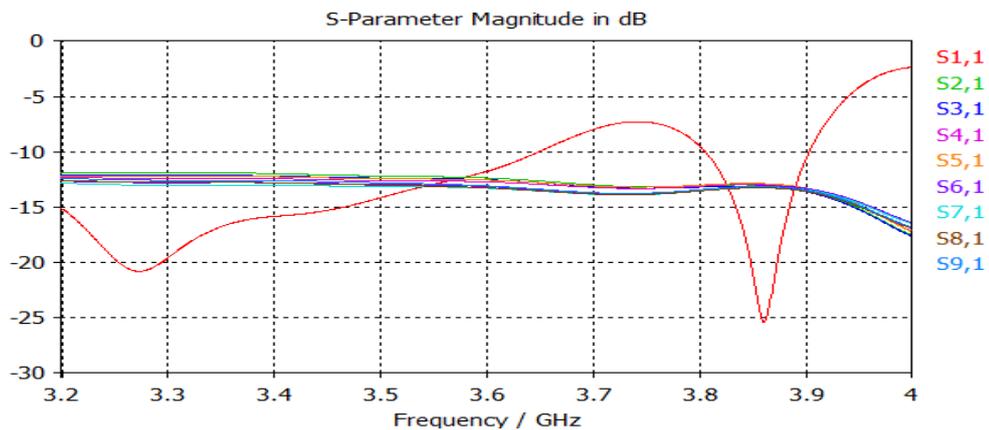


Figura 4-17: Diagrama de transmisión de la solución “corporativa” de una red de alimentación para un campo uniforme mediante un modelado EM

Como se observa de la gráfica, se deberá modificar el diseño, para obtener una reflexión aceptable en toda la banda de trabajo (3.3-3.9 GHz), ya que -7 dB se aleja mucho de un buen diseño. Para ello se modificará tanto los codos como las líneas transformadoras de 25Ω a 50Ω para intentar obtener una mejor reflexión a la entrada.

Las nuevas dimensiones serán las siguientes (solo se muestran los valores de una rama al ser todas las ramas iguales):

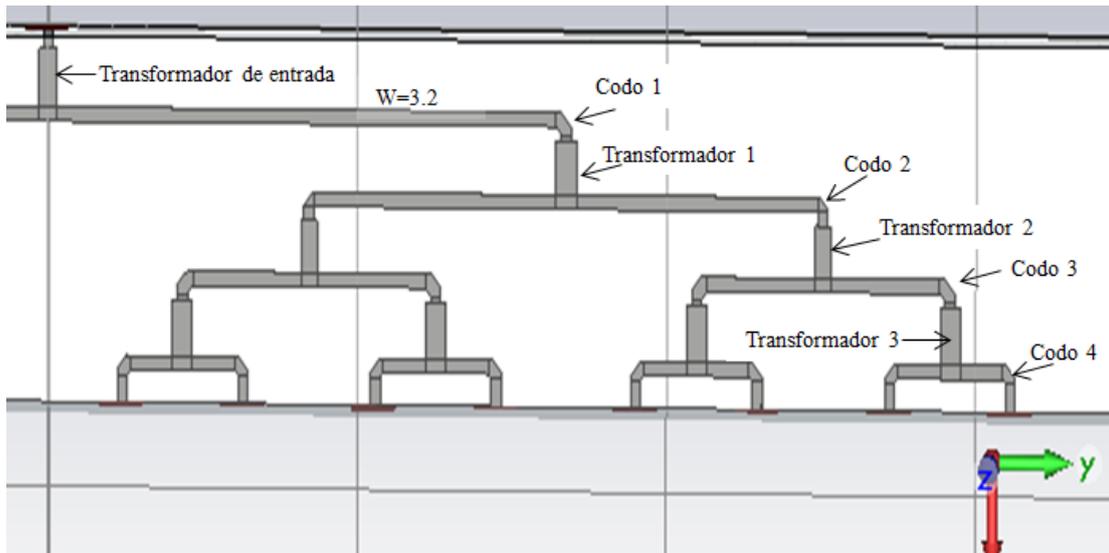


Figura 4-18: Esquema da una mitad del modelado EM de la red de alimentación para un campo uniforme

Tabla 4: Medidas de los transformadores reajustados

	Z(Ω)	Fase ($^\circ$)	W(mm)	L(mm)
Transformador de entrada	33.0	100.3	5.9	12.6
Transformador 1	29.0	94.6	7.1	11.8
Transformador 2	35.3	89.6	5.4	11.3
Transformador 3	31.4	98.7	6.4	12.3

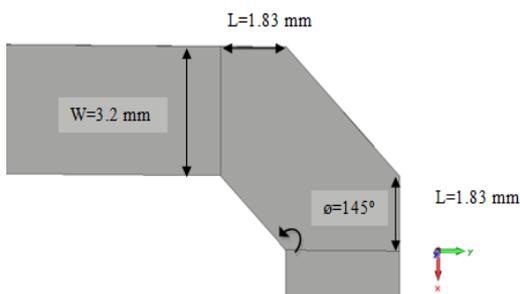


Figura 4-19: Representación del codo 1

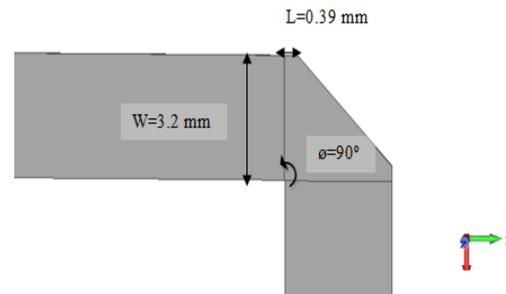


Figura 4-20: Representación del codo 2

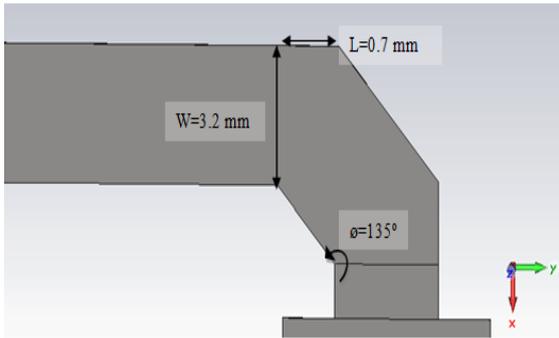


Figura 4-21: Representación del código 3

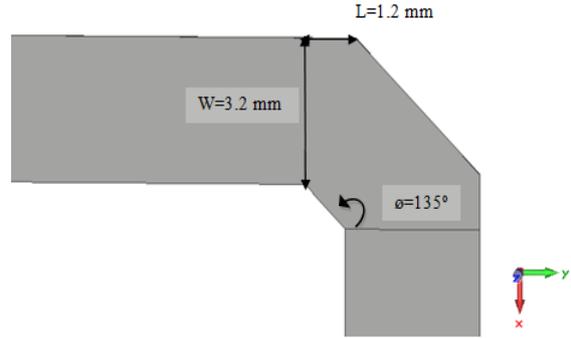


Figura 4-22: Representación del código 4

Con estas modificaciones se consiguen los siguientes resultados:

- Dimensiones: 625 x 81.6 mm
- Transmisión/reflexión

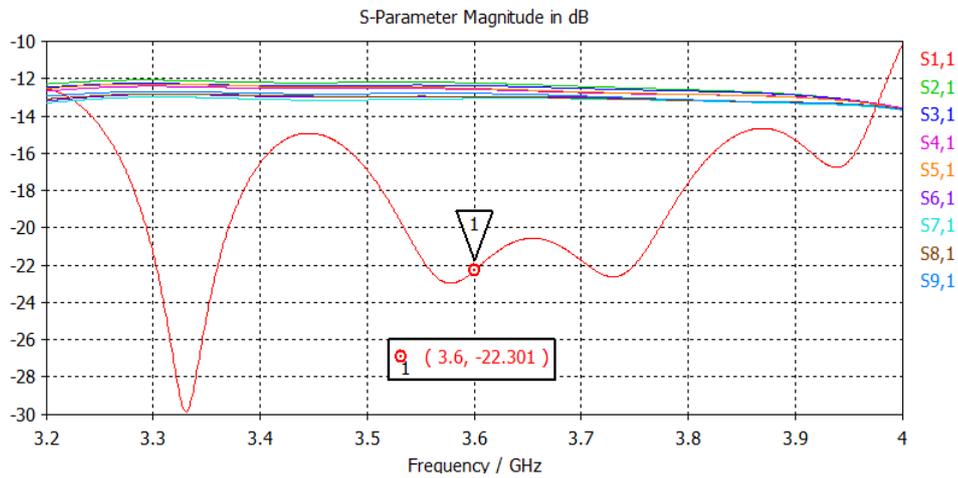


Figura 4-23: Diagrama de transmisión/reflexión de la solución “corporativa” de una red de alimentación para un campo uniforme mediante un modelado EM

- Fases

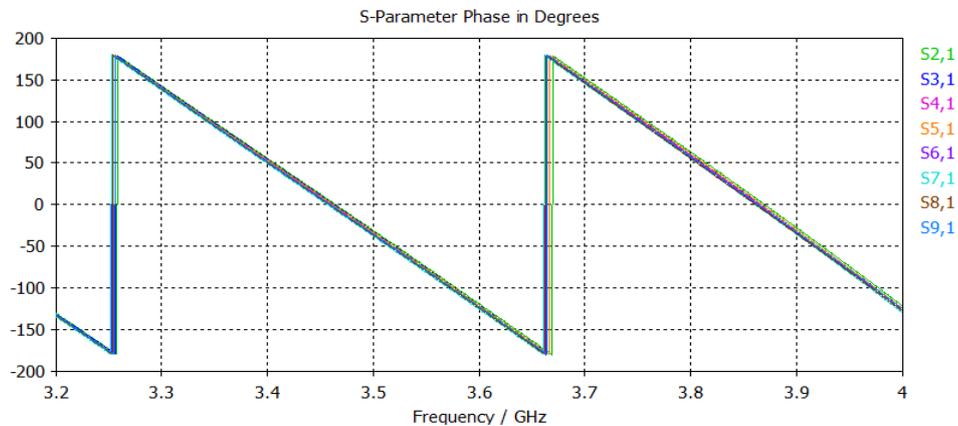


Figura 4-24: Diagrama de fases de la solución “corporativa” de una red de alimentación para un campo uniforme mediante un modelado EM

- Relación entre parámetros S

S21/S91	1.067
S31/S91	1.050
S41/S91	1.026
S51/S91	1.033
S61/S91	0.984
S71/S91	0.969
S81/S91	0.982
S91/S91	1

- Diagrama

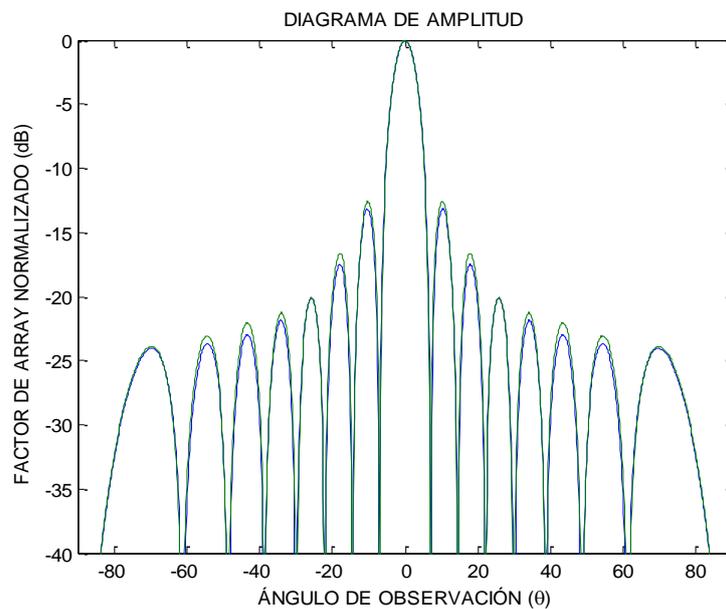


Figura 4-25: Diagrama de radiación del campo uniforme simulado frente al diagrama de radiación del campo uniforme objetivo

De los resultados se observa que con estas modificaciones se obtiene un diseño que se ajusta a los parámetros solicitados a la frecuencia de diseño (3.6 GHz) consiguiendo una reflexión de -22 dB, y un diagrama de radiación se ajusta al indicado para un campo uniforme. Como principal ventaja de este diseño está la sencillez de diseño, que no requiere de desfases para igualar las fases de las distintas pistas de salida.

4.2 Solución peine

Ahora se buscará una solución que optimice el espacio de una forma más eficaz ya que la solución corporativa ocupa un espacio de 625 x 81.57 mm y aunque el ancho del circuito no puede ser reducido por la distancia mínima entre antenas de un array el largo (distancia entrada-salida) si puede ser reducido con otras soluciones. La solución por la que se optado es está solución vertical denominada de aquí en adelante como “solución peine”. Para esta solución se requerirán muchos menos divisores que para la corporativa.

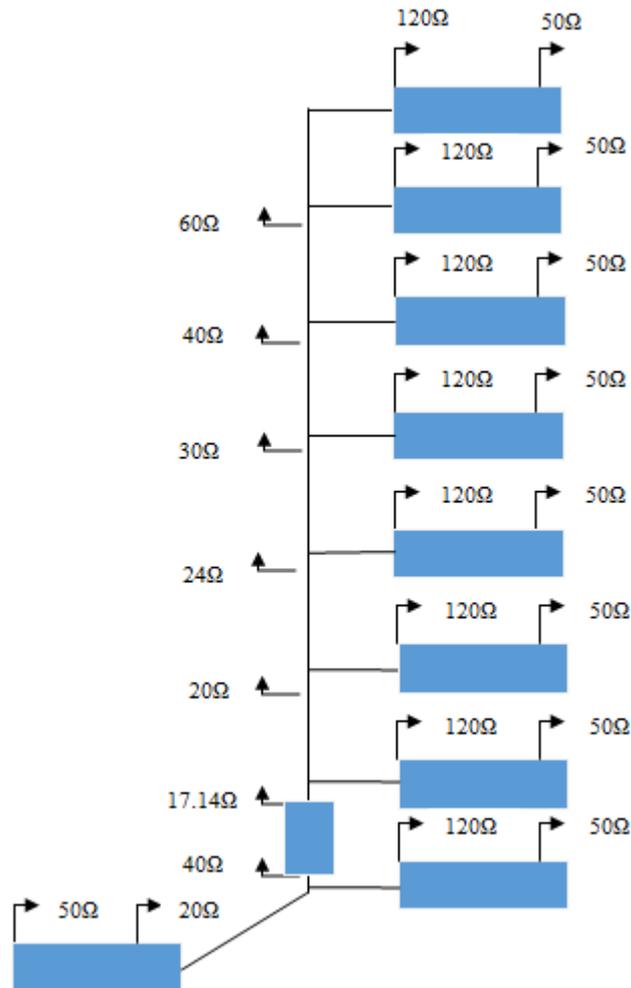


Figura 4-26: Esquema en papel de la solución peine para una red de alimentación de un campo uniforme

Este diseño utiliza los mínimos transformadores $\lambda/4$ posible. Solo se indica la mitad del diseño, la otra mitad se realizará de forma simétrica a ésta.

4.2.1 Diseño circuital

A continuación se realiza una aproximación a la solución final con el programa de modelado circuital:

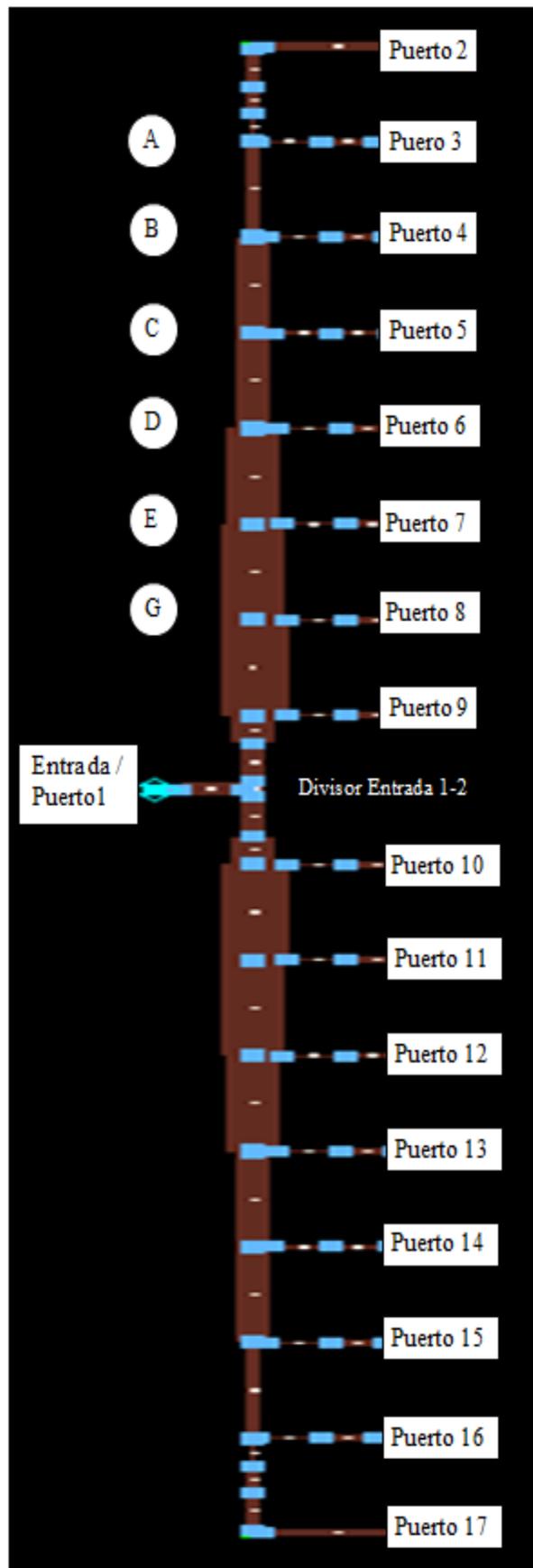


Figura 4-27: Esquema del diseño circuital para una red de alimentación de un campo uniforme

Divisor A:

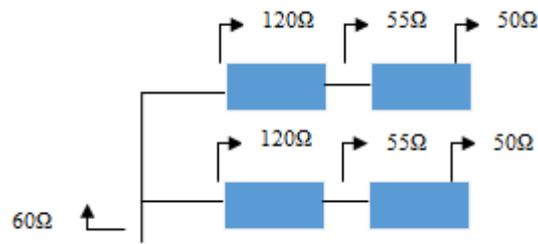


Figura 4-28: Detalle divisor

Se realiza la primera unión de las salidas del puerto 2 y puerto 3: $120\Omega \parallel 120\Omega = 60\Omega$

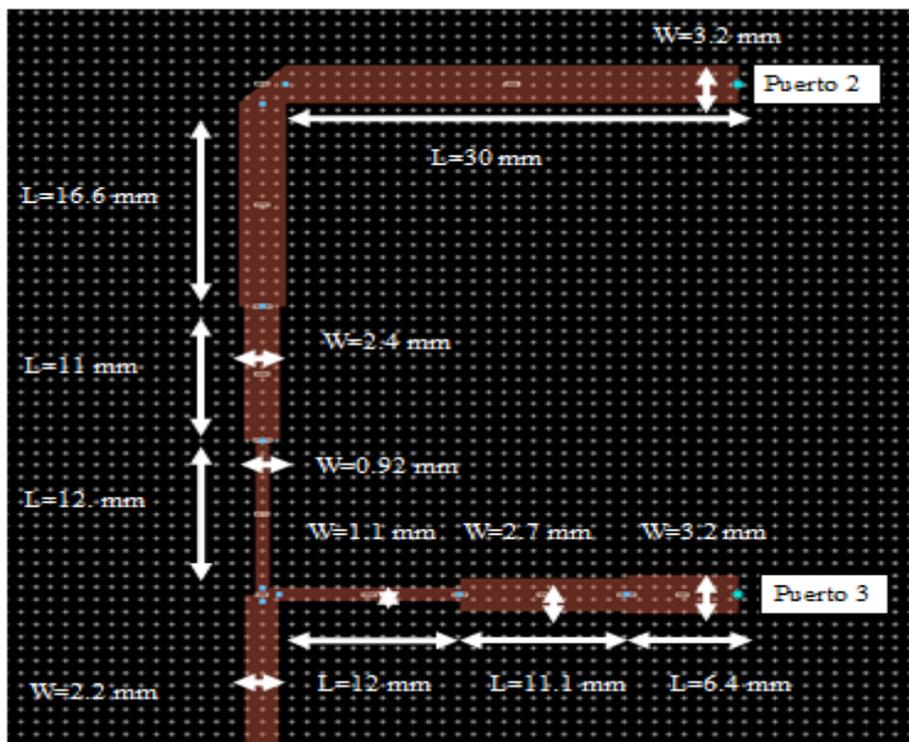


Figura 4-29: Detalle ramas de salida puerto 2 y 3

En lo sucesivo, las ramas de salida serán semejantes a la rama de salida del Puerto 3, al tener todas las salidas con una impedancia de 120Ω .

Divisor B:

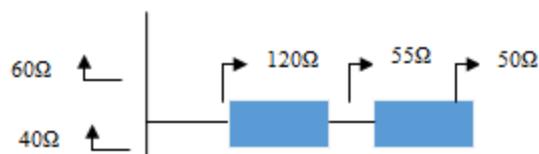


Figura 4-30: Detalle divisor

Se realiza una nueva unión para añadir el Puerto 4: $120\Omega \parallel 60\Omega = 40\Omega$. La distancia que tienen que tener las ramas entre divisores debe ser de 40.6 mm para respetar la distancia entre antenas de un array lineal ($\lambda_0/2$).

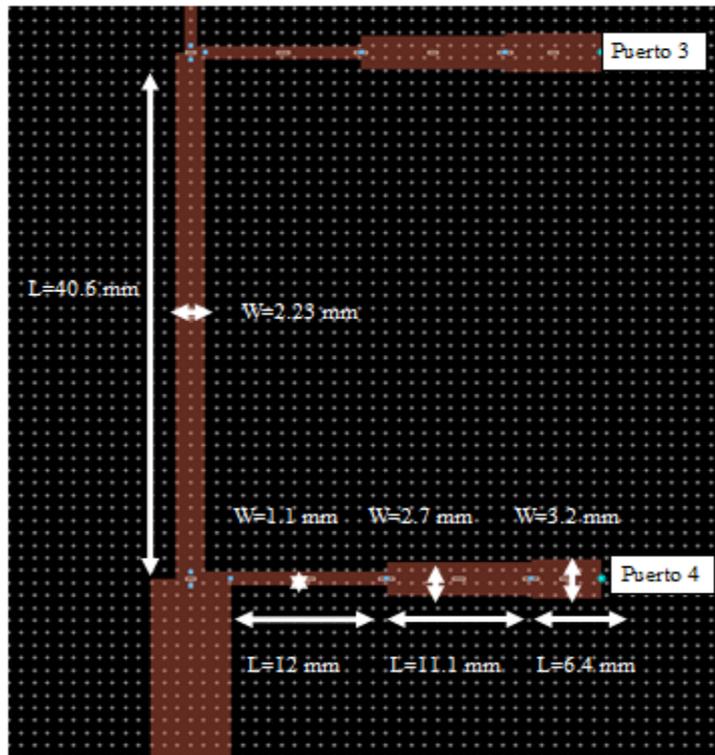


Figura 4-31: Detalle ramas de salida de los puertos 3 y 4

Divisores C-D-E:

$$60\Omega \parallel 120\Omega = 40\Omega$$

$$40\Omega \parallel 120\Omega = 30\Omega$$

$$30\Omega \parallel 120\Omega = 24\Omega$$

$$20\Omega \parallel 120\Omega = 30\Omega$$

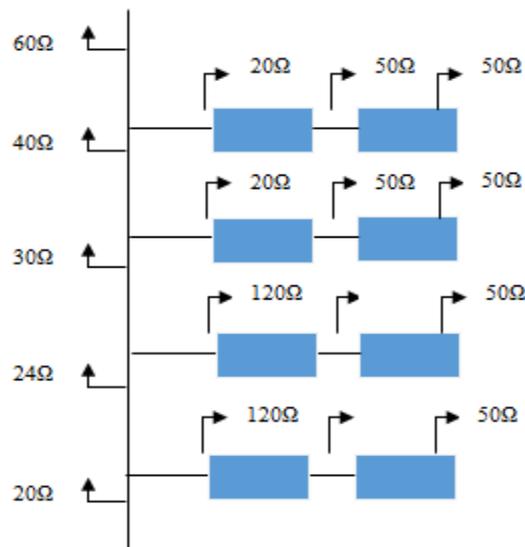


Figura 4-32: Esquema divisores

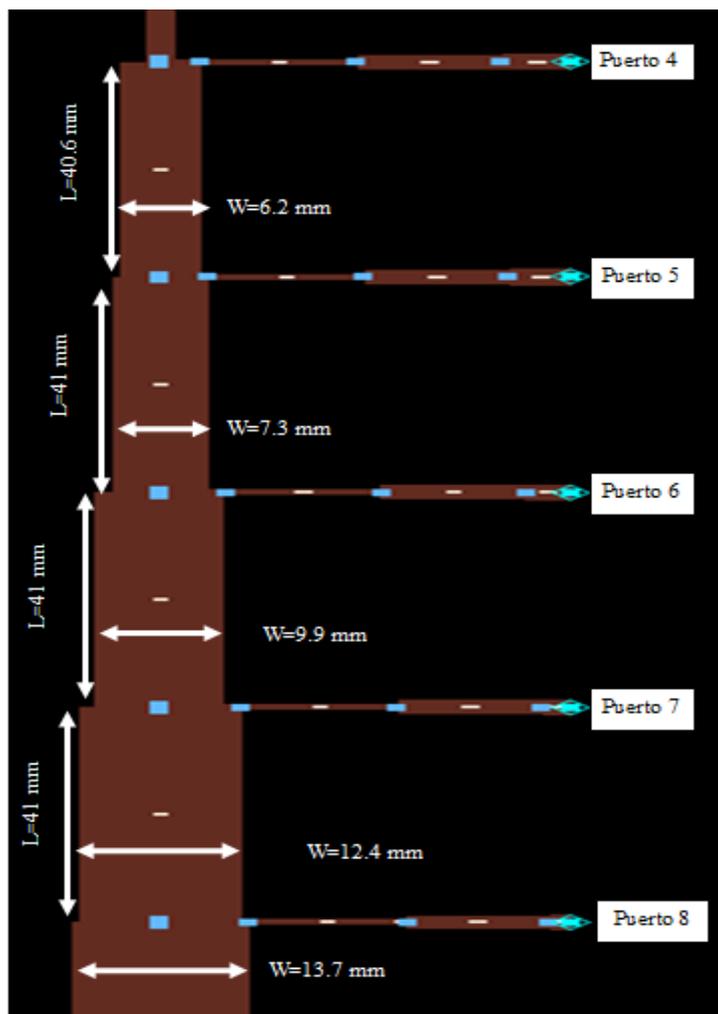


Figura 4-33: Detalle de las ramas de salida de los puertos 8,7, 6, 5 y 4

Divisor G:

En este divisor, debido a que la impedancia resultante del paralelo de 120Ω y 20Ω es muy pequeña, se introduce un transformador para aumentar la impedancia a 40Ω .

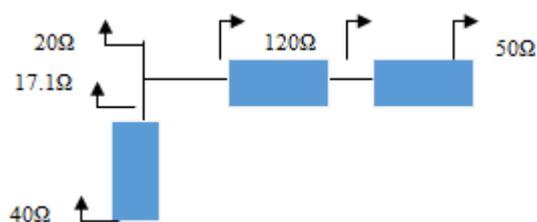


Figura 4-34: Esquema del divisor

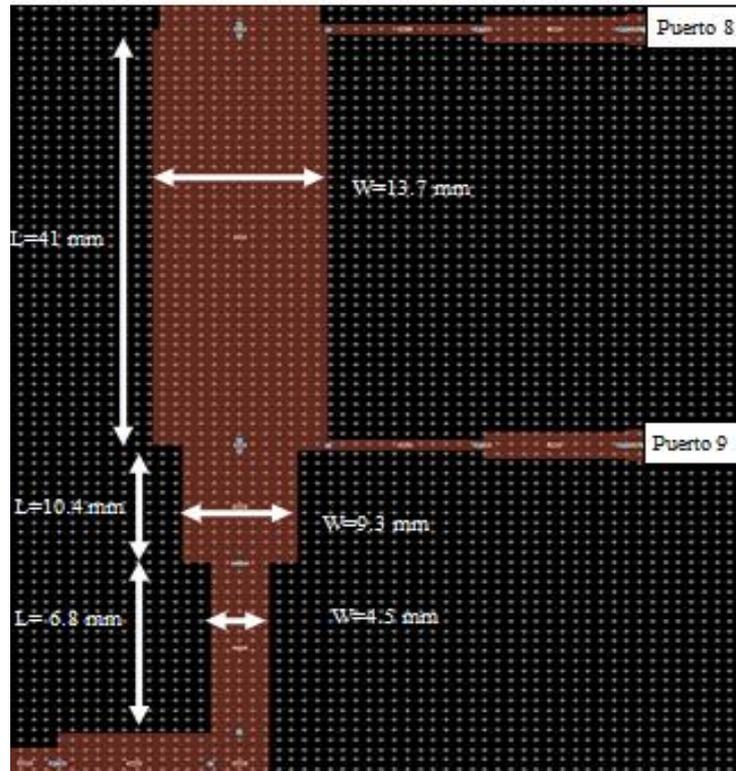


Figura 4-35: Detalle de la rama del puerto 8 y 9

De esta forma en el siguiente divisor que une las dos ramas simétricas, a su entrada, se verá una impedancia de 20Ω .

Divisor Entrada:

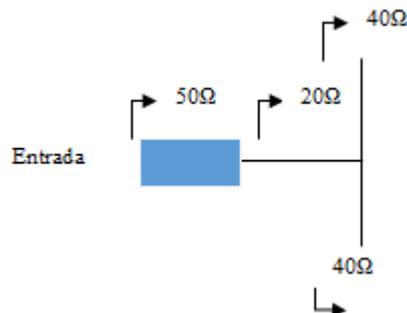


Figura 4-36: Esquema del divisor 1:2

El divisor de entrada realiza un reparto simétrico de potencia en cada una de las dos ramas. Además se introduce un transformador de entrada para adaptar la impedancia de entrada a los 50Ω de la impedancia de la antena.

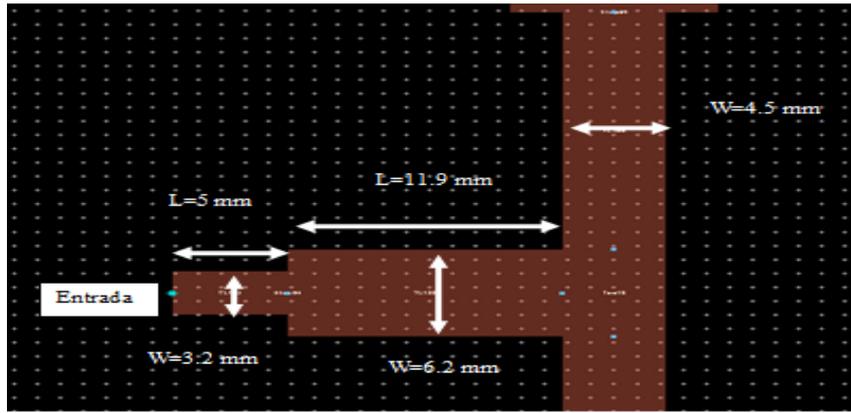


Figura 4-37: Detalle del divisor de entrada

Resultados:

- Dimensión total: 628.96 mm x 51.03 mm
- Reflexión a la entrada

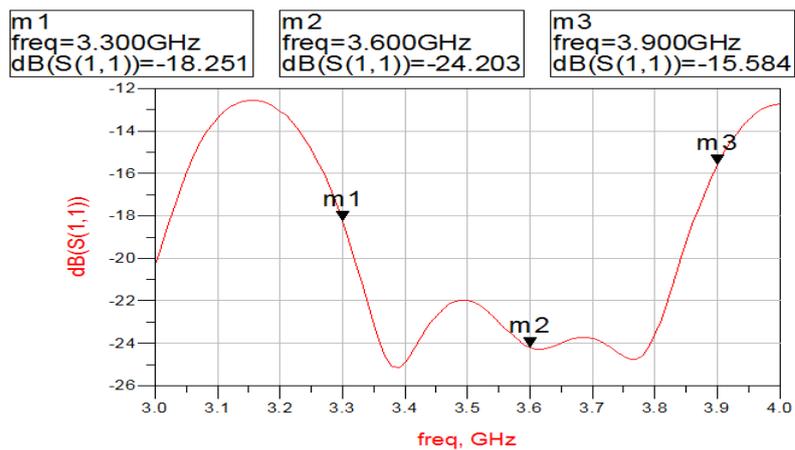


Figura 4-38: Reflexión a la entrada de la solución “peine” de una red de alimentación para un campo uniforme mediante un modelado circuital

- Transmisión

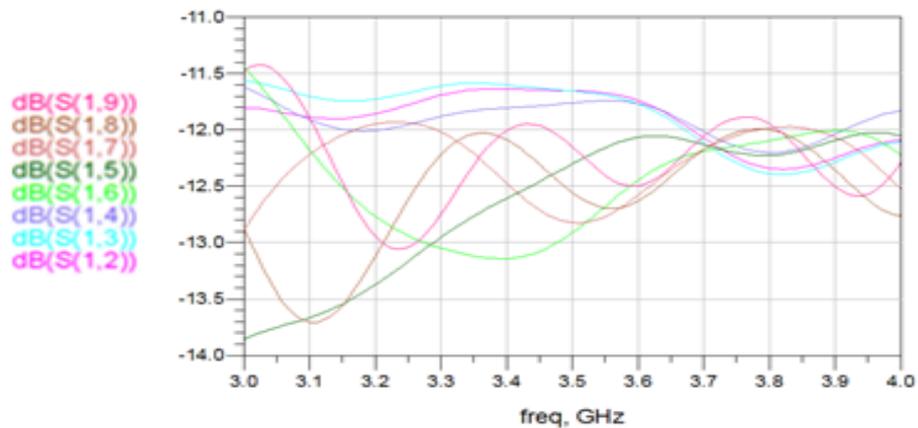


Figura 4-39: Diagrama de transmisión de la solución “peine” de una red de alimentación para un campo uniforme mediante un modelado circuital

- Fases

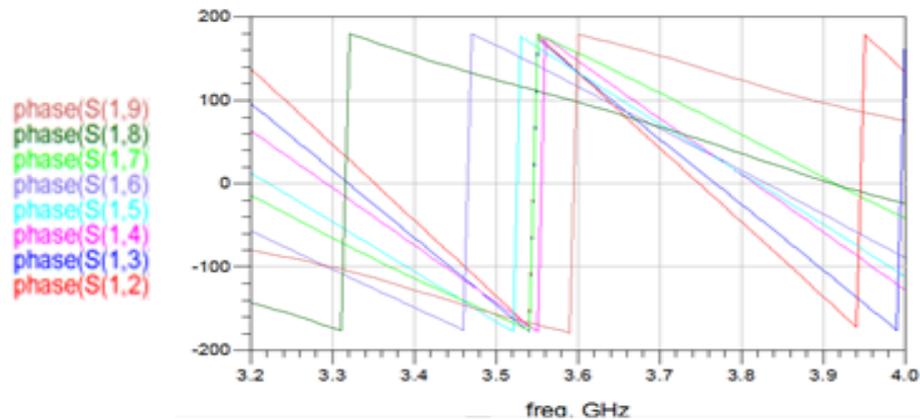


Figura 4-40: Diagrama de fases de la solución “peine” de una red de alimentación para un campo uniforme mediante un modelado circuital

Debido a la necesidad de compensar las fases para que todas sean iguales introduciremos desfases en forma de meandros al final de la pista de 50Ω ($W=3.16$ mm). Controlando la longitud de la pista compensaremos las fases.

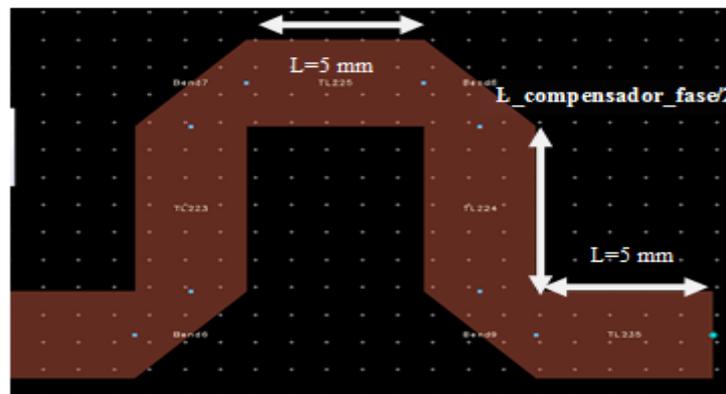


Figura 4-41: Detalle compensadores de fase

Las longitudes de los compensadores fases numerándolas de igual forma que los puertos serán las siguientes:

L_compensador_fase_2	12 mm
L_compensador_fase_3	6.4 mm
L_compensador_fase_4	2 mm
L_compensador_fase_5	0 mm
L_compensador_fase_6	44.6 mm
L_compensador_fase_7	43.1 mm
L_compensador_fase_8	42 mm
L_compensador_fase_9	40 mm

Adicionalmente se modificaran las dimensiones de los transformadores de las pistas de salida (las compuestas por los transformadores de $120 \rightarrow 50$) debido a que los codos

introducidos en los meandros modifican la impedancia vista al principio de la pista. Las dimensiones serán las siguientes:

		Z(Ω)	Fase ($^\circ$)	W(mm)	L(mm)
Rama puerto 2	Transformador 1	91.2	88.5	0.9	12.1
	Transformador 2	58.7	83.8	2.4	11.0
Rama puerto 3	Transformador 1	85.9	88.3	1.1	12.0
	Transformador 2	55.6	82.5	2.6	10.8
Rama puerto 4	Transformador 1	85.6	87.7	1.1	11.9
	Transformador 2	55.4	85.0	2.6	11.1
Rama puerto 5	Transformador 1	85.3	87.5	1.1	11.9
	Transformador 2	55.4	86.1	2.7	11.2
Rama puerto 6	Transformador 1	83.7	88.4	1.1	1.0
	Transformador 2	54.9	87.1	2.7	11.4
Rama puerto 7	Transformador 1	85.0	89.3	1.1	12.1
	Transformador 2	5.0	85.7	2.6	11.2
Rama puerto 8	Transformador 1	85.0	90.2	1.1	12.2
	Transformador 2	56.0	84.8	2.6	11.1
Rama puerto 9	Transformador 1	84.7	91.0	1.1	12.3
	Transformador 2	55.7	83.4	2.6	10.9

El layout del diseño sería el siguiente (se mostrará la mitad superior al no ser necesario el diseño completo por ser las dos mitades simétricas):

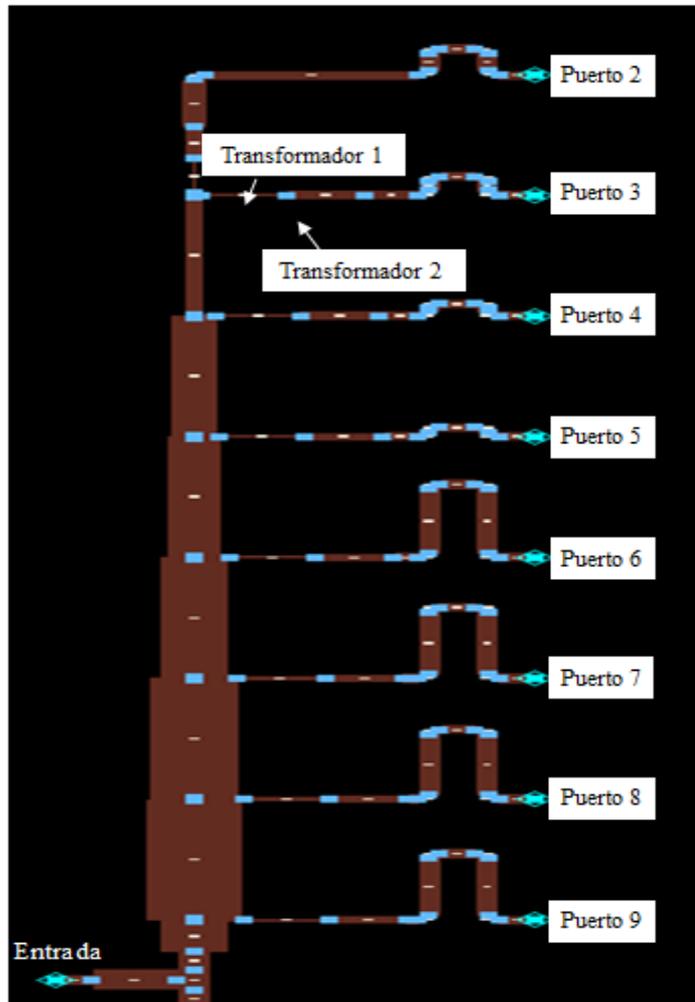


Figura 4-42: Esquema de una mitad del diseño circuital de la solución peine para una red de alimentación de campo uniforme

Y los resultados que se observan son los siguientes:

- Dimensión total: 628.16 x 67.36 mm
- Reflexión a la entrada:

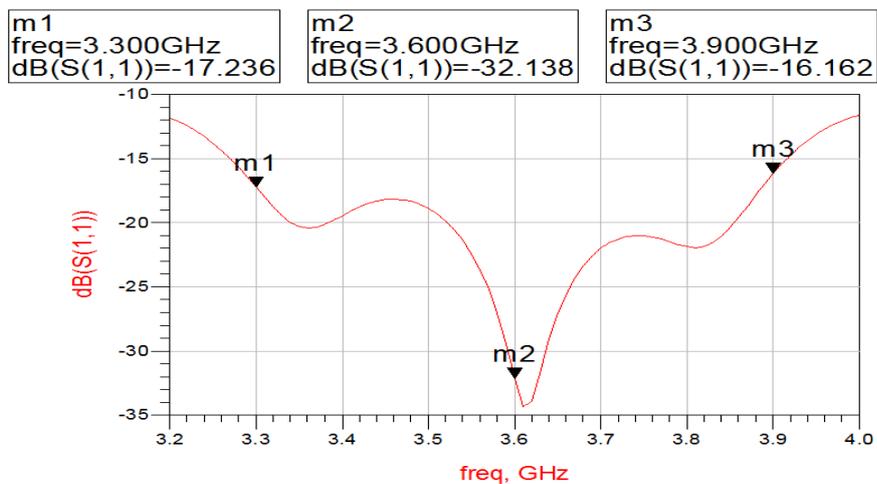


Figura 4-43: Reflexión a la entrada de la solución “peine” de una red de alimentación para un campo uniforme mediante un modelado circuital

- Transmisión

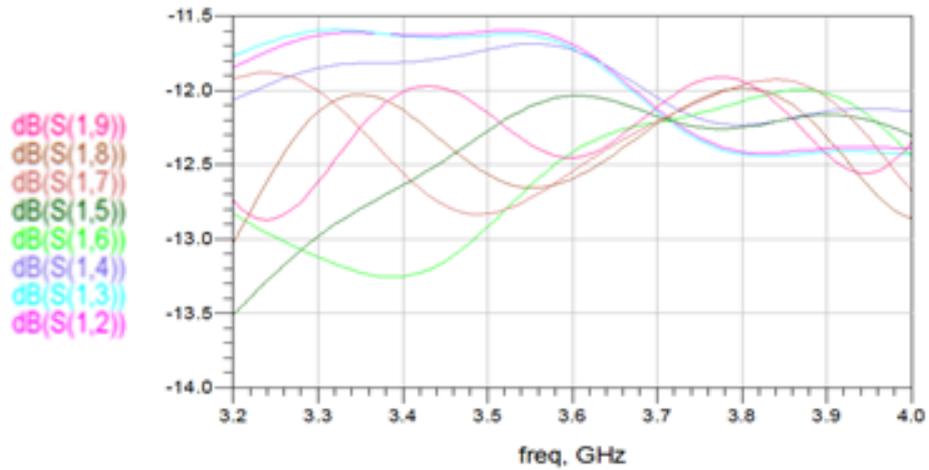


Figura 4-44: Diagrama de transmisión de la solución “peine” de una red de alimentación para un campo uniforme mediante un modelado circuital

- Fases

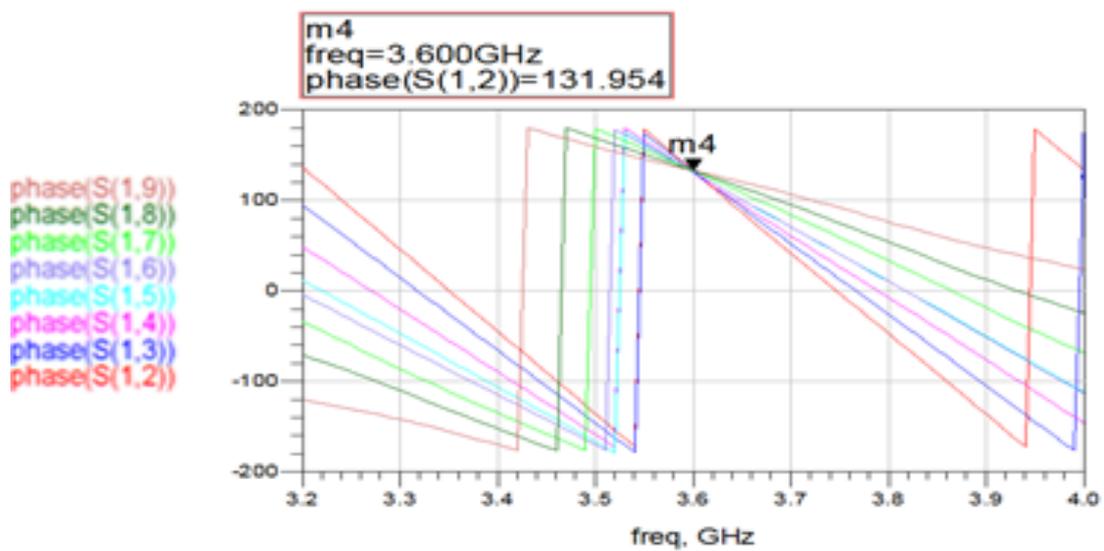


Figura 4-45: Diagrama de fases de la solución “peine” de una red de alimentación para un campo uniforme mediante un modelado circuital

- Relación entre parámetros S

S_{21}/S_{91}	0.104	<	88.9°
S_{31}/S_{91}	0.106	<	88.9°
S_{41}/S_{91}	0.114	<	-1.7°
S_{51}/S_{91}	0.130	<	-0.4°
S_{61}/S_{91}	0.158	<	87.8°
S_{71}/S_{91}	0.210	<	90.3°
S_{81}/S_{91}	0.344	<	0.3°
S_{91}/S_{91}	1	<	0.0°

- Diagrama

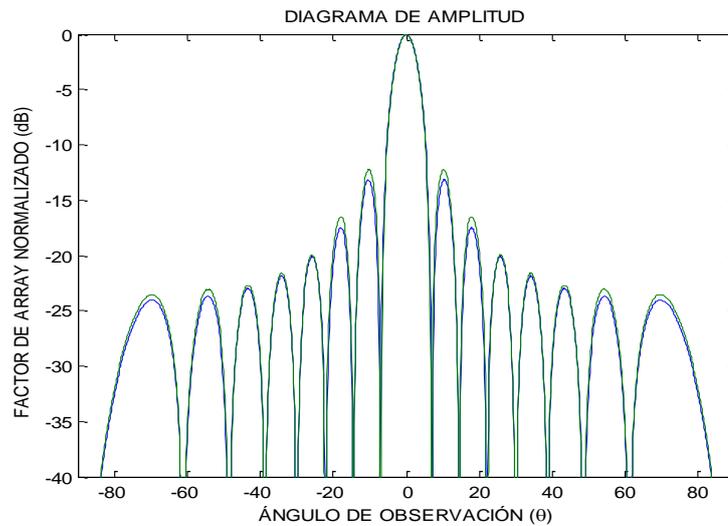


Figura 4-46: Diagrama de radiación del campo uniforme simulado frente al diagrama de radiación del campo uniforme objetivo

El diseño obtenido mediante un análisis circuital dispone de una reflexión a la entrada de -32 dB y sus coeficientes ofrecen un diagrama que se ajusta al objetivo.

