

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



TRABAJO FIN DE MÁSTER

**Agrupaciones radiantes de bajas
pérdidas con doble polarización
circular y alimentación en guía de onda
cuadrada para banda Ku**

Máster Universitario en Ingeniería de Telecomunicación

Autor: Herranz Alpanseque, Javier

Tutor: García Marín, Eduardo

Ponente: Masa Campos, José Luis

FECHA: Septiembre, 2019

**Agrupaciones radiantes de bajas pérdidas con doble
polarización circular y alimentación en guía de onda cuadrada
para banda Ku**

**AUTOR: Javier Herranz Alpanseque
TUTOR: Eduardo García Marín**

**Radiofrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas (RFCAS)
Dpto. Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones (TEC)
Escuela Politécnica Superior
Universidad Autónoma de Madrid
Septiembre de 2019**

Resumen

Debido a la llegada del 5G las comunicaciones por satélites y comunicaciones móviles se están planteando como un robusto candidato para ocupar un lugar en las nuevas aplicaciones para la tecnología 5G, esto se debe a la necesidad de evitar la saturación de estaciones bases en tierra y la de poder llevar los servicios proporcionados con el 5G a zonas aisladas o difícilmente accesibles. En estas situaciones las antenas cobran una importancia fundamental en el desarrollo de estos sistemas 5G, ya que para que funcione las antenas deben tener unas características imprescindibles, estas características son antenas con alta directividad, para así compensar las pérdidas por propagación, también hay que tener en cuenta que los enlaces en las comunicaciones por satélite requieren antenas eficientes y con diversidad de polarización. Uno de los modelos que actualmente se implementan son las antenas con doble polarización circular que garantizan una robustez de señal muy alta, además no solo permite tener dos canales de comunicación por antena sino que gracias a esto podemos tener dos tipos de antenas en un mismo elemento físico, permitiendo así ahorrar espacio, peso y costes de fabricación.

En este Trabajo de Fin de Master tiene como objetivo implementar dos prototipos de antenas en forma de array de 4 elementos capaces de realizar una doble polarización circular en tecnología de guía de onda para la banda Ku en particular para la frecuencia central de 17GHz. Se mostrará paso a paso la creación del array desde el elemento unitario hasta el prototipo final. Además, se mostrarán las medidas de los dos prototipos construidos y se compararán con los resultados simulados.

Palabras clave

Array, red de alimentación, axial ratio, polarización circular, guía de onda cuadrada.

Abstract

Due to the arrival of 5G, satellite communications and mobile communications are being considered a strong candidate to take a place in the new applications for 5G technology. This is due to the need to avoid saturation of ground stations and the need to provide 5G services to isolated or hard-to-reach areas. In these situations, the antennas are of fundamental importance in the development of these 5G systems. In order for the antennas to be functional in these 5G systems they must have essential characteristics, such as high directivity and high efficiency, in order to compensate for propagation losses. In addition, polarization diversity increase the communication link robustness. One of the models that are currently implemented are antennas with dual circular polarization that guarantee a very high signal strength. Moreover, two communication channels are achieved in a single antenna structure, thus saving space, weight and manufacturing costs.

This Master's Thesis aims to implement two prototypes of antennas in the form of an array of 4 elements with a dual circular polarization in waveguide technology for the Ku band in particular for the central frequency of 17GHz. We will gradually show the creation of the array from the unitary element to the final prototype. In addition, the measurements of the two constructed prototypes will be shown and compared with the simulated results.

Keywords

Array, feed network, axial ratio, circular polarization, squared waveguide.

Agradecimientos

Nos encontramos ya al final de esta etapa, una etapa que ha sido dura en muchos aspectos, no solo en el académico. Es difícil dar el siguiente paso cuando se está tan cómodo en el estado actual, pero es un paso que hay que dar. Tras 7 años de universidad en los que he además de aprender he conocido amigos y profesores que de un modo u otro me han cambiado, es difícil decir adiós sin ponerse un poco triste, tras estos 7 años enfrentarse al mundo laboral es tan emocionante como inquietante.

Además, este último año y medio ha sido el más intenso hasta la fecha y dado que han pasado multitud de cosas hay que agradecerse a multitud de gente, primero a los RFCAStores junior Víctor, Alex y Juancho, que hemos tenido no solo el privilegio de estar trabajando juntos si no de lanzar el primer *single* navideño del laboratorio C-107, por supuesto también a los RFCAStores senior que, vaya usted a saber, confiaron en nosotros. De estos RFCAStores senior destacar dos, nuestro flamante primer doctorado del grupo, Pablo, y por supuesto mi tutor Edu, que ha tenido que soportar dos mil millones de versiones de esta memoria, y otras dos mil millones de medidas en la cámara, que han supuesto muchos dolores de cabeza y sus consiguientes cafés/desayunos. Como no podía ser de otro modo, gracias a José Luis por la oportunidad y sobre todo por la paciencia y el enorme esfuerzo que ha realizado a la hora de la búsqueda de mis prácticas, ya que ha sido difícil encontrarlas y han finalizado sobre la bocina. Seguimos con más agradecimientos que aquí hay para todos, los compas del master, Gator, Belt, Lamas, Esther, Sergio y Bea porque hemos pasado muy buenas tardes en la cafetería digo en la biblioteca estudiando sin parar.

Por último, hay que hacer tres menciones especiales, mi madre y mi tía, que me han estado apoyando y poniendo todas las facilidades que tenían a su alcance para ayudarme en este proceso y que no hubiera sido posible sin ellas. El último agradecimiento, pero no el menos importante, es para la persona que desde el inicio de este periplo no perdió ni un solo día la confianza en mí, a pesar de los malos resultados que se pudieran dar, y que en todo momento ha hecho lo posible para que yo consiguiera superar esta etapa, desgraciadamente no ha podido ver cumplido el final de aquello por lo que con tanto ahínco se esforzó en estos últimos siete años, pero le estaré eternamente agradecido por todo lo que ha hecho por mí, muchas gracias papá, tú también eres parte de esto.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

1 INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 MOTIVACIÓN	1
1.2 OBJETIVOS	1
1.3 ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA	2
2 CONCEPTOS BÁSICOS.....	3
2.1 PARÁMETROS S.	3
2.2 DIAGRAMA DE RADIACIÓN.	4
2.2.1 Polarización del campo radiado por una antena.	5
3 DISEÑO	7
3.1 DISEÑO DE ELEMENTOS RADIANTES.....	7
3.1.1 Consideraciones previas.....	7
3.1.2 Elemento Unitario Bow-tie.....	9
3.1.3 Elemento unitario de cavidades hexagonales.....	23
3.2 COMPARATIVA DE ELEMENTOS UNITARIOS.....	33
3.3 DISEÑO DE LOS ARRAYS DE AMBOS ELEMENTOS.....	35
3.3.1 Array de elementos bow-tie.....	35
3.3.2 Array de cavidades hexagonales.....	41
3.4 COMPARATIVA DE ARRAY DE ELEMENTOS.....	45
3.5 INTRODUCCIÓN DE LA RED DE ALIMENTACIÓN Y OMT.....	47
3.5.1 Red de alimentación dual con cavidades bow-tie.....	50
3.5.2 Red de alimentación dual con cavidades hexagonales.....	53
3.6 COMPARATIVA DE LAS CARACTERÍSTICAS PARA LOS PROTOTIPOS DE ARRAY JUNTO CON RED	56
4 FABRICACIÓN Y RESULTADOS EXPERIMENTALES.....	61
4.1 FABRICACIÓN DE LOS ARRAY.....	61
4.2 FABRICACIÓN DE SECCIÓN EN GUÍA CUADRADA.....	64
4.3 MONTAJE DEL PROTOTIPO FINAL.....	65
4.4 MEDICIÓN.....	66
4.4.1 Medición de los parámetros S.....	66
4.4.2 Medidas de diagramas de radiación, Axial ratio y ganancia.....	67
5 CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO.....	75
5.1 CONCLUSIONES.....	75
5.2 TRABAJO FUTURO.....	75
REFERENCIAS	77
GLOSARIO	- 1 -

ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 2-1: PARÁMETROS S. CIRCUITO DE N PUERTAS.....	3
FIGURA 2-2: DIAGRAMA DE RADIACIÓN EN COORDENADAS ESFÉRICAS.[8].....	4
FIGURA 2-3: ELEMENTOS DE UN DIAGRAMA DE RADIACIÓN. [8].....	4
FIGURA 3-1:ROTADOR DE CAMPO[2].....	7
FIGURA 3-2: ROTADOR DE CAMPO VISTA DE LOS MODOS	7
FIGURA 3-3:PRIMER MODELO DE ANTENA POLARIZADORA CIRCULAR SIMPLE.....	8
FIGURA 3-4: PRIMER MODELO DE ANTENA DE DOBLE POLARIZACIÓN CIRCULAR.....	8
FIGURA 3-5:VISTA FRENTE DE LA TRAMO DE GUÍA CUADRADA.....	9

FIGURA 3-6:VISTA FRENTE DE LA TRANSICIÓN DE GUÍA CUADRADA CON BISEL	10
FIGURA 3-7:VISTA DE CAVIDAD RADIANTE BOW-TIE.	10
FIGURA 3-8:VISTA DE PERFIL DEL ELEMENTO UNITARIO BOW-TIE COMPLETO.	11
FIGURA 3-9:FRECUENCIAS DE CORTE Y CONSTANTES DE PROPAGACIÓN DE LOS DOS MODOS EN LA APERTURA.	11
FIGURA 3-10: MODOS ORTOGONALES GENERADOS EN LA APERTURA A PARTIR DE LA DESCOMPOSICIÓN DEL MODO TE ₁₀	12
FIGURA 3-11: MODOS ORTOGONALES GENERADOS EN LA APERTURA A PARTIR DE LA DESCOMPOSICIÓN DEL MODO TE ₀₁	12
FIGURA 3-12:EVOLUCIÓN DEL AR EN FUNCIÓN DE LA DIFERENCIA DE FASE Y AMPLITUD.	13
FIGURA 3-13:PUNTOS DE ANÁLISIS DEL ESTUDIO DE LAS COMPONENTES DEL CAMPO ELÉCTRICO.....	13
FIGURA 3-14: DIFERENCIA DE FASE ELEMENTO BOW-TIE A 17GHZ ENTRE COMPONENTES DEL CAMPO ELÉCTRICO.(A LO LARGO DEL EJE ROJO DE LA FIGURA 3-13)	14
FIGURA 3-15:DIFERENCIA DE AMPLITUD ELEMENTO BOW-TIE A 17GHZ. ENTRE COMPONENTES DEL CAMPO ELÉCTRICO.(A LO LARGO DEL EJE ROJO DE LA FIGURA 3-13).....	14
FIGURA 3-16.COMPARATIVA AR ELEMENTO BOW-TIE	15
FIGURA 3-17:REPRESENTACIÓN GRÁFICA DE LA VARIABLE TRC.	16
FIGURA 3-18: REPRESENTACIÓN GRÁFICA DE LA VARIABLE WRC.	16
FIGURA 3-19: REPRESENTACIÓN GRÁFICA DE LA VARIABLE WBT ₁	16
FIGURA 3-20: VISTA DEL ELEMENTO UNITARIO FINAL.	17
FIGURA 3-21: PARÁMETROS S DE REFLEXIÓN EN FUNCIÓN DEL PARÁMETRO TRC.	17
FIGURA 3-22: ACOPLO ENTRE MODOS CRUZADOS EN REFLEXIÓN EN FUNCIÓN DEL PARÁMETRO TRC.	18
FIGURA 3-23:AXIAL RATIO EN BROADSIDE EN FUNCIÓN DEL PARÁMETRO TRC.	18
FIGURA 3-24: PARÁMETROS S DE REFLEXIÓN EN FUNCIÓN DEL PARÁMETRO WRC.	18
FIGURA 3-25 ACOPLO ENTRE MODOS CRUZADOS EN REFLEXIÓN EN FUNCIÓN DEL PARÁMETRO WRC.....	19
FIGURA 3-26: AXIAL RATIO EN BANDA EN FUNCIÓN DEL PARÁMETRO WRC.....	19
FIGURA 3-27: PARÁMETROS S DE REFLEXIÓN EN FUNCIÓN DEL PARÁMETRO WBT ₁	19
FIGURA 3-28: ACOPLO ENTRE MODOS CRUZADOS EN REFLEXIÓN EN FUNCIÓN DEL PARÁMETRO WBT ₁	20
FIGURA 3-29: AXIAL RATIO EN BANDA EN FUNCIÓN DEL PARÁMETRO WBT ₁	20
FIGURA 3-30:REPRESENTACIÓN VISUAL DE LA VARIABLE BISEL Y DE PLANO REF	21
FIGURA 3-31: PARÁMETROS S ELEMENTO UNITARIO BOW-TIE.	21
FIGURA 3-32:AXIAL RATIO DEL ELEMENTO BOW-TIE PARA EL MODO TE ₁₀ Y TE ₀₁	22
FIGURA 3-33: DIAGRAMA DE RADIACIÓN PARA EL MODO TE ₀₁ . COMPONENTE RHCP Y LHCP PARA EL CENTRO Y LOS EXTREMOS DE LA BANDA.....	22
FIGURA 3-34: DIAGRAMA DE RADIACIÓN PARA EL MODO TE ₁₀ . COMPONENTE RHCP Y LHCP PARA EL CENTRO Y LOS EXTREMOS DE LA BANDA.....	22
FIGURA 3-35: GANANCIA (DIRECCIÓN BROADSIDE) EN BANDA PARA CADA POLARIZACIÓN.....	23
FIGURA 3-36:VISTA FRENTE DE LA TRAMO DE GUÍA CUADRADA	23
FIGURA 3-37: VISTA FRENTE DE LA TRANSICIÓN DE GUÍA CUADRADA CON BISEL.	24
FIGURA 3-38: VISTA DE CAVIDAD RADIANTE CAVIDADES HEXAGONALES.....	24
FIGURA 3-39: MODOS ORTOGONALES GENERADOS EN LA APERTURA A PARTIR DE LA DESCOMPOSICIÓN DEL MODO TE ₁₀	25
FIGURA 3-40: MODOS ORTOGONALES GENERADOS EN LA APERTURA A PARTIR DE LA DESCOMPOSICIÓN DEL MODO TE ₀₁	25
FIGURA 3-41: DIFERENCIA DE FASE ELEMENTO BOW-TIE A 17GHZ ENTRE COMPONENTES DEL CAMPO ELÉCTRICO.(A LO LARGO DEL EJE ROJO DE LA FIGURA 3-13)	25
FIGURA 3-42:DIFERENCIA DE AMPLITUD ELEMENTO CAVIDADES HEXAGONALES A 17GHZ.	26
FIGURA 3-43: COMPARATIVA AR ELEMENTO CAVIDADES HEXAGONALES.	26
FIGURA 3-44: REPRESENTACIÓN GRÁFICA DE LA VARIABLE TRC.	27
FIGURA 3-45: REPRESENTACIÓN GRÁFICA DE LA VARIABLE WCAV.	27
FIGURA 3-46: REPRESENTACIÓN GRÁFICA DE LA VARIABLE CHAF_CAV.	27
FIGURA 3-47: PARÁMETROS S DE REFLEXIÓN EN FUNCIÓN DEL PARÁMETRO TRC_CAV.	28
FIGURA 3-48: ACOPLO ENTRE MODOS CRUZADOS EN REFLEXIÓN EN FUNCIÓN DEL PARÁMETRO TRC_CAV.	28
FIGURA 3-49: AXIAL RATIO EN BANDA EN FUNCIÓN DEL PARÁMETRO TRC_CAV.	28
FIGURA 3-50: PARÁMETROS S DE REFLEXIÓN EN FUNCIÓN DEL PARÁMETRO CHAF	29
FIGURA 3-51: ACOPLO ENTRE MODOS CRUZADOS EN REFLEXIÓN EN FUNCIÓN DEL PARÁMETRO CHAF	29
FIGURA 3-52: AXIAL RATIO EN BANDA EN FUNCIÓN DEL PARÁMETRO CHAF.	29
FIGURA 3-53: PARÁMETROS S DE REFLEXIÓN EN FUNCIÓN DEL PARÁMETRO WCAV	30
FIGURA 3-54: ACOPLO ENTRE MODOS CRUZADOS EN REFLEXIÓN EN FUNCIÓN DEL PARÁMETRO WCAV	30
FIGURA 3-55: AXIAL RATIO EN BANDA EN FUNCIÓN DEL PARÁMETRO WCAV.....	30
FIGURA 3-56:PARÁMETROS S DEL ELEMENTO CAVIDADES HEXAGONALES.	31
FIGURA 3-57: AXIAL RATIO DEL ELEMENTO DE CAVIDADES HEXAGONALES PARA EL MODO TE ₁₀ Y TE ₀₁	32

FIGURA 3-58: DIAGRAMA DE RADIACIÓN PARA EL MODO TE01. COMPONENTE RHCP Y LHCP PARA EL CENTRO Y LOS EXTREMOS DE LA BANDA.....	32
FIGURA 3-59: DIAGRAMA DE RADIACIÓN PARA EL MODO TE10. COMPONENTE RHCP Y LHCP PARA EL CENTRO Y LOS EXTREMOS DE LA BANDA.....	32
FIGURA 3-60: GANANCIA (DIRECCIÓN BROADSIDE) EN BANDA PARA CADA POLARIZACIÓN.....	33
FIGURA 3-61: VISTA DE LAS SECCIONES EN LAS QUE ESTÁN DIVIDAS CADA UNO DE LOS ELEMENTOS UNITARIOS.	33
FIGURA 3-62: COMPARATIVA DE AR, PARA AMBOS MODOS TE01, TE10	34
FIGURA 3-63: COMPARATIVA DE PARÁMETROS S PARA AMBOS MODOS TE01(1) Y TE10(2).....	34
FIGURA 3-64: ARRAY DE ELEMENTOS BOW-TIE.....	35
FIGURA 3-65: S11 ACTIVO, S11 PASIVO Y S11 DEL ELEMENTO UNITARIO (3.1.2) PARA EL MODO 1(TE01) Y MODO 2(TE10), PARA ARRAY DE ELEMENTOS BOW-TIE.	36
FIGURA 3-66: S22 ACTIVO, S22 PASIVO Y S11 DEL ELEMENTO UNITARIO(3.1.2) PARA EL MODO 1(TE01) Y MODO 2(TE10), PARA ARRAY DE ELEMENTOS BOW-TIE.	36
FIGURA 3-67: AXIAL RATIO EN CAMPO LEJANO PARA AMBOS MODOS TE01 Y TE10.	37
FIGURA 3-68: PUNTOS DE ANÁLISIS DEL ESTUDIO DE LAS COMPONENTES DEL CAMPO ELÉCTRICO EN EL ARRAY.....	37
FIGURA 3-69: DIFERENCIA DE FASE ENTRE COMPONENTES ORTOGONALES DEL CAMPO DENTRO DEL ARRAY DE ELEMENTOS BOW-TIE PARA EL MODO TE01 A 17GHZ.....	38
FIGURA 3-70: RATIO DE AMPLITUDES ENTRE COMPONENTES ORTOGONALES DEL CAMPO DENTRO DEL ARRAY DE ELEMENTOS BOW-TIE PARA EL MODO TE01 A 17GHZ.	38
FIGURA 3-71: DIFERENCIA DE FASE ENTRE COMPONENTES ORTOGONALES DEL CAMPO DENTRO DEL ARRAY DE ELEMENTOS BOW-TIE PARA EL MODO TE10 A 17GHZ.....	38
FIGURA 3-72: RATIO DE AMPLITUDES ENTRE COMPONENTES ORTOGONALES DEL CAMPO DENTRO DEL ARRAY DE ELEMENTOS BOW-TIE PARA EL MODO TE10 A 17GHZ.	39
FIGURA 3-73: DIAGRAMA DE RADIACIÓN PARA EL MODO TE01. COMPONENTE RHCP Y LHCP PARA EL CENTRO Y LOS EXTREMOS DE LA BANDA.....	39
FIGURA 3-74: DIAGRAMA DE RADIACIÓN PARA EL MODO TE10. COMPONENTE RHCP Y LHCP PARA EL CENTRO Y LOS EXTREMOS DE LA BANDA.....	40
FIGURA 3-75: GANANCIA, PARA LAS COMPONENTES COPOLARES DE LAS DOS POSIBLES POLARIZACIONES.....	40
FIGURA 3-76: ARRAY DE ELEMENTOS CAVIDADES HEXAGONALES.	41
FIGURA 3-77: S11 ACTIVO, S11 PASIVO Y S11 DEL ELEMENTO UNITARIO PARA EL MODO 1(TE01) Y MODO 2(TE10), PARA ELEMENTO BOW-TIE.....	41
FIGURA 3-78: S22 ACTIVO, S22 PASIVO Y S11 DEL ELEMENTO UNITARIO PARA EL MODO 1(TE01) Y MODO 2(TE10), PARA ELEMENTO BOW-TIE.....	41
FIGURA 3-79 AXIAL RATIO EN CAMPO LEJANO PARA AMBOS MODOS TE01 Y TE10.	42
FIGURA 3-80: DIFERENCIA DE FASE ENTRE COMPONENTES ORTOGONALES DEL CAMPO DENTRO DEL ARRAY DE ELEMENTOS HEXAGONALES PARA EL MODO TE01 A 17GHZ.....	42
FIGURA 3-81: RATIO DE AMPLITUDES ENTRE COMPONENTES ORTOGONALES DEL CAMPO DENTRO DEL ARRAY DE ELEMENTOS HEXAGONALES PARA EL MODO TE01 A 17GHZ.....	42
FIGURA 3-82: DIFERENCIA DE FASE ENTRE COMPONENTES ORTOGONALES DEL CAMPO DENTRO DEL ARRAY DE ELEMENTOS HEXAGONALES PARA EL MODO TE10 A 17GHZ.....	43
FIGURA 3-83: RATIO DE AMPLITUD ENTRE COMPONENTES ORTOGONALES DEL CAMPO DENTRO DEL ARRAY DE ELEMENTOS HEXAGONALES PARA EL MODO TE10 A 17GHZ.....	43
FIGURA 3-84: DIAGRAMA DE RADIACIÓN PARA EL MODO TE01. COMPONENTE RHCP Y LHCP PARA EL CENTRO Y LOS EXTREMOS DE LA BANDA.....	44
FIGURA 3-85: DIAGRAMA DE RADIACIÓN PARA EL MODO TE10. COMPONENTE RHCP Y LHCP PARA EL CENTRO Y LOS EXTREMOS DE LA BANDA.....	44
FIGURA 3-86: DIFERENCIA DE GANANCIA, PARA LAS COMPONENTES COPOLARES DE LAS DOS POSIBLES POLARIZACIONES.....	44
FIGURA 3-87: COMPARACIÓN ENTRE EL ARRAY DE CAVIDADES HEXAGONALES Y EL DE CAVIDADES BOW-TIE PARA EL MODO POLARIZADO CIRCULARMENTE A DERECHAS.	45
FIGURA 3-88: COMPARACIÓN ENTRE EL ARRAY DE CAVIDADES HEXAGONALES Y EL DE CAVIDADES BOW-TIE PARA EL MODO POLARIZADO CIRCULARMENTE A IZQUIERDAS.	45
FIGURA 3-89: PARÁMETROS DE REFLEXIÓN DEL PUERTO 1(EXTREMO) CUANDO ALIMENTAMOS CON TE01(MODO 1) Y CUANDO ALIMENTAMOS CON TE10(MODO 2).	46
FIGURA 3-90: PARÁMETROS DE REFLEXIÓN DEL PUERTO 2(INTERNO) CUANDO ALIMENTAMOS CON TE01(MODO 1) Y CUANDO ALIMENTAMOS CON TE10(MODO 2).	46
FIGURA 3-91: COMPARACIÓN DE GANANCIAS EN FUNCIÓN DE LA POLARIZACIÓN Y EL TIPO DE ARRAY.	47
FIGURA 3-92: RED DE ALIMENTACIÓN DUAL.	47

FIGURA 3-93:COEFICIENTES DE ADAPTACIÓN Y TRANSMISIÓN CON RESPECTO A P1 DE LA RED DE ALIMENTACIÓN.	48
FIGURA 3-94:RED DE ALIMENTACIÓN DUAL , VISTA DEL MODELO FABRICADO.	48
FIGURA 3-95:OMT	49
FIGURA 3-96:PARÁMETROS DE REFLEXIÓN Y TRANSMISIÓN DEL OMT	49
FIGURA 3-97: RED ALIMENTACIÓN CON EL ARRAY DE ELEMENTOS BOW-TIE.	50
FIGURA 3-98: PARÁMETROS S (REFLEXIÓN Y ACOPLS CRUZADOS ENTRE MODOS) DE LA RED DE ALIMENTACIÓN DUAL +ARRAY DE CAVIDADES BOW-TIE.	50
FIGURA 3-99:AXIAL RATIO DE LA RED DE ALIMENTACIÓN DUAL +ARRAY DE CAVIDADES BOW-TIE.	51
FIGURA 3-100: DIAGRAMA DE RADIACIÓN PARA EL MODO TE10. COMPONENTE RHCP Y LHCP PARA EL CENTRO Y LOS EXTREMOS DE LA BANDA. LA RED DE ALIMENTACIÓN DUAL +ARRAY DE CAVIDADES BOW-TIE.	51
FIGURA 3-101:DIAGRAMA DE RADIACIÓN PARA EL MODO TE01. COMPONENTE RHCP Y LHCP PARA EL CENTRO Y LOS EXTREMOS DE LA BANDA. LA RED DE ALIMENTACIÓN DUAL +ARRAY DE CAVIDADES BOW-TIE.	51
FIGURA 3-102: COMPARATIVA DEL AXIAL RATIO DEL ARRAY SOLO VS ARRAY CON RED , DE CAVIDADES BOW-TIE.	52
FIGURA 3-103: COMPARATIVA DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN GENERADO POR EL MODO TE10 DEL ARRAY SOLO VS ARRAY CON RED , DE CAVIDADES BOW-TIE.	52
FIGURA 3-104: COMPARATIVA DE GANANCIA CON Y SIN RED PARA EL ARRAY DE CAVIDADES BOW-TIE.	53
FIGURA 3-105: RED ALIMENTACIÓN CON EL ARRAY DE ELEMENTOS HEXAGONALES.	53
FIGURA 3-106: PARÁMETROS S (REFLEXIÓN Y ACOPLS CRUZADOS ENTRE MODOS) DE LA RED DE ALIMENTACIÓN DUAL +ARRAY DE CAVIDADES HEXAGONALES.	54
FIGURA 3-107: AXIAL RATIO DE LA RED DE ALIMENTACIÓN DUAL +ARRAY DE CAVIDADES HEXAGONALES.	54
FIGURA 3-108: DIAGRAMA DE RADIACIÓN PARA EL MODO TE01. COMPONENTE RHCP Y LHCP PARA EL CENTRO Y LOS EXTREMOS DE LA BANDA. LA RED DE ALIMENTACIÓN DUAL +ARRAY DE CAVIDADES HEXAGONALES.	54
FIGURA 3-109: DIAGRAMA DE RADIACIÓN PARA EL MODO TE10. COMPONENTE RHCP Y LHCP PARA EL CENTRO Y LOS EXTREMOS DE LA BANDA. LA RED DE ALIMENTACIÓN DUAL +ARRAY DE CAVIDADES HEXAGONALES.	55
FIGURA 3-110:COMPARATIVA DEL AXIAL RATIO DEL ARRAY SOLO VS ARRAY CON RED , DE CAVIDADES HEXAGONALES.	55
FIGURA 3-111: COMPARATIVA DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN GENERADO POR EL MODO TE10 DEL ARRAY SOLO VS ARRAY CON RED, DE CAVIDADES HEXAGONALES.	55
FIGURA 3-112:COMPARATIVA DE GANANCIA CON Y SIN RED PARA EL ARRAY DE CAVIDADES HEXAGONALES.	56
FIGURA 3-113:DIRECTIVIDAD TEÓRICA EN FUNCIÓN DE LA GANANCIA EN DB.....	57
FIGURA 3-114: COMPARATIVA DE LAS GANANCIAS DE LOS ARRAY CON RED PARA CAVIDADES HEXAGONALES Y BOW-TIE	57
FIGURA 3-115: COMPARATIVA DE LAS EFICIENCIAS DE LOS ARRAY CON RED PARA CAVIDADES HEXAGONALES Y BOW-TIE.	57
FIGURA 3-116:COMPARATIVA DE LOS AXIAL RATIO DE LOS ARRAY CON RED PARA CAVIDADES HEXAGONALES Y BOW-TIE.	58
FIGURA 3-117: COMPARATIVA DE LOS PARÁMETROS S DE REFLEXIÓN DE LOS ARRAY CON RED PARA CAVIDADES HEXAGONALES Y BOW-TIE.	58
FIGURA 3-118: COMPARATIVA DE LOS PARÁMETROS S CRUZADOS DE LOS ARRAY CON RED PARA CAVIDADES HEXAGONALES Y BOW-TIE.	59
FIGURA 4-1:VISTA DE LOS TALADROS PARA AMBOS ARRAY	61
FIGURA 4-2: VISTA DE LA PIEZA 1 (CAVIDADES Y BISEL) DE CADA UNO DE LOS ARRAY.	61
FIGURA 4-3: VISTA DE LA PIEZA 2 (GUÍA CUADRADA) COMÚN A LOS ARRAY.....	62
FIGURA 4-4: : VISTA DE LOS TALADROS REALIZADOS PARA UNIR LA PIEZA 1 Y LA PIEZA 2.	62
FIGURA 4-5:VISTA DE LOS PROTOTIPOS DEL ARRAY CONSTRUIDOS 1	63
FIGURA 4-6: VISTA DE LOS PROTOTIPOS DEL ARRAY CONSTRUIDOS 2	63
FIGURA 4-7:TRANSICIÓN LARGA DE GUÍA CUADRADA.	64
FIGURA 4-8: VISTA DEL PROTOTIPO DE LA TRANSICIÓN LARGA DE GUÍA CUADRADA CONSTRUIDA.	64
FIGURA 4-9:VISTA DEL PROTOTIPO FINAL MONTADO PARA EL ARRAY DE CAVIDADES BOW-TIE.	65
FIGURA 4-10:PARÁMETROS S PARA EL MODO TE10.....	66
FIGURA 4-11: PARÁMETROS S PARA EL MODO TE01.	66
FIGURA 4-12:PLANOS DE MEDIDA DE LOS ARRAY. PLANO V(VERDE) Y PLANO H (ROJO).	67
FIGURA 4-13:AXIAL RATIO PARA MODO TE01 DEL ARRAY DE ELEMENTOS BOW-TIE.MEDIDA VS SIMULACIÓN.....	67
FIGURA 4-14: AXIAL RATIO PARA MODO TE01 DEL ARRAY DE ELEMENTOS HEXAGONALES. MEDIDA VS SIMULACIÓN	68
FIGURA 4-15: AXIAL RATIO PARA MODO TE10 DEL ARRAY DE ELEMENTOS BOW-TIE.MEDIDA VS SIMULACIÓN.	68
FIGURA 4-16: AXIAL RATIO PARA MODO TE01 DEL ARRAY DE ELEMENTOS HEXAGONALES. MEDIDA VS SIMULACIÓN.	69
FIGURA 4-17: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL ARRAY DE ELEMENTOS BOW-TIE, PLANO H A 17GHZ.....	69
FIGURA 4-18:COMPARATIVA ENTRE SIMULACIÓN Y MEDIDA DEL PLANO H DEL ARRAY DE ELEMENTOS BOW-TIE A 17GHZ.	70
FIGURA 4-19: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL ARRAY DE ELEMENTOS HEXAGONALES A 17GHZ.	70
FIGURA 4-20:COMPARATIVA ENTRE SIMULACIÓN Y MEDIDA DEL PLANO H DEL ARRAY DE ELEMENTOS HEXAGONALES A 17GHZ.	70
FIGURA 4-21: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL ARRAY DE ELEMENTOS BOW-TIE, PLANO V A 17GHZ.	71

FIGURA 4-22: COMPARATIVA ENTRE SIMULACIÓN Y MEDIDA DEL PLANO V DEL ARRAY DE ELEMENTOS BOW-TIE A 17GHZ.	71
FIGURA 4-23: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL ARRAY DE ELEMENTOS HEXAGONALES, PLANO V A 17GHZ.....	71
FIGURA 4-24: COMPARATIVA ENTRE SIMULACIÓN Y MEDIDA DEL PLANO V DEL ARRAY DEL ARRAY DE ELEMENTOS HEXAGONALES A 17GHZ.	72
FIGURA 4-25: COMPARATIVA DE GANANCIA ENTRE ARRAY.	72

ÍNDICE DE ECUACIONES

ECUACIÓN 1:MATRIZ DE PARÁMETROS S.....	3
ECUACIÓN 2:PARÁMETROS DE REFLEXIÓN Y TRANSMISIÓN.	3
ECUACIÓN 3:EXPRESION DEL CAMPO ELÉCTRICO EN FUNCIÓN DE SU COMPONENTE θ Y ϕ	5
ECUACIÓN 4:COMPONENTES CIRCULARMENTE POLARIZADAS A IZQUIERDAS Y A DERECHAS DE UN CAMPO ELÉCTRICO.	5
ECUACIÓN 5:RELACIÓN AXIAL O <i>AXIAL RATIO</i>	5
ECUACIÓN 6:MATRIZ DE PARÁMETROS S.....	35
ECUACIÓN 7:RELACIÓN ENTRE ONDA INCIDENTE Y REFLEJADAS.....	35
ECUACIÓN 8:COEFICIENTE DE REFLEXIÓN ACTIVO DE LA PUERTA 1.....	36
ECUACIÓN 9:DIRECTIVIDAD EN FUNCIÓN DEL ÁREA DEL ARRAY.	56

1 Introducción

1.1 Motivación

La llegada del estándar 5G promete revolucionar el mundo de las comunicaciones, hasta ahora 4G/3G se utilizaba solo para comunicaciones terrestres entre estaciones base, pero con 5G la cantidad de estaciones bases necesarias para su correcto funcionamiento serían alrededor de 3 veces más de lo que necesitaríamos para 4G, por tanto, la instalación será más difícil y costosa. Para solventar estos problemas el estándar 5G echa mano de las comunicaciones por satélite, aunque sigue manteniendo las comunicaciones entre estaciones bases tradicionales de estándares anteriores, que no solo resuelve el problema de la gran cantidad de estaciones bases, sino que además solventa también los problemas de acceder a infraestructuras de comunicaciones en lugares físicamente aislados, o donde la instalación de estas infraestructuras sería altamente costosa.

En un sistema 5G por satélite se esperan encontrar ciertas premisas indispensables para que el sistema funcione de manera óptima, estas premisas son 3 principalmente:

- Diversidad de polarización, podemos ser capaces de enviar un canal por cada una de las polarizaciones que consigamos. Las polarizaciones como la circular incrementan además robustez en el enlace.
- Bajas pérdidas.
- Antenas altamente directivas.

Para satisfacer estas necesidades se va a trabajar en una antena para un sistema 5G por satélite que contará con las siguientes características:

- Contará con doble polarización circular.
- Al realizarse en guía de onda podemos maximizar la ganancia y anchos de banda debido a sus bajas pérdidas.
- Gracias a su implementación en guía de onda, el diseño es fácilmente escalable a cualquier banda de frecuencias

1.2 Objetivos

El objetivo de este Trabajo de Fin de Máster es el de conseguir, mediante dos tipos diferente de estructuras, antenas de polarización circular dual que posteriormente se implementarán en un conjunto de 4 elementos capaz de realizar estas polarizaciones a nivel de array para una frecuencia de 17GHz. Para ello se partirá desde un elemento unitario, hasta el array completo, realizando en cada punto del proceso los pertinentes estudios de campo eléctrico que expliquen de qué manera se está consiguiendo esta polarización circular y como de pura es. Esto se hará para cada uno de los dos modelos de elemento polarizador propuesto y se compararán en cada uno de los pasos dados desde la creación del elemento unitario hasta el prototipo final. Seguidamente se introducirá una red de alimentación para iluminar nuestro array de manera uniforme.

Por último, se realizará la construcción y la obtención de resultados experimentales con los cuales haremos tanto una comparativa simulado-construido, como una comparativa entre los dos elementos construidos.

1.3 Organización de la memoria

La memoria consta de los siguientes capítulos:

- **Capítulo 1.** Introducción. Motivación, objetivos y organización de la memoria.
- **Capítulo 2.** Conceptos básicos. En este capítulo se abordan características principales de los arrays de antenas, y características más específicas del proyecto, necesarias para justificar la metodología y los resultados obtenidos a lo largo del proyecto.
- **Capítulo 3.** Diseño. Este apartado consta del diseño total paso a paso de los prototipos llevados a cabo desde el diseño inicial más básico hasta el prototipo final, justificando en cada subapartado de este capítulo las decisiones tomadas.
- **Capítulo 4.** Fabricación y resultados experimentales. Este capítulo introduce las técnicas utilizadas en la construcción de los prototipos diseñados, y las medidas que se tomaron para evitar posibles problemas de fabricación. Además, se incluyen fotografías de los prototipos finales construidos, también los resultados obtenidos de las mediciones de estos diseños construidos y su comparación con los resultados obtenidos en el diseño.
- **Capítulos 5.** Conclusiones y trabajo futuro. Conclusiones extraídas a partir de las medidas y las simulaciones. Modificaciones del diseño final propuesto que puedan mejorar el presentando en este documento.
- **Referencias.** Referencia a la bibliografía utilizada a lo largo del documento.

2 Conceptos Básicos

2.1 Parámetros S.

Los parámetros de dispersión o parámetros S son aquellos que sirven para definir el comportamiento de un circuito de microondas en función de ondas incidentes y reflejadas en sus puertas.

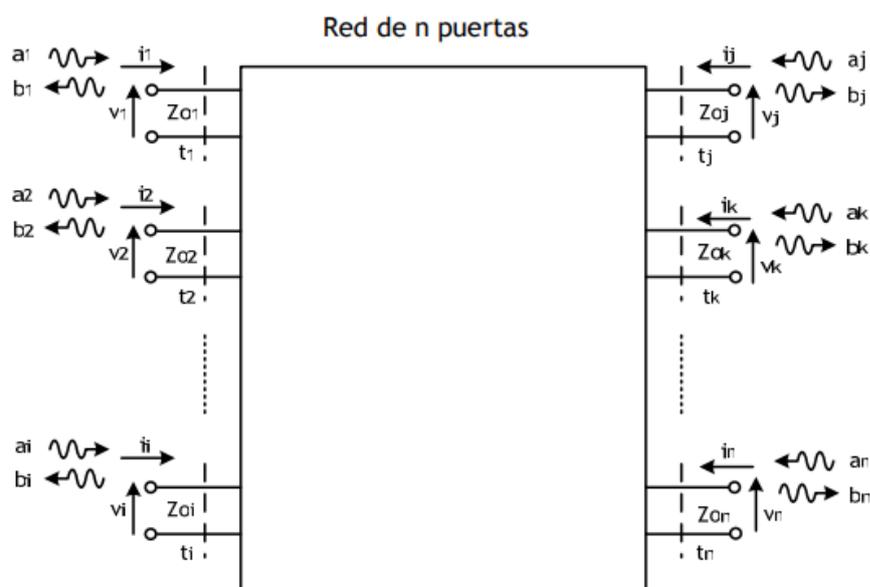


Figura 2-1: Parámetros S. Circuito de N puertas.

Y si estas relaciones las ponemos en forma matricial tendremos la matriz de parámetros S.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \dots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ S_{n1} & S_{n2} & \dots & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \dots \\ a_n \end{bmatrix}$$

Ecuación 1: Matriz de parámetros S.

