



CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y DE ESTUDIOS  
AVANZADOS DEL INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

UNIDAD ZACATENCO

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA  
SECCIÓN COMUNICACIONES

**“Evaluación del desempeño de arreglos de antenas para  
comunicaciones mediante dos coeficientes”**

**T E S I S**

que presenta

**M. en C. Erik Fritz Andrade**

Para obtener el Grado de  
**Doctor en Ciencias**

En la especialidad de  
**Ingeniería Eléctrica**

Directores de la Tesis:  
**Dr. Hildeberto Jardón Aguilar**  
**Dr. José Alfredo Tirado Méndez**

Ciudad de México

ABRIL, 2021

# Resumen

En esta tesis se presenta investigación científica y tecnológica aplicada a caracterizar el desempeño de antenas utilizadas en sistemas de radiocomunicaciones de cuarta y quinta generación (4G y 5G, respectivamente), con cuatro objetivos principales: 1) se presenta un mecanismo matemático que facilita el cómputo del coeficiente de correlación de envolventes (*ECC* por sus siglas en inglés) entre dos antenas, basado en la discretización de los valores de campo eléctrico en la región de Fraunhofer, sin sacrificar generalidad de aplicación, el cual puede reducir el tiempo de cálculo de este parámetro hasta en 77 veces comparado con herramientas comerciales; 2), se hace una nueva contribución presentando un análisis sin precedentes en la literatura acerca de los mecanismos físicos que afectan al coeficiente de reflexión activa total (*TARC*) así como su generalización, estudio con el cual se permiten aclarar numerosas ideas equivocadas y aplicaciones inadecuadas, encontrados en artículos publicados en principales revistas especializadas del área desde el 2005 hasta la fecha de la finalización de este trabajo; 3) se investiga y demuestra un método de colocación de arreglos de antenas de parche que permite la reducción de entre 70 y 72 % de su área, cuyos prototipos resultantes son caracterizados empleando los métodos estudiados en los incisos 1) y 2), comprobando su efectividad; y finalmente 4) se propone un arreglo de cuatro antenas para su uso en sistemas móviles de la familia de estándares IEEE 802.11, en la banda de 5.8 GHz, y los prototipos resultantes son caracterizados, y los resultados medidos son comparados con aquellos obtenidos teóricamente, empleando los algoritmos mencionados en los incisos 1) y 2).

# Abstract

This doctoral dissertation introduces novel results from investigation on science and applied technology, related to characterize the performance of a set of antennas present on 4G and 5G radiocommunication systems. This document pursues four main goals.

1) A mathematical algorithm that eases the calculation of the envelope correlation coefficient (*ECC*) between two proximate antennas is developed and presented. The procedure is based on the discretization of their radiated electric fields on the Fraunhofer region, without sacrificing generality of application. The novel procedure is able to reduce the simulation time up to 77 times, compared to commercial applications;

2) An unprecedented analysis about the physical mechanisms that affect the total active reflection coefficient (*TARC*), and a generalized equation are presented. This study permits to clarify numerous concept and application misconceptions that were found on academic publications since 2005 to the date of completion of this dissertation;

3) A reduction method for planar antenna arrays that allows to reduce the occupied area up to 72% is explored. The effectivity of the resulting prototypes is demonstrated by its characterization by using the methods described on 1) and 2), and;

4) A topology of four patch antennas for mobile applications on IEEE 802.11 a/n standard at 5.8 GHz is proposed and studied, by their proper characterization using the algorithms mentioned on 1) and 2).

# Agradecimientos

La presente tesis fue realizada por auspicio del Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología a través de la Convocatoria de Becas Nacionales del año 2016.

Una vez más, dedico una tesis a mi familia, ahora conformada por mis tíos y por Fer.

Doy gracias a ellos por ayudarme a reconocer y disfrutar los buenos momentos, así como superar los malos, que fueron muchísimos.

De nueva cuenta, también agradezco a mis amigos en Rotary, quienes me han dado buenos consejos y me han animado mucho en esta larguísima trayectoria.

A mis directores de tesis: gracias por darme la oportunidad de pertenecer a un grupo tan selecto en la investigación científica, les estaré por siempre agradecido.

No sé qué me depara el futuro, que cada día parece más incierto; sin embargo, le plantaré la cara con la frente en alto, y dispuesto a adaptarme a lo que sea que venga.

O, dicho de otra manera: demos juntos un paso hacia adelante, hacia el mañana prometido.

# Contenido

Resumen .....	ii
Abstract .....	iii
Agradecimientos.....	iv
Contenido .....	v
Lista de figuras .....	ix
Lista de tablas .....	xix
Lista de abreviaturas, siglas y mnemónicos .....	xxi
Introducción.....	xxiii
Capítulo 1   Estado del arte de sistemas de antenas para radiocomunicaciones....	1
1.1 Introducción .....	1
1.2 Redes móviles de cuarta y quinta generación.....	3
1.3 Sistemas de comunicación full-dúplex .....	9
1.3.1 Problemas de los sistemas full-dúplex.....	10
1.3.2 Soluciones propuestas a los problemas de los sistemas FD biestáticos	12
1.3.3 Implicaciones de utilizar sistemas full-dúplex en redes celulares .....	18
1.4 Arreglos de antenas en 4G y 5G.....	21
1.4.1 Problemas del uso de múltiples antenas en transceptores.....	26
1.4.2 Métodos de reducción de acoplamiento entre antenas.....	29
1.5 Conclusiones.....	47
Capítulo 2   Ecuaciones y algoritmos numéricos empleados en la caracterización de sistemas de múltiples antenas .....	49
2.1 Introducción .....	49
2.2 Caracterización de desempeño de sistemas multiantena o multipuerto .....	51

2.2.1 Coeficientes de correlación.....	53
2.2.2 Ganancia de diversidad .....	58
2.2.3 Ganancia efectiva promedio .....	58
2.2.4 Pérdida de capacidad del sistema .....	59
2.2.5 Eficiencia de multiplexación.....	60
2.2.6 Coeficiente de reflexión activa y coeficiente de reflexión activa total.....	60
2.3 Problemas asociados con el cómputo del <i>ECC</i> asistido por computadora ..	63
2.4 Problemas asociados con la aplicación del <i>TARC</i> en la literatura científica	65
2.5 Conclusiones.....	66
Capítulo 3   Aportaciones a la investigación sobre antenas desde la perspectiva de los parámetros multiantena .....	69
3.1 Introducción .....	69
3.2 Aplicación de la ecuación de <i>TARC</i> y su generalización a sistemas de antenas de <i>N</i> puertos .....	71
3.2.1 Origen del coeficiente de reflexión activa total.....	71
3.2.2 Ancho de banda de impedancia de sistema de antenas.....	75
3.2.3 Influencia de la fase aleatoria .....	76
3.2.4 Influencia de la relación entre los valores del módulo de los parámetros de dispersión .....	78
3.2.5 Generalización del coeficiente de reflexión activo total a <i>N</i> -puertos.....	86
3.3 Discretización del coeficiente de correlación de envolventes para mejorar y facilitar el cómputo del método exacto .....	95
3.3.1 Actualidad tecnológica en el cálculo de <i>ECC</i> por herramientas semiautomáticas comerciales.....	96
3.3.2 Desarrollo matemático del método propuesto .....	108

3.3.3 Evaluación del método propuesto y comparación con las herramientas comerciales.....	112
3.4 Conclusiones.....	118
Capítulo 4   Diseño e implementación de prototipos de antenas para redes de radiocomunicaciones de quinta generación e interpretación de sus métricas de desempeño.....	121
4.1 Introducción .....	121
4.2 Arreglos de antenas de parche colineales desacoplados mediante líneas de neutralización.....	123
4.2.1. Arreglo en retícula triangular de parches cuadrados .....	125
4.2.2 Arreglos colineales de parches cuadrados entrelazados.....	131
4.2.3 Desacoplamiento de los arreglos colineales de parches cuadrados entrelazados mediante una línea de neutralización.....	135
4.2.4 Arreglo en retícula triangular de parches triangulares .....	141
4.2.5 Arreglos colineales de parches triangulares entrelazados.....	146
4.2.6 Desacoplamiento de los arreglos colineales de parches triangulares entrelazados mediante una línea de neutralización.....	149
4.2.7 Construcción y caracterización de un prototipo de arreglo colineal de radiadores triangulares con línea de neutralización.....	158
4.3 Diseño de un arreglo de alta pureza de polarización y bajo acoplamiento mutuo usando una estructura imperfecta en el plano de tierra diseñada con el análisis de modos característicos .....	163
4.3.1 Consideraciones iniciales de diseño .....	164
4.3.2 Teoría de Modos Característicos.....	169
4.3.3 Análisis de modos característicos para el diseño de la DGS.....	171
4.3.4 Construcción y caracterización del arreglo de cuatro radiadores rectangulares con DGS.....	179

4.4 Conclusiones.....	186
Capítulo 5   Conclusiones y trabajo futuro.....	189
Resultados originales relevantes .....	196
Trabajo futuro.....	198
Referencias .....	199
Apéndice A.....	218
Apéndice B.....	220
Apéndice C.....	222

# Lista de figuras

Figura 1.1: Evolución de las tecnologías móviles por generación [6].	4
Figura 1.2: Escenarios de uso de las redes 5G [10].	7
Figura 1.3: Método de cancelación por distancias entre antenas.	13
Figura 1.4:a) Arquitectura de formación de haz analógica, b) arquitectura de formación digital de haz, c) arquitectura de formación de haz híbrida. Para toda arquitectura $S_{\text{banda base}}$ y $S_{\text{RF}}$ representan señales en banda base y señales de RF, respectivamente	25
Figura 1.5: Ejemplos de colocación de a) dipolo planar en forma b) ortogonal bidimensional y c) tridimensional. El concepto puede extenderse a d) antenas de ranura hasta e) en tres dimensiones [50].	31
Figura 1.6: a) Diagrama isométrico de un "bloque triortogonal"; en [55] la configuración consta de cuatro bloques. b) Parámetros S de cada bloque.	32
Figura 1.7: Ejemplos de rotación de $90^\circ$ entre antenas para obtener desacoplamiento por ortogonalidad. Los casos a), b) y c) son de dos antenas, mientras que d), e) y f) son de cuatro elementos.	33
Figura 1.8: Distribución de corriente a) antes y b) después de la inserción de la tira en forma de T en [65]. c) Parámetros S de los monopolos cuadrados.	35
Figura 1.9: Procedimiento explorado en [66], a) vistas del arreglo de monopolos; b) módulo (en dB) de los parámetros de dispersión antes de la inserción de los elementos parásitos; c) resultado de la inserción de los parásitos; d) y e) vistas del arreglo de antenas PIFA; f) comparación de los parámetros S antes y después de desacoplar los arreglos.	36
Figura 1.10: a) Diagrama del sistema de antenas propuesto en [68]. b) Modificación en el módulo (en dB) del parámetro $S_{21}$ entre las antenas.	38
Figura 1.11: Mejoramiento del aislamiento entre los puertos P3 y P6 de la referencia [55] mediante una NL.	39

Figura 1.12: Geometría propuesta en [69] para una NL de banda ancha en su vista a) frontal y b) trasera. Modificaciones en el comportamiento del parámetro  $S_{21}$  vs frecuencia antes y después de insertar la NL..... 39

Figura 1.13: Ejemplos de colocación de NL en antenas de parche. Tomados de a) [70], b) [71], c) [72]. ..... 40

Figura 1.14: Diagramas de tres aplicaciones de estructuras metamateriales para desacoplar dos antenas. a) [81], b) [83], c) [82] ..... 43

Figura 1.15: Diagrama de magnitud de corriente superficial a) antes y b) después de la inserción de dos DGS entre las antenas presentadas en [86]..... 44

Figura 1.16: Modificación en la distribución de corriente en las antenas propuestas en los artículos a) [87], b) [88], c) [89]. ..... 45

Figura 1.17: a) Vista superior y b) vista inferior del modelo presentado en [90] para aplicaciones MIMO. Se muestra la modificación de la corriente en el plano de tierra c) antes y d) después de la inserción de la DGS..... 46

Figura 3.1: Ejemplos de evaluación adecuada del TARC publicado en las referencias a) [130], b) [131], los cuales son respectivamente ejemplos de sistemas de banda angosta y de UWB..... 74

Figura 3.2: Parámetros S del prototipo presentado en [134] a) antes y b) después de la inserción de una línea de neutralización..... 79

Figura 3.3: a) Módulo de los parámetros S considerados en el artículo [133]. b) Evaluación del TARC entre las antenas del artículo citado..... 80

Figura 3.4: a) Parámetros  $S_{ii}$  y b) parámetros  $S_{ik}$  del sistema de antenas evaluado en la referencia [147]..... 81

Figura 3.5: Curvas de TARC de la publicación [147], en las que los autores separaron por grupos asumiendo señales de a) elementos 1 y 4 en fase, b) elementos 1 y 2 en fase, c) elementos 1 y 3 en fase, d) todos los elementos fuera de fase. .... 82

Figura 3.6: Curvas de TARC reportadas en [148] para un sistema de dos dipolos cuasi circulares. Se indican con flechas las regiones en las que la divergencia entre las curvas puede representar un conflicto para definir el ancho de banda de impedancia de un arreglo. .... 82

Figura 3.7: a) Parámetros S del sistema de antenas "espalda con espalda" presentado en la referencia [138]. b) Curvas simulada y medida del coeficiente TARC. .... 83

Figura 3.8: a) Módulo de parámetros  $S_{ii}$  (en dB) simulados y medidos. b) TARC reportado. c) y d) Comportamiento del módulo de parámetros  $S_{ij}$  respecto a la frecuencia. De [120]. .... 84

Figura 3.9: a) Parámetros S del sistema de antenas antes y después de la aplicación de metarresonadores. b) Variación de la curva de TARC antes y después de la aplicación de estructuras metamateriales [137]. .... 84

Figura 3.10: a) Parámetros S del sistema de antenas reportado en [139]. b) Curvas de TARC "simulada" y "medida". .... 85

Figura 3.11: a) Parámetros S simulados y medidos del prototipo propuesto en [143]. b) Curvas de TARC "simulada" y "medida". .... 86

Figura 3.12: Diagrama del sistema de cuatro antenas PIFA. b) Comportamiento del módulo (en dB) de los parámetros S del sistema. .... 89

Figura 3.13: Familia de curvas de TARC para el prototipo de la Figura 3.12 a). De un total de 216 curvas obtenidas en pasos de  $30^\circ$ , se graficaron en subfamilias de 36 curvas para facilitar su visualización. .... 90

Figura 3.14: Ancho de banda de impedancia del sistema de antenas PIFA de la Figura 3.12, delimitado por las curvas  $\theta_1 = \theta_2 = \theta_3 = 0^\circ$  y  $\theta_1 = 180^\circ$ ,  $\theta_2 = 0^\circ$ ,  $\theta_3 = 180^\circ$ . .... 91

Figura 3.15: Simulación de parámetros S del conjunto de cuatro antenas evaluadas en [150] a) sin el modelo de ser humano y b) con el modelo de ser humano, así como curvas TARC calculadas c) sin el modelo de ser humano y d) con modelo de ser humano. .... 92

Figura 3.16: a) Parámetros de dispersión del prototipo presentado en [142]. b) Curvas de TARC exhibidas en [142]. .... 93

Figura 3.17: a) parámetros  $S_{ii}$  de las antenas verticales. b) Parámetros  $S_{ii}$  de las antenas horizontales. c) Parámetros  $S_{ik}$  de antenas verticales y horizontales. d) Curvas TARC antes y después de la inserción de slots en plano de tierra. e) Vista isométrica del arreglo de elementos. Tomado de [135]. .... 94

Figura 3.18: a) Parámetros S de las antenas propuestas en [151]. b) Curvas de TARC "simulada" y "medida".....	94
Figura 3.19: a) Prototipo de parches ortogonales y b) prototipo de parches colineales para evaluar la eficiencia y efectividad del cálculo de ECC.....	97
Figura 3.20: Comportamiento del módulo de los parámetros S (en dB) de los sistemas de antenas ortogonales y copolares de la Figura 3.19 con respecto a la frecuencia utilizando HFSS y CST. ....	98
Figura 3.21:Comparación del módulo de los parámetros S para los modelos ortogonal y copolar de la Figura 3.19, para asegurar la similitud de condiciones de simulación entre ambos programas utilizados.....	100
Figura 3.22: Eficiencia de radiación y eficiencia total de los sistemas propuestos en la Figura 3.19. ....	101
Figura 3.23: Comparación entre los cálculos de ECC para diferentes resoluciones angulares con el toolkit de HFSS de los arreglos a) ortogonal y b) copolar .....	103
Figura 3.24: Comportamiento del error relativo entre el ECC calculado con resolución angular de 1° y 10° para parches ortogonales y copolares en HFSS utilizando el toolkit de HFSS.....	103
Figura 3.25:Comparación entre los cálculos de ECC para diferentes resoluciones angulares con el toolkit de CST de los arreglos a) ortogonal y b) copolar .....	105
Figura 3.26: Comportamiento del error relativo entre el ECC calculado con resolución angular de 1° y 10° para parches ortogonales y copolares en CST... ..	106
Figura 3.27: Comparación de cálculos por métodos automáticos ofrecidos por HFSS y CST para el arreglo a) ortogonal y b) copolar.....	107
Figura 3.28: Comparación del método de cálculo presentado en esta tesis para diferentes resoluciones angulares, utilizando resultados de campo de HFSS v.15 para a) parches ortogonales y b) parches copolares .....	113
Figura 3.29: Comportamiento del error relativo entre el ECC calculado con resolución angular de 1° y 10° para parches ortogonales y copolares en HFSS, utilizando el algoritmo presentado en esta tesis para a) parches ortogonales y b) parches copolares .....	113

Figura 3.30: Comparación del método de cálculo presentado en esta tesis para diferentes resoluciones angulares, utilizando resultados de campo de CST 2016 para a) parches ortogonales y b) parches copolares .....	114
Figura 3.31: Comportamiento del error relativo entre el ECC calculado con resolución angular de 1° y 10° para parches ortogonales y copolares en CST, utilizando el algoritmo presentado en esta tesis para a) parches ortogonales y b) parches copolares .....	114
Figura 3.32: Comparación de tiempo de cómputo entre las herramientas semiautomáticas de HFSS y CST con respecto al método propuesto. ....	117
Figura 3.33: Comparación entre los valores de ECC calculados por los diferentes métodos para a) el arreglo de parches ortogonales y b) el arreglo de parches copolares.....	118
Figura 4.1: Geometrías de arreglos planares de antenas: a) rectangular, b) cuadrado, c) triangular, d) triangular equilátero o hexagonal, e) circular.....	124
Figura 4.2: a) Arreglo en retícula triangular equilátera de dos conjuntos lineales de parches cuadrados. b) Cortes del patrón de radiación de cada arreglo lineal en el plano E y H.....	126
Figura 4.3: a) Geometría y dimensiones del arreglo lineal de dos parches cuadrados y sus dimensiones. b) Patrón de radiación del arreglo para $\varphi = 0^\circ$ y $\varphi = 90^\circ$ . ....	127
Figura 4.4: Comportamiento del módulo de los parámetros S del arreglo triangular de parches cuadrados de la Figura 4.2. ....	128
Figura 4.5: Comparación entre el patrón de radiación de un arreglo lineal de dos elementos cuadrados en el vacío, frente al patrón correspondiente a dos arreglos lineales en retícula triangular.....	129
Figura 4.6: a) Diagrama de la referencia [159] antes de la aplicación de DGS y EBG entre elementos y arreglos. b) Coeficiente de reflexión de sus puertos del prototipo final. c) Coeficiente de transmisión entre puertos del prototipo final. ....	130
Figura 4.7: Propuesta de desacoplamiento de dos arreglos de elementos mediante estructuras EBG. De [160].....	131

Figura 4.8: Formación de un arreglo colineal de parches cuadrados (b) a partir de una retícula triangular (a), variando el parámetro $L_{s2}$ . En ambos incisos se muestra la huella ocupada por los radiadores.....	132
Figura 4.9: a) Comportamiento del módulo de los parámetros S del modelo de la Figura 4.8; b) Patrón de radiación en el plano E de los dos arreglos lineales colineales de la Figura 4.8 b). .....	132
Figura 4.10: Modificación de las curvas de TARC debido al acoplamiento mutuo por aproximación de los arreglos lineales. a) Retícula triangular de parches cuadrados. b) Arreglos colineales. En ambos casos se incluyó el módulo de los parámetros $S_{11}$ y $S_{21}$ como referencia.....	133
Figura 4.11: Curvas de TARC haciendo $\theta = 0^\circ$ y $\theta = 180^\circ$ que delimitan el ancho de banda de impedancia del sistema de la Figura 4.2. Se muestra sombreado el ancho de banda de impedancia del sistema de antenas. ....	135
Figura 4.12: Diagrama de magnitud de corriente superficial ( $J_{sup}$ ) en los cuerpos microcinta de los arreglos colineales sin desacoplar.....	136
Figura 4.13: Desacoplamiento de los arreglos colineales de parches cuadrados mediante una NL entre los elementos centrales. a) Diagrama general. b) Vista detallada de la NL. ....	137
Figura 4.14: Comportamiento del módulo de los parámetros $S_{ii}$ y $S_{ij}$ de los arreglos colineales de parches cuadrados de la Figura 4.8 b). .....	138
Figura 4.15: Modificación de la módulo del parámetro $S_{ij}$ como consecuencia de la variación del parámetro $WNL$ . Se grafica el módulo del parámetro $S_{ii}$ como referencia. ....	139
Figura 4.16: Curvas de TARC de los arreglos lineales de parches cuadrados desacoplados mediante NL. Se muestra sombreado el ancho de banda de impedancia de sistema.....	141
Figura 4.17: a) Arreglo en retícula triangular equilátera de dos arreglos lineales de parches triangulares. b) Cortes del patrón de radiación de cada arreglo lineal en el plano E y H.....	143

Figura 4.18: a) Geometría y dimensiones del arreglo lineal de dos parches cuadrados y sus dimensiones. B) Patrón de radiación del arreglo para $\varphi = 0^\circ$ y $\varphi = 90^\circ$ .....	143
Figura 4.19: Comparación entre el patrón de radiación de un arreglo lineal de dos elementos triangulares en el vacío, frente al patrón correspondiente a dos arreglos lineales en retícula triangular.....	144
Figura 4.20: Comportamiento del módulo de los parámetros S del arreglo triangular de parches triangulares de la Figura 4.17. ....	145
Figura 4.21: Formación de un arreglo colineal de parches triangulares (b) a partir de una retícula triangular (a), variando el parámetro $Ls2$ . En ambos incisos se muestra la huella ocupada por los radiadores.....	146
Figura 4.22: a) Comportamiento del módulo de los parámetros S del modelo de la Figura 4.21 b); b) Patrón de radiación en el plano E de los dos arreglos lineales colineales de la Figura 4.21 b). ....	147
Figura 4.23: Modificación de las curvas de TARC debido al acoplamiento mutuo por aproximación de los arreglos lineales. a) Retícula triangular de parches triangulares. b) Arreglos colineales. En ambos casos se incluyó el módulo de los parámetros $S_{11}$ y $S_{21}$ como referencia.....	148
Figura 4.24: Área libre entre radiadores contiguos para el caso a) de geometría cuadrada, y b) de geometría triangular equilátera.....	150
Figura 4.25: Desacoplamiento de los arreglos colineales de parches triangulares mediante una NL entre los elementos centrales. a) Diagrama general. b) Vista detallada de la NL. ....	150
Figura 4.26: Comportamiento del módulo de los parámetros $S_{ii}$ y $S_{ij}$ de los arreglos colineales de parches triangulares de la Figura 4.25 a). ....	152
Figura 4.27: Curvas de TARC de los arreglos lineales de parches triangulares desacoplados mediante NL. Se muestra sombreado el ancho de banda de impedancia de sistema.....	152
Figura 4.28: Valores simulados de TARC expresados en dB a) antes y b) después de la inserción de la NL, graficado en pasos de $\theta$ de $45^\circ$ . Se muestran los	

parámetros $S_{11}$ y $S_{22}$ , así como la evaluación de la Ecuación (3.7) con fines comparativos.....	154
Figura 4.29: Comportamiento del valor absoluto del argumento de las funciones cosenoidales de la Ecuación (3.6) para a) $\theta = +45^\circ$ y b) $\theta = -45^\circ$ .....	155
Figura 4.30: Eficiencia total y eficiencia de multiplexión simuladas para el modelo con NL.....	156
Figura 4.31: ECC de la antena de arreglos de parches triangulares entrelazados, calculado mediante el método de los parámetros de dispersión, el método de campos eléctricos radiados, y la herramienta específica de HFSS versión 15 ...	157
Figura 4.32: Pérdida de capacidad (en bits por segundo sobre Hz) simulada y medida para los arreglos entrelazados en la Figura 4.21 b) .....	158
Figura 4.33: a) Comportamiento del módulo de los parámetros S medidos de los arreglos intercalados sin ningún mecanismo de desacoplamiento. b) Prototipo caracterizado.....	159
Figura 4.34: Patrón de radiación en el plano E para un arreglo de dos elementos triangulares, comparado con el patrón de radiación simulado y medido para un arreglo entrelazado. ....	160
Figura 4.35: a) Parámetros S medidos y b) fotografía de prototipo con NL insertada entre elementos centrales. ....	160
Figura 4.36: Patrón de radiación normalizado simulado y medido del arreglo neutralizado.....	161
Figura 4.37: Dimensiones del arreglo de antenas de baja polarización cruzada propuesto. a) Vista superior, b) Vista inferior, c) Corte del conector coaxial. d) Sistema de coordenadas empleado. ....	165
Figura 4.38: Simulación del comportamiento del módulo de los parámetros S del arreglo propuesto con simetría rotacional. ....	167
Figura 4.39: Distribución de corriente total en el plano de tierra del sistema de antenas con geometría rotacional, excitando una antena y las restantes conectadas a cargas de $50 \Omega$ . Gráfica a 5.8 GHz. ....	168
Figura 4.40: Comportamiento de la significancia modal (MS) de los modos 1, 2, ..., 8. respecto a la frecuencia .....	172

Figura 4.41: Diagramas de isocurvas y de flechas de las autocorrientes propias de los primeros ocho modos característicos, a 5.8 GHz. a) modo 1, b) modo 2, c) modo 3, d) modo 4, e) modo 5, f) modo 6, g) modo 7, h) modo 8.....	173
Figura 4.42: Comportamiento de la magnitud de los coeficientes de ponderación modal (MWC) de los primeros 8 modos para la estructura de la Figura 4.37. ....	174
Figura 4.43: a) Geometría de la DGS propuesta para el arreglo de simetría rotacional. b) Diagrama de isocurvas y de flechas del comportamiento total de la densidad de corriente superficial en el plano de tierra del arreglo. ....	176
Figura 4.44: Modificación del parámetro $ S_{14} $ con respecto a la magnitud del parámetro $L_r$ .....	177
Figura 4.45: Comportamiento del módulo de los parámetros S del arreglo de antenas de simetría rotacional con DGS.....	177
Figura 4.46: Eficiencia de radiación, eficiencia total y eficiencia de multiplexión entre dos antenas del arreglo con simetría rotacional, con DGS. ....	178
Figura 4.47: ECC del arreglo implementado con cuatro parches con simetría rotacional y DGS, calculado mediante el método de campo lejano y el método de los parámetros de dispersión .....	179
Figura 4.48: a) Comportamiento de la módulo de los parámetros S respecto a la frecuencia del prototipo sin DGS. b) Fotografía del arreglo de antenas con simetría rotacional.....	180
Figura 4.49: a) Parámetros S del prototipo implementado con cuatro parches con simetría rotacional y DGS. b) Vista inferior del prototipo implementado. ....	180
Figura 4.50: Patrón de radiación en el plano E de la antena 1, medido a 5.77 GHz, para el prototipo implementado sin y con DGS. Se muestran las radiaciones en la polarización de interés (COPOL), y en la polarización cruzada (XPOL). ....	181
Figura 4.51: ECC medido entre pares de antenas del prototipo implementado con DGS. ....	182
Figura 4.52: Comportamiento de la $DG$ respecto a la frecuencia para pares de antenas del prototipo implementado con DGS .....	183
Figura 4.53: Pérdida de capacidad de canal causada por el uso del prototipo con DGS y sin DGS. ....	184

Figura 4.54: Análisis de TARC del prototipo sin DGS y del prototipo con DGS. Por motivos de claridad se grafican solamente algunas curvas representativas de la familia..... 185

# Lista de tablas

Tabla 1.1: Evolución de las generaciones de redes celulares en términos de servicios y desempeño [6].	5
Tabla 1.2: Comparación de métodos de cancelación de autointerferencia (SIC) para sistemas full-dúplex.	16
Tabla 3.1: Dimensiones del sistema de antenas mostrado en la Figura 3.19.	98
Tabla 3.2: Relación entre resolución angular y tiempo de simulación para la herramienta semiautomática de HFSS para los arreglos ortogonal y copolar.	104
Tabla 3.3: Relación entre resolución angular y tiempo de simulación para la herramienta predeterminada de CST para los arreglos ortogonal y copolar.	106
Tabla 3.4: Valores de ECC calculados por HFSS y CST para los arreglos de parches ortogonales y copolares.	108
Tabla 3.5: Comparación del valor en magnitud del ECC calculado para resoluciones angulares de $1^\circ$ y $10^\circ$ utilizando el algoritmo propuesto en este trabajo, utilizando los campos calculados por HFSS y CST.	115
Tabla 3.6: Relación entre resolución angular y tiempo de simulación, comparando entre las herramientas semiautomáticas de CST y HFSS con el método presentado.	116
Tabla 4.1: Dimensiones de los arreglos lineales de parches cuadrados acomodados en retícula triangular.	128
Tabla 4.2: Propiedades del patrón de radiación de los arreglos lineales de parches cuadrados en el vacío, y en retícula triangular.	129
Tabla 4.3: Propiedades del patrón de radiación de los arreglos de parches cuadrados colineales acoplados y desacoplados.	141
Tabla 4.4: Dimensiones de los arreglos lineales de parches triangulares acomodados en retícula triangular.	144
Tabla 4.5: Propiedades del patrón de radiación de los arreglos lineales de parches triangulares en el vacío, y en retícula triangular.	145

Tabla 4.6: Propiedades del patrón de radiación de los arreglos de parches triangulares colineales acoplados y desacoplados.....	155
Tabla 4.7: Comparación entre resultados medidos en este trabajo y otras publicaciones similares del estado del arte .....	162
Tabla 4.8: Valores de significancia modal de los modos 9-15 de la estructura propuesta en la Figura 4.37.....	172
Tabla 4.9: Comparación entre resultados obtenidos en este trabajo y otras publicaciones similares del estado del arte .....	186

# Lista de abreviaturas, siglas y mnemónicos

3GPP: *3rd Generation Partnership Project*, o Proyecto Asociación de Tercera Generación

4G – Tecnologías de radiocomunicación de cuarta generación

5G – Tecnologías de radiocomunicación de quinta generación

CAD – *Computer-Aided Design*, o diseño asistido por computadora

CMA – *Characteristic Mode Analysis*, o análisis de modos característicos

CSI – *Channel State Information*, o información del estado del canal de comunicaciones

DGS – *Defected Ground Structure*, o Estructura Imperfecta en el Plano de Tierra

EBG – *Electronic Bandgap*, o estructuras de apertura fotónica

ECC – *Envelope Correlation Coefficient*, o Coeficiente de Correlación de Envoltentes

eff. – eficiencia.

EHF - *Extremely High Frequency*, o frecuencias extremadamente altas, de 30 a 300 GHz

EM – (onda) electromagnética.

eMBB – *enhanced Mobile Broadband*, o ancho de banda móvil mejorado

FBR – *Front-to-back ratio*, o relación entre lóbulo frontal y lóbulo posterior

FD – *Full-Duplex*, o Full-Dúplex

FDD – *Frequency Division Duplexing*, o Duplexaje por División de Frecuencia

FEM – *Finite Element Method*, o método de elemento finito.

FI – Frecuencia intermedia

GND – *ground*, o tierra del sistema

HD – *Half Duplex*, o Half-Dúplex

HPBW – *Half Power Beamwidth*, o ancho de haz a media potencia

IoT – *Internet of Things*, o Internet de las Cosas

ISM - *Industrial, Scientific and Medical*, o Banda de frecuencias para aplicaciones Industriales, Científicas y Médicas

LEO – *Low Earth Orbit*, u órbita baja terrestre.

LTE – *Long Term Evolution*.

MIMO – *Multiple Input Multiple Output*, o Múltiples Entradas y Múltiples Salidas

mMTC – *massive Machine Type Communications*, o Comunicaciones masivas tipo máquina

MTM – metamaterial

MWS – Microwave Studio

PIFA – *Planar Inverted-F Antenna*, o antena planar en forma de F invertida

RF – radiofrecuencia

SDMA – *Space-Division Multiple Access*, o Acceso Múltiple por División de Espacio

SI – Self-interference, o autointerferencia

SIC – Self-interference cancellation, o cancelación de autointerferencia

SINR – *Signal-to-interference plus noise ratio*, o relación señal a interferencia más ruido

SIW – *Substrate Integrated Waveguide*, o Guía de onda integrada al sustrato

SLL – *Sidelobe level*, o nivel de lóbulos laterales

SNR – *Signal-to-noise ratio*, o relación señal a ruido

TARC – *Total Active Reflection Coefficient*, o Coeficiente de Reflexión Activo Total

TCM – *Theory of Characteristic Modes*, o Teoría de Modos Característicos.

TDD – *Time Division Duplexing*, o Duplexaje por División de Tiempo

UE – *User Equipment*, o Equipo del Usuario

UHF – Ultra High Frequency, o frecuencias ultra altas, de 300 MHz a 3 GHz

URLLC – *Ultra-Reliable Low-Latency Communication*, o Comunicación ultra confiable y de baja latencia

UWB – *Ultra Wideband*, o ancho de banda ultra ancho.

WLAN – *Wireless Local Area Network*, o Redes inalámbricas de área local

VNA – *Vector Network Analyzer*, o Analizador vectorial de redes.

# Introducción

Varios conceptos acuñados y presentes en el siglo XXI como el Internet de las Cosas (IoT), las “ciudades inteligentes”, la industria 4.0, entre otros, son totalmente dependientes de la conectividad de miles de millones de aparatos y dispositivos a redes móviles con los más diversos propósitos. Por lo tanto, surge la necesidad de enlazar en red a una enorme cantidad de aparatos electrónicos sin agotar el radorrecurso, lo cual exige que los estándares de radiocomunicaciones impongan un uso más eficiente del espectro radioeléctrico y de la energía, al mismo tiempo cumpliendo normativas de seguridad para protección de los usuarios finales, y obedeciendo tendencias de miniaturización de equipos terminales (UE).

En consecuencia, la deseada interconexión de millones de sensores corporales, dispositivos vestibles (*wearables*), electrodomésticos o elementos de infraestructura carretera a través de redes de telefonía celular supone numerosos problemas. De todos ellos, en este trabajo se destacan el incremento de la saturación del espectro radioeléctrico, principalmente en la banda de 0.5 a 10 GHz, así como la posible interferencia entre las señales emitidas por múltiples dispositivos en frecuencias muy cercanas.

En este contexto, el *3rd Generation Partnership Project* publicó en 2018 la primera fase del estándar que unifica a las tecnologías de la llamada quinta generación de telefonía móvil (5G). La 5G utilizaría inicialmente la infraestructura existente de la generación anterior para comenzar su despliegue, conocido como “despliegue *non-standalone*”, y en el mediano plazo iniciaría la instalación de estaciones-base de última generación que no dependan de 4G, llamado “despliegue *standalone*”. Es así como varios avances tecnológicos de 4G pueden ser aprovechados por las redes 5G durante y después de su desenvolvimiento. Por ejemplo, el uso de múltiples

antenas en ambos extremos del enlace de radio es una tecnología clave de la 4G que permitió que una misma estación base brindara servicio a mayor cantidad de usuarios, y pudiese llevar mayor cantidad de información por enlace.

En contraposición a las antenas omnidireccionales empleadas en las primeras generaciones, el uso de antenas directivas y arreglos de antenas tanto en la estación base como en el UE permite radiar campos electromagnéticos (EM) en forma direccional, lo que se traduce como un uso más eficiente de la potencia, así como en el incremento de la ganancia en el enlace. Aumentar esta ganancia implica un incremento de relación señal a ruido (*SNR*), y a su vez, la posibilidad de incrementar la cantidad de información llevada de un punto a otro, sin aumentar el ancho de banda utilizado, contribuyendo a mitigar el problema de saturación del espectro mencionado anteriormente.

Sin embargo, aunque una gran cantidad de sitios celulares permiten aumentar el número de antenas en la estación base sin demasiadas complicaciones, el diseño de los UE obedece a tendencias de miniaturización y de aumento en escala de integración, que obligan a la coexistencia de procesadores, circuitos electrónicos, antenas y otros elementos en espacios cada vez más reducidos. La cercanía entre antenas suele originar la interacción entre los campos eléctricos y magnéticos que son generados por ellas, a lo que se conoce como acoplamiento electromagnético. El acoplamiento electromagnético no controlado entre radiadores altera su ganancia, eficiencia, patrón de radiación e impedancia de entrada, impactando generalmente en forma negativa en el desempeño del UE.

La literatura reciente en tópicos de antenas para sistemas de comunicaciones aborda distintas aproximaciones a la solución del acoplamiento electromagnético. En forma general, en publicaciones especializadas recientes se propone una

metodología para disminuir la interacción no deseada entre radiadores, y la evalúan comparando los llamados “parámetros multiantena” de las antenas bajo prueba, antes y después de la inserción del mecanismo bajo estudio. Sin embargo, la caracterización de sistemas multiantena requiere enfrentar una serie de retos en laboratorio, dependientes del equipo de medición con el que se cuenta y de las características de las antenas bajo prueba. En ocasiones estos retos impiden la determinación de los parámetros multiantena de manera directa, lo cual ha impulsado que se introduzcan en la literatura artificios matemáticos para medir los parámetros de forma menos complicada, a costo de exactitud o generalidad de aplicación.

Las simplificaciones en la caracterización de los parámetros multiantena, sumado a la falta de rigor por parte de algunas revistas científicas, han causado la propagación de ideas equivocadas y su aplicación inadecuada en varios trabajos relacionados con arreglos de antenas, afectando así el progreso de la innovación científica en temas de radiocomunicaciones. En particular, la interpretación del coeficiente de reflexión activa total (*TARC*) ha sido incompleta o desviada en numerosos artículos científicos, en los que se pretendía caracterizar el desempeño de prototipos aplicados en redes de radiocomunicación de última generación; mientras que el coeficiente de correlación de envolventes (*ECC*) suele ser evaluado utilizando varias formas simplificadas sin una justificación adecuada.

Con base en todo lo anterior, en esta tesis se hacen las siguientes aportaciones a la ciencia y tecnología de antenas:

1. Se presenta un análisis, nunca antes realizado en la literatura, sobre los fenómenos físicos que influyen en el comportamiento del *TARC*, además de una generalización que permite obtener el coeficiente en un arreglo o antena de  $N$

puertos de radiofrecuencia. La investigación permite profundizar en el concepto de ancho de banda de impedancia de sistema, el cual puede diferir del ancho de banda de impedancia de una sola antena.

2. Se presenta un nuevo algoritmo matemático para calcular el *ECC* entre dos puertos utilizando los valores de campo eléctrico generados por programas computacionales de análisis de estructuras electromagnéticas. Este novedoso método puede aplicarse a dos antenas cualesquiera sin importar su eficiencia de radiación, eficiencia realizada total, factor de autoacoplamiento, u otros, por lo que no pierde generalidad de aplicación. El algoritmo es de fácil programación, y resuelve de forma eficaz el cálculo en forma más eficiente que las soluciones propuestas por software comercial como ANSYS HFSS, ANSYS Electromagnetics Suite o CST Microwave Studio.

3. Tanto la ecuación generalizada de *TARC* como el novedoso algoritmo de *ECC* son aplicados a diversos prototipos de antenas propuestos para su posible aplicación en sistemas de telecomunicaciones de últimas generaciones. Entre ellos destaca un nuevo método de colocación de antenas de parche que permite reducir hasta en 72 % el área ocupada por un arreglo multipuerto de cuatro antenas de parche, así como una propuesta de cuatro antenas en arreglo con ganancia superior a 5 dBi, y baja radiación con polarización cruzada.

Para lograr los objetivos, y realizar una exposición detallada de las contribuciones originales de este trabajo de investigación, la presente tesis está distribuida en cinco capítulos: en el Capítulo 1 se presenta un estudio del estado del arte de sistemas de antenas usados en tecnologías de última generación, puntualizando los problemas típicos que se presentan en ellos, las soluciones propuestas en la literatura científica más reciente, así como sus resultados y limitaciones.

En el Capítulo 2 se estudian las métricas basadas en la teoría de los parámetros electromagnéticos usados para caracterizar sistemas de múltiples antenas y antenas de múltiples puertos, así como los conceptos físicos que involucran en su determinación, los retos implicados en su medición en laboratorio, los métodos usados por simuladores comerciales de problemas electromagnetismo, y algunas simplificaciones matemáticas presentadas en la literatura, con sus limitaciones y alcances.

El Capítulo 3 se presentan las aportaciones originales de este trabajo, enfocadas a la investigación de parámetros multiantena y antenas multipuerto: la discretización de la llamada ecuación exacta del *ECC*, así como la explicación física del *TARC* y su generalización a  $N$  puertos.

En el Capítulo 4 se presentan diseños novedosos de antenas de bajo perfil utilizando las técnicas de líneas de neutralización y de estructuras imperfectas en el plano de tierra, para disminuir el acoplamiento electromagnético en arreglos de antenas, así como una adecuada aplicación e interpretación de las métricas *ECC* y *TARC* utilizadas en estos diseños.

En el Capítulo 5 se muestran las conclusiones de esta tesis doctoral, y se señalan los resultados más sobresalientes obtenidos en este trabajo, así como trabajo futuro propuesto.

# Capítulo 1 | Estado del arte de sistemas de antenas para radiocomunicaciones

## 1.1 Introducción

El desarrollo de los teléfonos inteligentes permitió que el usuario final encontrara al alcance de su mano y en cualquier parte del mundo acceso a su correo electrónico, a sus redes sociales, a la descarga y reproducción de música y video, llegando incluso al control de algunas aplicaciones de domótica [1]. A su vez, el mercado incentivó la compraventa de otros aparatos con conexión a Internet que pudiesen ser operados en forma remota con aplicaciones novedosas, por ejemplo: electrodomésticos inteligentes y dispositivos conocidos como “*wearables*” (que se podrían identificar como de uso sobre el cuerpo o “usables”). La posibilidad de interconectar por medio del “Internet de las Cosas” (IoT) a miles de millones de dispositivos para su control a distancia, o para adquisición de datos en forma remota, contribuyó a impulsar conceptos novedosos en la industria, tales como las “ciudades inteligentes”, en las que la infraestructura de las calles puede ser procesada para brindar información útil a los usuarios para planear sus itinerarios; o la “industria 4.0”, en la cual se pueden procesar miles de datos disponibles en cualquier parte del mundo.

Sin embargo, la conectividad entre dispositivos de radiocomunicaciones implica el uso del espectro radioeléctrico, el cual se considera saturado desde finales del siglo XX. Debido a esta saturación del espectro radioeléctrico, existen varios problemas por resolver en la ingeniería de radiofrecuencia, algunos de los cuales se citan a continuación:

- El consumo energético de cada equipo enlazado a una red de radiocomunicación. Existen múltiples escenarios en el que el consumo de energía por parte de un dispositivo inteligente es mayor que el propio de un dispositivo no inteligente [2].
- Existe una preocupación creciente en varios segmentos de la población con respecto a la radiación de energía en frecuencias de microondas y en ondas milimétricas. Se han realizado diversos estudios por parte de especialistas, los cuales aún no determinan en forma concluyente si es saludable estar rodeado por muchos dispositivos inteligentes, incluso si éstos son de bajas emisiones [3].
- Conforme crece el número de dispositivos en un mismo espacio se incrementa la dificultad para asegurar la compatibilidad electromagnética (EMC) entre todos ellos, particularmente si las emisiones de éstos se encuentran en la banda industrial, científica y médica (ISM): al ser una banda que no requiere licitación o trámite de permiso alguno, han proliferado el diseño y venta de equipos que operan en tales frecuencias [4].
- Los operadores de telefonía móvil deben enfrentar el crecimiento del tráfico en sus redes, manteniendo los costos por suscriptor relativamente estables. Para lograrlo, las redes celulares deben densificarse y crecer, permitiendo que se brinden servicios de valor agregado, pero minimizando los costos operaciones y de despliegue [5].

La saturación del espectro radioeléctrico es un problema que tanto operadores telefónicos, como gobiernos nacionales y académicos buscan subsanar, con el objetivo de cubrir la demanda creciente en número de usuarios y velocidad de transmisión. La implantación de nuevas tecnologías en las redes celulares obedece a las nuevas exigencias por parte de los usuarios, como se demostrará en este Capítulo, siendo una de ellas el incremento en velocidad de transmisión de datos.

Para tratar de hacer frente a la saturación del espectro y a la creciente cantidad de información llevada por los sistemas de comunicaciones, se han propuesto soluciones tanto en software como en hardware. En ambos casos se puede hablar de redundancia añadida. En términos de software, la redundancia añadida se estudia en la teoría de comunicaciones como codificación de canal, la cual se encuentra fuera de los objetivos de la presente tesis. En el caso del hardware, una forma de introducir redundancia en el equipo terminal consiste en incrementar el número de bloques de transmisores o receptores, o ambos, lo cual también implica un incremento del número de antenas en los transceptores.

Actualmente las tecnologías de múltiples antenas tanto en el equipo del usuario (UE) como en la estación base han permitido incrementar, entre otros parámetros relevantes para los sistemas de comunicaciones, las tasas de transmisión en las redes celulares de cuarta generación (4G). El desarrollo y máxima capacidad de la 4G, así como el inicio de operaciones de la 5G dependerá, entre otras, de tecnologías que hacen uso de redundancia añadida en ambos extremos del enlace de comunicaciones. En este Capítulo se abordarán las soluciones en capa física implementadas para contribuir a la solución de los problemas mencionados.

## **1.2 Redes móviles de cuarta y quinta generación**

Históricamente las generaciones de telefonía celular han cumplido ciclos de aproximadamente 20 años entre su lanzamiento hasta su máxima penetración en el mercado. Las primeras redes LTE se comercializaron en 2009 como redes 4G, y basándose en los antecedentes, se espera que alcance su máxima penetración hasta el 2030. Simultáneamente, el inicio de operaciones de una generación de telefonía celular ocurre cada 9 o 10 años. Por eso era esperable que el 2020 sea el inicio de las operaciones de las llamadas redes de radiocomunicaciones de quinta

generación (5G) [6]. En la Figura 1.1 se presenta una línea temporal con estos acontecimientos.

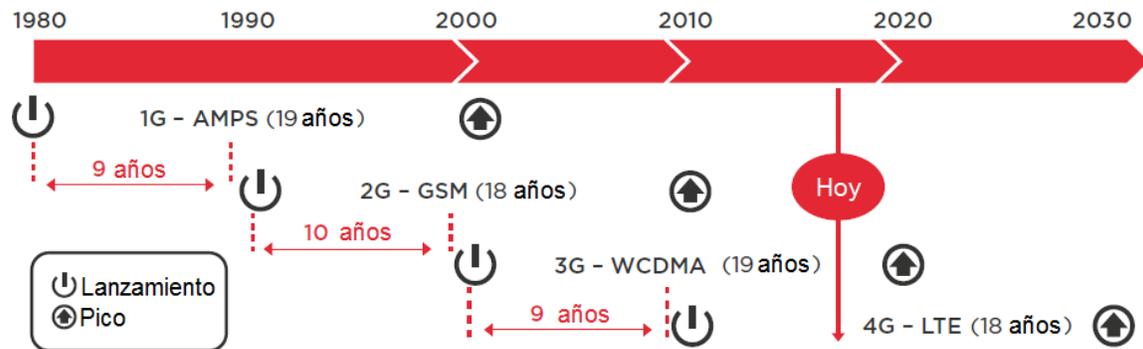


Figura 1.1: Evolución de las tecnologías móviles por generación [6].

La transición de una generación de redes celulares a otra ha sido motivada por la necesidad de cubrir uno o varios requerimientos que su predecesora no satisfacía por completo. En la Tabla 1.1 se pueden observar esquemáticamente la evolución de las redes móviles celulares, sus elementos diferenciadores, así como sus debilidades, atendidas por la siguiente generación.

En los primeros meses de 2015, los operadores telefónicos mundiales reportaban que los usuarios con acceso a redes Long Term Evolution (LTE) superaban entre 100 % y 200 % el consumo de datos móviles de los usuarios que navegaban con tecnologías de tercera generación (3G y 3.5G) [6]. Las tecnologías 4G permiten al usuario disfrutar de mayor ancho de banda, navegar a mayor velocidad, y esta tecnología presenta menor latencia que en las predecesoras, brindando una mejor experiencia, y con ello se incentiva al usuario a consumir mayor cantidad de datos móviles.

Tabla 1.1: Evolución de las generaciones de redes celulares en términos de servicios y desempeño [6].

Generación	Servicios ofrecidos	Mayor elemento diferenciador	Debilidad principal
1G	Llamadas analógicas	Movilidad	Baja eficiencia espectral, nula seguridad
2G	Llamadas digitales y mensajería	Seguridad, adopción masiva	Dificultad para soportar servicios de Internet (por ejemplo, correo electrónico)
3G	Llamadas, mensajería, datos	Mejor experiencia en Internet	Fracaso de tecnología WAP para navegar por Internet
3.5G	Llamadas, mensajería, datos en banda ancha	Internet en banda ancha	Despliegue limitado debido a coexistencia con redes anteriores
4G	Servicios basados en IP, incluyendo voz y mensajería	Mayor velocidad de navegación	Alta latencia

Por su parte, las redes de 5G constituyen mucho más que una simple mejora de las características ofrecidas por 4G: representan un replanteamiento de las tecnologías de comunicación, medido en el crecimiento de varios órdenes de magnitud de la capacidad de las redes de radiocomunicaciones actuales. 5G no reemplazará a 4G, sino que se apoyará en ella para su despliegue. El *3rd Generation Partnership Project* (3GPP) publicó en 2018 la primera fase del estándar que unifica a las tecnologías 5G, la cual empleará inicialmente la infraestructura existente de la 4G para comenzar sus operaciones, llamado “despliegue *non-standalone*”, y en un plazo de cinco años iniciaría la instalación de estaciones-base que no dependan de 4G, llamado “despliegue *standalone*” [7].

La 5G tiene dos nuevos objetivos particulares [5]: poseer una latencia inferior a 1 ms [6], muy inferior a la latencia de aproximadamente 70 ms mostrada por redes LTE en Estados Unidos [8]; y velocidad de enlace de bajada mayor a 20 Gbps, por encima de 1 Gbps alcanzado por algunas redes 4G. Si ambos objetivos se obtienen,

se pueden cumplir las siguientes tres características, esperadas por parte de la 5G [9]:

- Comunicaciones masivas tipo máquina (mMTC): permiten la interconexión de miles de millones de dispositivos, algunos que actualmente incluso no tienen conexión con ninguna red.
- Comunicaciones ultra confiables y de baja latencia (URLLC): la disminución de la latencia con respecto a otras generaciones permite el establecimiento de aplicaciones de control a distancia sobre la red.
- Ancho de banda móvil mejorado (eMBB): Se pretende lograr un pico de 10 Gbps para incrementar la capacidad de transmitir información.

La Unión Internacional de Telecomunicaciones presentó en su recomendación ITU-R M.2083-0 (09/2015) [10] un diagrama con algunas aplicaciones previstas, y su funcionamiento puede iniciar o consolidarse si funcionan en una red 5G, cuya traducción al español puede verse en la Figura 1.2. En él se muestra un mapa triangular cuyas esquinas representan una característica de la 5G, y en el interior se grafican algunas aplicaciones específicas. Conforme mayor sea la cercanía de una aplicación a una esquina del diagrama, mayor es su dependencia a la característica que representa.

Sin embargo, los proveedores de servicios de telefonía tienen año con año más tráfico en sus redes y mayor cantidad de suscriptores, pero el mismo radiorecurso con pocas posibilidades de disponer de mayores porciones. De acuerdo con análisis y proyecciones de Cisco Systems [11], en 2018 el tráfico en Internet creció 127 veces con respecto al tráfico existente en 2005, con tendencia a triplicar esa cifra

en espacio de cinco años; además, se señala que para este año 2020, el 63 % del tráfico IP provendrá de dispositivos de radiocomunicaciones, entre ellos teléfonos y televisores inteligentes, tabletas, módulos de comunicación máquina a máquina, entre otros.

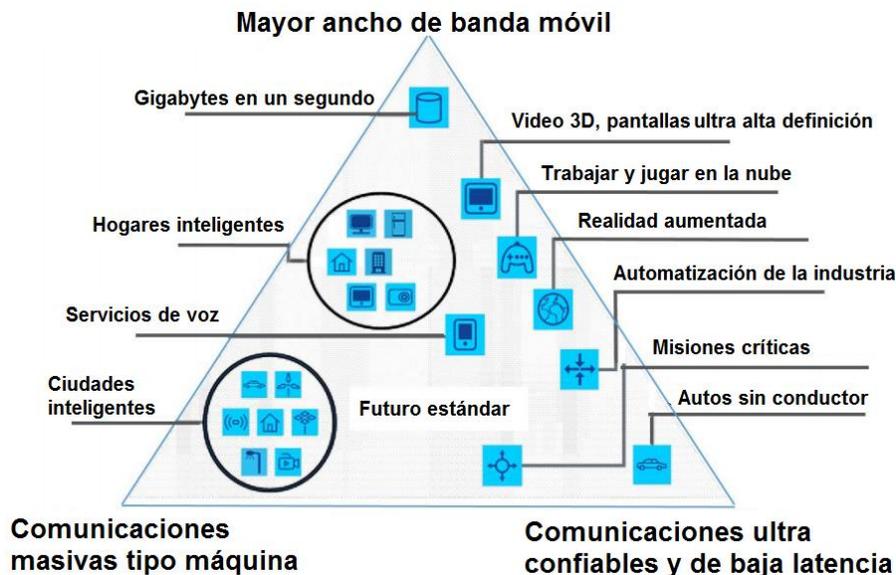


Figura 1.2: Escenarios de uso de las redes 5G [10].

Por lo tanto, los avances tecnológicos deben apuntar al incremento de capacidad de los sistemas de comunicaciones para llevar información en un mismo ancho de banda, sin causar perturbaciones en los servicios que operan en frecuencias aledañas ni en dispositivos físicamente cercanos no enlazados a su red. Entre estos avances, podemos mencionar el uso de técnicas multiantena y multipuerto en los sistemas móviles de radiocomunicación.

Para alcanzar las altas tasas de transmisión y baja latencia esperadas por parte de la 5G, se proponen diversas técnicas compatibles entre sí, de las cuales se pueden destacar tres [5]:

1) Utilizar frecuencias de ondas milimétricas, donde se pueden emplear anchos de banda hasta 50 veces mayores que las empleadas por debajo de 10 GHz. Las ondas electromagnéticas presentan mayores pérdidas en frecuencias por arriba de 10 GHz, comparadas con la radiación entre los 300 MHz y los 3 GHz, por lo que su aplicación es limitada a aplicaciones con dispositivos separados no más de algunas decenas de metros.

2) Incrementar la densidad de la red, disminuyendo la distancia entre celdas, separadas por varios kilómetros, hasta obtener las llamadas “microceldas”, con separaciones de centenas de metros de distancia entre sí. La densificación de la red permite aumentar también la cantidad de UE a los que se brinda servicio. Sin embargo, esta opción implica una inversión económica fuerte por parte del operador telefónico.

3) Utilizar conformación de haz, direccionamiento de haz, multiplexación espacial, y configuraciones MIMO. Estas técnicas y tecnologías asociadas permiten incrementar la capacidad de transmisión en un ancho de banda determinado, aumentar la confiabilidad y disminuir la latencia en un enlace de comunicaciones, así como incrementar su seguridad al aumentar la eficiencia del consumo de potencia de los transceptores enlazados. Todos estos recursos, aunque fundamentalmente diferentes en su lógica y funcionamiento, tienen en común la necesidad de incrementar la redundancia de hardware en los dispositivos terminales y en las estaciones-base, concepto indivisible al empleo de arreglos de antenas, antenas constituidas de múltiples radiadores y combinaciones entre ellas, por lo cual se presenta como desventaja el crecimiento de tamaño y costo de los transceptores.

Debido a la relevancia que juegan los transductores electromagnéticos en el desempeño de sistemas de comunicaciones de cuarta y quinta generación, esta tesis doctoral se enfocará en el estudio de los arreglos de antenas que aprovechan los fenómenos de multitrayectoria, así como aquellos que direccionan su radiación

hacia posiciones específicas. Simultáneamente, se orientará al estudio de las métricas que permiten evaluar el desempeño de este tipo de antenas, dirigiendo parte de este importante estudio en clarificar un parámetro cualitativo en arreglos para aplicaciones MIMO, el cual considera la fase entre las señales recibidas en los diferentes radiadores que conforman el arreglo MIMO, y se propondrá una definición formal que permite reducir las confusiones sobre este concepto, las cuales que se han difundido por medio de artículos publicados por importantes revistas científicas del área, tal como se explica en [12] y [13].

Las técnicas multiantena son un avance tecnológico presente en el desarrollo de la 4G, y que son inherentes a la 5G dentro de las características y ventajas que ofrece. Dentro de las configuraciones multiantena se pueden citar las siguientes categorías: sistemas de comunicaciones con múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO), sistemas full-dúplex (FD) biestáticos, y sistemas de Acceso Múltiple por División de Espacio (SDMA). En la siguiente sección se abordarán las características y ventajas de los sistemas de comunicación FD con respecto a su aplicación en redes 5G, los problemas que existen para su implementación en sistemas prácticos, y las alternativas de solución a dichos problemas encontrados en la literatura científica.

### **1.3 Sistemas de comunicación full-dúplex**

Actualmente la mayoría de los sistemas de comunicaciones utilizan enlaces en los que la información entre dos puntos se transmite y se recibe en subcanales ortogonales entre sí, ya sea utilizando la misma frecuencia, pero en diferentes intervalos de tiempo, llamado duplexaje por división de tiempo (TDD); o bien la transmisión y la recepción utilizan dos frecuencias diferentes, conocido como duplexaje por división de frecuencia (FDD). Del primer esquema se ha destacado en la literatura la posibilidad de que se presente alta latencia cuando los transceptores tienen dificultad para adquirir información del estado del canal (CSI)

o cuando se transmiten grandes volúmenes de información, mientras que en el segundo se hace un uso ineficiente del espectro radioeléctrico, pues se necesita una banda para transmitir, otra para recibir, y ciertos intervalos de guarda. Por ello, los sistemas de telefonía actuales utilizan el dominio espacial, combinado con esquemas híbridos entre FDD y TDD, lo cual permite explotar las ventajas de éstos [14], [15].

Por otro lado, se han explorado alternativas que permiten duplicar la eficiencia espectral de las redes de radiocomunicación mediante el uso de la tecnología Full-Dúplex (FD), que consiste en transceptores que pueden transmitir y recibir información en la misma frecuencia simultáneamente [5], [16]. El esquema FD por sí mismo no es una tecnología multiantena, ya que existen implementaciones en el que un radio utiliza una sola antena [17]. Sin embargo, en esta tesis se abordarán los casos en los que se utilizan diferentes antenas para transmitir y recibir, llamado FD biestático.

### 1.3.1 Problemas de los sistemas full-dúplex

La implantación de nodos FD en sistemas de comunicaciones permite reconsiderar la forma en la que se diseñan las redes de radiocomunicación, pues abre la posibilidad de utilizar la mitad del radorrecurso, consecuentemente creando la oportunidad de aumentar la eficiencia del uso del ancho de banda disponible, y con ello la capacidad de transmitir información. Entonces, un sistema FD no presenta problemas de latencia causada por canales con reducido tiempo de coherencia [16], y en general tiene un mejor control de acceso al medio [18].

Tal como sucede con transceptores de otros sistemas de comunicaciones de largo alcance, en los que las señales recibidas suelen tener baja relación señal a ruido ( $SNR$ ) y baja relación señal a ruido más interferencia ( $SINR$ ), la potencia de las

señales captadas por el receptor suele ser varios órdenes de magnitud menor que la potencia de salida del transmisor del mismo radio. En el caso particular de los radios FD, en los que los módulos transmisor y receptor operan en la misma frecuencia simultáneamente, la señal transmitida puede causar la saturación del receptor, lo que recibe el nombre específico de “autointerferencia del transceptor” (SI, del inglés *self interference*) o “eco del transceptor”. Este fenómeno se evita en los radios half-dúplex (HD) mediante circuitos duplexores, los cuales se implementan en el bloque de RF.

En la literatura se han presentado varias alternativas para cancelar el efecto de bloqueo del receptor debido a la oscilación emitida por el transmisor, llamadas técnicas de cancelación de autointerferencia (SIC). Los procedimientos de SIC consisten en reducir la potencia de la señal del transmisor acoplada en el receptor, mediante la sustracción de la señal transmitida, que en principio es conocida. Debido a la gran diferencia de magnitud entre las señales transmitidas y recibidas, esta cancelación debe realizarse en forma coordinada en las etapas de radiofrecuencia y banda base del transceptor, aplicando varias técnicas en cascada. Sin embargo, en sistemas prácticos el problema aumenta su complejidad debido a diversos fenómenos electromagnéticos asociados a los sistemas de radiocomunicación [19]:

- El acoplamiento electromagnético entre las trayectorias de transmisión y recepción en la etapa de radiofrecuencia causa interferencia del transmisor sobre el receptor. Un diseño adecuado del transceptor, y un estudio completo de su EMC deben minimizar o eliminar esta forma de acoplamiento de autointerferencia.
- Si las antenas de transmisión y recepción están acopladas electromagnéticamente ocurre un efecto similar al anterior, con un problema adicional: las antenas pueden causar distorsión lineal de la señal transmitida en el

dominio de la frecuencia, y la señal acoplada al receptor no será idéntica a la señal que originalmente se transmitió, por lo que su cancelación es más complicada.

- Si las antenas se encuentran rodeadas de obstáculos que reflejen o dispersen la señal, la antena receptora recibirá múltiples copias de la señal transmitida en diferentes momentos; el desfase entre ellas es directamente proporcional a la distancia entre las antenas, y los obstáculos que causaron la dispersión. El problema incrementa su dificultad con el número de obstáculos, y si estos cambian su posición en forma aleatoria.

## 1.3.2 Soluciones propuestas a los problemas de los sistemas FD biestáticos

A continuación, se brinda un estudio del estado del arte de métodos SIC, con mayor énfasis en aquellas pertenecientes al dominio de RF.

### 1.3.2.1 Métodos de cancelación con antenas

Los métodos de cancelación empleando las antenas del transceptor consisten en propiciar una diferencia de fase entre las señales de las antenas del Tx y del Rx utilizando su posición relativa. El método por patrón de interferencia entre antenas, presentado y utilizado en [18] y [20], consiste en colocar una antena receptora en el origen y dos antenas transmisoras a distancias  $-d$  y  $d + \lambda/2$ , con la distribución mostrada en la Figura 1.3, siendo  $\lambda$  la longitud de onda de la frecuencia central de operación Figura 1.1. Idealmente, la diferencia de fase entre las señales de Tx genera patrones de interferencia destructiva en el origen, resultando que en la antena Rx solamente se obtenga la señal de interés. En un caso real, las amplitudes de las señales originadas en TX1 y TX2 no son idénticas en la antena RX, por lo que la cancelación no es total. El procedimiento puede extenderse a  $N$  antenas

transmisoras que creen un patrón de interferencia tal que permita obtener una reducción suficiente de la amplitud de la señal del Tx, causando  $M$  puntos mínimos, siendo  $M \leq N$  [20].

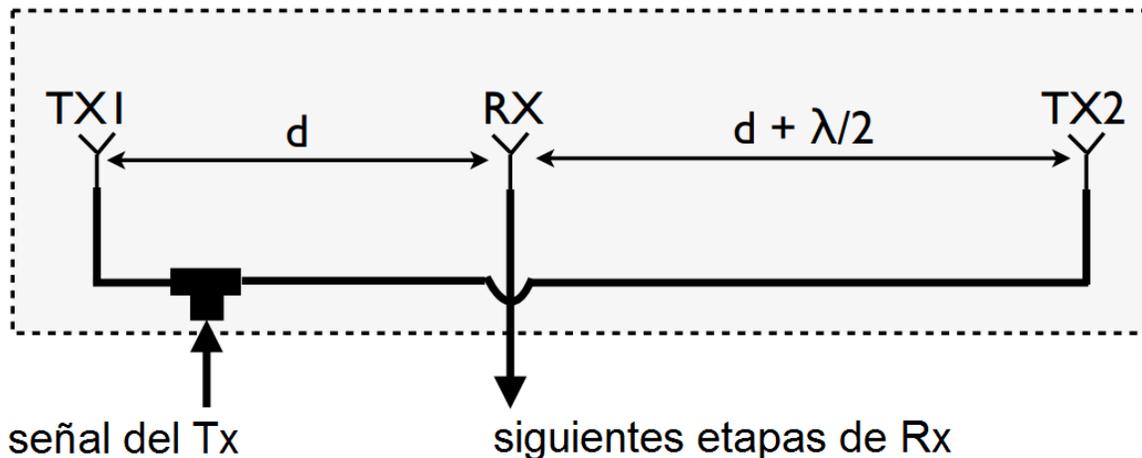


Figura 1.3: Método de cancelación por distancias entre antenas.

Los métodos de cancelación con antenas son sensibles a la frecuencia, considerando que la superposición de fases depende de la longitud de onda, por lo cual es complicado generar una topología de antenas que sea efectiva para operar en varias bandas. Las imprecisiones en la colocación de los radiadores originan errores de fase. Adicionalmente, la cancelación con antenas requiere amplios espacios para su despliegue, por lo que se vuelve un método de aplicación limitada cuando el transceptor está restringido en dimensiones. Se documentan casos como [20] y [21] en los que la reducción de la SI promedio obtenida solamente utilizando cancelación de antenas es de 30 dB, que puede considerarse insuficiente para diferentes escenarios FD, por lo que este método se coordina con otras etapas de SIC implementadas en el transceptor.

### 1.3.2.2 Métodos de cancelación pasiva en RF

Estos métodos involucran el uso de redes de retroalimentación construidas con dispositivos pasivos de RF, por ejemplo: corredores de fase (*phase shifters*), atenuadores, acopladores direccionales, divisores de potencia y circuladores. El lazo cerrado se diseña para generar y guiar a una nueva señal que cause interferencia destructiva con la señal acoplada del Tx, sin afectar el patrón de campo lejano de la antena Rx. El uso de dispositivos pasivos tiene varias desventajas asociadas: pérdidas por inserción, fugas de potencia, distorsión de la señal, atenuación en banda de paso, entre otras, cuya influencia se incrementa conforme crece la complejidad de la red y el número de elementos.

Un método teórico de sobreponerse a las múltiples copias de la señal recibidas se denominó en [22] como “cancelación en el dominio del tiempo”, y consiste en hacer pasar las señales desfasadas por trayectorias de diferente longitud para compensar los retardos entre ellas. Esta técnica requiere segmentos de línea de transmisión con milímetros o centímetros de longitud, que deben seleccionarse, modificarse o crearse en forma adaptiva, haciendo al sistema muy complejo y poco práctico para su implementación en muchos sistemas móviles de radiocomunicación.

Las redes pasivas de retroalimentación son más comunes de encontrar en implementaciones FD monoestáticas, como en [23], aunque no son de su uso exclusivo. Por ejemplo, en [18] se utilizó un BALUN para crear una diferencia de fase de  $180^\circ$  entre la señal original del Tx, y una señal generada para cancelarla.

### 1.3.2.3 Métodos de cancelación activa en RF

Los métodos de cancelación activa en RF son métodos SIC en los cuales se emplean dispositivos de RF activos. En un método llamado “de conversión de

subida” se utiliza una copia de la señal de banda base para generar una réplica de la autointerferencia a cancelar, la cual se invierte  $180^\circ$ , se hace pasar por una red de RF secundaria, y es posteriormente sumada a la señal de la antena Rx. Sin embargo, en aplicaciones prácticas las no-linealidades en la cadena de RF secundaria, atenuaciones, diferencias de amplitud causadas en las señales provenientes de dispersiones multitrayectoria y otros fenómenos de segundo orden originan que la cancelación no sea completa.

Otro método consiste en utilizar un algoritmo que procese variables de RF, esto es las amplitudes y las fases de las señales de las antenas, para crear la señal canceladora de la SI. Un algoritmo complejo puede resultar en retardos de procesamiento, mientras que algoritmos más simples pueden implicar la obtención de variables con menor exactitud [16].

En [24] se propuso una solución denominada “ecualización en el dominio de la frecuencia”. Una muestra de la señal a transmitir es manipulada por varios filtros de alto factor de calidad en paralelo, cuyas frecuencias centrales se localizan distribuidas en todo el espectro de la señal. La respuesta en frecuencia de los filtros es manejada por un algoritmo para acondicionar esta copia de la señal a transmitir, con la intención de simular todas las modificaciones que la señal transmitida sufrirá antes de llegar a la trayectoria de recepción, y que la señal restada de la señal recibida sea la señal acondicionada, para finalmente obtener solamente la señal de interés en el receptor. Los autores del estudio realizan una analogía de este método con la ecualización de señales de audio, en el que un ecualizador gráfico permite modificar ciertos intervalos de frecuencia de acuerdo con una necesidad [22]. Pero a diferencia del caso acústico, la respuesta de los filtros debe ser modificada en forma automática y en tiempo real, pues los cambios en el entorno del transceptor varían en forma continua, así como los cambios que causará en la señal transmitida antes de acoplarse al receptor.

### 1.3.2.4 Métodos de cancelación digital

Estos métodos de SIC digital ocurren en la etapa de banda base del receptor, utilizan como fundamento a varias técnicas aplicadas para la mitigación de la interferencia intersimbólica, y tienen lugar después de la conversión analógico-digital. La señal de banda base puede expresarse como la suma de la señal de interés, más el ruido del canal, más la señal de SI, más señales de ruido acopladas del mismo transceptor, como lo son el ruido del oscilador local, el *jitter* del convertidor analógico-digital, o un posible desbalance de fase-cuadratura, los cuales causan distorsiones aleatorias de fase. Es relevante hacer notar que ninguna técnica SIC en banda base puede ejecutarse sin técnicas previas en la etapa de RF del receptor puesto que, si la SI no se ha reducido, puede sobrepasarse el intervalo dinámico de los elementos de la etapa de RF del receptor, así como de su ADC, causando el bloqueo del Rx. Las técnicas de SIC en banda base son muy variadas, y se encuentran fuera del alcance de esta tesis.

En la Tabla 1.2 se presenta un resumen de las clasificaciones de los métodos SIC.

*Tabla 1.2: Comparación de métodos de cancelación de autointerferencia (SIC) para sistemas full-dúplex*

<b>Técnica</b>	<b>Bloque del sistema</b>	<b>Descripción del método</b>
Cancelación con antenas	Medio de propagación y RF	Interferencia destructiva de ondas EM
Cancelación pasiva en RF	Radiofrecuencia	Interferencia destructiva de ondas guiadas con señales creadas con dispositivos pasivos
Cancelación activa en RF	Radiofrecuencia o FI	Interferencia destructiva de ondas guiadas con señales generadas por dispositivos activos
Cancelación digital	Banda base	Señales creadas mediante algoritmos para cancelar la SI después de conversión de bajada y DAC

Existen otras técnicas que, aunque no son propiamente SIC, complementan los resultados obtenidos por ellas. A continuación, se analizan las principales herramientas relacionadas con dispositivos de RF que pueden mejorar el desempeño de las metodologías SIC.

### **1.3.2.5 Aislamiento direccional y por polarización**

El aislamiento direccional consiste en separar espacialmente la ubicación, orientación o trayectoria de transmisión de la de recepción, lo cual puede lograrse utilizando antenas directivas. En el aislamiento por polarización, la señal transmitida y la recibida son discriminadas por la polarización de su campo eléctrico. Las características de radiación de las antenas empleadas dictan el grado de mejora aportado por estos métodos. Como ejemplo se cita [25], en la cual se emplearon ambas técnicas en cascada con otros métodos SIC, para obtener un aislamiento de 48 dB.

En [26] se presentó un radio FD biestático con frecuencia central de 4.6 GHz, usando dos antenas de parche. La discriminación por polarización permite por sí misma disminuir el efecto interferente, pero los autores de [26] añadieron una trayectoria desde el transmisor hacia el receptor, en la que un filtro acondiciona la señal transmitida, y permite la cancelación de la SI. Este método obtiene un aislamiento de hasta 50 dB en un ancho de banda de 300 MHz.

Las técnicas de cancelación de [24] y [26] son compatibles entre sí. En [27] se utilizaron ambas técnicas para crear un transceptor para la banda de 60 GHz, con 80 dB de reducción de autointerferencia en 1 GHz de ancho de banda. Es el primer sistema full-dúplex en esa frecuencia que permite un enlace de un metro de separación entre transceptores.

### 1.3.2.6 Técnicas adaptivas de aislamiento

Estas técnicas consisten en seleccionar y controlar un método de aislamiento de señales en forma adaptativa, con el fin de disminuir la intensidad del eco del transmisor. Su aplicación es más apropiada en situaciones sujetas a desvanecimientos rápidos y lentos. Se pueden citar como ejemplos la selección de antena, selección de haz principal o apuntamiento inteligente de lóbulos o de nulos del patrón de radiación. Las aplicaciones de radio cognitivo pueden realizar la toma de decisiones para aplicar la técnica de aislamiento adecuada, como se hizo en [28]; sin embargo, es necesario contar con la CSI para su correcta aplicación.

### 1.3.3 Implicaciones de utilizar sistemas full-dúplex en redes celulares

Una potencial aplicación de los sistemas FD está en la telefonía celular, donde la saturación del espectro es un problema mayor en lugares concurridos de ciudades densamente pobladas. Sin embargo, existen varias limitaciones aún sin solución que han impedido la entrada de esta tecnología en las redes celulares comerciales.

La primera limitante de los sistemas FD está en el fenómeno de SI, y cuya solución adecuada para la aplicación aún no existe. Los transceptores actuales para FD, por ejemplo, el reportado en [17], no tienen los valores de potencia de salida (e indirectamente, niveles de SIC) necesarios para funcionar adecuadamente en celdas extensas, por ejemplo, de 1 km de radio.