4.2.1 Diseño electromagnético

El paso siguiente consistirá en comprobar que este diseño, que en el análisis circuital se ajusta a lo solicitado, al analizarlo electromagnéticamente. Para ello se realizará un estudio EM partiendo del diseño que ya hemos realizado.

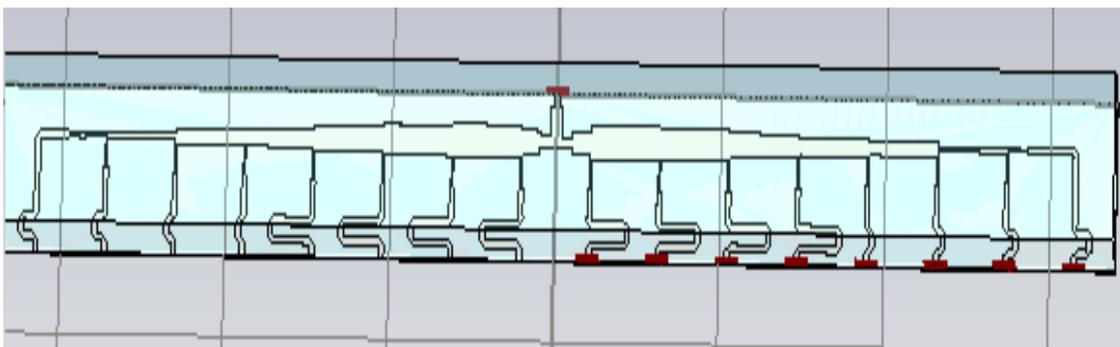


Figura 4-47: Esquema de la red de alimentación para un campo uniforme

El análisis de este diseño arroja los siguiente resultados:

- Transmisión

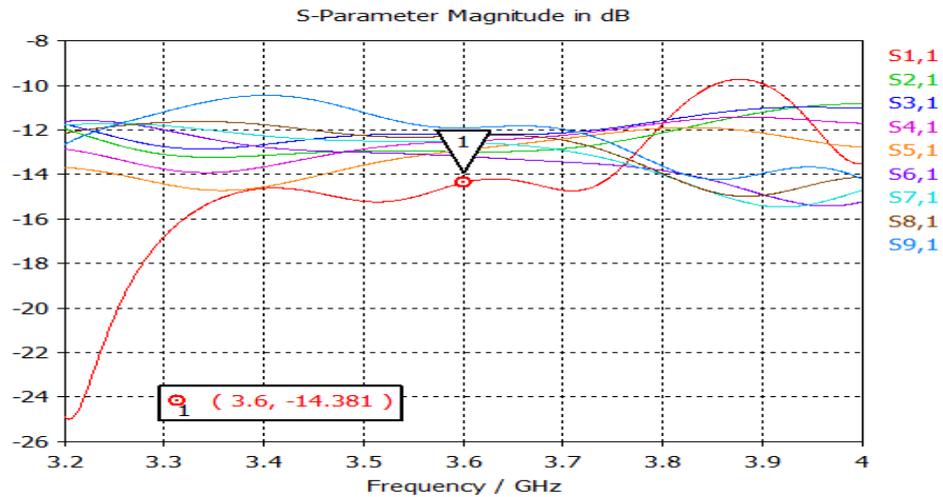


Figura 4-48: Diagrama reflexión/transmisión de la solución “peine” de una red de alimentación para un campo uniforme mediante un modelado EM

- Fase

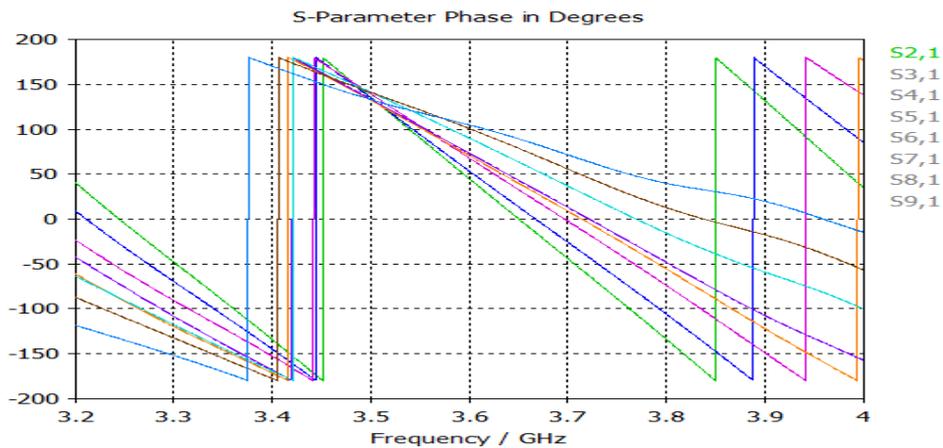


Figura 4-49: Diagrama de fases de la solución “peine” de una red de alimentación para un campo uniforme mediante un modelado EM

Dado que la reflexión está bastante ajustada (-14 dB) y las fases están desplazadas a 3.5 GHz será necesario reajustar los parámetros para que cumplan con lo especificado. Es por ello, que partiendo de este diseño, se realizarán unas modificaciones para adecuarse al campo propuesto.

Las principales modificaciones llevadas a cabo, detalladas a continuación consisten en variaciones de los transformadores de entrada, variaciones de la pista desfasadora y variaciones del tronco, que son aquellas que afectan lo mínimo al reparto de potencia.

Transformador de entrada:

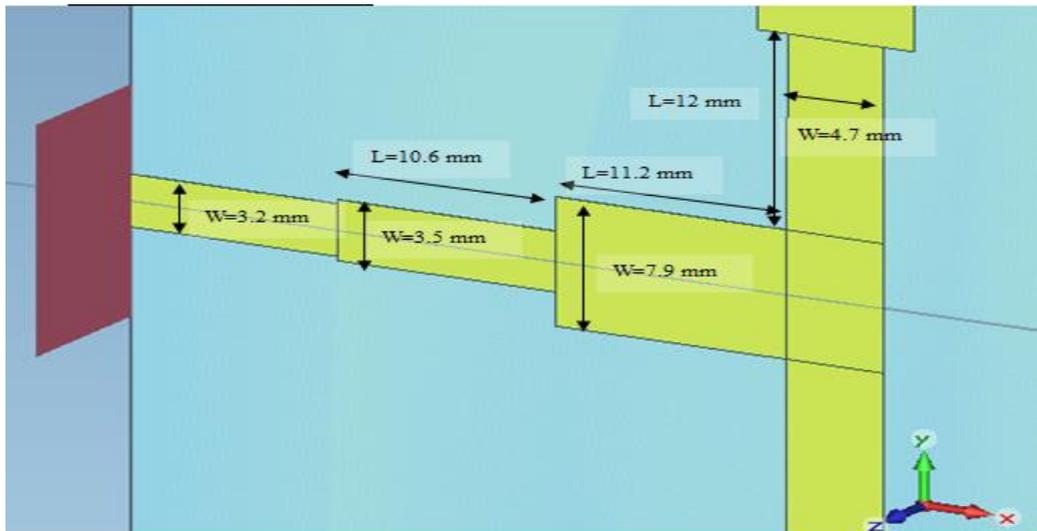


Figura 4-50: Esquema de la entrada de la red de alimentación

	Z(Ω)	Fase ($^\circ$)	W(mm)	L(mm)
Transformador1	47.9	81.9	3.4	10.6
Transformador2	26.7	90.2	7.9	11.2

Hemos introducido un transformador adicional para que el salto entre pista sea menor y se produzca una mejor adaptación a la entrada. Son dos transformadores casi $\lambda/4$, que transforman los 20 Ω de la entrada del primer divisor en 50 Ω a la entrada del circuito

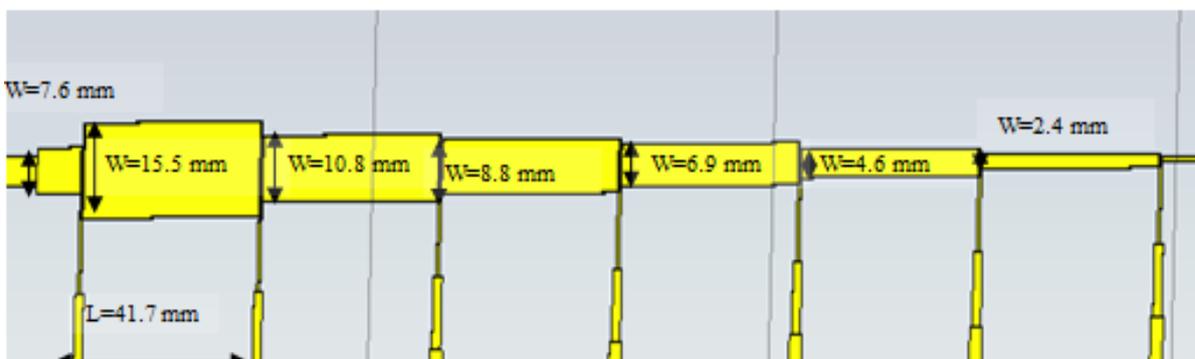


Figura 4-51: Esquema de los transformadores

Cambio de la longitud de los desfases:

L_compensador_fase_2	12 mm
L_compensador_fase_3	8.8 mm
L_compensador_fase_4	8.8 mm
L_compensador_fase_5	10.2 mm
L_compensador_fase_6	12.7 mm
L_compensador_fase_7	15.9 mm
L_compensador_fase_8	20.4 mm
L_compensador_fase_9	20.7 mm

Con estas modificaciones se obtienen los siguientes resultados:

- Transmisión/reflexión

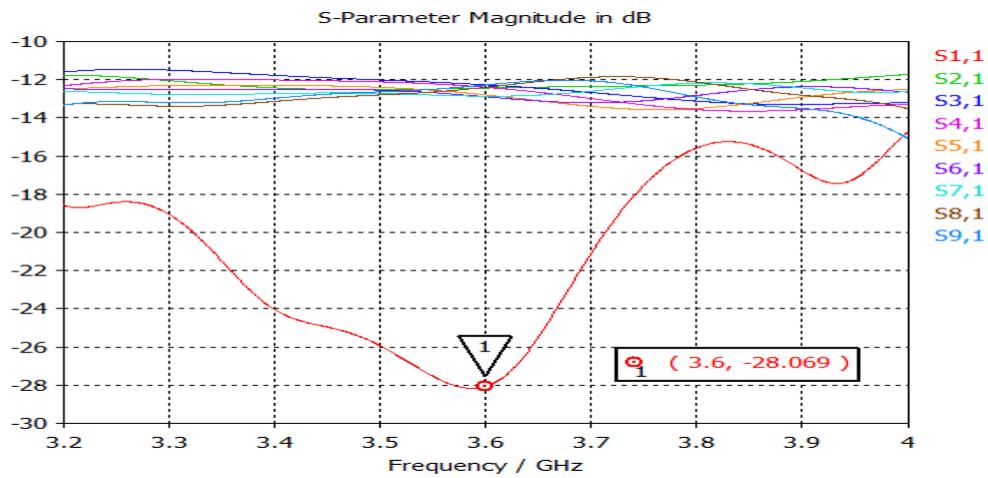


Figura 4-52: Diagrama transmisión/reflexión de la solución “peine” de una red de alimentación para un campo uniforme mediante un modelado EM

- Fase:

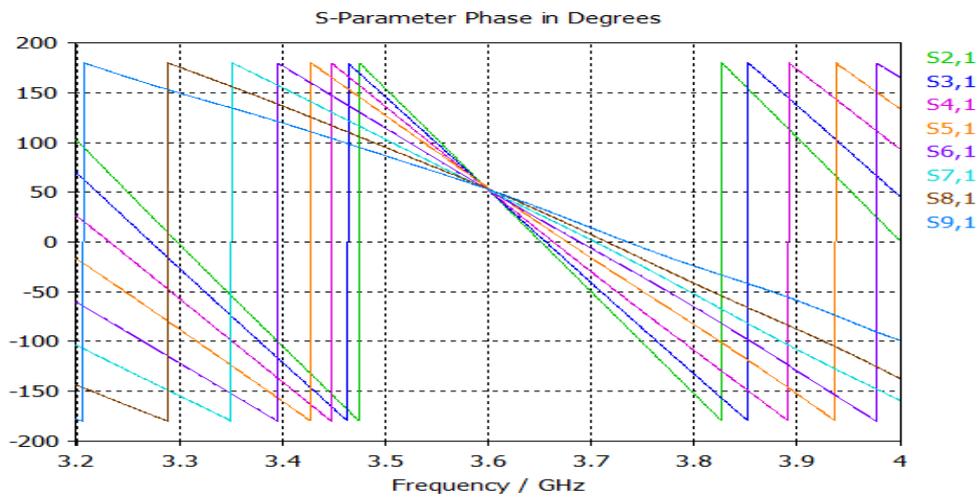


Figura 4-53: Diagrama de fases de la solución “peine” de una red de alimentación para un campo uniforme mediante un modelado EM

- Relación entre parámetros S

S_{21}/S_{91}	0.981
S_{31}/S_{91}	1.001
S_{41}/S_{91}	0.986
S_{51}/S_{91}	0.942
S_{61}/S_{91}	0.931
S_{71}/S_{91}	0.934
S_{81}/S_{91}	0.986
S_{91}/S_{91}	1

- Diagrama de radiación:

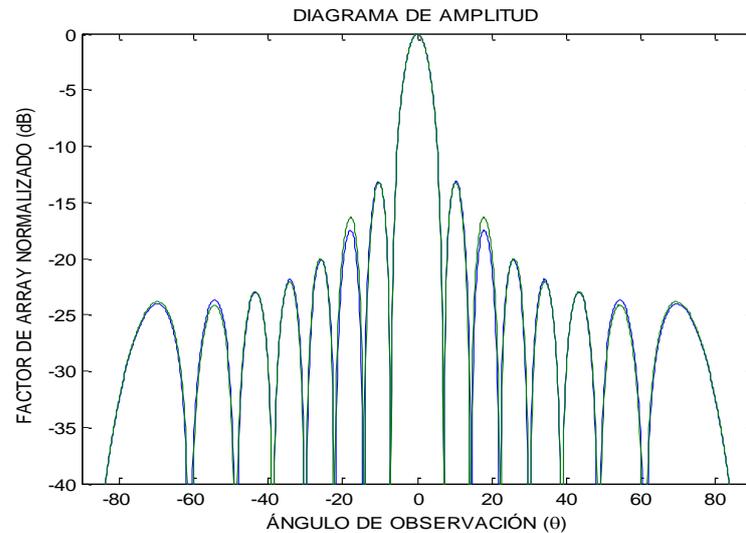
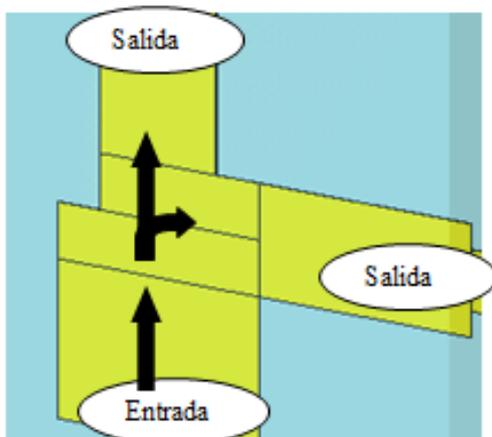


Figura 4-54: Diagrama de radiación de un campo uniforme

Este diseño logra ajustarse mejor al campo solicitado, logrando, además de hacerlo en un menor espacio. Mejora bastante (6 dB menos) la reflexión a la frecuencia de diseño



respecto al modelo corporativo y la mantiene por debajo de los -15 dB en toda la banda de trabajo. El mayor inconveniente de esta estrategia es su mayor complejidad de diseño para lograr ajustarse al campo uniforme ya que hay que tener en cuenta que no estamos usando un divisor en T propiamente dicho, sino que se tenderá a repartir una mayor cantidad de potencia por la salida 1 que por la 2 al ser un camino más natural para la onda de potencia. Esto limita esta solución para algunos campos en los que el reparto de potencias sea muy agresivo, especialmente si $P_{salida2} \gg P_{salida1}$. Aun así será la

solución que se intentará implementar de aquí en adelante debido a sus dimensiones, costes, prestaciones y limitaciones tecnológicas del proyecto.

5 Red de alimentación para un diagrama de campo de lóbulos controlado

El segundo campo que se va implementas es un campo de lóbulos controlados, o de Chebyscheff indicado en el punto 2.5.3. Se utilizarán los siguientes coeficientes para un array de 16 elementos:

$c_1=0.8668$; $c_2=0.5043$; $c_3=0.6217$; $c_4=0.7334$; $c_5=0.8327$; $c_6=0.9135$; $c_7=0.9705$; $c_8=1$; $c_9=1$; $c_{10}=0.9705$; $c_{11}=0.9135$; $c_{12}=0.8327$; $c_{13}=0.7334$; $c_{14}=0.6217$; $c_{15}=0.5043$; $c_{16}=0.8668$

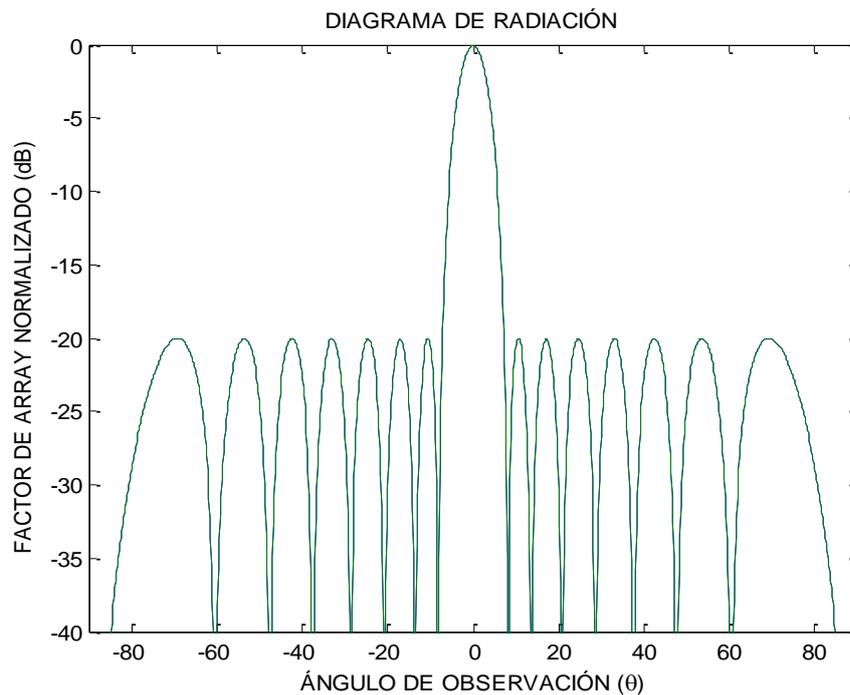


Figura 5-1: Diagrama de radiación del Lóbulos controlados objetivo

Este tipo de array entregará la máxima potencia en la dirección de su lóbulo principal y todos sus lóbulos secundarios entregaran idéntica potencia. Dispone de una directividad más pequeña que para el campo uniforme.

5.1 Solución corporativa

Al igual que en el sistema seguido para el diseño de la red de la alimentación para campo uniforme, se intentará ajustar al diagrama producido por un campo de lóbulos controlados a nuestra solución corporativa.

Primero realizamos un boceto teórico con divisores simples (al igual que para el campo uniforme, es suficiente con realizar el diseño para un 1:8 ya que la otra mitad se realizará de manera análoga):

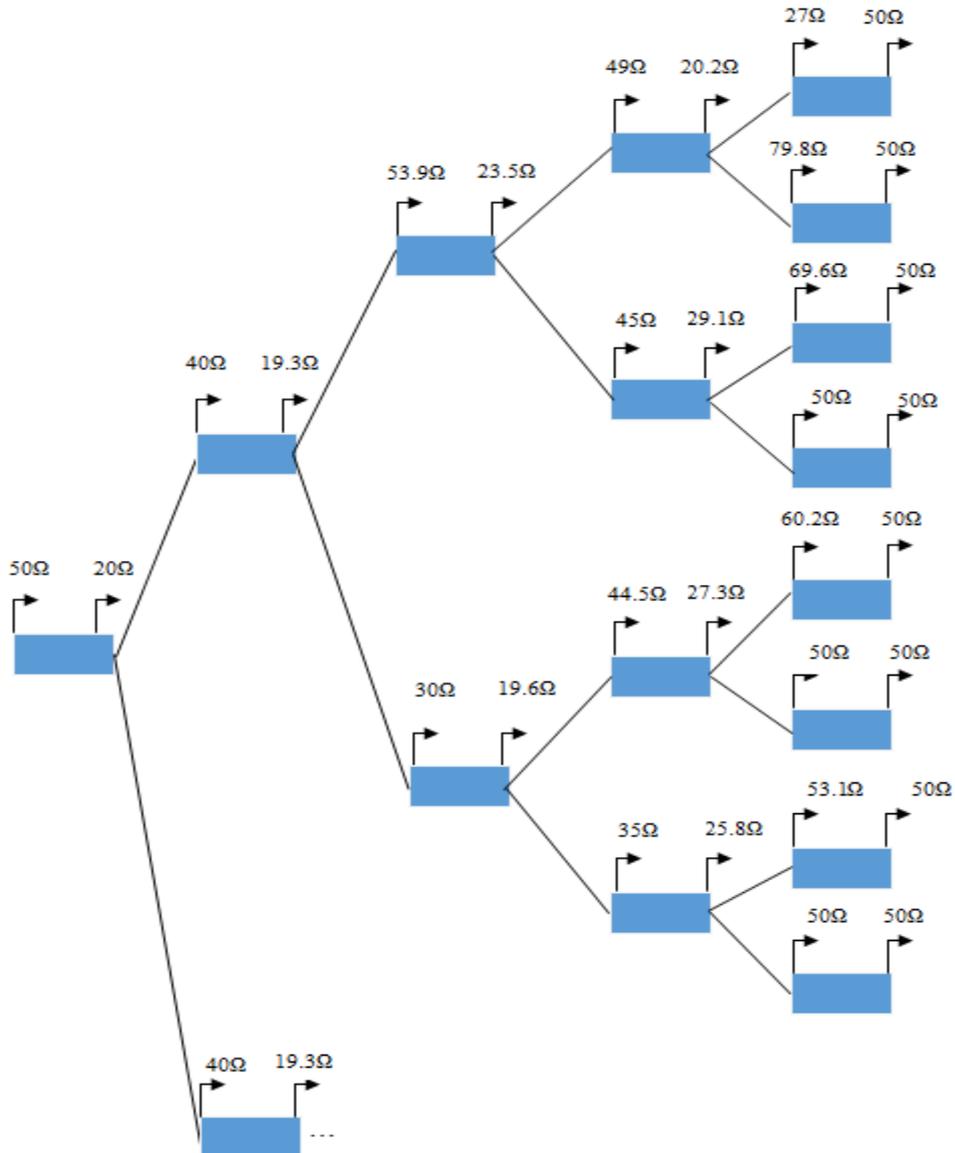


Figura 5-2: Esquema en papel de la solución corporativa para una red de alimentación de un campo de lóbulos controlado

5.1.1 Diseño circuital

El boceto se implementará en microstrip con el programa de modelado circuital para estudiar su viabilidad y realizar las modificaciones pertinentes:

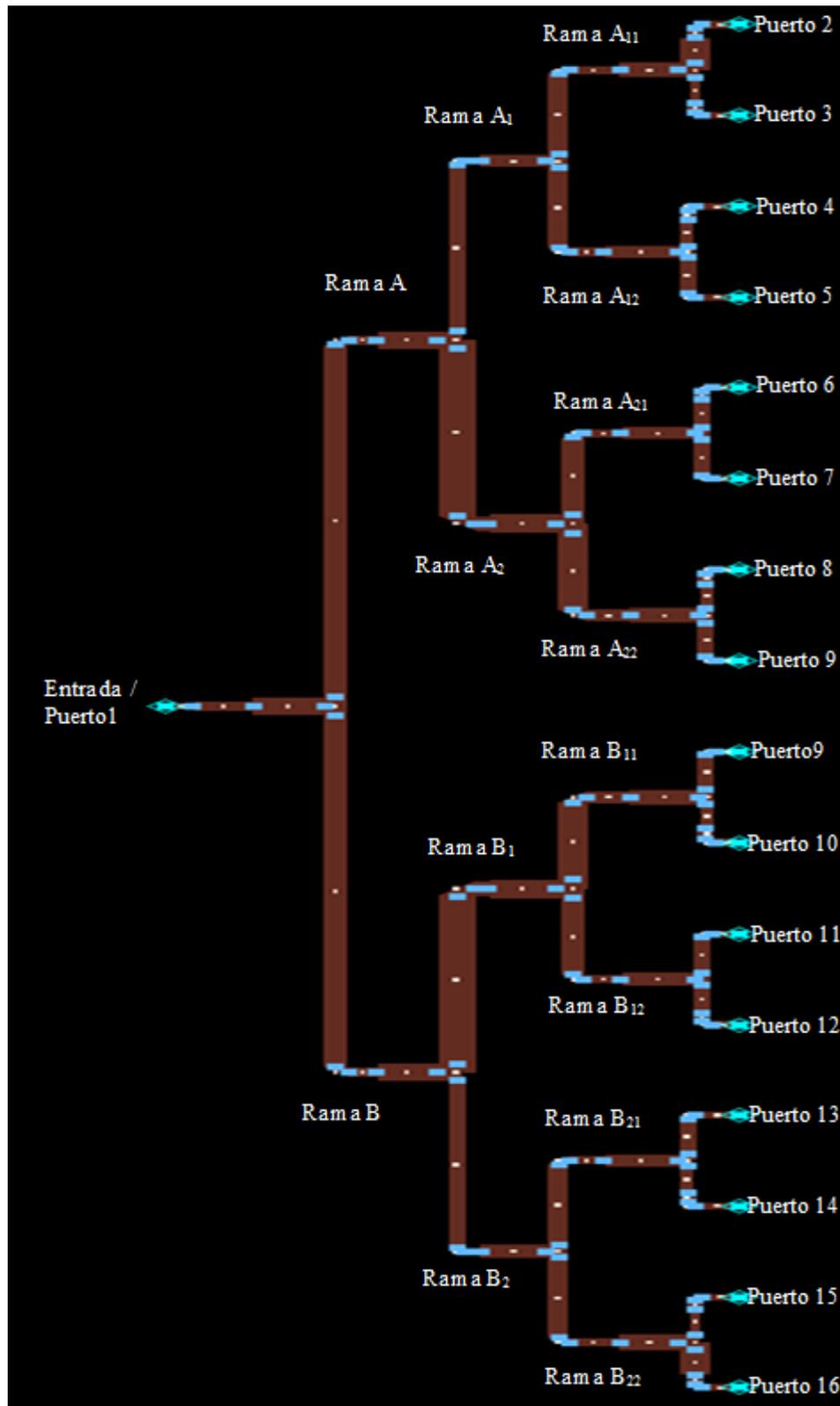


Figura 5-3: Esquema del diseño circuital de la solución corporativa para una red de alimentación de un campo de Lóbulos controlados

A continuación se mostrará el detalle de cada rama:

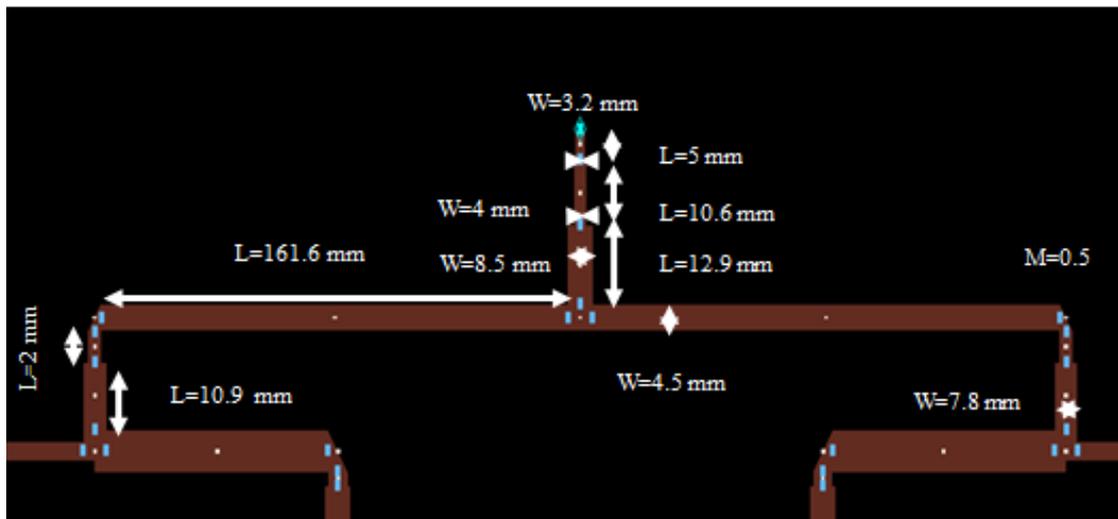


Figura 5-4: Detalle unión Entrada, Rama A y Rama B

	Z(Ω)	Fase ($^\circ$)	W(mm)	L(mm)
Transformador entrada 1	43.4	80.5	4	10.6
Transformador entrada 2	25.3	101.8	8.5	12.9
Pista salida divisor	25.3	101.8	4.5	161.6

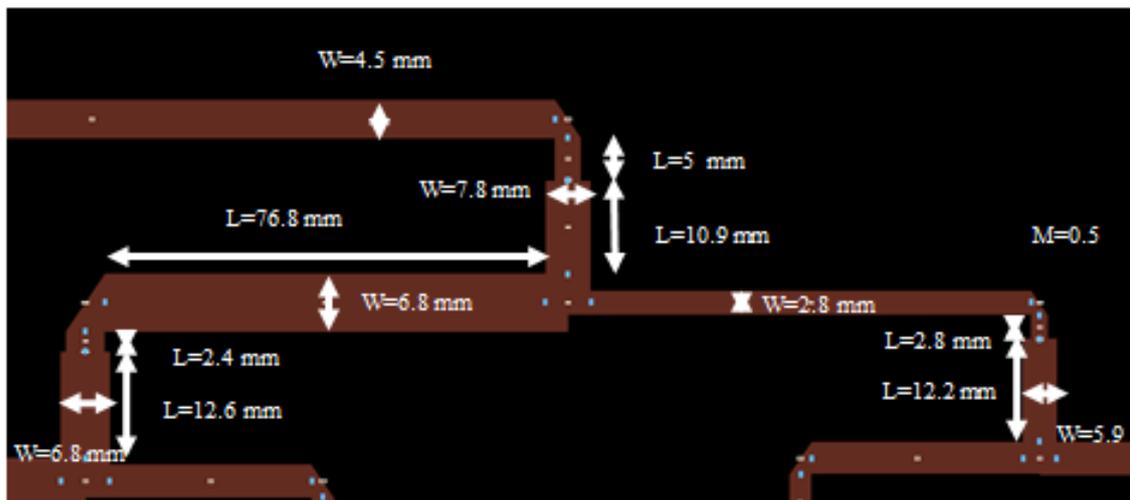


Figura 5-5: Detalle unión Rama A, Rama A₁ y Rama A₂

	Z(Ω)	Fase ($^\circ$)	W(mm)	L(mm)
Transformador entrada	27.1	88.1	7.8	10.9
Pista salida divisor izquierda	29.9	56.8	6.8	76.8
Pista salida divisor derecha	53.7	49.7	2.8	76.8

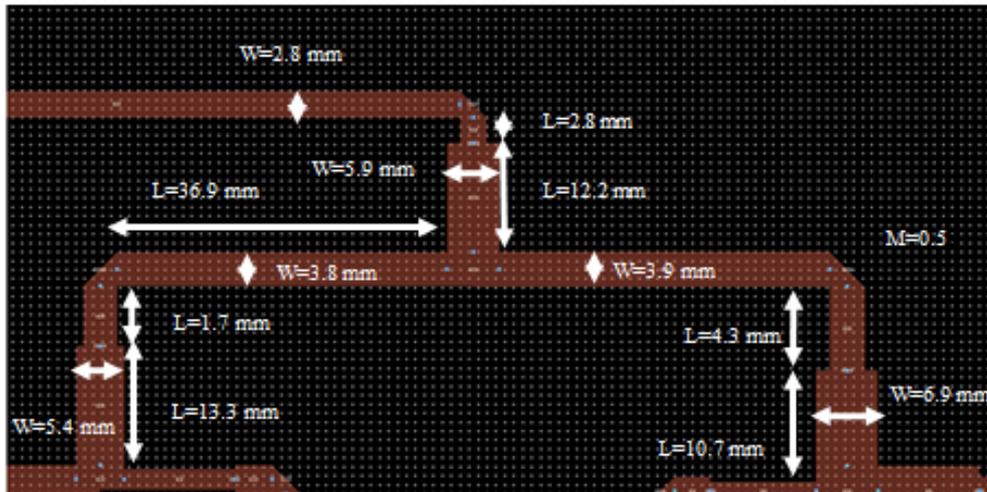


Figura 5-6: Detalle unión Rama A₁, Rama A₁₁ y Rama A₁₂

	Z(Ω)	Fase (°)	W(mm)	L(mm)
Transformador entrada	33.2	97.3	5.9	12.2
Pista salida divisor izquierda	44.6	107.6	3.8	36.9
Pista salida divisor derecha	43.9	107.9	3.9	36.9

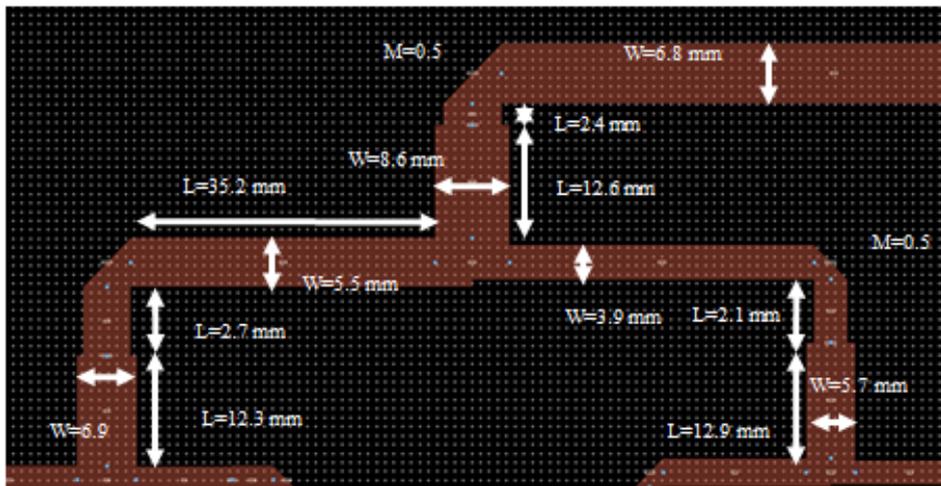


Figura 5-7: Detalle unión Rama A₂, Rama A₂₁ y Rama A₂₂

	Z(Ω)	Fase (°)	W(mm)	L(mm)
Transformador entrada	25.1	102.4	8.6	12.6
Pista salida divisor izquierda	34.9	99.6	5.5	35.2
Pista salida divisor derecha	43.9	94.7	3.9	35.2

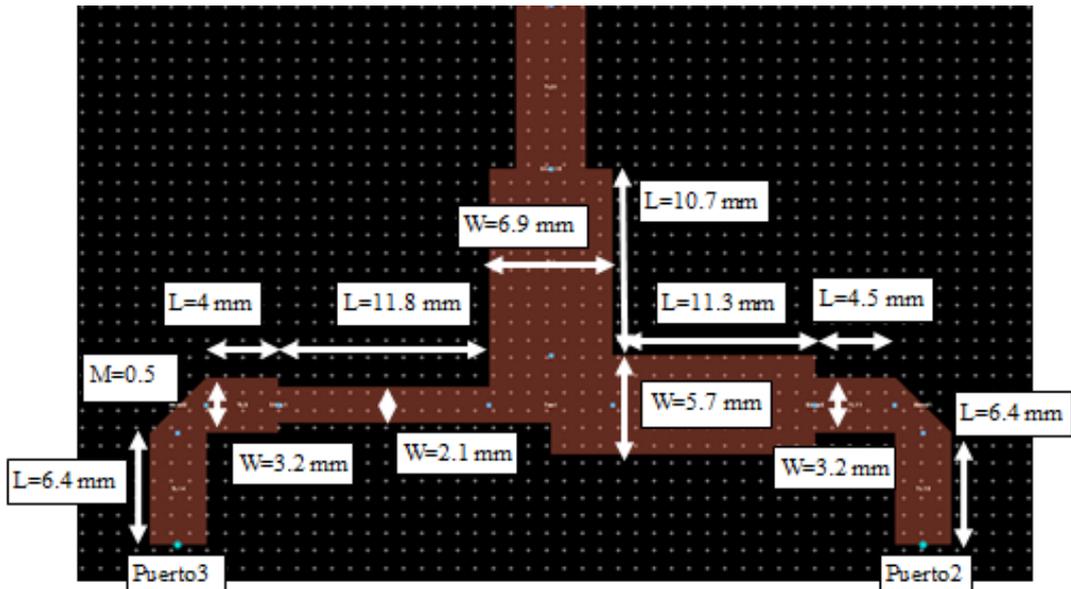


Figura 5-8: Detalle puertos 2 y 3

	Z(Ω)	Fase ($^\circ$)	W(mm)	L(mm)
Transformador entrada	29.6	86	6.9	10.7
Pista salida divisor izquierda	62.9	89.8	2.1	11.8
Pista salida divisor derecha	34	89.9	5.7	11.3

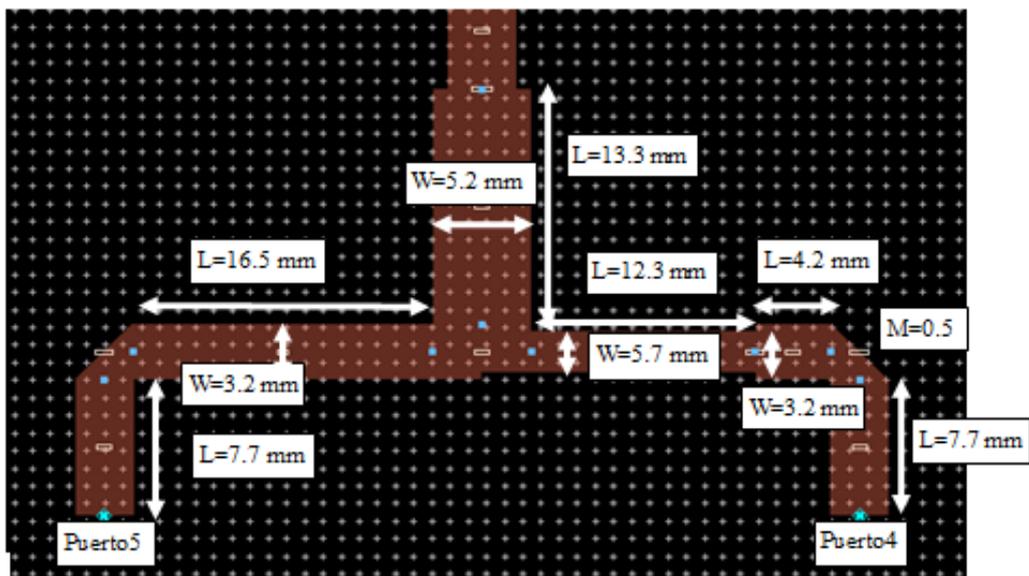


Figura 5-9: Detalle puertos 5 y 4

	Z(Ω)	Fase ($^\circ$)	W(mm)	L(mm)
Transformador entrada	36.2	105.3	5.2	13.3
Pista salida divisor izquierda	49.6	127.5	3.2	16.5
Pista salida divisor derecha	34	97.9	5.7	12.3