De esta matriz podemos extraer dos parámetros fundamentales para el análisis de circuitos de microondas, los parámetros de reflexión y los parámetros de transmisión.

$$|S_{ii}|^2 = \frac{\text{Potencia reflejada en la puerta } i}{\text{Potencia disponible en la puerta } i}$$

$$|S_{ji}|^2 = \frac{\text{Potencia entregada en la puerta } j}{\text{Potencia disponible en la puerta } i}$$

Ecuación 2: Parámetros de reflexión y transmisión.

2.2 Diagrama de radiación.

El diagrama de radiación de una antena es la representación gráfica de las propiedades de radiación de una antena en función de sus coordenadas. En nuestro caso en coordenadas esféricas.

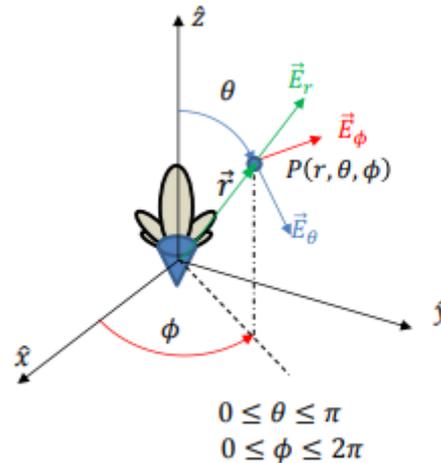


Figura 2-2: Diagrama de radiación en coordenadas esféricas.[8]

De entre todas las propiedades que podemos destacar cuatro de ellas:

- **Nivel de lóbulo principal.** Nivel de potencia (en dB) del lóbulo que apunta en la dirección diseñada
- **Ancho de haz.** Diferencia angular del lóbulo principal en el que este cae 3Db de potencia.
- **Nivel de lóbulos secundarios.** Lóbulos adyacentes al lóbulo principal.
- **SLL o Side Lobe Level.** Diferencia entre el nivel de lóbulo principal y el nivel de lóbulo secundario.

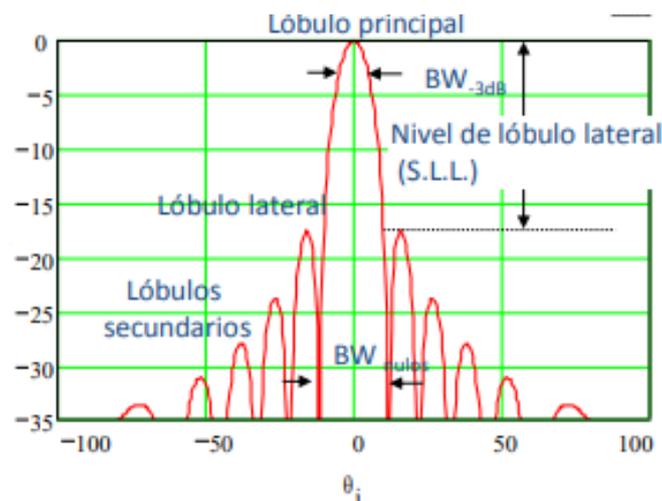


Figura 2-3: Elementos de un diagrama de radiación. [8]

2.2.1 Polarización del campo radiado por una antena.

Es la polarización del campo eléctrico radiado en la dirección de máxima radiación. Es la figura que traza en función del tiempo, para una dirección fija, el extremo del vector del campo radiado y su sentido de giro, visto por un observador desde la antena.

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \vec{E}_\theta(\vec{r}, t) + \vec{E}_\phi(\vec{r}, t)$$

Ecuación 3: Expresión del campo eléctrico en función de su componente θ y ϕ .

Esta expresión desarrollada da lugar a la Elipse de polarización y con esta mediante el cociente entre su eje mayor y su eje menor podemos obtener la Relación Axial o *Axial Ratio* que no permite saber qué tipo de polarización tiene nuestra antena.

Hay 3 tipos de polarización que podemos encontrar en una antena:

- Polarización lineal, su relación axial es infinito.
- Polarización circular, su relación axial es 1.
- Polarización elíptica, $1 < AR < \infty$.

Además, podemos expresar el campo \vec{E} como contribución de dos componentes ortogonales entre sí normalmente de la componente copolar (CP) o deseada y contrapolar (XP). En el caso de la polarización circular y elíptica las componentes θ y ϕ se dividen en componentes polarizadas circularmente a derechas (RHCP) y componentes polarizadas circularmente a izquierdas (LHCP) cuyas expresiones son las siguientes. [8]

$$E_{RHCP}(r, \theta, \phi) = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_\theta(r, \theta, \phi) - jE_\phi(r, \theta, \phi))e^{-j\phi}$$

$$E_{LHCP}(r, \theta, \phi) = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_\theta(r, \theta, \phi) + jE_\phi(r, \theta, \phi))e^{j\phi}$$

Ecuación 4: Componentes circularmente polarizadas a izquierdas y a derechas de un campo eléctrico.

Y a partir de ahí podemos encontrar la expresión del Axial Ratio (de ahora en adelante AR).

$$AR = \frac{||E_{RHCP}|| + ||E_{LHCP}||}{||E_{RHCP}|| - ||E_{LHCP}||}$$

Ecuación 5: Relación axial o *Axial Ratio*.

Esta fórmula expresada en escala logarítmica es la que utilizaremos a partir de ahora y su valor será $0 \text{ dB} < AR < \infty$.

3 Diseño

3.1 Diseño de elementos radiantes

3.1.1 Consideraciones previas.

Como se ha comentado en apartados anteriores el objetivo de este trabajo es el de encontrar una antena con doble polarización circular. Actualmente existen dos opciones muy comunes para realizar una antena polarizada circularmente en estructuras de guía de onda, una es el uso de dos ranuras ortogonales [9][10], este elemento podría ser una buena opción debido a su simplicidad, pero como se muestra en el artículo, el AR angularmente se mantiene poco por debajo de los 3dB. Otra opción podría ser el uso de septum dentro de una bocina [11][12], pero este diseño es difícil de fabricar y ocupa bastante espacio. Por ello el elemento utilizado en este diseño se basa en una estructura diferente. Los elementos que introduciremos en las secciones posteriores o derivan o comparte el fundamento electromagnético del componente que se van a explicar en este apartado.

La estructura básica de la que se parte para conseguir ese comportamiento es un rotador de campo [2], que gira la polarización del campo entre dos guías rectangulares, una horizontal y otra vertical.

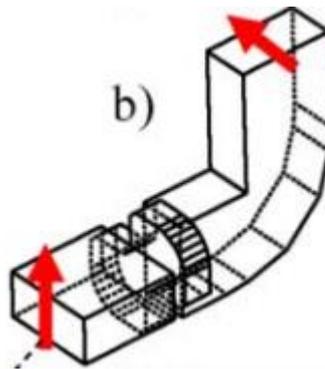


Figura 3-1: Rotador de campo [2]

Este elemento cumple la función de rotar la señal que le entra por una de sus puertas, en este caso el modo fundamental de la guía de onda rectangular el modo TE₁₀, y así conseguir a su salida el mismo modo TE₁₀, pero polarizado en otra dirección. Es cierto que esta rotación del modo TE₁₀ se puede realizar de manera natural con varias transiciones de guías de onda que progresivamente va girando desde la posición de la guía de entrada hasta la guía de salida. Sin embargo, este elemento rotador que se introduce consigue ese mismo efecto, pero con una longitud mucho menor.

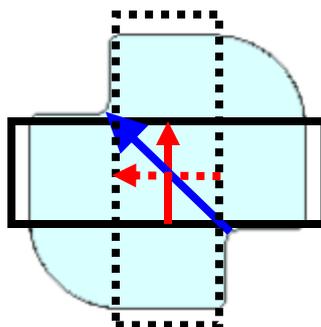


Figura 3-2: Rotador de campo vista de los modos

Aprovechando la ventaja de las reducidas dimensiones de este elemento, el siguiente paso es convertir este polarizador en elemento radiante, para ello se elimina la guía rectangular a la salida del rotador para que esta actúe como elemento radiante. Redimensionado el elemento bow-tie conseguimos que este descomponga el modo fundamental de la guía rectangular(lineal) en dos componentes ortogonales con diferencia de fase 90° y mantenerlo en el campo radiado, consiguiendo así una polarización circular. Como se muestra en la Figura 3-3, el modo TE₁₀(rojo), se descomponen a lo largo del elemento polarizador, que a partir de ahora llamaremos bow-tie, consiguiendo en la apertura de la antena dos modos ortogonales lineales (verde y azul). Este comportamiento se ha contrastado experimentalmente con resultados satisfactorios previamente por el grupo de RFCAS de la EPS-UAM. [1]

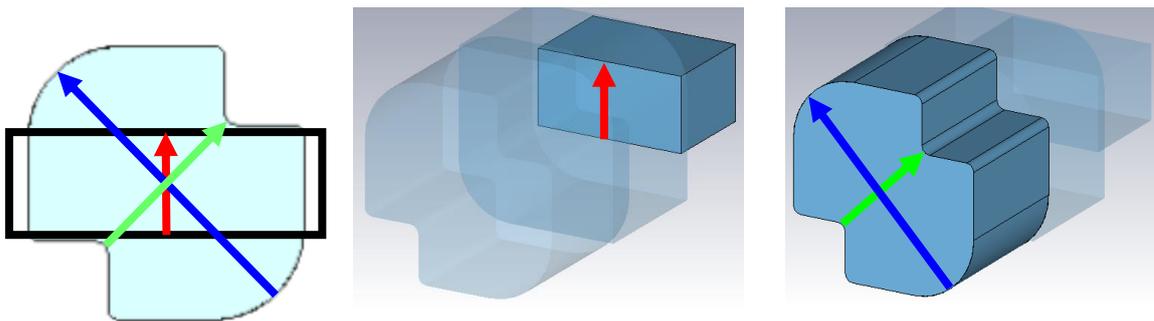


Figura 3-3: Primer modelo de antena polarizadora circular simple.

Para extender las funcionalidades del elemento bow-tie, se propone sustituir la guía rectangular por una guía cuadrada, ya que por esta se pueden propagar dos modos (TE₁₀ y TE₀₁), y por tanto se podría tener dos polarizaciones circulares. Estas dos polarizaciones se conseguirán ya que como mostramos en la Figura 3-4 por cada modo propagado en la guía cuadrada (rojo) se genera un juego de dos componentes ortogonales, pero dependiendo del modo que se propague el desfase entre estas componentes ortogonales será positivo o negativo y esto provocará una polarización circular a derechas o a izquierdas.

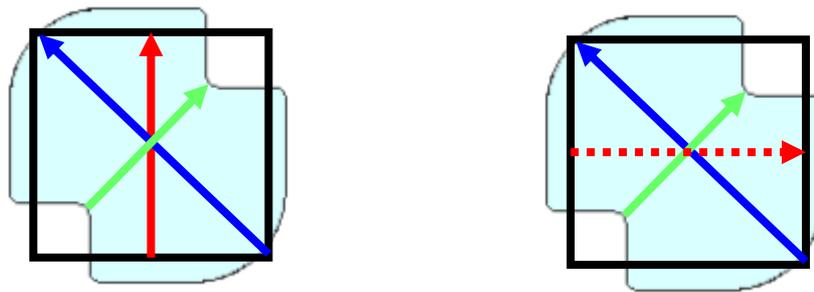


Figura 3-4: Primer modelo de antena de doble polarización circular.

Además del elemento radiante de tipo bow-tie, se propone otro modelo basado en una sección de hexagonal (Sección 3.1.3), aun así, ambos elementos están segmentados en 3 tramos:

- Tramo en guía cuadrada.
- Transición en guía cuadrada con un bisel.
- Cavidad radiante.

Con esta premisa por delante para cada una de las configuraciones que se van a exponer se realiza un estudio previo que, de manera bastante aproximada, servirá de *baseline* a la hora de modificar parámetros del elemento. Este estudio previo consistirá en visualizar las relaciones entre componentes vertical y horizontal del campo eléctrico en varios puntos al largo de la estructura del elemento unitario y ver cómo descompone el modo polarizado linealmente en las componentes ortogonales lineales que deseamos, cómo el desfase entre ellos se aproxima a 90° , dando lugar a la onda polarizada circularmente.

3.1.2 Elemento Unitario Bow-tie.

Este elemento unitario está basado en un rotador en guía de onda, mencionado anteriormente [2] pero se ha reajustado a 17 GHz y convertido en un elemento radiante [1] Sin embargo, este elemento se diseñó solo para una sola polarización circular, mientras que el modelo propuesto en este TFM debe hacerlo para las dos polarizaciones, RHCP y LHCP consta principalmente de tres secciones: (Figura 3-5 , Figura 3-6 , Figura 3-7):

- Transición de Guía Cuadrada.

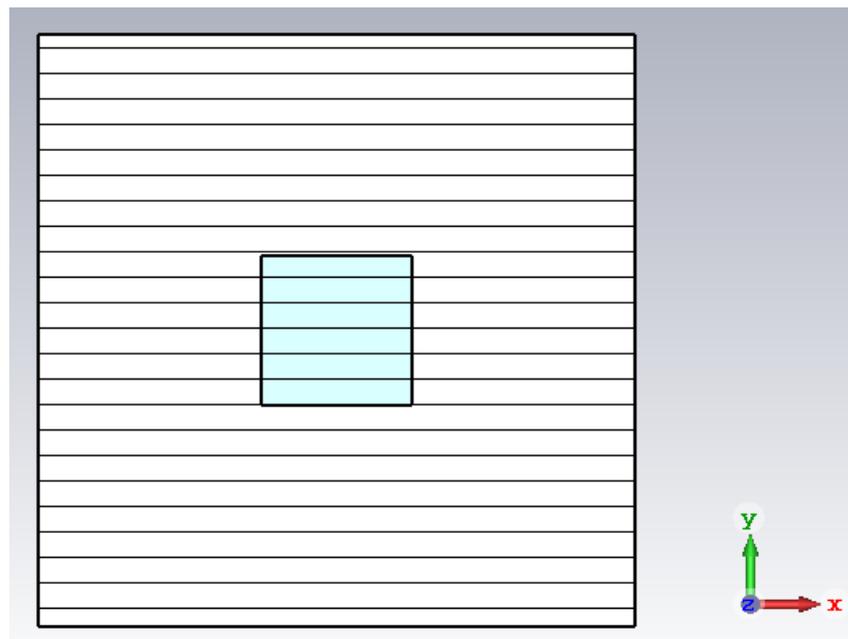


Figura 3-5: Vista frente de la Tramo de Guía Cuadrada.

- Transición de Guía cuadrada con Bisel.

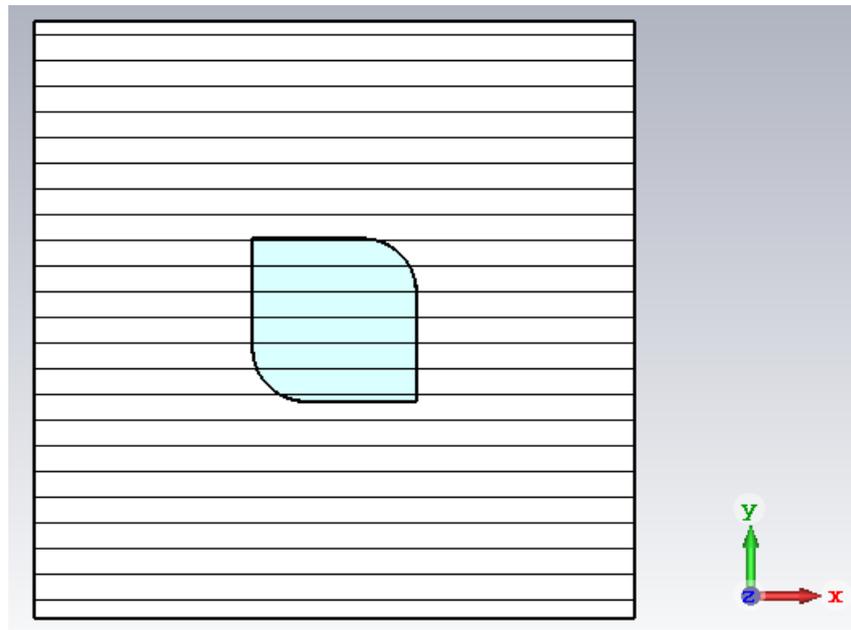


Figura 3-6: Vista frente de la Transición de Guía cuadrada con Bisel.

- Cavidad radiante Bow-tie.

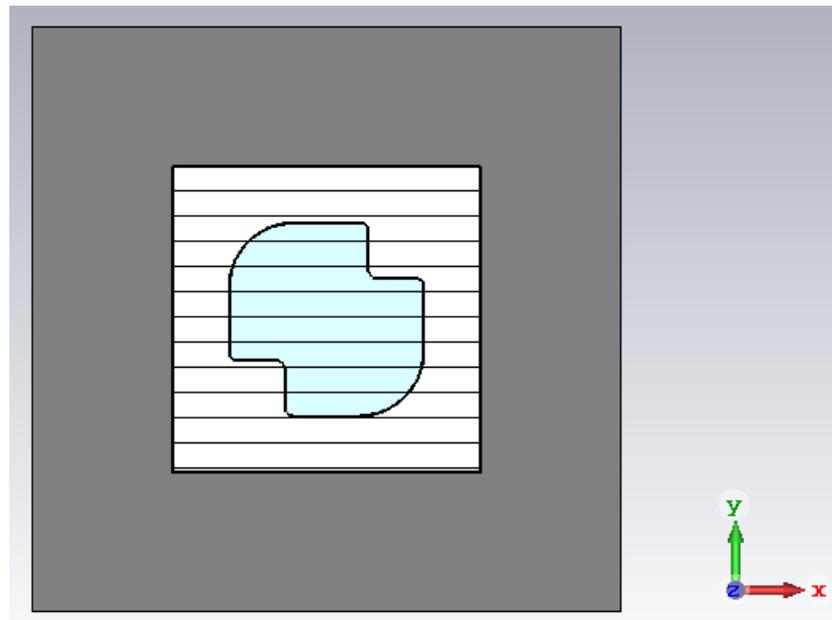


Figura 3-7: Vista de Cavidad radiante Bow-tie.

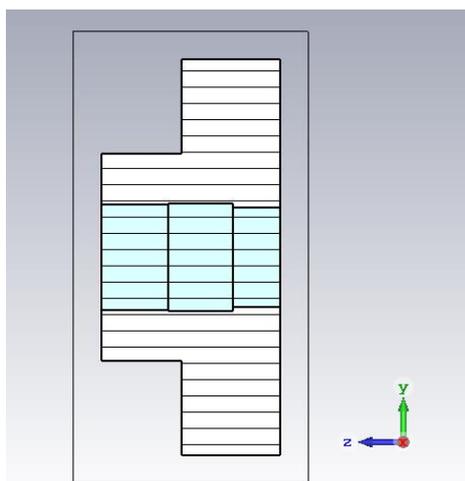


Figura 3-8: Vista de perfil del elemento unitario bow-tie completo.

Como se ha introducido en la sección 3.1.1, el modo con el que alimentamos se descompone en dos modos lineales ortogonales. Para poder comprobar esto se realiza una simulación en CST, donde se coloca un puerto en guía en la apertura de la antena, con esto conseguimos observar los campos eléctricos correspondientes a los modos que se propagan en la apertura. Como muestran las Figura 3-10 y Figura 3-11 se puede confirmar a través de las líneas de campo que los modos tienen polarización lineal y ortogonales entre sí.

Otro dato importante a tener en cuenta es que estas dos componentes ortogonales tienen frecuencias de corte diferentes y por tanto constantes de propagación diferentes (Figura 3-9), lo que se traduce en un desfase diferente para cada modo generado, y esto a su vez se traduce en un desfase de 90° entre ambas componentes pudiendo así generar una onda radiada con polarización circular.

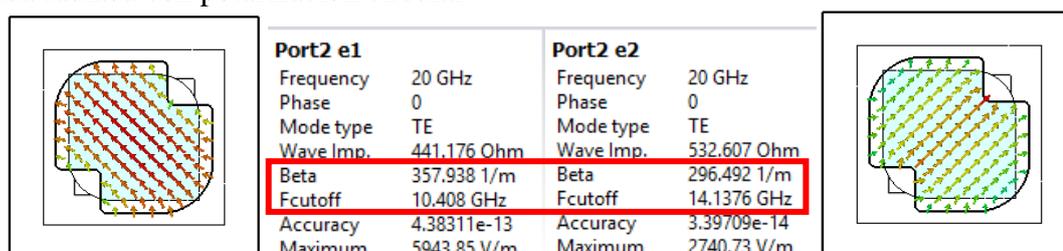


Figura 3-9: Frecuencias de corte y constantes de propagación de los dos modos en la apertura.

Como se ha explicado brevemente en el epígrafe 2.2.1, un campo polarizado circularmente está formado por dos componentes ortogonales lineales. La pureza de esta polarización viene dada por la relación entre sus amplitudes y sus fases. Por tanto, más pura será la polarización circular cuanto más nos acercamos al caso ideal, este se da cuando el ratio entre amplitudes es igual a 1 y la diferencia de fases es de $\pm 90^\circ$. Esta pureza de polarización la representamos mediante el AR (Ecuación 5) y el caso ideal será 0 dB.

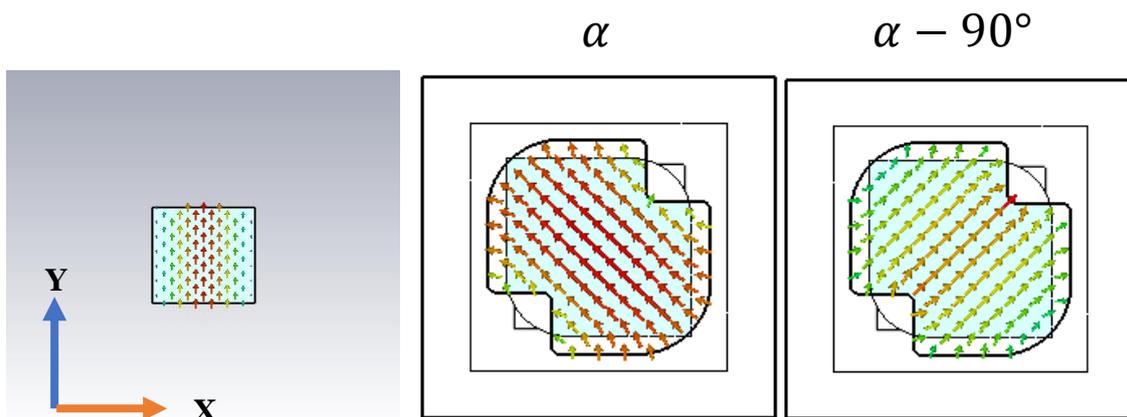


Figura 3-10: Modos ortogonales generados en la apertura a partir de la descomposición del modo TE10.

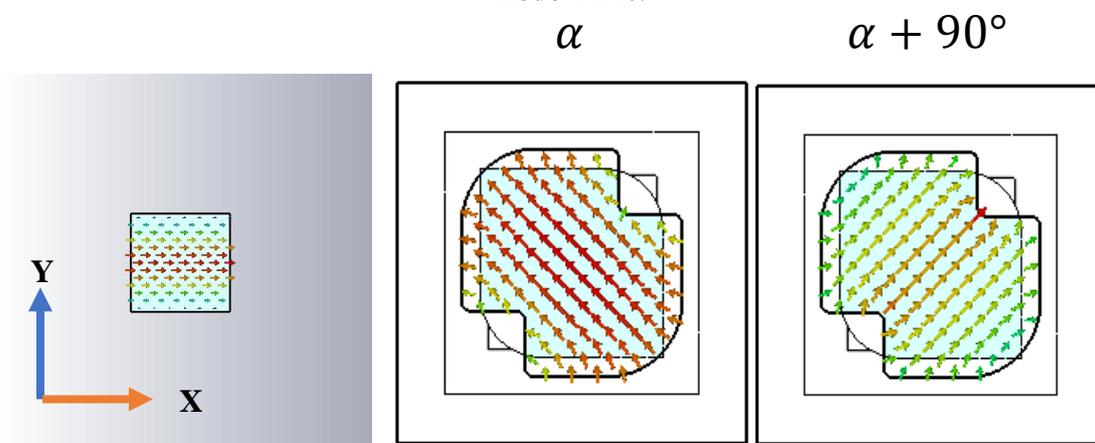


Figura 3-11: Modos ortogonales generados en la apertura a partir de la descomposición del modo TE01.

Donde α es la fase de la componente sobre el eje X, del campo eléctrico calculada en el centro de la apertura. Por tanto, el modo TE01 debería generar una RHCP mientras que el TE10 debería generar un LHCP.

Se ha realizado un breve estudio para obtener una idea general de cuáles son las prioridades en cuanto a las especificaciones del diseño. Tomando las fórmulas enunciadas en el epígrafe 2.3.1 hemos desarrollado unas graficas que expresan la evolución del AR en función de la diferencia de fase y el ratio entre amplitudes de las componentes ortogonales del campo.

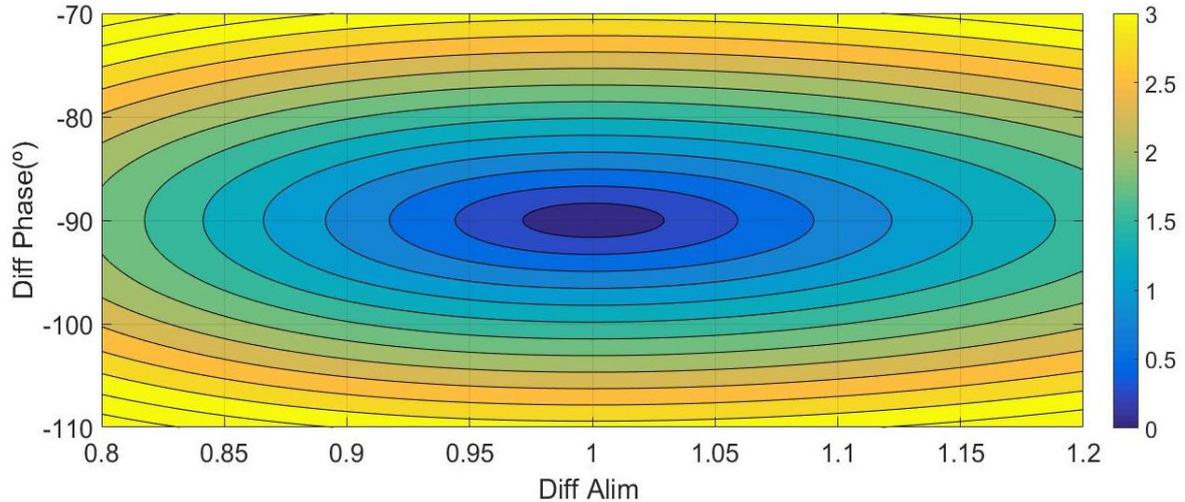


Figura 3-12: Evolución del AR en función de la diferencia de fase y amplitud.

Como podemos ver tanto la diferencia de fase como el ratio entre amplitudes son la clave para conseguir un buen valor de AR. Aunque esto no implica que haya cierta flexibilidad a la hora de conseguir este valor de AR deseado, por ejemplo, podemos observar que para un ratio de amplitudes perfecto (igual a 1), tenemos un cierto margen en la diferencia de fase que nos permite obtener valores de AR cercanos a 0 dB, aproximadamente 10° , del mismo modo con una diferencia de fases ideal (-90°) tenemos un margen de 0.1 en ratio de amplitudes en el que también conseguimos un AR cercano a 0 dB.

Dicho esto, sobre el elemento de tipo bowtie se realiza un estudio de componentes de campo eléctrico a lo largo de la estructura (como muestra la Figura 3-13) hasta su apertura, para asegurarnos de que cumplen las características de polarización que buscamos, este estudio no se hace en toda la estructura sino en un eje representativo situado en el centro de la estructura (en rojo en la Figura 3-13). Estas condiciones son, como ya hemos dicho, que la ratio entre amplitudes sea la unidad, que la diferencia de fase sea de $\pm 90^\circ$ en función de si es RHCP o LHCP y que las componentes sean ortogonales entre sí (Ecuación 4).

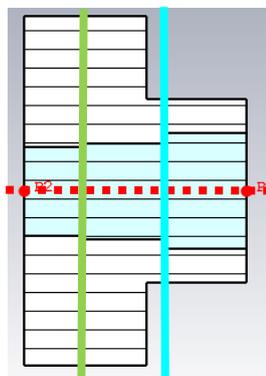


Figura 3-13: Puntos de análisis del estudio de las componentes del campo eléctrico.

Estos son los resultados obtenidos de dicho estudio (véase ejes cartesianos de las Figura 3-10.Figura 3-11)

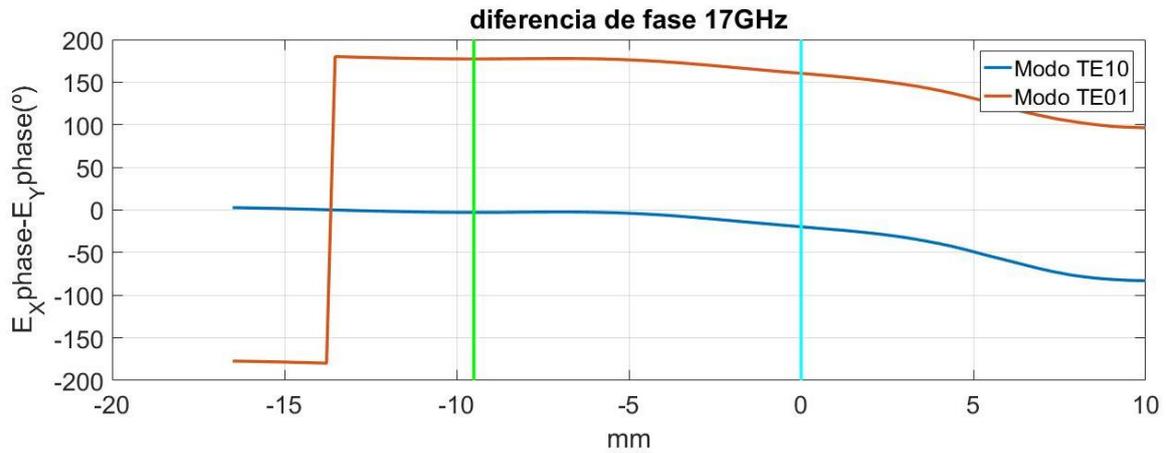


Figura 3-14: Diferencia de fase elemento bow-tie a 17GHz entre componentes del campo eléctrico.(a lo largo del eje rojo de la Figura 3-13)

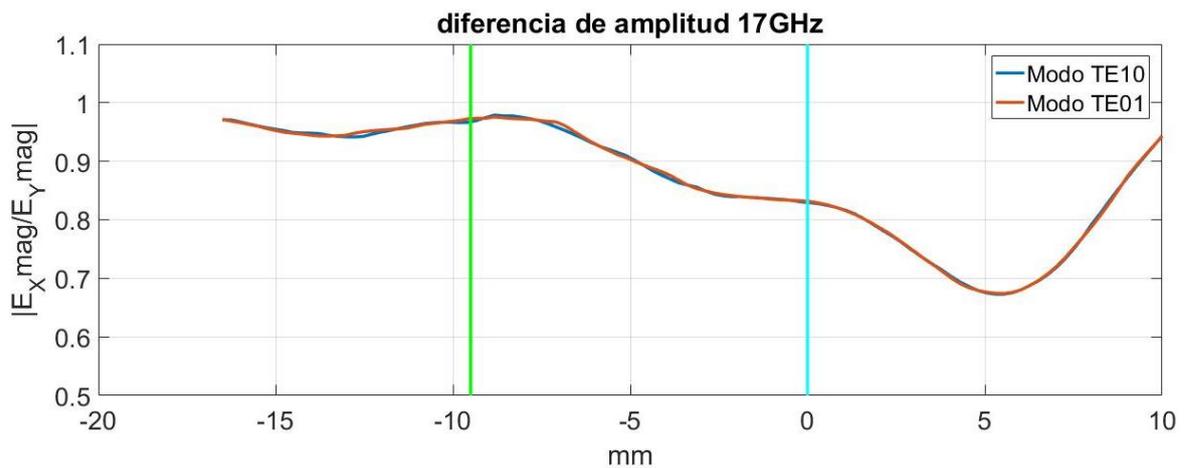


Figura 3-15: Diferencia de amplitud elemento bow-tie a 17GHz. entre componentes del campo eléctrico.(a lo largo del eje rojo de la Figura 3-13)

En ambas gráficas observamos dos líneas verticales, la verde muestra en comienzo de la sección en guía cuadrada con bisel mientras que la de color cian indica el inicio de la cavidad radiante como podemos observar en la Figura 3-13. Por último, la gráfica finaliza en 10 mm que es la posición en la que se encuentra, en este caso, la apertura de la cavidad bow-tie.

En el estudio podemos ver un comportamiento bastante claro de lo que sucede:

- En el tramo de la guía cuadrada (desde -16 mm hasta -10 mm) vemos que su comportamiento es el de un modo polarizado linealmente, diferencia de amplitudes cercanas a 1 y diferencias de fase de 0°.
- Una vez que entramos en el tramo de guía cuadrada con bisel (línea verde) encontramos la primera discontinuidad física, por lo que generan modos de orden

superior que, aunque sean evanescentes, afectan a nuestras componentes del campo.

- Esto mismo sucede al comienzo de la cavidad radiante bow-tie (línea azul), pero podemos ver cómo a medida que avanza por la cavidad el efecto de los modos evanescentes generados en la discontinuidad de $z=0\text{mm}$ desaparece. Así en la apertura sólo contribuyen al campo eléctrico total los dos modos propagantes en la pajarita (Figura 3-10.Figura 3-11), llegando a la apertura con una ratio de amplitudes cercano a la unidad y un desfase $\pm 90^\circ$, por lo que hemos conseguido así un elemento que polariza circularmente en los dos sentidos.

Siendo capaces de conseguir las componentes RHCP y LHCP, podemos calcular el AR teórico a partir de las componentes del campo eléctrico en la apertura mediante la Ecuación 5. Una vez obtenido el AR se compara con el AR que tendrá la antena en condiciones de campo lejano radiado.

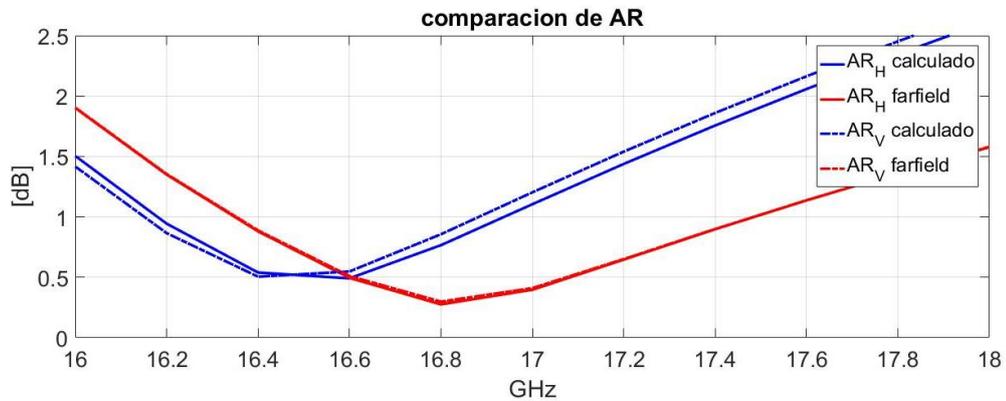


Figura 3-16. Comparativa AR elemento bow-tie .

En la Figura 3-16 se muestra la comparativa entre el AR calculado mediante las componentes del campo eléctrico en la apertura (azul), obtenidos a partir del estudio anterior, y el AR calculado por CST en campo lejano (rojo), como vemos, aunque se desplaza ligeramente en frecuencia, el resultado es muy parecido. Los subíndices en la leyenda nos muestran qué modo ha generado el AR mostrado, subíndice V es que se ha generado por el modo TE₁₀ y el subíndice H que se ha generado con el modo TE₀₁.

Como podemos observar, un buen AR en la apertura se traduce en un buen AR en condiciones de campo lejano. Además, este AR en condiciones de campo lejano se mantiene por debajo de 2dB en toda la banda de trabajo siendo menor en torno a la frecuencia central de diseño.

El estudio anterior se ha efectuado para el diseño final del elemento, pero para poder llegar a dicho resultado se va a explicar cómo los parámetros físicos de la pajarita en su funcionamiento electromagnético. Tres parámetros básicos definen a este elemento radiante y son:

- La longitud de la cavidad(trc).

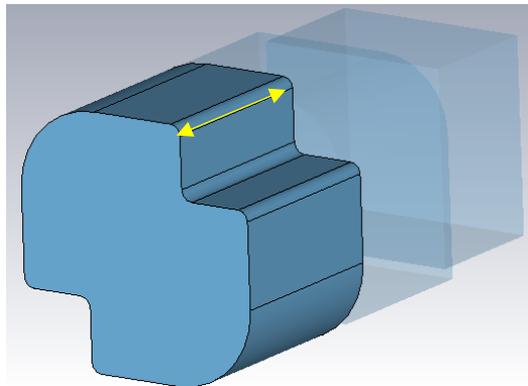


Figura 3-17: Representación gráfica de la variable trc.

- El tamaño de la apertura, que a su vez es el tamaño de la cavidad(wrc).

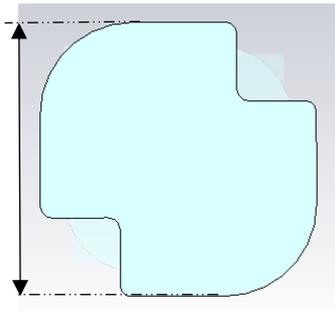


Figura 3-18: Representación gráfica de la variable wrc.

- Y la longitud entre los vértices exteriores (wbt1):

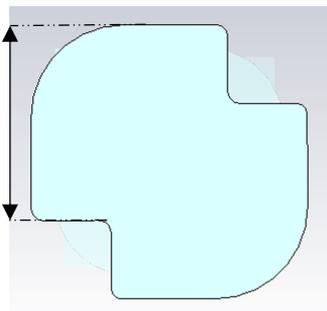


Figura 3-19: Representación gráfica de la variable Wbt1.

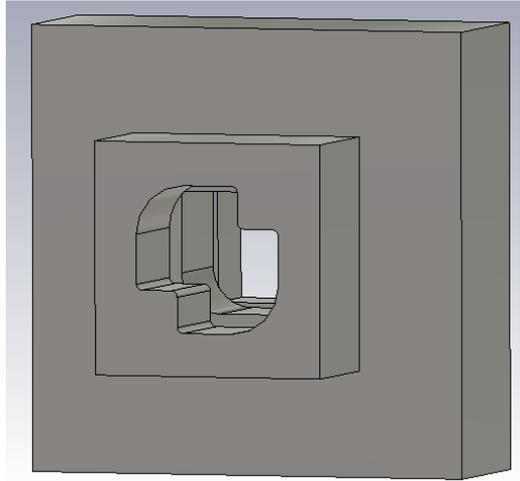


Figura 3-20: Vista del elemento unitario final.

Al estar analizando constantemente los dos modos propagantes de la guía cuadrada se va a llevar a cabo una nomenclatura que permita identificar de manera clara qué estamos mostrando. La nomenclatura “ $SX(A), Y(B)$ ” indica para los dígitos de fuera de los paréntesis (X, Y) el puerto que se está analizando, en este caso solo hay un puerto. Y para los dígitos del interior de los paréntesis indicamos el modo, donde 1 será el modo TE01 y 2 será el modo TE10. Por tanto “ $SI(1), I(1)$ ” indica la reflexión para el modo TE01, “ $SI(2), I(2)$ ” indica la reflexión para el modo TE10 y “ $SI(2), I(1)$ ” y “ $SI(1), I(2)$ ” indica los acoplos entre modos. En este caso, por simetría física de la antena, “ $SI(2), I(1)$ ” y “ $SI(1), I(2)$ ” son iguales y por eso solo se presenta uno de ellos en las siguientes gráficas.

