

**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 basados en  
configuraciones tipo espiral**

Tesis

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

Presenta:

**Kleiverg Eulalio Encino Morales**

Ensenada, Baja California, México

2020

Tesis defendida por

**Kleiverg Eulalio Encino Morales**

y aprobada por el siguiente Comité

---

Dr. Marco Antonio Panduro Mendoza

Codirector de tesis

---

Dr. Alberto Reyna Maldonado

Codirector de tesis

Dr. David Hilario Covarrubias Rosales

Dr. Roberto Conte Galván

Dr. Rodrigo Méndez Alonzo



---

Dr. Daniel Saucedo Carvajal

Coordinador del Posgrado en Electrónica y Telecomunicaciones

---

Dra. Rufina Hernández Martínez

*Directora de Estudios de Posgrado*

*Kleiverg Eulalio Encino Morales © 2020*

*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 Kleiverg Eulalio Encino Morales 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 basados en configuraciones tipo espiral**

Resumen aprobado por:

---

Dr. Marco Antonio Panduro Mendoza

Codirector de tesis

---

Dr. Alberto Reyna Maldonado

Codirector de tesis

Las comunicaciones inalámbricas hacen referencia a las tecnologías que permiten establecer un medio de comunicación a través del espacio libre haciendo uso de antenas que son capaces de emitir y recibir ondas electromagnéticas. Los arreglos de antenas han sido empleados para satisfacer las demandas en telecomunicaciones debido a las ventajas que ofrecen en comparación con el uso de una sola antena. Algunas de estas ventajas son la capacidad de crear lóbulos estrechos, movimiento del haz principal o la creación de lóbulos principales con formas predefinidas. En el área de arreglos de antenas es común el uso de arreglos bidimensionales periódicos en donde cada elemento de antena mantiene una distancia uniforme con sus elementos vecinos. Sin embargo, los arreglos periódicos presentan una serie de restricciones en el diseño y funcionamiento como la incapacidad de ubicar a los elementos a distancias iguales o mayores que una longitud de onda, un ancho de banda reducido y una capacidad limitada de movimiento del haz principal. Dichas restricciones se deben por la aparición de lóbulos con igual intensidad que el lóbulo principal. En esta tesis se presenta el diseño de un arreglo en configuración tipo espiral de Fermat que permite eliminar las restricciones antes mencionadas. Se compara la espiral de Fermat con la espiral de Arquímedes y la espiral logarítmica con el objetivo de conocer qué tipo de espiral brinda las mejores características para el diseño de un arreglo de antenas aperiódico. Se concluye que la espiral de Fermat permite distribuir a los elementos en el plano de forma aperiódica eficiente en comparación con las otras dos espirales. Se analizan las prestaciones obtenidas con un arreglo en configuración tipo espiral de Fermat a nivel de factor de arreglo y se incluye un elemento de antena de banda ancha para obtener el patrón de radiación total de un arreglo usando el software CST. Con los resultados obtenidos se concluye que un arreglo de antenas en configuración tipo espiral de Fermat logra eliminar las restricciones que padece un arreglo bidimensional periódico al no presentar lóbulos de misma intensidad en ninguno de los casos.

**Palabras clave: Arreglos de antenas, espiral de Fermat, arreglo de banda ancha, amplitud uniforme**

Abstract of the thesis presented by Kleiverg Eulalio Encino Morales as a partial requirement to obtain the Master of Science degree in Electronics and Telecommunications with orientation in Telecommunications.

### **Antenna arrays based on shape of spirals**

Abstract approved by:

---

Dr. Marco Antonio Panduro Mendoza

Thesis Co-Director

---

Dr. Alberto Reyna Maldonado

Thesis Co-Director

Wireless communications require technologies that allow establishing a means of communication through free space using antennas elements that are capable of emitting and receiving electromagnetic waves. Antenna arrays have been used to satisfy telecommunications requirements due to the advantages offered with respect to a single antenna. Some of these advantages are the ability to create narrow lobes, beam-scanning and the creation of radiation patterns with predefined shapes. In the antenna arrays field, the use of periodic two-dimensional arrays is common where each antenna element maintains a uniform distance from its neighboring elements. However, periodic antenna arrays present operational constraints such as: it is difficult to locate elements at distances equal to or greater than a wavelength, narrow bandwidth, and limited beam-scanning. These restrictions are due to the appearance of grating lobes. This thesis presents the design of an arrangement in Fermat spiral configuration that allows to eliminate the aforementioned restrictions. The Fermat spiral is compared to the Archimedean spiral and the logarithmic spiral in order to know which type of spiral provides the best characteristics for the design of an aperiodic antenna array. It is concluded that the Fermat spiral allows the elements to be distributed in the plane in an efficient aperiodic way in comparison with the other two spirals. The performance for the antenna array in Fermat spiral configuration is analyzed at the array factor level and a broadband antenna element. This antenna element is considered to obtain the total radiation pattern of the antenna array using full-wave simulation by CST software. The results concluded that the aforementioned restrictions of the periodic two-dimensional arrays are eliminated by using the antenna array in the Fermat spiral configuration.

**Keywords: Antenna arrays, Fermat's spiral, broadband array, uniform amplitude**

## Dedicatoria

***A mis padres, Arminio y Eny, a mis hermanos, Irving y Alan y a Paty, por cada palabra y momento que me ha motivado a seguir adelante. A todos ustedes, ¡GRACIAS!***

## **Agradecimientos**

Al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada por haberme brindado la oportunidad de realizar la maestría y por el apoyo y orientación recibidos en el transcurso de la misma.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) por brindarme el apoyo económico para realizar mis estudios de maestría. No. de becario: 910812

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

A mis codirectores de Tesis, Dr. Marco Antonio Panduro Mendoza y Alberto Reyna Maldonado, por su inestimable apoyo y especialmente por animarme a ser mejor tanto en lo personal como en lo profesional.

A los doctores que fungieron como mi comité de Tesis, Dr. David Hilario Covarrubias Rosales, Dr. Roberto Conte Galván y Dr. Rodrigo Méndez Alonzo, por sus significativas recomendaciones y sugerencias que ayudaron a la mejora del presente trabajo.

Finalmente, quiero agradecer a los integrantes del equipo "Los mismos", que me hicieron sentir en un ambiente amigable y divertido durante la Maestría.

# Tabla de contenido

	Página
Resumen en español .....	ii
Resumen en inglés .....	iii
Dedicatoria .....	iv
Agradecimientos .....	v
Lista de figuras .....	viii
Lista de tablas .....	xi
<b>Capítulo 1. Introducción</b>	
1.1. Antecedentes .....	1
1.2. Planteamiento del problema .....	4
1.3. Análisis del estado del arte .....	7
1.4. Justificación .....	8
1.5. Hipótesis .....	10
1.6. Objetivos .....	11
1.6.1. Objetivo general .....	11
1.6.2. Objetivos específicos .....	11
1.7. Estructura de la Tesis .....	11
<b>Capítulo 2. Arreglos de antenas bidimensionales, conceptos y parámetros</b>	
2.1. Introducción .....	13
2.2. Arreglos de antenas bidimensionales .....	13
2.3. Arreglos bidimensionales periódicos .....	15
2.4. Patrón de radiación .....	16
2.4.1. Nivel de lóbulo lateral (SLL) .....	17
2.4.2. Ancho de haz .....	18
2.5. Lóbulos de tipo rejilla “grating lobes” .....	19
2.6. Acoplamiento mutuo .....	21
2.7. Elementos de antena tipo parche .....	21
2.8. Modelo de antena tipo parche para aplicaciones de banda ancha .....	24
2.9. Discusión .....	27
<b>Capítulo 3. Configuraciones de espirales</b>	
3.1. Introducción .....	28
3.2. Espiral Logarítmica .....	28
3.3. Espiral de Arquímedes .....	31
3.4. Espiral de Fermat .....	34
3.5. Discusión .....	41
<b>Capítulo 4. Diseño de arreglos de antenas en configuración tipo</b>	

## Tabla de contenido (continuación)

### Espiral

4.1.	Introducción . . . . .	43
4.2.	Ubicación de elementos de antena conforme a la espiral de Fermat . .	43
4.3.	Desempeño de la configuración en espiral de Fermat en función de la frecuencia . . . . .	48
4.4.	Desempeño del arreglo en scanning . . . . .	51
4.5.	Desempeño del arreglo en distancia mínima . . . . .	58
4.6.	Simulación de un arreglo en espiral de Fermat en CST . . . . .	62
4.7.	Discusión . . . . .	72

### Capítulo 5. Conclusiones

5.1.	Conclusiones generales de la Tesis . . . . .	74
5.2.	Contribuciones de la Tesis . . . . .	75
5.3.	Trabajos a futuro . . . . .	75

<b>Literatura citada</b> . . . . .	<b>77</b>
------------------------------------	-----------

## Lista de figuras

Figura	Página
1. Componentes principales de un arreglo de antenas . . . . .	2
2. Configuración de un arreglo lineal . . . . .	3
3. Ejemplo de un arreglo bidimensional . . . . .	4
4. Grating lobes en el patrón de radiación de un arreglo de antenas . . . . .	5
5. Arreglo bidimensional con elementos de antena en posiciones arbitrarias .	13
6. Sistema de coordenadas esféricas en un arreglo bidimensional . . . . .	14
7. Arreglo bidimensional periódico . . . . .	15
8. Representación gráfica de patrones de radiación. a) Polar. b) Rectangular .	17
9. Nivel de lóbulo lateral en el diagrama de radiación de una antena . . . . .	18
10. Anchos de haz en el diagrama de radiación de una antena . . . . .	19
11. Partes principales de una antena tipo parche . . . . .	22
12. Ejemplos de configuraciones de antena tipo parche . . . . .	23
13. Formas de alimentar a las antenas tipo parche . . . . .	23
14. Diseño del elemento de antena tipo parche para aplicaciones de banda ancha . . . . .	25
15. Parámetro $S_{1,1}$ del elemento de antena para aplicaciones en banda ancha	26
16. Patrón de radiación de la antena en diferentes cortes de frecuencia. Campo- E vs ángulo $\theta$ para $\phi = 0^\circ$ . . . . .	26
17. Espiral logarítmica en versión continua y muestreada, $N=32$ . . . . .	29
18. Factor de arreglo en configuración de espiral logarítmica, $N=32$ , $\phi = 0^\circ$ . .	31
19. Espiral de Arquímedes en versión continua y muestreada, $N=32$ . . . . .	32
20. Factor de arreglo en configuración de espiral de Arquímedes, $N=32$ , $\phi = 0^\circ$	34
21. Espiral de Fermat en versión continua y muestreada, $N=32$ . . . . .	35
22. Espiral de Fermat con $d_{min} = 0.5\lambda$ , $N=32$ . . . . .	36
23. Factor de arreglo en configuración de espiral de Fermat, $N=32$ , $d_{min} = 1\lambda$ , $\phi = 0^\circ$ . . . . .	38
24. Espiral de Fermat con $D=3\lambda$ y $N=32$ . . . . .	39
25. Factor de arreglo en configuración de espiral de Fermat, $D=3\lambda$ , $N=32$ , $\phi = 0^\circ$ . . . . .	41
26. Elementos de antena en configuración tipo espiral de Fermat . . . . .	44
27. Elementos de antena en configuración tipo espiral de Fermat, $d_{min} = 0.5\lambda$	44

## Lista de figuras (continuación)

Figura	Página
28. Factor de arreglo en configuración tipo espiral de Fermat, $d_{min} = 0.5\lambda$ , $\phi = 0^\circ$ . . . . .	45
29. Elementos de antena en configuración tipo espiral de Fermat, $d_{min} = 1\lambda$ . .	46
30. Factor de arreglo en configuración tipo espiral de Fermat, $d_{min} = 1\lambda$ , $\phi = 0^\circ$	46
31. Factor de arreglo en una frecuencia principal de la configuración en espiral, $d_{min} = 1\lambda$ , $\phi = 0^\circ$ . . . . .	49
32. Factor de arreglo en el doble de la frecuencia principal de la configuración en espiral, $d_{min} = 1\lambda$ , $\phi = 0^\circ$ . . . . .	49
33. Factor de arreglo en el proceso de scanning en una frecuencia principal con la espiral de Fermat, $d_{min} = 1\lambda$ , $\phi = 0^\circ$ . . . . .	53
34. Factor de arreglo en el proceso de scanning en frecuencia principal con la espiral de Fermat, $d_{min} = 1\lambda$ , $\phi = 0^\circ$ . . . . .	55
35. Factor de arreglo en el proceso de scanning al doble de la frecuencia principal con la espiral de Fermat, $d_{min} = 1\lambda$ , $\phi = 0^\circ$ . . . . .	55
36. Factor de arreglo en el proceso de scanning en tres veces la frecuencia principal con la espiral de Fermat, $d_{min} = 1\lambda$ , $\phi = 0^\circ$ . . . . .	56
37. Factor de arreglo en el proceso de scanning en cuatro veces la frecuencia principal con la espiral de Fermat, $d_{min} = 1\lambda$ , $\phi = 0^\circ$ . . . . .	56
38. Distribución de elementos en espiral de Fermat con $d_{min} = 2\lambda$ . . . . .	59
39. Factor de arreglo de la configuración en espiral de Fermat con $d_{min} = 2\lambda$ , $\phi = 0^\circ$ . . . . .	59
40. Distribución de elementos en espiral de Fermat con $d_{min} = 3\lambda$ . . . . .	60
41. Factor de arreglo de la configuración en espiral de Fermat con $d_{min} = 3\lambda$ , $\phi = 0^\circ$ . . . . .	61
42. Diseño en CST de un arreglo de antenas de 32 elementos en configuración tipo espiral de Fermat, $d_{min} = 1\lambda$ . . . . .	64
43. Coeficientes de reflexión $S_{1,1}$ de 32 elementos en un arreglo de antenas en configuración tipo espiral de Fermat calculado en CST, $d_{min} = 1\lambda$ . . . . .	64
44. Patrón de radiación en CST de un arreglo en espiral de Fermat en 3.1 GHz. N=32, Campo-E vs ángulo $\theta$ para $\phi = 0^\circ$ , $d_{min} = 1\lambda$ . . . . .	65
45. Patrón de radiación en CST de un arreglo en espiral de Fermat en 4.1 GHz. N=32, Campo-E vs ángulo $\theta$ para $\phi = 0^\circ$ , $d_{min} = 1\lambda$ . . . . .	66

## Lista de figuras (continuación)

Figura	Página
46. Patrón de radiación en CST de un arreglo en espiral de Fermat en 5.1 GHz. N=32, Campo-E vs ángulo $\theta$ para $\phi = 0^\circ$ , $d_{min} = 1\lambda$ . . . . .	66
47. Patrón de radiación en CST de un arreglo en espiral de Fermat en 6.1 GHz. N=32, Campo-E vs ángulo $\theta$ para $\phi = 0^\circ$ , $d_{min} = 1\lambda$ . . . . .	67
48. Patrón de radiación en CST de un arreglo en espiral de Fermat en 7.1 GHz. N=32, Campo-E vs ángulo $\theta$ para $\phi = 0^\circ$ , $d_{min} = 1\lambda$ . . . . .	68
49. Patrones de radiación en CST de un arreglo en espiral de Fermat en el proceso de scanning en 3.1 GHz. N=32, Campo-E vs ángulo $\theta$ para $\phi = 0^\circ$ , $d_{min} = 1\lambda$ . . . . .	69
50. Patrones de radiación en CST de un arreglo en espiral de Fermat en el proceso de scanning en 4.1 GHz. N=32, Campo-E vs ángulo $\theta$ para $\phi = 0^\circ$ , $d_{min} = 1\lambda$ . . . . .	70
51. Patrones de radiación en CST de un arreglo en espiral de Fermat en el proceso de scanning en 5.1 GHz. N=32, Campo-E vs ángulo $\theta$ para $\phi = 0^\circ$ , $d_{min} = 1\lambda$ . . . . .	70
52. Patrones de radiación en CST de un arreglo en espiral de Fermat en el proceso de scanning en 6.1 GHz. N=32, Campo-E vs ángulo $\theta$ para $\phi = 0^\circ$ , $d_{min} = 1\lambda$ . . . . .	71
53. Patrones de radiación en CST de un arreglo en espiral de Fermat en el proceso de scanning en 7.1 GHz. N=32, Campo-E vs ángulo $\theta$ para $\phi = 0^\circ$ , $d_{min} = 1\lambda$ . . . . .	71

## Lista de tablas

Tabla	Página
1. Coordenadas polares de 32 elementos en la espiral logarítmica con distancia angular $\frac{\pi}{6}$ , $a = 1$ y $b = 1.1$ . . . . .	30
2. Coordenadas rectangulares de 32 elementos en la espiral logarítmica con distancia angular $\frac{\pi}{6}$ , $a = 1$ y $b = 1.1$ . . . . .	30
3. Coordenadas polares de 32 elementos en la espiral de Arquímedes con distancia angular $\frac{\pi}{6}$ y $b = 0.5$ . . . . .	33
4. Coordenadas rectangulares de 32 elementos en la espiral de Arquímedes con distancia angular $\frac{\pi}{6}$ y $b = 0.5$ . . . . .	33
5. Coordenadas polares de 32 elementos en la espiral de Fermat con $d_{min} = 0.5\lambda$ . . . . .	37
6. Coordenadas rectangulares de 32 elementos en la espiral de Fermat con $d_{min} = 0.5\lambda$ . . . . .	37
7. Coordenadas polares de 32 elementos en la espiral de Fermat con diámetro de apertura $D = 3\lambda$ . . . . .	39
8. Coordenadas rectangulares de 32 elementos en la espiral de Fermat con diámetro de apertura $D = 3\lambda$ . . . . .	40
9. Nivel de lóbulo lateral y ancho de haz con diferente número de elementos, $d_{min} = 1\lambda$ . . . . .	47
10. Nivel de lóbulo lateral en dB con diferente número de elementos y en diferentes múltiplos de la frecuencia principal, $d_{min} = 1\lambda$ . . . . .	50
11. Ancho de haz con diferente número de elementos y en diferentes múltiplos de la frecuencia principal, $d_{min} = 1\lambda$ . . . . .	51
12. Nivel de lóbulo lateral máximo y ancho de haz mínimo y máximo en el proceso de scanning con diferente número de elementos, $d_{min} = 1\lambda$ . . . . .	54
13. Nivel máximo de lóbulo lateral en dB en el proceso de scanning con diferente número de elementos y en diferentes múltiplos de la frecuencia principal, $d_{min} = 1\lambda$ . . . . .	57
14. Ancho de haz máximo en el proceso de scanning con diferente número de elementos y en diferentes múltiplos de la frecuencia principal, $d_{min} = 1\lambda$ . . . . .	58
15. Nivel de lóbulo lateral en dB con diferente número de elementos y en diferentes valores de distancia mínima . . . . .	61
16. Ancho de haz con diferente número de elementos y en diferentes valores de distancia mínima . . . . .	62

# Capítulo 1. Introducción

---

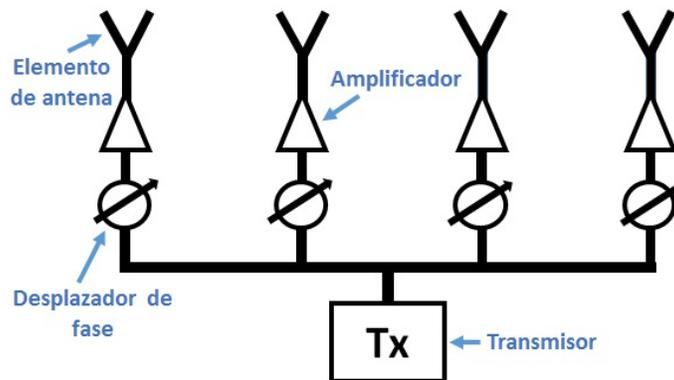
## 1.1. Antecedentes

El descubrimiento de la antena y sus interesantes aplicaciones abrieron un campo de investigación que se ha mantenido en continuo avance hasta el día de hoy. Los trabajos posteriores a su invención tenían como parte de sus objetivos el lograr que las características de la antena se adaptaran adecuadamente a las aplicaciones en donde eran requeridas. El sistema de antena es una pieza indispensable e irremplazable en los sistemas de comunicación inalámbrica que se han diseñado y construido desde aquella época. El desarrollo alcanzado en los últimos años en lo que a sistemas de comunicación inalámbrica se refiere, se ha logrado en buena medida por el progreso en el campo de las antenas. Esta es la razón por la que dicho campo ha sido objeto de un número considerable de temas de investigación y, debido a las demandas actuales en comunicaciones inalámbricas, el número de investigaciones en esta área continuará en ascenso, con nuevos desafíos, evidentemente.

