

**Centro de Investigación Científica y de Educación
Superior de Ensenada, Baja California**



**Maestría en Ciencias
en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en
Telecomunicaciones**

**Diseño de arreglos de antenas aperiódicos basados en
sub-arreglos**

Tesis
para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de
Maestro en Ciencias

Presenta:
Elizvan Juárez Pacheco

Ensenada, Baja California, México
2019

Tesis defendida por
Elizvan Juárez Pacheco

y aprobada por el siguiente Comité

Dr. Marco Antonio Panduro Mendoza
Director de tesis

Dr. David Hilario Covarrubias Rosales

Dr. Eduardo Antonio Murillo Bracamontes

Dr. Roberto Conte Galván



Dr. Daniel Saucedo Carvajal
Coordinador del Posgrado en Electrónica y
Telecomunicaciones

Dra. Rufina Hernández Martínez
Directora de Estudios de Posgrado

Elizvan Juárez Pacheco © 2019

Queda prohibida la reproducción parcial o total de esta obra sin el permiso formal y explícito del autor y director de la tesis.

Resumen de la tesis que presenta **Elizvan Juárez Pacheco** como requisito parcial para la obtención del grado de Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Telecomunicaciones

Diseño de arreglos de antenas aperiódicos basados en sub-arreglos

Resumen aprobado por:

Dr. Marco Antonio Panduro Mendoza
Director de tesis

El aumento en el número de usuarios de las telecomunicaciones ha incentivado la búsqueda de nuevas y mejores tecnologías que permitan transferir o recibir información por medio de señales electromagnéticas de forma más eficiente. En la actualidad, los arreglos de antenas nos permiten generar haces de radiación muy estrechos capaces de dirigirse electrónicamente a grandes velocidades en una o múltiples direcciones. Normalmente, para conseguir mejores características de radiación en un arreglo de antenas, se opta por aumentar el número de elementos presentes en el arreglo. Sin embargo, esto presenta la desventaja de aumentar considerablemente los costos de fabricación debido al aumento en el número de dispositivos electrónicos requeridos para controlar las antenas del arreglo. Este problema ha orillado a la comunidad científica a desarrollar investigaciones relacionadas a la reducción de dispositivos electrónicos en sistemas de arreglos de antenas. No obstante, las investigaciones han sido enfatizadas en diseños con bajo rango de escaneo del haz de radiación. En esta tesis se analizan configuraciones de arreglos de antenas que permitan una reducción en el número de dispositivos electrónicos y que presenten características de escaneo amplio del haz de radiación. Además, se proponen dos técnicas de diseño para el agrupado de elementos de antena y como resultado la reducción de amplificadores y desfasadores mediante la creación de sub-arreglos. Se hace uso del algoritmo evolutivo de Evolución Diferencial para la optimización de las variables de diseño que intervienen en la síntesis de un arreglo de antenas. Finalmente, se realizan simulaciones electromagnéticas de los arreglos de antenas en la plataforma CST para la validación de los resultados obtenidos.

Palabras clave: Arreglos de antenas, sub-arreglos, Evolución Diferencial, escaneo amplio, reducción de desfasadores.

Abstract of the thesis presented by **Elizvan Juárez Pacheco** as a partial requirement to obtain the Master of Science degree in Electronics and Telecommunications with orientation in Telecommunications

Design of aperiodic arrays antennas based on subarrays

Abstract approved by:

Dr. Marco Antonio Panduro Mendoza
Thesis Director

The increase in the number of users for telecommunication has motivated the search of new and better technologies which allow to send and receive information more efficiently in an electromagnetic signal. Nowadays, the antenna arrays generate very narrow radiation beams which are able to scan the space in one or many directions quickly. Typically, to improve the radiation characteristics in an antenna array, the number of antenna elements is increased. However, this presents the disadvantage of the manufacturing costs are substantially increases due to the increase in the number of electronic devices to control the array antennas system. This problem has motivated to develop research related with the electronic devices reduction in the antennas arrays system. However, these studies have emphasized in designs with limited-scan array of the main beam. This thesis analyses configurations of antennas array which allow reducing the number of the electronic devices with wide-scan characteristics of the main beam. Furthermore, two design cases for grouping the antennas elements are proposed, the results show a reduction in the number of amplifiers and phase shifters though creation of subarrays. Differential Evolution algorithm is applied in the design variables optimization which involves in the synthesis on antennas array. Finally, electromagnetic simulations in the CST platform are used for results validation that have been obtained.

Keywords: antennas arrays, subarrays, Differential Evolution, wide scanning, phase shifter reduction.

Dedicatoria

**A mi familia y amigos, quienes siempre
me han apoyado y motivado a
alcanzar mis metas.**

Agradecimientos

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT, con número de becario 634578) por el apoyo económico brindado durante los dos años que duro mi maestría, y al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada (CICESE) por permitirme realizar mi posgrado en sus instalaciones.

Este trabajo de investigación fue apoyado por el proyecto (CONACYT Fronteras de la Ciencia) con número de convenio 2016-01-1680.

A mi director, Dr. Marco A. Panduro Mendoza, por su guía, confianza y dedicación en las distintas etapas de mi estancia en la Maestría.

A mis sinodales, Dr. David H. Covarrubias Rosales, Dr. Eduardo A. Murillo Bracamontes y al Dr. Roberto Conte Galván. A los tres, por sus valiosos consejos, recomendaciones y aportes a lo largo de este proceso de aprendizaje.

A mis profesores, por compartir sus conocimientos y experiencias en cada uno de los topicos que curse en la Maestría.

Finalmente, a mi familia y amigos que, aunque sea a distancia o en persona siempre me apoyaron en este bonito camino que es la investigación.

Gracias ☺ iii

Tabla de contenido

	Página
Resumen en español.....	ii
Resumen en inglés.....	iii
Dedicatorias.....	iv
Agradecimientos.....	v
Lista de figuras.....	viii
Lista de tablas.....	xii
Capítulo 1. Introducción	
1.1 Antecedentes.....	1
1.2 Descripción del problema.....	3
1.3 Análisis del estado del arte.....	5
1.4 Justificación.....	6
1.5 Objetivo de la tesis.....	7
1.5.1 Objetivo general.....	7
1.5.1. Objetivos particulares.....	7
1.6 Organización de la tesis.....	7
Capítulo 2. Generalidades de antenas y síntesis de agrupamiento de antenas	
2.1 Introducción.....	9
2.2 Diagrama de radiación.....	9
2.3 Análisis de las antenas de parche.....	10
2.3.1 El parche circular como elemento de antena.....	10
2.3.1 Parche de anillo cortocircuitado.....	12
2.4 Agrupamientos de antenas.....	16
2.5 Diagrama de radiación del agrupamiento de antenas.....	18
2.6 Arreglos de antenas.....	20
2.7 Arreglo circular de antenas.....	21
2.8 Directividad en un arreglo de antenas.....	23
2.9 Conclusiones.....	25

Capítulo 3. Diseño de arreglos circulares de sub-arreglos circulares de antenas

3.1 Introducción.....	26
3.2 Formulación del problema para la reducción de dispositivos activos.....	26
3.3 Algoritmo de Evolución Diferencial en la síntesis del arreglo de antenas.....	30
3.4 Creación de sub-arreglos basados en los valores cofasales.....	37
3.5 Simulación electromagnética en CST.....	47
3.5.1 El dipolo como elemento de antena.....	47
3.5.2 El parche de anillo circular cortocircuitado como elemento de antena.....	50
3.6 Conclusión.....	54

Capítulo 4 . Diseño de arreglos circulares de anillos concéntricos

4.1 Introducción.....	56
4.2 Formulación del problema para la reducción de dispositivos activos.....	56
4.3 Creación de SAC-ED en arreglos de anillos concéntricos.....	59
4.4 Simulación del arreglo de anillos concéntricos	67
4.5 Conclusión.....	69

Capítulo 5 . Conclusiones

5.1 Conclusiones generales del trabajo de investigación.....	70
5.2 Aportaciones realizadas por el trabajo de investigación.....	71
5.3 Publicaciones generadas por el presente trabajo.....	72
5.4 Trabajo a futuro.....	72

Literatura citada.....	74
-------------------------------	-----------

Lista de figuras

Figura		Página
1	Esquema básico de un arreglo de antenas.....	2
2	Agrupado de elementos en sub-arreglos de antenas.....	4
3	Patrón de radiación: a) Agrupamiento uniforme, b) Agrupamiento no uniforme.....	4
4	Distintas representaciones del diagrama de radiación.....	10
5	Geometría de un parche circular de antena.....	11
6	Diagrama de radiación del parche circular: a) Plano H, b) Plano E.....	12
7	Diagrama de radiación del parche de anillo cortocircuitado: a) Plano H, b) Plano E...	13
8	Parche de anillo cortocircuitado.....	14
9	Curvas para los modos del parche de anillo cortocircuitado.....	15
10	Curvas de diseño para un parche de anillo cortocircuitado con $\epsilon_r = 3$ y $h = 3$ mm..	16
11	Diferentes configuraciones de agrupamientos de antenas, a) arreglo lineal, b) arreglo circular, c) arreglo planar.....	17
12	Interferencia de los campos radiados por los elementos de antena del agrupamiento.....	19
13	Geometría de un arreglo circular de N elementos.....	21
14	Arreglo circular de sub-arreglos circulares.....	27
15	Parámetros de medición para el diagrama de radiación: nivel de lóbulo lateral, directividad y ancho de haz.....	29
16	Diagrama de flujo de Evolución Diferencial.....	31
17	Conformación de sub-arreglos en: a) arreglo 4x4, b) arreglo 6x6.....	33
18	Evolución del valor de la función objetivo durante el proceso de optimización con ED.....	34
19	Valores optimizados mediante ED para un arreglo 4x4 utilizando 4 sub-arreglos de fase y amplitud.....	35

20	Comparación del FA calculado en un arreglo 4x4 con sub-arreglos uniformes y optimización mediante ED, y el factor de arreglo para el caso convencional de diseño.....	36
21	Valores cofasales calculados para un: a) arreglo 4x4, b) arreglo 6x6.....	38
22	Conformación de sub-arreglos cofasales en un arreglo 4x4.....	39
23	Valores de fase y amplitud optimizados mediante ED para un arreglo circular 4x4 con SAC.....	40
24	Comparación del FA calculado en un arreglo 4x4 con sub-arreglos cofasales y optimización mediante ED, y el factor de arreglo para el caso convencional de diseño.....	41
25	Configuración de sub-arreglos cofasales y diagrama del FA para un arreglo 4x4 con escaneo del haz principal en $\phi = 0^\circ$ y $\phi = 180^\circ$	42
26	Configuración de sub-arreglos cofasales y diagrama del FA para un arreglo 4x4 con escaneo del haz principal en $\phi = 90^\circ$ y $\phi = 270^\circ$	42
27	Conformación de sub-arreglos cofasales en un arreglo 6x6.....	43
28	Valores de fase y amplitud optimizados mediante ED para un arreglo circular 6x6 con SAC.....	44
29	Comparación del FA calculado en un arreglo 6x6 con sub-arreglos cofasales y optimización mediante ED, y el factor de arreglo para el caso convencional de diseño.....	45
30	Comportamiento del FA al escanear el haz principal en $\phi = [0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, 240^\circ, 320^\circ]$ utilizando propiedades de simetría rotacional en un arreglo 6x6 con SAC-ED	46
31	Diagrama de radiación obtenido en CST para una antena dipolo: a) Plano E, b) Plano H	47
32	Patrón de radiación medido en CST y el calculado en Matlab para un arreglo 4x4 de dipolos con SAC-ED.....	48
33	Valores de fase y amplitud optimizados mediante ED para un arreglo circular 4x4 con SAC y separación mínima de 1 lambda entre elementos de antena.....	49
34	Patrón de radiación medido en CST y el calculado en Matlab para un arreglo 4x4 de dipolos con SAC-ED y separación mínima de 1 lambda entre elementos de antena...	50

35	Dimensiones del parche de anillo cortocircuitado.....	51
36	Parámetro $S_{1,1}$ del parche de anillo cortocircuitado en modo MT_{01}	51
37	Diagrama de radiación medido en CST para una antena de parche de anillo cortocircuitado: a) Plano E, b) Plano H	52
38	Patrón de radiación medido en CST y el calculado en Matlab para un arreglo 4x4 de antenas de parche con SAC-ED y separación mínima de λ entre elementos de antena.....	53
39	Patrón de radiación medido en CST para un arreglo 4x4 con SAC-ED (4 desfasadores) y separación mínima de λ entre elementos de antena: curva azul $\phi_0 = [0^\circ, 180^\circ, 270^\circ]$ y curva roja $\phi_0 = [90^\circ]$	53
40	Patrón de radiación medido en CST para un arreglo 6x6 con SAC-ED (6 desfasadores) y separación mínima de λ entre elementos de antena: curva azul $\phi_0 = [0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, 320^\circ]$ y curva roja $\phi_0 = [240^\circ]$	54
41	Geometría de anillos concéntricos	57
42	Metodología propuesta para la optimización de un arreglo de anillos concéntricos con SAC y escaneo amplio del haz principal.....	56
43	Escaneo del haz principal de forma convencional en un arreglo de anillos concéntricos para $\theta_0 = 20^\circ$: a) Factor de arreglo, b) Valores cofasales.....	60
44	Escaneo del haz principal en un arreglo de anillos concéntricos para $\theta_0 = -20^\circ$: a) Factor de arreglo para el caso convencional y para el caso de SAC, b) Valores de fase utilizando SAC	61
45	Comparación entre el escaneo del haz principal para un arreglo de anillos concéntricos utilizando SAC y utilizando el método convencional de excitación cofasal para un intervalo de $\pm 20^\circ$	62
46	Arreglo de anillos concéntricos: a) Configuración propuesta de SAC, b) Valores cofasales calculados para $\theta_0 = 40^\circ$	63
47	Comparación entre el escaneo del haz principal para un arreglo de anillos concéntricos utilizando SAC-ED y utilizando el método convencional de excitación cofasal para un intervalo de $\pm 80^\circ$	64
48	Escaneo del haz principal en $\theta_0 = 40^\circ$ utilizando SAC-ED en un arreglo de anillos concéntricos: a) Factor de arreglo, b) Valores de excitación de fase y amplitud para SAC-ED	64

49	Escaneo del haz principal en $\theta_0 = -40^\circ$ utilizando SAC-ED en un arreglo de anillos concéntricos: a) Factor de arreglo, b) Valores de excitación de fase.....	65
50	Escaneo del haz principal en $\theta_0 = 30^\circ$ utilizando SAC-ED en un arreglo de anillos concéntricos: a) Factor de arreglo, b) Valores de excitación de fase.....	65
51	Diagrama de radiación medido en CST para una antena de parche circular: a) Corte en $\phi = 0^\circ$ del plano E, b) Corte en $\phi = 90^\circ$ del plano E.....	66
52	Parámetro $S_{1,1}$ del parche circular propuesto a 2.4 GHz.....	67
53	Arreglo de anillos concéntricos simulado en CST con escaneo del haz principal en $\theta = 30^\circ$	68
54	Patrón de radiación con escaneo del haz principal en: a) $\theta_0 = 40^\circ$, b) $\theta_0 = 40^\circ$	69

Lista de tablas

Tabla		Página
1.	Mediciones realizadas en el FA para diferentes configuraciones de arreglos utilizando SAU-ED.....	37
2.	Mediciones realizadas en el FA para diferentes configuraciones de arreglos utilizando SAC-ED.....	46

Capítulo 1. Introducción

1.1. Antecedentes

Hoy en día los sistemas de telecomunicaciones son una parte fundamental de nuestra vida diaria, ya sea porque están presentes en forma de dispositivos móviles o, en cualquier otro sistema que requiera transmitir o recibir información electromagnética. En los últimos años estos sistemas han tomado gran relevancia, ya que en la última década el número de usuarios ha ido incrementando exponencialmente (Mark, 2019), esto hace necesario la implementación de nuevas y mejores tecnologías que logren satisfacer las necesidades de los usuarios.

Los sistemas de arreglos de antenas son particularmente importantes en las telecomunicaciones, siendo estos sistemas capaces de satisfacer las características particulares de radiación que las aplicaciones demandan. Un agrupamiento de antenas consiste en un conjunto de elementos de antenas que se encuentran distribuidos espacialmente en lugares conocidos con respecto a un punto único de referencia fijo.

En la literatura, existen un gran número de investigaciones relacionadas al uso de agrupamientos de antenas, citando algunos trabajos; Pang et al. (2018) analizaron la relación entre el rendimiento de un sistema de comunicaciones móviles y su impacto al aumentar el número de elementos en un arreglo; Wang (2014) propuso la estimación de objetivos mediante agrupamientos de antenas basado en FDA (*Frequency Diverse Array*); Bauer et al. (2013) diseñaron un sistema de radar que opera en frecuencias milimétricas y permite escaneo del haz principal.

Aunque existen muchas definiciones similares, una antena se puede describir principalmente como una estructura de transición entre el espacio libre y un dispositivo de guía (Balanis, 2005). El *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) define una antena como aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas (IEEE Std. 145-1983).

Cada aplicación y cada banda de frecuencias presentan características particulares que dan origen a unas tipologías de antenas muy diversas. En una forma amplia y no exhaustiva, los tipos más comunes de antenas se pueden agrupar en los bloques siguientes (Cardama, 2000):

- Antenas alámbricas. Se distinguen por estar construidas con hilos conductores que soportan las corrientes que dan origen a los campos radiados.
- Antenas de apertura y reflectores. En ellas la generación de la onda radiada se consigue a partir de una distribución de campos soportada por la antena y se suelen excitar con guías de ondas.
- Antenas de parche de microcinta. Consiste en un parche metalizado grabado sobre un lado del sustrato y del otro lado un plano completamente metalizado a tierra.
- Agrupamientos de antenas. Cuando las características de radiación no pueden lograrse utilizando un solo elemento de antena, con la combinación de varias de estos, se consigue una flexibilidad que permite obtenerlas.

Los arreglos de antenas se utilizan en un gran número de aplicaciones que precisan la síntesis de un diagrama con especificaciones muy precisas de directividad, ancho de haz o nivel de lóbulo lateral (o *SLL* por sus siglas en inglés). Además, permiten variar electrónicamente la forma del diagrama de radiación modificando la amplitud y la fase en las alimentaciones de las antenas (también llamados *arreglos de fase*). La figura 1 muestra un esquema típico de un agrupamiento de antenas con un sistema de control de fase y amplitud.

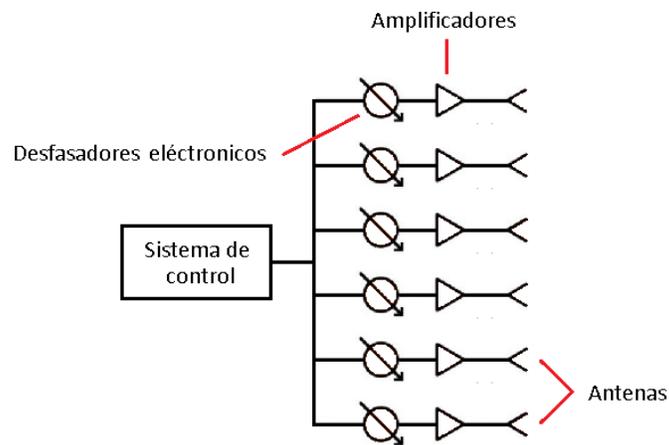


Figura 1. Esquema básico de un arreglo de antenas.

En un arreglo de antenas, si se altera la amplitud y fase relativa de las señales, es posible conseguir una suma constructiva de dichas señales en una misma dirección, de esta forma podemos generar diagramas de radiación capaces de moverse a una dirección angular deseada.

Desde las primeras investigaciones en esta materia Walsh (1951) planteó que, es posible barrer el haz principal a gran velocidad mediante el cálculo correcto de fases en los elementos de antena. Con la incorporación actual de la electrónica y sistemas de control, se consigue hacer barridos sin necesidad de movimiento físico, con la ventaja añadida de que se pueden escanear ángulos del orden de miles de grados por segundo.

La incorporación de estos arreglos de fase y la habilidad de mover el haz de radiación a una determinada dirección, ha motivado la implementación de agrupamientos de antenas en los sistemas de comunicación (Rebeiz y Koh, 2009); ya sean sistemas satelitales o móviles de última generación (Larsson et al., 2014); así como la implementación de agrupamientos de antenas en los sistemas de radar (Brookner, 1985; Xu et al., 2017). En estas aplicaciones se requieren haces estrechos con bajo nivel de lóbulo lateral y en algunos casos escanear el haz principal en un intervalo de visión amplio.

1.2. Descripción del problema

El conformar haces de radiación más estrechos y con menor SLL ha motivado la búsqueda de nuevas alternativas en el diseño de arreglos de antenas, por lo que, se hace necesario diseñar geometrías más complejas y con mayor número de elementos para mejorar las prestaciones en el haz de radiación. Un gran número de antenas puede resultar ser una desventaja en aplicaciones donde se busca variar la dirección del haz principal. Esto, ya que se requiere inicialmente de un número idéntico de dispositivos cambiadores de fase para orientar el haz principal en determinadas direcciones, lo cual en arreglos de antenas grandes resulta ser costoso de implementar, por tener un número elevado de dispositivos electrónicos en el sistema.

Usualmente se divide el arreglo en pequeños sub-arreglos continuos idénticos en tamaño, de esta forma es posible alimentar cada sub-arreglo con un simple cambiador de fase (figura 2), lo cual reduce el número total de dispositivos activos en el diseño (Nemit, 1974; Avser et al., 2016; Dan, 2018). Sin embargo, al aumentar indiscriminadamente el tamaño de los sub-arreglos, aparecen lóbulos de tipo rejilla en el intervalo visible, lo que deteriora el patrón de radiación incrementando el SLL de manera muy abrupta. Por consecuencia, el desempeño del sistema se reduce.

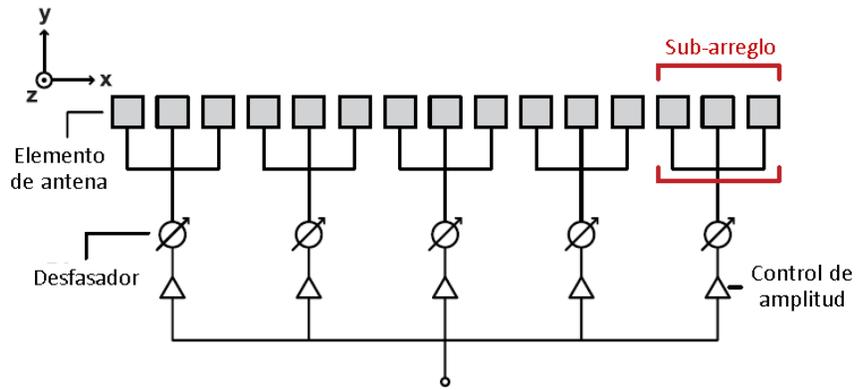


Figura 2. Agrupado de elementos en sub-arreglos de antenas (modificado de Avser B. et al., 2016).

Una forma de solucionar el problema de lóbulos del tipo rejilla, es mediante el uso de sub-arreglos traslapados (Fante, 1980; Abbaspour y Sarabandi, 2003; Duffy et al., 2010). No obstante, resulta complejo y problemático el uso de tecnología plana¹ en estos sub-arreglos, debido al poco espaciamiento entre elementos de antena y los múltiples cruzamientos de radio frecuencia en la red de alimentación. Estas redes de alimentación presentan muchas pérdidas y son relativamente complejas, además no pueden ser escaladas e implementadas en frecuencias milimétricas. Debido a que los lóbulos de tipo rejilla aparecen al usar sub-arreglos periódicos en arreglos uniformes (figura 3a), es posible eliminar estos lóbulos generados por cada sub-arreglo utilizando arreglos aperiódicos compuestos de sub-arreglos periódicos (figura 3), los lóbulos de tipo rejilla se eliminan debido al arreglo aperiódico en cada sub-arreglo (Krivosheev y Shishlov, 2010).

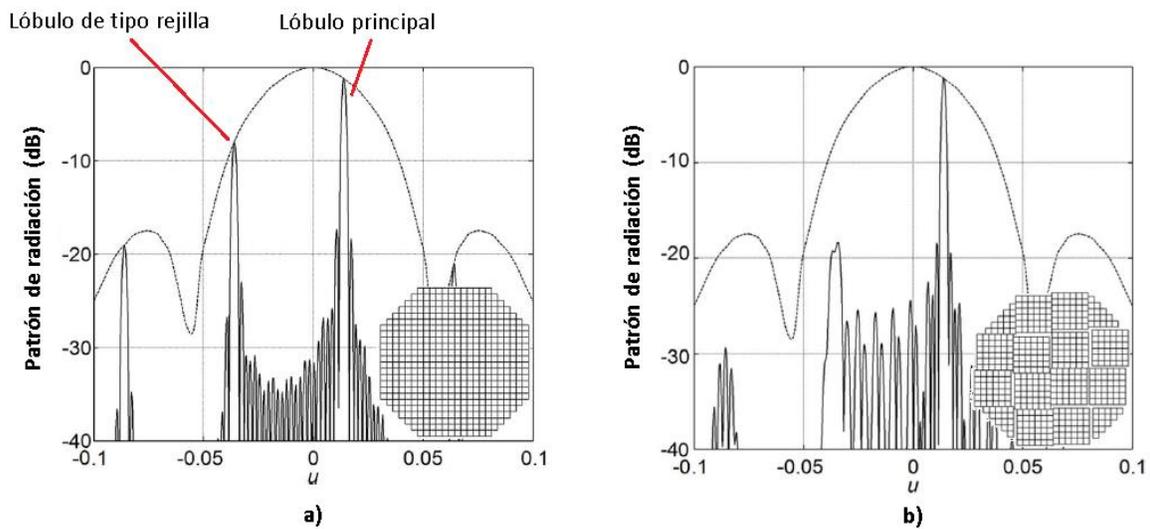


Figura 3. Patrón de radiación: a) Agrupamiento uniforme, b) Agrupamiento no uniforme (modificado de Krivosheev et al., 2015).

¹ La tecnología plana son estructuras multicapa formadas por microstrip, parches, ranuras sobre distintos materiales conductores o dieléctricos.

En esta tesis se estudiarán diferentes configuraciones novedosas de arreglos de antenas con geometría aperiódica basados en sub-arreglos. Esto, para simplificar la red de alimentación mientras se mejoran las prestaciones del sistema al reducir los lóbulos de tipo rejilla en el intervalo visible. Además, se requiere la búsqueda de configuraciones de arreglos de antenas que consideren un intervalo amplio de escaneo del haz principal, al mismo tiempo que permitan reducir el uso de dispositivos electrónicos al mínimo.

1.3. Análisis del estado del arte.

En la literatura se han realizado una serie de investigaciones relacionadas con la síntesis de agrupamientos de antenas mediante el uso de sub-arreglos. Estas investigaciones han abordado el problema de los sub-arreglos de dos principales maneras. En algunos casos se prefiere mantener la geometría del arreglo intacta y realizar un agrupado aperiódico a nivel de la red de alimentación. También, se ha alterado la geometría del arreglo creando sub-arreglos periódicos, que son distribuidos aperiódicamente en el conjunto total del arreglo. A continuación, se describen algunos trabajos realizados con el uso de sub-arreglos.

En México se han investigado configuraciones de arreglos de antenas con sub-arreglos que permitan un escaneo amplio del haz principal. Por ejemplo, Elizarraras et al. (2017) realizaron un análisis y comparación del desempeño de varios algoritmos evolutivos en la síntesis de arreglos circulares con sub-arreglos circulares de antenas. Además de aplicar propiedades de simetría rotacional para generar un barrido discreto del haz principal en todo el plano azimutal.

En el contexto internacional, Bianchi et al. (2016) evaluaron el uso de sub-arreglos traslapados en arreglos lineales con escaneo limitado del haz principal. Los resultados de la comparación entre las tipologías (traslapado uniforme y traslapado aleatorio) mostraron un rendimiento superior en el traslapado aleatorio en términos de nivel de lóbulo lateral y escaneo del haz principal.

Lee et al. (2013) propusieron dividir un arreglo rectangular de 12x12 elementos en sub-arreglos de dimensión 3x2, e incorporar retardos adicionales de fase en cada sub-arreglo. Este retardo permitió coincidir en todo momento los nulos de los sub-arreglos y los lóbulos tipo rejilla generados por el arreglo, al escanear el haz principal en pasos de paso de 10° en un intervalo de $\pm 40^\circ$ en elevación y azimut. Obteniendo un nivel de lóbulo lateral mínimo de -12.93 dB de amplitud.

Por su parte Zhitao et al. (2013) optimizaron una estructura de sub-arreglos mediante el algoritmo de AGA (*Advanced Genetic Algorithm*) en un arreglo rectangular de 20x32 elementos. Demostraron que es posible

igualar las características de radiación de un diseño convencional, utilizando solo una fracción de los dispositivos activos iniciales y sub-arreglos distribuidos no uniformemente sobre el arreglo.

Avser et al. (2016) propusieron una metodología para implementar sub-arreglos generados aleatoriamente en arreglos lineales y planares. Demostraron que es posible reducir hasta en un 40% el número de desfasadores en arreglos lineales, y un 60% en arreglos rectangulares. Este último, con un escaneo del haz principal de $\pm 14^\circ$ con un nivel de lóbulo lateral máximo de -15 dB de amplitud.

Por otro lado, Toyama (2005) dividió un arreglo planar uniforme en pequeños sub-arreglos idénticos en tamaño y forma. Con esto, mediante un algoritmo evolutivo se perturbó la posición y ángulo de los sub-arreglos para generar un arreglo aperiódico formado por sub-arreglos periódicos. Los resultados lograron satisfacer los requerimientos de nivel de lóbulo lateral establecidos para estaciones terrenas móviles satelitales.