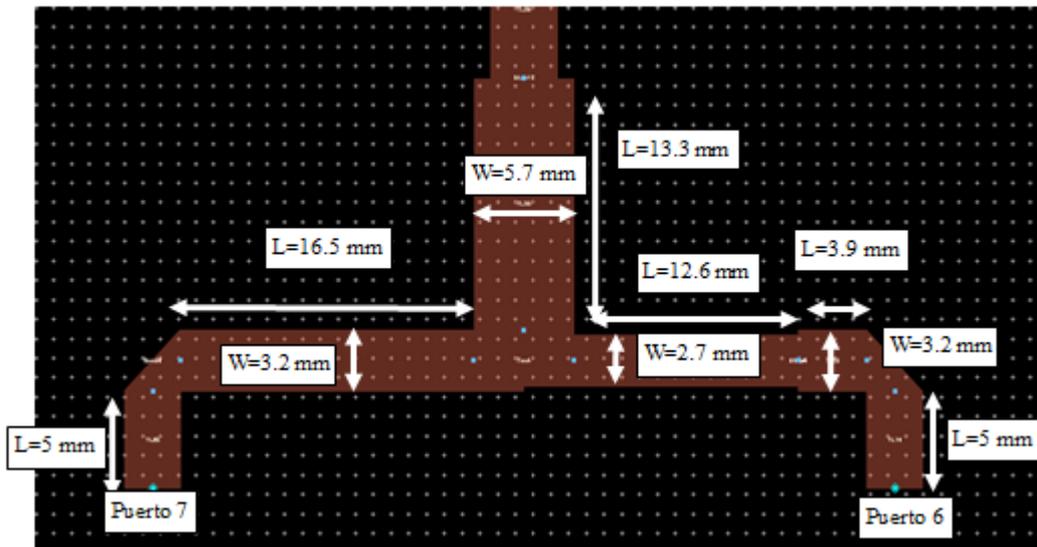


Figura 5-10: Detalle puertos 6 y 7

	Z(Ω)	Fase ($^\circ$)	W(mm)	L(mm)
Transformador entrada	34	105.8	5.7	13.3
Pista salida divisor izquierda	49.6	127.5	3.2	16.5
Pista salida divisor derecha	54.8	96.6	2.7	12.6

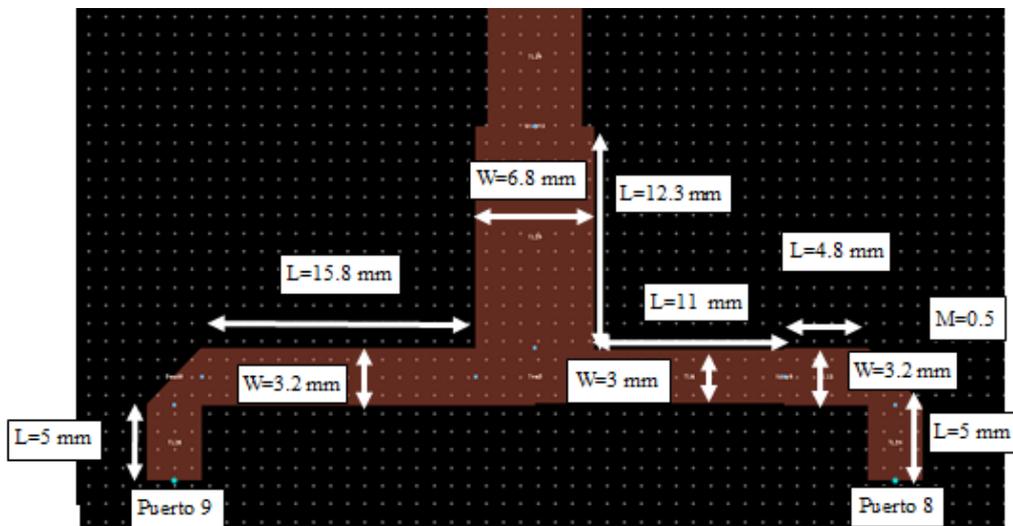


Figura 5-11: Detalle de puertos 9 y 8

	Z(Ω)	Fase ($^\circ$)	W(mm)	L(mm)
Transformador entrada	30	98.8	6.8	12.3
Pista salida divisor izquierda	49.6	122.1	3.2	15.8
Pista salida divisor derecha	51.5	84.7	3	11

Resultados obtenidos del análisis circuital:

- Dimensión total: 625.4 mm x98.7mm
- Reflexión a la entrada

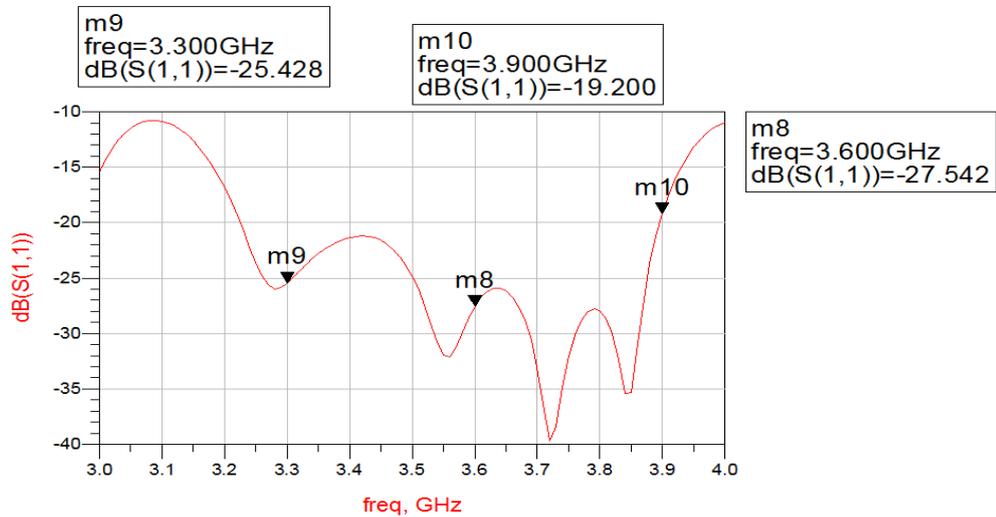


Figura 5-12: Reflexión a la entrada de la solución “corporativa” de una red de alimentación para un campo de lóbulos controlados mediante un modelado circuital

- Transmisión

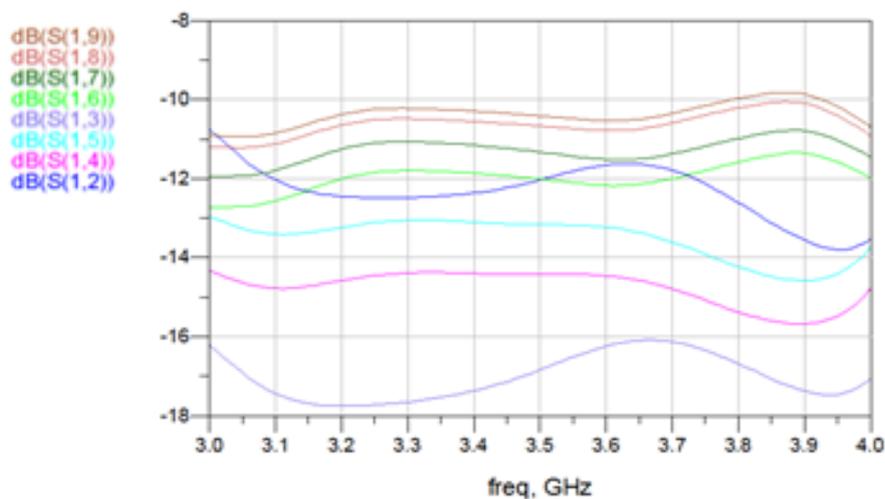


Figura 5-13: Diagrama de transmisión de una red de alimentación para un campo de lóbulos controlados mediante un modelado circuital

- Fase

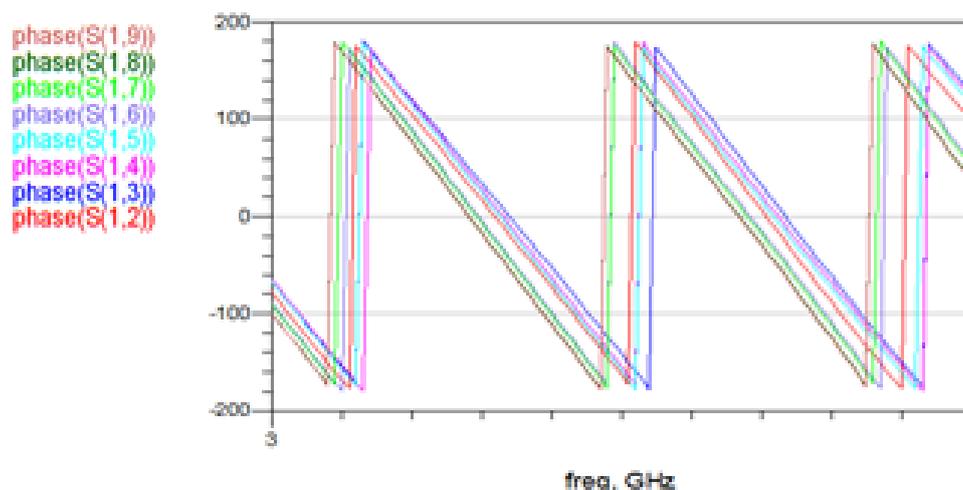


Figura 5-14: Diagrama de fases de la solución “corporativa” de una red de alimentación para un campo de lóbulos controlados mediante un modelado circuital

Este desfase puede ser introducido por los distintos anchos de las pistas como se ha indicado con anterioridad.

- Relación entre parámetro S

	Simulado	Objetivo
S21/S91	0.878 < 40.5°	0.8668
S31/S91	0.518 < 64.1°	0.54043
S41/S91	0.636 < 51.3°	0.6217
S51/S91	0.733 < 46.0°	0.7334
S61/S91	0.827 < 14.6°	0.8327
S71/S91	0.893 < 11.4°	0.9135
S81/S91	0.971 < 1.2°	0.9705
S91/S91	1 < 0.0°	1

Como se observa de los resultados, el diseño del array no se ajusta al campo deseado, ya que a pesar de que el reparto de potencias es el adecuado, se producen unos desfases entre las salidas que serían necesario compensarlos con pista extra, estos desfases son provocados por los variaciones producidas entre las pistas de las distintas ramas, lo cual implica que se pierde uno de las principales ventajas de la solución corporativa.

A continuación se realizara aproximación con el programa de diseño modelado electromagnético, partiendo del diseño realizado en circuital.

5.1.2 Diseño electromagnético

Mediante una modelación electromagnética se realiza una simulación más realista, se introducen las dimensiones del substrato, conductor y condiciones de contorno.

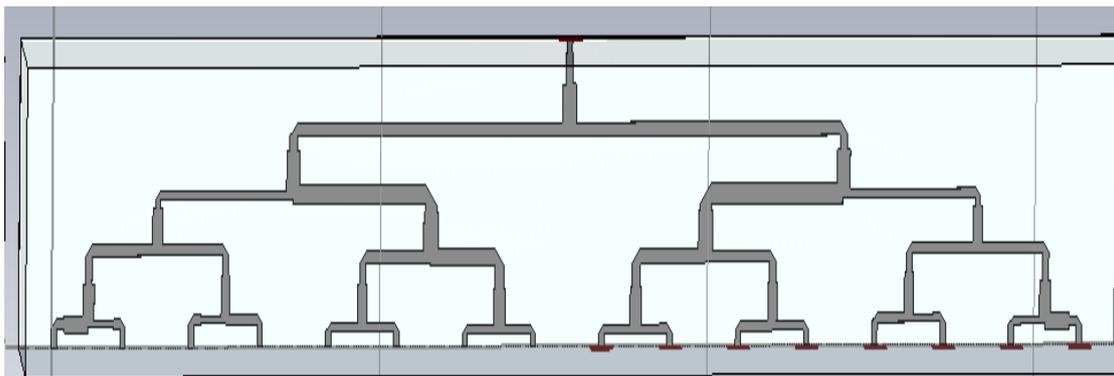


Figura 5-15: Esquema de la solución adoptada en un modelado EM

Al realizar una simulación electromagnética del diseño obtenido mediante el diseño circuital, se obtienen los siguientes resultados:

- Dimensión total: 625.4 mm x98.7mm
- Reflexión a la entrada

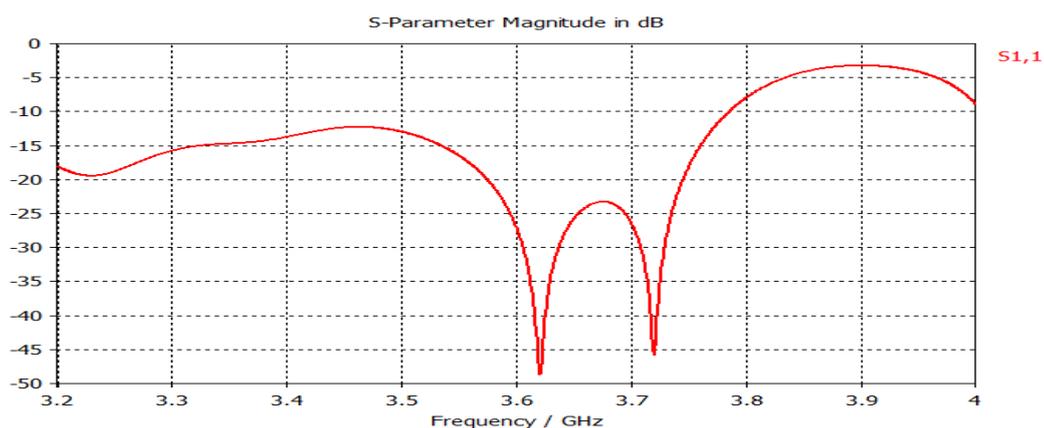


Figura 5-16: Reflexión a la entrada de la solución “corporativa” de una red de alimentación para un campo de lóbulos controlados mediante un modelado EM

- Transmisión

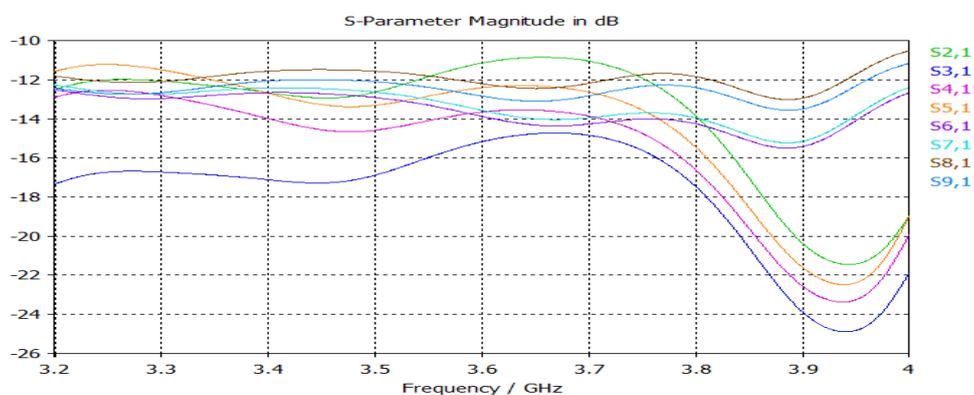


Figura 5-17: Diagrama de transmisión de una red de alimentación para un campo de lóbulos controlados mediante un modelado EM

- Fase

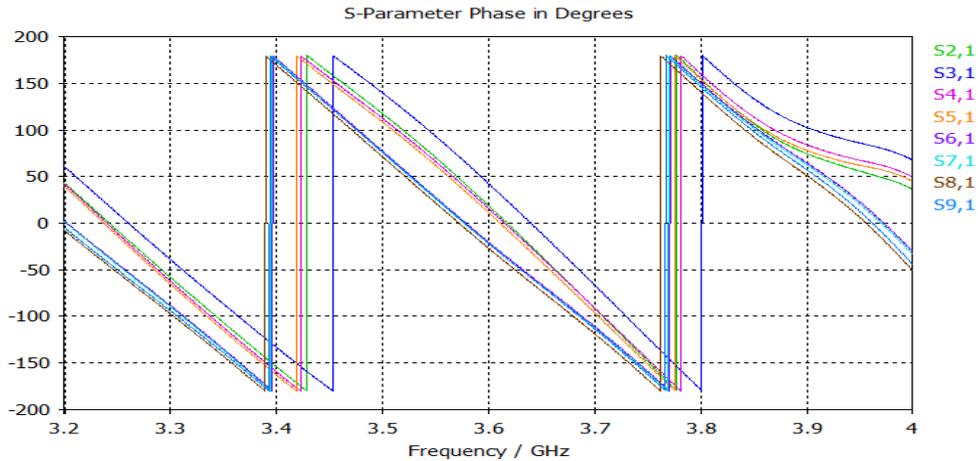


Figura 5-18: Diagrama de fases de la solución “corporativa” de una red de alimentación para un campo de lóbulos controlados mediante un modelado EM

- Relación entre parámetro S

S_{21}/S_{91}	1.22	< 18.78°
S_{31}/S_{91}	0.76	< 42.40°
S_{41}/S_{91}	0.91	< 15.75°
S_{51}/S_{91}	1.05	< 11.23°
S_{61}/S_{91}	0.89	< -20.47°
S_{71}/S_{91}	0.92	< -22.06°
S_{81}/S_{91}	1.08	< -26.98°
S_{91}/S_{91}	1.0	< -21.66°

- Diagrama de radiación

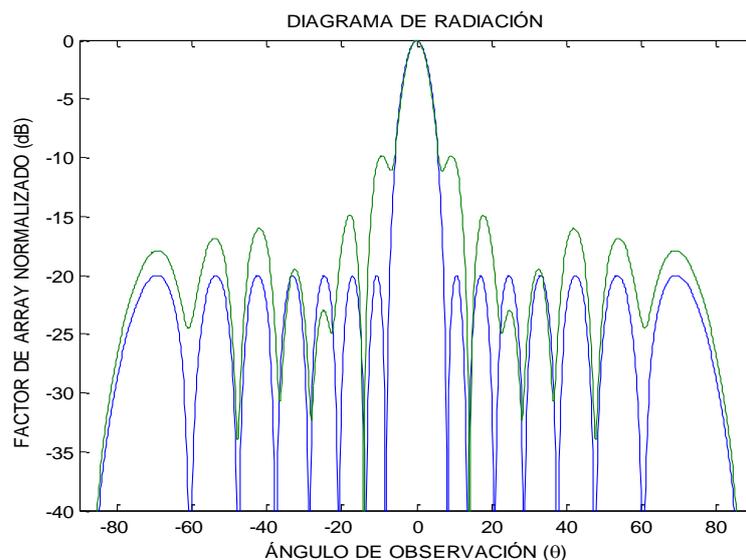


Figura 5-19: Diagrama de radiación para para la solución corporativa de una red de alimentación para un campo de lóbulos controlados obtenido mediante modelado EM

De los resultados se observa que al implementar el diseño obtenido en el análisis circuital en un programa de modelado electromagnético se mantienen los desfases. Adicionalmente empeora la reflexión a la entrada para las frecuencias superiores a 3.7 GHz y el reparto de potencias no es el adecuado para lograr el diagrama de radiación objetivo. Se necesitaría hacer modificaciones en el diseño para mejorar estas deficiencias y lograr ajustarse a los parámetros solicitados.

Estas modificaciones consistirán en ajustar los anchos y largos de los transformadores e introducir unos desfasadores al final de las pistas como se ha hecho en los diseños de la solución peine. Es por ello, que al perder una de las principales ventajas de este diseño, sumado a su mayor tamaño en la construcción, de aquí en adelante se descarta la solución “corporativa” y se buscara implementar los diseños en soluciones “peine” de un menor tamaño y complejidad.

5.2 Solución peine

Una vez se descarta la opción corporativa debido a su mayor tamaño, se opta por implementar un diseño mediante la solución “peine” ya que está dispone de unas dimensiones casi siempre inferiores. Se comenzará realizando un boceto teórico con transformadores $\lambda/4$ y divisores en T:

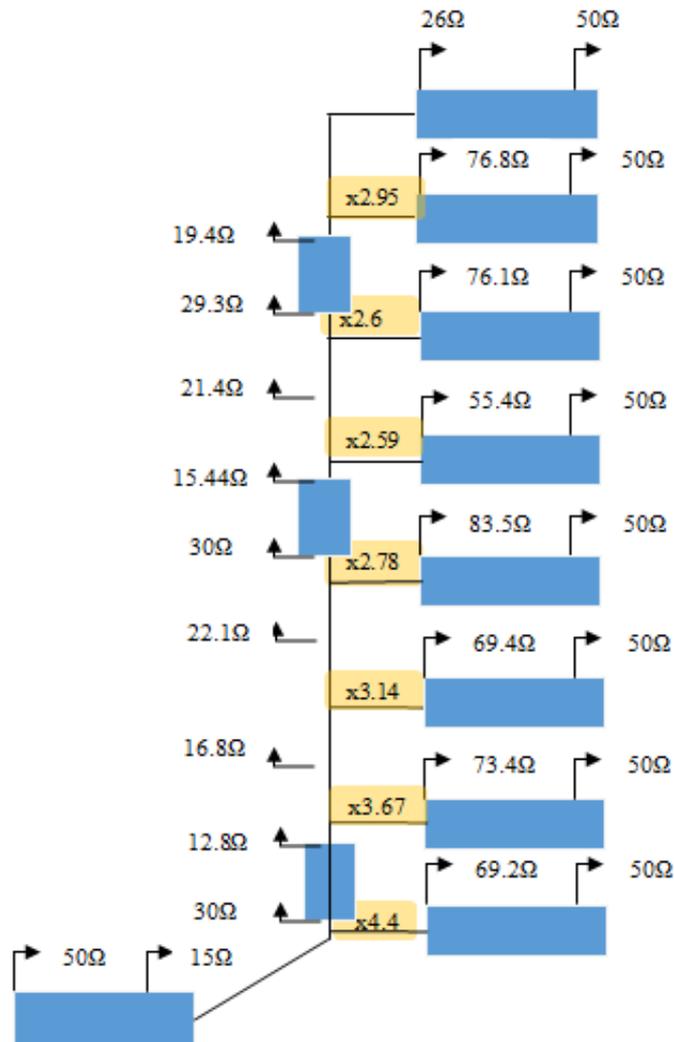


Figura 5-20: Esquema de una red de alimentación para un campo de lóbulos controlados

Se ha escogido un diseño que emplea el menor número de transformadores $\lambda/4$ y menores diferencias entre impedancias, para que se genere menos salto entre impedancias que puedan desadaptar el circuito. Las impedancias escogidas y las diferencias entre salidas del divisor T (marcadas en amarillo), cumplen los criterios para la realización de la red de alimentación para que el diagrama emitido se ajuste a un campo de lóbulos controlados. Habrá que tener en cuenta como mayor punto crítico, la diferencia entre ramas que salen del divisor de salida del puerto 9 es 6.4 dB, lo que puede provocar algún problema de realizabilidad.

5.2.1 Diseño circuital

A continuación se realizará una primera aproximación mediante modelado circuital, con las fases ya ajustadas.

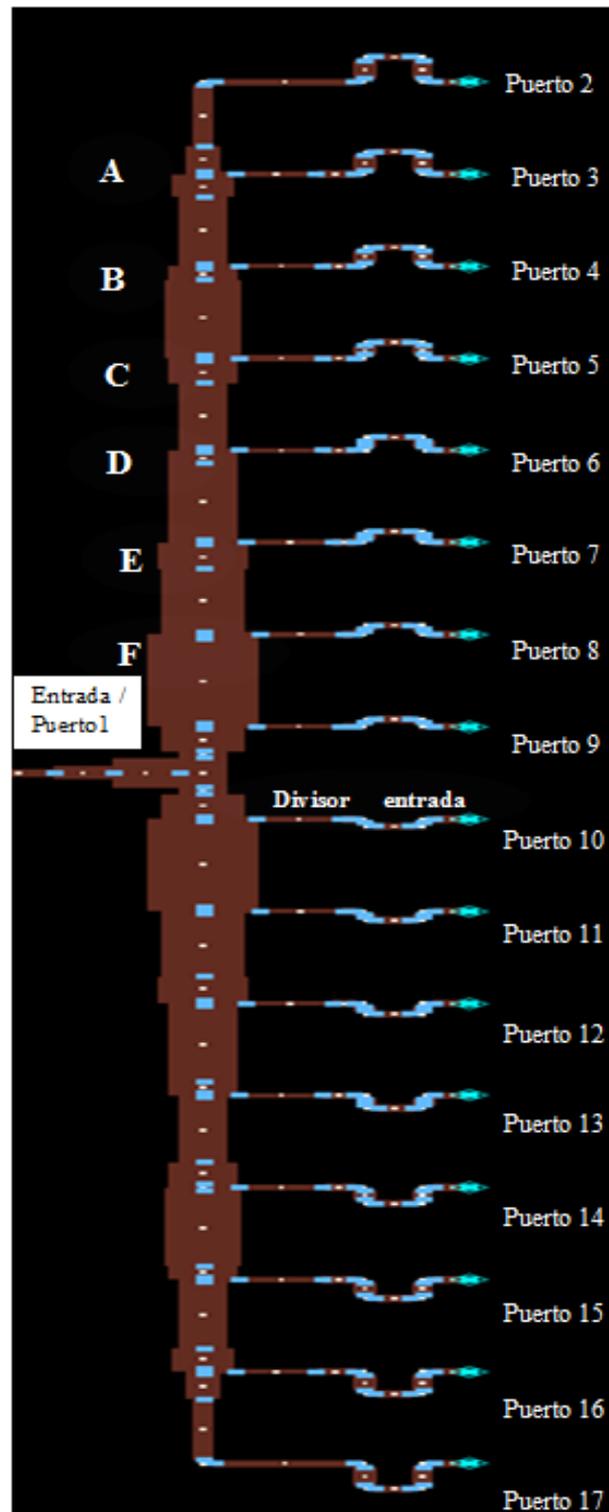


Figura 5-21: Esquema en microstrip de una red de alimentación para un campo de lóbulos controlados mediante un divisor 1:16

El detalle de la red de alimentación será el siguiente:

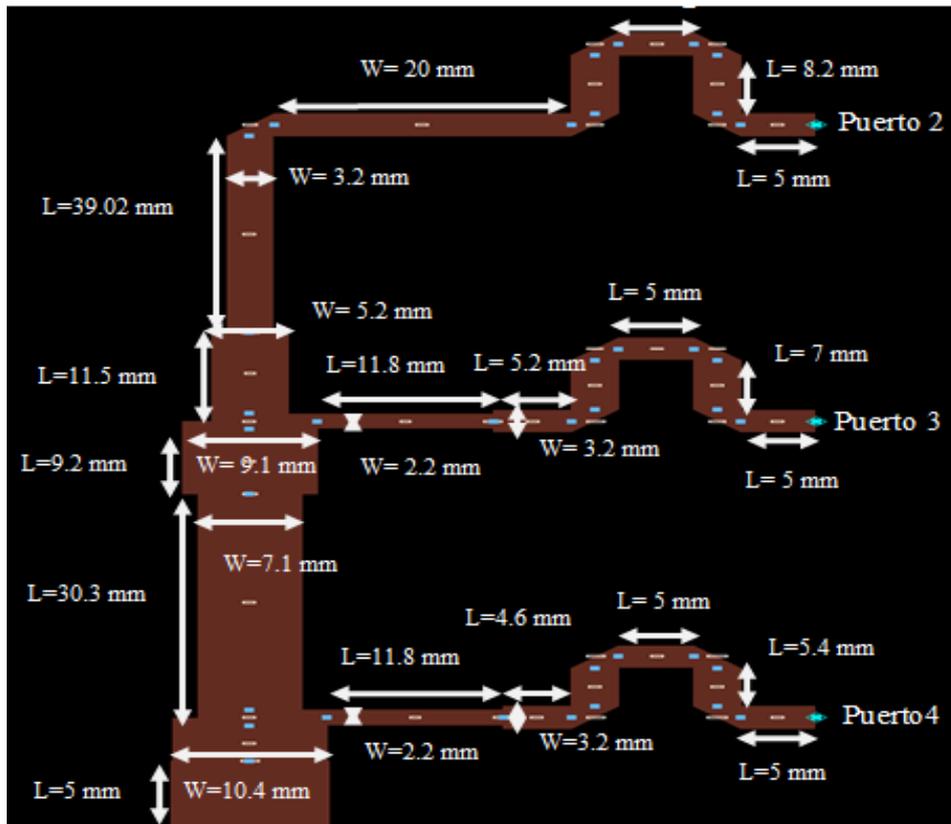


Figura 5-22: Detalle rama de salida Puerto 2,3 y 4

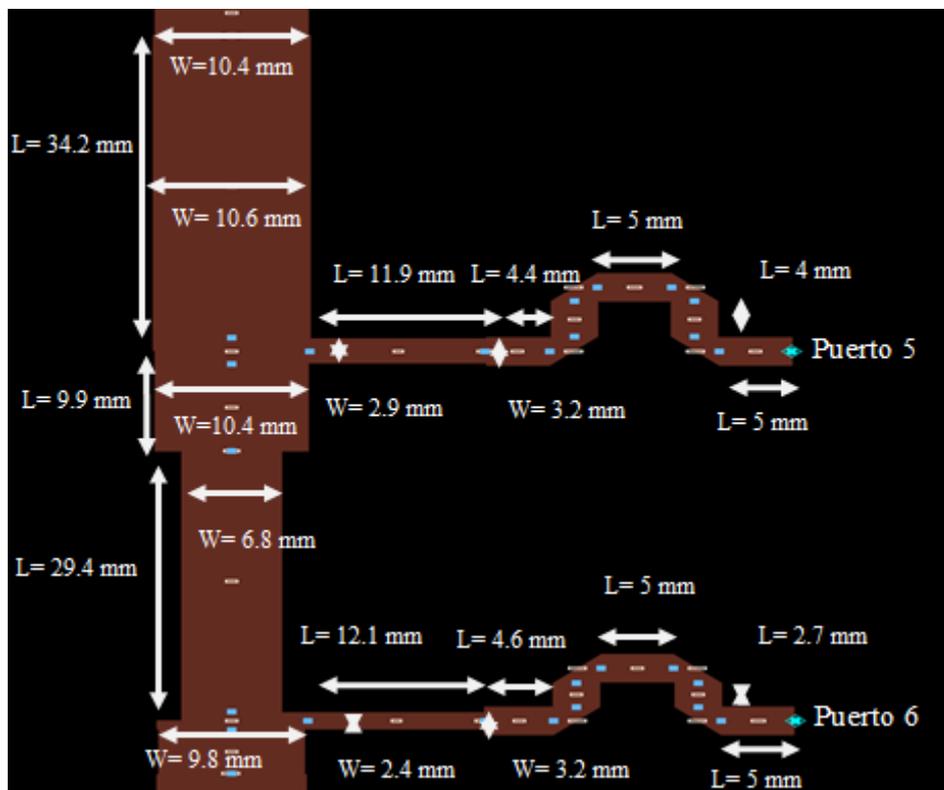


Figura 5-23: Detalle rama de salida Puerto 5 y 6

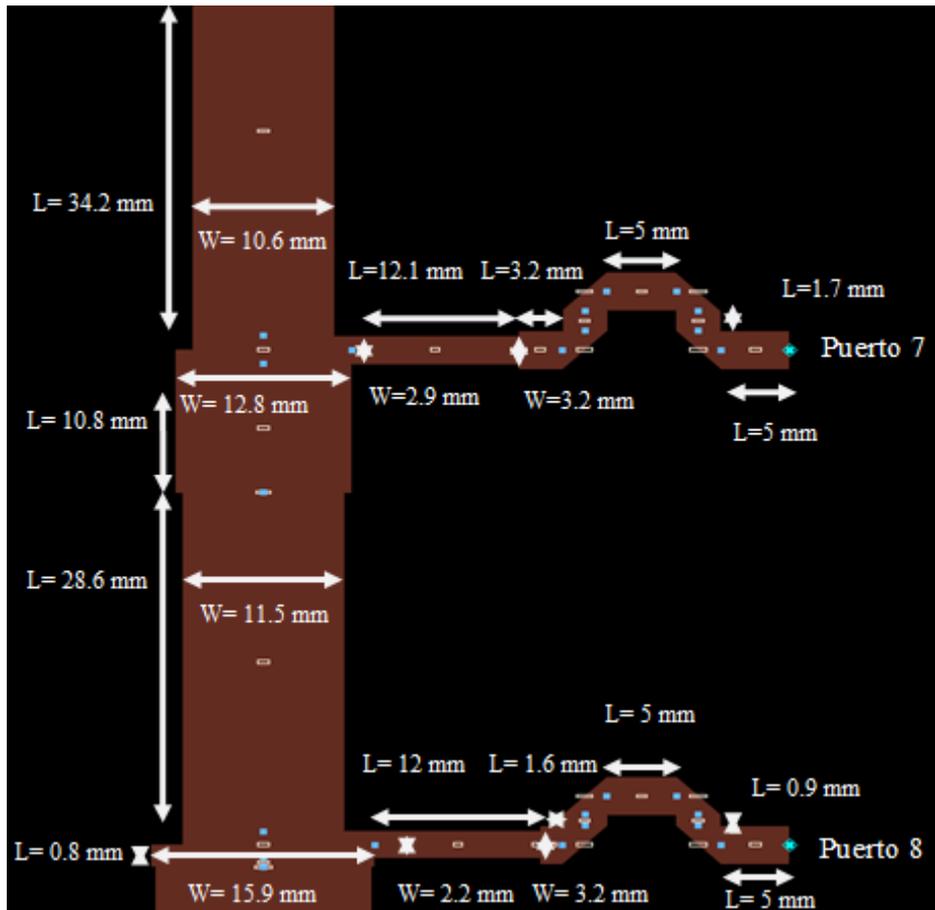


Figura 5-24: Detalle rama de salida Puerto 7 y 8



Figura 5-25: Detalle de divisor de entrada y rama de salida Puerto 9

Los resultados obtenidos serán los siguientes:

- Dimensión total: 645.5 mm x 69.3mm
- Reflexión a la entrada

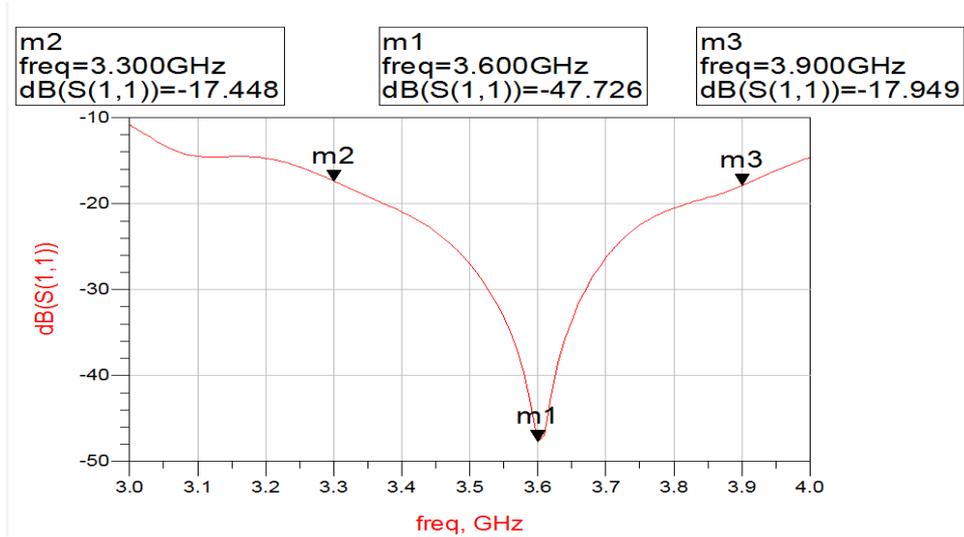


Figura 5-26: Reflexión a la entrada de la solución “peine” de una red de alimentación para un campo de lóbulos controlados mediante un modelado circuital

- Transmisión

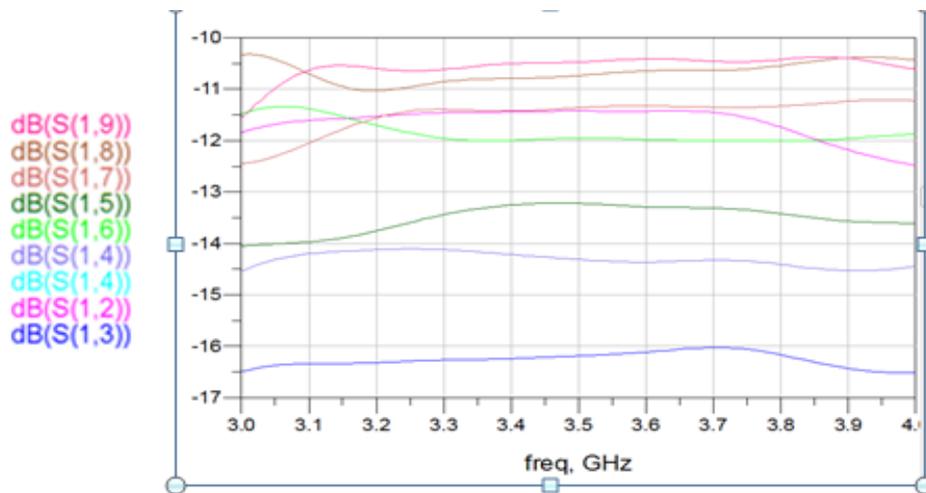


Figura 5-27: Diagrama de transmisión de la solución “peine” de una red de alimentación para un campo de lóbulos controlados mediante un modelado circuital

- Fase

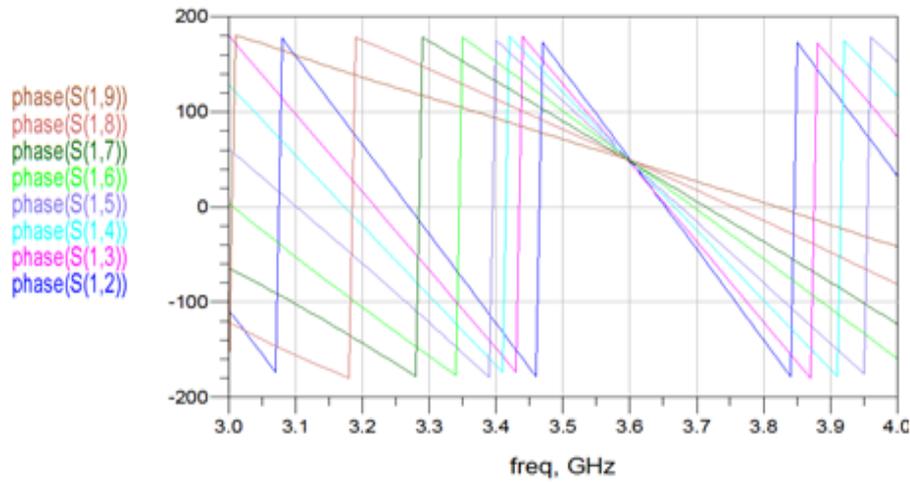


Figura 5-28: Diagrama de fases de la solución “peine” de una red de alimentación para un campo de lóbulos controlados mediante un modelado circuital

- Relación entre parámetros S

S21/S91	0.89	<	1.3°
S31/S91	0.52	<	- 2.3°
S41/S91	0.64	<	- 0.5°
S51/S91	0.72	<	- 1.2°
S61/S91	0.84	<	0.0°
S71/S91	0.90	<	- 0.6°
S81/S91	0.97	<	0.6°
S91/S91	1	<	0.0°

- Diagrama

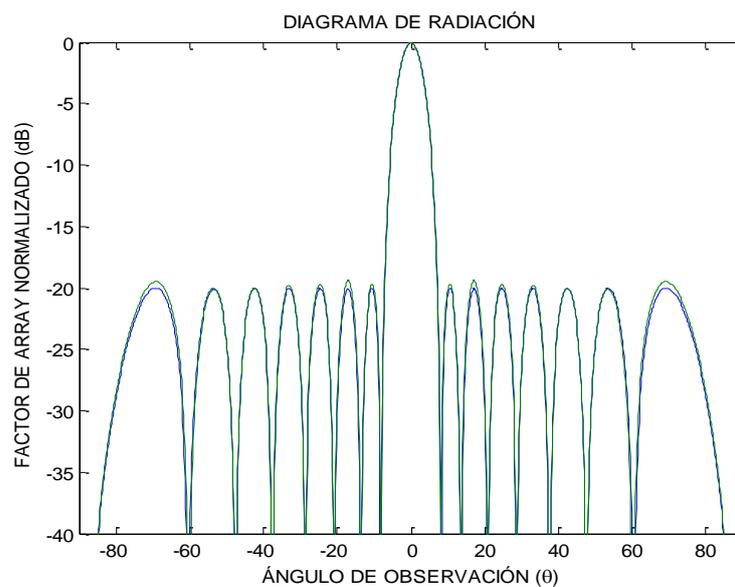


Figura 5-29: Diagrama de radiación del Lóbulos controlados simulado circuital frente al diagrama de radiación de Lóbulos controlados objetivo

De los resultados obtenidos se observa que el diagrama de radiación de la red se ajusta al campo deseado, y dispone de una reflexión a la entrada para toda la banda de trabajo menor a los -17 dB, llegando -47 dB a la frecuencia de reflexión 3.6 GHz. El desfase entre salidas a la frecuencia deseada es nulo.

5.2.2 Diseño electromagnético

A continuación se realizara aproximación más adecuada a la realidad con el programa de modelado electromagnético, partiendo del diseño realizado en circuital.