Estas 3 variables son los que hacen que tanto los Parámetros S como el AR varíen sustancialmente, y aquí podemos ver un ejemplo de en qué manera afectan a las características del elemento:

- Variación trc:

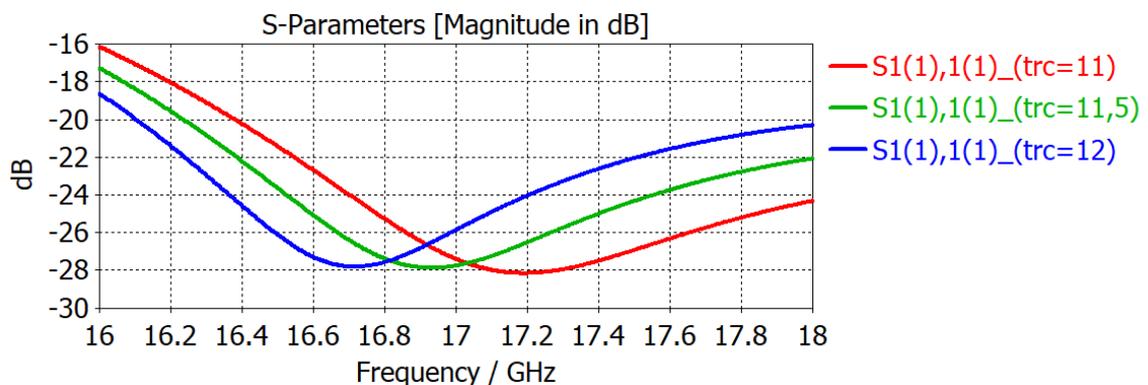


Figura 3-21: Parámetros S de reflexión en función del parámetro trc.

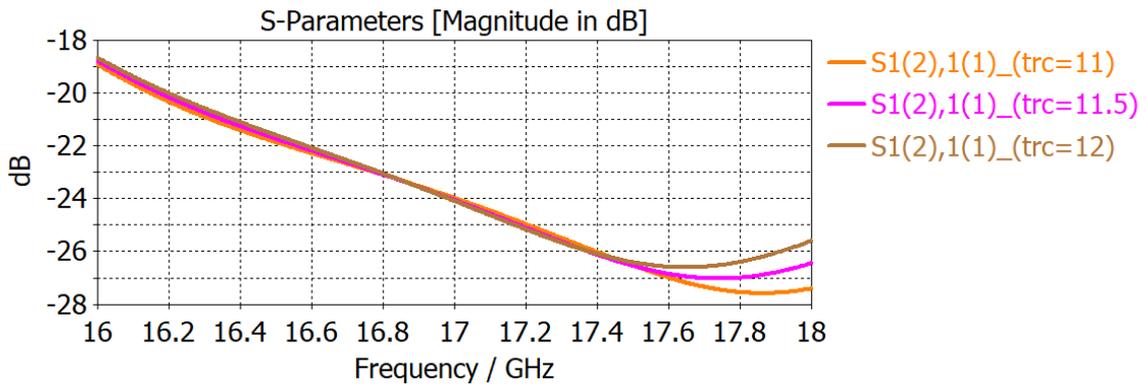


Figura 3-22: Acoplo entre modos cruzados en reflexión en función del parámetro trc.

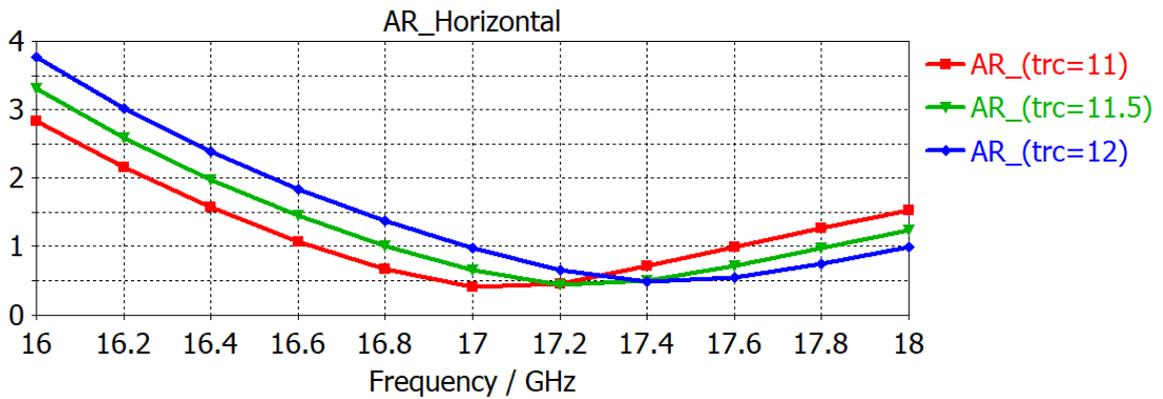


Figura 3-23: Axial ratio en broadside en función del parámetro trc.

- Variación wrc.

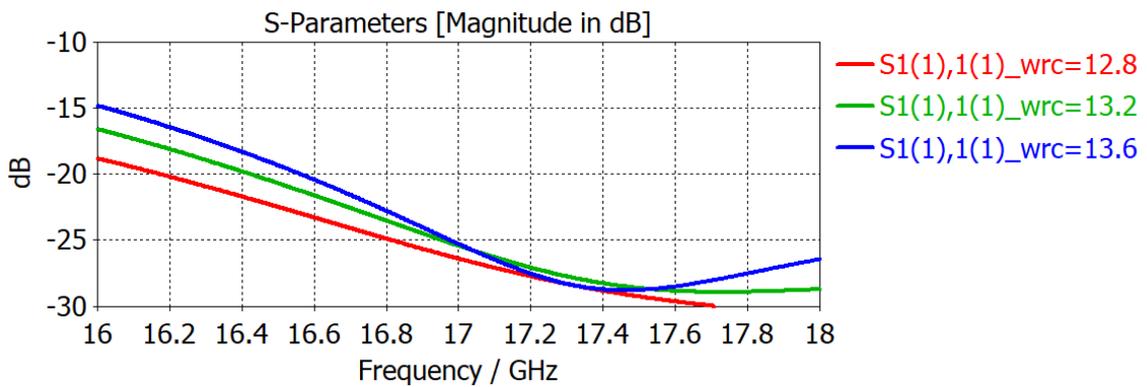


Figura 3-24: Parámetros S de reflexión en función del parámetro wrc.

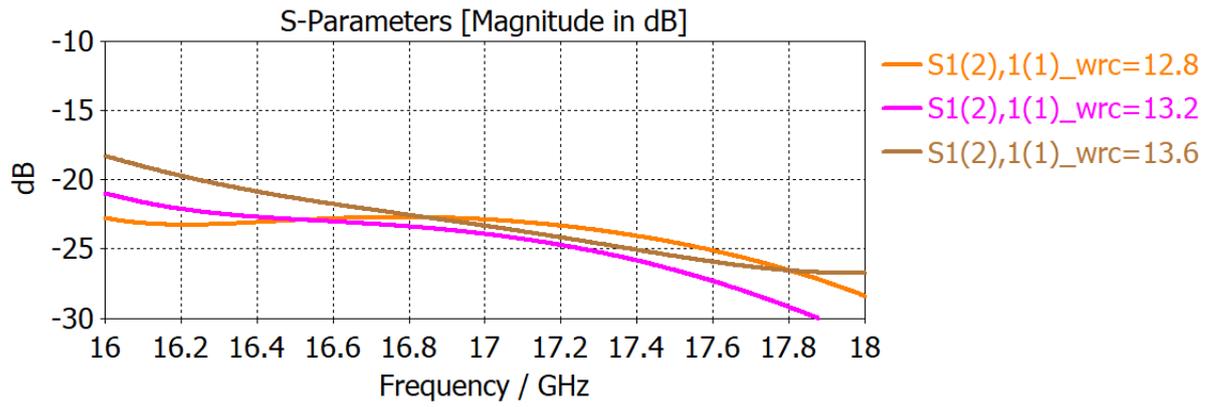


Figura 3-25 Acoplo entre modos cruzados en reflexión en función del parámetro wrc.

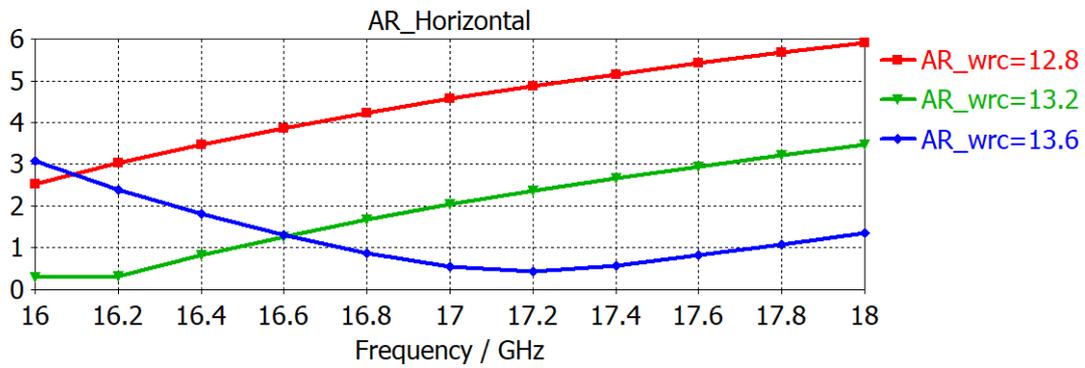


Figura 3-26: Axial ratio en banda en función del parámetro wrc.

- Variación wbt1.

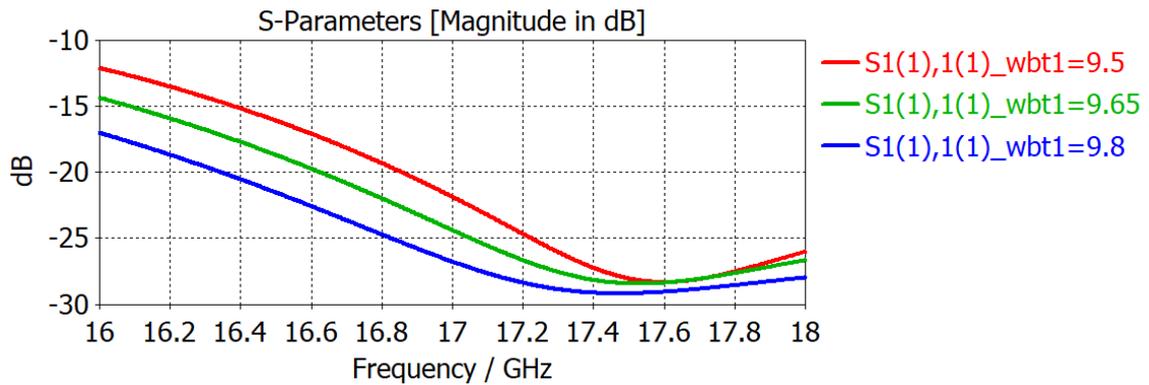


Figura 3-27: Parámetros S de reflexión en función del parámetro wbt1.

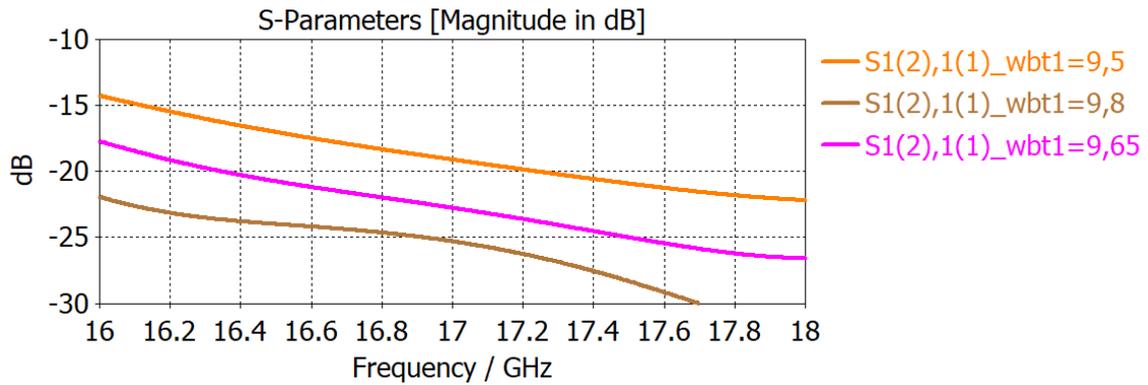


Figura 3-28: Acoplo entre modos cruzados en reflexión en función del parámetro wbt1.

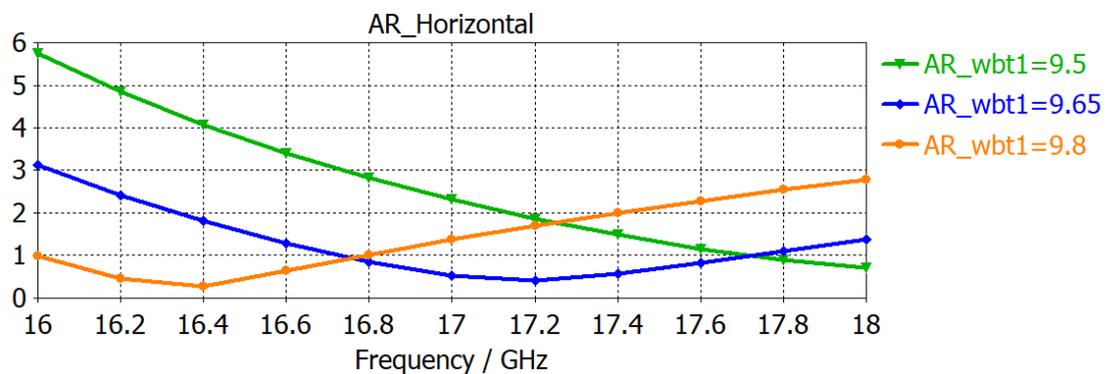


Figura 3-29: Axial ratio en banda en función del parámetro wbt1.

A la vista de los resultados podemos extraer las siguientes conclusiones:

- Al aumentar w_{bt1} , la longitud de la cavidad, la frecuencia de resonancia se traslada a frecuencias mayores, lo que sugiere que esta se comporta como un transformador de impedancia entre una guía de onda y el aire.
- El aumento de w_{rc} supone un deterioro de la adaptación de nuestro elemento unitario, lo que en principio puede deberse a que la discontinuidad entre la guía y la cavidad radiante es más abrupta. Aumentar w_{rc} , también varía el AR, esto se debe a que al aumentar el tamaño de la cavidad las constantes de propagación de los modos varían y por tanto se modifica la frecuencia a la que se obtiene el desfase de $\pm 90^\circ$ necesario para la polarización circular.
- A mayor w_{bt1} mejor se comportan los parámetros de reflexión y los acoplos de modos cruzados, esto se debe a que a mayor w_{bt1} más se asemeja nuestra cavidad a un cuadrado por lo que habría una discontinuidad menos abrupta.

Por último, se ajustan con otros parámetros que afectan de manera más suave a los parámetros S y AR, como son el redondeo de los biselos o el plano de masa quedando el elemento unitario con estas características, llegamos al elemento unitario óptimo. Cuyas características son las siguientes:

Wbt1	Wrc	Trc	Bisel	Plano ref
9.9 mm	13.9 mm	10 mm	3.8 mm	1.95 mm

La variable Bisel muestra el radio del círculo que genera nuestro bisel mientras que la variable Plano ref indica cómo de lejos hemos puesto el plano reflector con respecto al inicio de la cavidad radiante.

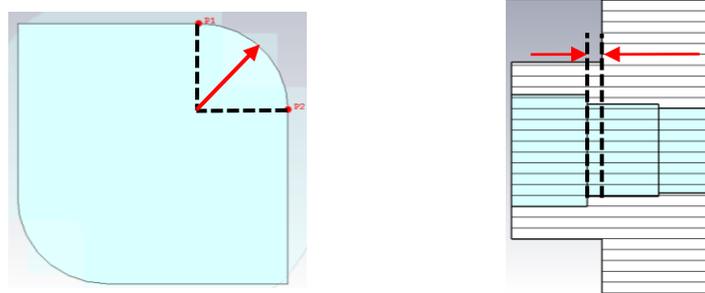


Figura 3-30: Representación visual de la variable Bisel y de plano ref

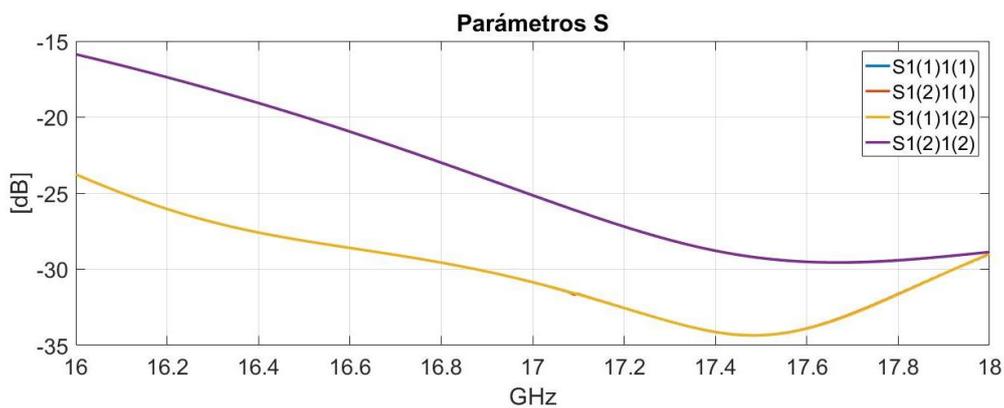


Figura 3-31: Parámetros S elemento unitario bow-tie.

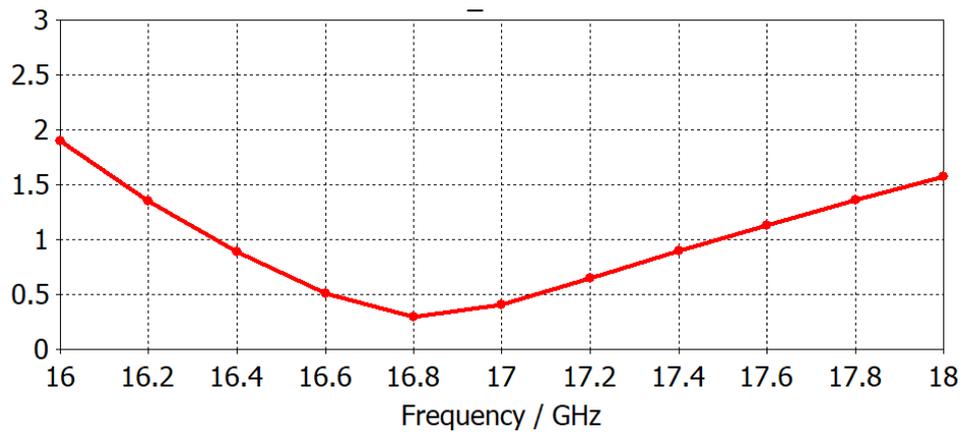


Figura 3-32: Axial Ratio del elemento bow-tie para el modo TE10 y TE01.

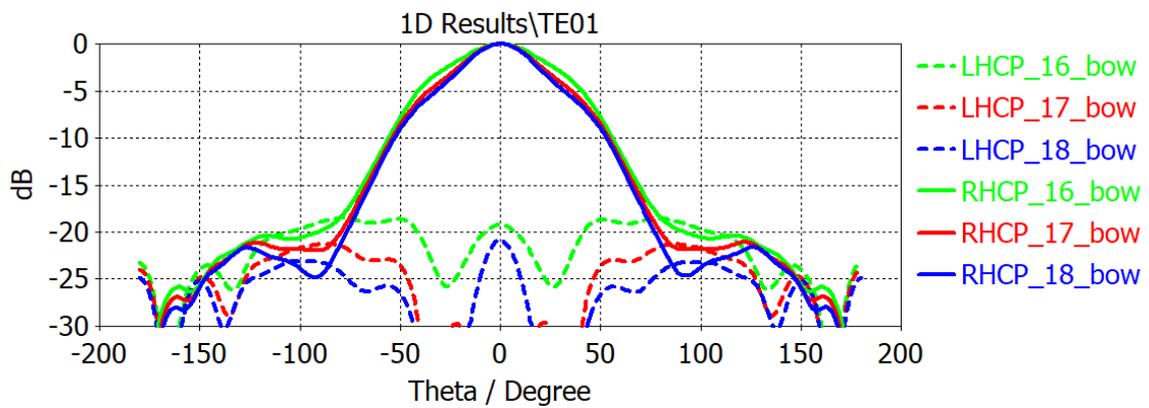


Figura 3-33: Diagrama de radiación para el modo TE01. Componente RHCP y LHCP para el centro y los extremos de la banda.

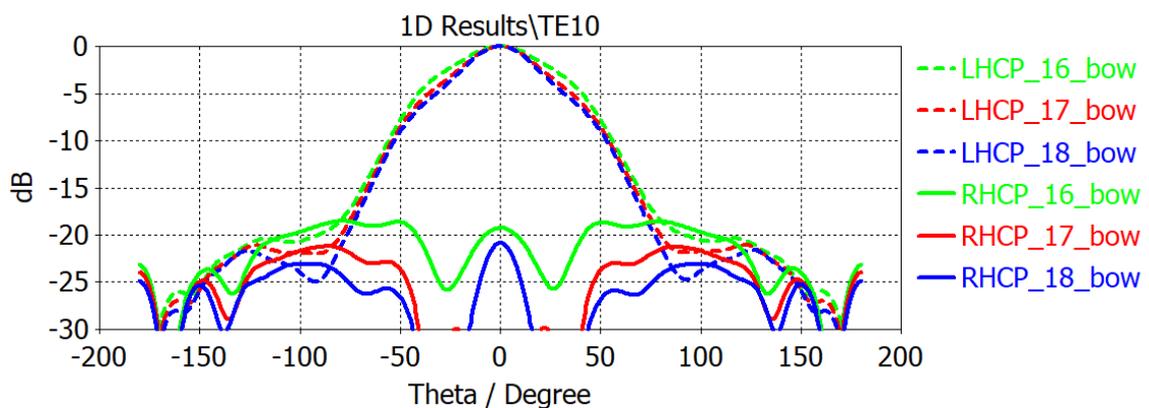


Figura 3-34: Diagrama de radiación para el modo TE10. Componente RHCP y LHCP para el centro y los extremos de la banda.

Con estas gráficas se confirma que como el estudio demostraba es el modo TE01 el que genera la polarización RHCP y es el modo TE10 el LHCP, además puede ver que además de un buen AR en banda también tenemos un buen AR angular ya que los niveles de radiación contrapolar se mantienen moderados en todo el ancho de haz a -3dB. Consiguiendo así que el elemento unitario de tipo bow-tie tenga la doble polarización circular que nosotros buscábamos. Además, su ganancia es igual para ambas polarizaciones ya que el elemento es simétrico.

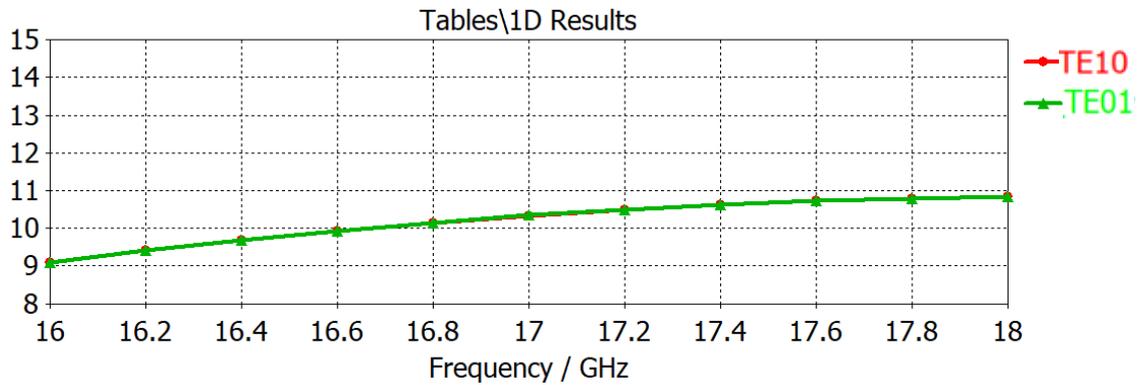


Figura 3-35: Ganancia (dirección broadside) en banda para cada polarización.

3.1.3 Elemento unitario de cavidades hexagonales.

Este segundo elemento ya se ha utilizado antes en varios artículos como polarizador simple, [4][5] y además ha sido utilizada por el grupo RFCAS [3] de la EPS. La filosofía de funcionamiento es similar al bow-tie explicado en sección 3.1.2 y también parte del concepto introducido al comienzo de la sección 3.1.1, aunque también se inspira en el comportamiento que tiene la corriente en un parche de esquinas achaflanadas como se muestra en [13] y [14].

Al igual que el elemento en bow-tie este elemento consta de 3 partes:

- Tramo en guía cuadrada.

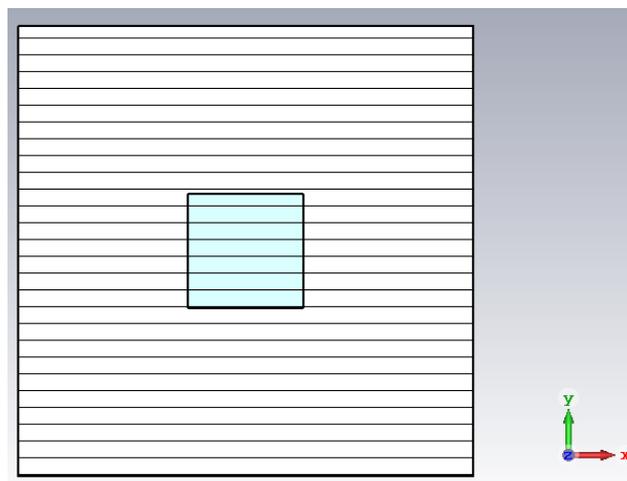


Figura 3-36: Vista frente de la Tramo de Guía Cuadrada

- Transición en guía cuadrada con Bisel.

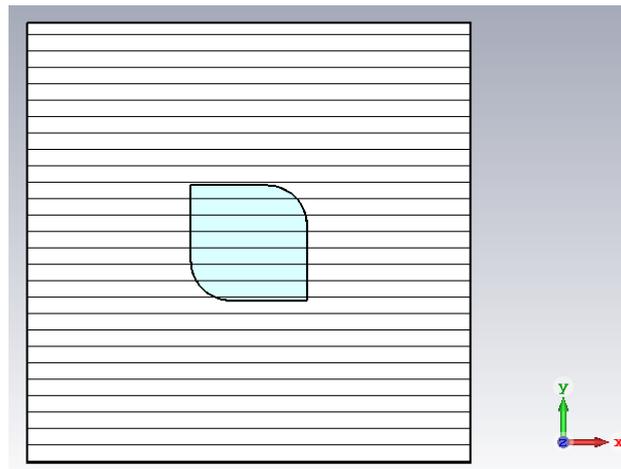


Figura 3-37: Vista frente de la Transición de Guía cuadrada con Bisel.

- Cavidades hexagonales:

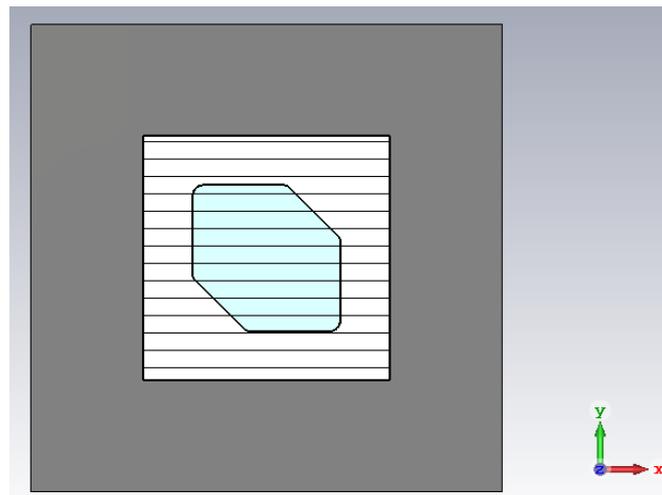


Figura 3-38: Vista de Cavidad radiante Cavidades hexagonales.

Al igual que sucedía en la cavidad bow-tie, este elemento descompondrá el campo entrante en dos componentes ortogonales consiguiendo así que el campo resultante esté polarizado circularmente.

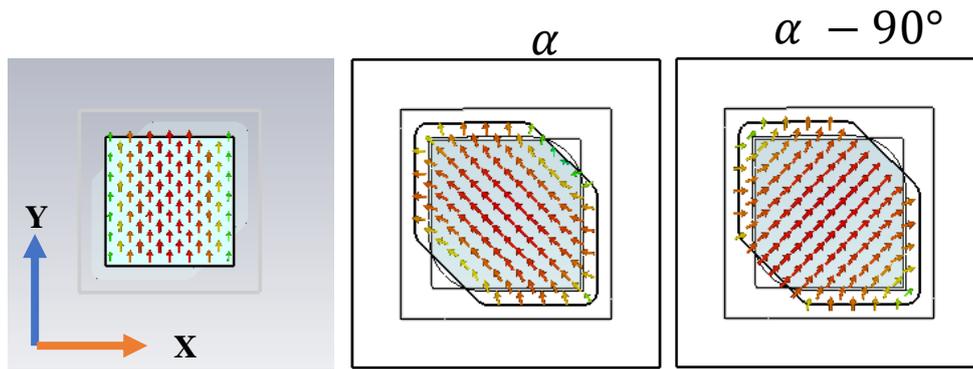


Figura 3-39: Modos ortogonales generados en la apertura a partir de la descomposición del modo TE10.

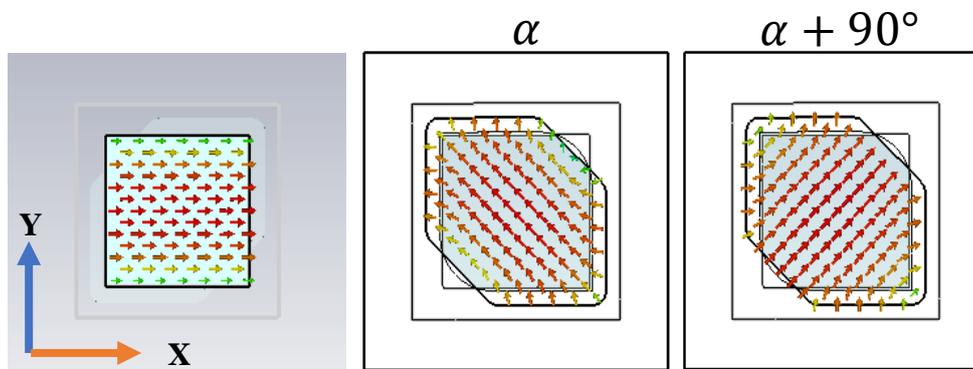


Figura 3-40: Modos ortogonales generados en la apertura a partir de la descomposición del modo TE01.

Sobre este elemento de cavidades hexagonales aplicamos el mismo estudio que el aplicado para el elemento de bow-tie. Esperamos que se comporte de una manera similar al elemento bowtie, diferencia de fase de $\pm 90^\circ$ y ratio entre amplitudes cercano a la unidad.

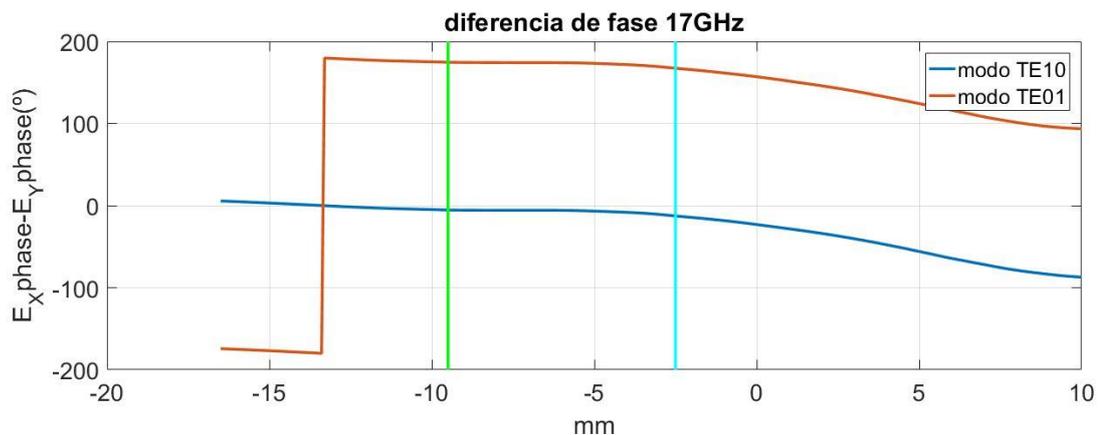


Figura 3-41: Diferencia de fase elemento bow-tie a 17GHz entre componentes del campo eléctrico.(a lo largo del eje rojo de la Figura 3-13)

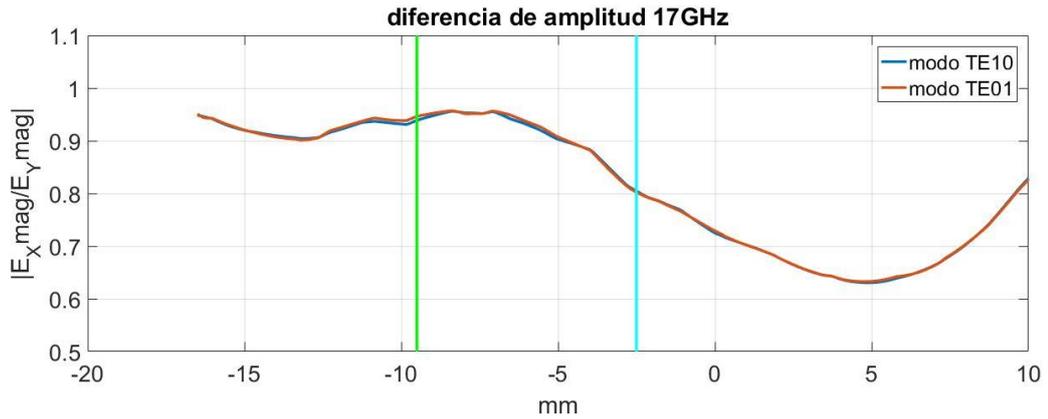


Figura 3-42: Diferencia de amplitud elemento cavidades hexagonales a 17GHz.

El proceso es similar al relatado para el elemento bow-tie , solo que en este caso la cavidad radiante exige ser un poco más larga para conseguir unos valores similares de diferencia de fase y amplitud.

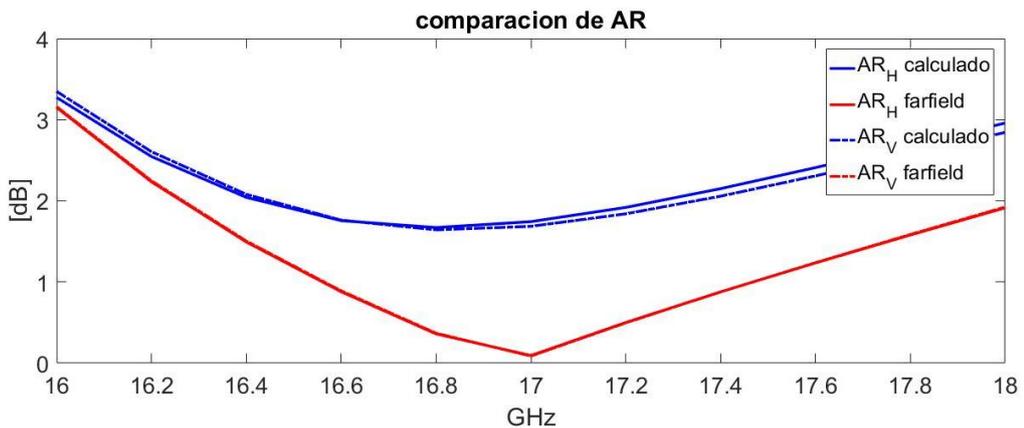


Figura 3-43: Comparativa AR elemento cavidades hexagonales.

A primera vista podemos ver que la ratio entre amplitudes en la apertura es menor que la del elemento bow-tie, porque lo que se espera que el AR calculado a partir del campo eléctrico en la apertura sea peor que el del elemento bow-tie. De nuevo como las condiciones a la hora de realizar las medidas serán las de campo lejano utilizaremos como AR válido el marcado en Farfield (rojo).

Análogamente al modelo de cavidades de tipo bow-tie, se realiza un estudio paramétrico para ver cómo afectan las dimensiones físicas de la cavidad hexagonal a las prestaciones del elemento unitario. Al igual que con el elemento de tipo bowtie, el de tipo hexagonal también tiene 3 variables principales que varían su comportamiento en gran medida:

- La longitud de la cavidad (trc).

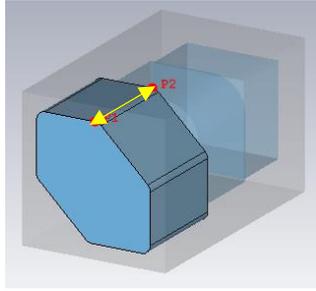


Figura 3-44: Representación gráfica de la variable trc.

- El tamaño de la cavidad (wcav).

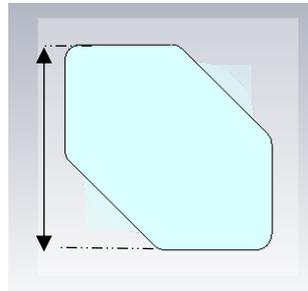


Figura 3-45: Representación gráfica de la variable wcav.

- El tamaño del chaflán (chaf_cav).

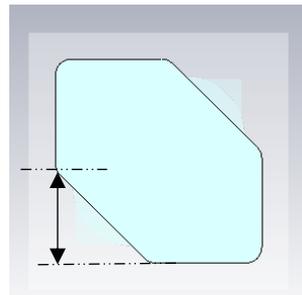


Figura 3-46: Representación gráfica de la variable chaf_cav.

Y al igual que con la cavidad en bow-tie estas variables afectan en mayor medida que cualquier otro su comportamiento electromagnético, especialmente los parámetros S y el AR.

- Variable `trc_cav`:

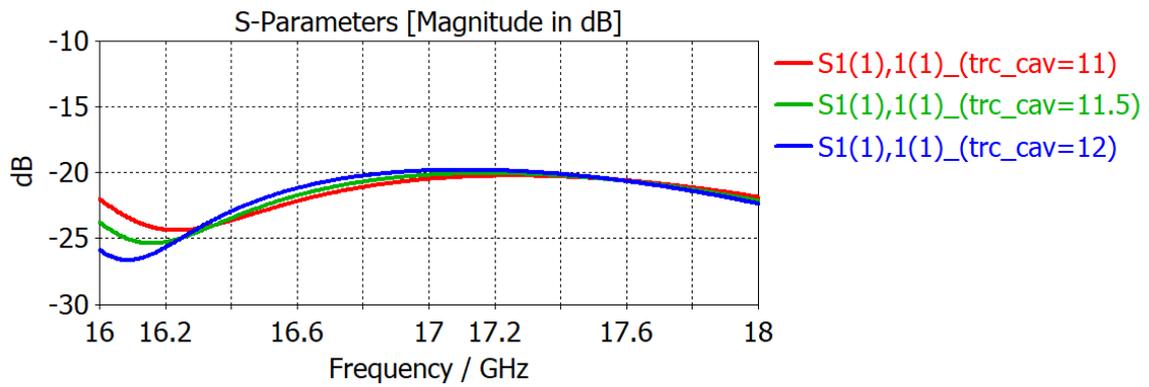


Figura 3-47: Parámetros S de reflexión en función del parámetro `trc_cav`.