Más recientemente, Krivosheev et al. (2015) desarrollaron arreglos planares aperiódicos compuestos por sub-arreglos periódicos de antenas. La perturbación en la posición de los sub-arreglos permitió disminuir el nivel de lóbulos tipo rejilla que normalmente se aparecen en los arreglos uniformes. Esta forma estratégica de colocar los sub-arreglos de antenas en el arreglo, permitió realizar un escaneo del haz principal de hasta 23° con un nivel de lóbulo lateral máximo de -16 dB.

Como se puede constatar en las referencias citadas anteriormente, por mencionar solo algunas, existen configuraciones de arreglos que logran mejorar las prestaciones de un sistema, mediante el uso de sub-arreglos de antenas.

1.4. Justificación

El incremento constante de los elementos de antena en los diseños para aplicaciones de radar, satelitales o comunicaciones móviles, hace necesario aplicar técnicas para la reducción de dispositivos activos en el diseño de arreglo de antenas. La implementación de la tecnología nueva de arreglos de antenas se ve beneficiada, ya que los costos de implementación se reducen al minimizar la cantidad de dispositivos electrónicos requeridos en un sistema.

Esta tesis se enfocará particularmente, en la optimización de arreglos de antenas con intervalo amplio de barrido del haz principal, reduciendo al mínimo el uso de dispositivos activos, igualando o mejorando los

casos tradicionales de diseño. Para esto se considerarán arreglos de antenas con geometrías circulares y creación de sub-arreglos para reducir el número de desfases y amplificadores necesarios.

1.5. Objetivos de la tesis

1.5.1. Objetivo general

El objetivo principal es desarrollar sistemas de radiación basados en arreglos de antenas aperiódicos, utilizando sub-arreglos para mejorar las prestaciones de radiación y así, tratar de reducir la complejidad total del sistema.

1.5.2. Objetivos particulares

- Desarrollar y evaluar diferentes configuraciones de sistemas de radiación con la capacidad de reducir la complejidad total del sistema (al reducir el número de dispositivos cambiadores de fase requeridos en el sistema) manteniendo un nivel de lóbulos laterales mínimo.
- Aplicar la teoría de diseño de arreglos aperiódicos basados en sub-arreglos, en diferentes configuraciones de agrupamientos de antenas.
- Implementar técnicas de optimización evolutiva en la síntesis de los agrupamientos de antenas.

1.6. Organización de la tesis

El presente trabajo está organizado de la siguiente manera: en el capítulo 2, se proporciona una breve introducción a la teoría de antenas. Enfatizaremos en los elementos de antenas que son utilizados para el desarrollo de esta tesis, mencionando sus características más importantes y las ecuaciones que las describen. Además, se abordará con mayor detalle el concepto y generalidades de arreglo de antenas, se definirán sus parámetros de medición más importantes y sus expresiones correspondientes

En el capítulo 3, se realiza la descripción del problema de diseño y los parámetros considerados para la optimización del arreglo de antenas. Así mismo, se plantea matemáticamente la geometría utilizada para la creación de sub-arreglos y escaneo amplio del haz principal. Posteriormente, se describe el algoritmo de optimización evolutiva utilizado para la optimización de las variables de diseño planteadas. Además, se

proponen y desarrollan dos técnicas para la reducción de dispositivos activos mediante sub-arreglos en diferentes configuraciones y tamaños de arreglos. Así mismo, se describen las consideraciones necesarias para realizar el escaneo amplio del haz principal. Por último, se realizan las simulaciones electromagnéticas en programa *CST (Computer Simulation Technology)* de los resultados obtenidos en Matlab, y un análisis de las mediciones en el simulador electromagnético.

En el capítulo 4, se describe la metodología empleada para el diseño y optimización de los arreglos circulares de anillos concéntricos. Para este caso, se emplea la técnica de sub-arreglos cofasales para la reducción de dispositivos activos y escaneo amplio del haz principal. Además, se abordan distintas configuraciones de arreglos de anillos concéntricos para establecer un compromiso entre nivel de lóbulo lateral y los rangos de escaneo del haz principal. Posteriormente, se muestran los resultados obtenidos de las simulaciones en Matlab y *CST*.

Por último, en el capítulo 5 se mencionan las conclusiones derivadas de los resultados obtenidos.

Capítulo 2. Generalidades de antenas y síntesis de agrupamientos de antenas

2.1. Introducción

En este capítulo se analizarán las características principales de las antenas, realizando un énfasis en las antenas de parche circular y de anillo cortocircuitado. Además, se realizará un análisis de los agrupamientos de antenas, sus distintas configuraciones ya sea lineal y circular. En este análisis se enfatizará en la síntesis de los parámetros más importantes para evaluar los agrupamientos de antenas, como son: el factor de agrupamiento, patrón de radiación y directividad. Además, se describirá las expresiones para el factor de agrupamiento, así como el procedimiento para el cálculo de los parámetros antes mencionados.

2.2. Diagrama de radiación

El diagrama de radiación es una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena, en función de las distintas direcciones del espacio, a una distancia fija. Normalmente se emplea un sistema de coordenadas esféricas (Cardama et al., 2002).

Con la antena situada en el origen y manteniendo constante la distancia, se empleará el campo eléctrico en función de las variables angulares (θ, ϕ) , donde θ representa el ángulo de elevación y ϕ es el ángulo azimut. Como el campo magnético se deriva directamente del eléctrico, la representación podría realizarse a partir de cualquiera de los dos, siendo habitual que los diagramas se refieran al campo eléctrico. Para antenas linealmente polarizadas se define el plano E como el que forma la dirección de máxima radiación y el campo eléctrico en dicha dirección. Análogamente, el plano H es el formado por la dirección de máxima radiación y el campo magnético en dicha dirección. Ambos planos son perpendiculares y su intersección determina una línea que define la dirección de máxima radiación de la antena. (Cardama et al., 2002).

Los cortes bidimensionales del diagrama de radiación se pueden representar en coordenadas polares o cartesianas. En el primer caso (figura 4a) el ángulo polar representa la dirección del espacio, mientras que el radio representa la intensidad del campo eléctrico o la densidad de potencia radiada. En coordenadas cartesianas se representa el ángulo en abscisas y el campo o la intensidad de potencia en ordenadas. La representación en coordenadas cartesianas (figura 4b) permite observar los detalles en antenas muy

directivas, mientras que el diagrama polar suministra una información más clara de la distribución de la potencia en las diferentes direcciones del espacio (Cardama et al., 2002).

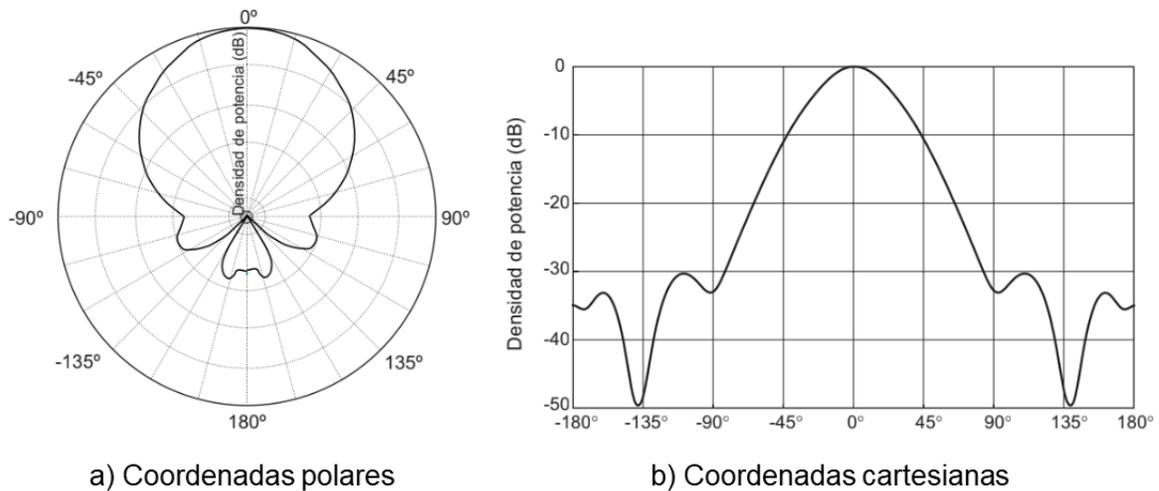


Figura 4. Distintas representaciones del diagrama de radiación.

2.3. Análisis de las antenas de parche.

Las antenas de parche brindan una solución efectiva de fácil fabricación, bajo peso, reducido costo, bajo perfil y fácil adaptación en superficies curvas (Carlos et al., 2017). Estas antenas pueden montarse en la superficie de aviones, naves espaciales, misiles, vehículos y teléfonos móviles (Balanis, 2005). La antena de parche, consiste básicamente de un parche metálico de espesor t , muy delgado ($t \ll \lambda_0$, donde λ_0 es la longitud de onda en el espacio libre), colocado sobre una cara de un dieléctrico (o sustrato) de espesor h (de solo una pequeña fracción de longitud de onda, $0.003 \lambda_0 \leq h \leq 0.05 \lambda_0$), mientras que en la otra cara del dieléctrico se encuentra un plano de tierra.

A continuación se describen los elementos de antena utilizados para el desarrollo de esta tesis. Así como las expresiones matemáticas y los diagramas de radiación correspondientes.

2.3.1. El parche circular como elemento de antena

Uno de los elementos de antena más populares debido a su fácil implementación en arreglos de antenas son los parches circulares o de disco, el cual se muestra en la figura 5. Las características de radiación de

la antena del parche circular pueden ser manipuladas variando las dimensiones del parche, el plano de tierra, y cambiando el material del sustrato. De esta forma los modos de radiación pueden ser obtenidos mediante el cambio de las dimensiones relativas de la longitud y ancho del parche (h). Los modos de radiación MT^z en la antena de parche circular, donde z representa la dirección de radiación y es normalmente considerado perpendicular al parche, están definidos usualmente para un espesor del sustrato muy pequeños ($h \ll \lambda$), (Balanis, 2005).

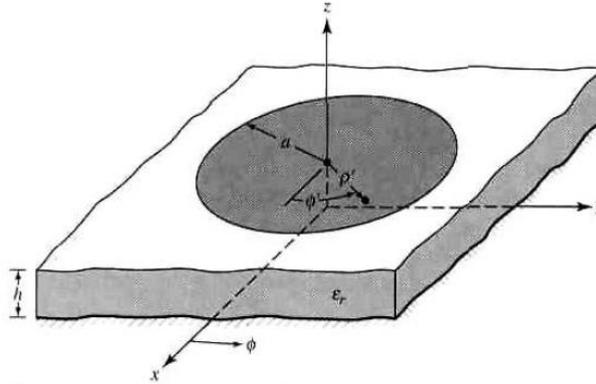


Figura 5. Geometría de un parche circular de antena (Balanis, 2005).

Para este tipo de antenas, el valor absoluto de la frecuencia de resonancia del parche (f_r) está definido principalmente por el valor del radio del parche circular. Para el modo más común MT_{110} la frecuencia de resonancia se calcula mediante la siguiente ecuación (Balanis, 2005):

$$(f_r)_{110} = \frac{1.8412c}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}} \quad (1)$$

Donde c es la velocidad de la luz en el espacio libre y ϵ_r es la permitividad relativa del sustrato. Sin embargo, esta expresión puede llegar a ser no muy exacta para el cálculo de la frecuencia de resonancia, para esto se introduce una ecuación de corrección para el radio efectivo de la antena, denotado por a_e . Esta expresión se muestra a continuación (Balanis, 2005):

$$a_e = a \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} \left[\ln \left(\frac{\pi a}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2} \quad (2)$$

De esta forma la frecuencia de resonancia de la ecuación (1) para el modo MT_{110} puede ser modificada usando la expresión (2) y representada como:

$$(f_r)_{110} = \frac{1.8412c}{2\pi a_e \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3)$$

Los diagramas de radiación para el plano H y E correspondientes al parche circular en modo MT_{110} se muestran en la figura 6. Observamos que este elemento de antena presenta buenas características de radiación en el plano de elevación con un máximo en $\theta = 0^\circ$, para el plano azimutal se presentan altos niveles de atenuación.

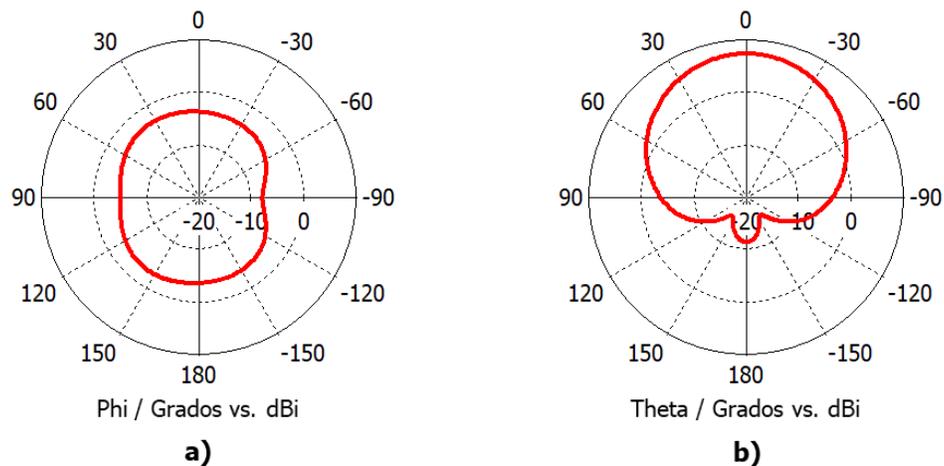


Figura 6. Diagrama de radiación del parche circular: a) Plano H , b) Plano E .

2.3.2. Parche de anillo cortocircuitado

Las antenas de parche de anillo cortocircuitadas incorporan una varilla en el centro de un parche circular: por esta geometría, la resonancia del anillo presenta mejores prestaciones que el parche original, y por consecuencia, mayores valores de ganancia. Esto hace que las topologías anulares sean particularmente adecuadas para su integración en agrupamientos de antenas (González V. et al., 2006). Lo que permite la óptima elección combinada entre el elemento radiador y la separación entre elementos.

Esta configuración (modo TM_{01}) tiene un diagrama de radiación monopolar con un nulo en el cenit, como se muestra en la figura 7. En contraste con el diagrama de radiación del modo fundamental (modo TM_{11})

para parches circulares y de anillos, donde los nulos se encuentran en los costados, sobre el plano del parche.

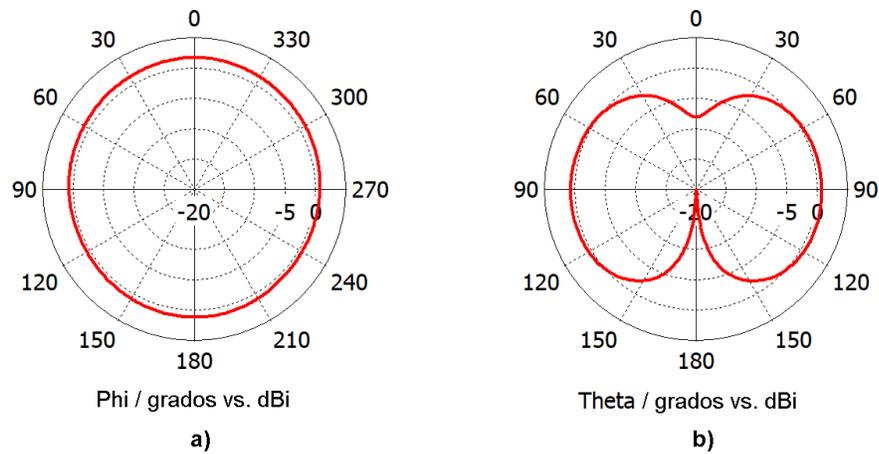


Figura 7. Diagrama de radiación del parche de anillo cortocircuitado: a) Plano H , b) Plano E .

Las principales características del parche de anillo en modo TM_{01} son las siguientes (Quevedo y Rajo, 2006).

- El patrón de radiación presenta nulos en el cenit y un máximo en $\theta = 90^\circ$ para todo ϕ , si el parche es colocado sobre el plano XY .
- El patrón de radiación tiene solo una polarización en campo lejano.

La geometría del parche de anillo cortocircuitado se muestra en la figura 8. El anillo tiene un radio externo R , un radio interno r , y está sobre la superficie de un sustrato de espesor h . El modelo en la figura es alimentado mediante una sonda coaxial localizada a una distancia d del centro del parche.

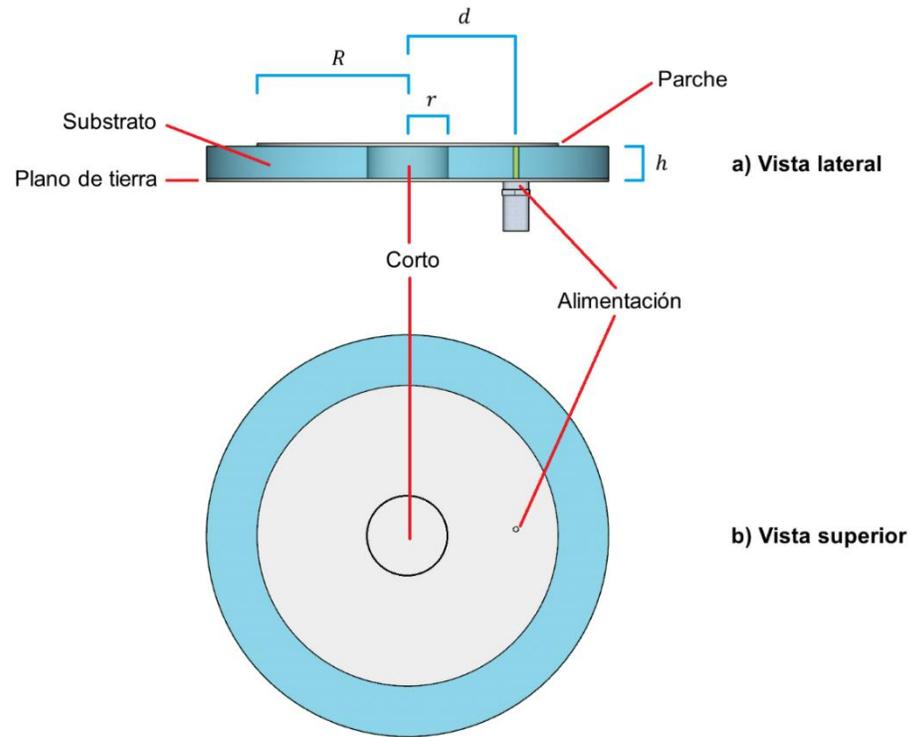


Figura 8. Parche de anillo cortocircuitado.

Siguiendo el análisis realizado por (Quevedo y Rajo, 2006). La frecuencia de resonancia para la geometría de anillo cortocircuitado puede ser obtenida mediante la ecuación (4), cuando el espesor del substrato es $h \ll \lambda$.

$$f_{mn} = \frac{ck_{mn}}{2\pi R\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4)$$

Donde los índices mn son el orden del modo TM , c es la velocidad de la luz en el vacío, ϵ_r es la permitividad relativa del substrato y k_{mn} son las raíces de la ecuación (5) que representan las condiciones de frontera para el parche de anillo cortocircuitado.

$$J'_m(k_{mn}) \cdot N_m(k_{mn} \cdot a) \cdot N'_m(k_{mn}) = 0 \quad (5)$$

Donde a es el producto de $\frac{r}{R}$, $J_m(x)$ y $N_m(x)$ son el primero y segundo tipo m^{th} de las funciones de Bessel y, la prima denota la primera derivada de la función. La figura 9 muestra las raíces k_{mn} de la ecuación (5) para diferentes relaciones de r/R .

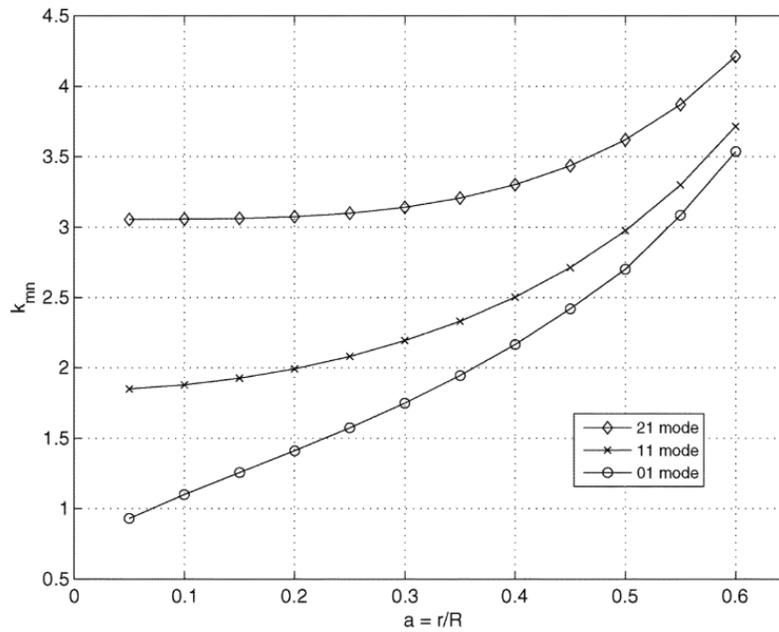


Figura 9. Curvas para los modos del parche de anillo cortocircuitado (Quevedo y Rajo, 2006).

Existen varias correcciones empíricas para las curvas mostradas en la figura 9. Una de las expresiones más apropiadas es propuesta por (Wu y Rosenbaum, 1973), la cual se muestra a continuación:

$$R' = R + \frac{3}{4}h \quad (6)$$

El parámetro de diseño más crítico en esta geometría es el radio interno r . La razón es que este parámetro define la única característica no planar de la antena (al tener un corto entre parche y plano de tierra), y este determina el tamaño del parche para una determinada frecuencia. De este modo, podemos generar una serie de tablas o curvas donde, dependiendo el valor del radio interno, podemos obtener el tamaño del parche (R) para diferentes frecuencias. En la figura 10 se muestran las curvas de diseño para $\epsilon_r = 3$ y un espesor del sustrato de 3 mm.

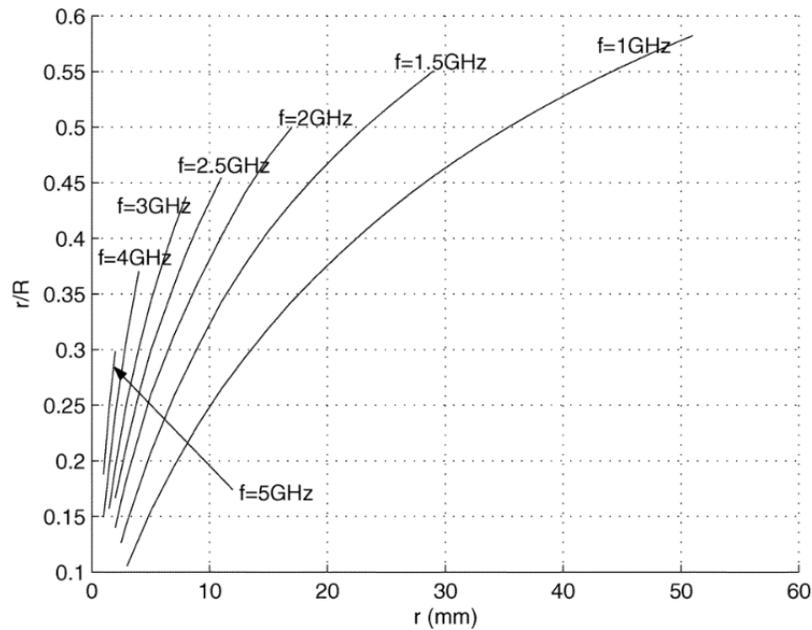


Figura 10. Curvas de diseño para un parche de anillo cortocircuitado con $\epsilon_r = 3$ y $h = 3$ mm (Quevedo y Rajo, 2006).

Por lo tanto, usando la ecuación de corrección mostrada en (6) en las ecuaciones teóricas de (4) y (5), podremos calcular la frecuencia de operación para la antena de parche de anillo cortocircuitado mediante sus 4 parámetros fundamentales (r , R , ϵ y h).

2.4. Agrupamientos de antenas

Un agrupamiento de antenas es un conjunto de antenas que combinadas entre sí logran características de radiación que no se consiguen con un solo elemento (Nieto, 2012). Una manera para aumentar la directividad de una antena es agruparlas en lo que se denomina agrupación o arreglo de antenas. Pero no solo se puede conseguir una directividad deseada, sino que además es posible sintetizar la forma del diagrama de radiación; es lo que se conoce como procedimiento de síntesis. Es decir, dado un diagrama de radiación, que parámetros de excitación permite obtener el diagrama deseado (Anguera et al., 2008).

El diagrama de radiación del conjunto se obtiene como la interferencia de los campos radiados por cada una de las antenas, mientras que en recepción la señal recibida es una combinación lineal de las señales que capta cada antena. Por reciprocidad, si las amplitudes y desfases de la combinación lineal en recepción son iguales a los de la alimentación en transmisión, los diagramas de radiación en transmisión y recepción son iguales (Cardama, 2000).

El campo total es determinado por la suma vectorial de los campos radiados por cada elemento individual. Esto asume que la corriente en cada elemento es la misma que la del elemento aislado. Generalmente esto no es el caso y depende de la separación entre elementos. Para obtener patrones muy directivos, es necesario que los campos provenientes de los elementos del agrupamiento, interfieran constructivamente (en adición) en la dirección deseada e interfieran destructivamente (cancelándose) en el espacio restante. Idealmente esto puede cumplirse, pero en la práctica esto solo se acerca. En un agrupamiento de antenas conformado por elementos idénticos, existen cinco componentes que interfieren en la formación del patrón de radiación, estos son (Balanis, 2005):

1. La configuración geométrica del agrupamiento (lineal, circular, planar, entre otros), figura 11.
2. La separación relativa de los elementos.
3. La excitación de amplitud de los elementos individuales
4. La excitación de fase de los elementos individuales.
5. El patrón de radiación relativo de los elementos individuales.

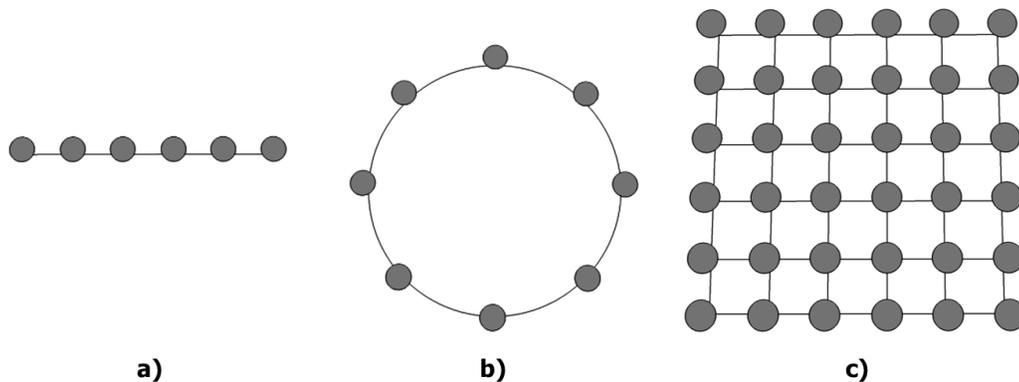


Figura 11. Diferentes configuraciones de agrupamientos de antenas, a) arreglo lineal, b) arreglo circular, c) arreglo planar.

Los agrupamientos de antenas nos permiten, además, barrer el máximo de radiación en cualquier dirección del espacio (Anguéra et al., 2008). Muchas aplicaciones con sistemas de antenas requieren que la dirección del haz principal cambie con el tiempo, o presente propiedades de barrido del haz. Esto puede lograrse por medio de sistemas de giro mecánicos o una implementación de arreglos de fase para los elementos de antena. Sin embargo, los sistemas de direccionamiento mecánicos resultan ser más lentos y requieren un mayor costo de implementación. Por otro lado, los arreglos de fase realizan el barrido del

haz principal a gran velocidad debido a que todo el sistema es electrónico y depende de la velocidad de los dispositivos electrónicos. El control electrónico se basa en variar la fase o retardos de tiempos en cada uno de los elementos para controlar la dirección del haz principal. Al añadir esta propiedad a los agrupamientos de antena, estos se denominan agrupamientos desfasados (Mailloux, 1994). En general, un arreglo de fase es definido como un agrupamiento de antenas cuya dirección del haz principal es controlada por variaciones de fase o retardos de tiempo en los elementos (Stutzman et al., 1998).

Los arreglos de fase son implementados en sistemas de radar, ya que se requieren de respuestas rápidas en la localización y seguimiento de objetivos, así como en aplicaciones de comunicaciones, donde el patrón de radiación debe adaptarse a las condiciones del tráfico y el estado del canal radio.

2.5. Diagrama de radiación del agrupamiento de antenas

Siendo I_n el valor de corriente para el elemento n del agrupamiento y $e^{j\omega_z n}$ la parte compleja de dicho valor. La expresión del vector de radiación estará dada por

$$\sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{j\omega_z n} \quad (7)$$

ω_z es la frecuencia digital en la dirección z y, es el producto de la frecuencia espacial analógica k_z por el periodo de muestreo en la dirección z , que es igual a d , es decir (Cardama, 2000).

$$\omega_z = k_z d = k d \cos \theta \quad (8)$$

donde θ es el ángulo con respecto al eje de la agrupación. La expresión final para el vector de radiación queda de la siguiente manera

$$\vec{E}(\hat{r}) = \vec{E}_0(\hat{r}) \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{jkn d \cos \theta} \quad (9)$$

siendo $\vec{E}_0(\hat{r})$ el campo radiado por la antena básica con alimentación unitaria. Normalmente los fasores de alimentación I_n presentan una fase progresiva entre cada par de antenas consecutivas $I_n = \alpha_n e^{jn\alpha}$, de forma que suele escribirse (Cardama, 2000):

$$\vec{E}(\hat{r}) = \vec{E}_0(\hat{r}) \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n e^{jn(kd \cos \theta + \alpha)} \quad (10)$$

La ecuación anterior puede interpretarse como la interferencia de los campos radiados por cada una de las antenas que componen la agrupación. Esto también puede demostrarse partiendo de la figura 12.