A fin de estandarizar distintos conceptos en el campo de las antenas, en 1983, el *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) definió a una antena como la estructura que es capaz de recibir o emitir ondas electromagnéticas en un sistema receptor o transmisor (IEEE Std 145-1983), siendo esta definición la más utilizada en esta área. Los términos definidos en dicho documento son diversos, no obstante, en este trabajo se considera un elemento que ha sido importante en los avances tecnológicos actuales: los arreglos de antenas. La definición que se le da a un arreglo de antenas es la de una antena compuesta por un número de elementos radiantes e idénticos que se encuentran agrupados en una forma regular y excitados a fin de obtener un patrón de radiación preestablecido (IEEE Std 145-1983). Por esta razón es común que las antenas que forman parte de un arreglo también sean denominadas elementos de antena, ya que son parte de una estructura global. De igual manera, cualquier antena podría ser parte de un arreglo y su empleo dependería principalmente de las necesidades y de la aplicación.

En la figura 1 se pueden ver las partes básicas que componen a un arreglo de antenas. El transmisor lleva las señales en radiofrecuencia hasta el arreglo de antenas. Los desplazadores modifican la fase de las señales que llegan a cada elemento con la

finalidad de cambiar la dirección del haz principal del arreglo. El objetivo de los amplificadores es cambiar la amplitud de la señal que entra a cada antena y así obtener un patrón de radiación preestablecido. Finalmente, se encuentran los elementos de antena empleados para irradiar las señales hacia el espacio libre por medio de ondas electromagnéticas.



**Figura 1.** Componentes principales de un arreglo de antenas

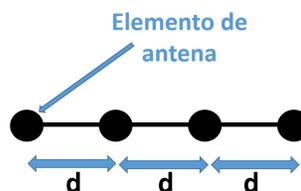
Los arreglos de antenas son utilizados en una buena cantidad de sistemas de telecomunicaciones: enlaces punto a punto, comunicaciones satelitales, telefonía móvil y aplicaciones de rastreo y vigilancia son algunos ejemplos. Sahu y Sethy (2015) mencionan: "se espera que los arreglos de antenas montados en vehículos, buques, aviones, satélites y estaciones base jueguen un rol importante para cubrir la creciente demanda en servicios de comunicación móvil inalámbrica".

En la actualidad, se busca diseñar arreglos de antenas que tengan capacidad de dirigir el haz principal en rangos más amplios, que presenten lóbulos principales estrechos, bajos niveles de lóbulo lateral, que puedan generar haces múltiples y un ancho de banda amplio. Por otro lado, también es común que se busque disminuir la cantidad de componentes (elementos de antena, amplificadores, desplazadores de fase) con el objetivo de reducir los costos de fabricación. Según Balanis (2005), existen al menos cinco variables de diseño que pueden usarse para formar el patrón requerido en un arreglo, los cuales son:

- La configuración geométrica del arreglo en general (lineal, planar, rectangular, esférica, etc.)
- El desplazamiento relativo entre elementos
- La amplitud de excitación de los elementos individuales
- La fase de excitación de los elementos individuales
- El patrón relativo de los elementos individuales

Los arreglos de antenas suelen tener mayor directividad que una antena simple y de acuerdo con Kildal (2015), tienen la capacidad de dirigir el lóbulo principal hacia direcciones distintas de su respuesta natural y pueden generar haces múltiples si se modifican los coeficientes de excitación de cada elemento. Estas características han sido razón suficiente para volverse una parte esencial en el desarrollo de sistemas inalámbricos.

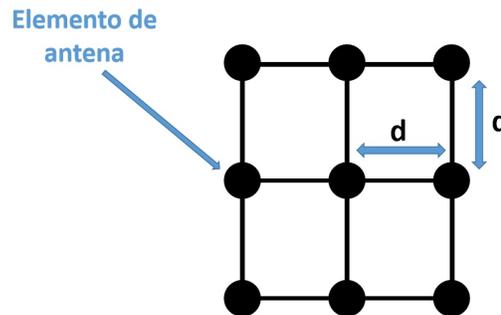
Cuando los elementos de antena se ubican sobre un sólo eje con una separación  $d$  se forma un arreglo lineal, como se observa en la figura 2. De acuerdo con Balanis (2005), los arreglos lineales son los más simples y de los más prácticos.



**Figura 2.** Configuración de un arreglo lineal

Por otro lado, cuando se requiere agregar un grado de libertad adicional respecto a los arreglos lineales se suelen ubicar a los elementos de antena en dos ejes como se muestra en la figura 3. En esta figura se observa un arreglo de antenas de 3x3 elementos. Este tipo de arreglo es denominado bidimensional y como plantea Kildal (2015), un arreglo bidimensional puede ser visto como un arreglo lineal de arreglos lineales, por lo que las características presentes en un arreglo lineal también aparecerán en un

arreglo bidimensional.



**Figura 3.** Ejemplo de un arreglo bidimensional

Los arreglos bidimensionales presentan ventajas sobre los arreglos lineales. Milligan (2005) afirma que un arreglo bidimensional puede formar haces muy estrechos, los cuales son llamados haces tipo lápiz. Además, según Kildal (2015), los arreglos bidimensionales son más versátiles que los arreglos lineales, debido a que pueden crear un lóbulo principal de la forma que sea mediante el control de las amplitudes y fases de los elementos.

Las peculiaridades exhibidas por los arreglos de antenas han resultado ser bastante útiles en el campo de las telecomunicaciones. Con toda seguridad, los arreglos de antenas continuarán contribuyendo al desarrollo científico y tecnológico y seguirán siendo parte de los sistemas inalámbricos que se diseñen en el futuro.

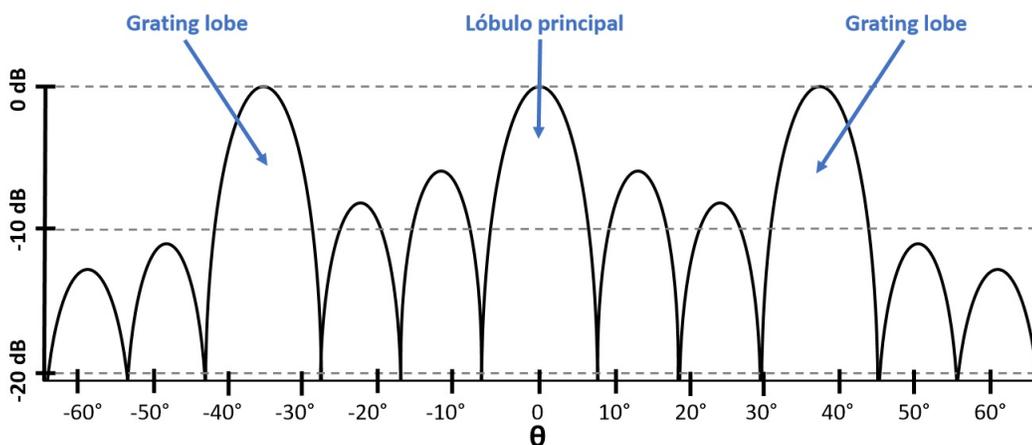
## 1.2. Planteamiento del problema

Actualmente, las aplicaciones como telefonía móvil, recolección de energía electromagnética y enlaces satelitales necesitan arreglos que presenten lóbulos principales estrechos, bajos niveles de lóbulo lateral (SLL), capacidad de escaneo del haz principal y un ancho de banda amplio. De acuerdo con Viganó *et al.* (2009), las comunicaciones satelitales necesitan haces puntuales de alta ganancia. En este caso, un haz puntual puede ser considerado como un haz estrecho. Debido a la dificultad de encontrar un arreglo que cubra todas las necesidades antes mencionadas, es común diseñar arre-

glos que se concentren en satisfacer una necesidad en específico, buscando tener un desempeño aceptable en las otras características.

Ahora bien, en el diseño de arreglos bidimensionales, es común ubicar a los elementos de antena de forma periódica, es decir, que todos los elementos guarden la misma distancia con sus elementos vecinos. El arreglo de la figura 3 de la sección 1.1 es un ejemplo de un arreglo bidimensional periódico. Un arreglo de este tipo es práctico en el diseño y también práctico en el proceso de fabricación. Sin embargo, la periodicidad en un arreglo produce ciertas limitaciones y restricciones en el funcionamiento y diseño como son: limitación de un ancho de banda reducido, restricción de ubicar a los elementos a distancias menores que una longitud de onda y limitación al dirigir el lóbulo principal.

Las restricciones y limitaciones antes mencionadas convergen en un fenómeno presente en el área de arreglos de antenas conocido como lóbulos de difracción o lóbulos de tipo rejilla o “grating lobes”. La figura 4 muestra un ejemplo de dos lóbulos de difracción que aparece en el patrón de radiación de un arreglo de antenas. Estos lóbulos se caracterizan por tener la misma intensidad que el lóbulo principal, llegando a ser indeseados en la mayoría de diseños debido a que, tal como exponen Gabrielli y Hernandez-Figueroa (2016), la potencia se divide entre los grating lobes y el lóbulo principal, disminuyendo el beneficio de un arreglo altamente directivo. Además, se puede interferir con enlaces vecinos y se pierde seguridad.



**Figura 4.** Grating lobes en el patrón de radiación de un arreglo de antenas

Un arreglo bidimensional periódico tiene un ancho de banda limitado debido a la aparición de lóbulos de tipo rejilla cuando se trabaja a frecuencias iguales o mayores que el doble de la frecuencia principal del arreglo, considerando una distancia entre elementos de  $0.5\lambda$ . En este caso,  $\lambda$  es la longitud de onda y se obtiene de la ecuación 1.

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (1)$$

Donde  $c$  es la velocidad de la luz en el espacio libre y  $f$  es la frecuencia principal para la que fue diseñado el arreglo.

En el caso de la distancia entre elementos, un arreglo periódico producirá grating lobes cuando los elementos estén separados a distancias iguales o mayores que una longitud de onda. Balanis (2005) expone: “para evitar cualquier grating lobe, el espacio más grande entre elementos debe ser menor que una longitud de onda ( $d_{max} < \lambda$ )”.

La restricción de distancia mínima es un inconveniente en arreglos de antenas periódicos diseñados para altas frecuencias debido a la disminución de espacio para componentes como amplificadores y desfasadores.

También aparecerán lóbulos de difracción cuando se intente escanear el lóbulo principal. El ángulo máximo de escaneo dependerá de la distancia a la que se hayan ubicado los elementos en el arreglo. Según Cardama *et al.* (2002), pueden aparecer lóbulos de rejilla incluso para espaciados comprendidos entre  $0.5\lambda$  y  $1.0\lambda$  cuando se dirige el haz principal de  $0^\circ$  a  $180^\circ$  con respecto a su respuesta natural.

A fin de romper la periodicidad en un arreglo bidimensional surgen las siguientes preguntas: ¿de qué manera podrían ser ubicados los elementos de antena de modo que se obtenga una configuración no periódica?, ¿qué consideraciones deberían ser tomadas en cuenta al diseñar una configuración no periódica?

La búsqueda de una configuración que permita romper la periodicidad en un arreglo bidimensional es necesaria si se quieren evitar los inconvenientes ya mencionados que presentan los arreglos periódicos.

### 1.3. Análisis del estado del arte

Los trabajos que se han realizado con la finalidad de eliminar la periodicidad en un arreglo bidimensional han sido diversos. Algunos ejemplos son: uso de espirales como la espiral de Fermat para ubicar a los elementos de manera no periódica, optimización de las posiciones de los elementos empleando algoritmos genéticos y obtención aleatoria de las posiciones en el plano bidimensional. Estos ejemplos serán mencionados en esta sección. La mayor parte de los resultados en estos trabajos de investigación se han obtenido a nivel de factor de arreglo, en donde los elementos de antena fueron considerados como antenas isotrópicas y se ha despreciado el efecto del acoplamiento mutuo. En el estado del arte se pueden incluir los siguientes trabajos previos:

En un trabajo aplicado a la óptica, Martínez-Graullera *et al.* (2009) estudiaron diferentes ángulos de divergencia en la espiral de Fermat en diseños de 128 y 256 elementos con la finalidad de disminuir la cantidad de nanoantenas ópticas en un sistema de imágenes en 3D. Los autores expusieron una ecuación que permite obtener un tamaño de apertura deseado distribuyendo a los elementos de acuerdo a la espiral de Fermat. Los resultados fueron a nivel de factor de arreglo.

Ibarra *et al.* (2011) emplearon algoritmos genéticos para calcular las posiciones y amplitudes de excitación en un arreglo planar de 62 elementos a fin de obtener una radiación tipo isoflux en aplicaciones de satélites en la órbita geoestacionaria. La distribución obtenida fue no periódica y lograron obtener un SLL menor a -17 dB. Los resultados fueron a nivel de factor de arreglo.

Sadoc *et al.* (2012) indicaron que es posible generar una versión muestreada de la espiral de Fermat con la finalidad de que los puntos obtenidos no compartan la misma magnitud angular a la vez que se logra una distribución eficiente, es decir, que los puntos más alejados del centro no tengan distancias exageradas entre sí.

El-makadema *et al.* (2014) emplearon un proceso aleatorio controlado para encontrar las posiciones en un arreglo de antenas bidimensional de 1000 elementos. Según los autores, dicha técnica es útil en arreglos con miles de elementos como el radio telescopio SKA (square kilometer array), compuesto por miles de antenas. Además,

demonstraron que con su método, la geometría de un arreglo puede ser fácilmente optimizada en aplicaciones como una estación SKA típica en la banda de frecuencia de 70 a 450 MHz. Ya que no se menciona algún elemento de antena, se entiende que el patrón de radiación obtenido fue del factor de arreglo.

Jin *et al.* (2016) optimizaron el parámetro angular en una espiral de Fermat utilizando un método exhaustivo. Lograron que todos los elementos trabajaran con igual amplitud de excitación lo que simplificó la red de alimentación al disminuir el uso de atenuadores. Obtuvieron un SLL de -29.33 dB y lograron una distribución eficiente de elementos. No fue considerado ningún elemento de antena en el diseño.

Finalmente, en el campo de la óptica, Gabrielli y Hernandez-Figueroa (2016) propusieron una espiral de Fermat para suprimir los lóbulos de radiación secundarios que aparecen en arreglos de nanoantenas ópticas espaciados ampliamente. No utilizaron métodos de optimización y variaron el número de elementos desde 4 hasta 2048 y las distancias entre elementos desde una hasta diez longitudes de onda. Lograron un SLL de hasta -17.5 dB y una directividad del arreglo de hasta 34 dB. Los resultados los obtuvieron a nivel de factor de arreglo.

Los estudios citados en esta sección demuestran que es posible utilizar diversos métodos para generar arreglos aperiódicos. También se ha hecho notorio que se necesitan investigaciones que tomen en cuenta el patrón de radiación de los elementos de antena y el efecto del acoplamiento mutuo a fin de obtener resultados más precisos.

#### **1.4. Justificación**

A medida que las tecnologías en comunicaciones inalámbricas avanzan y se generan nuevas necesidades, los arreglos bidimensionales periódicos reducen su utilidad debido a sus limitaciones y restricciones expuestas en el planteamiento del problema.

En comunicaciones móviles, es bien sabido que la nueva red 5G empleará frecuencias más altas lo que causará una disminución en el tamaño de los elementos de antena. La razón es que las antenas se diseñan en función de la longitud de onda y según la ecuación 1, a medida que la frecuencia aumenta, la longitud de onda disminuye y por lo tanto, el tamaño de los elementos de antena también. Según Keijsers

(2016), en un arreglo convencional, la disminución en el tamaño de los elementos provoca que la circuitería necesaria se coloque de una forma muy compacta, limitando la posibilidad de disipar el calor generado en el sistema. Una configuración aperiódica podría ubicar a los elementos a distancias mayores que una longitud de onda sin tener que lidiar con la aparición de lóbulos de difracción evitando así el calentamiento del sistema. Asimismo, el efecto del acoplamiento mutuo, que de acuerdo a Schmid *et al.* (2011), es un factor que altera el patrón de un arreglo, podría ser reducido si se lograra separar a los elementos más allá de una longitud de onda.

Dado los requerimientos de las tecnologías inalámbricas actuales es necesario operar en un ancho de banda amplio. En el caso de sistemas empleados para recolectar energía electromagnética del espacio libre, Dardeer *et al.* (2018); Dardeer *et al.* (2019); Elsheakh (2019) explican que son necesarios arreglos de antenas que operen en un ancho de banda extenso a fin de incrementar la cantidad de energía recolectada. En este caso, un arreglo aperiódico podría ser una opción viable para cubrir dicha necesidad.

El barrido del haz principal, por otra parte, es útil en el campo de radares y en comunicaciones móviles, en donde se necesita rastrear objetivos previamente detectados y cuando se requiere dirigir el haz principal hacia un usuario en particular. Si se desea evitar la aparición de lóbulos de difracción en este proceso, el empleo de un arreglo aperiódico podría ser adecuado.

Adicionalmente, el presente trabajo pretende mostrar un diseño en donde se elija un elemento de antena y se considere el efecto del acoplamiento mutuo. Esto ayudaría a que los resultados pudieran ser útiles en caso de que el diseño sea llevado a un nivel de implementación o fabricación.

Las prestaciones que se podrían lograr ubicando a los elementos de antena de manera no periódica son evidentes, por lo que una investigación para obtener una configuración aperiódica que satisfaga algunas de las demandas actuales en comunicaciones inalámbricas es importante. Investigaciones de este tipo aportan información y tecnología valiosa para aplicaciones actuales y futuras.