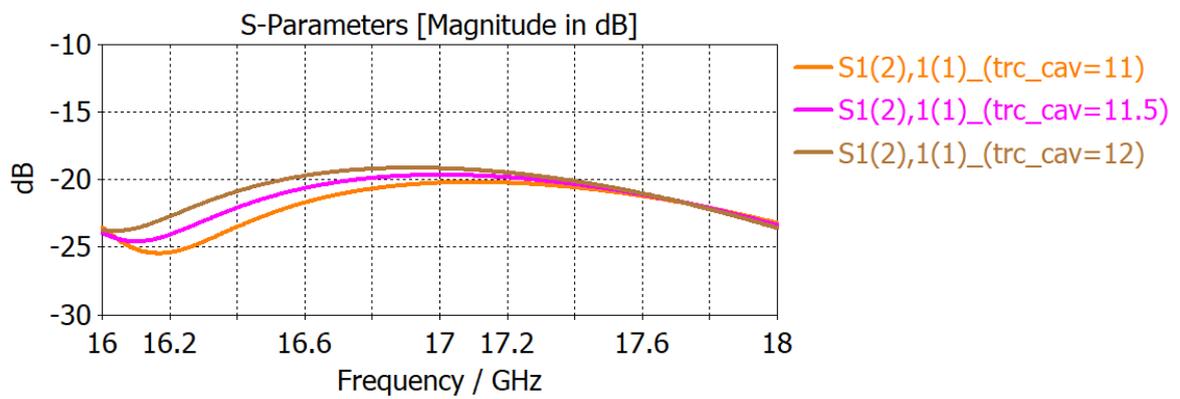


Figura 3-48: Acoplo entre modos cruzados en reflexión en función del parámetro `trc_cav`.

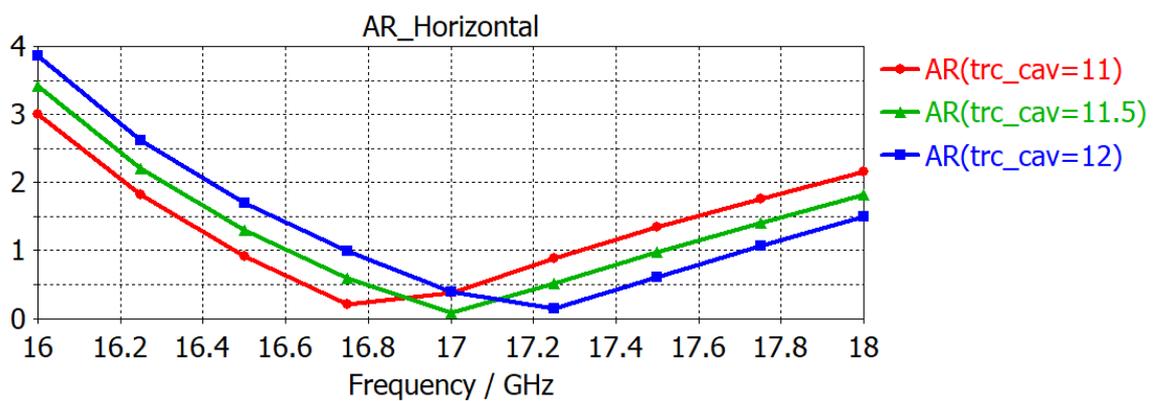


Figura 3-49: Axial ratio en banda en función del parámetro `trc_cav`.

- Variable chaf:

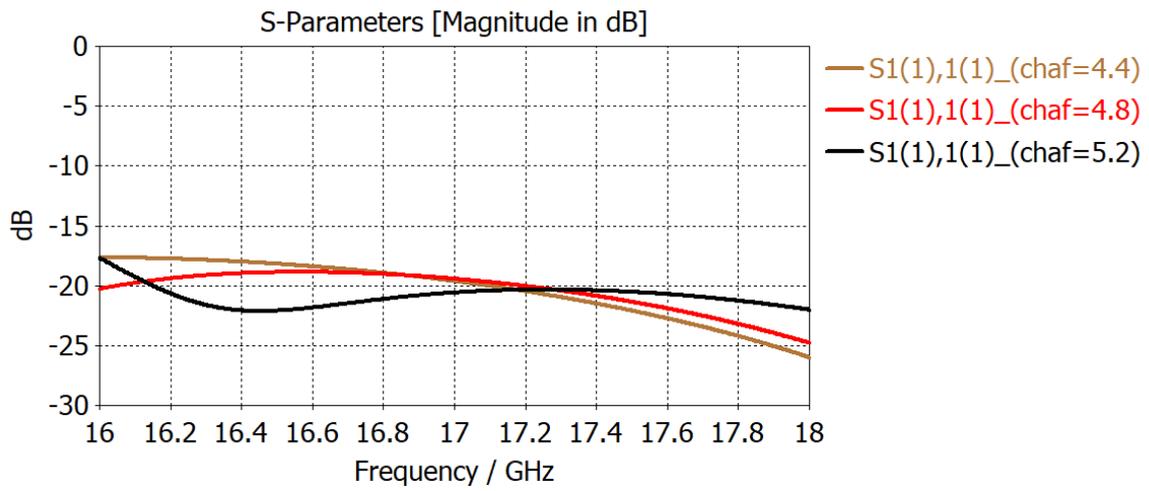


Figura 3-50: Parámetros S de reflexión en función del parámetro chaf

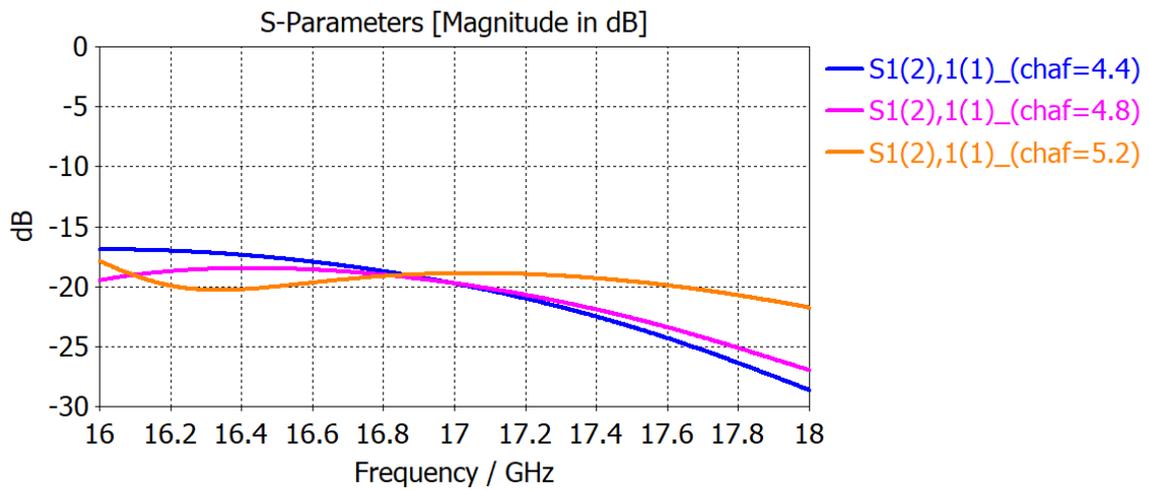


Figura 3-51: Acoplo entre modos cruzados en reflexión en función del parámetro chaf

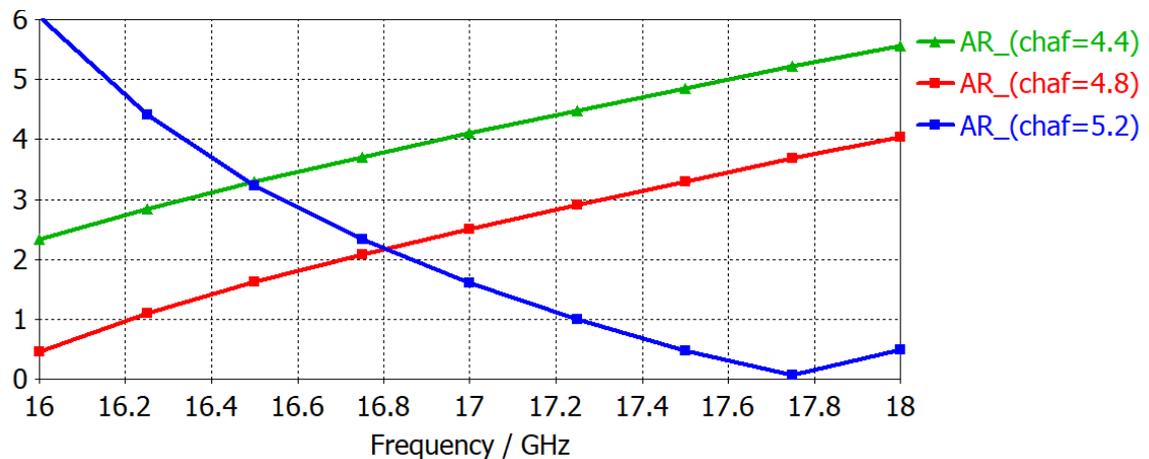


Figura 3-52: Axial ratio en banda en función del parámetro chaf.

- Variable w_{cav}:

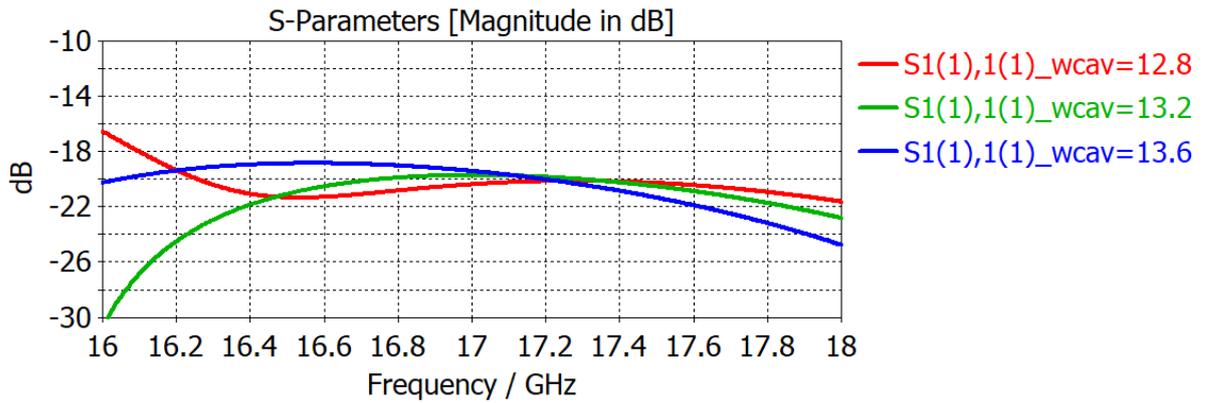


Figura 3-53: Parámetros S de reflexión en función del parámetro w_{cav}

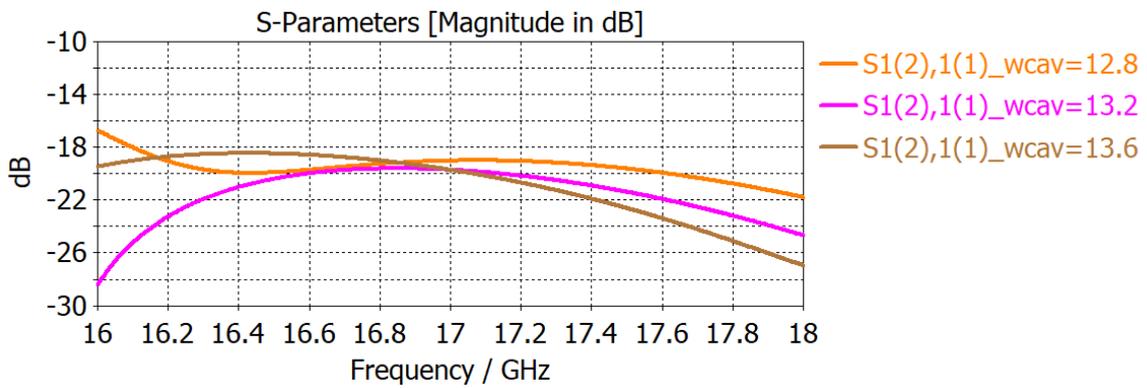


Figura 3-54: Acoplo entre modos cruzados en reflexión en función del parámetro w_{cav}

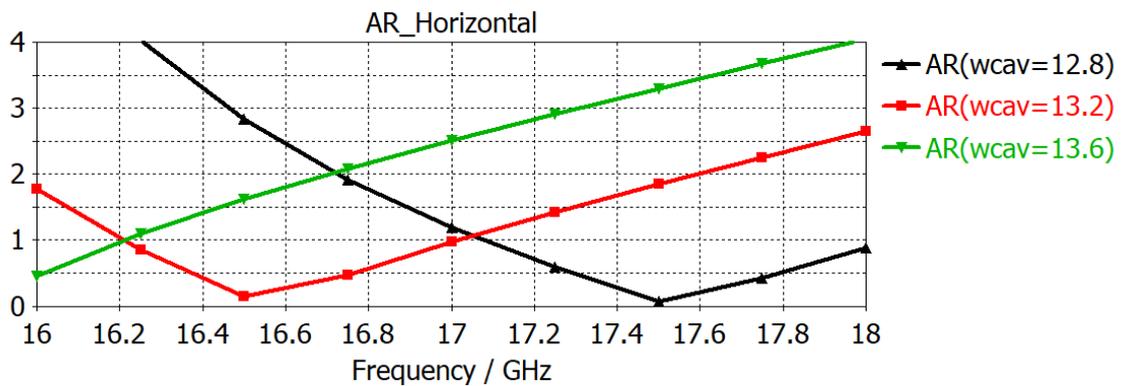


Figura 3-55: Axial ratio en banda en función del parámetro w_{cav} .

A la vista del comportamiento de que sufren tanto los parámetros S como el AR podemos concluir que:

- W_{cav} al igual que con lo que ocurre con el elemento bow-tie , para las cavidades hexagonales aumentar w_{cav} varía el AR, debido a que aumenta de tamaño la cavidad, variando las constantes de propagación de los modos y por tanto modificando la frecuencia a la que se obtiene el desfase de $\pm 90^\circ$ necesario para la polarización circular. Sin embargo, a diferencia de como pasaba en el elemento bow-tie aquí los parámetros S apenas varían.
- Chaf, el chaflán actúa de manera parecida a como lo hacía wbt1 en el elemento bow-tie, a menos chaf, más se asemejará nuestra apertura a un cuadrado y por tanto más parecido a un cuadrado será, sin embargo, aquí no afecta tanto a los parámetros S, esto se debe a que estructuralmente la cavidad hexagonal se asemeja más a un cuadrado que el elemento bow-tie y por tanto la discontinuidad no es tan elevada. Por otro lado, el chaflán que aquí introducimos varia de manera más abrupta el tamaño de la cavidad por lo que el efecto en AR es similar al de disminuir W_{cav} .
- trc_{cav} , la longitud de la cavidad se comporta de manera análoga al caso del elemento bow-tie.

Al igual que ocurría con el elemento bow-tie en este modelo también se utilizan otras variables que tienen menor impacto en las características electromagnéticas, pero que ayudan a ajustar estas a su valor óptimo. En este caso solo cabe destacar el bisel , que es de las mismas características que en el elemento bowtie.

w_{cav}	chaf	Trc_cav	Bisel
13 mm	4.8 mm	12.5 mm	3.8 mm

Con estos valores encontramos el elemento de cavidad hexagonal óptimo, y estas son sus características.

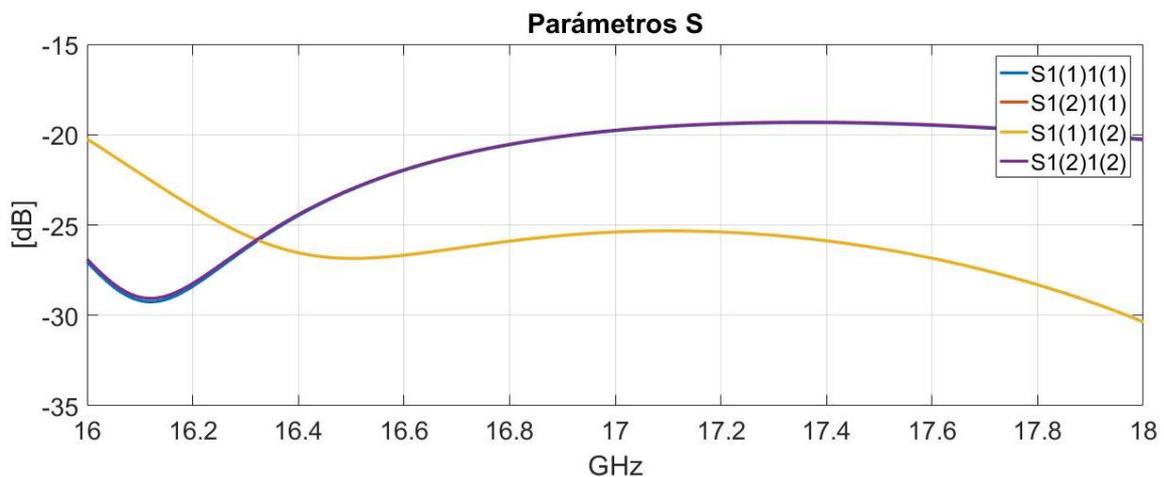


Figura 3-56: Parámetros S del elemento cavidades hexagonales.

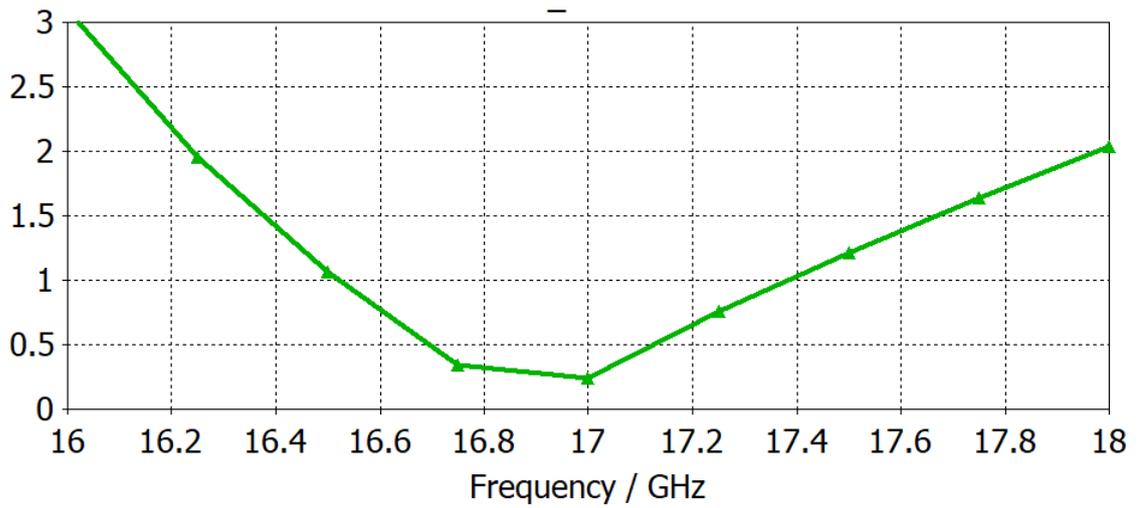


Figura 3-57: Axial Ratio del elemento de cavidades hexagonales para el modo TE10 y TE01.

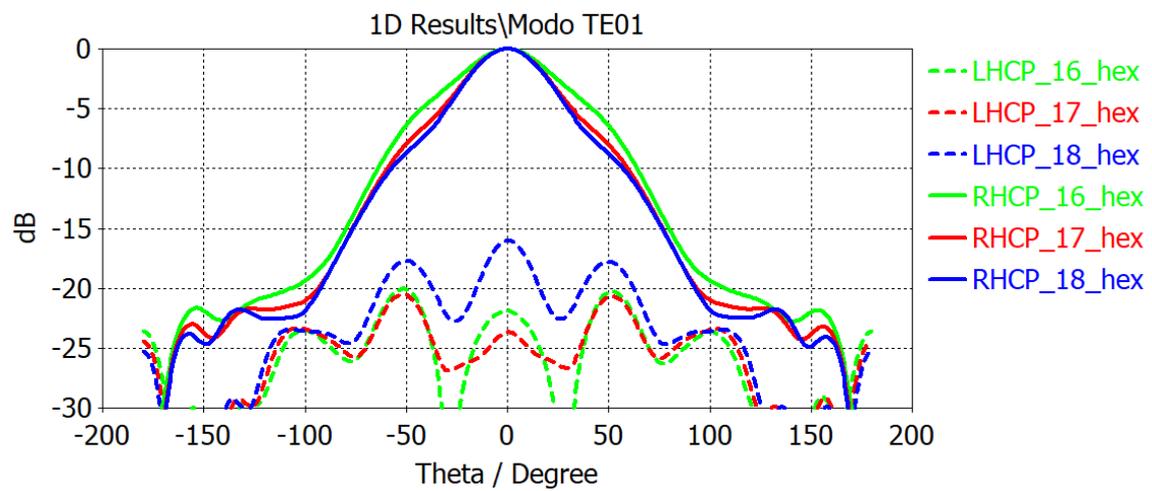


Figura 3-58: Diagrama de radiación para el modo TE01. Componente RHCP y LHCP para el centro y los extremos de la banda.

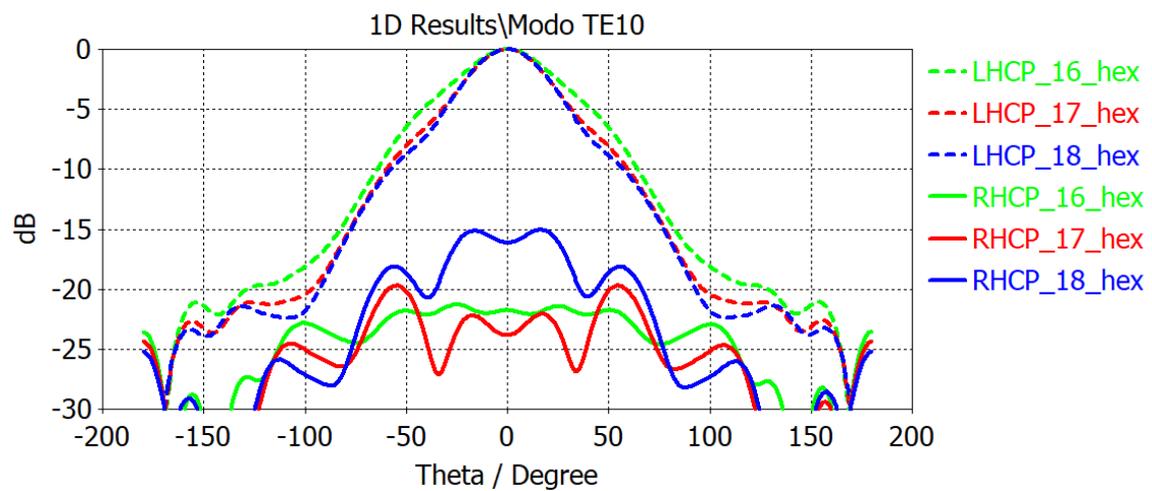


Figura 3-59: Diagrama de radiación para el modo TE10. Componente RHCP y LHCP para el centro y los extremos de la banda.

Con esta cavidad también podemos ver que la ganancia es igual entre las dos componentes de polarizadas a izquierdas y a derechas, debido nuevamente a la simetría física de la estructura.

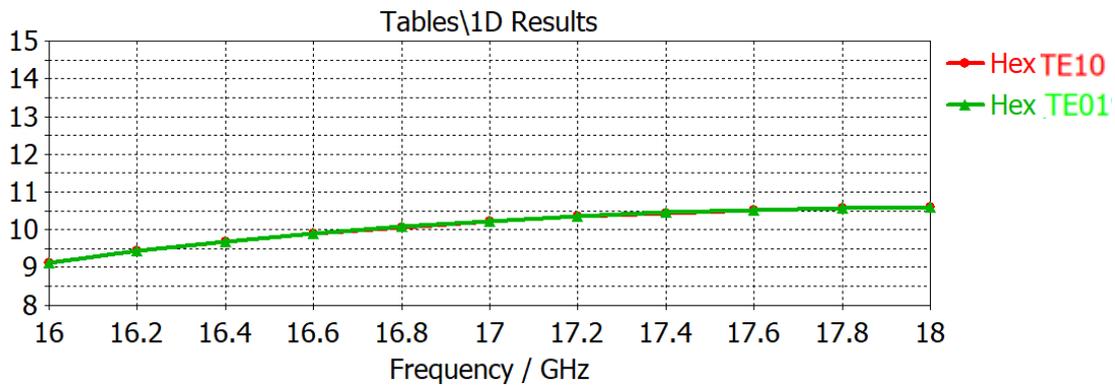


Figura 3-60: Ganancia (dirección broadside) en banda para cada polarización.

3.2 Comparativa de elementos unitarios.

Los elementos de las secciones 3.1.2 y 3.1.3 han sido diseñados para estar optimizados dentro de su banda objetivo, sin embargo, para poder comparar ambos elementos en igualdad de condiciones, se han rediseñado en esta sección de tal manera que tengan una misma longitud del tramo cavidad + bisel, ya que según los estudios de campo eléctrico aportados en cada sección, este es el tramo que determina la calidad de la polarización circular.

De esta manera podemos evaluar cómo es de pura es la polarización que realiza uno u otro elemento. La longitud de este tramo se ha definido en 19.5 mm.

Como podemos observar en la Figura 3-61 así es la disposición final de los elementos a la hora de hacer la comparativa.

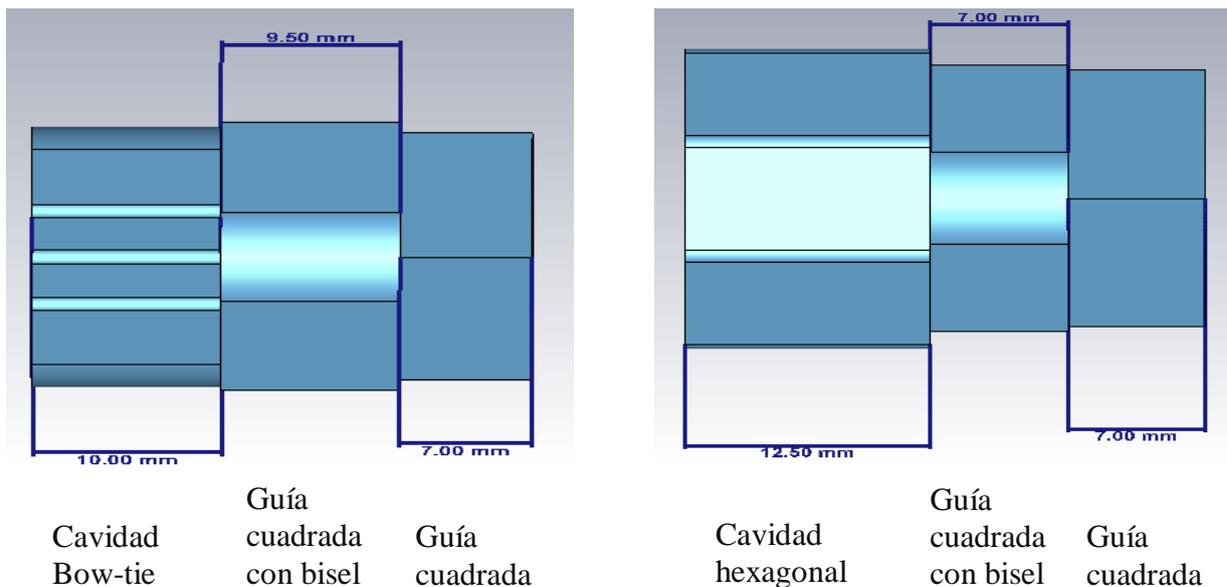


Figura 3-61: Vista de las secciones en las que están divididas cada uno de los elementos unitarios.

Como hemos remarcado antes, estos diseños no son los mismos que los expuestos en las secciones anteriores, por lo que sus gráficas, aunque similares no coinciden con los anteriormente expuesto, la intención de estas graficas es únicamente el de comparar y en ningún caso son el diseño final.

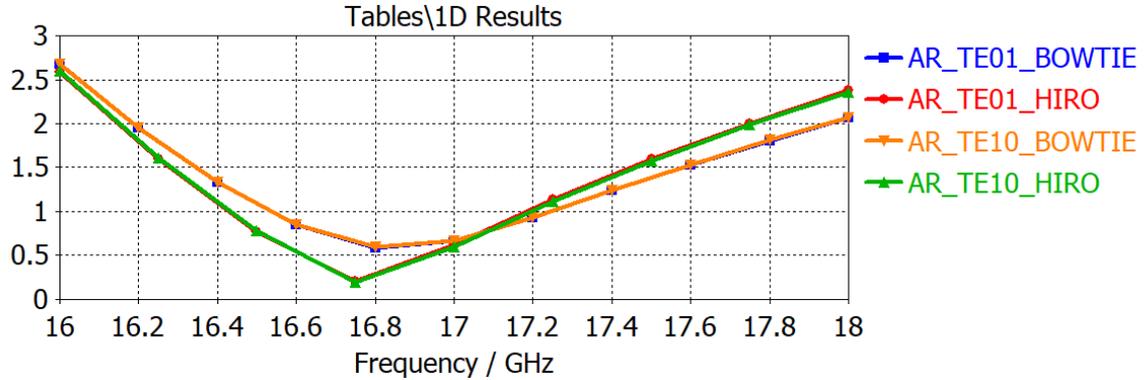


Figura 3-62: Comparativa de AR, para ambos modos TE01, TE10

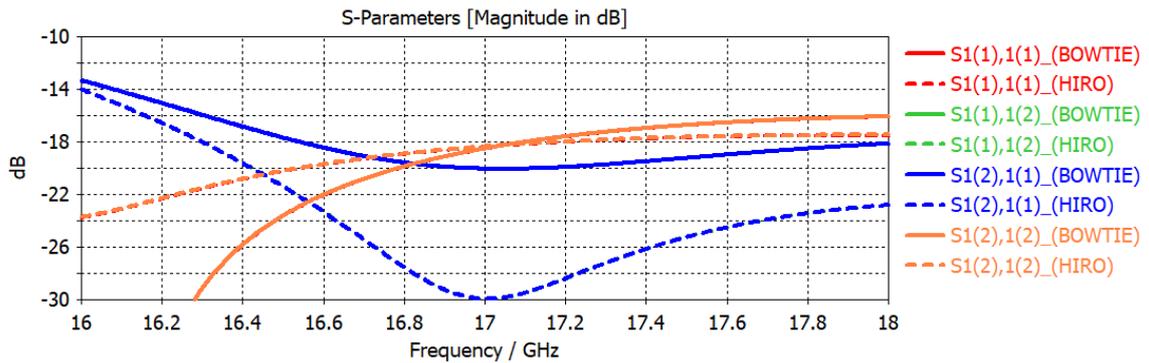


Figura 3-63: Comparativa de parámetros S para ambos modos TE01(1) y TE10(2).

A la vista de las gráficas se puede decir que en lo referente al AR el elemento bow-tie tiene una banda a 3dB mayor que el elemento hexagonal. Además, como podemos observar en la Figura 3-61 la cavidad bow-tie es 2.5 mm más corta de lo que es la cavidad hexagonal.

En cuanto a los acoplos cruzados entre modos se puede decir que el elemento hexagonal se comporta mejor, esto se puede deber a que la discontinuidad que introduce el elemento radiante hexagonal es menor que el que introduce el elemento bow-tie, una prueba de que esta discontinuidad en el elemento de tipo bow-tie es limitante se refleja en la Figura 3-28, donde al aumentar W_{bt1} lo que implica disminuir esta discontinuidad los acoplos cruzados disminuyen.

3.3 Diseño de los arrays de ambos elementos.

Como se ha comentado en la conclusión del apartado anterior al crear un array de estos elementos unitarios pueden surgir acoplos entre modos que den lugar a variaciones en los resultados hasta ahora demostrados. Teniendo esto presente, realizamos un array de 4 elementos de cada uno de los dos elementos mostrados.

Como vamos a conectar este array con una red de alimentación ya construida [7] hay ciertas restricciones iniciales de tamaño del array, espaciado entre elementos, espacio para tornillos, etc. Por lo que los arrays quedarán de la siguiente manera.

3.3.1 Array de elementos bow-tie.

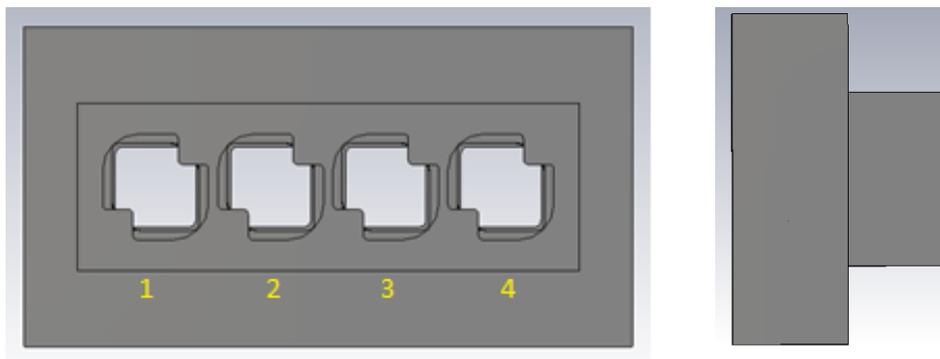


Figura 3-64: Array de elementos bow-tie.

Una vez hemos obtenido los elementos unitarios, los disponemos en un array lineal de 4 elementos y procedemos a simular su comportamiento, se realizan ligeras modificaciones a algunos parámetros físicos del elemento unitario para optimizar su funcionamiento en la configuración del array, además de optimizar el tamaño del plano reflector metálico para mitigar su efecto sobre el AR. Para observar de manera precisa el comportamiento del array hay que contemplar el efecto de los acoplos provocados por el resto de los elementos del array sobre la adaptación de impedancias.

La expresión de los parámetros S del array, para uno de los dos modos, es:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{23} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{24} & S_{34} & S_{44} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{pmatrix}$$

Ecuación 6: Matriz de parámetros S.

Si queremos obtener el parámetro S activo del puerto 1 despejamos la expresión de la onda de potencia saliente por este puerto (b_1):

$$b_1 = S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2 + S_{13} \cdot a_3 + S_{14} \cdot a_4$$

Ecuación 7: Relación entre onda incidente y reflejada.

Como nuestro array queremos que este alimentado de manera uniforme en amplitud y en fase y $a_1 = a_2 = a_3 = a_4$ y por tanto si dividimos la expresión anterior entre a_1 obtenemos:

$$\rho_1 = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + S_{12} \cdot \frac{a_2}{a_1} + S_{13} \cdot \frac{a_3}{a_1} + S_{14} \cdot \frac{a_4}{a_1} = S_{11} + S_{12} + S_{13} + S_{14}$$

Ecuación 8: Coeficiente de reflexión activo de la puerta 1.

De esta manera obtenemos el parámetro S_{11} activo. De manera análoga se consigue el del elemento 2, 3 y 4 e igualmente para el otro modo propagado en la guía cuadrada.

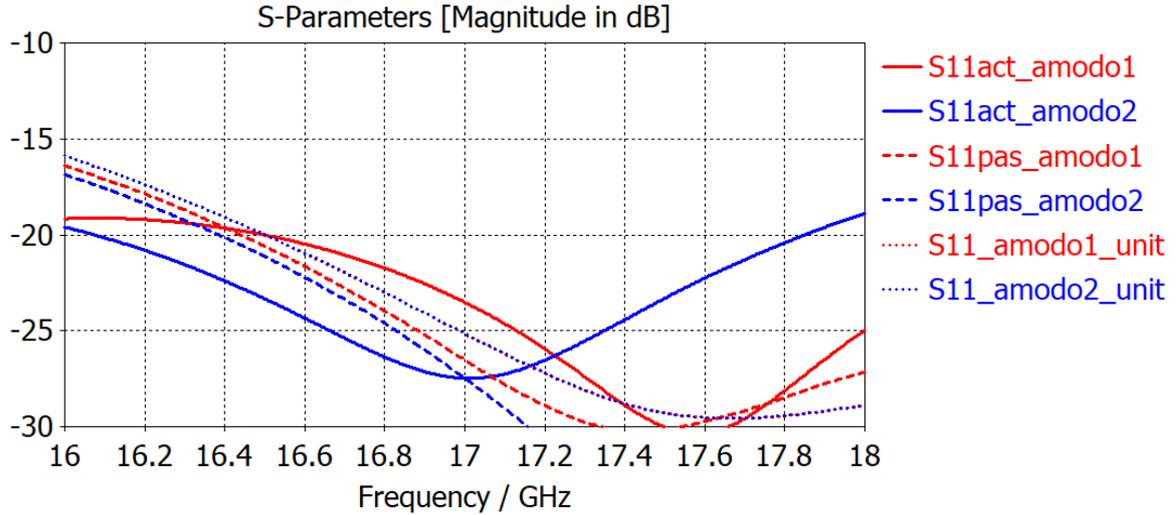


Figura 3-65: S11 activo, S11 pasivo y S11 del elemento unitario (3.1.2) para el modo 1(TE01) y modo 2(TE10) , para array de elementos bow-tie.

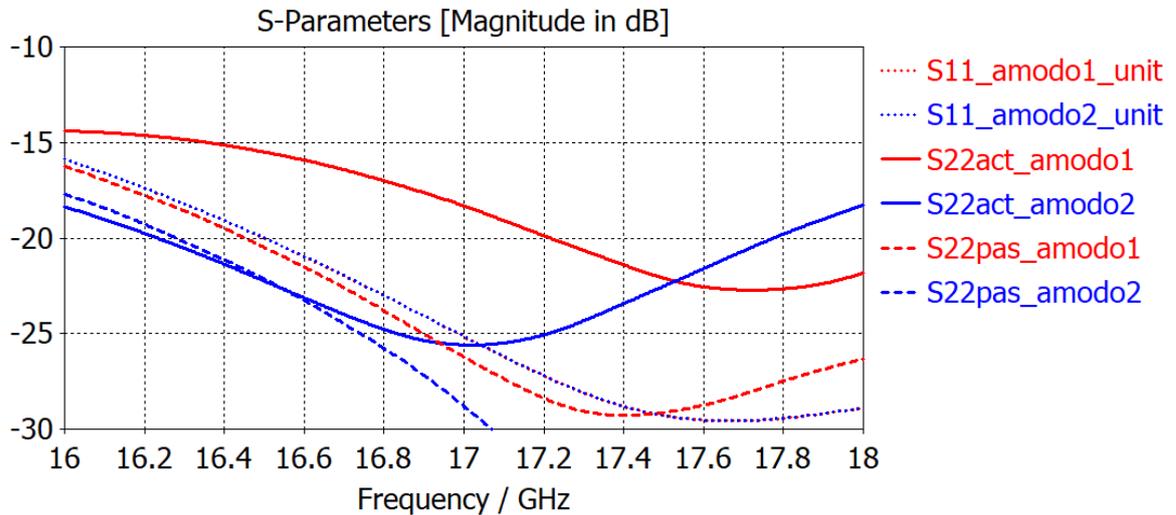


Figura 3-66: S22 activo, S22 pasivo y S11 del elemento unitario(3.1.2) para el modo 1(TE01) y modo 2(TE10) , para array de elementos bow-tie.