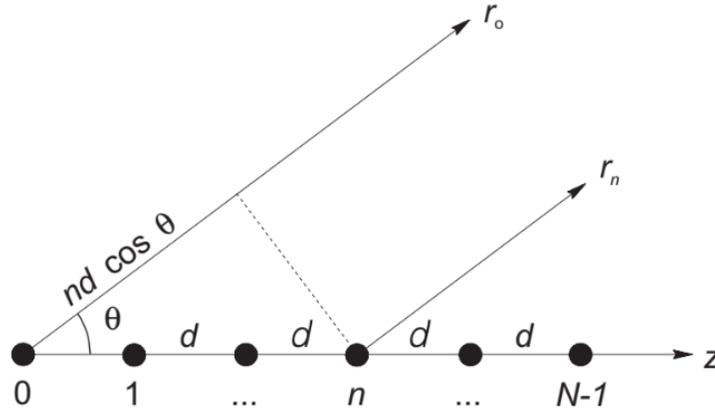


Figura 12. Interferencia de los campos radiados por los elementos de antena del agrupamiento (Cardama, 2000).

Puede observarse que, la diferencia de caminos entre la antena situada en el origen y la n -ésima es:

$$r_n - r_0 = -n d \cos \theta \quad (11)$$

De forma que el potencial del vector radiado por toda la agrupación será (Cardama, 2000):

$$\vec{A}(\vec{r}) = \sum_{n=0}^{N-1} \vec{A}_0(\vec{r}) = \vec{A}_0(\vec{r}) \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{jkn d \cos \theta} \quad (12)$$

Que es equivalente a la ecuación (9). Para simplificar, la ecuación (10) suele escribirse en función de un ángulo eléctrico $\psi = k d \cos \theta + \alpha$, que presenta la diferencia de fase entre las contribuciones en campo lejano de dos antenas consecutivas. Esta diferencia de fase es igual a la suma del desfase por la diferencia de caminos, $k d \cos \theta$, más la fase progresiva de la alimentación denotada por α . Utilizando esta notación, la expresión del campo eléctrico radiado por el agrupamiento es (Cardama, 2000):

$$\vec{E}(\hat{r}) = \vec{E}_0(\vec{r}) \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn\psi} \quad (13)$$

El diagrama del campo radiado por la agrupación es igual al producto del diagrama de la antena básica, $\vec{E}_0(\vec{r})$, multiplicando por un factor que tiene en cuenta la interferencia de las N ondas generadas por las

N antenas. Este factor depende únicamente de la separación entre los elementos de la agrupación, de la alimentación y de la frecuencia de trabajo, y se denomina *factor de arreglo (FA)*, (Cardama, 2000).

$$FA(\psi) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn\psi} \quad (14)$$

El factor de arreglo definido por la expresión anterior y expresado en función del ángulo ψ es una función que depende únicamente de los coeficientes de la alimentación a_n . Para obtener el diagrama de radiación en función de las direcciones del espacio real θ , se sustituye $\psi = k d \cos \theta + \alpha$, con lo que se incluye la dependencia con el espacio, la fase y la frecuencia de trabajo.

2.6. Arreglos de antenas

En un arreglo lineal, los elementos de antena se encuentran distribuidos en una línea recta, tal y como se muestra en la figura 12, se puede asumir que todos los elementos tienen amplitudes idénticas pero, cada elemento subsecuente tiene una fase progresiva α de corriente de excitación relativa actual con respecto a su anterior.

Para un arreglo de elementos idénticos, es decir, todos los elementos con amplitudes idénticas y con su respectiva fase progresiva, el factor de agrupamiento puede ser obtenido considerando los elementos como fuentes puntuales o isotrópicas. Por lo tanto, el factor de agrupamiento estará dado por la siguiente expresión matemática (Balanis, 2005):

$$FA = 1 + e^{j(kd \cos \theta + \alpha)} + e^{j2(kd \cos \theta + \alpha)} + \dots + e^{j(N-1)(kd \cos \theta + \alpha)}$$

$$FA = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kd \cos \theta + \alpha)} \quad (15)$$

que puede ser reescrita como:

$$FA = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi} \quad (16)$$

donde $\psi = k d \cos \theta + \alpha$. Si los actuales elementos de antena no son fuentes isotrópicas, el campo total puede calcularse mediante la multiplicación del factor de arreglo de las fuentes isotrópicas, por el diagrama o patrón de radiación del elemento utilizado. A este producto se le conoce como el patrón de radiación del arreglo (Balanis, 2005), y está definido por la siguiente expresión:

$$P(\theta, \varphi) = FA(\theta, \varphi) \times PE(\theta, \varphi) \quad (17)$$

Donde $PE(\theta, \varphi)$ es el patrón de radiación del elemento de antena único.

2.7. Arreglo circular de antenas

Los arreglos circulares, en los cuales los elementos son colocados formando un anillo circular (figura 13), son una configuración de agrupamiento con gran interés práctico, como pueden ser en aplicaciones de escaneo tales como sistemas de radiodetección, sistemas de navegación aéreas y espaciales, propagación de ondas subterráneas, radares, sonares y muchos otros sistemas (Balanis, 2005).

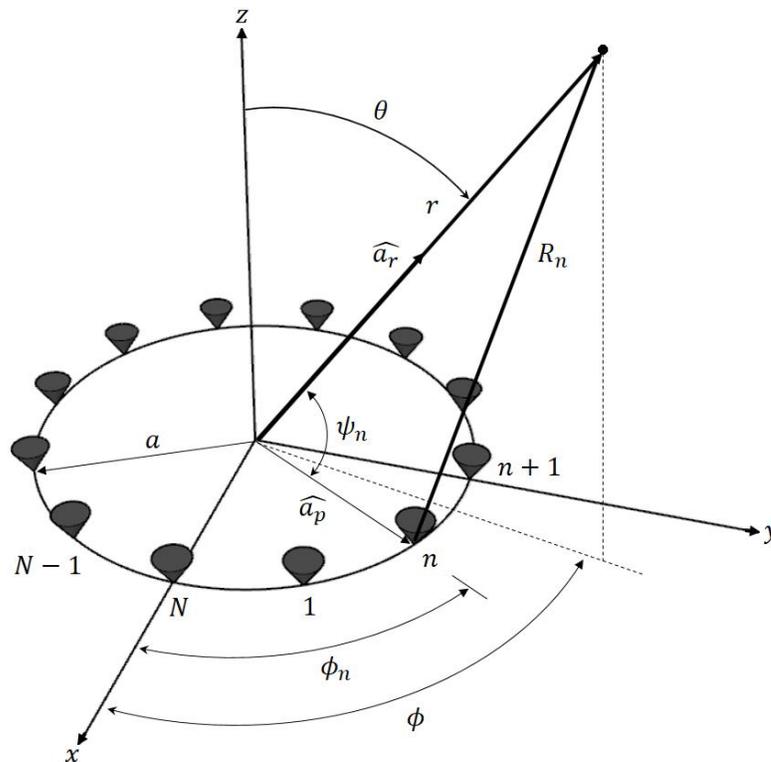


Figura 13. Geometría de un arreglo circular de N elementos (modificado de Balanis, 2005).

Refiriéndonos a la figura 13, asumiendo N elementos isotrópicos y con distribución uniforme en el plano $X-Y$ a lo largo de un anillo circular de radio a . El campo normalizado del agrupamiento puede ser descrito por la siguiente expresión (Balanis, 2005):

$$E_0(r, \theta, \phi) = \sum_{n=1}^N a_n \frac{e^{-jkR_n}}{R_n} \quad (18)$$

donde R_n es la distancia medida del elemento n , al punto de observación. En general:

$$R_n = (r^2 + a^2 - 2ar \cos \psi)^{1/2} \quad (19)$$

Para $r \gg a$, es posible reducir para tener (Balanis, 2005):

$$R_n \simeq r - a \cos \psi_n = r - a(\hat{a}_p \cdot \hat{a}_r) = r - a \sin \theta \cos(\phi - \phi_n) \quad (20)$$

donde

$$\begin{aligned} \hat{a}_p \cdot \hat{a}_r &= (\hat{a}_x \cos \phi_n + \hat{a}_y \sin \phi_n) \cdot (\hat{a}_x \sin \theta \cos \phi + \hat{a}_y \sin \theta \sin \phi + \hat{a}_z \cos \theta) \\ &= \sin \theta \cos(\phi - \phi_n) \end{aligned} \quad (21)$$

Por lo tanto, asumiendo para variaciones de amplitud $R_n \simeq r$, se tiene (Balanis, 2005):

$$E_n(r, \theta, \phi) = \frac{e^{-jkr}}{r} \sum_{n=1}^N a_n e^{+jka \sin \theta \cos(\phi - \phi_n)} \quad (22)$$

siendo a_n el coeficiente de excitación (amplitud y fase) para el n ésimo elemento, $\phi_n = 2\pi(\frac{n}{N})$ es la posición angular del n ésimo elemento en el plano X-Y. El coeficiente de excitación del n ésimo elemento puede ser escrito como (Balanis, 2005):

$$a_n = I_n e^{j\alpha_n} \quad (23)$$

donde I_n es el valor de excitación de amplitud del elemento n de antena, y α_n es la excitación de fase (relativa al centro del agrupamiento) para el elemento de antena n .

Por lo tanto, con (23), la ecuación (22) puede ser expresada de la siguiente manera (Balanis, 2005):

$$E_0(r, \theta, \phi) = \frac{e^{-jkr}}{r} [AF(\theta, \phi)] \quad (24)$$

$$FA(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N I_n e^{j[ka \sin \theta \cos(\phi - \phi_n) + \alpha_n]} \quad (25)$$

La expresión anterior representa el factor de arreglo para un agrupamiento circular de N elementos uniformemente espaciados. Para dirigir el lóbulo principal en una determinada dirección angular en (θ_0, ϕ_0) , la excitación de fase para el elemento n de antena puede calcularse mediante la siguiente expresión (Balanis, 2005):

$$\alpha_n = -ka \sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_n) \quad (26)$$

Por lo tanto, para un agrupamiento circular de distribución uniforme y excitación de fase progresiva, el factor de arreglo estará dado por (Balanis, 2005):

$$FA(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N I_n e^{kja[\sin \theta \cos(\phi - \phi_n) - \sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_n)]} \quad (27)$$

2.8. Directividad en un arreglo de antenas

La directividad de un arreglo de antenas es uno de los parámetros más importantes, pues proporciona una medida de la capacidad de la agrupación para concentrar el haz principal en una o varias direcciones en el espacio (Cardama, 2000).

Consideremos el tipo de arreglo más común, en el que las alimentaciones son reales y positivas, de forma que el máximo del factor de arreglo $FA(\psi) = 0$, con un desfase progresivo tal que el máximo se encuentre dentro del margen visible.

La directividad en la dirección de máxima radiación está definida como el cociente entre la densidad de potencia por unidad de ángulo sólido radiada en la dirección del máximo y la que produciría una antena isotrópica que radiara la misma potencia total, (Cardama, 2000):

$$D = \frac{K_{MAX}}{P_r/4\pi} \quad (28)$$

La potencia total radiada es la integral, en coordenadas esféricas, de la intensidad de radiación $K(\theta, \phi)$ en todas las direcciones del espacio, (Cardama, 2000):

$$P_r = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi K(\theta, \phi) \sin \theta \, d\theta \, d\phi \quad (29)$$

Con objeto de analizar la mejora de directividad debida a la agrupación, se supone que la antena básica es isotrópica, de forma que la intensidad de radiación es igual al factor de arreglo elevado al cuadrado, de manera que,

$$K(\theta, \phi) = |FA(\psi)|^2 \quad (30)$$

y sustituyendo en la expresión de la directividad, obtenemos (Cardama, 2000):

$$D = 4\pi \frac{|FA_{MAX}|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi |FA(\theta)|^2 \sin \theta \, d\theta \, d\phi} = \frac{2|FA_{MAX}|^2}{\int_0^\pi |FA(\theta)|^2 \sin \theta \, d\theta} \quad (31)$$

La integral del denominador, que representa la potencia total radiada, se simplifica si se expresa el factor de arreglo en función del espacio d y el desfase progresivo α , con el cambio de variable de las ecuaciones (32) y (33), (Cardama, 2000):

$$\psi = k d \cos \theta + \alpha \quad (32)$$

$$d\psi = -k d \sin \theta \, d\theta \quad (33)$$

la expresión de la directividad se reduce a (Cardama, 2000):

$$D = \frac{2 k d |FA_{MAX}|^2}{\int_{\alpha-kd}^{\alpha+kd} |FA(\psi)|^2 d\psi} \quad (34)$$

Obsérvese que los límites de la integral son los mismos que los del margen visible, por lo que la integración se extiende únicamente sobre el margen visible, que es la parte del factor de arreglo asociada con el diagrama de radiación en el espacio real.

2.9. Conclusiones

En este capítulo analizamos las características de un diagrama de radiación y la forma típica de representarlos. Se definieron los diagramas de radiación y expresiones matemáticas para las antenas de parche circular y las antenas de anillos cortocircuitados. Posteriormente se desarrollaron las ecuaciones para el cálculo del factor de arreglo en los arreglos lineales y circulares, siendo el arreglo lineal el caso más simple de analizar. También se planteó las ecuaciones del cálculo de la directividad en un arreglo de antenas.

La síntesis de los diagramas de radiación involucra una serie de parámetros los cuales se abordaron en este capítulo, estos parámetros son; la separación entre elementos, la excitación de amplitud y los valores de fase. En configuraciones más complejas, los parámetros de diseño resultan ser más complicados de calcular y optimizar. En el siguiente capítulo se desarrollarán geometrías más complejas y se plantearán técnicas para la reducción de amplificadores y desfasadores, así como la introducción de los algoritmos de optimización, analizando la estructura de éstos, la función objetivo y la dependencia a una gran cantidad de variables.

Capítulo 3. Diseño de arreglos circulares de sub-arreglos circulares de antenas

3.1. Introducción.

Para el diseño de un agrupamiento de antenas es posible manipular una serie de parámetros, los cuales nos permiten cambiar las prestaciones del diagrama de radiación mejorando o degradando la eficiencia del sistema. Es por ello la importancia de un diseño óptimo, ya que, nos permitirá mejorar las características en la síntesis del diagrama de radiación, buscando disminuir la cantidad de dispositivos activos en el diseño.

Como se planteó en el capítulo 1, los trabajos realizados respecto a la reducción de dispositivos activos en arreglos de antenas, se encuentra muy orientada a geometrías lineales y planares con escaneo limitado del haz principal. Por lo tanto, se requiere la búsqueda de configuraciones de arreglos de antenas que consideren un intervalo amplio de escaneo del haz principal, al mismo tiempo que reduzcan el uso de dispositivos activos al mínimo, esto mediante el uso de geometrías con sub-arreglos y la creación de grupos de antenas que compartan amplitud y fase.

3.2. Formulación del problema para la reducción de dispositivos activos.

Las geometrías circulares presentan buenas prestaciones al momento del realizar el escaneo del haz principal sobre el plano azimutal, esto, debido a la distribución uniformemente angular de los elementos de antena sobre el plano. Para el desarrollo de esta tesis, se propone desarrollar técnicas para la reducción de dispositivos activos en geometrías circulares con sub-arreglos (figura 14), y realizar un barrido del haz principal mediante propiedades de simetría rotacional. Estas propiedades se analizaron en publicaciones previas del grupo de investigación (Elizarraras et al., 2017). Para esto, los parámetros de diseño necesarios para su optimización son: posición de los elementos de antena, forma de agrupar los amplificadores/desfasadores, valor de excitación de fase y valor de excitación de amplitud.

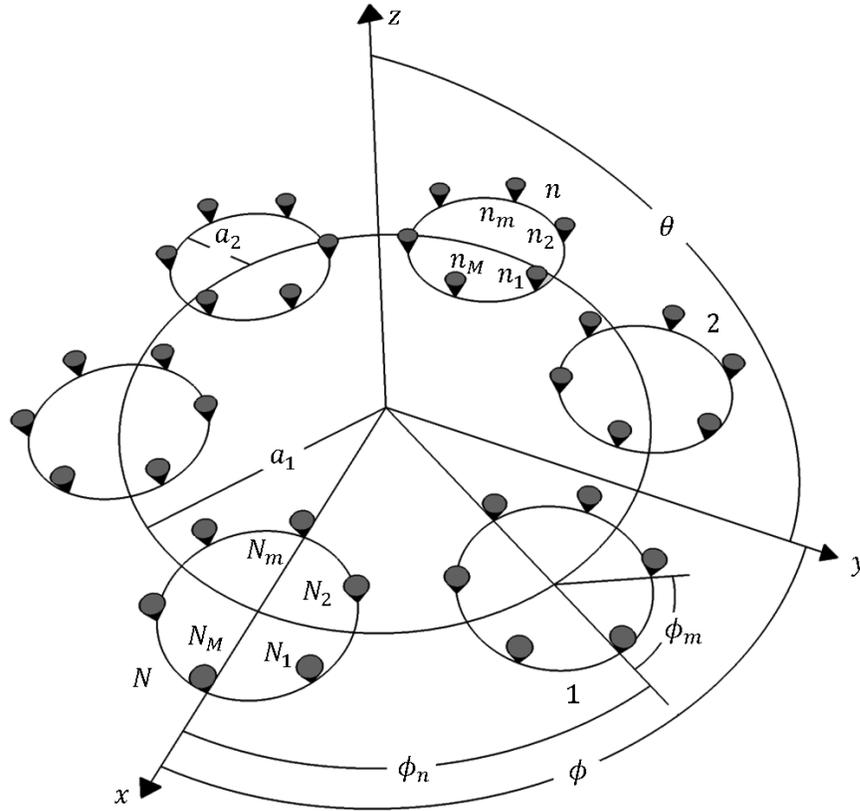


Figura 14. Arreglo circular de sub-arreglos circulares (modificado de Elizarraras et al., 2017).

A continuación se plantearán las expresiones para la posición de los elementos de antena. Estas expresiones son una función de la posición angular de cada sub-arreglo φ_n y elemento de antena φ_m , con los valores del radio primario a_1 y radio secundario a_2 . Los valores de los radios deberán ser optimizados considerando restricciones en sus valores mínimo y máximo. Para esto se estableció una separación mínima de 0.5λ entre elementos de antena. Esta separación es la recomendada por la literatura para reducir el deterioro en el diagrama de radiación causado por efectos de acoplamiento mutuo (Hansen, 1998; Edelberg y Oliner, 1960). Por lo tanto, la posición de los elementos de antena se da como (Elizarraras et al., 2017):

$$(x_n = a_1 \cos \varphi_n + a_2 \cos \varphi_m) \quad (35)$$

$$(y_n = a_1 \sin \varphi_n + a_2 \sin \varphi_m) \quad (36)$$

Para la creación de los sub-arreglos que compartan fase y amplitud, se proponen dos técnicas de diseño: agrupar considerando la geometría del arreglo, y agrupar en base a los valores cofasales. Para ambos

casos, se partirá de un diseño convencional con excitación de amplitud uniforme y escaneo del haz principal mediante valores cofasales.

El cálculo del diagrama de radiación para un agrupamiento circular de sub-arreglos circulares queda representado mediante la siguiente expresión matemática (Elizarraras et al., 2017):

$$FA(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M I_{nm} e^{j[k(a_1 \sin \theta \cos(\phi - \varphi_n) + a_2 \sin \theta \cos(\phi - \varphi_m)) + \alpha_{nm}]} \quad (37)$$

Donde I_{nm} es la excitación de amplitud del m elemento de antena para el n sub-arreglo circular; a_1 y a_2 son el radio del arreglo circular primario y secundario, respectivamente; $\varphi_n = \frac{2\pi n}{N}$ representa la posición angular del n sub-arreglo circular en el plano x - y ; $\varphi_m = \frac{2\pi m}{M}$ es la posición angular para el m elemento de antena del n sub-arreglo circular; $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ representa la constante de onda; θ es el ángulo de elevación y ϕ el ángulo de azimut, y α_{nm} es la excitación de fase (o valor cofasal) del elemento de antena. Los valores cofasales para esta geometría estarán dados por la siguiente expresión (Elizarraras et al., 2017).

$$\alpha_{nm} = -k(ka_1 \sin \theta_0 \cos(\theta_0 - \varphi_n) + a_2 \sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \varphi_m)) \quad (38)$$

Donde θ_0 representa la dirección del lóbulo principal en el plano de elevación, y ϕ_0 la dirección del lóbulo principal en el plano azimutal.

Para determinar si las características del diagrama de radiación son buenas, es necesario considerar una serie de parámetros, los cuales se obtendrán de mediciones computacionales realizadas al factor de agrupamiento. Estos parámetros son (Figura 15): nivel de lóbulo lateral (o *SLL* por sus siglas en inglés), directividad (D) y ancho de haz del lóbulo principal (AH).

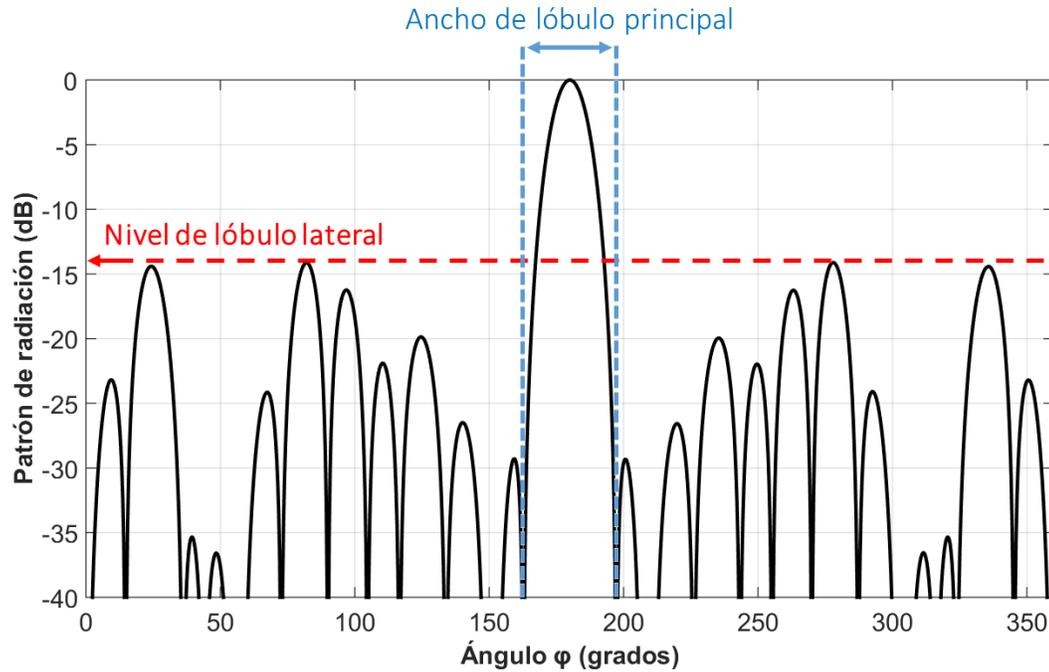


Figura 15. Parámetros de medición para el diagrama de radiación: nivel de lóbulo lateral, directividad y ancho de haz.

El nivel de lóbulo lateral o $SLL_{max} = \max(AF(\theta, \phi) \notin \text{lóbulo principal})$ es el valor en el nivel máximo del lóbulo lateral en $\phi = (0, 2\pi)$ y $\theta = \pi/2$. La directividad (D) del factor de agrupamiento en un arreglo circular de sub-arreglos circulares de antenas está dado por la siguiente ecuación (Elizarraras O. et al., 2017):

$$D = \frac{4\pi |AF(\theta_0, \phi_0)|^2}{\iint_{\theta=0, \phi=0}^{\pi, 2\pi} |AF(\theta, \phi)|^2 \sin\theta d\theta d\phi} \quad (39)$$

Como se demuestra en Elizarraras O. et al. (2017) es posible mejorar las prestaciones de un diseño convencional utilizando los valores adecuados de fase y amplitud. Por lo tanto, será necesario implementar un algoritmo evolutivo capaz de optimizar las variables de diseño que intervienen en la generación del diagrama de radiación. Las variables consideradas para su optimización mediante el algoritmo son: posición del elemento de antena, valor de excitación de amplitud y valor de fase.

Por lo tanto, mediante una función objetivo (FO), el algoritmo de optimización buscará maximizar la directividad, minimizar el nivel de lóbulo lateral y minimizar ancho de haz principal. A continuación, se presenta una descripción del algoritmo utilizado para dicho fin.

3.3. Algoritmo de Evolución Diferencial en la síntesis del arreglo de antenas.

El algoritmo de Evolución Diferencial (*ED*) fue desarrollado para la optimización de funciones con un gran número de variables. Además, como un optimizador global confiable, versátil y de fácil implementación. La primera publicación escrita sobre Evolución Diferencial apareció como un reporte técnico de Storn y Price en 1995 (Storn y Price, 1995). En este documento se planteó un nuevo enfoque heurístico para minimizar las funciones espaciales continuas no lineales y no diferenciables.

El principio básico en Evolución Diferencial es lograr la mutación y, por lo tanto, un mapeo del espacio global de posibles soluciones, utilizando combinaciones aritméticas de los individuos. Estas combinaciones generarán un nuevo individuo, también llamado candidato, el cual será valorado mediante una función objetivo, y de resultar ser mejor al individuo inicial comparado, reemplazará a este. La obtención del candidato resulta de la diferencia vectorial de dos individuos, la cual producirá una mutación en un tercero.

El algoritmo de *ED* ha sido ampliamente aplicado en la síntesis de agrupamientos de antenas, en casos de diseño como: la optimización de valores de fase y amplitud en arreglos lineales reconfigurables (Rao y Sarma, 2017); o en el estudio y síntesis de geometrías circulares de sub-arreglos circulares, donde se compararon los resultados de distintos algoritmos utilizados para la optimización del arreglo, siendo *ED* el más apropiado para esta geometría (Elizarraras et al., 2017), entre otros.

En la figura 16 se muestra el esquema basado en el análisis realizado por Robic y Filipic (2005). Esta figura muestra el esquema básico del método de optimización de Evolución Diferencial. Posteriormente se detallan las partes esenciales del algoritmo.

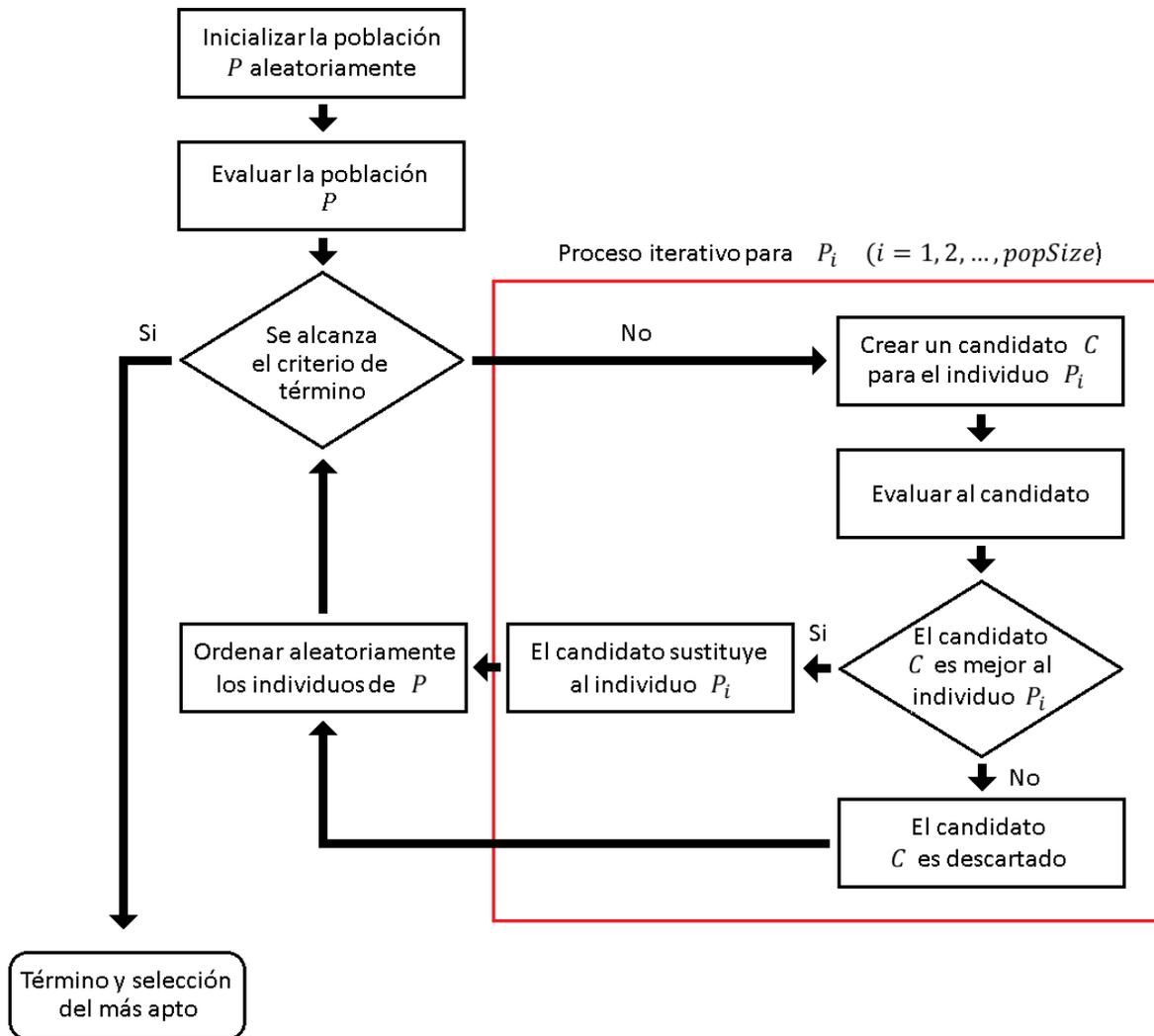


Figura 16. Diagrama de flujo de Evolución Diferencial.