## 1.5. Hipótesis

Los arreglos de antenas han sido empleados en sistemas de comunicaciones debido a que mejoran el desempeño con respecto al uso de una sola antena. Como se ha indicado anteriormente, los arreglos bidimensionales periódicos presentan una serie de restricciones de diseño y funcionamiento que deben ser evitadas con la finalidad de satisfacer las nuevas demandas en sistemas inalámbricos.

Al proponer un diseño que permita eliminar la periodicidad en un arreglo bidimensional se deben tomar en cuenta algunas consideraciones. Es necesario que un diseño aperiódico tome en cuenta el espacio mínimo entre elementos de antena así como la eficiencia en la distribución. La eficiencia podría entenderse como la capacidad del diseño de ajustarse dentro de una apertura dada sin dejar huecos demasiado grandes y manteniendo una configuración no periódica. Además, sería conveniente que las posiciones se calculen de forma sencilla, sin la necesidad de recurrir a métodos de optimización, evitando así un costo computacional.

Una configuración que toma en cuenta las consideraciones anteriores y que además puede dar solución a los problemas planteados en el presente trabajo es la configuración en espiral de Fermat.

Con este diseño se pueden ubicar a los elementos sin dejar huecos demasiado grandes en la apertura y ninguno de ellos comparte la misma posición angular permitiendo así una distribución no periódica eficiente. La ecuación que define a la espiral de Fermat es simple. Además, es posible ubicar a los elementos a distancias mínimas en términos de la longitud de onda.

Un arreglo de antenas con configuración tipo espiral de Fermat puede eliminar las limitantes exhibidas en un arreglo bidimensional periódico; es capaz de trabajar en un ancho de banda más amplio, permite ubicar a los elementos con separaciones iguales o mayores que una longitud de onda y también evita la aparición de grating lobes cuando se escanea el lóbulo principal.

## **1.6. Objetivos**

### **1.6.1. Objetivo general**

Desarrollar sistemas de radiación basados en arreglos de antenas utilizando configuraciones tipo espiral para mejorar las prestaciones de radiación y/o reducir la complejidad total del sistema.

### **1.6.2. Objetivos específicos**

- Analizar las características de la espiral de Fermat
- Obtener una distribución no periódica eficiente empleando la espiral de Fermat
- Evaluar las prestaciones de radiación obtenidas con el arreglo a nivel de factor de arreglo
- Determinar un elemento de antena adecuado para el diseño
- Evaluar las prestaciones de radiación obtenidas con el arreglo mediante un simulador de onda completa

## **1.7. Estructura de la Tesis**

El presente trabajo se encuentra organizado de la siguiente manera. En el capítulo 2 se presentan y analizan distintos conceptos y parámetros en arreglos de antenas bidimensionales. Se exponen conceptos como el patrón de radiación y el factor de arreglo y se muestra la forma en que se calculan algunos parámetros como el ancho de haz o el nivel de lóbulo lateral (SLL) a partir del patrón de radiación de un arreglo de antenas. También se muestran el elemento de antena utilizado en el presente trabajo mencionando sus características más importantes para el presente trabajo.

El capítulo 3 se enfatiza en analizar tres distintos tipos de espirales: espiral logarítmica, de Arquímedes y de Fermat, todas en su versión continua y en su versión

discreta. Se analiza la forma en que se distribuyen los elementos de antena en cada espiral a fin de conocer qué tipo de configuración se adapta de mejor manera a las necesidades presentes en el diseño de un arreglo de antenas.

En el capítulo 4 se presentan los resultados obtenidos con la configuración en espiral de Fermat. Inicialmente, se muestran los resultados a nivel de factor de arreglo, para conocer las prestaciones que ofrece una distribución en espiral. Estos resultados son obtenidos en MATLAB. Posteriormente, se incluye el patrón de radiación del elemento de antena y se aplica el simulador de onda completa CST(Computer Simulation Technology) a fin de obtener el patrón de radiación total de un arreglo de antenas en espiral. En ambos escenarios se estudia el desempeño de la configuración en tres casos diferentes: distancia mínima, ancho de banda y direccionamiento del haz principal.

Finalmente, en el capítulo 5 se presentan las conclusiones obtenidas con el trabajo de Tesis. Se dan a conocer las conclusiones generales de la Tesis así como las contribuciones realizadas en el área de arreglos y en el área de las telecomunicaciones. También se indican los posibles trabajos a futuro que podrían realizarse a partir de la Tesis realizada .

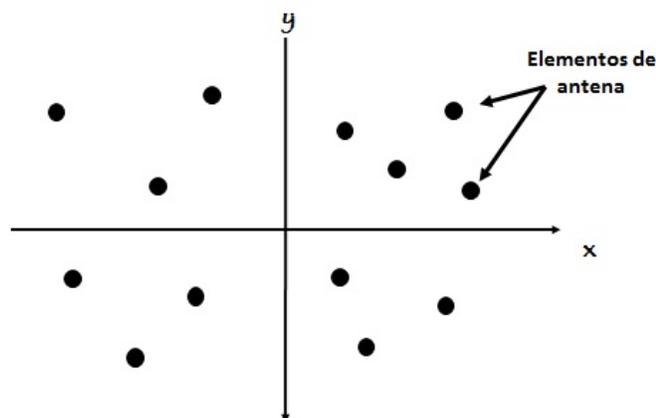
## Capítulo 2. Arreglos de antenas bidimensionales, conceptos y parámetros

### 2.1. Introducción

En este capítulo se expondrá el fundamento teórico de algunos conceptos y parámetros en arreglos de antenas bidimensionales y que conciernen al presente trabajo de Tesis. Algunos conceptos están relacionados al ámbito de una sola antena y otros son particulares en el marco de los arreglos de antenas, como son: los lóbulos de tipo rejilla o el acoplamiento mutuo. Además, se darán a conocer en este capítulo las características y propiedades principales de las antenas tipo parche y del elemento de antena utilizado en el presente trabajo de tesis.

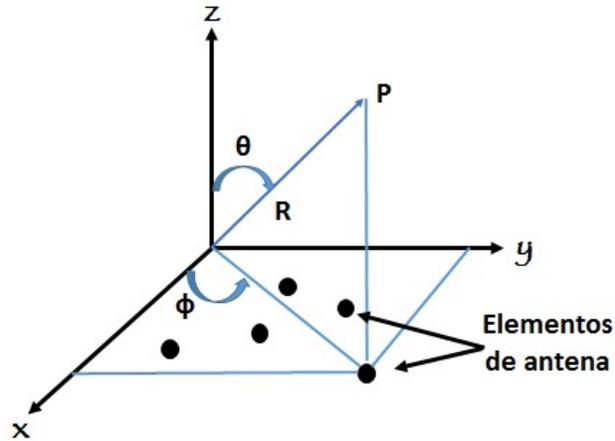
### 2.2. Arreglos de antenas bidimensionales

Un arreglo de antenas bidimensional es una agrupación de elementos de antena situada regularmente en el plano  $XY$ . En el sentido riguroso de la definición, cualquier distribución de elementos de antena que se encuentre en dos ejes es un arreglo de antenas bidimensional. Sin embargo, se han vuelto comunes algunos modelos como los arreglos circulares (Noordin *et al.*, 2011), triangulares (Xing *et al.*, 2018) y cuadrangulares o rectangulares (Ioannides y Balanis, 2005) que son diseñados de acuerdo a esa geometría en específico. La figura 5 muestra una distribución de elementos ubicada en el plano  $XY$ . En este caso, los elementos están distribuidos sin seguir algún orden en particular.



**Figura 5.** Arreglo bidimensional con elementos de antena en posiciones arbitrarias

Para obtener el patrón de radiación generado por un arreglo bidimensional se emplea el sistema de coordenadas esféricas, el cual se puede observar en la figura 6.



**Figura 6.** Sistema de coordenadas esféricas en un arreglo bidimensional

Tomando en cuenta que se tienen elementos idénticos, despreciando el acoplamiento mutuo y asumiendo que cada elemento tiene la misma amplitud y fase, el campo total radiado por el arreglo en el punto de observación  $P$  situado en el campo lejano a una distancia  $R$  desde el origen está dado por (El-makadema *et al.*, 2014):

$$F(\theta, \phi) = \sum_{n=0}^N A(\theta, \phi) e^{[jk(x_n \sin \theta \cos \phi + y_n \sin \theta \sin \phi)]} \quad (2)$$

donde  $N$  es el número de elementos en el arreglo,  $k$  es el número de onda en el espacio libre igual a  $2\pi/\lambda$ ,  $\theta$  y  $\phi$  son los ángulos de elevación y azimut respectivamente,  $A(\theta, \phi)$  es el patrón de radiación de campo lejano del elemento de antena y  $(x_n, y_n)$  son las coordenadas cartesianas del  $n$ -ésimo elemento en el plano  $XY$ .

Se puede observar que la ecuación 2 está dividida en dos factores, el factor  $A(\theta, \phi)$  que como se ha mencionado corresponde al patrón de radiación del elemento y el segundo factor que es denominado factor de arreglo expresado por:

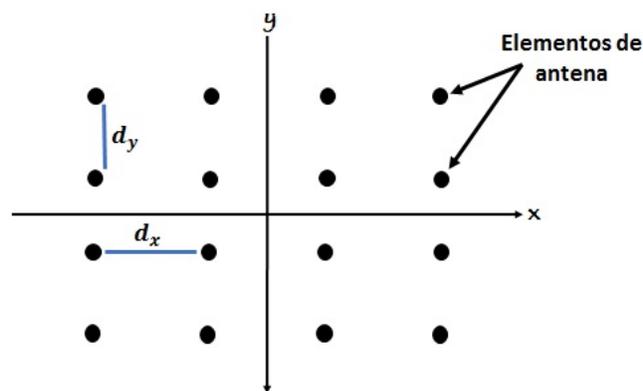
$$AF(\theta, \phi) = \sum_{n=0}^N e^{[jk(x_n \sin \theta \cos \phi + y_n \sin \theta \sin \phi)]} \quad (3)$$

De acuerdo con Cardama *et al.* (2002), el factor de arreglo considera a los elementos de antena como antenas isotrópicas y es útil para estudiar la influencia de los parámetros de la agrupación en el diagrama de radiación independientemente de la antena básica. Debido a esto, en la mayoría de los casos, el análisis de las prestaciones de una configuración de arreglos de antenas se realiza únicamente a nivel de factor de arreglo, sin incluir el patrón de radiación del elemento de antena.

“Los arreglos planares son más versátiles y pueden formar patrones más simétricos con niveles de lóbulo lateral más bajos. Además, pueden ser usados para escanear el haz principal del arreglo hacia cualquier punto en el espacio” (Balanis, 2005, p. 309).

### 2.3. Arreglos bidimensionales periódicos

Los arreglos bidimensionales periódicos se forman cuando los elementos se ubican a distancias iguales entre sí. Esta distancia uniforme puede darse tanto en un eje como en el otro, tal como se observa en la figura 7, en donde los elementos guardan una distancia  $d_x$  en el eje  $x$  y una distancia  $d_y$  en el eje  $y$ .



**Figura 7.** Arreglo bidimensional periódico

De acuerdo con Cardama *et al.* (2002), las agrupaciones bidimensionales equiespa-

ciadas con alimentación separable son el caso más sencillo y uno de los más habituales en la práctica.

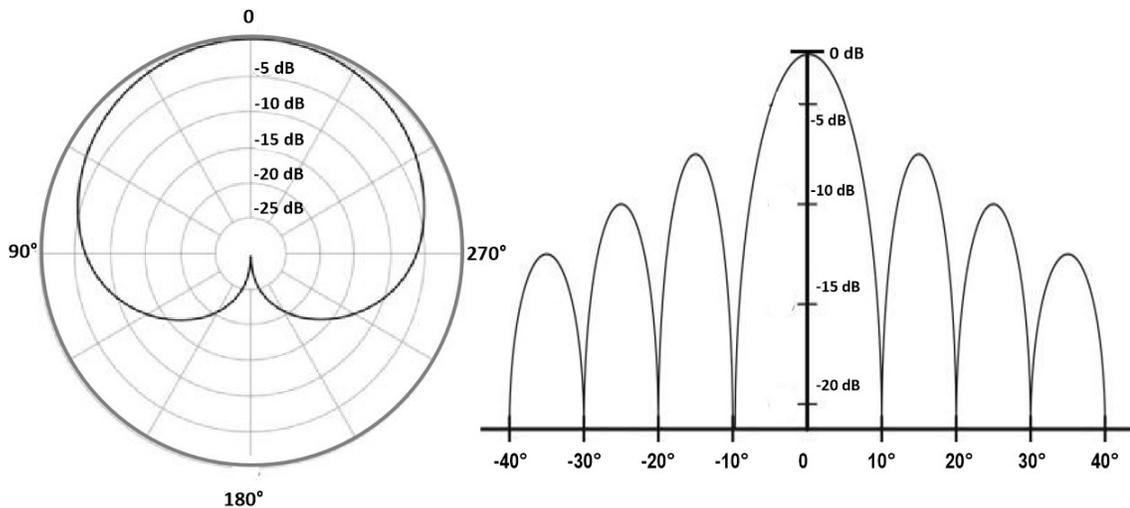
#### **2.4. Patrón de radiación**

“Un patrón de radiación de antena o patrón de antena es definido como una función matemática o una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena en función de las coordenadas espaciales” (Balanis, 2005, p. 28). En la mayoría de los casos, el patrón de radiación se determina en la región de campo lejano y se representa en función de los ángulos  $\theta$  y  $\phi$  (Balanis, 2005).

A menudo, el desempeño de una antena polarizada linealmente se describe en términos de sus patrones en el plano  $E$  y  $H$ , sin embargo, como el campo magnético se deriva directamente del eléctrico, es norma habitual que los diagramas se refieran al campo eléctrico situado en el plano  $E$  (Cardama *et al.*, 2002). El plano  $E$  es el que contiene el vector de campo eléctrico y la dirección de máxima radiación y el plano  $H$  es el definido por la dirección de máxima radiación y el campo magnético en dicha dirección.

A fin de interpretar las características de radiación de una antena, se pueden elegir cortes del patrón tanto en el ángulo de elevación  $\theta$  como en el ángulo de azimut  $\phi$ . Esto suele ser suficiente y más práctico debido a que permite un análisis más detallado de las características de radiación de la antena. Los cortes del patrón generalmente se representan en gráficas polares y rectangulares. La figura 8 muestra dos patrones de radiación representados uno en una gráfica polar y el otro en una gráfica rectangular.

Las representaciones gráficas generalmente se normalizan con respecto al nivel máximo del patrón, obteniendo así una escala lineal normalizada. Por otro lado, con el objetivo de visualizar de mejor forma los detalles en el diagrama de radiación, se emplea la escala logarítmica en donde 0 dB corresponde al máximo del patrón.



**Figura 8.** Representación gráfica de patrones de radiación. a) Polar. b) Rectangular

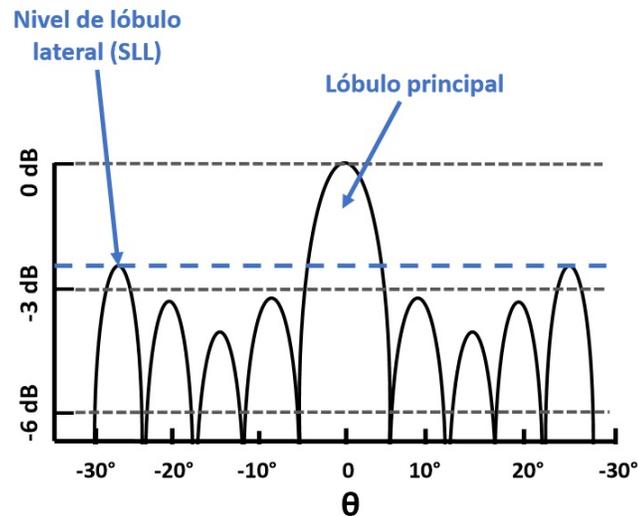
#### 2.4.1. Nivel de lóbulo lateral (SLL)

Un parámetro importante que puede obtenerse a partir del patrón de radiación es el nivel de lóbulo lateral (SLL).

“Un lóbulo lateral es un lóbulo de radiación en cualquier dirección diferente a la del lóbulo previsto. Generalmente un lóbulo lateral es adyacente al lóbulo principal y ocupa el hemisferio en la dirección del lóbulo principal” (Balanis, 2005, p. 31).

El nivel de lóbulo lateral (SLL) podría definirse como la relación entre la magnitud del lóbulo lateral mayor y el lóbulo principal. En este caso, la escala logarítmica suele ser bastante útil y podría ser considerada la escala estándar en los trabajos de investigación relacionados con arreglos de antenas. En la figura 9 se observa el nivel de lóbulo lateral en el diagrama de radiación de una antena.

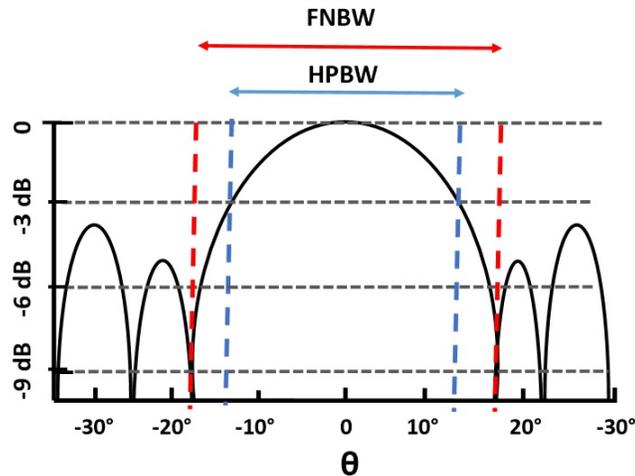
En esta figura se puede notar que el lóbulo lateral que presenta mayor magnitud después del lóbulo principal no se encuentra adyacente a este.



**Figura 9.** Nivel de lóbulo lateral en el diagrama de radiación de una antena

#### 2.4.2. Ancho de haz

Otro parámetro importante obtenido a partir del patrón de radiación es el ancho de haz. Generalmente el ancho de haz se visualiza de mejor manera utilizando la representación rectangular. El ancho de haz puede ser entendido como el ángulo medido en grados entre dos puntos distintos donde un respectivo haz presenta la misma magnitud (Kildal, 2015). Aunque existen distintas maneras de representar el ancho de haz en el diagrama de radiación de una antena, suelen emplearse dos tipos de ancho de haz los cuales son (Balanis, 2005) el *ancho de haz de potencia media (HPBW)* y el *ancho de haz entre los primeros nulos (FNBW)*. El *ancho de haz de potencia media* se refiere al ángulo medido entre los puntos donde el haz principal presenta una magnitud de  $-3$  dB. El *ancho de haz entre los primeros nulos* es el que se mide entre los puntos en donde se encuentran los dos nulos correspondientes al haz principal. En la figura 10 pueden observarse los dos tipos de ancho de haz previamente mencionados. En la práctica, el término ancho de haz, sin ninguna otra identificación, generalmente se refiere al *ancho de haz de potencia media (HPBW)* (Balanis, 2005).