La segunda limitación es la interferencia a nivel sistémico. En [29] se dedujo que la interferencia causada entre estaciones base, entre móviles, y la interferencia mutua pueden limitar significativamente las potenciales ventajas de migrar a FD si la red

no cuenta con un proceso adecuado de calendarización. En dicho estudio se hicieron las siguientes aseveraciones:

- Debido a que la migración a FD requiere de una gran inversión económica para cambiar el hardware, ya que estos transceptores son de alto costo y tienden a ser de mayor consumo energético, sería más conveniente para un operador telefónico que sus estaciones base fuesen FD, mientras que los móviles operarían solo en modo HD.
- En un sistema HD síncrono, en el que las estaciones base de celdas adyacentes se encuentran simultáneamente en modo de enlace de subida o de bajada, un móvil puede verse interferido por una estación base cercana (interferencia cocanal); una estación base se ve interferida en enlace de subida por un móvil transmitiendo. En el caso FD la situación crece en complejidad: en enlace de bajada, un móvil puede ser interferido por otros móviles en enlace de subida tanto en su celda como en celdas adyacentes, así como por estaciones base de otras celdas; en enlace de bajada, una estación base puede autointerferirse, y causar interferencia a otras estaciones base. Por ello, los autores de [29] recalcan la importancia de realizar una planeación rigurosa del sistema, tal que se evite en la medida de lo posible las condiciones de interferencia arriba analizadas.
- Debido a que las estaciones base tienden a causar interferencias más fuertes que las que causan a los móviles, y más intensas que las interferencias causadas entre los mismos móviles, los autores destacan la importancia de utilizar alguna técnica de mitigación del problema, como la aplicación de formación de haz, dirigiendo los mínimos del patrón de radiación hacia otras estaciones base.
- Una estación base seguiría teniendo problema con la autointerferencia, aun utilizando uno de los mejores transceptores FD [30], ya que tendría dificultad para

recibir la señal de móviles en el borde de la celda. Los autores de [29] sugieren que el uso de estaciones base FD deberá limitarse solo a celdas de tamaño pequeño.

- Las interferencias entre móviles dependen de la potencia de transmisión y de su ubicación, las cuales son variantes en el tiempo. Los autores del estudio proponen que se utilice algún mecanismo de coordinación inteligente para disminuir la interferencia entre ellos.

En las conclusiones de [29] se señala que incluso aunque la autointerferencia sea reducida para una estación base, si no se solucionan o mitigan los problemas de interferencia entre móviles, entre estaciones base, o entre uno y otro, no existirían ventajas de usar un sistema FD. Por lo tanto, es indispensable el uso de herramientas como formación de haz, y esquemas rigurosos de calendarización y asignaciones dinámicas de niveles de potencia.

Otra frontera de exploración en los sistemas FD está en su implementación como un sistema MIMO. De darse el caso de tener un transceptor FD MIMO, el fenómeno de autointerferencia incrementa su complejidad pues cada transmisor afecta a más de una cadena de recepción, aumentando en forma cuadrática la dificultad de solución del problema de SI con cada elemento de antena MIMO presente [22].

Como se ha estudiado en este Capítulo, los mayores niveles de cancelación de autointerferencia se obtienen en sistemas FD biestáticos cuyas antenas y bloques de RF están configurados para minimizar la potencia acoplada entre el transmisor y el receptor del mismo radio, tomando en cuenta que uno de los mecanismos que causan el acoplamiento entre uno y otro es la interacción electromagnética entre sus radiadores. Por ello son de gran actualidad aquellas líneas de investigación que estudian los procesos para obtener la disminución de la interacción

electromagnética entre dos antenas próximas pertenecientes al mismo transceptor, el cual es uno de los principales objetivos de la presente tesis.

En la siguiente Sección se hará una revisión del estado del arte sobre disminución de acoplamiento electromagnético (EM) entre antenas empleadas para sistemas de comunicaciones recientes, cuya aplicación es independiente del sistema multiantena al cual pertenezcan los radiadores bajo estudio.

## 1.4 Arreglos de antenas en 4G y 5G

A mediados de 2019, a nivel mundial, la máxima tasa de transmisión en el enlace de bajada ofrecida por operadores telefónicos mediante una red Long Term Evolution (LTE) era de 50.4 Mbps, medido en Singapur [31], mientras que en México, la máxima velocidad de bajada promedio fue de 24.2 Mbps [32]. Estos datos distan en dos órdenes de magnitud de las velocidades esperadas por parte de la 5G, lo que implica varios retos para que la industria de telecomunicaciones logre cumplir las expectativas en espacio de cinco años, tal como dicta el estándar de la UIT. Con el fin de ofrecer mayores tasas de transmisión, los operadores telefónicos pueden recurrir a las siguientes alternativas:

- *Incremento del ancho de banda:* Por las características de propagación, niveles de ruido, capacidad de llevar información y tamaño promedio de las antenas, la banda del espectro electromagnético comprendido entre los 600 MHz y los 6 GHz es la más adecuada para el despliegue de sistemas celulares y redes locales inalámbricas, con coberturas que van desde decenas de m<sup>2</sup> hasta miles de km<sup>2</sup>. Sin embargo, incrementar directamente el ancho de banda ocupado es poco asequible considerando que las bandas de frecuencia UHF se encuentran saturadas por otros sistemas de cobertura local y global.

- *Migración a bandas de frecuencia superiores:* este punto forma parte de los planes de despliegue de 5G para comenzar transmisiones alrededor de los 30 y los 60 GHz, pero conforme se incrementa la frecuencia central, aumenta la vulnerabilidad a fenómenos que atenúan fuertemente las señales transmitidas, como el ensombrecimiento por follaje y la absorción por el agua y oxígeno molecular. La implementación de estaciones base operando en la banda EHF solamente está planificada para cobertura de decenas de m<sup>2</sup>.
- *Incrementar el orden de modulación:* presenta como principal desventaja el crecimiento de vulnerabilidad al ruido, a las oscilaciones interferentes, a la variabilidad de los fenómenos que ocurren en el medio de propagación de las ondas de radio, y a las imperfecciones del UE.
- *Incrementar la relación señal a ruido:* Existen varias formas de incrementar la SNR, siendo la más clara incrementar la potencia de transmisión; este procedimiento es inadmisibles en sistemas portátiles, pues incrementa el consumo de energía de los transceptores. Otros mecanismos involucran el uso de arreglos de antenas en ambos extremos del enlace de comunicaciones.

Un arreglo de antenas es un conjunto de  $N$  radiadores organizados en una configuración geométrica espacial determinada [33], [34], [35]. Los radiadores que constituyen al arreglo pueden ser de cualquier tipo [36], y no necesariamente todos los elementos del arreglo tienen que ser de la misma geometría, o emplear el mismo mecanismo de radiación. Los arreglos pueden encontrarse en formatos unidimensionales, bidimensionales o tridimensionales [37]. Cuando los elementos del arreglo operan en forma coordinada y coherente, se pueden obtener características especiales en la forma en que radian, a través de la modificación de los módulos y fases relativas de alimentación de cada radiador, así como sus posiciones [38]. Existen dos características muy deseables de los arreglos de

antenas con operación coordinada y coherente: incrementar la directividad, y la formación de patrones

- *Incremento de directividad:* Un arreglo de elementos puede generar un patrón de radiación con mayor directividad que la obtenida por un solo elemento. Esta propiedad se obtiene a través de la interferencia constructiva y destructiva de los campos de cada radiador, modificando la forma total del patrón resultante [39]. Otra manera de explicar el mismo fenómeno es a través de la apertura de antena: cuantos más elementos tenga la antena, mayor apertura total se tendrá, por lo que el conjunto de radiadores tendrá mayor longitud eléctrica que cualquiera de los elementos en forma individual [35]. Cuanto mayor es la longitud eléctrica de la antena con respecto a la longitud de onda de operación, más angosto es el haz principal del patrón de radiación [35], [39]. Este método permite incrementar la eficiencia en potencia y aumentar la EMC del sistema de comunicaciones.
- *Formación de haces:* Cuando un transmisor emite radiación en forma omnidireccional, no toda la potencia es captada por el o los receptores: una buena parte es absorbida por el entorno, o es reflejada por diferentes cuerpos, y puede causar interferencia en equipos adyacentes. En cambio, si el patrón de radiación de las antenas del transmisor es modificado para que el lóbulo principal apunte hacia el equipo terminal de interés, la mayor cantidad de potencia puede ser captada por éste en el mejor de los casos. Por lo tanto, enfocar la radiación en una dirección particular y minimizarla en otras orientaciones permite además incrementar la capacidad, confiabilidad y seguridad de la comunicación, así como la ganancia del sistema, también posibilita mejorar la EMC. A esta propiedad se le denomina formación de haz (*beamforming*). La resolución espacial se incrementa conforme el número de elementos crece, incrementándose aún más todas las ventajas arriba enfatizadas.

La formación de haces es deseable en los sistemas de antenas de la 5G y en sistemas de constelaciones masivas de satélites de órbita baja (LEO), y cobra especial relevancia en los planes de implementación de redes móviles, pues permiten emplear selectividad espacial, mejorar la  $SNR$  y la  $SINR$ , dirigiendo sus haces principales a determinados usuarios, resultando en un incremento en la capacidad, confiabilidad y seguridad de transmisión entre sistemas de radiocomunicación, y una mejora en su EMC [40]. Los arreglos que permiten formar haces se pueden dividir por su arquitectura en tres grandes grupos [41], y están descritos a continuación y representados en la Figura 1.4:

1. *Formación analógica de haz:* consiste en una sola cadena de RF y tantos dispositivos de cambio de fase (*phase shifters*) como antenas hay en el arreglo. El cambio en el apuntamiento del haz principal se realiza en el dominio analógico, ya sea en RF o en FI. En las primeras implementaciones el control separado de la fase de cada elemento de antena, y consecuentemente del apuntamiento del haz, se realizaba mediante interruptores de RF y cambiadores de fase. Aunque actualmente se emplean dispositivos más modernos y algoritmos de precodificación, los fundamentos de esta topología siguen vigentes. Actualmente el uso de antenas activas permite un desplazamiento del haz principal virtualmente hacia cualquier ángulo sólido y no solamente en valores discretos, como ocurría con los primeros arreglos formadores analógicos. Esta arquitectura es usada actualmente en algunos sistemas de onda milimétrica como radares o sistemas de comunicación de corto alcance, por ejemplo en el estándar IEEE 802.11ad. Aunque resulta comparativamente menos costosa que las otras arquitecturas presentadas a continuación, se eleva la complejidad de la implementación de sistemas de transmisión con múltiples haces [42].

2. *Formación digital de haz:* consiste en la implementación de tantos bloques de RF como elementos radiadores tenga el arreglo. Mediante el uso de precodificación digital en banda base se posibilita obtener mayor flexibilidad en

arreglos transmisores y receptores. Esta arquitectura permite la implementación de técnicas como MIMO multihaz. Aunque todos los arreglos, en particular aquellos que operan sobre un intervalo amplio de frecuencias, presentan un fenómeno de desapuntamiento del haz principal dependiente de la frecuencia, la formación digital facilita hacer frente a este problema en forma más eficiente que la arquitectura analógica, optimizando las ponderaciones del arreglo de antenas de acuerdo con la frecuencia de operación. Sin embargo, su elevada complejidad y requerimientos de hardware pueden incrementar su costo, consumo de energía y complicación para integrarlo en dispositivos móviles. Existen implementaciones de esta arquitectura en estaciones base de telefonía móvil, considerando que la posibilidad de radiar múltiples haces permite atender a diversos usuarios simultáneamente.

3. *Formación híbrida de haz:* solución que combina ventajas de las arquitecturas anteriores, reduciendo el número total de bloques de RF, lo que a su vez implica disminución del consumo de potencia, así como los grados de libertad de apuntamiento de los haces con respecto a la arquitectura de formación digital. Los procesos de precodificación se integran tanto en dominio digital como analógico [41].

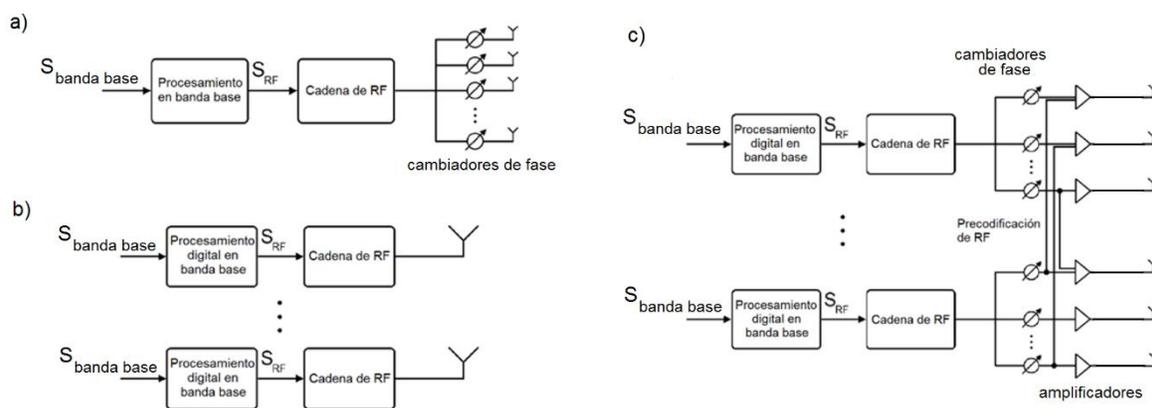


Figura 1.4: a) Arquitectura de formación de haz analógica, b) arquitectura de formación digital de haz, c) arquitectura de formación de haz híbrida. Para toda arquitectura  $S_{\text{banda base}}$  y  $S_{RF}$  representan señales en banda base y señales de RF, respectivamente

### 1.4.1 Problemas del uso de múltiples antenas en transceptores

A pesar de las importantes ventajas ofrecidas por los arreglos de antenas, su aplicación es limitada en dispositivos cuyo factor de forma prescribe espacios reducidos. La tendencia de miniaturización de los UE ha propiciado que sus componentes electrónicos coexistan en aparatos de menores dimensiones. Un UE de pequeñas dimensiones que incluya varias antenas, así sean solamente transmisoras, solamente receptoras o que cumplan ambas funciones, requiere que sus transductores no causen un incremento de la correlación de las señales que reciben del medio de propagación. Si tal condición está garantizada, se mejora la calidad de recepción para un mismo orden de modulación. En caso contrario, cuando existe un nivel inaceptablemente alto de correlación entre las señales recibidas por las antenas, prácticamente no existen ventajas de emplear redundancia de equipo terminal [43].

Uno de los factores que determinan el nivel de correlación entre las señales recibidas es el acoplamiento mutuo entre las antenas involucradas. A su vez, el acoplamiento es causado principalmente por campos eléctricos y magnéticos inducidos por los transductores adyacentes en su campo cercano, sus corrientes superficiales, interacción eléctrica y magnética entre líneas de alimentación, corrientes de conducción transmitidas a través del plano de tierra, entre otros fenómenos de similar naturaleza.

El acoplamiento mutuo altera el patrón de radiación, la eficiencia, y la impedancia de entrada de cada antena. La impedancia de una antena en el vacío en general difiere de la impedancia que exhibe cuando en su vecindad se encuentra algún objeto, sea un conductor o dieléctrico. La presencia de otro cuerpo, por ejemplo otra antena, altera la distribución de corriente, el campo radiado y modifica el valor de la

impedancia de entrada. Por lo tanto, todo radiador que forma parte de un arreglo de antenas sufre modificaciones en sus propiedades de radiación, y al mismo tiempo es causante de perturbaciones en las características de las antenas circundantes [35]. A su vez, el comportamiento de los arreglos de antenas se ve impactado en función del cambio en las propiedades individuales de las antenas.

La potencia que una antena capta de otra en forma no intencionada está determinada por los siguientes factores [35]: propiedades de radiación de cada elemento, separación relativa entre radiadores y orientación relativa de cada elemento. Existen, a su vez, tres premisas fundamentales que cobran especial relevancia en la etapa de diseño de un sistema de radiocomunicaciones con múltiples antenas [37]:

1. *La distribución de corriente o el campo radiado no son directamente proporcionales a la excitación aplicada a cada elemento.* Debido a que los campos de los elementos activos vecinos inducen corrientes adicionales que se suman u oponen a la corriente propia del elemento bajo estudio, la corriente total en él en general no corresponde con la que presentaría ese elemento en el vacío. En un caso extremo el elemento bajo estudio podría no radiar energía electromagnética en absoluto.

2. *Las distribuciones de corriente o campo radiado no son idénticas para todo elemento del arreglo, incluso en antenas iguales.* Los elementos que se encuentran en los bordes del arreglo tienen menos elementos vecinos que los radiadores más hacia el centro del conjunto. Por lo tanto, existen diferencias entre el comportamiento de los elementos centrales y los elementos en los bordes [38].

3. *La distribución de corriente de todos los elementos no es idéntica si el patrón de radiación modifica su apuntamiento.* Esta premisa fue demostrada en la teoría de arreglos en fase: cuando el apuntamiento del máximo del patrón de radiación

total del arreglo es modificado, la interacción EM entre los elementos también se ve alterada. Esta es la causa por la cual se pueden presentar ángulos ciegos en los arreglos [39]. Este punto será retomado con mayor detalle en el Capítulo 2.

El patrón de radiación total de un arreglo en fase está compuesto por el patrón de cada elemento individual, más las contribuciones de la radiación difractada por cuerpos a su alrededor [44]. Debido a la interacción de los campos de los elementos radiadores en vecindad, sus impedancias de entrada y corrientes totales se ven modificadas, causando que los patrones de radiación modifiquen su configuración con respecto al patrón de un elemento en el vacío.

Debido a los campos electromagnéticos inducidos entre elementos de un arreglo de antenas, el patrón de radiación de un arreglo en fase no es realmente igual al producto del patrón de elemento por el factor de arreglo, como se señala en la teoría clásica de arreglos, sino que presenta desplazamiento angular de sus máximos, reducción de la ganancia máxima, aparición de lóbulos parásitos inesperados, así como incremento de la potencia radiada en la región de los mínimos del patrón de antena (denominado en la literatura especializada como “*null filling*” o “rellenado de nullos”) [45], [46]. Por lo tanto, se reduce la efectividad de los algoritmos de síntesis clásicos en los que se considera que la interacción electromagnética entre elementos del arreglo es despreciable, como el método de la transformada de Fourier, el método de Woodward [37], la síntesis de Taylor, el procedimiento Dolph-Tschevyshëv, o el algoritmo de Schelkunoff [47], ampliamente utilizados a mediados del siglo XX.

En sistemas con formación ágil de haz, esta funcionalidad requiere inexorablemente de total independencia entre las señales que son transmitidas y recibidas por los diferentes elementos del arreglo. Por ello es importante reducir o eliminar el efecto

de acoplamiento entre los elementos [48]. Debido a las modificaciones e inexactitudes en la formación del patrón de radiación, los algoritmos de detección de dirección de arribo y de formación dinámica de haz presentan resultados inexactos [35], a menos que el efecto del acoplamiento mutuo sea tomado en cuenta en el procedimiento [49].

Como se ha señalado en esta Sección, todos los sistemas que poseen múltiples antenas presentan numerosos problemas generados principalmente por la interacción electromagnética entre ellas, palpables desde la etapa de diseño, hasta en la afectación de su desempeño en forma parcial o total. En la siguiente Sección se presentan los resultados de la investigación realizada en el marco del presente trabajo, sobre avances en la metodología para disminuir los efectos del acoplamiento mutuo entre antenas presentes en un arreglo.

### **1.4.2 Métodos de reducción de acoplamiento entre antenas**

Existen varias alternativas para reducir el acoplamiento mutuo entre antenas que pertenecen a un mismo sistema de comunicaciones, y que se encuentran en vecindad. Los métodos en el estado del arte perturban los mecanismos físicos causantes de la interacción EM, resultando en un incremento en la eficiencia del sistema. Esos trabajos pueden clasificarse de acuerdo con el mecanismo que utilizan para disminuir el acoplamiento mutuo. La implementación de un método será más o menos pertinente en función de la eficacia con la que contrarresta el fenómeno físico dominante que causa el acoplamiento mutuo. En esta Sección serán explicadas las respectivas ventajas y desventajas de su implementación con respecto al sistema de antenas en el que se introducen.

### 1.4.2.1 Incremento de distancia entre elementos de antena

La intensidad de los campos eléctricos y magnéticos generados por conductores por los que circula una corriente, responsables del acoplamiento mutuo, decrece proporcionalmente con la familia de funciones  $1/r^n$ , donde  $r$  es la separación entre ellos. Sin embargo, en dispositivos móviles el factor de forma es determinante, y su etapa de diseño restringe la aplicación de este método. Por lo tanto, en la literatura relacionada con antenas para dispositivos móviles para 5G no es un método habitualmente utilizado como mecanismo fundamental de aislamiento [43].

### 1.4.2.2 Ortogonalidad de elementos radiadores y de sus campos

Las antenas se pueden colocar en forma ortogonal basándose en la polarización de los campos radiados por ellas. Es un método compatible con varios tipos de antenas planares y volumétricas, por ejemplo, monopolos, dipolos, antenas de ranura [50], entre otros, siempre que el espacio disponible en la aplicación lo permita. Teóricamente mejora el comportamiento de diversidad de todo el conjunto de antenas, y en caso de que se aplique en sistemas de direccionamiento de haz, permite ampliar la cantidad de direcciones en las que se puede radiar [51].

En la Figura 1.5 se muestran dos ejemplos de colocación ortogonal en dos y tres dimensiones de dos tipos de antenas con diferentes mecanismos de radiación, pero cuya topología permite aislar los campos electromagnéticos de cada una. En la referencia [52] se obtiene un aislamiento de polarización de 18 dB entre antenas, causado por la polarización entre elementos. Como puede notarse en la Figura 1.5, se tiene una penalización en dimensiones al pasar de un diseño planar a uno volumétrico, lo cual es prohibitivo para dispositivos restringidos en tamaño.

Por otra parte, los enlaces que utilizan configuraciones de antenas triortogonales presentan poca sensibilidad a errores en la alineación, obteniendo desempeños destacados en situaciones con elevada dispersión, se citan en [51] como ejemplos de esta aseveración los trabajos presentados en [53] y [54].

En la literatura más reciente se pueden encontrar casos en los que la posición y la polarización del campo radiado son utilizados para incrementar el aislamiento, como se investigó en [55]. En esa propuesta de un sistema de 12 antenas para comunicaciones 5G, dos antenas de ranura y una de guía de onda integrada al sustrato (SIW) coexisten por “bloque triortogonal”, mostrado en la Figura 1.6 a). Las antenas de ranura son colocadas en forma perpendicular sobre la tierra (GND) del sistema, mientras que la tercera antena radia en la dirección ortogonal a las otras dos. El nivel de aislamiento entre los puertos es reportado mediante los parámetros S, desplegados en la Figura 1.6 b), los cuales revelan que -15 dB es el peor nivel en el intervalo de interés.

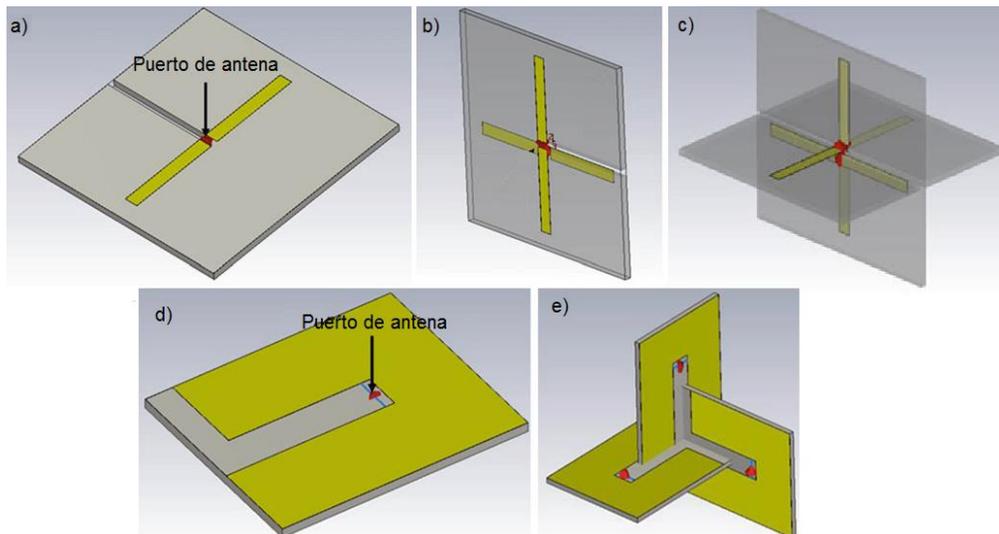


Figura 1.5: Ejemplos de colocación de a) dipolo planar en forma b) ortogonal bidimensional y c) tridimensional. El concepto puede extenderse a d) antenas de ranura hasta e) en tres dimensiones [50].

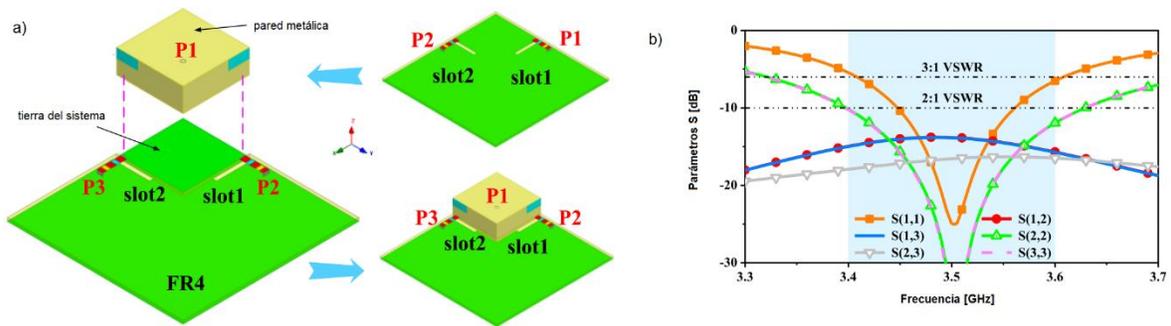


Figura 1.6: a) Diagrama isométrico de un "bloque triortogonal"; en [55] la configuración consta de cuatro bloques. b) Parámetros S de cada bloque.

En la literatura reciente también existen múltiples ejemplos en los que se pretende incrementar el desempeño de diversidad del sistema rotando los radiadores  $90^\circ$  sobre el mismo plano, para que sus campos sean ortogonales. Esta premisa es válida siempre que las direcciones de las corrientes superficiales de las antenas en cuestión sean perpendiculares. En antenas de banda ancha, que deben operar sobre intervalos de frecuencia extensos, la premisa no necesariamente es verdadera en todo el intervalo, por lo que se suele recurrir a métodos de desacoplamiento adicionales que mejoren el desempeño del arreglo de antenas en las frecuencias en las que los vectores de corriente no cumplen con la ortogonalidad. Por ejemplo, en los casos a) y c) de la Figura 1.7, provenientes de las referencias [56] y [57] respectivamente, no se utiliza otro mecanismo de desacoplamiento, mientras que en el caso b) se emplea un segmento conductor entre las antenas, el cual mejora el comportamiento del sistema alrededor de los 4 GHz, disminuyendo el módulo del parámetro  $S_{21}$  en 12 dB [58].

El mismo principio permite crear topologías con simetría rotacional con cuatro elementos, como los ejemplos d) [59], e) [60] y f) [61] de la Figura 1.7, que se crearon rotando un radiador en torno a su respectivo eje z, en pasos de  $90^\circ$ . En esos sistemas los desacoplamientos más profundos se obtienen en los elementos con diferentes polarizaciones, mientras que los elementos copolares presentan mayor interacción electromagnética. En las propuestas de los incisos d) y f) no se

utiliza otro método auxiliar, mientras que en el ejemplo e) se colocaron paredes metálicas entre los elementos.

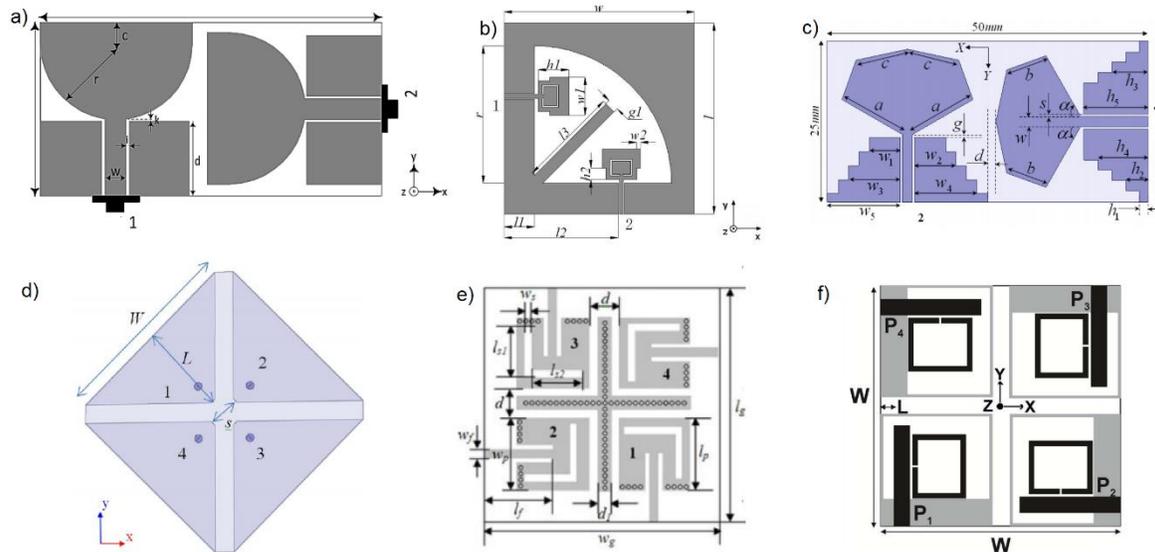


Figura 1.7: Ejemplos de rotación de  $90^\circ$  entre antenas para obtener desacoplamiento por ortogonalidad. Los casos a), b) y c) son de dos antenas, mientras que d), e) y f) son de cuatro elementos.

### 1.4.2.3 Redes de microondas de compensación

Las redes de compensación, o de desacoplamiento-acoplamiento, son redes construidas con elementos inerciales discretos, o de parámetros distribuidos, que introducen una trayectoria de corriente que compensa a la provocada por el acoplamiento EM mutuo entre antenas. El mejor desacoplamiento se obtendrá solo para cierto módulo y fase de la corriente complementaria, y debido al carácter inercial de la red, solamente será óptimo en cierto intervalo de frecuencias, por lo que su aplicación en antenas de banda ancha es complicada o imposible.

Se puede mencionar como antecedente de este método el uso de acopladores híbridos, los cuales son dispositivos de microondas diseñados para separar y combinar señales en aplicaciones de RF, y también pueden utilizarse para

desacoplamiento de antenas. Los acopladores de  $90^\circ$  cuentan con un puerto de entrada, dos salidas y un cuarto puerto, denominado aislado. Como método de desacoplamiento se ha conectado una antena al puerto de entrada del acoplador mientras se hace lo propio con el puerto aislado conectando otra antena, manteniendo así un acoplamiento mutuo bajo entre los radiadores. Por su parte, en un acoplador de  $180^\circ$ , señales provenientes de las antenas a desacoplar pueden alimentar a los puertos 2 y 3, sumándose constructivamente en el puerto suma, mientras que destructivamente en el puerto diferencia, cancelando entonces la señal inducida en cada antena [62]. Una desventaja que presenta este método es el considerable espacio que ocupa el acoplador híbrido, por lo que puede considerarse poco práctico cuando las dimensiones son reducidas, y las frecuencias de operación son iguales o menores a 6 GHz. Sin embargo, son más funcionales para frecuencias superiores, en las que las longitudes de onda son menores.

En [63] se presentó una red equivalente a los acopladores híbridos, construida con elementos discretos. Considerando que una red de esta naturaleza puede ser más compacta que una construida con elementos distribuidos en frecuencias menores a 1 GHz, la red discreta puede utilizarse para desacoplar antenas en bandas inferiores. En [50] se reportó la aplicación de una red de acoplamiento-desacoplamiento con elementos discretos a un par de monopolos con frecuencia central de 850 MHz; el módulo del parámetro  $S_{21}$  fue utilizado para comprobar el efecto de la red en el desacoplamiento de las antenas, y se obtuvieron valores mínimos de -35 dB para el híbrido de  $90^\circ$ , y de -40 dB para el híbrido de  $180^\circ$ .

Las redes inerciales discretas pueden estudiarse también desde el enfoque propuesto en [64]. En ese trabajo se postula que un sistema de dos antenas idénticas con GND compartido y 100 % de eficiencia total puede desacoplarse mediante una red inercial tal que cause que los parámetros  $S_{ii}$  se encuentren en

cuadratura con los parámetros  $S_{ik}$ , para  $i \neq k$ , incluso en casos en los que  $|S_{ik}|$  no sea pequeño.

#### 1.4.2.4 Inserción de elementos parásitos

En este método se utilizan elementos auxiliares, llamados parásitos, entre las antenas a desacoplar. La antenna interferente radia, induciendo corrientes tanto en la antenna víctima como en el elemento parásito. La corriente en el elemento parásito causa que éste genere radiación, la cual es también captada por la antenna víctima; en ella se origina una corriente complementaria invertida en fase a la causada por la primera antenna. Las dos corrientes en la antenna víctima se oponen entre sí, y con ello se ve minimizado el efecto de la interacción EM.

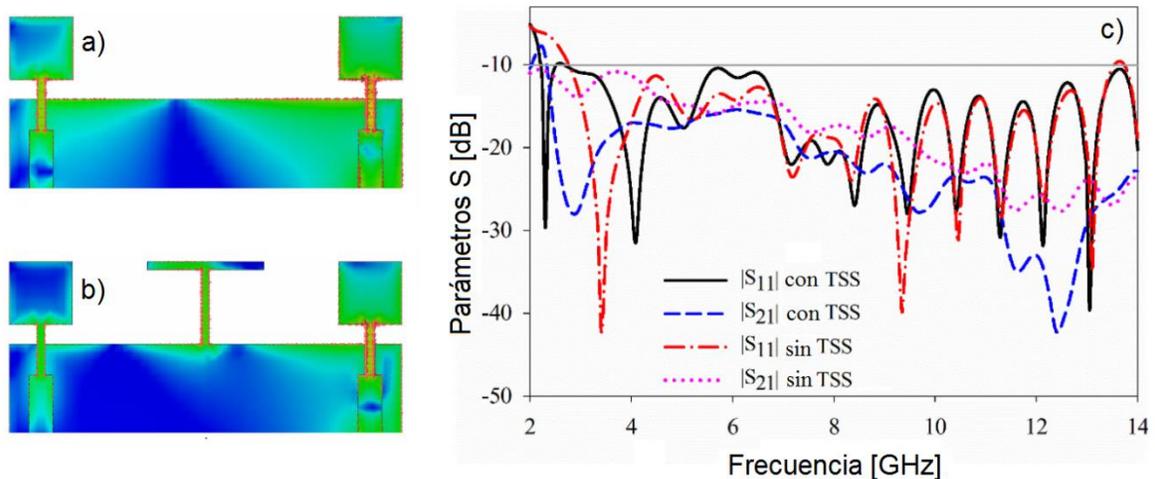


Figura 1.8: Distribución de corriente a) antes y b) después de la inserción de la tira en forma de T en [65]. c) Parámetros S de los monopolos cuadrados.

La referencia [65] se usa como ejemplo, en la que se diseñó una tira metálica con forma de T para disminuir el acoplamiento entre dos antenas, propuestas para terminales MIMO móviles. En la Figura 1.8 se muestra la distribución de corriente a 3.5 GHz antes y después de su introducción entre dos monopolos cuadrados; este

diagrama permite notar que una elevada densidad de corriente superficial en la tira metálica, mientras que ésta disminuye en la antena víctima. El autor de [65] reporta la efectividad del método comparando el módulo del parámetro  $S_{21}$  con la tira metálica y sin ella, obteniendo la mayor disminución de dicho valor alrededor de 3.5 GHz, pasando de, aproximadamente, -20 dB hasta los -42 dB.

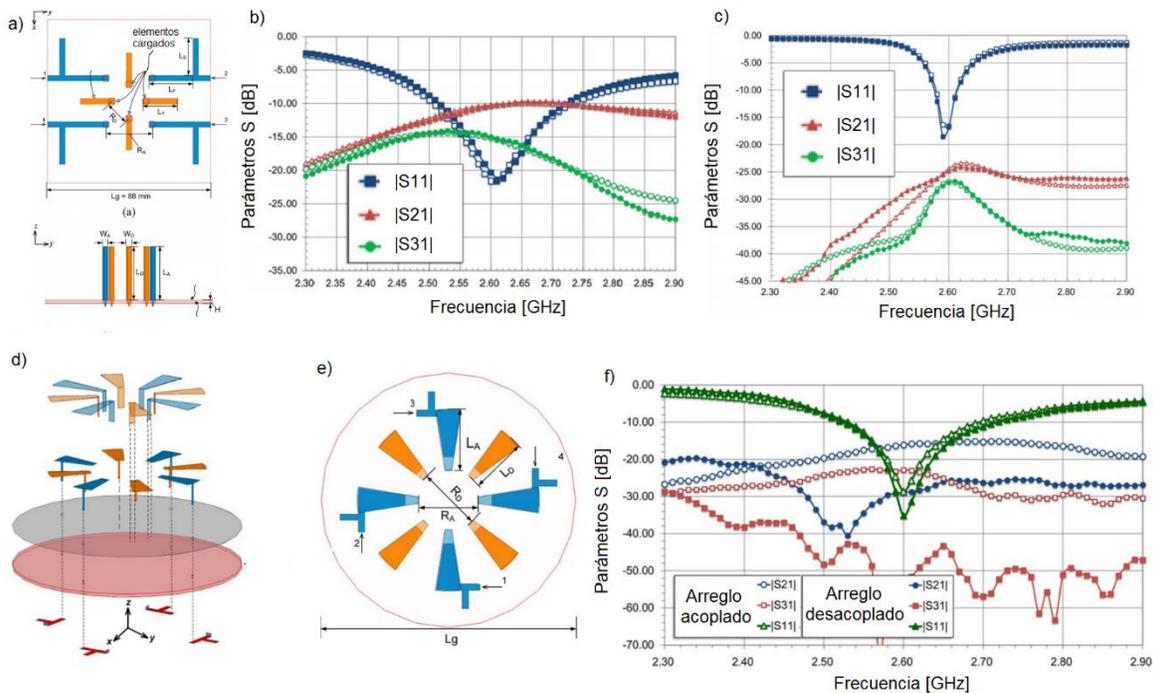


Figura 1.9: Procedimiento explorado en [66], a) vistas del arreglo de monopolos; b) módulo (en dB) de los parámetros de dispersión antes de la inserción de los elementos parásitos; c) resultado de la inserción de los parásitos; d) y e) vistas del arreglo de antenas PIFA; f) comparación de los parámetros  $S$  antes y después de desacoplar los arreglos.

En [66] se presentó una propuesta que permite desacoplar sistemas de antenas con simetría rotacional utilizando cargas parásitas, es decir, radiadores de la misma geometría y dimensiones similares a los que desacoplarán, pero terminados en admitancias con valores por determinar. El procedimiento se demostró con un sistema de cuatro monopolos, que permitió reducir el módulo del parámetro  $S_{ij}$  en 15 dB para los elementos de polarizaciones ortogonales, y 12 dB para los elementos coplares; y con un sistema de cuatro antenas PIFA, reduciendo el valor absoluto

de sus parámetros  $S_{ij}$  en 15 dB para elementos de diferente polarización, y 25 dB para antenas de la misma polarización. Sin embargo, el procedimiento es extenso y complejo, y los sistemas de antenas ocupan una gran área, además de requerir elementos radiadores adicionales cuya intención no es participar en un enlace de comunicaciones como antenas transmisoras o receptoras.

#### 1.4.2.5 Líneas de neutralización

Las líneas de neutralización (NL) fueron propuestas en [67] para desacoplar dos antenas PIFA de frecuencias centrales de operación desiguales pero próximas. El método consiste en introducir una trayectoria conductora que permite el paso de una corriente que al entrar en la antena víctima, se opone a la corriente inducida por otro elemento radiador. El concepto es similar al de los cuerpos parásitos, pero asegurando que la antena víctima recibe la corriente complementaria por medio de una conexión galvánica, en lugar de depender de la captación de un segundo campo EM radiado por el cuerpo parásito.

El desfase de  $180^\circ$  entre la corriente interferente inducida y la corriente complementaria se obtiene mediante el cálculo de la longitud de la NL: idealmente un conductor que conecta entre sí puntos estratégicos de las antenas, con longitud eléctrica de múltiplos impares de  $\pi$  rad, permite introducir ese corrimiento de fase entre las señales por cancelar. La dependencia entre la longitud física y la longitud eléctrica vuelve al método sensible a la frecuencia, por lo que en varios documentos se le clasifica como un procedimiento de banda angosta, lo cual no es completamente verídico en todos los casos, como se demuestra más adelante en el presente trabajo.

Adicionalmente, como se explica en [68], el factor Q de la NL es proporcional a la inductancia, y ésta es proporcional a la longitud física de los conductores. Por lo

tanto, un conductor extremadamente largo tendría resultados efectivos de desacoplamiento en anchos de banda reducidos. Por otra parte, la separación existente entre las antenas por desacoplar no puede ser demasiado pequeña, considerando que se requiere espacio para insertar la línea de neutralización [50]. Entonces la aplicabilidad de las NL está determinada por la separación inicial entre radiadores.

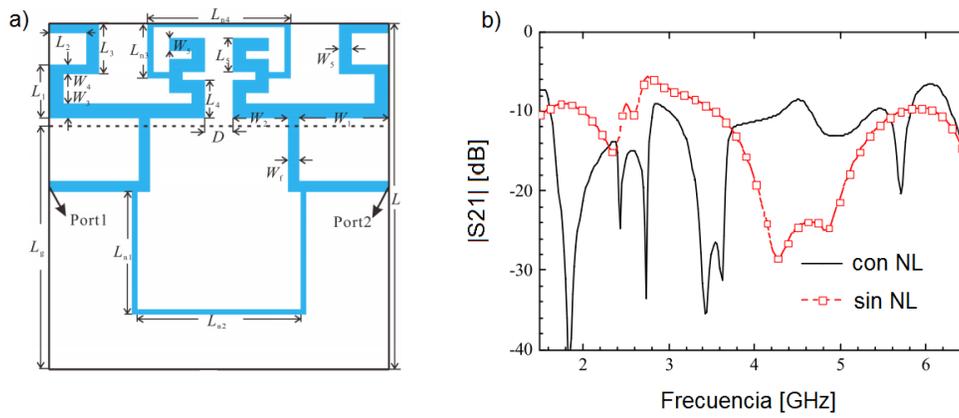


Figura 1.10: a) Diagrama del sistema de antenas propuesto en [68]. b) Modificación en el módulo (en dB) del parámetro  $S_{21}$  entre las antenas.

En [68] se presenta el diseño de dos monopolos planares con simetría axial para aplicaciones MIMO en 2.3, 3.5 y 5.7 GHz. Las antenas están separadas por una distancia de 4 mm ( $0.03\lambda_0$  a 2.3 GHz), que propicia que existan fuertes acoplamientos, especialmente en las bandas de 3.5 y 5.7 GHz, lo cual incrementa las pérdidas por inserción en los puertos de antena, y con ello se degrada el desempeño general del sistema. Se parametrizaron y colocaron dos NL de 58.6 mm y 36.4 mm para que cada una impactara en una banda diferente; ambas obtienen reducciones del módulo del parámetro  $S_{21}$  mayores a 14 dB en sus respectivas bandas. El diagrama general del sistema neutralizado, así como el módulo del parámetro  $S_{21}$  antes y después de la inserción de las líneas pueden observarse en la Figura 1.10 b).

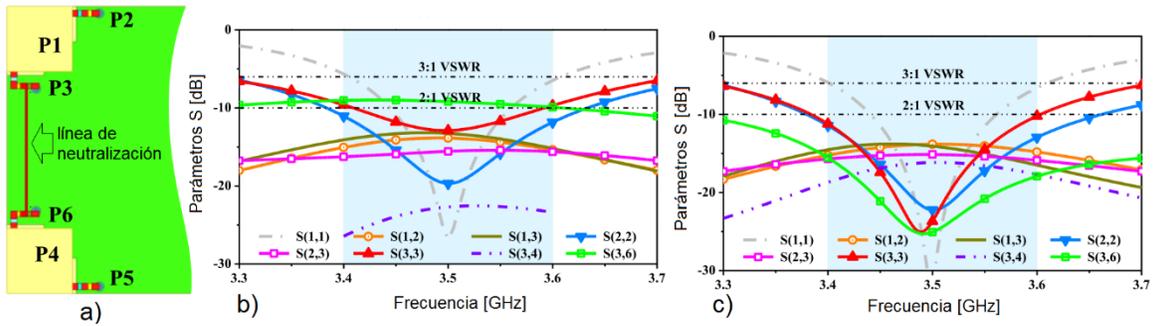


Figura 1.11: Mejoramiento del aislamiento entre los puertos P3 y P6 de la referencia [55] mediante una NL.

En la referencia [55] se mejora el aislamiento entre bloques triortogonales mediante líneas de neutralización conectando dos antenas de ranura de la misma polarización. Como se muestra en la Figura 1.11, el parámetro  $S_{36}$  mejora en más de 15 dB con la introducción de una NL con longitud de 32 mm y grosor de 0.6 mm.

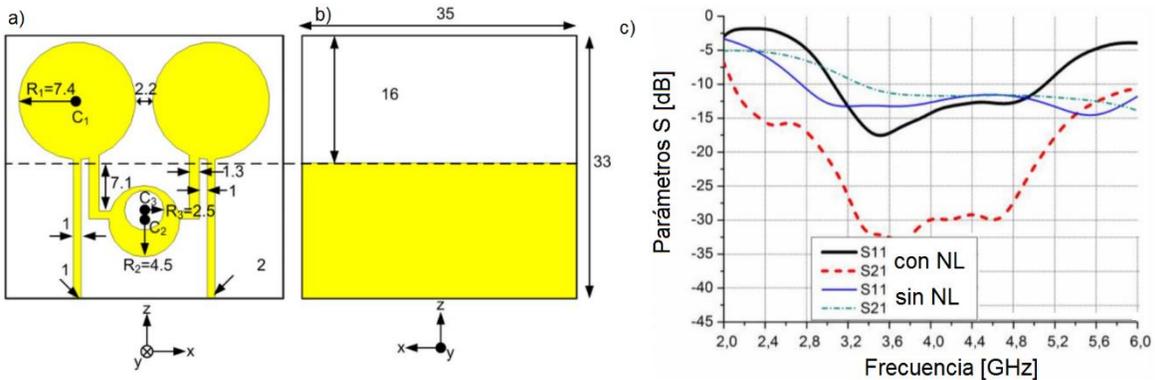


Figura 1.12: Geometría propuesta en [69] para una NL de banda ancha en su vista a) frontal y b) trasera. Modificaciones en el comportamiento del parámetro  $S_{21}$  vs frecuencia antes y después de insertar la NL

En contraposición a varios ejemplos en la literatura, en los que se recomienda que la NL sea delgada, se presenta en [69] una NL para desacoplar monopolos circulares para aplicaciones UWB. Se obtienen aislamientos mayores a 22 dB. La muesca realizada en la NL circular presentada permite que existan en ella

trayectorias de diferentes longitudes para que la corriente circule, causando que su efectividad sea poco dependiente de la frecuencia.

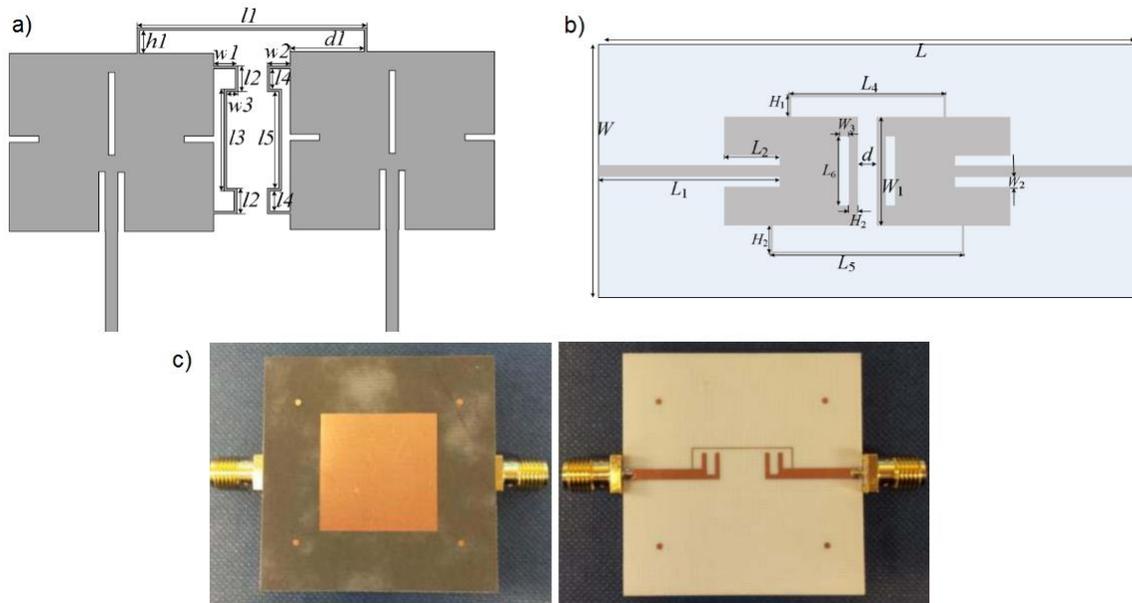


Figura 1.13: Ejemplos de colocación de NL en antenas de parche. Tomados de a) [70], b) [71], c) [72].

No existe en la literatura un procedimiento que permita determinar la geometría o ubicación de una NL para cualquier par de antenas; ambos parámetros suelen determinarse siguiendo los resultados de varios procesos de optimización basados en diferentes fenómenos bien conocidos de propagación de ondas electromagnéticas en medios conductores y dieléctricos. Sin embargo, la NL suele colocarse en regiones donde se encuentren máximos de corriente, o cerca de la alimentación. En la Figura 1.13 se muestran tres ejemplos de colocación de NL. En el ejemplo a) [70], la NL conecta las orillas radiadoras de parches paralelos; en el ejemplo b) [71], las dos líneas conectan orillas resonantes de parches opuestos; en el caso c) [72], un solo parche es excitado por dos segmentos de microcinta, los cuales están unidos por la línea de neutralización.

### 1.4.2.6 Estructuras de apertura fotónica y estructuras de comportamiento metamaterial

Las estructuras de comportamiento metamaterial (MTM) y las estructuras de apertura fotónica (EBG) son cuerpos resonantes de factor Q grande que, al ser insertados en un medio huésped, causan la modificación efectiva de la permitividad  $\epsilon$ , permeabilidad  $\mu$ , o ambas en forma simultánea, resultando en un cambio en el índice de refracción del cuerpo en cuestión. Esta propiedad, descrita originalmente por Veselago en 1968 [73], se ha utilizado en la literatura reciente de RF y microondas para mejorar o modificar el comportamiento de diversos dispositivos en cierto intervalo de frecuencias de muy diversas maneras, ya sea como método de reducción de dimensiones de arreglos de antenas [74], incrementando la conductividad en sistemas de transferencia inalámbrica de potencia [75], compensando la dispersión de pulsos de microondas [76], sirviendo como método de cambio del apuntamiento de conjuntos de antenas [77], conteniendo campos EM para cosechamiento de energía [78], reduciendo lóbulos parásitos en antenas para radares [79], entre muchas otras.

El comportamiento metamaterial se obtiene por medio de la colocación periódica de estructuras metálicas o dieléctricas en el medio de propagación huésped, ya sea en una, dos o tres dimensiones, por lo cual las estructuras de comportamiento MTM suelen situarse en el sustrato donde yacen las antenas planares a desacoplar, o en una capa dieléctrica por encima de los radiadores. Aunque las estructuras de índice de refracción negativo permiten absorber la energía EM [80], su uso en el cuerpo de las antenas o en el espacio entre ellas regularmente tiene el objetivo de modificar sus distribuciones de corriente y de campo radiado, lo que puede implicar la disminución del acoplamiento mutuo entre antenas. Debido a que la mayor parte de tales estructuras manifiesta sus efectos en intervalos de frecuencia muy pequeños, la disminución de acoplamiento mutuo también ocurre en anchos de banda muy angostos.

Debido al elevado factor Q de las estructuras MTM y EBG, el diseño de una de sus celdas unitarias por medio de diseño asistido por computadora (CAD) requiere de equipo de elevada capacidad de procesamiento y memoria; el tiempo de simulación se incrementa cuando se diseña el modelo completo, con las antenas por desacoplar y la estructura resonante en cuestión. Por otra parte, la implementación de prototipos con MTM suele requerir la inserción de muchas celdas unitarias, complicando su construcción y oponiéndose al principio de miniaturización. Como se puede observar en la Figura 1.14, en los casos a) [81] y c) [82] se requirió rodear el cuerpo de las antenas con muchas estructuras resonantes; en el caso b) [83] éstas yacen sobre otra capa dieléctrica colocada sobre las antenas. Los casos a) y b) muestran diseños de estructuras en dos dimensiones, mientras que el caso c) es tridimensional. En los tres ejemplos se obtuvieron reducciones del parámetro  $S_{21}$  entre 15 y 20 dB.

Adicionalmente, las mediciones del índice de refracción, permitividad y permeabilidad son complicadas de realizar sin equipo altamente especializado; por ello, la efectividad de la aplicación de este método en dispositivos de RF se demuestra en muchas ocasiones mediante el reporte de gráficas del índice de refracción, la  $\epsilon$ , o la  $\mu$ , obtenidas solamente mediante simulación, así como gráficas del efecto sobre algún parámetro de RF del dispositivo bajo estudio: ganancia, ancho de banda, pureza de polarización, o cualquier otro donde el MTM tiene impacto indirecto.

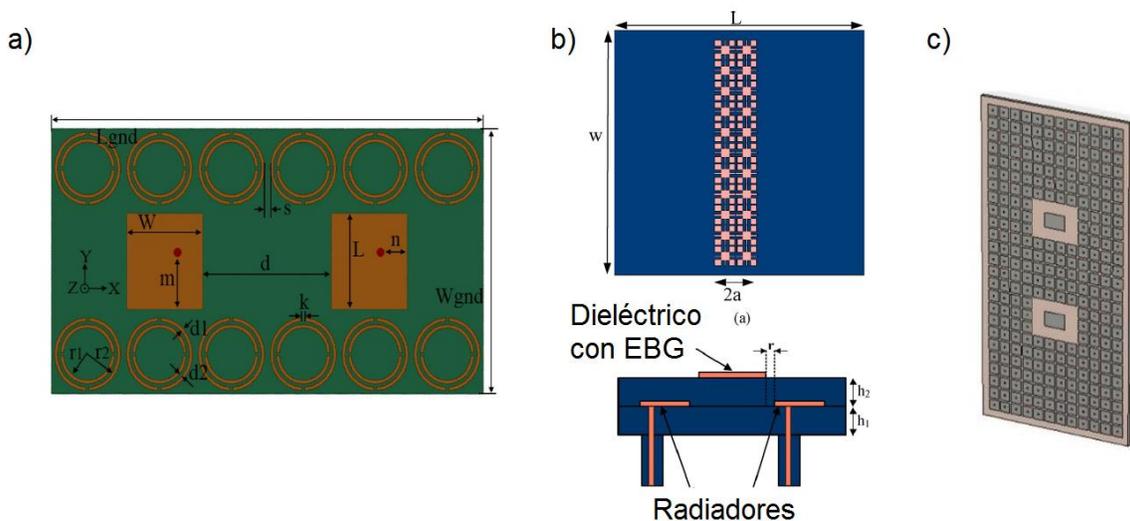


Figura 1.14: Diagramas de tres aplicaciones de estructuras metamateriales para desacoplar dos antenas. a) [81], b) [83], c) [82]

### 1.4.2.7 Estructuras imperfectas en el plano de tierra

La creación de estructuras imperfectas en el plano de tierra (DGS) ha sido utilizado para mejorar varios parámetros de los sistemas de antenas para aplicaciones MIMO, por ejemplo, mejorar el ancho de banda, la polarización cruzada y la ganancia [84]. Adicionalmente, las DGS pueden contribuir a reducir el acoplamiento mutuo entre antenas próximas, perturbando el fenómeno físico que causa la interacción [85]. Por ejemplo, en arreglos de antenas de parche, la inserción de modificaciones en la geometría del sustrato o el GND permite desviar las ondas superficiales y las corrientes en el GND implicando la disminución del acoplamiento EM.

En la referencia [86] se utilizó este método para bloquear el flujo de corriente entre los puertos de las antenas, las cuales fueron propuestas para cubrir las tecnologías móviles GSM, UMTS y LTE, así como posibilitar la conexión a redes WLAN. Tal como ocurrió en [68], donde se aplicaron dos NL para mitigar el efecto del acoplamiento EM, en [86] se requirieron dos defectos en forma de U, cada una con

impacto en diferentes frecuencias. En la Figura 1.15 se muestra el módulo de la corriente superficial ( $J$ ) antes y después de la modificación del plano de tierra. Se reporta en el artículo una disminución de 20 A/m de corriente pico acoplada utilizando este mecanismo.

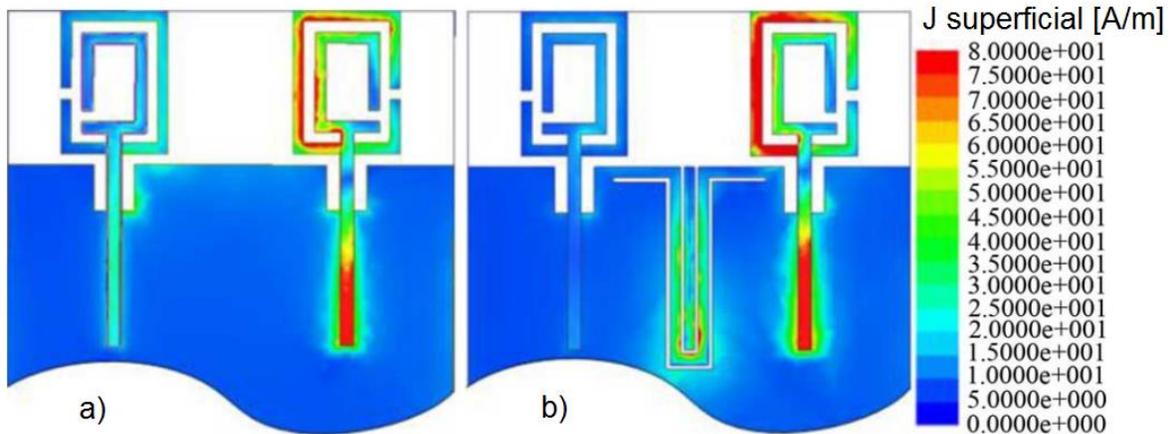


Figura 1.15: Diagrama del módulo de la corriente superficial a) antes y b) después de la inserción de dos DGS entre las antenas presentadas en [86]

El empleo de este método puede requerir la inserción de más de una estructura imperfecta en el GND para impactar en la misma banda, como en las referencias [87] y [88], en las que se requirieron respectivamente dos y tres estructuras en el plano de tierra. Las DGS pueden guardar o no un principio de simetría entre sí; por ejemplo, en [87] y [88] los defectos siguen simetría puntual con respecto al origen del sistema de coordenadas. El caso [89] es particular porque, aunque se utilizó una sola estructura imperfecta sin simetría, ésta guarda el principio de geometría fractal, y obtuvo la disminución del módulo del parámetro  $S_{21}$  en 50 dB en su tercera iteración. En la Figura 1.16 se pueden observar los cambios en las distribuciones de corriente en los parches como consecuencia de la inserción de los defectos en el plano de tierra entre ellos. En todos los casos el color rojo representa la corriente pico y el color azul es la corriente mínima.

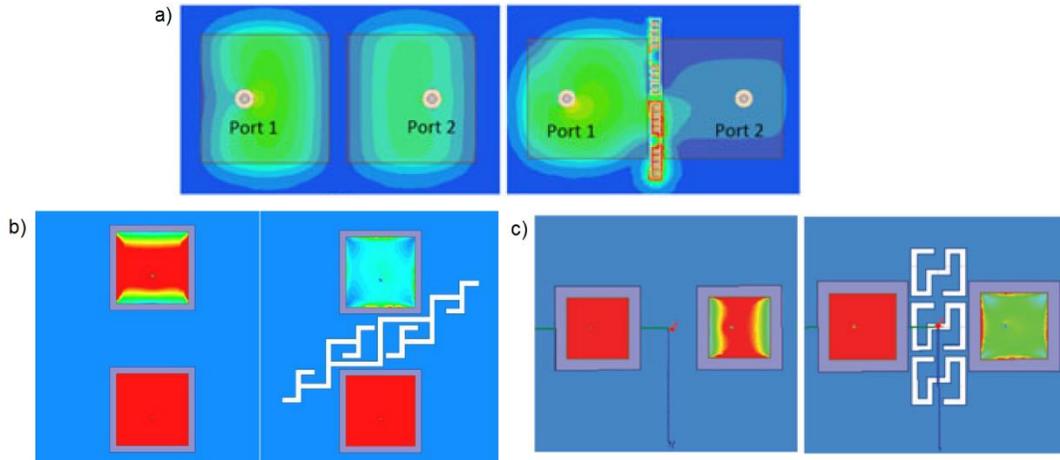


Figura 1.16: Modificación en la distribución de corriente en las antenas propuestas en los artículos a) [87], b) [88], c) [89].

Es importante notar que en los artículos [87], [88] y [89] se obtuvieron reducciones del módulo del parámetro  $S_{21}$  iguales o mayores a 40 dB cerca de la frecuencia central de operación. Sin embargo, la consecuencia es la reducción de la integridad del GND, lo cual se manifiesta habitualmente como una reducción de la ganancia de la antena, así como de la relación entre lóbulo frontal y posterior (*FBR*). Es esperable que en los casos b) y c) de la Figura 1.16 exista una disminución importante de la directividad en los prototipos dada la gran área de GND que es removida, aunque las referencias [88] y [89] no lo reportan.

En el contexto de este trabajo de tesis y como una de sus aportaciones originales se demostró que la teoría de análisis de modos característicos (CMA) puede ser una herramienta eficiente para diseñar estructuras imperfectas en el plano de tierra (DGS) que mejoren el aislamiento entre radiadores próximos en arreglos de antenas usadas en sistemas MIMO, sin que se impacten en forma significativa otros parámetros de relevancia, como los relacionados a la pureza de polarización. Esta teoría fue utilizada para diseñar una sola DGS que impactara positivamente el desempeño general de un sistema de cuatro antenas de parche con simetría axial, diseñado para ser empleado en un transceptor MIMO [90]. A diferencia de las

referencias [87], [88] y [89], en [90] se hace un análisis del efecto de la DGS sobre la polarización cruzada, la cual no se ve degradada en forma significativa por causa de la inserción de la estructura; el impacto en la ganancia de los parches es menor a 1 dB; y se obtienen valores menores a -28 dB en el módulo del parámetro  $S_{21}$  en todo el intervalo de operación de las antenas. Puede además observarse en la Figura 1.17 que el área ocupada por la DGS es pequeño comparado con el área de las antenas, lo que posibilita causar una alteración mínima en otros parámetros de desempeño del arreglo.

El uso de estructuras imperfectas en el plano de tierra puede ser de aplicación práctica reducida debido a su naturaleza resonante, que conlleva a un intervalo angosto en el que el desacoplamiento mejora de forma significativa; a que las corrientes de tierra no son siempre el mecanismo principal de acoplamiento entre elementos del sistema de antenas; y a que los defectos en un plano de tierra que debe compartirse con otros elementos de radiofrecuencia no siempre son aceptables en el diseño.

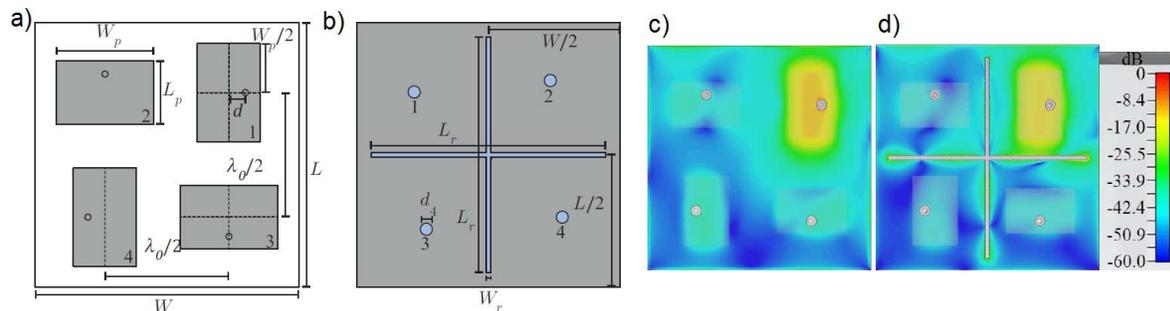


Figura 1.17: a) Vista superior y b) vista inferior del modelo presentado en [90] para aplicaciones MIMO. Se muestra la modificación de la corriente en el plano de tierra c) antes y d) después de la inserción de la DGS.

## 1.5 Conclusiones

En este Capítulo se destacó la importancia de que los operadores móviles puedan incrementar su capacidad de llevar información a cada vez mayor número de UE, con mayor tasa de transmisión, mayor integración con otros sistemas de radiocomunicaciones, menor latencia, mayor confiabilidad, mayor seguridad, mejor uso de la potencia, mayor compatibilidad electromagnética intersistema e intrasistema, y a costos accesibles, lo cual no puede suceder sin la aplicación de tecnologías novedosas en la capa física; por ejemplo, el uso de múltiples antenas en ambos extremos de los enlaces de comunicaciones. En ese sentido, se abordaron las principales motivaciones para la implementación de nuevas técnicas y tecnologías en los sistemas de radiocomunicación móviles, así como los problemas relacionados con su despliegue, y las propuestas en la literatura científica más reciente en el área de arreglos de antenas, que posibilitan la resolución o disminución de algunas de las complicaciones relacionadas con la interfaz del equipo terminal con el medio de transmisión.

En este Capítulo se estudiaron varias consecuencias del acoplamiento no intencional entre antenas próximas: incremento de la correlación entre señales recibidas, por lo tanto impacto en la exactitud de mecanismos de detección de ángulo de arribo; distorsión de las corrientes superficiales de las antenas, y consecuentemente de su patrón de radiación, disminución de su ganancia y directividad; reducción de su eficiencia total; aparición de lóbulos parásitos y rellenado de nulos; modificación de la impedancia de entrada, y con ello el desacoplamiento entre las antenas y el bloque de RF. Se profundizó en las técnicas de disminución de la interacción electromagnética entre antenas próximas, destacando su mecanismo principal de acción, citando algunos ejemplos en la literatura actual, así como sus características y desventajas de aplicación. En forma general, la efectividad de estas técnicas es comprobada de tres maneras principales en la literatura: 1) observando las distribuciones de corriente antes y después de la

aplicación del método, para comprobar que la corriente inducida en la o las antenas víctimas se ha reducido; 2) graficando el comportamiento con respecto a la frecuencia del módulo del parámetro  $S_{ik}$  entre los puertos de antena antes y después de utilizar el mecanismo de desacoplamiento, para corroborar la disminución de transferencia de potencia entre puertos; 3) midiendo el comportamiento de los parámetros multiantena, antes y después de la utilización de la técnica bajo estudio. En el presente Capítulo no se mencionó el tercer método por tratarse de un tema de interés del Capítulo 2.

Para poner en un contexto práctico las ventajas de las implementaciones multiantena, así como las propuestas de solución en el estado del arte para sobreponerse a sus limitaciones asociadas, se analizaron a modo de ejemplo las propiedades de los sistemas full-dúplex biestáticos, los problemas que han evitado su utilización en sistemas de telefonía móvil, así como las propuestas científicas para utilizar radios FD en la llamada quinta generación. Se estudiaron también algunas soluciones novedosas para eliminar los efectos del fenómeno de autointerferencia del transceptor, entre las que destacan aquellas pertenecientes al dominio de radiofrecuencia. Tanto el desempeño del sistema de antenas de un transceptor full-dúplex, como la cuantificación de la eficacia de las técnicas SIC basadas en la disminución de acoplamiento electromagnético, se pueden caracterizar y ponderar mediante los llamados “parámetros multiantena”, tal como se profundiza en el Capítulo 2 del presente trabajo. En él se mostrará la investigación realizada en el marco de esta tesis sobre el uso de los parámetros multipuerto para caracterizar sistemas de múltiples antenas, así como la efectividad de los mecanismos de desacoplamiento electromagnético. Se harán notar ciertas inconsistencias en las formas en que estos parámetros son calculados, y algunaas inexactitudes en la metodología para determinarlos. En forma análoga, cada sistema multiantena presenta desventajas asociadas con la interacción electromagnética entre sus radiadores.

# Capítulo 2 | Ecuaciones y algoritmos numéricos empleados en la caracterización de sistemas de múltiples antenas

## 2.1 Introducción

El Capítulo 1 se presentaron los principales mecanismos usados en la literatura científica reciente para reducir la interacción electromagnética no intencional entre radiadores de un sistema de antenas. Sin embargo, en el campo de la RF, la determinación de la profundidad de tal interacción no suele realizarse directamente: en lugar de medir la perturbación de los campos electromagnéticos de los radiadores en cuestión, se miden en laboratorio un conjunto de parámetros que permiten determinar el grado de efectividad del diseño propuesto en un sistema multiantena.

El coeficiente de correlación de envolventes (*ECC*) es uno de estos parámetros, y es ampliamente usado en la literatura de telecomunicaciones. La teoría que respalda al *ECC* fue utilizada desde la última década del siglo XX, principalmente para caracterizar el desempeño de sistemas de comunicaciones con técnicas de diversidad [91]. Al iniciar el siglo XXI, el *ECC* comenzó a utilizarse para estudiar la degradación del comportamiento de las antenas de transceptores MIMO debido al acoplamiento mutuo. Sin embargo, y como se demostrará en este Capítulo, la determinación del *ECC* es una labor compleja que requiere de equipo costoso, instalaciones de alta especialidad, e intervalos largos de tiempo para completar la medición de las antenas bajo prueba. Debido a ello, en la literatura se presentaron alternativas que pueden categorizarse en dos vertientes:

- 1) Realizar simplificaciones de la ecuación, de tal forma que el coeficiente pueda determinarse a través de otras características de las antenas, por ejemplo: sus parámetros de dispersión.
- 2) Determinar la profundidad de la interacción entre las antenas utilizando otras métricas más fáciles de determinar experimentalmente.

Entre esas otras métricas se encuentra el coeficiente de reflexión activa total (*TARC*), que a diferencia del *ECC*, es poco empleada en la literatura especializada. Sin embargo, es un parámetro valioso de caracterización sencilla, que aporta importantes datos sobre el desempeño de un conjunto de antenas con respecto a la frecuencia y a la fase de las señales recibidas por ellas. El *TARC* permite evaluar el desempeño de sistemas de  $N \geq 2$  antenas [13], [92] a diferencia del *ECC*, que únicamente está definido para  $N = 2$  puertos [91], [93].

Considerando que los Capítulos centrales de esta tesis hacen de conocimiento público varias aportaciones originales respecto al *ECC* y al *TARC*, el presente Capítulo introduce al análisis de ambas métricas, remarcando sus suposiciones teóricas iniciales. Este análisis se pone en contexto con otros parámetros para caracterizar arreglos de radiadores, también de uso frecuente en el estado del arte, así como las relaciones matemáticas entre ellos. Además, se presentan qué suposiciones debe cumplir un arreglo de antenas para que en su análisis puedan utilizarse ecuaciones simplificadas de *ECC* como de *TARC*, sin que ello implique un error grande en la aproximación para su cómputo.

En este trabajo de tesis se demuestra que existen numerosas publicaciones en las que se ignoran las consideraciones teóricas iniciales del *ECC* y del *TARC* mencionadas líneas arriba, por lo que sus autores potencialmente llegan a

conclusiones discutibles. El ejemplo más claro consiste en aplicar ecuaciones simplificadas en sistemas de antenas en las que las consideraciones hechas para la simplificación no son válidas; en esos casos, el *ECC* o el *TARC* que se reportan no tienen significado físico, causando que las conclusiones desprendidas de la evaluación de un parámetro carente de significado sean, cuando menos, cuestionables. En la presente tesis, además de explicar en qué consisten las aproximaciones inadecuadas, se demuestra en qué condiciones se pueden o no emplear.

El presente Capítulo concluye abordando amplia, detallada y rigurosamente los problemas identificados en el marco de este trabajo para la aplicación del *ECC* y del *TARC* en la evaluación de arreglos de antenas. Se exploran además los métodos numéricos de solución ofrecidos por softwares comerciales para el cálculo del *ECC*, tomando como caso de estudio los softwares ANSYS HFSS [94] y CST Microwave Studio [95]. Enlistando los problemas generales de la aplicación directa de estas herramientas a la investigación y diseño de sistemas de antenas, se permitirá poner un punto de comparación entre los métodos empleados actualmente por grupos de investigación en antenas y RF, y los propuestos en esta tesis doctoral.

## 2.2 Caracterización de desempeño de sistemas multiantena o multipuerto

Los parámetros de antena son descritos con relaciones matemáticas entre la impedancia de entrada, potencia aceptada y magnitud de los campos que produce una antena, con respecto al espacio que la rodea y a la frecuencia de operación [96]. El estudio del estado del arte en el desarrollo e investigación de antenas permite observar que todo nuevo prototipo viene acompañado del reporte de sus parámetros de antena, los cuales permiten conocer si la nueva propuesta cumple una especificación determinada, o bien, determinar las posibles ventajas y

desventajas que conllevará utilizar una nueva antena en lugar de otra para una aplicación dada [97]. De esta forma, una nueva antena será presentada a la comunidad científica con su ancho de banda de impedancia, factor de antena, directividad, eficiencia de radiación, eficiencia total, apertura efectiva, temperatura de ruido, razón axial, entre otros. Considerando que un parámetro de antena dado es descrito siguiendo la misma relación matemática para todos los modelos bajo estudio, la comparación entre dos o más prototipos por medio del mismo parámetro implica una confrontación libre de juicios de valor.