- a) **Inicializar la población:** generar una población aleatoria P de tamaño $popSize$ y con distribución normal sobre el espacio de soluciones, donde $popSize$ representa el número de posibles soluciones que tendrá el algoritmo.
- b) **Evaluar la población:** mediante una función objetivo, se evalúa independientemente cada posible solución de P . En este caso la FO representa las contribuciones de las tres mediciones realizadas al diagrama de radiación: SLL , D y AH , y es calculado mediante la siguiente expresión:

$$FO_i = SLL_i + \frac{1}{D_i} + AH_i \quad (i = 1, 2, \dots, popSize) \quad (40)$$

- c) **Creación y evaluación del candidato:** para cada individuo P_i :

- 1) Se seleccionan tres individuos aleatorios P_{i_1}, P_{i_2} y P_{i_3} , provenientes de P y diferentes entre sí.
 - 2) Se calcula el candidato C mediante $C = P_{i_1} + F(P_{i_2} - P_{i_3})$. Donde F representa el factor de escalado, usualmente 0.5 (Robic y Filipic, 2005).
 - 3) Se evalúa el candidato C mediante la FO .
 - 4) Si el candidato C es mejor al individuo P_i , el candidato reemplaza a P_i . En cualquier otro caso el candidato es descartado.
- d) **Criterio de término:** se pueden establecer varias opciones para terminar la ejecución del algoritmo, ya sea definiendo un valor umbral para la FO , o un número definido de ciclos del algoritmo. Para el desarrollo de esta tesis, se estableció un número muy grande de iteraciones (5000 iteraciones). Con esto se busca que el resultado sea el más cercano al óptimo.
- e) **Término y selección del más apto:** se selecciona del conjunto P el individuo que presente las mejores características definidas por la FO , este individuo representa la solución final del algoritmo.

En la siguiente sección se describen dos técnicas que son propuestas para la creación de sub-arreglos de antenas. Con esto se busca, reducir los dispositivos activos mediante la interconexión de dos o más antenas al mismo amplificador y desfasador.

3.4. Creación de sub-arreglos basados en la geometría del arreglo

Para este primer caso de diseño se propone colocar un amplificador y un desfasador por cada sub-arreglo circular presente en la geometría del arreglo, como se muestra en la figura 17. A estos grupos de antenas los llamaremos *sub-arreglos uniformes* (o *SAU*). De esta forma, un arreglo circular de n sub-arreglos circulares de m antenas (*arreglo $n \times m$*) tendrá n amplificadores y n desfasadores.

El caso *a)* de la figura 17 representa un arreglo circular de 4 sub-arreglos circulares con 4 antenas cada uno (arreglo 4x4). Esta configuración consta de 16 antenas ($n_1, n_2, \dots, n_{15}, n_{16}$), las cuales son alimentadas únicamente con 4 dispositivos desfasadores ($\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ y α_4) y 4 amplificadores (I_1, I_2, I_3 y I_4). Para este caso, los *SAU* están representados por grupos de 4 elementos, que son: $\{n_1, n_2, n_3, n_4\}$, $\{n_5, n_6, n_7, n_8\}$, $\{n_9, n_{10}, n_{11}, n_{12}\}$ y $\{n_{13}, n_{14}, n_{15}, n_{16}\}$. El caso *b)* corresponde a un arreglo circular de 6 sub-arreglos circulares con 6 elementos de antena cada uno (arreglo 6x6). El arreglo de 36 antenas ($n_1, n_2, \dots, n_{35}, n_{36}$) está distribuido en *SAU* de 6 elementos de antena cada uno: $\{n_1, n_2, n_3, n_4, n_5, n_6\}$, $\{n_7, n_8, n_9, n_{10}, n_{11}, n_{12}\}$, $\{n_{13}, n_{14}, n_{15}, n_{16}, n_{17}, n_{18}\}$, $\{n_{19}, n_{20}, n_{21}, n_{22}, n_{23}, n_{24}\}$, $\{n_{25}, n_{26}, n_{27}, n_{28}$,

n_{29}, n_{30} y $\{n_{31}, n_{32}, n_{33}, n_{34}, n_{35}, n_{36}\}$. Estos SAU son alimentados por 6 dispositivos desfasadores ($\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5, \alpha_6$) y 6 amplificadores ($I_1, I_2, I_3, I_4, I_5, I_6$) respectivamente.

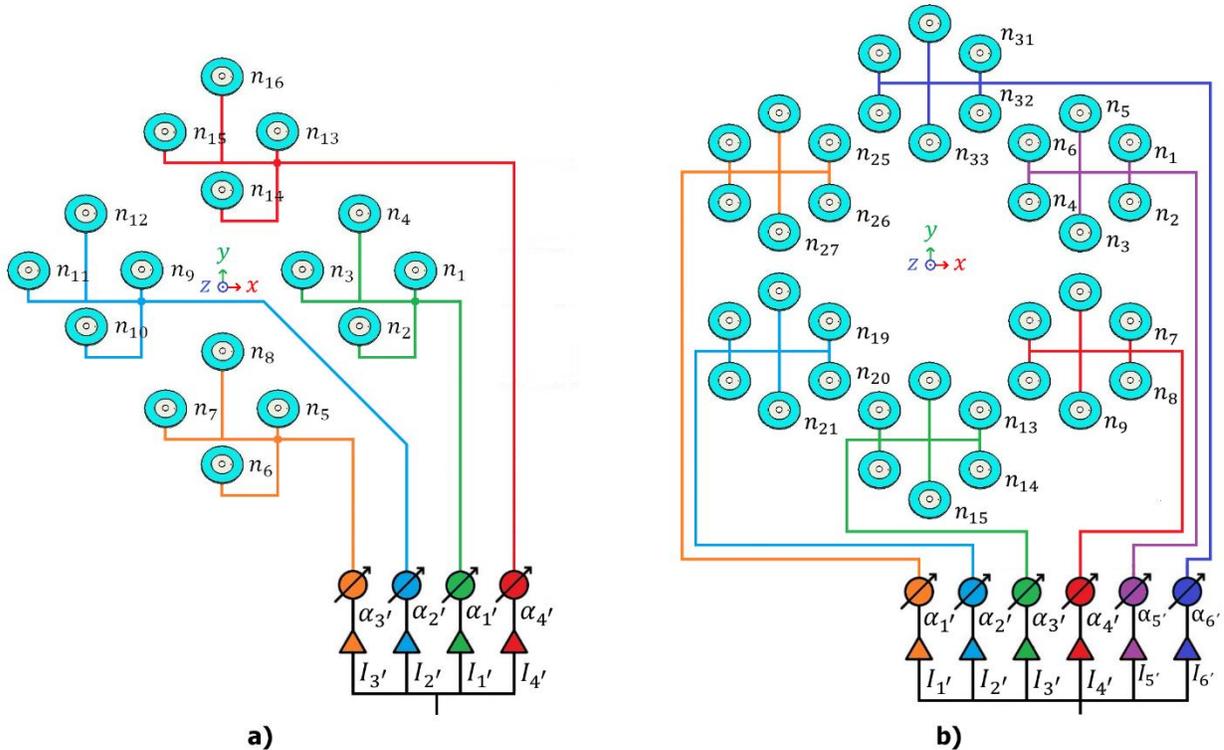


Figura 17. Conformación de sub-arreglos en: a) arreglo 4x4, b) arreglo 6x6.

El agrupado de los elementos de antena en sub-arreglos de fase y amplitud puede generar deterioro en el desempeño del sistema, causado directamente por el truncamiento del número de valores de fase que alimentan el arreglo. En el caso convencional, estos valores de fase son calculados por la ecuación (38) explicada anteriormente. Por lo que, en un agrupamiento de N elementos de antena, este contará con N valores cofasales que pueden ser o no distintos entre sí, esto se abordará más a detalle en la siguiente sección.

Para un desempeño óptimo del sistema se propone optimizar los valores de excitación de fase y amplitud mediante el algoritmo de Evolución Diferencial. Con esto se busca que la optimización reduzca el deterioro causado por el truncamiento en el número de fases, mediante la selección correcta del valor de excitación de fase y amplitud para cada sub-arreglo.

La figura 18 muestra el comportamiento de la función objetivo en el algoritmo de *ED* al optimizar los 4 valores de fase y 4 valores de amplitud del arreglo 4x4 (figura 17a). Podemos observar que la mayor ganancia en el valor de la *FO* sucede en las primeras iteraciones, ya que posteriormente el cambio en el valor de la *FO* es mínimo. Sin embargo, un número alto de iteraciones en el algoritmo garantiza que el resultado será lo más cercano al óptimo.

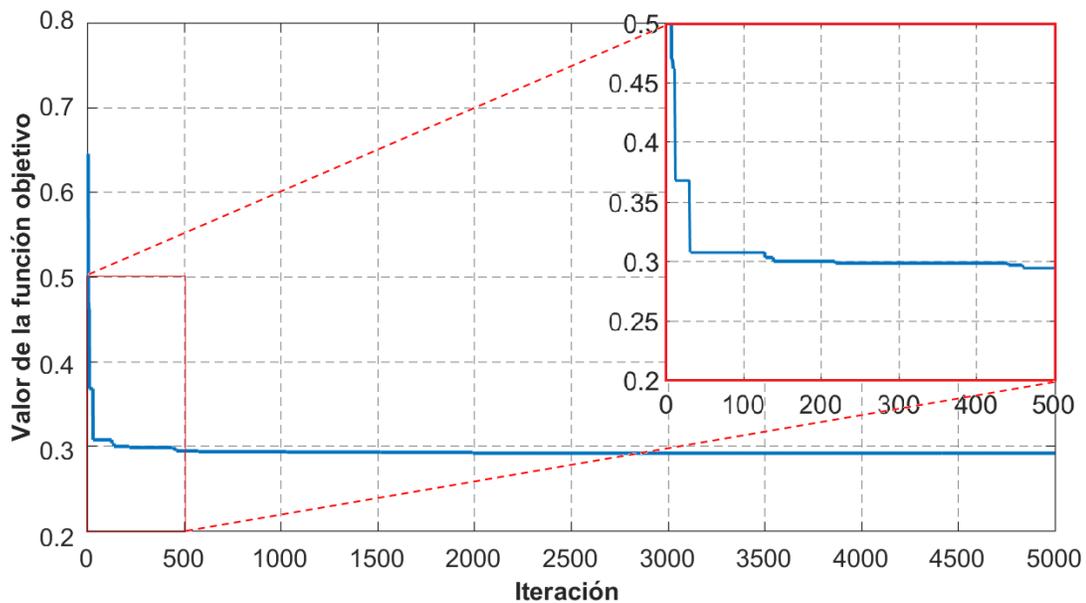


Figura 18. Evolución del valor de la función objetivo durante el proceso de optimización con *ED*.

Los valores de fase y amplitud generados por el algoritmo *ED* se muestran en la figura 19. Observamos que el sub-arreglo $\{n_1, n_2, n_3, n_4\}$ es alimentado por una excitación de amplitud $I_{1'} = 12.2080$ y fase relativa $\alpha_{1'} = -1.7167$ radianes; el sub-arreglo $\{n_5, n_6, n_7, n_8\}$ por una excitación de amplitud $I_{2'} = 7.8031$ y fase $\alpha_{2'} = -0.1372$ radianes; los sub-arreglos $\{n_9, n_{10}, n_{11}, n_{12}\}$ y $\{n_{13}, n_{14}, n_{15}, n_{16}\}$ con excitaciones de amplitud $I_{3'} = 12.5012$ y $I_{4'} = 5.9101$, y fases $\alpha_{3'} = -1.7172$ y $\alpha_{4'} = 3.0761$ radianes, respectivamente.

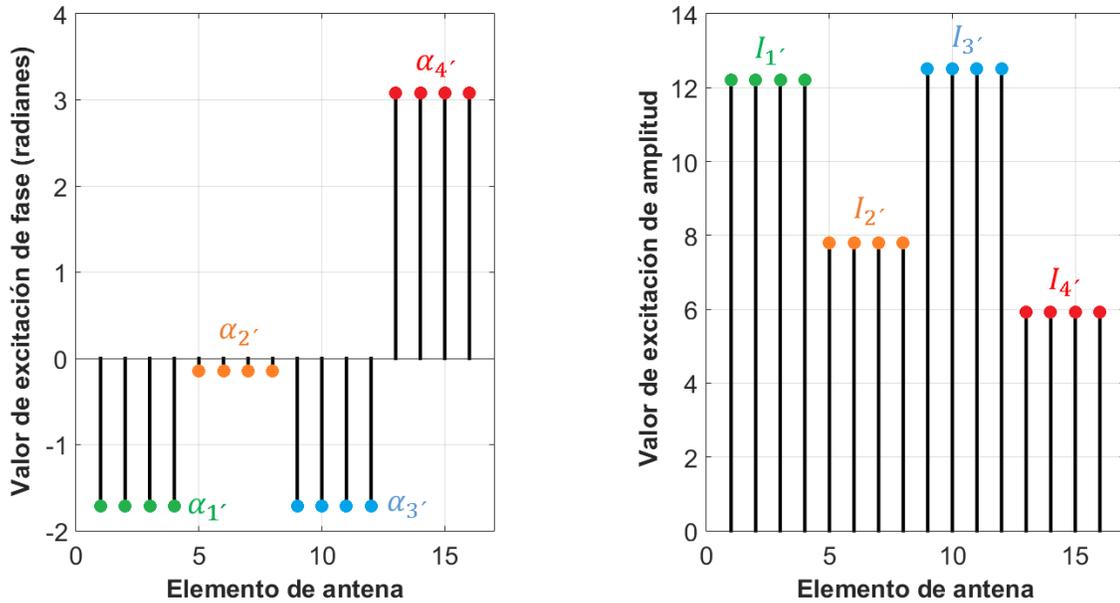


Figura 19. Valores optimizados mediante ED para un arreglo 4x4 utilizando 4 sub-arreglos de fase y amplitud.

Con la creación de sub-arreglos de elementos de antena y la optimización de sus respectivos valores de excitación de fase y amplitud mediante ED (SAU-ED); es posible mejorar las prestaciones de un sistema convencional en un arreglo 4x4. También es posible reducir la cantidad de dispositivos activos necesarios para el sistema. Esto lo podemos observar en la figura 20, donde el caso propuesto de SAU-ED reduce un 75% el número de desfases utilizados y, además, presenta mejores características de nivel de lóbulo lateral, directividad y ancho de haz ($SLL_{SAU-ED} = -10.70 \text{ dB}$, $D_{SAU-ED} = 10.84 \text{ dB}$, $AH_{SAU-ED} = 52.20^\circ$). Esto comparado con el método convencional de excitación cofasal y amplitud uniforme ($SLL_{Conv} = -9.28 \text{ dB}$, $D_{Conv} = 10.33 \text{ dB}$, $AH_{Conv} = 61.56^\circ$).

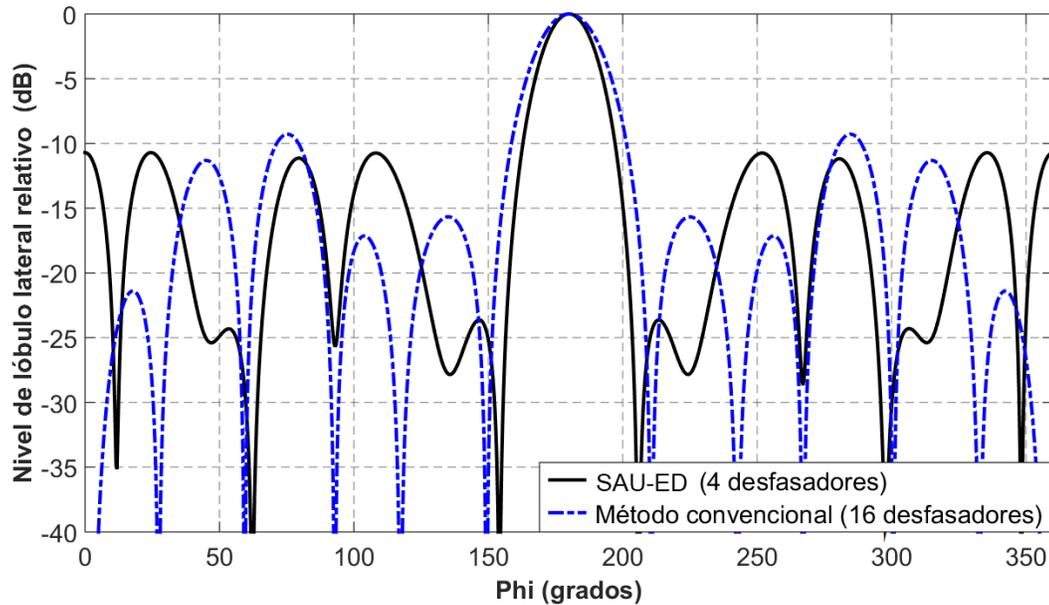


Figura 20. Comparación del *FA* calculado en un arreglo 4x4 con sub-arreglos uniformes y optimización mediante *ED*, y el factor de arreglo para el caso convencional de diseño.

Para analizar la técnica de los *SAU-ED* en agrupamientos con un mayor número de elementos de antena, se analizaron distintas configuraciones de arreglos. Los resultados de las mediciones en el *FA* se muestran en la tabla 1. Podemos observar que la técnica de *SAU-ED* presenta buenas prestaciones en la síntesis de arreglos 4x4 y 6x4, en ambos casos el *SLL* disminuye en 1 dB. Esto además de la reducción en el número de desfasadores y amplificadores. Para el caso del arreglo 6x6 existe un deterioro en el diagrama de radiación, ya que el nivel de lóbulo lateral aumenta abruptamente. Esto puede deberse al número elevado de elementos de antena presentes en los sub-arreglos, y a la uniformidad en el agrupado de estos. Por lo que, la técnica de *SAU-ED* no se recomienda para esta configuración.

En la siguiente sección se propone un agrupado aperiódico para la creación de los sub-arreglos de antenas, con esto se busca reducir el número de dispositivos activos sin deteriorar el desempeño del sistema.

Tabla 1. Mediciones realizadas en el FA para diferentes configuraciones de arreglos utilizando SAU-ED

Configuración	No. de elementos de antena	Cantidad de desfasadores / amplificadores	Nivel de lóbulo lateral (dB)	Directividad (dB)	Ancho de haz (grados)
Caso convencional 4x4	16	16 / 16	-9.2855	10.3368	61.56
Arreglo 4x4 con sub-arreglos uniformes	16	4 / 4	-10.7078	10.8444	51.48
Arreglo 6x4 con sub-arreglos uniformes	24	6 / 6	-10.5772	11.9868	33.12
Arreglo 6x6 con sub-arreglos uniformes	36	6 / 6	-3.9050	8.3470	30.24

3.5. Creación de sub-arreglos basados en los valores cofasales.

Debido a la geometría circular del arreglo y a la periodicidad en la distribución de los elementos, al realizar el escaneo del haz principal de forma convencional (calculado mediante la ecuación 38), algunos elementos de antena presentan valores idénticos de excitación cofasal. Esto lo podemos observar en la figura 21, donde el caso *a*) representa los valores de fase obtenidos mediante el cálculo de la ecuación (38) en un arreglo 4x4 con escaneo del haz principal a $\phi_0 = 180^\circ$. En esta configuración los 16 elementos de antena presentan 9 valores distintos de fase, por lo que, en primera instancia podemos eliminar desfasadores creando grupos de elementos de antena que compartan desfasador, ya que a estos elementos les corresponde el mismo valor cofasal. Estos grupos quedarían de la siguiente manera: $\{n_1, n_3, n_9, n_{11}\}$, $\{n_2, n_{10}\}$, $\{n_4, n_{12}\}$, $\{n_5, n_7\}$, $\{n_6\}$, $\{n_{13}, n_{15}\}$, $\{n_8\}$, $\{n_{14}\}$ y $\{n_6\}$, reduciendo así, el número de desfasadores en el sistema.

La figura 21b muestra los valores cofasales de un arreglo 6x6 con escaneo del haz principal a $\phi_0 = 180^\circ$ calculado mediante la ecuación (38). En esta configuración los 36 elementos de antena presentan únicamente 7 valores de fase distintos, por lo que, podemos crear sub-arreglos con los elementos de antena que compartan valores cofasales.

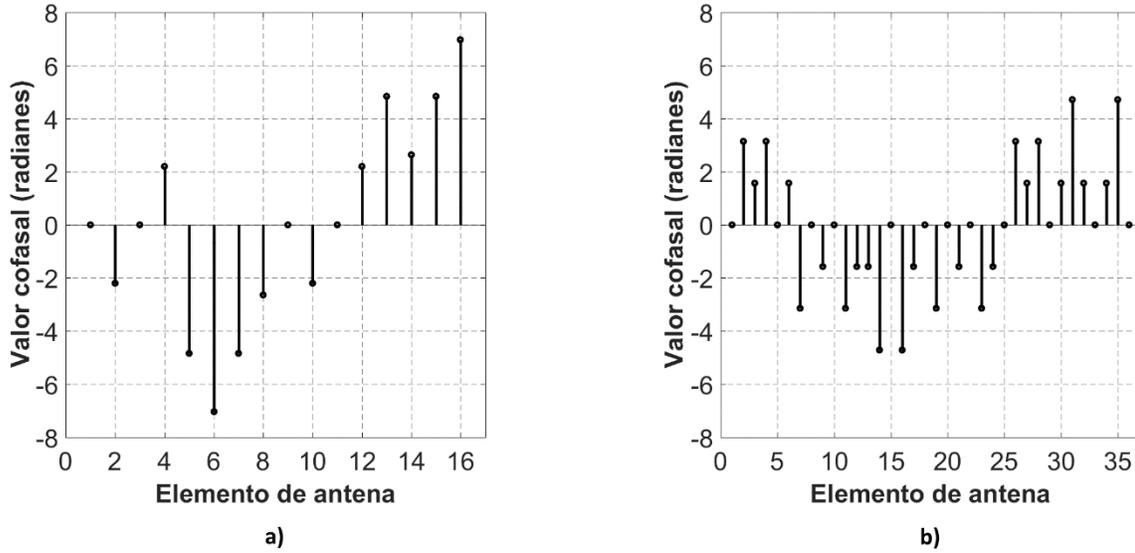


Figura 21. Valores cofasales calculados para un: a) arreglo 4x4, b) arreglo 6x6.

Para reducir el número de dispositivos activos en un sistema de arreglo de antenas, se propone crear sub-arreglos con aquellos elementos cuyos valores cofasales sean iguales o similares entre sí, a estos sub-arreglos llamaremos *sub-arreglos cofasales* (o SAC). Para esto, se crearán niveles de referencia distribuidos uniformemente considerando los valores cofasales máximos y mínimos calculados mediante (38).

En la figura 22 podemos observar la creación de los sub-arreglos cofasales para un arreglo circular 4x4 con escaneo del haz principal a $\phi_0 = 180^\circ$. En esta configuración los sub-arreglos cofasales quedan representados por los siguientes grupos de elementos de antena: $\{n_5, n_6, n_7\}$, $\{n_2, n_8, n_{10}\}$, $\{n_1, n_3, n_9, n_{11}\}$, $\{n_4, n_{14}, n_{12}\}$ y $\{n_{13}, n_{15}, n_{16}\}$. Estos SAC son alimentados por los amplificadores I_1' , I_2' , I_3' , I_4' y I_5' respectivamente. Dado que al sub-arreglo $\{n_1, n_3, n_9, n_{11}\}$ le corresponde un valor cofasal de $\alpha_{3'} = 0$, no es necesario colocar un desfasador a este sub-arreglo, por lo tanto, esta configuración solo contará con 4 dispositivos desfasadores (α_1' , α_2' , α_4' y α_5') y 5 amplificadores.

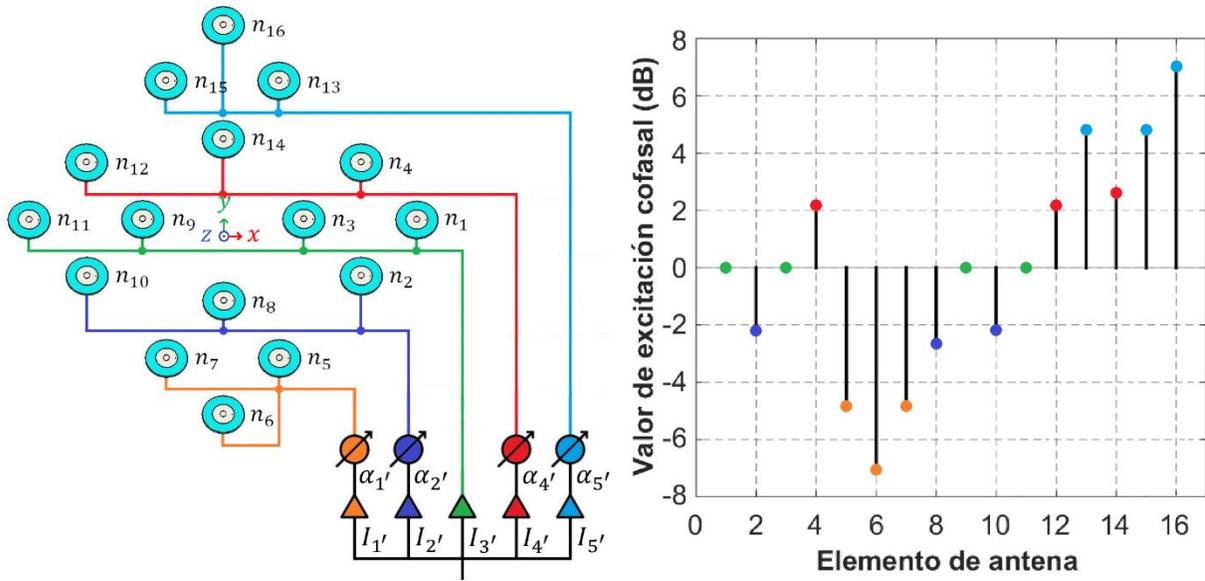


Figura 22. Conformación de sub-arreglos cofasales en un arreglo 4x4.

Ya teniendo agrupados los elementos de antena en sub-arreglos cofasales, se procede a aplicar el método de optimización *ED* para obtener los valores de excitación de fase y amplitud correspondientes a cada sub-arreglo. Además, la optimización compensará el deterioro causado por el truncamiento en el número de fases, ya que en la configuración de la figura 22 algunos valores de fase fueron eliminados, debido a que la fase es asignada de forma idéntica en todos los elementos de cada sub-arreglo.

La figura 23 muestra los resultados obtenidos en el algoritmo de *ED* para los valores de excitación de fase y amplitud de los elementos de antena del arreglo.

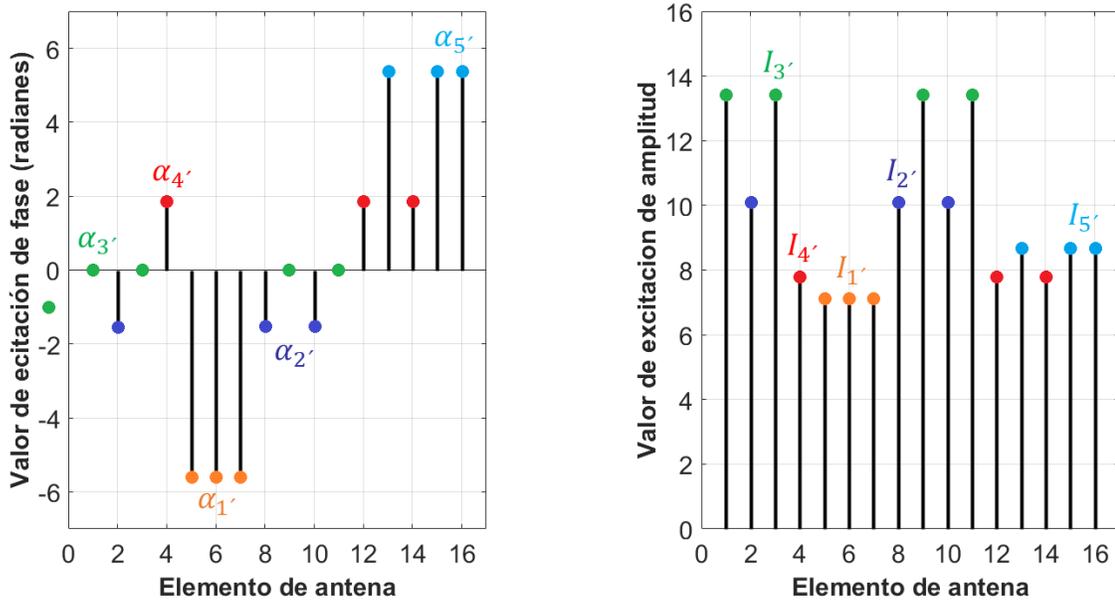


Figura 23. Valores de fase y amplitud optimizados mediante *ED* para un arreglo circular 4x4 con SAC.

De la figura 23, observamos que al sub-arreglo de elementos de antena: $\{n_5, n_6, n_7\}$ le corresponde una señal con valor de amplitud $I_1' = 7.1374$ y fase relativa de $\alpha_1' = -5.6036$ radianes; $\{n_2, n_8, n_{10}\}$ una señal con valor de amplitud $I_2' = 10.1018$ y fase de $\alpha_2' = -1.5347$ radianes; $\{n_1, n_3, n_9, n_{11}\}$ una señal sin desfase y amplitud $I_3' = 13.4113$; $\{n_4, n_{14}, n_{12}\}$ una señal con amplitud $I_4' = 7.7839$ y fase de $\alpha_4' = 1.8421$ radianes; $\{n_{13}, n_{15}, n_{16}\}$ una señal con amplitud $I_5' = 8.6463$ y fase de $\alpha_5' = 5.3607$ radianes.