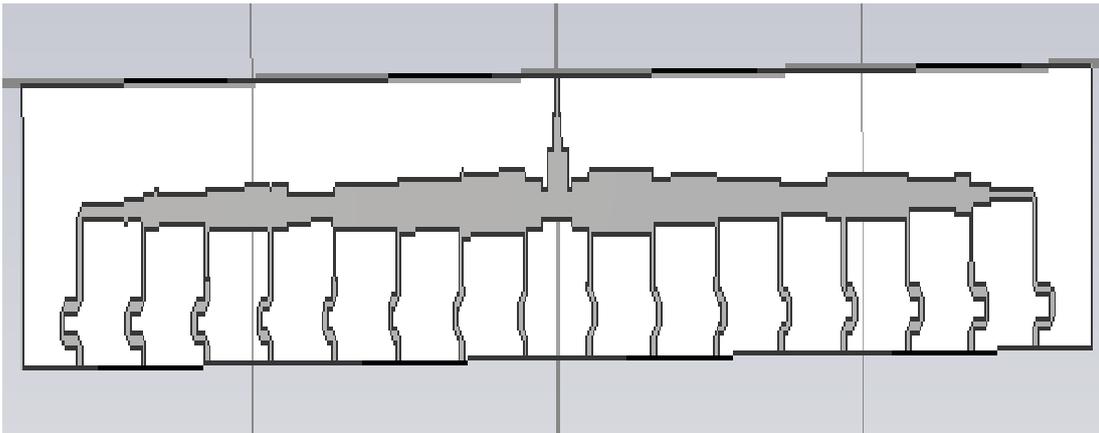


Figura 5-30: Esquema del modelado EM de una red de alimentación para un campo de Lóbulos controlados

Los resultados obtenidos al probar el diseño en un programa de simulación electromagnético los resultados son los siguientes:

- Dimensión total: 645.5 mm x 69.3mm
- Reflexión a la entrada

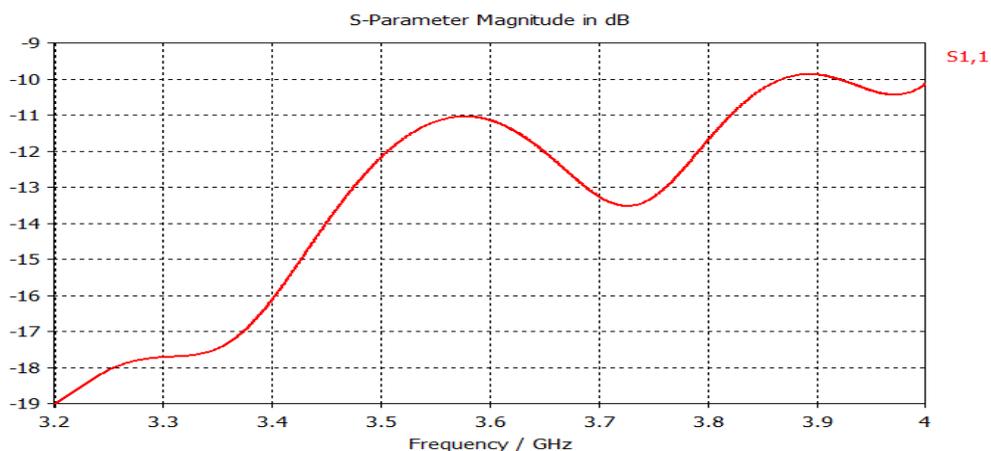


Figura 5-31: Reflexión a la entrada de la solución “peine” de una red de alimentación para un campo de lóbulos controlados mediante un modelado EM

- Transmisión

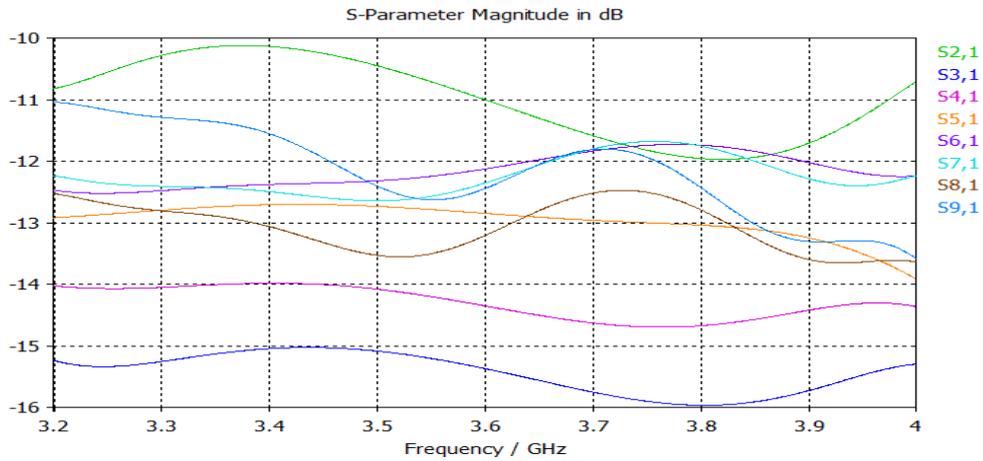


Figura 5-32: Diagrama de transmisión de la solución “peine” de una red de alimentación para un campo de lóbulos controlados mediante un modelado EM

- Fase

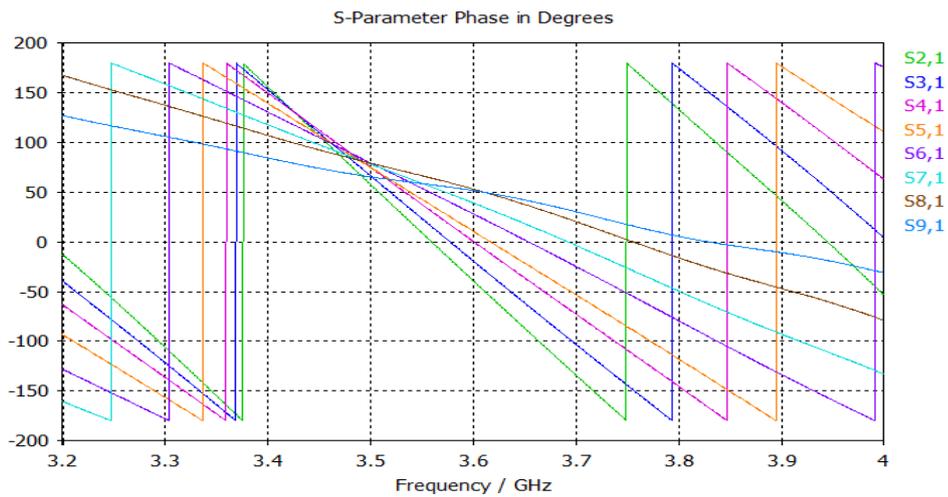


Figura 5-33: Diagrama de fases de la solución “peine” de una red de alimentación para un campo de lóbulos controlados mediante un modelado EM

- Relación entre parámetro S

S_{21}/S_{91}	1.18	$< -39.3^\circ$
S_{31}/S_{91}	0.71	$< -19.4^\circ$
S_{41}/S_{91}	0.80	$< 0.5^\circ$
S_{51}/S_{91}	0.95	$< 10.6^\circ$
S_{61}/S_{91}	1.04	$< 28.1^\circ$
S_{71}/S_{91}	1.01	$< 39.1^\circ$
S_{81}/S_{91}	0.92	$< 53.1^\circ$
S_{91}/S_{91}	1	$< 51.7^\circ$

- Diagrama

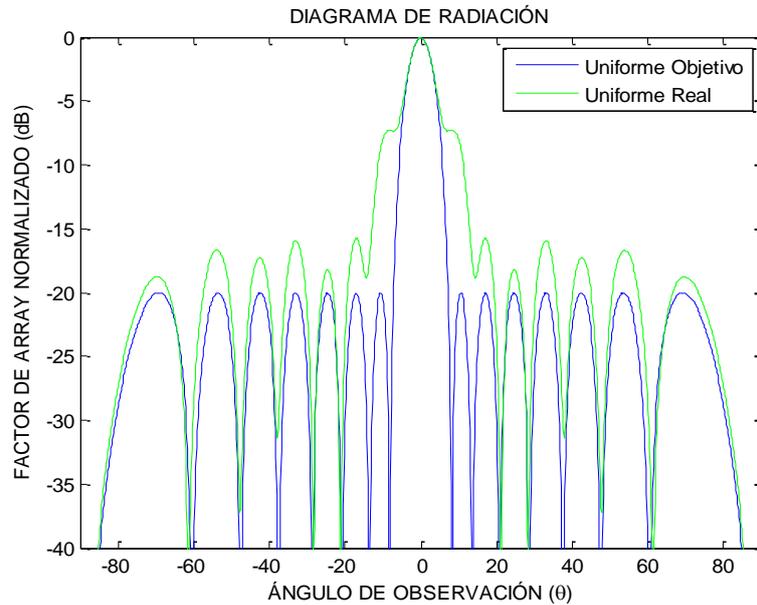


Figura 5-34: Diagrama de radiación del diseño simulado EM de Lóbulos controlados frente al diagrama de radiación de Lóbulos controlados objetivo

Al reproducir el diseño con un modelado electromagnético se observa que la frecuencia de resonancia se ha desplazado hacia frecuencias inferiores, provocando un desplazamiento en la fase a su vez. También se observa como el reparto de potencias se ha mantenido generando un diagrama de radiación acorde al buscado. Mediante una serie de modificaciones en los anchos de las pistas y variando los desfases se ha logrado ajustar la fase y la reflexión a la entrada. El diseño final dispone de las siguientes medidas:

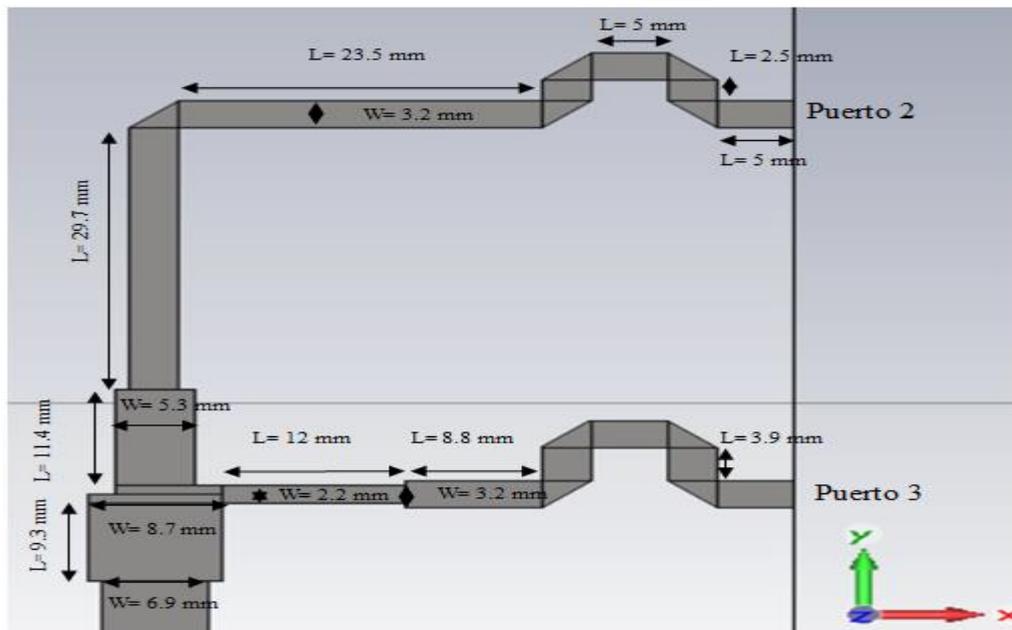


Figura 5-35: Detalle rama de salida Puerto 2 y 3

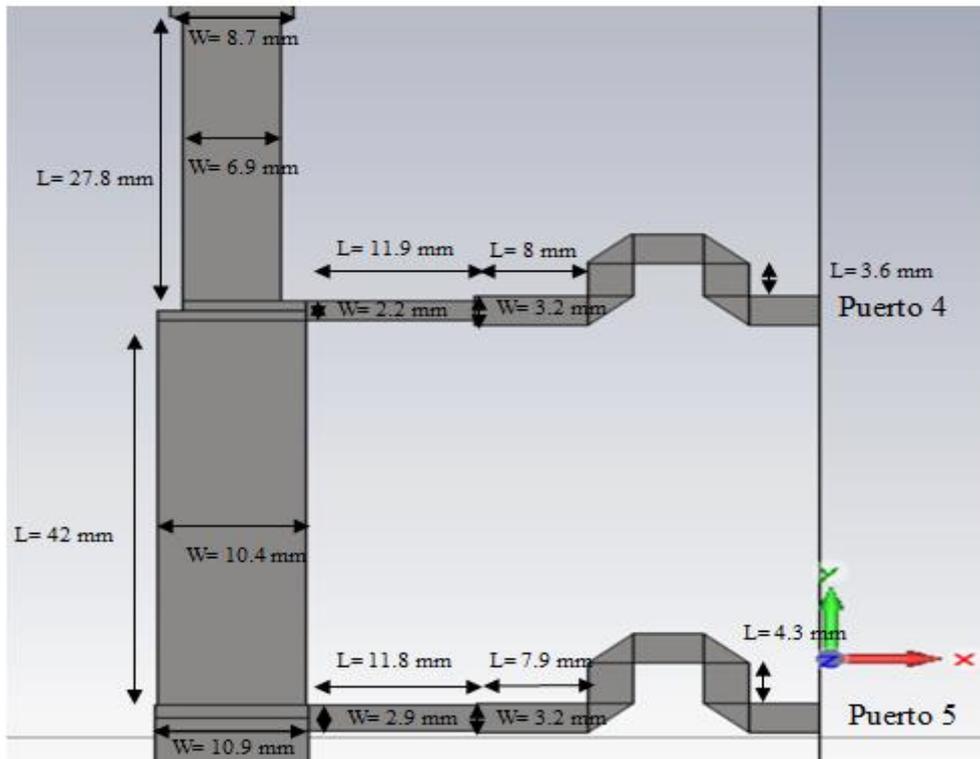


Figura 5-36: Detalle rama de salida Puerto 4 y 5

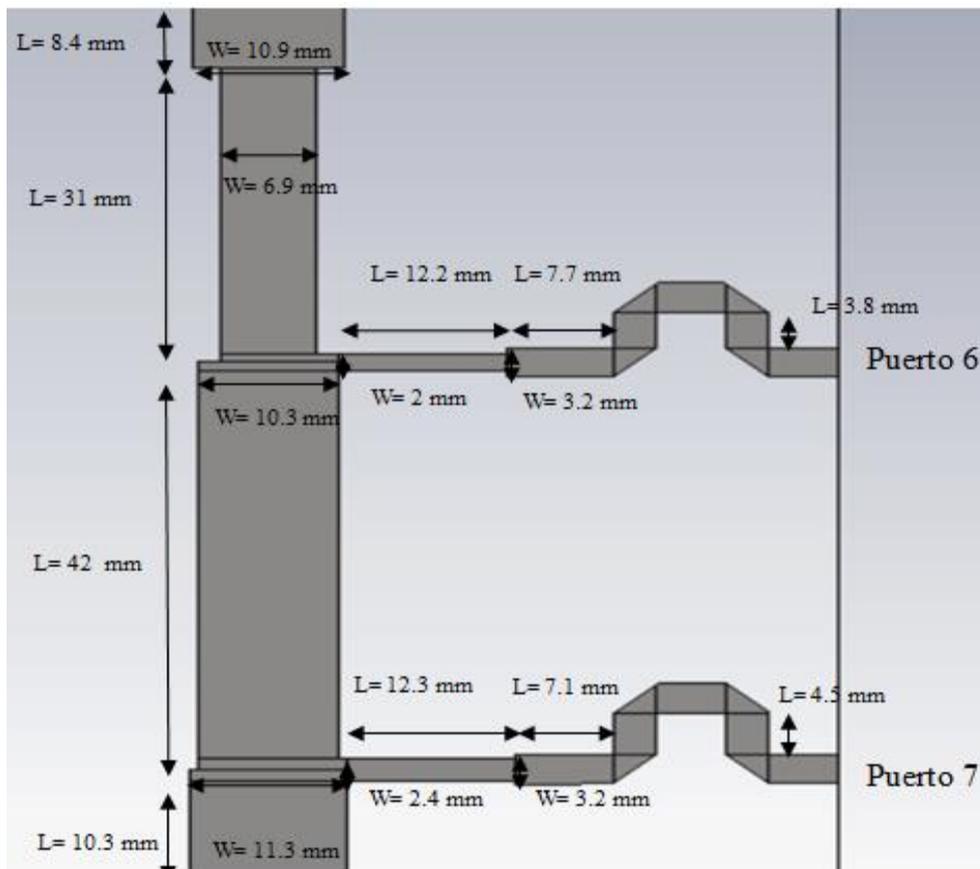


Figura 5-37: Detalle rama salida Puerto 6 y 7

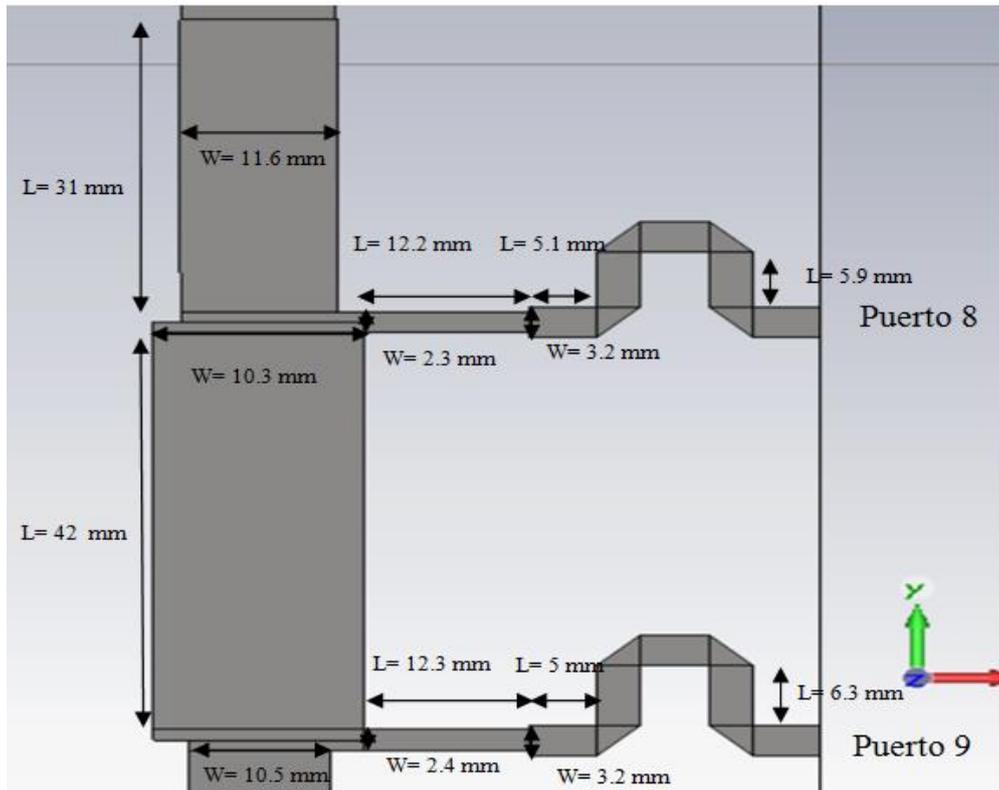


Figura 5-38: Detalle rama de salida Puerto 8 y 9

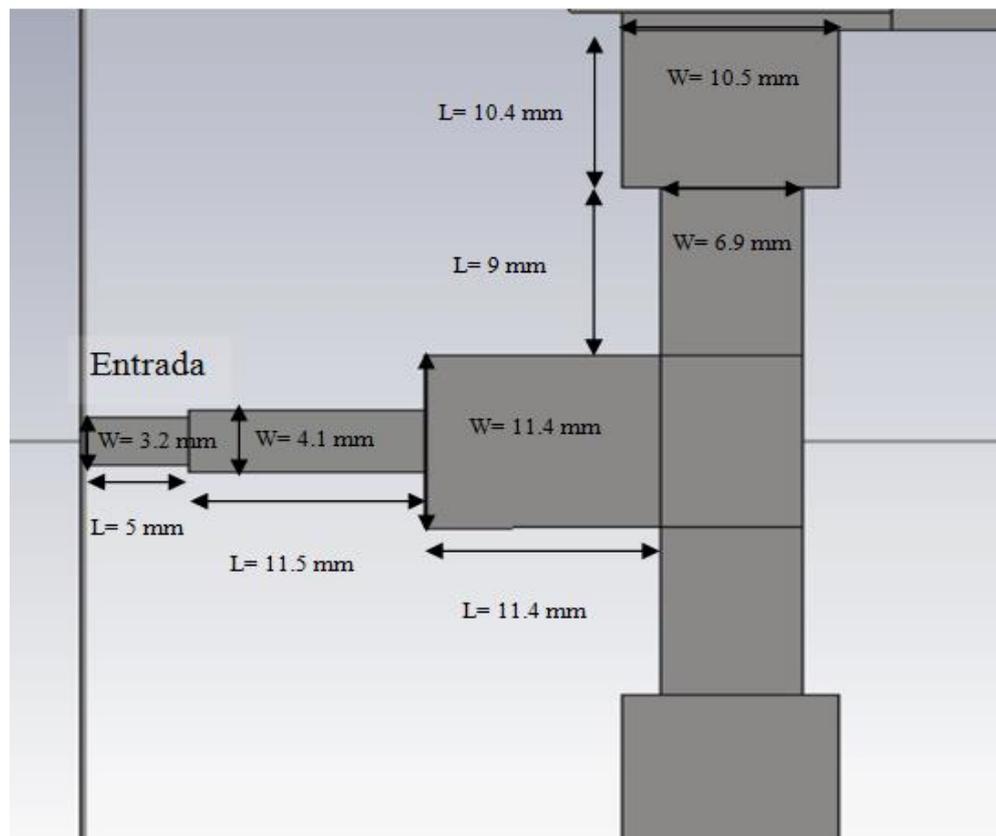


Figura 5-39: Detalle divisor de entrada

Los resultados obtenidos en este nuevo diseño serán los siguientes:

- Dimensión total: 657.3 mm x 72.8 mm
- Reflexión a la entrada

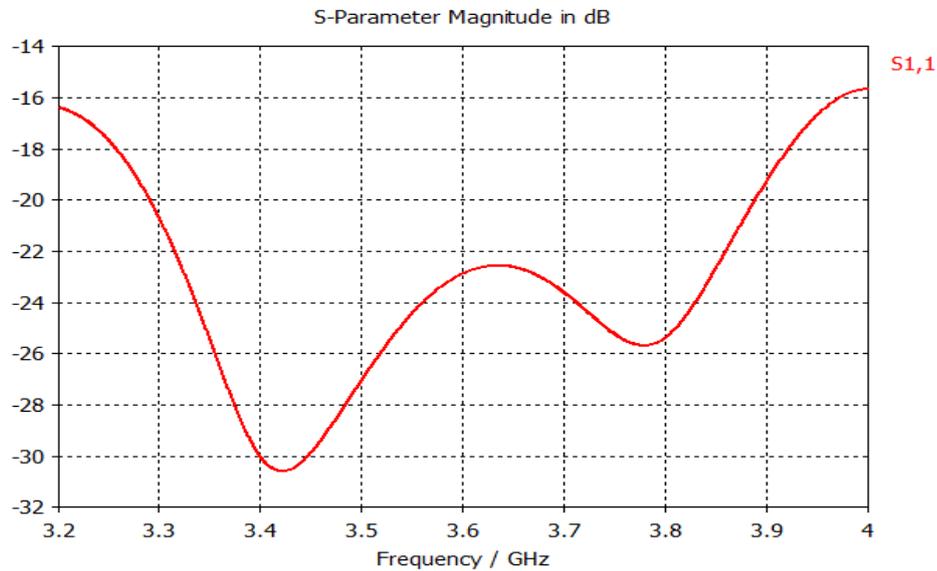


Figura 5-40: Reflexión a la entrada de la solución “peine” de una red de alimentación para un campo de lóbulos controlados mediante un modelado EM

- Transmisión

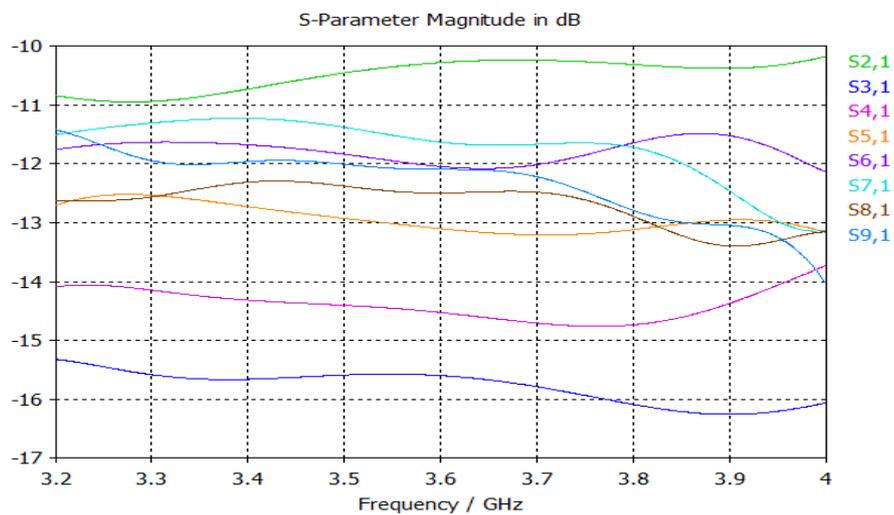


Figura 5-41: Diagrama de transmisión de la solución “peine” de una red de alimentación para un campo de lóbulos controlados mediante un modelado EM

- Fase

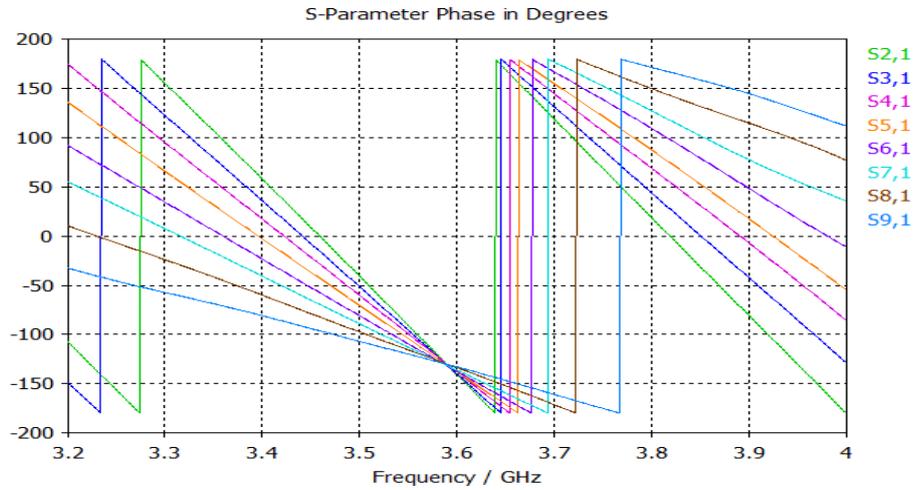


Figura 5-42: Diagrama de fases de la solución “peine” de una red de alimentación para un campo de lóbulos controlados mediante un modelado EM

- Relación entre parámetros S

S_{21}/S_{91}	1.23	<	-140.4°
S_{31}/S_{91}	0.67	<	-139.6°
S_{41}/S_{91}	0.76	<	-137.9°
S_{51}/S_{91}	0.89	<	-137.6°
S_{61}/S_{91}	1	<	-137.4°
S_{71}/S_{91}	1.06	<	-136.1°
S_{81}/S_{91}	0.96	<	-133.5°
S_{91}/S_{91}	1	<	-132.9°

- Diagrama

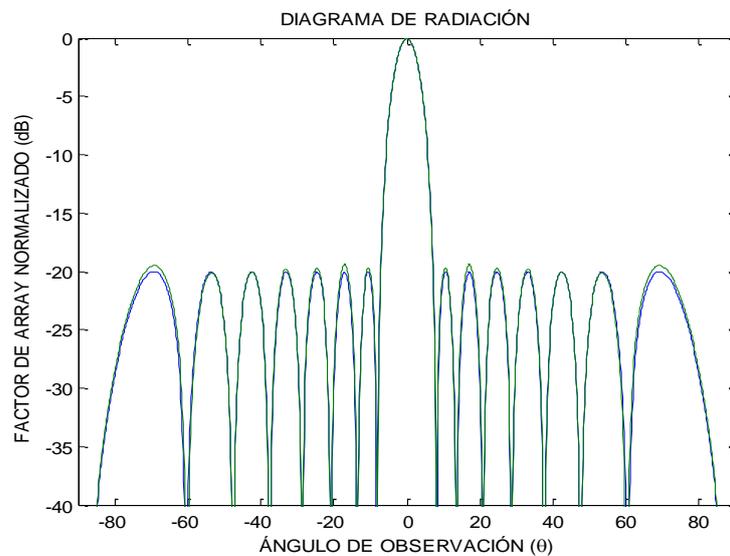


Figura 5-43: Diagrama de radiación del Lóbulos controlados simulado EM frente al diagrama de radiación de Lóbulos controlados objetivo

Este diseño cumple las especificaciones deseadas, es decir, se ajusta al diagrama de campo de un diseño de lóbulos controlados, tiene una reflexión a la entrada inferior a -22 dB, a 3.6 GHz, e inferior a -20 dB en casi toda la banda de trabajo. Las fases están ligeramente desplazadas hacia 3.59 GHz.

6 Red de alimentación para un diagrama de campo Flattop

A continuación se implementaran una serie de diseños para dar solución a los campos conformados que se proponen. Los campos buscados consistirán en tres diagramas Flattop con distinto ancho de banda y atenuación en los lóbulos secundarios. Los coeficientes vendrán del método de diseño descrito en el punto 2.5.4 de Woodward-Lawson al que se le ha ido aplicando una apertura de haz distinta en cada diseño:

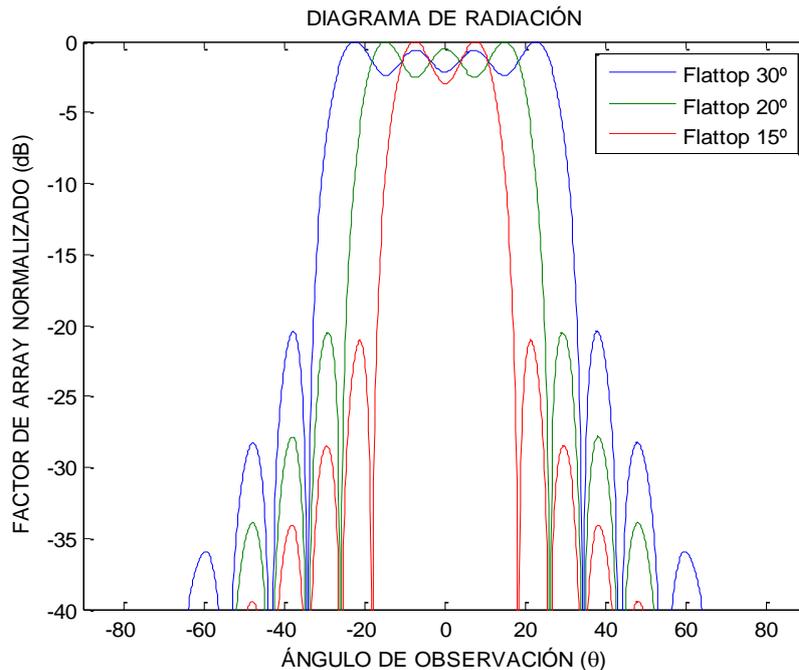


Figura 6-1: Diagrama de radiación Flattop objetivo

Los diseños Flattop se caracterizan por disponer de un lóbulo principal con un gran ancho de banda y un SLL con una gran atenuación (≈ -20 dB).

6.1 Solución “peine” para un diagrama de campo Flattop de 30°

En este apartado se buscará la solución para un campo Flattop con un ángulo de observación de 30°. Dicho patrón responde a los siguientes coeficientes:

$c_1 = -0.0985$; $c_2 = -0.1024$; $c_3 = 0.1111$; $c_4 = 0.1268$; $c_5 = -0.1545$; $c_6 = -0.2079$; $c_7 = 0.3377$; $c_8 = 1$; $c_9 = 1$; $c_{10} = 0.3377$; $c_{11} = -0.2079$; $c_{12} = -0.1545$; $c_{13} = 0.1268$; $c_{14} = 0.1111$; $c_{15} = -0.1024$; $c_{16} = -0.0985$

Primero buscaremos un boceto de las impedancias buscadas de una manera realizable con líneas ideales:

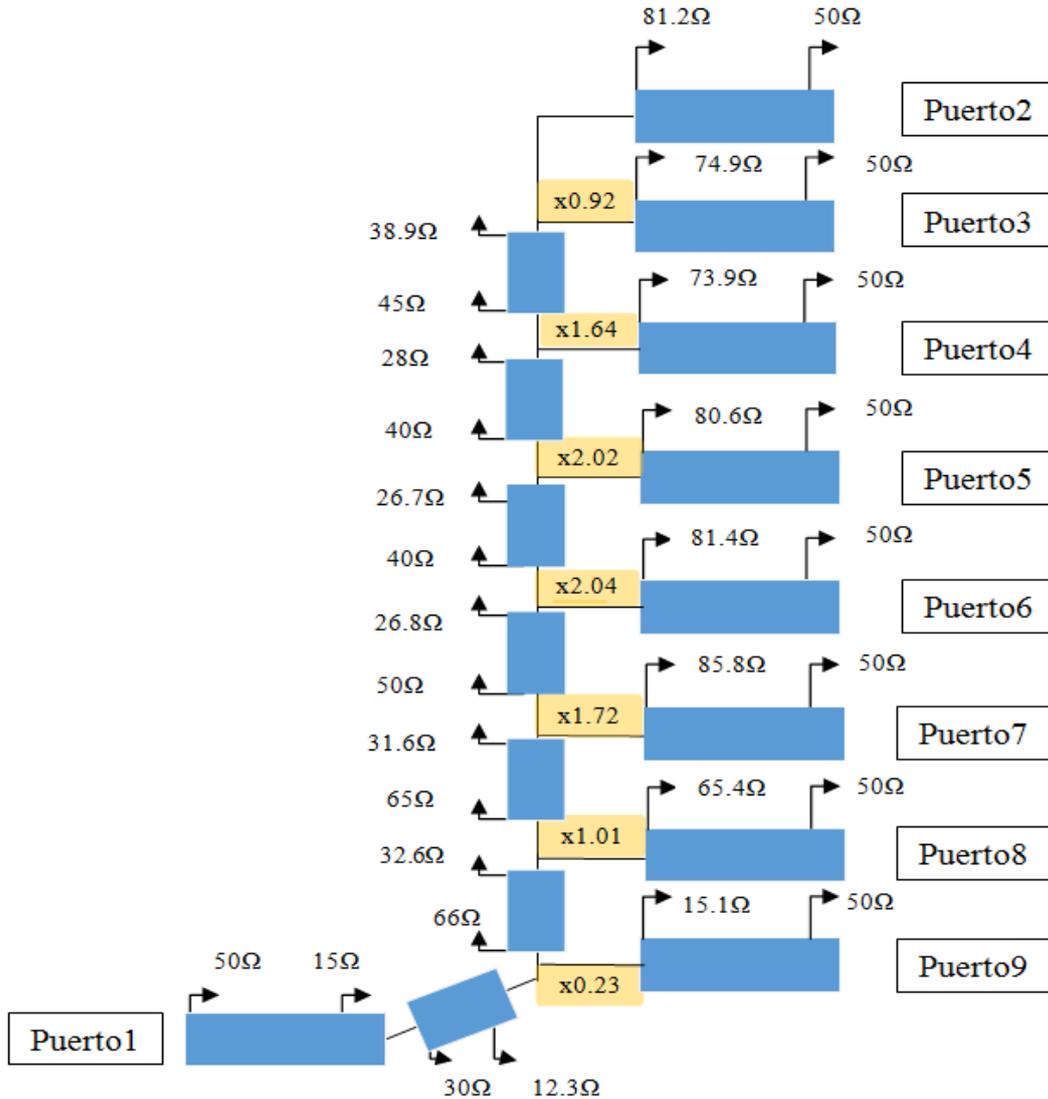


Figura 6-2: Esquema en papel de la solución “peine” para el diseño de una red de alimentación de un campo Flattop 30°

Los puntos críticos de este diseño:

- El divisor a la entrada de la rama del puerto 9 en el que el reparto de potencia implica una diferencia de 6 dB entre las ramas, puede provocar que las diferencias entre los anchos de las pistas para lograr ese reparto no sean realizables y que como se explicó en el **punto 4.2** los divisores en T de este diseño implican que por una salida sale más potencia que por la otra lo que complica el reparto. Adicionalmente es el divisor de salida con mayor impacto en el diseño al ser el primero que se realiza y el que más potencia disipa.
- Las salidas de los puertos 2,5 y 6 requerirán dos transformadores debido a la gran diferencia de impedancias (15.1Ω->50Ω).

El diagrama que se obtiene con este diseño ideal será el siguiente:

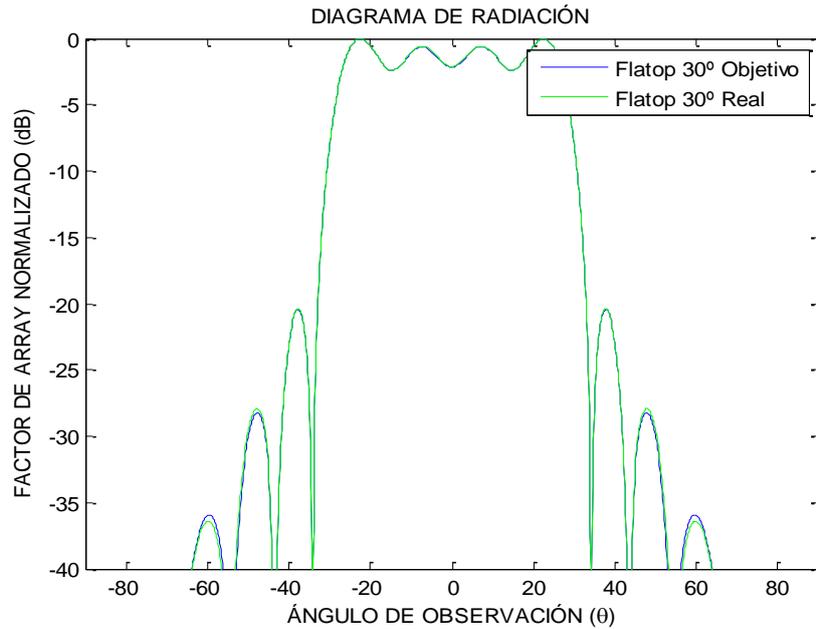


Figura 6-3: Diagrama de radiación del Flattop 30°

El boceto del diseño obtenido teórico muestra un diagrama que se cumple con el diagrama objetivo para una red de alimentación de un campo Flattop 30°.

6.1.1 Diseño circuital

El siguiente paso consistirá en implementar y analizar este boceto mediante modelado circuital y si es preciso modificarlo para tener en cuenta más elementos, como el sustrato, el espesor del cobre, las discontinuidades de los divisores en T...