Como se enfatizó en el Capítulo 1, las consecuencias del acoplamiento entre antenas se cuantifican en la práctica usando el módulo del parámetro  $S_{ik}$ , usualmente expresado en dB, con respecto a la frecuencia, y así el aislamiento entre dos antenas cualesquiera, identificadas como  $i$  y  $k$ , está dado por la Ecuación (2.1) [98]:

$$\text{Aislamiento} = -20 \log_{10} |S_{ik}| \quad (2.1)$$

Sin embargo, además de los parámetros de antenas y el aislamiento, existen otros conocidos como “parámetros de sistemas multiantenas”, “parámetros multiantena”, o “parámetros multipuerto” utilizados en las etapas de investigación, desarrollo y diseño de conjuntos de múltiples radiadores, con aplicación en sistemas radioelectrónicos o sistemas de radiocomunicaciones [99]. En la literatura científica y sobre innovación tecnológica, los prototipos de sistemas de múltiples antenas son caracterizados tanto con los parámetros de elementos individuales como con los parámetros multiantena [92]. El análisis del estado del arte realizado para efectos de la presente investigación permitió establecer que la determinación de los parámetros multiantenas tiene las siguientes funciones:

1. *Caracterizar la pertinencia, ventajas y desventajas de un sistema de antenas con respecto a otros similares.* Dos sistemas de antenas con características equiparables cuyos parámetros multiantenas son conocidos permite una comparación sin sesgos entre ellos. En este Capítulo se mostrará que las referencias de la Sección 1.4.2 utilizan en lo general esta función.

2. *Evaluar la eficacia de una técnica de desacoplamiento mutuo dada en un arreglo de radiadores.* En la literatura se establece la efectividad de un método de desacoplamiento entre antenas comparando los parámetros multiantena de las antenas modificadas antes y después de la inserción del mecanismo bajo estudio. Como ejemplos se usan las referencias [89] y [90], ya citadas en el Capítulo 1, así como los trabajos [100], [101], [102], [103], [104] y [105], en las que uno o varios parámetros multipuerto fueron utilizados para comparar diferentes etapas del diseño bajo estudio.

Se analizan a continuación los parámetros multiantena más empleados en la literatura, así como las consideraciones teóricas que justifican su aplicabilidad en sistemas con varias antenas.

### 2.2.1 Coeficientes de correlación

Los coeficientes de correlación cuantifican la similitud entre dos señales [106]. En la literatura de telecomunicaciones destaca el uso de tres coeficientes para medir la correlación: correlación de potencia, correlación de señales y correlación de envolventes [98]. El coeficiente de correlación de potencia es igual al cuadrado de la magnitud del coeficiente de correlación entre señales, y es aproximadamente equivalente al coeficiente de correlación de envolventes [107]. En las publicaciones relacionadas con antenas, el coeficiente de correlación de envolventes (*ECC*) es el más utilizado.

El *ECC* es una métrica empleada ampliamente para la caracterización de sistemas con varios radiadores, porque permite cuantificar la ortogonalidad entre los patrones de radiación de un par de antenas en vecindad [108], [109] así como relacionar las señales entrantes en los puertos del sistema [50].

El valor de *ECC* disminuye en forma proporcional inversa al aislamiento de la Ecuación (2.1), por lo tanto, cuanto menor es el acoplamiento se tendrán valores menores de *ECC* [110]. La literatura reciente indica una cota superior de  $ECC = 0.5$  para el adecuado desempeño de un sistema MIMO aplicado a telefonía celular [50], [111].

La Ecuación (2.2) representa el llamado “método de campo lejano”, o “método exacto”, el cual utiliza las componentes de campo lejano azimutal y de elevación, de la *i*-ésima y la *j*-ésima antena [109]. En ella,  $\vec{F}_k(\theta, \varphi)$  es una función vectorial compleja que describe el patrón de radiación en 3D en la región de campo lejano, de la antena excitada por el *k*-ésimo puerto;  $\bullet$  es el producto hermitiano; y  $d\Omega$  es el diferencial de ángulo sólido. De los métodos de reducción de acoplamiento citados en la Sección 1.4.2, solamente [60] utiliza la Ecuación (2.2) para evaluar el *ECC*, mientras que las referencias [104] y [105] introducidas en este Capítulo también lo utilizan.

$$\rho_{e_{ij}} = \frac{\left| \iint_{4\pi} [\vec{F}_i(\theta, \varphi) \bullet \vec{F}_j(\theta, \varphi)] d\Omega \right|^2}{\iint_{4\pi} |\vec{F}_i(\theta, \varphi)|^2 d\Omega \iint_{4\pi} |\vec{F}_j(\theta, \varphi)|^2 d\Omega} \quad (2.2)$$

La Ecuación (2.3) describe el mismo coeficiente en función de la razón de polarización cruzada (*XPR*), las propiedades estadísticas de propagación de las ondas incidentes en la antena en sus componentes horizontal y vertical ( $E_k(\Omega)$ ), y la potencia promedio de las componentes vertical  $P_\theta$  y horizontal  $P_\phi$  [91]. Esta

ecuación fue utilizada en las referencias [55], [61] y [112]. De la Ecuación (2.3) también puede desprenderse la conclusión de que la correlación entre dos puertos de antena es un parámetro que depende de las características del entorno en el que éstas se encuentran, como la distancia entre los radiadores, las dimensiones del plano de tierra, factor de calidad de las antenas, entre otros [50].

$$\rho_{eij} = \frac{\left| \oint (E_i(\theta)E_j^*(\theta)X_{PR} + E_i(\phi)E_j^*(\phi)) d\Omega \right|^2}{\left| \oint (E_i(\theta)E_i^*(\theta)P_{\theta}X_{PR} + E_i(\phi)E_i^*(\phi)P_{\phi}) d\Omega \oint (E_j(\theta)E_j^*(\theta)P_{\theta}X_{PR} + E_j(\phi)E_j^*(\phi)P_{\phi}) d\Omega \right|} \quad (2.3)$$

En las Ecuaciones (2.2) y (2.3) se requiere la integración de los campos eléctricos radiados en el campo lejano (también conocida como región de Fraunhofer) sobre la esfera completa, para todas las frecuencias de todo el ancho de banda de operación. Tomando en consideración que, conforme crece la complejidad del diseño de una antena, se incrementa la probabilidad de que no se cuente con una expresión cerrada que describa con exactitud el comportamiento del campo eléctrico radiado, como por ejemplo se hace notar en [113]. Por lo tanto, la integración indicada por las Ecuaciones (2.2) y (2.3) se efectúa en forma numérica, utilizando los valores de campo medidos para todo punto de la esfera en torno a las antenas bajo prueba.

Entonces, es necesario realizar múltiples mediciones en cada una de las tres dimensiones para cada frecuencia, requiriendo como mínimo con una cámara anecoica o semianecoica donde se cumplan las condiciones de campo lejano para las dimensiones y frecuencia de la antena bajo estudio, un generador de señales de RF, un analizador vectorial de redes o de espectros y al menos una sonda de campo eléctrico de tres dimensiones. La determinación del *ECC* por el método exacto resulta ser una tarea compleja, laboriosa y costosa, que muchos laboratorios no siempre pueden realizar, lo cual limita a los grupos de investigación a reportar

solamente el cálculo del coeficiente obtenido por simulación, que como se demostrará en esta tesis, no siempre es computado en la forma más adecuada.

Debido a la complejidad de la determinación del *ECC* por las Ecuaciones (2.2) y (2.3), han surgido en la literatura varias alternativas para facilitar el cálculo del *ECC* con otra información disponible en laboratorio o como resultado de simulaciones por computadora.

Los autores de [93] derivaron una expresión, mostrada en su forma generalizada en la Ecuación (2.4), basada en los parámetros de dispersión (parámetros S), aplicable a sistemas de antenas monomodo con alta eficiencia en un ambiente isotrópico.

$$\rho_{eij} = \frac{|\sum_{n=1}^N S_{ni}^* S_{nj}|^2}{(1 - \sum_{n=1}^N |S_{ni}|^2) (1 - \sum_{n=1}^N |S_{nj}|^2)} \quad (2.4)$$

La simplicidad para evaluar la expresión (2.4) sobre cualquier ancho de banda indujo su rápida aceptación entre la comunidad de investigadores de antenas y propagación, como demuestra su uso en las referencias [56], [57], [58], [65], [68], [86], [89], [101], [102] y [114]. El método no requiere la medición de los patrones de radiación de las antenas, y proporciona una visión más cercana al efecto del acoplamiento mutuo en la impedancia de entrada. Sin embargo, no toma en cuenta la eficiencia total de los radiadores, lo que causa que existan severas diferencias entre los resultados obtenidos por las Ecuaciones (2.2) y (2.3) cuando se evalúan antenas de eficiencias totales menores a 90 % [109].

La Ecuación (2.5) es una aproximación desarrollada en [115] para utilizar los parámetros S de las antenas junto con las eficiencias de radiación de cada *k*-ésima antena  $\eta_{rad,k}$ , y establece un límite inferior o “coeficiente garantizado”, al cual debe

sumársele o restársele un valor de incertidumbre, el cual depende de una resistencia de pérdidas, dictada por la eficiencia total. Sin embargo, para eficiencias de radiación por debajo del 60 %, el valor de  $\rho_{e_{ij},\max}$  tiende a crecer en forma desproporcionada, como consecuencia del incremento de la incertidumbre [98]. Las referencias [52] y [90] utilizan este procedimiento.

$$\rho_{e_{ij},\max} = \frac{-\sum_{n=1}^N S_{ni}^* S_{nj}}{\sqrt{(1 - \sum_{n=1}^N |S_{ni}|^2)(1 - \sum_{n=1}^N |S_{nj}|^2)} \eta_{rad,i} \eta_{rad,j}} + \sqrt{\left(\frac{1}{\eta_{rad,i}} - 1\right)\left(\frac{1}{\eta_{rad,j}} - 1\right)} \quad (2.5)$$

En la literatura también se puede encontrar otra metodología en la que se considera un resistor en serie o en paralelo en el circuito equivalente de las antenas, para incluir el efecto de las pérdidas por dieléctrico y las pérdidas por conducción [116]. Se probó la alta eficacia de este método mediante simulaciones y mediciones, con desempeño comparable con el método del campo lejano. Sin embargo, se trata de un procedimiento complejo, que incluye la complicación de identificar apropiadamente el circuito equivalente adecuado para cada tipo de antena. Adicionalmente, solo puede aplicarse en antenas monomodo que exhiban elevadas corrientes superficiales cercanas al puerto de excitación.

Posteriormente, se desarrolló posteriormente un método más complejo utilizando la función de Green de correlación cruzada [117], el cual fue posteriormente complementado con el método FDTD [118], lo que permitió obtener resultados sobresalientes, con la consecuencia de incrementar la dificultad de la implementación del método. Se presentó también un método basado en mediciones del campo cercano [119], pero por su complejidad, su adopción por la comunidad científica ha ocurrido lentamente.

Basándose en la literatura y frecuencia de uso mostradas en los párrafos anteriores, se demuestra que la efectividad y la complejidad del cálculo del *ECC* están

relacionadas en forma directa. De igual manera, se deduce que la incertidumbre del cálculo introducida por la aplicación de una simplificación es desigual en cada caso. Por lo tanto, si dos prototipos son comparados utilizando sus *ECC* calculados mediante ecuaciones distintas, la desigualdad en la certeza del cálculo en cada caso puede inducir a equiparaciones inapropiadas entre los arreglos de antenas en cuestión y, por lo tanto, a conclusiones discutibles.

### 2.2.2 Ganancia de diversidad

La ganancia de diversidad (*DG*) aporta una cuantificación de la confiabilidad del sistema de comunicaciones y de su desempeño por encima de un sistema que no utiliza múltiples antenas. Cuanto mayor es el valor de *DG*, el aislamiento entre antenas es mayor. La relación entre la *DG* y el *ECC* está determinada por la Ecuación (2.6) [98]:

$$DG = 10 \sqrt{1 - \rho_{e_{ij}}^2} \quad (2.6)$$

Las referencias [60], [65], [68], [90] y [120] caracterizan el desempeño de sus prototipos mediante la Ecuación (2.6).

### 2.2.3 Ganancia efectiva promedio

El patrón de radiación de una antena cuando es medido en una cámara anecoica no permite conocer su desempeño en el entorno para el cual fue diseñada, ni el efecto que el entorno tiene en sus características de radiación. La ganancia efectiva promedio (*MEG*) es una métrica que permite combinar un modelo probabilístico del medio, con la radiación en tres dimensiones de la antena, mediante métodos numéricos [121]. Para calcular la *MEG* es necesario seguir la Ecuación (2.7), satisfaciendo las condiciones dictadas por las Ecuaciones (2.8), en las cuales *XPR*

es la razón de polarización cruzada, ya descrita en la Sección 2.2.1,  $G_{\Omega}(\theta, \varphi)$  son los componentes de ganancia de las antenas en recepción, y  $P_{\Omega}(\theta, \varphi)$  son las distribuciones estadísticas de las ondas entrantes, suponiendo que la correlación entre  $P_{\theta}(\theta, \varphi)$  y  $P_{\varphi}(\theta, \varphi)$  es cero.

$$MEG = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \left[ \frac{XPR}{1+XPR} G_{\theta}(\theta, \varphi) P_{\theta}(\theta, \varphi) + \frac{1}{1+XPR} G_{\varphi}(\theta, \varphi) P_{\varphi}(\theta, \varphi) \right] \sin \theta d\theta d\varphi \quad (2.7)$$

$$\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} [G_{\theta}(\theta, \varphi) + G_{\varphi}(\theta, \varphi)] \sin \theta d\theta d\varphi = 4\pi \quad (2.8)$$

$$\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} P_{\theta}(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} P_{\varphi}(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi = 1$$

De las Ecuaciones (2.7)-(2.8) se concluye que la evaluación de la *MEG* está en función de la aplicación que tendrá el sistema de antenas bajo evaluación. Se pueden encontrar en la literatura modelos que describen las distribuciones estadísticas de las ondas entrantes, dependientes del entorno, por ejemplo: rurales, urbanos, en interiores, entre otros. En [121] se presentó un modelo general de una distribución uniforme de señales en azimut, mientras una distribución gaussiana en elevación para representar un canal con desvanecimiento tipo Rayleigh, apropiado para comunicaciones celulares. En las referencias [55], [61], [65] y [120] utilizan este método para la evaluación de sus propuestas, y ponen en evidencia la estrecha relación entre las ecuaciones (2.3) y (2.7), ya que en todos los trabajos se emplearon el mismo par de expresiones matemáticas.

## 2.2.4 Pérdida de capacidad del sistema

Cuando la correlación entre todos los subcanales de un sistema MIMO tiende a cero, la capacidad del canal de comunicaciones es proporcional al número  $N$  de antenas utilizadas [122]. Sin embargo, cuando la correlación entre subcanales no es cero existe cierta disminución de esa capacidad límite. Por ejemplo, en un sistema MIMO  $2 \times 2$  en el que las antenas receptoras están mutuamente acopladas,

la pérdida de capacidad causada por el aumento en la correlación entre las señales recibidas por ellas se determina mediante la Ecuación (2.9) [123]:

$$C_{\text{loss}} = -\log_2\{[(1 - |S_{11}|^2 - |S_{12}|^2)(1 - |S_{22}|^2 - |S_{21}|^2)] - [(S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22})(S_{22}^* S_{21} + S_{12}^* S_{11})]\} \quad (2.9)$$

En las referencias [86], [90] y [120] se utiliza la pérdida de capacidad de canal como método de caracterización de arreglos de antenas.

## 2.2.5 Eficiencia de multiplexación

La eficiencia de multiplexación considera en la misma expresión las eficiencias totales de los elementos del arreglo de antenas y la correlación entre ellas. La eficiencia de multiplexación evalúa la reducción de la *SNR* obtenida con el arreglo implementado, comparado contra un arreglo ideal con 100 % de eficiencia, y con correlación cero entre sus puertos [124]. La Ecuación (2.10) permite calcular la eficiencia de multiplexación entre dos puertos, donde  $\eta_k$  es la eficiencia total de la  $k$ -ésima antena:

$$\eta_{\text{mux}} = \sqrt{\eta_i \eta_j (1 - \rho_{e_{ij}})} \quad (2.10)$$

Las referencias [65], [90] y [120] emplean la Ecuación (2.10) para la caracterización de sus propuestas de antenas.

## 2.2.6 Coeficiente de reflexión activa y coeficiente de reflexión activa total

El coeficiente de reflexión activa (*ARC*) es una métrica que permite caracterizar el fenómeno de la “ceguera de arreglo”, mencionado en la Sección 1.4.1, el cual es una condición causada por el acoplamiento entre elementos de un arreglo de

antenas en fase, y puede causar la cancelación total de los haces radiados en ciertos ángulos del espacio, acompañado de coeficientes de reflexión cercanos a la unidad [39].

### 2.2.6.1 Coeficiente de reflexión activa

Como se explicó en el Capítulo 1, la impedancia de una antena en un arreglo en general difiere de la impedancia que ese elemento presentaría en el vacío, como elemento independiente. La impedancia de un radiador como parte de un arreglo donde todos sus elementos son excitados se denomina “impedancia activa”. El coeficiente de reflexión activa, referido en la literatura como  $\Gamma$  o *ARC*, es descrito en la Ecuación (2.11) [125]:

$$\Gamma_n(\theta_0, \varphi_0) = \sum_{k=1}^N S_{kn} \frac{a_k}{a_n} \exp(j\varphi_k(\theta_0, \varphi_0) - \varphi_n(\theta_0, \varphi_0)) \quad (2.11)$$

donde  $n$  es el número de elemento del arreglo evaluado,  $a_n$  es la amplitud de la excitación del elemento,  $S_{nn}$  es el coeficiente de reflexión del elemento,  $S_{kn}$  es el coeficiente que describe el acoplamiento mutuo entre los elementos  $k$  y  $n$ ,  $a_k$  es la amplitud de la excitación del elemento  $k$ ,  $\varphi_k(\theta_0, \varphi_0)$  es la fase de excitación del  $k$ -ésimo elemento. De la Ecuación (2.11) puede observarse que dado que  $\varphi_k(\theta_0, \varphi_0)$  varía de acuerdo con el ángulo de apuntamiento del haz principal  $(\theta_0, \varphi_0)$ ,  $\Gamma$  también es una función de  $\theta_0$  y de  $\varphi_0$ . En arreglos donde el número de elementos  $N$  es grande existe la posibilidad de que el *ARC* llegue a ser infinito o cero en uno o varios elementos; en ambos casos no existe radiación, lo cual se traduce como la degradación del patrón de radiación, manifestado en la rápida disminución de la magnitud de campo para determinados ángulos [126].

Utilizando el *ARC* en un sistema con  $N$  antenas no operando en forma coherente, cada una con un solo puerto, existen  $N$  coeficientes asociados, no necesariamente

iguales entre sí, dado que no todos los elementos del arreglo se comportan de la misma forma, como se explicó en la Sección 1.4.1. Por ello el *ARC* no puede utilizarse para determinar el ancho de banda del sistema de antenas como un todo.

### 2.2.6.2 Premisas iniciales del coeficiente de reflexión activa total

El coeficiente de reflexión activa total, referido en la literatura como *TARC* o  $\Gamma_a^t$ , fue presentado en [127] como un instrumento para evaluar el desempeño con respecto a la frecuencia de una antena de dos puertos, relacionando la suma de la potencia reflejada por todos los puertos con la potencia total insertada al sistema. Posteriormente en [128] se propuso al *TARC* como una métrica de sistemas multiantena para caracterizar el desacoplamiento efectivo de conjuntos de radiadores diseñados para sistemas MIMO.

El *TARC* permite estudiar el ancho de banda de un sistema de antenas, así como la influencia que tienen en él las fases aleatorias entre las señales recibidas en los  $N$  puertos operando en el conjunto. La Ecuación (2.12) es la forma más general para calcular el coeficiente, y fue publicada en [13] como contribución original en este trabajo de tesis, cuyo desarrollo y explicación detallada se presentará en los siguientes Capítulos.

$$TARC = N^{-0.5} \sqrt{\sum_{i=1}^N \left| \sum_{k=1}^N S_{ik} e^{j\theta_{k-1}} \right|^2} \quad (2.12)$$

A pesar de las importantes características de un arreglo de antenas que el *TARC* permite conocer, no es de amplio uso en la literatura especializada. En los siguientes Capítulos se demuestra la contribución a la investigación de antenas hecha en este trabajo, exponiendo un uso adecuado en sistemas multipuerto, analizando los casos en que la Ecuación (2.12) puede o no simplificarse. En el

mismo contexto, se presentan las aplicaciones inadecuadas del *TARC* más recurrentes en la literatura en la caracterización de arreglos de antenas.

## 2.3 Problemas asociados con el cómputo del *ECC* asistido por computadora

Como se observó en la Sección 2.2.1, la comunidad científica tiene amplia aceptación del uso del *ECC* como parámetro para caracterizar la pertinencia de un diseño de antenas para sistemas de múltiples elementos. Sin embargo, existe una relación directa entre la eficacia y la complejidad del método de cálculo del *ECC*, resultando ser el llamado “método exacto” el procedimiento más complicado. Al mismo tiempo, los sistemas de antenas bajo estudio deben cumplir las condiciones que justifican las simplificaciones en el cálculo del *ECC*; en caso contrario, el valor calculado carece de sentido físico.

Considerando que al momento de la publicación de la presente tesis no existe una ecuación explícita que permita calcular el *ECC* mediante el método exacto si no se cuenta con una expresión cerrada de campo radiado, varios trabajos en la literatura han utilizado las ecuaciones (2.2)-(2.5) según la disponibilidad de sus datos, la experiencia de los autores, y los programas de CAD que tengan a su alcance.

Aunque las versiones más recientes de los programas computacionales de estudio de estructuras electromagnéticas que emplean el método de momentos (MoM), el método de diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD) o el método de elemento finito (FEM), otorgan al usuario los datos de campo radiado en la región de campo lejano, los cuales pueden utilizarse en la Ecuación (2.2) [129], los investigadores no suelen recurrir al método exacto para calcular el *ECC*, y utilizan

ecuaciones simplificadas cuya aplicabilidad es limitada, tal como se explicó en la Sección 2.2.1.

En este trabajo doctoral se hizo una comparación entre dos de los métodos de solución más empleados por dos de las aplicaciones comerciales con uso más extendido para el estudio de estructuras electromagnéticas, con amplio uso en la investigación y la industria: ANSYS HFSS versión 15 y CST Microwave Studio edición 2016. El primero de ellos utiliza FEM como solucionador, mientras que CST recurre principalmente al método FDTD.

HFSS contiene una subrutina programada en Python que permite calcular el *ECC* y la *DG* en un sistema de antenas que ya fue resuelto. El manual de ayuda no enuncia qué método utiliza el programa para el cálculo de *ECC* [94]; sin embargo, la lectura del código fuente permite deducir que se trata del método exacto, puesto que la subrutina llama a los valores de campo eléctrico calculados en la región de Fraunhofer. En HFSS no se ofrece en forma predeterminada ningún otro método de solución de la ecuación de *ECC*.

Por su parte, CST MWS tiene dos métodos de cálculo del *ECC*: la forma predeterminada emplea los parámetros *S* usando la Ecuación (2.4), mientras que existe una opción de post procesamiento que utiliza la Ecuación (2.3), de acuerdo con su manual de usuario.

Ninguno de los trabajos reportados en los Capítulos 2 y 3 reconoce haber calculado el *ECC* utilizando las herramientas automáticas de los programas de simulación, aunque varios de ellos, como [52] o [65], reportan las gráficas proporcionadas en forma predeterminada por CST, mientras que [57] y [58] utilizan directamente

gráficos generados por HFSS. Estas publicaciones se limitan a reportar una ecuación de solución del *ECC*, que puede o no corresponder con la ecuación que utiliza el programa de CAD que emplearon.

Como se explicó en la Sección 2.2, la comparación entre dos prototipos por medio del mismo parámetro tiene la intención de realizar una confrontación sin sesgos; a pesar de ello, si la caracterización del *ECC* se lleva a cabo por métodos distintos, la comparación resulta inequitativa, y una conclusión derivada de ella puede ser cuestionable o incluso errónea.

Por todo lo anterior, en el Capítulo 3 de la presente tesis se discutirán estos factores, y se propone una ecuación discreta, obtenida a partir de la Ecuación (2.2), que permite calcular el *ECC* entre dos antenas a partir de sus campos eléctricos radiados en la región de campo lejano. Con ello se pretende facilitar el cálculo de esta métrica usando los campos radiados por las antenas bajo estudio, y así reducir las imprecisiones en su cómputo. Además, y como se demostrará en el Capítulo 4, el algoritmo permite obtener los valores de *ECC* en menor tiempo que las aplicaciones comerciales con las que se le comparó.

## 2.4 Problemas asociados con la aplicación del *TARC* en la literatura científica

Una importante premisa inicial del desarrollo matemático presentado por los desarrolladores originales del parámetro  $\Gamma_a^t$  en [127] fue considerar que la antena no presentaba pérdidas de conducción ni pérdidas por dieléctrico; por lo tanto, ese parámetro solamente toma en cuenta las pérdidas por retorno. Entonces el *TARC*, el cual mantiene esos supuestos, no puede utilizarse para evaluar la eficiencia de

radiación o la eficiencia total del prototipo bajo estudio como se demostrará en el Capítulo 3.

De igual forma, los autores de [127] recalcaron el plano de referencia de fase no tiene significado físico en una sola antena multipuerto, como sucede con la antena que presentaron y evaluaron. En cambio, tanto en sistemas FD, como en sistemas MIMO, y en sistemas de detección de ángulo de arribo con arreglos, la referencia de fase tiene una gran importancia para los algoritmos empleados en cada uno. Debido a ello, es de suma relevancia considerar el papel de la fase de las señales en la ecuación de *TARC*, algo que muchos investigadores han omitido en sus publicaciones como se demostrará en el Capítulo 3; además, los principales resultados obtenidos en la presente investigación se reportaron en [12] y [13]. Es importante señalar que las herramientas comerciales indicadas en la Sección 2.3 carecen de métodos automatizados para el cálculo del *TARC*.

## 2.5 Conclusiones

En este Capítulo se realizó un estudio de la teoría del cálculo de parámetros multipuerto empleados en la caracterización de sistemas multiantena, haciendo énfasis y de forma explícita en las premisas que sustentan el uso de esas métricas para caracterizar sistemas con varias antenas. Se resaltó el papel que tienen los parámetros multiantena en la caracterización de nuevos modelos y prototipos en la literatura especializada en antenas.

Dado que la variación en los parámetros multiantena permite conocer la efectividad de un método de desacoplamiento, su adecuada caracterización es de suma relevancia para emprender investigación científica y tecnológica rigurosa en esa área del conocimiento. Se citaron publicaciones recientes en las que se emplean

los parámetros multiantena para dos usos principales: estudio intermedio de las etapas de diseño y caracterización final del prototipo propuesto. Simultáneamente se indicaron algunos de los problemas con solución parcial o sin ella, y a cuáles de ellos se les propone una solución y éstas son parte central de las contribuciones originales de la presente tesis.

La determinación del coeficiente de correlación de envolventes es relevante para los proyectos de investigación, desarrollo y diseño de arreglos de antenas empleados en sistemas de comunicaciones FD, MIMO y/o con haces que se pueden direccionar por medios electrónicos, pues brinda certidumbre sobre el comportamiento de los elementos caracterizados, y establece parámetros comparables y medibles entre prototipos. Se presentaron las ecuaciones para calcular el *ECC*, mostrando sus ventajas y limitaciones. Se citaron los artículos utilizados en el Capítulo 1 que emplearon cada uno de los métodos, y se sumaron más referencias para demostrar el uso del *ECC* como métrica para la evaluación de métodos de desacoplamiento.

No existe un solo parámetro que pueda valorar por sí mismo todos los aspectos del funcionamiento de un radiador o un conjunto de ellos. En la investigación y desarrollo de antenas se evalúan varios parámetros que permiten medir y comparar equitativamente diferentes diseños confrontando entre sí sus características. Se presenta una contextualización adicional, involucrando otros parámetros multiantena o multipuerto también aplicados en la caracterización de arreglos de antenas, pero con uso menos extendido. Entre ellos se incluye al coeficiente de reflexión activa total, el cual permite estudiar valiosas propiedades de los arreglos. Éstas serán analizadas con mayor profundidad en el Capítulo 3, así como qué influencia tienen en el comportamiento general de la ecuación del *TARC*.

En este Capítulo también se presentaron problemas clave en la aplicación e interpretación de las ecuaciones para obtener tanto del *ECC* como del *TARC*. En el caso del *ECC*, los múltiples métodos existentes no son aplicables a todos los prototipos de antenas, y en cada caso proporcionan diferente certeza respecto al valor calculado. Por ejemplo, las Ecuaciones (2.4) y (2.5) no son pertinentes para evaluar sistemas con antenas de baja eficiencia, y su exactitud disminuye conforme lo hace la eficiencia de los radiadores evaluados.

Por lo tanto, dos sistemas de antenas diferentes caracterizados con métodos distintos para computar el *ECC* no podrían ser, en principio, comparados entre sí. En el caso del *TARC*, el estudio del estado del arte reveló que existen confusiones diseminadas entre los investigadores respecto a este importante parámetro, por lo cual se han publicado diversos trabajos con una caracterización inadecuada y débilmente justificada, llegando a conclusiones equivocadas, basándose en ecuaciones mal aplicadas y entendidas.

Por ello el Capítulo 3 versa sobre un procedimiento matemático que facilita el cómputo del coeficiente de correlación entre dos antenas, sin sacrificar su generalidad de aplicación. Además, se presenta un análisis a manera de contribución original sobre los mecanismos físicos que afectan al *TARC*, estudio con el cual se permiten disipar numerosas confusiones y aplicaciones inadecuadas, encontradas en publicaciones especializadas desde el 2005 hasta la fecha de la finalización de esta tesis.

# Capítulo 3 | Aportaciones a la investigación sobre antenas desde la perspectiva de los parámetros multiantena

## 3.1 Introducción

Como se explicó en el Capítulo 2, un solo parámetro de antena o un parámetro multiantena no puede valorar por sí mismo todos los aspectos del funcionamiento de un radiador o un conjunto de ellos. En la investigación y desarrollo de antenas se evalúan varias métricas que permiten comparar equitativamente nuevos o diferentes diseños, confrontando entre sí sus características. De entre esos parámetros se destacan en la presente tesis el coeficiente de correlación de envolventes y el coeficiente de reflexión activa total. Debido a la complejidad intrínseca de su evaluación experimental, se han desarrollado en publicaciones recientes varias simplificaciones de ambos coeficientes con tal de facilitar su cálculo. Sin embargo, no es raro encontrar artículos publicados en revistas científicas importantes en el área en los cuales se ignora el cumplimiento de ciertas condiciones, por ejemplo: eficiencia de radiación, fases iniciales entre señales que arriban a los radiadores, entre otras, invalidando la evaluación de los coeficientes y llevando a conclusiones erróneas sobre el funcionamiento final de un arreglo de antenas en una aplicación dada, tal como se mostrará a lo largo de este Capítulo.

La elevada complejidad de la evaluación del coeficiente de correlación de envolventes (*ECC*), utilizando su ecuación en términos de campos eléctricos radiados, ha motivado a diversos grupos de investigación a desarrollar ecuaciones simplificadas para la caracterización de antenas y otros dispositivos de

radiofrecuencia. Sin embargo, en la realización de este trabajo de investigación se ha detectado que en varias referencias se utilizan versiones simplificadas en casos inválidos, causando que la evaluación de un sistema de antenas no sea apropiada.

La investigación del estado del arte realizada para la presente tesis también permitió detectar que en varios artículos científicos, citados a lo largo del Capítulo actual, se empezaron a utilizar y realizar observaciones y conclusiones erróneas basadas en ecuaciones imprecisas del coeficiente de reflexión activa total, en las cuales no se consideraba la información de la fase aleatoria, y su impacto en el desempeño del sistema con respecto a la frecuencia, o bien, señalando que la evaluación del *TARC* permitía determinar la eficiencia de un conjunto de antenas, aun cuando una de las premisas iniciales implica que esas conclusiones sean equivocadas. Por otra parte, en diversas investigaciones reportadas, se realizaba la evaluación del *TARC* considerando un número limitado de antenas, cuando la propuesta era de un número mayor. En los reportes realizados, fue muy común utilizar la fórmula del *TARC* para dos antenas, cuando en realidad debería utilizarse para tres, cuatro o más elementos, dependiendo la propuesta del arreglo, lo que conlleva a una evaluación totalmente errónea con respecto a esta métrica, ya que no se consideran los efectos totales de todos los radiadores envueltos en el diseño.

Debido a las citadas inconsistencias, en este Capítulo se presentan las siguientes aportaciones a la ciencia y tecnología relacionada con la investigación sobre el diseño de dispositivos con múltiples antenas:

- Se hace un análisis matemático del *TARC* para su uso en caracterización de sistemas de antenas. Se propone una ecuación generalizada para la evaluación sistemas con  $N$  puertos, y se aplica a los resultados publicados en literatura especializada con propósitos ilustrativos. Se hace una comparación entre la

ecuación de *TARC*, así como las versiones mal inducidas matemáticamente que se han diseminado en la literatura, demostrando que los resultados presentados en otros trabajos divergen cuando la magnitud del aislamiento es comparable con la magnitud del acoplamiento con los respectivos puertos.

- Se propone una discretización de la ecuación exacta de *ECC*, que pretende reducir la complejidad del cálculo mediante computadora, y que no depende de la eficiencia de los radiadores evaluados. Se hace una comparación en tiempo entre los resultados obtenidos con dicha ecuación discreta, frente a los resultados de las herramientas brindadas por aplicaciones comerciales de análisis de estructuras electromagnéticas. El método propuesto en este Capítulo es hasta 77 veces más veloz que las herramientas comerciales vigentes.

## 3.2 Aplicación de la ecuación de *TARC* y su generalización a sistemas de antenas de *N* puertos

### 3.2.1 Origen del coeficiente de reflexión activa total

El coeficiente de reflexión activa total, referido en forma indistinta como *TARC* o  $\Gamma_a^t$  en la literatura, fue presentado en [127] como un instrumento para evaluar el desempeño de una antena multipuerto con respecto a la frecuencia, en contraposición con el coeficiente de reflexión activo (*ARC*), ya descrito en la Sección 2.2.6. Debido a que el valor del *ARC* es diferente para cada puerto de excitación, éste no es apropiado para describir el ancho de banda de un sistema de antenas con más de un puerto.

El parámetro  $\Gamma_a^t$  fue propuesto inicialmente para estudiar el comportamiento de una antena con dos polarizaciones generadas por la excitación de dos puertos, relacionando la suma de la potencia reflejada por ellos, con la potencia total insertada al radiador, mediante las Ecuaciones (3.1) y (3.2) [127]:

$$\Gamma_a^t = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^N |b_i|^2}}{\sqrt{\sum_{i=1}^N |a_i|^2}} \quad (3.1)$$

$$[b] = [S][a] \quad (3.2)$$

en las que el vector  $[a]$  representa la potencia incidente en el  $i$ -ésimo puerto; el vector  $[b]$  es la potencia reflejada hacia la fuente, ya sea por un mal acoplamiento entre el elemento de antena con su respectivo puerto o por tratarse de potencia transferida de un puerto a otro; y  $a_i$  y  $b_i$  representan los  $i$ -ésimos elementos de los vectores  $[a]$  y  $[b]$ , respectivamente. Una importante premisa inicial del desarrollo matemático presentado en [127] fue considerar que la antena por evaluar no presentaba pérdidas de conducción ni pérdidas por dieléctrico. Por lo tanto, el parámetro  $\Gamma_a^t$  solamente toma en cuenta las pérdidas por retorno.

$\Gamma_a^t$  es una variable continua real definida entre cero y uno. Cuando  $\Gamma_a^t = 0$  toda la potencia entregada a los puertos es radiada, y cuando  $\Gamma_a^t = 1$ , toda la potencia entregada a los puertos es reflejada directamente hacia las fuentes, o regresa a ellas al ser transferida entre puertos. Los autores de [127] recalcaron que el plano de referencia de fase entre las señales de los puertos no tiene importancia en una antena de la categoría que presentaron y evaluaron.

Posteriormente en [128] se propuso que el coeficiente de reflexión activa total podría representar una métrica importante para caracterizar sistemas de radiadores para receptores MIMO. En ese artículo, los autores propusieron dos antenas PIFA con

plano de tierra compartido para una aplicación WiBro multiantena, y para su evaluación recurrieron a la definición presentada en [127], pero indicando que las señales bajo estudio serían de módulo unitario y con fase aleatoria, esto último dado que las señales recibidas de un canal MIMO exhiben dispersión multitrayectoria. De esa forma, la Ecuación (3.2) puede desarrollarse para dos antenas de un solo puerto siguiendo la Ecuación (3.3):

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Los autores de [128] hicieron una importante suposición que no reportaron explícitamente, haciendo que  $a_2 = a_1 e^{j\theta}$  fuese el segundo elemento del vector  $[a]$ , utilizando  $\theta$  como variable independiente e idénticamente distribuida. Sustituyendo la Ecuación (3.3) en (3.1) se obtiene la Ecuación (3.4):

$$TARC = \frac{\sqrt{|S_{11}a_1 + S_{12}a_1 e^{j\theta}|^2 + |S_{21}a_1 + S_{22}a_1 e^{j\theta}|^2}}{\sqrt{|a_1|^2 + |a_1 e^{j\theta}|^2}} \quad (3.4)$$

Factorizando  $|a_1|$  se obtiene la ecuación del  $TARC$  para arreglos de  $N = 2$  antenas, útil para aplicaciones MIMO:

$$TARC = \frac{\sqrt{|S_{11} + S_{12}e^{j\theta}|^2 + |S_{21} + S_{22}e^{j\theta}|^2}}{\sqrt{2}} \quad (3.5)$$

Tal como puede deducirse de la Ecuación (3.5) y como se observa en la Figura 3.1, una forma pertinente de desplegar los resultados de la evaluación del  $TARC$  de un sistema multiantena consiste en graficar una familia de curvas, la cual se obtiene evaluando diferentes valores de  $\theta$  en el intervalo comprendido entre cero y  $2\pi$  radianes, como se hizo en los trabajos [130], [131], [132] y [133], y cuya acotación en ese intervalo se demuestra matemáticamente en el Apéndice A. El resultado permite concluir que, en un intervalo de frecuencias de interés, la potencia reflejada

hacia las fuentes se incrementa o disminuye a razón de los diversos valores que adquiere la fase relativa entre las señales.

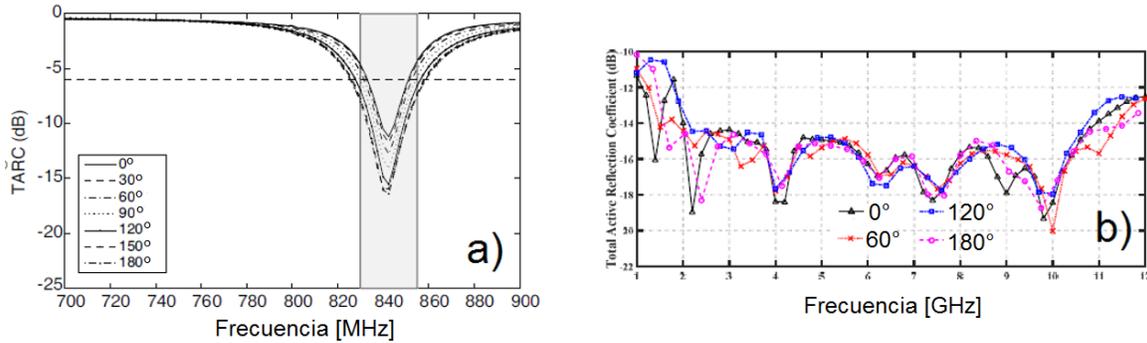


Figura 3.1: Ejemplos de evaluación del TARC en forma adecuada, publicados en las referencias a) [130], b) [131], los cuales son respectivamente ejemplos de sistemas de banda angosta y de UWB.

Debido a su relación directa con la matriz de dispersión de la red bajo estudio, el *TARC* permite incluir en un solo parámetro 1) el acoplamiento mutuo entre puertos, 2) el adecuado acoplamiento de cada puerto con su respectiva etapa de radiofrecuencia, así como 3) el efecto de la fase relativa entre las señales entrantes en cada elemento de antena, convirtiéndose en el único parámetro multipuerto que incluye este último fenómeno [99]. Por esa razón el *TARC* comenzó a ser utilizado para describir el comportamiento de arreglos de antenas en aplicaciones de comunicaciones reales [133].

La expresión original de la Ecuación (3.1) define en forma indistinta al parámetro  $\Gamma_a^t$ , usado para caracterizar una antena multipuerto, como al *TARC* de un sistema multipuerto. Sin embargo, la aplicación de la expresión (3.5) es exclusiva en conjuntos de antenas para sistemas con diversidad, en los que la fase de las señales recibidas sí tiene un papel preponderante, como se demuestra en este Capítulo. En ambos casos, la suposición de las antenas sin pérdidas por conducción y sin pérdidas por dieléctrico sigue siendo válida. Por lo tanto, el *TARC* no puede

utilizarse para evaluar la eficiencia de radiación o la eficiencia total del prototipo bajo estudio, tal como erróneamente se declaró en [130], [134], [135], [136] y [137], pues ambos valores de eficiencia son función de las pérdidas por dieléctrico y de las pérdidas por conducción.

### 3.2.2 Ancho de banda de impedancia de sistema de antenas

El ancho de banda de impedancia de una antena se define como el intervalo de frecuencias en el que el dispositivo refleja hacia la fuente una cantidad de potencia igual o menor a un valor establecido [33]. Este concepto puede extenderse a un arreglo de antenas, denominando “ancho de banda de impedancia del sistema de antenas” al intervalo continuo de frecuencias en el que un arreglo de múltiples puertos de antena refleja hacia sus fuentes una cantidad de potencia igual o menor que un límite acordado [130]. Ese intervalo puede determinarse evaluando el *TARC* del diseño bajo prueba y asegurándose que su valor no sobrepase determinado límite. Este argumento refuta a los artículos [138], [139] y [140], los cuales proclaman que un valor de  $TARC < 0$  es una condición suficiente para declarar apto a un sistema de antenas para aplicaciones de diversidad. La condición  $TARC < 0$  solamente indica que la potencia reflejada hacia las fuentes es menor que la potencia radiada por el conjunto.

A pesar de la cercanía entre sus definiciones, el ancho de banda de impedancia de un solo elemento en general difiere del ancho de banda del sistema de radiadores al que pertenece, tal como se demuestra en esta tesis. La curva de la potencia regresada hacia la fuente por una sola antena no es función de  $\theta$ , tal como la referencia [141] señala equivocadamente. Sin embargo, un análisis detallado de la Ecuación (3.5) permite afirmar que el *TARC* no es solo dependiente de los valores de  $\theta$ , sino también es función de las diferencias relativas entre los valores del módulo de los parámetros *S* del conjunto de radiadores. Si el acoplamiento entre puertos es comparable o mayor que sus valores de autoacoplamiento, las curvas

de *TARC* presentarán una dependencia mayor a los valores de la fase aleatoria entre las señales recibidas, por lo que consecuentemente, la familia de curvas de *TARC* presentará una fuerte divergencia, tal como se demostrará en las siguientes Secciones.

### 3.2.3 Influencia de la fase aleatoria

Los artículos científicos [134], [141], [142], indican acertadamente que un ensamble de antenas bajo estudio es más apropiado para una aplicación MIMO cuando las curvas de *TARC* convergen entre sí, y además tienen valores bajos en todo el ancho de banda. En esta Sección se demuestra que, además de verse influenciado por la fase aleatoria de las señales recibidas, este parámetro también es dependiente de las diferencias relativas entre los valores del módulo de los parámetros de dispersión.

Dado que todos los elementos de la matriz de dispersión son variables complejas que se pueden representar en su forma polar  $S_{ik} = |S_{ik}|e^{j\varphi_{ik}}$ , donde  $|S_{ik}|$  es el módulo de la variable y  $\varphi_{ik}$  es su fase en el plano complejo, en el presente trabajo se determinó la forma trigonométrica de la Ecuación (3.5) siguiendo los pasos indicados en el Apéndice B, tal como muestra la Ecuación (3.6):

$$TARC = 2^{-0.5} \sqrt{\sum_{\forall ik} |S_{ik}|^2 + 2[|S_{11}S_{12}| \cos(\varphi_{11} - \varphi_{12} - \theta) + |S_{21}S_{22}| \cos(\varphi_{21} - \varphi_{22} - \theta)]} \quad (3.6)$$

La expresión (3.6) es un medio eficiente para encontrar las condiciones bajo las cuales el ancho de banda de impedancia de un arreglo es convergente con el ancho de banda de impedancia de un elemento de éste, como se mostrará a continuación. Mediante la Ecuación (3.6) se encontraron en este trabajo dos casos extremos en

los cuales los valores de  $\theta$  no tienen influencia alguna sobre el comportamiento del *TARC*:

1) Cuando  $|\varphi_{11} - \varphi_{12} - \theta| = 0$  y simultáneamente  $|\varphi_{21} - \varphi_{22} - \theta| = 0$ , la Ecuación (3.6) se puede simplificar a la forma de la Ecuación (3.7):

$$TARC_1 = 2^{-0.5} \sqrt{\sum_{\forall ik} |S_{ik}|^2 + 2[|S_{11}S_{12}| + |S_{21}S_{22}|]} \quad (3.7)$$

La Ecuación (3.7) guarda algunas similitudes con las ecuaciones mostradas en los artículos [114], [138], [139], [143] y [144]. Para satisfacer esta ecuación es necesario que  $\theta = |\varphi_{11} - \varphi_{12}| = |\varphi_{21} - \varphi_{22}|$ , una condición que sólo puede cumplirse un número reducido de veces, o nunca, sobre un intervalo de frecuencias, y solamente si la matriz de dispersión es perfectamente simétrica. Por lo tanto, si el módulo de los parámetros  $S_{12}$  y  $S_{21}$  es pequeño en ambos casos, y además  $S_{12} = S_{21}$ , el *TARC* refleja el comportamiento del coeficiente de reflexión de una antena en aislamiento, tal como se declara en las referencias [131], [134], [141] y [142]. Efectivamente, aplicando el límite indicado en la Ecuación (3.8) se obtiene:

$$\lim_{\substack{S_{12}, S_{21} \rightarrow 0 \\ S_{11} = S_{22}}} TARC_1 = 2^{-0.5} \sqrt{|S_{11}|^2 + |S_{11}|^2} = |S_{11}| \quad (3.8)$$

Sin embargo, si una imprecisión en el proceso de fabricación de sistema de antenas o algún agente externo causa la desviación de la frecuencia de resonancia de las antenas en forma desigual para cada puerto, (matemáticamente  $S_{ii} \neq S_{jj}$ ,  $i \neq j$ ), el comportamiento del *TARC* puede verse degradado, incluso en un prototipo donde los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{12}$  fueron disminuidos en forma efectiva mediante alguna técnica de desacoplamiento.

2) Cuando  $|\varphi_{11} - \varphi_{12} - \theta| = \frac{\pi}{2}$  y simultáneamente  $|\varphi_{21} - \varphi_{22} - \theta| = \frac{\pi}{2}$ , la Ecuación (3.6) puede simplificarse a la forma de la Ecuación (3.9):

$$TARC_2) = 2^{-0.5} \sqrt{\sum_{\forall ik} |S_{ik}|^2} \quad (3.9)$$

Tal como se determinó en el caso 1), esta condición solamente puede ser satisfecha para un valor específico del ángulo  $\theta$ , aplicado a una matriz de dispersión simétrica. Del mismo modo, si  $S_{12}, S_{21} \rightarrow 0$ , las curvas de  $TARC$  tienden a presentar el mismo comportamiento de los coeficientes  $S_{ij}$ .

### 3.2.4 Influencia de la relación entre los valores del módulo de los parámetros de dispersión

En términos generales, las técnicas para incrementar el desacoplamiento entre radiadores consisten en reducir sus coeficientes de acoplamiento (matemáticamente  $S_{ik} \rightarrow 0, i \neq k$ ). Como se indicó en la Sección 2.2.6 del presente trabajo, el  $TARC$  también puede utilizarse para evaluar la efectividad de los métodos de aislamiento electromagnético, tal como intentaron hacer los autores de las referencias [137] y [145]. Si los valores de  $TARC$ , así como su divergencia con respecto a los valores de  $|S_{ij}|$  son disminuidos en el ancho de banda de operación, puede considerarse que la técnica de desacoplamiento fue aplicada exitosamente [146].

Sin embargo, en el presente trabajo se encontró que si las antenas evaluadas pertenecen a un sistema con bajo acoplamiento mutuo ( $S_{ik} \rightarrow 0, i \neq k$ ), y simultáneamente exhiben valores bajos del coeficiente de reflexión en cada puerto ( $S_{ii} \rightarrow 0$ ), el comportamiento del  $TARC$  se vuelve más influenciado por los valores de la fase de las señales entrantes, debido a que son conmensurables todos los valores de módulo de todos los parámetros  $S$ . Para este caso también es indispensable utilizar las ecuaciones más generales (3.5) y (3.6), en lugar de sus versiones simplificadas (3.7) y (3.9).

El artículo [134] constituye un ejemplo ilustrativo de este caso. En la Figura 3.2 a) se muestra el módulo de los parámetros  $S_{11}$ ,  $S_{21}$  y  $S_{22}$  posterior a la aplicación de un mecanismo de desacoplamiento entre las dos antenas del sistema; en ella, remarca el ancho de banda de operación propuesto entre 2400 y 2480 MHz. Dentro de éste,  $|S_{ik}| < |S_{ij}|$  para el intervalo 2400-2440 MHz;  $|S_{ij}| \approx |S_{ik}|$  para el intervalo 2440-2480 MHz, y  $|S_{ik}| > |S_{ij}|$  para el resto del intervalo de operación. Estudiando la Figura 3.2 b) puede observarse que las curvas de  $TARC$  son más convergentes en el intervalo 2400-2440 MHz mientras que en las frecuencias superiores a esa banda, la familia de curvas presenta mayor divergencia, mostrando que para las frecuencias más bajas, el  $TARC$  es menos dependiente de las variaciones en fase, mientras que para la banda más alta del intervalo remarcado se presenta mayor sensibilidad a los valores asumidos por  $\theta$ .

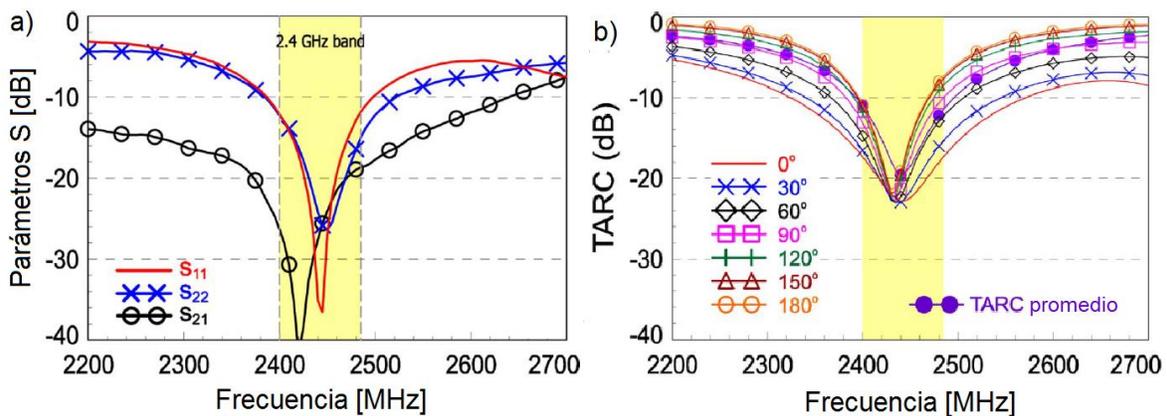


Figura 3.2: Parámetros  $S$  del prototipo presentado en [134] a) antes y b) después de la inserción de una línea de neutralización.

Considerando las Ecuaciones (3.6), (3.7) y (3.9), ocurre un caso extremo cuando  $|S_{ik}| > |S_{ij}|$  para  $i \neq k$ . En esa situación el comportamiento de la familia de curvas de  $TARC$  se ve fuertemente influenciado por los diferentes valores de  $\theta$ , y deja de ser concordante con el comportamiento de los parámetros  $S_{ij}$  [128]. En [133], el módulo del parámetro  $S_{11}$  mostrado en la Figura 3.3 a) es considerablemente menor que los respectivos de los parámetros  $S_{12}$  y  $S_{21}$  en la banda de 2.4-2.5 GHz, causando

que las curvas de *TARC* reportadas mostraran una clara divergencia, con diferencias de hasta 12 dB, como se puede apreciar en la Figura 3.3 b).

Las variaciones entre curvas de *TARC* pueden ocurrir en dos ejes, tanto en frecuencia como en magnitud. En la referencia [147], el módulo del parámetro  $S_{21}$  oscila alrededor de -12 dB en la banda de operación, mientras que la mayoría de las curvas de  $|S_{ij}|$  tienen valores inferiores a -15 dB como se aprecia en la Figura 3.4. Esto se manifiesta en que los mínimos de las curvas de *TARC* se presenten en diferentes frecuencias dentro del intervalo de operación, tal como se aprecia en la Figura 3.5. Aquí, la desviación en frecuencia de los mínimos es de 25 MHz o más. En esta tesis se muestra de forma explícita que las familias de curvas de *TARC* pueden presentar variaciones tanto en magnitud como en frecuencia, pero conforme ambas diferencias tienden a cero, se considera que el comportamiento del sistema de radiadores bajo estudio es menos susceptible a la influencia de las fases aleatorias de las señales recibidas, una condición deseable para cualquier sistema con múltiples antenas.

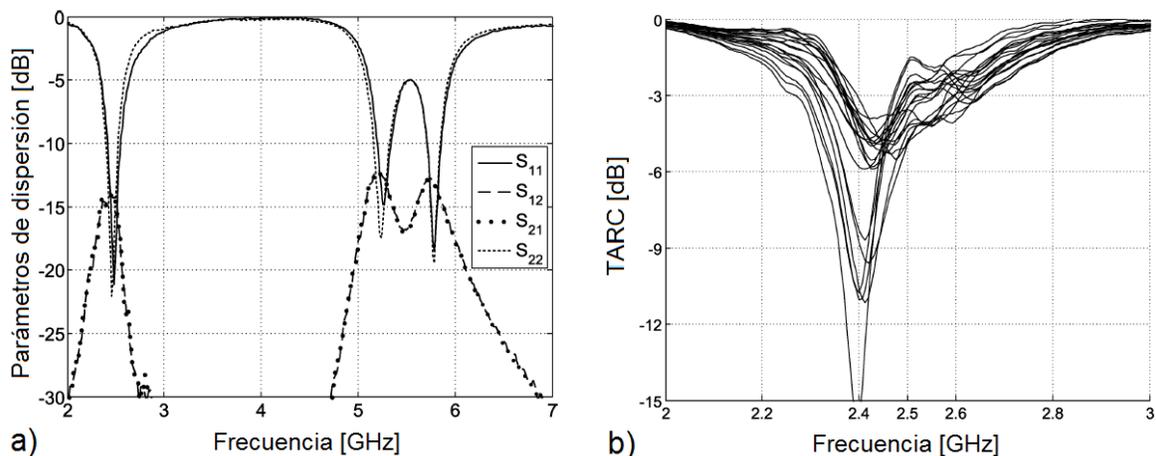


Figura 3.3: a) Módulo de los parámetros *S* considerados en el artículo [133]. b) Evaluación del TARC entre las antenas del artículo citado.

Como se explicó en la Sección 3.2.2, el *TARC* permite caracterizar el ancho de banda de impedancia de un sistema de antenas. Si la familia de curvas resultante presenta variaciones importantes con respecto a la frecuencia, como las que pueden observarse en la Figura 3.5, sería complicado o imposible determinar en qué intervalo de frecuencias se cumple cierto criterio, como se hace con el ancho de banda de impedancia de un solo elemento. Estas divergencias no pueden observarse si se aplican las Ecuaciones (3.7) o (3.9), pues el resultado de ambas ecuaciones es una curva única. La situación es particularmente crítica en diseños que exhiben  $|S_{ik}| > |S_{ii}|$  para  $i \neq k$ , pues son los casos en que se presentan mayores divergencias entre curvas de la familia de *TARC*. A modo de contraejemplos se puede recurrir a la Figura 3.1 donde las diferentes curvas alcanzan el criterio  $|S_{11}| < -10$  dB en frecuencias diferentes; en esos casos, el ancho de banda estaría determinado por la curva que cumpliera el criterio especificado en el menor intervalo de frecuencias. Otro contraejemplo de la literatura es [148], cuyas curvas de *TARC* reportadas se muestran en la Figura 3.6. La imagen permite observar cómo las diferentes curvas de la familia cumplen el requisito  $|S_{11}| < -10$  dB en frecuencias diferentes en el intervalo 1.5-2 GHz; incluso hay dos curvas de la familia que no cumplen el criterio alrededor de 3.75 GHz. Por esta razón se afirma en este trabajo que, aunque existan convergencias entre las curvas  $S_{ii}$  y el *TARC*, el primer parámetro solo permite determinar el ancho de banda de un elemento individual, mientras que el segundo debe emplearse para la caracterización de arreglos de antenas.

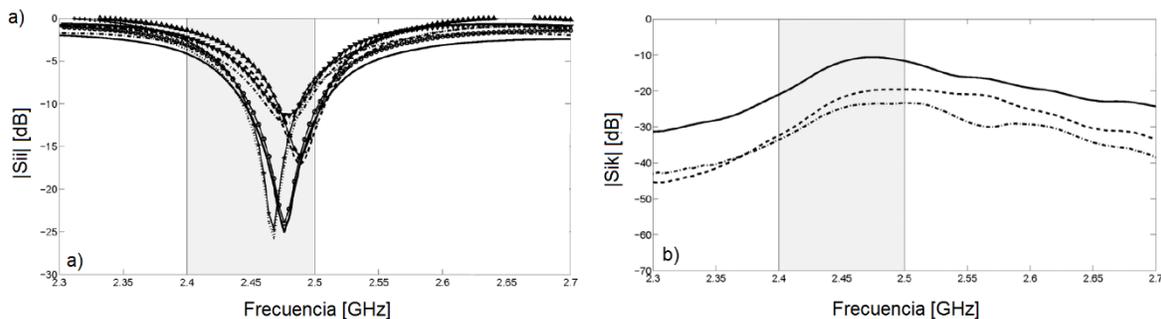


Figura 3.4: a) Parámetros  $S_{ii}$  y b) parámetros  $S_{ik}$  del sistema de antenas evaluado en la referencia [147].

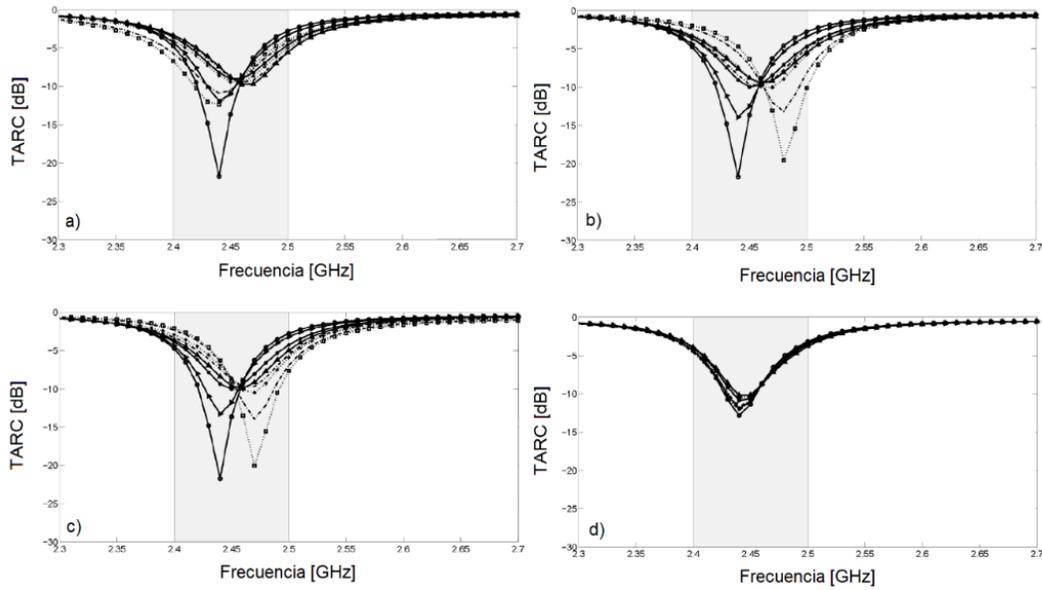


Figura 3.5: Curvas de TARC de la publicación [147], en las que los autores separaron por grupos asumiendo señales de a) elementos 1 y 4 en fase, b) elementos 1 y 2 en fase, c) elementos 1 y 3 en fase, d) todos los elementos fuera de fase.

En [138] se utilizó una ecuación similar a la (3.7) en los resultados mostrados por un sistema de dos antenas en configuración “espalda con espalda”, cuyos parámetros S, desplegados en la Figura 3.7 a), demuestran un muy pobre coeficiente de reflexión en el puerto ( $S_{ii}$ , indicado en la Figura mediante una flecha), y módulo del parámetro  $S_{21}$  entre -10 y -20 dB al principio de las frecuencias UWB. Esto podría explicar la falta de similitud entre la curva de TARC “simulada” y la curva “medida”, observados en la Figura 3.7 b), especialmente entre 3 y 4 GHz.

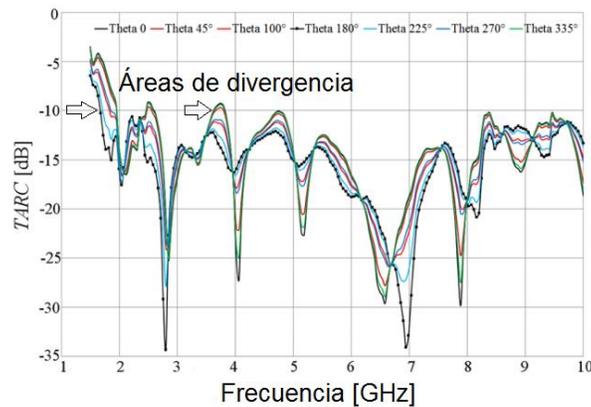


Figura 3.6: Curvas de TARC reportadas en [148] para un sistema de dos dipolos cuasi circulares. Se indican con flechas las regiones en las que la divergencia entre las curvas puede representar un conflicto para definir el ancho de banda de impedancia de un arreglo.

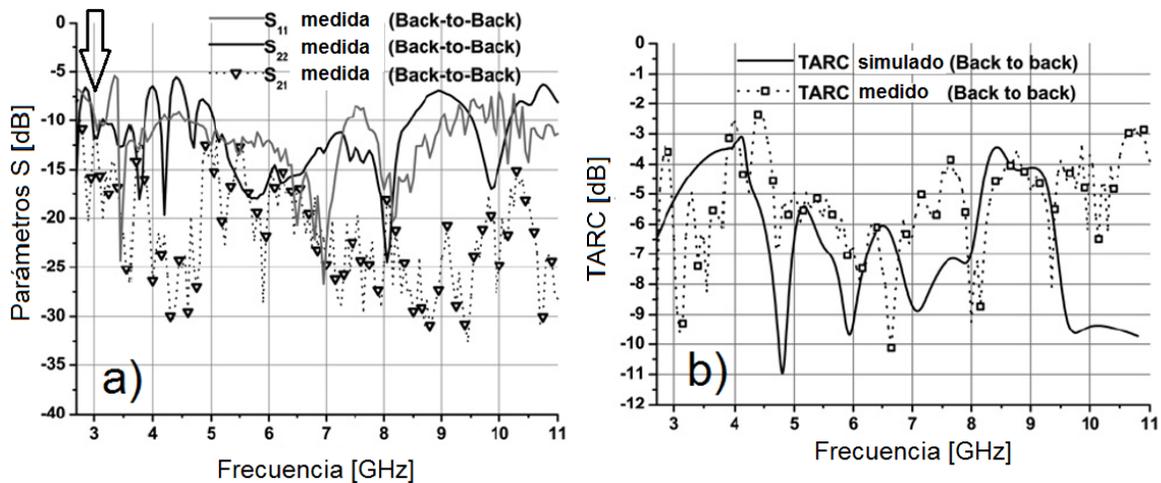


Figura 3.7: a) Parámetros  $S$  del sistema de antenas "espalda con espalda" presentado en la referencia [138].  
 b) Curvas simulada y medida del coeficiente TARC.

En [120] se presentó un diseño con 8 antenas iguales, colocadas en dos dimensiones. El documento indica que una sola antena cubre un ancho de banda de -10 dB de 25.68 GHz, y valiéndose de la única curva de  $TARC$  reportada, los autores aseveran que ese es el ancho de banda de todo el sistema de antenas. Sin embargo, aunque la segunda banda de operación comienza en torno a los 6.8 GHz, a esa frecuencia los coeficientes  $S_{21}$ ,  $S_{31}$ ,  $S_{41}$ ,  $S_{51}$  y  $S_{81}$  poseen valores de módulo iguales o superiores a los coeficientes  $S_{ii}$ , como se observa en la Figura 3.8. Sería esperable que las variaciones en la familia de curvas de  $TARC$  hicieran imposible aseverar que el ancho de banda de sistema comienza efectivamente en esa frecuencia, lo cual puede implicar que el ancho de banda del sistema de antenas es menor que el ancho de banda de un solo elemento.

El documento [137] reportó la reducción de 8 dB en el módulo del parámetro  $S_{21}$  mediante el uso de estructuras de comportamiento metamaterial. Sin embargo, como se puede corroborar en la Figura 3.9 b), la máxima reducción en la curva  $TARC$  graficada es de 2 dB, sin que en ella se indicara bajo qué condición de las fases entre las señales se realizó el cálculo en cuestión. Basándose en las Ecuaciones (3.4) y (3.6), es posible esperar que se presenten fuertes discrepancias

entre las curvas de la familia del coeficiente  $TARC$  considerando que en casi todo el intervalo de operación propuesto para el prototipo  $|S_{12}| > |S_{ij}|$ .

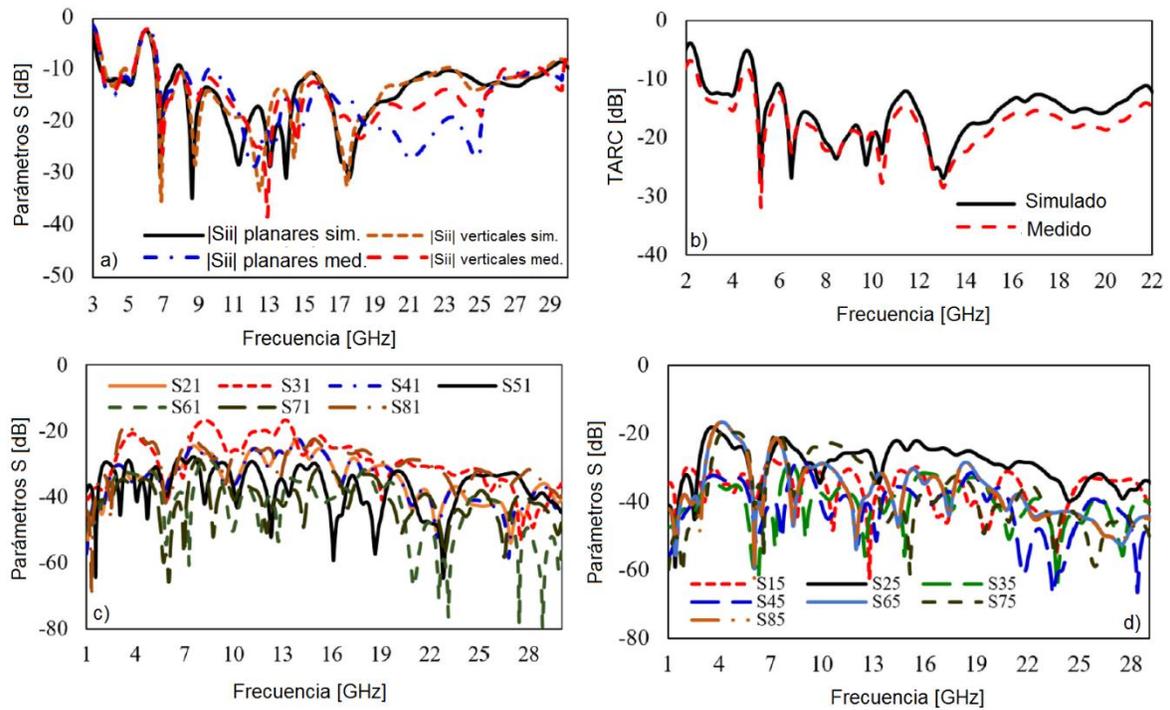


Figura 3.8: a) Módulo de parámetros  $S_{ii}$  (en dB) simulados y medidos. b) TARC reportado. c) y d) Comportamiento del módulo de parámetros  $S_{ij}$  respecto a la frecuencia. De [120].

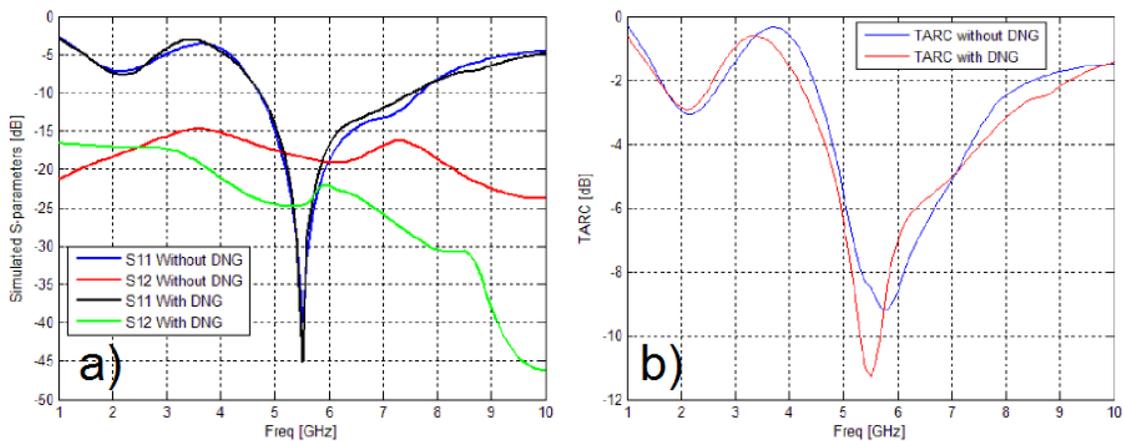


Figura 3.9: a) Parámetros  $S$  del sistema de antenas antes y después de la aplicación de metarresonadores. b) Variación de la curva de TARC antes y después de la aplicación de estructuras metamateriales [137].

Los documentos [139] y [143] permiten destacar otra propiedad matemática de la Ecuación (3.6): existen casos en los que la magnitud del  $TARC$  puede alcanzar valores menores que el módulo de los parámetros de dispersión. En [139] solamente se reportaron una curva de  $TARC$  simulada y otra medida, mostradas en la Figura 3.10 b), las cuales alcanzan un valor mínimo de  $-70$  dB alrededor de  $8$  GHz; sin embargo el parámetro  $S_{21}$  medido no es menor que  $-55$  dB, lo cual podría parecer en primera instancia contradictorio. En forma similar, en la referencia [143] el valor mínimo del parámetro  $S_{21}$  es aproximadamente  $-70$  dB, mientras que la curva simulada de  $TARC$  en esa frecuencia alcanza un valor inferior a  $-80$  dB, como se muestra en la Figura 3.11. La Ecuación (3.6) permite explicar este resultado: dado que los valores de módulo de los parámetros  $S$  son cercanos entre sí, las funciones cosenoidales se vuelven negativas y dominantes en la ecuación, el valor dentro del radicando puede ser extremadamente pequeño, incluso menor que cualquier coeficiente de la matriz de dispersión.

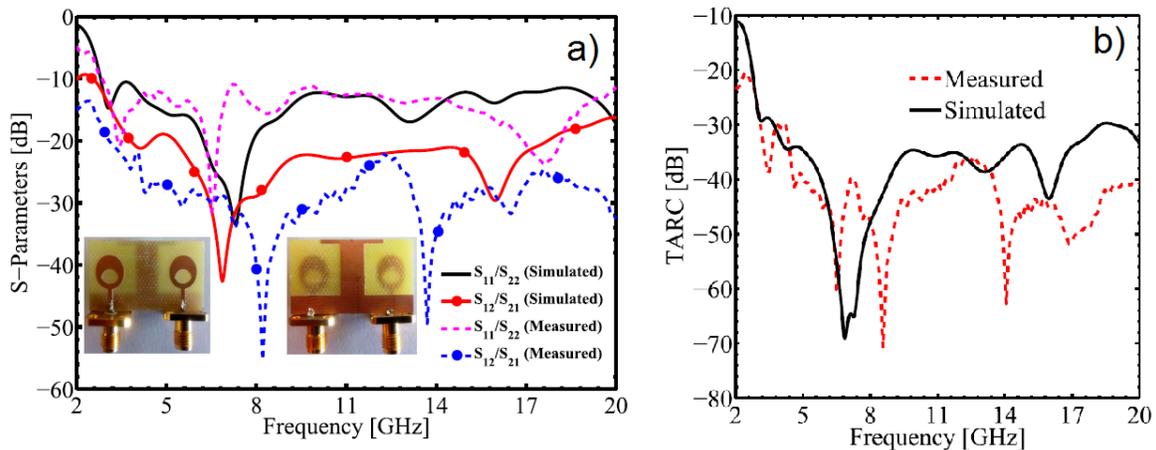


Figura 3.10: a) Parámetros  $S$  del sistema de antenas reportado en [139]. b) Curvas de  $TARC$  "simulada" y "medida".

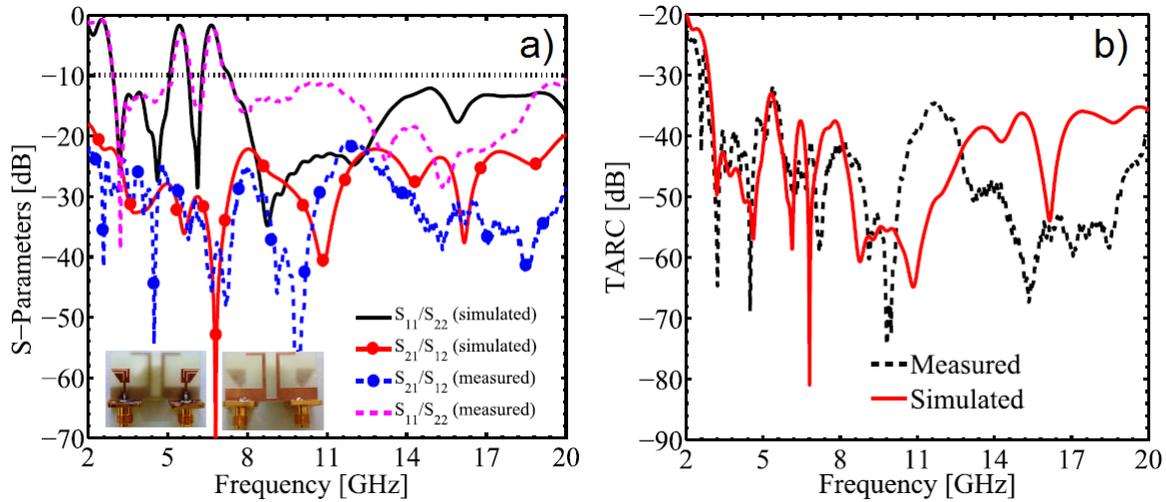


Figura 3.11: a) Parámetros  $S$  simulados y medidos del prototipo propuesto en [143]. b) Curvas de TARC "simulada" y "medida".