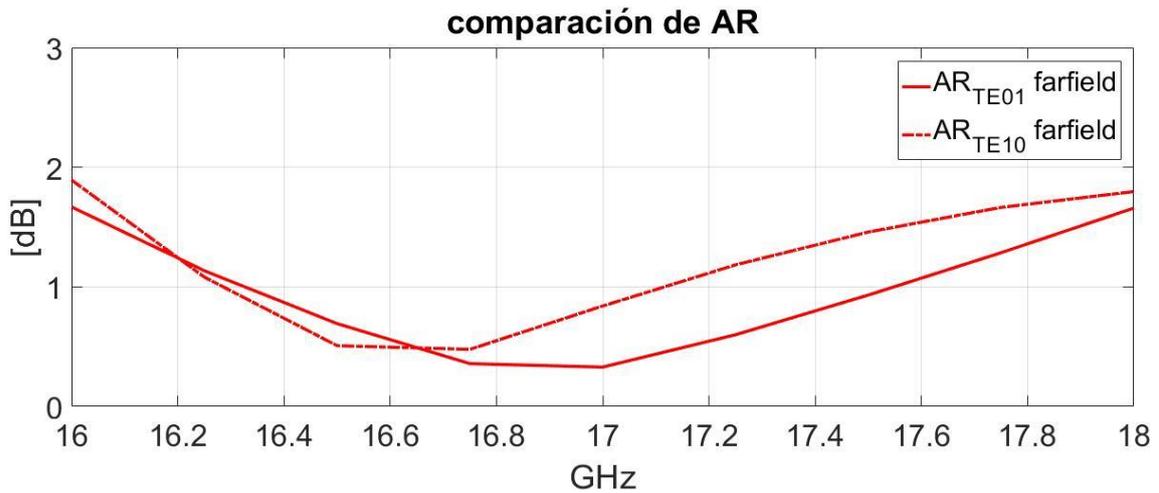


Figura 3-67: Axial Ratio en campo lejano para ambos modos TE01 y TE10.

Nos centraremos en los elementos 1 y 2, ya que, aunque no sean exactamente simétricos, los elementos 3 y 4 obtienen unos resultados muy similares a los elementos 1 y 2, algo que podremos demostrar más adelante a la vista de los resultados del estudio electromagnético. Como vemos en la Figura 3-65, Figura 3-66 los elementos 2 y 3 se ven más afectados por los acoplos, como se ve en la Figura 3-64 debido a la presencia de más elementos radiantes cerca en comparación a los elementos 1 y 4. Sobre este array se efectúa también, el estudio de su campo eléctrico a través de la estructura hasta la apertura. En cuanto al AR se puede ver que no es el mismo para los dos modos (TE01 y TE10), esto se debe de nuevo a la falta de simetría, ya que en el elemento unitario que si era simétrico, el AR era el mismo para los dos modos. Aun así, se puede ver que ambos se encuentran por debajo de 2 dB.

Este análisis sin embargo es ligeramente diferente a los realizados anteriormente en las secciones 3.1.2 y 3.1.3, en los casos anteriores, analizábamos las componentes del campo en una serie de punto a lo largo del centro de la estructura que también era el centro del elemento unitario, en este caso dado que el centro del array no coincide con ninguna de las cavidades radiantes lo que hacemos es analizar el campo eléctrico en el centro de cada uno de los elementos que conforman el array, tal y como se muestra en la Figura 3-68.

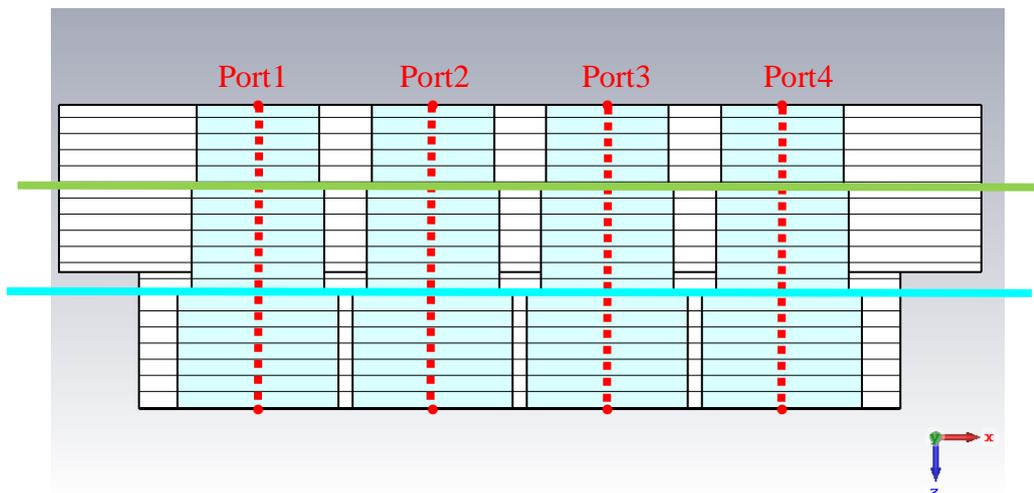


Figura 3-68: Puntos de análisis del estudio de las componentes del campo eléctrico en el array.

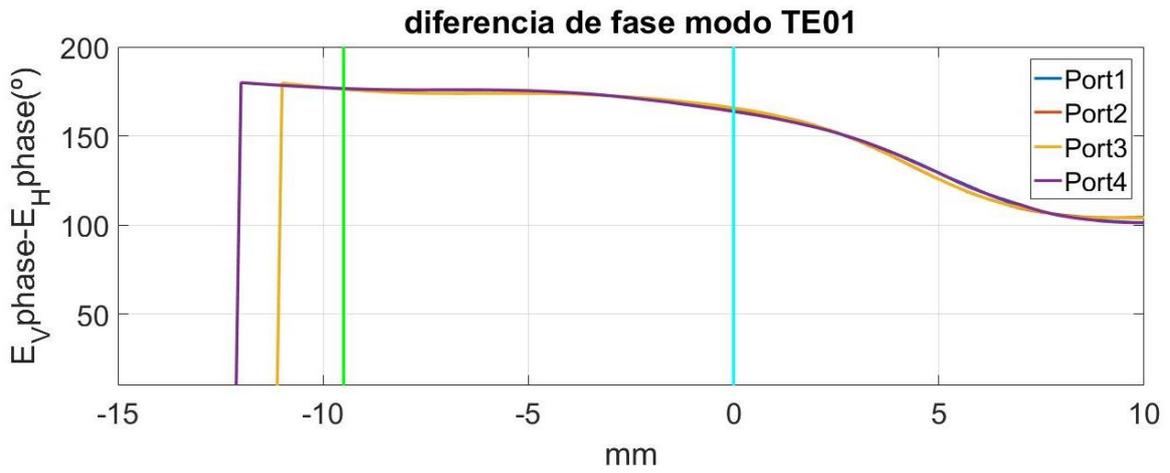


Figura 3-69: Diferencia de fase entre componentes ortogonales del campo dentro del array de elementos bow-tie para el modo TE01 a 17GHz.

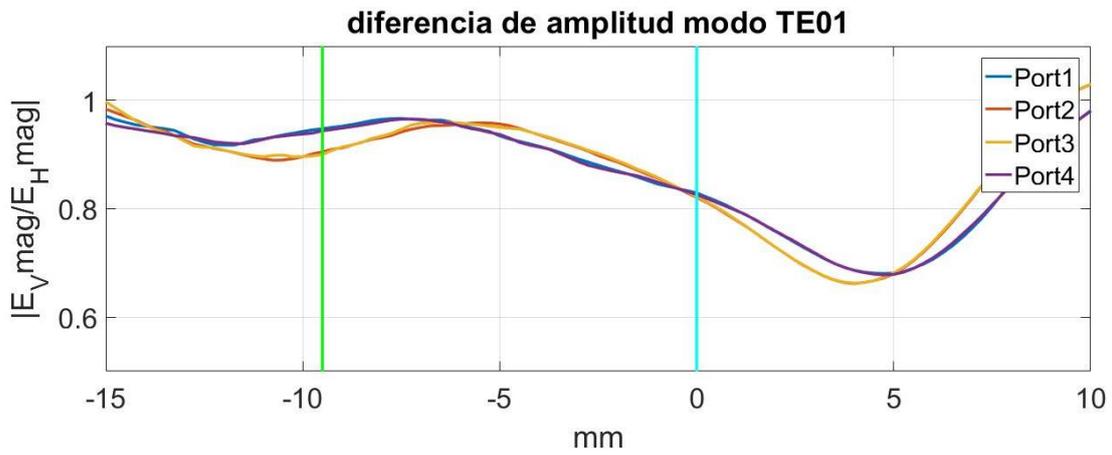


Figura 3-70: Ratio de amplitudes entre componentes ortogonales del campo dentro del array de elementos bow-tie para el modo TE01 a 17GHz.

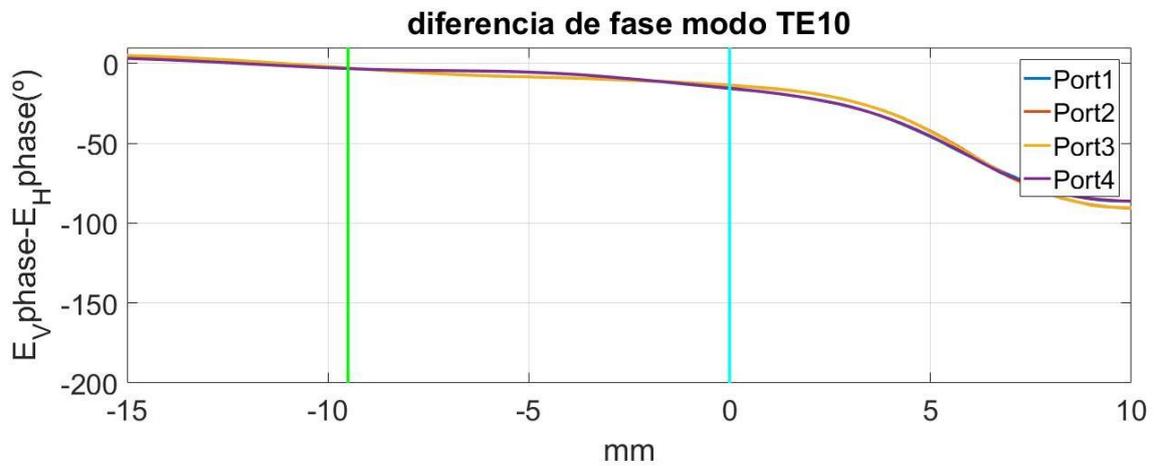


Figura 3-71: Diferencia de fase entre componentes ortogonales del campo dentro del array de elementos bow-tie para el modo TE10 a 17GHz.

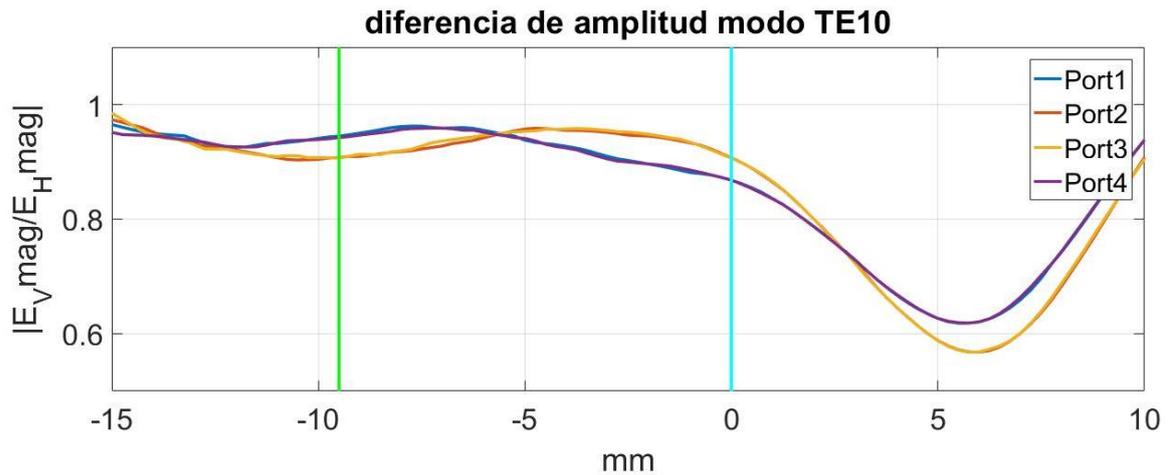


Figura 3-72: Ratio de amplitudes entre componentes ortogonales del campo dentro del array de elementos bow-tie para el modo TE10 a 17GHz.

A la vista de estos resultados podemos decir que los elementos 2 y 3, es decir los elementos situados en el centro del array están sometidos a una mayor cantidad de acoplos y que por tanto su comportamiento difiere del de los elementos 1 y 4. También podemos confirmar que, como decíamos antes, los puertos 1 y 4 se comportan de manera similar aun no siendo simétricos con respecto al centro del array. Además, se puede comprobar que su comportamiento en array, aunque ligeramente distinto, es similar al del elemento bow-tie solo como se mostró en la Figura 3-14 y Figura 3-15. Por último, podemos concluir también que excitar con el modo TE01 generará una polarización circular a derechas (ratio de amplitudes cercano a uno y diferencia de fase +90°) y excitar con el modo TE10 generará una polarización circular a izquierdas (ratio de amplitudes cercano a uno y diferencia de fase -90°).

Una vez llegados a esta conclusión, comprobamos que este comportamiento visto en el estudio se traslada al diagrama de radiación y que por tanto introducir el elemento en una configuración de array funciona adecuadamente.

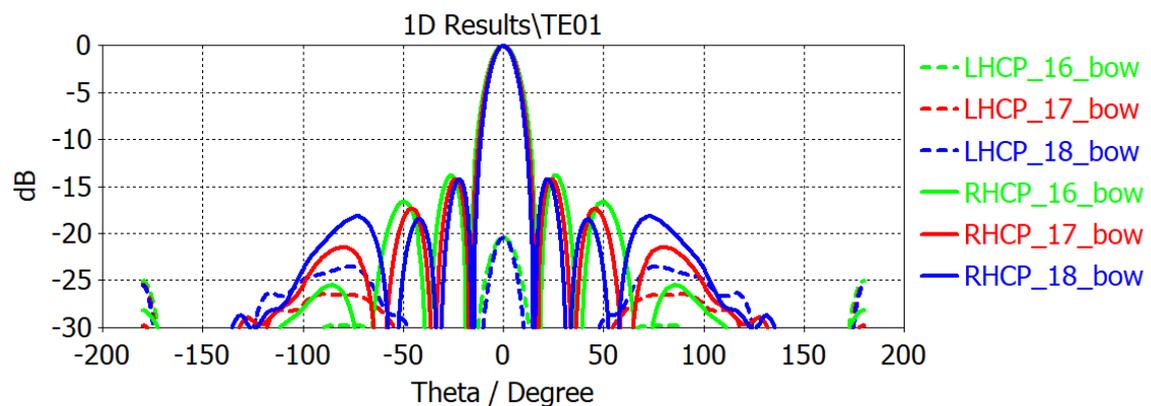


Figura 3-73: Diagrama de radiación para el modo TE01. Componente RHCP y LHCP para el centro y los extremos de la banda.

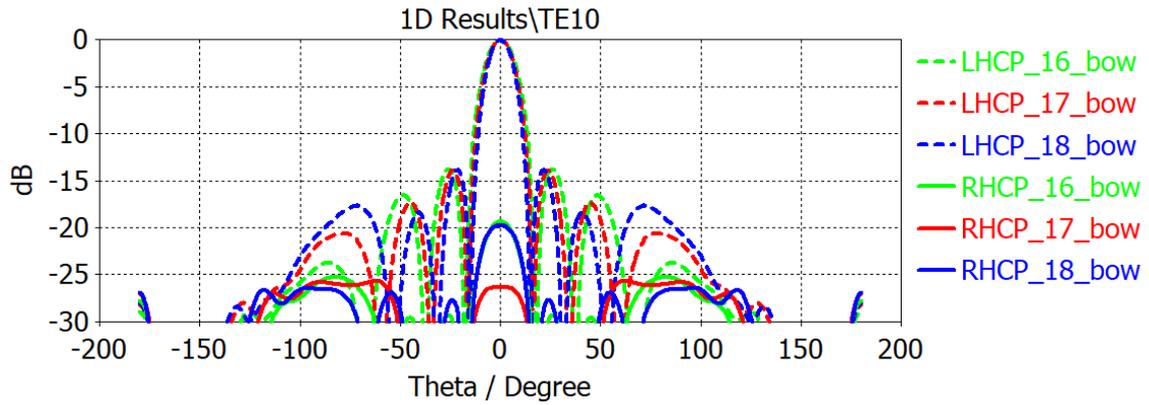


Figura 3-74: Diagrama de radiación para el modo TE10. Componente RHCP y LHCP para el centro y los extremos de la banda.

A la vista de los resultados podemos afirmar que el excitar con el modo TE01 nos proporciona una polarización circular a derechas y excitar con el modo TE10 nos proporciona una polarización circular a izquierdas tal y como sucedía en el elemento unitario. Además como era de esperar de un array de alimentación uniforme los lóbulos secundarios se encuentran cercanos a -14dB con respecto al lóbulo principal.

Además, tanto el modo TE01 como el modo TE10 alimentando el array generan un diagrama de radiación y de ganancia muy similar, aunque en este caso no es idéntica ya que la simetría física ya no está, y los acoplos para un modo y para el otro son distintos

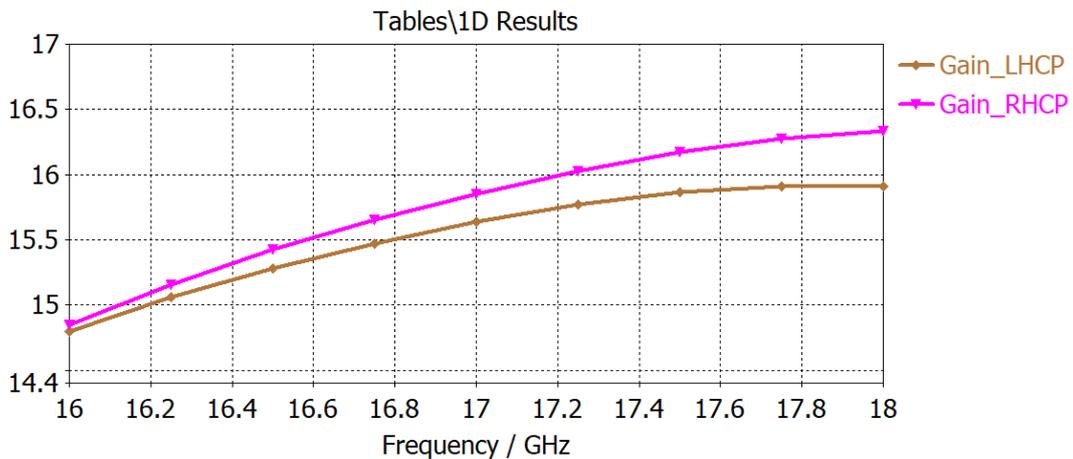


Figura 3-75:Ganancia, para las componentes copolares de las dos posibles polarizaciones.

3.3.2 Array de cavidades hexagonales.

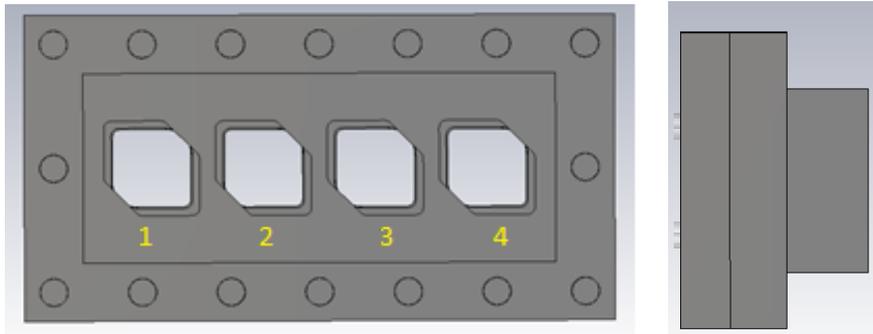


Figura 3-76: Array de elementos Cavidades hexagonales.

Al igual que realizamos en el array de cavidades bow-tie, en este también deseamos obtener los parámetros S activos, tal y como se indican en las ecuaciones de 6 a 8 del apartado 3.3.1.

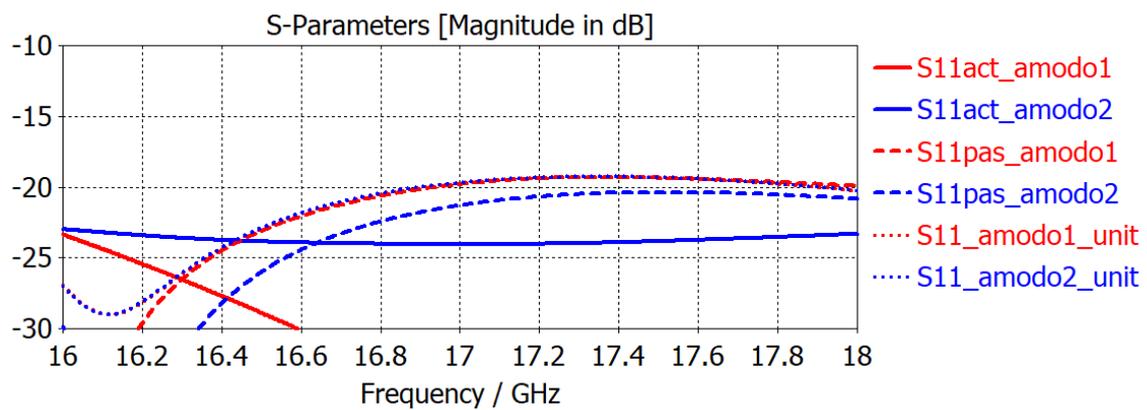


Figura 3-77: S11 activo, S11 pasivo y S11 del elemento unitario para el modo 1(TE01) y modo 2(TE10) , para elemento bow-tie.

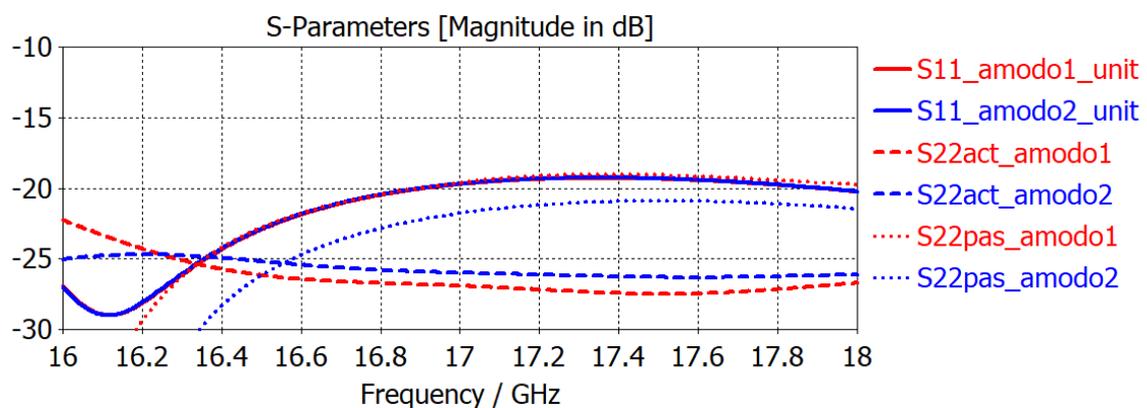


Figura 3-78: S22 activo, S22 pasivo y S11 del elemento unitario para el modo 1(TE01) y modo 2(TE10) , para elemento bow-tie.

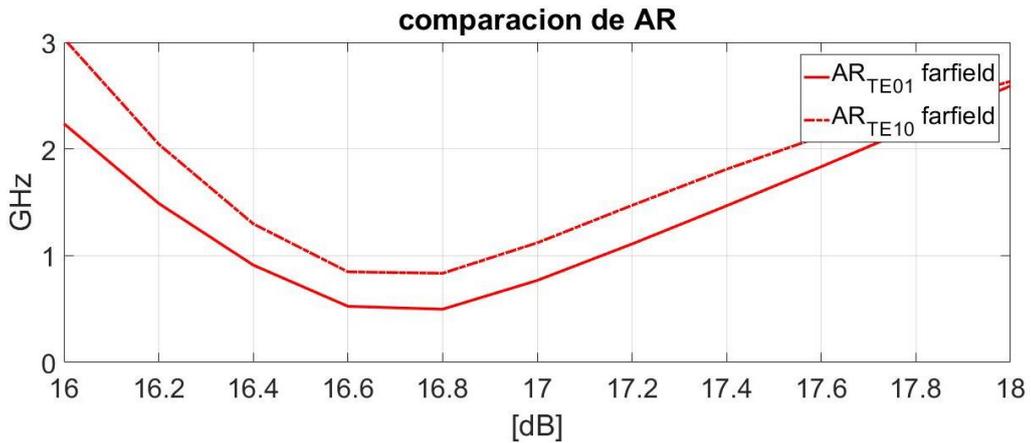


Figura 3-79 Axial Ratio en campo lejano para ambos modos TE01 y TE10.

De igual manera que en el apartado 3.3.1 realizamos el estudio de las componentes del campo eléctrico.

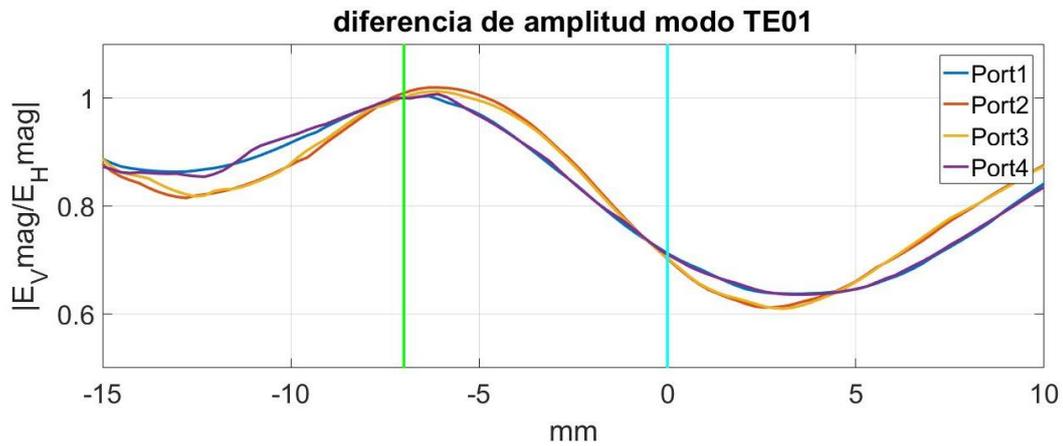


Figura 3-80: Diferencia de fase entre componentes ortogonales del campo dentro del array de elementos hexagonales para el modo TE01 a 17GHz.

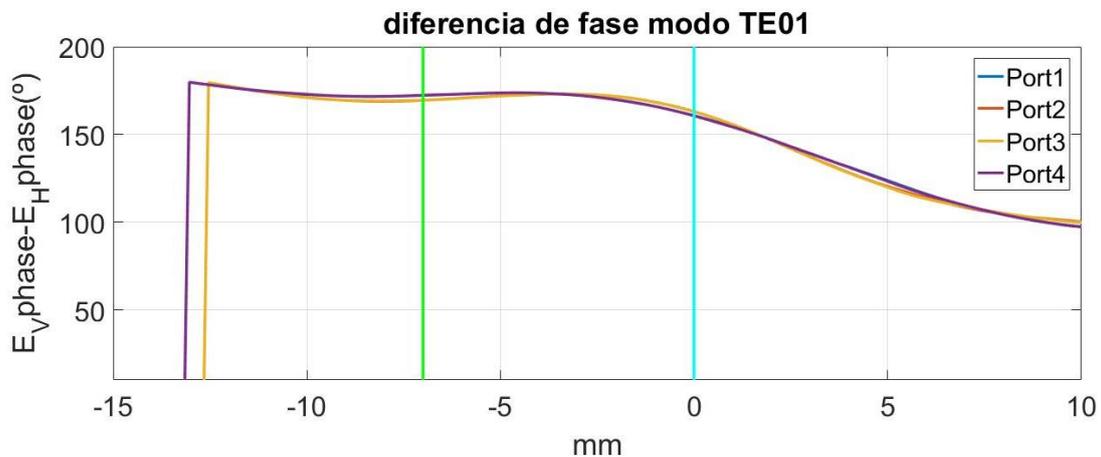


Figura 3-81: Ratio de amplitudes entre componentes ortogonales del campo dentro del array de elementos hexagonales para el modo TE01 a 17GHz.

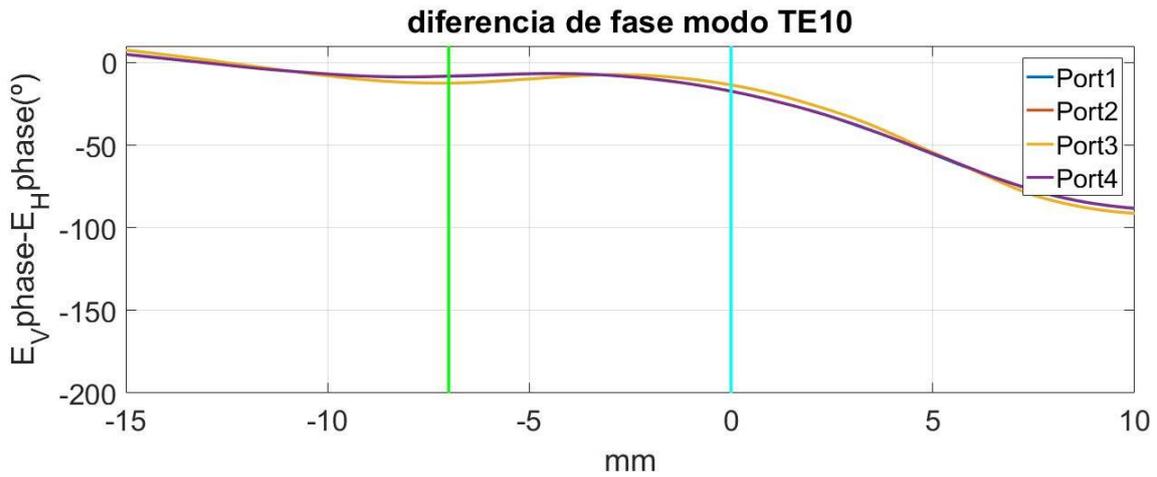


Figura 3-82: Diferencia de fase entre componentes ortogonales del campo dentro del array de elementos hexagonales para el modo TE10 a 17GHz.

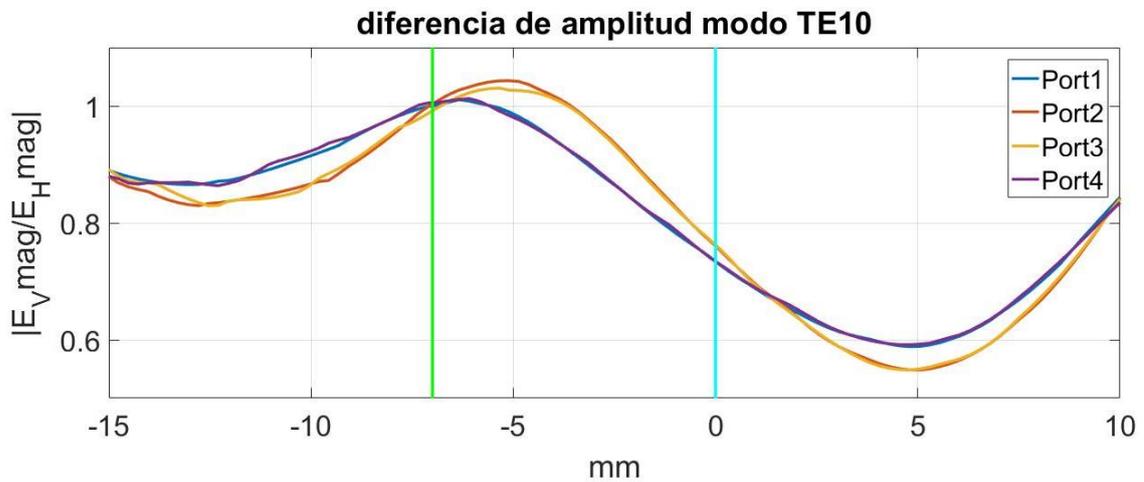


Figura 3-83: Ratio de amplitud entre componentes ortogonales del campo dentro del array de elementos hexagonales para el modo TE10 a 17GHz.

Como podemos observar el elemento 2 se ve afectado más por los acoplos, aunque en este caso la introducción del elemento unitario en el array beneficia a sus parámetros S activos más que si el elemento se encuentra en solitario, como podemos ver si comparamos con la figura 3-23.

Los resultados del estudio nos arrojan unos resultados, en cuanto a diferencia de amplitud y fase en la apertura, similares a los del array de cavidades bow-tie, por lo que cabe esperar que su comportamiento en diagrama de radiación sea también muy parecido.

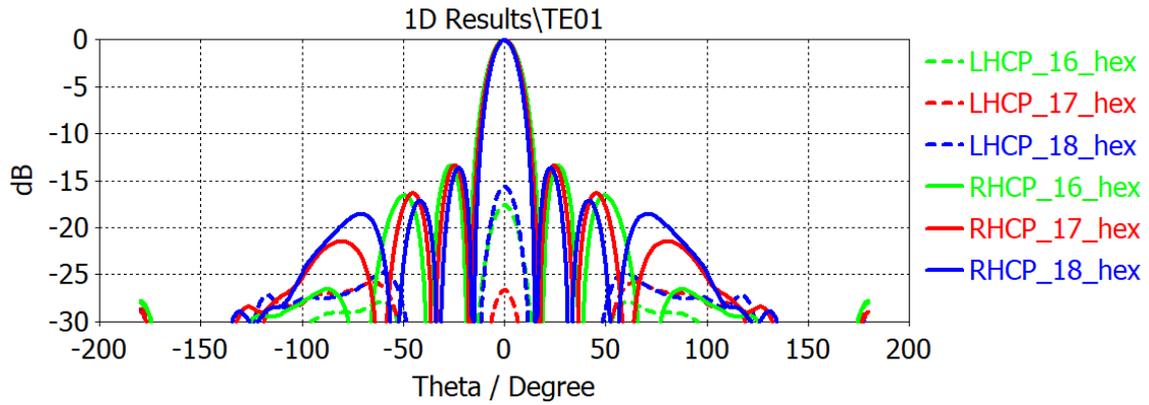


Figura 3-84: Diagrama de radiación para el modo TE01. Componente RHCP y LHCP para el centro y los extremos de la banda.

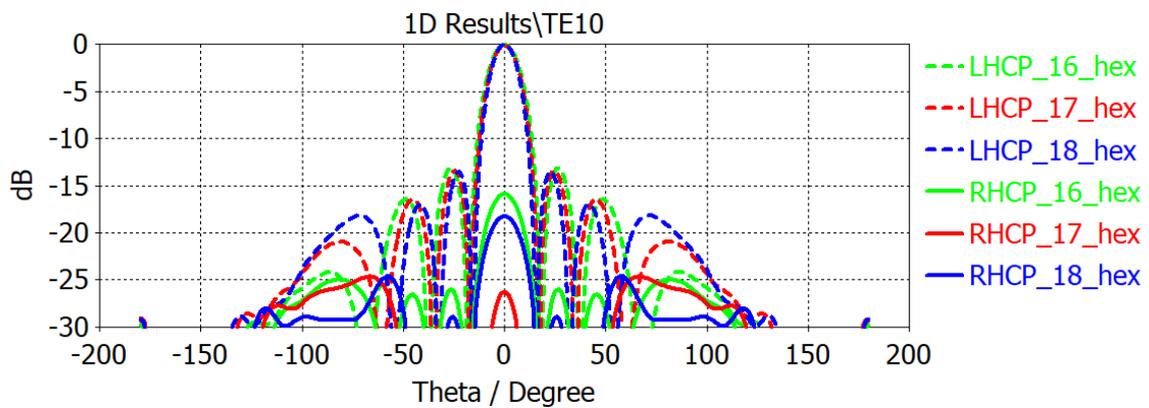


Figura 3-85: Diagrama de radiación para el modo TE10. Componente RHCP y LHCP para el centro y los extremos de la banda.

De igual modo que con el otro array, podemos concluir que excitar con el TE01 polariza la señal radiada circularmente a derechas y que el excitar con el modo TE10 polariza la señal radiada circularmente a izquierdas. También en este caso las ganancias entre los diagramas generados por los dos modos son muy similares.

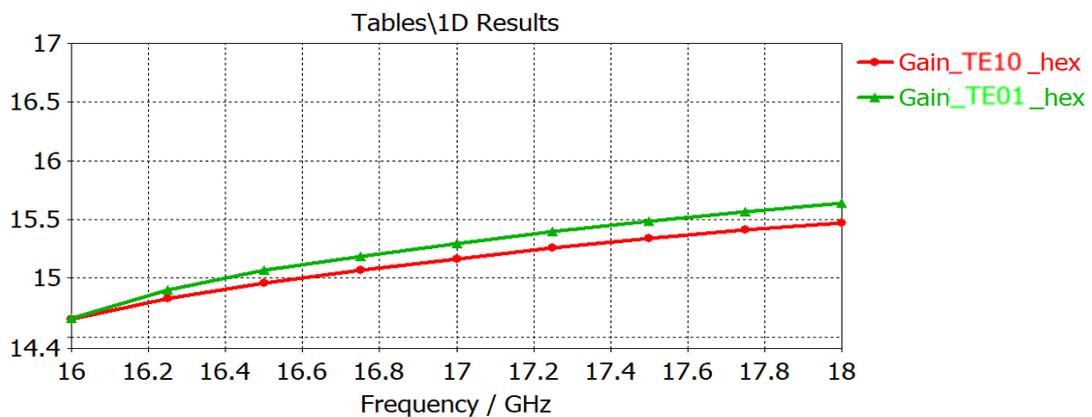


Figura 3-86: Diferencia de ganancia, para las componentes copolares de las dos posibles polarizaciones.

3.4 Comparativa de array de elementos.

Utilizando la misma configuración de array, es decir amplitud y fase uniforme para todos los elementos del array, pero con distintos elementos hemos encontrado algunas diferencias entre los dos array.

- Axial Ratio:

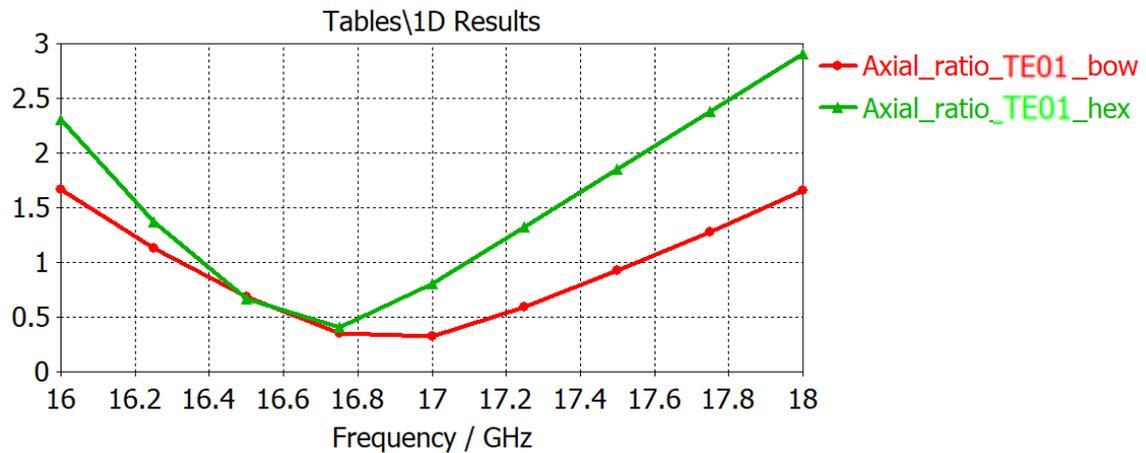


Figura 3-87: Comparación entre el array de cavidades hexagonales y el de cavidades bow-tie para el modo polarizado circularmente a derechas.