**Figura 10.** Anchos de haz en el diagrama de radiación de una antena

## 2.5. Lóbulos de tipo rejilla “grating lobes”

Los lóbulos de tipo rejilla, también llamados grating lobes o lóbulos de difracción pueden aparecer en distintas situaciones cuando se trabaja con un arreglo bidimensional periódico. El factor de arreglo resulta ser útil cuando se desea hacer un análisis sobre la aparición de grating lobes en arreglos periódicos. Dicho análisis puede realizarse de la siguiente manera.

Cuando se requiere mover el haz principal en un arreglo de antenas, el factor de arreglo de la ecuación 3 puede ser expresado como (Martinez-Graullera *et al.*, 2009):

$$AF(\theta, \phi) = \sum_{n=0}^N e^{[jk(x_n \sin \theta \cos \phi + y_n \sin \theta \sin \phi + \alpha)]} \quad (4)$$

En donde  $\alpha = -(x_n \sin \theta_{max} \cos \phi_{max} + y_n \sin \theta_{max} \sin \phi_{max})$ . Esta variable es referida como fase progresiva y es útil en el análisis para dirigir el haz del arreglo hacia distintas direcciones con respecto a su respuesta natural.

Como se ha mencionado anteriormente, se suelen hacer cortes del diagrama de radiación de un arreglo de antenas con la finalidad de realizar un análisis más simple. Si se hace un corte en el ángulo de azimut de modo que  $\phi = 0^\circ$  y teniendo en cuenta

que  $\phi_{max} = 0^\circ$ , la ecuación 4 se simplificaría y quedaría expresada por:

$$AF(\theta) = \sum_{n=0}^N e^{[jk(x_n \sin \theta + \beta)]} \quad (5)$$

En donde  $\beta = -x_n \sin \theta_{max}$ . La ecuación 5 también podría ser expresada como:

$$AF(\theta) = \sum_{n=0}^N e^{j\psi} \quad (6)$$

En donde  $\psi = kd_n \sin \theta + \beta$ . En este caso,  $d_n$  es una nueva variable que sustituye a  $x_n$  para indicar la periodicidad del arreglo en el eje  $x$ .

La función 6 es una función periódica de ángulo  $\psi$ , con periodo  $2\pi$ . Los valores límite de  $\sin \theta$  son -1 y 1 y ocurren cuando el ángulo  $\theta$  es igual a  $-90^\circ$  y  $90^\circ$ , respectivamente. Por lo tanto, se obtiene un intervalo de radiación de  $\psi$  igual a (Cardama *et al.*, 2002):

$$\psi \in [-kd_n + \beta, kd_n + \beta] \quad (7)$$

Este intervalo es conocido como el margen visible y debido a que el periodo del factor de arreglo es  $2\pi$ , si  $kd_n + \beta \geq 2\pi$  o si  $-kd_n + \beta \leq -2\pi$  aparecerán lóbulos de tipo rejilla en el patrón de radiación.

En la expresión  $kd_n + \beta$  se encuentra incluida la longitud de onda respecto a la frecuencia de trabajo del arreglo ya que  $k = 2\pi/\lambda$ . También se encuentra incluida la distancia entre elementos y el ángulo de dirección del haz principal. Por lo tanto, es en esta expresión donde se encuentran las restricciones en ancho de banda, distancia entre elementos y ángulo máximo de escaneo en un arreglo periódico, a fin de evitar la aparición de grating lobes en el diagrama de radiación.

El análisis es similar si se realiza un corte en el ángulo  $\theta$  y se barre en el ángulo  $\phi$ , tomando en cuenta que los elementos tienen distancias uniformes en el eje  $y$ .

## 2.6. Acoplamiento mutuo

Se ha observado que cuando se alimenta únicamente el elemento central en un arreglo de antenas, aparecen nulos adicionales en el patrón de radiación del elemento activo que en teoría, no deberían aparecer (Balanis, 2005). En un arreglo real, los elementos interactúan con otros y alteran sus corrientes (e impedancias), algo que no sucedería si los elementos se encontraran aislados. Esta interacción, llamada acoplamiento mutuo, es una interacción electromagnética entre los elementos de un arreglo cuando se colocan de una manera cercana entre sí (Abdul Malek *et al.*, 2018). Este efecto cambia la magnitud de corriente, fase y distribución en cada elemento (Stutzman y Thiele, 1998). También modifica significativamente el patrón de radiación total del arreglo a medida que el espacio entre elementos disminuye. La corriente de cada elemento depende de la corriente de excitación y de la corriente inducida por los elementos de antena vecinos (Abdul Malek *et al.*, 2018).

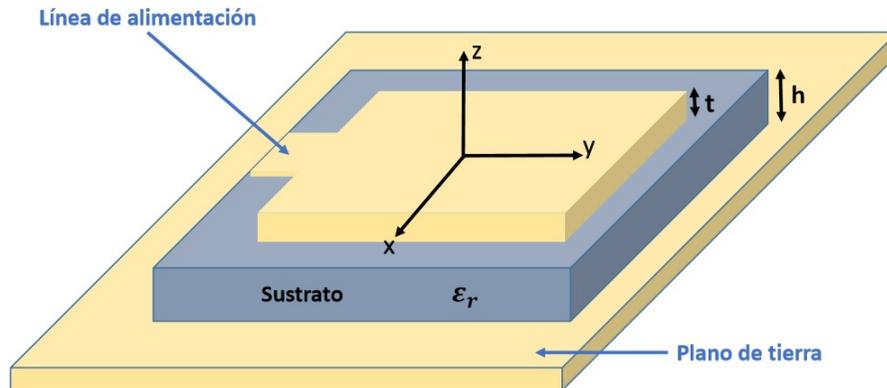
“El acoplamiento mutuo puede ser reducido ubicando a los elementos de antena más alejados entre sí, sin embargo, para evitar la aparición de grating lobes, la distancia entre elementos no deben ser demasiada grande” (Kim y Nam, 2019). En el caso de que se desee obtener el patrón de radiación de un arreglo de antenas tomando en cuenta el efecto del acoplamiento mutuo, se puede emplear un simulador de onda completa.

## 2.7. Elementos de antena tipo parche

Las antenas tipo parche son un tipo de antenas impresas que utilizan la tecnología de microcinta, en donde una capa de material metálico origina la radiación. Han llegado a ser populares debido a su bajo perfil, a las ventajas que presentan al ser configuradas en geometrías especializadas y a su bajo costo cuando se producen en grandes cantidades (Stutzman y Thiele, 1998). Entre sus principales aplicaciones se encuentran aeronaves de alto rendimiento, naves espaciales, satélites y misiles, en donde el tamaño, costo y facilidad de instalación son requeridos (Balanis, 2005).

En su forma más simple, una antena tipo parche está conformada por dos capas metálicas separadas por un sustrato dieléctrico tal como se observa en la figura 11.

La capa superior que funciona como el elemento radiante consiste de un conductor metálico muy delgado ( $t \ll \lambda_0$ , donde  $\lambda_0$  es la longitud de onda en el espacio libre). El sustrato generalmente tiene un grosor igual a una pequeña fracción de la longitud de onda ( $h \ll \lambda_0$ , es común que  $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$ ). El sustrato tiene una constante dieléctrica  $\epsilon_r$  que comúnmente se elige en el rango  $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$  (Balanis, 2005). La capa metálica inferior funciona como el plano de tierra.

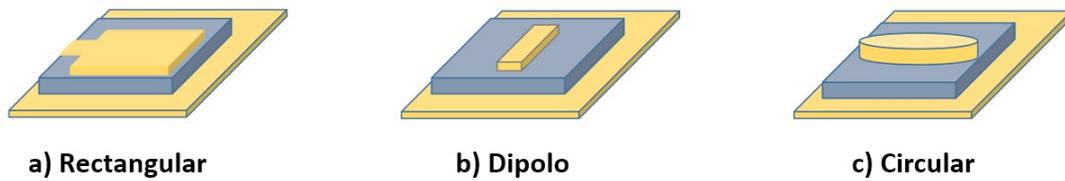


**Figura 11.** Partes principales de una antena tipo parche

Generalmente, estas antenas se diseñan de modo que el máximo del patrón sea normal al parche (radiación broadside), sin embargo, en la actualidad se pueden encontrar diseños con el máximo del patrón en una dirección distinta a la normal a fin de satisfacer alguna necesidad específica.

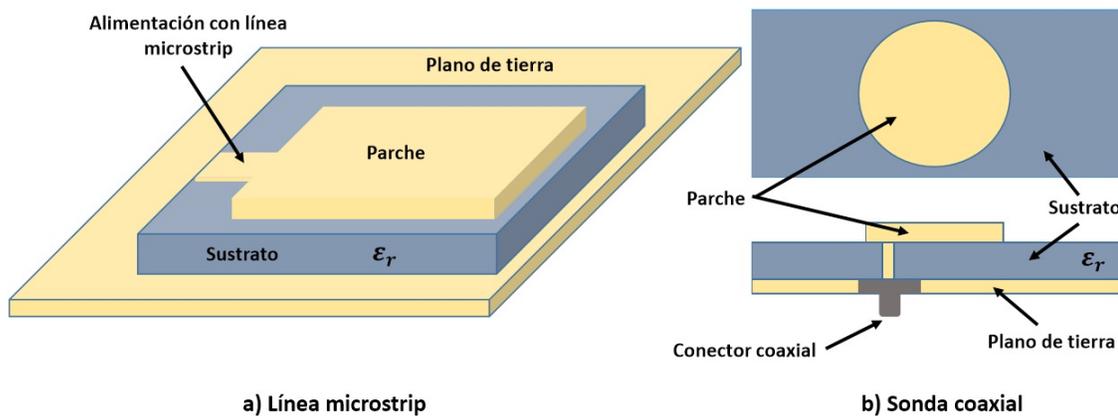
Existe una gran variedad de diseños que se han realizado a fin de lograr ciertas características de radiación. En la figura 12 se pueden observar tres configuraciones de antena tipo parche comunes las cuales son (Balanis, 2005): rectangular, dipolo y circular.

A pesar de que en esta figura se muestra que el plano de tierra y la capa de sustrato se mantienen sin cambios, también es posible cambiar su forma con la finalidad de obtener un patrón deseado.



**Figura 12.** Ejemplos de configuraciones de antena tipo parche

La alimentación de antenas tipo parche puede realizarse de distintas maneras. Las alimentaciones con línea microstrip y con sonda coaxial son consideradas como alimentaciones directas y son bastante comunes en la actualidad. Ambos tipos de alimentación se pueden observar en la figura 13.



**Figura 13.** Formas de alimentar a las antenas tipo parche

En la alimentación con línea microstrip, el parche se alimenta por el borde a través de una línea que también es un conductor. Este conductor generalmente es mucho más angosto que el parche. La línea microstrip es fácil de fabricar, simple para acoplar controlando la posición de inserción y además, simple para modelar (Balanis, 2005).

Cuando se alimenta una antena tipo parche mediante una sonda coaxial, el conductor interno del coaxial se une al parche de radiación mientras que el conductor

externo se conecta al plano de tierra. La alimentación con coaxial también es fácil de fabricar y acoplar (Balanis, 2005).

Los arreglos de antenas con elementos de tipo parche se han vuelto comunes debido a la ventaja de que la red de alimentación así como los elementos radiantes a menudo pueden ser impresos en la misma placa (Stutzman y Thiele, 1998).

## **2.8. Modelo de antena tipo parche para aplicaciones de banda ancha**

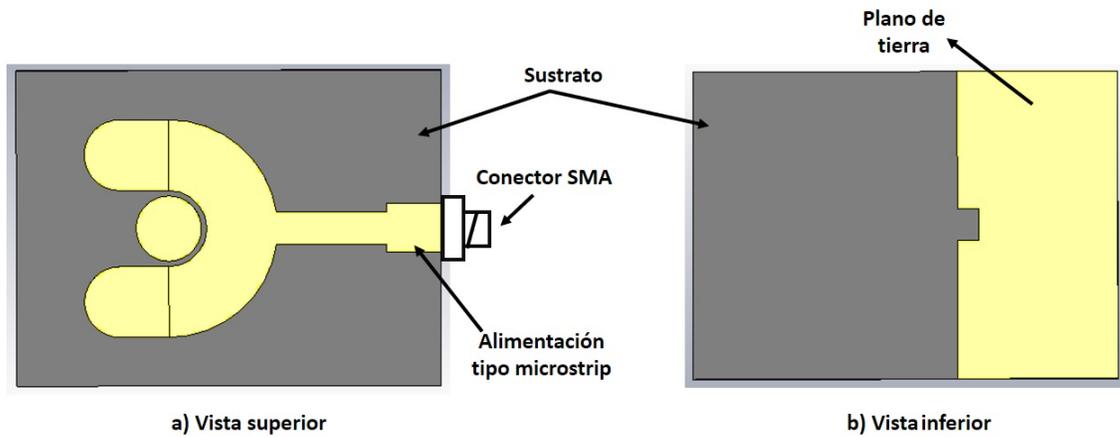
Hasta ahora, se han presentado algunos parámetros y conceptos en arreglos de antenas así como las características principales de las antenas tipo parche. También se han presentado ejemplos de configuraciones del parche radiante y algunas de las formas de alimentar a la antena.

Ahora bien, la determinación de un elemento de antena para el presente trabajo no es una tarea sencilla. Tal como mencionan Huang y Xu (2010), el elemento de antena en un arreglo de banda ancha se enfrenta a dos demandas principales las cuales son: cubrir el ancho de banda requerido y mantener un patrón de radiación aceptable en todo ese ancho de banda.

En la búsqueda de antenas que cumplan con estas demandas, las de tipo parche han recibido especial atención principalmente por sus características de operación en banda ancha y por su facilidad de fabricación (Huang y Xu, 2010). Además, como se ha señalado anteriormente, estas antenas pueden ser configuradas en geometrías especializadas buscando prestaciones de radiación particulares.

Tomando en cuenta las consideraciones anteriores, el elemento de antena determinado para el presente trabajo es una antena tipo parche con un diseño especializado realizado por Balderas *et al.* (2019), tal como se muestra en la figura 14.

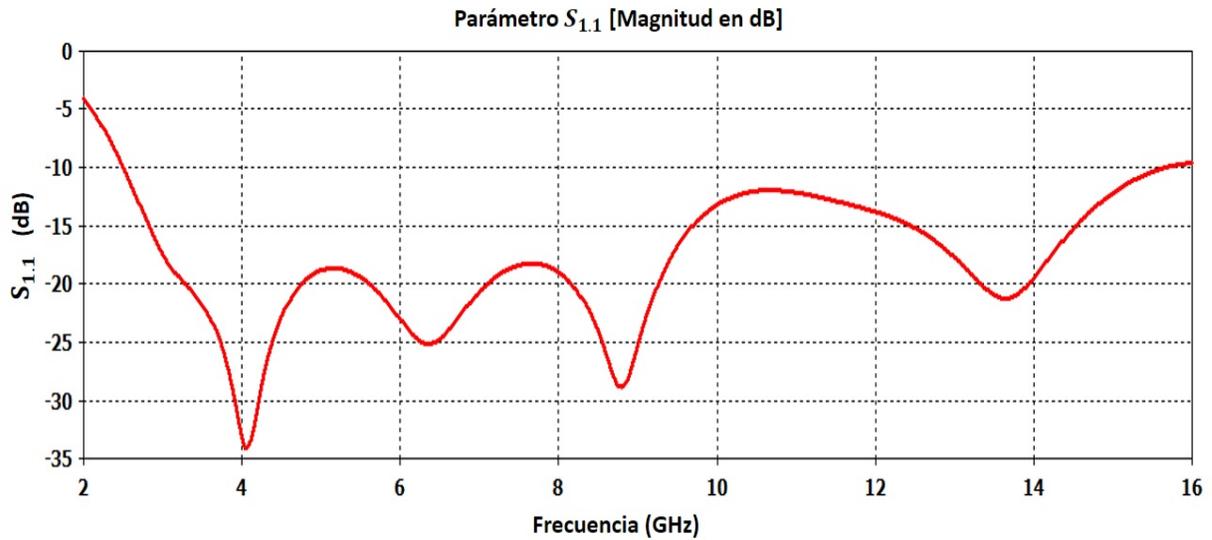
El elemento circular parásito en el centro de la estructura (Figura 14a) y la forma del plano de tierra (Figura 14b) han sido calculados a fin de incrementar y mantener el ancho de banda de la antena. El material del sustrato es de tipo Rogers Duroid 5880LZ. La antena está polarizada linealmente y el tipo de alimentación es mediante una línea microstrip utilizando un conector SMA con una impedancia de 50 ohms.



**Figura 14.** Diseño del elemento de antena tipo parche para aplicaciones de banda ancha

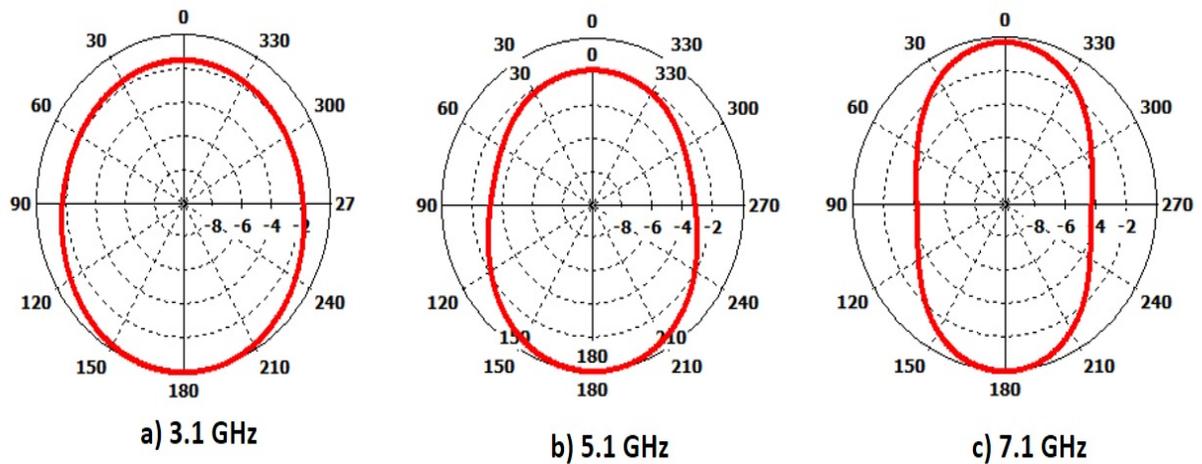
Un parámetro importante que es analizado en el diseño de antenas es el parámetro de dispersión  $S_{1,1}$ . Este parámetro permite conocer la transferencia que existe entre la onda incidente hacia la antena. Cuando hay un acople de impedancia de los dos medios, se tiene máxima transferencia de la onda incidente hacia la antena, de lo contrario, dominan las reflexiones entre los dos medios (Ossa *et al.*, 2018). Ya que el coeficiente de reflexión está relacionado con la frecuencia es útil para conocer las frecuencias en las que puede trabajar un elemento de antena. Generalmente, se busca que el parámetro  $S_{1,1}$  esté por debajo de  $-10\text{dB}$  en el ancho de banda de interés (Sugitani *et al.*, 2012).