### 3.2.5 Generalización del coeficiente de reflexión activo total a $N$ -puertos

Los autores de [135] diseñaron, construyeron y caracterizaron un sistema circular de 12 antenas, analizadas en grupos de tres, para una aplicación en comunicaciones WLAN tipo MIMO. Para su evaluación desarrollaron las ecuaciones (3.1) y (3.2) para  $N=3$  puertos, presentando solamente la ecuación final; sin embargo, al aplicar una ecuación que solo considera tres puertos, el análisis y los resultados dados por la interacción de las otras nueve antenas no se ve considerado. Por ello, en este trabajo doctoral se presenta en forma explícita el desarrollo matemático para encontrar una ecuación para evaluar el TARC en un sistema de  $N$  elementos, de tal forma que se consideren todos los efectos involucrados en la excitación simultánea de todos ellos.

Sean  $\theta_1$  y  $\theta_2$  fases aleatorias independientes e idénticamente distribuidas, y sean  $a_2 = a_1 e^{j\theta_1}$  y  $a_3 = a_1 e^{j\theta_2}$  el segundo y tercer elemento del vector  $[a]$ ,

respectivamente. Por lo tanto, la Ecuación (3.2) desarrollada para tres elementos es:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Sustituyendo la Ecuación (3.10) en la Ecuación (3.1) se tiene:

$$TARC = \frac{\sqrt{|S_{11}a_1 + S_{12}a_1e^{j\theta_1} + S_{13}a_1e^{j\theta_2}|^2 + |S_{21}a_1 + S_{22}a_1e^{j\theta_1} + S_{23}a_1e^{j\theta_2}|^2 + |S_{31}a_1 + S_{32}a_1e^{j\theta_1} + S_{33}a_1e^{j\theta_2}|^2}}{\sqrt{|a_1|^2 + |a_1e^{j\theta_1}|^2 + |a_1e^{j\theta_2}|^2}} \quad (3.11)$$

El numerador de la Ecuación (3.11) contiene tres módulos al cuadrado de sumas de parámetros S, y el denominador contiene tres términos factorizables que incluyen a  $a_1$ . Por lo tanto, después de factorizar  $|a_1|$ , queda en el denominador la raíz cuadrada de  $N=3$ , la cual puede verse en la Ecuación (3.12), idéntica a la ecuación (2) de la referencia [135]:

$$TARC = \frac{\sqrt{|S_{11} + S_{12}e^{j\theta_1} + S_{13}e^{j\theta_2}|^2 + |S_{21} + S_{22}e^{j\theta_1} + S_{23}e^{j\theta_2}|^2 + |S_{31} + S_{32}e^{j\theta_1} + S_{33}e^{j\theta_2}|^2}}{\sqrt{3}} \quad (3.12)$$

Para  $N = 4$  puertos, se tendrán en el numerador cuatro módulos al cuadrado, cada uno con cuatro términos, y así sucesivamente. El primer término de cada módulo al cuadrado no está multiplicado por una función exponencial, así que por motivos de simplificación se introducirá el término  $e^{j\theta_0}$  haciendo  $\theta_0 = 0$ , como producto del primer término de cada módulo al cuadrado. De esta manera, el primer módulo para todo  $N$  es de la forma:

$$|S_{11}a_1e^{j\theta_0} + S_{12}a_1e^{j\theta_1} + S_{13}a_1e^{j\theta_2} + \dots + S_{1N}a_1e^{j\theta_{N-1}}|$$

Análogamente, el segundo módulo es de la forma:

$$|S_{21}a_1e^{j\theta_0} + S_{22}a_1e^{j\theta_1} + S_{23}a_1e^{j\theta_2} + \dots + S_{2N}a_1e^{j\theta_{N-1}}|$$

Y así sucesivamente. Por lo tanto, se propone en esta tesis que para  $N$  puertos la suma compacta  $\sum_{i=1}^N |\sum_{k=1}^N S_{ik}a_1e^{j\theta_{k-1}}|^2$  permite expresar el contenido de la raíz cuadrada del numerador de la expresión del  $TARC$  antes de la factorización de  $|a_1|$ . En cualquier caso,  $|a_1|$  es fácilmente factorizable también en el denominador en donde, posterior a la factorización, permanece la raíz cuadrada de  $N$ . Por lo tanto, como consecuencia de este trabajo de tesis indujo matemáticamente por primera vez la ecuación general que permite evaluar el  $TARC$  de un sistema de  $N$  puertos, mostrada por la Ecuación (3.13), cuyo procedimiento y demostración fueron publicados en el *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*:

$$TARC = N^{-0.5} \sqrt{\sum_{i=1}^N \left| \sum_{k=1}^N S_{ik}e^{j\theta_{k-1}} \right|^2} \quad (3.13)$$

Esta ecuación permite corregir la equivocación introducida en el artículo [145], el cual muestra  $2^{-0.5}$  en lugar de  $4^{-0.5}$  como denominador de su ecuación (10). También permite enmendar al documento [149], cuyos autores aplicaron erróneamente la expresión (3.4) en lugar de la Ecuación (3.13) para  $N = 4$ , pues su diseño contiene cuatro antenas de parche. Ocurre en forma similar con [120], que presenta un diseño con ocho antenas, y solamente se reportan una curva simulada y otra medida, sin indicar que condiciones cumplieron las fases de las señales de entrada o a qué simplificación se recurrió.

En el marco del presente trabajo, y con el objetivo de mostrar la aplicabilidad de toda la teoría desarrollada, se propuso y se desarrolló un arreglo circular con

simetría rotacional de cuatro antenas con geometría planar de F invertida (PIFA), de banda ancha con distancia mínima inter-elemento de  $0.046\lambda$ , desacopladas mediante cuatro líneas de neutralización, el cual permite obtener un bajo acoplamiento mutuo entre radiadores entre 1.88 y 3.15 GHz [150]. Cada antena PIFA exhibe una ganancia máxima entre 2 y 6 dBi en todo el ancho de banda de impedancia de elemento. El diagrama del sistema, así como el comportamiento del módulo de sus parámetros S, pueden observarse en la Figura 3.12. Debido a que es un sistema simétrico,  $S_{ii} = S_{jj}$ ,  $S_{12} = S_{14} = S_{23} = S_{34}$ ,  $S_{13} = S_{24} = S_{31} = S_{42}$ , así que por facilidad de visualización solamente se muestran los parámetros  $S_{11}$ ,  $S_{12}$  y  $S_{13}$  en la Figura 3.12. Sin embargo, y a pesar de que el parámetro  $S_{31}$  llega a -31.33 dB a 1.88 GHz, el hecho de que los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$  tengan valores de módulo cercanos en casi todo el ancho de banda de impedancia de elemento, causan que la familia de curvas de TARC tenga divergencias importantes, como se aprecia en la Figura 3.13.

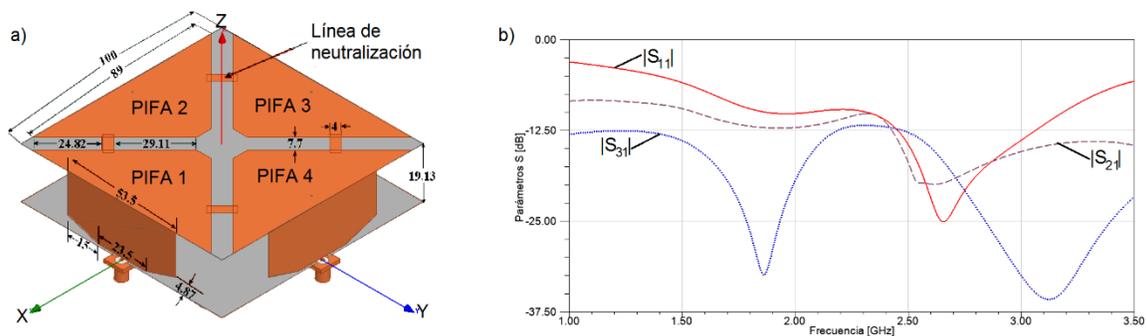


Figura 3.12: Diagrama del sistema de cuatro antenas PIFA. b) Comportamiento del módulo (en dB) de los parámetros S del sistema.

Debido a la gran cantidad de curvas que pueden obtenerse, en este caso 216 curvas evaluando los diferentes valores de  $\theta_1$ ,  $\theta_2$  y  $\theta_3$  en pasos de  $60^\circ$  para el caso particular de la Figura 3.13 se separaron en seis subfamilias de curvas: a) desde  $\theta_1 = 0^\circ, \theta_2 = 0^\circ, \theta_3 = 0^\circ$  hasta  $\theta_1 = 0^\circ, \theta_2 = 300^\circ, \theta_3 = 300^\circ$ ; b)  $\theta_1 = 60^\circ, \theta_2 = 0^\circ, \theta_3 = 0^\circ$  hasta  $\theta_1 = 60^\circ, \theta_2 = 300^\circ, \theta_3 = 300^\circ$ ; c)  $\theta_1 = 120^\circ, \theta_2 = 0^\circ, \theta_3 = 0^\circ$  hasta  $\theta_1 = 120^\circ, \theta_2 = 300^\circ, \theta_3 = 300^\circ$ ; d)  $\theta_1 = 180^\circ, \theta_2 = 0^\circ, \theta_3 = 0^\circ$  hasta  $\theta_1 = 180^\circ, \theta_2 = 300^\circ, \theta_3 = 300^\circ$ ; e)  $\theta_1 = 240^\circ, \theta_2 = 0^\circ, \theta_3 = 0^\circ$  hasta  $\theta_1 = 240^\circ, \theta_2 = 300^\circ, \theta_3 = 300^\circ$ ;

y f)  $\theta_1 = 300^\circ, \theta_2 = 0^\circ, \theta_3 = 0^\circ$  hasta  $\theta_1 = 300^\circ, \theta_2 = 300^\circ, \theta_3 = 300^\circ$ . Como puede comprobarse, no existe tendencia alguna que dicte qué valores de  $\theta_i$  causarían que la curva de *TARC* tenga un comportamiento determinado o que permita definir en forma unívoca el ancho de banda de todo el arreglo.

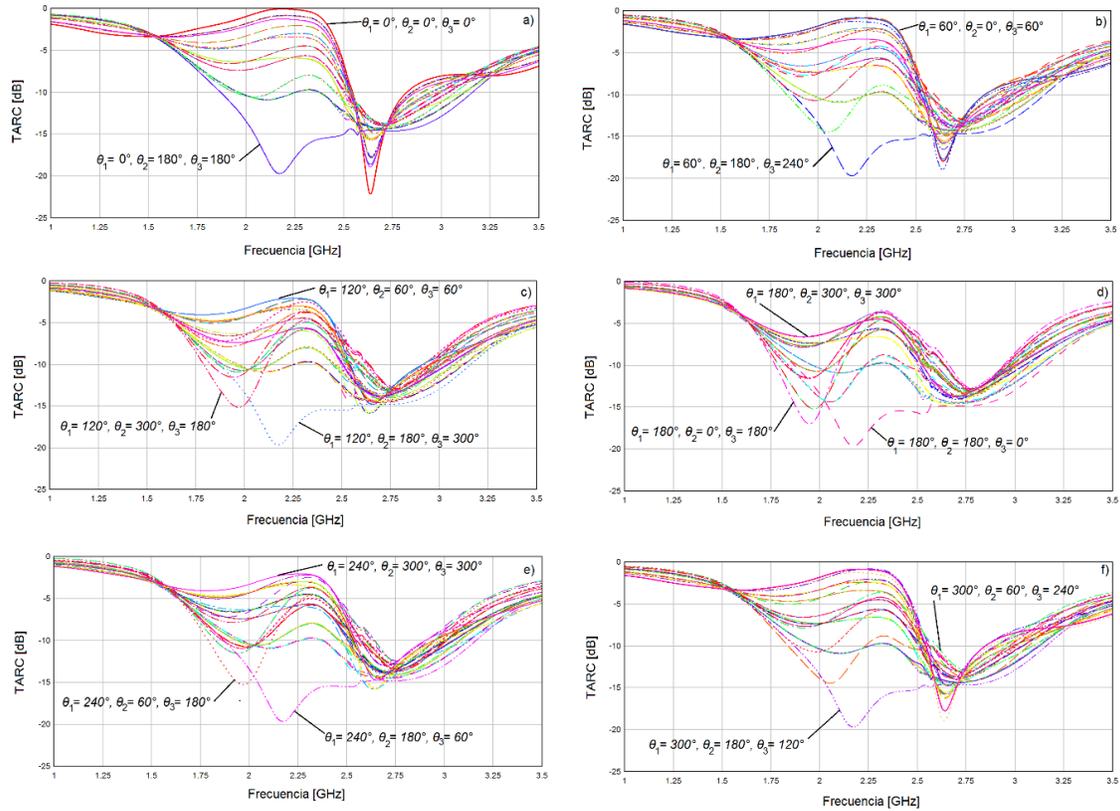


Figura 3.13: Familia de curvas de *TARC* para el prototipo de la Figura 3.12 a). De un total de 216 curvas obtenidas en pasos de  $30^\circ$ , se graficaron en subfamilias de 36 curvas para facilitar su visualización.

Aunque el ancho de banda de impedancia de cada elemento individual es de 1.27 GHz, el ancho de banda de impedancia del sistema se encuentra en el intervalo de 2.663-2.82 GHz, esto son 157 MHz, delimitados por las curvas obtenidas cuando se sustituyen las condiciones  $\theta_1 = \theta_2 = \theta_3 = 0^\circ$  y  $\theta_1 = 180^\circ, \theta_2 = 0^\circ, \theta_3 = 180^\circ$  en la Ecuación (3.13), que se pueden observar por separado en la Figura 3.14. A pesar de las atractivas características que cada elemento del arreglo puede tener en forma individual, su desempeño como conjunto no representa una ventaja para un sistema

MIMO de comunicaciones considerando el comportamiento del *TARC*, pues su susceptibilidad a las variaciones en fase de las señales es muy elevada.

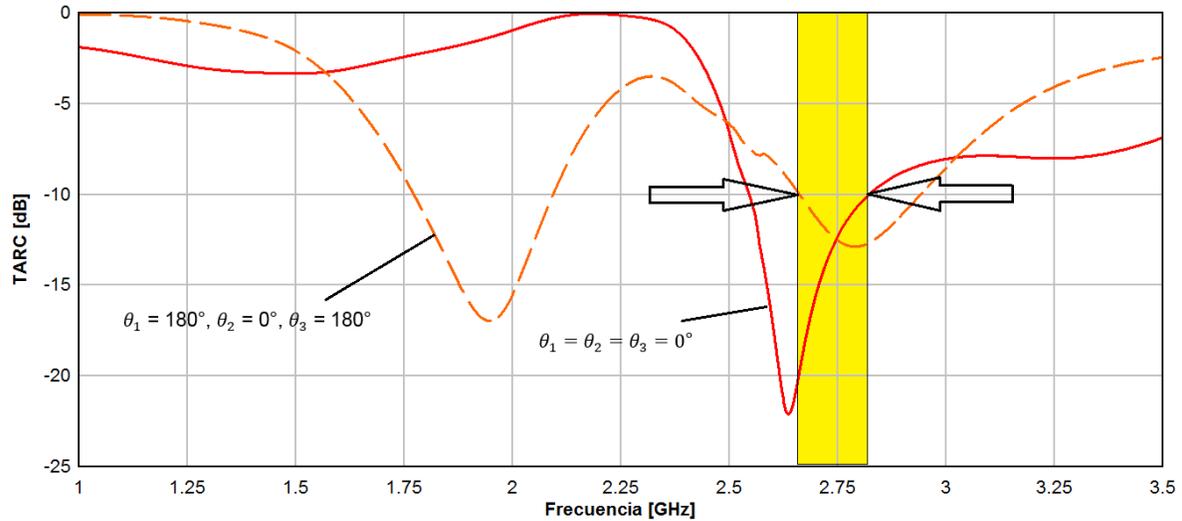


Figura 3.14: Ancho de banda de impedancia del sistema de antenas PIFA de la Figura 3.12, delimitado por las curvas  $\theta_1 = \theta_2 = \theta_3 = 0^\circ$  y  $\theta_1 = 180^\circ, \theta_2 = 0^\circ, \theta_3 = 180^\circ$ .

Las publicaciones [142] y [151] muestran un uso apropiado de la ecuación de *TARC* para  $N = 4$ , aunque tampoco reportaron las condiciones iniciales del desarrollo matemático para obtener la ecuación final. La Figura 3.15 muestra los resultados obtenidos por los autores de [151] del comportamiento calculado con un simulador tanto de los parámetros *S* como de la familia del *TARC* de un arreglo de cuatro antenas de parche, considerando la presencia de un modelo de cuerpo humano. Se puede observar que la magnitud del módulo de los parámetros  $S_{32}$  y  $S_{41}$  son considerablemente menores que los alcanzados por los parámetros  $S_{11}$ ,  $S_{21}$  y  $S_{31}$ . Aunque existe divergencia en magnitud y frecuencia en las curvas de la Figura 3.15 c) y d), la tendencia general seguida por ellas es dictada por el coeficiente  $S_{11}$ . Las magnitudes del módulo de todos los parámetros *S* en la referencia [142] son comparables en torno a la frecuencia central de operación, y el comportamiento de las curvas *TARC* también es coincidente con los parámetros  $S_{ii}$ , tal como demuestra la Figura 3.16.

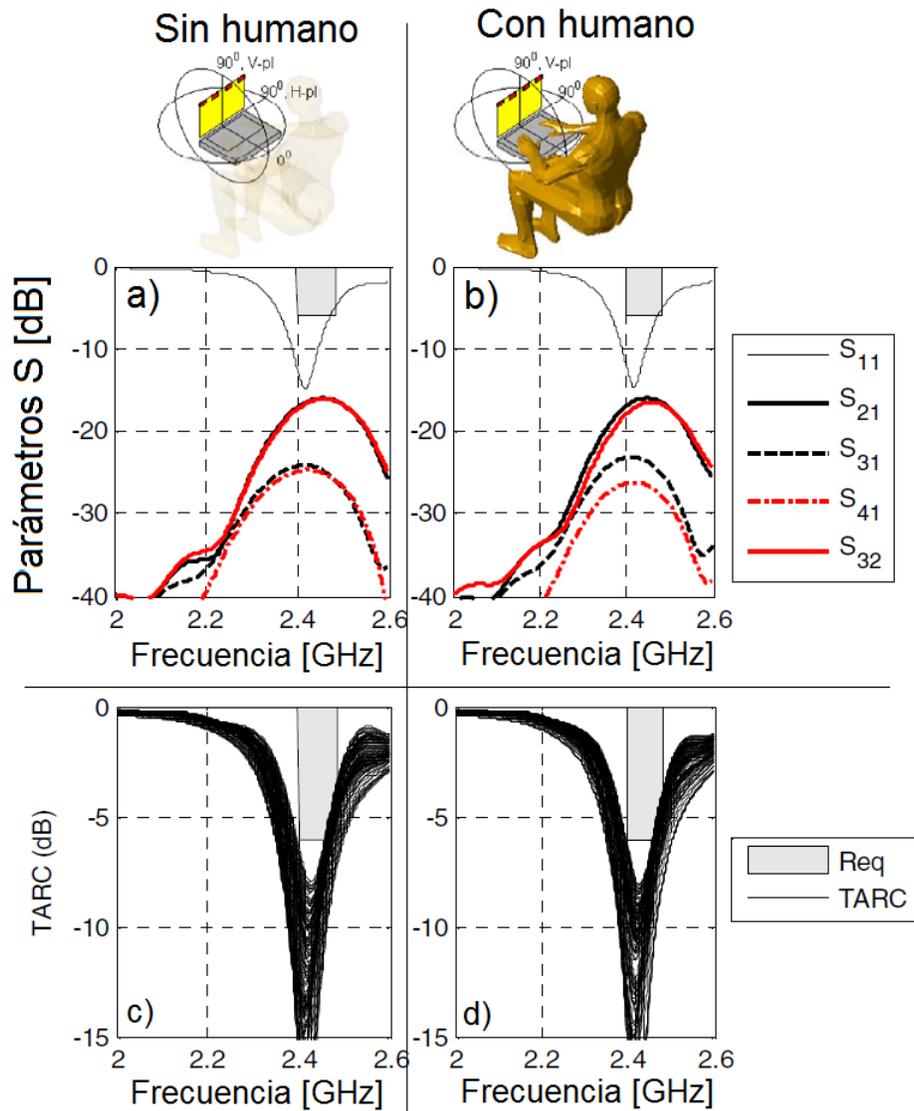


Figura 3.15: Simulación de parámetros  $S$  del conjunto de cuatro antenas evaluadas en [151] a) sin el modelo de ser humano y b) con el modelo de ser humano, así como curvas TARC calculadas c) sin el modelo de ser humano y d) con modelo de ser humano.

El documento [135] es un caso muy particular. Solamente reportaron como parte de la etapa de diseño una curva del  $TARC$  de antes y después de la inserción de un conjunto de slots. Utilizando la Ecuación (3.13) y dándole la forma de la Ecuación (3.6), se puede concluir que las curvas de  $TARC$  para diferentes ángulos de las señales incidentes deben tener una alta convergencia, debido a que los

valores de módulo de parámetros  $S_{ik}$  ( $i \neq k$ ) son por lo menos 10 dB menores a los respectivos de los parámetros  $S_{ii}$ , por lo tanto, presentando poca sensibilidad a la fase entre las señales recibidas por cada antena del conjunto. Entonces, la Figura 3.17 d) podría resumir efectivamente el comportamiento general de la familia *TARC* sobre el ancho de banda de operación, aunque los autores del documento no explicaron las razones por las cuales esto ocurre.

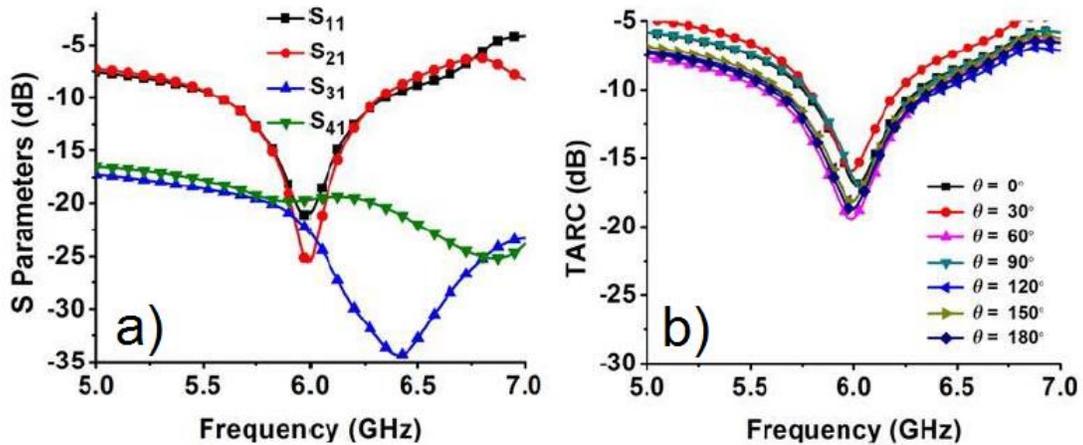


Figura 3.16: a) Parámetros de dispersión del prototipo presentado en [142]. b) Curvas de TARC exhibidas en [142].

Las antenas reportadas en [152] presentan valores de módulo de sus parámetros  $S_{ik}$  ( $i \neq k$ ) mayores que aquellos de los coeficientes  $S_{ii}$  en la primera banda de operación. De conformidad con las Ecuaciones (3.6) y (3.13) es esperable una divergencia más alta en las curvas *TARC* como efecto de las fases de las señales incidentes que en la banda superior, donde los coeficientes de acoplamiento son de menor magnitud que los coeficientes de autoacoplamiento, como se puede observar en la Figura 3.18.

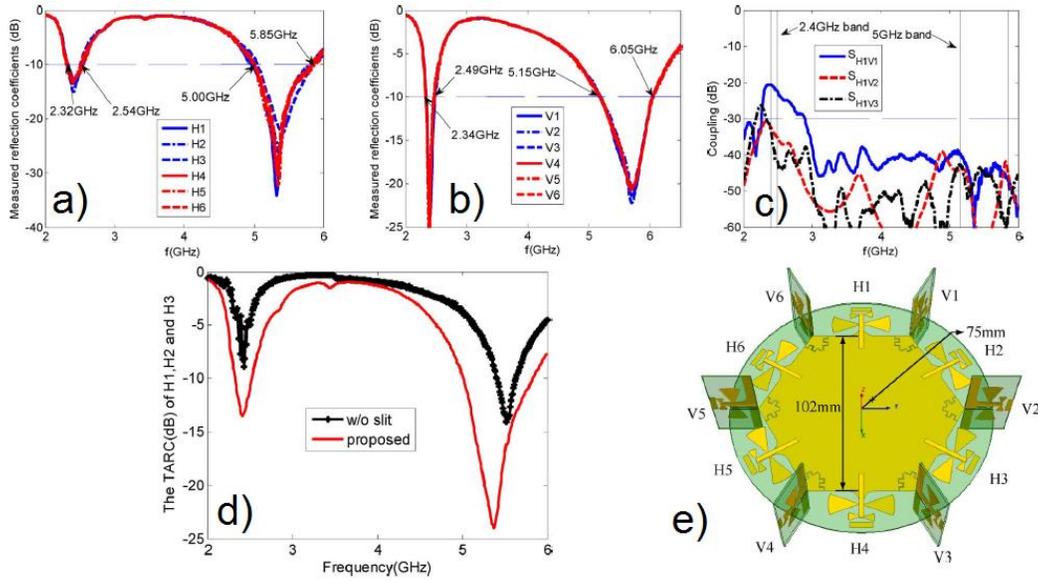


Figura 3.17: a) parámetros  $S_{ii}$  de las antenas verticales. b) Parámetros  $S_{ii}$  de las antenas horizontales. c) Parámetros  $S_{ik}$  de antenas verticales y horizontales. d) Curvas TARC antes y después de la inserción de slots en plano de tierra. e) Vista isométrica del arreglo de elementos. Tomado de [135].

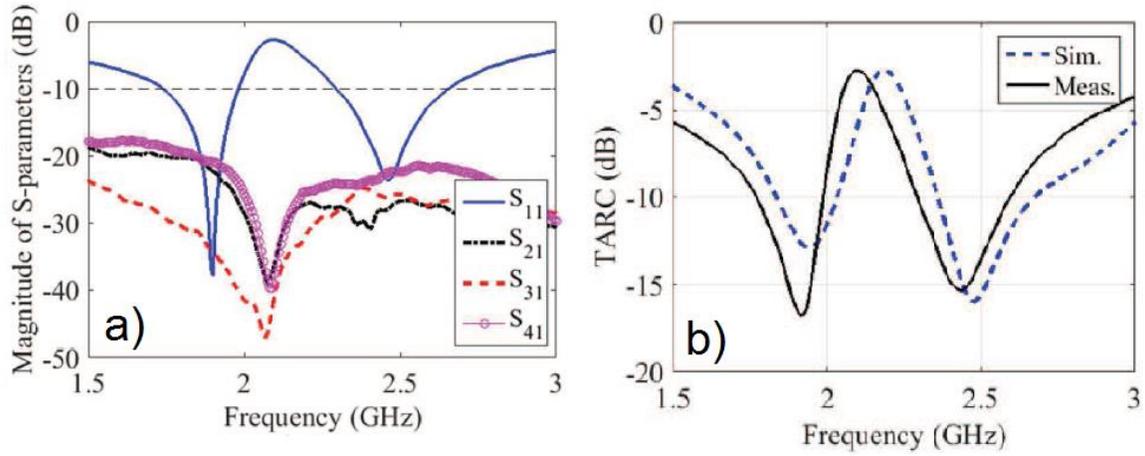


Figura 3.18: a) Parámetros  $S$  de las antenas propuestas en [152]. b) Curvas de TARC "simulada" y "medida".

La Ecuación (3.6) también fue generalizada en esta tesis para  $N$  puertos, siguiendo un proceso análogo al indicado al inicio de esta Sección, tomando la forma dada en la Ecuación (3.14):

$$TARC = N^{-0.5} \sqrt{\sum_{i,k} |S_{ik}|^2 + 2 \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^{N-1} \sum_{r=k+1}^N |S_{ik} S_{ir}| \cos(\varphi_{ik} - \varphi_{ir} + \theta_{k-1} - \theta_{r-1})} \quad (3.14)$$

La Ecuación (3.14) tiene  $N^2(N - 1)/2$  funciones cosenoidales, y el argumento de éstas contiene la fase de dos coeficientes  $S_{ik}$ , así como una o dos variables aleatorias  $\theta$ . Por lo tanto, conforme el sistema de antenas crece en número de elementos, se reduce la probabilidad de que las funciones cosenoidales sean cero y permitan obtener ecuaciones simplificadas como la (3.7) o la (3.9).

Con base en el análisis desarrollado anteriormente se puede concluir que las Ecuaciones (3.6) y (3.14) permiten encontrar las condiciones que deben cumplir los coeficientes de dispersión en los puertos para que el ancho de banda del sistema se aproxime al ancho de banda de impedancia de un solo elemento, y en qué medida se puede esperar que cierto arreglo sea un excelente acoplador entre un equipo terminal multiantena y el medio de transmisión.

De las mismas expresiones (3.6) y (3.14) se puede afirmar que conforme se incrementa el número de puertos, crece la importancia de utilizar la Ecuación (3.13), o la forma trigonométrica de la expresión (3.14), en lugar de una ecuación simplificada.

### 3.3 Discretización del coeficiente de correlación de envoltentes para mejorar y facilitar el cómputo del método exacto

La determinación fidedigna del *ECC* es relevante para los proyectos de investigación, desarrollo y diseño de arreglos de antenas, pues brinda certidumbre sobre el comportamiento de los elementos caracterizados, y establece parámetros comparables y medibles entre prototipos. Sin embargo, la determinación del *ECC* de un arreglo de antenas es complicada para llevarse a cabo en forma matemática

y en laboratorio. La Ecuación (2.2), llamada “método exacto” o “método del campo lejano” ha sido reportada ampliamente en la literatura especializada de antenas, y como puede leerse en ella, requiere la integración del campo eléctrico radiado por las antenas del ensamble en su respectiva región de Fraunhofer, sobre una esfera, para todo el intervalo de frecuencia de interés. Debido a la elevada complejidad de la evaluación de la Ecuación (2.2), han surgido diversas alternativas para efectuar el cálculo del *ECC*, los cuales pueden presentar falta de convergencia para diferentes tipos de antenas.

Por esta razón se propone en la presente tesis, como contribución original de la investigación, una ecuación discretizada a partir de la Ecuación (2.2) que permite aproximar el cálculo del *ECC* entre dos antenas a partir de sus campos eléctricos radiados en la región de campo lejano, con la cual se pretende reducir la complejidad de aplicación del método exacto, sin pérdida de generalidad de aplicación. Como método de validación se aplica a dos sistemas de dos antenas de parche compartiendo el mismo GND. Los resultados de la aplicación de la ecuación se comparan con resultados obtenidos por software comercial, y se comprueba que el cálculo mediante este procedimiento es hasta 77 veces más veloz que cuando se realiza mediante las herramientas comerciales.

### **3.3.1 Actualidad tecnológica en el cálculo de *ECC* por herramientas semiautomáticas comerciales**

HFSS [94] y CST Microwave Studio [95] son aplicaciones comerciales de análisis y diseño de estructuras electromagnéticas, con amplia aceptación y uso entre la comunidad científica y tecnológica relacionada con la creación e implementación de antenas, líneas de transmisión, filtros, mediciones y análisis de EMC, entre muchas otras aplicaciones. Los algoritmos utilizados por estos programas ofrecen en forma predeterminada datos importantes para el estudio de estas estructuras, como lo son

impedancia de entrada y campos EM radiados, además de poder graficar el comportamiento de estos parámetros con respecto a la frecuencia o al tiempo. Adicionalmente, estas herramientas ofrecen opciones de posprocesamiento relacionadas con usos más específicos; estas opciones no se generan en reportes automáticamente, sino que deben ser gestionadas por el usuario después de que el programa ha resuelto numéricamente las ecuaciones de Maxwell dentro del volumen de análisis. Entre las opciones semiautomáticas (gestionadas por el usuario) se encuentra el cálculo de los parámetros multipuerto de sistemas de antenas.

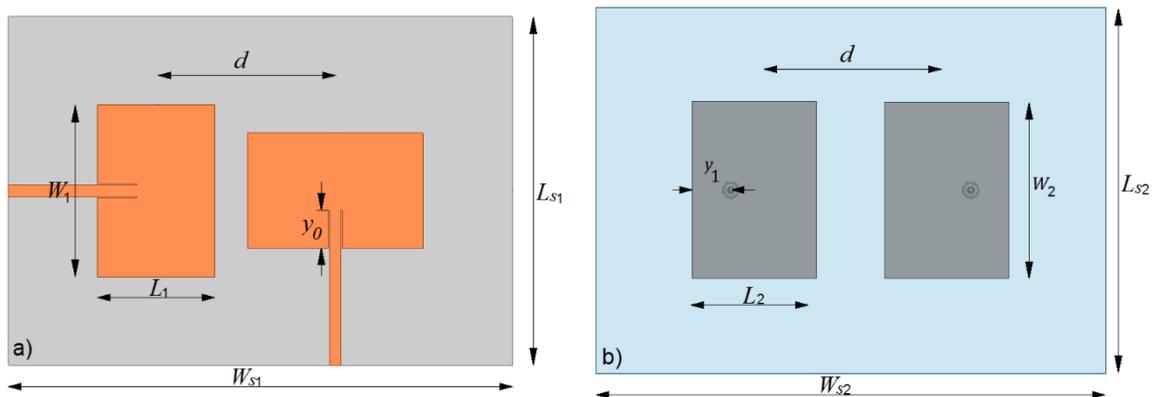


Figura 3.19: a) Prototipo de parches ortogonales y b) prototipo de parches colineales para evaluar la eficiencia y efectividad del cálculo de ECC.

Para conocer la eficiencia y efectividad de las soluciones semiautomáticas ofrecidas por programas de simulación por FDTD y FEM, se plantearon dos sistemas de antenas de parche rectangulares sobre el mismo plano de tierra, uno con dos parches colineales excitados mediante alimentación coaxial, y otro con dos parches ortogonales excitados por microcinta coplanar. Ambos modelos se diseñaron sobre un sustrato Rogers/RT duroid 5880, con grosor  $h = 1.27$  mm, permitividad relativa  $\epsilon_r = 2.2$  y  $\tan \delta = 0.0004$ , con las geometrías que pueden observarse en la Figura 3.19 a) y b), para cubrir un ancho de banda de impedancia de elemento de 30 MHz alrededor de la frecuencia central  $f_0 = 2.45$  GHz. Se utilizaron las ecuaciones

encontradas en la literatura [153] para determinar las medidas iniciales de diseño. Las dimensiones descritas en la Figura 3.19 se encuentran en la Tabla 3.1, y los valores de módulo de los parámetros S del sistema obtenidos por simulación, se encuentran en la Figura 3.20.

Tabla 3.1: Dimensiones del sistema de antenas mostrado en la Figura 3.19.

Dimensión	Descripción	Magnitud [mm]
$d$	Distancia entre centros	61.1825
$h$	Espesor de sustrato	1.27
$L_1$	Longitud resonante	40.1
$L_2$	Longitud resonante	39.5
$L_{S1}$	Dimensión de sustrato	101.2825
$L_{S2}$	Dimensión de sustrato	118.22
$W_1$	Longitud de radiación	60.15
$W_2$	Longitud de radiación	59.25
$W_{S1}$	Dimensión de sustrato	162.465
$W_{S2}$	Dimensión de sustrato	161.95
$y_0$	Profundidad de inserción	13.32
$y_1$	Distancia de acoplamiento	12.25

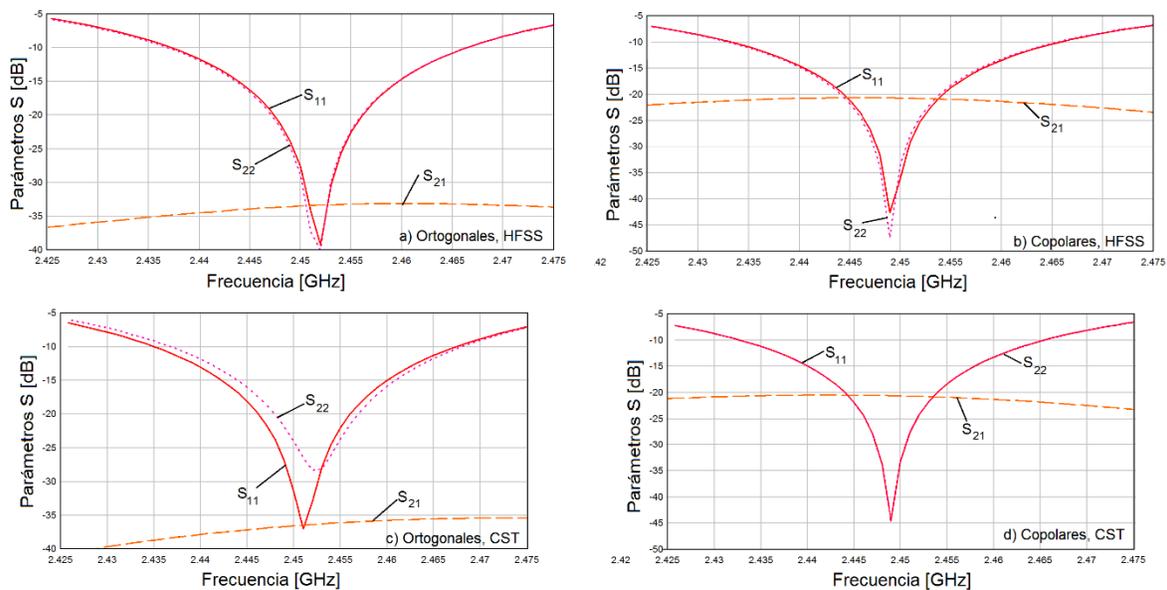


Figura 3.20: Comportamiento del módulo de los parámetros S (en dB) de los sistemas de antenas ortogonales y copolares de la Figura 3.19 con respecto a la frecuencia utilizando HFSS y CST.

Con el fin de procurar una equiparación apropiada entre prototipos y condiciones de simulación, se establecieron condiciones similares para cada modelo en ambos simuladores evaluados, como se explicará a continuación. Todas las simulaciones de esta Sección fueron realizadas en HFSS versión 15 y CST Microwave Studio 2016, en un equipo con 48 GB en RAM, con procesador Intel Xeon de dos núcleos con reloj a 2.4 GHz. En HFSS, el criterio de convergencia para finalizar el mallado tetraédrico adaptivo es dado por el parámetro *Maximum Delta S*, el cual fue establecido en 0.015. En CST se estableció un criterio de mínimo 40 celdas hexaédricas por longitud de onda, y una exactitud (“*accuracy*”) de onda reflejada de -40 dB. Estas condiciones permitieron la elevada convergencia de los parámetros S entre simuladores, mientras que valores distintos de *Maximum Delta S*, celdas por longitud de onda y exactitud obtenían valores de módulo de parámetros S menos convergentes entre sí. El comportamiento del módulo de los parámetros S con respecto a la frecuencia se muestra en la Figura 3.20 para los criterios señalados en este párrafo.

Debido a que la sola comparación de los valores del módulo de los parámetros de dispersión puede no ser suficiente para demostrar la elevada similitud de condiciones de simulación, se realizó una comparación adicional, mostrada en la Figura 3.21. La matriz de dispersión de los modelos de la Figura 3.19 fue descompuesta en sus partes real e imaginaria para demostrar su convergencia de simulador a simulador, para ambas disposiciones de antenas. Como puede observarse existe una fuerte coincidencia entre los valores calculados por cada simulador, siendo más elevada para los parámetros  $S_{ii}$ , como muestran las Figuras 3.21 a), b), e) y f); y mostrando algunas diferencias para el parámetro  $S_{21}$ , como se observa las Figuras 3.21 c) y d).

Se eligió este tipo de antena, tipo de sustrato y geometría de parches considerando que la ecuación de cálculo del *ECC* mediante los parámetros S está restringida a

radiadores con eficiencias totales altas. De la Figura 3.22 se encuentra que la eficiencia de radiación y la eficiencia total de todas las antenas simuladas exceden 80 % sobre el ancho de banda de impedancia de elemento, es decir, las frecuencias en el intervalo 2.43-2.46 GHz. Por lo tanto, es aceptable establecer una comparación entre el método propuesto en este Capítulo y el método basado en los parámetros de dispersión.

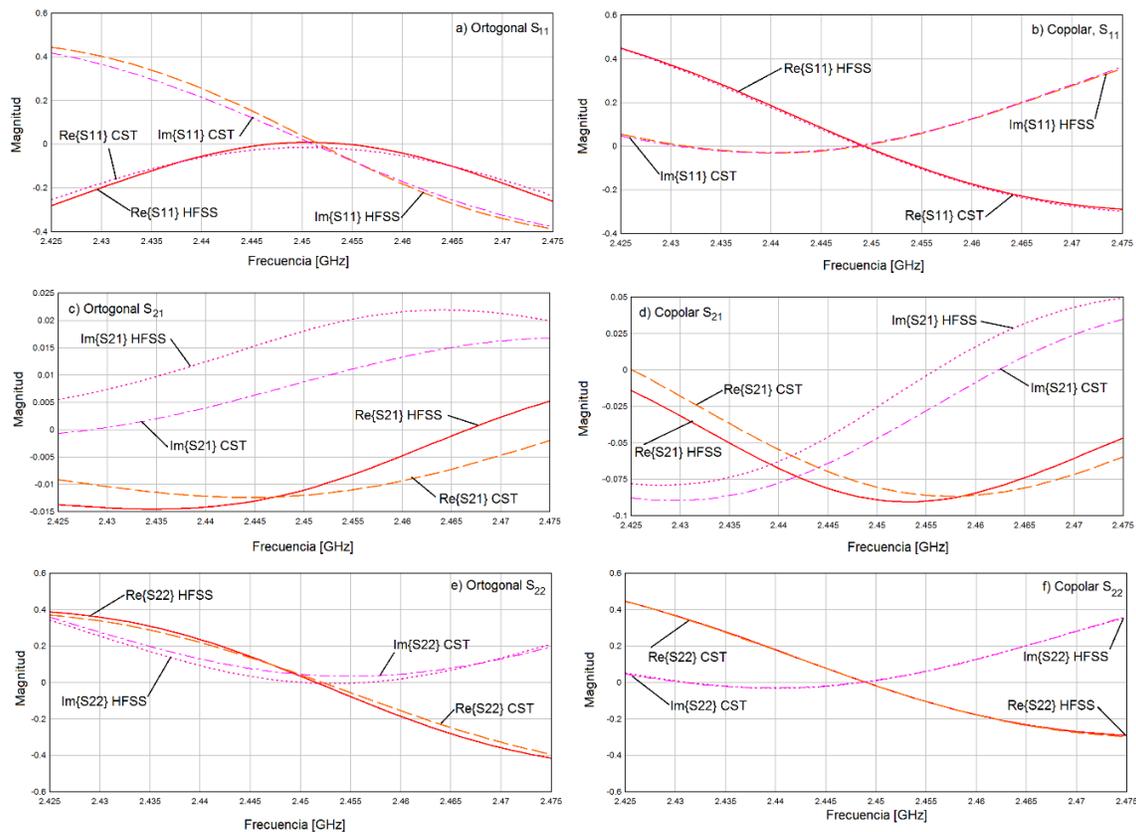


Figura 3.21: Comparación del módulo de los parámetros  $S$  para los modelos ortogonal y copolar de la Figura 3.19, para asegurar la similitud de condiciones de simulación entre ambos programas utilizados

Para efectos del presente trabajo, se denomina “resolución angular” al paso de muestreo en las coordenadas  $\varphi$  y  $\theta$  en la esfera de campo lejano. Una resolución angular de  $1^\circ$  significa que las muestras espaciales fueron tomadas cada grado por coordenada. Es relevante señalar que las coordenadas  $\varphi$  y  $\theta$  son dependientes de

la orientación del modelo bajo estudio respecto a los ejes cartesianos de referencia del programa de simulación utilizado. Por lo tanto, y con el fin de que la comparación no fuese sensible a la disposición espacial de los modelos bajo estudio, se determinó que el paso de muestreo a lo largo de las coordenadas  $\varphi$  y  $\theta$  fuese el mismo.

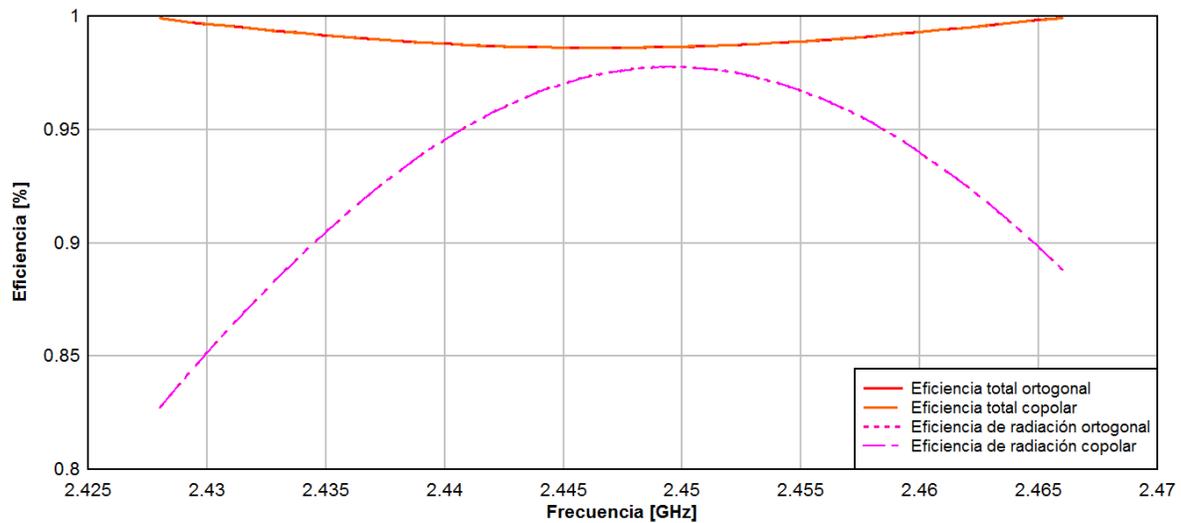


Figura 3.22: Eficiencia de radiación y eficiencia total de los sistemas propuestos en la Figura 3.19.

### 3.3.1.1 Resultados semiautomáticos de HFSS

HFSS contiene una subrutina (referida en la aplicación como “*toolkit*”) programada en Python que permite calcular el *ECC* y la *DG* en un sistema de antenas cuyo comportamiento ya fue calculado, sin que se ofrezca algún otro método de solución de la ecuación de *ECC*. Analizando las rutinas de HFSS [94], se encuentra que el *ECC* y la *DG* son calculados con el método exacto empleando el campo eléctrico en la región de campo lejano ya calculado. El cálculo de los campos eléctricos radiados por las antenas debe calcularse por cada frecuencia de interés, ya sea mediante diferentes *Setups*, o estableciendo el método discreto como forma de barrido.

Se utilizó la herramienta semiautomatizada de HFSS para calcular el *ECC* en el intervalo 2.425-2.475 GHz en pasos de 1 MHz, con resoluciones angulares de 1°, 2°, 3°, 4°, 5°, 6° y 10°. Los resultados son mostrados en la Figura 3.23. En ella se encuentra mayor convergencia entre las curvas para el caso con parches ortogonales, en los que el módulo del parámetro  $S_{21}$  es menor que para los parches copolares, donde estos últimos presentan mayor acoplamiento mutuo y consecuentemente mayores valores de  $S_{21}$ . La tendencia indica que el resultado con mayor exactitud se obtiene con resolución angular de 1°.

Puede observarse que de acuerdo con la literatura revisada en el Capítulo 2, ambos sistemas de antenas son apropiados para una aplicación con múltiples antenas, considerando que el *ECC* se mantiene muy por debajo de 0.5 en todo el intervalo de operación. Sin embargo, y aunque las curvas presentan una divergencia mayor en magnitud conforme se incrementa la frecuencia, como se muestra en la Figura 3.23 a), el error relativo es máximo entre las curvas de *ECC* calculadas con resoluciones angulares de 1° y 10°, cerca de la frecuencia central de cálculo para ambos casos. Por ejemplo, para 2.435, 2.45 y 2.465 GHz, en las gráficas de la Figura 3.23 a), el error relativo entre las curvas calculadas con 10° y 1° es de 37.72 %, 38.63 % y 34.13 % respectivamente. Para la Figura 3.23 b), el error relativo crece drásticamente en 2.455 GHz. Esto se debe a que para una resolución de 10° el *ECC* calculado es de  $9.76 \times 10^{-4}$ , mientras que para una resolución angular de 1°, el coeficiente calculado es de  $4.61 \times 10^{-6}$ . El comportamiento del error relativo entre las curvas de 1° y 10° se reporta en la Figura 3.24. Del estudio de estas gráficas, se puede aseverar que cuando el *ECC* es calculado mediante la subrutina de HFSS, la resolución angular juega un papel fundamental en la exactitud del valor del coeficiente. Conforme el valor de *ECC* calculado es menor, el error absoluto crece.

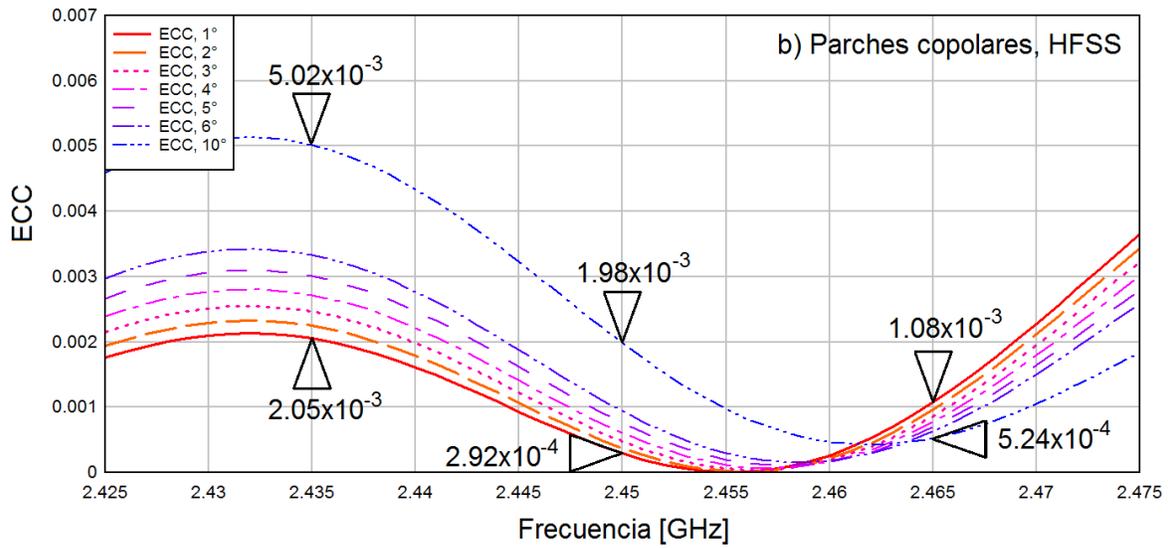
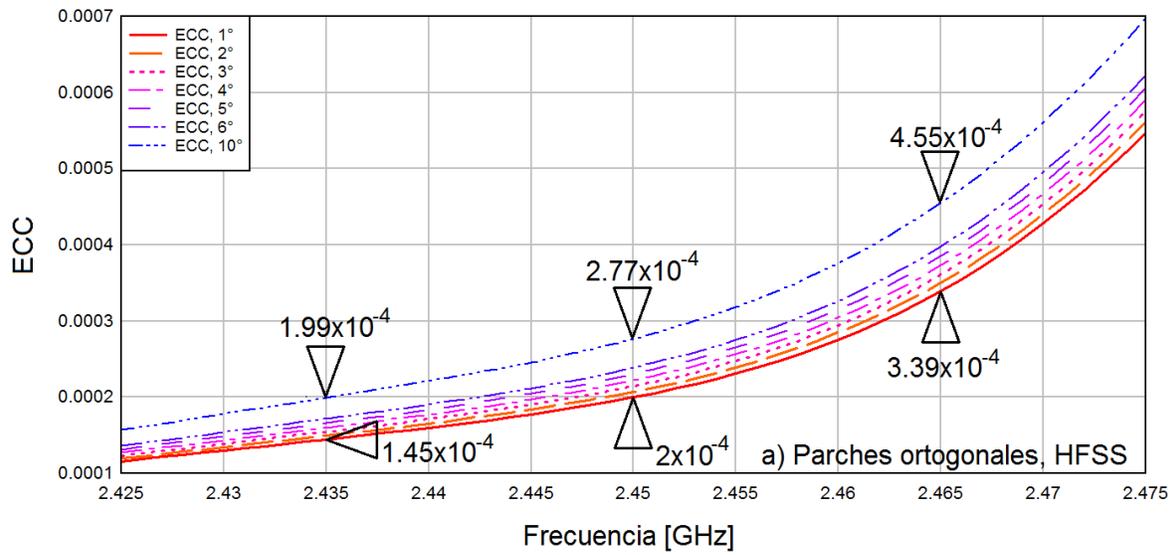


Figura 3.23: Comparación entre los cálculos de ECC para diferentes resoluciones angulares con el toolkit de HFSS de los arreglos a) ortogonal y b) copolar

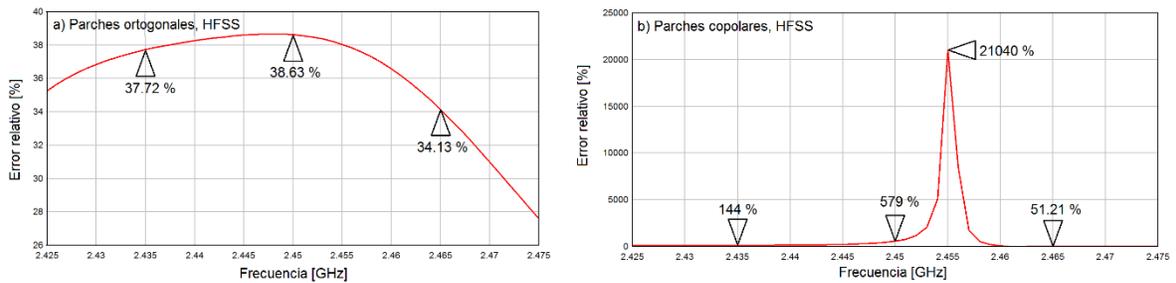


Figura 3.24: Comportamiento del error relativo entre el ECC calculado con resolución angular de 1° y 10° para parches ortogonales y copolares en HFSS utilizando el toolkit de HFSS

Como se demostrará para ambos simuladores, el tiempo de simulación crece conforme se incrementa la resolución angular. HFSS presenta un paso angular mínimo de  $1^\circ$ , lo que corresponde a 360 muestras en la coordenada  $\varphi$  y 180 muestras en la coordenada  $\theta$ ; en total, 64800 muestras en el espacio. En la Tabla 3.2 se presenta la relación entre resolución angular y tiempo de simulación.

Tabla 3.2: Relación entre resolución angular y tiempo de simulación para la herramienta semiautomática de HFSS para los arreglos ortogonal y copolar

Resolución angular [°]	Número de muestras	Tiempo de simulación [s] - arreglo ortogonal	Tiempo de simulación [s] - arreglo copolar
1	64800	1887	2015
2	32400	455	478
3	7200	205	218
4	4050	129	133
5	2592	83	86
6	1800	62	66
10	648	30	33

### 3.3.1.2 Resultados semiautomáticos de CST

CST MWS ofrece dos métodos de cálculo del *ECC*, de acuerdo con su manual de usuario [95]: 1) la forma predeterminada emplea los parámetros *S* usando la Ecuación (2.4); 2) una opción de posprocesamiento que utiliza la Ecuación (2.3), y los resultados de esta opción son idénticos a los de la opción 1) cuando las distribuciones gaussianas que describen la potencia promedio vertical  $P_\theta$  y horizontal  $P_\phi$  son iguales entre sí ( $P_\theta = P_\phi = 1$ ), no existe polarización cruzada ( $XPR = 0$  dB) y la estructura no tiene pérdidas. En esta Sección se muestran los resultados del método 2) estableciendo  $XPR = 0^\circ$ dB, condición que corresponde a un ambiente isotrópico [50]. La Figura 3.25 muestra los resultados del cálculo de *ECC* de ambos arreglos de antenas, con detalle del valor calculado para tres frecuencias, mientras que la Tabla 3.3 despliega la relación entre resolución angular y tiempo de ejecución. De la Figura 3.25 se puede deducir que el cálculo de *ECC*

mediante este método en CST es poco sensible a la resolución angular; en efecto, la Figura 3.26 demuestra que el error relativo entre las curvas calculadas con resoluciones angulares de  $1^\circ$  y  $10^\circ$  es menor al exhibido a los resultados arrojados por HFSS.

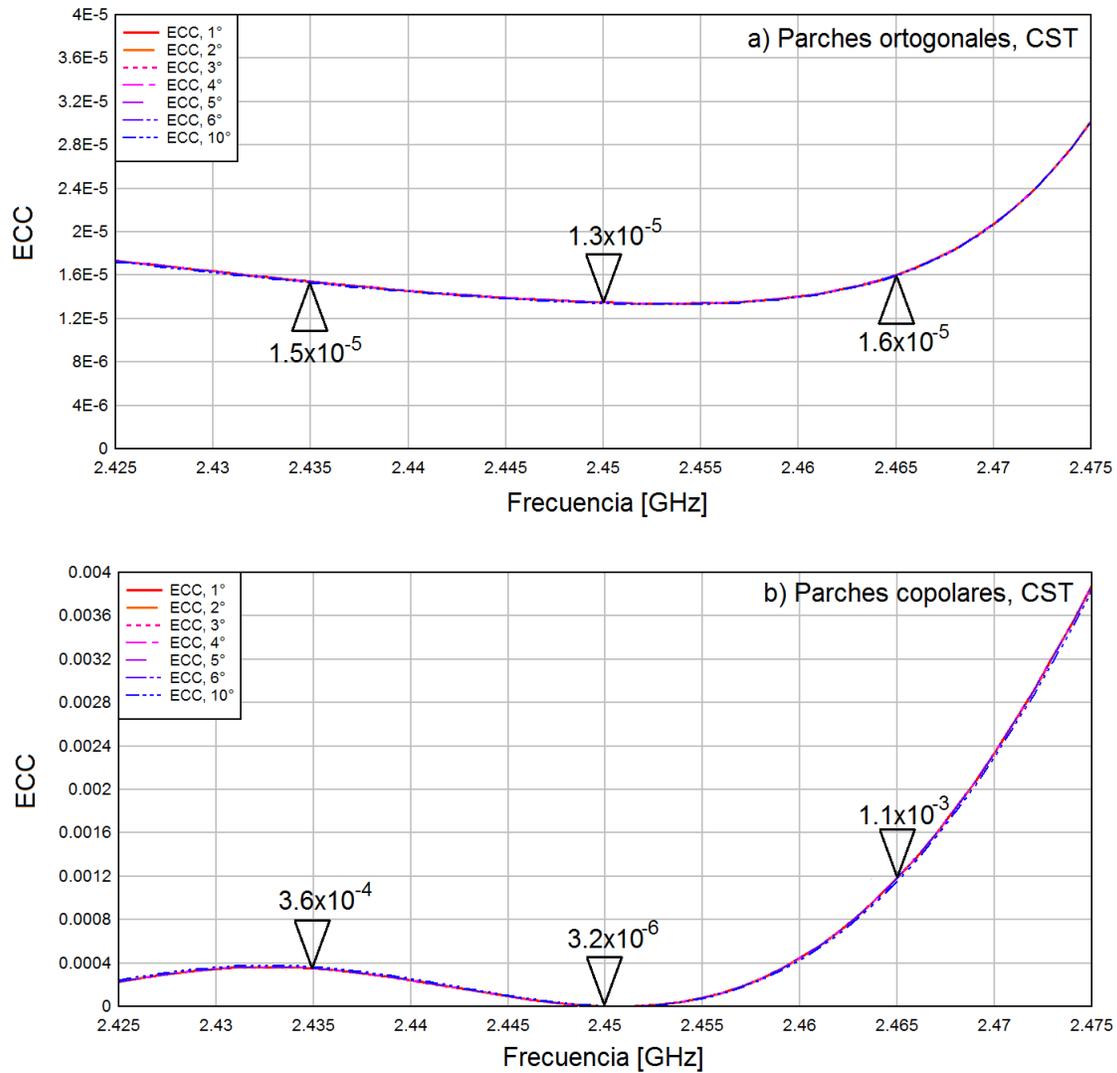


Figura 3.25: Comparación entre los cálculos de ECC para diferentes resoluciones angulares con el toolkit de CST de los arreglos a) ortogonal y b) copolar

Tabla 3.3: Relación entre resolución angular y tiempo de simulación para la herramienta predeterminada de CST para los arreglos ortogonal y copolar

Resolución angular [°]	Número de muestras	Tiempo de simulación [s] - arreglo ortogonal	Tiempo de simulación [s] - arreglo copolar
1	64800	886	910
2	32400	268	306
3	7200	160	186
4	4050	115	124
5	2592	97	110
6	1800	85	86
10	648	65	69

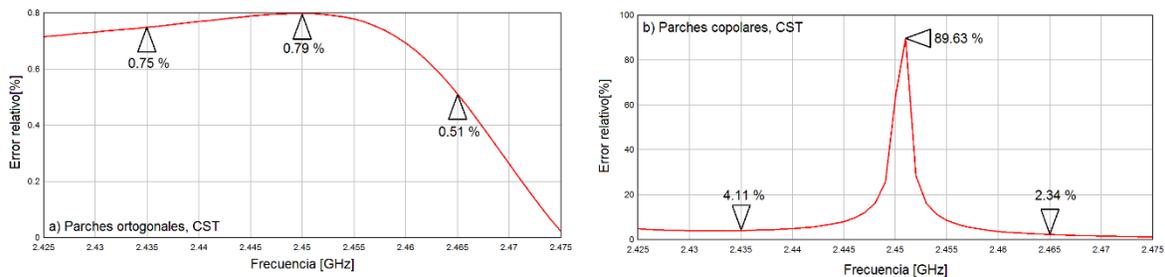


Figura 3.26: Comportamiento del error relativo entre el ECC calculado con resolución angular de 1° y 10° para parches ortogonales y copolares en CST

La comparación entre la Tabla 3.2 y la Tabla 3.3 permite identificar que HFSS tiene mayores tiempos de simulación conforme la resolución angular se incrementa, e incluso HFSS alcanza el doble de tiempo de simulación para condiciones iguales.

La Figura 3.27 revela que existe una discrepancia entre el método automático de HFSS con el resto de los procedimientos de cálculo descritos, solamente en el caso del arreglo ortogonal. En el resto de los casos, las tendencias de los valores calculados por diferentes ecuaciones son similares entre sí; sin embargo, la diferencia entre los valores de *ECC* calculados por HFSS y CST varía hasta en tres órdenes de magnitud, como se revela en la Tabla 3.4. Esto es esperable,

considerando que el procedimiento matemático de solución de las ecuaciones de Maxwell es diferente en cada programa, además de que el coeficiente de correlación de envolventes fue determinado por ecuaciones distintas, con lo que queda demostrado que, aunque se trata del mismo parámetro multipuerto, una comparación directa entre coeficientes calculados de distinta manera puede inducir a un error numérico y metodológico que no se debe obviar.

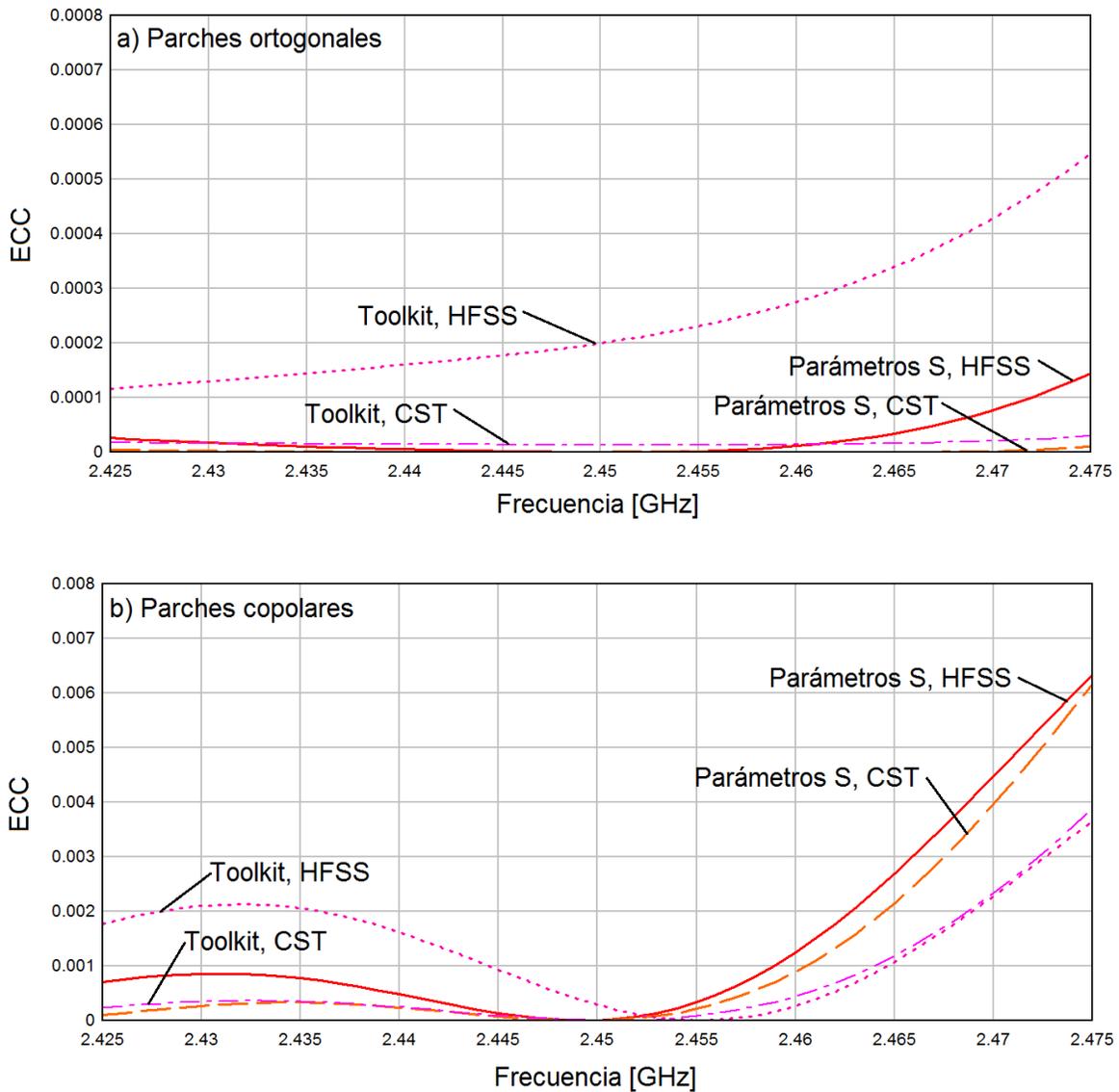


Figura 3.27: Comparación de cálculos por métodos automáticos ofrecidos por HFSS y CST para el arreglo a) ortogonal y b) copolar.

Tabla 3.4: Valores de ECC calculados por HFSS y CST para los arreglos de parches ortogonales y copolares.

<b>ECC, parches ortogonales</b>				
<b>Frecuencia</b>	<b>Parámetros S, HFSS</b>	<b>Parámetros S, CST</b>	<b>Toolkit HFSS</b>	<b>Toolkit CST</b>
2.435	1.0616x10 <sup>-5</sup>	1.004x10 <sup>-6</sup>	0.00014454	1.5415x10 <sup>-5</sup>
2.44	5.7384x10 <sup>-6</sup>	3.5049x10 <sup>-7</sup>	0.00015985	1.4585x10 <sup>-5</sup>
2.445	2.052x10 <sup>-6</sup>	3.8933x10 <sup>7</sup>	0.00017743	1.3932x10 <sup>-5</sup>
2.45	6.4061x10 <sup>-8</sup>	6.9197x10 <sup>7</sup>	0.00019982	1.35x10 <sup>-5</sup>
2.455	1.8421x10 <sup>-6</sup>	7.4261x10 <sup>7</sup>	0.00023081	1.3423x10 <sup>-5</sup>
2.46	1.1397x10 <sup>-5</sup>	3.2638x10 <sup>7</sup>	0.00027542	1.4036x10 <sup>-5</sup>
2.465	3.4356 x10 <sup>-5</sup>	4.9822x10 <sup>8</sup>	0.00033942	1.604x10 <sup>-5</sup>
<b>ECC, parches copolares</b>				
2.435	0.0007728	0.00033093	0.00205473	0.00034981
2.44	0.00048006	0.00024014	0.00161468	0.00024431
2.445	0.00013739	7.6832 x10 <sup>-5</sup>	0.00093105	9.4979x10 <sup>-5</sup>
2.45	4.332x10 <sup>-6</sup>	2.19 x10 <sup>-6</sup>	0.00029178	1.9714x10 <sup>-6</sup>
2.455	0.0003317	0.00021342	4.6156x10 <sup>-6</sup>	8.1369x10 <sup>-5</sup>
2.46	0.00124515	0.00089214	0.00026329	0.00044604
2.465	0.00269146	0.00214835	0.00107516	0.00118506

### 3.3.2 Desarrollo matemático del método propuesto

La expresión publicada en [93] para determinar el ECC de dos antenas por medio de sus campos eléctricos radiados en la región de campo lejano se muestra en la Ecuación (2.2), en la que  $\vec{F}_k(\theta, \varphi)$  es una función vectorial compleja que describe el patrón de radiación tridimensional de la antena excitada por el  $k$ -ésimo puerto, • denota el producto hermitiano, y  $d\Omega$  es el diferencial de ángulo sólido. Las componentes de la función sobre las coordenadas  $\theta$  y  $\varphi$  estarán indicadas por  $F_{k,\theta}(\theta, \varphi)$  y  $F_{k,\varphi}(\theta, \varphi)$ , respectivamente. Dado que  $\vec{F}_k$  es una función compleja, ésta puede ser descrita para todo punto en la región lejana por un total de cuatro componentes, tal como dicta la Ecuación (3.15). Estas cuatro componentes están disponibles como resultados de programas comerciales para el CAD de estructuras electromagnéticas:

$$\vec{F}_k(\theta, \varphi) = [\Re\{F_{k,\theta}(\theta, \varphi)\} + j\Im\{F_{k,\theta}(\theta, \varphi)\}]\hat{\theta} + [\Re\{F_{k,\varphi}(\theta, \varphi)\} + j\Im\{F_{k,\varphi}(\theta, \varphi)\}]\hat{\varphi} \quad (3.15)$$

El producto hermitiano de dos funciones vectoriales complejas se puede calcular empleando la Ecuación (3.16):

$$\vec{F}_i(\theta, \varphi) \cdot \vec{F}_k(\theta, \varphi) = F_{i,\theta}(\theta, \varphi)F_{k,\theta}^*(\theta, \varphi) + F_{i,\varphi}(\theta, \varphi)F_{k,\varphi}^*(\theta, \varphi) \quad (3.16)$$

en la que \* denota el complejo conjugado. El cuadrado del módulo de una función vectorial compleja puede también expresarse como el producto hermitiano siguiendo la Ecuación (3.17):

$$|\vec{F}_k(\theta, \varphi)|^2 = \vec{F}_k(\theta, \varphi) \cdot \vec{F}_k(\theta, \varphi) \quad (3.17)$$

El producto hermitiano de una función  $\vec{F}_k$  con ella misma también puede expresarse en términos de las partes real e imaginaria. Utilizando la Ecuación (3.16), se desarrolla la Ecuación (3.18):

$$\vec{F}_k(\theta, \varphi) \cdot \vec{F}_k(\theta, \varphi) = \Re\{F_{k,\theta}(\theta, \varphi)\}^2 + \Im\{F_{k,\theta}(\theta, \varphi)\}^2 + \Re\{F_{k,\varphi}(\theta, \varphi)\}^2 + \Im\{F_{k,\varphi}(\theta, \varphi)\}^2 \quad (3.18)$$

La Ecuación (2.2) entonces puede escribirse en la forma compacta de la Ecuación (3.19):

$$\rho_{e_{ij}} = \frac{|B_{ij}|^2}{B_{ii}B_{jj}} \quad (3.19)$$

donde:

$$B_{ij} = \iint_{4\pi} [\vec{F}_i(\theta, \varphi) \cdot \vec{F}_j(\theta, \varphi)] d\Omega \quad (3.20)$$

Definiendo los límites de integración y sustituyendo el diferencial de ángulo sólido  $d\Omega = \sin\theta d\theta d\varphi$ , la Ecuación (3.20) puede reescribirse como la Ecuación (3.21):

$$B_{ij} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi [\vec{F}_i(\theta, \varphi) \cdot \vec{F}_j(\theta, \varphi)] \sin\theta d\theta d\varphi \quad (3.21)$$

Considerando que los campos calculados por los simuladores de estructuras electromagnéticas consisten en un conjunto de muestras finitas, la Ecuación (3.20) debe ser discretizada para poder resolver la doble integral. Siguiendo el procedimiento descrito por Balanis en [35], la ecuación puede aproximarse mediante una serie, la cual toma la forma dictada por la Ecuación (3.22):

$$B_{ij} \cong \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N [\vec{F}_i(\theta_n, \varphi_m) \cdot \vec{F}_j(\theta_n, \varphi_m)] \sin \theta_n \Delta\theta_n \Delta\varphi_m \quad (3.22)$$

Se pueden obtener  $N$  particiones uniformes de  $\theta$  usando la Ecuación (3.23):

$$\Delta\theta_n = \frac{\pi}{N} \quad (3.23)$$

Haciendo que la variable discreta  $\theta_n$  sea igual a:

$$\theta_n = n(\Delta\theta_n) = n\left(\frac{\pi}{N}\right) \quad (3.24)$$

En forma similar, se obtienen  $M$  particiones uniformes de la variable  $\varphi$  utilizando la Ecuación (3.25):

$$\Delta\varphi_m = \frac{2\pi}{M} \quad (3.25)$$

A su vez se permite establecer una variable discreta  $\varphi_m$ :

$$\varphi_m = m(\Delta\varphi_m) = m\left(\frac{2\pi}{M}\right) \quad (3.26)$$

Sustituyendo las ecuaciones (3.23-3.26) en la Ecuación (3.23), la aproximación de  $B_{ij}$  puede escribirse como:

$$B_{ij} \cong \frac{2\pi^2}{NM} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N [\vec{F}_i(\theta_n, \varphi_m) \cdot \vec{F}_j(\theta_n, \varphi_m)] \sin \theta_n \quad (3.27)$$

Sustituyendo la Ecuación (3.27) en la Ecuación (3.19), el coeficiente de correlación de envolventes se puede aproximar mediante la Ecuación (3.28):

$$\rho_{eij} \cong \frac{|\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N [\vec{F}_i(\theta_n, \varphi_m) \cdot \vec{F}_j(\theta_n, \varphi_m)] \sin \theta_n|^2}{\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N [\vec{F}_i(\theta_n, \varphi_m) \cdot \vec{F}_i(\theta_n, \varphi_m)] \sin \theta_n \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N [\vec{F}_j(\theta_n, \varphi_m) \cdot \vec{F}_j(\theta_n, \varphi_m)] \sin \theta_n} \quad (3.28)$$

Entonces empleando las ecuaciones (3.16-3.18), las componentes de las funciones  $\vec{F}_i$  y  $\vec{F}_j$  pueden escribirse en términos de sus componentes sobre las coordenadas discretas  $\theta_n$  y  $\varphi_m$  utilizando las Ecuaciones (3.29-3.30).

$$\rho_{eij} \cong \frac{|\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N [F_{i,\theta}(\theta_n, \varphi_m) F_{j,\theta}^*(\theta_n, \varphi_m) + F_{i,\varphi}(\theta_n, \varphi_m) F_{j,\varphi}^*(\theta_n, \varphi_m)] \sin \theta_n|^2}{\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N A_i(\theta_n, \varphi_m) \sin \theta_n \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N A_j(\theta_n, \varphi_m) \sin \theta_n} \quad (3.29)$$

donde:

$$A_k(\theta_n, \varphi_m) = \Re\{F_{k,\theta}(\theta_n, \varphi_m)\}^2 + \Im\{F_{k,\theta}(\theta_n, \varphi_m)\}^2 + \Re\{F_{k,\varphi}(\theta_n, \varphi_m)\}^2 + \Im\{F_{k,\varphi}(\theta_n, \varphi_m)\}^2 \quad (3.30)$$

La ventaja presentada por el algoritmo expuesto en esta Sección es que no pierde generalidad de aplicación ya que, a diferencia de los métodos simplificados referidos anteriormente, éste puede utilizarse con dos antenas cualesquiera sin importar su eficiencia de radiación, eficiencia total, factor de autoacoplamiento, u otros, debido a que utiliza de forma más directa la interacción entre los campos radiados, en lugar de relacionar entre sí otros parámetros de las antenas para determinar la correlación entre dichos campos.