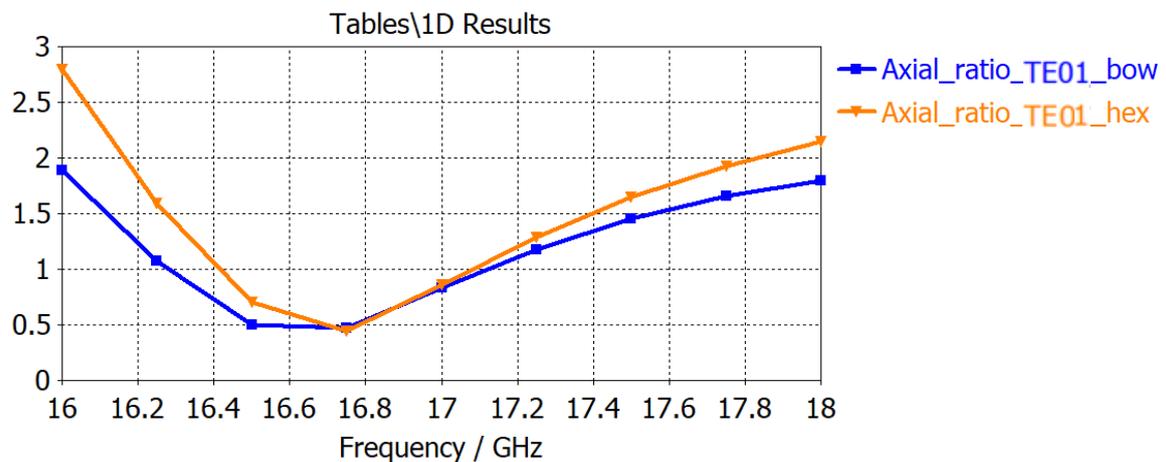


Figura 3-88: Comparación entre el array de cavidades hexagonales y el de cavidades bow-tie para el modo polarizado circularmente a izquierdas.

Como se puede ver para ambas polarizaciones el array de elementos bow-tie consigue un AR en banda mejor, que el array de elementos hexagonales, en el caso del array de elementos bow-tie inferior a 2 dB en toda la banda. Es cierto que con la introducción de los elementos en el array tanto las cavidades hexagonales como las bowtie han empeorado en la frecuencia central y han sufrido un desplazamiento a frecuencias inferiores, este cambio se debe a la presencia de los acoplos, que varían la amplitud y la fase del campo radiado en

la apertura haciendo que las condiciones donde se produce una polarización circular más pura ya no se encuentren en el centro de la banda de trabajo. Sin embargo, el AR en banda se ha mantenido estable con respecto a los elementos unitarios, por debajo de 3dB para toda la banda , 2dB en caso del array de elementos bow-tie.

- Parámetros S

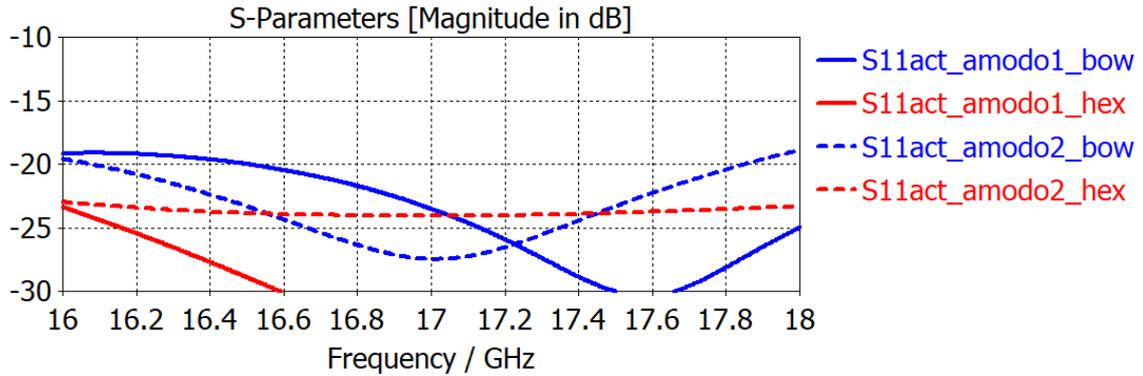


Figura 3-89: Parámetros de reflexión del puerto 1(extremo) cuando alimentamos con TE01(modos 1) y cuando alimentamos con TE10(modos 2).

Aquí se puede observar que las cavidades hexagonales obtienen unos parámetros S que cumplen holgadamente el umbral de los -20dB mientras que las cavidades de tipo bow-tie no son capaces de bajar de este umbral en los extremos de la banda. De igual manera pasa con los parámetros de reflexión del puerto 2.

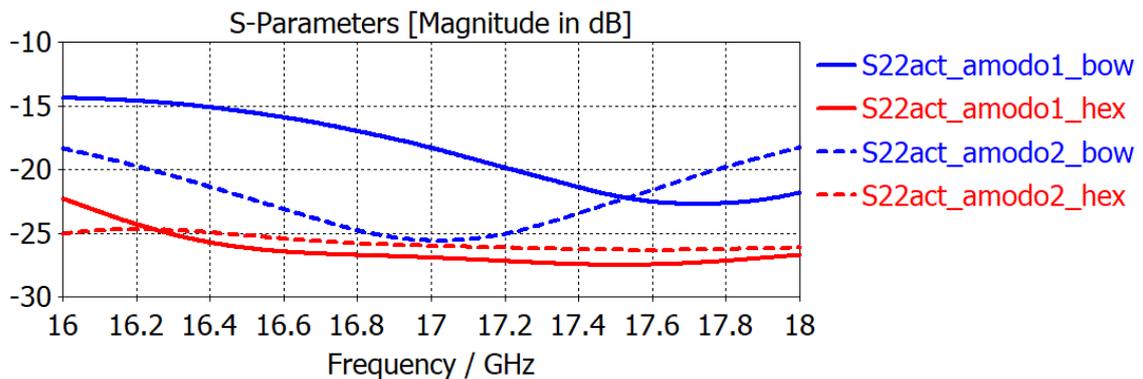


Figura 3-90: Parámetros de reflexión del puerto 2(interno) cuando alimentamos con TE01(modos 1) y cuando alimentamos con TE10(modos 2).

- Ganancia:

Como se ha ido comprobando en la exposición de los dos array, la ganancia de ambas componentes copolares de las dos polarizaciones (RHCP y LHCP) tenían valores similares, pero no iguales. Si comparamos ambos arrays nos damos cuenta que la diferencia entre los dos es de en torno a 0.5dB. Lo que le proporciona al array de bow-tie cierta ventaja con respecto al array de cavidades hexagonales.

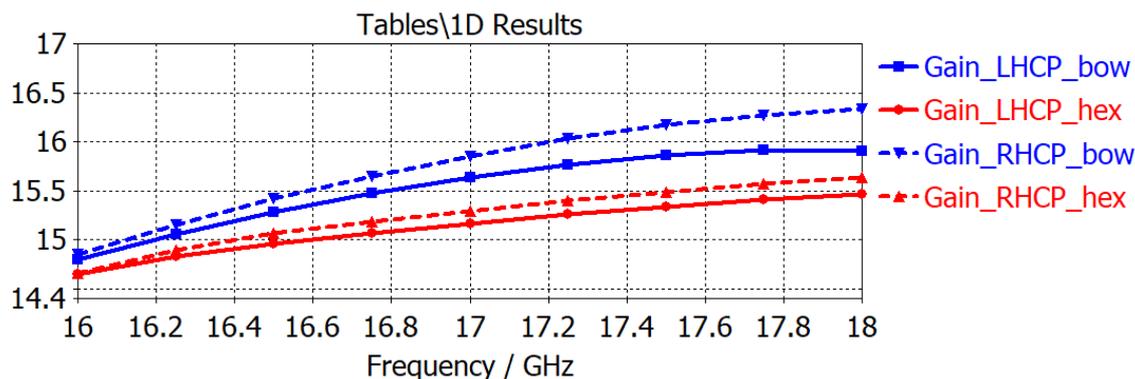
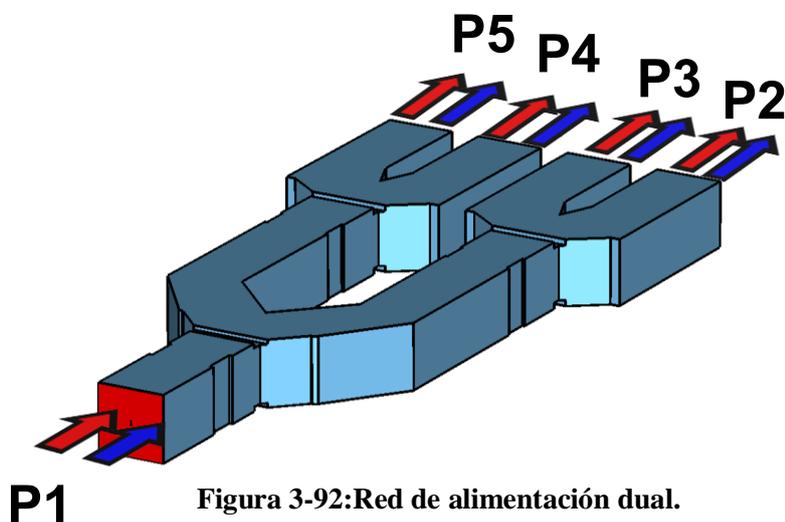


Figura 3-91: Comparación de ganancias en función de la polarización y el tipo de array.

3.5 Introducción de la red de alimentación y OMT.

Como ya se comentó en el apartado 3.3 una vez que se han diseñado los dos modelos de array propuestos, se debe incluir una red de alimentación cuyo objetivo sea la de alimentar a los elementos con igual fase y amplitud, pero que además sea capaz de excitar con cada uno de los dos modos que los array soportan. Sin embargo, en la realidad esta red no es capaz de iluminar en toda la banda con la misma fase y amplitud, por lo que las simulaciones que se van a mostrar tendrán como objetivo ver cómo afecta que esta excitación no sea del todo uniforme. Esta red ya ha sido diseñada previamente en un TFG del grupo RFCAS, [10][7], donde además de los resultados finales, se puede encontrar a un nivel mucho más detalle el efecto de cada tramo de la red en las características finales.



P1 Figura 3-92: Red de alimentación dual.

La siguiente imagen nos muestra un ejemplo de la reflexión y transmisión para ambos modos cuando excitamos desde la denominada P1.

Como podemos ver en transmisión se comporta como lo haría un divisor de potencia de 1 entrada a 4 salidas y en reflexión obtiene valores, entre 16.4 GHz y 17.4GHz, de -20dB, empeorando en los extremos de la banda y situándose en torno a -5dB a 16GHz y -12dB a 18GHz.

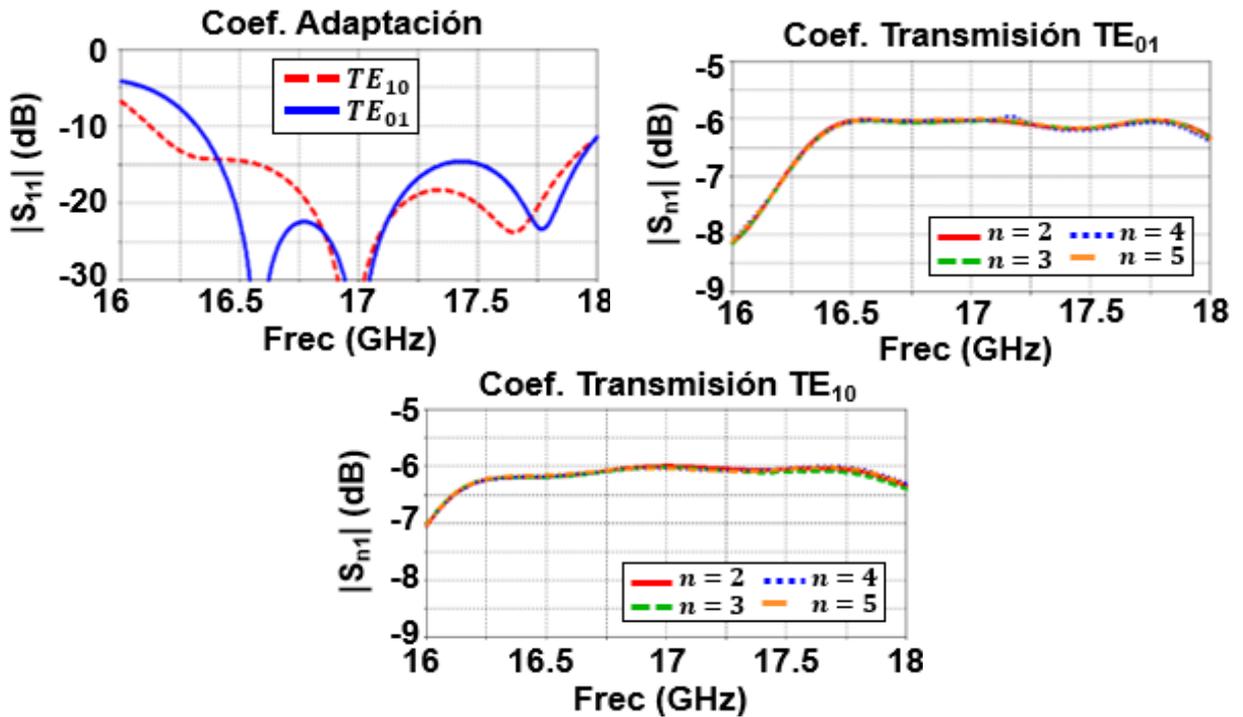


Figura 3-93: Coeficientes de Adaptación y Transmisión con respecto a P1 de la red de alimentación.

Podemos inferir que el comportamiento de la red añadiendo los dos arrays no variará mucho en términos de ancho de banda, ya que a la vista de las gráficas de parámetros S de la Figura 3-93, Figura 3-65 y Figura 3-66, Figura 3-77 y Figura 3-78 (correspondientes a los parámetros S de la red de alimentación, array de cavidades hexagonales y array de cavidades bowtie respectivamente) el elemento limitante en la suma red + array será la red para ambos modelos del array y por tanto esperamos que los coeficientes de reflexión de la estructura red + array, para ambos modelos de array, sean muy parecidas a como son las de la red de alimentación por sí misma. Una vez fabricada la red tiene este aspecto.

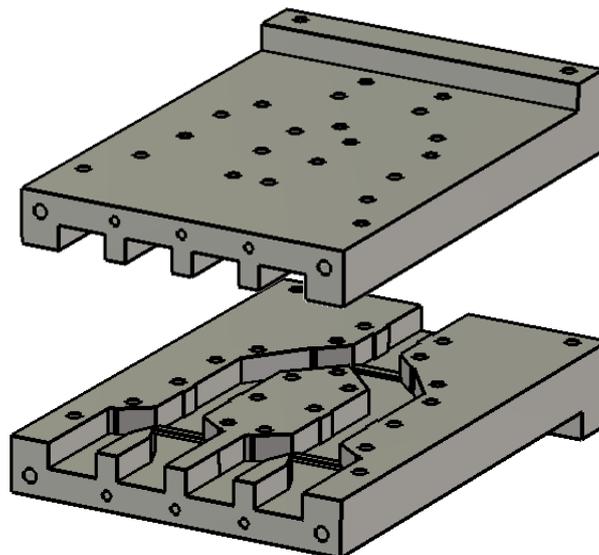


Figura 3-94: Red de alimentación dual, vista del modelo fabricado.

Además, para evitar que los modos cruzados empeoren el comportamiento general de nuestro diseño vamos a utilizar un OMT (Orthomode transducer) que aislará nuestras puertas de entrada de los modos cruzados. El modelo utilizado se ha diseñado ya por el grupo de RFCAS.

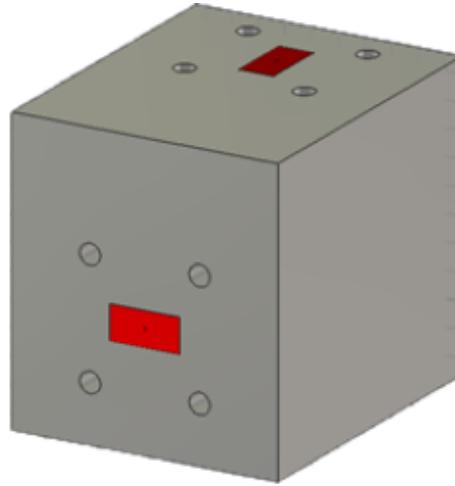


Figura 3-95:OMT

Para caracterizar experimentalmente el OMT se conectan dos OMT idénticos mediante un tramo de guía cuadrada y obtenemos estos resultados.

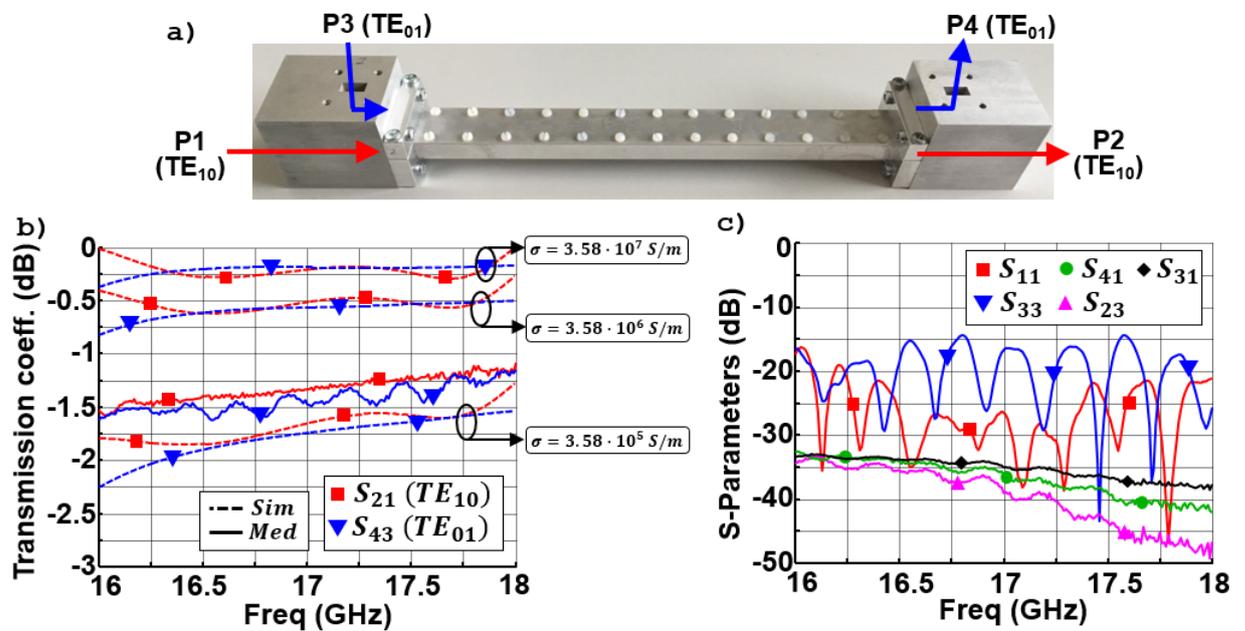


Figura 3-96:Parámetros de reflexión y transmisión del OMT

3.5.1 Red de alimentación dual con cavidades bow-tie.

A continuación, introducimos la red y el OMT para el de cavidades bowtie.

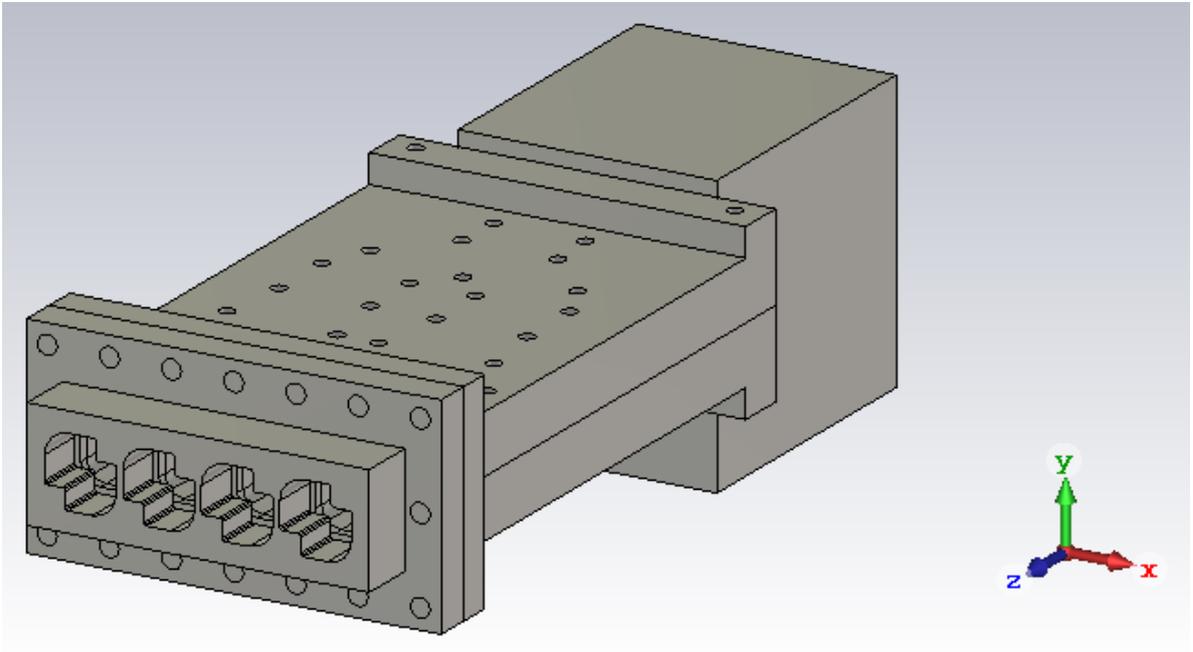


Figura 3-97: Red alimentación con el array de elementos bow-tie.

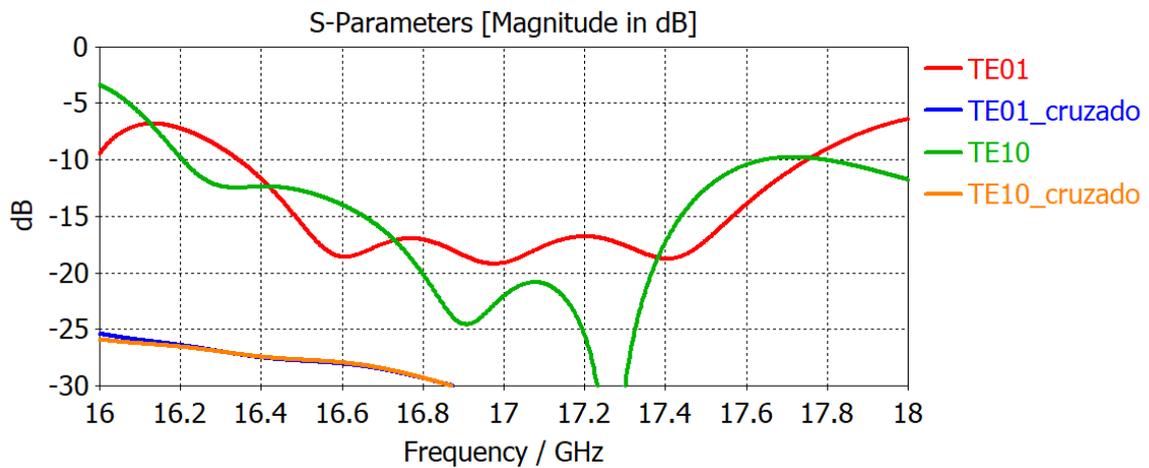


Figura 3-98: Parámetros S (Reflexión y acoplos cruzados entre modos) de la Red de alimentación dual +Array de cavidades bow-tie.

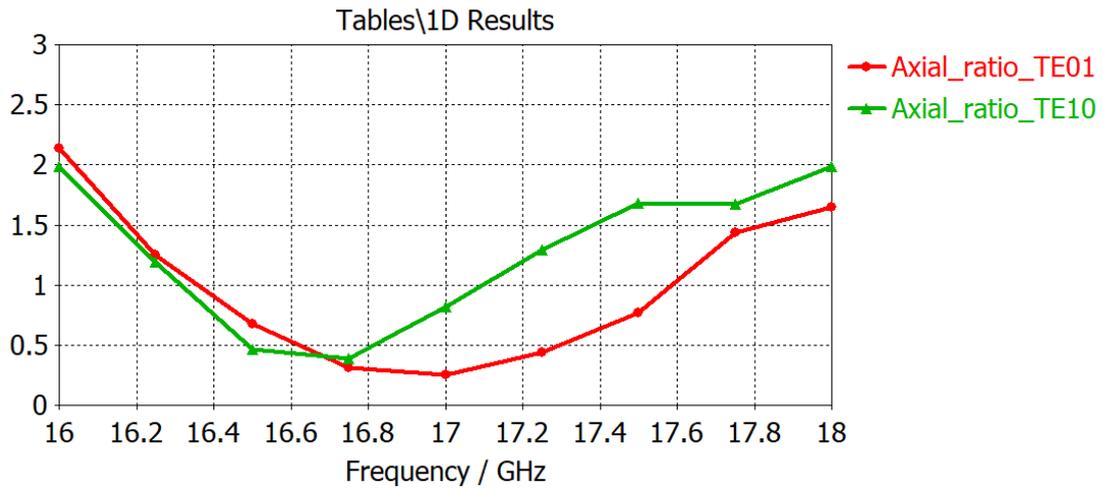


Figura 3-99: Axial Ratio de la Red de alimentación dual +Array de cavidades bow-tie.

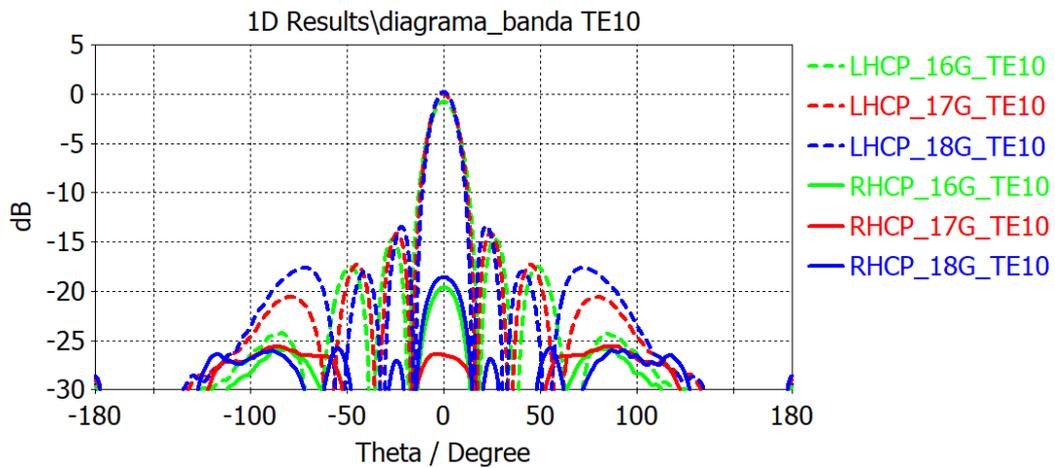


Figura 3-100: Diagrama de radiación para el modo TE10. Componente RHCP y LHCP para el centro y los extremos de la banda. la Red de alimentación dual +Array de cavidades bow-tie.

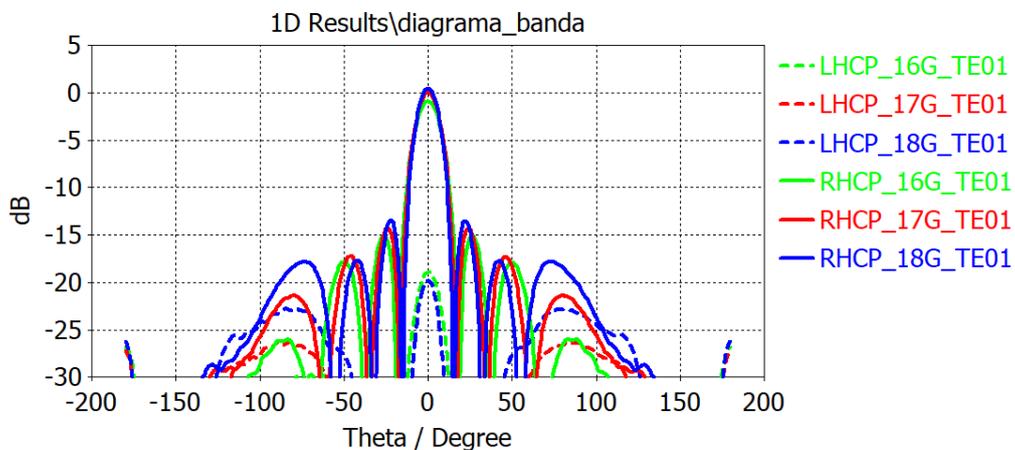


Figura 3-101: Diagrama de radiación para el modo TE01. Componente RHCP y LHCP para el centro y los extremos de la banda. la Red de alimentación dual +Array de cavidades bow-tie.

Se puede ver en los resultados de los parámetros S (Figura 3-98) que estos se comportan de manera similar a la red de alimentación en solitario. Y ni el AR ni los diagramas de radiación se verán tan afectados por ello, como demuestran las Figura 3-102 y Figura 3-103.

Además, se puede ver que la red realiza una iluminación uniforme en banda, ya que el comportamiento global los lóbulos secundarios se encuentran cercanos a los -13.46 dB, valor esperable para en un array alimentado uniformemente.

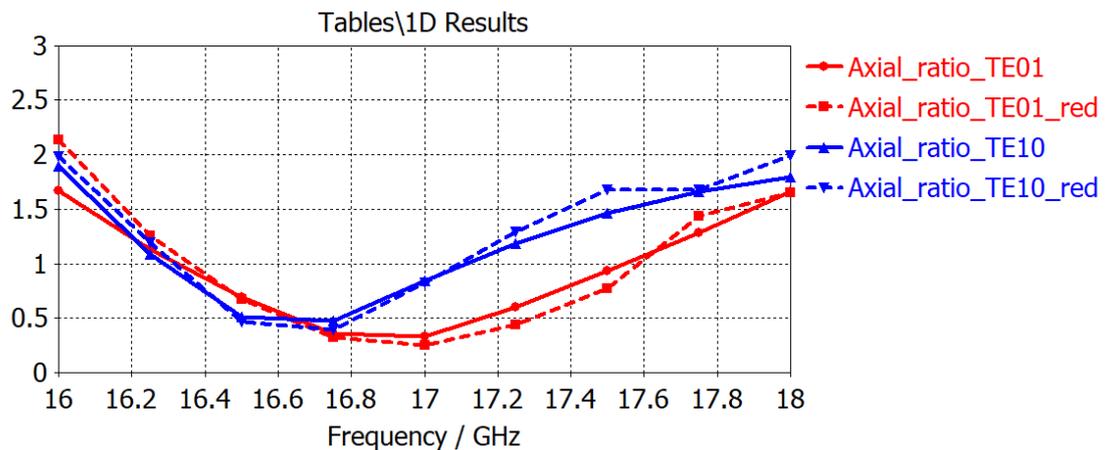


Figura 3-102: Comparativa del Axial Ratio del array solo vs array con red , de cavidades bow-tie.

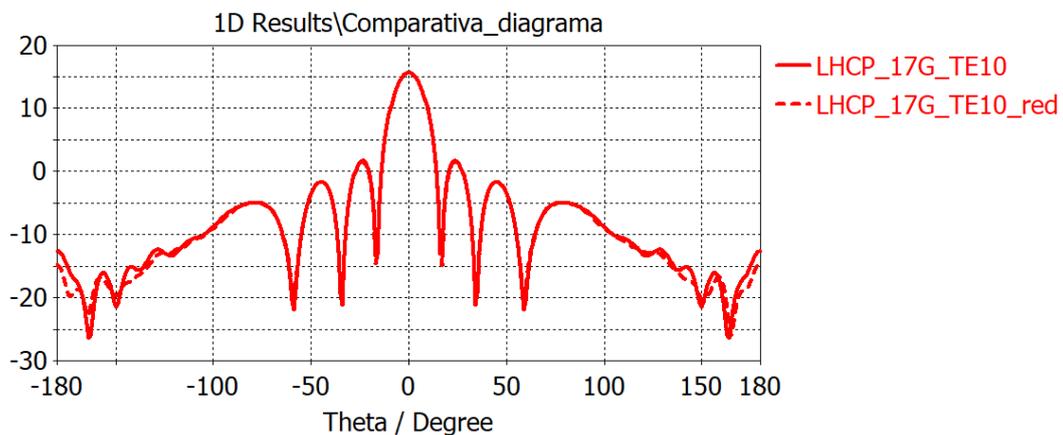


Figura 3-103: Comparativa del diagrama de radiación generado por el modo TE10 del array solo vs array con red , de cavidades bow-tie.

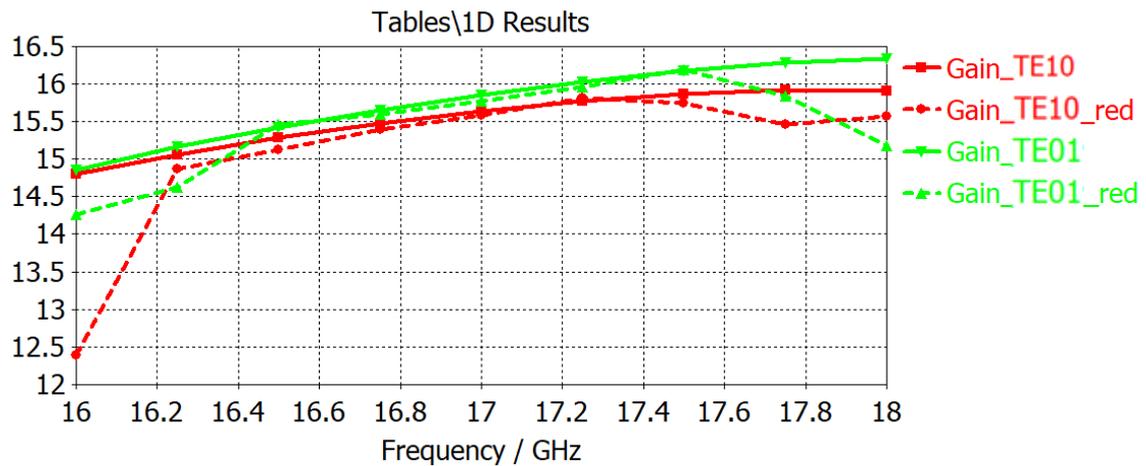


Figura 3-104: Comparativa de ganancia con y sin red para el array de cavidades bow-tie.

En cuanto a los resultados que arroja la ganancia, podemos ver que al introducir la red, la ganancia para ambas polarizaciones disminuye en los extremos de la banda debido a la desadaptación que provoca la red en estas frecuencias.

3.5.2 Red de alimentación dual con cavidades hexagonales.

Utilizando el modelo simulado de la red fabricada del apartado anterior realizamos la simulación de esta con el array de cavidades hexagonales.

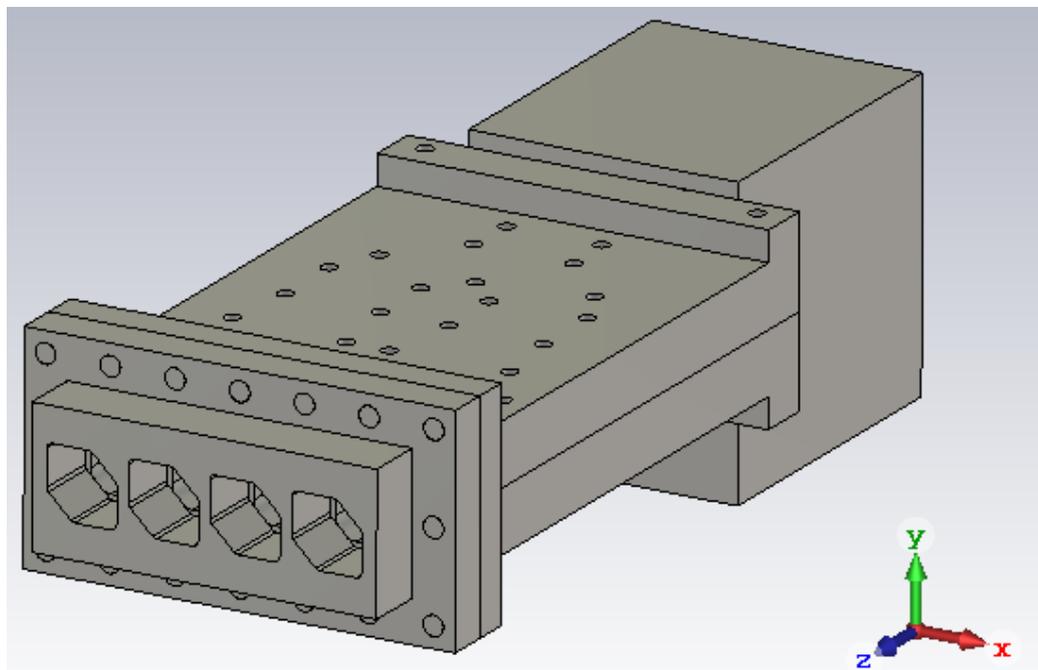


Figura 3-105: Red alimentación con el array de elementos hexagonales.

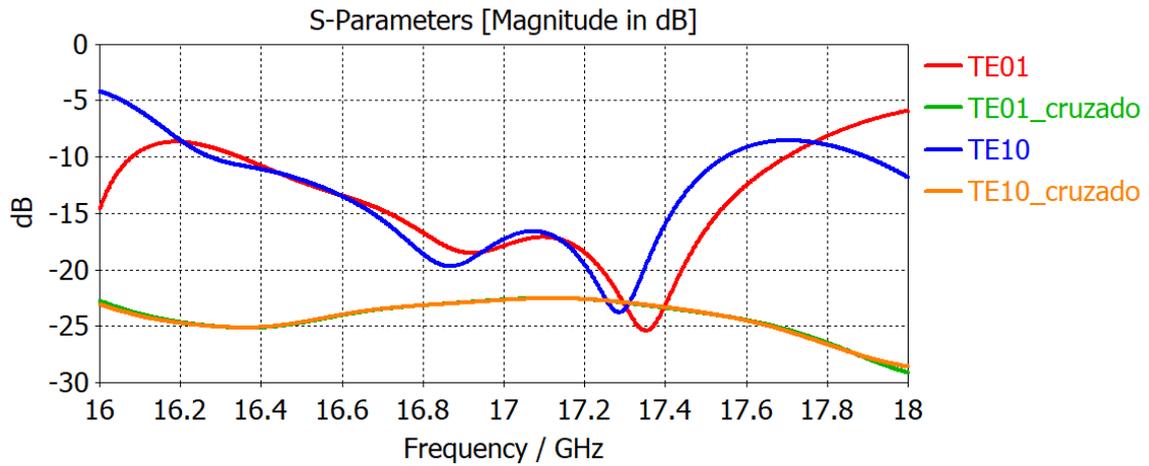


Figura 3-106: Parámetros S (Reflexión y acoplos cruzados entre modos) de la Red de alimentación dual +Array de cavidades hexagonales.

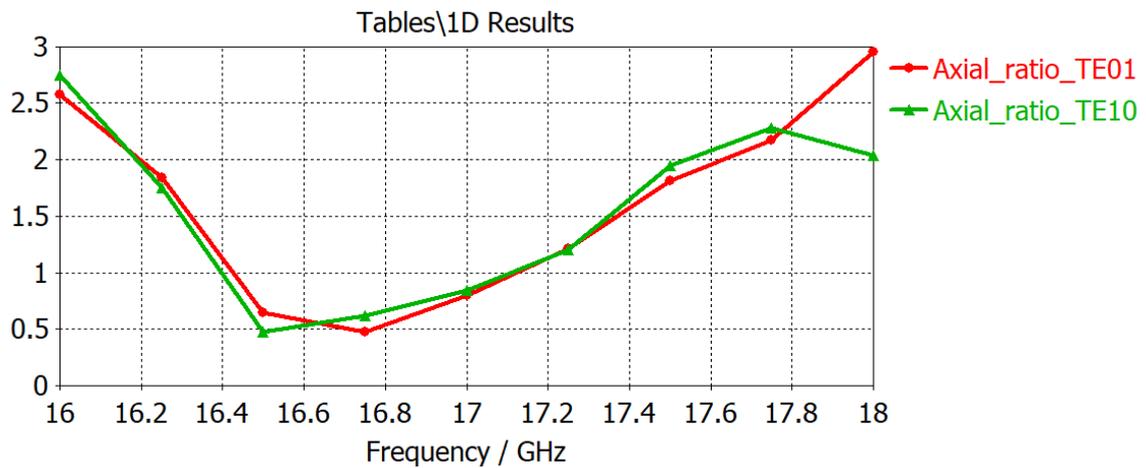


Figura 3-107: Axial Ratio de la Red de alimentación dual +Array de cavidades hexagonales.