En la figura 24 se muestran los resultados de la síntesis del FA para el caso convencional, y el FA utilizando sub-arreglos cofasales con fase y amplitud optimizados mediante *ED* (*SAC-ED*). Para esta configuración el caso propuesto *SAC-ED* ($SLL_{SAC-ED} = -16.80$ dB, $D_{SAC-ED} = 11.65$ dB, $AH_{SAC-ED} = 50.76^\circ$) presenta mejores prestaciones en el diagrama de radiación, que el caso convencional de diseño ($SLL_{Conv} = -9.28$ dB, $D_{Conv} = 10.33$ dB, $AH_{Conv} = 61.56^\circ$). Con la configuración de *SAC-ED* es posible reducir el número de desfasadores necesarios en el sistema hasta un 75%, y mantener el nivel de lóbulo lateral por debajo de los -13 dB de potencia. Este es el recomendado por la literatura para la mayoría de los sistemas inalámbricos con frecuencias de operación menores a 3 GHz (ITU-R F.1336-3). Para la síntesis de FA de un arreglo 4x4 con *SAC-ED* (4 desfasadores) se obtiene una reducción de 7.5 dB en el nivel de lóbulo lateral, una ganancia en directividad de 1.3 dB y una reducción de 10.8° en el ancho de haz, comparándolo con el caso convencional de diseño (16 desfasadores).

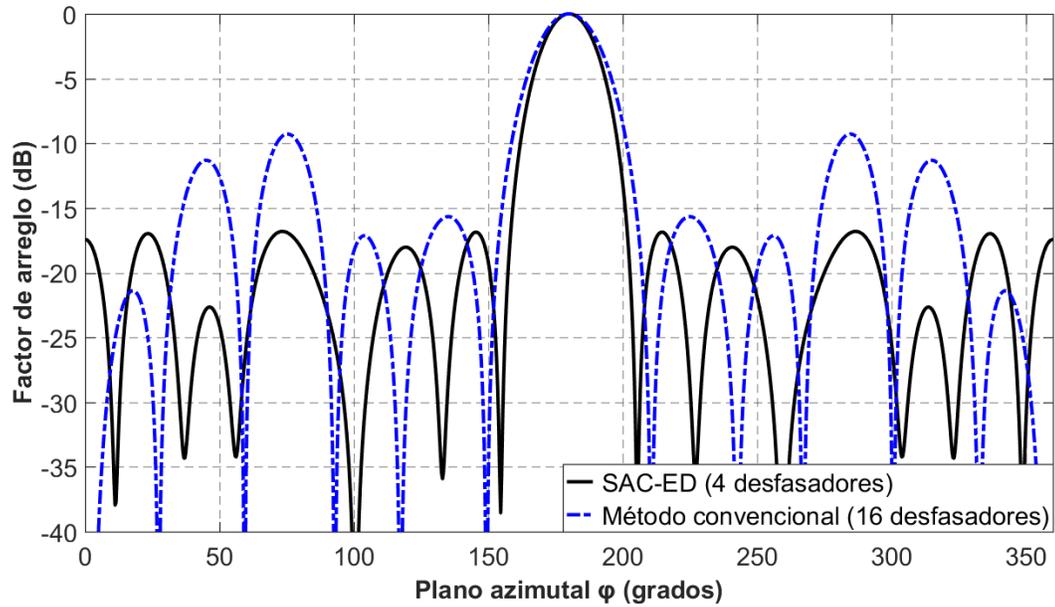


Figura 24. Comparación del *FA* calculado en un arreglo 4x4 con sub-arreglos cofasales y optimización mediante *ED*, y el factor de arreglo para el caso convencional de diseño.

En la figura 24 el escaneo del lóbulo principal se realiza en la dirección de $\phi = 180^\circ$, esto sucede, por la combinación de los elementos de antena y sus respectivos valores de excitación de fase y amplitud (figura 23). Por lo tanto, para poder hacer un escaneo del haz principal en otras direcciones de ϕ , es necesario intercambiar los valores correspondientes a los amplificadores y desfasadores. Para esto, utilizaremos propiedades de simetría rotacional (Elizarraras et al., 2017).

Utilizando la configuración de sub-arreglos de la figura 25a y los valores de excitación de fase y amplitud de la figura 23 en la síntesis del *FA* para un escaneo del haz principal en $\phi = 180^\circ$ (Caso 1 de la figura 25b), es posible escanear el haz principal en la dirección de $\phi = 0^\circ$ (caso 2 de la figura 25b), reasignando los valores de fase y amplitud correspondientes a los amplificadores y desfasadores, esto es, intercambiando los valores de: $I_1' \rightleftharpoons I_5'$, $I_2' \rightleftharpoons I_4'$, $\alpha_1' \rightleftharpoons \alpha_5'$ y $\alpha_2' \rightleftharpoons \alpha_4'$.

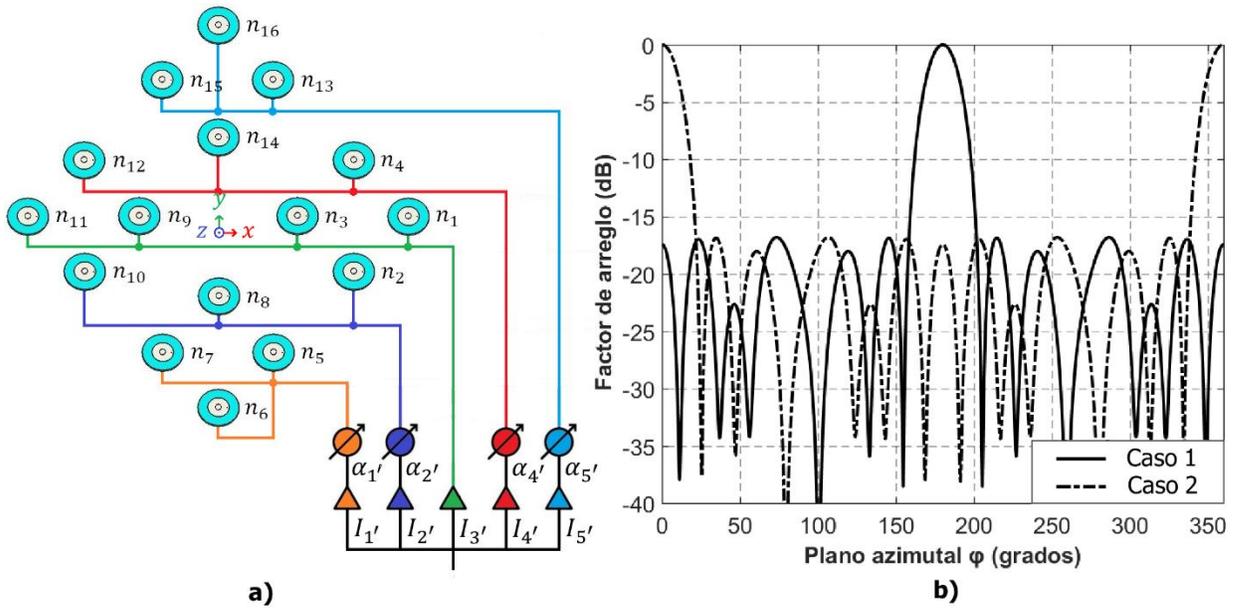


Figura 25. a) Configuración de sub-arreglos cofasales, b) diagrama del FA para un arreglo 4x4 con escaneo del haz principal en $\phi = 0^\circ$ y $\phi = 180^\circ$.

Para escanear el haz principal en la dirección de $\phi = 270^\circ$ (caso 3 de la figura 26b), es necesario establecer la configuración de los sub-arreglos, como se muestra en la figura 26a, con esto no es necesario intercambiar los valores de excitación en los amplificadores y desfases, ya que estos se mantienen igual que en el caso 1 de la figura 25b. El caso 4 de la figura 26b se logra intercambiando los valores de $I_1' \Leftrightarrow I_5'$, $I_2' \Leftrightarrow I_4'$, $\alpha_1' \Leftrightarrow \alpha_5'$ y $\alpha_2' \Leftrightarrow \alpha_4'$ en la configuración de sub-arreglos de la figura 26a.

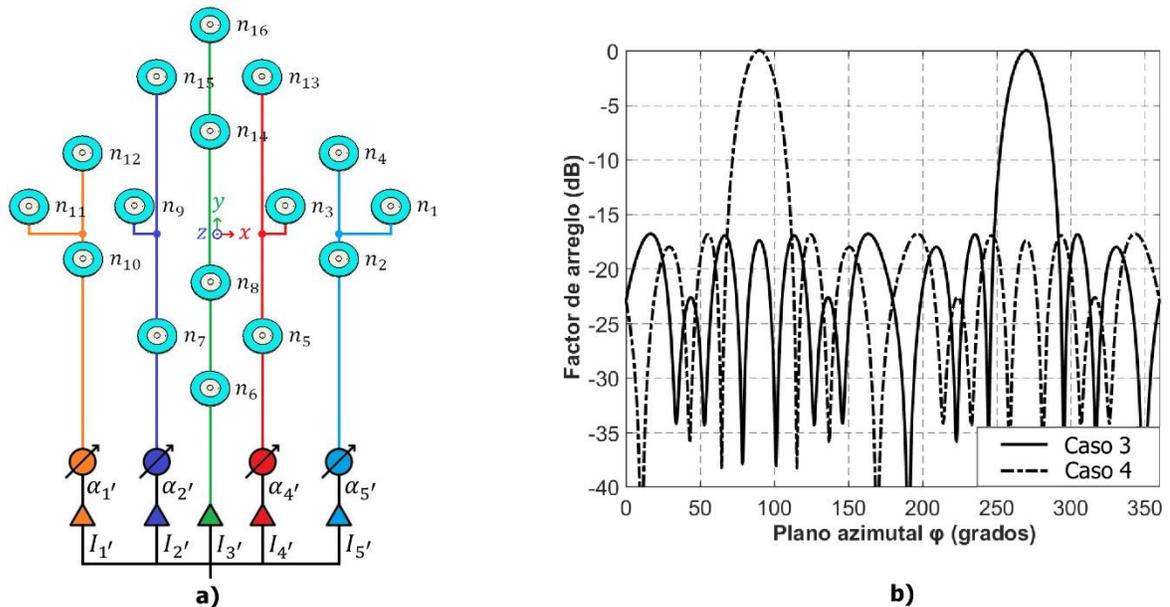


Figura 26. a) Configuración de sub-arreglos cofasales, b) diagrama del FA para un arreglo 4x4 con escaneo del haz principal en $\phi = 90^\circ$ y $\phi = 270^\circ$.

Por lo tanto, para un arreglo 4x4 es posible escanear el haz principal a $\phi = 0^\circ$, $\phi = 90^\circ$, $\phi = 180^\circ$ y $\phi = 270^\circ$, utilizando 4 desfasadores y 5 amplificadores mediante SAC-ED. Además, las propiedades de simetría rotacional permiten mantener las características de *SLL*, *D* y *AH* idénticos para cada dirección. Para esto, se hace uso de dos configuraciones de sub-arreglos y un intercambio de los valores de fase y amplitud entre los sub-arreglos.

Como se observó en la sección anterior, la configuración de sub-arreglos uniformes (SAU) no es apta para la reducción de desfasadores y amplificadores en un arreglo 6x6, esto, ya que el diagrama de radiación se ve deteriorado por el agrupado uniforme de los elementos. Para solucionar esto, se propone reducir el número de desfasadores y amplificadores utilizando SAC-ED. Al agrupar los elementos de antena en base a los valores cofasales y no en base a la geometría del arreglo, se inducirá aperiodicidad en el arreglo, lo cual permitirá disminuir el nivel de lóbulo lateral al mismo tiempo que se reduce el número de dispositivos activos en el sistema.

La figura 27 muestra la distribución de los sub-arreglos cofasales en un arreglo 6x6 con escaneo del haz principal en $\phi = 180^\circ$ calculado mediante la ecuación (38). Podemos observar que los valores cofasales de los elementos de antena se distribuyen únicamente en 7 valores distintos de fases. Esto facilita la creación de sub-arreglos, ya que solo se agrupan los elementos con valores cofasales idénticos. Esto genera 7 SAC que son alimentados mediante 6 desfasadores y 7 amplificadores, ya que los elementos con fase cero no requieren desfasador.

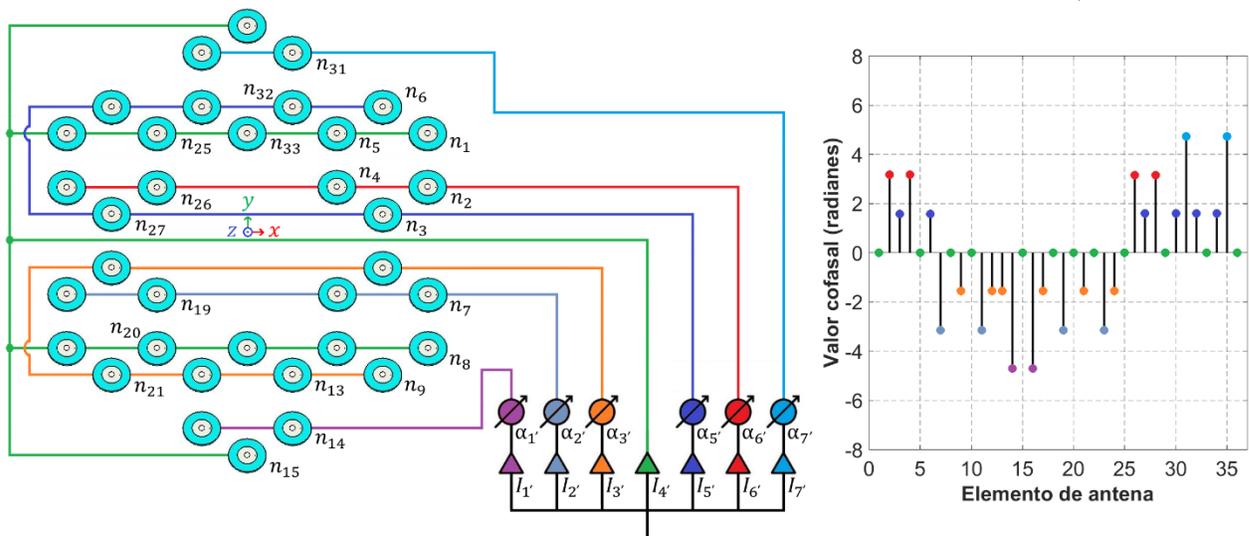


Figura 27. Conformación de sub-arreglos cofasales en un arreglo 6x6.

Los valores de excitación de fase y amplitud optimizados mediante *ED* y correspondientes a los elementos de antena de los *SAC* se muestran en la figura 28. Para los *SAC-ED*, los valores de excitación de señal en los amplificadores y desfasesores son: $I_1' = 12.4999$, $\alpha_1' = -5.3565$ radianes; $I_2' = 3.7191$, $\alpha_2' = -5.3124$ radianes; $I_3' = 8.6781$, $\alpha_3' = -1.2816$ radianes; $I_4' = 11.3654$, $\alpha_4' = 0$ radianes; $I_5' = 6.6827$, $\alpha_5' = 1.5528$ radianes; $I_6' = 2.1776$, $\alpha_6' = 2.7272$ radianes; $I_7' = 11.8917$, $\alpha_7' = 5.1142$ radianes.

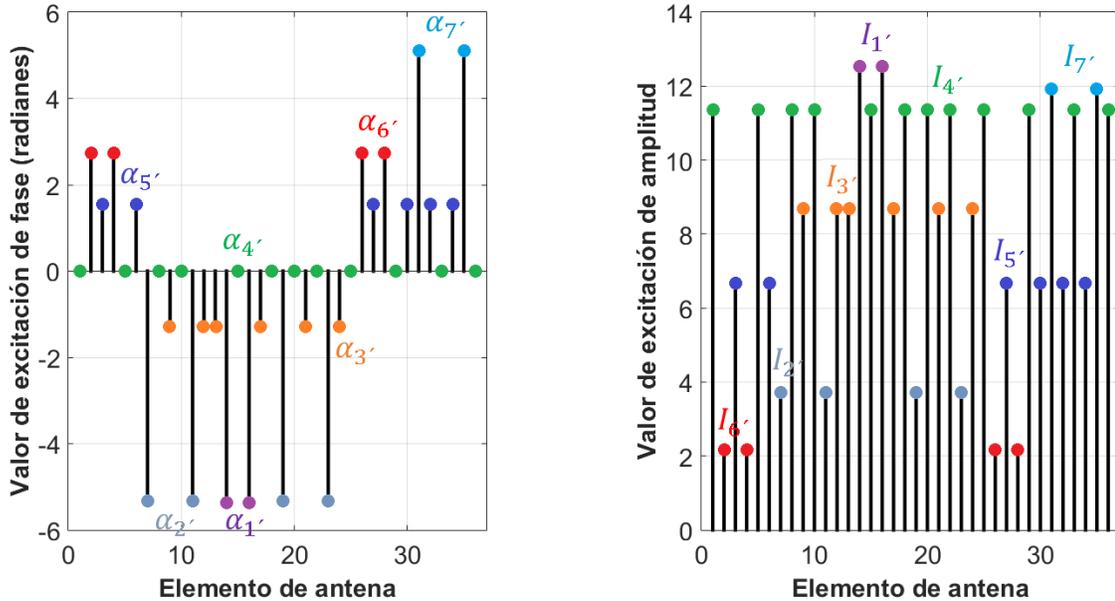


Figura 28. Valores de fase y amplitud optimizados mediante *ED* para un arreglo circular 6x6 con *SAC*.

El *FA* calculado al utilizar los valores de fase y amplitud optimizados por *ED* y el *FA* calculado con método convencional de excitación cofasal y amplitud uniforme se muestran en la figura 29. El diagrama de radiación utilizando *SAC-ED* (6 desfasesores) presenta una reducción de 3.21dB de *SLL*, en comparación con el caso convencional de diseño (36 desfasesores). Para el arreglo 6x6, con la técnica de *SAC-ED* se puede reducir el número de dispositivos desfasesores en un 83% y los amplificadores en un 80%, lo cual representa una reducción significativa en el número de desfasesores.

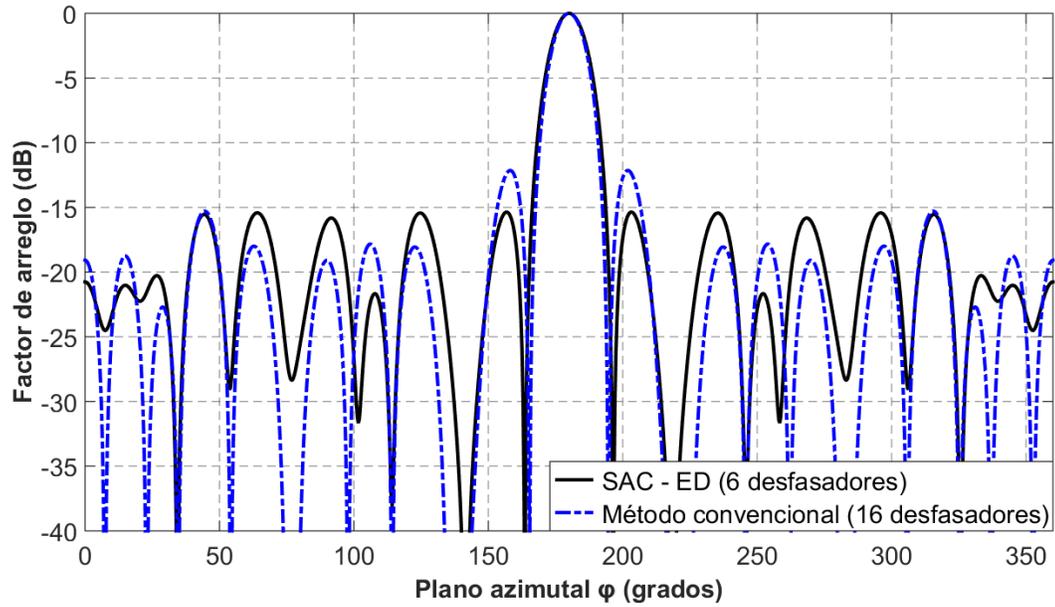


Figura 29. Comparación del *FA* calculado en un arreglo 6x6 con sub-arreglos cofasales y optimización mediante *ED*, y el factor de arreglo para el caso convencional de diseño.

En la figura 30 se muestra el *FA* al escanear el haz principal mediante propiedades de simetría rotacional. Para esta configuración (arreglo 6x6 con *SAC-ED*), tenemos un espaciamiento uniforme de 60° entre las direcciones de escaneo del lóbulo principal, el cual puede ser dirigido a $\phi = [0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, 240^\circ, 320^\circ]$ sobre el plano azimutal. El número de direcciones para escaneo del haz principal está definido por número de sub-arreglos presentes en el arreglo, por lo que, aumentar el número de sub-arreglos en el sistema, permite aumentar el número de direcciones de escaneo del haz principal. Teniendo para esta geometría la ventaja de mantener las características de radiación ($SLL_{SAC-ED} = -15.36 \text{ dB}$, $D_{SAC-ED} = 13.02 \text{ dB}$, $AH_{SAC-ED} = 32.76^\circ$) idénticas en todas las direcciones, esto debido a la simetría en el arreglo.

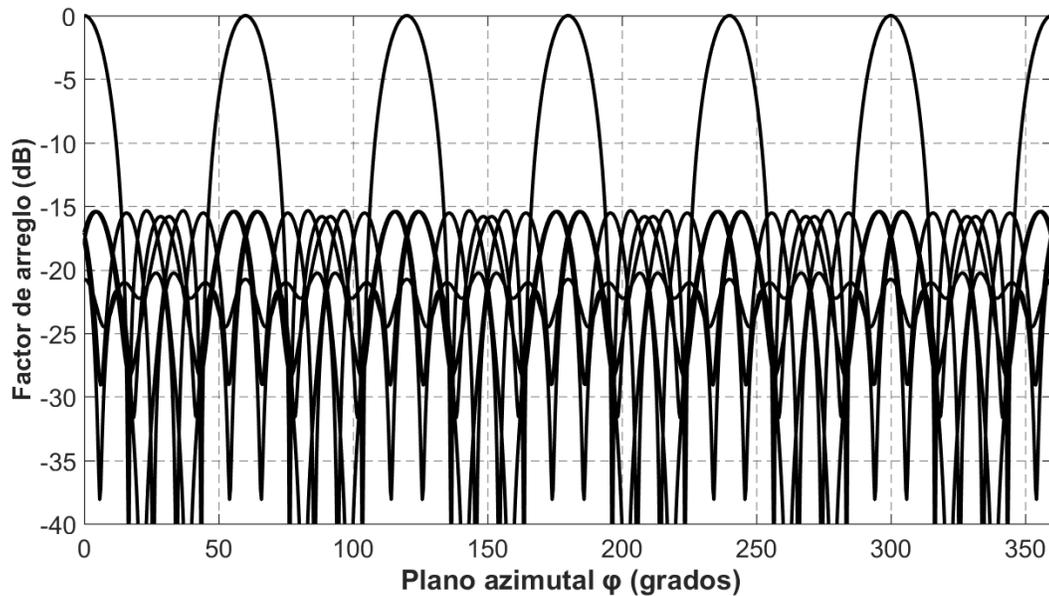


Figura 30. Comportamiento del FA al escanear el haz principal en $\phi = [0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, 240^\circ, 300^\circ]$ utilizando propiedades de simetría rotacional en un arreglo 6x6 con SAC-ED.

En la tabla 2 se muestran las distintas configuraciones de arreglos en las que se aplicó los SAC-ED para la reducción de dispositivos activos. Si establecemos como métrica el número de desfases y amplificadores para un sistema de arreglos, podemos observar que el uso de SAC-ED permite mejorar las características de radiación de un sistema convencional, obteniendo una reducción significativa en los arreglos 4x4, 6x6 y 10x10 con SAC-ED. En todas las configuraciones analizadas, el nivel de lóbulo lateral se mantiene por debajo que el caso convencional de diseño. Además, a medida que aumenta el número de elementos en el arreglo, la directividad y ancho de haz aumentan.

Tabla 2. Mediciones realizadas en el FA para diferentes configuraciones de arreglos utilizando SAC-ED

Configuración	No. de elementos de antena	Cantidad de desfases / amplificadores	Nivel de lóbulo lateral (dB)	Directividad (dB)	Ancho de haz (grados)
Caso convencional 4x4	16	16 / 16	-9.2855	10.3368	61.56
Arreglo 4x4 con SAC-ED	16	4 / 5	-16.8092	11.6595	50.76
Arreglo 6x6 con SAC-ED	36	6 / 7	-15.3599	13.0202	32.76
Arreglo 6x4 con SAC-ED	24	8 / 8	-14.5914	13.0130	28.08
Arreglo 10x10 con SAC-ED	100	10 / 11	-16.5033	15.7813	15.48

3.6. Simulación electromagnética en CST.

La simulación electromagnética (*EM*) mediante software especializado resulta ser un método muy utilizado para la caracterización de sistemas de arreglos de antenas (Lee et al., 2013). Para el desarrollo de esta tesis se utilizó el simulador *CST Microwave Studio*. En la literatura, esta plataforma ha sido ampliamente utilizada como herramienta de simulación y caracterización (Kozziel et al., 2014).

3.6.1. El dipolo como elemento de antena.

Debido a la facilidad en el diseño e implementación en *CST*, se optó por conformar un arreglo de antenas con dipolos. Para esto, se diseñó un dipolo con frecuencia de operación de 700 Mhz y longitud de brazo de $\lambda/4$ (la dimensión total del dipolo es $\lambda/2$). El diagrama de radiación del dipolo presenta máximos de radiación en todo el plano azimutal, esto permite realizar el escaneo del haz principal en todo este plano. Además, presenta niveles altos de atenuación en el plano de elevación con nulos en $\theta = [0^\circ \text{ y } 180^\circ]$, lo cual atenúa los lóbulos tipo rejilla generados en estas direcciones. La figura 31 muestra el plano *E* y *H* del diagrama de radiación del dipolo generado en *CST*.

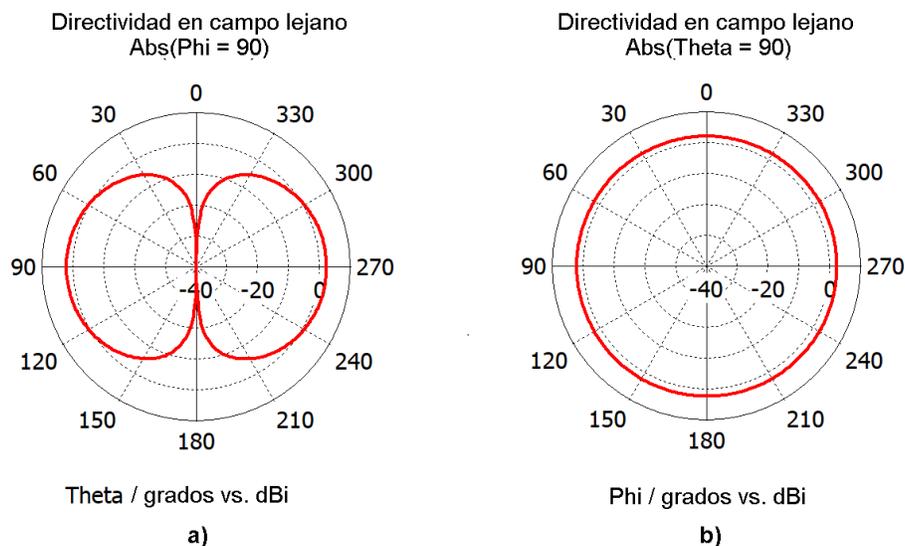


Figura 31. Diagrama de radiación obtenido en CST para una antena dipolo: a) Plano *E*, b) Plano *H*.

Como primer caso de simulación, se optó por utilizar un arreglo 4x4 con *SAC-ED* en *CST*. El patrón de radiación medido en *CST* y el calculado mediante Matlab se muestra en la figura 32. En el caso de Matlab,

el patrón de radiación del arreglo fue calculado mediante la ecuación (17). Que para este caso, el patrón de radiación del elemento fue calculado en Matlab y posteriormente multiplicado por el *FA* del arreglo de antenas.

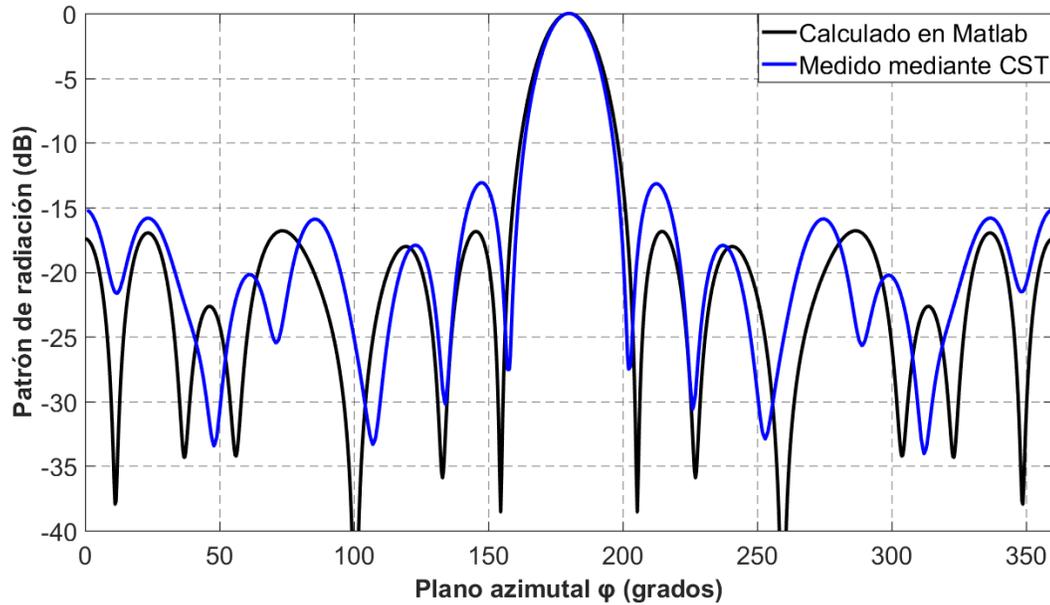


Figura 32. Patrón de radiación medido en *CST* y el calculado en Matlab para un arreglo 4x4 de dipolos con *SAC-ED*.