### 3.3.3 Evaluación del método propuesto y comparación con las herramientas comerciales

Tanto HFSS como CST pueden entregar los valores de campo eléctrico radiado por un modelo en su región de Franhofer, en formato de partes real e imaginaria de las componentes sobre los ejes  $\theta$  y  $\varphi$ , para cada frecuencia. Los campos radiados por los prototipos de la Figura 3.19, obtenidos mediante FDTD y FEM fueron introducidos a un programa en C++, presentado en el Apéndice C, que utiliza las Ecuaciones (3.29-3.30).

La Figura 3.28 muestra el cálculo de *ECC* para diferentes resoluciones angulares utilizando los resultados de campo eléctrico de HFSS de los dos arreglos, empleados anteriormente como ejemplos de estudio, en el intervalo 2.425-2.475 MHz. Por su parte, la Figura 3.29 muestra el comportamiento del error relativo entre las curvas de *ECC* calculadas con resoluciones angulares de  $1^\circ$  y  $10^\circ$ . Comparando la Figura 3.23 con la Figura 3.28, y la Figura 3.24 con la Figura 3.29 puede comprobarse, tanto por el comportamiento de las curvas calculadas como por sus valores, que la hipótesis planteada de que el *toolkit* de HFSS utiliza el método de campos para el cálculo del *ECC*, y no otro método, es correcta.

Por su parte, en la Figura 3.30 se muestra el comportamiento de las curvas de *ECC* calculadas mediante el algoritmo propuesto en este trabajo, utilizando como valores de entrada los campos eléctricos calculados por CST, mientras que la Figura 3.31 reporta el comportamiento del error relativo entre las curvas con resoluciones angulares de  $1^\circ$  y  $10^\circ$ .

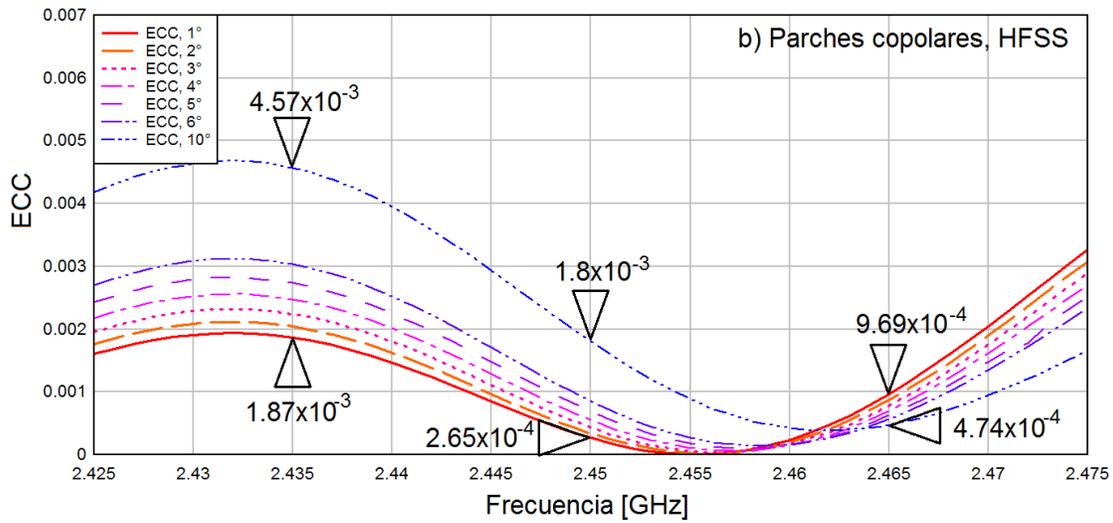
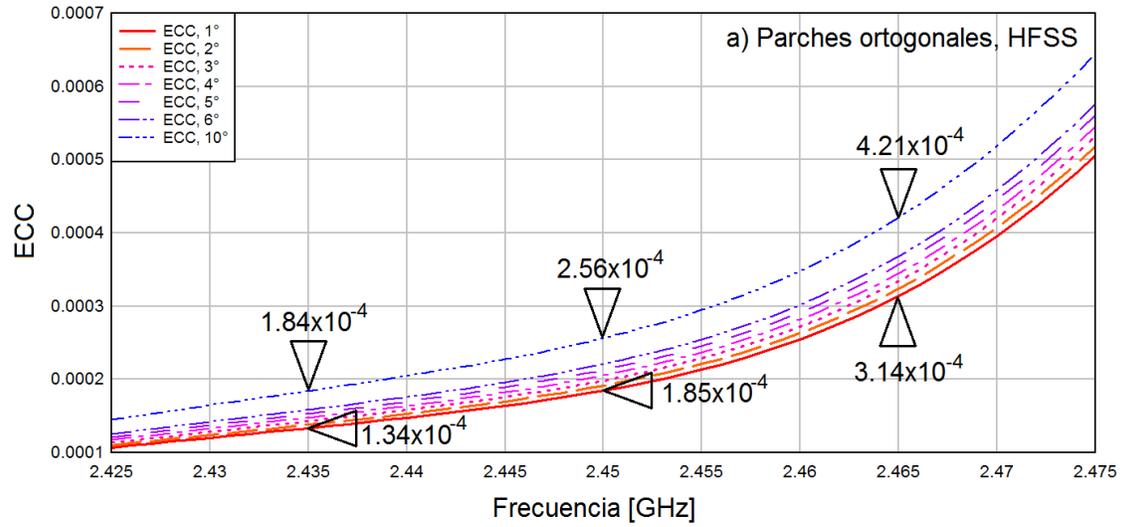


Figura 3.28: Comparación del método de cálculo presentado en esta tesis para diferentes resoluciones angulares, utilizando resultados de campo de HFSS v.15 para a) parches ortogonales y b) parches copolares

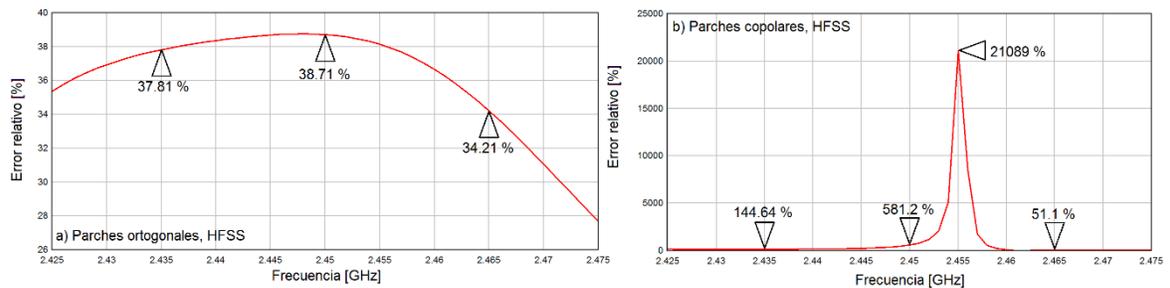


Figura 3.29: Comportamiento del error relativo entre el ECC calculado con resolución angular de 1° y 10° para parches ortogonales y copolares en HFSS, utilizando el algoritmo presentado en esta tesis para a) parches ortogonales y b) parches copolares

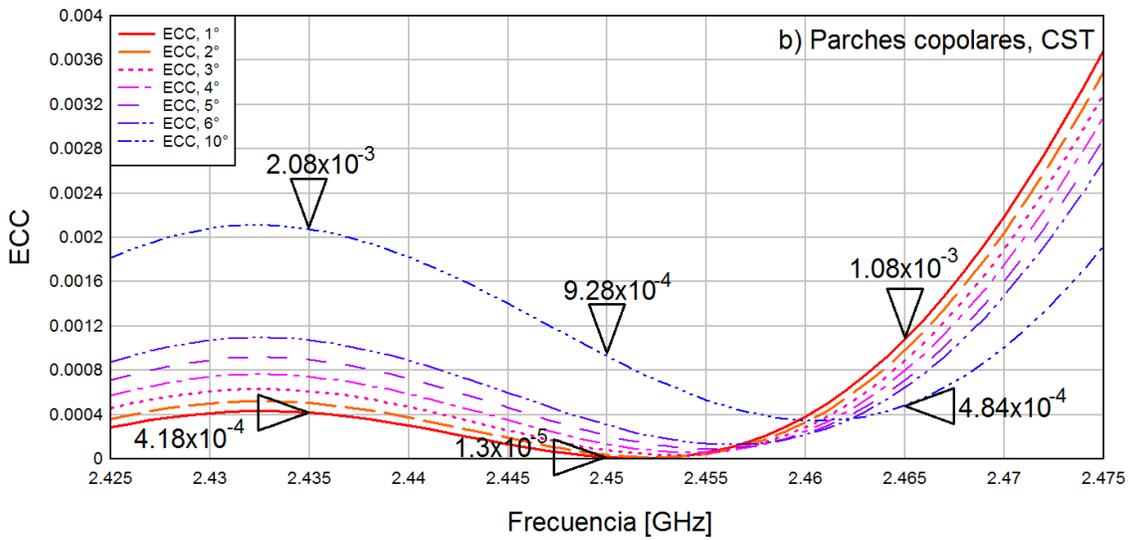
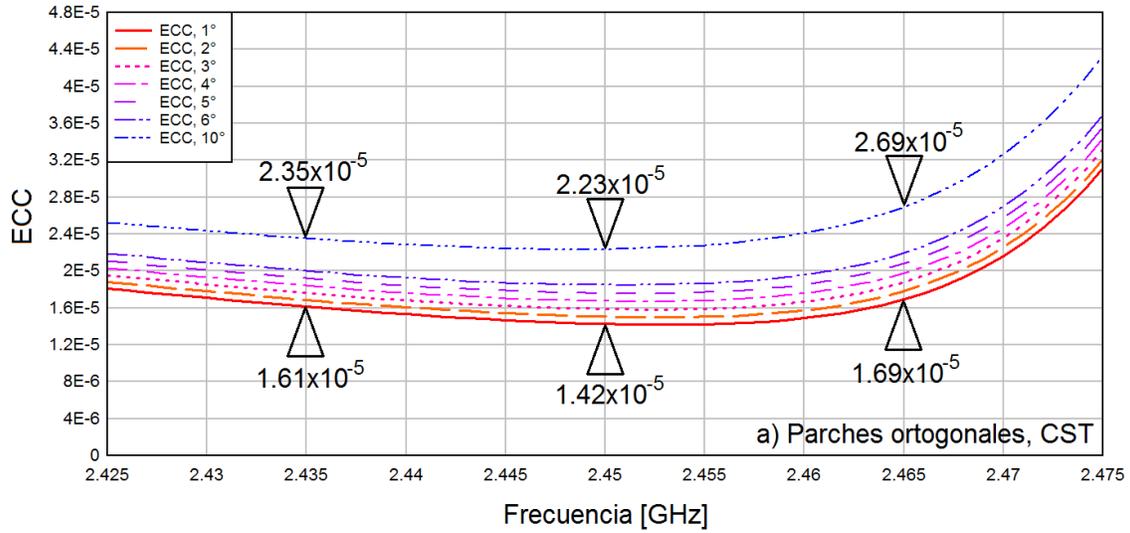


Figura 3.30: Comparación del método de cálculo presentado en esta tesis para diferentes resoluciones angulares, utilizando resultados de campo de CST 2016 para a) parches ortogonales y b) parches copolares

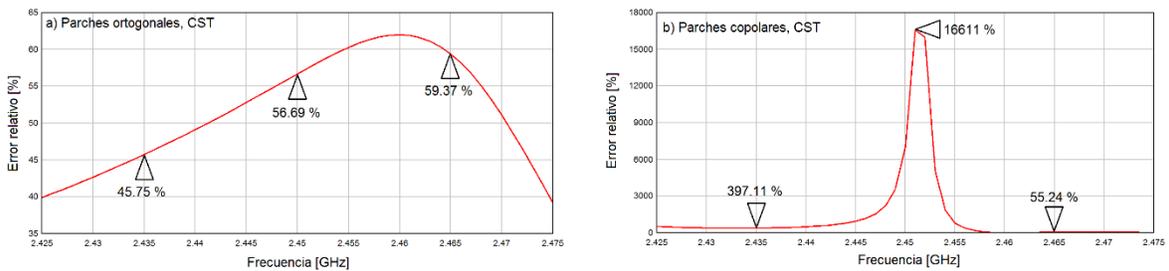


Figura 3.31: Comportamiento del error relativo entre el ECC calculado con resolución angular de 1° y 10° para parches ortogonales y copolares en CST, utilizando el algoritmo presentado en esta tesis para a) parches ortogonales y b) parches copolares

La variación de resolución angular tiene más influencia en HFSS que en CST. Esto se demostró utilizando la Tabla 3.5, en donde se muestra la diferencia en magnitud del *ECC* calculado con los campos de ambos simuladores. Para un mismo modelo, la variación entre el coeficiente calculado en la misma frecuencia para diferente resolución angular es en todos los casos mayor en HFSS que en CST. La evidencia indica que es necesario tener un menor paso angular en HFSS que en CST para tener mayor certidumbre en la predicción de *ECC*. Sin embargo, esto ocurriría a costa de recursos de tiempo y memoria del equipo.

Tabla 3.5: Comparación del valor en magnitud del *ECC* calculado para resoluciones angulares de 1° y 10° utilizando el algoritmo propuesto en este trabajo, utilizando los campos calculados por HFSS y CST

<b>ECC, parches ortogonales</b>						
Frecuencia	Usando campos calculados por HFSS			Usando campos calculados por CST		
	1°	10°	Diferencia	1°	10°	Diferencia
2.435	0.0001336	0.0001841	5.05259x10 <sup>-5</sup>	1.613x10 <sup>-5</sup>	2.351x10 <sup>-5</sup>	7.3825x10 <sup>-6</sup>
2.44	0.0001478	0.0002045	5.67013x10 <sup>-5</sup>	1.531x10 <sup>-5</sup>	2.284x10 <sup>-5</sup>	7.52379x10 <sup>-6</sup>
2.445	0.0001641	0.0002276	6.34971x10 <sup>-5</sup>	1.468x10 <sup>-5</sup>	2.243x10 <sup>-5</sup>	7.75016x10 <sup>-6</sup>
2.45	0.0001848	0.0002564	7.1565x10 <sup>-5</sup>	1.427x10 <sup>-5</sup>	2.236x10 <sup>-5</sup>	8.09157x10 <sup>-6</sup>
2.455	0.0002135	0.0002949	8.14494x10 <sup>-5</sup>	1.422x10 <sup>-5</sup>	2.279x10 <sup>-5</sup>	8.57352x10 <sup>-6</sup>
2.46	0.0002547	0.0003482	9.34165x10 <sup>-5</sup>	1.486x10 <sup>-5</sup>	2.408x10 <sup>-5</sup>	9.21739x10 <sup>-6</sup>
2.465	0.0003139	0.0004213	0.000107401	1.690x10 <sup>-5</sup>	2.694x10 <sup>-5</sup>	1.00365x10 <sup>-5</sup>
<b>ECC, parches copolares</b>						
Frecuencia	Usando campos calculados por HFSS			Usando campos calculados por CST		
	1°	10°	Diferencia	1°	10°	Diferencia
2.435	0.0018686	0.00457152	0.00270286	0.00041752	0.0020756	0.001658074
2.44	0.0014675	0.00395579	0.00248829	0.00030175	0.00182379	0.001522038
2.445	0.0008453	0.0029355	0.00209017	0.00013309	0.00140292	0.001269821
2.45	0.0002645	0.00180212	0.00153757	1.2961x10 <sup>-5</sup>	0.00092848	0.000915519
2.455	4.177x10 <sup>-6</sup>	0.00088523	0.00088105	5.8747x10 <sup>-5</sup>	0.00053305	0.000474303
2.46	0.0002378	0.00042092	0.0001831	0.00038476	0.00034802	3.67411x10 <sup>-5</sup>
2.465	0.0009688	0.00047374	0.00049514	0.00108175	0.00048413	0.000597618

Como revela la Tabla 3.6, se realizó una comparación de tiempo de simulación tanto de las soluciones comerciales como del algoritmo original programado en C++. Los datos de la Tabla 3.6 se representaron de manera gráfica en la Figura 3.32. En ambas herramientas se puede comprobar que el tiempo de simulación crece conforme se incrementa la resolución angular, y el cambio es considerable para HFSS, resultando en más del doble de tiempo para resolución angular de 1° con respecto a CST. Por otra parte, no se presentan variaciones de tiempo significativas entre un arreglo y otro para el método propuesto, a diferencia de lo que ocurre entre simuladores, los cuales presentan tiempos de simulación distintos en función de la geometría del arreglo bajo estudio. Se comparó el peor tiempo para resolución angular de 1°, el cual resultó de 2015 segundos, usados por HFSS para el cálculo del *ECC* del arreglo copolar, con el mejor tiempo obtenido del método propuesto en este trabajo para el mismo arreglo y resolución angular, obteniendo 51.55 segundos. Lo anterior permite deducir que este algoritmo de cálculo del coeficiente de correlación de envolventes es hasta 39 veces más rápido que la herramienta semiautomática de HFSS. En forma análoga, este procedimiento de cálculo es 13 veces más rápido que CST, si comparamos el tiempo de resolución de arreglo copolar en ese programa, contra el obtenido por el método presentado aquí.

Tabla 3.6: Relación entre resolución angular y tiempo de simulación, comparando entre las herramientas semiautomáticas de CST y HFSS con el método presentado.

Res. angular [°]	Ortogonal toolkit HFSS [s]	Copolar, toolkit HFSS [s]	Ortogonal, toolkit CST [s]	Copolar, toolkit CST [s]	Método propuesto, campos de HFSS, 1°, ortogonal [s]	Método propuesto, campos de HFSS, 1°, copolar [s]	Método propuesto, campos de CST, 1°, ortogonal [s]	Método propuesto, campos de CST, 1°, copolar [s]
1	1887	2015	886	910	52.89	51.55	69	68.52
2	455	478	268	306	13.11	12.67	23	17.32
3	205	218	160	186	5.965	5.753	8	7.863
4	129	133	115	124	3.577	3.271	4.606	4.568
5	83	86	97	110	2.266	2.236	3.092	3.053
6	62	66	85	86	1.562	1.58	2.214	2.197
10	30	33	65	69	0.7137	0.6653	0.921	0.895

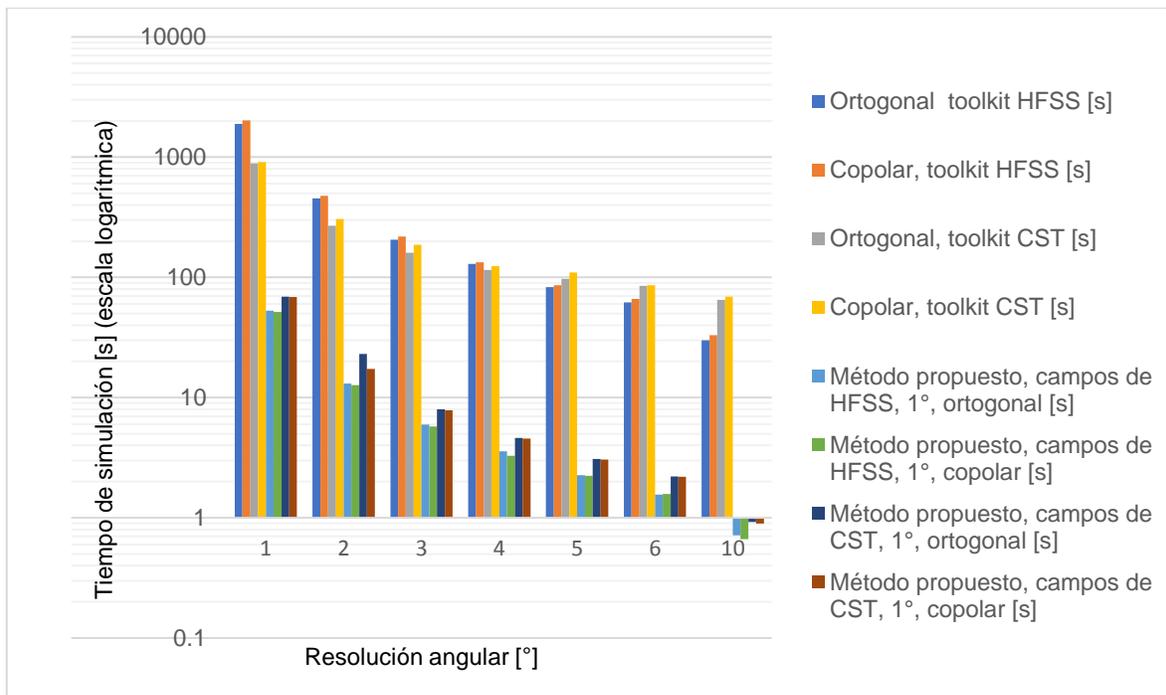


Figura 3.32: Comparación de tiempo de cómputo entre las herramientas semiautomáticas de HFSS y CST con respecto al método propuesto.

La efectividad del método propuesto en esta tesis se mantiene relativamente constante con respecto a HFSS, independientemente de la resolución angular utilizada, es decir, el método es entre 39 y 49 veces más rápido siendo una contribución original muy importante de este trabajo, en comparación con el método de solución de ANSYS. Por su parte, el novedoso algoritmo se vuelve más eficiente frente a CST conforme la resolución angular disminuye. Para una resolución angular de 4°, el algoritmo original es 27 veces más rápido, mientras que para resolución angular de 10°, el algoritmo es 77 veces más veloz que CST.

La comparación entre todos los métodos para el par de arreglos bajo estudio se encuentra en la Figura 3.33. El algoritmo de cálculo presentado en este trabajo doctoral proporciona valores muy cercanos a los arrojados por los simuladores comerciales cuando se utilizan los valores de campo eléctrico calculados con ellos.

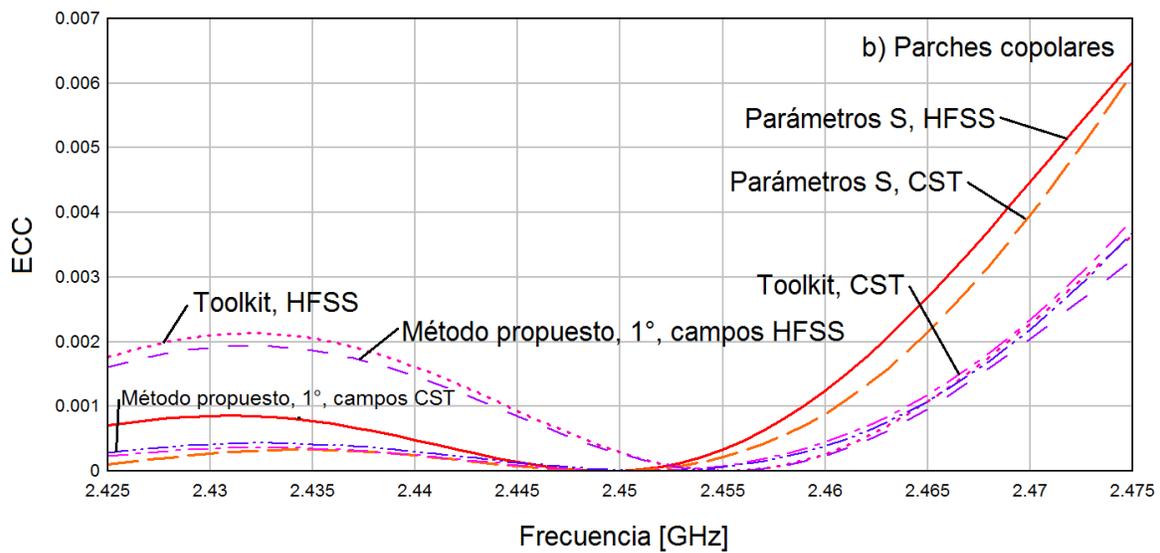
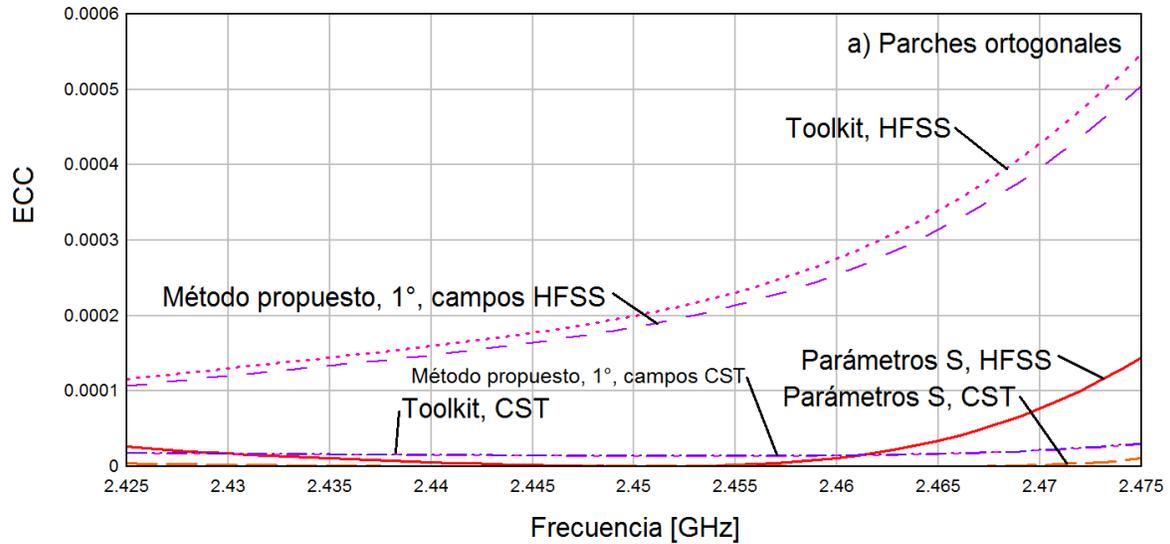


Figura 3.33: Comparación entre los valores de ECC calculados por los diferentes métodos para a) el arreglo de parches ortogonales y b) el arreglo de parches copolares.

### 3.4 Conclusiones

En este capítulo se hicieron aportaciones a la ciencia y tecnología relacionada con la caracterización de arreglos de antenas para sistemas de comunicaciones, mediante análisis no realizados previamente sobre el coeficiente de correlación de envolventes y sobre el coeficiente de reflexión activa total.

Se demostró mediante un análisis matemático una apropiada aplicación del *TARC* para la evaluación de la efectividad de arreglos de antenas, así como de técnicas de desacoplamiento mutuo, y se estudió con detalle la influencia de la fase aleatoria entre las señales involucradas sobre el comportamiento de la impedancia. Se discutieron aplicaciones inadecuadas del *TARC* difundidos en la literatura especializada presentada como estado del arte [120], [130], [134], [135], [136], [137], [138], [139], [140], [141], [143], [145], [149], [152], y se brindó una explicación acorde a los resultados mostrados en cada caso. Se explicó ampliamente y con detalle el concepto de ancho de banda de impedancia de sistema y sus diferencias con el ancho de banda de impedancia de elemento, y en qué casos convergen y en cuáles no lo hacen.

Se demostró la influencia sobre el comportamiento del *TARC* de la diferencia relativa entre los valores del módulo de los parámetros de dispersión de un sistema de antenas, y se determinó matemáticamente en qué casos pueden emplearse ecuaciones simplificadas para determinar el comportamiento general del coeficiente sobre un intervalo de frecuencias. Se desarrolló una ecuación explícita para el cálculo del *TARC* para un sistema MIMO de  $N$  puertos como función de su matriz de dispersión. Se listaron y explicaron las diferencias entre el *TARC* y el parámetro  $\Gamma_a^t$ , empleado en la literatura de antenas multipuerto de polarización circular. Se dedujo también una generalización de la ecuación de *TARC* para  $N$  puertos que muestra explícitamente la relación entre los valores de módulo de los elementos de la matriz  $S$ , y las fases aleatorias de las señales MIMO, lo que permitió explorar y reportar las condiciones en las que el efecto de las fases es efectivamente despreciable.

Por otra parte, se presentó una ecuación de fácil programación para el cálculo del coeficiente de correlación de envolventes utilizando los campos eléctricos radiados en la región lejana por un par de antenas. Se demostró la convergencia del método

con otros comprobados en la literatura, y se mostró mediante un ejemplo de aplicación que el algoritmo propuesto en este trabajo es hasta 77 veces más veloz que las herramientas contenidas en software comercial para el cálculo del mismo parámetro. Se propone que la aplicación de este método numérico facilite la evaluación del *ECC*, lo cual disminuiría la probabilidad de desviaciones en la evaluación y comparación de arreglo de antenas empleando el *ECC* como parámetro de comparación. La exactitud de los valores obtenidos por este método está en función de la cantidad de muestras de campo eléctrico empleadas para el cómputo del coeficiente.

# Capítulo 4 | Diseño e implementación de prototipos de antenas para redes de radiocomunicaciones de quinta generación e interpretación de sus métricas de desempeño

## 4.1 Introducción

En los Capítulos anteriores se mostró el papel preponderante que tienen los arreglos de antenas en sistemas de telecomunicaciones, principalmente aquellos que funcionan con dos o más puertos, y cuya aplicación es decisiva en el funcionamiento de sistemas de 4G y 5G y de constelaciones masivas de satélites LEO, pues permiten mejorar la capacidad del canal, confiabilidad, latencia, eficiencia de potencia, e incrementar la compatibilidad electromagnética de los sistemas de los que forman parte, entre otras ventajas. Alrededor del mundo se ha presentado una gama muy amplia de propuestas de arreglos de antenas, tanto en revistas especializadas como en patentes internacionales, ya sea para aplicaciones generales o para cuestiones específicas en sistemas radioelectrónicos y sistemas de radiocomunicaciones, por lo que una de las metas principales en este trabajo de tesis es el énfasis del uso correcto y aplicación de las métricas de caracterización para arreglos multiantena y su estricta caracterización.

En este Capítulo se presentan dos propuestas novedosas de arreglos de antenas planares con potenciales usos en aplicaciones IoT, así como en estaciones-base de 5G, las cuales fueron desarrolladas en el contexto de este trabajo doctoral. La primera propuesta consiste en un sistema de antenas de bajo perfil, compuesto por dos arreglos de parches entrelazados, de dos elementos cada uno, con

separaciones inter-elemento de  $0.22\lambda_0$  y área ocupada de aproximadamente  $1.5\lambda_0 \times \lambda_0$  la cual es una separación muy pequeña en términos de arreglos de antena, en los que la cercanía de los elementos juega un papel importante en el desempeño general de los dispositivos de los que forman parte. Para mejorar el aislamiento electromagnético entre los elementos, se recurrió a una línea de neutralización, por la sencillez de diseño e implementación. La inserción de una sola línea de neutralización permitió mejorar el aislamiento entre los puertos de antena hasta en 22.88 dB, llegando a niveles de hasta 30 dB, y también corregir la distorsión del patrón de radiación, manifestada en desapuntamiento del lóbulo principal y rellenado de nulos. Algunos resultados de este trabajo fueron publicados en [154].

La segunda propuesta consiste en un arreglo de cuatro antenas de microcinta con simetría rotacional, para operar en la banda de 5.8 GHz, diseñada para aplicaciones con muy baja radiación en polarización cruzada. Para mejorar el desacoplamiento entre elementos, en particular entre las antenas copolares, se realizó un análisis de modos característicos con el fin de obtener mayor conocimiento del comportamiento de las corrientes superficiales en el plano de tierra. Con el conocimiento adquirido después del análisis mencionado se diseñó una estructura imperfecta tal que no tuviese un impacto negativo en otros parámetros del arreglo. Los resultados de esta investigación fueron publicados en [90].

También en este Capítulo se muestra la simulación y caracterización del comportamiento de las métricas de análisis para sistemas multipuerto, en las diferentes etapas del diseño de los arreglos, con lo que se permite observar y comparar varias características de su desempeño, contrastando con el mero estudio del aislamiento, el cual no otorga un análisis completo.

En las siguientes Secciones se mostrará el desarrollo y demostración mediante simulación y mediciones de las dos propuestas anteriormente enunciadas, así como de la aplicación correcta de las métricas de diversidad para antenas multipuerto.

## 4.2 Arreglos de antenas de parche colineales desacoplados mediante líneas de neutralización

Tal como se describió en el Capítulo 1 los arreglos de elementos se desarrollan principalmente para incrementar la ganancia y la directividad en cierta región del patrón de radiación. Sin embargo, la principal desventaja consiste en un aumento de dimensiones, de complejidad de la red de alimentación, y de intensidad de los fenómenos de acoplamiento electromagnético mutuo, todo ello en forma proporcional al número de elementos. Los arreglos pueden encontrarse en alineaciones unidimensionales, bidimensionales o tridimensionales [37].

Los arreglos lineales o unidimensionales consisten en un conjunto de radiadores colocados en forma usualmente equidistante sobre una recta. Los sistemas formadores de haz que utilizan arreglos lineales solamente pueden modificar el apuntamiento del patrón de radiación en el mismo eje sobre el que yacen las antenas del arreglo [39]. Los arreglos planares, o bidimensionales, disponen las antenas en posiciones sobre dos ejes siguiendo alguna configuración geométrica, de las cuales las más habituales se pueden observar en la Figura 4.1. Con este tipo de configuraciones reticulares, los sistemas formadores de haces pueden cambiar el apuntamiento de su haz principal en dos ejes, lo que constituye una ventaja de los arreglos bidimensionales sobre los arreglos lineales. Por su parte, los arreglos volumétricos, o tridimensionales, tienen libertad de cambio de apuntamiento en tres ejes.

La separación entre elementos del arreglo está dictada por las ecuaciones de síntesis del patrón de radiación, según las cuales la distancia debe permitir que los elementos de antena no se traslapen, y al mismo tiempo no permitir el surgimiento de lóbulos con magnitudes equiparables al principal (denominados en la literatura como “*grating lobes*”) en el espacio visible [35], [39]. Algunos de los métodos convencionales de síntesis de patrón fueron mencionados en la Sección 1.4.1. Los arreglos volumétricos y los arreglos conformes están fuera del interés del presente trabajo, el cual abordará a continuación detalles importantes sobre las geometrías o configuraciones reticulares en una y dos dimensiones.

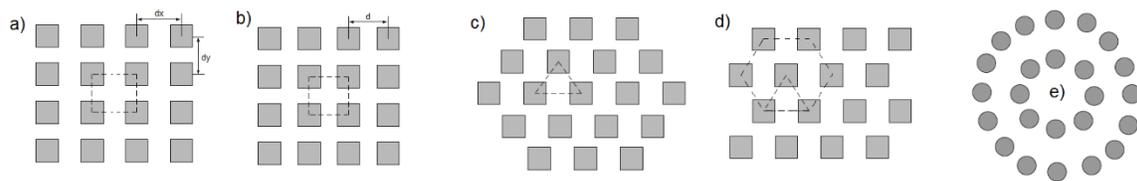


Figura 4.1: Geometrías de arreglos planares de antenas: a) rectangular, b) cuadrado, c) triangular, d) triangular equilátero o hexagonal, e) circular.

La retícula rectangular, vista en la Figura 4.1 a), implica la extensión a dos dimensiones de un arreglo lineal; para propósitos de diseño puede estudiarse como un arreglo de arreglos lineales [39]. Un caso particular de las retículas rectangulares es la retícula cuadrada, descrita en la Figura 4.1 b), en donde la distancia inter-elementos es la misma para todo par de antenas que conforman el arreglo. El diseño de las redes de alimentación de los arreglos en retículas rectangulares suele ser más sencillo que en retículas triangulares, como la de la Figura 4.1 c). Sin embargo, las retículas triangulares y su caso particular, las retículas triangulares equiláteras (Figura 4.1 d)), también llamadas retículas hexagonales, presentan tres importantes ventajas sobre las retículas rectangulares: 1) se requieren menos elementos en un arreglo en retícula triangular que en retícula rectangular para obtener la misma apertura (y consecuentemente la misma ganancia) [155], lo que significa que una retícula triangular puede tener menores dimensiones que una rectangular diseñadas

para el mismo propósito; 2) permiten distancias inter-elemento mayores que los arreglos en retícula rectangular, tales que no permiten el surgimiento de *grating lobes* en el espacio visible [47]; 3) el acoplamiento mutuo entre antenas en retícula triangular suele ser menor que en retículas rectangulares [155].

Como se explicó en la Sección 1.4, un arreglo de antenas puede configurarse con cualquier tipo de elemento radiador. Para este Capítulo se utilizaron antenas de bajo perfil, en particular de parche, que tienen un papel importante en los sistemas de antenas propuestos para la 5G [156]. Las también llamadas antenas de circuito impreso poseen características intrínsecas que las hacen adecuadas para su implementación en sistemas MIMO fijos y móviles, y en sistemas con arreglos en fase, entre ellas: poco peso, bajo costo de producción, bajo perfil de montaje y en general elevada ganancia [35]. Las antenas de microcinta suelen construirse sobre sustratos de baja permitividad, lo que permite obtener mayores eficiencias de radiación [153].

### 4.2.1. Arreglo en retícula triangular de parches cuadrados

Con base en los argumentos anteriormente enunciados, se diseñó un arreglo de antenas de parche cuadrado, por ser una de las geometrías más comúnmente utilizadas, siguiendo un reticulado triangular equilátero, tal como se describe en la Figura 4.2. Para el caso, el arreglo planar se conformó por dos arreglos lineales de dos elementos cada uno. Como parámetros iniciales de diseño, se utilizó un sustrato Taconic RF-35 0800, cuya permitividad es  $\epsilon_r = 3.5$  y espesor  $h = 2.032$  mm, con frecuencia central de operación  $f_0 = 2.45$  GHz (a la que corresponde una longitud de onda en el vacío  $\lambda_0 = 122.364$  mm), útil y relevante para aplicaciones del estándar IEEE 802.11. La Ecuación (4.1) permite calcular la longitud de la arista resonante ( $L$ ) de una antena de parche rectangular. Para efectos de la presente Sección, se estableció como criterio de diseño  $W = L$ .

$$W = L = \frac{c}{2f_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.1)$$

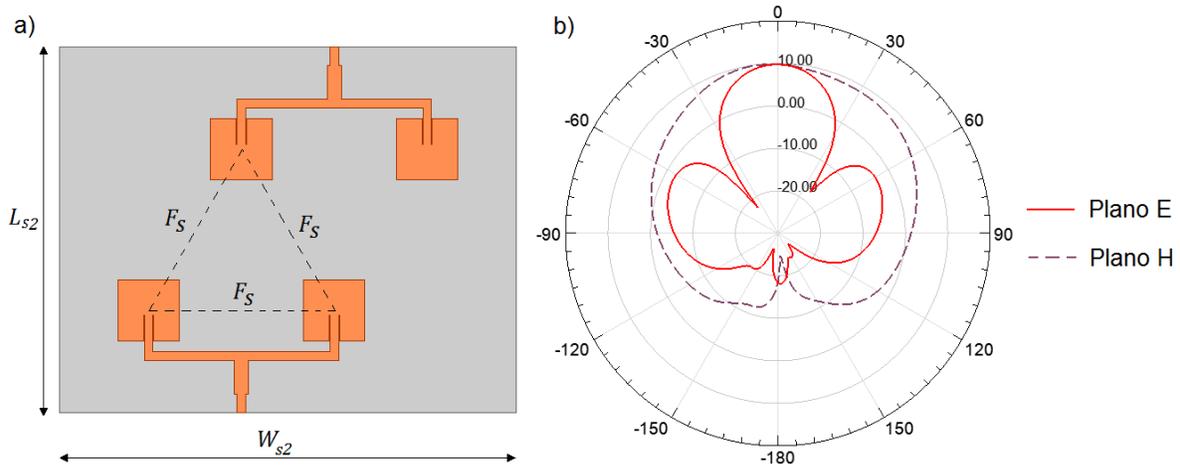


Figura 4.2: a) Arreglo en retícula triangular equilátera de dos conjuntos lineales de parches cuadrados. b) Cortes del patrón de radiación de cada arreglo lineal en el plano E y H

La sustitución de los valores iniciales en (4.1) resulta en  $W = L = 32.7$  mm. Sin embargo, debido a los efectos electromagnéticos que se generan sobre la periferia de las antenas de parche, tales como los campos de contorno, se presenta un aumento de la longitud eléctrica con respecto a la longitud física [153], por lo que se requirió realizar un proceso de sintonización en un programa de CAD utilizando FEM. Después del proceso de sintonización, la dimensión resultante fue de  $W = L = 32.4$  mm, siendo esta variación casi despreciable, lo que asegura que, para este caso particular, el efecto de los campos de contorno genera una carga reactiva muy pequeña.

La red de alimentación se diseñó como un divisor de potencia tipo T en microcinta, el cual tiene posición coplanar a los parches utilizando las ecuaciones de diseño que se describen en [157]. El tamaño del plano de tierra para el arreglo total fue determinado considerando las dimensiones mínimas necesarias para un plano de retorno eficiente [38], dando un margen de  $\lambda_0/4$  desde el borde de cada parche hacia

el borde del sustrato. Las dimensiones marcadas en la Figura 4.2 y la Figura 4.3 se encuentran en la Tabla 4.1. En la literatura suele utilizarse una separación inter-elementos (medida de centro a centro) de  $0.5\lambda_0$  en retículas rectangulares [39]. Como se estableció anteriormente, los arreglos triangulares equiláteros permiten separaciones mayores a ésta. De acuerdo con [158], existe un compromiso aceptable entre el ancho de haz de media potencia (*HPBW*) y nivel de lóbulos laterales (*SLL*) para una separación entre elementos de un arreglo lineal dada por la desigualdad  $0.7\lambda_0 < F_s < 0.8\lambda_0$ , por lo que se eligió  $F_s = 0.8\lambda_0$ , siendo este valor un buen compromiso reportado entre *HPBW* y *SLL* [159]. Cada arreglo lineal, sin la presencia de otros cuerpos conductores como el descrito en la Figura 4.3, obtiene una ganancia teórica de 10 dBi, *SLL* = -12.52 dB y *FBR* = 17.63 dB.

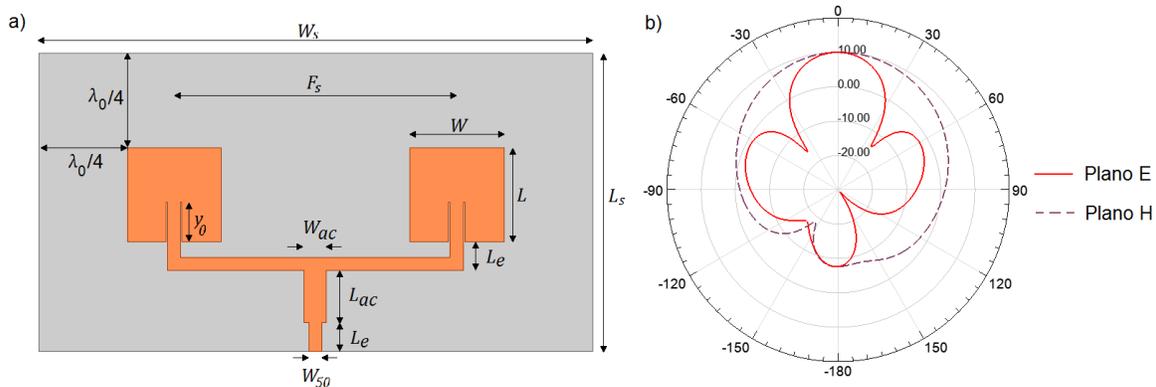


Figura 4.3: a) Geometría y dimensiones del arreglo lineal de dos parches cuadrados y sus dimensiones. b) Patrón de radiación del arreglo para  $\phi = 0^\circ$  y  $\phi = 90^\circ$ .

Al colocar los dos arreglos lineales en el mismo sustrato para conformar un arreglo de  $N = 4$  elementos, el acoplamiento de los puertos se ve comprometido por la interacción electromagnética de cada arreglo lineal con respecto al otro. Esto se puede apreciar en las curvas que se observan en la Figura 4.4, las cuales representan el autoacoplamiento del puerto 1, el autoacoplamiento del puerto 2 y el acoplamiento mutuo entre ambos puertos, dado por los parámetros  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  y  $S_{21}$ , respectivamente. En esta Figura se puede apreciar que existe un valor máximo del

parámetro  $S_{21}$ , expresado en dB, de -19.75 dB y no menor a -20.86 dB en todo el ancho de banda de impedancia de elemento. Sin embargo, el efecto que pudo tener en las características de radiación fue compensado por el incremento en las dimensiones del GND total, pues el primer nulo incrementó su profundidad en 3 dB y se mejoró la *FBR* en 10.79 dB, como puede observarse en la Figura 4.5.

Tabla 4.1: Dimensiones de los arreglos lineales de parches cuadrados acomodados en retícula triangular

Variable	Dimensión [mm]
$F_s$	97.89
$L$	32.4
$L_{ac}$	17.89
$L_e$	10
$L_s$	100.88
$L_{s2}$	193.36
$\lambda_0/4$	30.59
$W$	32.4
$W_{s0}$	4.55
$W_{ac}$	7.68
$W_s$	191.47
$W_{s2}$	240.42
$y_0$	13.6

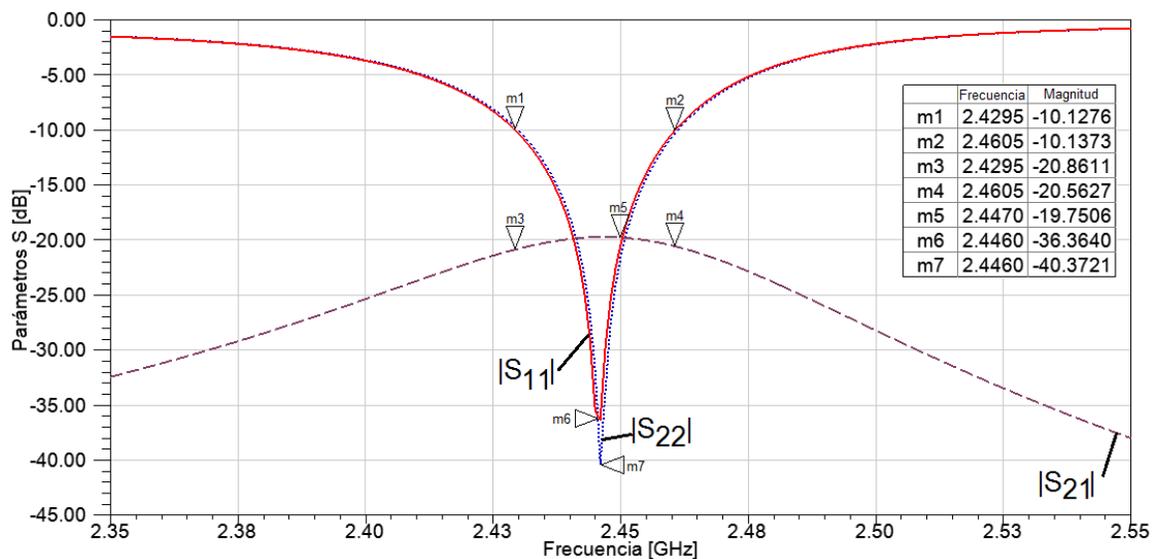


Figura 4.4: Comportamiento del módulo de los parámetros  $S$  del arreglo triangular de parches cuadrados de la Figura 4.2.

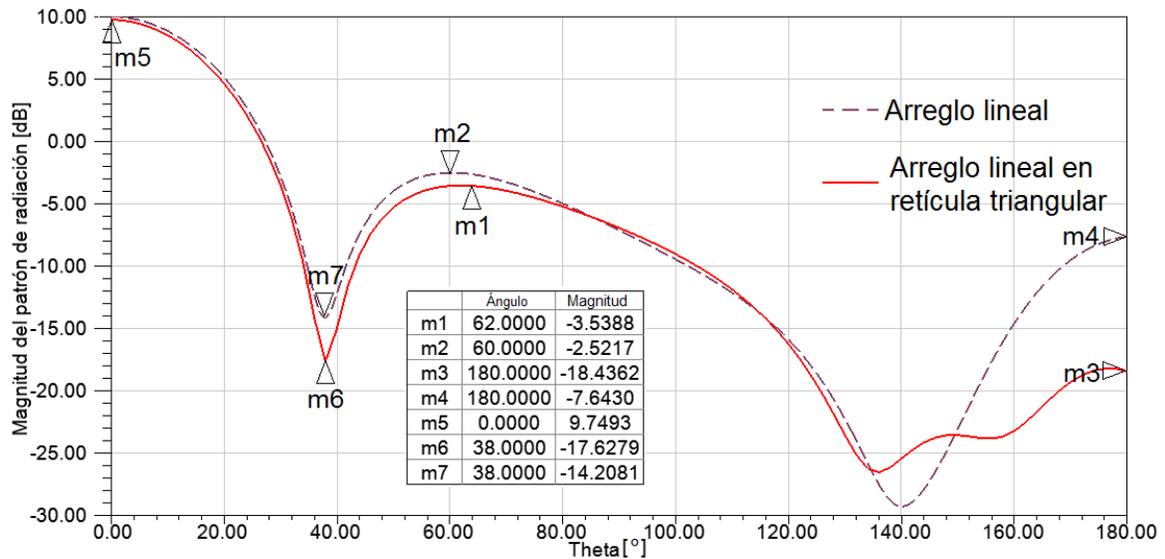


Figura 4.5: Comparación entre el patrón de radiación de un arreglo lineal de dos elementos cuadrados en el vacío, frente al patrón correspondiente a dos arreglos lineales en retícula triangular

En la Tabla 4.2 se detallan los parámetros de radiación del arreglo lineal de los dos parches cuadrados de la Figura 4.3, así como los exhibidos por el arreglo colocado en retícula triangular de la Figura 4.2.

Tabla 4.2: Propiedades del patrón de radiación de los arreglos lineales de parches cuadrados en el vacío, y en retícula triangular.

Parámetro	Arreglo lineal en el vacío Figura 4.3	Arreglo lineal en retícula triangular Figura 4.2
Ganancia	10 dBi	9.74 dBi
SLL	-12.52 dB	-13.27 dB
FBR	17.63 dB	28.17 dB
Profundidad del primer nulo	-14.2 dB	-17.62 dB

A modo de ejemplo, el arreglo de antenas desarrollado hasta aquí y mostrado en la Figura 4.2 a) se compara con la referencia [160], que utiliza una retícula rectangular con ocho parches cuadrados separados en dos arreglos lineales de cuatro parches,

para operar a una frecuencia central de 5.8 GHz, con dimensiones de sustrato de  $2.65\lambda_0 \times 2.32\lambda_0$ , mostrado en la Figura 4.6. La máxima ganancia obtenida por un arreglo lineal en la referencia reportada, después de la aplicación de sus técnicas de desacoplamiento, es de 8.24 dBi, y el aislamiento promedio entre arreglos lineales es de 20 dB. El arreglo desarrollado hasta aquí tiene la mitad de los radiadores, y 1.5 dB más de ganancia, sobre un sustrato de  $1.58\lambda_0 \times 1.96\lambda_0$ , con lo cual demuestra superioridad con respecto a la referencia [160], empleando esos parámetros como puntos de comparación.

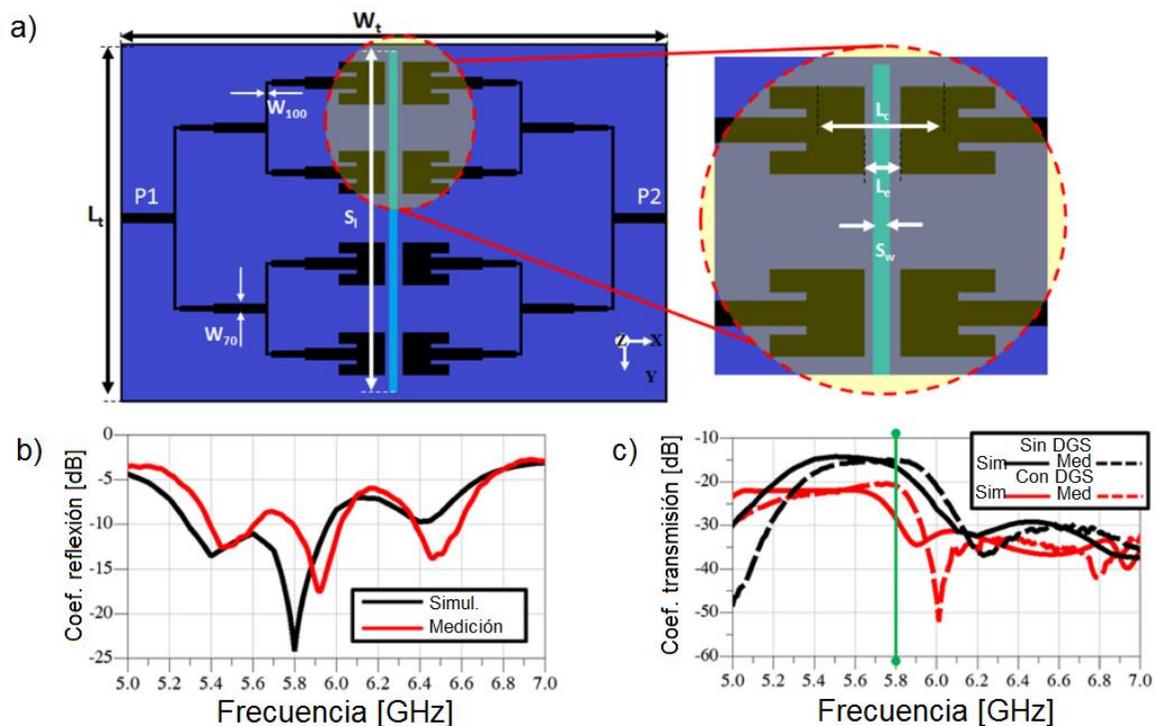


Figura 4.6: a) Diagrama de la referencia [160] antes de la aplicación de DGS y EBG entre elementos y arreglos. b) Coeficiente de reflexión de sus puertos del prototipo final. c) Coeficiente de transmisión entre puertos del prototipo final.

También se emplearon los parámetros de ganancia de antena y dimensiones del sustrato para hacer una comparación con el trabajo reportado en [161], que presenta una retícula cuadrangular con ocho parches separados en dos arreglos

planares, como se puede observar en la Figura 4.7. El acoplamiento entre los dos puertos fue disminuido mediante la inserción de dos filas de estructuras tipo EBG entre las antenas más próximas. Se eligió una distancia entre centros de elementos  $d = 27.86 \text{ mm}$ , equivalente a  $0.539\lambda_0$  a la frecuencia central de operación. Sin embargo, los autores de [161] reportaron una ganancia de 7.5 dBi, un valor considerablemente bajo para el área ocupada por todo el arreglo, el cual es de  $1.92\lambda_0 \times 0.65\lambda_0$  a la frecuencia central de operación. De nueva cuenta, el arreglo de retícula triangular con parches cuadrados es superior en términos de ganancia, aislamiento y dimensiones.

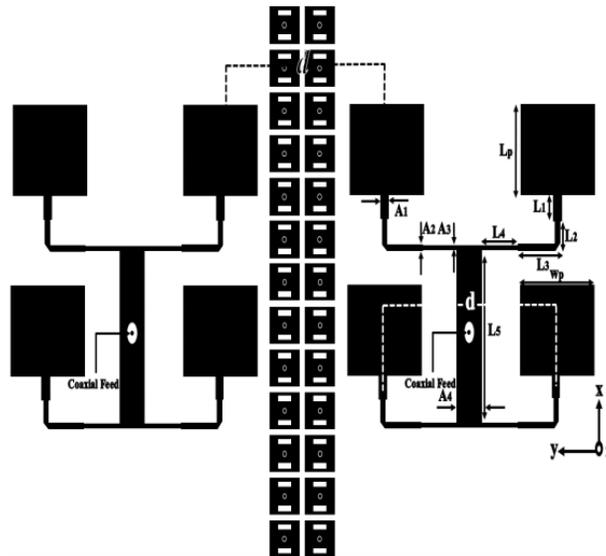


Figura 4.7: Propuesta de desacoplamiento de dos arreglos de elementos mediante estructuras EBG. De [161].

## 4.2.2 Arreglos colineales de parches cuadrados entrelazados

El área ocupada por las antenas, sin considerar la red de alimentación, se denomina huella (en inglés “*footprint*”). La huella ocupada por la retícula triangular de parches cuadrados, indicada en la Figura 4.8 a), es de  $179.23 \text{ mm} \times 117.17 \text{ mm}$  ( $1.46\lambda_0 \times 0.95\lambda_0$ ), la cual puede considerarse inaceptablemente grande para muchas aplicaciones, donde el espacio puede considerarse trascendente, como en

sistemas móviles, por lo que se propuso disminuir la distancia entre arreglos lineales para así disminuir la huella ocupada. En el límite cuando la distancia entre arreglos lineales en retícula triangular tiende a cero, se forma un arreglo lineal, integrado por dos arreglos colineales, como se observa en la Figura 4.8 b). La dimensión  $L_{s2}$  se redujo a  $0.88\lambda_0$ , consecuentemente la huella decrece a  $1.46\lambda_0 \times 0.26\lambda_0$ , lo que implica una reducción del 72.34 % del área ocupada por los radiadores. Sin embargo, la consecuencia es un incremento en el acoplamiento mutuo, presentado como un aumento en el valor del módulo del parámetro  $S_{21}$ , el cual se muestra en la Figura 4.9 expresado en dB.

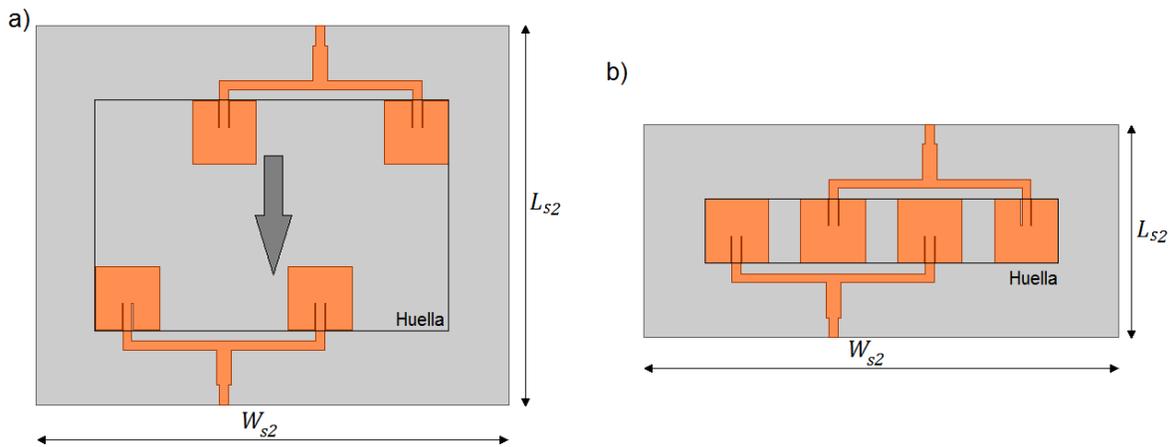


Figura 4.8: Formación de un arreglo colineal de parches cuadrados (b) a partir de una retícula triangular (a), variando el parámetro  $L_{s2}$ . En ambos incisos se muestra la huella ocupada por los radiadores

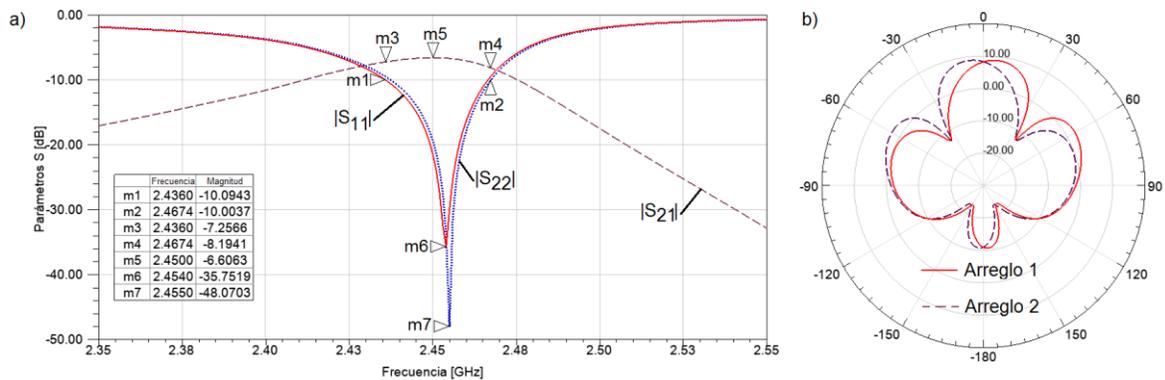


Figura 4.9: a) Comportamiento del módulo de los parámetros S del modelo de la Figura 4.8; b) Patrón de radiación en el plano E de los dos arreglos lineales colineales de la Figura 4.8 b).

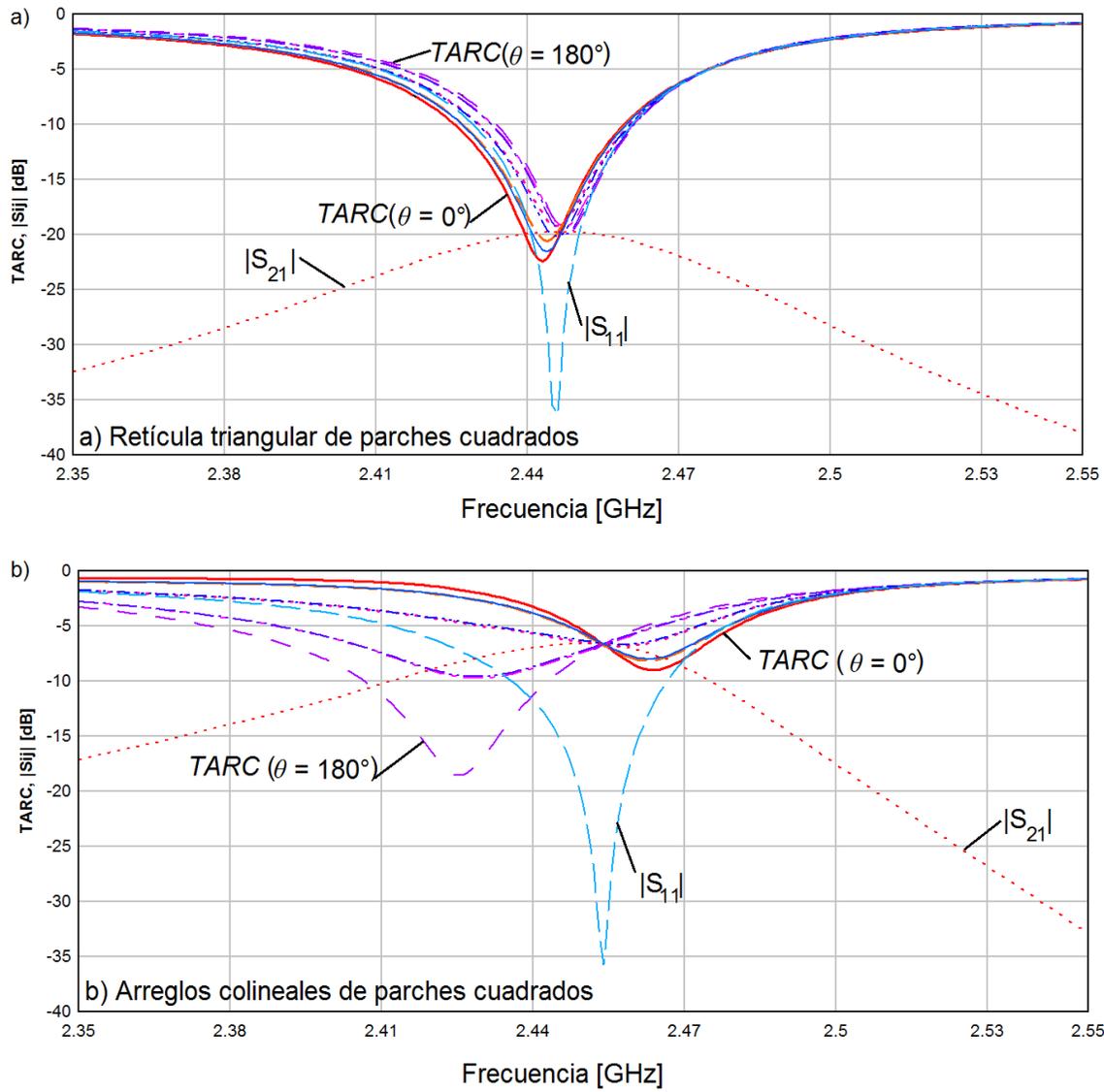


Figura 4.10: Modificación de las curvas de TARC debido al acoplamiento mutuo por aproximación de los arreglos lineales. a) Retícula triangular de parches cuadrados. b) Arreglos colineales. En ambos casos se incluyó el módulo de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$  como referencia.

El aumento general del módulo del parámetro  $S_{21}$  está acompañado con un desapuntamiento de  $7^\circ$  del lóbulo principal de cada arreglo lineal, como se aprecia en la Figura 4.9 b), con la reducción de 1.2 dB de ganancia, y con un incremento del  $SLL$  de 5.23 dB. Particularmente a la frecuencia central de diseño,  $S_{21}$  se incrementó hasta -6.6 dB, esto es, una disminución de 13.15 dB en el aislamiento entre puertos. Al modificar el valor del aislamiento entre los puertos del arreglo

colineal, no sólo se modifican o degradan las características de radiación, sino también las propiedades que debe presentar una antena para aplicaciones con varios puertos. Una de las formas de verificar ese comportamiento o la degradación de éste, es mediante el cálculo de métricas como el *TARC*.

Para verificar el comportamiento multipuerto entre los arreglos de la Figura 4.2 y la Figura 4.8, se calculó el *TARC* para ambos casos en pasos de  $45^\circ$  para el valor de  $\theta$ , y los resultados de las curvas del coeficiente debido al acoplamiento entre los arreglos lineales están descritos en la Figura 4.10. Para entender con precisión los resultados que se muestran en ella, se definirá el ancho de banda de impedancia del sistema, para lo cual se tomará el resultado de las curvas del *TARC* de las antenas en retícula triangular de la Figura 4.2. Entonces es conveniente realizar un acercamiento a la Figura 4.10 a). El menor intervalo de frecuencias delimitado por dos curvas de *TARC* con valores menores o iguales a -10 dB es 2.433-2.458 GHz, encontrado entre las curvas obtenidas con la Ecuación (3.5) para los valores de  $\theta = 0^\circ$  y  $\theta = 180^\circ$ , los cuales se muestran por separado y con mayor detalle en la Figura 4.11. Por lo tanto, el ancho de banda de impedancia del arreglo, mostrado en la Figura 4.2, es de 25 MHz. En cambio, no puede definirse un ancho de banda de sistema a -10 dB para el arreglo lineal de la Figura 4.8 b), ya que, como se aprecia en la Figura 4.10 b), solo una curva del *TARC* tiene valores menores a -10 dB, siendo ésta la curva obtenida para el valor de  $\theta = 180^\circ$ , mientras que para los otros valores de  $\theta$  no se cumple el acoplamiento del sistema.

Para este caso en particular se puede apreciar que, el hecho de colocar los arreglos lineales como un todo colineal, afecta en gran medida el comportamiento total, para que éste pueda ser utilizado en sistemas MIMO. Por lo tanto, se tiene que aplicar una técnica o modificación de la configuración del arreglo para lograr mayores niveles de aislamiento entre los puertos del sistema.

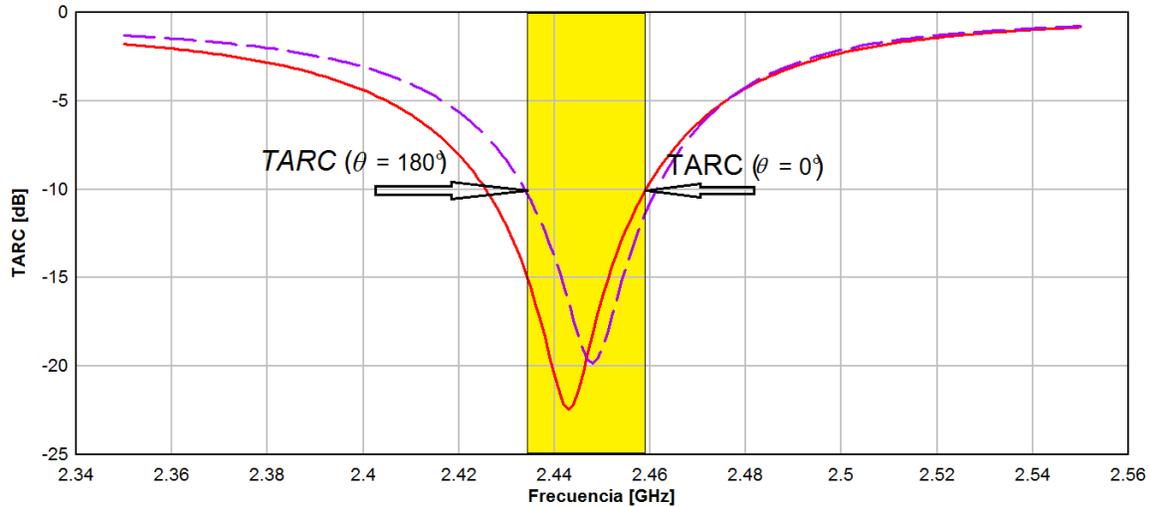


Figura 4.11: Curvas de TARC haciendo  $\theta = 0^\circ$  y  $\theta = 180^\circ$  que delimitan el ancho de banda de impedancia del sistema de la Figura 4.2. Se muestra sombreado el ancho de banda de impedancia del sistema de antenas.

### 4.2.3 Desacoplamiento de los arreglos colineales de parches cuadrados entrelazados mediante una línea de neutralización

De entre los métodos de desacoplamiento descritos en la Sección 1.4.2, se eligió utilizar una NL por su amplia compatibilidad con antenas de parche, facilidad de diseño y construcción en microcinta, además de tratarse de un sistema de antenas de banda angosta. Como se mencionó anteriormente, la función de la NL consiste en minimizar los efectos electromagnéticos causados por una antena en otra mediante la superposición de una distribución de corriente que posea un módulo similar, pero fuera de fase por  $180^\circ$ , tal que los efectos de acoplamiento electromagnético se nulifiquen o se minimicen, haciendo sumamente relevante la posición en que se coloque la NL entre las antenas en cuestión.

Debido a ello, se realizó un análisis de la distribución de corriente superficial con el propósito de verificar en qué puntos se presenta la mayor intensidad de corriente, y así elegir el punto más conveniente de conexión de la NL entre ambas antenas. El análisis de la distribución de corriente se realizó mediante simulación en HFSS.

Después de obtener los resultados de simulación, y analizando la distribución de la densidad de corriente de conducción de la Figura 4.12, se comprobó que el módulo de la corriente es máxima en el centro de los parches, sobre el mismo eje en el que yacen las antenas, por lo que se siguió el ejemplo de colocación usado en la referencia [71], introduciendo una NL que estableciera conexión entre el eje de simetría de los parches centrales, tal como describe la Figura 4.13.

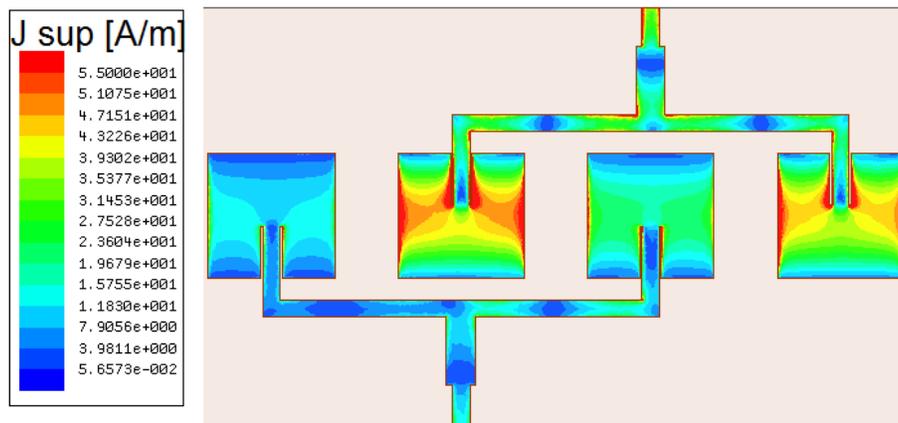


Figura 4.12: Diagrama del módulo de la corriente superficial ( $J_{sup}$ ) en los cuerpos microcinta de los arreglos colineales sin desacoplar.