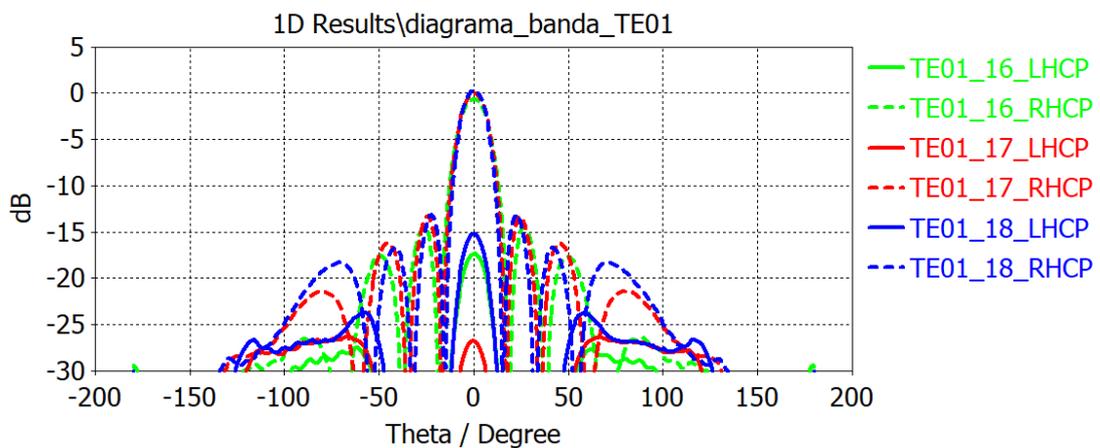


Figura 3-108: Diagrama de radiación para el modo TE01. Componente RHCP y LHCP para el centro y los extremos de la banda. la Red de alimentación dual +Array de cavidades hexagonales.

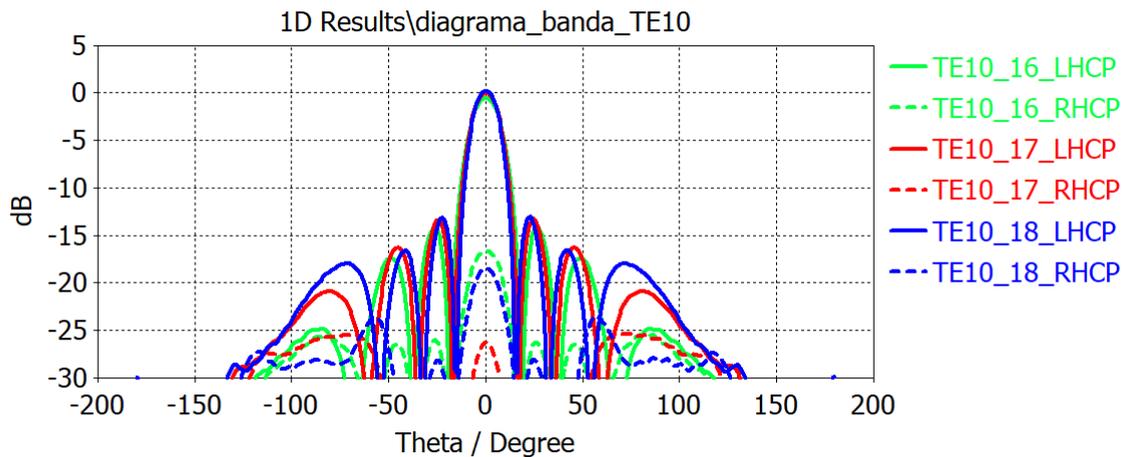


Figura 3-109: Diagrama de radiación para el modo TE10. Componente RHCP y LHCP para el centro y los extremos de la banda. la Red de alimentación dual +Array de cavidades hexagonales.

Como podemos ver la introducción de la red junto con el array modifica notablemente el comportamiento en los parámetros de reflexión y esto es debido a que la red es el elemento limitante del prototipo final (Figura 3-93).

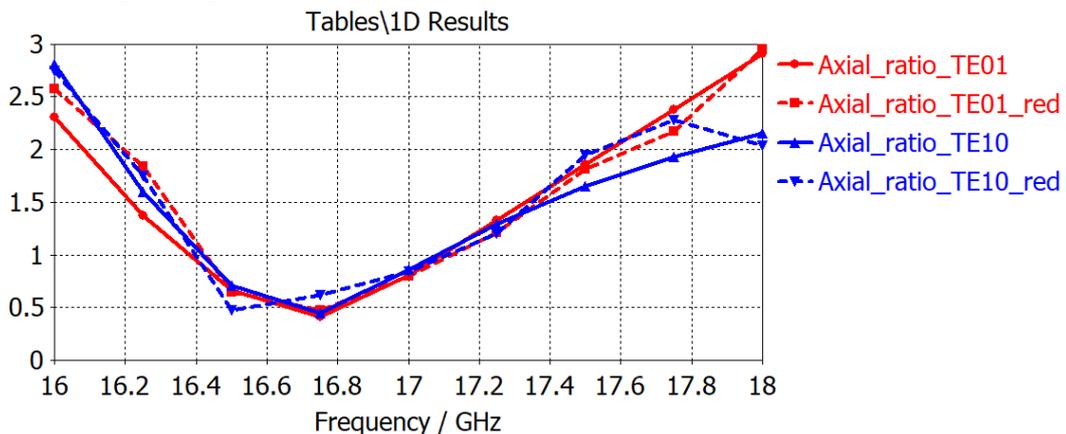


Figura 3-110:Comparativa del Axial Ratio del array solo vs array con red , de cavidades hexagonales.

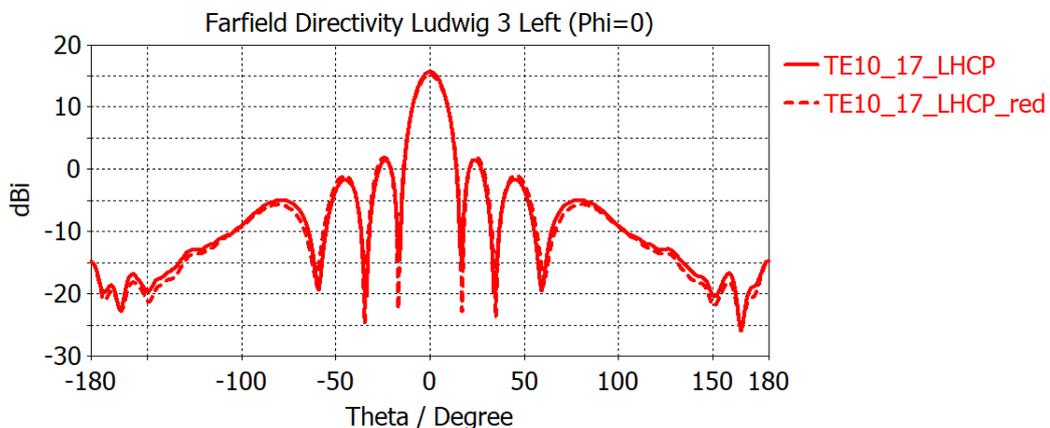


Figura 3-111: Comparativa del diagrama de radiación generado por el modo TE10 del array solo vs array con red, de cavidades hexagonales.

Sin embargo, el comportamiento del AR o de los diagramas apenas varía con respecto al array solo (en la frecuencia central) ,como demuestra la Figura 3-110 y Figura 3-111 .Por lo que podemos concluir que la introducción de la red solo afecta al comportamiento de los parámetros S, ya que la iluminación que proporciona es muy próxima a la uniforme en amplitud y fase, haciendo que apenas varíen las características de radiación con respecto a las obtenidas con la iluminación uniforme ideal expuesta en el apartado 3.3.2.

Por último, como es previsible al obtener unos valores peores que -10 dB para los parámetros S en los extremos de la banda, la ganancia se verá afectada de igual manera, como demuestra la siguiente gráfica.

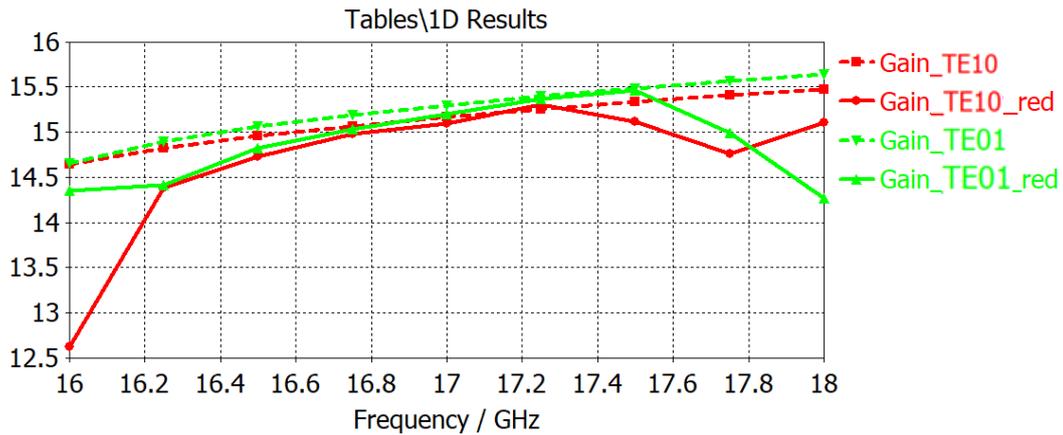


Figura 3-112:Comparativa de ganancia con y sin red para el array de cavidades hexagonales.

3.6 Comparativa de las características para los prototipos de array junto con red

Una de las primeras comparaciones que debemos hacer es la de la ganancia del array y su eficiencia.

Para saber cuál es la ganancia máxima que se puede obtener con esta disposición del array se recurre a la fórmula de la directividad teórica de un array en función del área que este ocupa.

$$D_0 = 4\pi * \frac{A_{array}}{\lambda^2}$$

Ecuación 9:Directividad en función del área del array.

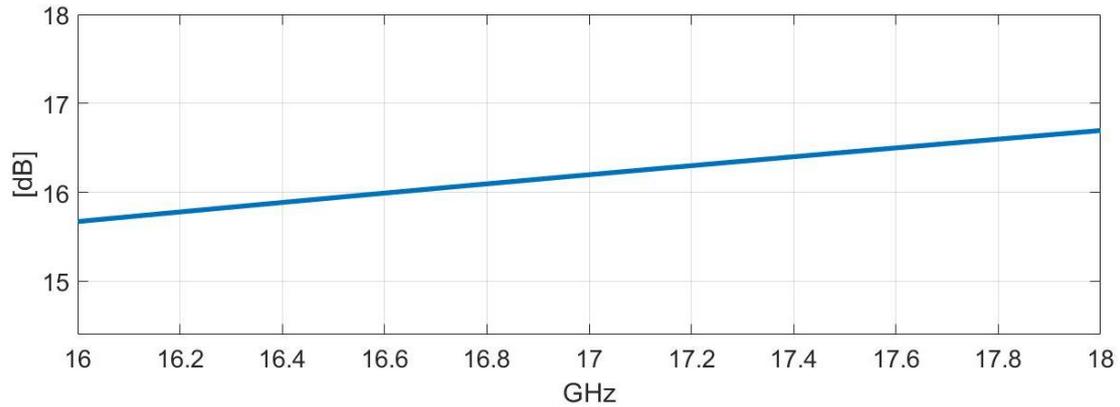


Figura 3-113: Directividad teórica en función de la ganancia en dB.

Una vez se sabe la directividad total que puede proporcionar el array, lo comparamos con las ganancias que hemos obtenido en función de las polarizaciones y de los modelos de array y sacamos sus eficiencias

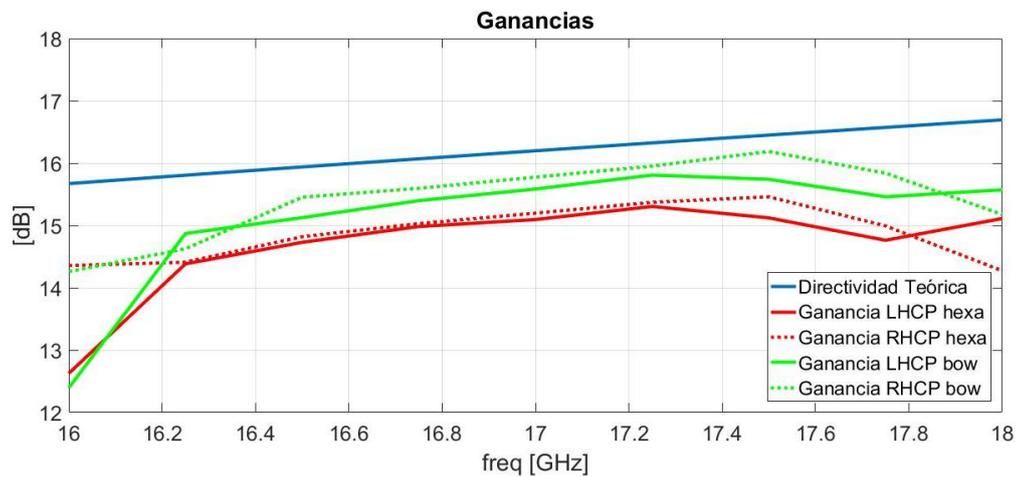


Figura 3-114: Comparativa de las ganancias de los array con red para cavidades hexagonales y bow-tie .

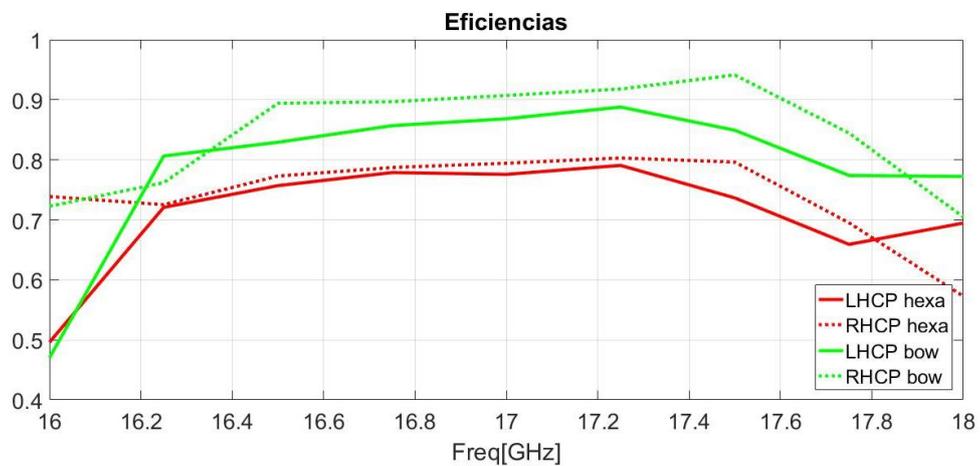


Figura 3-115: Comparativa de las eficiencias de los array con red para cavidades hexagonales y bow-tie.

Las gráficas reflejan lo que ya se veía en las secciones 3.2, 3.4, que la ganancia tanto del elemento bow-tie como el del array formado por ellos tiene más ganancia que los elementos hexagonales, también se ve que la asimetría producida por la introducción del OMT acentúa ligeramente las diferencias entre los dos modos con los que se alimenta.

Después comparamos tanto el AR como los parámetros S de los prototipos finales:

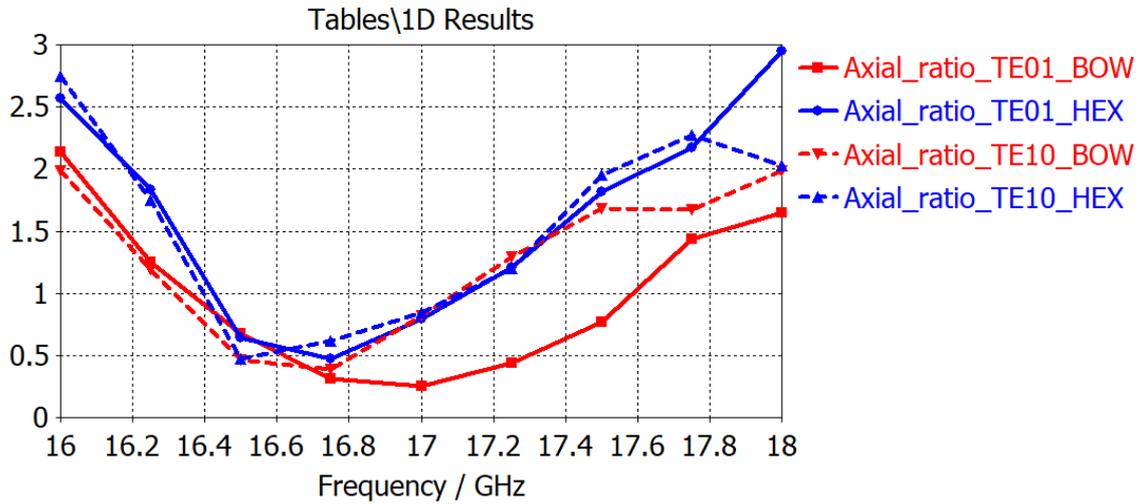


Figura 3-116: Comparativa de los *Axial Ratio* de los array con red para cavidades hexagonales y bow-tie.

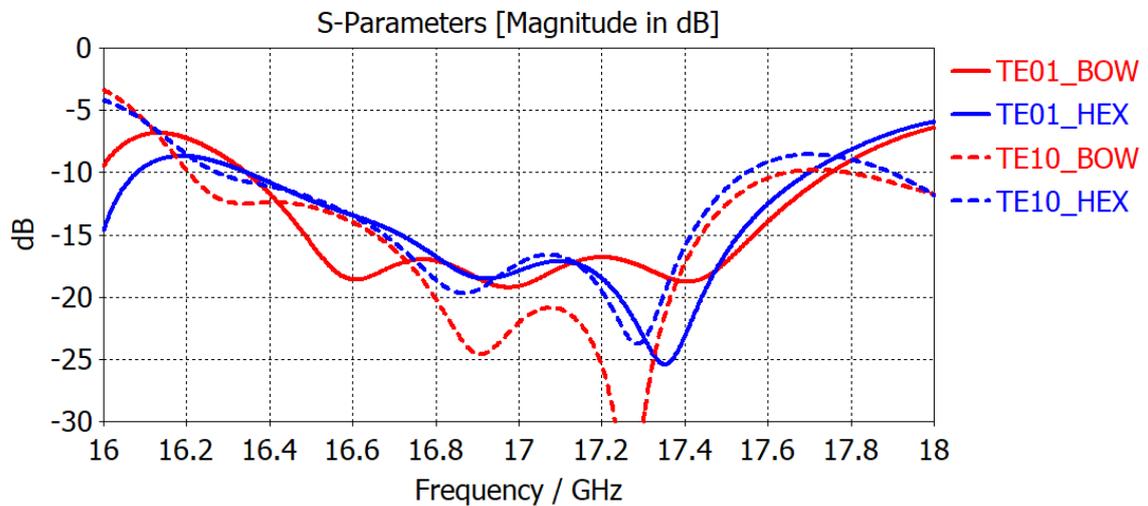


Figura 3-117: Comparativa de los Parámetros S de reflexión de los array con red para cavidades hexagonales y bow-tie.

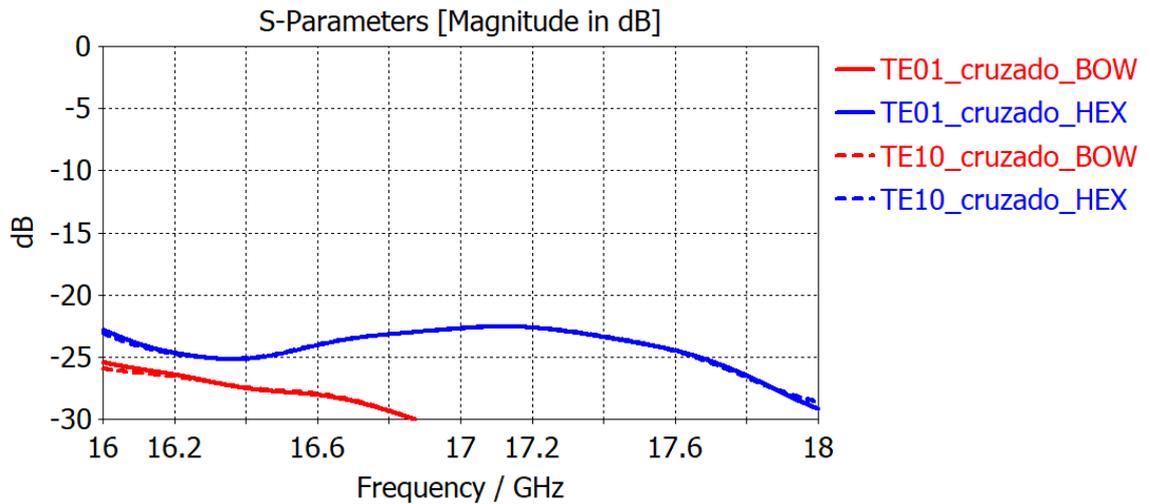


Figura 3-118: Comparativa de los Parámetros S cruzados de los array con red para cavidades hexagonales y bow-tie.

De estas últimas gráficas se extrae que el OMT no influye sustancialmente en los parámetros de reflexión, y en cuanto a los acoplos vemos que se han igualado los de los modos TE10 y TE01, esto se debe a que los acoplos entre modos están fijados por la introducción del OMT.

A la vista de los resultados podemos concluir que el array de elementos bow-tie una vez introducida la red de alimentación, tiene unas mejores características en AR (Figura 3-116) como en ganancia (Figura 3-114). Podemos por tanto decir que el array de cavidades bow-tie supera en condiciones similares al array de cavidades hexagonales como elemento polarizador de señales radiadas, ya que aunque en adaptación obtenemos anchos de banda similares para los dos modelos, en lo concerniente al ancho de banda del AR y la eficiencia el modelo formado por los elementos bow-tie son mejores que los elementos hexagonales.

4 Fabricación y resultados experimentales

Este apartado aborda las modificaciones que hubo que hacer del diseño original para poder fabricar nuestro prototipo para su posterior medida, además de algunos retoques que no afectasen a las características pero que pudiesen abaratar los costes de fabricación.

4.1 Fabricación de los array.

Dado que el diseño original se hizo pensando en la utilización de la red de alimentación ya construida no hubo que hacer muchas modificaciones desde el punto de vista funcional si no más desde el punto de vista estructural con la vista puesta en su medición en la cámara anecoica de la EPS.

El primer paso es fijar que taladros vamos a usar, para poder unir el array a la red de alimentación, estos taladros ya vienen definidos por la red así que no hay ninguna variación al respecto.

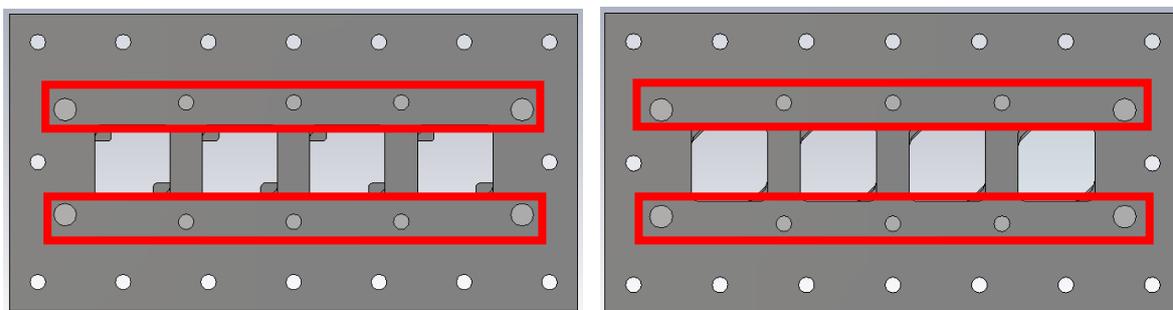


Figura 4-1: Vista de los taladros para ambos array.

Otro de los cambios que realizamos fue la división del array en dos piezas, esto se debe a que con las técnicas de construcción utilizadas normalmente por el grupo RFCAS era imposible realizar un bisel que se encontrase en una pieza interior, y si se hubiese dispuesto de un método para realizarlo este sería muy costoso en comparación con la división en dos piezas. Como ambos diseños comparten el tramo en guía de onda cuadrada con las mismas características, se decidió separar cada uno de los array en:

- **Pieza 1:** Consta de la cavidad radiante (bow-tie o hexagonal) junto con el tramo en bisel que le sucede.

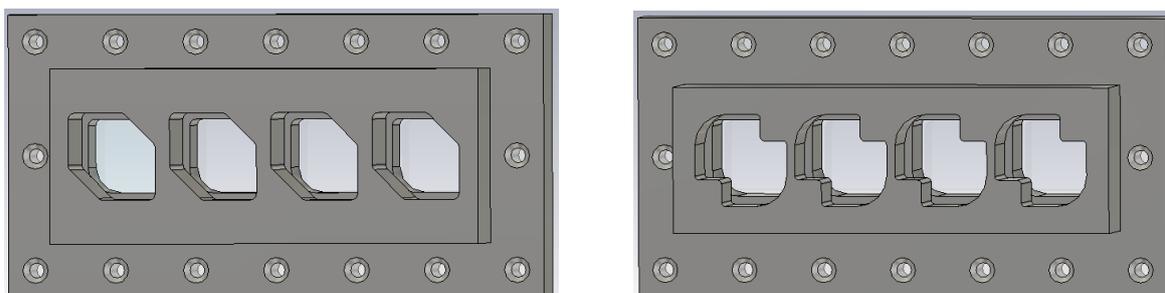


Figura 4-2: Vista de la Pieza 1 (cavidades y bisel) de cada uno de los array.

- **Pieza 2:** Esta pieza es común a los dos array y es un tramo de guía cuadrada que conectará el array con la red de alimentación :

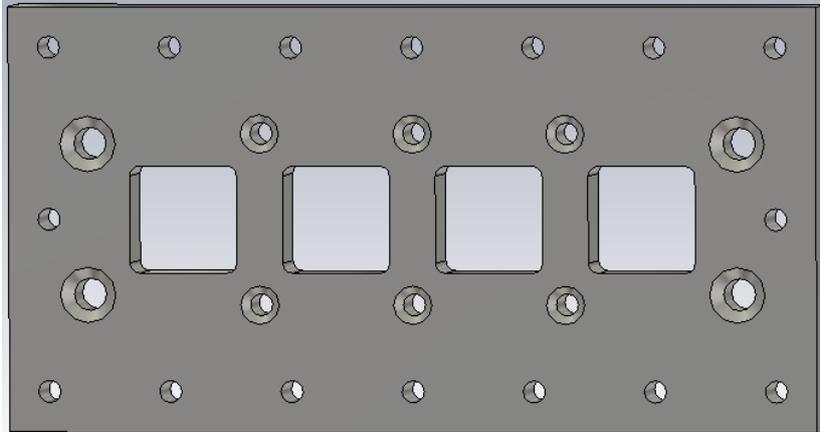


Figura 4-3: Vista de la Pieza 2 (guía cuadrada) común a los array.

Como hemos podido ver en las imágenes anteriores al dividir el prototipo en dos piezas debemos hacer unos nuevos taladros para poder unir la pieza 1 con la 2. En estos taladros deberán introducirse tornillos de cabeza avellanada, para evitar que las cabezas de los tornillos sobresalgan del metal y afecten de algún modo a las características del array, tanto en la Pieza 1 como en la Pieza 2.

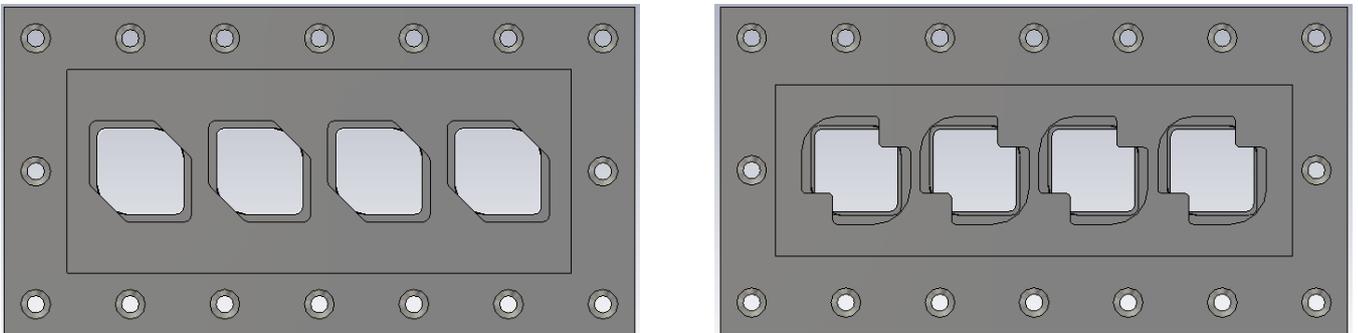


Figura 4-4: : Vista de los taladros realizados para unir la Pieza 1 y la Pieza 2.

Una vez definidos estos taladros y comprobados mediante simulación que no afectan a las características del array se mandan a construir a la empresa Materialise HQ.

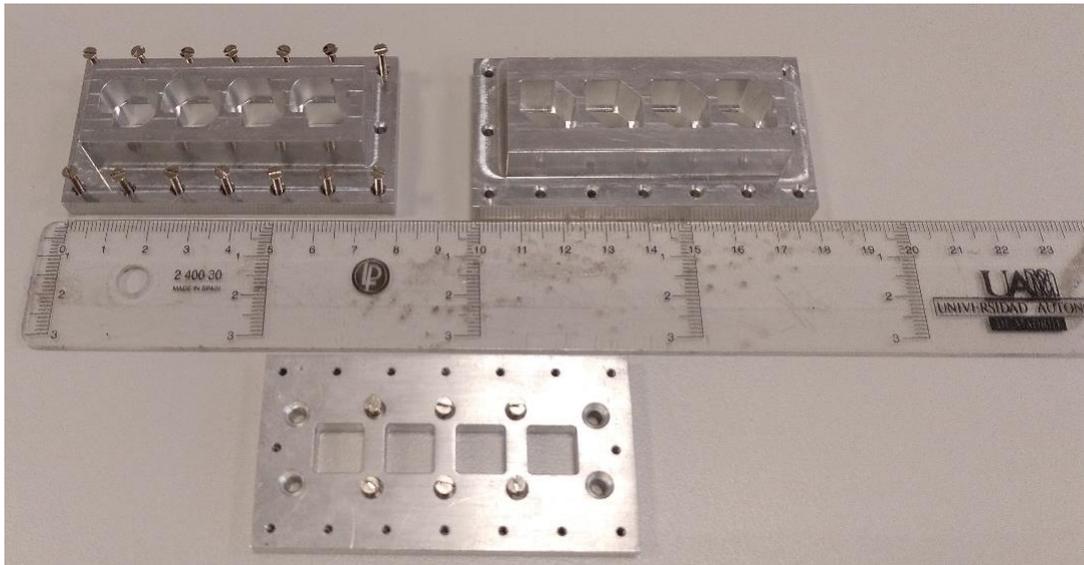


Figura 4-5: Vista de los prototipos del array construidos 1

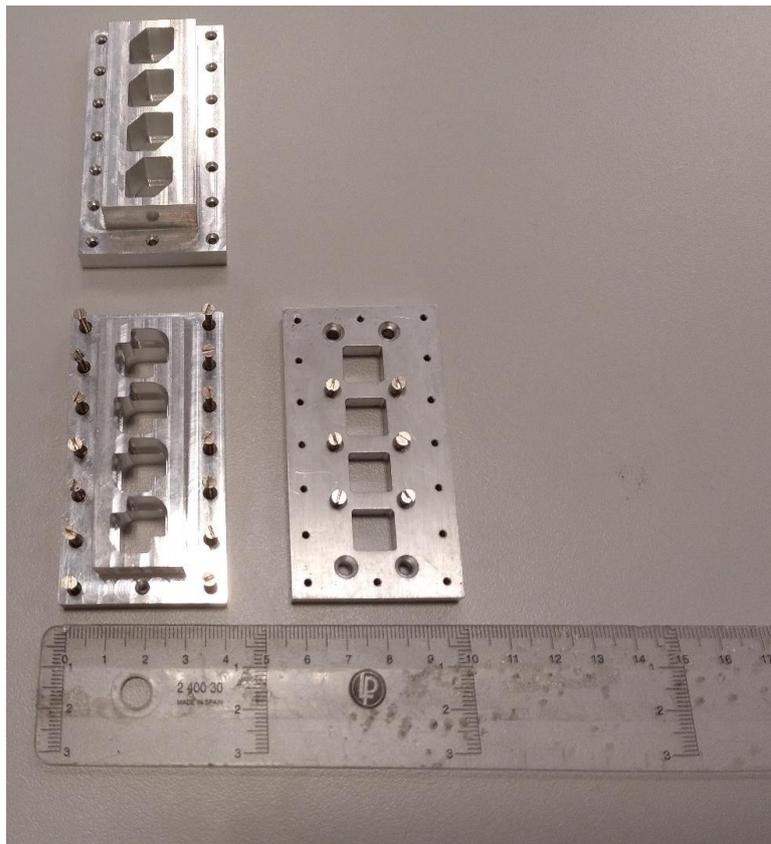


Figura 4-6: Vista de los prototipos del array construidos 2

4.2 Fabricación de sección en guía cuadrada.

El elemento que aquí se construye no tiene ninguna finalidad en el diseño, es un elemento que se utiliza para poder medir el prototipo en las instalaciones de la EPS.

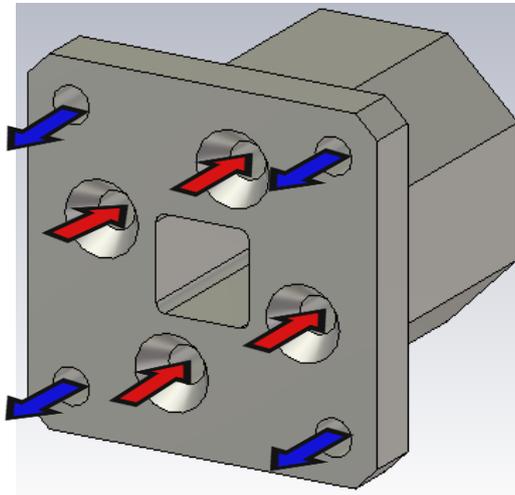


Figura 4-7: Transición larga de guía cuadrada.

Esta pieza se utiliza para poder atornillar la entrada de la red de alimentación, con la salida en guía cuadrada del OMT los tornillos que roscarán en la red son las flechas rojas y después se atornillará el OMT. Por eso será necesario que los tonillos para atornillar la transición a la fuente sean de cabeza avellanada.

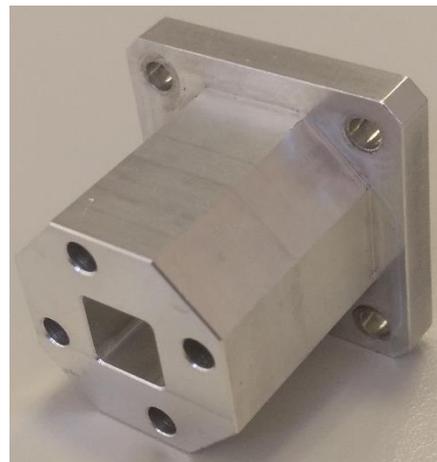
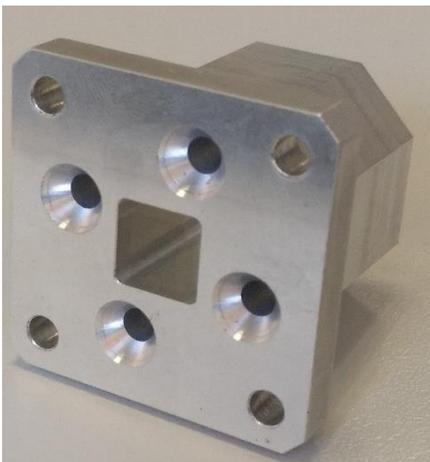


Figura 4-8: Vista del prototipo de la transición larga de guía cuadrada construida.

4.3 Montaje del prototipo final.

Una vez se realiza el montaje del array sobre la red se le debe añadir, la transición en guía cuadrada presentada en el apartado 4.2 quedando de la siguiente manera:

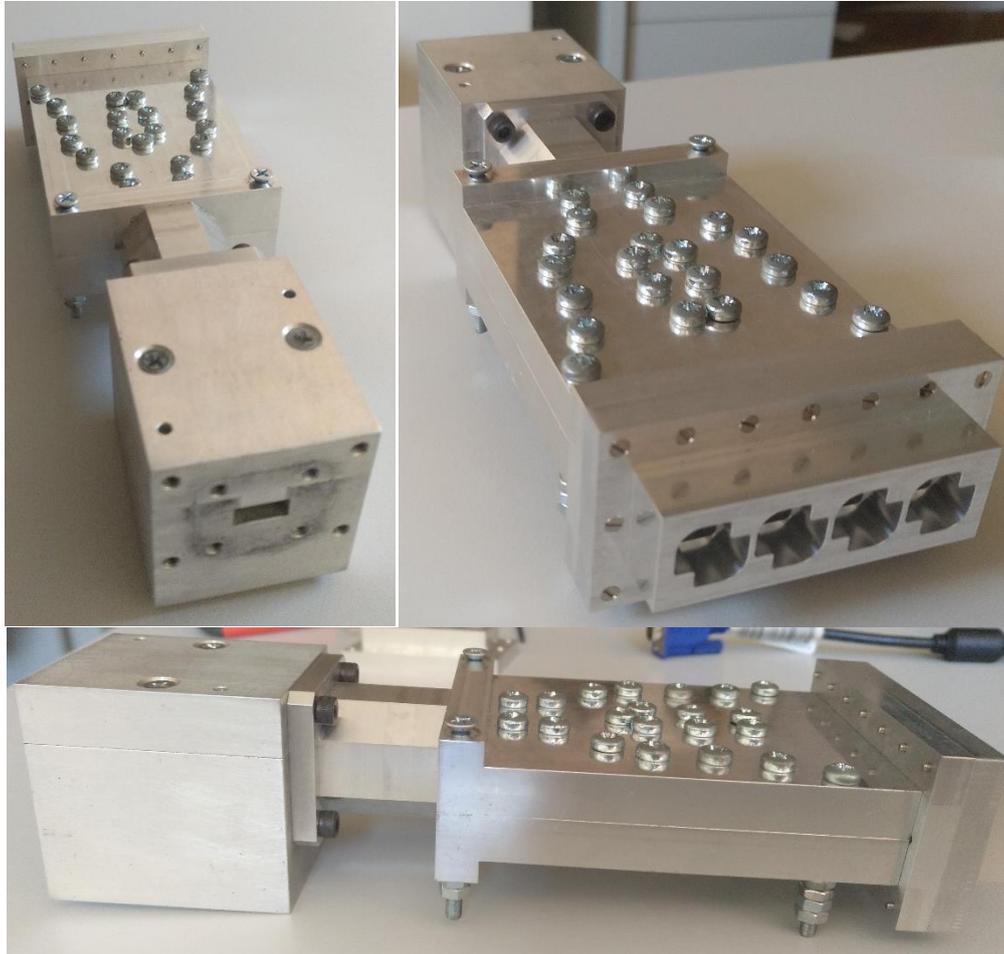


Figura 4-9: Vista del prototipo final montado para el array de cavidades bow-tie.