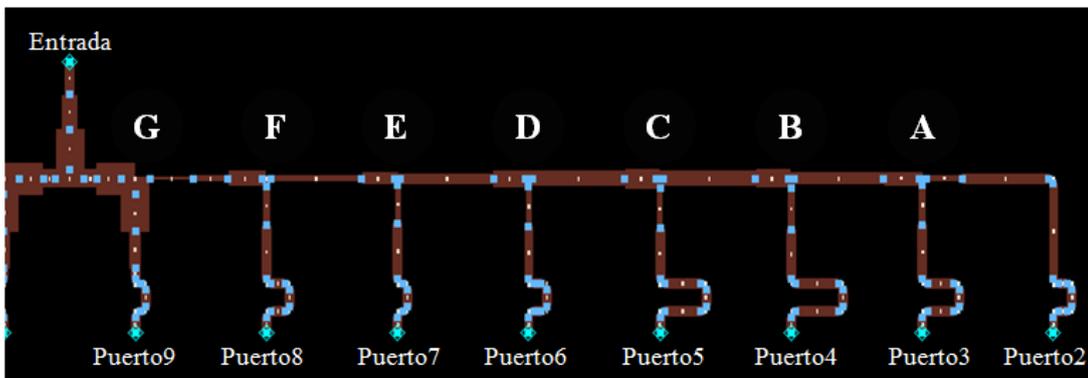


Figura 6-4: Esquema de una mitad de modelado circuital para el diseño de una red de alimentación para un campo Flattop 30°

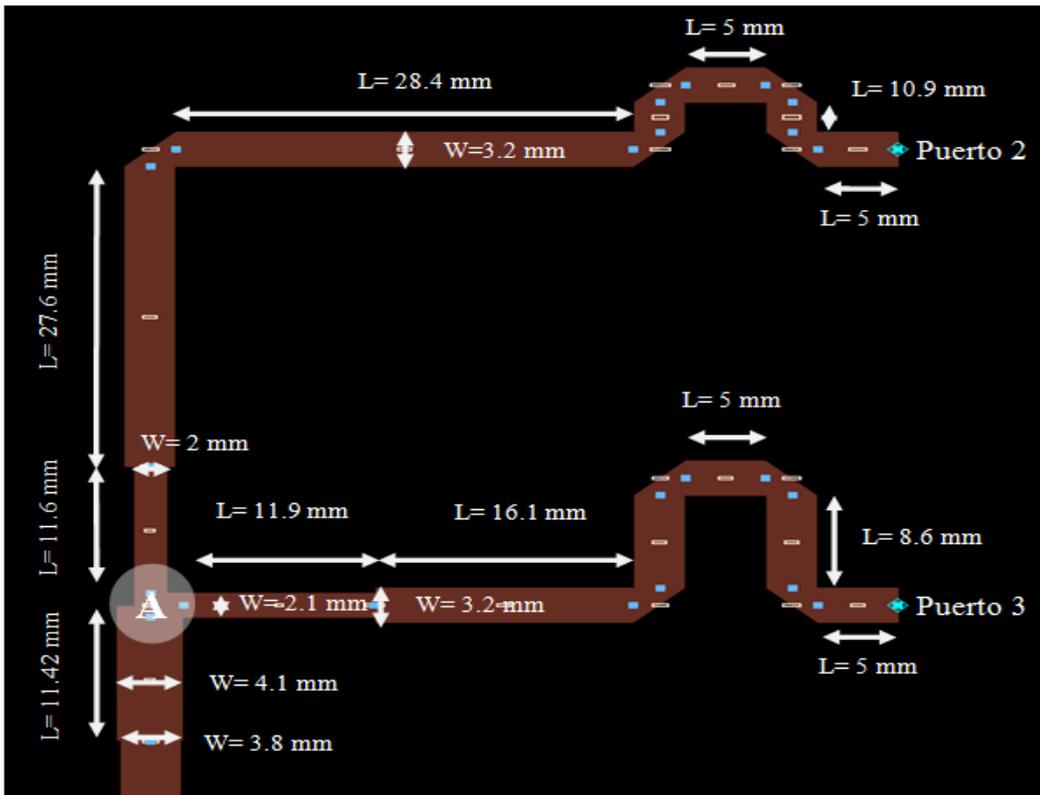


Figura 6-5: Detalle rama de salidas Puerto 2 y 3

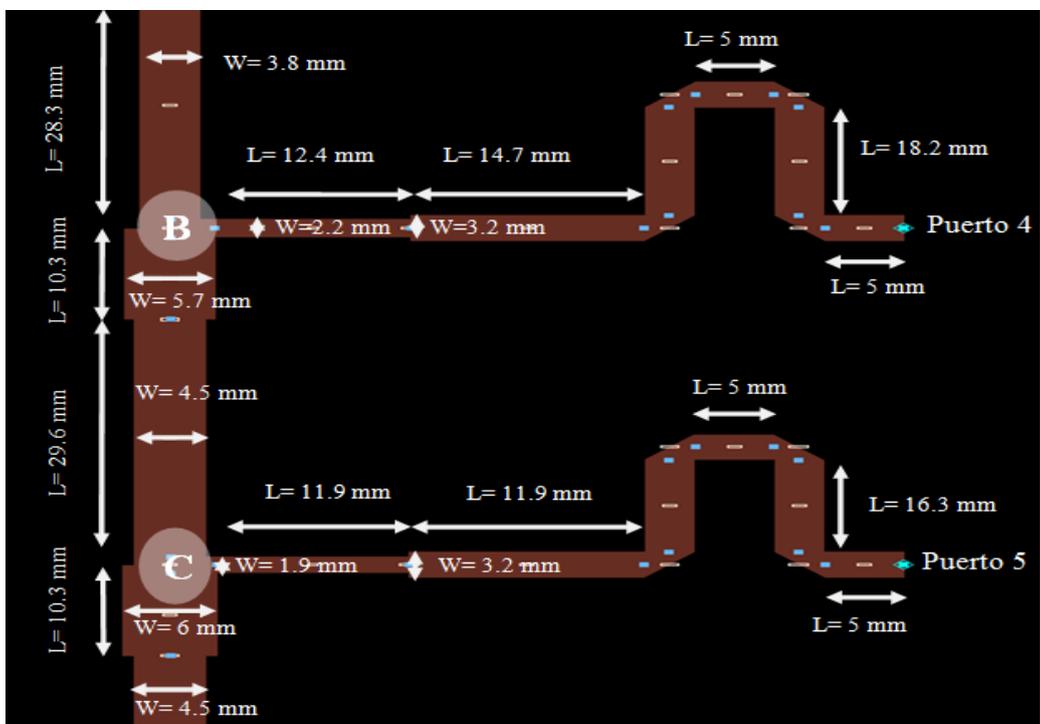


Figura 6-6: Detalle rama Puerto 4 y 5

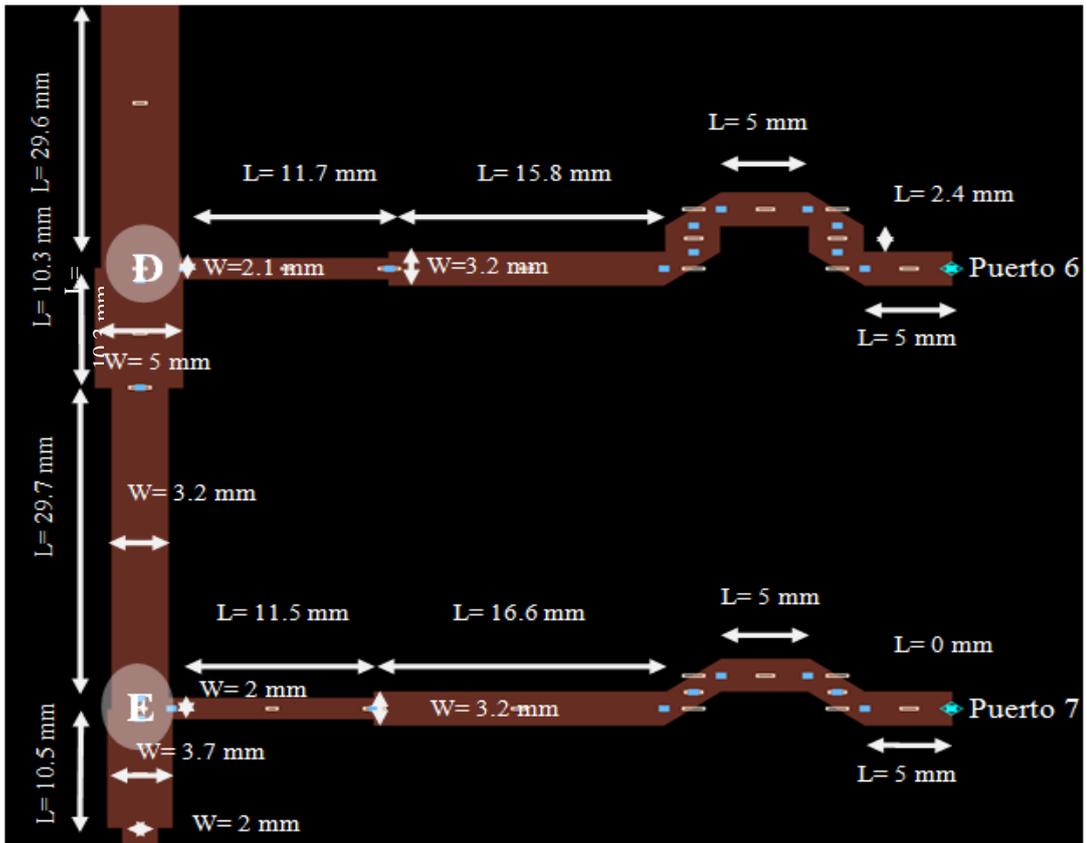


Figura 6-7: Detalle rama salida Puerto 6 y 7

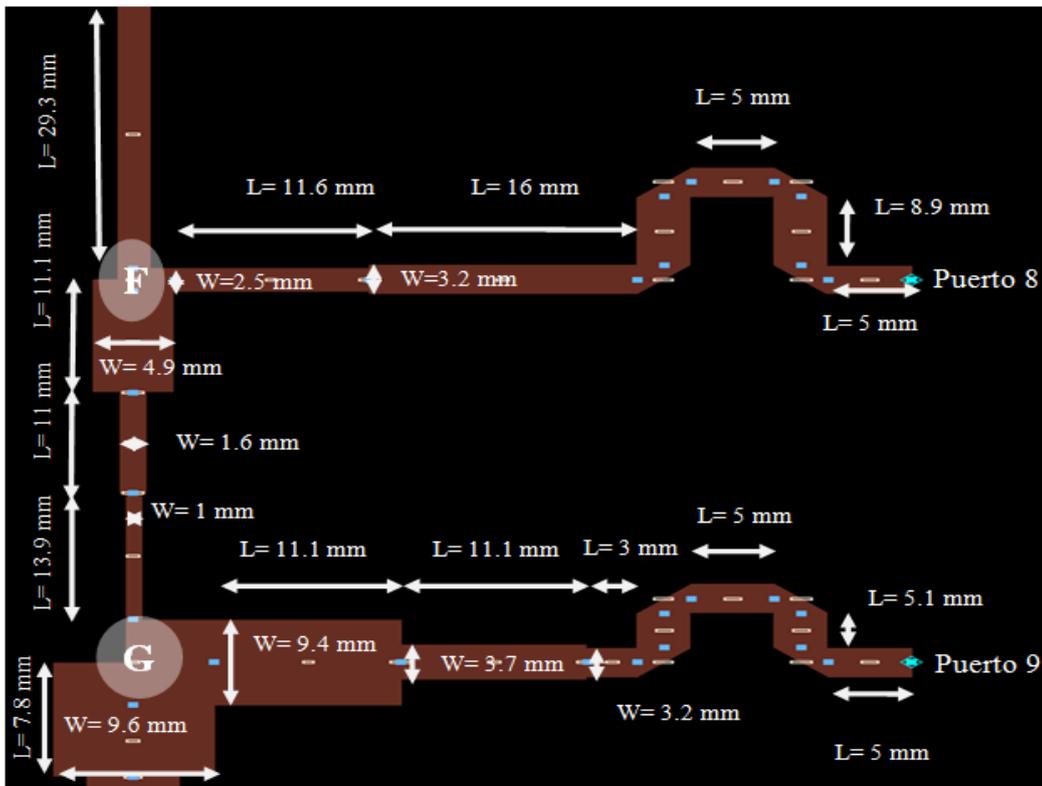


Figura 6-8: Detalle rama salida Puerto 8 y 9

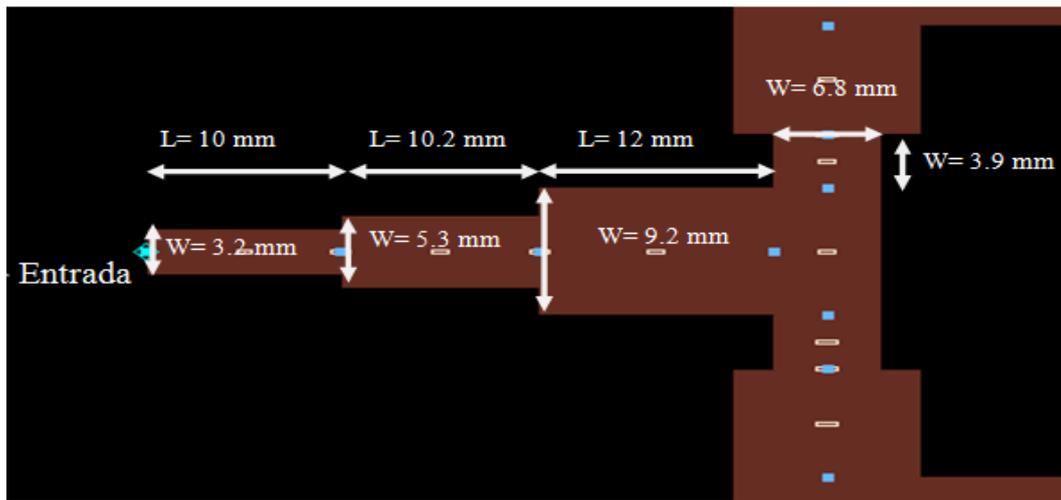


Figura 6-9: Detalle divisor de entrada

El diseño circuital tiene los siguientes resultados:

- Dimensión total: 661.3 mm x 81 mm
- Reflexión a la entrada

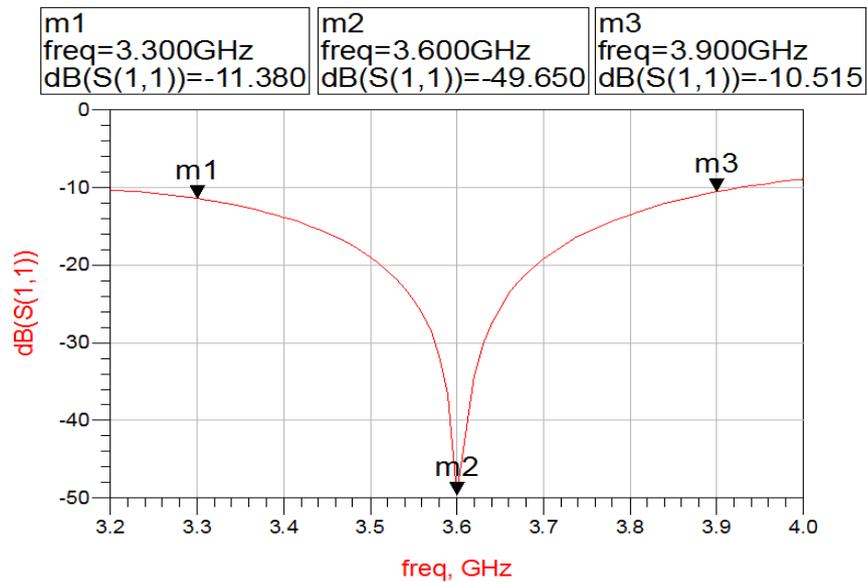


Figura 6-10: Reflexión a la entrada de la solución “peine” de una red de alimentación para un Flattop de 30° mediante un modelado circuital

- Transmisión

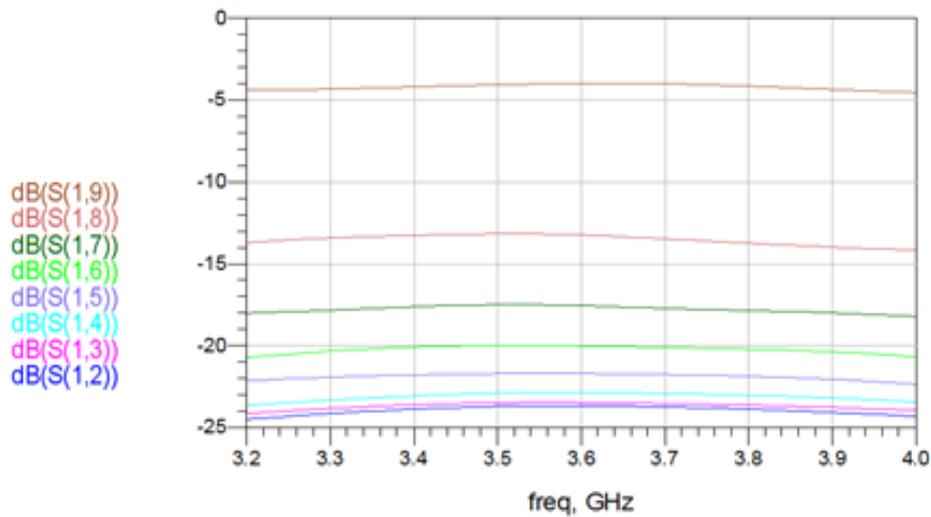


Figura 6-11: Diagrama de transmisión de la solución “peine” de una red de alimentación para un Flattop de 30° mediante un modelado circuital

- Fase

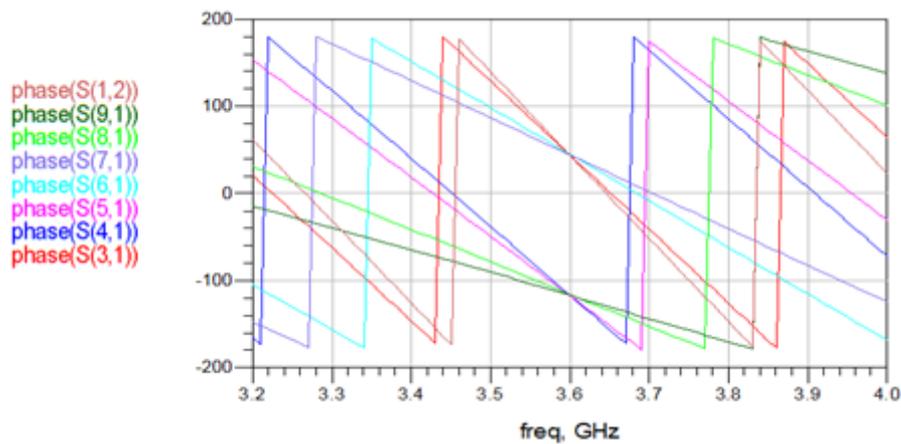


Figura 6-12: Diagrama de fases de la solución “peine” de una red de alimentación para un Flattop de 30° mediante un modelado circuital

- Relación entre parámetros S a 3.6 GHz

S21/S91	0.104	<	88.9°
S31/S91	0.106	<	88.9°
S41/S91	0.114	<	- 1.7°
S51/S91	0.130	<	- 0.4°
S61/S91	0.158	<	87.8°
S71/S91	0.210	<	90.3°
S81/S91	0.344	<	0.3°
S91/S91	1	<	0.0°

- Diagrama de radiación

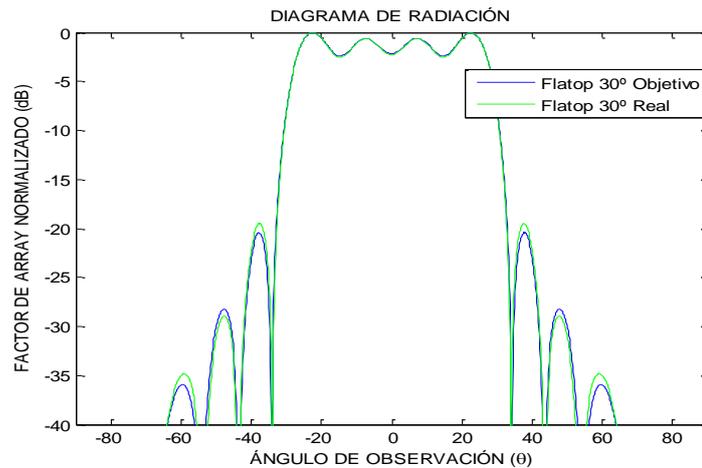


Figura 6-13: Diagrama de radiación del Flattop 30° simulado circuital frente al diagrama de radiación del Flattop 30° objetivo

El diseño se ajusta a los parámetros buscados, el diagrama diseñado se ajusta al diagrama buscado, empeorando ligeramente los lóbulos secundarios pero ajustándose al lóbulo principal, con una reflexión a la entrada de -49 dB a 3.6 GHz aunque empeora en los extremos de la banda de la banda de trabajo (3.3 GHz y 3.9 GHz).

Se ha estudiado este diseño mediante un modelo electromagnético, no habiendo sido posible en su implementación resolver la diferencia de 6 dB en el divisor 9, obteniéndose un patrón de radiación incorrecto. De querer implementarse este patrón deberá buscarse soluciones alternativas.

6.2 Solución “peine” para un diagrama de campo Flattop de 20°

En este apartado se buscará la solución para un campo Flattop con un ángulo de observación de 20°. Dicho patrón responde a los siguientes coeficientes:

$c_1=0.0985$; $c_2=0.1808$; $c_3=0.0390$; $c_4=-0.1898$; $c_5=-0.2312$; $c_6=0.0730$; $c_7=0.5961$; $c_8=1$; $c_9=1$; $c_{10}=0.5961$; $c_{11}=-0.0730$; $c_{12}=-0.2312$; $c_{13}=0.1898$; $c_{14}=0.0390$; $c_{15}=0.1808$; $c_{16}=0.0985$

Primero se buscara un boceto con las impedancias necesarias para que el reparto sea el adecuado y realizable con líneas ideales:

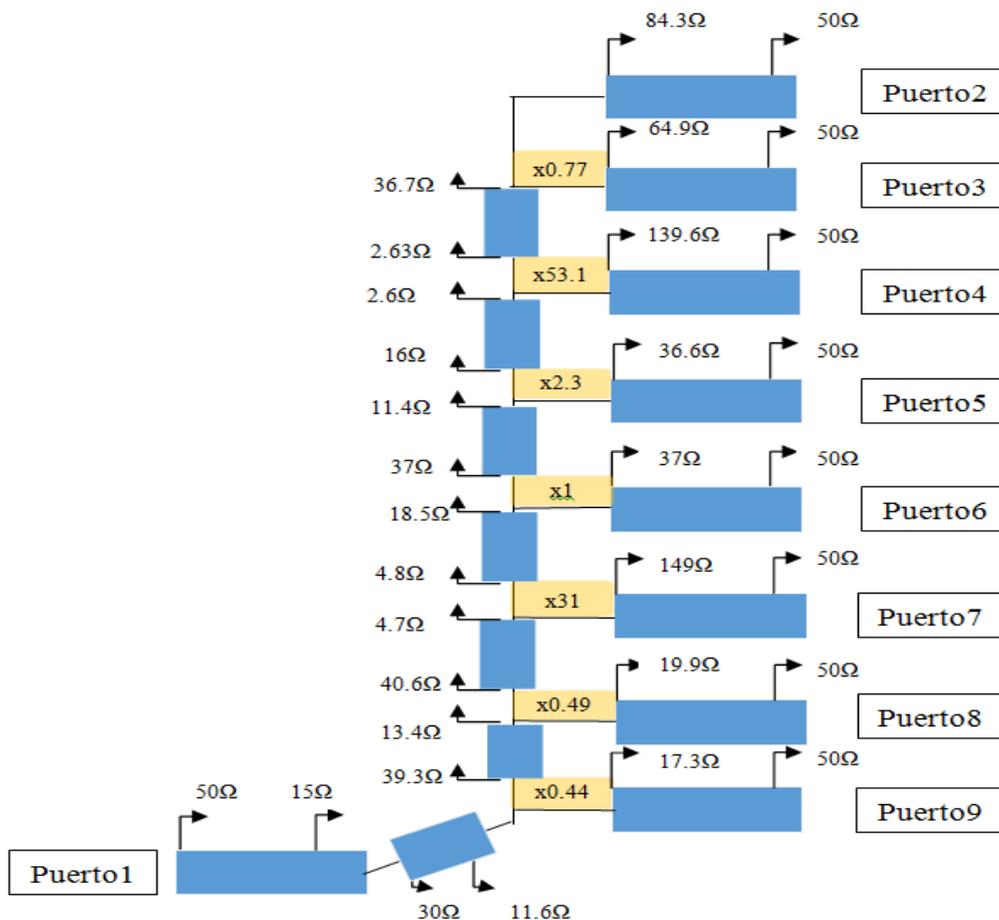


Figura 6-14: Esquema en papel de un diseño “peine” para una red de alimentación de un campo Flattop 20°

Los puntos críticos de este diseño:

- El divisor a la entrada de la rama del puerto 9 en el que el reparto de potencia implica una diferencia de 3.6 dB y que como se explicó en el **punto 4.2** los divisores en T de este diseño implican que por una salida sale más potencia que por la otra lo que complica el reparto.
- Las salidas de los puertos 9,7 y 4 requerirán dos transformadores debido a la gran diferencia entre impedancias.

El diagrama que se obtiene con este diseño, de forma ideal, será el siguiente:

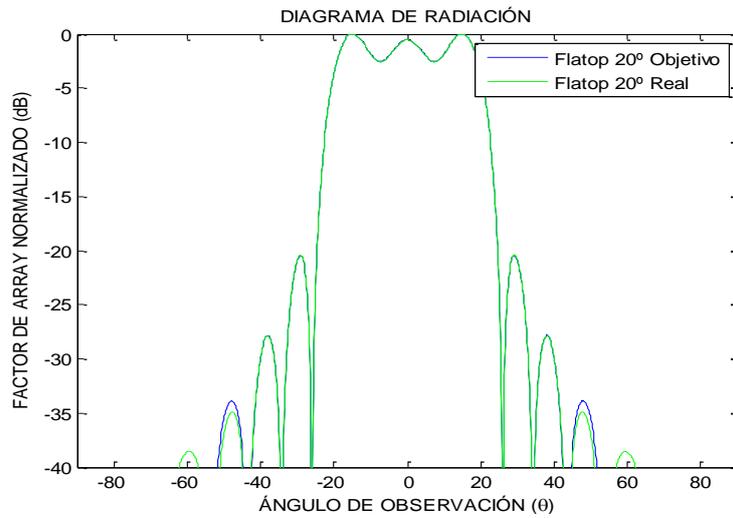


Figura 6-15: Diagrama de radiación del Flattop 20° ideal

El boceto del diseño obtenido teórico muestra un diagrama que se cumple con el diagrama objetivo para una red de alimentación de un campo Flattop 20°.

6.2.1 Diseño circuital

El siguiente paso será implementar este boceto con un análisis circuital y si es preciso modificarlo para tener en cuenta más elementos, como el sustrato, el espesor del cobre, el efecto de los divisores en T...

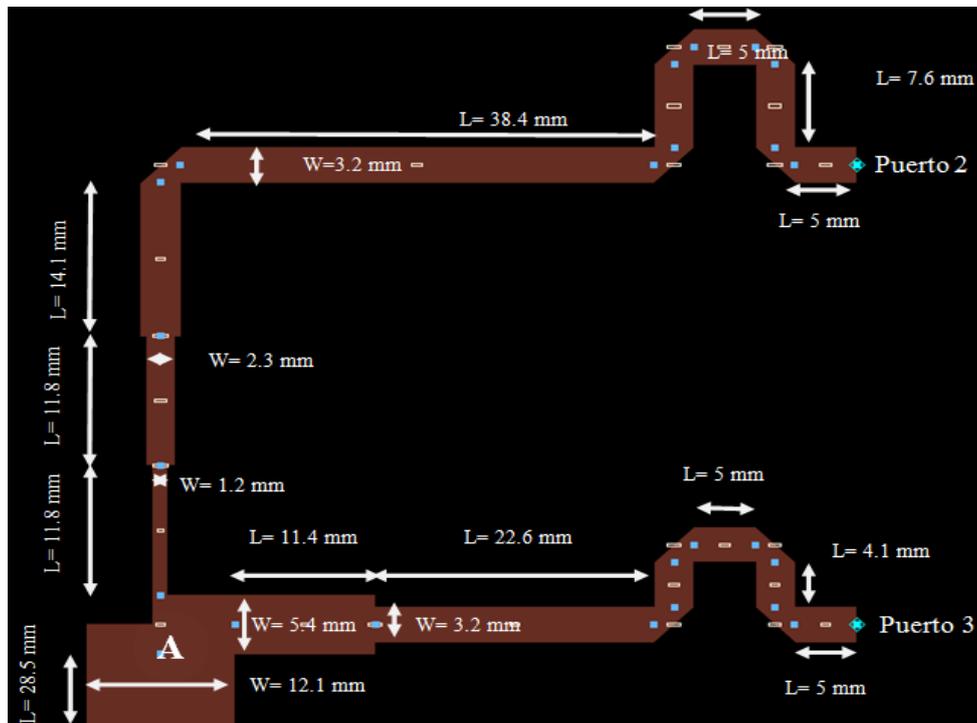


Figura 6-16: Detalle rama salida Puerto 2 y 3

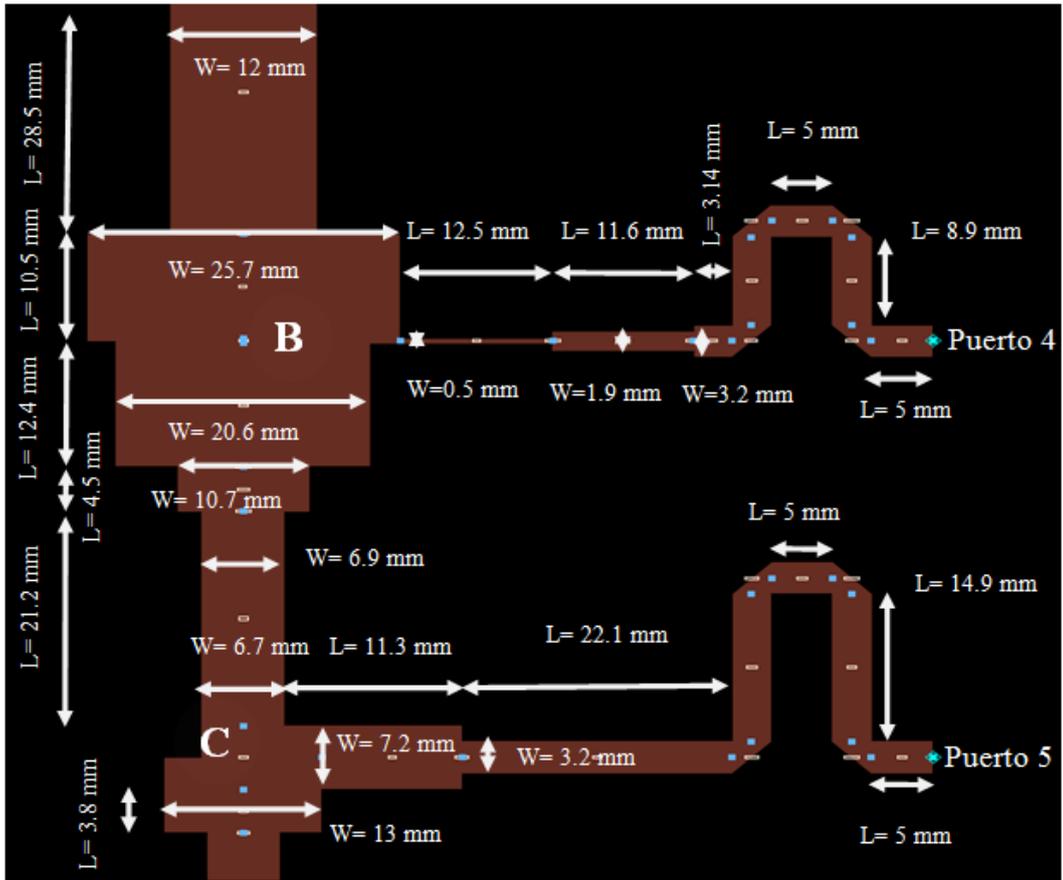


Figura 6-17: Detalle rama salida Puerto 4 y 5

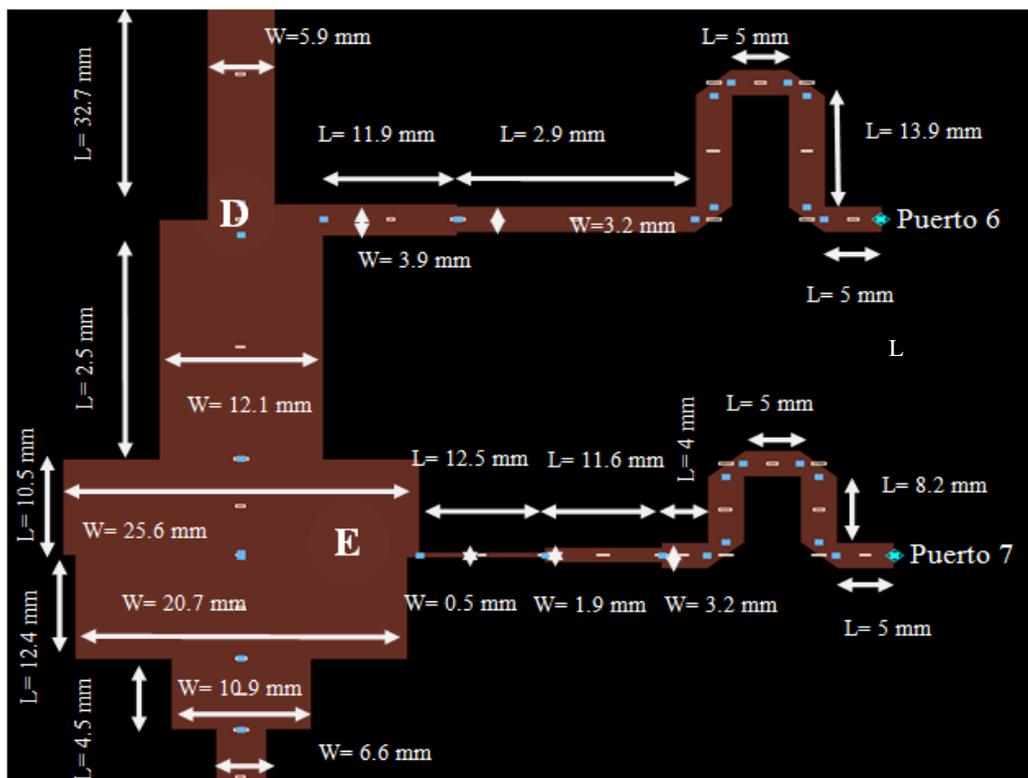


Figura 6-18: Detalle rama salida Puerto 6 y 7

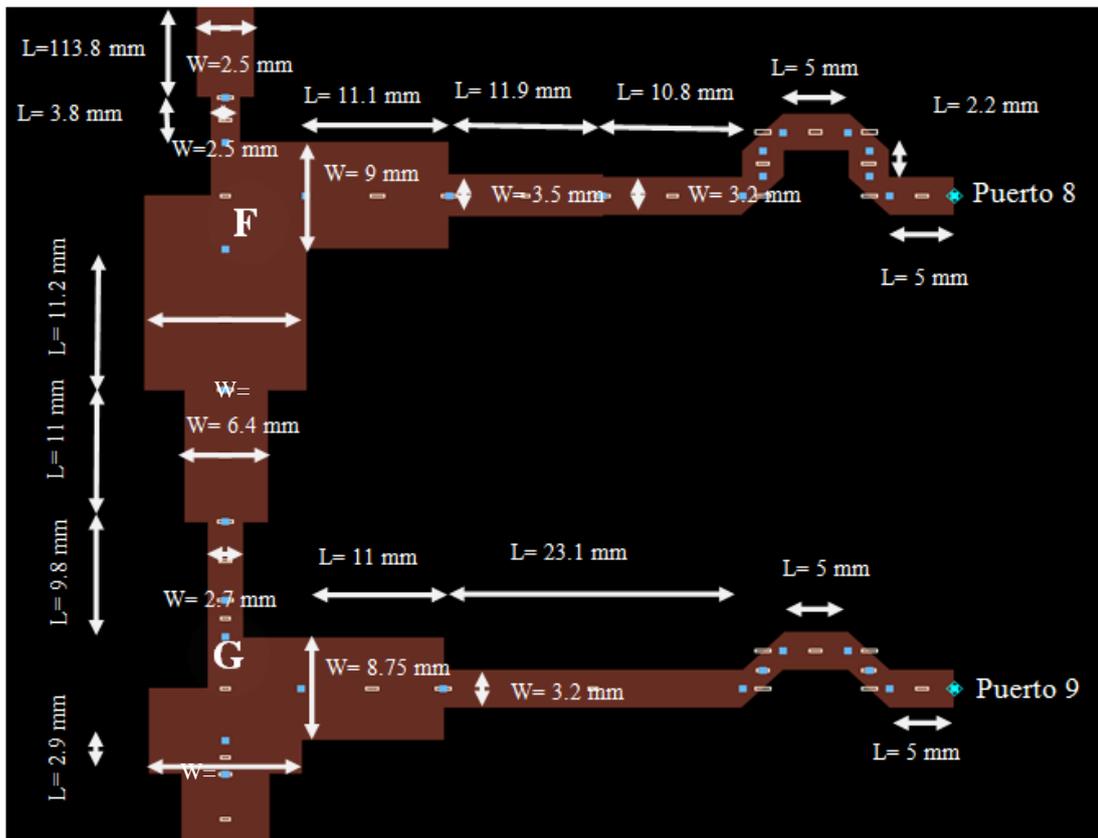


Figura 6-19: Detalle rama salida Puerto 8 y 9

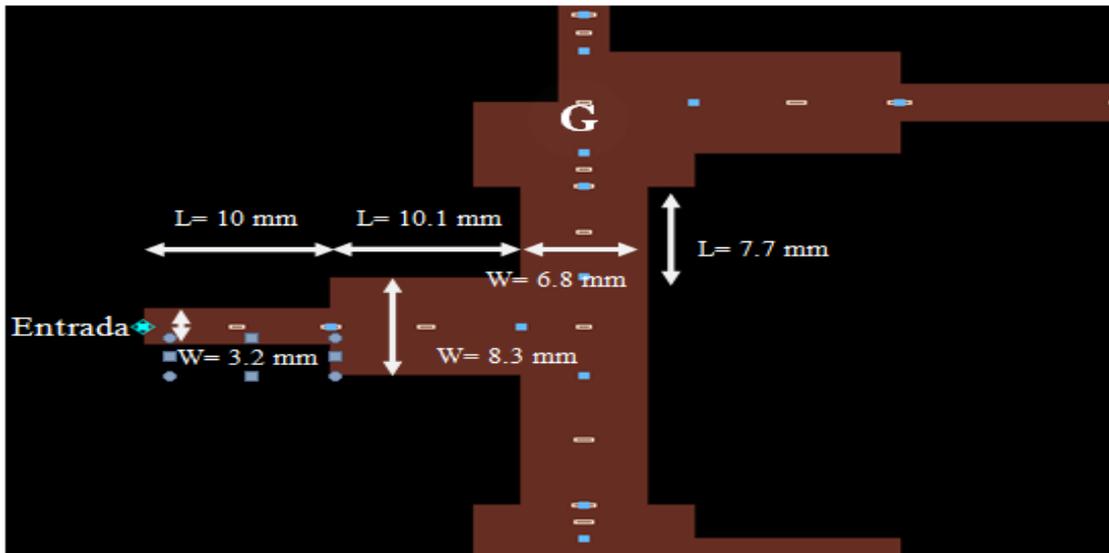


Figura 6-20: Detalle divisor entrada

Este diseño tiene los siguientes resultados al analizarlo circuitalmente:

- Dimensión total: 651.2 mm x 79.9 mm

- Reflexión a la entrada

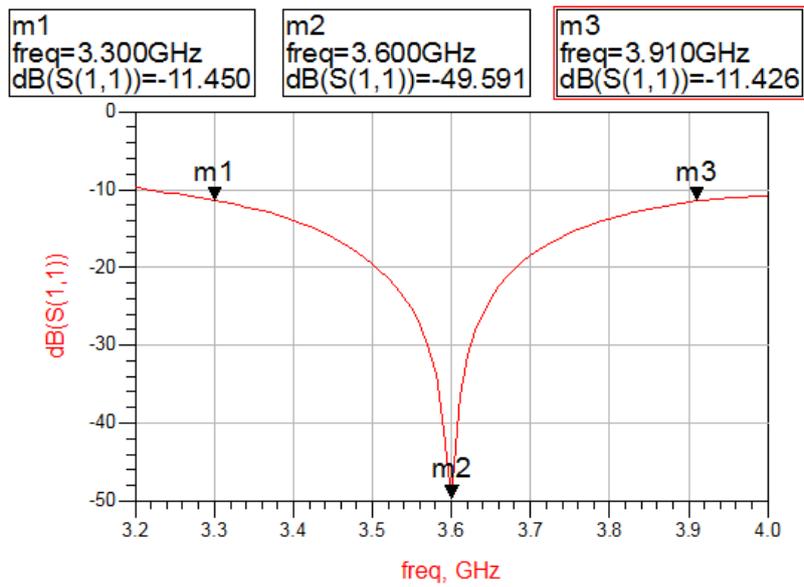


Figura 6-21: Reflexión a la entrada de la solución “peine” de una red de alimentación para un Flattop de 20° mediante un modelado circuital

- Transmisión

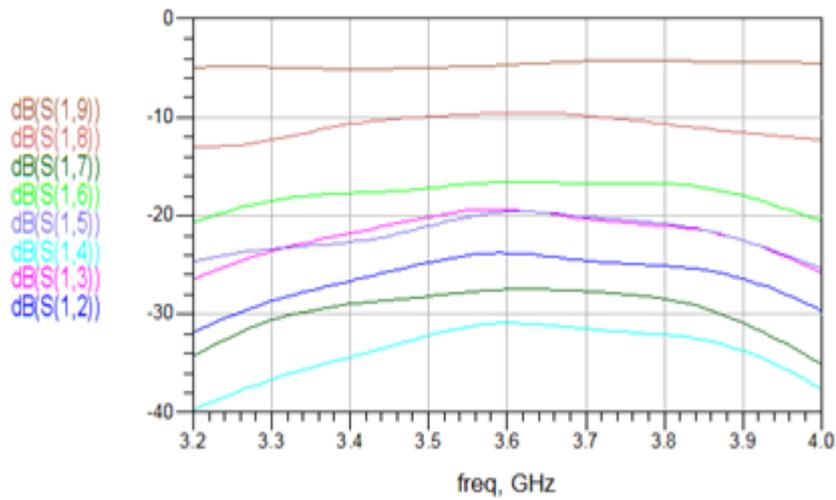


Figura 6-22: Diagrama de transmisión de la solución “peine” de una red de alimentación para un Flattop de 20° mediante un modelado circuital

- Fase

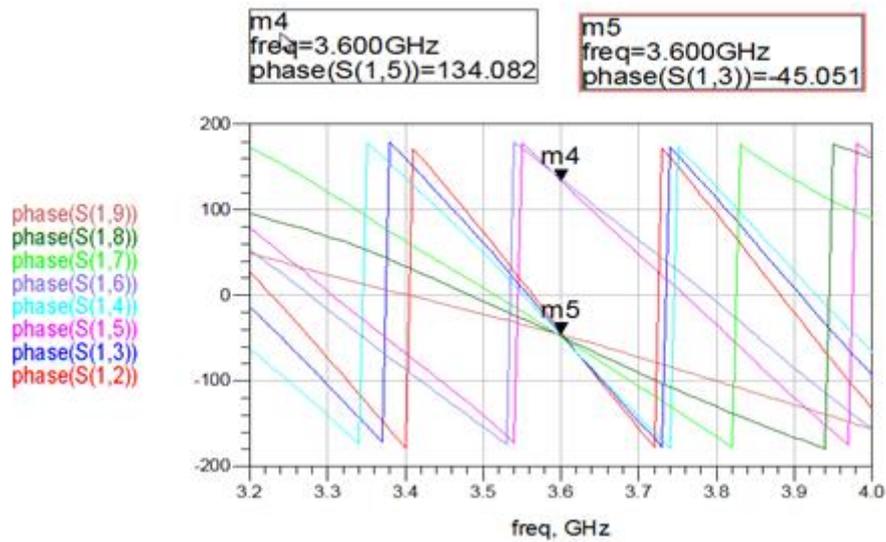


Figura 6-23: Diagrama de fases de la solución “peine” de una red de alimentación para un Flattop de 20° mediante un modelado circuital

- Relación entre parámetros S a 3.6 GHz

S_{21}/S_{91}	0.111	<	3.2°
S_{31}/S_{91}	0.185	<	0.9°
S_{41}/S_{91}	0.049	<	- 1.3°
S_{51}/S_{91}	0.179	<	180°
S_{61}/S_{91}	0.254	<	178.5°
S_{71}/S_{91}	0.073	<	- 2.4°
S_{81}/S_{91}	0.571	<	- 2.2°
S_{91}/S_{91}	1	<	0.0°

- Diagrama

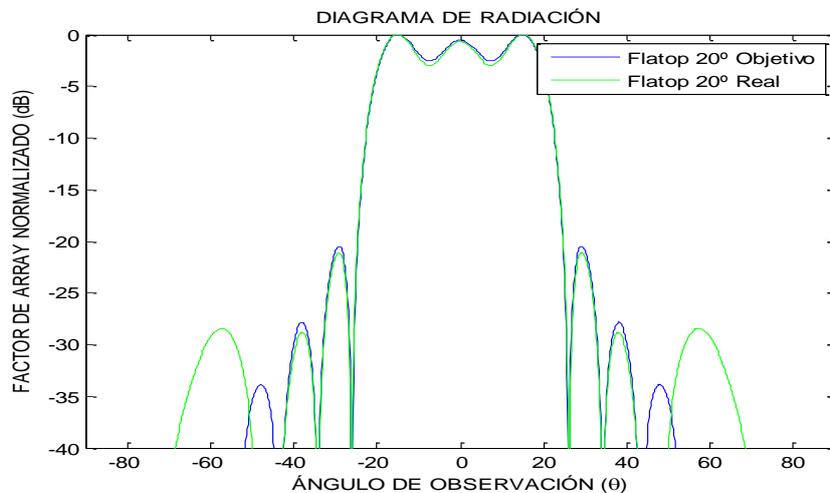


Figura 6-24: Diagrama de radiación para un Flattop 20° diseñado frente al Flattop 20° objetivo

La solución obtenida se ajusta en gran medida al diagrama buscado, incluyendo una mejora en los lóbulos secundarios a 30° y 40° ($\leq 1\text{dB}$), aunque empeora en ángulos mayores de observación. Tiene una reflexión centrada a la frecuencia de diseño (3.6 GHz) de -49.5 dB que va deteriorándose según se acerca a los extremos de la banda -11.4 dB.

Al igual que en el diseño para el diagrama de campo Flattop de 30° se ha probado este diseño mediante un modelo electromagnético, no habiendo sido posible en su construcción resolver la diferencia de 3.6 dB en el divisor 9. Como resultado el diagrama de radiación obtenido no cumple con el patrón objetivo para una red de alimentación de un Flattop de 20° .