La línea de neutralización fue diseñada con las Ecuaciones (4.2), las cuales proceden de la síntesis de microcintas [157]. La longitud “ $l$ ” de una NL totalmente recta, está relacionada con la fase que se intenta introducir a la señal, en este caso  $\pi$  rad en la frecuencia central  $f_0$ , y con las propiedades del sustrato sobre el que yace la microcinta, dadas por la permitividad efectiva  $\epsilon_{eff}$ , y el espesor del sustrato  $h$ . Se eligió  $W_{NL} = 1$  mm como un compromiso entre la facilidad para construir la microcinta, y no generar un cuerpo demasiado amplio que cause una posible resonancia transversal, que a su vez contribuya con la excitación de modos de propagación de alto orden, además de constituir un compromiso entre bajas capacitancia e inductancia parásitas.

$$l = \frac{\theta}{\beta} = \frac{\theta \text{ [rad]}}{k_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4.2a)$$

$$k_0 = \frac{\omega_0}{c} = \frac{2\pi f_0}{c} \quad (4.2b)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{W_{NL}}}} \quad (4.2c)$$

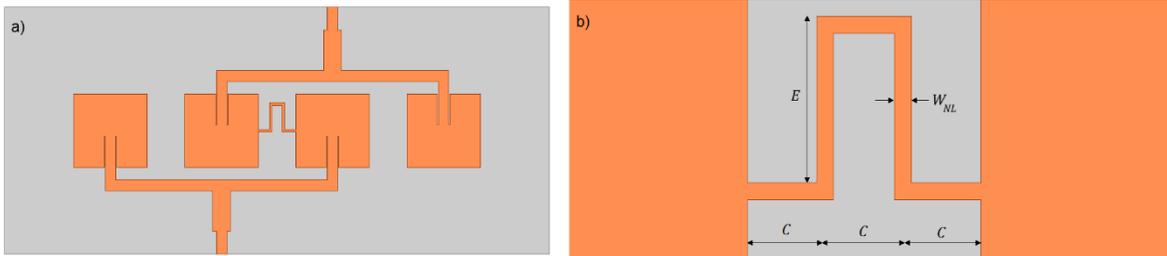


Figura 4.13: Desacoplamiento de los arreglos colineales de parches cuadrados mediante una NL entre los elementos centrales. a) Diagrama general. b) Vista detallada de la NL.

Realizando las sustituciones pertinentes en las Ecuaciones (4.2), se determinó que  $l = 38.77 \text{ mm}$ . Sin embargo, considerando que la distancia entre bordes de los parches es de  $16.545 \text{ mm}$ , fue necesario realizar cuatro dobleces en la NL para poder colocarla en el espacio entre parches. Los cambios de trayectoria de la NL, así como el efecto de los campos radiados por las antenas involucradas tuvieron efecto en el desempeño de la NL, causando la aparición de fenómenos de segundo orden, principalmente capacitancias parásitas, generados por los cambios de trayectoria de  $90^\circ$  en los dobleces, lo que produce una modificación en la longitud eléctrica efectiva de la NL. Por lo anterior, se realizó un análisis paramétrico meticuloso de la longitud de la NL, resultando en un valor de  $40 \text{ mm}$ , dado por la Ecuación (4.3), donde  $C$  y  $E$  son dimensiones descritas en la Figura 4.13 b), donde se puede observar que el valor  $3C$  es equivalente a la separación entre parches, por lo que la variable  $E$  se varió para obtener el valor de la longitud eléctrica deseada para la NL:

$$L_{NL} = 3C + 2E = 40 \text{ mm} \quad (4.3)$$

La modificación en los parámetros S, y la mejora que ésta representan como consecuencia de la inserción de la NL, se puede comprobar comparando las curvas de la Figura 4.9 con la Figura 4.14. El mínimo valor obtenido del parámetro  $S_{ij}$  fue de -19.17 dB y se obtuvo a 2.45 GHz, mostrando una reducción del acoplamiento entre ambos puertos de hasta 12.52 dB en comparación con el arreglo sin NL.

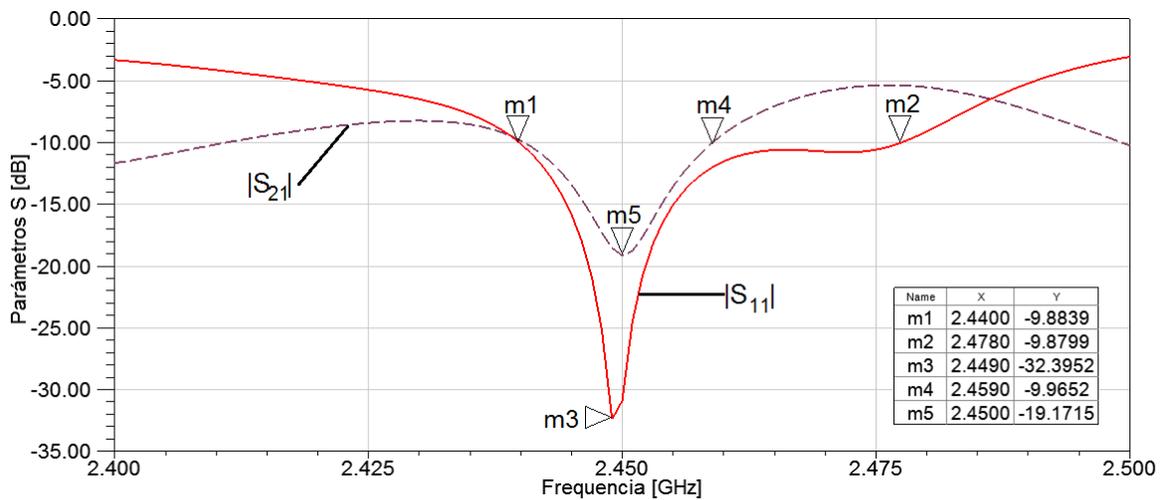


Figura 4.14: Comportamiento del módulo de los parámetros  $S_{ii}$  y  $S_{ij}$  de los arreglos colineales de parches cuadrados de la Figura 4.8 b).

Por otra parte, se hizo un análisis del comportamiento del ancho de la NL para verificar el efecto de ésta en el comportamiento del aislamiento entre puertos. Para su ejecución, se hizo una parametrización del ancho de la NL empleando la simulación electromagnética de HFSS, cuyos resultados se muestran en la Figura 4.15, donde se observa que se tiene una variación en la ocurrencia del mínimo de la curva con respecto a la frecuencia, sin modificación aparente de su profundidad, por lo que se reafirmó la decisión de mantener el valor  $W_{NL} = 1 \text{ mm}$ , pues fue el caso en el que se permitió hacer coincidir el mínimo de la curva  $|S_{ij}|$  (expresada en dB) con  $f_0$ . Como conclusión de este resultado, se tiene que la impedancia no juega

un factor tan importante en la NL, ya que su función principal no es el de acoplar impedancias entre las antenas a las que está conectada, mas sí lo es el de introducir un desfase de  $180^\circ$  a las señales electromagnéticas que se acoplan entre los elementos radiadores. Por ende, es de considerar que el ancho de la NL se debe seleccionar cuidadosamente debido a las condiciones de resonancia mencionados anteriormente. En este último punto se puede apreciar que, dada la variación del ancho de la línea, el efecto inductivo asociado que ésta presenta es menor mientras esta dimensión se incrementa y, por el contrario, es mayor cuando el ancho se reduce. Esto se ve traducido como una resonancia de menor y mayor valor, respectivamente. El efecto capacitivo es despreciable para las dimensiones empleadas del ancho de la NL, así como de las propiedades del sustrato empleado [157].

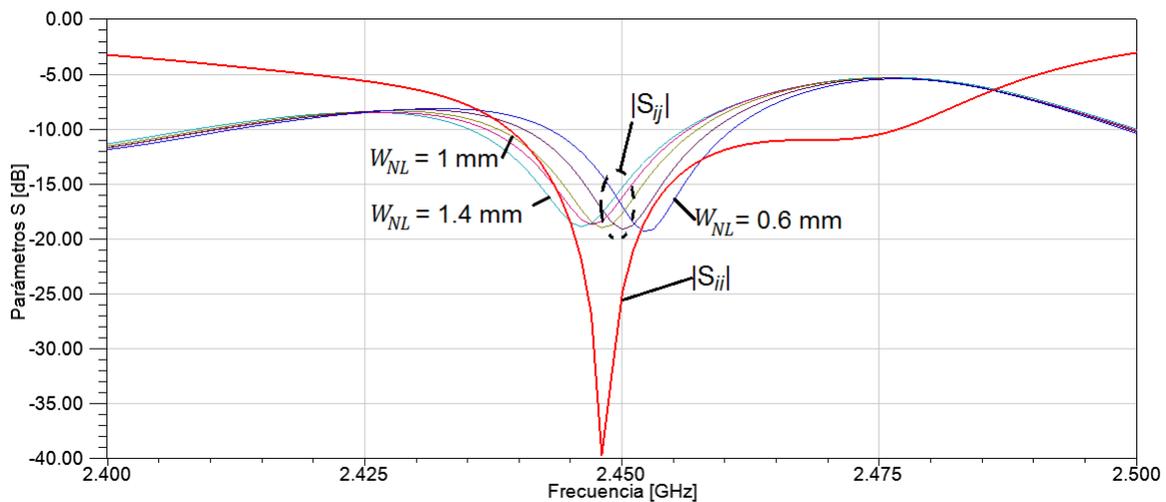


Figura 4.15: Modificación de la módulo del parámetro  $S_{ij}$  como consecuencia de la variación del parámetro  $W_{NL}$ . Se grafica el módulo del parámetro  $S_{ij}$  como referencia.

Una vez obtenido un mayor aislamiento entre los puertos del arreglo colineal de antenas de parche cuadradas, se procedió a verificar su desempeño mediante la medición del coeficiente de reflexión activa total, con el fin de validar su posible aplicación en sistemas 4G y 5G.

Utilizando la Ecuación (3.5), se caracterizó el arreglo con NL, y las curvas de *TARC* se encuentran graficadas en el mismo plano que las curvas  $S_{11}$  y  $S_{21}$  en la Figura 4.16 para diferentes valores de  $\theta$ . De nueva cuenta, las curvas resultantes de graficar la Ecuación (3.5) con  $\theta = 0^\circ$  y  $\theta = 180^\circ$  delimitan el ancho de banda impedancia de sistema a -10 dB, el cual resultó ser de 9 MHz, por lo que se puede concluir que, con el uso de la NL, el arreglo que antes no presentaba un ancho de banda de impedancia de sistema válido ahora sí tiene un intervalo frecuencia donde puede operar eficientemente.

Por otra parte, en cuanto a los parámetros de radiación se refiere, la comparación de las características exhibidas por el patrón de radiación en el plano E para los arreglos colineales sin desacoplar de la Figura 4.8, como los arreglos colineales desacoplados de la Figura 4.13 se muestran en la Tabla 4.3. En ella se puede notar la corrección del apuntamiento del lóbulo principal, así como una reducción de 4 dB en el nivel de lóbulos laterales como consecuencia del método de desacoplamiento mediante NL. Sin embargo, no se demuestra efecto positivo significativo en la profundidad de los nulos.

A pesar de las citadas mejoras como consecuencia de la disminución del acoplamiento hasta en 19 dB, que suele indicarse como un valor pertinente para varios sistemas con diversidad de antenas, el ancho de banda de impedancia del sistema desacoplado es una tercera parte del ancho de banda de impedancia de un solo elemento. Es decir, la influencia del acoplamiento mutuo debido a la cercanía de los elementos impacta negativamente en el ancho de banda de impedancia de sistema. Entonces se decidió realizar una investigación sobre la variación de la geometría de los radiadores con el objeto de reducir o eliminar las desventajas del arreglo con parches cuadrados, como se detalla en la siguiente Sección.

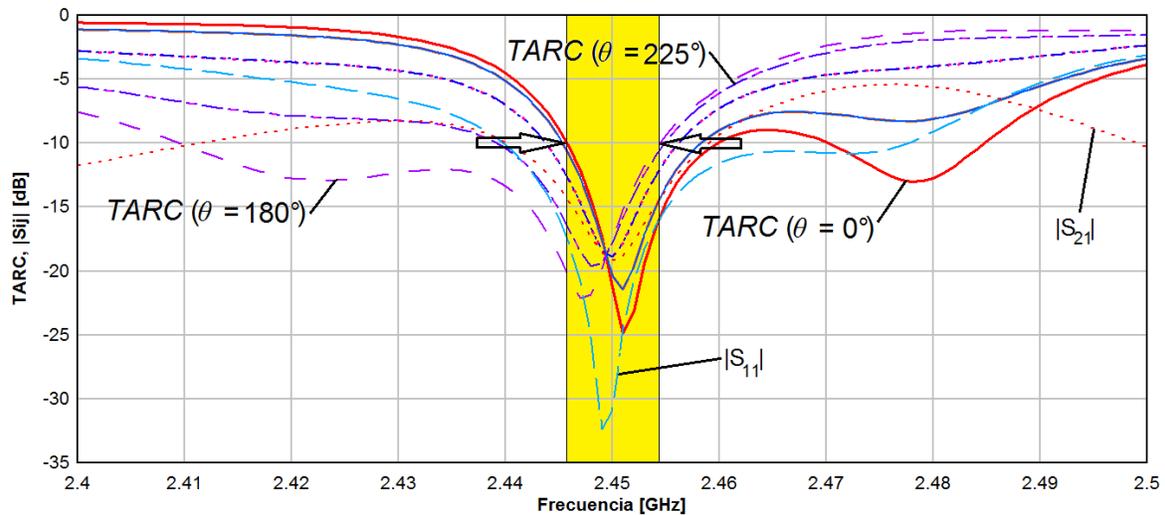


Figura 4.16: Curvas de TARC de los arreglos lineales de parches cuadrados desacoplados mediante NL. Se muestra sombreado el ancho de banda de impedancia de sistema

Tabla 4.3: Propiedades del patrón de radiación de los arreglos de parches cuadrados colineales acoplados y desacoplados

Parámetro	Arreglo lineal en retícula triangular Figura 4.2	Arreglos colineales sin NL, Figura 4.8	Arreglos colineales con NL, Figura 4.13
Ganancia	9.74 dBi	8.81 dBi	8.86 dBi
Dirección del máximo	0°	7°	0°
SLL	-13.27 dB	-6.1 dB	-10.06 dB
FBR	28.17 dB	19.81 dB	18.94 dB
Profundidad del primer nulo	-17.62 dB	-12.83 dB	-13.34 dB

#### 4.2.4 Arreglo en retícula triangular de parches triangulares

En la Sección anterior se utilizaron parches cuadrados dado que es una geometría muy utilizada en la literatura, por su sencillez de diseño y construcción. Aunque la topología de la Figura 4.8 puede crearse también con parches rectangulares, conforme la relación  $W/L$  crece, la distancia entre antenas de parche disminuye, y

consecuentemente se incrementa el acoplamiento, y también se reduce el espacio para la colocación de una NL o cualquier otro método de desacoplamiento.

Después de hacer un análisis de las particularidades que presentan las geometrías típicas que se emplean para los radiadores de circuito impreso, se encontró que la forma triangular es la más compatible con los objetivos del desarrollo de arreglos colineales que permitan además de reducir la huella del arreglo, así como poder introducir una o varias líneas de neutralización que posibiliten disminuir de forma profunda el acoplamiento mutuo entre elementos. Por tal motivo y tomando en consideración los diferentes tipos de triángulos, se seleccionó la geometría de parche triangular equilátero, que posee características de radiación y ancho de banda similares a los parches rectangulares, pero sobre un área más pequeña [162], [163]. La arista  $a$  de un parche triangular equilátero que resuena a una frecuencia de resonancia  $f_0$  se puede calcular utilizando la Ecuación (4.4) [163]:

$$a = \frac{2c}{3f_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.4)$$

Utilizando la Ecuación (4.4) se diseñó un parche triangular sobre el mismo sustrato empleado en los modelos anteriores, con la misma frecuencia de resonancia. La arista resultó ser  $a = 43.6$  mm, y tras el proceso de sintonización, se determinó que  $a = 42.4$  mm. De conformidad con los criterios de las secciones anteriores se eligió que  $F_s = 0.8\lambda_0$ . La retícula triangular con parches triangulares y sus características de radiación, obtenidas usando HFSS, se muestran en la Figura 4.17. El resto de las dimensiones se encuentra en la Tabla 4.4.

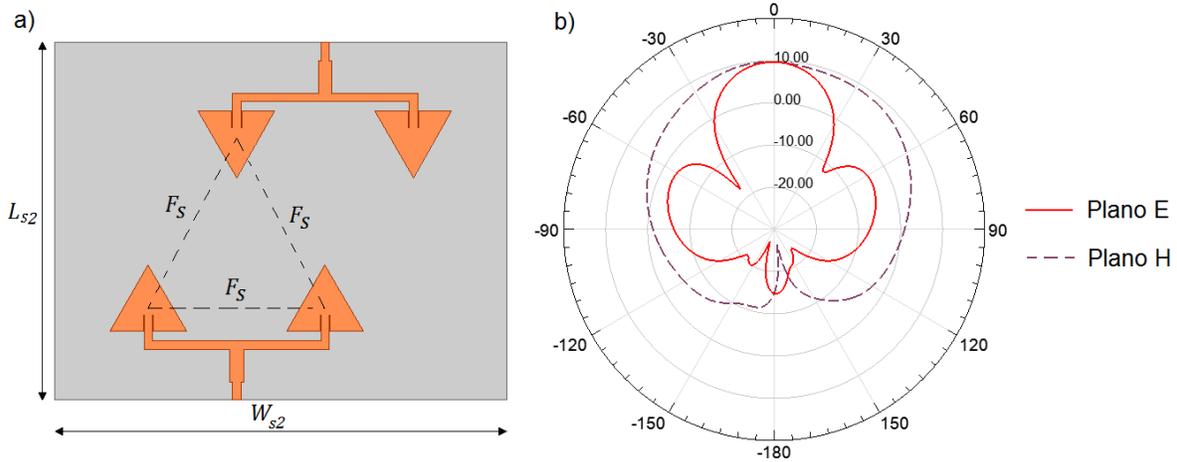


Figura 4.17: a) Arreglo en retícula triangular equilátera de dos arreglos lineales de parches triangulares. b) Cortes del patrón de radiación de cada arreglo lineal en el plano E y H.

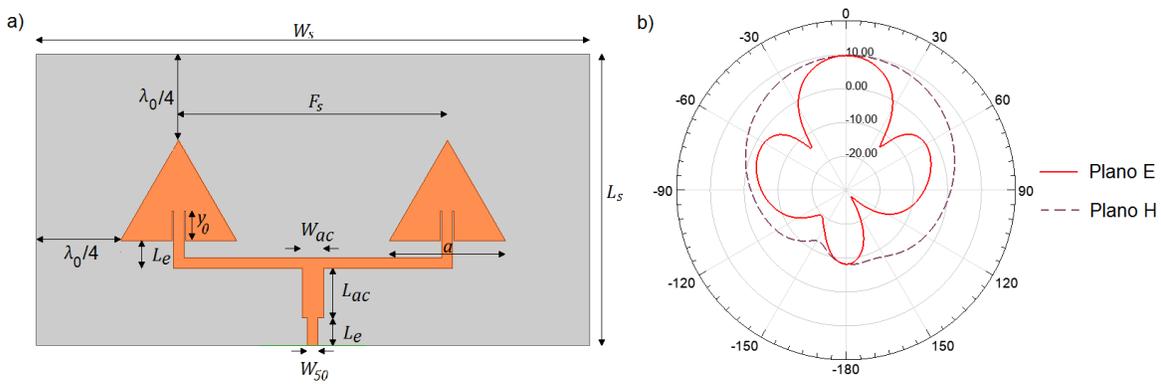


Figura 4.18: a) Geometría y dimensiones del arreglo lineal de dos parches cuadrados y sus dimensiones. B) Patrón de radiación del arreglo para  $\phi = 0^\circ$  y  $\phi = 90^\circ$

Cada arreglo lineal y en ausencia de otro cuerpo conductor, descrito en la Figura 4.18, presenta una ganancia simulada de 9.69 dBi,  $SLL = -12.52$  dB y  $FBR = 17.89$  dB, cubriendo un ancho de banda de impedancia de 21 MHz. Los arreglos en retícula triangular como los de la Figura 4.17 exhiben los siguientes resultados de simulación:  $G = 9.71$  dBi,  $SLL = -13.29$  dB, y  $FBR = 25.05$  dB. De nueva cuenta, la extensión de las dimensiones del GND implica una mejora en la relación entre lóbulo principal y posterior. La comparación de los valores clave del patrón de radiación se encuentra en la Tabla 4.5, y son graficados en la Figura 4.19,

mientras que el comportamiento del módulo de los parámetros de dispersión con respecto a la frecuencia se localiza en la Figura 4.20.

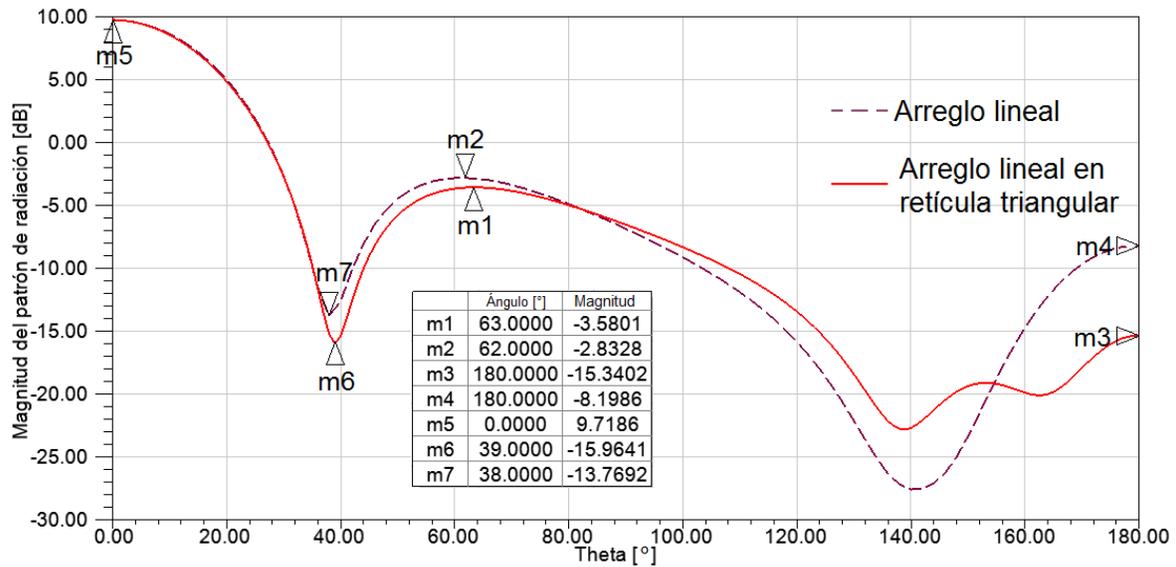


Figura 4.19: Comparación entre el patrón de radiación de un arreglo lineal de dos elementos triangulares en el vacío, frente al patrón correspondiente a dos arreglos lineales en retícula triangular

Tabla 4.4: Dimensiones de los arreglos lineales de parches triangulares acomodados en retícula triangular

Variable	Dimensión [mm]
$a$	42.4
$F_s$	97.89
$L_{ac}$	17.89
$L_e$	10
$L_s$	105.199477
$L_{s2}$	197.47
$\lambda_0/4$	30.59
$W_{50}$	4.55
$W_{ac}$	7.68
$W_s$	201.47
$W_{s2}$	250.41
$y_0$	11

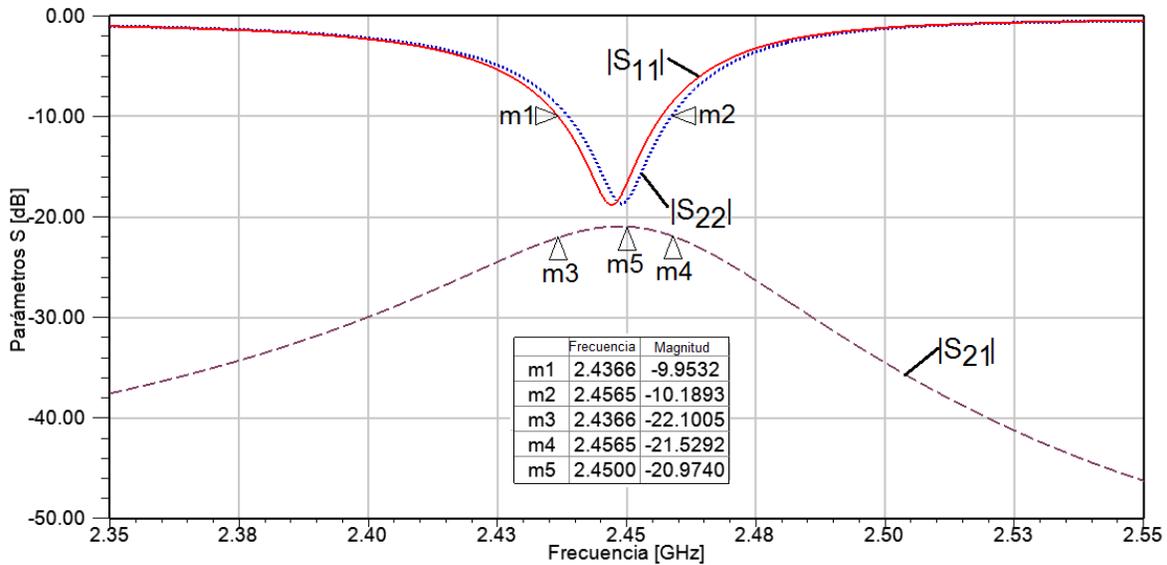


Figura 4.20: Comportamiento del módulo de los parámetros S del arreglo triangular de parches triangulares de la Figura 4.17.

Como se observa en la Figura 4.20, y comparada con la Figura 4.4, el ancho de banda exhibido por cada elemento se redujo a 20 MHz, el cual es consecuencia del cambio de geometría de parches, como se indicó previamente. En el ancho de banda de elemento, el aislamiento entre puertos varía un valor máximo de 22.1 dB y alcanza su mínimo valor en la frecuencia central de diseño, de -20.97 dB.

Tabla 4.5: Propiedades del patrón de radiación de los arreglos lineales de parches triangulares en el vacío, y en retícula triangular.

Parámetro	Arreglo lineal en el vacío	Arreglo lineal en retícula triangular
Ganancia	9.69 dBi	9.71 dBi
SLL	-12.52 dB	-13.29 dB
FBR	17.89 dB	25.05 dB
Profundidad del primer nulo	-13.76 dB	-15.96 dB

La comparación entre la Tabla 4.2 y la Tabla 4.5 permite notar que no existen diferencias sustanciales entre los arreglos en retícula triangular para ambas geometrías de parches; incluso la Figura 4.4 y la Figura 4.20 revelan que el acoplamiento mutuo es similar para ambos casos de parches. Sin embargo, como se demostrará en la siguiente Sección, se pueden lograr mejores valores de aislamiento entre arreglos lineales aplicando la misma técnica de neutralización.

#### 4.2.5 Arreglos colineales de parches triangulares entrelazados

Siguiendo un procedimiento similar al que se desarrolló con el arreglo de parches cuadrados, se tiene que la huella ocupada por la retícula triangular de parches triangulares, mostrada en la Figura 4.21 a), es de  $189.23 \text{ mm} \times 121.69 \text{ mm}$  ( $1.54\lambda_0 \times 0.99\lambda_0$ ), la cual es ligeramente mayor que la propia de los parches cuadrados. Al entrelazar los arreglos lineales, como se muestra en la Figura 4.21 b), la dimensión  $L_{s2}$  disminuye a  $0.91\lambda_0$  y la huella ocupada decrece hasta  $1.54\lambda_0 \times 0.3\lambda_0$ , una reducción del 69.83 % del área ocupada. La consecuencia es la perturbación de los parámetros S y el patrón de radiación en el plano E, tal como se ilustra en la Figura 4.22.

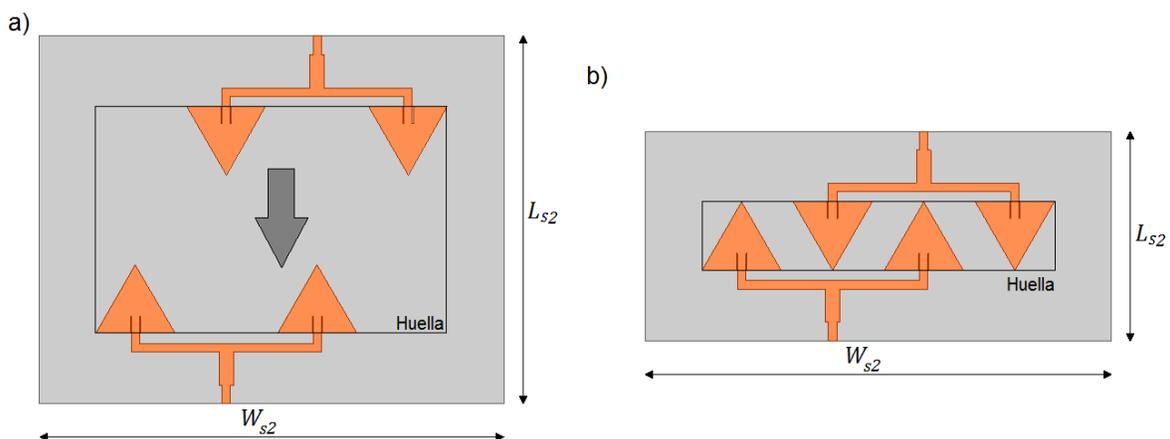


Figura 4.21: Formación de un arreglo colineal de parches triangulares (b) a partir de una retícula triangular (a), variando el parámetro  $L_{s2}$ . En ambos incisos se muestra la huella ocupada por los radiadores

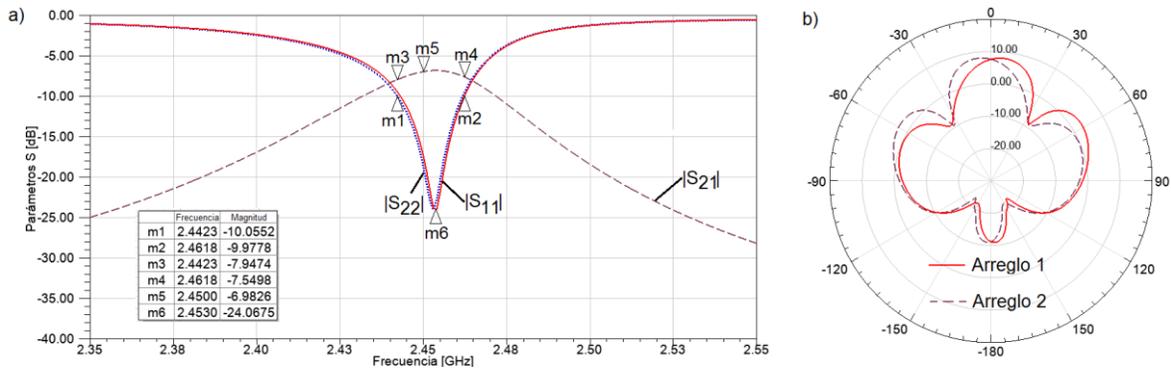


Figura 4.22: a) Comportamiento del módulo de los parámetros S del modelo de la Figura 4.21 b); b) Patrón de radiación en el plano E de los dos arreglos lineales colineales de la Figura 4.21 b).

Además del aumento en el módulo del parámetro  $S_{21}$  hasta -6.84 dB a 2.45 GHz, lo cual repercutirá negativamente en el desempeño del arreglo para aplicaciones multipuerto, también se manifiesta un desapuntamiento del lóbulo principal de cada arreglo lineal de  $6^\circ$ , como se aprecia en la Figura 4.22 b), una reducción de 1.71 dB de la ganancia, y un incremento del  $SLL$  de 5.01 dB a  $-60^\circ$ , aunque en  $60^\circ$  se presenta una disminución proporcional del  $SLL$ .

Ya que el aislamiento entre puertos se redujo considerablemente, se verificó la métrica del  $TARC$  para validar su posible funcionamiento en aplicaciones multipuerto. Las curvas de  $TARC$  de los arreglos en retícula triangular y colineales, calculadas con pasos de  $\theta = 45^\circ$  y mostradas en la Figura 4.23. En la Figura 4.23 a), el ancho de banda de impedancia de sistema del arreglo en retícula triangular equilátera de parches triangulares es delimitado por las curvas de la Ecuación (3.5) para  $\theta = 0^\circ$  y  $\theta = 335^\circ$ , resultando un valor de 18 MHz, en el intervalo 2.438-2.456 GHz, el cual fue sombreado en la Figura 4.23 a) con fines ilustrativos. Este ejemplo demuestra que el ancho de banda de impedancia de un arreglo puede estar delimitado por dos curvas de  $TARC$  cualesquiera, no solamente las calculadas para  $\theta = 0^\circ$  y  $\theta = 180^\circ$ . Por otra parte, los resultados mostrados en la Figura 4.23 b) reafirman las conclusiones de la Sección 4.2.2: la cercanía entre arreglos de radiadores cuando son colineales causa un profundo acoplamiento

electromagnético entre antenas, y consecuentemente se presentará la divergencia de la familia de curvas de TARC, por lo que el ancho de banda de impedancia de sistema a -10 dB no puede determinarse para ese modelo. En esta gráfica se aprecia que ninguna curva de la familia alcanza valores inferiores a -10 dB.

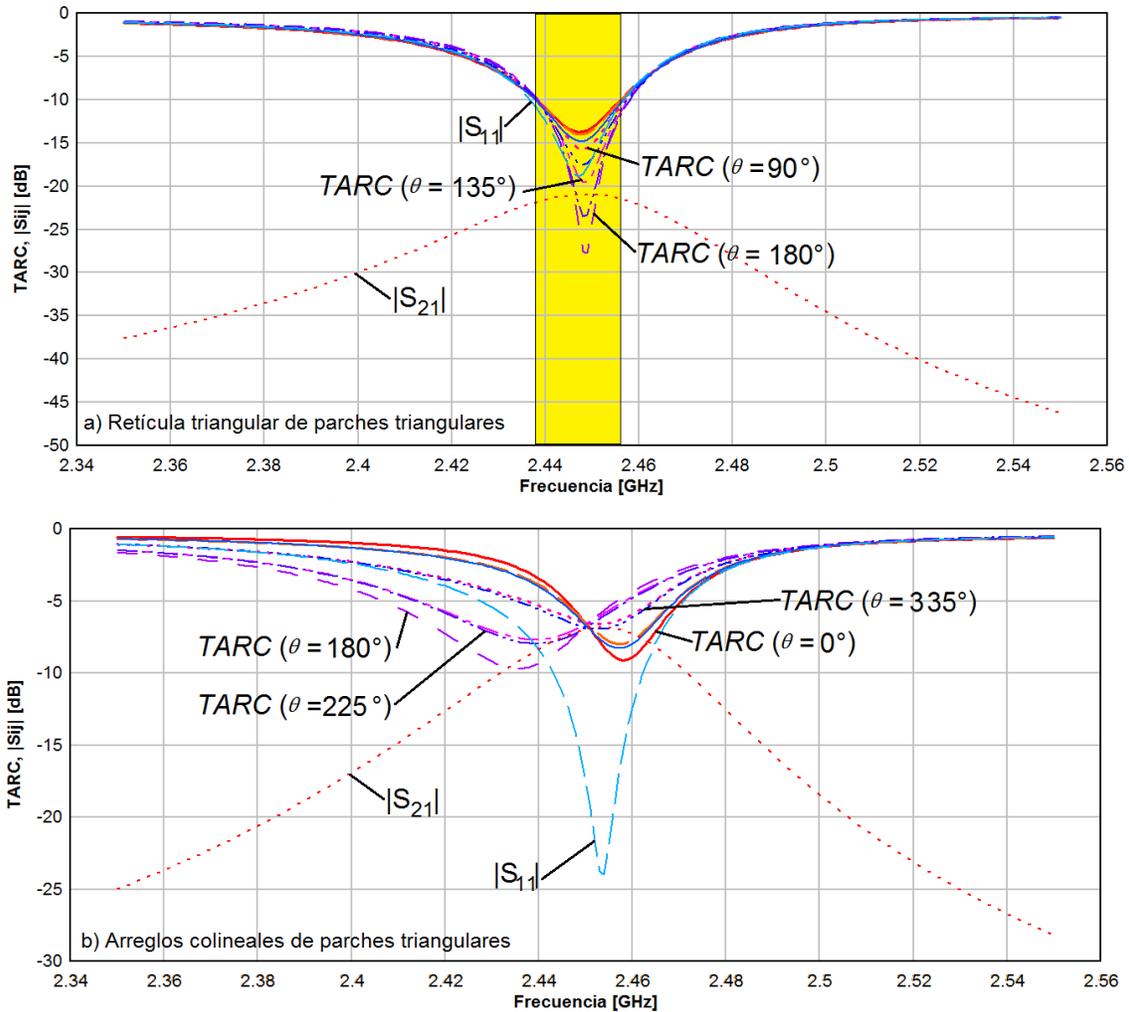


Figura 4.23: Modificación de las curvas de TARC debido al acoplamiento mutuo por aproximación de los arreglos lineales. a) Reticula triangular de parches triangulares. b) Arreglos colineales. En ambos casos se incluyó el módulo de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$  como referencia.

Debido al bajo desempeño que presenta el arreglo colineal en cuanto a aislamiento entre puertos, así como al ancho de banda de impedancia del sistema, se procede

de la misma forma que para el caso del arreglo colineal de parches cuadrados, por lo que en la siguiente Sección se estudia y demuestra el comportamiento de éste con la técnica de aislamiento con NL.

#### 4.2.6 Desacoplamiento de los arreglos colineales de parches triangulares entrelazados mediante una línea de neutralización

Con el propósito de realizar comparaciones de forma objetiva sobre el incremento de los niveles de desacoplamiento mutuo entre arreglos colineales con radiadores cuadrados y triangulares, en esta sección se empleará la misma frecuencia central, así como el mismo espesor y permitividad del sustrato, con el cual se estudiaron las características electromagnéticas de las antenas mostradas en las Figuras 4.8 b) y 4.21 b). Además, lo anterior permite emplear la misma teoría empleada en la Sección 4.2.3.

Comparando arreglos con radiadores cuadrados y triangulares, en los que la separación inter-elemento es la misma, tal como se muestra en la Figura 4.24, se permite concluir que el área libre entre dos radiadores triangulares es prácticamente el doble que el área disponible cuando se emplean radiadores cuadrados. Este factor facilita la inclusión de la línea de neutralización y permite reducir el nivel de interacciones electromagnéticas entre secciones de la NL, lo cual puede resultar en una reducción mayor del acoplamiento mutuo entre radiadores como se mostrará posteriormente.

Basándose en el análisis realizado con la Ecuación (4.2), se requiere una NL recta con longitud  $l = 38.77$  mm para mitigar la interacción electromagnética mutua entre

arreglos. No obstante que con los radiadores triangulares se dispone de mayor espacio libre entre ellos, éste no es suficiente para introducir una línea de neutralización recta, por lo cual se necesita agregar algún tipo de alteración a la geometría de la NL. Aquí, después de un estudio por computadora de diferentes topologías de la NL, se encontró que una con 4 dobleces, como la mostrada en la Figura 4.25, es la más adecuada para reducir la interacción electromagnética entre secciones de ésta. La longitud total de la NL es  $L_{NL}$ , y se calcula empleando la Ecuación (4.5).

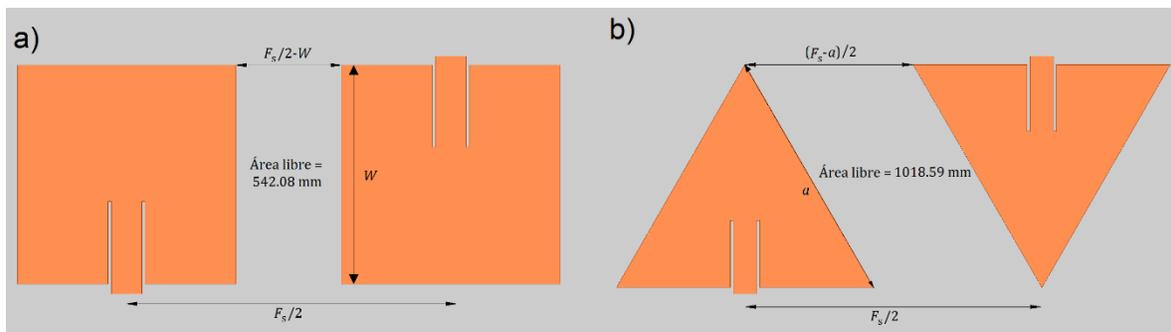


Figura 4.24: Área libre entre radiadores contiguos para el caso a) de geometría cuadrada, y b) de geometría triangular equilátera.

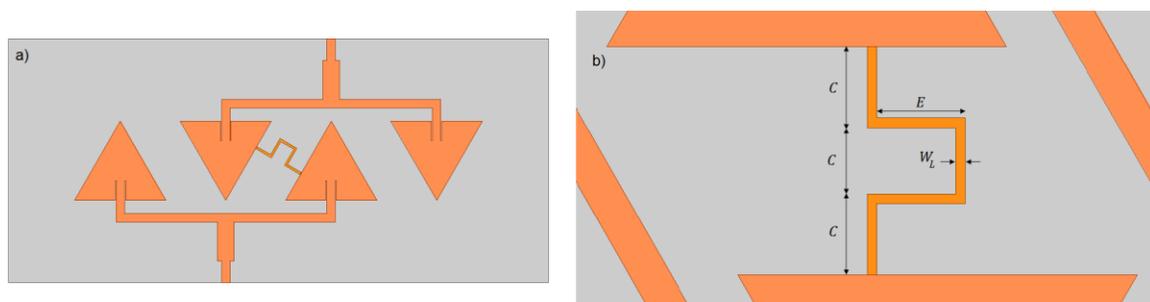


Figura 4.25: Desacoplamiento de los arreglos colineales de parches triangulares mediante una NL entre los elementos centrales. a) Diagrama general. b) Vista detallada de la NL.

$$L_{NL} = 3C + 2E = 41.4 \text{ mm} \quad (4.5)$$

Aquí se empleó el criterio  $W_{NL} = 1$  mm por las razones explicadas en la Sección 4.2.3, y tal como se encontró anteriormente, los campos electromagnéticos inducidos por los radiadores ejercen un impacto importante en el desempeño de la técnica de desacoplamiento. Después de un riguroso proceso de sintonización, se determinó que el valor de la longitud  $L_{NL}$  más apropiado para este caso es 41.4 mm.

La Figura 4.26 presenta los resultados de simulación de los parámetros S de la antenna mostrada en la Figura 4.25, donde se puede analizar el cambio en el comportamiento del módulo de los parámetros S, versus frecuencia. Comparando estos resultados con los mostrados en la Figura 4.22 a), se concluye que la introducción de la NL permitió lograr una disminución del acoplamiento entre puertos de 22.88 dB en la frecuencia central, y conservando al parámetro  $S_{21}$  por debajo de los -20 dB en todo el ancho de banda de impedancia de elemento. En este caso, el ancho de banda de impedancia de elemento es de 32 MHz. Los resultados anteriores permiten afirmar que la hipótesis planteada para desacoplar antenas colineales y entrelazadas por medio de NL es correcta, posibilitando reducir la huella del arreglo y conservando un nivel alto de aislamiento entre radiadores. El resultado anterior permite afirmar que el método de diseño de redes de desacoplamiento seguido en esta tesis es adecuado para incrementar este parámetro, y es independiente de la forma del radiador de circuito impreso, sin que modifique o degrade otros parámetros eléctricos del arreglo.

Para completar el estudio del comportamiento del arreglo propuesto con NL, también se investigó comportamiento del TARC. Los resultados obtenidos para el par de arreglos colineales de antenas desacoplados se muestran en la Figura 4.27. Por cuestiones de claridad y para el establecimiento de conclusiones en esta Figura, se adicionan las curvas de  $S_{11}$  y  $S_{21}$ . Con base en los resultados mostrados, se concluye que la NL permite establecer un ancho de banda de impedancia del sistema de antenas de 21 MHz, delimitado entre 2.436 y 2.457 GHz por la curva de

TARC para  $\theta = 0^\circ$  correspondiente al peor caso, y es mayor que la mitad del ancho de banda de impedancia de un elemento.

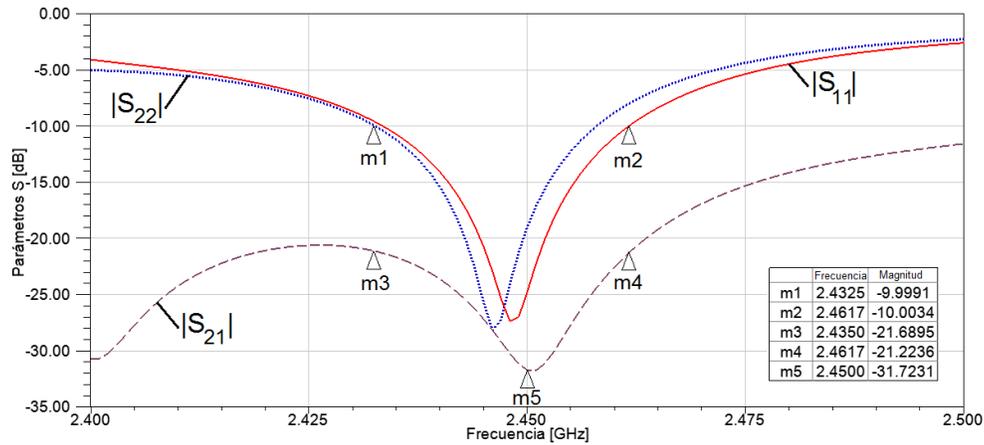


Figura 4.26: Comportamiento del módulo de los parámetros  $S_{ii}$  y  $S_{ij}$  de los arreglos colineales de parches triangulares de la Figura 4.25 a).

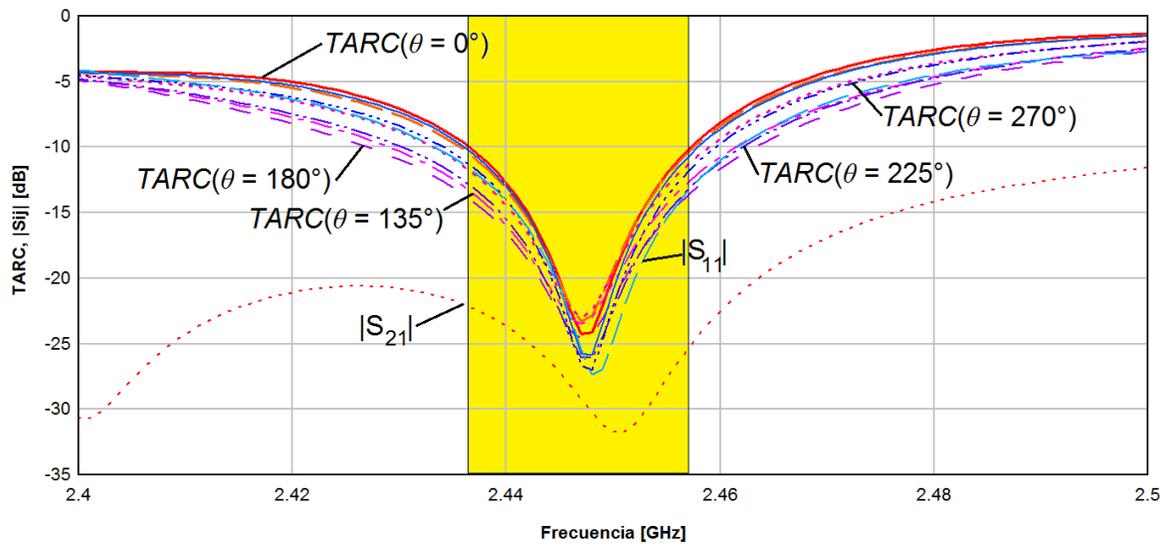


Figura 4.27: Curvas de TARC de los arreglos lineales de parches triangulares desacoplados mediante NL. Se muestra sombreado el ancho de banda de impedancia de sistema

Con fines de demostración y validación de resultados respecto al efecto de la NL sobre el *TARC*, se aplicó la Ecuación (3.5) a las matrices de los parámetros de dispersión antes y después de la introducción de la NL entre los arreglos. Los resultados del comportamiento del coeficiente de reflexión activa total del arreglo modelado sin y con la inserción de la NL, fueron graficados en la Figura 4.28, junto con los valores del módulo, expresados en dB, de sus respectivos parámetros  $S_{ii}$ .

Con el objetivo de enfatizar los resultados poco apropiados que pueden obtenerse al utilizar la Ecuación (3.7) para evaluar el *TARC*, en la Figura 4.28 a) se presenta el resultado al emplear dicha expresión al mismo conjunto de valores. De esta Figura se puede concluir que la Ecuación (3.7) no permite describir adecuadamente el desempeño del ancho de banda de impedancia del sistema de antenas, puesto que aporta una visión optimista no apegada a la realidad. Con esta ecuación se determina un ancho de banda de impedancia de 29 MHz, entre 2.436 GHz y 2.465 GHz; sin embargo, las curvas de *TARC* obtenidas con la Ecuación (3.5) no alcanzan el umbral de -10 dB, por lo cual no es posible definir el ancho de banda de impedancia para ese arreglo de antenas. En forma análoga, en la Figura 4.28 b) se muestra el resultado de emplear la Ecuación (3.7), con la cual se obtiene un supuesto ancho de banda de impedancia a -10 dB de 65 MHz, entre 2.407 GHz y 2.472 GHz. Sin embargo, utilizando la Ecuación (3.5), el ancho de banda de impedancia está determinado por la curva cuando  $\theta = 0^\circ$  en el intervalo 2.439 GHz-2.457 GHz, es decir, el verdadero ancho de banda de impedancia es de 18 MHz. Lo anterior permite reafirmar que la Ecuación (3.7) no es adecuada para describir el ancho de banda de impedancia del sistema multiantenas, incluso para un sistema en el que se ha aplicado con éxito un método de desacoplamiento.

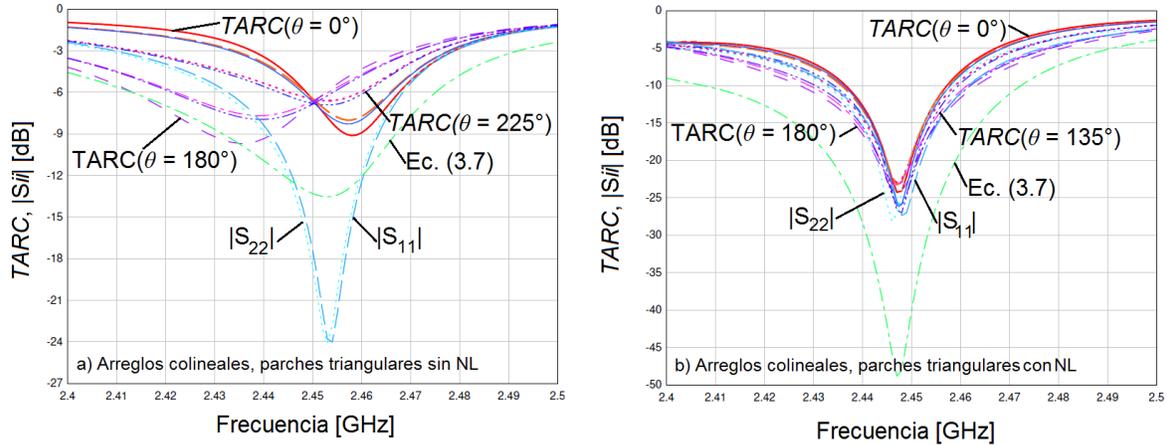


Figura 4.28: Valores simulados de TARC expresados en dB a) antes y b) después de la inserción de la NL, graficado en pasos de  $\theta$  de  $45^\circ$ . Se muestran los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$ , así como la evaluación de la Ecuación (3.7) con fines comparativos.

Como análisis complementario, se muestra en la Figura 4.29 el valor absoluto de los argumentos de las funciones cosenoidales de la Ecuación (3.6), aplicada a la matriz de dispersión del modelo con NL, ejemplificando con los casos de  $\theta = +45^\circ$  y  $\theta = -45^\circ$ . Es importante resaltar en la Figura 4.29 que los argumentos de la función coseno no son cero ni  $\pi/2$  para ningún punto en el intervalo estudiado, por lo cual se demuestra que el uso de las Ecuaciones (3.7) y (3.9) no permite obtener resultados válidos. Además, se demuestra con estas curvas que los argumentos de las funciones coseno son diferentes cuando  $\theta = +45^\circ$  que cuando  $\theta = -45^\circ$ . Por lo tanto, evaluar alguno de los dos valores no es representativo del otro. Es decir, es necesario simular en todo el intervalo entre  $0^\circ$  y  $360^\circ$ , como se demuestra en el Apéndice A, y no solamente entre  $0^\circ$  y  $180^\circ$ , como se hizo en [130], [131], [134], [142], [147], [149] y [164].

Por otra parte, las características exhibidas por el patrón de radiación en el plano E de los arreglos colineales sin desacoplar de la Figura 4.21, así como de los arreglos colineales con NL de la Figura 4.25, se muestran en la Tabla 4.6. Con el objetivo de hacer más evidente el impacto de la NL sobre el patrón de radiación, también en esta Tabla se presentan algunos parámetros importantes que caracterizan al patrón

de radiación del arreglo de radiadores triangulares en retícula triangular, mostrado en la Figura 4.17 a).

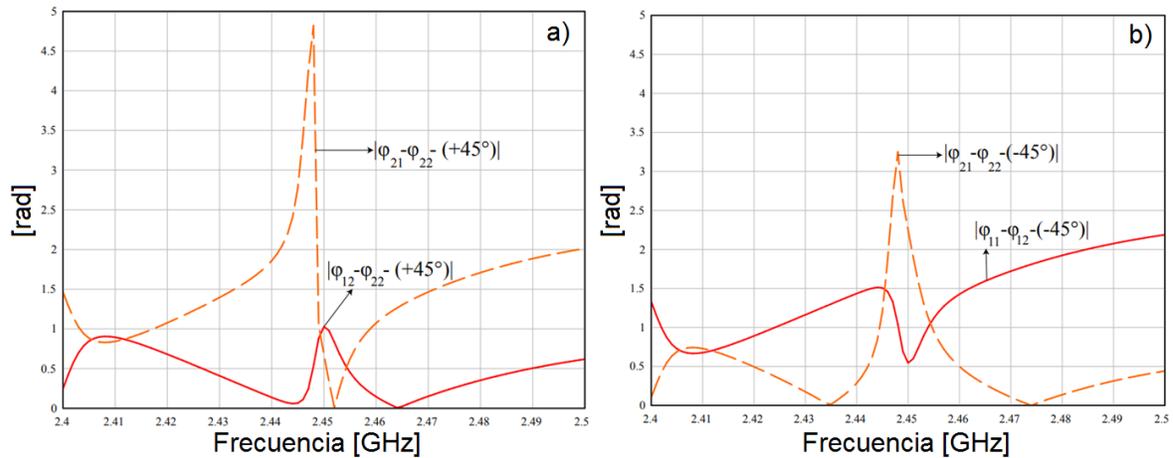


Figura 4.29: Comportamiento del valor absoluto del argumento de las funciones cosenoidales de la Ecuación (3.6) para a)  $\theta = +45^\circ$  y b)  $\theta = -45^\circ$ .

Tabla 4.6: Propiedades del patrón de radiación de los arreglos de parches triangulares colineales acoplados y desacoplados

Parámetro	Arreglo en retícula triangular, Figura 4.17	Arreglos colineales sin NL, Figura 4.21	Arreglos colineales con NL, Figura 4.25
Ganancia	9.71 dBi	8.07 dBi	8.81 dBi
Dirección del lóbulo principal	$0^\circ$	$6^\circ$	$0^\circ$
SLL	-13.29 dB	-5.01 dB	-13.09 dB
FBR	25.05 dB	18.72 dB	18.83 dB
Profundidad del primer nulo	-15.96 dB	-9.11 dB	-6.96 dB

En la Tabla 4.6 se puede apreciar que la NL no solamente impacta favorablemente en el nivel del desacoplamiento mutuo entre radiadores, sino que también reduce el efecto causado por interacción electromagnética entre éstos. El único parámetro que se degrada es la profundidad del primer nulo.

La eficiencia total para cada arreglo lineal ( $\eta_1, \eta_2$ ) fue obtenida mediante simulación con el método FDTD, y tuvo valores iguales o superiores a 88 % en todo el ancho de banda de impedancia de sistema, por lo cual, de acuerdo con la referencia [165], es pertinente emplear el método de cálculo del *ECC* mediante los parámetros S. Por su parte, la eficiencia de multiplexación, calculada mediante la Ecuación (2.10), también se muestra en el mismo gráfico (Figura 4.30). De esta Figura se puede destacar su elevada convergencia dentro del intervalo de frecuencia bajo estudio.

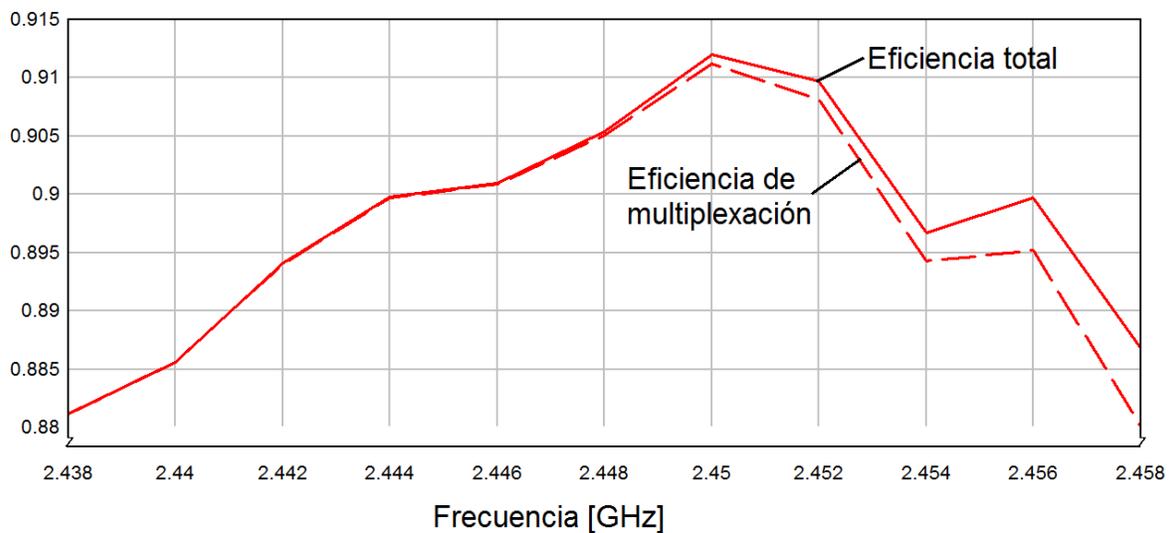


Figura 4.30: Eficiencia total y eficiencia de multiplexación simuladas para el modelo con NL.

El coeficiente de correlación de envolventes del modelo con NL se calculó mediante el algoritmo propuesto en este trabajo de tesis, empleando el campo eléctrico calculado por HFSS, y la herramienta semiautomática de HFSS. También se obtuvo mediante el método de los parámetros S. Los resultados obtenidos se presentan en la Figura 4.31, en el intervalo 2.43 - 2.465 GHz.

Mediante la Figura 4.31 se puede comprobar una vez más que existe una elevada convergencia entre los valores calculados por HFSS versión 15 y el método de

cálculo mediante campo eléctrico radiado, propuesto en el Capítulo 3, con resolución angular de  $1^\circ$ . También puede notarse que el cálculo mediante la matriz de dispersión resulta más optimista que cuando se calcula mediante campos radiados. En cualquier caso, el  $ECC < 0.5$  para todo el intervalo de operación de las antenas bajo estudio, por lo cual el arreglo propuesto puede considerarse apropiado para aplicaciones con diversidad.

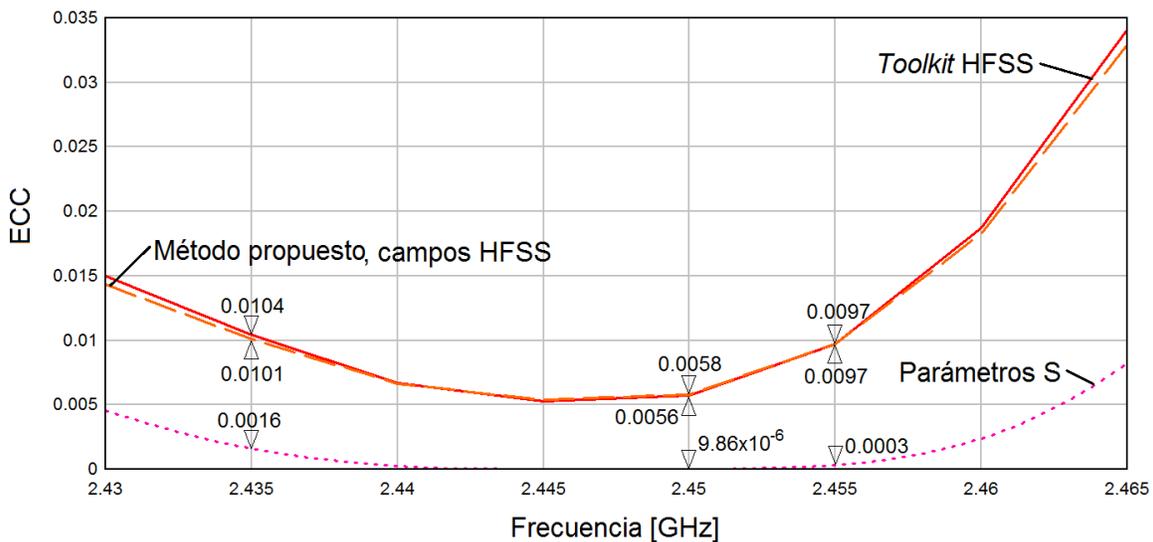


Figura 4.31: ECC de la antena de arreglos de parches triangulares entrelazados, calculado mediante el método de los parámetros de dispersión, el método de campos eléctricos radiados, y la herramienta específica de HFSS versión 15

La pérdida de capacidad de canal se calculó utilizando la Ecuación (2.9), y su comportamiento con respecto a la frecuencia se graficó en la Figura 4.32. En esta Figura se comparan los resultados obtenidos con el arreglo sin y con NL. Se puede concluir que es notorio que la inserción de la línea de neutralización tiene un importante efecto en el desempeño del modelo dentro del ancho de banda de impedancia de sistema, ya que la pérdida de capacidad se ve mejorada entre cinco y 73 veces en el intervalo bajo estudio. El mínimo valor de pérdida de capacidad del arreglo con NL es de 0.01 bps/Hz, a 2.447 GHz.

El análisis de los resultados de los parámetros multipuerto de los arreglos de parches triangulares entrelazados con una NL permite afirmar que se espera que su desempeño en sistemas con múltiples antenas sea satisfactorio, pues tiene elevada eficiencia, causa poca pérdida de capacidad del canal, y tiene muy baja correlación entre sus campos radiados. Por esto, se determinó validar el análisis previo mediante la construcción y caracterización de un prototipo en laboratorio.

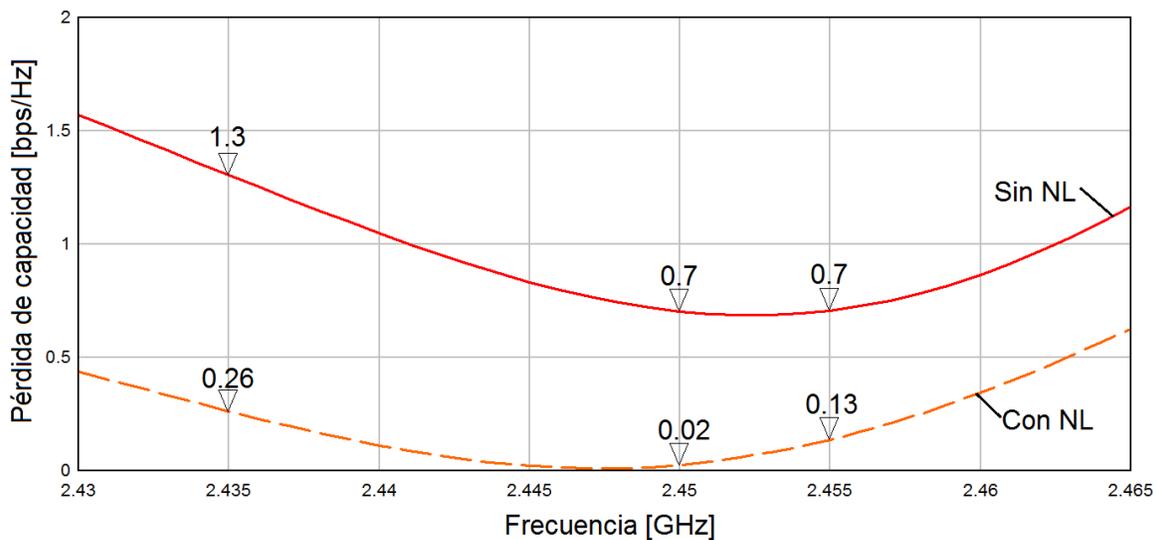


Figura 4.32: Pérdida de capacidad (en bits por segundo sobre Hz) simulada y medida para los arreglos entrelazados en la Figura 4.21 b)

## 4.2.7 Construcción y caracterización de un prototipo de arreglo colineal de radiadores triangulares con línea de neutralización

Con el objetivo de demostrar experimentalmente los resultados anteriores obtenidos por simulación en computadora, sobre la eficiencia de introducir una NL en arreglos colineales de radiadores de circuito impreso con forma triangular, se construyeron dos prototipos de arreglos triangulares, uno sin y el otro con NL.

El prototipo construido sin NL, así como sus parámetros S medidos se muestran en la Figura 4.33. Comparando los resultados mostrados en esta figura con los obtenidos por simulación, y presentados en la Figura 4.22 a), se encuentra una alta similitud entre resultados, enfatizando el pobre aislamiento entre puertos, dado por el parámetro  $S_{ij}$ .

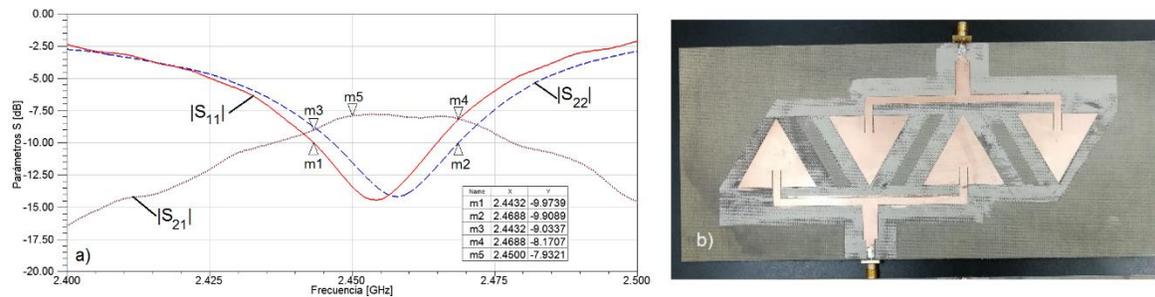


Figura 4.33: a) Comportamiento del módulo de los parámetros S medidos de los arreglos intercalados sin ningún mecanismo de desacoplamiento. b) Prototipo caracterizado

En la Figura 4.34 se presenta la comparación entre patrones de radiación en el plano E de los arreglos de la Figura 4.18, la Figura 4.21 y la Figura 4.33. De la observación de la Figura 4.34 se desprende la conclusión de que existe una alta convergencia entre resultados simulados y medidos. También se muestra la distorsión del patrón de radiación del arreglo con respecto al patrón de radiación de un elemento, siendo más marcada esta alteración cuando los elementos son colineales. Como se notó en una sección anterior, esta distorsión se debe a la interacción electromagnética de los radiadores, cuando éstos están muy próximos.

Debido a que el procedimiento y análisis realizados en las Secciones anteriores permitió demostrar que dos arreglos colineales de parches triangulares con una NL podrían tener un desempeño satisfactorio en sistemas de comunicación multiantena, debido a sus propiedades de ganancia,  $SLL$ ,  $FBR$  y principalmente aislamiento entre puertos, tal como se concluyó a partir del análisis de sus

parámetros  $TARC$  y  $ECC$ , se procedió a construir el prototipo con la configuración mostrada en la Figura 4.25 a), el cual se aprecia en la Figura 4.35 b). El prototipo se caracterizó y las mediciones de los parámetros  $S_{ij}$  y  $S_{ji}$  se presentan en la Figura 4.35 a). Estos resultados se comparan con los obtenidos para el prototipo presentado en la Figura 4.33 a) y de esta comparación se encuentra que el aislamiento entre los puertos del arreglo, representado por el parámetro  $S_{21}$ , se mejoró en 21.25 dB a la frecuencia central de operación, y además se mantiene por debajo de 20 dB en todo el ancho de banda de impedancia de elemento, sin perturbaciones significativas en el comportamiento de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$ .

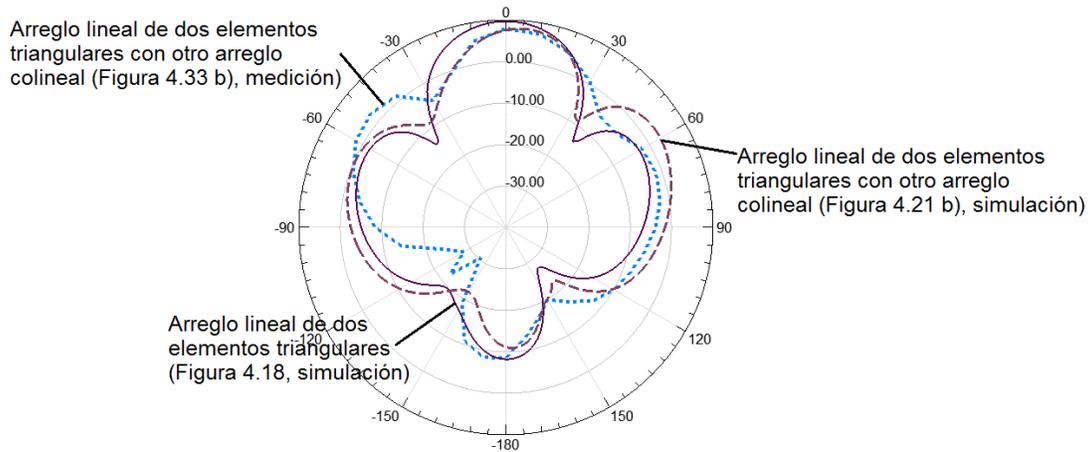


Figura 4.34: Patrón de radiación en el plano E para un arreglo de dos elementos triangulares, comparado con el patrón de radiación simulado y medido para un arreglo entrelazado.

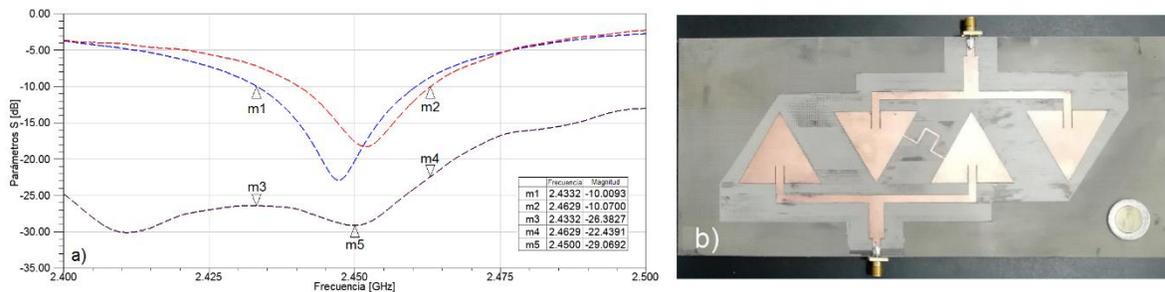


Figura 4.35: a) Parámetros  $S$  medidos y b) fotografía de prototipo con NL insertada entre elementos centrales.

Por otra parte, se realizó la medición del patrón de radiación del prototipo en una cámara anecoica, y se compararon los resultados de dicha medición con los valores obtenidos por el simulador. En la Figura 4.36 se muestran ambos patrones en el plano E. Se obtuvo una ganancia medida máxima de 9.11 dBi y  $FBR = 15.85$  dB. Además, como se puede observar, se corrigió el apuntamiento del lóbulo principal, obteniéndose una alta convergencia de resultados, entre simulados y medidos, para este parámetro.

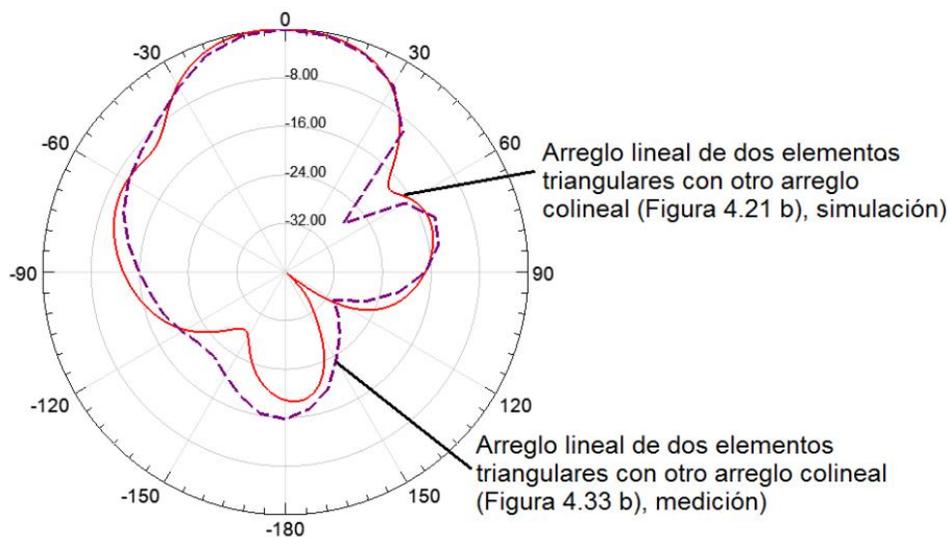


Figura 4.36: Patrón de radiación normalizado simulado y medido del arreglo neutralizado.