El parámetro  $S_{1,1}$  de la de antena se observa en la figura 15. De acuerdo con Baldezas *et al.* (2019), la antena tiene un parámetro  $S_{1,1} < -10\text{dB}$  en el rango 2.9 GHz a 15.9 GHz, sin embargo, el desempeño del patrón de radiación se mantiene aceptable hasta 10.1 GHz. Cuando se use este elemento de antena en el presente trabajo, el ancho de banda de interés únicamente será de 3.1 GHz a 7.1 GHz, con el fin de que el patrón de radiación sea adecuado para el análisis del desempeño de la configuración del arreglo.



**Figura 15.** Parámetro  $S_{1,1}$  del elemento de antena para aplicaciones en banda ancha

El patrón de radiación de la antena calculado en distintos cortes de frecuencia dentro del ancho de banda de interés se puede ver en la figura 16. El corte es realizado en  $\phi = 0^\circ$ .



**Figura 16.** Patrón de radiación de la antena en diferentes cortes de frecuencia. Campo-E vs ángulo  $\theta$  para  $\phi = 0^\circ$

El patrón de radiación presenta algunos cambios a medida que se avanza a frecuencias superiores. El máximo de la antena en la frecuencia mínima de interés (3.1

GHz) se encuentra en  $180^\circ$ . En la frecuencia máxima de interés (7.1 GHz), se puede observar que se forma un máximo adicional en  $0^\circ$ . Pese a ello, esta antena es útil en el diseño del arreglo con configuración tipo espiral correspondiente al presente trabajo.

## **2.9. Discusión**

En este capítulo se presentaron y analizaron distintos conceptos y parámetros en arreglos de antenas. Se expusieron las características principales de las antenas tipo parche, señalando algunas de sus configuraciones típicas y dos formas de alimentación de la antena que se emplean actualmente. Además, se describieron las características del elemento de antena que se empleará en el diseño del arreglo en espiral.

En este caso, inicialmente se trabajará a nivel de factor de arreglo a fin de obtener las prestaciones de la configuración en espiral de Fermat y posteriormente se aplicará un simulador de onda completa en donde se utilizará el elemento de antena descrito en este capítulo. El patrón de radiación obtenido mediante este simulador tomará en cuenta el efecto del acoplamiento mutuo.

La determinación del elemento de antena es un factor importante en el diseño de un arreglo de banda ancha. Se debe tomar en cuenta que el patrón de radiación debe tener un desempeño aceptable en todo el ancho de banda de la antena. Este es un desafío en el diseño de antenas de tipo parche. Los diseños de antenas de este tipo que cumplan con dicha característica impactarán de forma significativa en los arreglos de banda ancha.

En el siguiente capítulo, se presentarán tres tipos de espirales y se señalarán algunas de sus características.

## Capítulo 3. Configuraciones de espirales

---

### 3.1. Introducción

De acuerdo con el Diccionario de la Real Academia Española (2019), una espiral puede definirse como: “una curva plana que da indefinidamente vueltas alrededor de un punto, alejándose de él más en cada una de ellas”.

En este capítulo se presentarán las características principales de tres tipos de espirales las cuales son: espiral logarítmica, de Arquímedes y de Fermat. Esto con la finalidad de establecer qué tipo de configuración de tipo espiral pudiera ser más interesante y adecuada en el diseño de arreglos de antenas. En este caso, se analizará si las características que presenta cada espiral pudieran ser útiles en el diseño de arreglos de antenas. Además, se presentará el factor de arreglo obtenido con cada configuración de tipo espiral. Las tres configuraciones de espirales están definidas por ecuaciones simples. Al final, se podrán notar las ventajas que presenta la espiral de Fermat y las razones por la que dicha configuración ha sido empleada en el presente trabajo de tesis con el objetivo de diseñar un arreglo aperiódico.

Las configuraciones de los tres tipos de espiral se presentarán tanto en su forma de línea continua como en su versión muestreada, con la finalidad de que las muestras sean la representación de las posiciones de los elementos de antena. La cantidad de muestras será de 32 en todos los casos. El factor de arreglo será en el intervalo  $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$  con  $\phi = 0^\circ$  en todos los casos.

### 3.2. Espiral Logarítmica

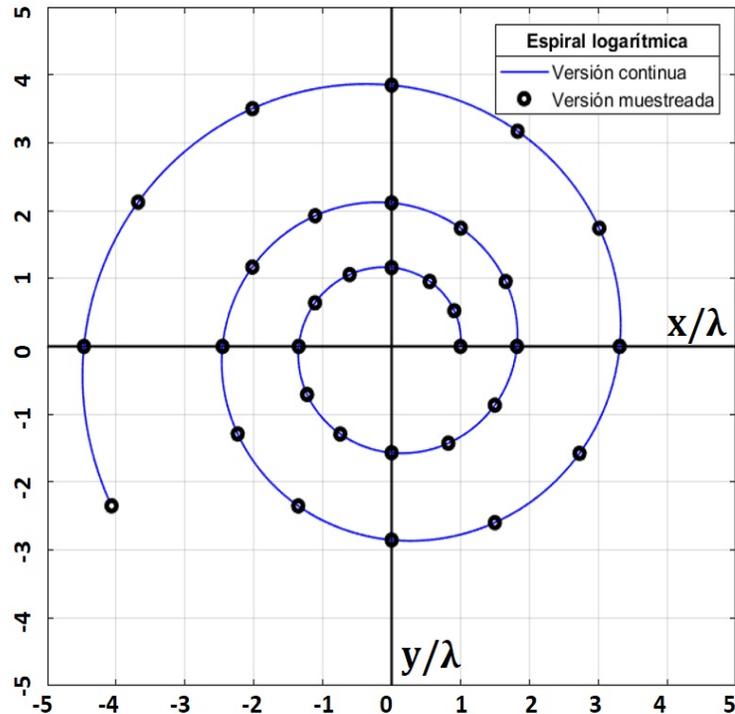
La espiral logarítmica, también llamada espiral exponencial, está definida en coordenadas polares y está expresada como (Dunham, 2003):

$$r(\theta) = ab^\theta \quad (8)$$

donde  $a$  es un número real y se asume que  $a > 0$  y  $b > 0$ .

En la figura 17 se puede ver el caso de la espiral logarítmica cuando  $a = 1$  y  $b = 1.1$ , tanto en la versión continua como en la versión muestreada. En la versión muestreada

se maneja un salto del ángulo  $\theta$  igual a  $\frac{\pi}{6}$  radianes. Los valores de  $a$ ,  $b$  y los valores discretos de  $\theta$  se han elegido a fin de que los elementos no se encuentren demasiado juntos.



**Figura 17.** Espiral logarítmica en versión continua y muestreada,  $N=32$

Se logra observar que las muestras se van separando cada vez más de sus muestras vecinas en cada giro. Lo anterior se debe a que la ecuación que define a la espiral logarítmica tiene al ángulo  $\theta$  como exponente. Por lo tanto, a medida que el ángulo aumenta, la distancia entre cada giro aumenta de manera exponencial. Por otro lado, el centro de la espiral se encuentra más poblado de muestras que las orillas. Esto podría evitarse si se escogieran distancias angulares más grandes entre elementos, sin embargo, a fin de incluir la misma cantidad de elementos, la apertura de la espiral se volvería demasiado grande. Otra posibilidad sería elegir una distribución aleatoria de elementos en la espiral a fin de obtener una distribución aperiódica, sin embargo, esto quitaría la sencillez que se busca en el presente trabajo. Las coordenadas polares de los 32 elementos de la figura 17 se muestran en la tabla 1. Dichas coordenadas se

obtuvieron a partir de la ecuación 8 con los valores mencionados anteriormente,  $a = 1$ ,  $b = 1.1$  y con distancia angular entre elementos consecutivos igual a  $\frac{\pi}{6}$  radianes.

**Tabla 1.** Coordenadas polares de 32 elementos en la espiral logarítmica con distancia angular  $\frac{\pi}{6}$ ,  $a = 1$  y  $b = 1.1$

Elemento	Coordenadas										
	$r/\lambda$	$\theta$ (rad)									
1	1	0	9	1.49	$8\pi/6$	17	2.22	$16\pi/6$	25	3.31	$24\pi/6$
2	1.05	$\pi/6$	10	1.56	$9\pi/6$	18	2.33	$17\pi/6$	26	3.48	$25\pi/6$
3	1.10	$2\pi/6$	11	1.64	$10\pi/6$	19	2.45	$18\pi/6$	27	3.66	$26\pi/6$
4	1.16	$3\pi/6$	12	1.73	$11\pi/6$	20	2.58	$19\pi/6$	28	3.84	$27\pi/6$
5	1.22	$4\pi/6$	13	1.82	$12\pi/6$	21	2.71	$20\pi/6$	29	4.04	$28\pi/6$
6	1.28	$5\pi/6$	14	1.91	$13\pi/6$	22	2.85	$21\pi/6$	30	4.25	$29\pi/6$
7	1.34	$6\pi/6$	15	2.01	$14\pi/6$	23	2.99	$22\pi/6$	31	4.46	$30\pi/6$
8	1.41	$7\pi/6$	16	2.11	$15\pi/6$	24	3.15	$23\pi/6$	32	4.69	$31\pi/6$

Para obtener el patrón de radiación del factor de arreglo se puede utilizar la ecuación 3 de la sección 2.2. En este caso, las posiciones de los elementos en el eje x y y se obtienen transformando las coordenadas polares de cada elemento que se encuentran en la tabla 1 a sus respectivas coordenadas rectangulares a través de las fórmulas conocidas expresadas como:

$$x_n = r_n \cos \theta_n \quad (9)$$

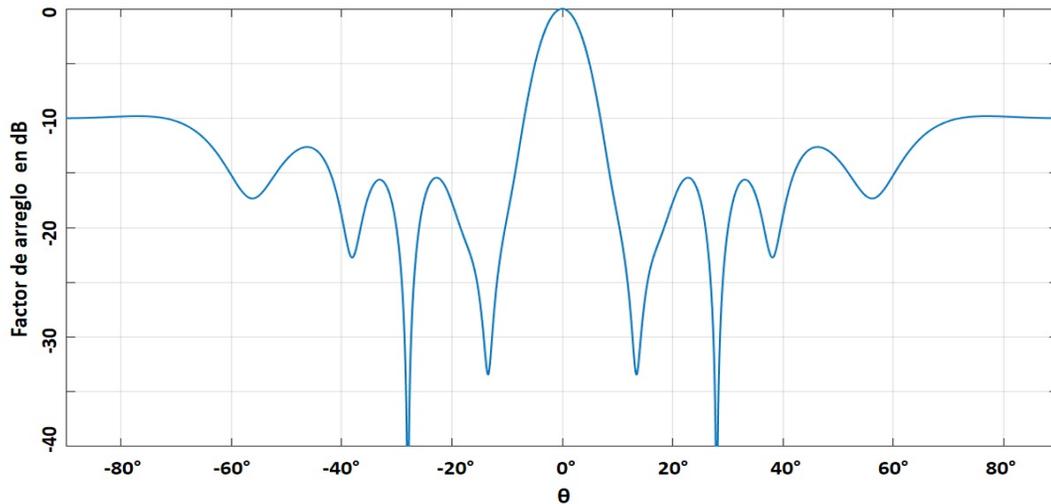
$$y_n = r_n \sin \theta_n \quad (10)$$

Las coordenadas rectangulares de los 32 elementos se muestran en la tabla 2.

**Tabla 2.** Coordenadas rectangulares de 32 elementos en la espiral logarítmica con distancia angular  $\frac{\pi}{6}$ ,  $a = 1$  y  $b = 1.1$

Elemento	Coordenadas										
	$x/\lambda$	$y/\lambda$									
1	1	0	9	-0.74	-1.29	17	-1.11	1.92	25	3.31	0
2	0.91	0.52	10	0	-1.56	18	-2.02	1.16	26	3.01	1.74
3	0.55	0.95	11	0.82	-1.42	19	-2.45	0	27	1.83	3.16
4	0	1.16	12	1.49	-0.86	20	-2.23	-1.29	28	0	3.84
5	-0.61	1.05	13	1.82	0	21	-1.35	-2.34	29	-2.02	3.50
6	-1.11	0.64	14	1.65	0.95	22	0	-2.85	30	-3.68	2.12
7	-1.34	0	15	1	1.74	23	1.49	-2.59	31	-4.46	0
8	-1.22	-0.70	16	0	2.11	24	2.72	-1.57	32	-4.06	-2.34

Considerando que todos los elementos son alimentados con la misma amplitud y fase y empleando una configuración con 32 elementos en donde sus posiciones se obtienen de la tabla 2, se obtuvo el patrón de radiación del factor de arreglo mostrado a continuación.



**Figura 18.** Factor de arreglo en configuración de espiral logarítmica,  $N=32$ ,  $\phi = 0^\circ$

El nivel de SLL obtenido con esta configuración es de -9.8 dB y el ancho de haz obtenido es de  $7.7^\circ$ . Debido a la naturaleza exponencial de la espiral logarítmica, es difícil establecer una distribución adecuada entre elementos lo cual es necesario para el diseño práctico de un arreglo de antenas. Las dos espirales restantes serán analizadas en las siguientes secciones.

### 3.3. Espiral de Arquímedes

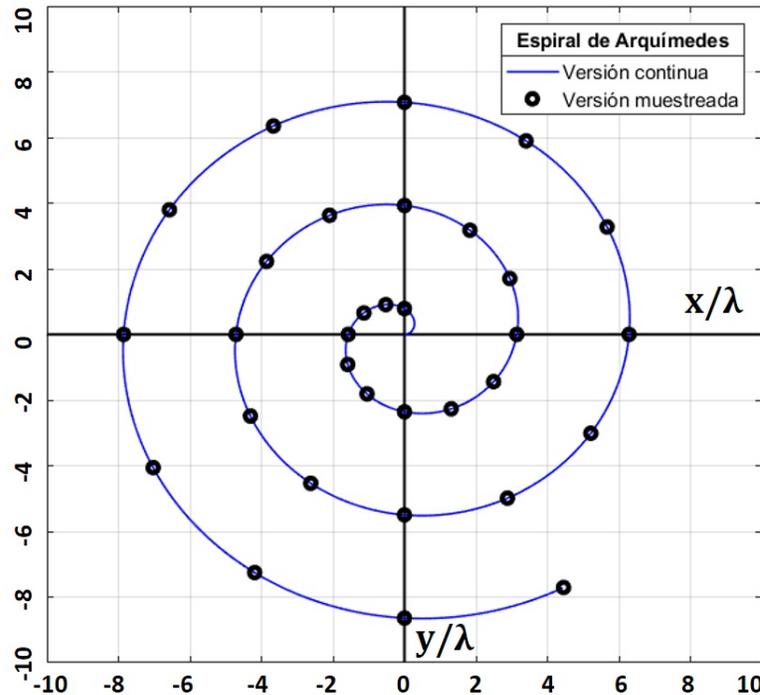
La espiral de Arquímedes en coordenadas polares puede ser descrita como (Dunham, 2003):

$$r(\theta) = b\theta \quad (11)$$

donde  $b$  es una constante que es proporcional a la distancia entre cada giro. Los arcos vecinos por lo tanto mantienen la misma distancia entre sí.

La figura 19 muestra el caso de la espiral de Arquímedes cuando  $b=0.5$  tanto en la

versión continua como en la versión muestreada. En el caso de la versión muestreada, se eligió una distancia angular entre elementos consecutivos de  $\frac{\pi}{6}$  radianes. El valor de  $b$  y la distancia angular se eligieron con el objetivo de que los elementos del centro no estén demasiado juntos.



**Figura 19.** Espiral de Arquímedes en versión continua y muestreada,  $N=32$

Se puede observar que a diferencia de la espiral logarítmica, la espiral de Arquímedes presenta una mejor distribución de los elementos que se encuentran alejados del centro, sin embargo, en el centro de la espiral siguen habiendo más elementos con respecto a las orillas. Los elementos en el centro podrían ser separados a distancias angulares mayores que  $\frac{\pi}{6}$  radianes, sin embargo, ocasionaría un aumento considerable del tamaño de la configuración. Además, existen elementos con el mismo ángulo en cada giro de la espiral, como el caso de los elementos ubicados justo en el eje  $x$ . Esto no es conveniente en una configuración de arreglos de antenas aperiódico, en donde se busca que ningún elemento comparta con otro la misma posición angular. Por lo tanto, si se desea lograr una distribución aceptable con esta espiral sería necesario algún método de ubicación que evite tantos elementos en el centro y que además,

evite que dos elementos o más compartan la misma posición angular. Una distribución que tome en cuenta estas condiciones podría ser utilizada, sin embargo, la sencillez de ubicar a los elementos en esta espiral se vería afectada, algo que se busca evitar en el presente trabajo.

Las coordenadas polares de los 32 elementos de la figura 19 se muestran en la tabla 3.

**Tabla 3.** Coordenadas polares de 32 elementos en la espiral de Arquímedes con distancia angular  $\frac{\pi}{6}$  y  $b = 0.5$

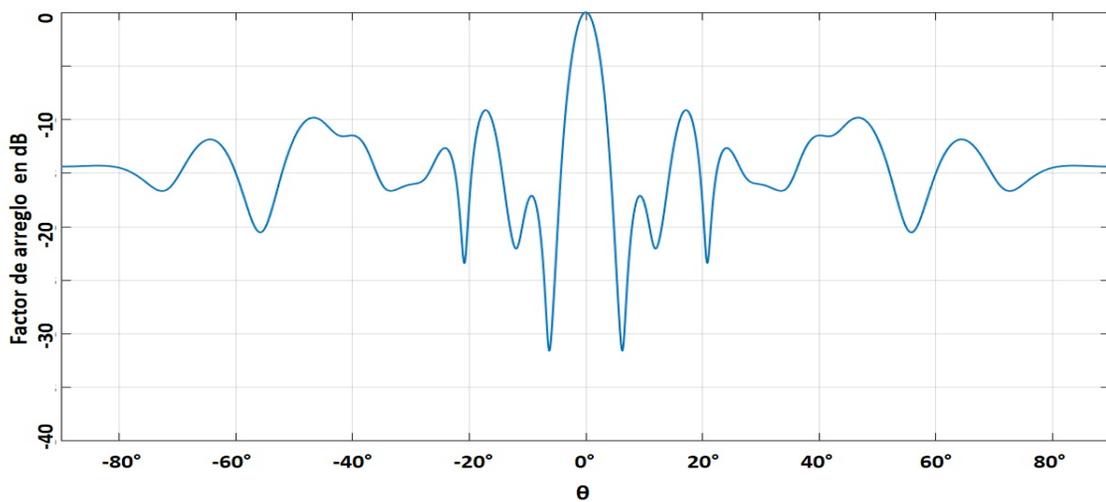
Elemento	Coordenadas										
	$r/\lambda$	$\theta$ (rad)									
1	0.78	$3\pi/6$	9	2.87	$11\pi/6$	17	4.97	$19\pi/6$	25	7.06	$27\pi/6$
2	1.04	$4\pi/6$	10	3.14	$12\pi/6$	18	5.23	$20\pi/6$	26	7.33	$28\pi/6$
3	1.30	$5\pi/6$	11	3.40	$13\pi/6$	19	5.49	$21\pi/6$	27	7.59	$29\pi/6$
4	1.57	$6\pi/6$	12	3.66	$14\pi/6$	20	5.75	$22\pi/6$	28	7.85	$30\pi/6$
5	1.83	$7\pi/6$	13	3.92	$15\pi/6$	21	6.02	$23\pi/6$	29	8.11	$31\pi/6$
6	2.09	$8\pi/6$	14	4.18	$16\pi/6$	22	6.28	$24\pi/6$	30	8.37	$32\pi/6$
7	2.35	$9\pi/6$	15	4.45	$17\pi/6$	23	6.54	$25\pi/6$	31	8.63	$33\pi/6$
8	2.61	$10\pi/6$	16	4.61	$18\pi/6$	24	6.80	$26\pi/6$	32	8.90	$34\pi/6$

El cálculo del factor de arreglo de esta configuración se realiza también con la ecuación 3 de la sección 2.2. Las posiciones de los elementos se obtienen transformando las coordenadas polares a coordenadas rectangulares usando las ecuaciones 9 y 10 que también han sido útiles con la espiral logarítmica. Dichas coordenadas rectangulares se muestran en la tabla 4.