En la figura 32 podemos observar que los resultados medidos en *CST* tienen un aumento en el nivel de lóbulo lateral en comparación con el calculado en Matlab. Este deterioro puede deberse a efectos causados por acoplamiento mutuo (Edelberg y Oliner, 1960). Por lo que, será necesario aumentar la separación entre elementos de antena para reducir este deterioro (Mojtaba et al., 2018). Para esto optimizaremos los valores de los radios a_1 y a_2 mediante el algoritmo de *ED*.

Se realizaron una serie de pruebas con distintas separaciones mínimas entre elementos de antena, se observó que con una separación mínima de 0.65λ , los efectos de acoplamiento mutuo se ven reducidos. Por lo tanto, para garantizar una reducción máxima del deterioro causado por acoplamiento mutuo, se estableció una separación mínima de λ entre elementos de antena. Los radios obtenidos mediante *ED* son: $a_1 = 1.46\lambda$ y $a_2 = 0.75\lambda$.

Los valores de fase y amplitud calculados mediante el algoritmo de *ED* para los respectivos *SAC* se muestran en la siguiente figura. Para esta configuración, los valores de amplitud y fase correspondientes a los amplificadores y desfasadores son: $I_{1'} = 12.7403$, $\alpha_{1'} = -2.6327$ radianes; $I_{2'} = 5.1506$, $\alpha_{2'} =$

-4.6376 radianes; $I_{3'} = 4.5225$, $\alpha_{3'} = 0$ radianes; $I_{4'} = 5.6191$, $\alpha_{4'} = 5.1241$ radianes; $I_{5'} = 4.8168$, $\alpha_{5'} = 2.7892$ radianes. A diferencia de la configuración de la figura 25, donde el elemento de antena n_6 está conectado al desfasador $\alpha_{1'}$, en esta configuración y debido al cálculo de valores de los radios, a este elemento de antena no le corresponde un valor de desfase, por lo que, el elemento n_6 es asignado al sub-arreglo de $\alpha_{3'}$.

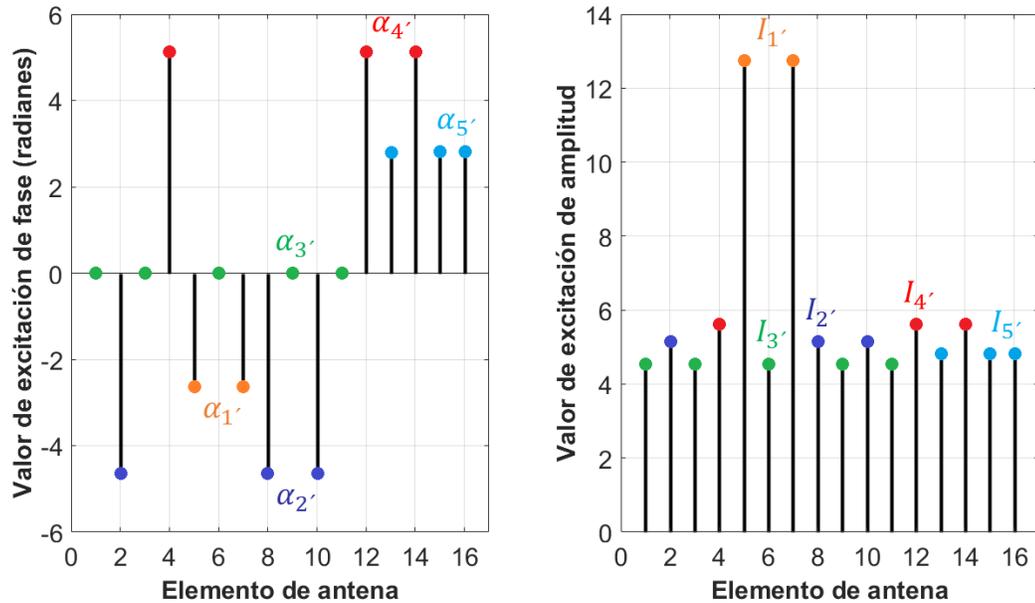


Figura 33. Valores de fase y amplitud optimizados mediante *ED* para un arreglo circular 4x4 con *SAC* y separación mínima de 1 lambda entre elementos de antena.

El patrón de radiación medido en *CST* para la configuración de *SAC-ED* y el patrón de radiación calculado en Matlab se muestran en la figura 34. Podemos observar que, el patrón de radiación medido en *CST* y el calculado en Matlab presentan características similares de radiación y escaneo del haz principal. Puede observarse un ligero aumento de *SLL* al realizar la simulación electromagnética en *CST*, sin embargo, este se mantiene por debajo de los -13 dB de amplitud, que es el valor recomendado para aplicaciones inalámbricas con frecuencias de operación de 2.4 Ghz (ITU-R F.1336-3).

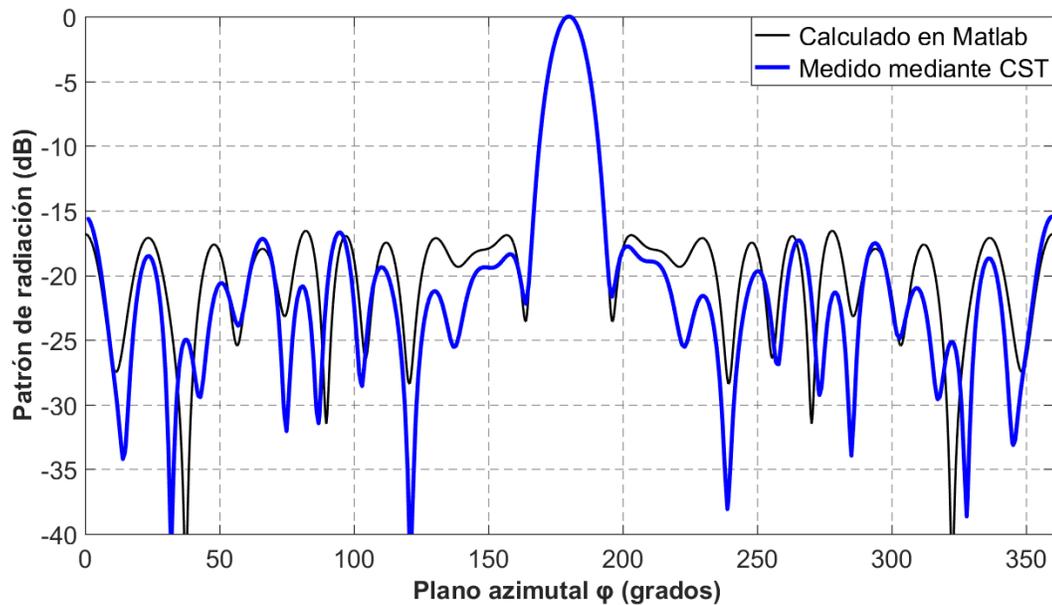


Figura 34. Patrón de radiación medido en CST y el calculado en Matlab para un arreglo 4x4 de dipolos con SAC-ED y separación mínima de 1 lambda entre elementos de antena.

La implementación del arreglo de dipolos en CST es una alternativa sencilla y rápida de simulación, sin embargo, estos sistemas de arreglos presentan cierta complejidad de fabricación, debido a la dimensión total del arreglo y de los elementos. Para una mayor facilidad de implementación se optó por la utilización de antenas tipo parche, se seleccionó el parche de anillo circular cortocircuitado (modo MT01) ya que presenta características similares a la de un dipolo tradicional.

3.6.2. El parche de anillo circular cortocircuitado como elemento de antena.

Para el diseño de este elemento de antena, se seleccionó la frecuencia de operación de 2.44 GHz, la cual pertenece a los sistemas Wifi. Mediante la ecuación (7) y haciendo uso de la figura 9 mostrada en el capítulo 2, las dimensiones correspondientes al elemento de antena se muestran en la figura 35. El substrato utilizado es PVC con permitividad relativa $\epsilon_r = 3$ y $\mu = 1$.

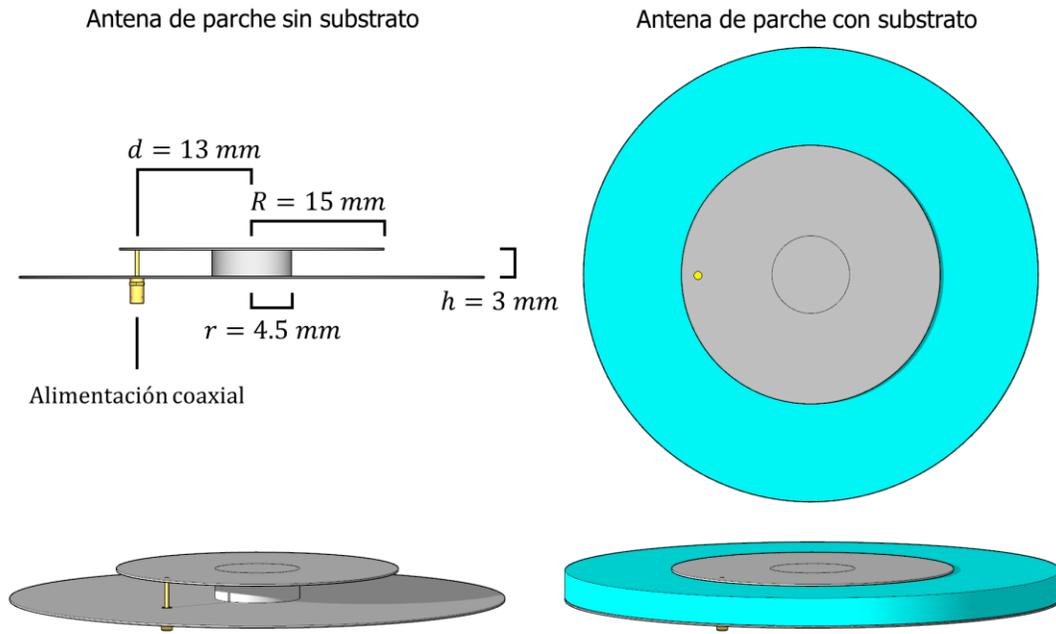


Figura 35. Dimensiones del parche de anillo cortocircuitado.

El parámetro $S_{1,1}$ del elemento de antena se muestra en la figura 36. Existe un ligero desplazamiento en la frecuencia de operación del elemento de antena, sin embargo, este desplazamiento es del 0.20%, por lo que puede considerarse aceptable para efectos de este trabajo de tesis. El ancho de banda a -10 dB de amplitud en los parámetro $S_{1,1}$ es de 10 MHz.

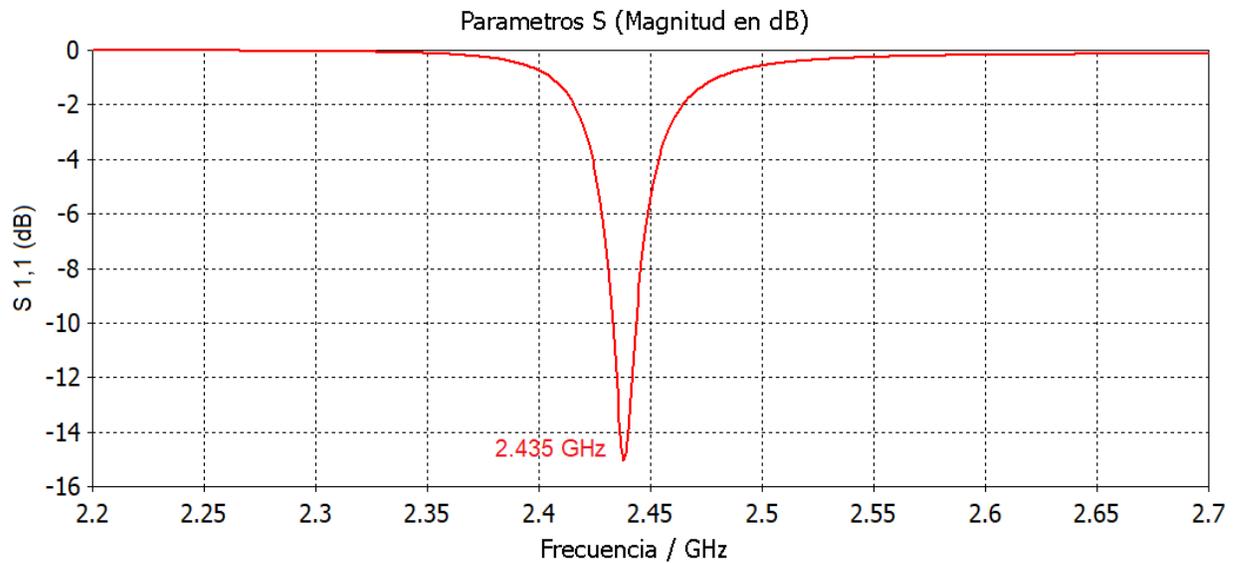


Figura 36. Parámetro $S_{1,1}$ del parche de anillo cortocircuitado en modo MT_{01} .

La figura 37 se muestran los cortes en el plano de elevación y azimut para la antena simulada en *CST*. Similar al dipolo, en el plano *E* se presentan máximos en el azimut, y altos niveles de atenuación en elevación, en este caso solo se cuenta con un nulo en $\theta = 180^\circ$. El patrón de radiación en el plano *H* presenta ligera deformidad debido a la posición de la sonda coaxial, ya que esta se encuentra en un extremo del parche, esta deformidad puede aumentar ligeramente el nivel de lóbulo lateral.

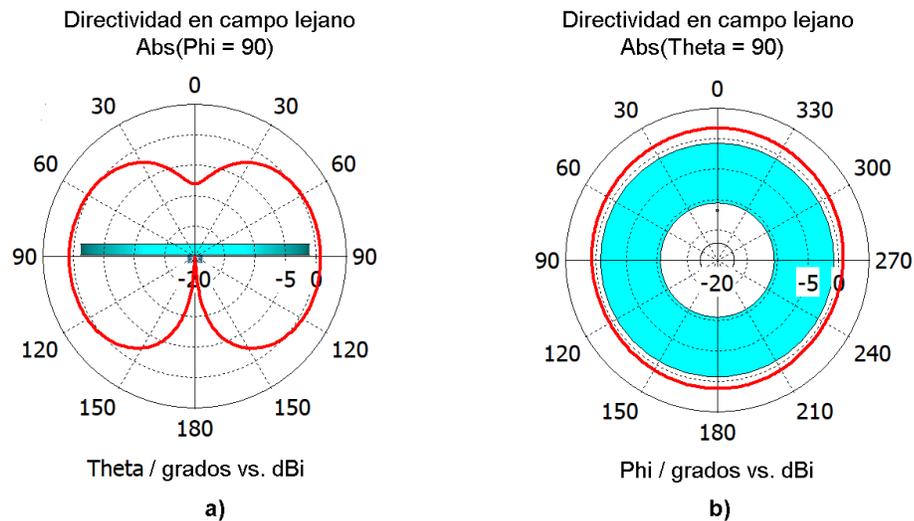


Figura 37. Diagrama de radiación medido en *CST* para una antena de parche de anillo cortocircuitado: a) Plano *E*, b) Plano *H*.

En la figura 38 se muestra una comparación entre el patrón de radiación medido en *CST* y el calculado mediante Matlab, esto para un arreglo 4x4 con *SAC-ED*. El patrón de radiación total del arreglo es calculado mediante la ecuación (17), para este caso el patrón de radiación del elemento de antena fue medido en *CST*.

Como observamos en la figura 38, al utilizar parches de anillo cortocircuitados, el resultado en la simulación *EM* ($SLL_{CST} = -15.42 \text{ dB}$) es muy similar al calculado en Matlab ($SLL_{Matlab} = -15.74 \text{ dB}$), ya que el deterioro por la simulación *EM* es de 0.3 dB. Esto verifica el funcionamiento del sistema de arreglo de antenas propuesto, ya que es posible conformar haces de radiación con buenas características de diseño, aplicando *SAC-ED* en la reducción de dispositivos activos.

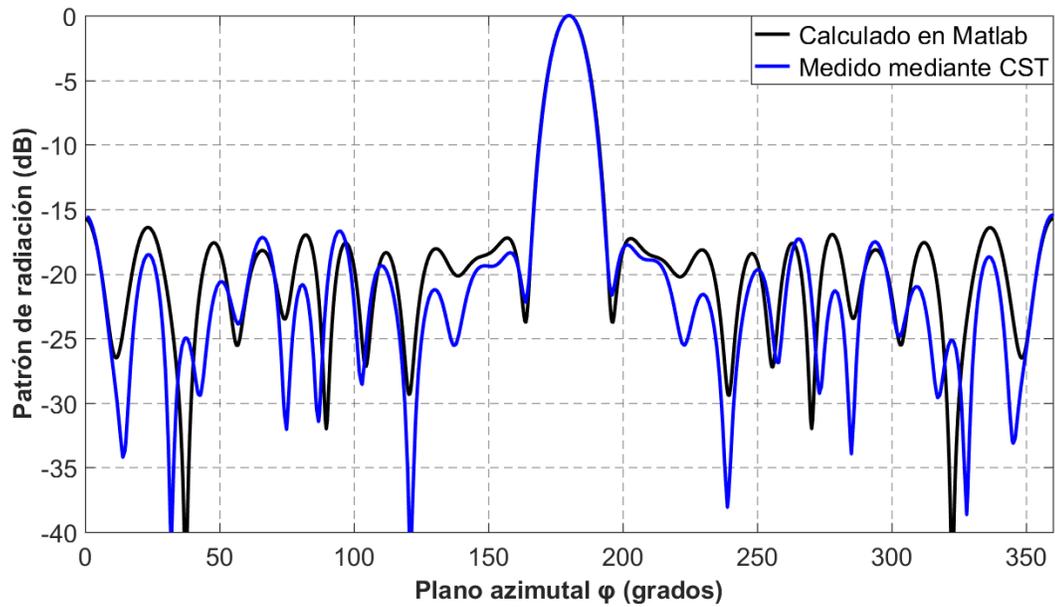


Figura 38. Patrón de radiación medido en CST y el calculado en Matlab para un arreglo 4x4 de antenas de parche con SAC-ED y separación mínima de λ entre elementos de antena.

Las mediciones realizadas en CST al realizar el escaneo del haz principal mediante propiedades de simetría rotacional se muestran en la figura 39. Para todos los casos de escaneo del lóbulo principal el nivel de lóbulo lateral se mantuvo por debajo de -14.35 dB de amplitud, siendo este valor el medido en el patrón de radiación con escaneo del lóbulo principal a $\phi_0 = 90^\circ$.

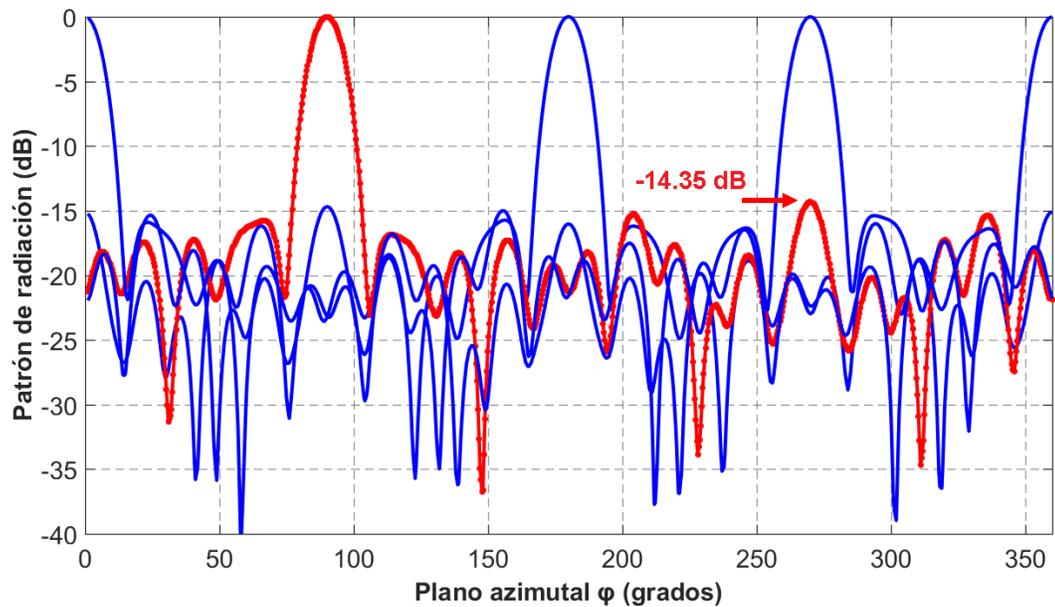


Figura 39. Patrón de radiación medido en CST para un arreglo 4x4 con SAC-ED (4 desfasadores) y separación mínima de λ entre elementos de antena: curva azul $\phi_0 = [0^\circ, 180^\circ, 270^\circ]$ y curva roja $\phi_0 = [90^\circ]$.

La figura 40 muestra los resultados de las mediciones realizadas en *CST* para un arreglo 6x6 con *SAC-ED* (6 desfasadores). El escaneo del haz principal se realizó mediante propiedades de simetría rotacional, el mayor nivel de lóbulo lateral ($SLL = -13.97$ dB) se presentó al escanear el haz principal a $\phi_0 = 240^\circ$; en todos los otros casos el nivel de lóbulo lateral es menor. Por lo que, es posible reducir el número de dispositivos activos en un arreglo 6x6 y mantener las características de radiación similares para todo el plano azimutal.

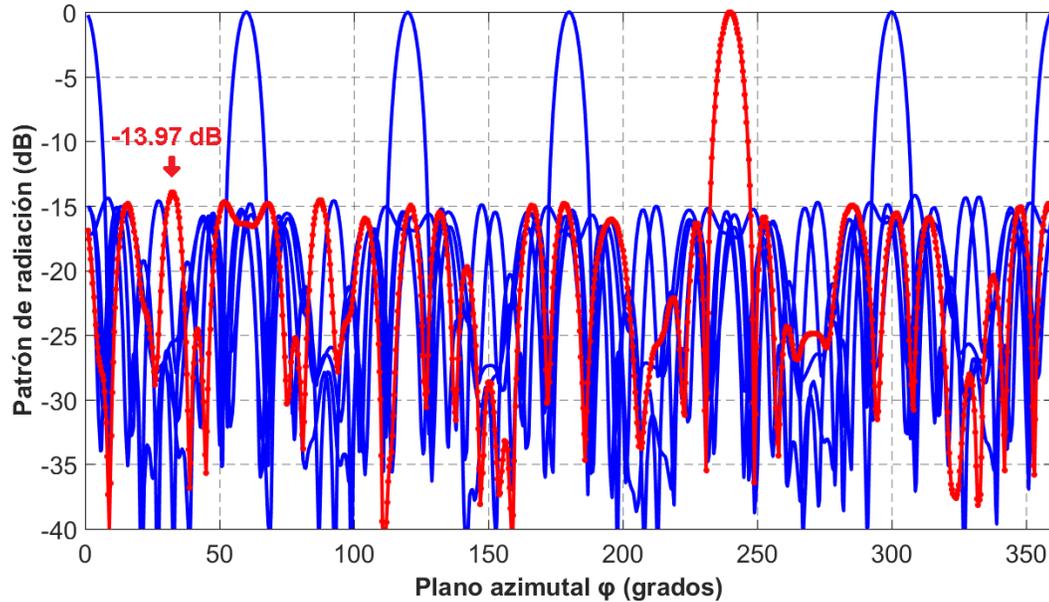


Figura 40. Patrón de radiación medido en *CST* para un arreglo 6x6 con *SAC-ED* (6 desfasadores) y separación mínima de λ entre elementos de antena: curva azul $\phi_0 = [0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, 320^\circ]$ y curva roja $\phi_0 = [240^\circ]$.

3.7. Conclusión

Durante este capítulo se propusieron y desarrollaron dos técnicas para la reducción de dispositivos activos en arreglos circulares de sub-arreglos circulares de antenas. Con la creación de *SAU-ED* es posible reducir el número de dispositivos activos en arreglos con pocos números elementos de antena por sub-arreglo (arreglos 4x4 y 6x4). Esto, ya que al aplicar esta técnica a un arreglo 6x6 el diagrama de radiación se deteriora abruptamente. Lo que limita la aplicación de los *SAU-ED* en geometrías más grandes de arreglos de antenas.

Como alternativa a los *SAU-ED*, se propuso incorporar aperiodicidad en un caso convencional de diseño mediante la creación de *SAC-ED*. Estos sub-arreglos compensan el deterioro causado por el agrupado uniforme de los elementos de antena, mediante el uso de grupos de antenas distribuidos aperiódicamente

a lo largo del arreglo. Esta aperiodicidad se ve reflejada en la reducción de lóbulos tipo rejilla que suelen generarse por los sub-arreglos uniformes.

Los *SAC-ED* permiten obtener buenas características de radiación en geometrías con gran número de elementos de antena. Esto se comprobó con el arreglo 10x10, para este caso de diseño el número de desfasadores utilizados se redujo en un 90%. Además, las características de *SLL*, *D* y *AH* fueron superiores que el caso convencional de diseño, obteniendo un nivel de *SLL* de -16.5 dB de amplitud en el *FA* para el caso propuesto.

Este tipo de geometrías permiten escanear discretamente todo el plano azimutal, manteniendo las características de radiación similares al realizar el barrido del haz principal mediante propiedades de simetría rotacional. Por lo tanto, podemos realizar un escaneo amplio del haz principal con sistemas que utilicen una mínima cantidad de dispositivos activos, teniendo mejores prestaciones de diseño el uso de *SAC-ED* sobre los casos convencionales de diseño.

La verificación de los resultados mediante *CST* utilizando el elemento de antena propuesto y los arreglos de antenas con *SAC-ED* fueron satisfactorios. Esto, ya que el deterioro en diagrama de radiación al realizar la simulación electromagnética se mantuvo en límites aceptables. Por lo que, fue posible realizar un escaneo total en el plano azimutal y mantener buenas características de radiación.

Capítulo 4. Diseño de arreglos circulares de anillos concéntricos

4.1. Introducción.

La implementación de anillos concéntricos en las geometrías de arreglos de antenas ha tomado gran popularidad en la síntesis de diagramas de radiación con bajo nivel de lóbulo lateral (Das et al., 2018; Panduro et al., 2019). Para este tipo de geometrías se han realizado investigaciones relacionadas a la síntesis de arreglos con escaneo amplio del haz principal, manteniendo niveles muy bajos (menores a -20 dB) de *SLL* y niveles de altos de directividad (Reyna et al., 2012).

Una de las técnicas más recientes para la reducción de dispositivos activos en arreglos de anillos concéntricos la propusieron Arce et al. (2019), en dicho documento se plantea el uso de redes de distribución coherente para generación de un haz principal con escaneo en azimut con dirección en $\phi_0 = 45^\circ$. Se demostró que es posible reducir el número de desfases en cada anillo del arreglo de antenas mediante la interconexión y optimización de las redes de conformación de haz.

En el capítulo anterior se desarrolló la técnica de *SAC-ED* para la reducción de dispositivos activos en arreglos circulares de sub-arreglos circulares de antenas. En las siguientes secciones se analizará el rendimiento y viabilidad de los *SAC-ED* para las configuraciones de arreglos de anillos concéntricos.

4.2. Formulación del problema para la reducción de dispositivos activos.

Para este caso de diseño, se propone crear sub-arreglos de fase y amplitud para la reducción del número de dispositivos activos en un sistema convencional de arreglos de anillos concéntricos. Además, se busca mantener las características de radiación y escaneo del haz principal en valores iguales o mejores que los casos convencionales de diseño. Para esto, utilizaremos la técnica de *SAC* en el agrupado de los elementos de antena y el algoritmo de *ED* en la optimización de amplitud y fase de los sub-arreglos. El escaneo del haz principal se realizará en un sector angular del plano de elevación, buscando la configuración de anillos concéntricos que nos brinde el mayor rango de ángulos de escaneo del haz principal con un deterioro mínimo de *SLL*.

Si consideramos un arreglo de anillos concéntricos de N_T elemento de antena distribuidos sobre el plano x - y , como se muestra en la figura 41. El factor de arreglo para esta configuración estará dado por la siguiente expresión (Das et al., 2018):

$$FA(\theta, \varphi, I_{nm}) = \sum_{n=1}^{N_r} \sum_{m=1}^{N_n} I_{nm} e^{j(kr_n \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_{nm}) + \alpha_{nm})} \quad (41)$$

Donde N_r representa el número de anillos en el arreglo; N_n es el número de elementos en el anillo n ; r_n es el valor del radio del anillo n ; $k = 2\pi/\lambda$ es la constante de fase; λ es la longitud de onda de la señal; $\varphi_{nm} = 2\pi(m-1)/N_n$ representa la posición angular para el elemento m del anillo n ; θ es el ángulo para el plano de elevación; φ es el ángulo para el plano azimutal; y α_{nm} representa los valores de excitación cofasal. Estos valores de excitación cofasal son calculados mediante la siguiente expresión (Das et al., 2018):

$$\alpha_{nm} = -kr_n \sin \theta_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_{nm}) \quad (42)$$

Donde θ_0 y φ_0 son la dirección de máxima radiación en plano de elevación y azimut respectivamente.