6.3 Solución “peine” para un diagrama de campo Flattop de 15°

Este apartado buscará un diseño para una red de alimentación de un campo Flattop con un ángulo de observación de 15°. Dicho patrón responde a los siguientes coeficientes:

$c_1=-0.0985$; $c_2=-0.2473$; $c_3=-0.2683$; $c_4=-0.1268$; $c_5=0.1545$; $c_6=0.5020$; $c_7=0.8152$; $c_8=1$; $c_9=1$; $c_{10}=0.8152$; $c_{11}=0.5020$; $c_{12}=0.1545$; $c_{13}=-0.1268$; $c_{14}=-0.2683$; $c_{15}=-0.2473$; $c_{16}=-0.0985$

Se realizarán los mismos pasos seguidos en los estudios de los diseños anteriores para comprobar si es viable esta solución, buscando impedancias que sean realizables y que las diferencias entre anchos de pista sean adecuadas. Con estas dos premisas el boceto del diseño escogido es el siguiente:

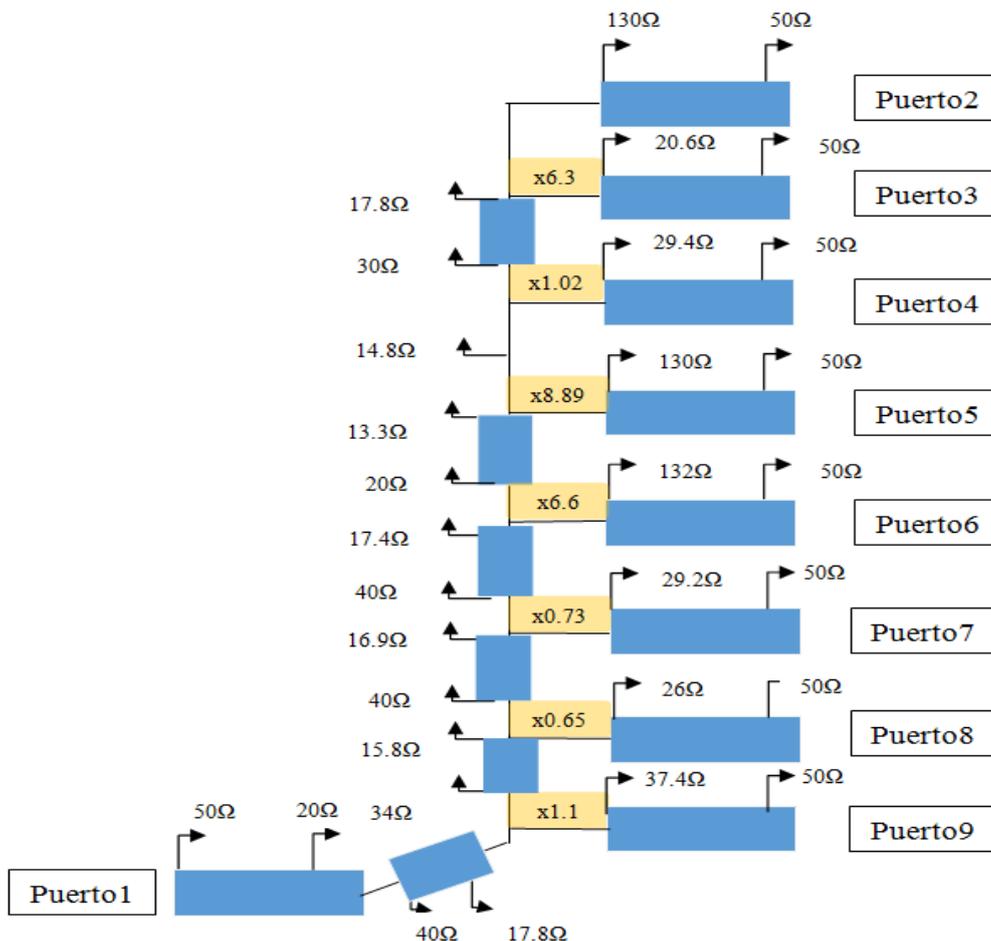


Figura 6-25: Esquema en papel para la solución peine del diseño de una red de alimentación para un Flattop 15°

Los puntos críticos a la hora de implementar este diseño serán los siguientes:

- los transformadores que van desde el divisor del puerto 8 al divisor del puerto 7 y de este divisor al divisor del puerto 6 ya que hay bastante diferencia de ancho de pista ($40\Omega \rightarrow W=4.49$ mm, $15.8\Omega \rightarrow W=15.59$ mm, $16.9\Omega \rightarrow W=14.15$ mm).

- El divisor del puerto 5 en el que el reparto de potencia implica una diferencia de 9.5 dB aunque se mitiga debido a que la mayor cantidad de potencia se dirige por la rama ascendente.
- El divisor de los puertos 2 y 3, genera mayor problemas ya que, aunque el reparto sea menos agresivo que en el puerto 5, la mayor parte de la potencia se dirige por la salida lateral del divisor en vez de la salida ascendente.
- Las salidas de los puertos 2,5 y 6 requerirán dos transformadores debido a la gran diferencia de impedancias ($130\Omega \rightarrow 50\Omega$).

El siguiente paso es probar este boceto mediante modelado circuital y modificarlo para tener en cuenta más elementos, como el sustrato, el espesor del cobre, el efecto de los divisores en T...

El diagrama que se obtiene con el diseño realizado de forma ideal será el siguiente:

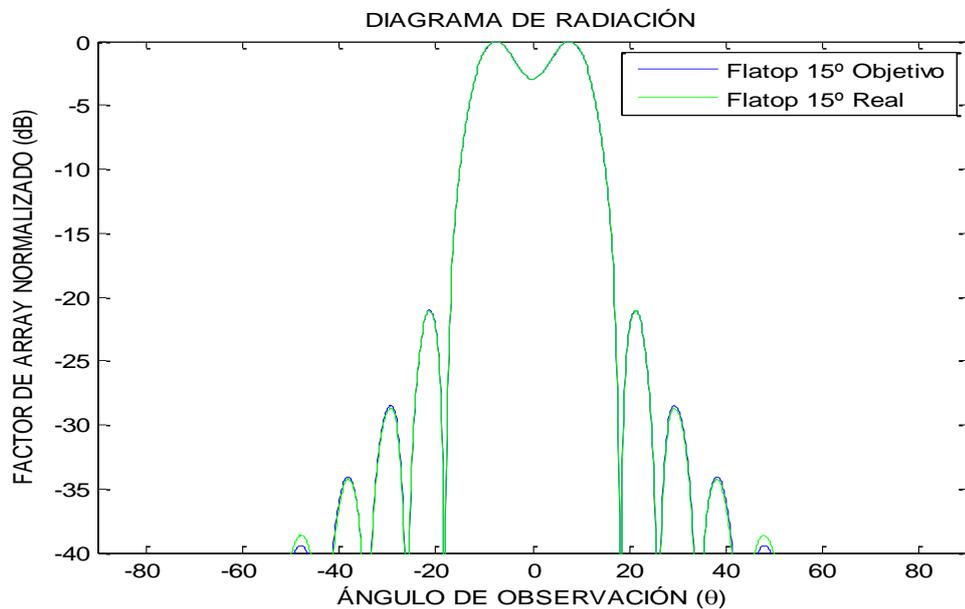


Figura 6-26: Diagrama de radiación de un Flattop 15°

6.3.1 Diseño circuital

Como se ha comprobado el diseño ideal cumple con los objetivos, por los que se procederá a realizar un análisis circuital del mismo para estudiar su comportamiento:

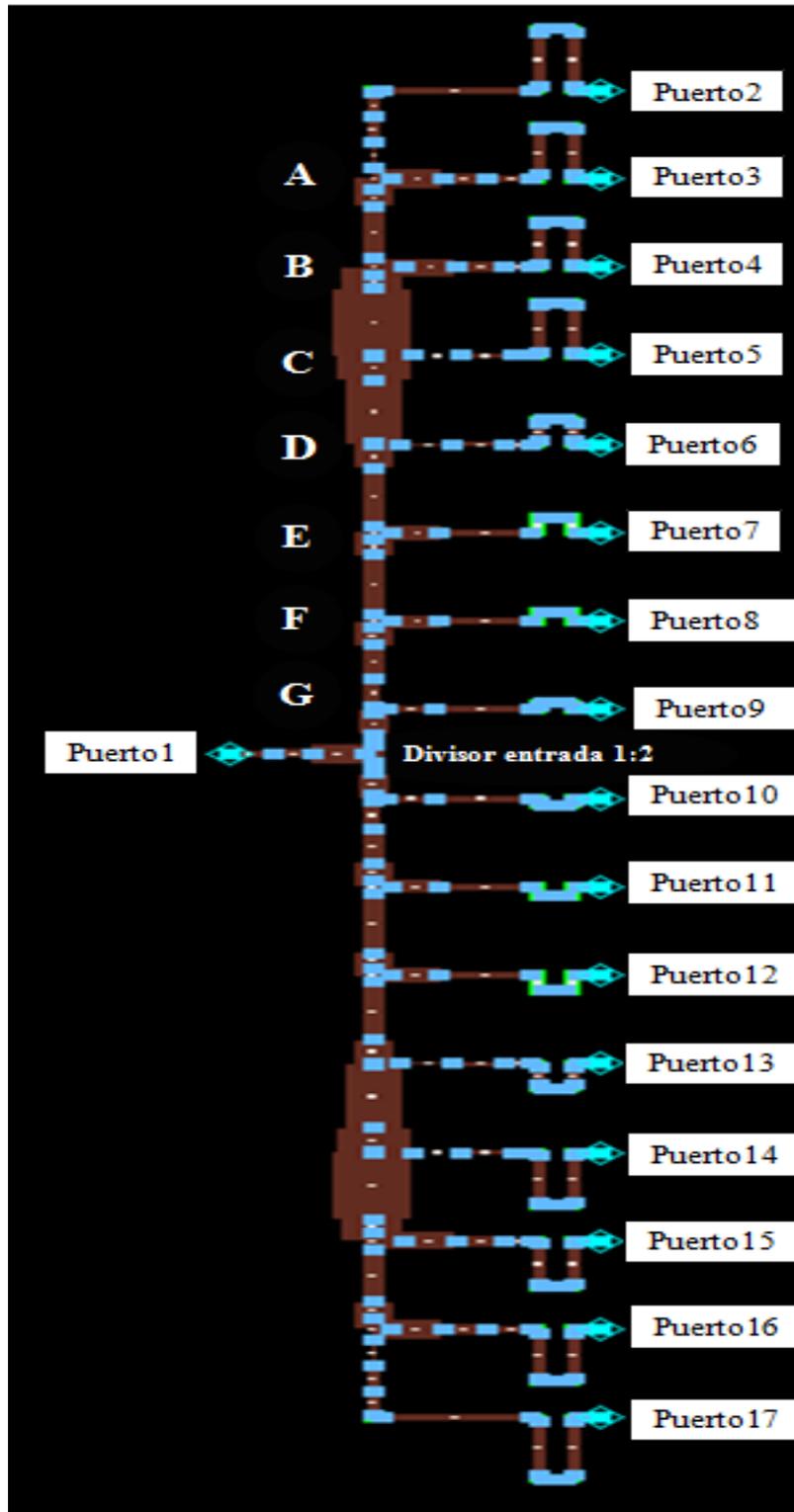


Figura 6-27: Esquemático en de la red de alimentación para un campo Flattop 15 modelado circuitalmente

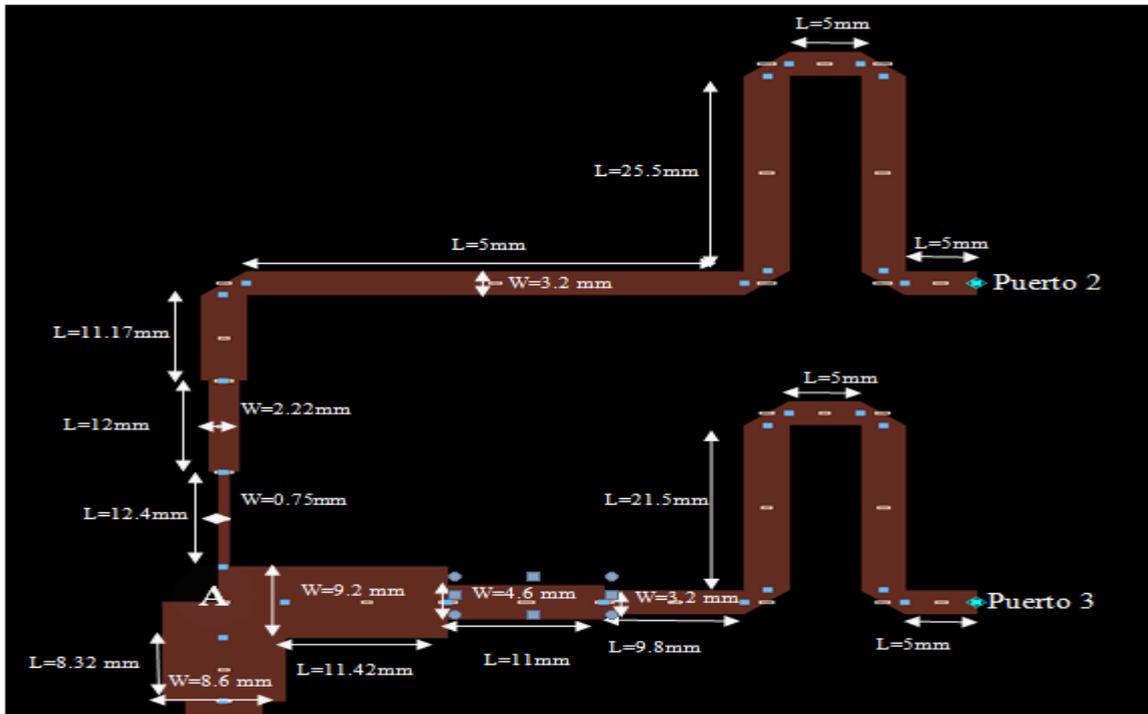


Figura 6-28: Detalle rama salida Puerto 2 y 3

	Z(Ω)	Fase ($^\circ$)	W(mm)	L(mm)
Transformador1	61	90.8	2.2	12
Transformador2	98.4	90.2	0.8	12.4
Transformador3	23.9	93.1	9.2	11.4
Transformador4	39.4	86.6	4.6	11

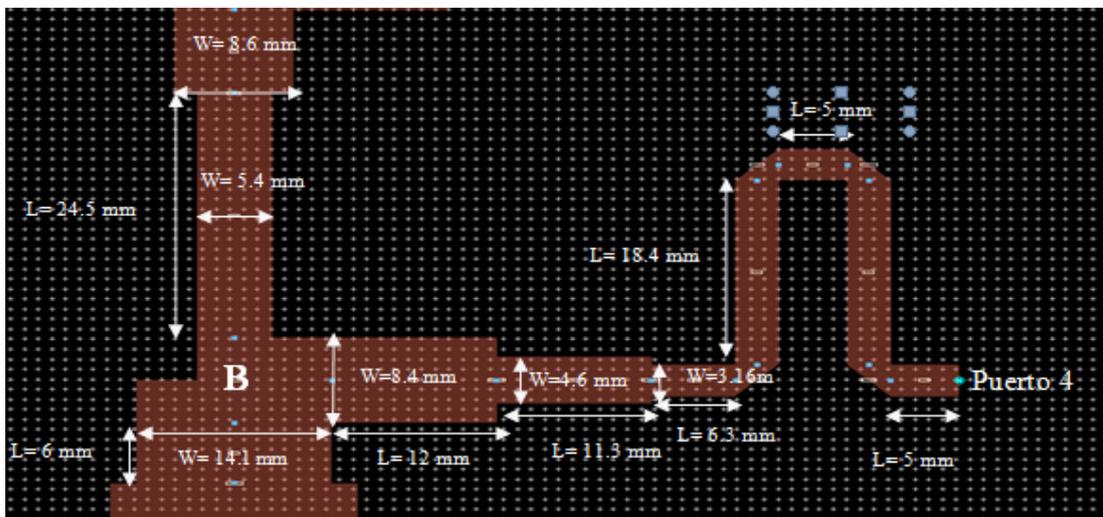


Figura 6-29: Detalle rama salida Puerto 4

	Z(Ω)	Fase ($^\circ$)	W(mm)	L(mm)
Transformador1	25.6	97.4	8.4	12
Transformador2	39.4	88.9	4.6	11.3
Transformador3	16.1	49.9	14.1	6

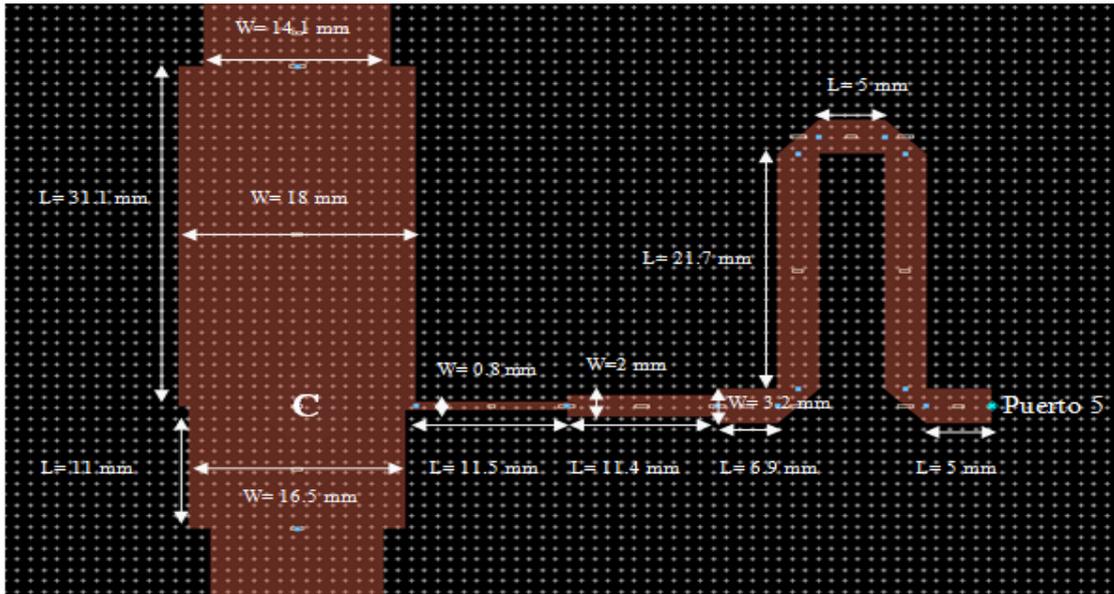


Figura 6-30: Detalle rama salida Puerto 5

	Z(Ω)	Fase ($^\circ$)	W(mm)	L(mm)
Transformador1	14.9	91.8	16.5	1
Transformador2	96.1	84.1	0.8	11.5
Transformador3	64.5	86.5	2	11.4

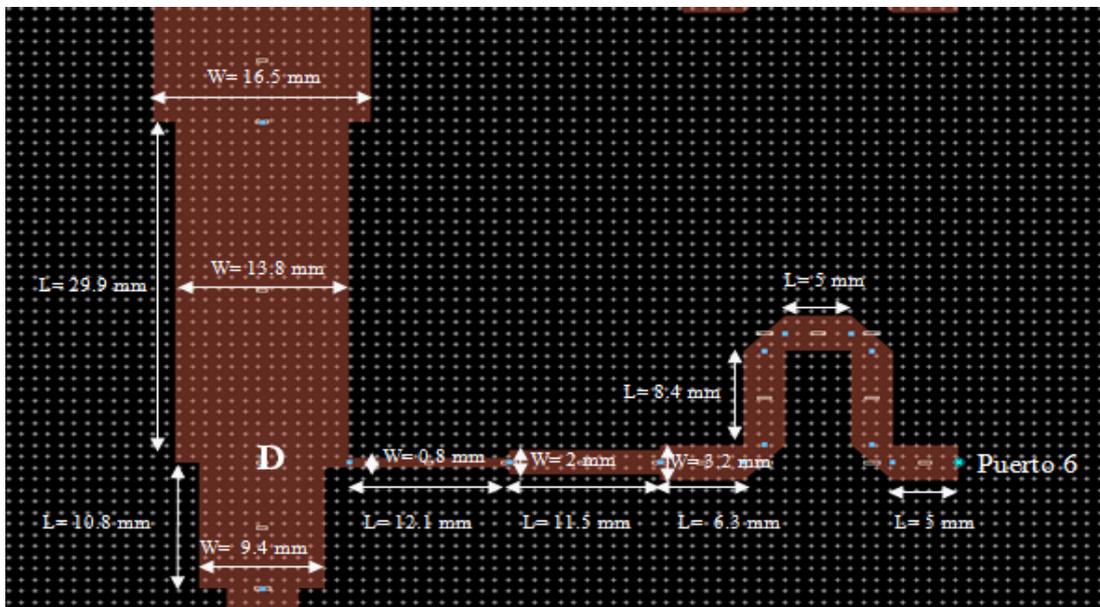


Figura 6-31: Detalle rama salida Puerto 6

	Z(Ω)	Fase ($^\circ$)	W(mm)	L(mm)
Transformador 1	96.1	88.6	0.8	12.1
Transformador 2	64.5	86.9	2	11.5
Transformador 3	23.5	88.2	9.4	10.8

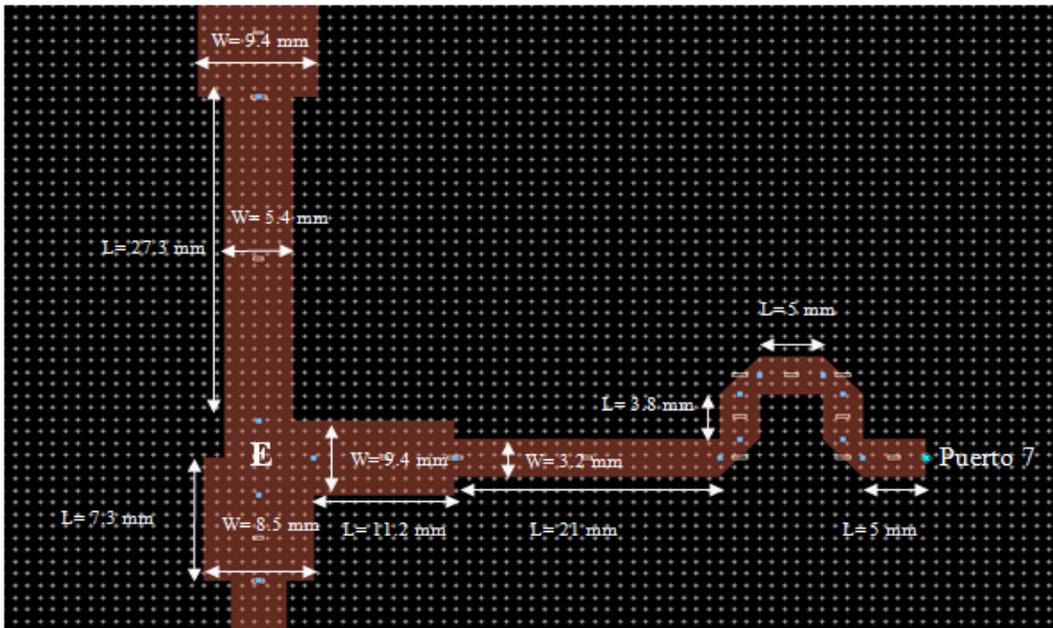


Figura 6-32: Detalle salida Puerto 7

	Z(Ω)	Fase ($^\circ$)	W(mm)	L(mm)
Transformador1	23.5	91.4	9.4	11.2
Transformador2	25.4	58.9	8.5	7.2

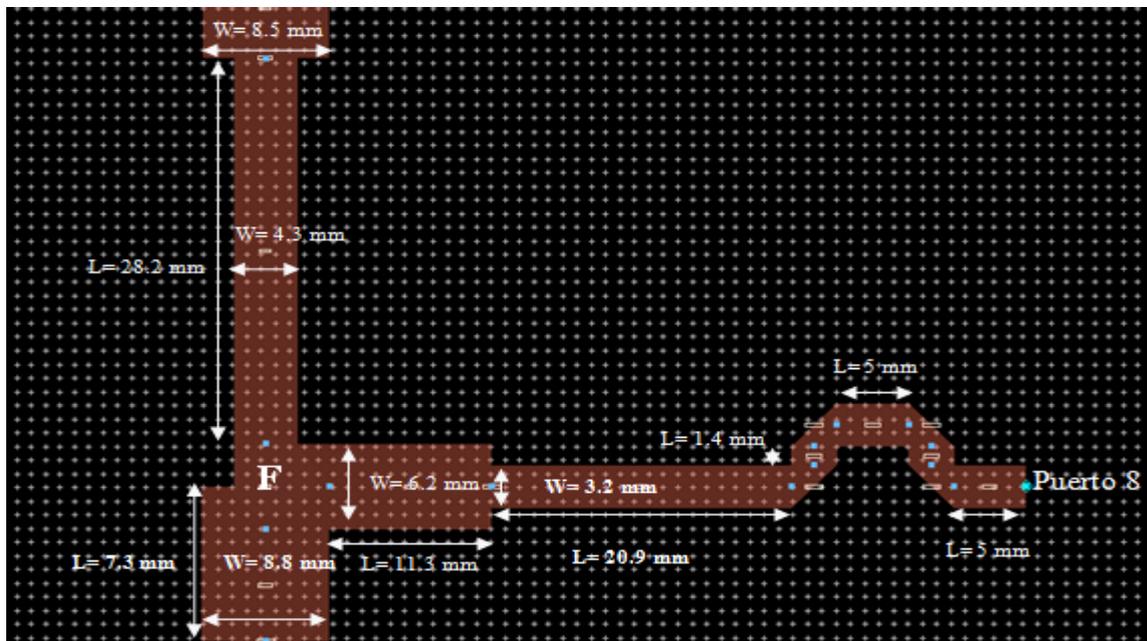


Figura 6-33: Detalle salida Puerto 8

	Z(Ω)	Fase ($^\circ$)	W(mm)	L(mm)
Transformador1	23.5	91.4	9.4	11.2
Transformador2	25.4	58.9	8.5	7.3

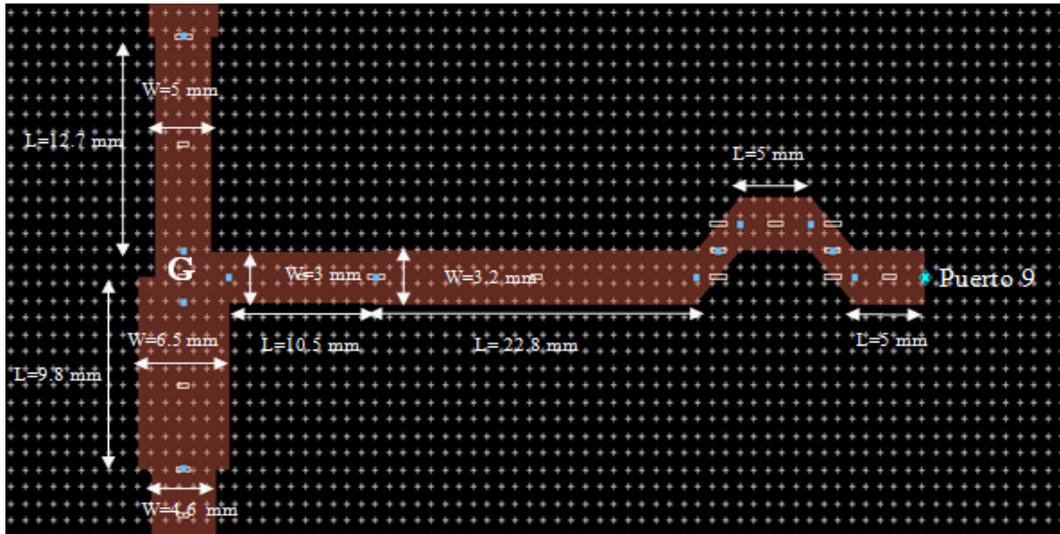


Figura 6-34: Detalle salida Puerto 9

	Z(Ω)	Fase ($^\circ$)	W(mm)	L(mm)
Transformador1	23.5	91.4	9.4	11.2
Transformador2	25.4	58.9	8.5	7.3

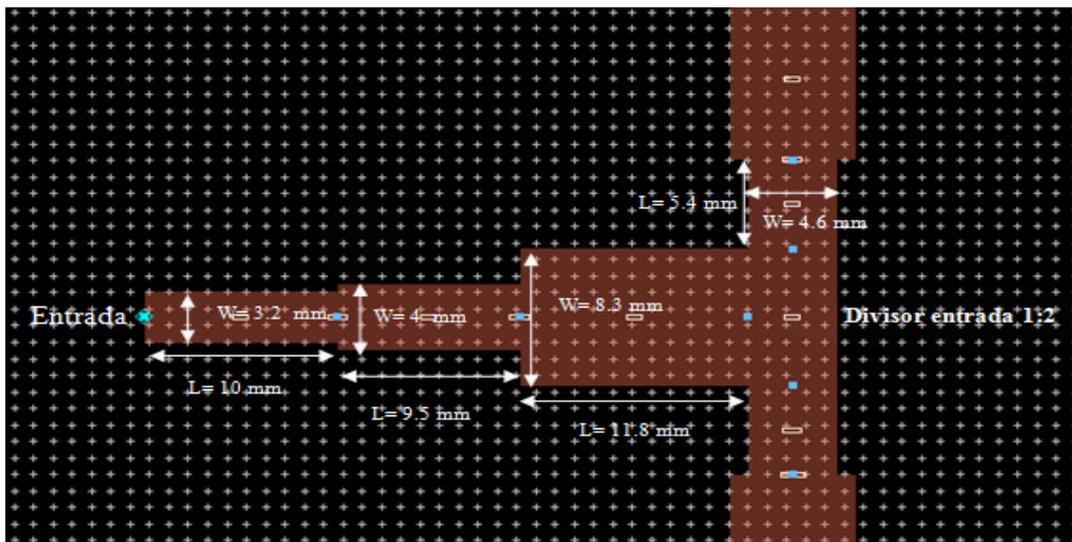


Figura 6-35: Detalle divisor de entrada

	Z(Ω)	Fase ($^\circ$)	W(mm)	L(mm)
Transformador 1	43.2	73.9	4	9.5
Transformador 2	25.8	95.7	8.3	11.8

Resultados:

- Dimensión total: 685.9 mm x 20.85 mm

- Reflexión a la entrada

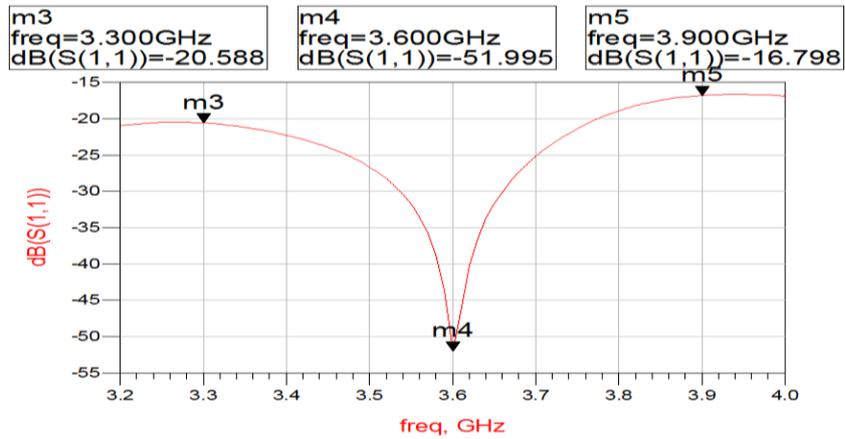


Figura 6-36: Reflexión a la entrada de la solución “peine” de una red de alimentación para un Flattop de 15° mediante un modelado circuital

- Transmisión

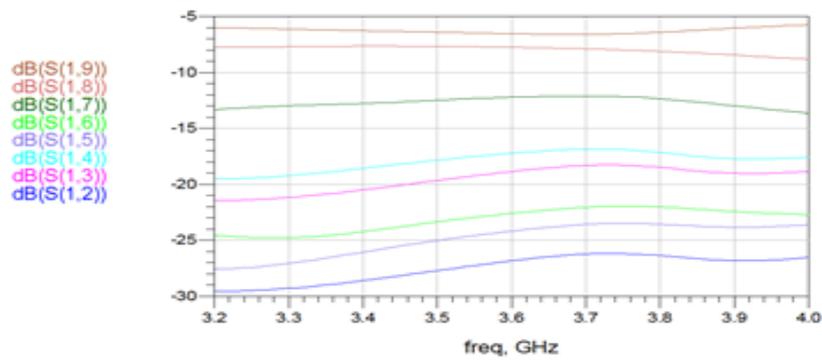


Figura 6-37: Diagrama de transmisión de la solución “peine” de una red de alimentación para un Flattop de 15° mediante un modelado circuital

- Fases

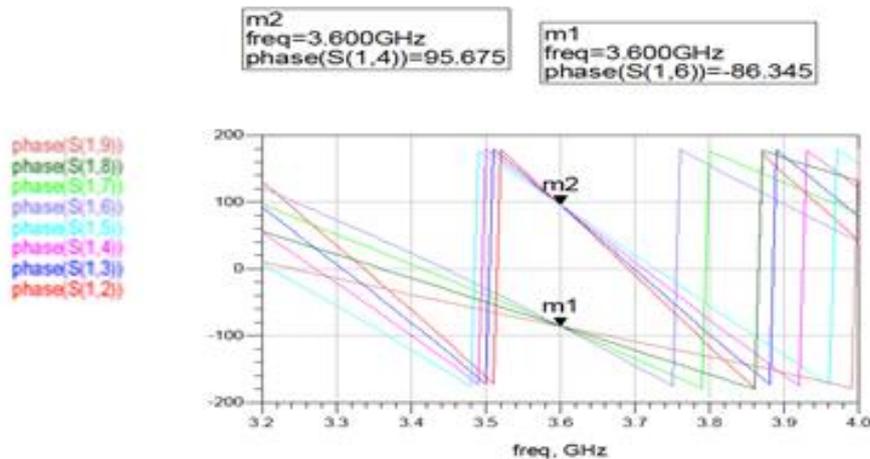


Figura 6-38: Diagrama de fases de la solución “peine” de una red de alimentación para un Flattop de 15° mediante un modelado circuital

- Relación entre parámetros S

S21/S91	0.111	<	3.2°
S31/S91	0.185	<	0.9°
S41/S91	0.049	<	- 1.3°
S51/S91	0.179	<	180 °
S61/S91	0.254	<	178.5°
S71/S91	0.073	<	- 2.4°
S81/S91	0.571	<	- 2.2°
S91/S91	1	<	0.0°

- Diagrama de radiación

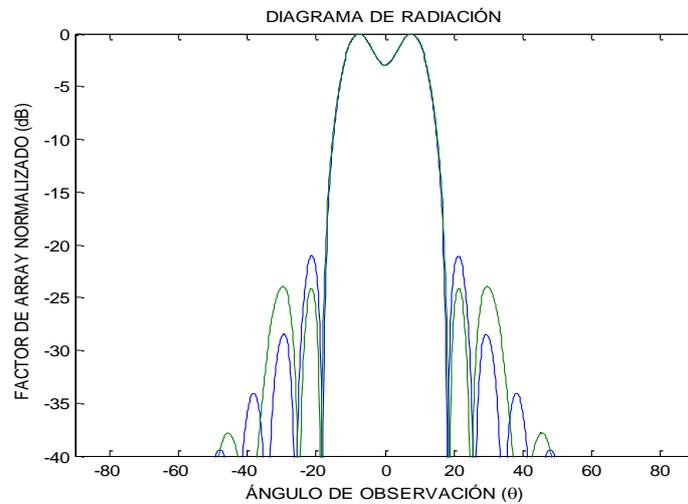


Figura 6-39: Diagrama de radiación del Flattop 15° simulado circuitally frente al diagrama de radiación del Flattop 15° objetivo

A continuación dispondremos a probar el diseño en el programa de modelado electromagnético

6.3.2 Diseño electromagnético

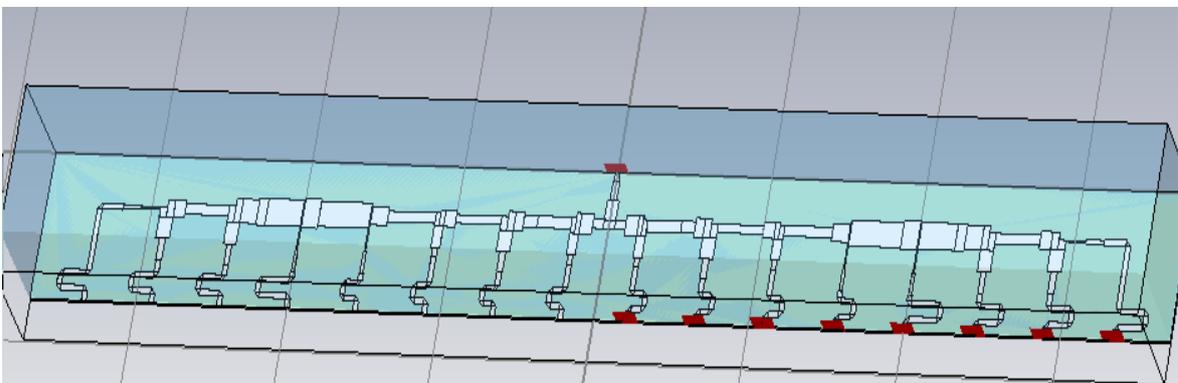


Figura 6-40: Foto de la red de alimentación para un campo Flattop 15°

El diseño obtenido mediante modelado circuital se somete a varias modificaciones para lograr que el reparto y la reflexión a la entrada cumplan con lo exigido. Las nuevas dimensiones serán las siguientes:

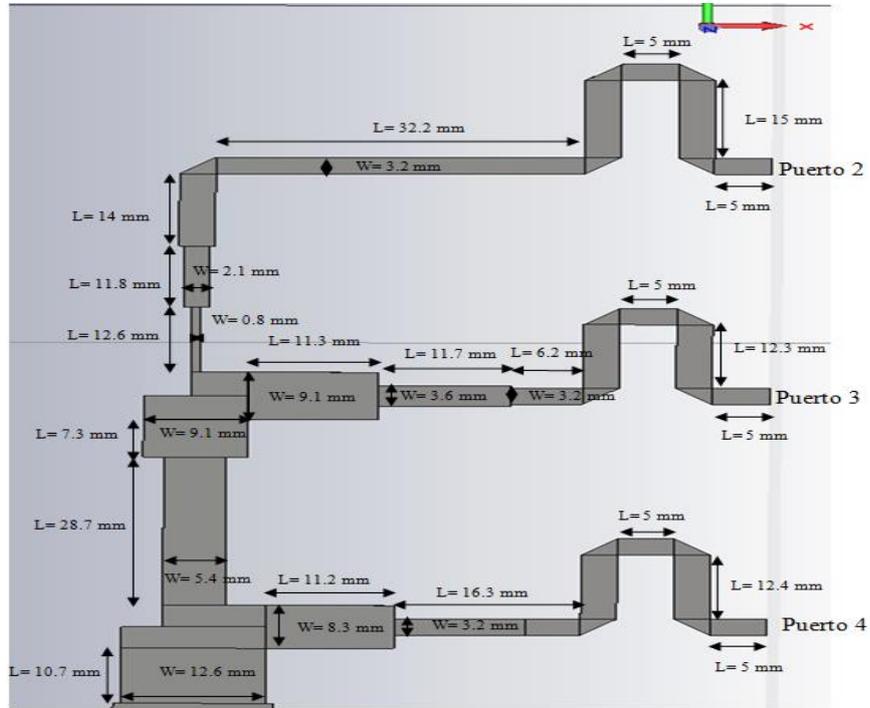


Figura 6-41: Detalle rama salida Puerto 2, 3 y 4

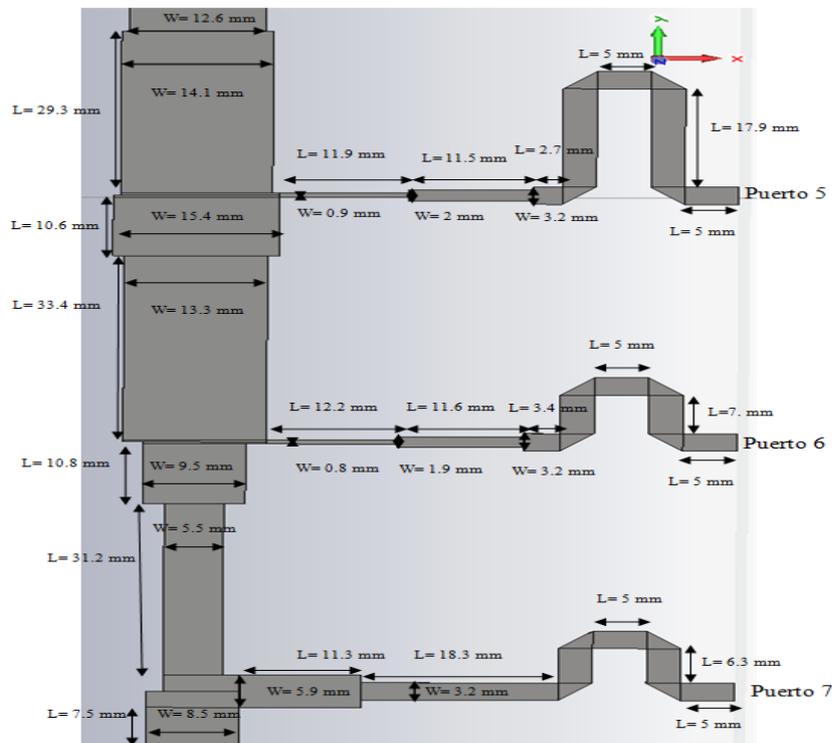


Figura 6-42: Detalle salida Puerto 5, 6 y 7

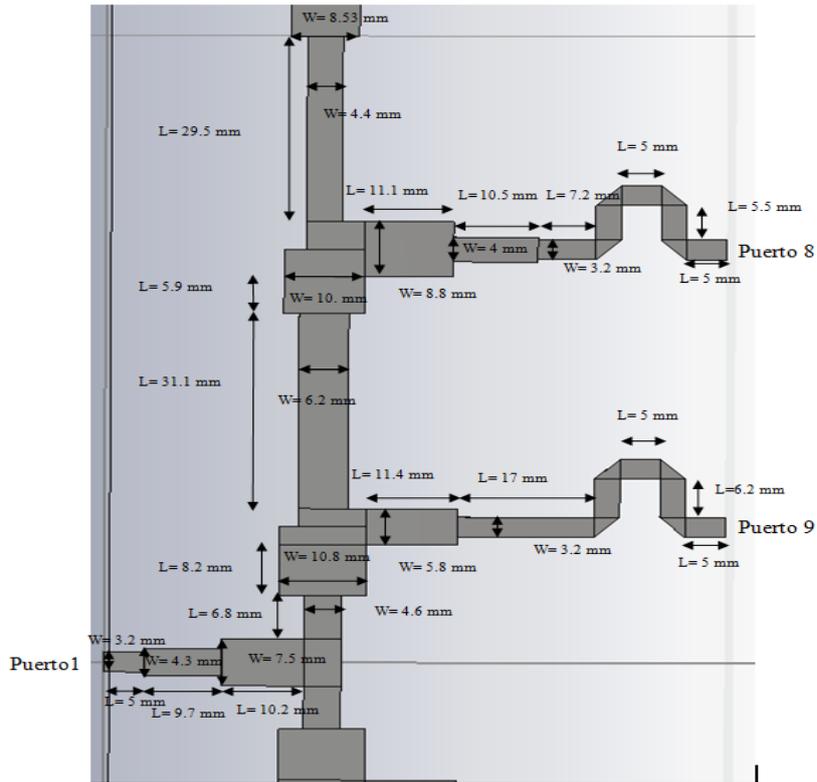


Figura 6-43: Detalle rama salida Puerto 8 y 9 y divisor de entrada

Los resultados obtenidos a 3.6 GHz son los siguientes:

- Dimensión total: 707.98 mm x 77.32 mm
- Reflexión a la entrada

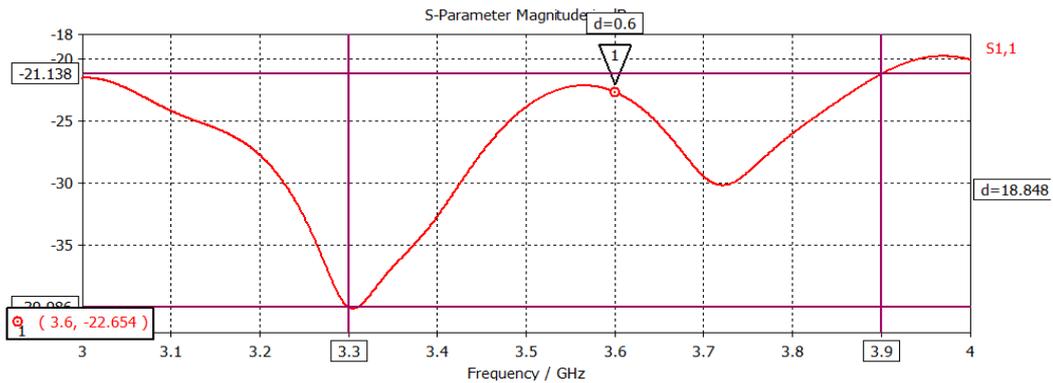


Figura 6-44: Reflexión a la entrada de la solución “peine” de una red de alimentación para un Flattop de 15° mediante un modelado EM

Con una reflexión de -22.65 dB a la entrada del divisor se puede concluir se encuentra dentro los límites necesarios para un buen funcionamiento.