**Tabla 4.** Coordenadas rectangulares de 32 elementos en la espiral de Arquímedes con distancia angular  $\frac{\pi}{6}$  y  $b = 0.5$

Elemento	Coordenadas										
	$x/\lambda$	$y/\lambda$									
1	0	0.78	9	2.49	-1.43	17	-4.30	-2.48	25	0	7.06
2	-0.52	0.90	10	3.14	0	18	-2.61	-4.53	26	-3.66	6.34
3	-1.13	0.65	11	2.94	1.70	19	0	-5.49	27	-6.57	3.79
4	-1.57	0	12	1.83	3.17	20	2.87	-4.98	28	-7.85	0
5	-1.58	-0.91	13	0	3.92	21	5.21	-3.01	29	-7.02	-4.05
6	-1.04	-1.81	14	-2.09	3.62	22	6.28	0	30	-4.18	-7.25
7	0	-2.35	15	-3.85	2.22	23	5.66	3.27	31	0	-8.63
8	1.30	-2.26	16	-4.71	0	24	3.40	5.89	32	4.45	-7.70

Considerando que todos los elementos son alimentados con la misma amplitud y fase y empleando una configuración con 32 elementos en donde sus posiciones se obtienen de la tabla 4, se obtuvo el patrón de radiación del factor de arreglo mostrado en la figura 20. El nivel de lóbulo lateral con esta configuración es de -9.1 dB y el ancho de haz es  $4.1^\circ$ . Con esta espiral no es posible obtener una distribución eficiente sin incluir algún proceso extra para ubicar a los elementos. La sencillez en la ubicación de los elementos es una característica que se busca en el presente trabajo ya que dicha sencillez es útil al emplear configuraciones con mayor cantidad de elementos.



**Figura 20.** Factor de arreglo en configuración de espiral de Arquímedes,  $N=32$ ,  $\phi = 0^\circ$

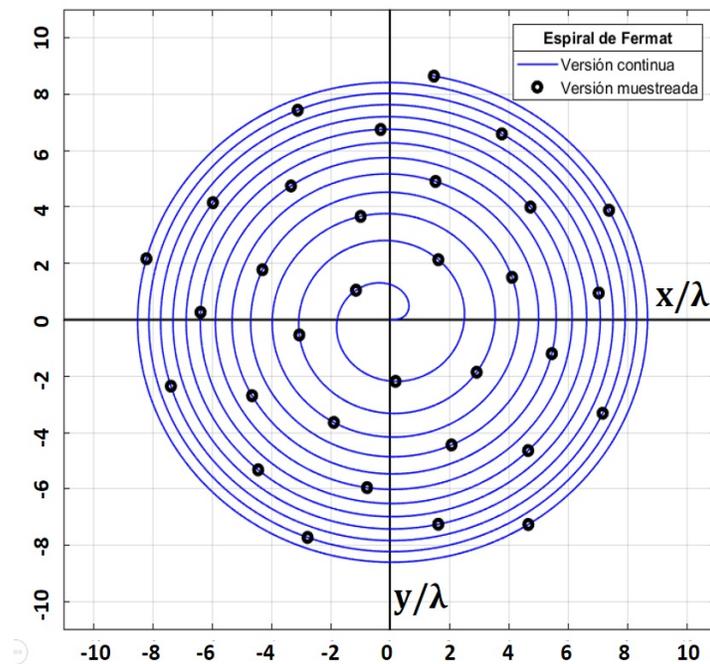
Hasta ahora, ha sido posible notar que la espiral de Arquímedes presenta una mejor distribución de elementos en comparación con la espiral logarítmica pero sigue presentando el inconveniente de necesitar un procedimiento extra para ubicar a los elementos de manera eficiente. La espiral de Fermat se analiza en la siguiente sección.

### 3.4. Espiral de Fermat

La espiral de Fermat es una variante de la espiral de Arquímedes y en coordenadas polares puede ser expresada como (Lekkas *et al.*, 2013) :

$$r(\theta) = a\sqrt{\theta} \quad (12)$$

donde  $a$  es una constante y se considera que  $a > 0$ . El caso de la espiral de Fermat es un caso interesante por sus características presentadas a continuación. Considerando que  $a = 1$  y tomando únicamente la parte positiva de la ecuación 12, cuando se elige una distancia angular entre elementos consecutivos igual a  $\pi(3 - \sqrt{5})$  radianes, se obtiene una configuración como la que se muestra en la figura 21. El ángulo  $\pi(3 - \sqrt{5})$  radianes es conocido como ángulo dorado y al emplearlo se obtiene una distribución eficiente en donde no existen elementos con la misma posición angular respecto al origen. Esta configuración sigue un patrón similar a las semillas de girasol y ha sido objeto de atención en varias áreas de investigación (Martinez-Graullera *et al.*, 2009).



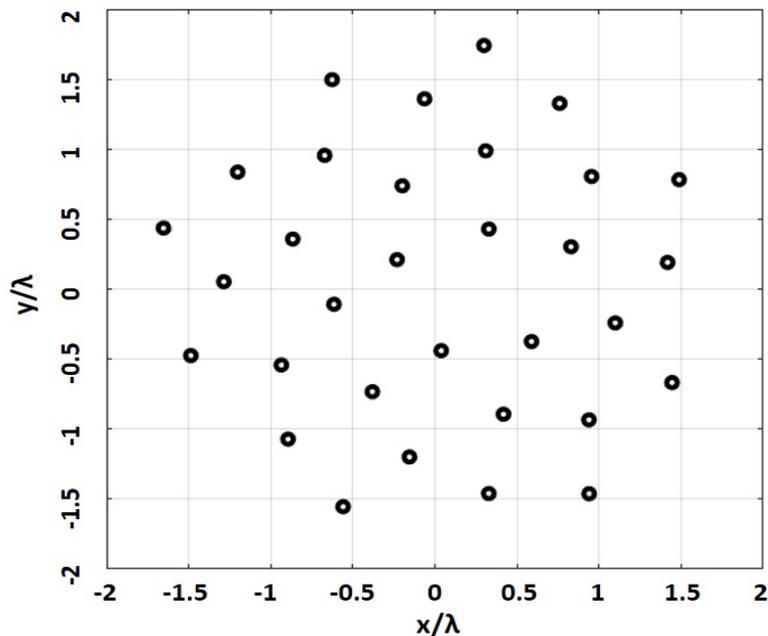
**Figura 21.** Espiral de Fermat en versión continua y muestreada,  $N=32$

Con esta espiral, es posible ubicar a los elementos a distancias mínimas entre sí mientras se mantiene una distribución eficiente. En este caso, las coordenadas polares del  $n$ -ésimo elemento en la espiral de Fermat pueden ser expresadas como (Gabrielli y Hernandez-Figueroa, 2016):

$$r(n) = \frac{d}{d_{14}} \sqrt{n} \quad (13)$$

$$\theta(n) = n\pi(3 - \sqrt{5}) \quad (14)$$

en donde  $\theta(1) = \pi(3 - \sqrt{5})$  es el ángulo dorado y  $d_{14} = \sqrt{5 - 4\cos\theta(3)}$  es un factor normalizado elegido a fin de que  $d$  sea la distancia mínima entre elementos. Se usa  $n = 1, 2, \dots, N$ , dejando fuera al elemento  $n = 0$ . Una distribución de 32 elementos en espiral de Fermat empleando las ecuaciones 13 y 14 se puede observar en la figura 22 en donde se eligió una  $d_{min} = 0.5\lambda$ .



**Figura 22.** Espiral de Fermat con  $d_{min} = 0.5\lambda$ ,  $N=32$

Es posible observar que los elementos se distribuyen en el plano de una manera eficiente, es decir, mantienen una distancia entre vecinos no uniforme y los espacios vacíos no son demasiado grandes ni en el centro ni en las orillas de la espiral.

Como se mencionó, las coordenadas polares de cada elemento en la configuración de la figura 22 fueron obtenidas con las ecuaciones 13 y 14 y se muestran en la tabla 5.

**Tabla 5.** Coordenadas polares de 32 elementos en la espiral de Fermat con  $d_{min} = 0.5\lambda$ 

Elemento	Coordenadas										
	$r/\lambda$	$\theta$ (rad)									
1	0.31	2.40	9	0.93	21.59	17	1.28	40.79	25	1.56	59.99
2	0.44	4.79	10	0.98	23.99	18	1.32	43.19	26	1.59	62.39
3	0.54	7.19	11	1.03	26.39	19	1.36	45.59	27	1.62	64.79
4	0.62	9.59	12	1.08	28.79	20	1.39	47.99	28	1.65	67.19
5	0.69	11.99	13	1.12	31.19	21	1.43	50.39	29	1.68	69.59
6	0.76	14.39	14	1.16	33.59	22	1.46	52.79	30	1.70	71.99
7	0.82	16.79	15	1.20	35.99	23	1.49	55.19	31	1.73	74.39
8	0.88	19.19	16	1.24	38.39	24	1.52	57.59	32	1.76	76.79

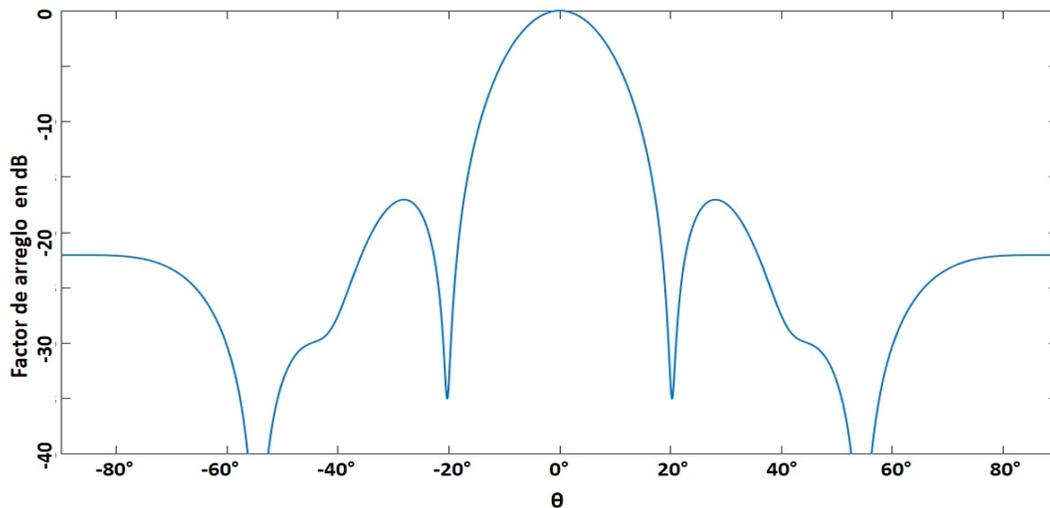
Para calcular el factor de arreglo se puede emplear la ecuación 3 de la sección 2.2, al igual que con las otras dos espirales. En este caso, se necesitan las coordenadas rectangulares de cada elemento las cuales pueden ser obtenidas a partir de las coordenada polares de la tabla 5 y utilizando las ecuaciones 9 y 10.

Dichas coordenadas rectangulares para cada elemento se presentan en la tabla 6.

**Tabla 6.** Coordenadas rectangulares de 32 elementos en la espiral de Fermat con  $d_{min} = 0.5\lambda$ 

Elemento	Coordenadas										
	$x/\lambda$	$y/\lambda$									
1	-0.23	0.21	9	-0.86	0.35	17	-1.28	0.05	25	-1.48	-0.47
2	0.03	-0.43	10	0.41	-0.89	18	0.93	-0.93	26	1.44	-0.66
3	0.32	0.42	11	0.30	0.98	19	-0.06	1.35	27	-0.62	1.49
4	-0.61	-0.10	12	-0.93	-0.54	20	-0.89	-1.07	28	-0.55	-1.55
5	0.58	-0.37	13	1.09	-0.24	21	1.41	0.19	29	1.48	0.78
6	-0.19	0.73	14	-0.67	0.95	22	-1.20	0.83	30	-1.65	0.43
7	-0.38	-0.73	15	-0.15	-1.19	23	0.32	-1.46	31	0.93	-1.46
8	0.82	-0.30	16	0.95	0.80	24	0.76	1.32	32	0.29	1.74

Considerando que todos los elementos son alimentados con la misma amplitud y fase y empleando una configuración con 32 elementos en donde sus posiciones se obtienen de la tabla 6, se obtuvo el patrón de radiación del factor de arreglo mostrado a continuación.



**Figura 23.** Factor de arreglo en configuración de espiral de Fermat,  $N=32$ ,  $d_{min} = 1\lambda$ ,  $\phi = 0^\circ$

El nivel de lóbulo lateral es de  $-17.1$  dB y el ancho de haz presenta un valor de  $16.8^\circ$ . En esta configuración, el tamaño de la apertura depende de la cantidad de elementos y dicha apertura se hace más grande conforme aumenta el número de elementos a fin de mantener la distancia mínima establecida. Para establecer una apertura predefinida, se pueden emplear las expresiones que se muestran a continuación.

A fin de ubicar a los elementos dentro de una área predefinida, las coordenadas polares del  $n$ -ésimo elemento pueden ser expresadas como (Martinez-Graullera *et al.*, 2009):

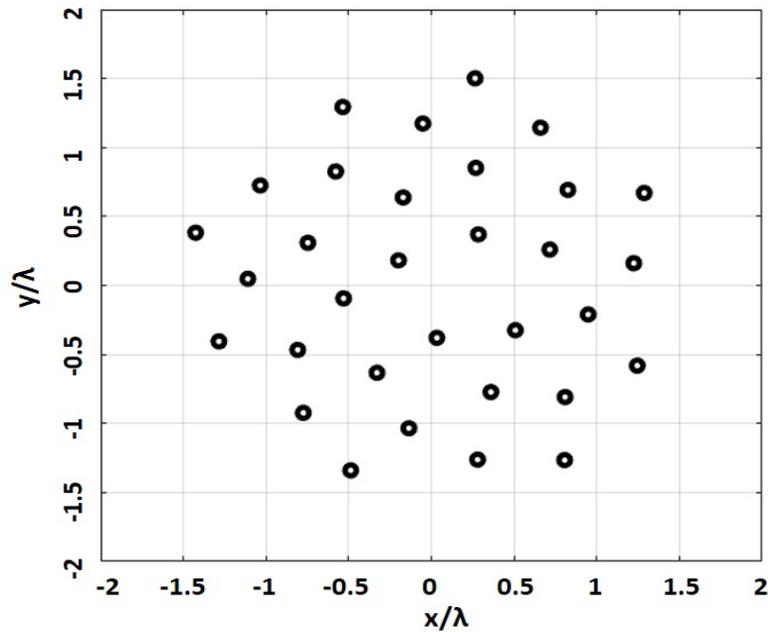
$$r(n) = R_0 \sqrt{n\theta(n)} \quad (15)$$

$$\theta(n) = n\pi(3 - \sqrt{5}) \quad (16)$$

donde  $R_0$  es un valor constante, que permite lograr un tamaño de apertura deseado, y está definido por (Graullera *et. al.*, 2009):

$$R_0 = \frac{D}{2\sqrt{(N-1)\pi(3 - \sqrt{5})}} \quad (17)$$

en donde  $D$  es el diámetro de la apertura y  $N$  es el número de elementos. Una configuración en espiral de Fermat empleando las expresiones 15 y 16 se muestra en la figura 24 en donde se eligió  $D = 3\lambda$  y  $N=32$ .



**Figura 24.** Espiral de Fermat con  $D=3\lambda$  y  $N=32$

Se puede notar que todos los elementos se encuentran dentro del diámetro de apertura requerida ( $3\lambda$ ) aunque los elementos no mantienen una distancia mínima como en el caso anterior. De este modo, en esta sección han sido presentadas dos configuraciones de tipo espiral de Fermat en donde una permite establecer una distancia mínima entre elementos y la otra permite obtener un diámetro de apertura requerido. Las coordenadas polares de cada elemento se presentan en la tabla 7.

**Tabla 7.** Coordenadas polares de 32 elementos en la espiral de Fermat con diámetro de apertura  $D = 3\lambda$

Elemento	Coordenadas										
	$r/\lambda$	$\theta$ (rad)									
1	0.26	2.40	9	0.80	21.59	17	1.11	40.79	25	1.34	59.99
2	0.38	4.79	10	0.85	23.99	18	1.14	43.19	26	1.37	62.39
3	0.46	7.19	11	0.89	26.39	19	1.17	45.59	27	1.40	64.79
4	0.53	9.59	12	0.93	28.79	20	1.20	47.99	28	1.42	67.19
5	0.60	11.99	13	0.97	31.19	21	1.23	50.39	29	1.45	69.59
6	0.66	14.39	14	1.00	33.59	22	1.26	52.79	30	1.47	71.99
7	0.71	16.79	15	1.04	35.99	23	1.29	55.19	31	1.50	74.39
8	0.76	19.19	16	1.07	38.39	24	1.32	57.59	32	1.52	76.79

Para calcular el factor de arreglo, al igual que en los casos anteriores, se necesitan

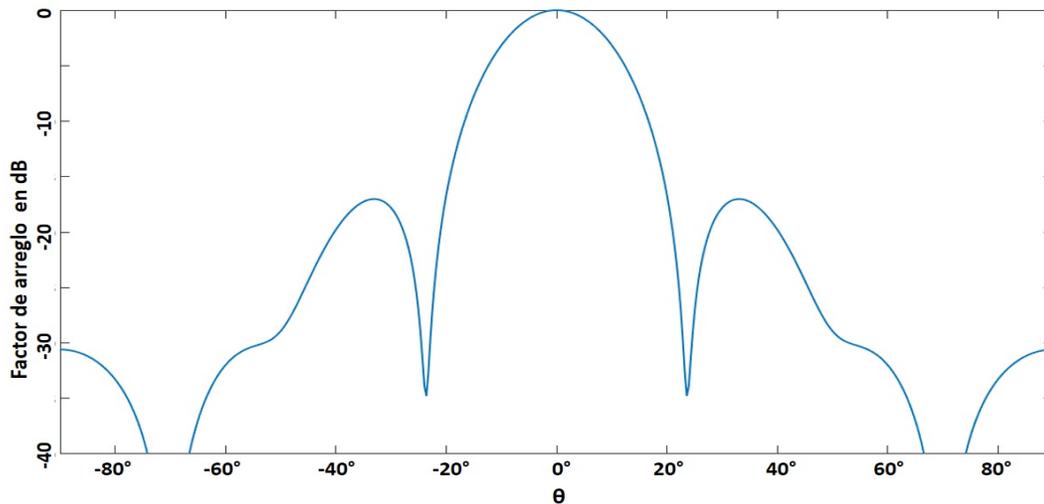
las coordenadas rectangulares de cada elemento para así obtener el factor de arreglo a partir de la ecuación 3 de la sección 2.2. Las coordenadas rectangulares de cada elemento se presentan en la tabla 8, las cuales se obtuvieron a partir de la tabla 7 y aplicando las expresiones 9 y 10.