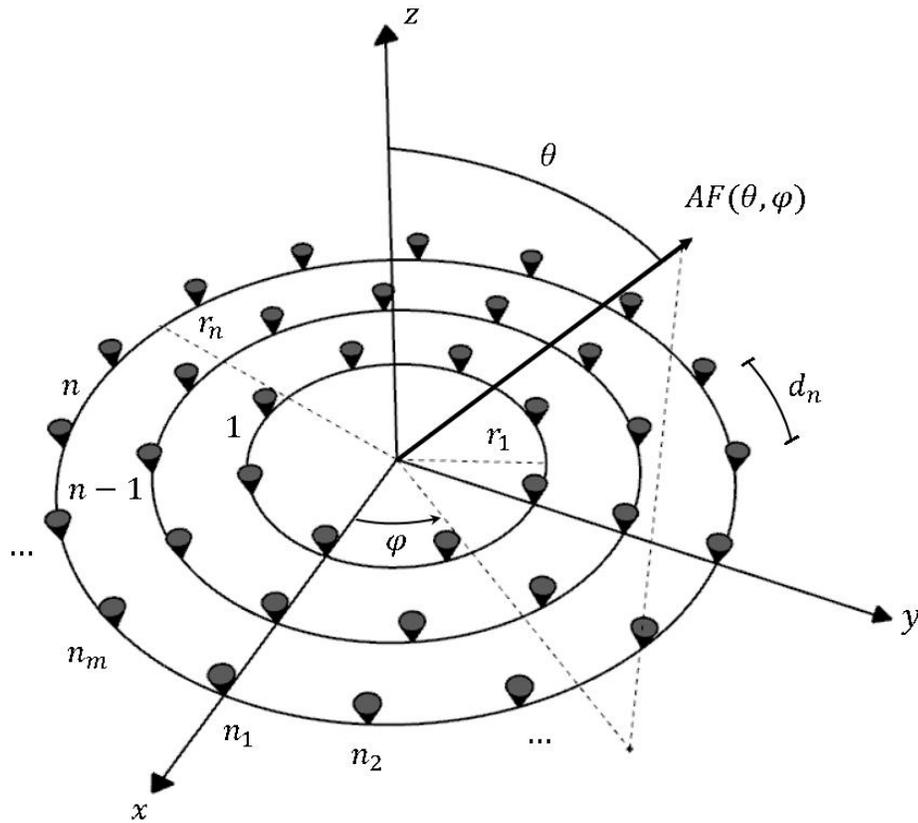


Figura 41. Geometría de anillos concéntricos (modificado de Reyna et al, 2012)

Para la optimización de arreglos de anillos concéntricos y escaneo amplio del haz principal con reducción de dispositivos activos, se propuso una metodología o serie de pasos los cuales nos permiten obtener un desempeño adecuado en el sistema de arreglo de antenas. La metodología planteada para optimización de un arreglo de anillos concéntricos se muestra en la figura 42, posteriormente se describe con mayor detalle cada parte del diagrama.

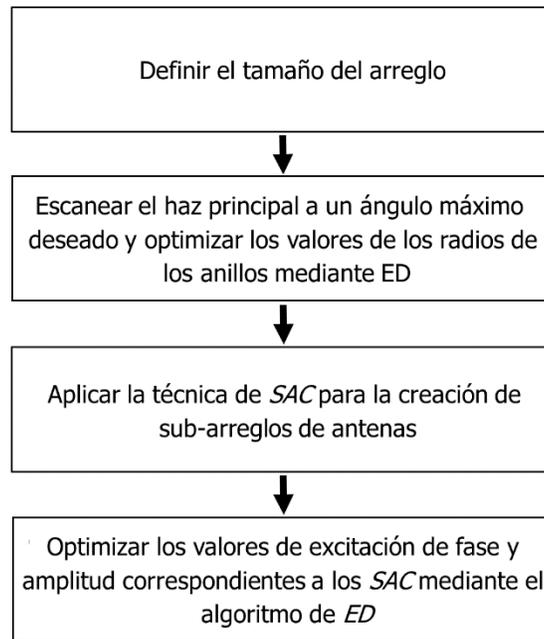


Figura 42. Metodología propuesta para la optimización de un arreglo de anillos concéntricos con SAC y escaneo amplio del haz principal.

Como primer paso se define el número de anillos que tendrá el arreglo y la cantidad de elementos de antena por anillo, los valores utilizados fueron extraídos del documento Das A. et al. (2018). Posteriormente se propone un ángulo (θ_{prop}) de escaneo del haz principal $\theta_0 = \theta_{prop}$ mediante excitación cofasal considerando que, a medida que el ángulo θ_0 se aleja de $\theta = 0^\circ$ el desempeño en el diagrama de radiación se deteriora.

Avser B. et al. (2016) demostraron que, si se optimiza un arreglo para un escaneo de haz principal en ángulos no favorables para la geometría, las características de escaneo del haz principal en direcciones menos desfavorables serán iguales o mejores al ángulo inicial optimizado. Por lo tanto, si optimizamos mediante ED los radios del arreglo de anillos concéntricos con un escaneo de haz principal en $\theta_0 = \theta_{prop}$ y θ_{prop} está alejado de $\theta = 0^\circ$, el arreglo optimizado tendrá buenas prestaciones de escaneo del haz

principal en el intervalo de $-\theta_{prop} \leq \theta_0 \leq +\theta_{prop}$. Una vez optimizados los radios de los anillos a una dirección de escaneo θ_{prop} , se realiza la reducción de dispositivos activos mediante la creación de SAC. Por último, se optimizan los valores de excitación de fase y amplitud correspondientes a los SAC mediante algoritmo de *ED*.

En la siguiente sección se aplica la metodología propuesta para la optimización de un arreglo de anillos concéntricos de 18 elementos de antena.

4.3. Creación de SAC-ED en arreglos de anillos concéntricos.

Para un arreglo de anillos concéntricos con $N_r = 3$ anillos y $N_n = 4, 6, 8$ elementos de antena en cada anillo, respectivamente. Se propone un primer caso de diseño con un intervalo de escaneo del haz principal de $-20^\circ \leq \theta_0 \leq +20^\circ$. Con este intervalo de diseño se realizará una evaluación inicial de las capacidades del arreglo para realizar un barrido del haz principal en el plano de elevación. Para esto, se realizó la optimización de los radios de los 3 anillos considerando una separación mínima de 0.5λ entre elementos de antena y un escaneo del haz principal en $\theta_0 = 20^\circ$ mediante excitación cofasal y amplitud uniforme (caso convencional).

Los valores calculados por el algoritmo de *ED* correspondientes a los radios de los anillos del arreglo son: $r_1 = 0.5967 \lambda$, $r_2 = 1.2534 \lambda$ y $r_3 = 1.8101 \lambda$. El factor de arreglo calculado al utilizar estos valores de radios y un escaneo del haz principal en $\theta_0 = 20^\circ$ se muestra en la figura 43a. Además, podemos observar los valores cofasales calculados mediante la ecuación (42) en la figura 43b.

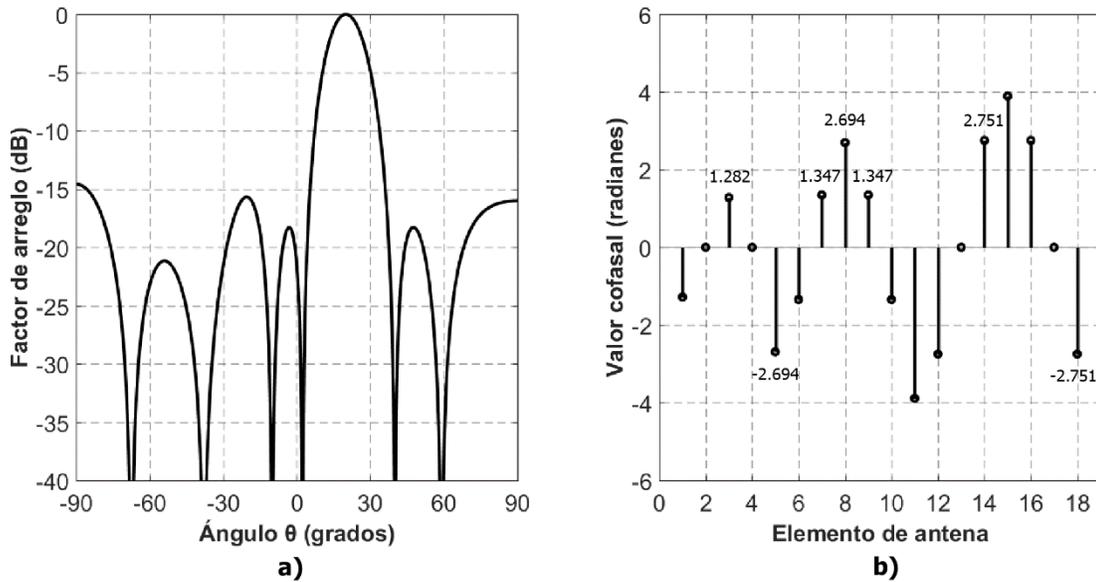


Figura 43. Escaneo del haz principal de forma convencional en un arreglo de anillos concéntricos para $\theta_0 = 20^\circ$:
a) Factor de arreglo, b) Valores cofasales.

Debido a la geometría circular y uniforme de arreglo de anillos concéntricos, al realizar el cálculo de la ecuación (42) algunos elementos de antena presentan el mismo valor cofasal, como se observa en la figura 43b. Por lo que, es posible aplicar la técnica de SAC en el agrupado de elementos de antena para la reducción de dispositivos activos. Para esto, crearemos sub-arreglos con aquellos elementos de antena que tienen un valor cofasal igual o muy similar. En la figura 44a se muestra una comparación entre el *FA* calculado para un caso convencional de diseño, y el *FA* obtenido al utilizar SAC en el agrupado de elementos de antena. Los radios utilizados se mantienen igual que el caso anterior (figura 43) y se realiza el escaneo del haz principal para $\theta_0 = -20^\circ$. Los valores de fase discretizados mediante el uso de SAC se muestran en la figura 44b.

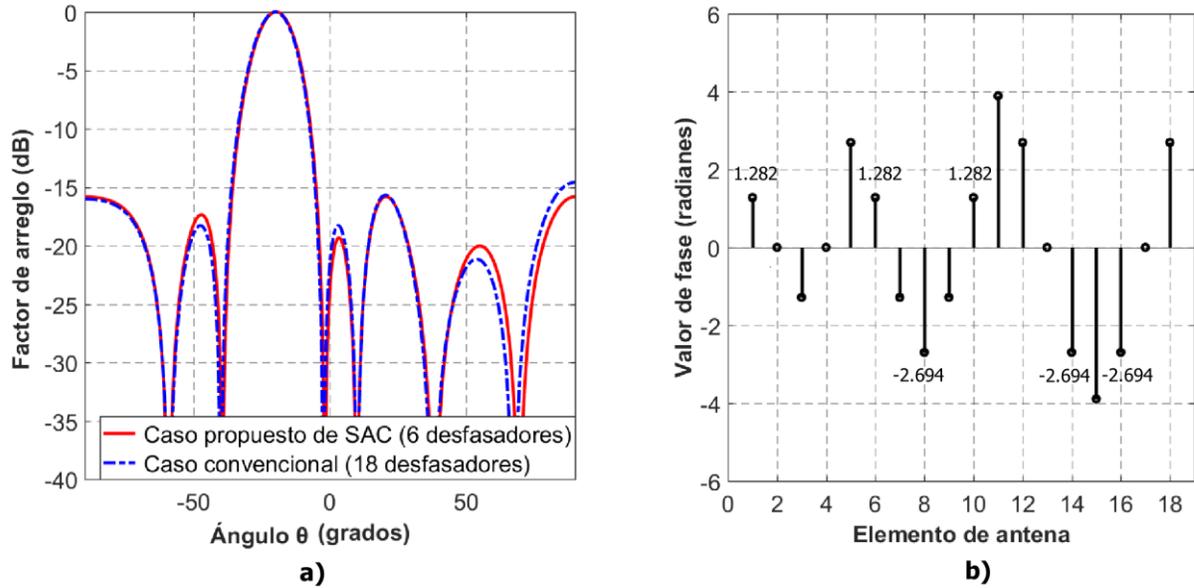


Figura 44. Escaneo del haz principal en un arreglo de anillos concéntricos para $\theta_0 = -20^\circ$: a) Factor de arreglo para el caso convencional y para el caso de SAC, b) Valores de fase utilizando SAC.

Como se observa en la figura 44, el uso de SAC permite realizar un escaneo del haz principal en una dirección con mejores prestaciones de *SLL* que el caso convencional de diseño. Para analizar el comportamiento del diagrama de radiación en todo el intervalo angular de $-20^\circ \leq \theta_0 \leq +20^\circ$, se realizó un escaneo del haz principal con pasos de 1° para el método convencional de diseño y el método propuesto de SAC. Los resultados obtenidos en esta simulación se muestran en la figura 45.

Los resultados muestran que el uso de SAC no deteriora el rendimiento en el barrido del haz principal para el intervalo angular de $\pm 20^\circ$. En ambos casos el nivel de *SLL* se mantienen muy similar para cada ángulo de escaneo del haz principal. Sin embargo, la técnica de SAC nos permite reducir el número de desfasadores en un 66%, lo que reduce la complejidad y costos de fabricación del sistema.

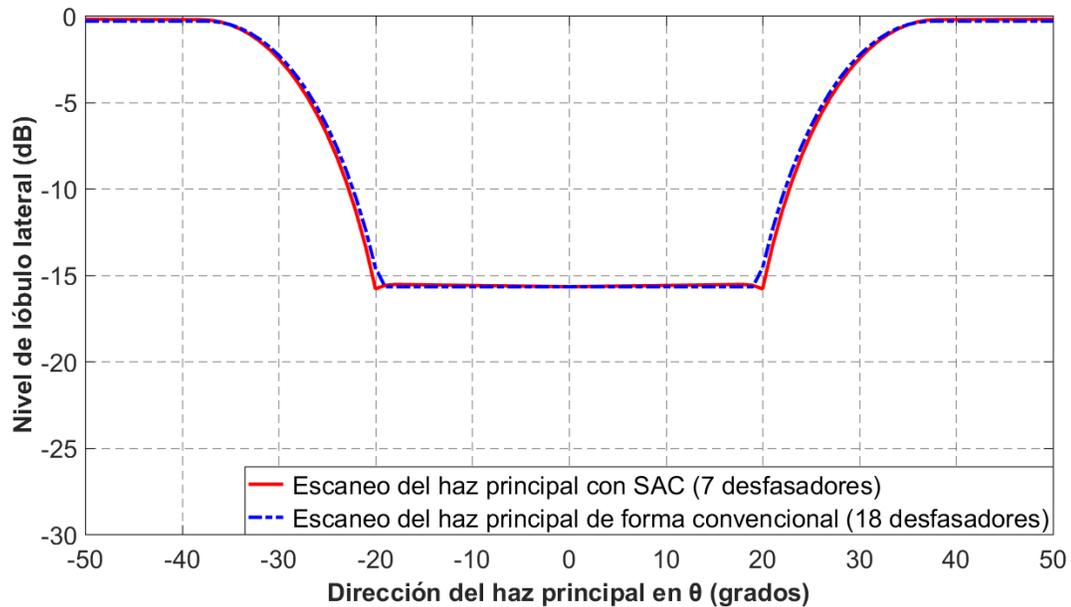


Figura 45. Comparación entre el escaneo del haz principal para un arreglo de anillos concéntricos utilizando SAC y utilizando el método convencional de excitación cofasal para un intervalo de $\pm 20^\circ$.

El caso anterior de diseño nos permitió conocer los beneficios del uso de SAC en este tipo de geometrías. Sin embargo, se requiere un diseño que considere un mayor intervalo angular de escaneo del haz principal. Por lo que se realizaron una serie de pruebas aumentando y disminuyendo el intervalo de escaneo del haz principal.

Al aumentar demasiado el ángulo inicial para la optimización de los radios de los anillos, el nivel de lóbulo lateral en algunos sectores angulares tiende a deteriorarse abruptamente. Se encontró que la configuración de arreglo $N_r = 3$ y $N_n = [4, 6, 8]$, en el intervalo de $-40^\circ \leq \theta_0 \leq +40^\circ$ presenta buenas características de escaneo del haz principal para un barrido angular continuo en todo el intervalo. Los radios optimizados mediante el algoritmo de ED para un valor de $\theta_0 = 40^\circ$ son: $r_1 = 0.50 \lambda$, $r_2 = 1.00 \lambda$ y $r_3 = 1.52 \lambda$.

La figura 46a muestra la configuración de SAC construida a partir de los valores cofasales calculados mediante la ecuación (42), estos valores se muestran en la figura 46b. Observamos que los elementos de antena 2,4,13 y 17 no requieren un dispositivo desfasador, ya que a estos elementos les corresponde un valor cofasal o de fase 0° . Por lo que esta configuración contará únicamente con 6 dispositivos desfasadores y 7 amplificadores.

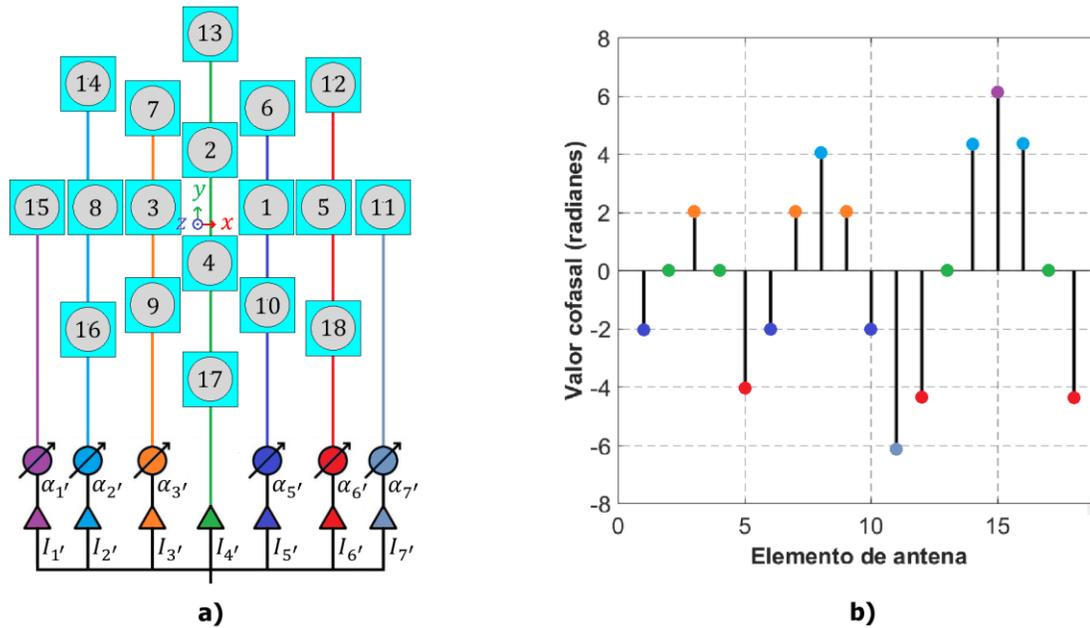


Figura 46. Arreglo de anillos concéntricos: a) Configuración propuesta de SAC, b) Valores cofasales calculados para $\theta_0 = 4\theta^\circ$.

Una vez creados los SAC, se realizó la optimización de los valores de excitación de fase y amplitud (mediante el algoritmo de *ED*) para cada dirección dentro del intervalo de escaneo del haz principal. Debido a la simetría en el arreglo solo es necesario optimizar los SAC en el intervalo de $0^\circ \leq \theta_0 \leq +40^\circ$. Los valores para $\theta_0 = [-5^\circ, -10^\circ, -15^\circ, -20^\circ, -25^\circ, -30^\circ, -35^\circ, -40^\circ]$ son obtenidos mediante el uso de propiedades de rotación en las fases y amplitudes de los elementos de antena. Esto es, intercambiando los valores de $\alpha_1 \rightleftharpoons \alpha_7, \alpha_2 \rightleftharpoons \alpha_6, \alpha_3 \rightleftharpoons \alpha_5, I_1 \rightleftharpoons I_7, I_2 \rightleftharpoons I_6$ y $I_3 \rightleftharpoons I_5$ para cada dirección de escaneo del haz principal en $\theta_0 = [5^\circ, 10^\circ, 15^\circ, 20^\circ, 25^\circ, 30^\circ, 35^\circ, 40^\circ]$ respectivamente.

La figura 47 muestra una comparación de las mediciones de *SLL* para un escaneo del haz principal en el plano de elevación utilizando el caso convencional de diseño; el caso de SAC y excitación de amplitud uniforme; y el caso de SAC con optimización mediante *ED* para los valores de fase y amplitud (*SAC-ED*).

Al comparar el caso convencional de diseño con el caso propuesto de *SAC-ED*, este último presenta mejores prestaciones en todo el intervalo de escaneo del haz principal, obteniendo una reducción en el nivel de lóbulo lateral mínima de 6.6 dB (en $\theta_0 = -40^\circ, 40^\circ$) y máxima de 10.6 dB (en $\theta_0 = -30^\circ, 30^\circ$) para un rango de escaneo angular de 80° . Además, mediante la técnica de *SAC-ED* se reduce un 66% el número de desfases y un 61% el número de amplificadores necesarios para el sistema.

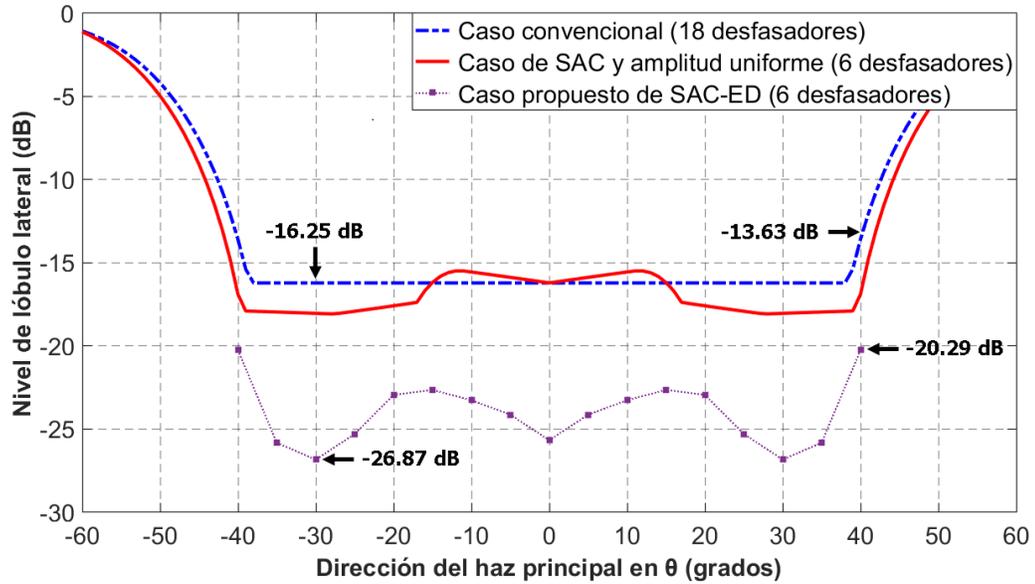


Figura 47. Comparación entre el escaneo del haz principal para un arreglo de anillos concéntricos utilizando SAC-ED y utilizando el método convencional de excitación cofasal para un intervalo de $\pm 80^\circ$.

Los diagramas del *FA* para un escaneo del haz principal en $\theta_0 = 40^\circ$ se muestran en la figura 48a. Considerando la configuración de la figura 46, los valores de excitación de fase y amplitud correspondientes a los amplificadores y desfasadores se muestran en la figura 48b. Para obtener un haz principal escaneado a $\theta_0 = -40^\circ$ (figura 49a) es necesario intercambiar los valores de $\alpha_1 \rightleftharpoons \alpha_7$, $\alpha_2 \rightleftharpoons \alpha_6$, $\alpha_3 \rightleftharpoons \alpha_5$, $I_1 \rightleftharpoons I_7$, $I_2 \rightleftharpoons I_6$ y $I_3 \rightleftharpoons I_5$ respectivamente, como se muestra en la figura 49b.

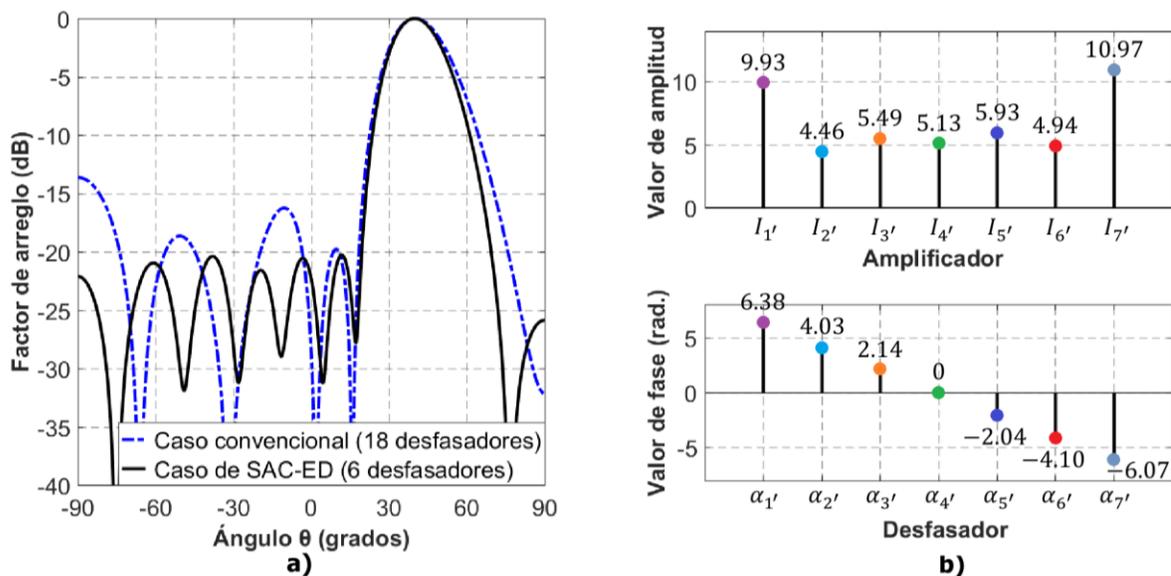


Figura 48. Escaneo del haz principal en $\theta_0 = 40^\circ$ utilizando SAC-ED en un arreglo de anillos concéntricos: a) Factor de arreglo, b) Valores de excitación de fase y amplitud para SAC-ED.

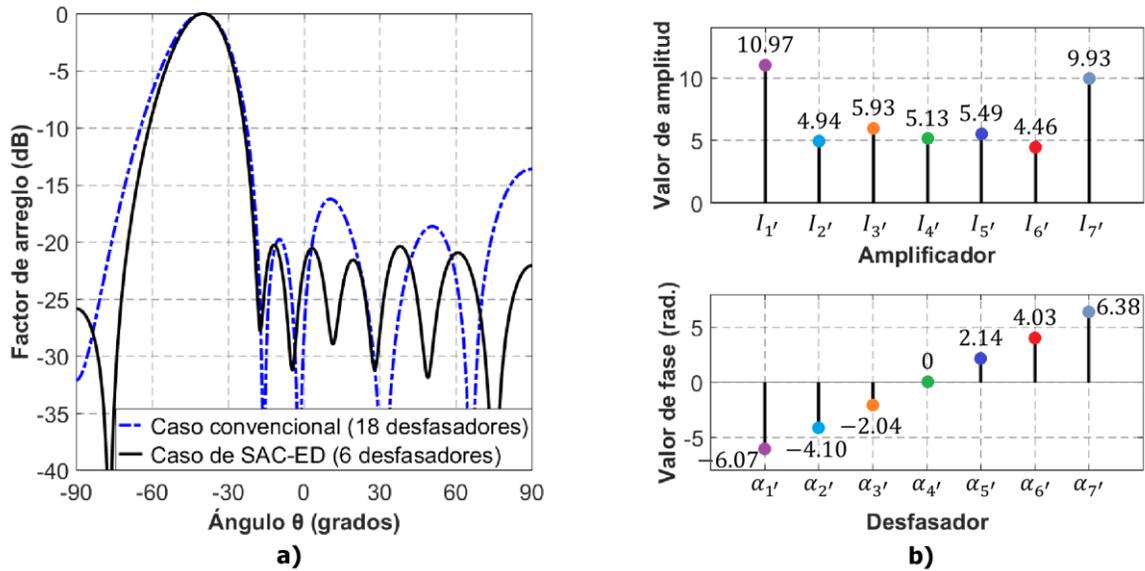


Figura 49. Escaneo del haz principal en $\theta_0 = -40^\circ$ utilizando *SAC-ED* en un arreglo de anillos concéntricos: a) Factor de arreglo, b) Valores de excitación de fase.

Para esta configuración de *SAC-ED*, el mejor desempeño en el escaneo del haz principal se logra al dirigir el haz a $\theta_0 = -30^\circ$ y $\theta_0 = 30^\circ$. En estas dos direcciones se obtiene una ganancia de 10.6 dB en el nivel de lóbulo lateral sobre el caso convencional de diseño. Esto, con un ligero aumento en ancho de haz de solo 3° grados, que resulta aceptable ya que existe una reducción del 61% en el número de dispositivos activos. El diagrama del *FA* y los valores de excitación de fase y amplitud se muestran en figura 50.

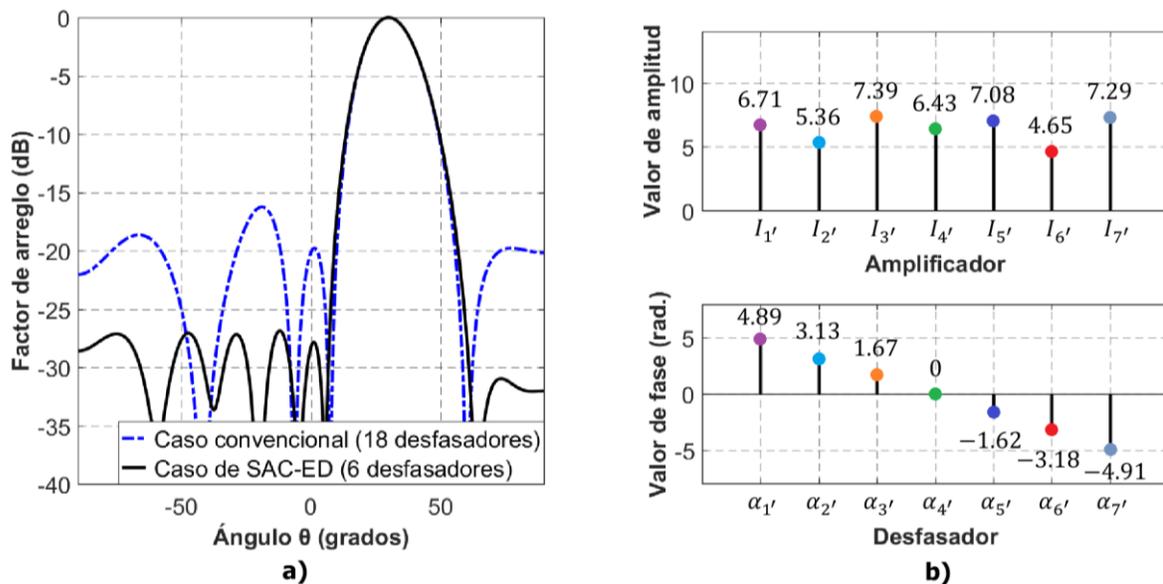


Figura 50. Escaneo del haz principal en $\theta_0 = 30^\circ$ utilizando *SAC-ED* en un arreglo de anillos concéntricos: a) Factor de arreglo, b) Valores de excitación de fase.