- Transmisión

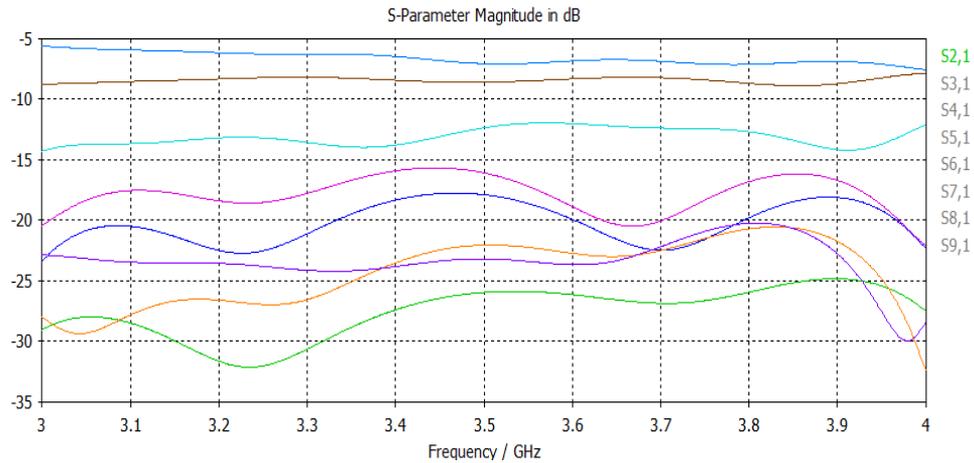


Figura 6-45: Diagrama de transmisión de la solución “peine” de una red de alimentación para un Flattop de 15° mediante un modelado EM

- Fases

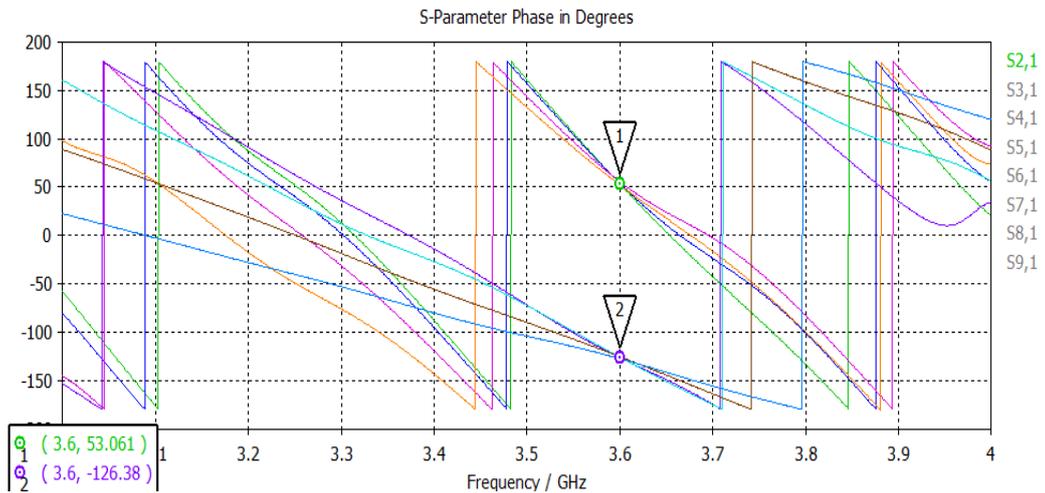


Figura 6-46: Diagrama de fases de la solución “peine” de una red de alimentación para un Flattop de 15° mediante un modelado EM

- Relación entre parámetros S

S_{21}/S_{91}	-0.107
S_{31}/S_{91}	-0.219
S_{41}/S_{91}	-0.248
S_{51}/S_{91}	-0.159
S_{61}/S_{91}	0.143
S_{71}/S_{91}	0.548
S_{81}/S_{91}	0.842
S_{91}/S_{91}	1

La diferencia de 180° que se observa en gráfico de fases también se puede indicar con un (-) en los parámetros S

- Diagrama de radiación

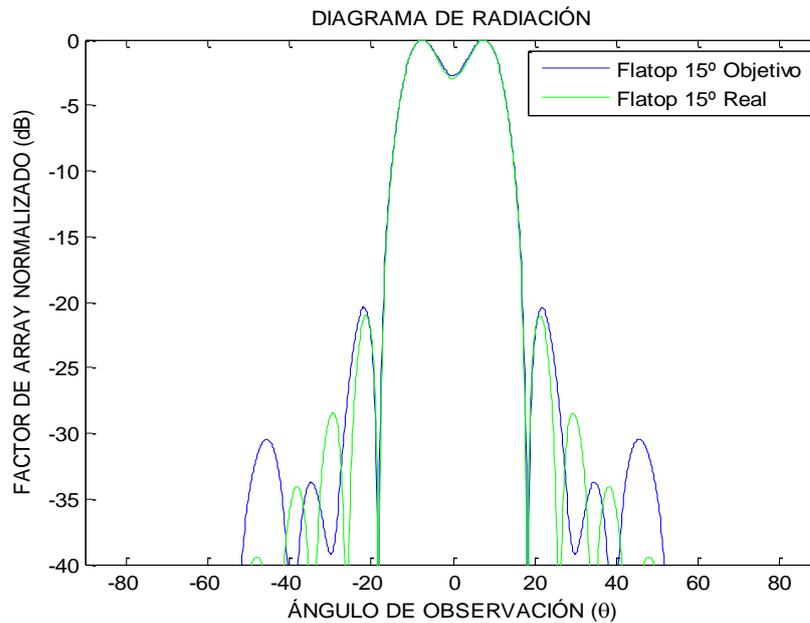


Figura 6-47: Diagrama de radiación del Flatop 15° simulado EM frente al diagrama de radiación del Flatop 15° objetivo

El diagrama de radiación obtenido coincide en gran medida con el diagrama buscado, logrando que haya una atenuación de -20 dB en el lóbulo secundario a 20°.

En los extremos de la banda de trabajo se tienen los siguientes resultados:

- Relación entre parámetros S

	3.3 GHz	3.9 GHz	Objetivo
S21/S91	0.062 < 9.8°	0.119 < 121.6°	- 0.0985
S31/S91	0.174 < 0.8°	0.242 < 155.5°	- 0.2473
S41/S91	0.266 < -35.0°	0.293 < 178.0°	- 0.2683
S51/S91	0.099 < -80.2°	0.170 < 165.8°	- 0.1268
S61/S91	0.128 < 35.8°	0.164 < 39.5°	0.1545
S71/S91	0.427 < 11.9°	0.435 < 91.0°	0.5020
S81/S91	0.805 < -18.6°	0.794 < 126.1°	0.8152
S91/S91	1 < -53.7°	1 < 151.7°	1

Mientras que el reparto de potencias en los extremos de la banda de trabajo se siguen aproximando al objetivo, los desfases entre salidas causarán que el diagrama de radiación no sea el adecuado, esto es debido a que la red se diseñó para una frecuencia de 3.6 GHz y sería necesario alguna implementar alguna estrategia de banda ancha u otra tecnología.

Se han reconocido algunas mejoras respecto al diseño objetivo:

- Respecto al patrón solicitado se ha mejorado ligeramente rizado disminuyéndolo 0.25 dB respecto al diagrama de radiación planteado inicialmente.

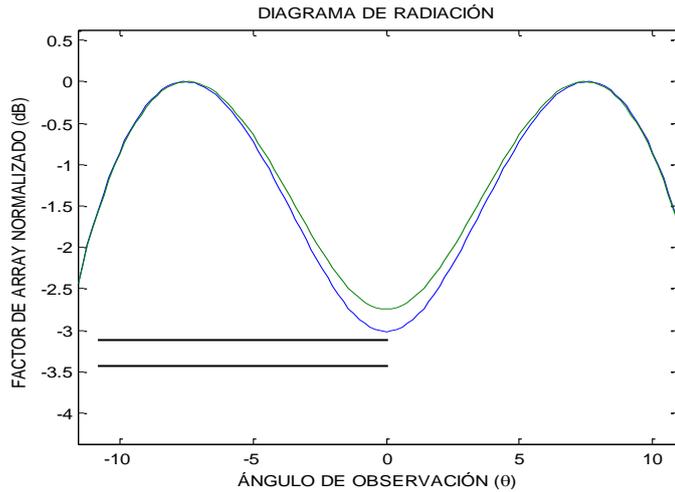


Figura 6-48: Detalle del lóbulo principal

- Adicionalmente al observar la respuesta a la entrada del divisor en un espectro más amplio (0-7 GHz) se observa un comportamiento aceptable, por debajo de los -15 dB, en la banda de los 2.23-4.5 GHz.

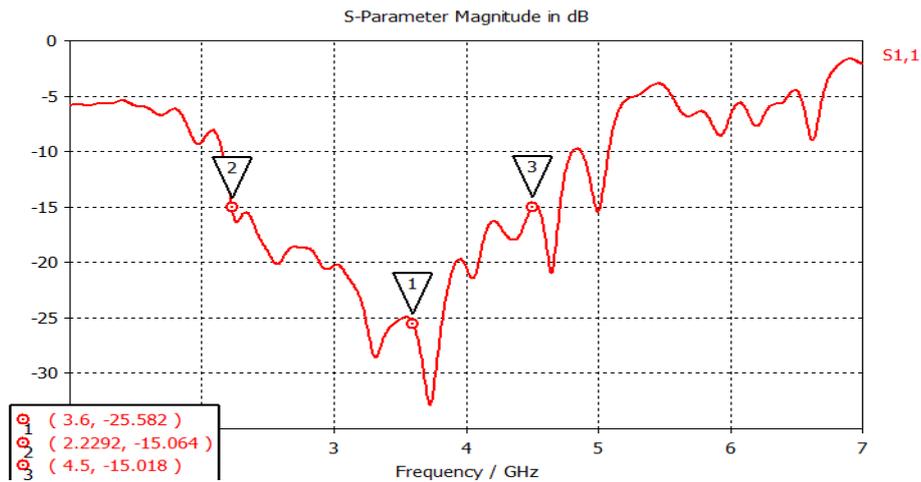


Figura 6-49: Reflexión a la entrada del diseño peine para una red de alimentación de un campo Flattop 15° en un espectro de banda ampliado

Los coeficientes de reparto a 2.3 GHz serán los siguientes:

	Simulado		Objetivo
S21/S91	0.121	< - 57.4°	- 0.0985
S31/S91	0.329	< -161.5°	- 0.2473
S41/S91	0.340	< 81.0°	- 0.2683
S51/S91	0.220	< - 83.1°	- 0.1268
S61/S91	0.256	< -126.9°	0.1545
S71/S91	0.477	< 106.6°	0.5020
S81/S91	0.688	< - 2.1°	0.8152
S91/S91	1	< -127.3°	1

De igual forma en el otro extremo, a 4.5 GHz el reparto será el siguiente:

	Simulado		Objetivo
S21/S91	0.724	< -121.3°	- 0.0985
S31/S91	0.537	< -32.7°	- 0.2473
S41/S91	0.362	< 66.8°	- 0.2683
S51/S91	0.182	< 121.6°	- 0.1268
S61/S91	0.296	< 85.6°	0.1545
S71/S91	0.950	< 167.9°	0.5020
S81/S91	1.093	< -103.0°	0.8152
S91/S91	1	< - 16.4°	1

Se observa que el diagrama de radiación fuera de la frecuencia para la que ha sido diseñado no cumplirá con lo exigible por el patrón propuesto debido a que no se cumplirá ni la relación de potencias ni la relación de fases.

7 Construcción del prototipo

7.1 Construcción

Por último se ha escogido un diseño para ser construido en tecnología microstrip y medido mediante un analizador de redes con el objetivo de comprobar que el método escogido para realizar los diseños es correcto. Se ha escogido el diseño del Flattop de 15° al ser un diseño que engloba todas las dificultades vistas en el proyecto, repartos no uniformes, coeficientes negativos y desfases entre salidas.

Debido a limitaciones de tamaño solo se construirá una parte del diseño, y se extrapolará su funcionamiento al diseño completo. Debido a las limitaciones tecnológicas no se puede fabricar en plancha con un largo superior a los 280 mm, es por ello que opta por fragmentar una de las dos mitades de las que está compuesto el diseño en dos sub-mitades que se denominarán “Zona A” y “Zona B”.

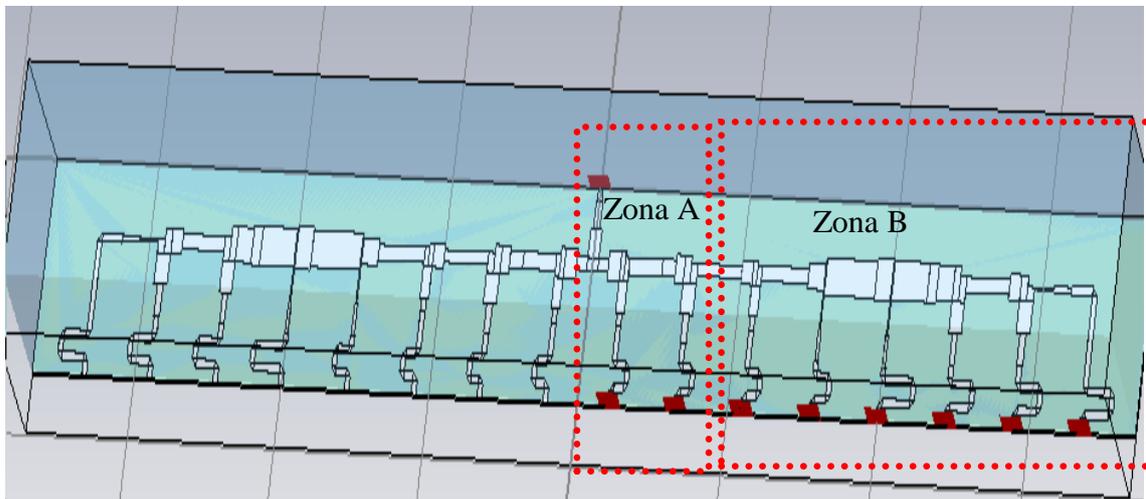


Figura 7-1: Modelado del diseño “peine” para un Flattop 15° en CST

La razón por la que se opta por fragmentar por este punto entre las ramas de los puertos 8 y 7, es debido a que las limitaciones tecnológicas impiden su completa construcción y a que se le va introducir en las entradas y salidas del subdiseño unos conectores SMA con una impedancia de 50 Ω aproximadamente, por lo que se ha buscado una zona donde el salto de impedancias sea mínimo (la impedancia de línea en ese punto es de 40.3 Ω).

La zona A estará compuesta por los puertos 2,3,4,5,6 y 7. Mientras que la zona B se compondrá del puerto de entrada y los puertos 8 y 9.

Zona A

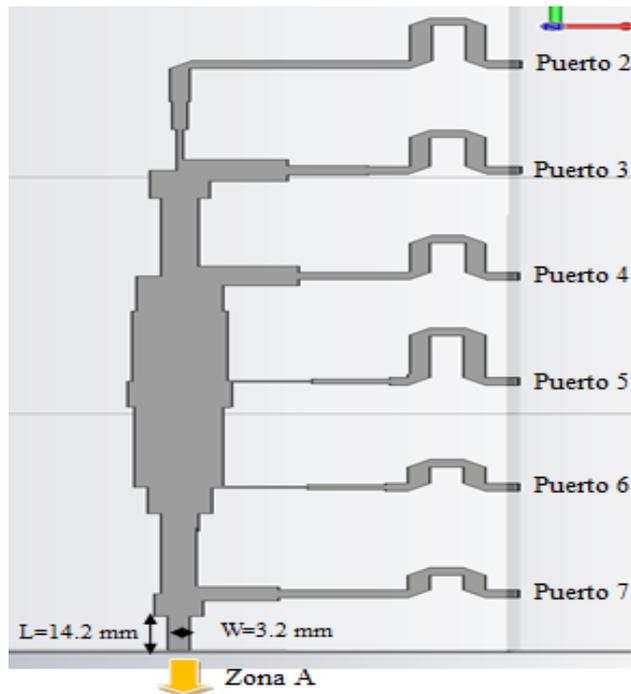


Figura 7-2: Esquemático de la zona A

Zona B

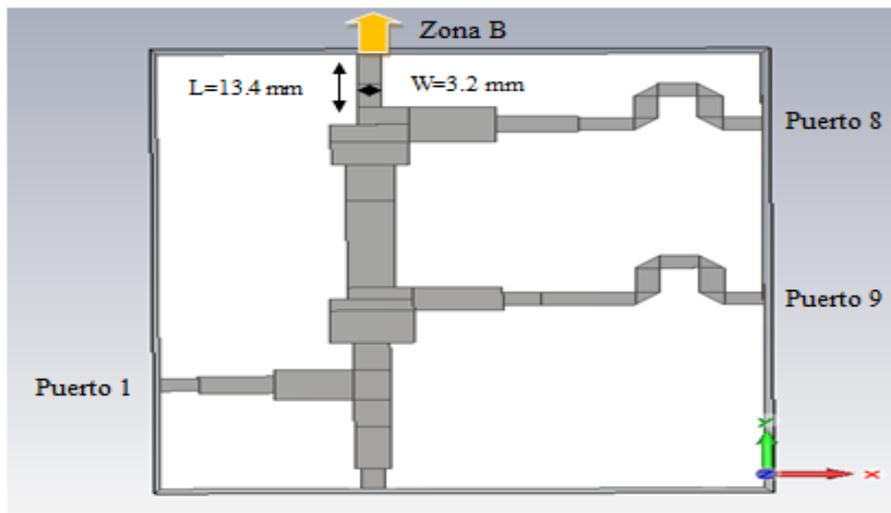


Figura 7-3: Esquemático de la zona B

Los resultados obtenidos en el análisis EM de cada una de las submitades son los siguientes:

- Dimensión total:

Zona A	Zona B
267.6 x 57.8 mm	110.9 x 77.3 mm

Reflexión Zona A

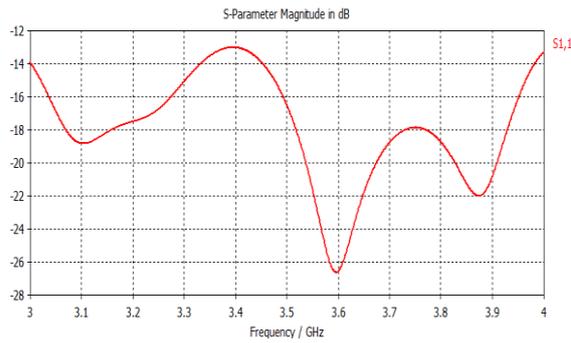


Figura 7-4: Diagrama de reflexión a la entrada de la solución “peine” de una red de alimentación para un Flattop de 15° mediante un modelado EM

Reflexión Zona B

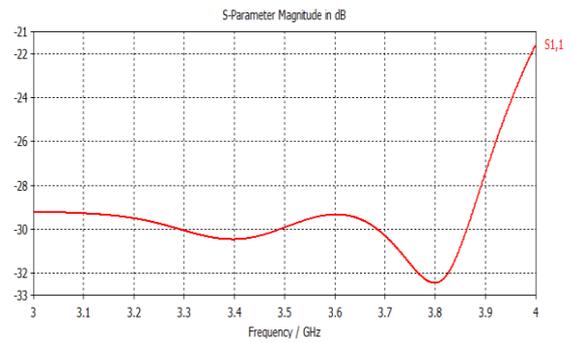


Figura 7-5: Diagrama de reflexión a la entrada de la solución “peine” de una red de alimentación para un Flattop de 15° mediante un modelado EM

Transmisión Zona A

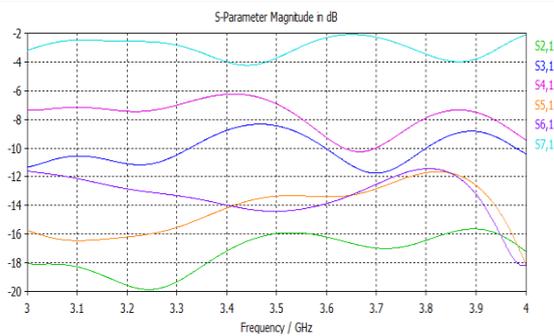


Figura 7-6: Diagrama de transmisión de la zona A solución “peine” construida

Transmisión Zona B

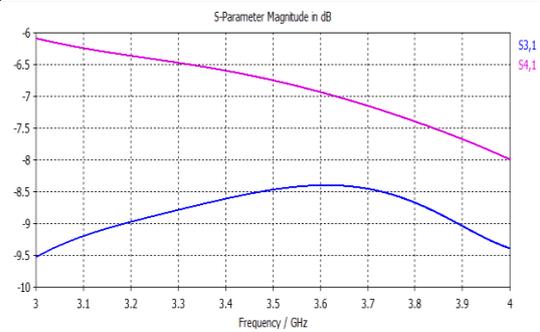


Figura 7-7: Diagrama de transmisión de la zona B solución “peine” construida

Fases Zona A

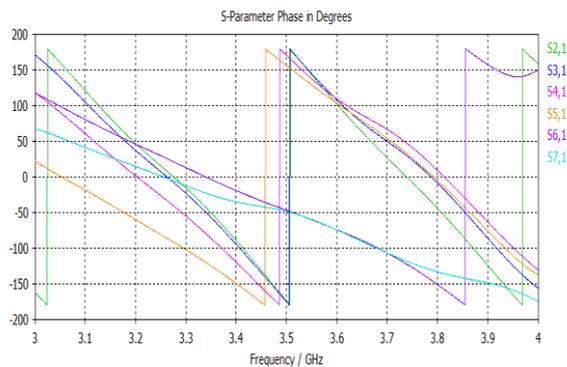


Figura 7-8: Diagrama de fases de la solución “peine” de una red de alimentación para un Flattop de 15° mediante un modelado EM

Fases Zona B

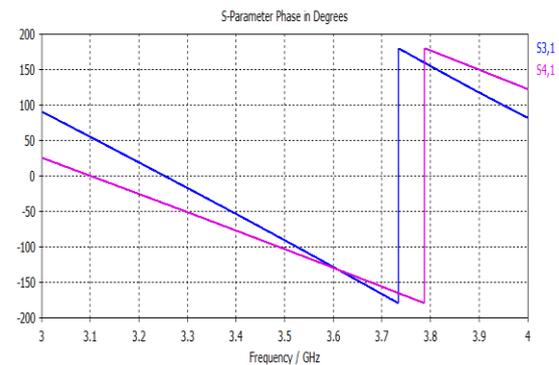


Figura 7-9: Diagrama de fases de la solución “peine” de una red de alimentación para un Flattop de 15° mediante un modelado EM

- Relación entre parámetros S (Zona A+ Zona B)

S21/S91	0.1007	< 108.2°
S31/S91	0.2040	< 105.3°
S41/S91	0.2242	< 100.1°
S51/S91	0.1392	< 99.2°
S61/S91	0.1317	< - 74.0°
S71/S91	0.5000	< - 74.0°
S81/S91	0.8202	< -128.8°
S91/S91	1.0000	< -128.7°

Al juntar los datos obtenidos en las simulaciones EM de la zona A y la zona B se introduce un error debido a los conectores SMA incluidos para su posterior construcción, estos conectores provocan un desfase de 20° entre ambos diseños.

Adicionalmente se ha comprobado que el divisor central reparte equitativamente la potencia entre las dos ramas principales (divisores 1:8):

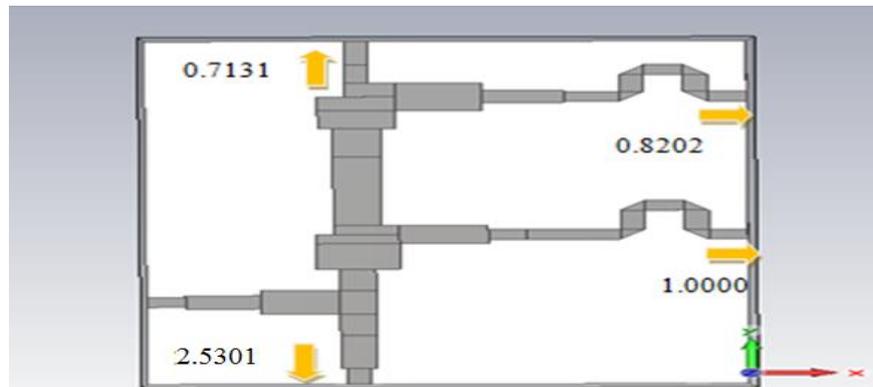


Figura 7-10: Detalle del reparto de intensidad de potencia en la zona B

- Diagrama de radiación

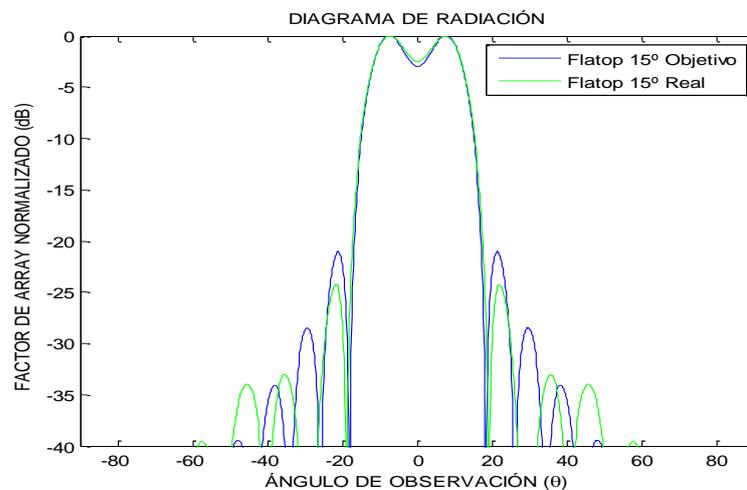


Figura 7-11: Diagrama de radiación del Flattop 15° simulado* frente al diagrama de radiación del Flattop 15° objetivo

***Nota:** En el diseño resultado de la unión se introduce un desfase que no se ha tenido en cuenta para representar el diagrama de radiación, al ser un error introducido por la necesidad de fabricación de dividir el diseño en dos partes.

Se ha logrado un diagrama de radiación que además de cumplir con las condiciones planeadas mejora algunas características como se mostrará más adelante. La reflexión a la entrada del diseño es de -29 dB y un diagrama de radiación con unos lóbulos secundarios con una mayor atenuación de la buscada y un rizado en la banda de paso (0°) mejor del solicitado.

A continuación se decide construir solo la zona A al considerarla suficiente para probar el modelo. Se ha escogido construir esta zona al considerarla que dispone de todas las dificultades vistas en este proyecto: reparto de potencia no uniforme y fases en oposición entre sus salidas. Es por ello que se realizará una última simulación procurando un diseño que se aproxime en lo posible al real, es decir, introduciendo un plano de masa y conectores SMA.

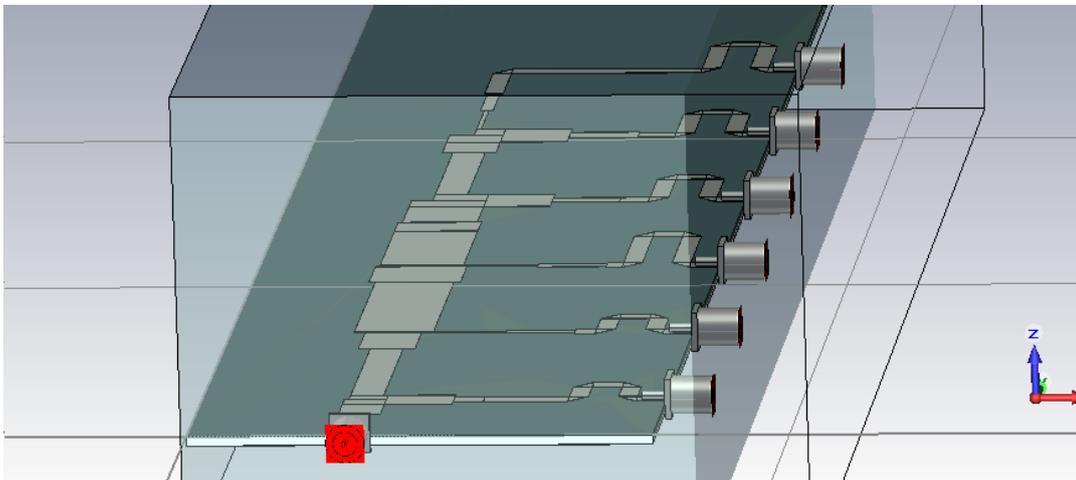


Figura 7-12: Foto del diseño simulado con conectores SMA

Resultados:

- Dimensión total: 275.4 x 65.6 mm

- Reflexión a la entrada

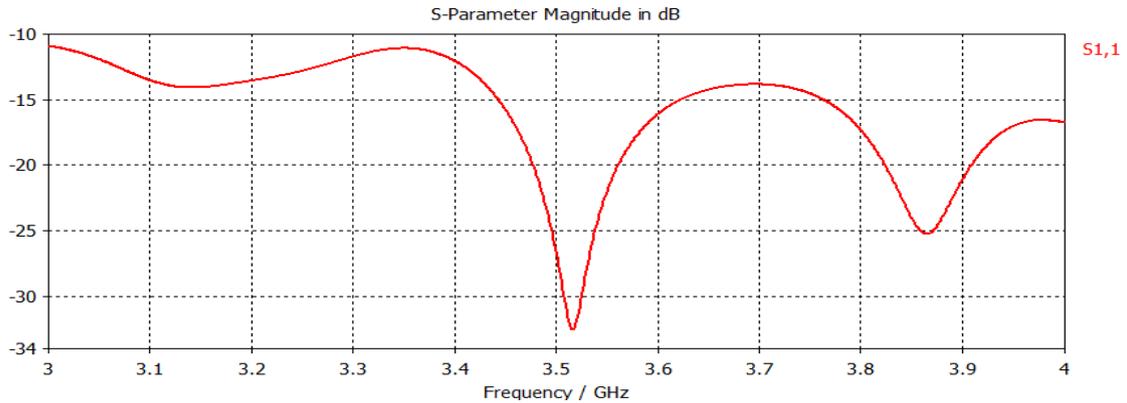


Figura 7-13: Diagrama de reflexión a la entrada de la solución “peine” de una red de alimentación para un Flattop de 15° mediante un modelado EM con conectores SMA

- Transmisión

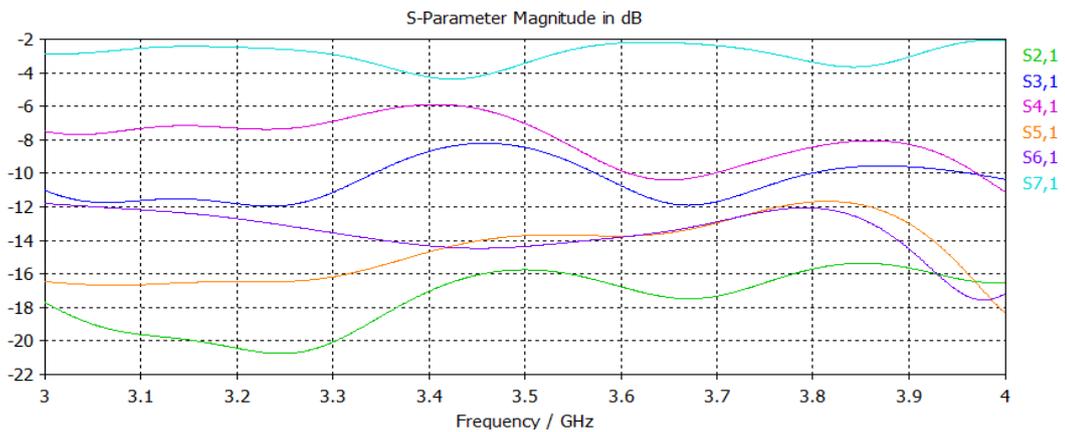


Figura 7-14: Diagrama de transmisión de la solución “peine” de una red de alimentación para un Flattop de 15° mediante un modelado EM con conectores SMA

- Fases

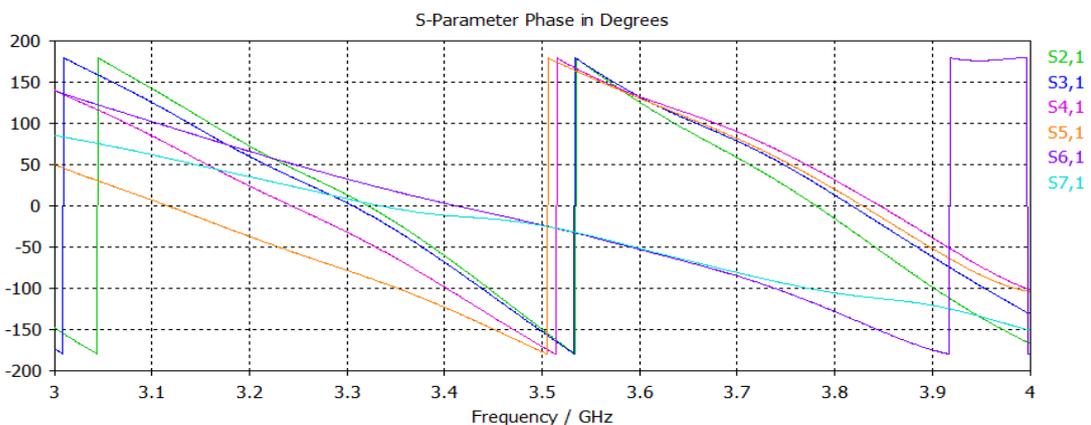


Figura 7-15: Diagrama de fases de la solución “peine” de una red de alimentación para un Flattop de 15° mediante un modelado EM con conectores SMA

- Relación entre parámetros S

S21/S91	0.094	< 126
S31/S91	0.188	< 132.5
S41/S91	0.208	< 132.7
S51/S91	0.133	< 130.6
S61/S91	0.132	<- 52.3°
S71/S91	0.500	<- 51°
S81/S91*	0.820	< -128.8°
S91/S91*	1.000	< -128.7°

- Diagrama de radiación

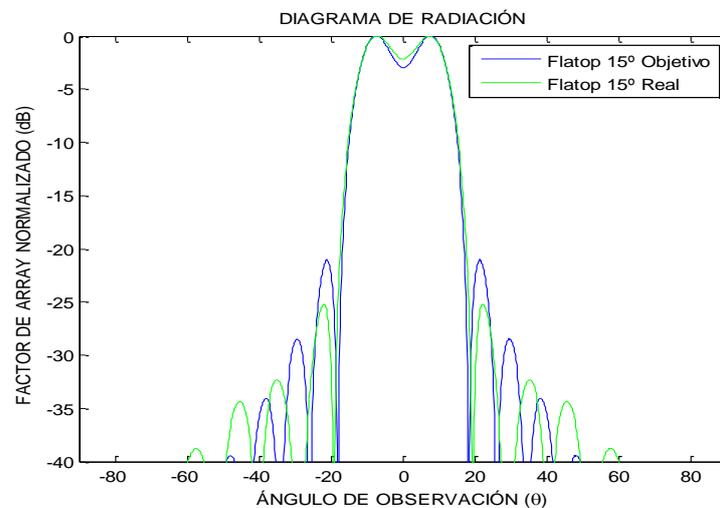


Figura 7-16: Diagrama de radiación del Flatop 15° simulado* frente al diagrama Flatop objetivo

***Nota:** Al disponer de una parte parcial del diseño completo se han extrapolado los valores de la parte no construida utilizando $S91/S91=1$ y $S81/S91=0.824$ que son los obtenidos de la simulación de la zona B con conectores SMA

Este diagrama confirma la mejoría del diseño obtenido respecto al diseño objetivo, obteniendo una mejora de 1 dB en el rizado.

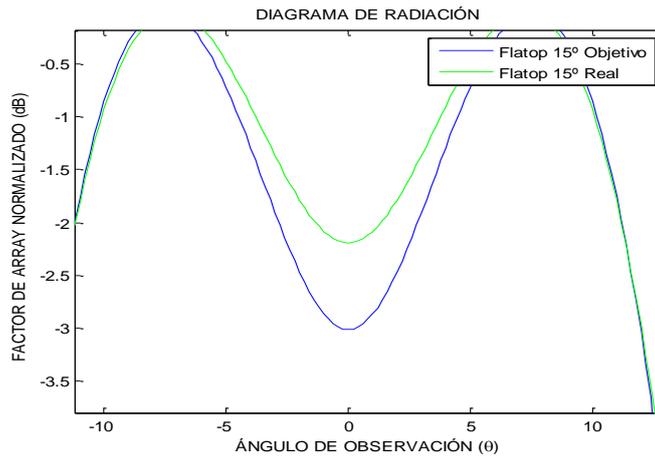


Figura 7-17: Detalle del rizado del lóbulo principal en el diseño simulado frente al diseño objetivo

Y unos lóbulos secundarios con una mayor atenuación (4 dB de atenuación):

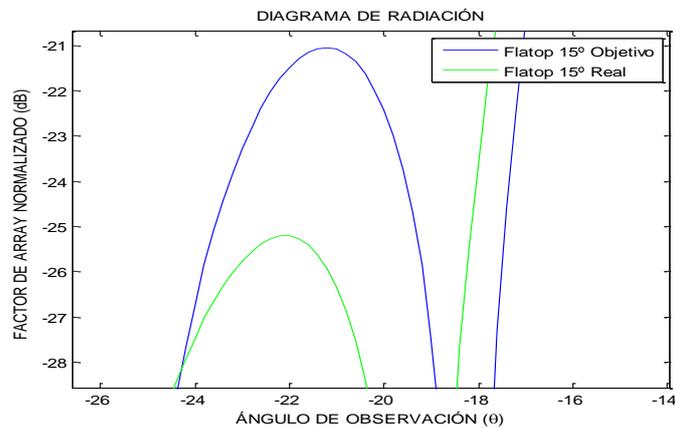


Figura 7-18: Detalle del lóbulo secundario en el diseño simulado frente al diseño objetivo

Por último se procederá a probar el diseño obtenido construyendo la zona A. Para ello con ayuda del AutoCad se obtendrán dos capas Gerber, una de corte y otra top, que indicarán a la fresadora el diseño a implementar.