**Tabla 8.** Coordenadas rectangulares de 32 elementos en la espiral de Fermat con diámetro de apertura  $D = 3\lambda$

Elemento	Coordenadas										
	$x/\lambda$	$y/\lambda$									
1	-0.19	0.18	9	-0.74	0.30	17	-1.10	0.04	25	-1.28	-0.40
2	0.03	-0.37	10	0.36	-0.77	18	0.80	-0.80	26	1.24	-0.58
3	0.28	0.37	11	0.26	0.85	19	-0.05	1.17	27	-0.53	1.29
4	-0.53	-0.09	12	-0.80	-0.46	20	-0.77	-0.92	28	-0.48	-1.33
5	0.50	-0.3	13	0.94	-0.21	21	1.22	0.16	29	1.28	0.67
6	-0.17	0.63	14	-0.57	0.82	22	-1.03	0.72	30	-1.42	0.38
7	-0.32	-0.63	15	-0.13	-1.03	23	0.27	-1.26	31	0.80	-1.26
8	0.71	0.26	16	0.82	0.69	24	0.66	1.14	32	0.26	1.50

Considerando que todos los elementos son alimentados con la misma amplitud y fase y empleando una configuración con 32 elementos en donde sus posiciones se obtienen de la tabla 8, se obtuvo el patrón de radiación del factor de arreglo mostrado en la figura 25. En este caso, el nivel de lóbulo lateral obtenido es de -17 dB y el ancho de haz presenta un valor de 19.6°.

Hasta este punto ha sido posible notar que las configuraciones en espiral de Fermat tienen una apertura menor en comparación con la espiral logarítmica y la espiral de Arquímedes cuando se utiliza la misma cantidad de elementos. Esto se logra gracias a la mejor distribución de elementos que la caracteriza. De este modo, para obtener una distribución aperiódica eficiente con la espiral de Fermat, únicamente se ha requerido establecer una distancia angular entre elementos igual al ángulo dorado y la distancia de cada elemento al origen se obtiene por una simple expresión. Esto es algo que no puede realizarse con los otros dos tipos de espirales presentadas en esta sección.



**Figura 25.** Factor de arreglo en configuración de espiral de Fermat,  $D=3\lambda$ ,  $N=32$ ,  $\phi = 0^\circ$

### 3.5. Discusión

Tres tipos distintos de espirales fueron presentadas en este capítulo. Se pudo observar que la espiral logarítmica es inadecuada en el diseño de un arreglo de antenas bidimensional aperiódico debido a la naturaleza exponencial que presenta en cada giro. La espiral de Arquímedes presenta una mejor distribución con respecto a la espiral logarítmica, sin embargo, es necesario utilizar algún método adicional para ubicar a los elementos de forma que éstos no compartan la misma posición angular mientras se mantiene una distribución eficiente. Esto causa que la sencillez disminuya en dicha configuración y que el método se vuelva más complejo conforme se incluyen más elementos en el arreglo. El presente trabajo pretende utilizar una distribución eficiente en donde no se requiera algún método adicional en la ubicación de los elementos más que las coordenadas polares de cada elemento. La espiral de Fermat presenta una distribución eficiente cuando se trabaja con el ángulo dorado. De esta forma, únicamente se necesita calcular las coordenadas de cada elemento de acuerdo a las ecuaciones mostradas en esta sección, las cuales son sencillas y no aumentan su complejidad cuando se requiere trabajar con más elementos de antena. En comparación con la espiral logarítmica y la espiral de Arquímedes, la espiral de Fermat tiene la principal ventaja de que se puede fijar una distancia mínima entre elementos o determinar un diámetro de apertura requerido mientras se mantiene una distribución eficiente. Ade-

más, los valores obtenidos en el factor de arreglo muestran que la espiral de Fermat presenta un mejor desempeño en nivel de lóbulo lateral. De esta manera, la espiral de Fermat es la configuración más adecuada para un arreglo de antenas práctico y será la configuración empleada en el estudio de las prestaciones de radiación de un arreglo en configuración en espiral que comprende el siguiente capítulo.

## Capítulo 4. Diseño de arreglos de antenas en configuración tipo Espiral

---

### 4.1. Introducción

En los capítulos anteriores se señalaron las restricciones en ancho de banda, direccionamiento del haz principal y distancia mínima en arreglos de antenas bidimensionales periódicos. Se mencionó que un arreglo con configuración tipo espiral de Fermat podría eliminar estas restricciones. Se mostró el fundamento teórico de algunos parámetros y conceptos en el área de arreglos de antenas y se comparó a la espiral de Fermat con otras espirales de modo que se pudiera conocer por qué la espiral de Fermat presenta mejores características para el diseño de un arreglo de antenas aperiódico.

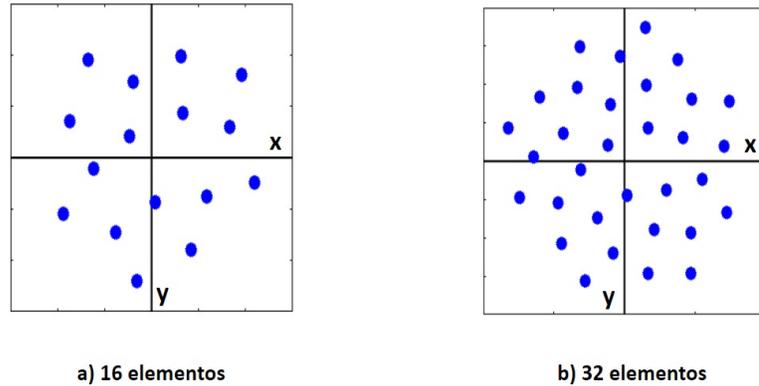
En este capítulo se presentará el diseño y los resultados obtenidos en arreglos de antenas en configuración tipo espiral de Fermat. Se analizarán las prestaciones obtenidas con el objetivo de conocer si esta configuración es útil para eliminar las restricciones presentes en un arreglo bidimensional periódico. El patrón de radiación es analizado inicialmente a nivel de factor de arreglo. Esto es útil para conocer las prestaciones de radiación obtenidas con la configuración en espiral, independientemente del elemento de antena. Posteriormente se utiliza el software CST, un simulador de onda completa en donde se incluye el elemento de antena y se calcula así el patrón total de un arreglo con 32 elementos. En todos los casos, el corte del patrón de radiación es en  $\phi = 0^\circ$ , barriendo en el ángulo de elevación  $\theta$ .

Debido a que el elemento de antena determinado para el presente trabajo tiene su máximo dirigido a  $180^\circ$  en el ángulo de elevación  $\theta$ , el factor de arreglo será analizado en todos los casos en el intervalo  $90^\circ \leq \theta \leq 270^\circ$  recordando la propiedad de simetría que éste presenta.

### 4.2. Ubicación de elementos de antena conforme a la espiral de Fermat

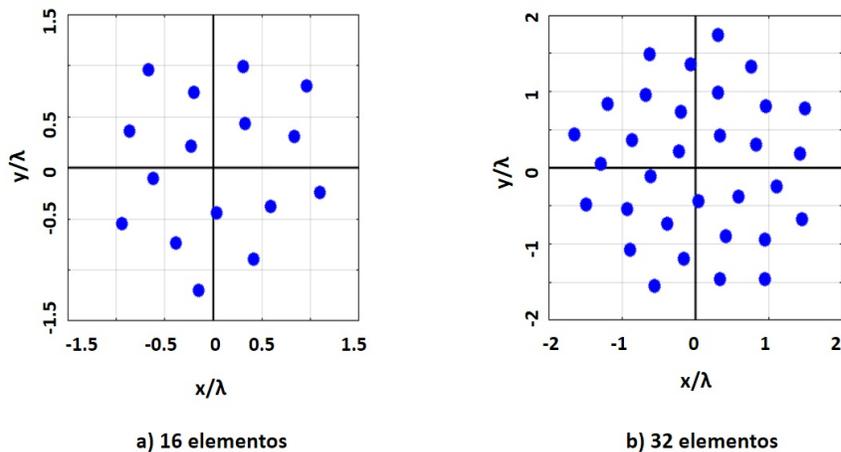
Cuando se trabaja a nivel de factor de arreglo, los elementos de antena son considerados como antenas isotrópicas y pueden ser representados por medio de puntos ubicados en el plano XY. En la figura 26 pueden verse dos configuraciones que fueron

empleadas en el presente trabajo usando 16 y 32 elementos. Se puede notar que la distribución en espiral de Fermat es aperiódica y eficiente. No existen elementos con la misma posición angular y la apertura de la configuración no presenta espacios vacíos demasiado grandes.



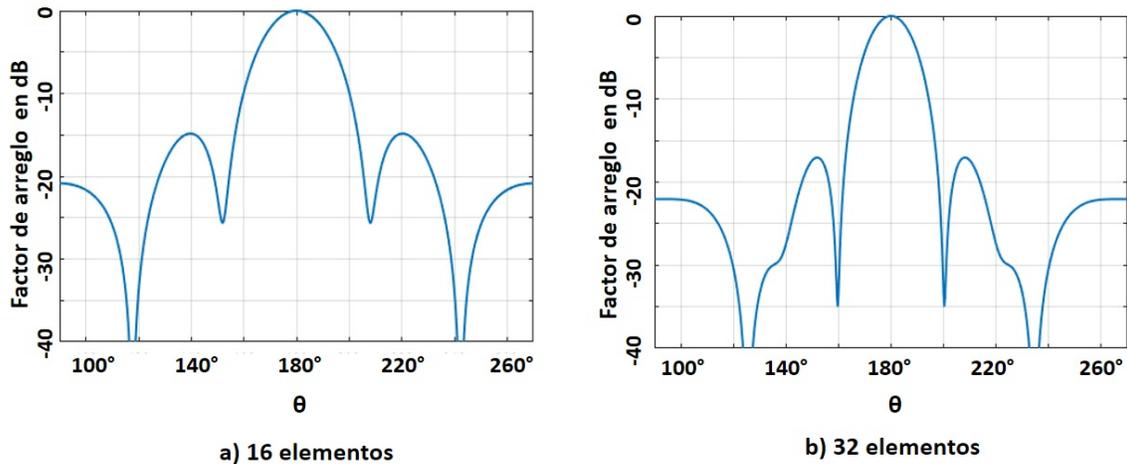
**Figura 26.** Elementos de antena en configuración tipo espiral de Fermat

Cuando se requiere mover el haz principal en un arreglo bidimensional periódico es necesario elegir una distancia entre elementos de  $0.5\lambda$  ( $d = 0.5\lambda$ ) para evitar la aparición de grating lobes. La configuración de un arreglo en espiral con una distancia mínima entre elementos igual a  $0.5\lambda$  se muestra en la figura 27. Los ejes  $x$  y  $y$  están en términos de la longitud de onda, es decir, en este punto no se trabaja con alguna frecuencia en específico.



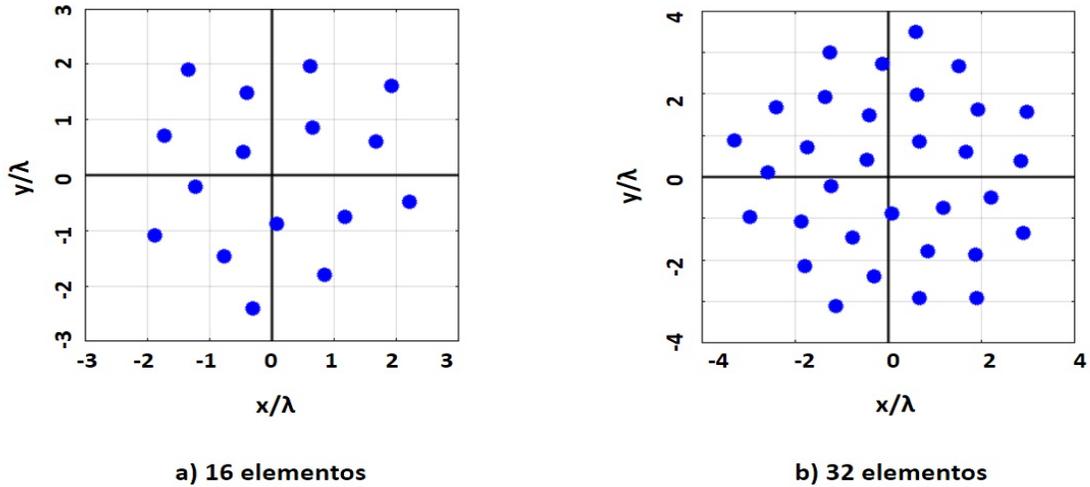
**Figura 27.** Elementos de antena en configuración tipo espiral de Fermat,  $d_{min} = 0.5\lambda$

El factor de arreglo obtenido con cada configuración se muestra en la figura 28. La amplitud es unitaria para todos los elementos, es decir, amplitud uniforme. Los niveles de lóbulo lateral (SLL) para las configuraciones con 16 y 32 elementos son -14.8 dB y -17.1 dB respectivamente. En el caso del ancho de haz, la configuración con 16 elementos presentó un valor de  $23.7^\circ$  y la configuración con 32 elementos presentó un valor de  $16.8^\circ$ . De acuerdo con los resultados obtenidos, se puede notar que el nivel de lóbulo lateral disminuye cuando se utilizan más elementos de antena. Lo mismo sucede con el ancho de haz, el cual se reduce cuando se aumenta el número de elementos en el arreglo.



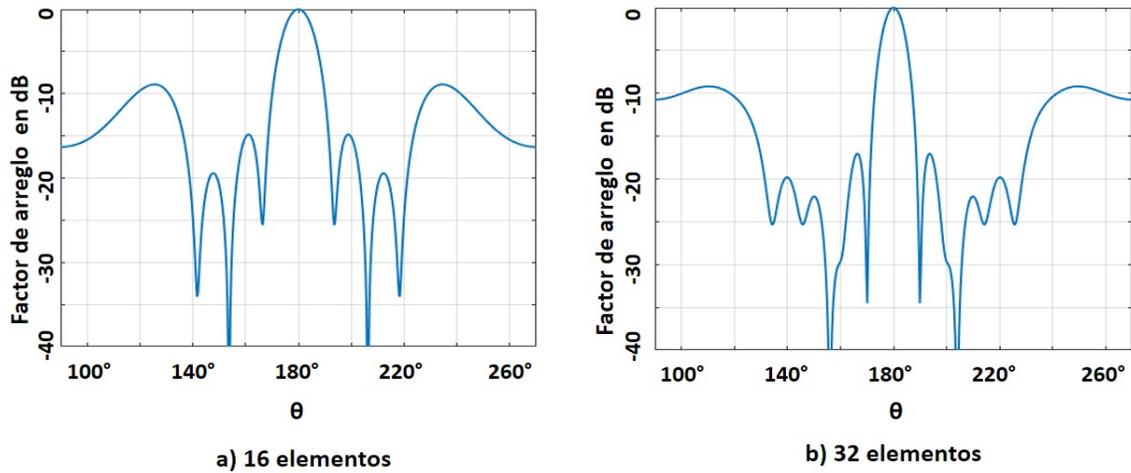
**Figura 28.** Factor de arreglo en configuración tipo espiral de Fermat,  $d_{min} = 0.5\lambda$ ,  $\phi = 0^\circ$

Como se ha mencionado anteriormente, la distancia de  $0.5\lambda$  es necesaria en arreglos de antenas bidimensionales periódicas a fin de evitar la aparición de grating lobes en el proceso de scanning. Un arreglo periódico con distancia entre elementos igual a una longitud de onda ( $d = 1\lambda$ ) presentará grating lobes en su patrón de radiación. Con la configuración en espiral de Fermat este inconveniente puede ser eliminado. La figura 29 muestra una configuración en espiral de Fermat de 16 y 32 elementos con una distancia mínima igual a una longitud de onda.



**Figura 29.** Elementos de antena en configuración tipo espiral de Fermat,  $d_{min} = 1\lambda$

El patrón de radiación obtenido con esta configuración se muestra a continuación.



**Figura 30.** Factor de arreglo en configuración tipo espiral de Fermat,  $d_{min} = 1\lambda$ ,  $\phi = 0^\circ$

Se puede observar que no existen lóbulos de tipo rejilla con la misma intensidad que el lóbulo principal.

En este caso, los niveles de lóbulo lateral son -8.9 dB y -9.2 dB para las configura-

ciones con 16 y 32 elementos, respectivamente. El ancho de haz para la configuración con 16 elementos es de  $11.8^\circ$  y de  $8.4^\circ$  para la configuración con 32 elementos. Se puede notar la misma tendencia que el caso anterior; a mayor número de elementos menor nivel de lóbulo lateral y menor valor del ancho de haz.

En este punto, también es posible notar que las configuraciones con  $d_{min} = 0.5\lambda$  presentan un mejor desempeño en nivel de lóbulo lateral con respecto a las configuraciones con  $d_{min} = 1\lambda$ , sin embargo, ya que el presente trabajo pretende trabajar con configuraciones que tengan mayor espacio entre elementos a fin de dejar espacio para la circuitería necesaria en un arreglo práctico, las prestaciones en ancho de banda, distancia mínima y direccionamiento del haz principal son analizadas en configuraciones con distancias mínimas iguales o mayores que una longitud de onda. Las configuraciones con  $d_{min} = 0.5\lambda$  pueden ser útiles en algún escenario particular.

De acuerdo con los resultados mostrados hasta ahora, el valor de ancho de haz y el nivel de lóbulo lateral disminuyen conforme se aumenta el número de elementos en el arreglo. En la tabla 9 pueden verse los niveles de lóbulo lateral y ancho de haz obtenidos en configuraciones con diferente cantidad de elementos. Se tiene considerado una  $d_{min} = 1\lambda$ .

**Tabla 9.** Nivel de lóbulo lateral y ancho de haz con diferente número de elementos,  $d_{min} = 1\lambda$

No. de elementos	Nivel de lóbulo lateral (dB)	Ancho de haz ( $^\circ$ )
16	-8.9	11.8
32	-9.2	8.3
64	-13.7	5.8
128	-13.9	4.1
256	-15	3
512	-17.5	2.1

Puede notarse que el nivel de lóbulo lateral y ancho de haz disminuyen conforme se aumenta el número de elementos en el arreglo. Es importante recordar en este punto que la amplitud es uniforme. La configuración en espiral puede alcanzar niveles de lóbulo lateral de hasta -17.5 dB y un ancho de haz de hasta  $2.1^\circ$  en una configuración con 512 elementos.