4.4. Simulación electromagnética en CST

Para validar los resultados obtenidos en las simulaciones de Matlab, se implementó el arreglo de anillos concéntricos en programa CST. Para este caso no se requirió recalcular los valores de los radios de los anillos ($r_1 = 0.50 \lambda$, $r_2 = 1.00 \lambda$ y $r_3 = 1.52 \lambda$), ya que el deterioro en el plano de elevación causado por efectos de acoplamiento mutuo pueden ser reducidos con una separación mínima de 0.5λ entre elementos de antena.

La frecuencia de operación del arreglo se estableció en 2.4 GHz, que corresponde a las frecuencias de operación de los sistemas inalámbricos de Wi-Fi. Siguiendo la geometría de la figura 5, las dimensiones obtenidas para la antena de parche a esta frecuencia de operación son: $a = 24.4$ mm, $h = 2.6$ mm y $p' = 5.4$ mm. El sustrato utilizado presenta características de permitividad relativa $\epsilon_r = 2$ y $\mu = 1$. La figura 51 muestra los diagramas de radiación obtenidos en el programa CST para el elemento de antena propuesto.

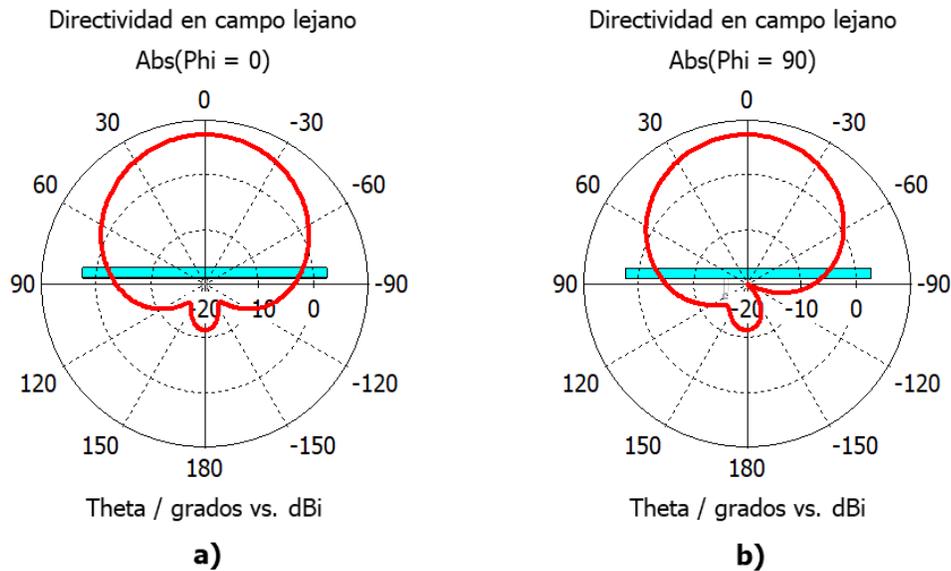


Figura 51. Diagrama de radiación medido en CST para una antena de parche circular: a) Corte en $\phi = 0^\circ$ del plano E , b) Corte en $\phi = 90^\circ$ del plano E .

Al analizar la figura 51 observamos que la antena de parche circular presenta un máximo de radiación en la dirección de $\theta = 0^\circ$, que es en dirección perpendicular al plano del parche. Esto beneficia un escaneo del haz principal en ángulos cercanos a $\theta = 0^\circ$ en la geometría de arreglos de anillos concéntricos, ya que los lóbulos tipo rejilla que se generen en otras direcciones tendrán altos niveles de atenuación.

El parámetro $S_{1,1}$ del elemento de antena se muestra en la figura 52. Los resultados de la simulación en CST muestran un desplazamiento en la frecuencia de operación de 10 MHz, esto representa un desplazamiento del 0.4%, por lo que puede considerarse aceptable para efectos de este trabajo de investigación. El ancho de banda obtenido a -10 dB de amplitud en los parámetros $S_{1,1}$ es de 24 MHz.

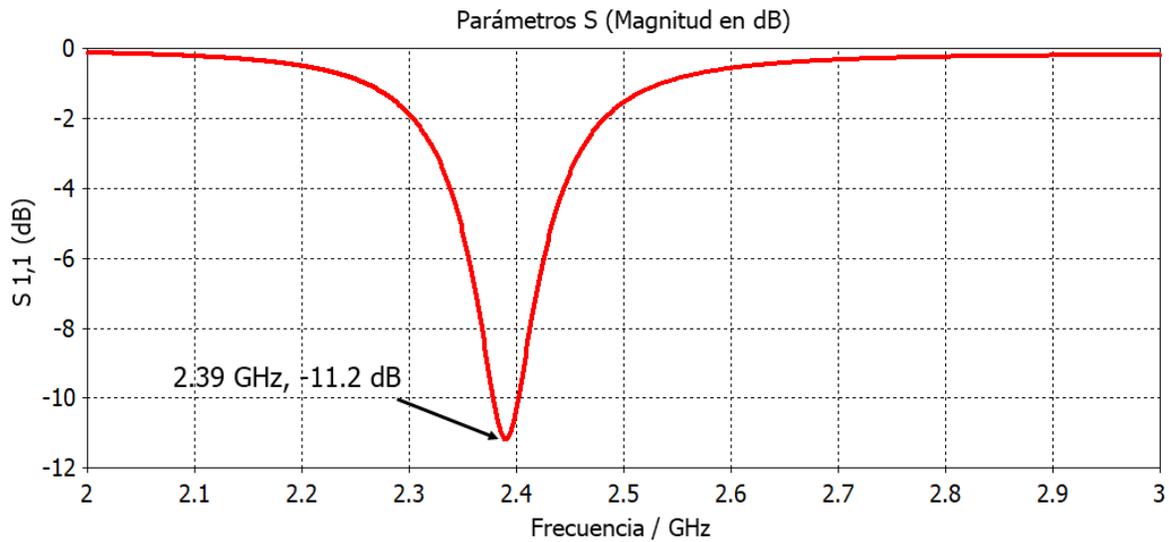


Figura 52. Parámetro $S_{1,1}$ del parche circular propuesto a 2.4 GHz.

4.4. Simulación del arreglo de anillos concéntricos en CST

Utilizando como elemento de antena el parche circular anteriormente diseñado, y los valores de los radios de los anillos $r_1 = 0.50 \lambda$, $r_2 = 1.00 \lambda$ y $r_3 = 1.52 \lambda$ del arreglo de antenas, la figura 53 muestra el arreglo de antenas implementado en CST cuyas dimensiones totales del arreglo son 44x44 cm. Además, se muestra el patrón de radiación tridimensional obtenido en la simulación en CST del arreglo de anillos concéntricos con escaneo del haz principal en $\theta_0 = 30^\circ$ mediante el uso de SAC-ED. Los valores de excitación de fase y amplitud correspondientes a los amplificadores y desfasadores son obtenidos de la figura 50b.

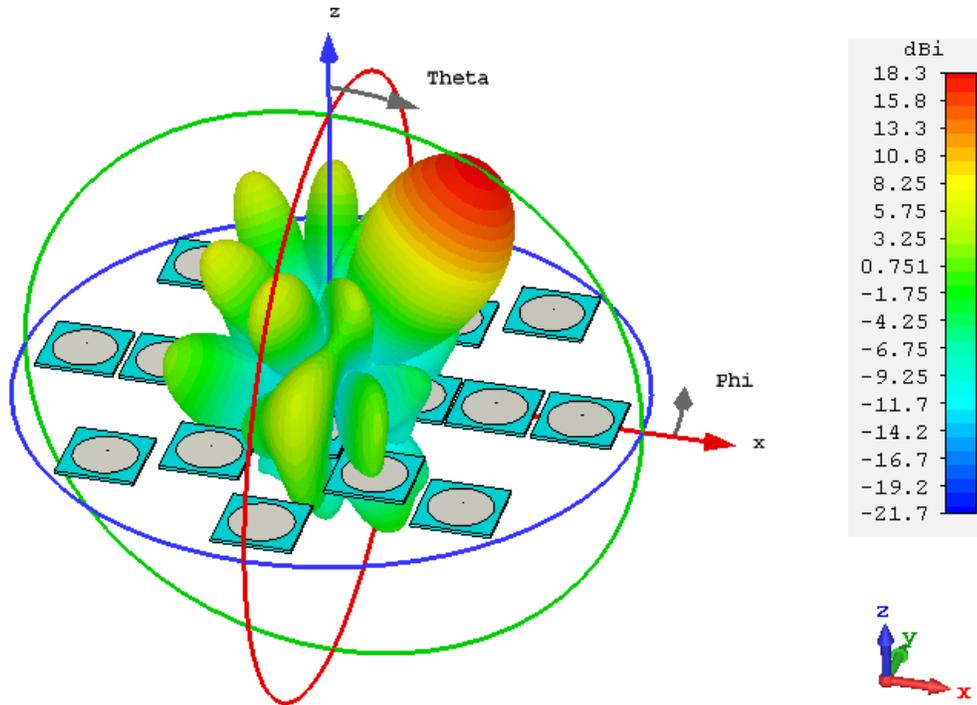


Figura 53. Arreglo de anillos concéntricos simulado en *CST* con escaneo del haz principal en $\theta = 30^\circ$.

La figura 54 muestra una comparación entre el patrón de radiación calculado en Matlab y el patrón de radiación medido en el programa *CST*. Esto al realizar un escaneo del haz principal en $\theta_0 = 30^\circ$ (figura 54a) y $\theta_0 = 40^\circ$ (figura 54b). Podemos observar que a medida que el haz principal se aleja de $\theta = 0^\circ$ el patrón de radiación sufre un deterioro aumentando en el nivel de lóbulo lateral. Esto se debe a que el patrón de radiación del parche circular presenta altos niveles de atenuación en ángulos muy alejados de $\theta = 0^\circ$. Sin embargo, los resultados de la simulación electromagnética muestran que el escaneo del haz principal se realiza satisfactoriamente utilizando únicamente 6 desfasadores y 7 amplificadores.

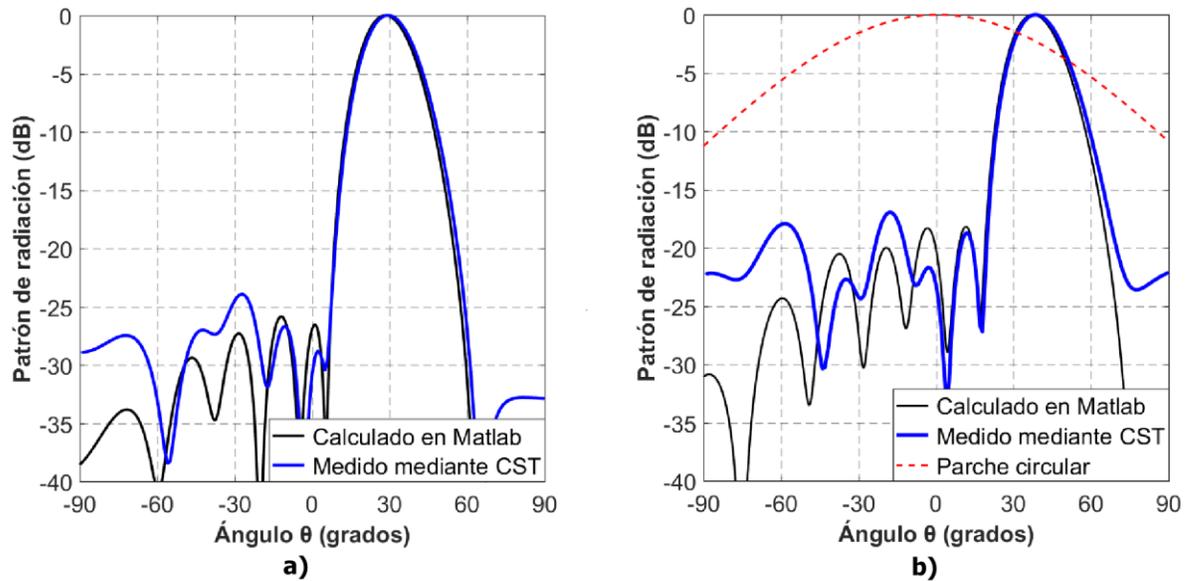


Figura 54. Patrón de radiación con escaneo del haz principal en: a) $\theta_0 = 30^\circ$, b) $\theta_0 = 40^\circ$.

4.5. Conclusión

El uso de *SAC-ED* en arreglos de anillos concéntricos permite la reducción del número de dispositivos activos en configuraciones con escaneo amplio del haz principal. Esto mediante la optimización de los radios de los anillos, y la optimización de los valores de excitación de fase y amplitud de los sub-arreglos. Para un arreglo de 18 elementos de antena, utilizando la técnica de *SAC-ED* se logra una reducción del 66% en el número de desfasadores y del 61% en el número de amplificadores, esto al compararlo con el caso convencional de diseño. Además, las características en el diagrama de radiación mejoran al utilizar los *SAC-ED*, ya que para un escaneo del haz principal de 80° el nivel de *SLL* es menor a -20 dB en todo el intervalo de escaneo. Lo que representa una reducción mínima de 6.6 dB en comparación con el caso convencional de diseño.

El elemento de antena propuesto para la simulación del arreglo de anillos concéntricos en *CST*, presenta limitadas prestaciones para realizar el escaneo del haz principal en todo el intervalo propuesto de 80° . Ya que en valores cercanos a $\pm 40^\circ$, el diagrama de radiación sufre un aumento en el nivel de lóbulo lateral causado por niveles altos de atenuación en el lóbulo principal. Sin embargo, esto se puede solucionar cambiando las antenas de parche circular por algún elemento de antena que presente un mayor rango de escaneo del haz principal en el plano de elevación.

Capítulo 5. Conclusiones

En este capítulo se presentan las conclusiones generales de este trabajo de investigación. Además, se resaltan las principales aportaciones derivadas del trabajo realizado en el diseño de arreglos de antenas aperiódicos basados en sub-arreglos. Finalmente, se hacen algunas recomendaciones para trabajos futuros en esta línea de investigación.

5.1. Conclusiones generales del trabajo de investigación

- Cumpliendo el objetivo principal de la tesis de investigación, se presentaron dos técnicas para la reducción de dispositivos activos en arreglos circulares de sub-arreglos circulares de antenas. Se realizó la comparación entre un agrupado uniforme de elementos de antenas y un agrupado estratégico basado en los valores cofasales, siendo este último el que presenta mejores prestaciones de nivel de lóbulo lateral, directividad y ancho de haz principal en todas las configuraciones de elementos de antena abordadas. Para los sub-arreglos cofasales se analizaron configuraciones de arreglos de antenas de 4x4, 6x6 y 10x10, logrando una reducción significativa en el número de desfasadores requeridos por el sistema. Por otra parte, para los sub-arreglos uniformes se obtuvo una reducción del 75% en el número de desfasadores y amplificadores para las configuraciones de arreglo 4x4 y 6x4. Sin embargo, al aplicar esta técnica en arreglos con mayor número de elementos de antena, el diagrama de radiación se deteriora abruptamente, esto ya que existe un gran número de elementos de antenas agrupados uniformemente.
- Debido a la simetría en los arreglos circulares de sub-arreglos circulares de antenas, fue posible escanear el principal de forma discreta en todo el plano azimutal haciendo uso de propiedades de simetría rotacional en los valores de fase y amplitud de los elementos de antena. Se logró barridos del haz principal con pasos de 90° para el arreglo 4x4, 60° para el arreglo 6x6 y 36° para el arreglo 10x10. Esto, manteniendo las características de radiación iguales para todas las direcciones presentadas del haz principal.
- Se comprobó la aplicabilidad de los sub-arreglos cofasales en otra geometría, cumpliendo el objetivo particular de evaluar diferentes configuraciones de arreglos de antenas. Para esto se diseñó un arreglo circular de anillos concéntricos, con el cual se propuso un escaneo continuo del haz principal en el plano de elevación de 80° , esto mediante el uso de sub-arreglos cofasales para

la reducción de dispositivos activos en el arreglo. Para esta geometría se logró una reducción del 66% en el número de desfasadores y del 61% en el número de amplificadores. Obteniendo niveles de nivel de lóbulo lateral y directividad mejores que el caso convencional de diseño.

- Cumpliendo el objetivo de implementar técnicas de computo evolutivo en diferentes configuraciones de arreglos de antenas. Para las dos geometrías analizadas en este trabajo de investigación, se aplicó el algoritmo de Evolución Diferencial en la optimización de los valores de fase y amplitud correspondientes a los sub-arreglos. Con este algoritmo se obtuvieron resultados favorables, lo que permitió superar el desempeño de los casos convencionales de diseño. Por lo que se concluye que, el algoritmo de Evolución Diferencial presenta buenas prestaciones para la optimización de las variables de diseño en arreglos circulares de sub-arreglos circulares y en arreglos circulares de anillos concéntricos.
- Para ambas geometrías, las simulaciones electromagnéticas en el programa *CST* permitió comprobar los diseños de elementos de antena y arreglos de antena propuestos, logrando resultados satisfactorios para el escaneo del haz principal a distintas direcciones del plano azimutal y elevación. La simulación electromagnética mostro que los efectos de acoplamiento mutuo al realizar un escaneo del haz principal en plano azimutal causan un deterioro en el diagrama de radiación, este deterioro es reducido al utilizar una separación mínima de 1 lambda entre elementos de antena. Para el caso del escaneo del haz principal en el plano de elevación, los efectos de acoplamiento mutuo se reducen con una separación mínima de 0.5 lambda. Por lo que, para estos casos de diseño los efectos de acoplamiento mutuo causan mayor deterioro del diagrama de radiación en el plano azimutal que en el plano de elevación.

5.2. Aportaciones realizadas por el trabajo de investigación

Las principales aportaciones de este trabajo de investigación se describen a continuación:

- Para la reducción de la complejidad de un sistema de arreglos de antenas, se propuso una metodología para el diseño de arreglos de antenas con reducción de dispositivos activos mediante la conformación de sub-arreglos y la optimización mediante el algoritmo de Evolución Diferencial.
- Se propuso y desarrolló la técnica de sub-arreglos cofasales permitiendo un agrupado adecuado de elementos de antena, y la utilización del algoritmo de Evolución Diferencial en la optimización

de los valores de excitación de fase y amplitud correspondientes a los sub-arreglos. Con esto se logró una reducción mínima del 75% en el número de dispositivos desfasadores en arreglos circulares de sub-arreglos circulares de antenas, para un escaneo discreto del haz principal de todo el plano azimutal.

- Se diseñó una antena de parche de anillo cortocircuitado capaz de radiar en todo el plano azimutal a una frecuencia de 2.44 GHz, se realizaron simulaciones electromagnéticas mediante el software CST mostrando los resultados del patrón de radiación y el parámetro $S_{1,1}$ de la antena.
- Se propuso una metodología para la síntesis de arreglos circulares de anillos concéntricos con un número bajo de dispositivos activos y escaneo amplio del haz principal.
- Se diseñó un arreglo de antenas circular de anillos concéntricos con la capacidad de escanear el haz principal en el plano de elevación en un intervalo angular de 80° , utilizando sub-arreglos cofasales para la reducción de dispositivos activos y optimización evolutiva en el cálculo de los valores de fase y amplitud. Con esto se logró una reducción del 66% en el número de desfasadores y 61% en el número de amplificadores.

5.3. Publicaciones generadas por el presente trabajo

A partir del trabajo de investigación desarrollado en esta tesis.

- Se sometió y aprobó el artículo *“Reducing the Number of Phase Shifters in Circular Arrays of Circular Subarrays for a Wide-Scanning Pattern”* para presentarse como ponencia en el congreso internacional *IEEE AP-S International Symposium and USNC-URSI Radio Science Meeting*, en Atlanta, Estados Unidos, Julio 2019.
- El artículo *“Cophasal Subarrays in Circular Antennas Arrays for Reducing the Number of Phase Shifter”* se encuentra en el proceso de revisión para su publicación en revista.

5.4. Trabajo a futuro

A continuación se presentan una serie de recomendaciones para trabajos futuros relacionados con el diseño de arreglos de antenas con sub-arreglos:

- La optimización de geometrías de arreglos periódicos conformados por sub-arreglos aperiódicos de elementos de antena, y una reducción de dispositivos activos por medio del agrupado de éstos.
- La implementación de los arreglos circulares de sub-arreglos circulares para un escaneo amplio en plano de elevación y la reducción de dispositivos activos mediante la creación de sub-arreglos de fase.
- El diseño y análisis de arreglos circulares de anillos concéntricos con un mayor número de anillos y elementos de antena, utilizando los sub-arreglos cofasales para la reducción de dispositivos activos en un escaneo amplio del haz principal.
- La implementación de redes de conformación de haces múltiples en geometrías circulares con reducción de dispositivos activos mediante el uso de sub-arreglos cofasales y reutilización de las redes de alimentación.
- La implementación de los sub-arreglos cofasales en geometrías circulares más complejas de arreglos de antenas, como pueden ser un arreglo de anillos concéntricos conformado por sub-arreglos circulares de elementos de antena.

Literatura citada

- Abbaspour, T.A., Sarabandi, K., 2003. An affordable millimeterwave beam-steerable antenna using interleaved planar subarrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51 (9), 2193-2202. doi:10.1109/TAP.2003.816331
- Anguera, J., Pérez, A., 2008. *Teoría de antenas*. Ediciones La Salle Online, España.
- Arce, A., Stevens Navarro, E., Cardenas Juarez, M., Pineda Rico, U., Simon, J., Panduro, M.A., 2019. Design and Optimization of a Coherent Beamforming Network for an Aperiodic Concentric Ring Array. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2019, 1–10. doi:10.1155/2019/4601718
- Avser, B., Pierro, J., Rebeiz, G.M., 2016. Random Feeding Networks for Reducing the Number of Phase Shifters in Limited-Scan Arrays. *IEEE Transactions on Antennas & Propagation*, 64(11), 4648–4658. doi: 10.1109/TAP.2016.2600861
- Bauer, F., Wang, X., Menzel, W., Stelzer, A., 2013. A 79-GHz Radar Sensor in LTCC Technology Using Grid Array Antennas. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, 61(6), 2514–2521. doi: 10.1109/TMTT.2013.2260766
- Balanis, C.A., 2005. *Antenna theory: analysis and design*. Tercera Edición. Wiley-Interscience , New York.
- Bianchi, D., Genovesi, S., Monorchio, A., 2016. Randomly Overlapped Subarrays for Angular-Limited Scan Arrays. *Progress in Electromagnetics Research C*, 68, 129–139. doi:10.2528/PIERC16060602
- Brookner, E., 1985. Phased-array radars. *Scientific American*, 252(2), 94-102. doi: 10.1038/scientificamerican0285-94
- Cardama, A., Jofre, L., Rius, J.M., Romeu, J., Blanch, S., Ferrando, M., 2002. *Antenas*. Segunda Edición. Ediciones UPC , Barcelona.
- Dan W., 2018. The subarray division for the phase array radar. *Proceedings, Autonomous Systems: Sensors, Vehicles, Security, and the Internet of Everything*, 1064311(2018). doi: 10.1117/12.2309881
- Das, A., Mandal, D., Ghoshal, S.P., Kar, R., 2018. Concentric circular antenna array synthesis for side lobe suppression using moth flame optimization. *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, 86(January), 177–184. doi: 10.1016/j.aeue.2018.01.017
- Duffy, S.M., Willwerth, F., Retherford, L., Herd, J., 2010. Results of X-band electronically scanned array using an overlapped subarray architecture. En: *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, Waltham, MA, USA, 12-15 de octubre, p. 713-718. doi: 10.1109/ARRAY.2010.5613285
- Edelberg, S., Oliner, A., 1960. Mutual coupling effects in large antenna arrays II: compensation effects. *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, 8(4), 360–367.

- Elizarraras, O., Mendez, A., Reyna, A., Panduro, M.A., Covarrubias, D., 2017. Design of circular array of circular subarrays for scannable pattern using rotational symmetry. En: IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, San Diego, CA, 9-14 de julio, p. 519-520. doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8072302
- Fante, R., 1980. Systems study of overlapped subarrayed scanning antennas. IEEE Transactions. Antennas Propagation, 28(5), 668-679. doi: 10.1109/TAP.1980.1142391
- Koziel, S., Ogurtsov, S., Zieniutycz, W., Sorokosz, L., 2014. Expedited Design of Microstrip Antenna Subarrays Using Surrogate-Based Optimization. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 13, 635-638. doi: 10.1109/LAWP.2014.2313694
- Krivosheev, Y.V., Shishlov, A.V., 2010. Grating lobe suppression in phased arrays composed of identical or similar subarrays. En: IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology, Waltham, MA, USA, 12-15 de octubre, p. 724-730. doi: 10.1109/ARRAY.2010.5613283
- Krivosheev, Y.V., Shishlov, A.V., Denisenko, V.V., 2015. Grating Lobe Suppression in Aperiodic Phased Array Antennas Composed of Periodic Subarrays with Large Element Spacing. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 57(1), 76–85. doi: 10.1109/MAP.2015.2397155
- Larsson, E.G., Edfors, O., Tufvesson, F., Marzetta, T.L., 2014. Massive MIMO for next generation wireless systems, IEEE Communication Magazine, 52(2), 186-195. doi: 10.1109/MCOM.2014.6736761
- Lee, W., Khang, S., Oh, K., Yu, J., 2013. Design methodology for phased subarray antennas with optimized element phase control. En: European Radar Conference, Nuremberg, Alemania, 9-11 de octubre, 347-350.
- Mailloux, R.J., 2001. A low-sidelobe partially overlapped constrained feed network for time-delayed subarrays, IEEE Transactions. Antennas Propagation, 49(2), 280-291. doi: 10.1109/8.914295
- Mailloux, R. J., 1994. Phased Array Antenna Handbook. Artech House, Boston.
- Mark, S.L., 2019. Introductory Chapter: The Future of Mobile Communications, The Fifth Generation (5G) of Wireless Communication, Ahmed Kishk, IntechOpen. Recuperado (3 de Junio del 2019), de <https://www.intechopen.com/books/the-fifth-generation-5g-of-wireless-communication/introductory-chapter-the-future-of-mobile-communications>.
- Mojtaba, K., Salad A.N., Hassani, H.R., 2018. Wide scan phased array patch antenna with mutual coupling reduction, IET Microwaves Antennas & Propagation, 12(12), 1932-1938. DOI: 10.1049/iet-map.2018.0155
- Nemit, J., 1974. Network approach for reducing the number of phase shifters in a limited scan phased array, U.S. Patente 3803625.
- Pan, P., Wang, H., Zhao, Z., Zhang, W. 2018. How Many Antenna Arrays Are Dense Enough in Massive MIMO Systems. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 67(4), 3042–3053. doi: 10.1109/TVT.2017.2774859
- Panduro, M.A., Reyna, A., Covarrubias, D.H., 2019. Non-Uniform Concentric Rings Design for Ultra-Wideband Arrays. Sensors, 19(10), 2262. doi: 10.3390/s19102262

- Rebeiz, G.M., Koh, K.J., 2009. Silicon RFICs for phased arrays. *IEEE Microwave Magazine*, 10(3), 96-103. doi: 10.1109/MMM.2009.932078
- Reyna, A., Panduro, M.A., Covarrubias, D.H., Mendez, A., 2012. Design of steerable concentric rings array for low side lobe level. *Scientia Iranica*, 19(3), 727–732. doi: 10.1016/j.scient.2011.08.028
- Robic, T., Filipic, B., 2005. DEMO: Differential Evolution for Multiobjective Optimization. En: Coello Coello C.A., Hernández Aguirre A., Zitzler E. (eds) *Evolutionary Multi-Criterion Optimization. EMO 2005. Lecture Notes in Computer Science*, Springer, Berlin, Heidelberg, 3410. doi: 10.1007/978-3-540-31880-4_36
- Storn, R., Price, K., 1997. Differential Evolution – A Simple and Efficient Heuristic for global Optimization over Continuous Spaces. *Journal of Global Optimization*, 11(4), 341-359. doi: 10.1023/A:1008202821328
- Toyama, N., 2005. Aperiodic array consisting of subarrays for use in small mobile earth stations. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53(6), 2004–2010. doi: 10.1109/TAP.2005.848486
- Walsh, J.E., 1951. Radiation Patterns of Arrays on a Reflecting Cylinder. *Proceedings of the IRE*, 39(9), 1074 – 1081. doi: 10.1109/JRPROC.1951.273752
- Wang, W.Q., 2014. Subarray-based frequency diverse array radar for target range-angle estimation. *IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems*, 50(4), 3057–3067. doi : 10.1109/TAES.2014.120804
- Wu, Y., Rosenbaum, F.J., 1973. Mode chart for microstrip ring resonator. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 21(7), 487–489. doi: 10.1109/TMTT.1973.1128039
- Xu, J., Hong, W., Zhang, H., Wang, G., Yu, Y., Ha, Z., 2017. An Array Antenna for Both Long- and Medium-Range 77 GHz Automotive Radar Applications. *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, 65(12), 7207-7216. doi: 10.1109/TAP.2017.2761549
- Zhitao, Y., Hang, H., Dan, W., Weicheng, Q., 2013. Advanced optimization for subarray structure in electronic warfare environment. En: *ICMTCE 2013 - 2013 IEEE International Conference on Microwave Technology and Computational Electromagnetics*, Qingdao, China, 25-28 de agosto, p. 30–34. doi: 10.1109/ICMTCE.2013.6812462