Con el fin de obtener mayores puntos de referencia del desempeño del prototipo propuesto en este trabajo doctoral, se hizo una comparación del arreglo colineal con técnica de neutralización, con respecto a otros ejemplos encontrados en la literatura. Esta comparación de parámetros se muestra en la Tabla 4.7, donde también se presentan los resultados de las métricas para antenas multipuerto, calculadas para el arreglo propuesto.

Tabla 4.7: Comparación entre resultados medidos en este trabajo y otras publicaciones similares del estado del arte

Trabajo	# elementos	Huella	Método desacoplamiento	Reducción de $ S_{ij} $ [dB]	G realizada pico [dBi]	Máx. eff. de radiación	ECC máx.	$\eta_{\text{mux}}$ máx.	DG máx.
[160]	8	$1.78\lambda_0 \times 0.51\lambda_0$	MTM + DGS	35	8.24	-0.17 dB	No reportado	No reportado	No reportado
[161]	8	$0.84\lambda_0 \times 0.75\lambda_0$	MTM	26	8	No reportado	No reportado	No reportado	No reportado
[166]	3	$0.67\lambda_0 \times 0.29\lambda_0$	Muesca y posicionamiento	No reportado	2.6, 4.35 (dos bandas)	65 %	<0.5	6	No reportado
[167]	2	$0.94\lambda_0 \times 0.3\lambda_0$	MTM	7.01	No reportado	No reportado	No reportado	No reportado	No reportado
[168]	4	$0.41\lambda_0 \times 0.41\lambda_0$	Paredes y tiras metálicas	13	2.7 and 2.85 (dos bandas)	64 %	0.08	No reportado	No reportado
[169]	2	$0.91\lambda_0 \times 0.6\lambda_0$	MTM	No reportado	No reportado	> 90 %	0.003	No reportado	9.8
[170]	4	$1.2\lambda_0 \times 1.2\lambda_0$	MTM	20	7.1	90 %	0.004	No reportado	No reportado
Este trabajo	4	$1.54\lambda_0 \times 0.3\lambda_0$	NL	21.25	9.11	91 %	0.015	90.9	9.9

Del análisis de la Tabla 4.7 se puede concluir que el arreglo propuesto tiene características similares o mejores a las que poseen las antenas reportadas en [160], [161], [166], [167], [168], [169], [170] con la ventaja de utilizar una técnica de desacoplamiento más simple: la antena propuesta tienen la mayor ganancia, y en particular es más elevada que aquella reportada para arreglos de 8 elementos [160], [161]; los niveles de desacoplamiento similares [170] o mayores [160], [161] se alcanzaron incrementando la huella, y/o empleando más de una técnica de reducción del acoplamiento mutuo; la línea de neutralización no redujo la eficiencia de radiación de los arreglos bajo estudio.

## 4.3 Diseño de un arreglo de alta pureza de polarización y bajo acoplamiento mutuo usando una estructura imperfecta en el plano de tierra diseñada con el análisis de modos característicos

En la Sección 1.4.2.2 se describió que un acomodo perpendicular de los radiadores propicia la ortogonalidad de sus campos electromagnéticos radiados. Sin embargo, esta ortogonalidad nunca es total [98], por lo que el nivel de incremento del aislamiento entre puertos es finito, y puede requerirse uno o más métodos extras de desacoplamiento para lograr los límites requeridos, varios de los cuales incrementan la huella de los radiadores, o impactan negativamente sus parámetros de radiación. Por otra parte, en la Sección 1.4.2.7 se estableció que las estructuras imperfectas en el plano de tierra (DGS) no aumentan la huella de los radiadores, y mediante un adecuado proceso de diseño puede controlarse el compromiso con resto de los parámetros de las antenas bajo estudio.

En el marco de este trabajo doctoral se partió de estos criterios de diseño para proponer un sistema de cuatro antenas de parche para aplicaciones en comunicaciones en la banda de 5.8 GHz, con el cual se busca obtener las siguientes características: mayor aislamiento entre puertos de antena con un valor mínimo de 32 dB, ganancia de antena mayor a 5.3 dBi, muy bajos niveles de radiación de polarización cruzada y *TARC* muy poco dependiente de las fases de las señales recibidas. Sus valores de acoplamiento mutuo entre puertos fueron mejorados con una DGS, la cual fue diseñada y optimizada utilizando el análisis de modos característicos [171], [172]. Algunos de los resultados de este trabajo fueron publicados en [90].

### 4.3.1 Consideraciones iniciales de diseño

Para calcular las dimensiones iniciales del radiador a utilizarse a lo largo de este estudio, se utilizó la Ecuación (4.1), considerando una frecuencia central de operación  $f_0 = 5.8$  GHz, a la que corresponde una longitud de onda en el vacío  $\lambda_0 = 51.68$  mm. El diseño se realizó en un sustrato con permitividad  $\epsilon_r = 4.5$  y espesor  $h = 1.57$  mm. Sustituyendo los valores en la Ecuación (4.1) resulta en  $L = 12.18$  mm. Antes de realizar el proceso de sintonización fina se consideraron los siguientes criterios:

1. Se optó por una relación  $W \approx 1.5L$ , la cual permite disminuir los niveles de radiación de polarización cruzada [173], [174].
2. Tal como se demostró en [90], la excitación por alimentación coaxial permite que las antenas tengan menores niveles de polarización cruzada, que aquellas antenas excitadas por microcinta coplanar, puesto que se minimizan los niveles de radiación espuria a través de la línea de alimentación. Por lo tanto, se optó por excitación coaxial para este modelo, cuya configuración se muestra en la Figura 4.37. La Figura 4.37 a) presenta la vista superior del arreglo propuesto, así como sus variables. La Figura 4.37 b) despliega la parte posterior del arreglo y los puntos de excitación por parte de las líneas coaxiales. En la Figura 4.37 c) se aprecia el corte transversal de la antena, así como las dimensiones  $d_1 = 1.27$  mm,  $d_2 = 4.064$  mm,  $d_3 = 5.4$  mm,  $d_4 = 2.5$  mm,  $L_1 = 12.7$  mm,  $L_2 = 14.5$  mm.

Partiendo de las dimensiones iniciales obtenidas con el diseño inicial, y empleando el criterio 2, se realizó el proceso de sintonización fina utilizando CST Microwave Studio. Las dimensiones finales del arreglo de antenas mostrado en la Figura 4.37 son  $W_s = L_s = 55$  mm,  $L = 11$  mm,  $W = 17$  mm,  $d = 2.5$  mm,  $t = 35$   $\mu$ m,  $h = 1.6$  mm

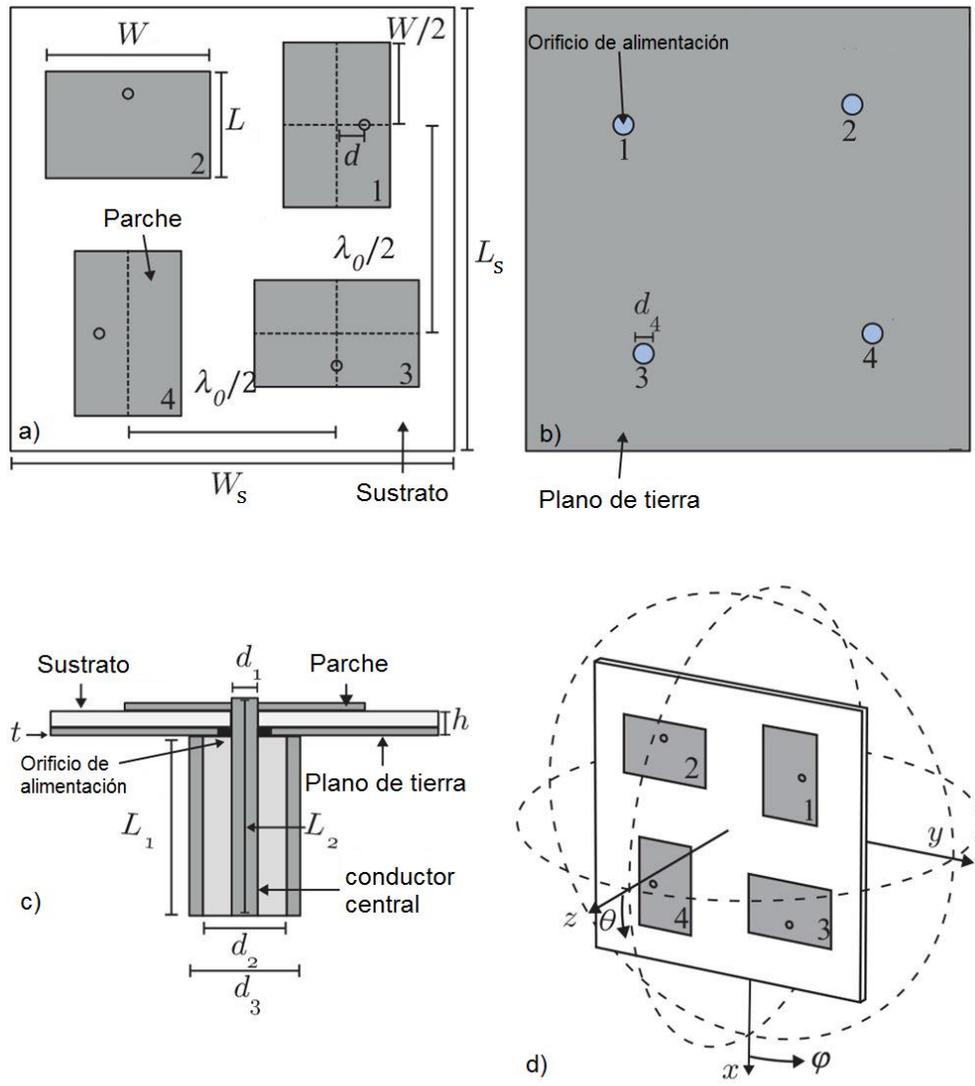


Figura 4.37: Dimensiones del arreglo de antenas de baja polarización cruzada propuesto. a) Vista superior, b) Vista inferior, c) Corte del conector coaxial. d) Sistema de coordenadas empleado.

El comportamiento con respecto a la frecuencia del módulo de los parámetros  $S$  simulados para este diseño se puede observar en la Figura 4.38. Debido al principio de simetría geométrica empleada, y a que el modelo es una red simétrica pasiva, se cumple que  $S_{ij}=S_{ji}$ , y en consecuencia que  $S_{12} = S_{13} = S_{24} = S_{34}$  y que  $S_{14} = S_{23}$ ; por lo que, para poder apreciar de manera más clara los resultados proporcionados con la simulación de los parámetros  $S$  no se graficarán todas las curvas, sino que se limitará a los parámetros que tengan igualdad de comportamiento con respecto

a los complementos de la matriz de dispersión. El ancho de banda de impedancia de elemento, delimitado por el comportamiento del parámetro  $S_{ii}$ , el cual se resalta en la Figura 4.38 mediante un sombreado, es de aproximadamente 200 MHz, esto es, un ancho de banda fraccional de 3 %. En cuanto al aislamiento entre puertos que conforman el arreglo, el mejor valor entre dos antenas dentro del ancho de banda de impedancia, es de 33.5 dB, el cual se obtiene entre las antenas 1 y 2 y las antenas 1 y 3 ( $S_{12} = S_{13}$ ), las cuales tienen una colocación ortogonal una con respecto a la otra. Por otra parte, el aislamiento entre los radiadores 1 y 4, así como entre antenas 2 y 3 ( $S_{14} = S_{23}$ ) es de 28 dB.

El resultado previo es de particular interés para analizar: los radiadores 1 y 3 están en posiciones más cercanas entre ellos, mientras que el radiador 1 está más separado del radiador 4. Sin embargo, el aislamiento es mayor para aquellos elementos que presentan una mayor cercanía física. Este fenómeno se puede deber a varias razones, las más importantes son:

- 1) Los radiadores perpendiculares entre sí muestran un mayor aislamiento, mientras que los radiadores colineales tienen un acoplamiento mutuo más grande. Lo anterior demuestra que la polarización ortogonal de los campos EM radiados permiten incrementar el aislamiento entre antenas. No obstante que los elementos están colocados en una posición ortogonal, los campos electromagnéticos no lo son en su totalidad, por lo que el nivel de aislamiento entre elementos ortogonales es finito.

- 2) Aunado a lo anterior, y considerando que se seleccionó una relación de dimensiones  $W/L \approx 1.5$  para cada radiador, el nivel del campo eléctrico con polarización lineal ortogonal a la del modo de propagación dominante ( $TM_{11}$ ) es muy pequeño, por lo que la interacción de éste es mínima con el modo  $TM_{11}$ , de la antena en posición ortogonal.

Como se estableció anteriormente el objetivo de esta investigación es incrementar los niveles de aislamiento sin aumentar la huella ni el volumen del sistema de antenas. Además, el método complementario para disminuir el acoplamiento mutuo entre radiadores no debe afectar, de forma significativa, otros parámetros eléctricos del arreglo. Del análisis del estado del arte sobre los métodos para incrementar el aislamiento entre radiadores próximos, se concluyó que las DGS tienen la potencialidad de permitir alcanzar el propósito.

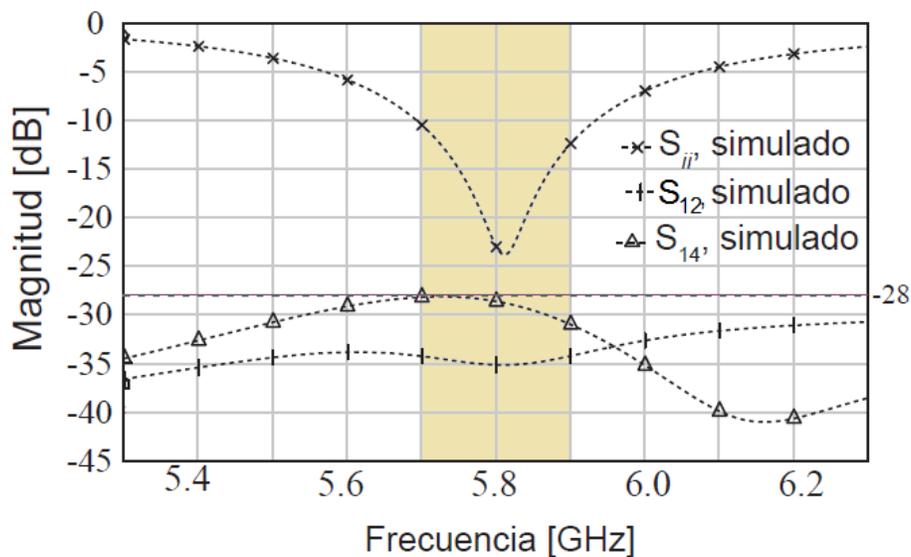
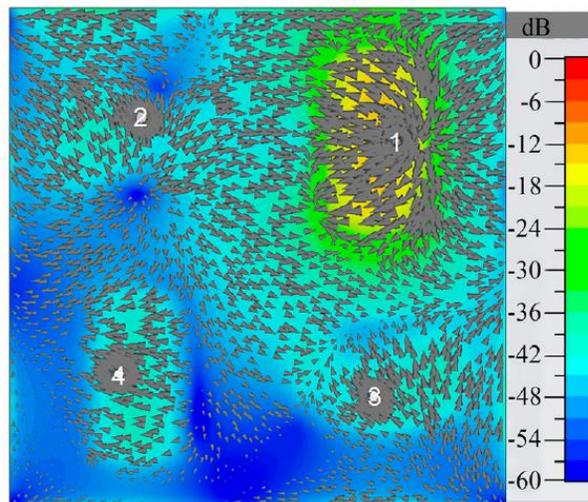


Figura 4.38: Simulación del comportamiento del módulo de los parámetros  $S$  del arreglo propuesto con simetría rotacional.

Considerando que uno de los principales mecanismos de acoplamiento mutuo entre antenas de parche en el mismo sustrato son las corrientes superficiales en el plano de tierra [175], es indispensable que el método de reducción de acoplamiento mutuo tenga una influencia apropiada en ellas, de tal forma que disminuya la interacción electromagnética entre elementos copolares, pero que a su vez, no impacte negativamente en otros parámetros del sistema de antenas. Por tal motivo, se afirma que una estructura de tierra imperfecta (DGS) es el mecanismo más apropiado para este caso en particular.

Para determinar la topología más adecuada, la colocación y determinar las dimensiones apropiadas de la estructura imperfecta en el plano de tierra del arreglo de parches, se realiza un análisis de la distribución de corriente sobre el GND. Esta distribución total de corriente se muestra en la Figura 4.39, en la que un parche es excitado y los tres restantes son conectados a cargas de  $50 \Omega$ . En ella se presenta la superposición del diagrama de isocurvas y el diagrama vectorial de las corrientes superficiales. La región con corrientes de mayor módulo, además del puerto 1, es alrededor del puerto 4, de lo que se deduce que exista un mayor acoplamiento mutuo entre ambos. Además, utilizando el diagrama vectorial puede observarse que en el caso de los puertos 1 y 4, los vectores de corriente superficial tienen la misma dirección y sentido predominantes, lo cual no ocurre entre el puerto 1 y el resto de los puertos.



*Figura 4.39: Distribución de corriente total en el plano de tierra del sistema de antenas con geometría rotacional, excitando una antena y las restantes conectadas a cargas de  $50 \Omega$ . Gráfica a 5.8 GHz.*

Aunque este estudio permite llegar a algunas conclusiones generales sobre el flujo de la corriente, y en particular sobre la corriente entre dos elementos copolares, no proporciona información suficiente para determinar una geometría específica para una estructura imperfecta apropiada para esta topología en particular.

Adicionalmente, en la literatura especializada no existe un procedimiento único para establecer la geometría o dimensiones de una estructura defectuosa en el plano de tierra, y tal como se describió en la Sección 1.4.2.7, se pueden encontrar múltiples geometrías válidas, con resultados variados. Considerando que el arreglo de antenas diseñado en esta Sección está propuesto para aplicaciones de baja radiación en polarización cruzada, la DGS debe poseer las menores dimensiones posibles, ya que cuanto menor es el área removida de un plano de tierra, menor es la radiación proveniente de los parches que atraviese dicho plano [153]. Por lo tanto, y para efectos del este trabajo doctoral, se propuso un análisis de los modos característicos de la estructura en cuestión, para obtener más información que permitiera diseñar la DGS más adecuada, por lo que a continuación se expone la teoría de los modos característicos empleada para tal efecto.

### 4.3.2 Teoría de Modos Característicos

La teoría de modos característicos (TCM) ha recibido atención recientemente por parte de investigadores y diseñadores de dispositivos de radiofrecuencia, debido a sus potenciales aplicaciones en síntesis de patrón de radiación de arreglos de antenas [176], [177], [178], diseño de métodos de desacoplamiento electromagnético [179], y mejoramiento general del desempeño de sistemas de antenas [180], [181]. El análisis de los modos característicos de un elemento radiador permite obtener información útil respecto a su comportamiento cuando fluye a través de él una corriente, sin necesidad de circunscribirse a un método de excitación en particular. La premisa fundamental de la TCM es que la corriente que circula por una estructura excitada puede expresarse como la combinación lineal de  $N$  autocorrientes (eigencorrientes, o  $\bar{J}_n$ ), las cuales son enteramente dependientes de la geometría del cuerpo bajo estudio, pero independientes del vector de excitación. De esta manera, la corriente total  $\bar{J}$  puede expresarse con la Ecuación (4.6), en la que  $a_n$  son los coeficientes de ponderación modal (MWC) que determinan la contribución de cada autocorriente a la corriente total [182]:

$$\bar{J} = \sum_{n=1}^N a_n \bar{J}_n \quad (4.6)$$

La corriente total  $\bar{J}$  genera un campo magnético, cuyo flujo variante en el tiempo genera un campo eléctrico circulatorio total  $\bar{E}$ , el cual se puede descomponer en  $N$  campos eléctricos modales  $\bar{E}_n$ , cada uno generado por cada autocorriente  $\bar{J}_n$ . Si el campo eléctrico total es conocido, así como los campos eléctricos modales, los MWC pueden calcularse usando la relación de la Ecuación (4.7):

$$a_n = \frac{\langle \bar{E}_n, \bar{E} \rangle}{\langle \bar{E}_n, \bar{E}_n \rangle} \quad (4.7)$$

en la cual, los paréntesis angulares  $\langle , \rangle$  indican la operación producto interno Hermitiano entre los campos complejos. Cuanto más cercano a la unidad es el MWC de un modo en particular, mayor es su influencia en el comportamiento de la corriente total  $\bar{J}$ .

En la TCM también existe el parámetro de significancia modal ( $MS$ ), el cual denota la amplitud normalizada de cada corriente modal, y determina el desempeño de radiación de cada modo, es decir, cuanto mayor es la  $MS$ , el campo modal es radiado con mayor eficiencia, y por lo tanto es más influyente en el campo total radiado. La  $MS$  puede calcularse empleando la Ecuación (4.8), en la que  $\lambda_n$  es el autovalor del  $n$ -ésimo modo:

$$MS = \left| \frac{1}{1 + j\lambda_n} \right| \quad (4.8)$$

Aunque es posible realizar el análisis de modos característicos de una estructura con pérdidas por conducción y por dieléctrico diferentes de cero, el procedimiento crece en complejidad y requiere demasiados recursos computacionales [183]. Por ende, para cuestiones de este trabajo de investigación, se determinó por

conveniencia que en la etapa de diseño se consideraría un sustrato con  $\tan \delta = 0$ . En la etapa de construcción, como se mencionará más adelante, se utilizó un sustrato de pérdidas muy pequeñas, por lo que esta suposición permite obtener resultados suficientemente válidos, tal cual se comprobará en la Sección 4.3.4. También se debe tomar en cuenta que las pérdidas introducidas por el conductor y el dieléctrico no juegan un papel importante en el diseño de la DGS, ya que la función principal de esta estructura es la de generar una banda de rechazo al modo de propagación superficial, por lo que las pérdidas generadas en la señal útil no son de consideración en el análisis.

### 4.3.3 Análisis de modos característicos para el diseño de la DGS

Siguiendo con el análisis y diseño de la DGS para ser aplicada como método de aislamiento en el arreglo de los cuatro parches rectangulares, se realizó un análisis de modos característicos al modelo de la Figura 4.37 utilizando CST Microwave Studio 2018, para conocer el comportamiento de las autocorrientes en el plano de tierra, su influencia en la corriente total, así como su ponderación, con el propósito de perturbar aquellas autocorrientes que contribuyen al acoplamiento mutuo entre elementos copolares. La Figura 4.40 muestra el comportamiento de la significancia modal de los modos 1, 2, ..., 8 con respecto a la frecuencia; la MS de los modos 9 a 15 no se muestran por motivos de claridad de la Figura, pero se muestran sus valores a 5.7, 5.8 y 5.9 GHz en la Tabla 4.8. Al realizar el análisis de los modos característicos, se determinó que los primeros 15 modos tenían influencia directa sobre el comportamiento total de la corriente, debido a que sus valores son cercanos a la unidad en la frecuencia central de operación, como puede observarse en la Figura 4.40 y en la Tabla 4.8. Sin embargo, al analizar las respectivas corrientes modales, se encuentra que los modos 9 a 15 exhiben distribuciones de corriente modal extremadamente similares a los primeros ocho modos. Con base en lo anterior y por razones de simplicidad, se determinó que el análisis se haría con los

modos 1 a 8, cuyas autocorrientes ( $\bar{J}_1, \bar{J}_2, \dots, \bar{J}_8$ ) se grafican en la Figura 4.41; los modos 9 a 15 no fueron incluidos en la Figura por motivos de brevedad.

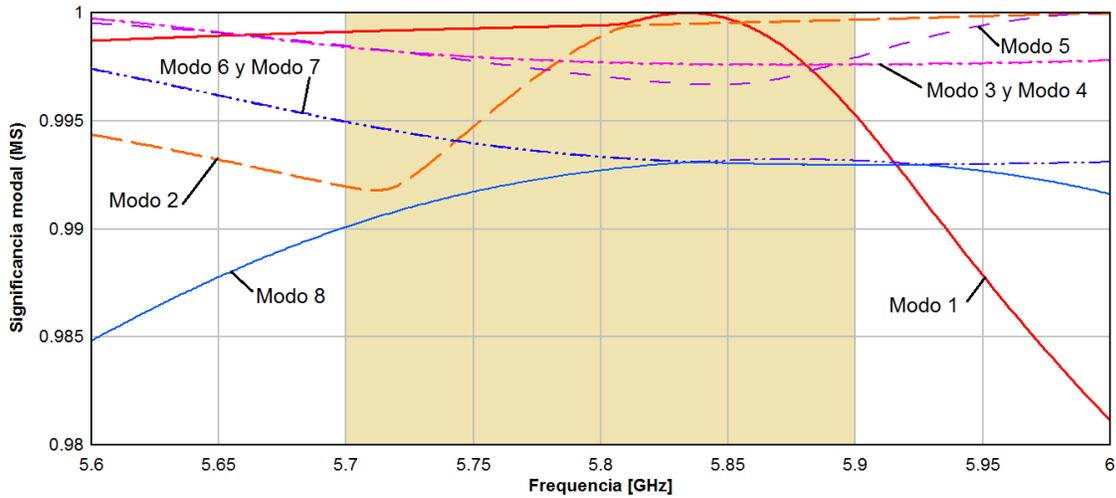


Figura 4.40: Comportamiento de la significancia modal (MS) de los modos 1, 2, ..., 8, respecto a la frecuencia

Tabla 4.8: Valores de significancia modal de los modos 9-15 de la estructura propuesta en la Figura 4.37.

Modos	Significancia modal (MS)		
	5.7 GHz	5.8 GHz	5.9 GHz
Modo 9	0.98194	0.9908	0.99462
Modo 10	0.98954	0.98902	0.9923
Modo 11	0.9909	0.98511	0.96522
Modo 12	0.98531	0.98395	0.98199
Modo 13	0.9853	0.9839	0.9819
Modo 14	0.98659	0.98117	0.98097
Modo 15	0.9865	0.9811	0.9809

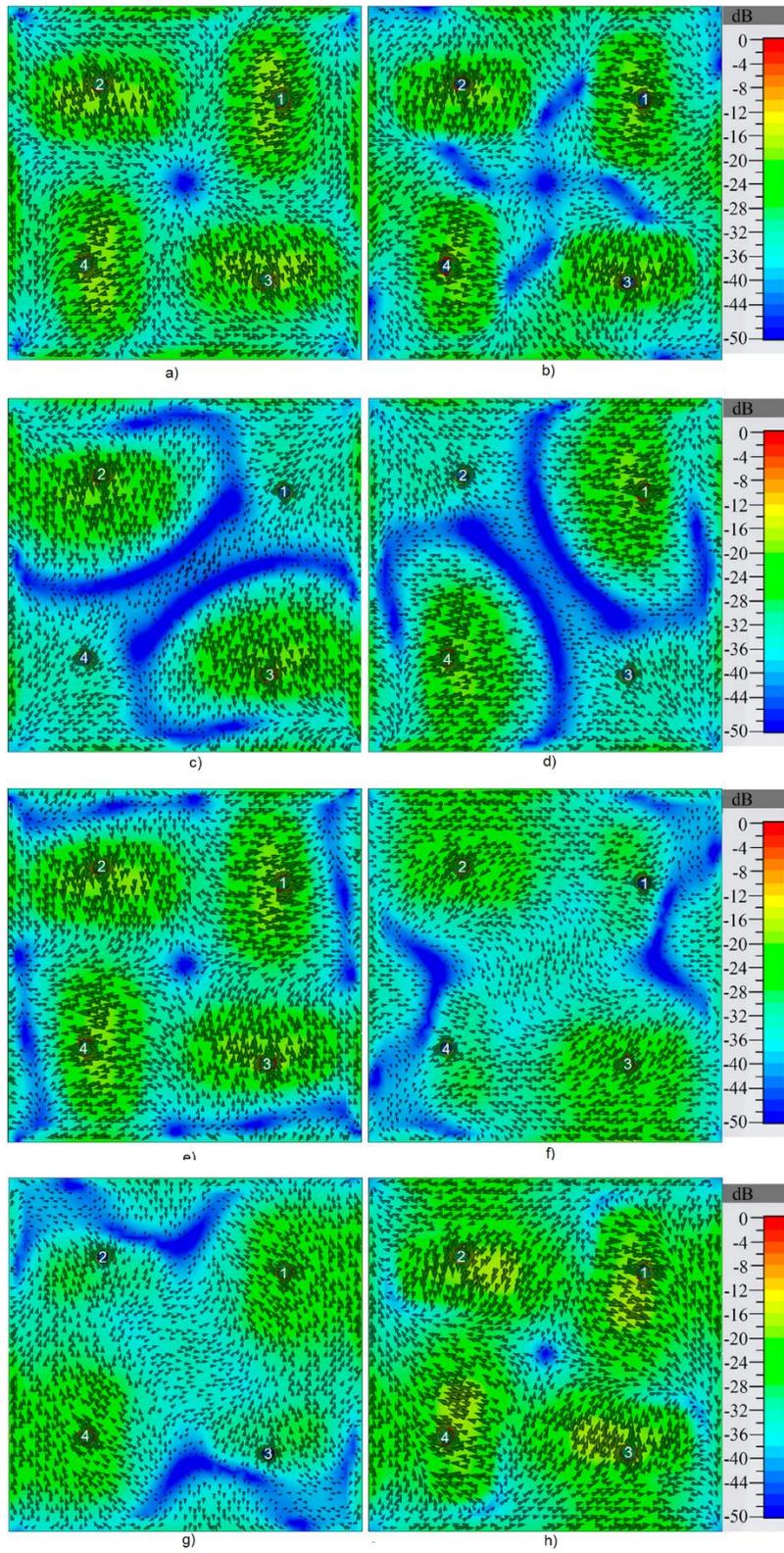


Figura 4.41: Diagramas de isocurvas y de flechas de las autocorrientes propias de los primeros ocho modos característicos, a 5.8 GHz. a) modo 1, b) modo 2, c) modo 3, d) modo 4, e) modo 5, f) modo 6, g) modo 7, h) modo 8

Al analizar la Figura 4.41, se puede apreciar que los modos 1, 2, 5 y 8 exhiben sus valores mínimos globales de densidad de corriente en forma localizada en el centroide de la estructura; además, entre esos modos existe una fuerte similitud en el comportamiento de las autocorrientes. El estudio de las corrientes modales en su módulo, dirección y sentido permite aseverar que los modos 1 y 5 resultan ser los más representativos del arreglo, puesto que guardan semejanzas importantes con la corriente total, graficada en la Figura 4.39. Esta hipótesis es confirmada observando el valor de sus  $|MWC|$  en la frecuencia central de diseño, el cual es cercano a 0.43 para ambos casos, siendo el mayor valor registrado entre los primeros ocho modos en  $f_0$ ; el modo 4 presenta un valor de  $|MWC| = 0.375$ , mientras que el propio del modo 8 es  $|MWC| = 0.229$ . El resto de los modos estudiados presentan valores menores, indicando que su influencia en el comportamiento total de la estructura es aún menor. El comportamiento de  $|MWC|$  con respecto a la frecuencia se exhibe en la Figura 4.42.

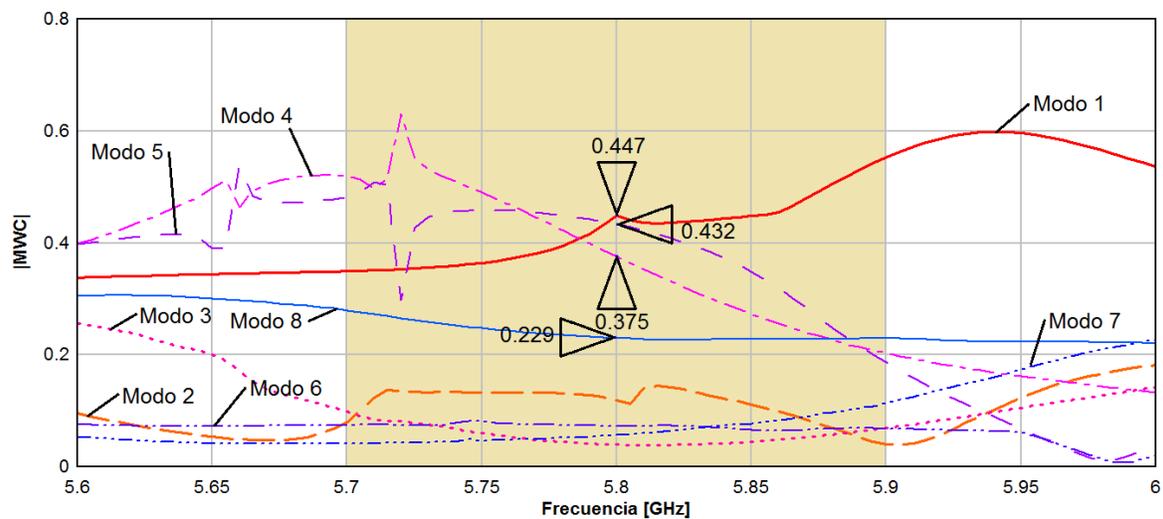


Figura 4.42: Comportamiento de la magnitud de los coeficientes de ponderación modal (MWC) de los primeros 8 modos para la estructura de la Figura 4.37.

El mínimo de densidad de corriente en los modos 1, 2, 5 y 8 presentado en el centro de la estructura implica la ausencia de flujo de corriente de un parche hacia otro en

esa región. Por lo tanto, y a pesar de su influencia en el comportamiento total de la corriente  $\bar{J}$ , se dedujo que la contribución de estos modos al acoplamiento entre antenas copolares no es tan relevante. Por el contrario, los modos que carecen de este mínimo global localizado, es decir los modos 3, 4, 6 y 7 tienen mayor importancia en el acoplamiento total entre elementos; tal como se puede apreciar en la Figura 4.41 c), d), f), y g). En esos modos existe una trayectoria de corriente de importante magnitud entre elementos copolares. De esta propiedad se dedujo que las distribuciones de corriente propias de los modos 3, 4, 6 y 7 tienen influencia en la pérdida de aislamiento entre radiadores copolares. Sin embargo, de ellos solamente el modo 4 presenta un  $|MWC|$  destacable, de 0.375, mientras que el resto no supera la cota  $|MWC| > 0.072$  a 5.8 GHz. Por lo tanto, de entre los primeros ocho modos, solamente el modo 4 tiene influencia importante en el acoplamiento mutuo entre antenas copolares.

Considerando el análisis previo, la DGS debe bloquear el flujo de corriente del modo 4 que atraviesa el centro del arreglo, mientras no perturbe en lo general el comportamiento del resto de las corrientes modales. En consecuencia, y con base en el análisis anterior, se propuso que la estructura DGS consistiera en un par de ranuras delgadas en forma de cruz a lo largo y ancho del sustrato, intersecadas en el centro geométrico del arreglo, tal como se muestra en la Figura 4.43 a). La distribución de corriente en el plano de tierra después de la inserción de la estructura imperfecta puede observarse en la Figura 4.43 b). Tomando como fundamento que las isocurvas de la Figura 4.39 y de la Figura 4.43 b) se encuentran a la misma escala, puede comprobarse que la corriente acoplada en la antena copolar al parche excitado se ve disminuida.

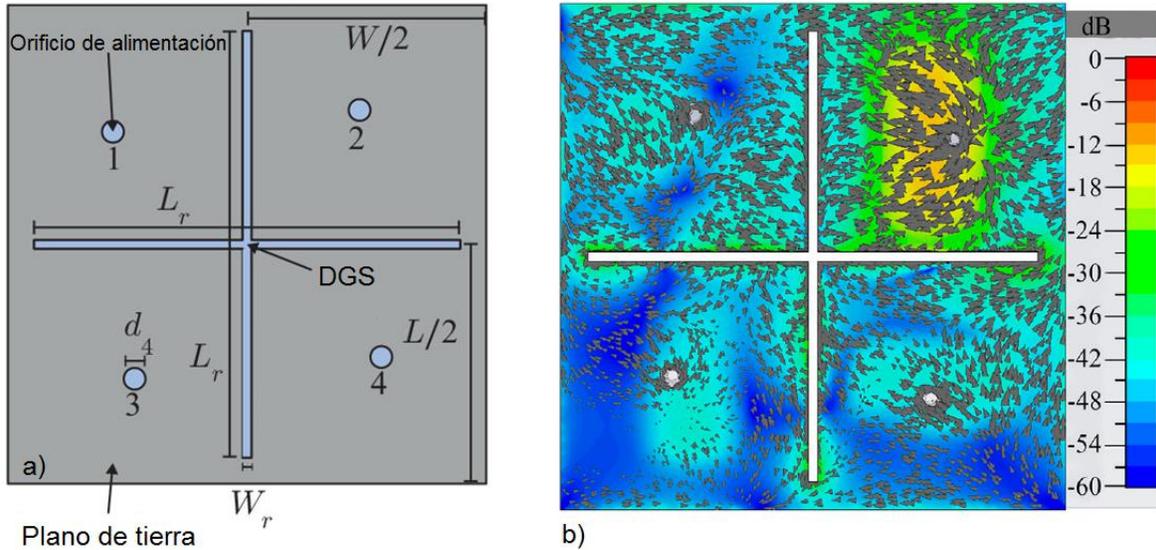


Figura 4.43: a) Geometría de la DGS propuesta para el arreglo de simetría rotacional. b) Diagrama de isocurvas y de flechas del comportamiento total de la densidad de corriente superficial en el plano de tierra del arreglo.

Las dimensiones de las ranuras fueron determinadas mediante un análisis paramétrico, con énfasis en el aislamiento entre elementos copolares, el cual se determina mediante el parámetro  $S_{14}$ . Como se mostró en la Figura 4.38, el valor más alto del parámetro  $S_{14}$  (en dB) del arreglo sin DGS dentro del ancho de banda bajo estudio fue de -28 dB. La Figura 4.44 muestra el cambio del comportamiento de este parámetro con respecto a la dimensión  $L_r$ . En particular el caso  $L_r = 49$  mm permite obtener el menor valor de  $S_{14}$  de -35.84 dB a 5.8 GHz, lo que implica un aumento del aislamiento entre puertos de más de 7 dB con respecto al modelo sin DGS. Por su parte, y después de que el análisis paramétrico de la variable  $W_r$  revelara que existe una variación poco significativa del parámetro  $S_{14}$  para diferentes valores, se estableció que  $W_r = 1$  mm. Esto implica que el área de la estructura imperfecta es de  $97 \text{ mm}^2$ , es decir, solamente 3.2 % del área total del plano de tierra.

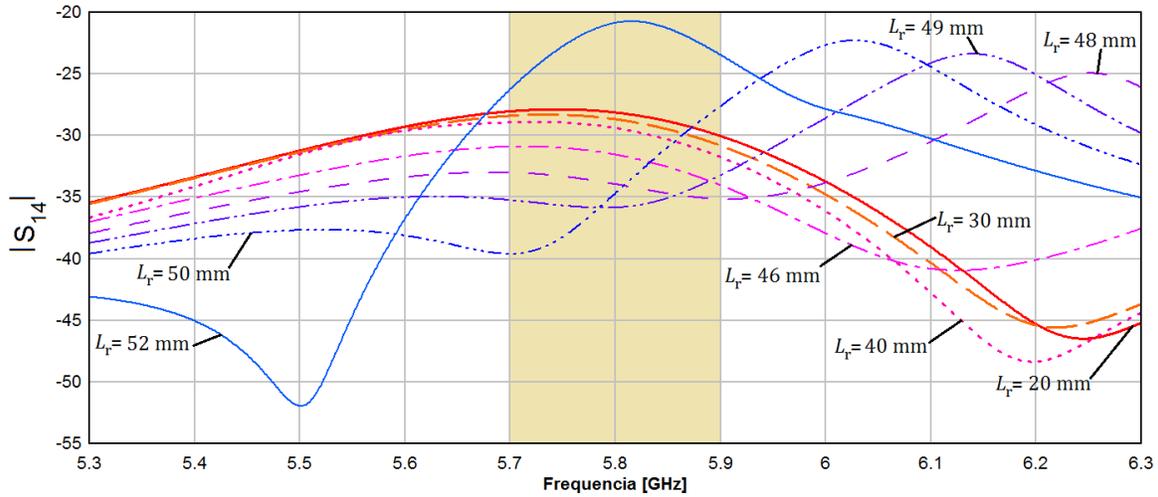


Figura 4.44: Modificación del parámetro  $|S_{14}|$  con respecto a la magnitud del parámetro  $L_r$

El comportamiento de los parámetros S de la estructura con acoplamiento mutuo disminuido, calculado mediante simulación, se muestra en la Figura 4.45. Como se puede comprobar por comparación con la Figura 4.38, el aislamiento entre los puertos de antenas copolares, medido con el parámetro  $S_{14}$ , fue reducido efectivamente sin modificar la frecuencia de resonancia de los radiadores, o impactar negativamente en el parámetro  $S_{12}$ .

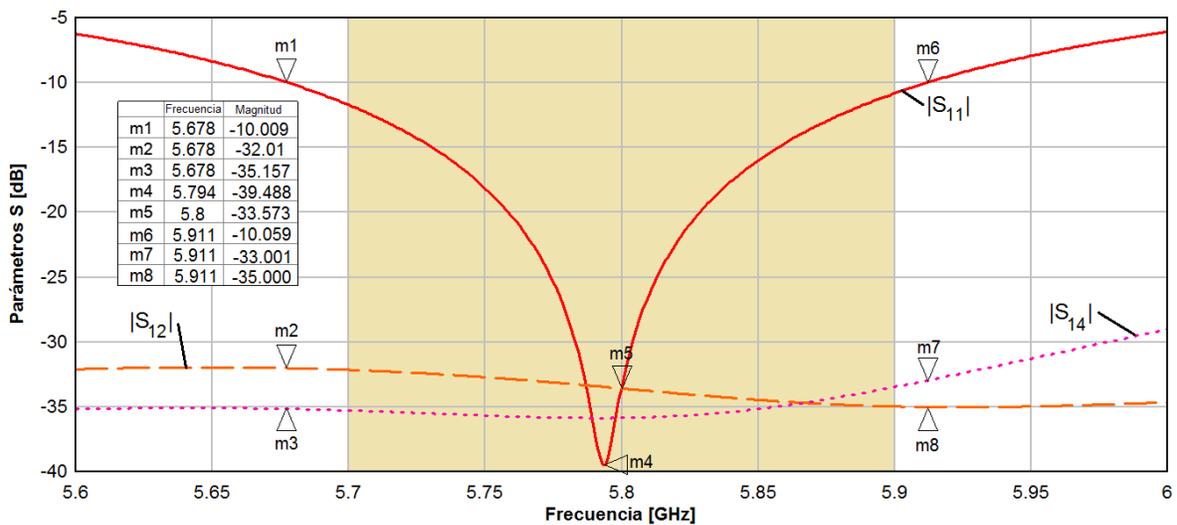


Figura 4.45: Comportamiento del módulo de los parámetros S del arreglo de antenas de simetría rotacional con DGS.

La eficiencia de radiación y la eficiencia total fueron obtenidas mediante simulación empleando el método FDTD. Su comportamiento con respecto a la frecuencia puede observarse en la Figura 4.46, junto con la eficiencia de multiplexión entre los elementos 1 y 2 del arreglo, calculada mediante la Ecuación (2.10). Los valores de eficiencia de multiplexión entre dos elementos cualesquiera del arreglo con DGS estudiado en simulación fueron muy similares entre sí, por lo cual solamente se muestra una sola curva de  $\eta_{mux}$ . La eficiencia total fue superior a 85 % en todo el intervalo de frecuencias bajo estudio, por lo cual queda validado el uso de la técnica de los parámetros S para calcular el *ECC*.

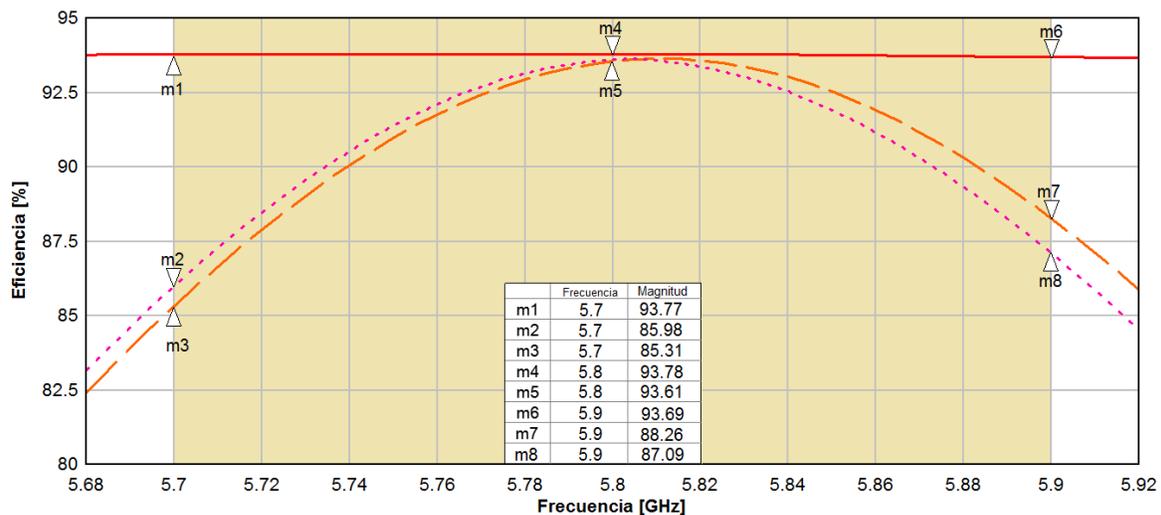


Figura 4.46: Eficiencia de radiación, eficiencia total y eficiencia de multiplexión entre dos antenas del arreglo con simetría rotacional, con DGS.

Por motivos de claridad de la gráfica, en la Figura 4.47 solamente se graficó el parámetro *ECC* del arreglo con DGS, calculado mediante el método de los parámetros S, y mediante el método del campo lejano presentado en esta tesis. Puede observarse, una vez más, que el método de campos calculó valores superiores de *ECC* en todo el intervalo de frecuencias, comparado con el método de los parámetros de dispersión. Mientras que el mayor valor de *ECC* empleando la Ecuación (2.4) fue de  $2.85 \times 10^{-6}$  a 5.7 GHz, y fue obtenido para las antenas 1 y 4, a

esa misma frecuencia, entre las mismas antenas, el método de campo lejano predijo un valor de  $ECC$  de  $4.13 \times 10^{-4}$ , un nivel 144 veces mayor. Se enfatiza de nueva cuenta la importancia de utilizar el método con mayor exactitud posible para calcular el  $ECC$ , incluso en arreglos de antenas entre las cuales ya ha sido disminuida la interacción electromagnética no deseada. Sin embargo, en cualquier caso, el modelo con acoplamiento disminuido tiene un  $ECC$  aceptable para su aplicación en sistemas con diversidad.

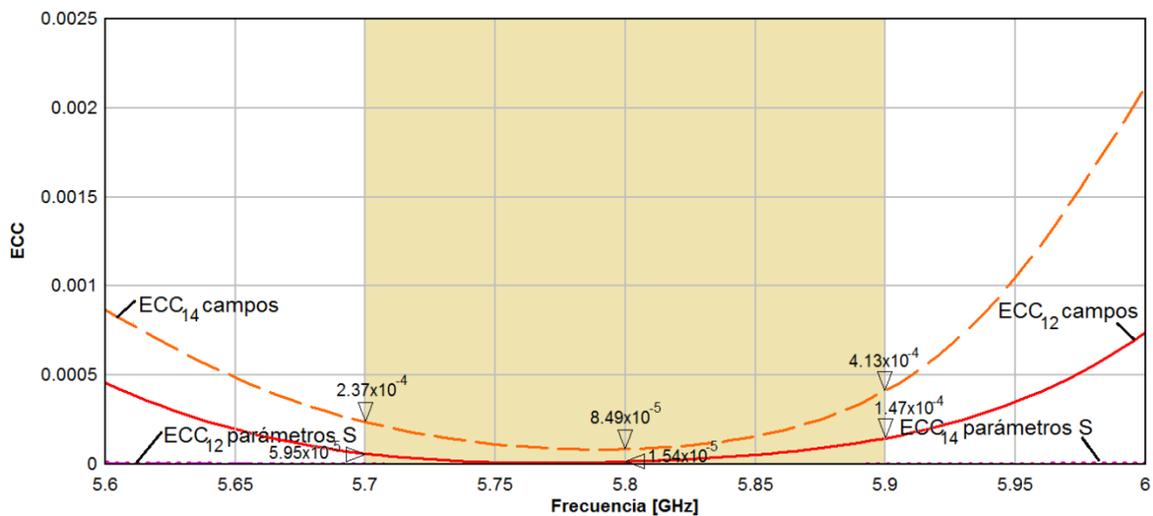


Figura 4.47: ECC del arreglo implementado con cuatro parches con simetría rotacional y DGS, calculado mediante el método de campo lejano y el método de los parámetros de dispersión

### 4.3.4 Construcción y caracterización del arreglo de cuatro radiadores rectangulares con DGS

Después del diseño, análisis de los arreglos y aplicación de las técnicas de aislamiento electromagnético, con el propósito de comparar y validar los resultados obtenidos mediante simulación, se construyeron dos arreglos de cuatro antenas con simetría rotacional, uno sin DGS y otro con estructura de tierra imperfecta, en un sustrato Taconic RF-45 0620 con  $\epsilon_r = 4.5$ ,  $h = 1.57$  mm y  $\tan \delta = 0.0039$ , con las dimensiones señaladas en la Figura 4.37 y la Figura 4.43. Los parámetros de

dispersión de ambos prototipos se midieron en el laboratorio, así como los patrones de radiación y ganancia. La Figura 4.48 b) muestra el prototipo construido sin DGS, mientras que los parámetros de dispersión medidos se presentan en la Figura 4.48 a), donde se puede comprobar que el parámetro de aislamiento (con módulo en dB) más elevado, dentro del intervalo bajo estudio, es  $S_{14}$ . Análogamente, la Figura 4.49 a) permite comprobar que la inserción de la estructura imperfecta en el plano de tierra reduce en forma efectiva el valor de dicho parámetro en todo el intervalo de frecuencias de interés, manteniéndose todos los parámetros  $S_{ik}$  por debajo de -32 dB.

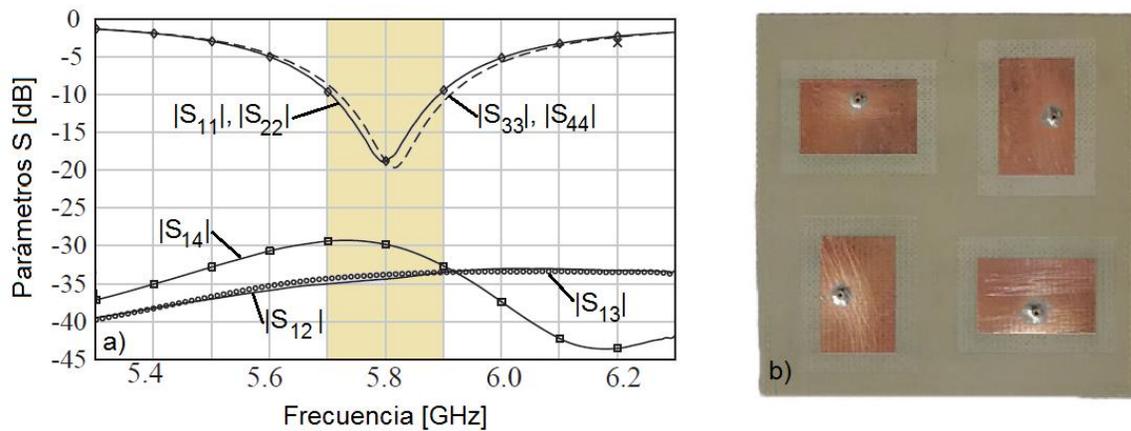


Figura 4.48: a) Comportamiento de la módulo de los parámetros  $S$  respecto a la frecuencia del prototipo sin DGS. b) Fotografía del arreglo de antenas con simetría rotacional

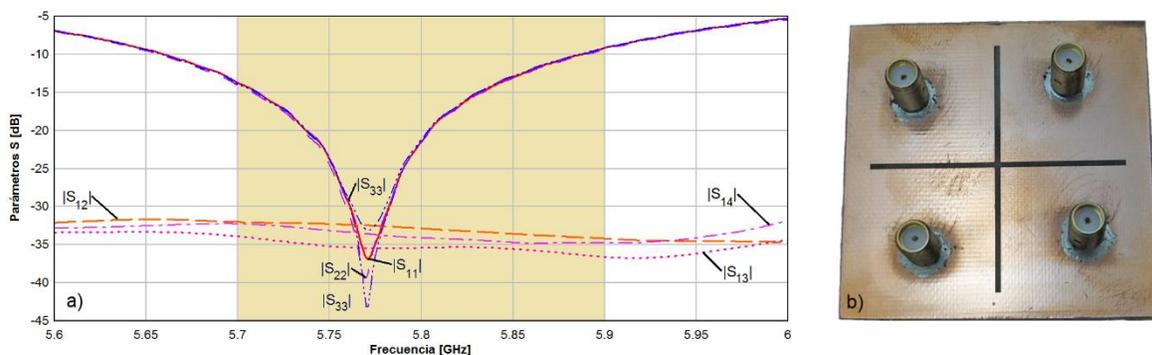


Figura 4.49: a) Parámetros  $S$  del prototipo implementado con cuatro parches con simetría rotacional y DGS. b) Vista inferior del prototipo implementado.

La medición del patrón de radiación de ambos prototipos permitió encontrar que éste no se ve impactado negativamente en forma significativa, como se vislumbró originalmente. La Figura 4.50 muestra la comparación del patrón de radiación medido en el plano E para un elemento del arreglo, mientras el resto de encuentra acoplado a una carga. La forma del lóbulo principal y ancho de haz no se ven afectados en forma negativa, mientras que el impacto en la radiación de polarización cruzada es un incremento de 3 dB alrededor de la dirección del lóbulo principal. Sin embargo, y comparado con antenas del mismo tipo, el nivel de polarización cruzada es considerablemente bajo [153]. Se demuestra que la reducción de 3.2 % del área del plano de tierra al crear la estructura defectuosa tiene un impacto reducido en el comportamiento de radiación del arreglo bajo estudio.

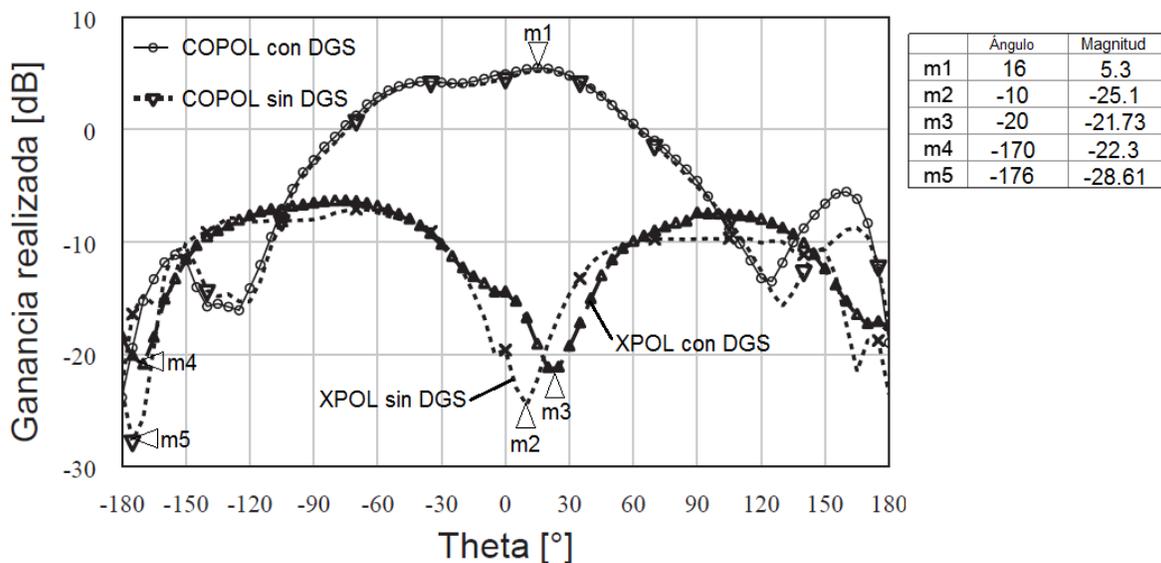


Figura 4.50: Patrón de radiación en el plano E de la antena 1, medido a 5.77 GHz, para el prototipo implementado sin y con DGS. Se muestran las radiaciones en la polarización de interés (COPOL), y en la polarización cruzada (XPOL).

Debido a limitaciones en el equipo de medición de radiación de campo lejano, solamente se caracterizó el ECC del prototipo implementado con DGS empleando el método de los parámetros de dispersión. Sin embargo, y como se demostró a lo

largo de esta tesis, y en particular en la Figura 4.47, los valores de *ECC* empleando el método de campo lejano y el método de los parámetros S son suficientemente cercanos entre sí. Como puede observarse en la Figura 4.51, los valores mayores dentro del intervalo de interés ocurren para las antenas 1 y 2, mientras que los valores menores de *ECC* son entre las antenas 1 y 4, con lo que se demuestra la eficiencia del método de desacoplamiento propuesto. Todos los valores de *ECC* dentro del intervalo de frecuencias bajo estudio es muy inferior a la cota mínima de 0.5, por lo que el prototipo puede ser considerado apto para aplicaciones de comunicaciones con diversidad.

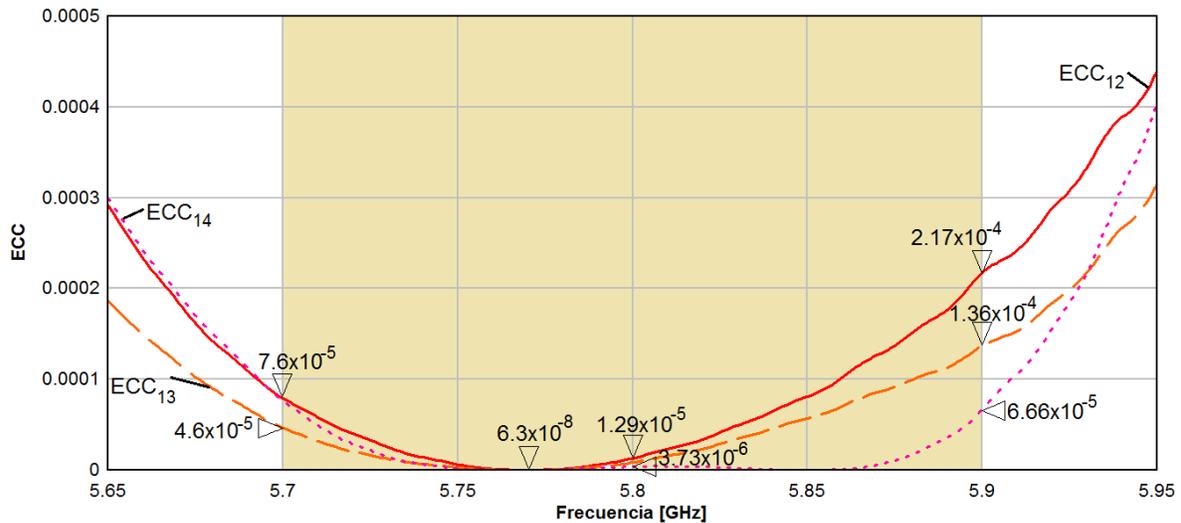


Figura 4.51: *ECC* medido entre pares de antenas del prototipo implementado con DGS.

La ganancia de diversidad entre pares de elementos fue medida para las antenas 1 y 2, 1 y 3, y 1 y 4 empleando la Ecuación (2.6). La gráfica del comportamiento de la DG respecto a la frecuencia, expresado en dB, se muestra en la Figura 4.52. Como es esperable, el punto máximo de la curva ocurre en la frecuencia de resonancia de los elementos, es decir, a 5.77 GHz, en donde se alcanzan los 10 dB. El valor mínimo de *DG* dentro del intervalo de frecuencias de interés ocurre para la curva entre los elementos 1 y 2 para 5.9 GHz.

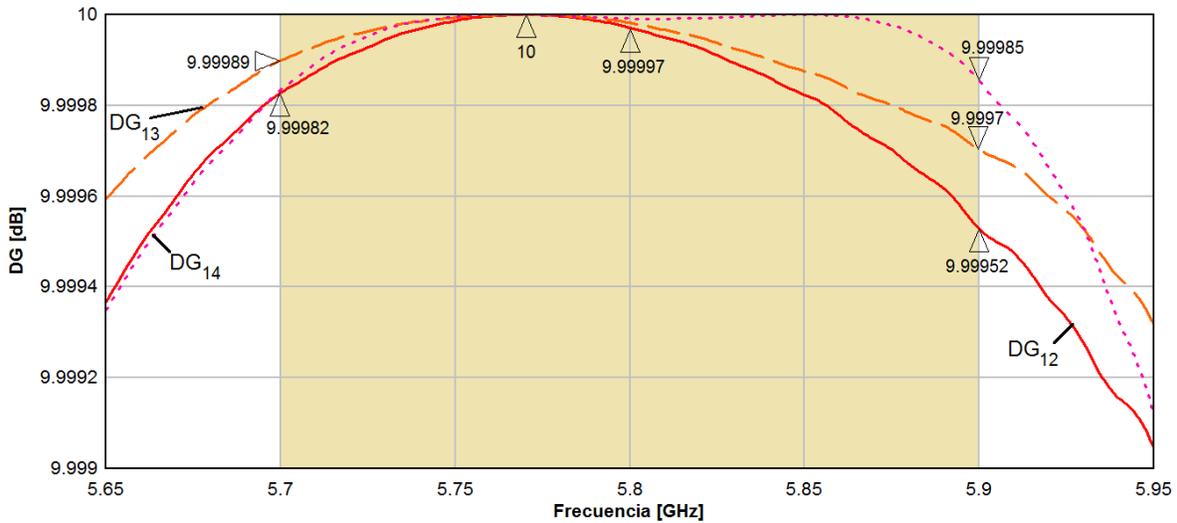


Figura 4.52: Comportamiento de la DG respecto a la frecuencia para pares de antenas del prototipo implementado con DGS

En la Figura 4.53 se muestra una comparación respecto a la pérdida de capacidad de canal para el prototipo con DGS, con respecto a las pérdidas de capacidad asociadas al prototipo sin DGS. De la Figura se puede concluir que el arreglo de antenas con DGS tiene un impacto negativo muy reducido en el desempeño general del arreglo, dada su extremadamente baja interacción electromagnética indeseada entre radiadores. De nueva cuenta, el valor mínimo se encuentra en la frecuencia de resonancia de las antenas, y el valor mínimo de pérdida de capacidad causado por el prototipo con DGS es un orden de magnitud menor que la pérdida asociada con el prototipo sin el mecanismo de desacoplamiento.

Para completar el estudio del prototipo propuesto y su aplicación a sistemas de diversidad, se realizó el cálculo del TARC mediante la Ecuación (3.13) en donde se sustituyó el valor de la matriz de parámetros de dispersión obtenida mediante mediciones. Se estableció  $N = 4$  y se emplearon diferentes valores para  $\theta_1$ ,  $\theta_2$  y  $\theta_3$ . El proceso se realizó para el arreglo con y sin DGS. Los resultados de las curvas del TARC para los diferentes valores de  $\theta$  se presentan en la Figura 4.54. De esta Figura se puede deducir que la familia de curvas de TARC del prototipo con DGS

presenta mayor convergencia lo cual significa que el ancho de banda del sistema de antenas es más independiente de  $\theta_i$ . Además, se observa que la profundidad del coeficiente de reflexión en cada puerto, descrito por el parámetro  $S_{ii}$ , es mayor para el arreglo con DGS en comparación con el sistema de radiadores sin DGS. Adicionalmente se obtiene que el ancho de banda de impedancia del arreglo con DGS es más amplio, aproximadamente en 50 MHz. Es importante resaltar la reducción del acoplamiento mutuo ( $|S_{ij}|$ ) de un par de elementos puede jugar un papel positivo muy importante en ancho de banda de impedancia del arreglo de antenas.

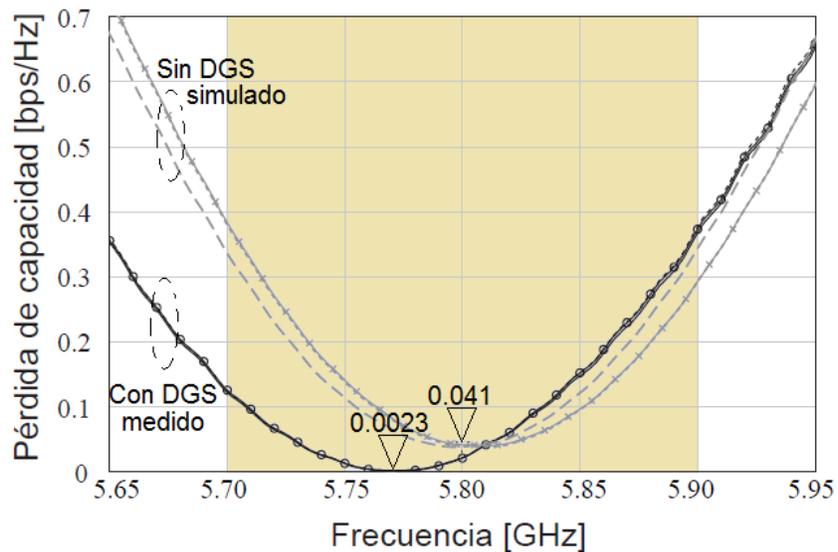
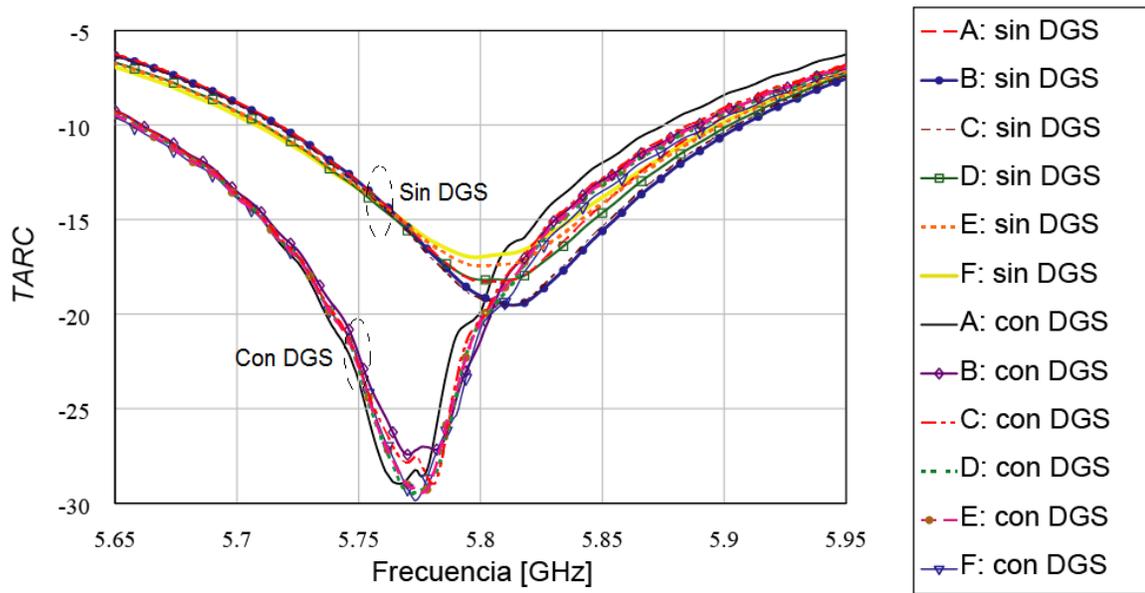


Figura 4.53: Pérdida de capacidad de canal causada por el uso del prototipo con DGS y sin DGS.

En la Tabla 4.9 se muestra una comparación entre los resultados obtenidos al desarrollar el arreglo de radiadores rectangulares de circuito impreso, empleando el método de modos característicos como técnica para diseñar una DGS para incrementar el aislamiento entre elementos. Del análisis de dicha Tabla se puede concluir que en este trabajo se obtuvieron los mayores valores de aislamiento de todas las referencias comparadas; adicionalmente, se puede afirmar que el

incremento en el aislamiento electromagnético entre radiadores. Por medio de la DGS, no impacta negativamente en otros parámetros importantes del sistema de antenas, como es la ganancia de los radiadores y su eficiencia.



- |  |  |
|--|--|
| A: $\theta_1=0^\circ, \theta_2=0^\circ, \theta_3=0^\circ$      | D: $\theta_1=120^\circ, \theta_2=270^\circ, \theta_3=90^\circ$ |
| B: $\theta_1=60^\circ, \theta_2=120^\circ, \theta_3=270^\circ$ | E: $\theta_1=180^\circ, \theta_2=60^\circ, \theta_3=120^\circ$ |
| C: $\theta_1=90^\circ, \theta_2=180^\circ, \theta_3=60^\circ$  | F: $\theta_1=270^\circ, \theta_2=90^\circ, \theta_3=180^\circ$ |

Figura 4.54: Análisis de TARC del prototipo sin DGS y del prototipo con DGS. Por motivos de claridad se grafican solamente algunas curvas representativas de la familia.

La Tabla 4.9 permite destacar que el sistema de cuatro antenas que fue propuesto en este trabajo de tesis tiene resultados comparables con otros encontrados en la literatura reciente, destacando particularmente en ganancia, *ECC*, y eficiencia de radiación. De los resultados obtenidos en esta sección de la tesis se puede afirmar que método de modos característicos puede ser un medio eficiente para diseñar DGS que reduzcan el acoplamiento mutuo en arreglos de radiadores de circuito impreso.

Tabla 4.9: Comparación entre resultados obtenidos en este trabajo y otras publicaciones similares del estado del arte

Trabajo	$f_0$ , [GHz]	Área	Método desacoplamiento	$ S_{ij} $ máx [dB]	G pico [dBi]	Eficiencia	ECC	DG máx.
[184]	1.84	$0.43\lambda_0 \times 0.43\lambda_0$	Diversidad de polarización	-24	3.03	No reportado	0.01	No reportado
[185]	3.5	$0.8\lambda_0 \times 1.58\lambda_0$	Diversidad de polarización	-15	2.5	No reportado	0.027	9.96 dB
[186]	5.2	$0.86\lambda_0 \times 0.86\lambda_0$	Diversidad de polarización	-26	3.3	No reportado	0.002	No reportado
[147]	2.54	$0.4\lambda_0 \times 0.8\lambda_0$	Posicionamiento +MTM	-10	-0.8	29 %	0.022	No reportado
[109]	5.8	$1.25\lambda_0 \times 1.16\lambda_0$	Posicionamiento	-25	3.77	52 %	0.903	No reportado
[164]	5.5	$0.55\lambda_0 \times 0.55\lambda_0$	Diversidad de patrón	-18	5	No reportado	0.25	No reportado
[142]	6	$0.6\lambda_0 \times 0.88\lambda_0$	Diversidad de patrón	-19	3.95	>90 %	0.04	9.85 dB
[187]	1.91	$0.43\lambda_0 \times 0.6\lambda_0$	DGS	-10	2.5	>71 %	0.23	9.95 dB
[188]	2.45	$0.85\lambda_0 \times 0.45\lambda_0$	Diversidad de patrón y espacial	-10	3.05	73 %	0.009	9.98 dB
Este trabajo	5.8	$1.06\lambda_0 \times 1.06\lambda_0$	Diversidad de polarización +DGS	-32	5.3	>84 %	$1 \times 10^{-4}$	10 dB

## 4.4 Conclusiones

En este Capítulo se presentó una propuesta de colocación de antenas en arreglo tal que permite reducir el espacio ocupado entre 70 y 72 % comparado con un arreglo en retícula triangular equilátera convencional, sin causar una degradación significativa de los parámetros de ganancia y nivel de lóbulos laterales con respecto a un arreglo lineal. Estos resultados se obtuvieron mediante la colocación de una sola línea de neutralización que conecta los dos arreglos colineales, la cual permite reducir el coeficiente  $S_{21}$  en simulación hasta en 22.88 dB, alcanzando un valor mínimo de -32 dB.

Los resultados de la simulación fueron comprobados en laboratorio, obteniendo dos arreglos lineales entrelazados con ganancia realizada de 9.11 dB y una reducción del acoplamiento de hasta 21.25 dB medidos en el coeficiente  $S_{21}$  entre sus puertos.

Se utilizaron los parámetros multiantenas para demostrar la superioridad de esta propuesta frente a otras similares publicadas en la literatura reciente, y se brindó como caso práctico, la adecuada interpretación de dichos parámetros en diferentes etapas de diseño, con el fin de demostrar su cambio para diferentes niveles de interacción electromagnética. Se aplicaron las ecuaciones de *ECC* y *TARC* propuestas en el Capítulo 3 y se comprobaron las conclusiones obtenidas en él: el *ECC* es efectivamente disminuido cuando el aislamiento entre los puertos se incrementa, incluso aunque ambos arreglos colineales apunten su lóbulo principal hacia la misma posición. La familia de curvas de *TARC* presenta menos variaciones conforme el módulo del coeficiente  $S_{ij}$  disminuye, y quedó demostrado que varias aproximaciones encontradas en el estado del arte no son capaces de describir adecuadamente el comportamiento de un arreglo de antenas, incluso con valores de aislamiento bajos.

La comparación realizada entre esta propuesta y otras similares encontradas en la literatura reciente permiten postular que la solución encontrada con una sola línea de neutralización supera a las demás en términos de aislamiento entre puertos, parámetros de diversidad y dimensiones físicas ocupadas.

Por otra parte, también se presentó en este Capítulo una propuesta de arreglo de cuatro antenas de microcinta con baja radiación en polarización cruzada, para su operación en la banda de 5.8 GHz, con un ancho de banda de impedancia de elemento mayor a 200 MHz. Se disminuyó el acoplamiento electromagnético entre pares de radiadores mediante la formación de una estructura imperfecta en el plano de tierra, la cual fue diseñada con base en un análisis de modos característicos realizado a la estructura, con el fin de obtener más información respecto a las corrientes superficiales en el plano de tierra.

El incremento del aislamiento entre puertos causado por la inserción de la estructura imperfecta se vio reflejado en el mejoramiento de los parámetros de diversidad, particularmente notorio en el *ECC* y el *TARC*, ambos medidos y comprados con los procedimientos matemáticos descritos en este trabajo doctoral.

Los dos métodos de incremento del aislamiento entre puertos de antena descritos en este Capítulo utilizan la modificación de las corrientes superficiales en el sistema de antenas. La propuesta de la Sección 4.2 crea una conexión galvánica que permite la circulación de una corriente que contrarresta a las corrientes parásitas inducidas en la antena víctima, lo cual impacta en la reducción de la interacción total entre los radiadores vecinos. Por su parte, la propuesta de la Sección 4.3 implica la modificación de la estructura del plano de tierra, la cual causa un cambio en la trayectoria de las corrientes superficiales en este plano; de esta manera se tiene la potencialidad que los puertos reduzcan su acoplamiento mutuo.