Gracias a que hemos dividido los array en dos partes para realizar las medidas del array de cavidades hexagonales solo debemos cambiar las cavidades sin desmontar nada más de la estructura final. Haciendo que el proceso de medida sea lo más limpio posible sin cambiar en exceso las condiciones de medida entre uno y otro array.

4.4 Medición.

En las siguientes subsecciones de la memoria se van a presentar los resultados de los prototipos frente a sus representaciones según la simulación. Para luego poder realizar una comparación real entre componentes.

4.4.1 Medición de los parámetros S.

Lo primero que realizamos en una medida de parámetros S para ambos modos TE10 y TE01 de los dos array conectados a la red. Las medidas las compararemos frente a las obtenidas en simulación. Los resultados que obtenemos son los siguientes:

- Para el modo TE10:

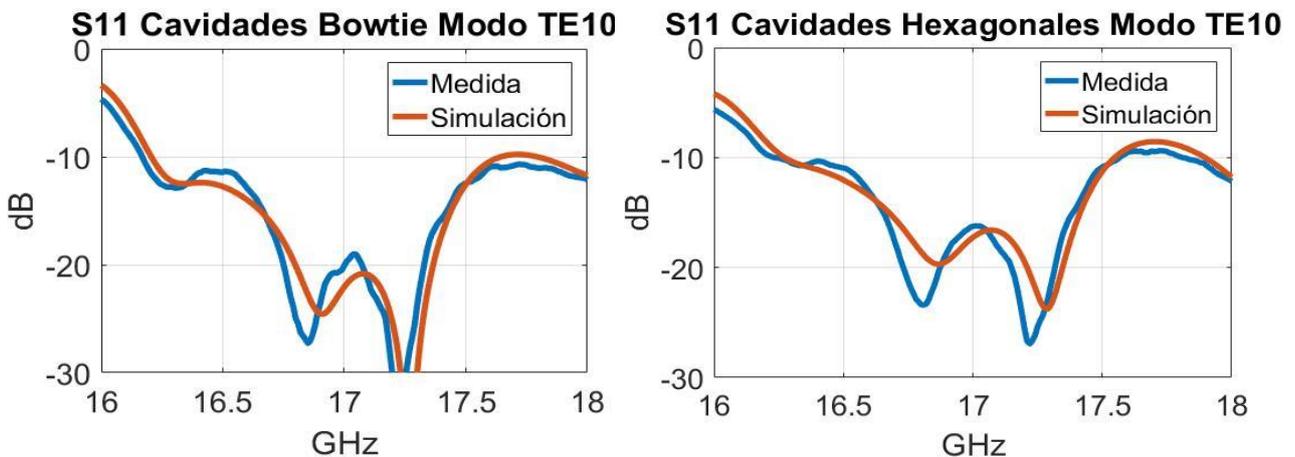


Figura 4-10: Parámetros S para el modo TE10.

- Para el modo TE01:

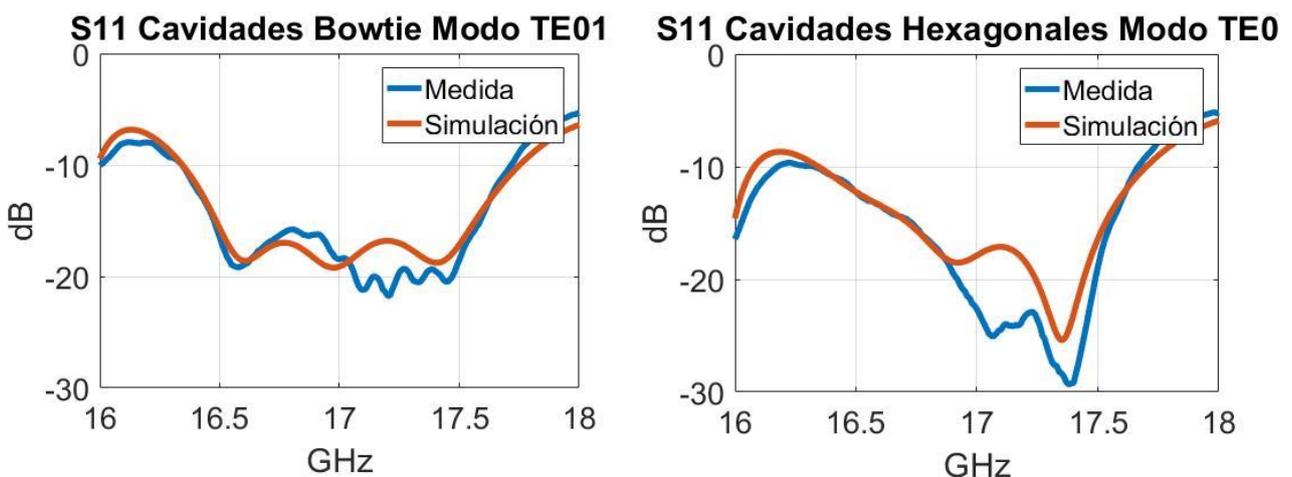


Figura 4-11: Parámetros S para el modo TE01.

En lo referente a los parámetros S podemos ver que estos se asemejan muchos a las simulaciones, si bien es cierto que hay ligeras modificaciones estas se pueden deber a

tolerancias en la fabricación, cables, conectores y elementos que no se han tenido en cuenta en la simulación.

4.4.2 Medidas de diagramas de radiación, *Axial ratio* y ganancia.

En este apartado se muestran los resultados experimentales de los diagramas de radiación, *axial ratio* y ganancia de los dos modelos de array. Antes de comenzar se van a marcar unas pautas ya que a la hora de mostrar los resultados se utiliza una nomenclatura determinada que se utilizó a la hora de realizar las medidas.

Los resultados a la hora de ser mostradas se harán, aparte de para cada uno de los modos, para lo que se denomina plano V y plano H. Como se muestra en la Figura 4-12 el Plano H será el plano del array, por lo que se espera observar un lóbulo principal y sus lóbulos secundarios mientras que el Plano V es el perpendicular, por lo que se espera ver un diagrama de radiación que se asemeje al elemento unitario de nuestro array, un único lóbulo más ancho.

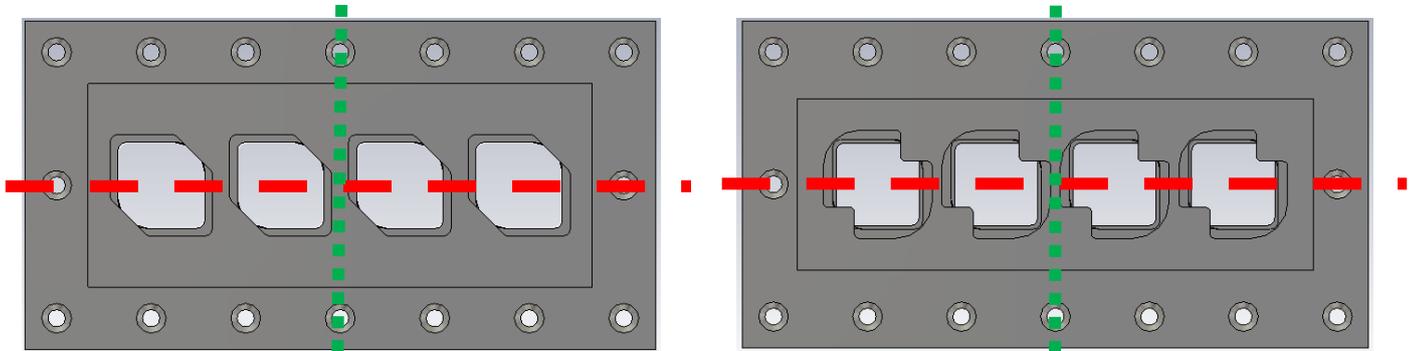


Figura 4-12: Planos de medida de los array. Plano V(verde) y Plano H (rojo).

Una vez definido los planos de medida mostraremos los resultados en función del modo y del tipo de array.

Se presentan primero el AR de los dos array:

- Modo TE01:

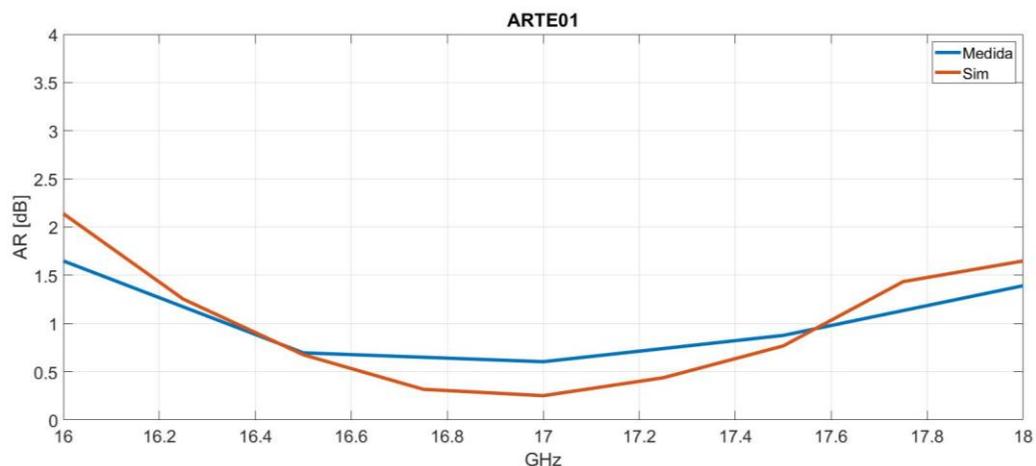


Figura 4-13: Axial ratio para modo TE01 del array de elementos bow-tie. Medida vs Simulación

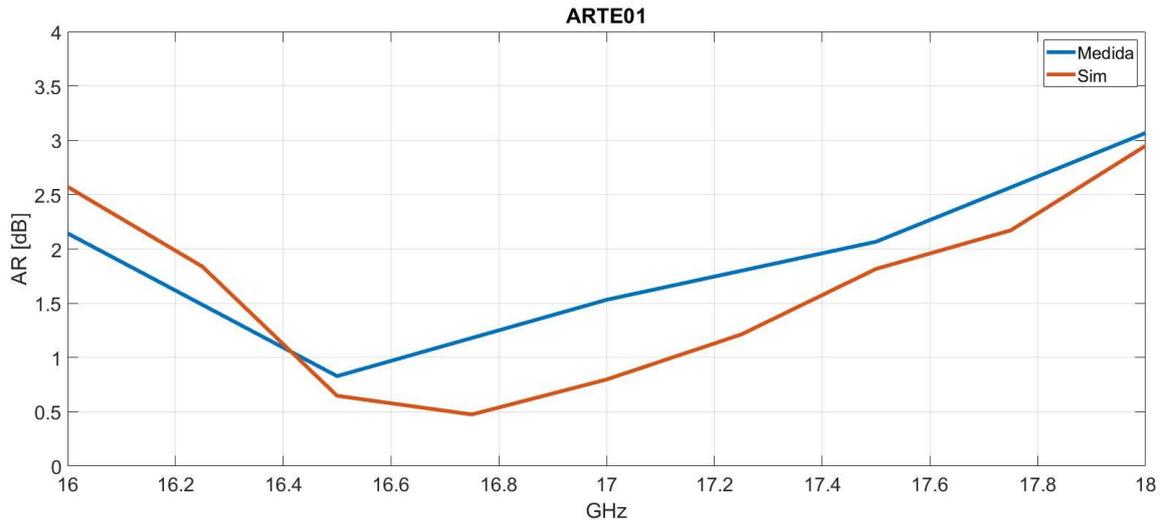


Figura 4-14: Axial ratio para modo TE01 del array de elementos hexagonales. Medida vs Simulación

- Modo TE10

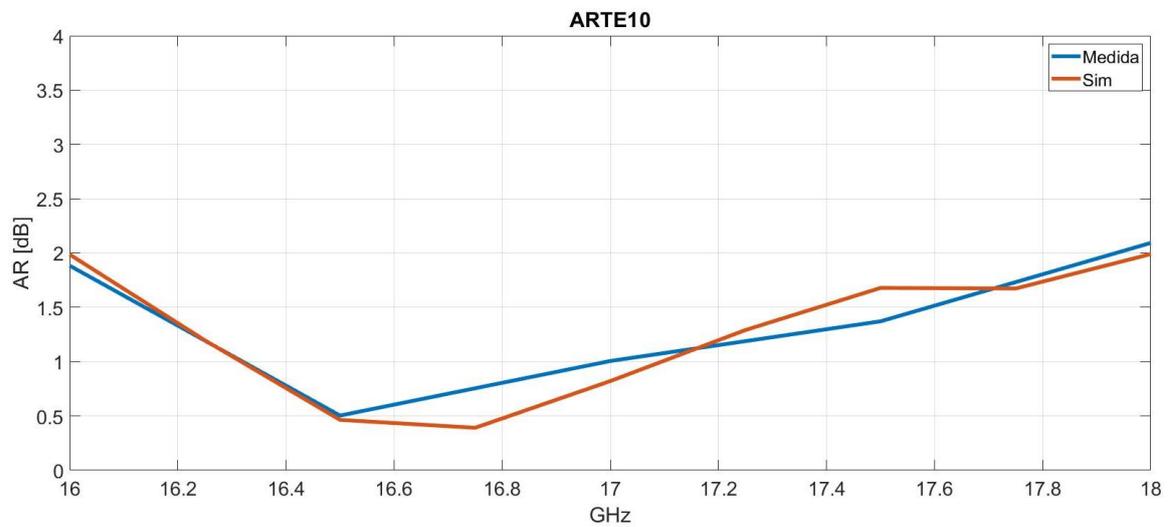


Figura 4-15: Axial ratio para modo TE10 del array de elementos bow-tie. Medida vs Simulación.

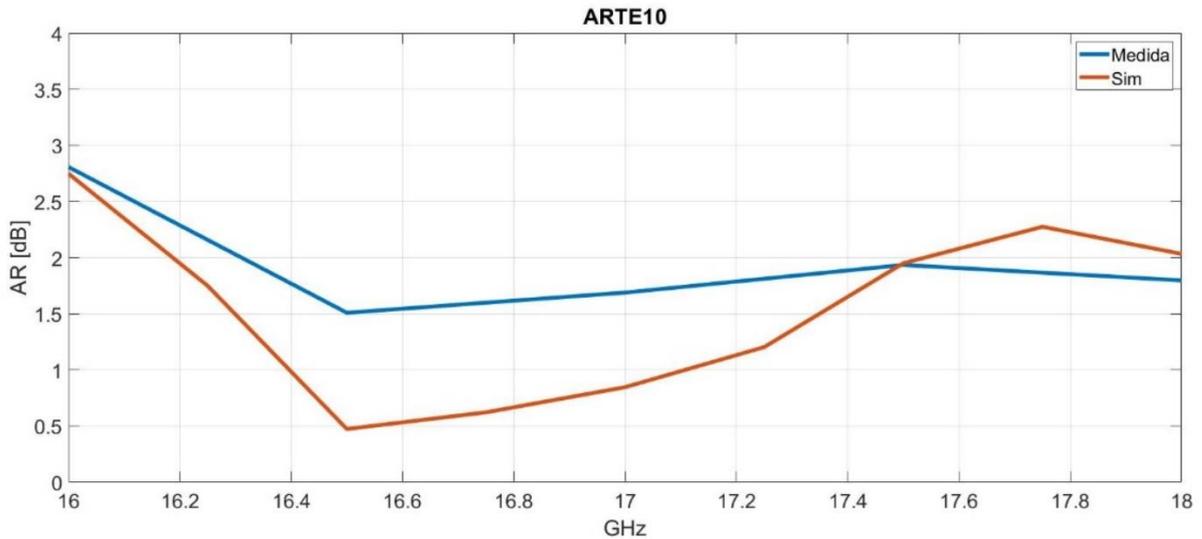


Figura 4-16: Axial ratio para modo TE01 del array de elementos hexagonales. Medida vs Simulación.

Como podemos observar el array de cavidades hexagonales ha empeorado ligeramente en una vez construido, con respecto a lo que ha variado el array de bow-tie, al igual que en los parámetros S debido a las tolerancias de fabricación y los pequeños errores inevitables en el proceso de medida. Aún con esto se mantiene el comportamiento que se ha visto a lo largo de este trabajo, y esto es que tanto el array de elementos bow-tie como las hexagonales sigue respetando el AR por debajo de los 3dB en toda la banda de trabajo, y que de estos dos prototipos el bow-tie tiene unas mejores características de AR.

Utilizando la nomenclatura descrita en la Figura 4-12 se muestran en las siguientes imágenes los diagramas de radiación, componentes copolares y contrapolares de cada plano:

- Plano H:

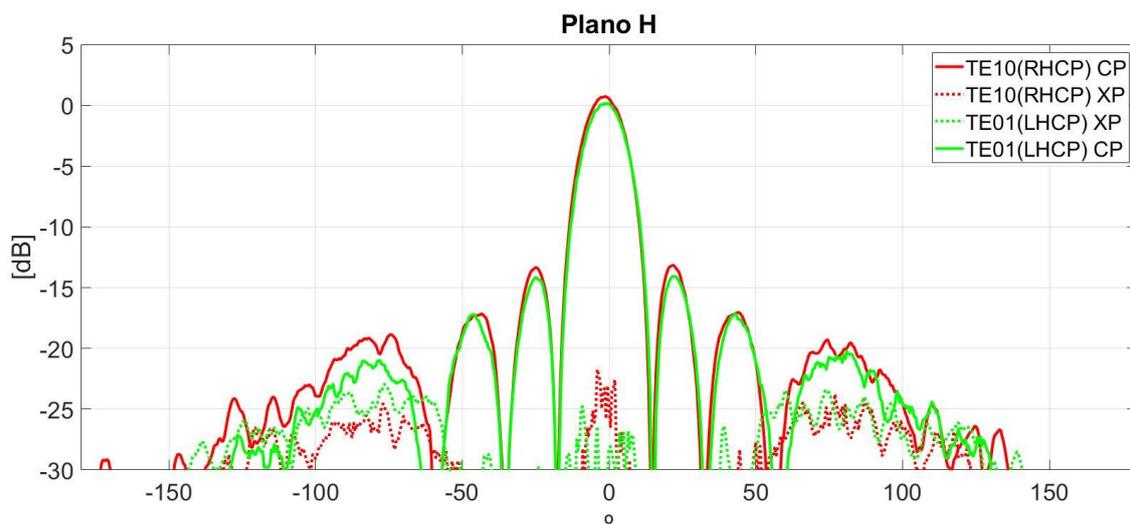


Figura 4-17: Diagrama de radiación del array de elementos bow-tie, plano H a 17GHz.

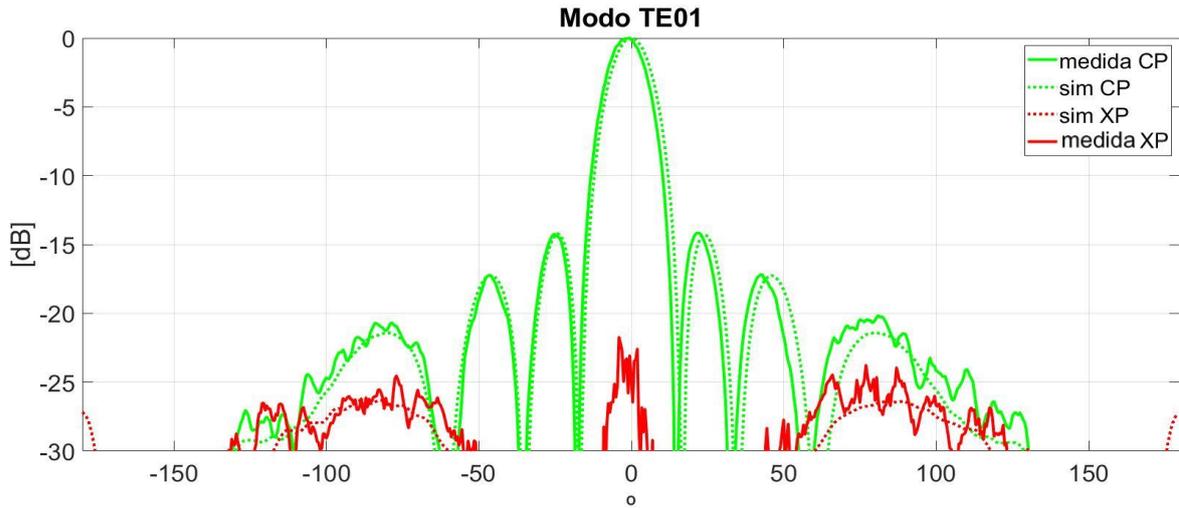


Figura 4-18: Comparativa entre simulación y medida del plano H del array de elementos bow-tie a 17GHz.

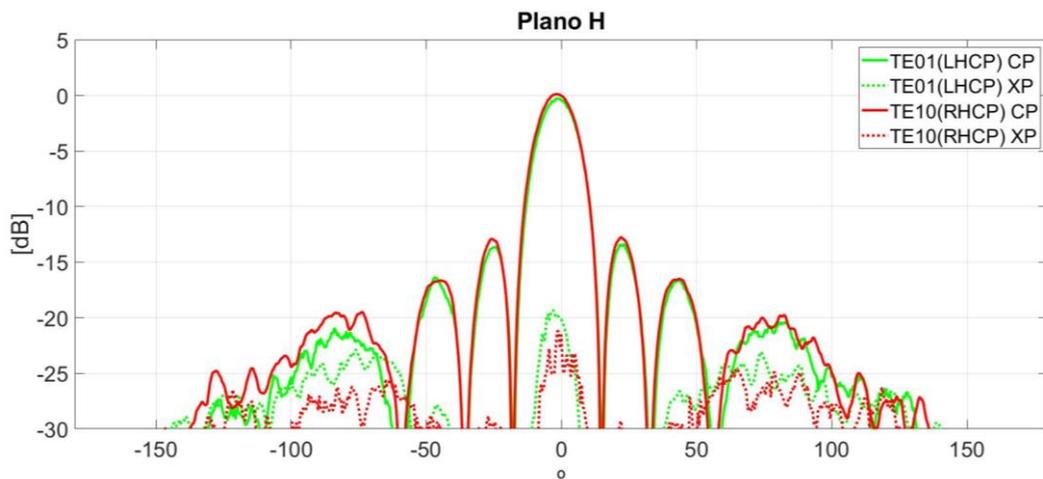


Figura 4-19: Diagrama de radiación del array de elementos hexagonales a 17GHz.

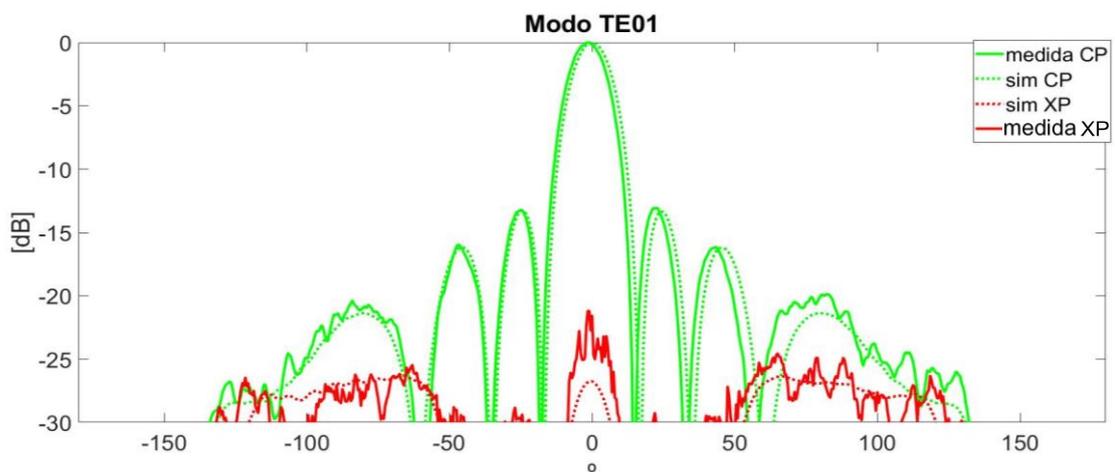


Figura 4-20: Comparativa entre simulación y medida del plano H del array de elementos hexagonales a 17GHz.

- Plano V:

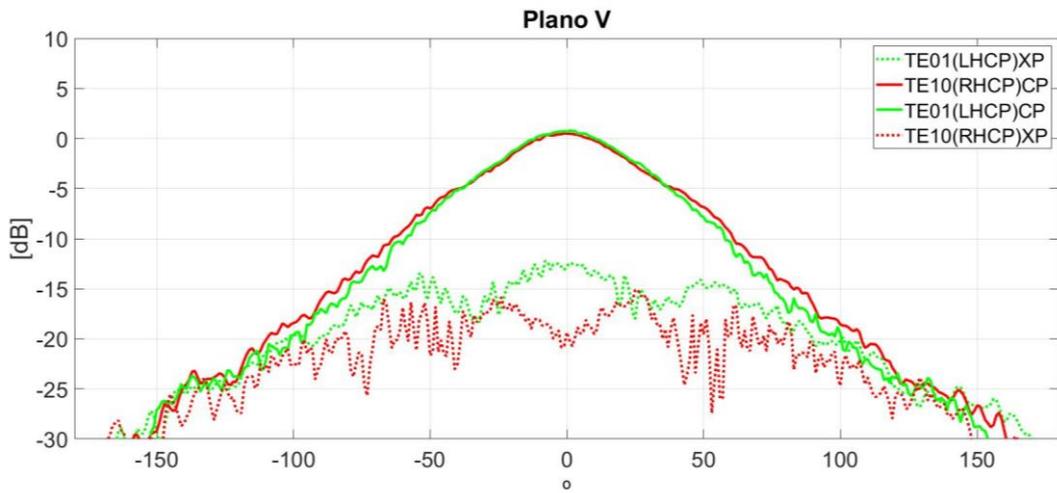


Figura 4-21: Diagrama de radiación del array de elementos bow-tie, plano V a 17GHz.

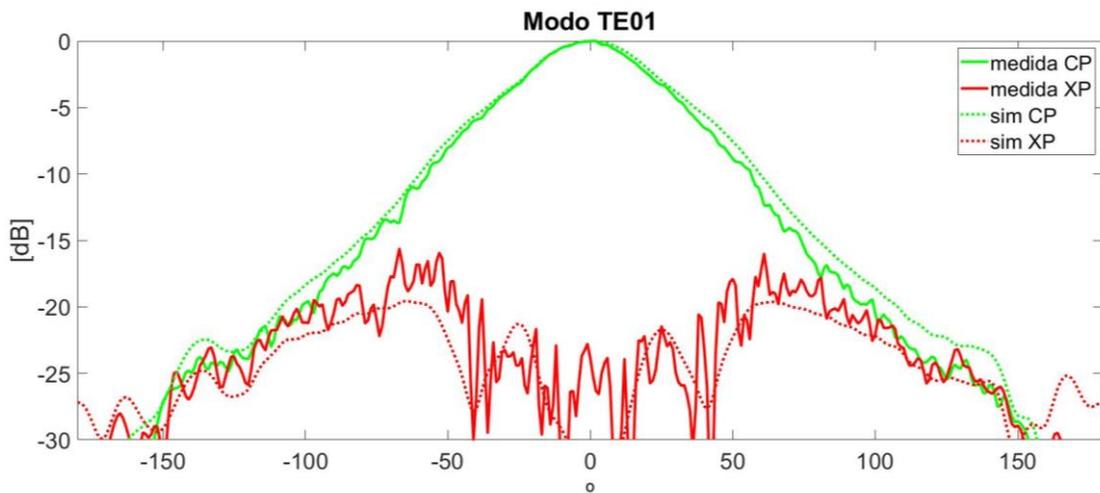


Figura 4-22: Comparativa entre simulación y medida del plano V del array de elementos bow-tie a 17GHz.

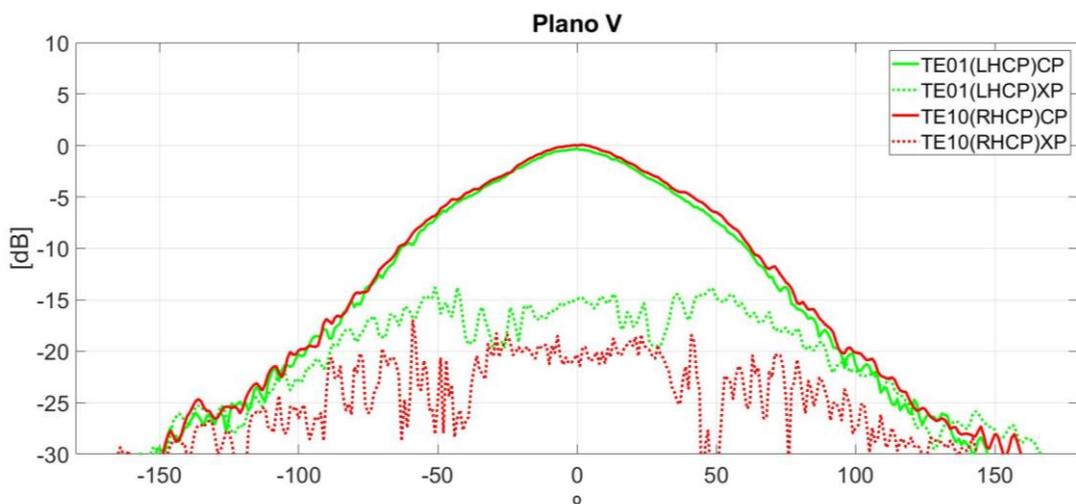


Figura 4-23: Diagrama de radiación del array de elementos hexagonales, plano V a 17GHz.

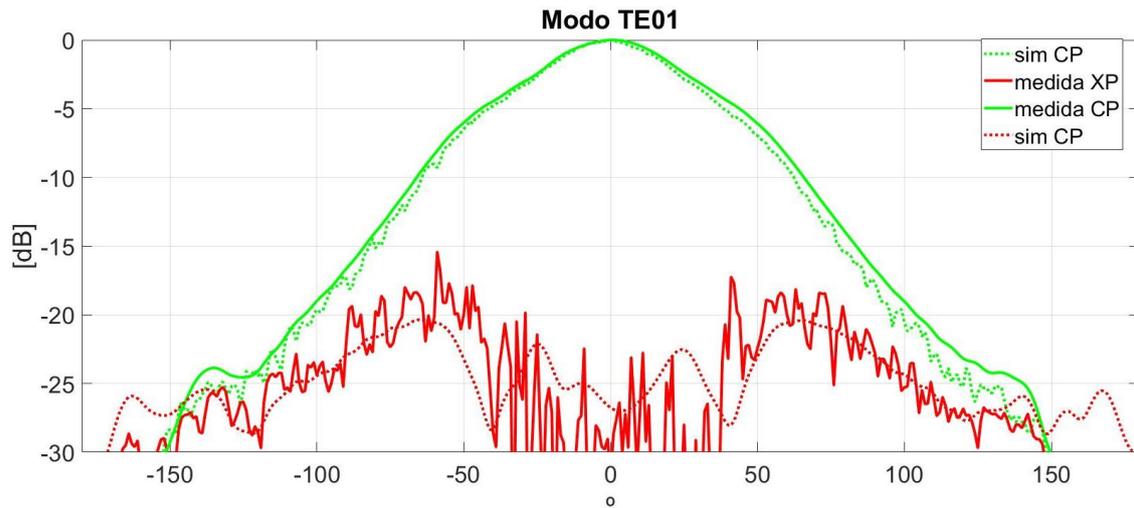


Figura 4-24: Comparativa entre simulación y medida del plano V del array del array de elementos hexagonales a 17GHz.

Como se esperaba de los resultados obtenidos en las simulaciones, tanto la componente copolares como las contrapolares tienen unos niveles muy similares a los de la simulación, además la simetría de los diagramas de radiación nos indica el buen funcionamiento de la red y del buen proceso de fabricación de en general.

Por último, mostramos la ganancia de los dos array una vez construido comparándolo con la ganancia simulada:

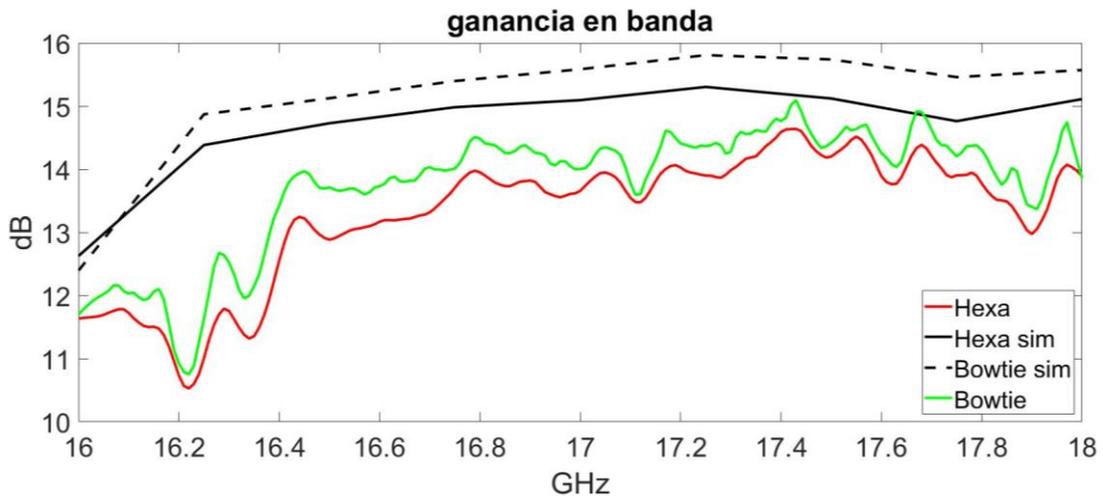


Figura 4-25: Comparativa de ganancia entre array.

En cuanto a la gráfica de ganancia lo que primero llama la atención es la diferencia de en torno a 1 dB entre la simulación y la medida, esto se puede deber a una combinación de varios factores, el deterioro del AR en la medida respecto a la simulación, pérdida en los metales (ya que en las simulaciones se utilizó PEC) o por las pérdidas producidas por los escapes entre las distintas piezas que se utilizan en la medida (las dos piezas del array, la red, la sección en guía cuadrada, el OMT y el propio flange utilizado en la medida.)

Como conclusión a este apartado podemos decir que después de todos los resultados aportados el bowtie consigue realizar una doble polarización circular de manera más eficiente que las cavidades hexagonales, ya que consigue mejor AR y ganancia, mientras mantiene el resto de las características muy similares a las de las cavidades hexagonales.

5 Conclusiones y trabajo futuro

5.1 Conclusiones.

A la vista de los resultados experimentales puede concluirse que se han llevado a cabo los objetivos planteados en el objetivo, por una parte hemos conseguido dos modelos de elemento unitario con doble polarización circular de bajo perfil, por otra parte se ha conseguido dos modelos de un array con polarización circular dual (tanto a derechas como a izquierdas) con un bajo perfil y bajas pérdidas, en contraposición a los modelos más utilizados actualmente. Este bajo perfil supone no solo una disminución del volumen si no de sus costes de fabricación, gracias a la división del prototipo en piezas separadas. Esta disminución de volumen es debido a que se consigue aunar las características de dos tipos de antenas en un solo elemento. También se puede añadir que de los dos elementos propuestos es el elemento de tipo bow-tie el que alcanza el objetivo con mejores características especialmente en lo relativo al axial ratio ya que proporciona un mayor ancho de banda. Todas estas conclusiones han sido demostradas de manera experimental.

Por último, el hecho de tener que adaptar el array de elementos radiantes a una red ya construida puede suponer que el elemento final construido sea el más óptimo para esta red, pero no el más óptimo a nivel general.

5.2 Trabajo futuro.

Como trabajo futuro, se propone por un lado mejorar la red de alimentación para aprovechar al máximo las prestaciones proporcionados por el diseño del array por separado. Por otra parte, se propone también convertir el array ya existente unidimensional, en un array bidimensional y de esta manera poder corregir los problemas que las asimetrías provocan en este array. Adicionalmente se puede pensar en intentar realizar la fabricación mediante impresión 3D, o intentar realizar el prototipo de una sola pieza y eliminar así los tornillos de unión entre piezas.

También se podría escalar el diseño final para adaptarlo a otras frecuencias como la 28 ó 38 GHz donde se prevé instalar algunos de los sistemas de comunicaciones 5G.

Referencias

- [1] Eduardo García-Marín, José Luis Masa-Campos, Pablo Sanchez-Olivares, and Jorge A. Ruiz-Cruz. Evaluation of Additive Manufacturing Techniques Applied to Ku-Band Multilayer Corporate Waveguide Antennas . *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 11, pp. 2114-2118, Nov, 2018.
- [2] Jorge A. Ruiz-Cruz, José R. Montejo-Garai, and Jesús M. Rebollar Multi-Section Bow-Tie Steps for Full-Band Waveguide Polarization Rotation .. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 20, no. 7, pp. 375-377, July 2010. doi: 10.1109/LMWC.2010.2049428
- [3] E. Garcia-Marin, J. L. Masa-Campos and P. Sanchez-Olivares. Diffusion Bonding Manufacturing of High Gain W-Band Antennas for 5G Applications. *IEEE Communications Magazine*, vol. 56, no. 7, pp. 21-27, July, 2018.
- [4] T. Yamamoto, M. Zhang, J. Hirokawa, T. Hirano and M. Ando, "Wideband design of a circularly-polarized plate-laminated waveguide slot array antenna," *2014 International Symposium on Antennas and Propagation Conference Proceedings*, Kaohsiung, 2014, pp. 13-14.
- [5] Y. Miura, J. Hirokawa, M. Ando, K. Igarashi and G. Yoshida, "A circularly-polarized aperture array antenna with a corporate-feed hollow-waveguide circuit in the 60 GHz-band," *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, Spokane, WA, 2011, pp. 3029-3032
- [6] Tesis Doctoral: "Agrupaciones planas reconfigurables sobre redes de alimentación de bajas pérdidas para sistemas de altas prestaciones. Autor: Pablo Sánchez Olivares. Diciembre 2018. Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid
- [7] Trabajo Fin de Grado: "Diseño de agrupación de antenas para polarización dual con excitación mediante red corporativa en tecnología de guía de onda cuadrada". Autor: Rodrigo García Froilán. Junio 2018. Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid
- [8] J. L. Masa-Campos, "Tema 2. Conceptos básicos de antenas", Asignatura: Antenas y Compatibilidad Electromagnética, Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid, 2017.
- [9] G. Montisci, M. Musa, and G. Mazzarella, "Waveguide slot antennas for circularly polarized radiated field," *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, vol. 52, no. 2, pp. 619 – 623, Feb. 2004
- [10] P. Sánchez-Olivares and J. L. Masa-Campos, "Novel Four Cross Slot Radiator With Tuning Vias for Circularly Polarized SIW Linear Array," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 4, pp. 2271-2275, April 2014.
- [11] G. Jazani and A. Pirhadi, "Design of dual-polarised (RHCP/LHCP) quad-ridged horn antenna with wideband septum polariser waveguide feed," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 12, no. 9, pp. 1541-1545, 25 7 2018.
- [12] C. Kumar, V. V. Srinivasan, V. K. Lakshmeesha and S. Pal, "Novel Dual Circularly Polarized Radiating Element for Spherical Phased-Array Application," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 826-829, 2009.
- [13] P. Sharma and K. Gupta, "Analysis and optimized design of single feed circularly polarized microstrip antennas," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 31, no. 6, pp. 949-955, November 1983.

- [14]P. Sharma and K. Gupta, "Optimized design of single feed circularly polarized microstrip patch antennas," *1982 Antennas and Propagation Society International Symposium*, Albuquerque, NM, USA, 1982, pp. 156-159.

Glosario

SLL	Side Lobe Level
AR	Axial Ratio
OMT	Orthomode transducer.
PEC	Perfect Electric Conductor