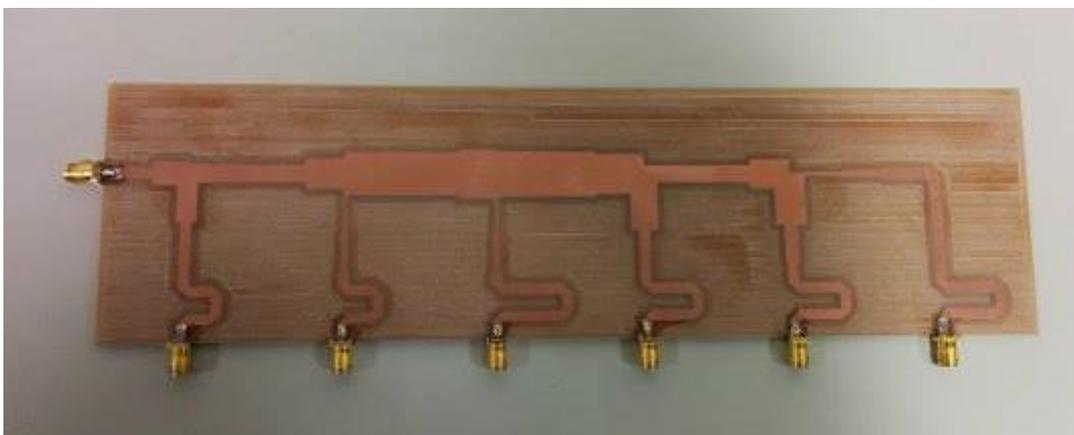


Figura 7-19: Foto del divisor 1:6 construido

7.2 Medidas

El diseño construido se ha medido mediante un analizador de redes en los laboratorios de la Escuela Politécnica Superior obteniendo los siguientes resultados:

- Reflexión en la entrada (dB)

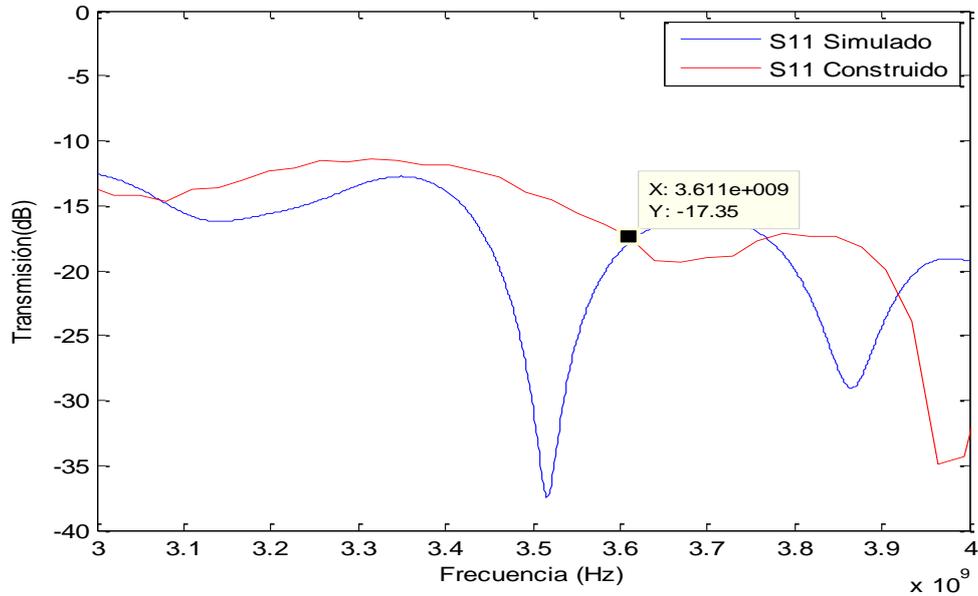


Figura 7-20: Diagrama de reflexión a la entrada del diseño construido frente al diseño simulado

- Transmisión Puerto 2

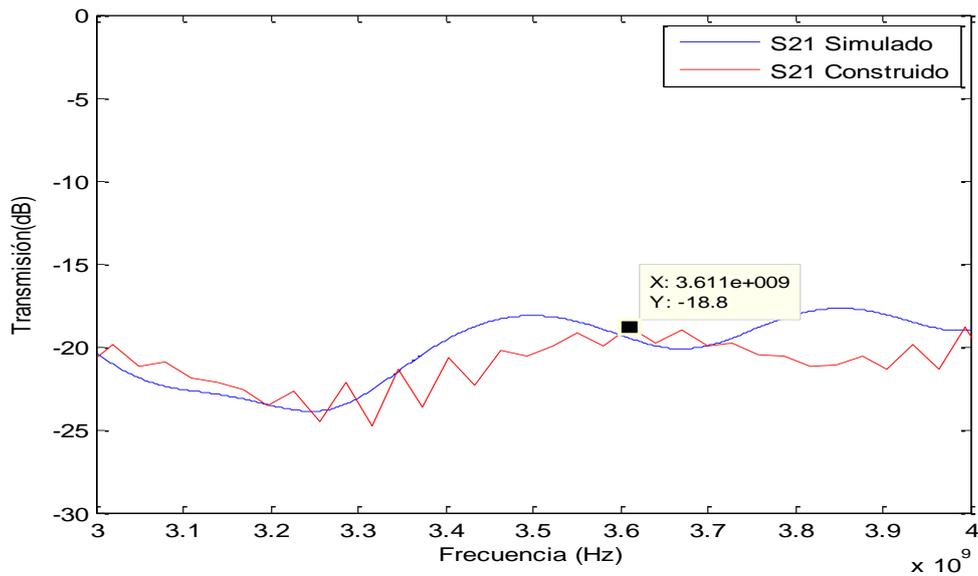


Figura 7-21: Diagrama de transmisión del puerto 2 del diseño construido frente al puerto 2 del diseño simulado con modelado EM

- Transmisión Puerto 3

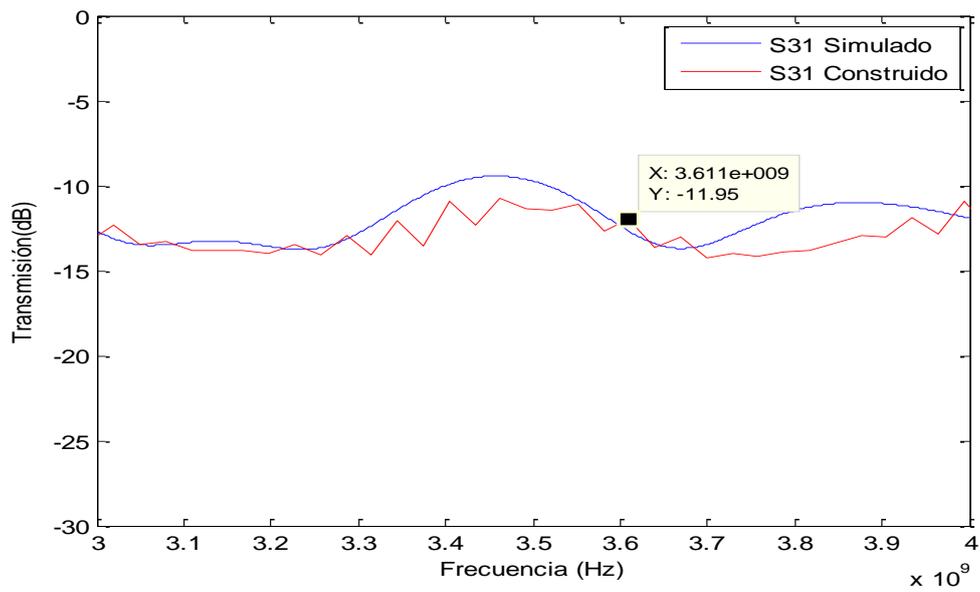


Figura 7-22: Diagrama de transmisión del puerto 3 del diseño construido frente al puerto 2 del diseño simulado con modelado EM

- Transmisión Puerto 4

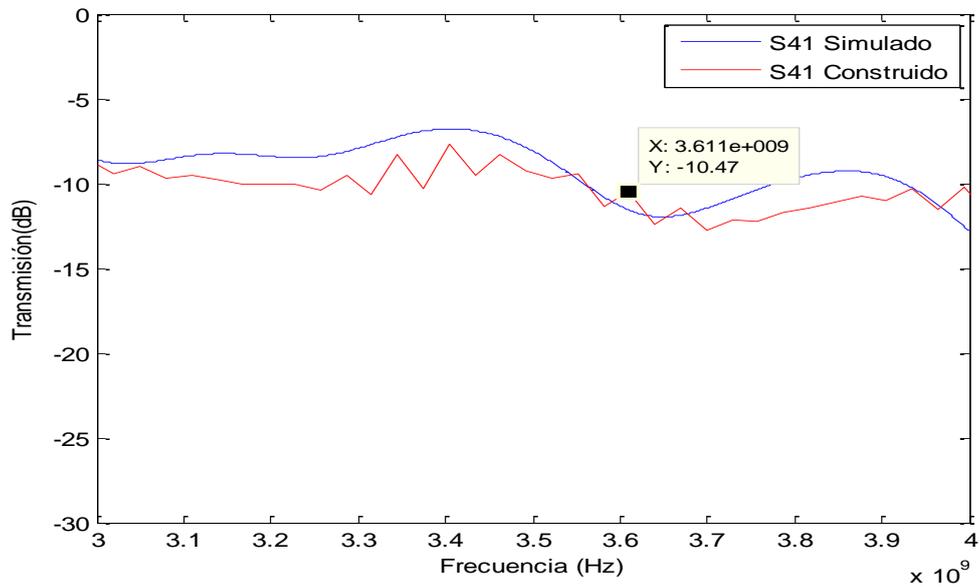


Figura 7-23: Diagrama de transmisión del puerto 4 del diseño construido frente al puerto 2 del diseño simulado con modelado EM

- Transmisión Puerto 5

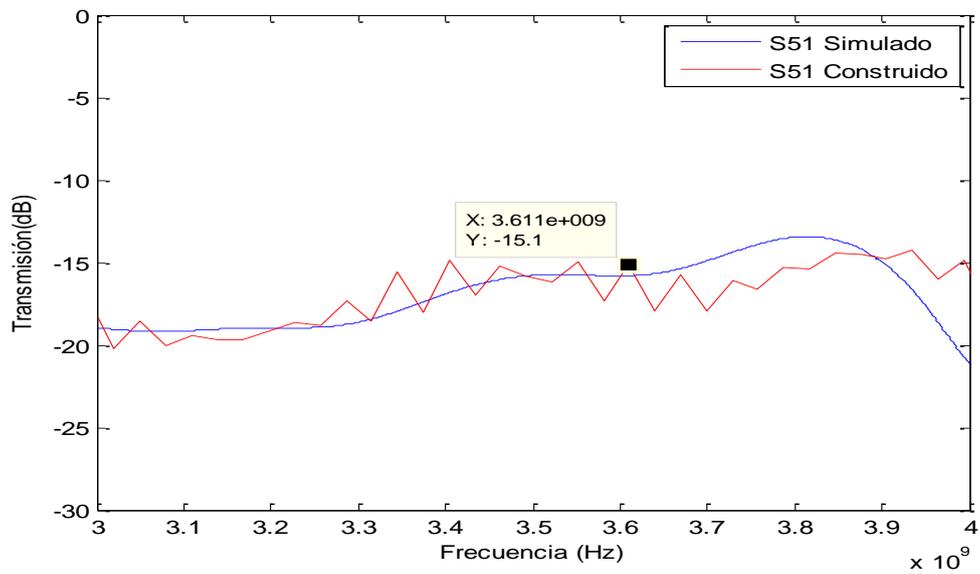


Figura 7-24: Diagrama de transmisión del puerto 5 del diseño construido frente al puerto 2 del diseño simulado con modelado EM

- Transmisión Puerto 6

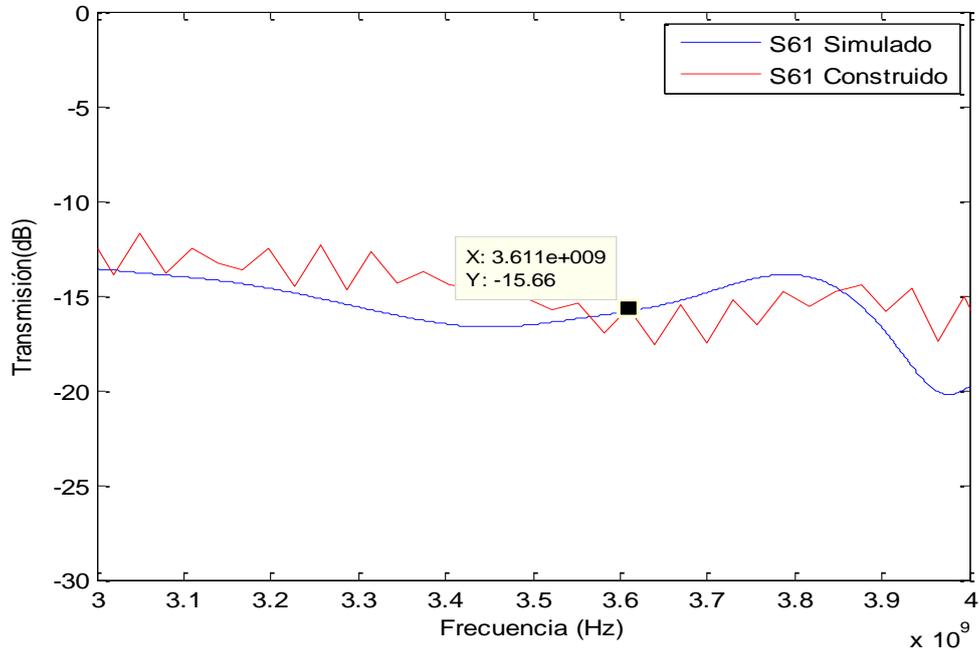


Figura 7-25: Diagrama de transmisión del puerto 6 del diseño construido frente al puerto 2 del diseño simulado con modelado EM

- Transmisión Puerto 7

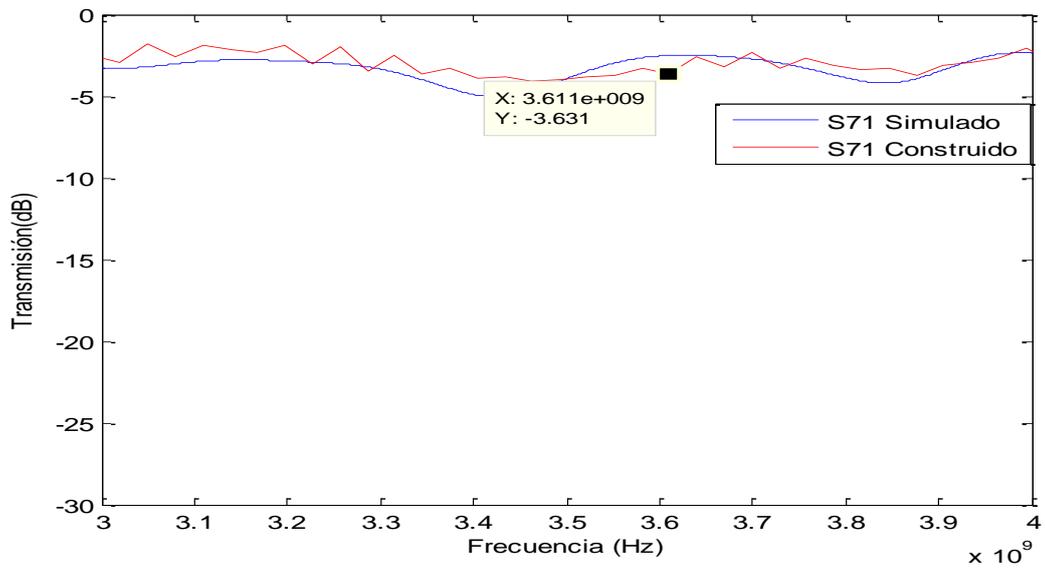


Figura 7-26: Diagrama de transmisión del puerto 7 del diseño construido frente al puerto 2 del diseño simulado con modelado EM

- Aislamiento Puerto 2 y Puerto 7

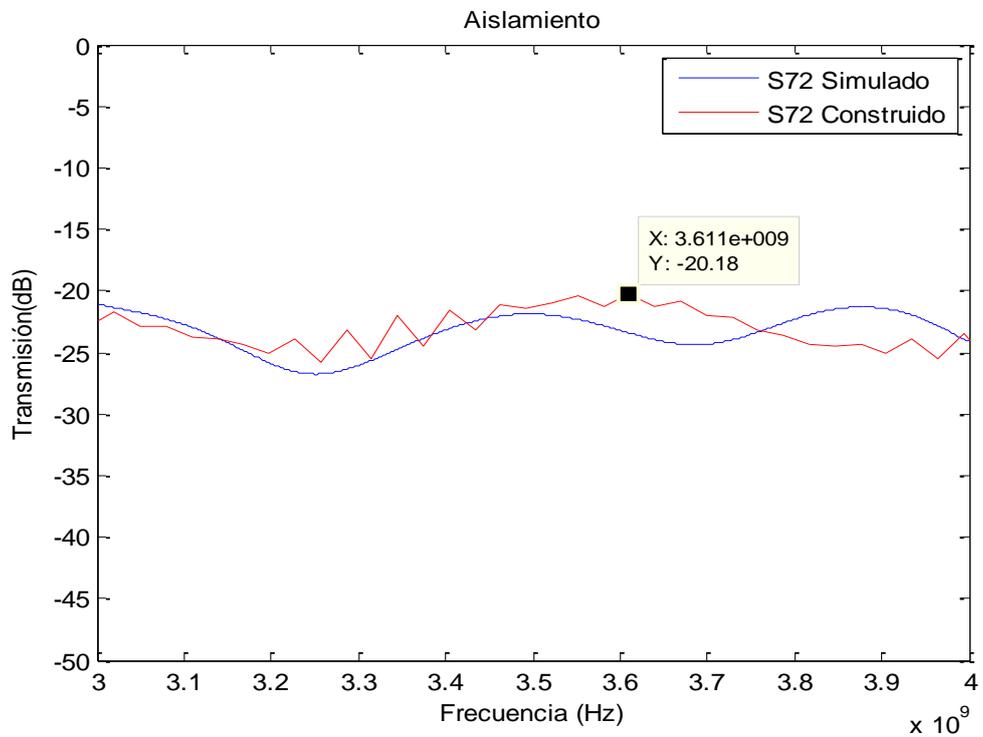


Figura 7-27: Aislamiento del puerto 2 con el puerto 7 del diseño construido y simulado

- Aislamiento Puerto 7 y Puerto 3

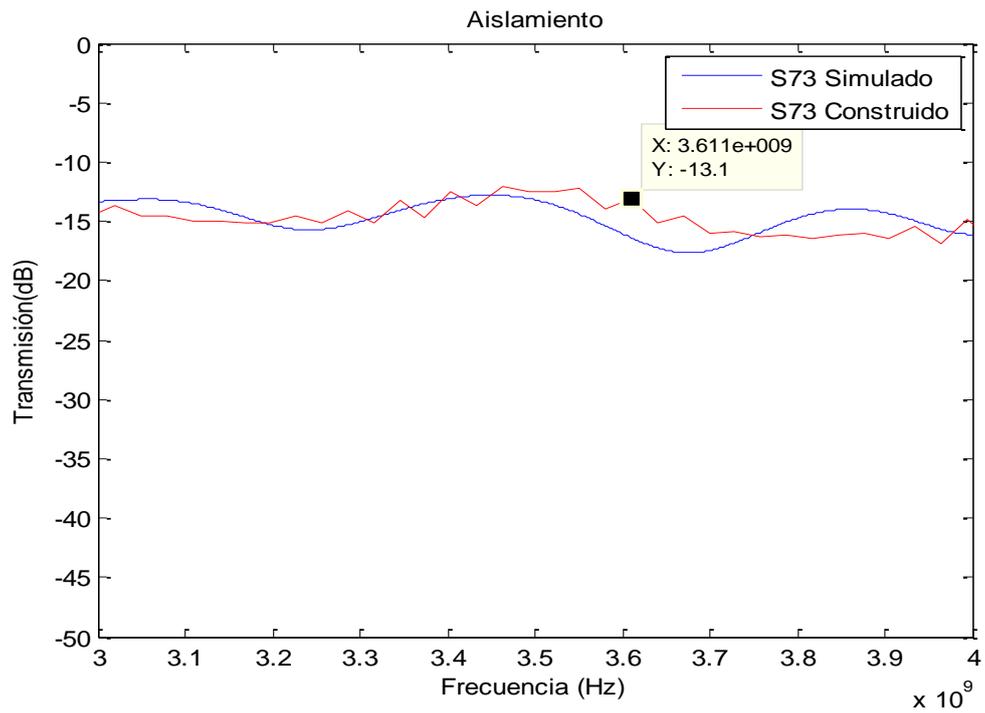


Figura 7-28: Aislamiento del puerto 3 con el puerto 7 del diseño construido y simulado

- Aislamiento Puerto 5 y Puerto 2

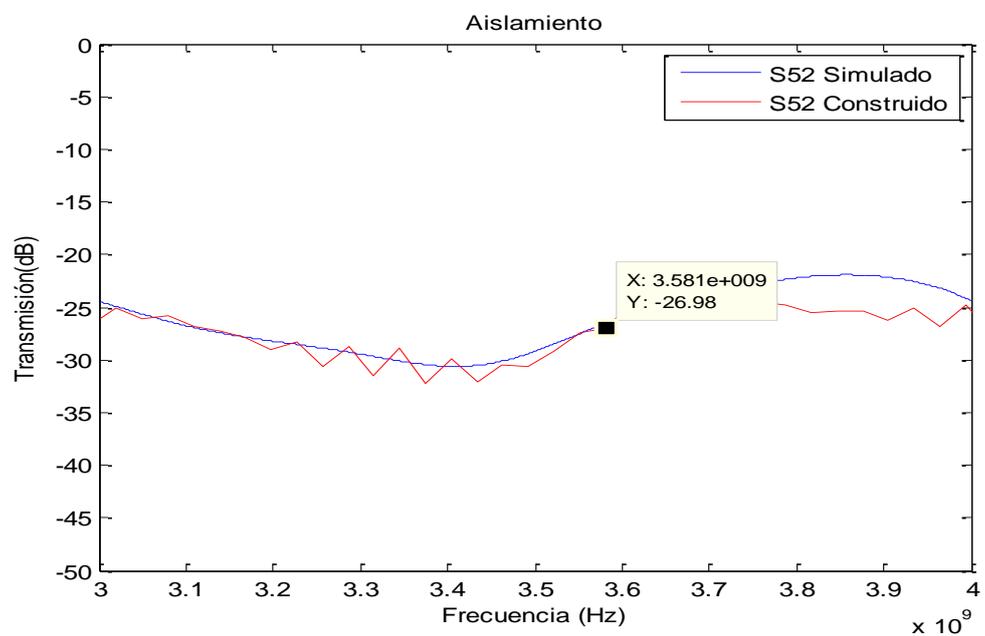


Figura 7-29: Aislamiento del puerto 2 con el puerto 7 del diseño construido y simulado

- Los desfases medidos serán los siguientes:

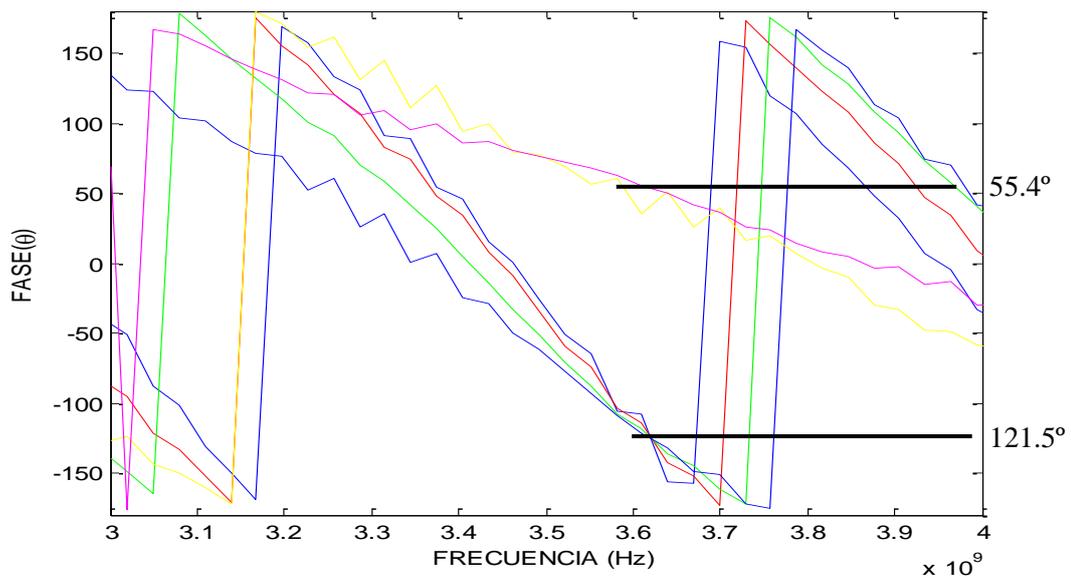


Figura 7-30: Diagrama de fases del diseño construido

Con los parámetros obtenidos mediante mediciones del diseño con el analizador de redes y extrapolando los parámetros S91 y S81 del diseño simulado, el diagrama de radiación resultante es el siguiente:

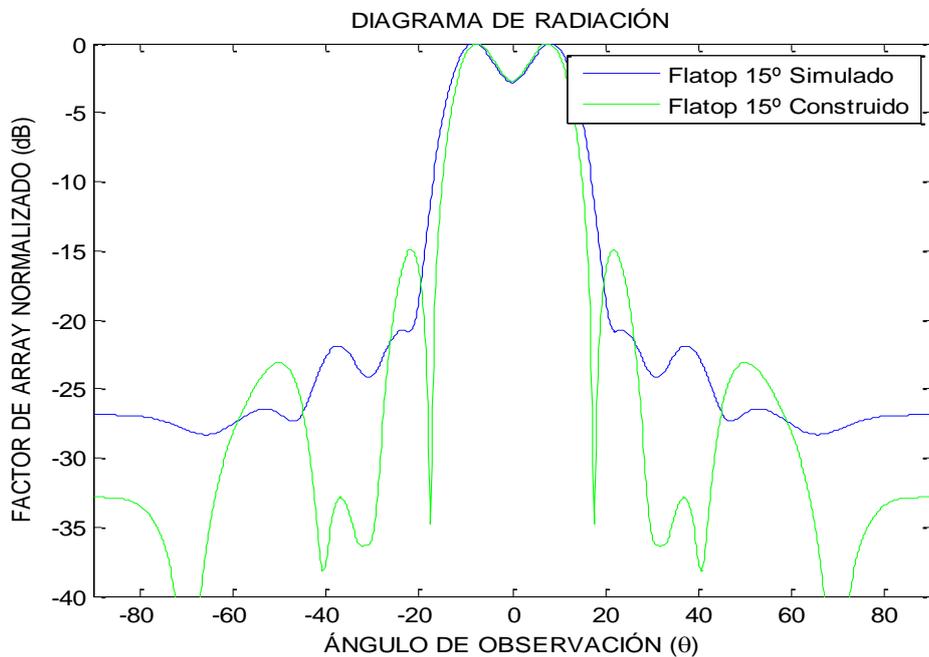


Figura 7-31 Diagrama de radiación del Flattop 15° construido frente al diagrama de radiación del diseño simulado electromagnéticamente

8 Conclusiones y trabajo futuro

8.1 Conclusiones

A lo largo de este documento se han implementado diversas soluciones para obtener los diagramas de radiación procedentes de distintos métodos de diseño arrays. Dichos diagramas son empleados en la industria para satisfacer diversas necesidades en la construcción de una red de comunicaciones WiMAX, permitiendo variar el área de cobertura según se utilice uno u otro diseño.

El esquema empleado en cada diseño para lograr un diseño que cumpla con los objetivos ha sido el siguiente:

1. Se han seleccionado unos diagramas de radiación objetivos y los coeficientes que es necesario aplicar a una red de alimentación para que los radien.

2. A continuación se ha realizado un diseño ideal, calculando de forma teórica las impedancias de las líneas que lo compondrán.

3. Estos diseños ideales se aplicaron en tecnología microstrip calculando los anchos y largos de las pintas en función de las impedancias y desfases.

4. Se sometió los diseños a un análisis circuital en tecnología microstrip para observar su comportamiento, modificando algún parámetro para tener en cuenta las pérdidas en el sustrato y otros efectos que no fueron tenidos en cuenta en el diseño ideal.

5. Por último, siempre que en los pasos anteriores el diseño haya resultado viable, se sometieron los diseños a un análisis EM para obtener un análisis lo más preciso posible.

Para comprobar que el método empleado funciona, se ha escogido un diseño para construirlo y medirlo en las instalaciones de la Escuela Politécnica Superior de la Autónoma de Madrid, y de esta forma analizar su comportamiento.

Los diversos diseños realizados fueron los siguientes:

- Solución “peine” para campo uniforme
- Solución “peine” para diagrama de lóbulos controlados
- Solución “peine” para un diagrama de campo Flattop 30°
- Solución “peine” para un diagrama de campo Flattop 20°
- Solución “peine” para un diagrama de campo Flattop 15°

Cada una de soluciones diseñadas para que su reflexión a la entrada los hiciera viables en una banda de frecuencias de 3.3-3.9 GHz y sus dimensiones permitiese su construcción total o parcial en los laboratorios de la Escuela Politécnica Superior. Es por ello que la solución “corporativa” fue descartada en la mayoría de diseños, al ser una solución que requería unas mayores dimensiones.

La denominada como solución “peine” fue la escogida como más óptima para conseguir los campos objetivos al ser la de menor tamaño y mejores resultados ofrecía. Esta solución se ha caracterizado por disponer de un tronco principal del que salían las distintas ramas de salida y unos “meandros” a la salida para compensar o ajustar los desfases entre las salidas.

El diseño que se decidió construir fue el de la solución peine para el diagrama de campo Flattop de 15°. Se escogió este diseño al ser el que disponía de la mayoría de elementos estudiados en este PFC, incluyendo un reparto no uniforme de las intensidades de potencia y desfases entre las salidas de la red. Los resultados obtenidos han ido variando en cada uno de los análisis realizados pero siempre dentro de los parámetros de diseño especificados. En el primer análisis realizado mediante simulaciones circuitales se obtuvo una reflexión por debajo de los -16 dB en toda la banda de diseño, llegando a los -51 dB a la frecuencia de diseño, 3.6 GHz. El diagrama de radiación obtenido era igual en su lóbulo principal al buscado apreciándose diferencias en los lóbulos secundarios. En el análisis EM tras rediseñar la red para seguir manteniéndola dentro de los parámetros realizables se obtuvo una reflexión por debajo de los -21 dB en toda la banda de trabajo, con -22.6 dB a la frecuencia de diseño. El patrón de radiación presenta ligeras mejoras respecto al patrón objetivo, reduciendo 0.3 dB el rizado en el lóbulo principal y reduciendo los lóbulos secundarios.

Debido a la imposibilidad de fabricar el diseño completo en las instalaciones disponibles debido a sus medidas, se optó finalmente por construir una parte del mismo en que fuesen demostrables la superación de las principales dificultades del circuito, es decir, el reparto de la intensidad de potencia adecuados y el desfase, entre las salidas. Por último se midió la misma mediante un analizador de redes, logrando, a 3.6 GHz, que el reparto cumpliera con lo exigido reparto objetivo, con una reflexión a la entrada de -17.3 dB. Para lograr la representación del diagrama de radiación completo se extrapoló con valores ideales la parte de la red no fabricada y de esta forma se demostró que diseño fabricado disponía de un patrón con un lóbulo principal 4° más estrecho y unos lóbulos secundarios más atenuados que en el patrón objetivo. Adicionalmente se midieron algunos aislamientos aleatoriamente obteniendo unos resultados similares a los obtenidos en la simulación.

En general, como se ha demostrado mediante el diseño construido, se puede considerar que el resultado obtenido es adecuado y coincide con el patrón objetivo, logrando el objetivo de tener una red de alimentación para un campo Flattop de 15°.

8.2 Trabajo futuro

A raíz del trabajo desarrollado en este PFC surgen varias opciones para continuar trabajando en este campo, entre las que se encuentran:

- Diseño de las antenas WIMAX

Como primer trabajo se propone completar el diseño construido implementando antenas al final de cada rama que completen el circuito y que permitan comprobar que la distribución empleada es realmente la deseada. Habría distintas soluciones que podrían ser implementadas siendo la de emplear antenas en microstrip una de las más destacables ya que de este modo no habría pérdidas en el acoplo de la antena.

- Emplear soluciones de que permitan operar Banda Ancha

Como se ha observado, los arrays diseñados en este PFC a pesar de que se han planteado para que transmitan en una banda de frecuencia de 3.3 a 3.9 GHz solo se logrará el patrón objetivo a la frecuencia de diseño, encontrando distorsiones en el patrón objetivo según se aleja de dicha frecuencia debido a que los desfases varían con la frecuencia (las frecuencias están optimizadas para que el diseño cumpla con las especificaciones a 3.6 GHz). Para ello habría que estudiar emplear otras tecnologías que soporten señales de banda ancha como las guías de onda u otras.

- Exportar diseños a otras bandas y tecnologías

Otra posibilidad implicaría realizar un estudio más amplio de los diseños logrados probando su comportamiento al alimentarlos en otras bandas de frecuencia y tecnologías. Al analizar las redes de alimentación en un espectro ampliado podrían obtenerse patrones que dieran soluciones a otras necesidades concretas que pudieran surgir.

Referencias

- [1] Ahmed, Bazil Taha. Transparencias de la asignatura Temas Avanzados de Comunicaciones.
- [2] Simons, A.: “Circularly polarized slot radiators”, IEEE Trans. On Antennas and Propag, Jan 1957, 5, pp 31-36.
- [3] José Luis Masa Campos, Jorge Ruiz Cruz. Antenas y circuitos de alta frecuencia, 2009. *Asignatura de máster impartida en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid.*
- [4] José Luis Masa Campos. “Transmisión por soporte físico”, *Asignatura de Ingeniería de Telecomunicación impartida en la EPS de la UAM.*
- [5] http://www.ecured.cu/index.php/Antena_reflectora
- [6] Constantine E. Balanis, “Antenna Theory: Analysis and desing”.
- [7] Sophocles J. Orfanidis, “Electromagnetic Waves and Antennas”
<http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/>
- [8] Jorge A. Ruiz Cruz y Juan Córcoles Ortega, *Diapositivas de la asignatura de Máster “Dispositivos de Radiocomunicaciones” (2014-2015) impartida en la Escuela Politécnica Superior de la Universida Autónoma de Madrid.*
- [9] David M. Pozar , “Microwave Engineering”
- [10] Proyecto Fin de Carrera: "Diseño de un array de ranuras con compensación de acoplos sobre SIW para banda Ku". Autor: Pedro Millán Pérez. Tutor: Pablo Sánchez Olivares
Referencia electrónica:
<http://arantxa.ii.uam.es/~jms/pfcsteleco/lecturas/20140606PedroMillanPerez.pdf>

Anexos

A Construcción de Circuitos Impresos

Para la construcción de la red de alimentación se ha empleado técnicas de circuitos impresos. Esta técnica es útil para el propósito de este PFC debido a su sencillez de fabricación y bajo coste.

El método empleado permite de una forma automatizada realizar el diseño mediante la utilización una fresadora de precisión controlada por un software. La fresadora va eliminando el cobre gracias a los distintos tipos de herramientas que puede utilizar. De esta forma va dibujando el diseño escogido sobre la placa. Este proceso ha sido realizado en las instalaciones de la EPS logrando un resultado preciso que se ajusta a los resultados simulados.

Para el proceso de construcción se ha utilizado el siguiente material:

- Placas de sustrato TLY-5A de espesor 1.57 mm
- Conectores SMA
- Sistema de realización de prototipos RF “LPKF ProtoMat S100”



Figura A-1: Máquina de fresado de circuitos impresos LPKF ProtoMat S100

Para la fabricación del circuito impreso se deben llevar a cabo los siguientes pasos [10]:

- Una vez el circuito ha sido diseñado electromagnéticamente con el software CST Microwave Design Studio, se deben exportar archivos DXF correspondientes a cada una de las capas que necesitemos imprimir sobre el circuito. En algunas ocasiones sólo se necesita la capa superior, mientras que en otras se necesita tanto la capa superior del circuito como la inferior.
- Estos archivos DXF se combinan en uno solo mediante el software de dibujo AutoCad. En este archivo ya se deben definir las capas que la fresadora de precisión LPKF ProtoMat S100 debe interpretar para su correcto funcionamiento: capa de corte, top, taladros y bottom (si fuera necesario).
- A continuación se necesitan obtener archivos Gerber. El formato Gerber es un formato de impresión utilizado en la producción de circuitos impresos y fue creado por Gerber Systems Corporation. Es necesario generar un archivo Gerber por cada

capa. Para la obtención de estos archivos se utiliza el software Advanced Desing System (ADS).

- Una vez en este punto ya comenzamos a utilizar el software exclusivo de la fresadora LPKF. El software CircuitCAM permite, a partir de los ficheros Gerber, escoger qué herramientas van a ser usadas en la construcción y de qué manera van a actuar sobre la placa. Más adelante se muestran los 5 tipos de herramientas de los que dispone la fresadora.
- Tras pasar por el programa CircuitCam se genera un fichero con extensión LMDR. Este se pasa al software Board Master que se encarga de controlar la comunicación entre el ordenador y la fresadora.

Despues de haber iniciado el proceso de fabricación, lo que habrá que ir es ordenando a la máquina de precisión que fases debe ir ejecutando para imprimir las capas del circuito sobre la placa de sustrato.

PRESUPUESTO

- 1) **Ejecución Material**
 - Compra de ordenador personal (Software incluido)..... 2.000 €
 - Alquiler de impresora láser durante 6 meses 50 €
 - Material de fabricación de prototipos
 - Conectores SMA 100 €
 - Sustrato de circuitos impresos..... 100 €
 - Alquileres de la máquina fresadora durante 1 mes..... 4.000 €
 - Material de oficina 150 €
 - Medidas con el analizador de redes durante 10 h..... 500 €

 - Total de ejecución material 6.900 €
- 2) **Gastos generales**
 - 16 % sobre Ejecución Material 1.104 €
- 3) **Beneficio Industrial**
 - 6 % sobre Ejecución Material 414 €
- 4) **Honorarios Proyecto**
 - 1000 horas a 15 € / hora 15.000 €
- 5) **Material fungible**
 - Gastos de impresión 180 €
 - Encuadernación 20 €
- 6) **Subtotal del presupuesto**
 - Subtotal Presupuesto 23.618 €
- 7) **I.V.A. aplicable**
 - 21% Subtotal Presupuesto 4.959,8 €
- 8) **Total presupuesto**
 - Total Presupuesto 28.577,8 €

Madrid, Junio de 2015

El Ingeniero Jefe de Proyecto

Fdo.: Alejandro González González
Ingeniero de Telecomunicación

PLIEGO DE CONDICIONES

Este documento contiene las condiciones legales que guiarán la realización, en este proyecto, de un array de antenas para un campo conformado. En lo que sigue, se supondrá que el proyecto ha sido encargado por una empresa cliente a una empresa consultora con la finalidad de realizar dicho sistema. Dicha empresa ha debido desarrollar una línea de investigación con objeto de elaborar el proyecto. Esta línea de investigación, junto con el posterior desarrollo de los programas está amparada por las condiciones particulares del siguiente pliego.

Supuesto que la utilización industrial de los métodos recogidos en el presente proyecto ha sido decidida por parte de la empresa cliente o de otras, la obra a realizar se regulará por las siguientes:

Condiciones generales

1. La modalidad de contratación será el concurso. La adjudicación se hará, por tanto, a la proposición más favorable sin atender exclusivamente al valor económico, dependiendo de las mayores garantías ofrecidas. La empresa que somete el proyecto a concurso se reserva el derecho a declararlo desierto.

2. El montaje y mecanización completa de los equipos que intervengan será realizado totalmente por la empresa licitadora.

3. En la oferta, se hará constar el precio total por el que se compromete a realizar la obra y el tanto por ciento de baja que supone este precio en relación con un importe límite si este se hubiera fijado.

4. La obra se realizará bajo la dirección técnica de un Ingeniero Superior de Telecomunicación, auxiliado por el número de Ingenieros Técnicos y Programadores que se estime preciso para el desarrollo de la misma.

5. Aparte del Ingeniero Director, el contratista tendrá derecho a contratar al resto del personal, pudiendo ceder esta prerrogativa a favor del Ingeniero Director, quien no estará obligado a aceptarla.

6. El contratista tiene derecho a sacar copias a su costa de los planos, pliego de condiciones y presupuestos. El Ingeniero autor del proyecto autorizará con su firma las copias solicitadas por el contratista después de confrontarlas.

7. Se abonará al contratista la obra que realmente ejecute con sujeción al proyecto que sirvió de base para la contratación, a las modificaciones autorizadas por la superioridad o a las órdenes que con arreglo a sus facultades le hayan comunicado por escrito al Ingeniero Director de obras siempre que dicha obra se haya ajustado a los preceptos de los pliegos de condiciones, con arreglo a los cuales, se harán las modificaciones y la valoración de las diversas unidades sin que el importe total pueda exceder de los presupuestos aprobados. Por consiguiente, el número de unidades que se consignan en el proyecto o en el presupuesto, no podrá servirle de fundamento para entablar reclamaciones de ninguna clase, salvo en los casos de rescisión.

8. Tanto en las certificaciones de obras como en la liquidación final, se abonarán los trabajos realizados por el contratista a los precios de ejecución material que figuran en el presupuesto para cada unidad de la obra.

9. Si excepcionalmente se hubiera ejecutado algún trabajo que no se ajustase a las condiciones de la contrata pero que sin embargo es admisible a juicio del Ingeniero Director de obras, se dará conocimiento a la Dirección, proponiendo a la vez la rebaja de precios que el Ingeniero estime justa y si la Dirección resolviera aceptar la obra, quedará el contratista obligado a conformarse con la rebaja acordada.

10. Cuando se juzgue necesario emplear materiales o ejecutar obras que no figuren en el presupuesto de la contrata, se evaluará su importe a los precios asignados a otras obras o materiales análogos si los hubiere y cuando no, se discutirán entre el Ingeniero Director y el contratista, sometiéndolos a la aprobación de la Dirección. Los nuevos precios convenidos por uno u otro procedimiento, se sujetarán siempre al establecido en el punto anterior.

11. Cuando el contratista, con autorización del Ingeniero Director de obras, emplee materiales de calidad más elevada o de mayores dimensiones de lo estipulado en el proyecto, o sustituya una clase de fabricación por otra que tenga asignado mayor precio o ejecute con mayores dimensiones cualquier otra parte de las obras, o en general, introduzca en ellas cualquier modificación que sea beneficiosa a juicio del Ingeniero Director de obras, no tendrá derecho sin embargo, sino a lo que le correspondería si hubiera realizado la obra con estricta sujeción a lo proyectado y contratado.

12. Las cantidades calculadas para obras accesorias, aunque figuren por partida alzada en el presupuesto final (general), no serán abonadas sino a los precios de la contrata, según las condiciones de la misma y los proyectos particulares que para ellas se formen, o en su defecto, por lo que resulte de su medición final.

13. El contratista queda obligado a abonar al Ingeniero autor del proyecto y director de obras así como a los Ingenieros Técnicos, el importe de sus respectivos honorarios facultativos por formación del proyecto, dirección técnica y administración en su caso, con arreglo a las tarifas y honorarios vigentes.

14. Concluida la ejecución de la obra, será reconocida por el Ingeniero Director que a tal efecto designe la empresa.

15. La garantía definitiva será del 4% del presupuesto y la provisional del 2%.

16. La forma de pago será por certificaciones mensuales de la obra ejecutada, de acuerdo con los precios del presupuesto, deducida la baja si la hubiera.

17. La fecha de comienzo de las obras será a partir de los 15 días naturales del replanteo oficial de las mismas y la definitiva, al año de haber ejecutado la provisional, procediéndose si no existe reclamación alguna, a la reclamación de la fianza.

18. Si el contratista al efectuar el replanteo, observase algún error en el proyecto, deberá comunicarlo en el plazo de quince días al Ingeniero Director de obras, pues transcurrido ese plazo será responsable de la exactitud del proyecto.

19. El contratista está obligado a designar una persona responsable que se entenderá con el Ingeniero Director de obras, o con el delegado que éste designe, para todo relacionado con ella. Al ser el Ingeniero Director de obras el que interpreta el proyecto, el contratista deberá consultarle cualquier duda que surja en su realización.

20. Durante la realización de la obra, se girarán visitas de inspección por personal facultativo de la empresa cliente, para hacer las comprobaciones que se crean oportunas. Es obligación del contratista, la conservación de la obra ya ejecutada hasta la recepción de la misma,

por lo que el deterioro parcial o total de ella, aunque sea por agentes atmosféricos u otras causas, deberá ser reparado o reconstruido por su cuenta.

21. El contratista, deberá realizar la obra en el plazo mencionado a partir de la fecha del contrato, incurriendo en multa, por retraso de la ejecución siempre que éste no sea debido a causas de fuerza mayor. A la terminación de la obra, se hará una recepción provisional previo reconocimiento y examen por la dirección técnica, el depositario de efectos, el interventor y el jefe de servicio o un representante, estampando su conformidad el contratista.

22. Hecha la recepción provisional, se certificará al contratista el resto de la obra, reservándose la administración el importe de los gastos de conservación de la misma hasta su recepción definitiva y la fianza durante el tiempo señalado como plazo de garantía. La recepción definitiva se hará en las mismas condiciones que la provisional, extendiéndose el acta correspondiente. El Director Técnico propondrá a la Junta Económica la devolución de la fianza al contratista de acuerdo con las condiciones económicas legales establecidas.

23. Las tarifas para la determinación de honorarios, reguladas por orden de la Presidencia del Gobierno el 19 de Octubre de 1961, se aplicarán sobre el denominado en la actualidad "Presupuesto de Ejecución de Contrata" y anteriormente llamado "Presupuesto de Ejecución Material" que hoy designa otro concepto.

Condiciones particulares

La empresa consultora, que ha desarrollado el presente proyecto, lo entregará a la empresa cliente bajo las condiciones generales ya formuladas, debiendo añadirse las siguientes condiciones particulares:

1. La propiedad intelectual de los procesos descritos y analizados en el presente trabajo, pertenece por entero a la empresa consultora representada por el Ingeniero Director del Proyecto.

2. La empresa consultora se reserva el derecho a la utilización total o parcial de los resultados de la investigación realizada para desarrollar el siguiente proyecto, bien para su publicación o bien para su uso en trabajos o proyectos posteriores, para la misma empresa cliente o para otra.

3. Cualquier tipo de reproducción aparte de las reseñadas en las condiciones generales, bien sea para uso particular de la empresa cliente, o para cualquier otra aplicación, contará con autorización expresa y por escrito del Ingeniero Director del Proyecto, que actuará en representación de la empresa consultora.

4. En la autorización se ha de hacer constar la aplicación a que se destinan sus reproducciones así como su cantidad.

5. En todas las reproducciones se indicará su procedencia, explicitando el nombre del proyecto, nombre del Ingeniero Director y de la empresa consultora.

6. Si el proyecto pasa la etapa de desarrollo, cualquier modificación que se realice sobre él, deberá ser notificada al Ingeniero Director del Proyecto y a criterio de éste, la empresa consultora decidirá aceptar o no la modificación propuesta.

7. Si la modificación se acepta, la empresa consultora se hará responsable al mismo nivel que el proyecto inicial del que resulta el añadirla.

8. Si la modificación no es aceptada, por el contrario, la empresa consultora declinará toda responsabilidad que se derive de la aplicación o influencia de la misma.

9. Si la empresa cliente decide desarrollar industrialmente uno o varios productos en los que resulte parcial o totalmente aplicable el estudio de este proyecto, deberá comunicarlo a la empresa consultora.

10. La empresa consultora no se responsabiliza de los efectos laterales que se puedan producir en el momento en que se utilice la herramienta objeto del presente proyecto para la realización de otras aplicaciones.

11. La empresa consultora tendrá prioridad respecto a otras en la elaboración de los proyectos auxiliares que fuese necesario desarrollar para dicha aplicación industrial, siempre que no haga explícita renuncia a este hecho. En este caso, deberá autorizar expresamente los proyectos presentados por otros.

12. El Ingeniero Director del presente proyecto, será el responsable de la dirección de la aplicación industrial siempre que la empresa consultora lo estime oportuno. En caso contrario, la persona designada deberá contar con la autorización del mismo, quien delegará en él las responsabilidades que ostente.