En este Capítulo se utilizó la caracterización de los parámetros multipuerto tanto en la etapa de diseño como posterior a la implementación, para demostrar el efecto que tienen los métodos de reducción del acoplamiento mutuo bajo estudio. En ambos casos, los parámetros multiantena permitieron llegar a conclusiones que la mera inspección y análisis del parámetro  $S_{ij}$  no posibilitan deducir. Adicionalmente, en su aplicación práctica se hicieron señalamientos importantes sobre el coeficiente de correlación de envolventes y del coeficiente de reflexión activa total.

## Capítulo 5 | Conclusiones y trabajo futuro

En este trabajo doctoral se realizó una investigación teórico-experimental acerca del comportamiento y mejoramiento del desempeño de antenas para uso en sistemas con diversidad espacial, que pueden incluir, pero no limitarse, a sistemas full-dúplex biestáticos, sistemas de comunicación de múltiples entradas y múltiples salidas, sistemas de detección de ángulo de arribo de señales de radiofrecuencia y sistemas de acceso múltiple por división de espacio. El presente trabajo está centrado en el diseño y evaluación de antenas de múltiples puertos, teniendo en consideración los siguientes objetivos: tamaño pequeño, alto nivel de aislamiento, conservación del ancho de banda de sistema, baja correlación entre campos radiados, máxima ganancia de diversidad, entre otros.

Dentro del trabajo doctoral se presentan contribuciones que facilitan la comprensión, evaluación e interpretación del coeficiente de correlación de envolventes, y respecto al coeficiente de reflexión activo total, las cuales son dos métricas importantes para la caracterización de arreglos de antenas, empleados en sistemas de telecomunicaciones que emplean diversidad espacial. Este Capítulo sintetiza los puntos más relevantes de este trabajo de tesis; articula las contribuciones originales en el área de la ciencia y tecnología de sistemas, y propone trabajo para futura investigación.

En esta tesis se hizo un análisis sobre los arreglos de antenas aplicados en sistemas de comunicaciones recientes, y especialmente en el caso de la telefonía celular. Se hizo un estudio sobre las motivaciones y ventajas mencionadas en la literatura de la colocación de conjuntos de antenas en ambos extremos del enlace para incrementar el desempeño de los transceptores de radiocomunicación, a cambio de cierto sacrificio de las dimensiones ocupadas.

Las tecnologías que requieren múltiples antenas, como los sistemas de acceso múltiple por división de espacio, los sistemas de múltiples entradas y múltiples salidas, y los sistemas full-dúplex biestáticos, tienen varias ventajas sobre aquellas implementaciones que utilizan una sola antena, principalmente en términos de eficiencia espectral, confiabilidad, compatibilidad electromagnética y uso eficiente de la energía. Estas propiedades hacen que el uso de múltiples antenas tenga un papel fundamental en las tecnologías de cuarta y quinta generación de telefonía celular, las cuales presentan una convergencia con otros sistemas de radiocomunicación. A la postre, el incremento de velocidad de transmisión y la disminución de la latencia que se pueden conseguir por utilizar transceptores multiantena será traducido en el incremento de dispositivos conectados en red.

Sin embargo, para evitar un incremento insostenible del espacio ocupado por sistemas de varias antenas, los investigadores en teoría electromagnética aplicada han desarrollado métodos para disminuir la interacción entre los campos electromagnéticos radiados por antenas a distancias próximas, cada uno con sus respectivas ventajas y limitaciones estudiadas aquí. Se estudiaron también las consecuencias de no mitigar el acoplamiento electromagnético entre radiadores próximos.

En este trabajo se analizaron las características y desventajas de los métodos de desacoplamiento de antenas mediante un estudio del estado del arte, el cual también permitió fundamentar las siguientes aseveraciones:

- En la literatura de antenas, el grado de efectividad o pertinencia de un arreglo de elementos es función, entre otros factores, del nivel de aislamiento entre puertos de antena, y éste se determina: 1) por comparación del módulo de las corrientes

inducidas entre una antena y otra, 2) mediante el coeficiente de transmisión de potencia, o 3) calculando los parámetros multipuerto del conjunto de antenas.

- Los parámetros multiantena tienen la doble función de permitir la caracterización y ulterior comparación de prototipos de sistemas de antenas, así como de comprobar la efectividad de los métodos de desacoplamiento de antenas para sistemas. Un solo parámetro multiantena no permite el conocimiento completo de las propiedades de una antena o un arreglo de ellas, por lo que es necesario recurrir a la mayoría de ellos para tener un conocimiento más completo sobre el prototipo por caracterizar.

- De entre los parámetros multiantenas, el *ECC* es el parámetro más utilizado en la literatura científica y tecnológica relacionada con sistemas de diversidad de antenas, ya que permite conocer el grado de correlación o similitud entre los patrones de radiación de las antenas del arreglo, o la correlación entre los subcanales del sistema de comunicaciones. Sin embargo, los métodos para calcular el coeficiente en cuestión son muy variados en complejidad, condiciones iniciales y certeza respecto al valor final calculado, por lo cual dos prototipos caracterizados mediante diferentes ecuaciones de *ECC* son en principio imposibles de comparar equitativamente; hacerlo podría implicar un error metodológico.

- El *TARC* es el único parámetro multiantena que proporciona información sobre el comportamiento de un sistema con respecto a la fase de las señales recibidas. Sin embargo, y como se demostró en este trabajo, su uso en la literatura reciente ha sido deficiente como consecuencia de un entendimiento incompleto por parte de los investigadores que lo han utilizado para caracterizar sistemas de antenas y sus métodos de desacoplamiento, lo cual ha conducido a un conjunto de aplicaciones inapropiadas.

- El *TARC* también permite entender y aplicar el concepto de ancho de banda de impedancia de un sistema de antenas, el cual, en general, difiere con el ancho

de banda de impedancia de un solo elemento del arreglo. Sin embargo, y aunque varios investigadores han reportado el coeficiente *TARC* de forma adecuada, son pocos los casos en los que el ancho de banda de impedancia de un sistema de antenas es caracterizado y reportado. En el presente trabajo se establecen las condiciones que deben cumplir los arreglos de radiadores para que el ancho de banda de impedancia de un arreglo se aproxime al ancho de banda de impedancia de cada elemento del arreglo.

- El estudio del estado del arte realizado en el contexto de este trabajo doctoral permitió detectar un conjunto de desviaciones en la interpretación y caracterización del coeficiente de correlación de envolventes, y del coeficiente de reflexión activa total. Esto motivó al análisis matemático de ambos parámetros para establecer sus limitaciones, y así hacer propuestas con métodos teóricos y prácticos para su aplicación e interpretación de resultados.

Con base en los enunciados anteriores, esta tesis doctoral presenta las siguientes contribuciones a la ciencia y tecnología de antenas para sistemas de radiocomunicaciones de cuarta y quinta generación:

1. La generalización de la ecuación del *TARC* para  $N$  puertos involucrados en un sistema multiantena. Esta generalización otorga una posibilidad mayor de entender e identificar todos los fenómenos correspondientes al hecho de recibir diversas señales, con diferentes fases en todos los elementos que conforman el arreglo de  $N$  puertos de antenas. Esto es una ventaja considerable a los resultados presentados en un conjunto de publicaciones del estado del arte, donde el análisis del *TARC* se muestra para pares de antenas, es decir, si un arreglo está conformado por 4 o más antenas, se reportaba el efecto de esta métrica conforme a la antena 1 a la antena 2, de la 1 a la 3 y así sucesivamente. Hasta antes del desarrollo de este trabajo, en la literatura solo existía el desarrollo para  $N \leq 4$ .

2. La demostración de la influencia de la relación entre los valores del módulo de los coeficientes de la matriz de dispersión de la red de microondas bajo estudio, sumada a la ya conocida influencia de las fases de las señales recibidas por las antenas. La condición  $|S_{ii}| > |S_{ij}|$  para todo  $i, j$ , en todo el intervalo de frecuencias de interés, permite que el desempeño del sistema muestre muy baja sensibilidad a los valores presentados por las variables  $\theta_i$ . Esta es una condición altamente deseable en sistemas en los que el ángulo de fase de las señales recibidas es de gran relevancia, como los sistemas de comunicaciones MIMO, los sistemas radioelectrónicos de detección de ángulo de arribo, entre otros.

3. La demostración matemática de los casos en los que el coeficiente *TARC* es únicamente dependiente de los valores de fase, y ejemplos en la literatura científica reciente en los que este fenómeno ocurre, mediante la presentación de una ecuación del coeficiente en términos trigonométricos. Esta misma demostración permite explicar con solidez que, conforme se incrementa el número de elementos, crece la relevancia del uso de la ecuación más general, en detrimento de simplificaciones encontradas en la literatura.

4. La demostración mediante numerosos ejemplos que las ecuaciones simplificadas del coeficiente *TARC* pueden causar un análisis inexacto del sistema de antenas bajo estudio, e incluso desprender conclusiones equivocadas si son aplicados a modelos o prototipos que no cumplen las condiciones dictadas en este trabajo doctoral.

5. La definición estricta de ancho de banda de impedancia de sistema de antenas, la cual no se había determinado mediante ejemplos prácticos en la literatura. En esta tesis se explican sus diferencias con el ancho de banda de impedancia de una sola antena, y se muestra en qué casos ambos conceptos son convergentes.

6. La demostración de que la evaluación de las variables  $\theta_i$  debe realizarse para la mayor cantidad posible de valores entre 0 y  $2\pi$  rad, a diferencia de como se ha realizado en múltiples trabajos encontrados en la literatura, donde solamente se caracterizaron algunos valores entre 0 y  $\pi$  rad, siendo este último intervalo insuficiente para presentar un análisis completo del comportamiento del ancho de banda impedancia del sistema. En forma secundaria, se mostró que el ancho de banda de impedancia del sistema de antenas puede estar delimitado por dos curvas cualesquiera del coeficiente *TARC*, por lo que se tiene mayor certidumbre del verdadero valor de este parámetro conforme más valores de  $\theta_i$  son calculados y graficados.

7. Un análisis que muestra que dos de los programas de más amplio uso entre investigadores y desarrolladores de dispositivos de radiofrecuencia para la resolución de problemas de electromagnetismo, presentan resultados desiguales en el cálculo del Coeficiente de Correlación de Envoltentes (*ECC*), debido tanto a la disparidad del método de resolución de las ecuaciones de Maxwell en los modelos de estructuras electromagnéticas, como a la diferencia del procedimiento del cálculo del coeficiente.

8. Una contribución tendiente a resolver el problema anterior es la propuesta de un algoritmo derivado de la discretización de la ecuación exacta del coeficiente de correlación de envoltentes entre los campos electromagnéticos generados por dos antenas cercanas entre sí, utilizando los valores de campo eléctrico radiado por ellas en su región de Fraunhofer, obtenidos mediante cálculo por computadora. Este nuevo procedimiento presenta las siguientes ventajas y propiedades:

- a. Calcula el coeficiente *ECC* hasta 77 veces más rápidamente que dos herramientas comerciales de amplio uso entre investigadores y desarrolladores de dispositivos de radiofrecuencia.

- b. No depende de la configuración geométrica del arreglo de antenas bajo estudio, a diferencia de las herramientas comerciales, donde este factor sí es trascendente.
- c. Permite disminuir la complejidad del cálculo mediante computadora del coeficiente y es independiente de los valores de eficiencia de radiación, eficiencia total o factor de autoacoplamiento de los radiadores bajo estudio, ya que no depende de parámetros secundarios para la determinación del coeficiente, sino que calcula la correlación entre los campos radiados de forma directa.

9. Un análisis comparativo de desempeño en cuestión de tiempo de simulación empleando ANSYS HFSS versión 15 y CST Microwave Studio versión 2016, el cual demuestra tiempos de simulación menores para CST que para HFSS para el mismo modelo.

10. Una propuesta de técnica de reducción de dimensiones de arreglos lineales de antenas de parche utilizando una línea de neutralización, tal que se permite una disminución del área ocupada de hasta 72 % del área sin afectar severamente sus propiedades de radiación.

11. Un prototipo de arreglos de parches triangulares desacoplados mediante una sola línea de neutralización; se comprobó la disminución de más de 20 dB del acoplamiento electromagnético entre arreglos, así como la medición de una ganancia de 9 dB, superior a las propuestas en la literatura reciente. La caracterización en laboratorio del *ECC* y del *TARC* comprueba que su uso es adecuado en aplicaciones del estándar IEEE 802.11 con esquemas de múltiples antenas.

12. Una propuesta de arreglo de tamaño pequeño, con cuatro antenas para aplicaciones de alta ganancia y con baja radiación en polarización cruzada, con

aislamiento entre puertos superior a los 32 dB. El aislamiento entre puertos es superior a 32 dB, y fue mejorado mediante la inserción de una estructura imperfecta en el plano de tierra, diseñada mediante un análisis de los modos característicos de la estructura.

13. La caracterización en laboratorio del *ECC* y del *TARC* de un prototipo de un arreglo de cuatro antenas de microcinta de alta ganancia y baja radiación en polarización cruzada; se comprobó la disminución del acoplamiento electromagnético de más de 7 dB entre puertos, así como la medición de una ganancia de 5.3 dB, superior a las propuestas en la literatura reciente.

## Resultados originales relevantes

Los principales resultados originales obtenidos al realizar el proyecto de investigación de esta tesis de doctorado fueron publicados en diferentes artículos en revistas especializadas del área:

- **E. Fritz-Andrade**, H. Jardón-Aguilar y J. A. Tirado-Méndez, «Mutual Coupling Reduction of Two 2x1 Triangular-Patch Antenna Array Using a Single Neutralization Line for MIMO Applications,» *Radioengineering*, vol. 27, nº 4, pp. 976-982, 2018.
- **E. Fritz-Andrade**, H. Jardon-Aguilar y J. A. Tirado-Mendez, «The correct application of total active reflection coefficient to evaluate MIMO antenna systems and its generalization to N ports,» *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. e22113, pp. 1-10, 2019.
- **E. Fritz-Andrade**, J. A. Tirado-Mendez y H. Jardon-Aguilar, «Comments on “Tapered Fed Compact UWB MIMO-Diversity Antenna With a Dual Band-Notched

Characteristics”,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, n° 1, p. 614, 2020.

- **E. Fritz-Andrade**, A. Perez-Miguel, R. Gomez-Villanueva y H. Jardon-Aguilar, «Characteristic mode analysis applied to reduce the mutual coupling of a four-element patch MIMO antenna using a defected ground structure,» *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 14, n° 2, pp. 215-226, 2020.
- **E. Fritz-Andrade**, A. Perez-Miguel, H. Jardon-Aguilar, J. A. Tirado-Mendez, «Discrete formulation of ECC EM-Field equation for analysis in MIMO antenna systems» sometido a revisión en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*.

Adicionalmente, y como parte de este trabajo de investigación, se contribuyó a otros resultados sobre arreglos de antenas para sistemas MIMO, que se obtuvieron en el grupo de investigación donde se realizó la presente tesis, los principales son:

- J. A. Tirado-Méndez, R. Gómez-Villanueva, H. Jardón-Aguilar, **E. Fritz-Andrade**, A. Rangel-Merino, «UWB MIMO antenna implemented with orthogonal quasi-circular slot dipole radiators,» *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 29, 2019.
- R. Flores-Leal, **E. Fritz-Andrade**, J. Tirado-Méndez, Á. Pérez-Miguel y H. Jardón-Aguilar, «Antena MIMO de banda ancha con baja intermodulación pasiva». Patente en trámite MX/E/2019/066222, solicitada el 3 septiembre 2019 en México.

## Trabajo futuro

El autor y otros investigadores podrían considerar las siguientes sugerencias para expandir los resultados presentados en esta tesis doctoral, realizando investigación:

1. Extender el estudio de los arreglos colineales a arreglos lineales de más elementos. Estudiar la interacción entre arreglos de 2x1 elementos, 4x1 elementos, y así sucesivamente.
2. Evaluar el desempeño del método de reducción de acoplamiento mutuo mediante línea de neutralización en arreglos colineales de antenas circulares.
3. Estudiar el impacto de las ondas superficiales en el arreglo de antenas de parche con simetría rotacional, analizando el impacto de una EBG coplanar a las antenas.
4. Estudiar el comportamiento de métodos de reducción del acoplamiento mutuo en arreglos con lóbulo principal ágil.
5. Aplicar el algoritmo propuesto para el cálculo del *ECC* de otros tipos de arreglos, y analizar sus ventajas y limitaciones.
6. Ampliar el estudio del método de modos característicos al diseño de estructuras de tierra imperfecta como medio de reducción de acoplamiento mutuo entre radiadores de otros tipos de arreglos de antenas de circuito impreso.
7. Investigar el efecto de objetos cercanos en el nivel de *ECC* y de *TARC* de dispositivos que emplean arreglos de antenas.

# Referencias

- [1] GSMA Intelligence, «Understanding 5G: Perspectives on Future Technological advancements in mobile,» GSM Association, Londres, 2014.
- [2] G. Mehdi y M. Roshchin, «Electricity Consumption Constraints for Smart-home Automation: An Overview of Models and Applications,» Energy Procedia, vol. 83, pp. 60-68, 2015.
- [3] Sage, C.; Carpenter, D. O.; et al, «Bioinitiative Report: A rationale for a biology-exposure standards for low-intensity electromagnetic radiation,» 2012.
- [4] Instituto Federal de Telecomunicaciones, «Disposición Técnica IFT-008-2015: Sistemas de radiocomunicación que emplean la técnica de espectro disperso-Equipos de radiocomunicación por salto de frecuencia y por modulación digital a operar en las bandas 902-928 MHz, 2400-2483.5 MHz y 5725-5850 MHz-E,» Diario Oficial de la Federación, Distrito Federal, 2015.
- [5] A. Nordrum y K. Clark, «Everything You Need to Know About 5G,» IEEE Spectrum, 27 enero 2017. [En línea]. Available: <https://spectrum.ieee.org/video/telecom/wireless/everything-you-need-to-know-about-5g>. [Último acceso: 10 abril 2018].
- [6] GSMA Intelligence, «Understanding 5G: Perspectives on future technological advancements in mobile,» GSM Association, Londres, 2014.
- [7] 3rd Generation Partnership Project, «TR 21.915,» Valbonne, 2019.
- [8] OpenSignal, Inc., «State of Mobile Networks: USA (February 2017),» OpenSignal, Londres, 2017.
- [9] J. Kimery, «5G: Is it ready for take off?,» Microwave Journal, vol. 60, nº 12, pp. 24-24, 2017.
- [10] Unión Internacional de Telecomunicaciones, sector Radiocomunicación, «Recommendation ITU-R M.2083-0 (09/2015) IMT Vision – Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond,» International Telecommunications Union, Génova, 2015.
- [11] Cisco Systems, «Cisco Virtual Networking Index: Forecast and Methodology, 2016-2021,» 2017.

- [12] E. Fritz-Andrade, J. A. Tirado-Mendez y H. Jardon-Aguilar, «Comments on “Tapered Fed Compact UWB MIMO-Diversity Antenna With a Dual Band-Notched Characteristics”,» IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 68, nº 1, p. 614, 2020.
- [13] E. Fritz-Andrade, H. Jardon-Aguilar y J. A. Tirado-Mendez, «The correct application of total active reflection coefficient to evaluate MIMO antenna systems and its generalization to N ports,» International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, vol. e22113, pp. 1-10, 2019.
- [14] National Instruments, «5G New Radio: Introduction to the Physical Layer,» 2018.
- [15] A. Zaidi, F. Athley, J. Medbo, U. Gustavsson, G. Durisi y X. Chen, «5G Physical Layer: Principles, Models and Technology Components,» Elsevier, Londres, 2018.
- [16] E. Markakis, «The in-band full duplexing wireless exploiting self-interference cancellation techniques: algorithms, methods and emerging applications,» de Cloud and fog computing in 5G mobile networks: emerging advances and applications, Londres, The Institution of Engineering and Technology, 2017, pp. 57-94.
- [17] N. Reiskarimian y H. Krishnaswamy, «Magnetic-free Non-Reciprocity Based on Staggered Commutation,» Nature Communications, vol. 4, 2016.
- [18] M. Jain, J. I. Choi, T. M. Kim, D. Bharadia, S. Seth, K. Srinivasan y et.al, «Practical, Real-time, Full Duplex Wireless,» de International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom), Las Vegas, 2011.
- [19] S. Goyal, P. Liu, S. S. Panwar, R. A. DiFazio, R. Yang y E. Bala, «Full Duplex Cellular Systems: Will Doubling Interference Prevent Doubling Capacity?,» IEEE Communications Magazine, vol. 53, nº 5, pp. 121-127, 2015.
- [20] J. I. Choi, M. Jain, K. Srinivasan, P. Levis y S. Katti, «Achieving single channel, full duplex wireless communication,» de Proceedings of 16th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom), Chicago, 2010.
- [21] M. Zheng, Z. ZhengQuan, D. ZhiGuo, F. PingZhi y L. HengChao, «Key techniques for 5G wireless communications: network architecture, physical layer,

and MAC layer perspectives,» *Science China Information Sciences*, vol. 58, pp. 1-20, 2015.

[22] H. Krishnaswamy y G. Zussman, «Full-Duplex Chip Will Create a Wireless Bandwidth Bonanza,» *IEEE Spectrum*, nº 6, 2016.

[23] E. A. Etellisi, M. Elmansouri y D. S. Filipovic, «Wideband monostatic simultaneous transmit and receive (STAR) antenna,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, nº 1, pp. 6-15, 2016.

[24] J. Zhou, T. H. Chuang, T. Dinc y H. Krishnaswamy, «Integrated Wideband Self-Interference Cancellation in the RF Domain for FDD and Full-Duplex Wireless,» *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 50, nº 12, pp. 3015-3031, 2015.

[25] K. Haneda, E. Kahra, S. Wyne y e. al., «Measurement of loop-back interference channels for outdoor-to-indoor full-duplex radio relays,» de *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Barcelona, 2010.

[26] J. Zhou, «Integrated Full Duplex Radios,» *IEEE Communications Magazine*, vol. 55, nº 4, pp. 142-151, 2017.

[27] T. Dinc, A. Chakrabarti y H. Krishnaswamy, «A 60 GHz CMOS Full-Duplex Transceiver and Link with Polarization-Based Antenna and RF Cancellation,» *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 51, nº 5, pp. 1125-1140, 2016.

[28] J. Tang, S. Lambbotharan y S. Pomeroy, «Interference cancellation and alignment techniques for multiple-input and multiple-output cognitive relay networks,» *IET Signal Processing*, vol. 7, nº 3, pp. 188-200, 2013.

[29] G. Sanjay, P. Liu, S. S. Panwar, R. A. DiFazio, R. Yang y E. Bala, «Full duplex cellular systems: will doubling interference prevent doubling capacity?,» *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, nº 5, pp. 121-127, 2015.

[30] D. Bharadia, E. McMillin y S. Katti, «Full Duplex,» de *ACM SIGCOMM*, Hong Kong, 2013.

[31] OpenSignal, «SINGAPORE Mobile Network Experience Report June 2019,» 2019.

[32] OpenSignal, «MEXICO Mobile Network Experience Report April 2019,» 2019.

- [33] Institute of Electrical and Electronics Engineers, «IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas,» IEEE Std 145-2013 (Revision of IEEE Std 145-1993), 2014.
- [34] National Telecommunications and Information Administration, «Antenna Models for Electromagnetic Compatibility Analysis - technical memorandum TM-13-489,» U.S. Department of Commerce, 2012.
- [35] C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, Hoboken: John Wiley and Sons, 2016.
- [36] F. Losee, RF Systems, Components, and Circuits Handbook, Norwood: Artech House, 2005.
- [37] R. J. Mailloux, Phased Array Antenna Handbook, Norwood: Artech House, 2005.
- [38] Y. Huang y K. Boyle, Antennas: from theory to practice, Singapur: John Wiley and Sons, 2008.
- [39] H. J. Visser, Array and Phased Array Antenna Basics, Londres: John Wiley and Sons, 2005.
- [40] E. G. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson y T. L. Marzetta, «Massive MIMO for Next Generation Wireless Systems,» IEEE Communications Magazine, vol. 52, nº 2, pp. 186-195, 2014.
- [41] Rohde & Schwarz, «Millimeter-Wave Beamforming: Antenna Array Design Choices & Characterization,» 28 octubre 2016. [En línea]. Available: [https://www.rohde-schwarz.com/applications/millimeter-wave-beamforming-antenna-array-design-choices-characterization-white-paper\\_230854-325249.html](https://www.rohde-schwarz.com/applications/millimeter-wave-beamforming-antenna-array-design-choices-characterization-white-paper_230854-325249.html). [Último acceso: 27 septiembre 2019].
- [42] A. Alkhateeb, J. Mo, N. Gonzalez-Prelcic y R. W. Heath, «MIMO Precoding and Combining Solutions for Millimeter-Wave Systems,» IEEE Communications Magazine, vol. 52, nº 12, pp. 122-131, 2014.
- [43] F. DeFlaviis, L. Jofre, J. Romeu y A. Grau, Multi-Antenna Systems for MIMO Communications, Morgan & Claypool, 2008.
- [44] F. H. Lin y Z. N. Chen, «A Method of Suppressing Higher Order Modes for Improving Radiation Performance of Metasurface Multiport Antennas Using

Characteristic Mode Analysis,» IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 66, n° 4, pp. 1894-1902, 2018.

[45] R. F. Harrington, «Theory of loaded scatterers,» Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, vol. 111, n° 4, pp. 617-623, 1964.

[46] A. C. Gately, D. J. R. Stock y B. R. Cheo, «A network description for antenna problems,» Proceedings of the IEEE, vol. 56, n° 7, pp. 1181-1193, 1968.

[47] R. C. Hansen, Phased Array Antennas, Nueva York: John Wiley and Sons, 2001.

[48] H. T. Hui, «Decoupling Methods for the Mutual Coupling Effect in Antenna Arrays: A Review,» Recent Patents on Engineering, vol. 1, n° 2, pp. 187-192, 2007.

[49] Y. Yu, H. Lui, C. H. Niow y H. T. Hui, «Improved DOA Estimations Using the Receiving Mutual Impedances for Mutual Coupling Compensation: An Experimental Study,» IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 10, n° 7, pp. 2228-2233, 2011.

[50] Z. Ying, C.-Y. Chiu, K. Zhao, S. Zhang y S. He, «Antenna Design for Diversity and MIMO Application,» de Handbook of Antenna Technologies, Singapur, Springer, 2016, pp. 1493-1497.

[51] N. P. Lawrence, B. W.-H. Ng, H. J. Hansen y D. Abbott, «5G Terrestrial Networks: Mobility and Coverage—Solution in Three Dimensions,» IEEE Access, vol. 5, pp. 8064-8093, 2017.

[52] C. Chiu y J. M. R. D. Yan, «Compact Three-Port Orthogonally Polarized MIMO Antennas,» IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 6, pp. 619-622, 2007.

[53] P. Horváth y I. Frigyes, «SAT02-6: Application of the 3D polarization concept in satellite MIMO systems,» de Proceedings of IEEE Global Communications Conference (GlobeComm), San Francisco, 2006.

[54] S. Sirianunpiboon, S. D. Howard, A. R. Calderbank y L. M. Davis, «Fully-Polarimetric MIMO to Improve Throughput and Reliability across Propagation Conditions,» de IEEE 70th Vehicular Technology Conference Fall, Anchorage, 2009.

- [55] M.-Y. Li, Y.-L. Ban, Z.-Q. Xu, J. Guo y Z.-F. Yu, «Tri-Polarized 12-Antenna MIMO Array for Future 5G Smartphone Applications,» *IEEE Access*, vol. 6, pp. 6160-6170, 2018.
- [56] M. Koohestani, A. A. Moreira y A. K. Skrivervik, «A Novel Compact CPW-Fed Polarization Diversity Ultrawideband Antenna,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 563-566, 2014.
- [57] A. Dastranj, «Low-profile ultra-wideband polarisation diversity antenna with high isolation,» *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 11, nº 10, pp. 1363-1368, 2017.
- [58] P. Gao, S. He, X. Wei, Z. Xu, N. Wang y Y. Zheng, «Compact Printed UWB Diversity Slot Antenna With 5.5-GHz Band-Notched Characteristics,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 376-379, 2014.
- [59] K. M. Mak, H. W. Lai, K. M. Luk y C. H. Chan, «A compact four-port patch antenna for MIMO application,» de 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Lisboa, 2015.
- [60] A. Boukarkar, X. Q. Lin, Y. Jiang, L. Y. Nie, P. Mei y Y. Q. Yu, «A Miniaturized Extremely Close-Spaced Four-Element Dual-Band MIMO Antenna System With Polarization and Pattern Diversity,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, nº 1, pp. 134-137, 2018.
- [61] R. Anitha, P. V. Vinesh, K. C. Prakash, P. Mohanan y K. Vasudevan, «A Compact Quad Element Slotted Ground Wideband Antenna for MIMO Applications,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, nº 10, pp. 4550-4553, 2016.
- [62] Z. Ying, «Antennas in Cellular Phones for Mobile Communications,» *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, nº 7, pp. 2286-2296, 2012.
- [63] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Hoboken: John Wiley & Sons, 2012.
- [64] S. Dossche, S. Blanch y J. Romeu, «Optimum antenna matching to minimise signal correlation on a two-port antenna diversity system,» *Electronics Letters*, vol. 40, nº 19, pp. 1164-1165, 2004.

- [65] A. Toktas, «G-shaped band-notched ultra-wideband MIMO antenna system for mobile terminals,» *IET Microwaves Antennas & Propagation*, vol. 11, nº 5, pp. 718-725, 2017.
- [66] L. Zhao y K. Wu, «A Decoupling Technique for Four-Element Symmetric Arrays With Reactively Loaded Dummy Elements,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, nº 8, pp. 4416-4421, 2014.
- [67] A. Diallo, C. Luxey, P. L. Thuc, R. Staraj y G. Kossiavas, «Study and Reduction of the Mutual Coupling Between Two Mobile Phone PIFAs Operating in the DCS1800 and UMTS Bands,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, nº 11, pp. 3063-3074, 2006.
- [68] R. Liu, X. An, H. Zheng, M. Wang, Z. Gao y E. Li, «Neutralization Line Decoupling Tri-Band Multiple-Input Multiple-Output Antenna Design,» *IEEE Access*, vol. 8, pp. 27018-27026, 2020.
- [69] S. Zhang y G. F. Pedersen, «Mutual Coupling Reduction for UWB MIMO Antennas With a Wideband Neutralization Line,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 166-169, 2016.
- [70] Y. Yu, X. Liu, Z. Gu y L. Yi, «Design of a highly isolated two-element three-frequency patch antenna array,» de 2016 *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, Fajardo, 2016.
- [71] Y. Yu, L. Yi, X. Liu y Z. Gu, «Mutual coupling reduction of dual-frequency MIMO array with neutralization lines,» de 2015 *Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Nanjing, 2015.
- [72] C. Mao, S. S. Gao, Y. Wang y J. T. S. Sumantyo, «Compact Broadband Dual-Sense Circularly Polarized Microstrip Antenna/Array With Enhanced Isolation,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, nº 12, pp. 7073-7082, 2017.
- [73] V. G. Veselago, «The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$ ,» *Soviet Physics Uspekhi*, vol. 10, nº 4, 1968.
- [74] E. Fritz-Andrade, J. A. Tirado-Mendez, H. Jardon-Aguilar y R. Flores-Leal, «Application of complementary split ring resonators for size reduction in patch

antenna arrays,» *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 31, nº 16, pp. 1755-1768, 2017.

[75] X. Wang, Y. Wang, Y. Hu, Y. He y Z. Yan, «Analysis of Wireless Power Transfer Using Superconducting Metamaterials,» *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 29, nº 2, pp. 1-5, 2019.

[76] A. F. Mota, A. Martins, P. L. L. Bertarini y B. V. Borges, «Dispersion Management With Microwave Chirped Pulses in Metamaterials in the Negative Refraction Regime,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 1377-1380, 2015.

[77] H. Taghvaei, A. Cabellos-Aparicio, J. Georgiou y S. Abadal, «Error Analysis of Programmable Metasurfaces for Beam Steering,» *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, 2020.

[78] M. Bagmanci, M. Karaaslan, O. Akgol y C. Sabah, «Extremely-broad band metamaterial absorber for solar energy harvesting based on star shaped resonator,» *Optical and Quantum Electronics*, vol. 49, nº 7, 2017.

[79] G. Á. Jiménez-Guzmán, J. A. Tirado-Méndez y H. Jardón-Aguilar, «Three-layered circular patch antennas array with UC-PBG for wider bandwidth and surface wave propagation mode attenuation at X-band,» *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 60, nº 11, pp. 2676-2683, 2018.

[80] N. Wang, J. Tong, W. Zhou, W. Jiang, J. Li, X. Dong y S. Hu, «Novel Quadruple-Band Microwave Metamaterial Absorber,» *IEEE Photonics Journal*, vol. 7, nº 1, 2015.

[81] K. Yu, X. Liu y Y. Li, «Mutual coupling reduction of microstrip patch antenna array using modified split ring resonator metamaterial structures,» de 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, San Diego, 2017.

[82] H. S. Farahani, M. Veysi, M. Kamyab y A. Tadjalli, «Mutual Coupling Reduction in Patch Antenna Arrays Using a UC-EBG Superstrate,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp. 57-59, 2010.

[83] A. Foudazi y K. M. Donnell, «Mutual coupling reduction in orthogonally fed aperture-coupled patch antennas via an integrated metasurface,» de 2017 IEEE

International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, San Diego, 2017.

[84] P. R. Prajapati, «Application of defected ground structure to suppress out-of-band harmonics for WLAN microstrip antenna,» International Journal of Microwave Science and Technology, vol. 2015, 2015.

[85] M. K. Khandelwal, B. K. Kanaujia and S. Kumar, "Defected ground structure: Fundamentals, analysis, and applications in modern wireless trends," International Journal of Antennas and Propagation, febrero 2017.

[86] X. Zhou, X. Quan y R. Li, «A Dual-Broadband MIMO Antenna System for GSM/UMTS/LTE and WLAN Handsets,» IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 11, pp. 551-554, 2012.

[87] S. Hwangbo, H. Y. Yang y Y. Yoon, «Mutual Coupling Reduction Using Micromachined Complementary Meander-Line Slots for a Patch Array Antenna,» IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 16, pp. 1667-1670, 2017.

[88] K. Wei, J. Li, L. Wang, Z. Xing y R. Xu, «S-shaped periodic defected ground structures to reduce microstrip antenna array mutual coupling,» Electronics Letters, vol. 52, nº 15, pp. 1288-1290, 2016.

[89] K. Wei, L. W. J. Li, Z. Xing y R. Xu, «Mutual Coupling Reduction by Novel Fractal Defected Ground Structure Bandgap Filter,» IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 64, nº 10, pp. 4328-4335, 2016.

[90] E. Fritz-Andrade, A. Perez-Miguel, R. Gomez-Villanueva y H. Jardon-Aguilar, «Characteristic mode analysis applied to reduce the mutual coupling of a four-element patch MIMO antenna using a defected ground structure,» IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 14, nº 2, pp. 215-226, 2020.

[91] R. Vaughan y J. B. Andersen, Channels, propagation and antennas for mobile communications, Londres: The Institution of Electrical Engineers (IET), 2003.

[92] M. S. Sharawi, «Printed Multi-Band MIMO Antenna Systems and Their Performance Metrics [Wireless Corner],» IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 55, nº 5, pp. 218-232, 2013.

- [93] S. Blanch, J. Romeu y I. Corbella, «Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description,» *Electronics Letters*, vol. 39, nº 9, pp. 705-707, 2003.
- [94] ANSYS, Inc., «HFSS Online Help,» Canonsburg, 2017.
- [95] Computer Simulation Technology AG, «CST Microwave Studio - Workflow & Solver Overview,» 2010. [En línea]. Available: [http://eee.guc.edu.eg/Courses/Communications/COMM905%20Advanced%20Communication%20Lab/Sessions/MWS\\_Tutorials.pdf](http://eee.guc.edu.eg/Courses/Communications/COMM905%20Advanced%20Communication%20Lab/Sessions/MWS_Tutorials.pdf). [Último acceso: 23 marzo 2020].
- [96] A. A. Smith, *Radio frequency principles and applications. The generation, propagation, and reception of signals and noise*, Nueva York: IEEE Press, 1998.
- [97] C. A. Balanis, «Antenna Measurements,» de *Antenna Theory: Analysis and design*, Hoboken, John Wiley & sons, 2016, pp. 981-1026.
- [98] I. Nadeem y D. Choi, «Study on Mutual Coupling Reduction Technique for MIMO Antennas,» *IEEE Access*, vol. 7, pp. 563-586, 2019.
- [99] M. Sharawi, *Printed MIMO antenna engineering*, Artech House, 2014.
- [100] M. A. Abdalla y A. A. Ibrahim, «Compact and Closely Spaced Metamaterial MIMO Antenna With High Isolation for Wireless Applications,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 1452-1455, 2013.
- [101] A. M. Abdelraheem, A. Elsaieed, M. A. Abdalla y A. Mahran, «Hybrid diversity for ECC enhancement of UWB MIMO antenna,» de *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, Fajardo, 2016.
- [102] G. Srinivas, D. Jabin y A. K. Singh, «Multiband MIMO antenna with reduction in mutual coupling and ECC,» de *2014 Students Conference on Engineering and Systems*, Allahabad, 2014.
- [103] S. Pramono y B. B. Subagio, «Mutual Coupling Reduction & Bandwidth Enhancement Using a Simple Folded Slot-Partial Ground Plane in Dualband MIMO Antenna,» de *2018 International Seminar on Intelligent Technology and Its Applications (ISITIA)*, Bali, 2018.
- [104] T. Farooqi, M. U. Khan, T. Hassan, R. Hussain, M. S. Sharawi y R. Mitra, «Reduction of Correlation Coefficient in Wideband MIMO Antennas using Partially

Reflective Surface,» de 2019 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Xi'an, 2019.

[105] J. Lee, S. Kim y J. Jang, «Reduction of Mutual Coupling in Planar Multiple Antenna by Using 1-D EBG and SRR Structures,» IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 63, nº 9, pp. 4194-4198, 2015.

[106] S. H. Chae, W. I. Kawk, S.-O. Park y K. Lee, «Analysis of mutual coupling in MIMO antenna array by TARC calculation,» de 2006 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), Yokohama, 2006.

[107] X. Chen, «Antenna correlation and its impact on multi-antenna system,» Progress In Electromagnetics Research B, vol. 62, p. 241–253, 2015.

[108] S. Clauzier, S. M. Mikki y Y. M. M. Antar, «A Generalized Methodology for Obtaining Antenna Array Surface Current Distributions With Optimum Cross-Correlation Performance for MIMO and Spatial Diversity Applications,» IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 14, pp. 1451-1454, 2015.

[109] M. S. Sharawi, A. T. Hassan y M. U. Khan, «Correlation coefficient calculations for MIMO antenna systems: a comparative study,» International Journal of Microwave and Wireless Technologies, vol. 9, nº 10, pp. 1991-2004, 2017.

[110] B.Wang, Y. Chang y Y. Sun, «Performance of the large-scale adaptive array antennas in the presence of mutual coupling,» IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 64, nº 6, 2016.

[111] G. Tsouslos, MIMO System Technology for Wireless Communications, Boca Raton: CRC Press, 2006.

[112] R. Mathur and S. Dwari, "8-port multibeam planar UWB-MIMO antenna with pattern and polarisation diversity," IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 13, no. 13, pp. 2297-2302, 2019.

[113] M. Andriychuk, «Linear antenna synthesis by an amplitude radiation pattern,» de 2016 21st International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON), Cracovia, 2016.

[114] N. O. P. H. J. Basherlou, Y. I. A. Al-Yasir, A. M. Abdulkhaleq, R. A. Abd-Alhameed y P. Excell, «Eight-Port MIMO Antenna System for 2.6GHz LTE Cellular

Communications,» Progress In Electromagnetics Research C, vol. 99, pp. 49-59, 2020.

[115] P. Hallbjorner, «The significance of radiation efficiencies when using S-parameters to calculate the received signal correlation from two antennas,» IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 4, pp. 97-99, 2005.

[116] H. Li, X. Lin, B. K. Lau y S. He, «Equivalent Circuit Based Calculation of Signal Correlation in Lossy MIMO Antennas,» IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 61, nº 10, pp. 5214-5222, 2013.

[117] S. M. Mikki y Y. M. M. Antar, «On Cross Correlation in Antenna Arrays With Applications to Spatial Diversity and MIMO Systems,» IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 63, nº 4, pp. 1798-1810, 2015.

[118] D. Sarkar y K. V. Srivastava, «Application of Cross-Correlation Greens Function Along With FDTD for Fast Computation of Envelope Correlation Coefficient Over Wideband for MIMO Antennas,» IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 65, nº 2, pp. 730-740, 2017.

[119] R. Cornelius, A. Narbudowicz, M. J. Ammann y D. Heberling, «Calculating the envelope correlation coefficient directly from spherical modes spectrum,» de 2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), París, 2017.

[120] K. Srivastava, S. Kumar, B. K. Kanaujia, S. Dwari, H. C. Choi y K. W. Kim, «Compact eight-port MIMO/diversity antenna with band rejection characteristics,» International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, pp. 1-13, 2020.

[121] T. Taga, «Analysis of Mean Effective Gain of Mobile Antennas in Land Mobile Radio Environments,» IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 39, nº 2, pp. 117-131, 1990.

[122] Y. Torabi y O. Reza, «Novel metamaterial compact planar MIMO antenna systems with improved isolation for WLAN application,» Wireless Personal Communications, vol. 102, nº 1, p. 399–410, 2018.

[123] H. Shin y J. H. Lee, «Capacity of multiple-antenna fading channels: spatial fading correlation, double scattering, and keyhole,» IEEE Transactions on Information Theory, vol. 49, nº 10, pp. 2636-2647, 2003.

- [124] R. Tian, B. Lau y Z. Ying, «Multiplexing efficiency of MIMO antennas,» IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 10, p. 183–186, 2011.
- [125] J. Gomez-Tagle y C. G. Christodoulou, «Broadband characterization of the active reflection coefficient of finite-sized phased array microstrip antennas,» de 2000 IEEE International Conference on Phased Array Systems and Technology (Cat. No.00TH8510), Dana Point, 2000.
- [126] Z. N. Chen, «Phased arrays,» de Handbook of antenna technologies, Singapur, Springer, 2016, pp. 1114-1160.
- [127] M. Manteghi y Y. Rahmat-Samii, «Multiport characteristics of a wide-band cavity backed annular patch antenna for multipolarization operations,» IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 53, nº 1, pp. 466-474, 2005.
- [128] S. H. Chae, S. Oh y S. Park, «Analysis of Mutual Coupling, Correlations, and TARC in WiBro MIMO Array Antenna,» IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 6, pp. 122-125, 2007.
- [129] Keysight Technologies, «Keysight EEsof EDA | EMPro | 3D Electromagnetic Modeling and Simulation | Environment Integrated with your ADS Design Flow,» 27 septiembre 2017. [En línea]. Available: <https://www.keysight.com/mx/en/assets/7018-02343/brochures/5990-4819.pdf>. [Último acceso: 7 junio 2020].
- [130] M. S. Sharawi, A. B. Numan y D. N. Aloï, «Isolation improvement in a dual-band dual element MIMO antenna system using capacitively loaded loops,» Progress in Electromagnetics Research, vol. 134, pp. 247-266, 2013.
- [131] R. Chithradevi y B. S. Sreeja, «A compat UWB MIMO antenna with high isolation and low correlation for wireless applications,» de 2017 IEEE International Conference on Antenna Innovations & Modern Technologies for Ground, Aircraft and Satellite Applications (iAIM), Bangalore, 2017.
- [132] C. L. S. Su y F. Chang, «Printed MIMO-Antenna System Using Neutralization-Line Technique for Wireless USB-Dongle Applications,» IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 60, nº 2, pp. 456-463, 2012.

- [133] D. W. Browne, M. Manteghi, M. P. Fitz y Y. Rahmat-Samii, «Experiments With Compact Antenna Arrays for MIMO Radio Communications,» IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 54, n° 11, pp. 3239-3250, 2006.
- [134] S. Su, C. Lee y F. Chang, «Printed MIMO-Antenna System Using Neutralization-Line Technique for Wireless USB-Dongle Applications,» IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 60, n° 2, pp. 456-463, 2012.
- [135] W. C. Zheng, L. Zhang, Q. X. Li y Y. Leng, «Dual-Band Dual-Polarized Compact Bowtie Antenna Array for Anti-Interference MIMO WLAN,» IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 62, n° 1, pp. 237-246, 2014.
- [136] Z. Z. Abidin, R. A. Abd-Alhameed, C. H. See, N. T. Ali y P. S. Excell, «Four element antenna array working at 2.4/5.2 GHz for wireless USB dongle applications,» de 2012 16th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, Yasmine Hammamet, 2012.
- [137] K. Mabrouki, B. Aouadi y J. B. Tahar, «Antenna array performances improved by double negative metamaterials,» de 2017 International Symposium on Networks, Computers and Communications (ISNCC), Marrakech, 2017.
- [138] S. I. Jafri, R. Saleem, M. F. Shafique y A. Brown, «Compact reconfigurable multiple-input-multiple-output antenna for ultra wideband applications,» IET Microwave, Antennas & Propagation, vol. 10, n° 4, pp. 413-419, 2016.
- [139] R. Chandel, A. K. Gautam y K. Rambabu, «Design and Packaging of an Eye-Shaped Multiple-Input–Multiple-Output Antenna With High Isolation for Wireless UWB Applications,» IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, vol. 8, n° 4, pp. 635-642, 2018.
- [140] T. Shabbir, R. Saleem, M. Bilal y M. Shafique, «UWB-MIMO doublet with split decoupling structure and defected grounds,» de 2017 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (NEMO), Sevilla, 2017.
- [141] S. P. Biswal y S. Das, «A printed 4x4 MIMO antenna with high isolation for WLAN application,» de 12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018), Londres, 2018.

- [142] S. P. Biswal y S. Das, «A 4x4 slot MIMO antenna for WLAN application,» de 2018 3rd International Conference on Microwave and Photonics (ICMAP), Dhanbad, 2018.
- [143] R. Chandel, A. K. Gautam y K. Rambabu, «Tapered Fed Compact UWB MIMO-Diversity Antenna With Dual Band-Notched Characteristics,» IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 66, n° 4, pp. 1677-1684, 2018.
- [144] N. O. Parchin, H. J. Basherlou, Y. I. A. Al-Yasir, A. M. Abdulkhaleq, R. A. Abd-Alhameed<sup>1</sup> y P. Excell, «Eight-Port MIMO Antenna System for 2.6GHz LTE Cellular Communications,» Progress In Electromagnetics Research C, vol. 99, pp. 49-59, 2020.
- [145] B. Aouadi y J. B. Tahar, «Four-element MIMO antenna with refined isolation thanks to spiral resonators,» de 2014 International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS), Marrakech, 2014.
- [146] Z. N. Chen, D. Liu, H. Nakano, X. Qing y Z. T. , Handbook of antenna technologies, Singapur: Springer, 2016.
- [147] M. S. Sharawi, M. U. Khan, A. B. Numan y D. N. Aloï, «A CSRR Loaded MIMO Antenna System for ISM Band Operation,» IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 61, n° 8, pp. 4265-4274, 2013.
- [148] J. A. Tirado-Méndez, R. Gómez-Villanueva, H. Jardón-Aguilar, E. Fritz-Andrade y et.al., «UWB MIMO antenna implemented with orthogonal quasi-circular slot dipole radiators,» International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, vol. 29, 2019.
- [149] R. Chithradevi y B. S. Sreeja, «A novel dual band square patch antenna with better isolation and low correlation,» de 2017 International Conference on Inventive Systems and Control (ICISC), Coimbatore, 2017.
- [150] E. Fritz-Andrade, R. Gomez-Villanueva, J. A. Tirado-Mendez, L. A. Vasquez-Toledo, A. Rangel-Merino y H. Jardon-Aguilar, «Broadband Four Elements PIFA Array for Access-Point MIMO Systems,» Progress In Electromagnetics Research C, vol. 106, pp. 163-176, 2020.

- [151] J. Guterman, A. A. Moreira, C. Peixeiro y Y. Rahmat-Samii, «User interaction with antenna arrays in MIMO-enabled laptops,» de 2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation, Berlín, 2009.
- [152] D. Sarkar, K. Saurav y K. V. Srivastava, «A compact four element CSRR-loaded antenna for dual band pattern diversity MIMO applications,» de 2016 46th European Microwave Conference (EuMC), Londres, 2016.
- [153] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl y A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Norwood: Artech House, 2001.
- [154] E. Fritz-Andrade, H. Jardón-Aguilar y J. A. Tirado-Méndez, «Mutual Coupling Reduction of Two 2x1 Triangular-Patch Antenna Array Using a Single Neutralization Line for MIMO Applications,» *Radioengineering*, vol. 27, nº 4, pp. 976-982, 2018.
- [155] T. Maruyama, K. Kihira y H. Miyashita, «Phased Arrays,» de *Handbook of Antenna Technologies*, Singapur, Springer, 2016, pp. 1113-1162.
- [156] M. A. Al-Tarifi, M. S. Sharawi y A. Shamim, «Massive MIMO antenna system for 5G base stations with directive ports and switched beamsteering capabilities,» *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 12, nº 10, pp. 1709-1718, 2018.
- [157] J.-S. Hong y M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, John Wiley & Sons, 2001, pp. 79-81.
- [158] E. Levine, G. Malamud, S. Shtrikman y D. Treves, «A study of microstrip array antennas with the feed network,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 31, nº 4, pp. 426-434, 1989.
- [159] W. L. Stutzman y G. A. Thiele, *Antenna Theory and*, Nueva York: Wiley, 1998.
- [160] M. A. Abdalla y A. M. Abdelraheem, «Compact transmit receive hybrid electromagnetic isolation in antenna array transceiver system for full duplex applications,» *IET Microwave, Antennas & Propagation*, vol. 11, nº 3, pp. 417-425, 2016.
- [161] A. Ghaloua, J. Zbitou, M. Latrach, L. E. Abdellaoui, A. Errkik y R. Mandry, «Mutual coupling reduction and miniaturization arrays antennas using new structure of EBG,» de 2017 International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS), Fez, 2017.

- [162] Y. S. H. Khraisat y M. M. Olaimat, «Comparison between rectangular and triangular patch antennas array,» de 2012 19th International Conference on Telecommunications (ICT), Jounieh, 2012.
- [163] C. Hannachi y S. O. Tatu, «Performance comparison of 60 GHz printed patch antennas with different geometrical shapes using miniature hybrid microwave integrated circuits technology,» IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 11, nº 1, p. 106–112, 2017.
- [164] G. Das, A. Sharma y R. K. Gangwar, «A Single Cylindrical Dielectric Resonator Based MIMO Antenna System for WiMAX Applications,» de 2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium — Spring (PIERS), San Petersburgo, 2017.
- [165] S.-L. Zuo, Y.-Z. Yin, W.-J. Wu, Z.-Y. Zhang y J. Ma, «Investigations of Reduction of Mutual Coupling Between Two Planar Monopoles Using Two  $\lambda/4$  Slots,» Progress in Electromagnetics Research Letters, vol. 19, pp. 9-18, 2010.
- [166] A. Andújar y J. Anguera, «MIMO multiband antenna system combining resonant and nonresonant elements,» Microwave and Optical Technology Letters, vol. 56, nº 5, pp. 1076-1084, 2014.
- [167] P. P. Bhavarthe, S. S. Rathod y K. T. V. Reddy, «Mutual coupling reduction in patch antenna using Electromagnetic Band Gap (EBG) structure for IoT application,» de 2018 International Conference on Communication information and Computing Technology (ICCICT), Bombay, 2018.
- [168] A. Boukarkar, X. Q. Lin, Y. Jiang, L. Y. N. P. Mei y Y. Q. Yu, «"A Miniaturized Extremely Close-Spaced Four-Element Dual-Band MIMO Antenna System With Polarization and Pattern Diversity,» IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 17, nº 1, pp. 134-137, 2018.
- [169] S. Kharche, G. S. Reddy, J. Mukherjee y R. Gupta, «Mutual coupling reduction by using tilted variable length srr like structure in uwb mimo antennas,» de 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, San Diego, 2017.
- [170] G. Zhai, Z. N. Chen y X. Qing, «Mutual Coupling Reduction of a Closely Spaced Four-Element MIMO Antenna System Using Discrete Mushrooms,» IEEE

Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 64, nº 10, pp. 3060-3067, 2006.

[171] R. Harrington y J. Mautz, «Theory of characteristic modes for conducting bodies,» IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 19, nº 5, p. 622–628, 1971.

[172] R. Garbacz, «A generalized expansion for radiated scattered fields,» Tesis de doctorado, Ohio State University, 1968.

[173] R. Bansal, Handbook of Engineering Electromagnetics, CRC Press, 2004.

[174] D. G. Fang, Antenna Theory and Microstrip Antennas, CRC Press, 2009.

[175] X. Chen, S. Zhang y Q. Li, «A review of mutual coupling in MIMO systems,» IEEE Access, vol. 6, p. 24706–24719, 2018.

[176] F. Lin y Z. Chen, «A method of suppressing higher order modes for improving radiation performance of metasurface multiport antennas using characteristic mode analysis,» IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 66, nº 4, p. 1894–1902, 2018.

[177] M. Fabres, Systematic design antennas using theory characteristic modes, Tesis de doctorado: Universidad Politécnica de Valencia, 2007.

[178] E. Antonino, Analysis and design of antennas for wireless communications using modal methods, Tesis de doctorado: Universidad Politécnica de Valencia, 2008.

[179] A. Ghalib y M. Sharawi, «TCM analysis of defected ground structures for MIMO antenna designs in mobile terminals,» IEEE Access, vol. 5, p. 19680–19692, 2017.

[180] Y. Liu, A. Ren, H. Liu y et.al., «Eight–port MIMO array using characteristic mode theory for 5G smartphone applications,» IEEE Access, vol. 7, p. 45679–45692, 2019.

[181] R. Luomaniemi, J. Hannula, R. Kormilainen y et.al, «Unbroken metal rim MIMO antenna utilizing antenna clusters,» IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 18, nº 6, p. 1071–1075, 2019.

- [182] E. Safin, R. Martens y D. Manteuffel, «Modal source reconstruction based on radiated far-field for antenna design,» de 2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Praga, 2012.
- [183] R. Harrington y J. Mautz, «Theory of characteristic modes for conducting bodies,» IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 19, nº 5, p. 622–628, 1971.
- [184] S. Zhang, P. Zetterberg y S. He, «Printed MIMO antenna system of four closely-spaced elements with large bandwidth and high isolation,» Electronic Letters, vol. 46, nº 15, p. 1052–1053, 2010.
- [185] M. Abdullah, Y. K. Ban, K., S. O. K. y M. Li, «Compact 4-port MIMO antenna system for 5G mobile terminal,» de 2017 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium-Italy (ACES), Florencia, 2017.
- [186] K. Paramayudha, Y. Wahyu, Y. Taryana, A. B. Adipurnama y H. Wijanto, «Four Port Diversity Patch Antennas for MIMO WLAN Application,» de 2016 International Seminar on Intelligent Technology and Its Applications (ISITIA), Lombok, 2016.
- [187] L. Malviya, R. K. Panigrahi y M. V. Kartikeyan, «Four Element Planar MIMO Antenna Design for Long-Term Evolution Operation,» IET Journal of Research, vol. 64, nº 3, p. 367–373, 2018.
- [188] S. Ghosh, T. N. Tran y T. Le-Ngoc, «Miniaturized four elements diversity PIFA,» IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 12, p. 396–400, 2013.
- [189] M. S. Khan, A. D. Capobianco, S. Asif, A. Iftikhar, B. Ijaz y B. D. Braaten, «Compact 4x4 UWB–MIMO antenna with WLAN band rejected operation,» Electronic Letters, vol. 51, nº 14, p. 1048–1050, 2015.

# Apéndice A

Empleando la relación de Euler que dicta  $e^{ix} = \cos(x) + i\text{sen}(x)$ , la Ecuación (3.5) para el coeficiente  $TARC$  evaluado para cierto valor de  $\theta$  puede escribirse como:

$$TARC(\theta) = \frac{\sqrt{|S_{11} + S_{12}[\cos \theta + i\text{sen} \theta]|^2 + |S_{21} + S_{22}[\cos \theta + i\text{sen} \theta]|^2}}{\sqrt{2}} \quad (\text{A. 1})$$

La evaluación del  $TARC$  para un valor de  $\theta$  mayor que  $2\pi$  (denotado como  $TARC(\theta + 2\pi)$ ) se escribiría de la forma descrita por la Ecuación (A.2):

$$TARC(\theta + 2\pi) = \frac{\sqrt{|S_{11} + S_{12}[\cos(\theta + 2\pi) + i\text{sen}(\theta + 2\pi)]|^2 + |S_{21} + S_{22}[\cos(\theta + 2\pi) + i\text{sen}(\theta + 2\pi)]|^2}}{\sqrt{2}} \quad (\text{A. 2})$$

Empleando las identidades  $\cos(\theta + 2\pi) = \cos(\theta)$  y  $\text{sen}(\theta + 2\pi) = \text{sen}(\theta)$ , la Ecuación (A.2) puede reescribirse como:

$$TARC(\theta + 2\pi) = \frac{\sqrt{|S_{11} + S_{12}[\cos \theta + i\text{sen} \theta]|^2 + |S_{21} + S_{22}[\cos \theta + i\text{sen} \theta]|^2}}{\sqrt{2}} \quad (\text{A. 3})$$

La Ecuación (A.3) y la Ecuación (A.1) son idénticas, se deduce que  $TARC(\theta) = TARC(\theta + 2\pi)$ . Esto permite acotar el intervalo de la variable  $\theta$  entre 0 y  $2\pi$  para su evaluación en sistemas de antenas.

Sin embargo, y como se indica en el Capítulo 4, existen varias referencias en las que el coeficiente  $TARC$  es evaluado para valores de  $\theta$  que se encuentran solamente en el intervalo entre 0 y  $\pi$  radianes. Una posible justificación para esto implicaría que evaluar el  $TARC$  en  $\theta$  es equivalente a hacerlo en  $-\theta$ . Para demostrar

o refutar esta idea, en la Ecuación (A.1) se sustituye  $\theta$  por  $-\theta$ , quedando como la Ecuación (A.4):

$$TARC(-\theta) = \frac{\sqrt{|S_{11} + S_{12}[\cos(-\theta) + i\text{sen}(-\theta)]|^2 + |S_{21} + S_{22}[\cos(-\theta) + i\text{sen}(-\theta)]|^2}}{\sqrt{2}} \quad (\text{A.4})$$

Recurriendo a las propiedades trigonométricas  $\cos(-x) = \cos(x)$  y  $\text{sen}(-x) = -\text{sen}(x)$ , la Ecuación (A.4) se puede reescribir como sigue:

$$TARC = \frac{\sqrt{|S_{11} + S_{12}[\cos \theta - i\text{sen} \theta]|^2 + |S_{21} + S_{22}[\cos \theta - i\text{sen} \theta]|^2}}{\sqrt{2}} \quad (\text{A.5})$$

Empleando la relación de Euler, la Ecuación (A.5) puede reescribirse como la expresión (A.6), la cual no corresponde con la Ecuación (3.5), por lo que queda demostrado que  $TARC(\theta) \neq TARC(-\theta)$ .

$$TARC = \frac{\sqrt{|S_{11} + S_{12}e^{-j\theta}|^2 + |S_{21} + S_{22}e^{-j\theta}|^2}}{\sqrt{2}} \quad (\text{A.6})$$

Con ello, puede deducirse que acotar la variable  $\theta$  entre 0 y  $\pi$  radianes puede causar que las curvas calculadas no representen la totalidad de valores que el coeficiente puede asumir en un canal real de comunicaciones. ■

## Apéndice B

Sean  $A = S_{11} + S_{12}e^{j\theta_1}$  y  $B = S_{21} + S_{22}e^{j\theta_1}$ . La Ecuación (3.5) puede escribirse:

$$TARC = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{|A|^2 + |B|^2} \quad (\text{B. 1})$$

Puesto que todos los elementos de la matriz de dispersión son de la forma  $S_{ik} = |S_{ik}|e^{j\varphi_{ik}} \forall ik$ :

$$S_{ik} = |S_{ik}|e^{j\varphi_{ik}} \forall ik$$

Escribiendo  $A$  en su forma trigonométrica:

$$A = |S_{11}|[\cos(\varphi_{11}) + j \sin(\varphi_{11})] + |S_{12}|[\cos(\varphi_{12} + \theta_1) + j \sin(\varphi_{12} + \theta_1)]$$

Dado que  $|A| = \sqrt{\text{Re}\{A\}^2 + \text{Im}\{A\}^2}$ :

$$|A| = \sqrt{(|S_{11}| \cos(\varphi_{11}) + |S_{12}| \cos(\varphi_{12} + \theta))^2 + (|S_{11}| \sin(\varphi_{11}) + |S_{12}| \sin(\varphi_{12} + \theta))^2}$$

Por lo tanto:

$$\begin{aligned} |A|^2 &= |S_{11}|^2 \cos^2(\varphi_{11}) + 2|S_{11}||S_{12}| \cos(\varphi_{11}) \cos(\varphi_{12} + \theta) + |S_{12}|^2 \cos^2(\varphi_{12} + \theta) \\ &\quad + |S_{11}|^2 \sin^2(\varphi_{11}) + 2|S_{11}||S_{12}| \sin(\varphi_{11}) \sin(\varphi_{12} + \theta) \\ &\quad + |S_{12}|^2 \sin^2(\varphi_{12} + \theta) \end{aligned}$$

Utilizando las propiedades  $\cos^2(x) + \sin^2(x) = 1$  y  $|x||y| = |xy|$  se permite simplificar:

$$|A|^2 = |S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 + 2|S_{11}S_{12}| \cos(\varphi_{11}) \cos(\varphi_{12} + \theta) \\ + 2|S_{11}S_{12}| \sin(\varphi_{11}) \sin(\varphi_{12} + \theta)$$

Se aplican las propiedades trigonométricas  $\cos x \cos y = \frac{1}{2} \cos(x - y) + \frac{1}{2} \cos(x + y)$   
y  $\sin x \sin y = \frac{1}{2} \cos(x - y) - \frac{1}{2} \cos(x + y)$ :

$$|A|^2 = |S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 \\ + 2|S_{11}S_{12}| \left[ \frac{1}{2} \cos(\varphi_{11} - \varphi_{12} - \theta) + \frac{1}{2} \cos(\varphi_{11} + \varphi_{12} + \theta) \right. \\ \left. + \frac{1}{2} \cos(\varphi_{11} - \varphi_{12} - \theta) - \frac{1}{2} \cos(\varphi_{11} + \varphi_{12} + \theta) \right]$$

Se sigue que:

$$|A|^2 = |S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 + 2|S_{11}S_{12}| \cos(\varphi_{11} - \varphi_{12} - \theta)$$

Y análogamente:

$$|B|^2 = |S_{21}|^2 + |S_{22}|^2 + 2|S_{21}S_{22}| \cos(\varphi_{21} - \varphi_{22} - \theta)$$

Sustituyendo  $|A|^2$  y  $|B|^2$  en (A.1) se obtiene la Ecuación (3.6) ■.

# Apéndice C

```
#include<iostream>
#include<string.h>
#include<stdlib.h>
#include<math.h>

#define N_freq 1001
#define N_angle 361
#define pi 3.141592654
using namespace std;

struct complex{
    double real;
    double imag;
};

void get_Ntheta_Nphi(int *N_theta, int *N_phi, char *file);
int find(char *file, char codigo[]);
int comparaCadenas(char cadena1[], char cadena2[], int n);
void get_samples_Theta_phi(char *file, int n_char, int *N_phi, int *N_theta );
int get_Nfreq(char *file);
int get_numero_frecuencias(char *file, int n_char);
void get_freqs(double *f, char *file, int N_frecuencia);
double calcula_ECC(double **data1, double **data2, int N_theta, int N_phi);
double calculate_suma_E(double **data, int N_theta, int N_phi);
double calculate_Hermitian_abs(double **data1, double **data2, int N_theta, int N_phi);
double abs_complex(complex num);
complex suma_complex(complex num1, complex num2);
complex producto(complex num1, complex num2);
complex conj(complex num1);
void genera_archivo(char *file, double matrix[][10], double f[], int N, int M);

int main()
{
    int i, j, N_theta, N_phi, N, N_port;
    char file_name[20], file_name2[20], file_out[20], caracter1, caracter2, flujo1[5], flujo2[5];
    double freq[N_freq+1], ECC[N_freq+1][10];
    double **data_E1, **data_E2;
    unsigned int **indices;
    double suma_E1, suma_E2, numerador;
    int N_frecuencia;
    complex suma_compleja;

    strcpy(file_name, "port1.txt");
    get_Ntheta_Nphi(&N_theta, &N_phi, &file_name[0]);
    cout<<"Las muestras son:\tphi= "<<N_phi<<"\ttheta="<<N_theta<<endl;
    N_frecuencia=get_Nfreq(&file_name[0]);
    cout<<"Numero de frecuencias\t"<<N_frecuencia<<endl;
    get_freqs(&freq[0], &file_name[0], N_frecuencia);
    for(i=0; i<N_frecuencia; i++)
        cout<<freq[i]<<endl;
```

```

N_port=2;
cout<<"Numero de puertos"<<endl;
cin>>N_port;
N=N_theta*N_phi;
data_E1=(double **)malloc((N+1)*sizeof(double *));
data_E2=(double **)malloc((N+1)*sizeof(double *));
for(i=0; i<N; i++)
    {
        data_E1[i]=(double *)malloc(7*sizeof(double));
        data_E2[i]=(double *)malloc(7*sizeof(double));
    }
strcpy(file_name, "port1.txt");
strcpy(file_name2, "port0.txt");

FILE *fp1;
FILE *fp2;

int condicion, n, m;
float num;
for(j=2; j<=N_port; j++)
    {
        file_name2[4]='0'+j;
        cout<<"Archivos: "<<file_name<<"\t"<<file_name2<<endl;
        fp1=fopen(file_name, "rb");
        fp2=fopen(file_name2, "rb");
        i=0;
        flujo1[0]=1;
        flujo1[1]=1;
        flujo1[2]='\0';
        strcpy(flujo2, flujo1);
        while(i<N_frecuencia)
            {
                condicion=1;
                while(condicion)
                    {
                        flujo1[1]=fgetc(fp1);
                        if((flujo1[0]==')'&&(flujo1[1]==':'))
                            {
                                condicion=0;
                            }
                        else
                            {
                                flujo1[0]=flujo1[1];
                            }
                    }

                condicion=1;
                while(condicion)
                    {
                        flujo2[1]=fgetc(fp2);
                        if((flujo2[0]==')'&&(flujo2[1]==':'))
                            {
                                condicion=0;
                            }
                        else{
                            flujo2[0]=flujo2[1];
                        }
                    }
            }
    }

```

```

        }
    }

    for(n=0; n<N; n++)
    {
        for(m=0; m<6; m++)
        {
            fscanf(fp1, "%f", &num);
            data_E1[n][m]=(double) num;
            fscanf(fp2, "%f", &num);
            data_E2[n][m]=(double) num;
        }
        num=calcula_ECC(data_E1, data_E2, N_theta, N_phi);
        ECC[i][j-2]=num;
        cout<<"ECC="<<ECC[i][j-2];
        cout<<"\tf="<<freq[i]<<"\ti="<<i<<endl;

        i++;
    }
    fclose(fp1);
    fclose(fp2);
}

    strcpy(file_out, "ECC 3D field.txt");
    genera_archivo(&file_out[0], ECC, freq, N_frecuencia, N_port);
    free(data_E1);
    free(data_E2);

}

```

```

void genera_archivo(char *file, double matrix[][10], double f[], int N, int M)
{
    int i, j;
    char name[20];
    strcpy(name, "ECC 10");
    FILE *fp=fopen(file, "w");
    fprintf(fp, "#Freq [GHz]\t\t");
    for(i=2; i<=M; i++)
    {
        name[5]='0'+i;
        fprintf(fp, "%s\t\t", name);
    }
    fprintf(fp, "\n");

    for(i=0; i<N; i++)
    {
        fprintf(fp, "%7.4f\t", f[i]/1.0e9);
        for(j=0; j<M-1; j++)
        {
            fprintf(fp, "%20.16f\t", matrix[i][j]);
        }
        fprintf(fp, "\n");
    }
}

```

```

    }

fclose(fp);
}

double calcula_ECC(double **data1, double **data2, int N_theta, int N_phi)
{
double den1, den2, num, ECC;
den1=calculate_suma_E(data1, N_theta, N_phi);
den2=calculate_suma_E(data2, N_theta, N_phi);
num=calculate_Hermitian_abs(data1, data2, N_theta, N_phi);

ECC=num/(den1*den2);
return ECC;
}

double calculate_Hermitian_abs(double **data1, double **data2, int N_theta, int N_phi)
{
complex suma, E1_theta, E1_phi, E2_theta, E2_phi;
complex termino1, termino2, producto_Hermitiano;
int N, i, j;
double angle, num;
N=N_theta*N_phi;

suma.real=0.0;
suma.imag=0.0;
for(i=0; i<N; i++)
{
angle=data1[i][1]*pi/180.0;
E1_theta.real=data1[i][2];
E1_theta.imag=data1[i][3];
E1_phi.real=data1[i][4];
E1_phi.imag=data1[i][5];

E2_theta.real=data2[i][2];
E2_theta.imag=data2[i][3];
E2_phi.real=data2[i][4];
E2_phi.imag=data2[i][5];

E2_theta=conj(E2_theta);
termino1=producto(E1_theta, E2_theta);

E2_phi=conj(E2_phi);
termino2=producto(E1_phi, E2_phi);

producto_Hermitiano=suma_complex(termino1, termino2);
producto_Hermitiano.real=producto_Hermitiano.real*sin(angle);
producto_Hermitiano.imag=producto_Hermitiano.imag*sin(angle);

suma=suma_complex(suma, producto_Hermitiano);
}
num=abs_complex(suma);
num=pow(num, 2.0);

```

```

    return num;
}

double calculate_suma_E(double **data, int N_theta, int N_phi)
{
    int N, i, j;
    double suma, suma_aux, angle;
    N=N_phi*N_theta;

    suma=0.0;
    for(i=0; i<N; i++)
    {
        angle=data[i][1]*pi/180.0;
        suma_aux=0.0;
        for(j=2; j<6; j++)
            suma_aux=suma_aux+pow(data[i][j], 2.0);
        suma_aux=suma_aux*sin(angle);
        suma=suma+suma_aux;
    }
    return suma;
}

```

```

void get_freqs(double *f, char *file, int N_frecuencia)
{
    int n_char, i, j;
    char caracter;
    char codigo[20];
    float num;
    double data[5];
    strcpy(codigo, "Frequency");
    n_char=find(file, codigo);
    FILE *fp=fopen(file, "rb");
    for (i=0; i<n_char; i++)
        caracter=fgetc(fp);
    for (i=0; i<N_frecuencia; i++)
    {
        for(j=0; j<4; j++)
        {
            fscanf(fp, "%f", &num);
            data[j]=(double) num;
        }
        f[i]=data[3];
    }

    fclose(fp);
}

```

```

int get_numero_frecuencias(char *file, int n_char)
{
    int i, N_frecuencia;
    char caracter;
    FILE *fp=fopen(file, "rb");
    for(i=0; i<n_char; i++)
        caracter=fgetc(fp);
}

```

```

fscanf(fp, "%d", &N_frecuencia);
fclose(fp);
return N_frecuencia;
}

int get_Nfreq(char *file)
{
int N, n_char;
char caracter;
char codigo[20];
strcpy(codigo, "#Frecuencias");

FILE *fp;
fp=fopen(file, "rb");
if(fp!=NULL)
    {
        fclose(fp);
        n_char=find(file, codigo);
        N=get_numero_frecuencias(file, n_char);
    }
else
    {
        cout<<"No se pudo abrir el fichero "<<file<<endl;
        N=-1;
    }
return N;
}

void get_Ntheta_Nphi(int *N_theta, int *N_phi, char *file)
{
int n_char;
char codigo[20];
strcpy(codigo, "#theta samples");
FILE *fp=fopen(file, "rb");
if(fp!=NULL)
    {
        fclose(fp);
        n_char=find(file, codigo);
        get_samples_Theta_phi(file, n_char, N_phi, N_theta);
    }
else
    {
        cout<<"No se pudo abrir el fichero "<<file<<endl;
    }
}

void get_samples_Theta_phi(char *file, int n_char, int *N_phi, int *N_theta )
{
int i, num;
char caracter;
FILE *fp=fopen(file, "rb");
for(i=0; i<n_char; i++)
    caracter=fgetc(fp);
fscanf(fp, "%d", N_phi);
}

```

```

fscanf(fp, "%d", N_theta);
fclose(fp);
}

```

```

int find(char *file, char codigo[])
{
char flujoDatos[20];
char caracter;
int i, j, n, compruebaCodigo;
n=strlen(codigo);
flujoDatos[n]=codigo[n];
FILE *fp=fopen(file, "rb");
caracter=fgetc(fp);
flujoDatos[n-1]=caracter;
compruebaCodigo=0;
i=0;

while(caracter!=EOF)
{
    caracter=fgetc(fp);
    compruebaCodigo=comparaCadenas(flujoDatos, codigo, n);
    if(compruebaCodigo)
        break;
    for(j=0; j<n-1; j++)
        flujoDatos[j]=flujoDatos[j+1];
    flujoDatos[n-1]=caracter;
    i++;
}
i++;
while(caracter!=10)
{
    i++;
    caracter=fgetc(fp);
}
fclose(fp);
return i;
}

```

```

int comparaCadenas(char cadena1[], char cadena2[], int n)
{
int i, suma;
suma=0;
for (i=0; i<n; i++)
{
    if(cadena1[i]==cadena2[i])
        suma++;
}
if (suma==n)
    suma=1;
else
    suma=0;

return suma;
}

```

```

double abs_complex(complex num)
{
double n=pow(num.real, 2.0)+pow(num.imag, 2.0);
return sqrt(n);
}

complex suma_complex(complex num1, complex num2)
{
complex r;
r.real=num1.real+num2.real;
r.imag=num1.imag+num2.imag;
return r;
}

complex producto(complex num1, complex num2)
{
complex r;
r.real=num1.real*num2.real-num1.imag*num2.imag;
r.imag=num1.real*num2.imag+num1.imag*num2.real;
return r;
}

complex conj(complex num1)
{
complex result;
result.imag=-num1.imag;
result.real=num1.real;
return result;
}

```