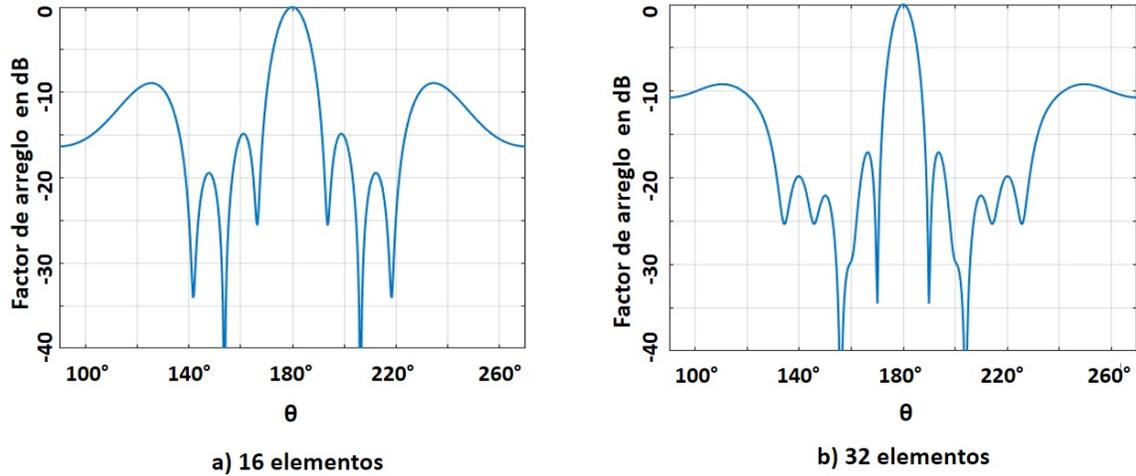
Hasta ahora, se ha podido observar que la configuración en espiral de Fermat permite ubicar a los elementos a distancias iguales a una longitud de onda sin tener que lidiar con la aparición de lóbulos de tipo rejilla, sin embargo, esta distancia puede aumentar sin degradar el desempeño del patrón del arreglo de forma significativa. Esto es analizado en la sección 4.5.

### **4.3. Desempeño de la configuración en espiral de Fermat en función de la frecuencia**

Una de las limitaciones que presenta un arreglo bidimensional periódico es un ancho de banda reducido. Cuando se intenta trabajar con un arreglo periódico a frecuencias iguales o mayores que el doble de la frecuencia principal, aparecen lóbulos de tipo rejilla en el patrón de radiación que son indeseados en la mayoría de diseños. La configuración en espiral de Fermat permite eliminar esta restricción ya que presenta una distribución aperiódica. Esta característica aperiódica permite que las ondas generadas por cada elemento no se sumen de forma constructiva en los ángulos donde suelen aparecer los grating lobes cuando se opera a frecuencias más altas que la principal.

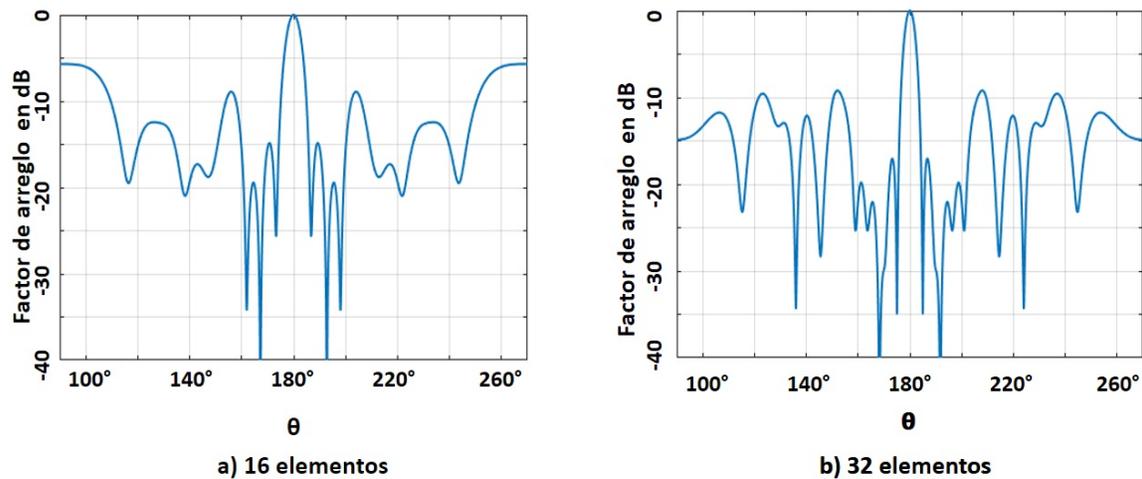
Los diagramas de radiación del factor de arreglo presentados en esta sección tomarán en cuenta una frecuencia principal " $f$ " y sus respectivos múltiplos. Así, un valor " $2f$ " significa el doble de la frecuencia principal del arreglo. En este caso, la frecuencia principal corresponde a la frecuencia más baja a la que puede operar el arreglo.

En la figura 31 puede verse el diagrama de radiación del factor de arreglo de la configuración en espiral cuando se trabaja en la frecuencia principal del arreglo. La distancia mínima se mantiene en  $d_{min} = 1\lambda$ . Los valores de SLL para las configuraciones con 16 y 32 elementos son -8.9 dB y -9.2, respectivamente. En el caso del ancho de haz, la configuración con 16 elementos presentó un ancho de haz igual a  $11.8^\circ$  y la configuración con 32 elementos presentó un ancho de haz igual a  $8.4^\circ$ .



**Figura 31.** Factor de arreglo en una frecuencia principal de la configuración en espiral,  $d_{min} = 1\lambda$ ,  $\phi = 0^\circ$

Ahora bien, el factor de arreglo presentado en la figura 32 corresponde al caso cuando el arreglo opera al doble de la frecuencia principal.



**Figura 32.** Factor de arreglo en el doble de la frecuencia principal de la configuración en espiral,  $d_{min} = 1\lambda$ ,  $\phi = 0^\circ$

Se puede observar en la figura 32 que no aparecen lóbulos de tipo rejilla en el diagrama de radiación. En este caso, se obtiene un SLL de -5.7 dB y -9.2 dB para las

configuraciones con 16 y 32 elementos. El ancho de haz es igual a  $5.8^\circ$  y  $4.2^\circ$  para las configuraciones con 16 y 32 elementos, respectivamente. También es posible notar que el nivel de lóbulo lateral sigue la tendencia de disminuir conforme se aumenta el número de elementos. Con la finalidad de mostrar los resultados que pueden obtenerse en arreglos con mayor número de elementos, se presentan las tablas 9 y 10, en donde se muestran los valores obtenidos de SLL y ancho de haz para configuraciones con distinto número de elementos y en diferentes múltiplos de la frecuencia principal.

**Tabla 10.** Nivel de lóbulo lateral en dB con diferente número de elementos y en diferentes múltiplos de la frecuencia principal,  $d_{min} = 1\lambda$

No. de elementos	Nivel de lóbulo lateral (SLL) en dB									
	1f	2f	3f	4f	5f	6f	7f	8f	9f	10f
16	-8.9	-5.7	-5.7	-5.7	-5.7	-5.7	-5.7	-5.7	-5.7	-5.7
32	-9.2	-9.2	-9.2	-9.2	-9.2	-8.4	-8.4	-8.4	-8.4	-8.4
64	-13.7	-13.7	-13.4	-12.8	-12.4	-12.4	-11.2	-11.2	-11.2	-11.2
128	-13.9	-13.9	-13.9	-13.9	-13.9	-13.9	-13.9	-13.9	-13.9	-13.9
256	-15	-15	-15	-15	-15	-15	-15	-15	-15	-15
512	-17.5	-17.5	-17.5	-17.5	-17.5	-17.5	-17.5	-17.5	-17.5	-17.5

Puede notarse que las configuraciones con mayor número de elementos presentan valores más bajos de nivel de lóbulo lateral (SLL). Además, este nivel no presenta tantas variaciones cuando se opera en los múltiplos de la frecuencia principal, sobre todo en las configuraciones con mayor número de elementos.

En la tabla 11 pueden verse los valores de ancho de haz obtenidos con diferente número de elementos y en distintos múltiplos de la frecuencia principal. En esta table puede verse que el ancho de haz se hace más estrecho en configuraciones con mayor número de elementos y a medida que se aumentan los múltiplos de la frecuencia principal.

**Tabla 11.** Ancho de haz con diferente número de elementos y en diferentes múltiplos de la frecuencia principal,  $d_{min} = 1\lambda$

No. de elementos	Ancho de haz en grados									
	1f	2f	3f	4f	5f	6f	7f	8f	9f	10f
16	11.8	5.8	4	3	2.3	2	1.6	1.4	1.4	1.2
32	8.4	4.2	2.8	2	1.6	1.4	1.2	1	1	0.8
64	5.8	2.8	2	1.4	1.2	1	0.8	0.8	0.6	0.6
128	4.2	2	1.4	1	0.8	0.6	0.6	0.6	0.4	0.4
256	3	1.4	1	0.8	0.6	0.4	0.4	0.4	0.4	0.2
512	2.1	1	0.7	0.6	0.4	0.4	0.2	0.2	0.2	0.2

Por lo tanto, de acuerdo con los resultados obtenidos, en una configuración en espiral de Fermat se puede obtener un nivel de SLL igual a -17.5 dB y un ancho de haz en el rango  $[0.2^\circ, 2.1^\circ]$  cuando se utilizan 512 elementos y cuando se aumenta hasta 10 veces la frecuencia principal del arreglo. Esto se logra con amplitud uniforme y con los elementos a una distancia mínima igual a una longitud de onda.

Es importante notar que una amplitud uniforme evita el uso de amplificadores en el sistema de un arreglo de antenas. Además, la configuración contempla una distancia entre elementos que permite suficiente espacio entre estos, lo cual es útil en arreglos diseñados para altas frecuencias.

Hasta este punto se ha podido observar que una configuración en espiral de Fermat hace posible eliminar la restricción de un ancho de banda reducido que padecen los arreglos bidimensionales periódicos. Con una configuración en espiral de Fermat es posible ubicar a los elementos a distancias iguales a una longitud de onda y además, operar en un ancho de banda amplio sin que aparezcan lóbulos de tipo rejilla en el patrón de radiación en ninguno de los casos.

#### 4.4. Desempeño del arreglo en scanning

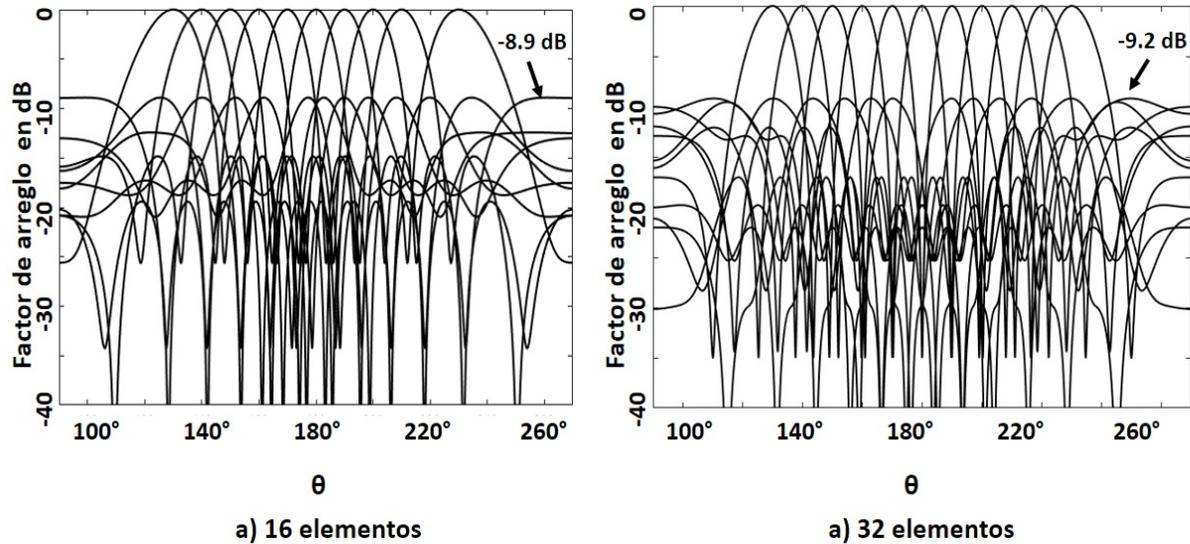
Otra de las limitaciones que presenta un arreglo bidimensional periódico es la aparición de grating lobes cuando se dirige el haz principal hacia ángulos distintos de su respuesta natural. Para evitar este inconveniente, los diseños bidimensionales periódicos

dicos que necesitan mover el haz principal requieren una distancia entre elementos de  $0.5\lambda$ . Con la espiral de Fermat se puede eliminar esta restricción ya que es posible dirigir el haz principal hacia otras direcciones sin que aparezcan lóbulos de tipo rejilla cuando los elementos se encuentran a distancias entre sí iguales o mayores que media longitud de onda.

Para conocer el desempeño que presenta la espiral de Fermat en este aspecto, se analizaron dos casos los cuales se explican a continuación. En el primer caso se trabajó con una frecuencia principal “f” realizando el proceso de scanning en configuraciones con diferente cantidad de elementos. En el segundo caso también se realizó el proceso de scanning en configuraciones con diferente cantidad de elementos pero en múltiplos de la frecuencia principal. La distancia mínima entre elementos es de  $1\lambda$  en todas las configuraciones. En todos los casos, el proceso de scanning se realizó hasta  $\pm 50^\circ$  con saltos de  $10^\circ$  con respecto a la dirección natural del lóbulo principal. De esta manera, se tuvo una variación del haz principal en el ángulo de elevación  $\theta$  en el intervalo  $[130^\circ, 230^\circ]$ .

Comenzando con el primer escenario, en la figura 33 se presenta el factor de arreglo en el proceso de scanning para configuraciones con 16 y 32 elementos en una frecuencia principal y con distancia mínima entre elementos igual a una longitud de onda. En el caso de la configuración con 16 elementos, se obtuvo un ancho de haz mínimo de  $11.8^\circ$  y un ancho de haz máximo de  $18.7^\circ$ . La configuración con 32 elementos presentó un ancho de haz mínimo y máximo de  $8.4^\circ$  y  $13.3^\circ$ , respectivamente. El nivel de lóbulo lateral más alto en el proceso de scanning se señala en cada figura.

Se puede notar que no aparecen lóbulos de tipo rejilla en el proceso de scanning. De esta manera, la espiral de Fermat evita la aparición de lóbulos de tipo rejilla al mover el haz principal cuando los elementos se ubican a una distancia entre ellos igual a una longitud de onda. Esto es algo que no podría realizarse con una arreglo periódico bidimensional.



**Figura 33.** Factor de arreglo en el proceso de scanning en una frecuencia principal con la espiral de Fermat,  $d_{min} = 1\lambda$ ,  $\phi = 0^\circ$

Además de no presentar grating lobes en el patrón de radiación del factor de arreglo, también es posible observar que ambas configuraciones en espiral de Fermat mantienen el nivel de lóbulo lateral sin cambios en todo el proceso de scanning. Los resultados obtenidos se han logrado considerando que todos los elementos son alimentados con la misma amplitud. El parámetro que sí presenta cambios es el ancho de haz, el cual se hace más amplio a medida que se dirige el haz principal a direcciones más alejadas de la dirección original. Se ha podido notar que la configuración con 32 elementos mantiene un haz más estrecho en el proceso de scanning.

Con el objetivo de mostrar lo que sucede en configuraciones con mayor cantidad de elementos, se presenta la tabla 12, en donde se muestran los niveles de SLL y ancho de haz mínimo y máximo obtenidos para cada configuración en el proceso de scanning. En esta tabla, el valor de SLL hace referencia al valor más alto del nivel de lóbulo lateral obtenido en el proceso de scanning recordando que éste se realizó hasta  $\pm 50^\circ$  con saltos de  $10^\circ$  con respecto a la dirección natural del lóbulo principal.

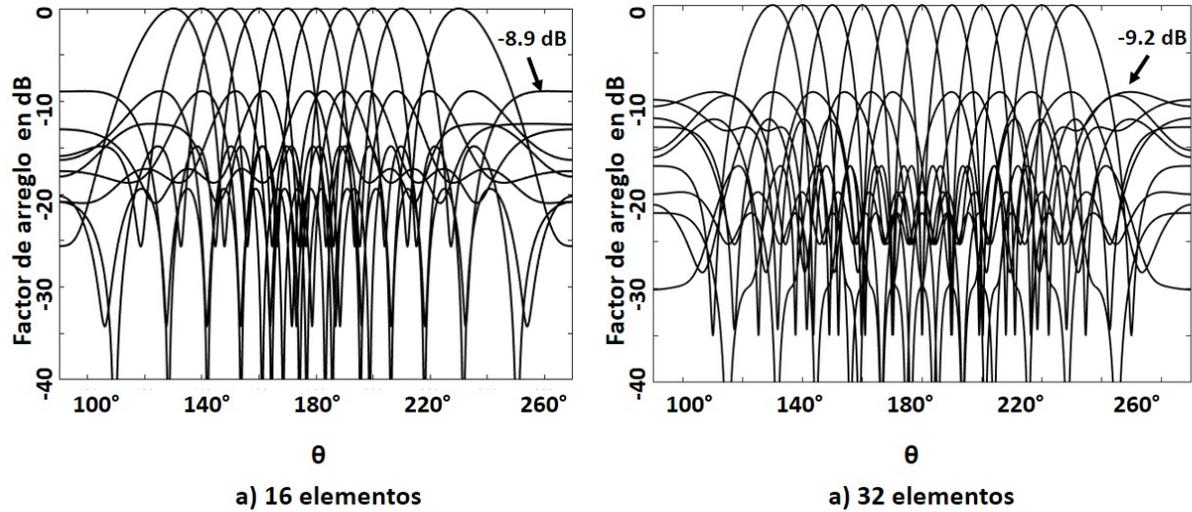
**Tabla 12.** Nivel de lóbulo lateral máximo y ancho de haz mínimo y máximo en el proceso de scanning con diferente número de elementos,  $d_{min} = 1\lambda$

No. de elementos	Nivel de lóbulo lateral (SLL) en dB	Ancho de haz (°)	
		Min.	Máx.
16	-8.9	11.8	18.7
32	-9.2	8.4	13.3
64	-13.7	5.8	9
128	-13.9	4.2	6.4
256	-15	3	4.5
512	-17.5	2.1	3.2

De acuerdo con los datos presentados en la tabla 12, es posible realizar el proceso de scanning hasta  $\pm 50^\circ$  con una configuración de 512 elementos, con una distancia mínima de una longitud de onda y logrando un nivel de lóbulo lateral de -17.5 dB y una variación del ancho del haz de  $2.1^\circ$  a  $3.2^\circ$ , lo cual es un haz considerablemente estrecho.

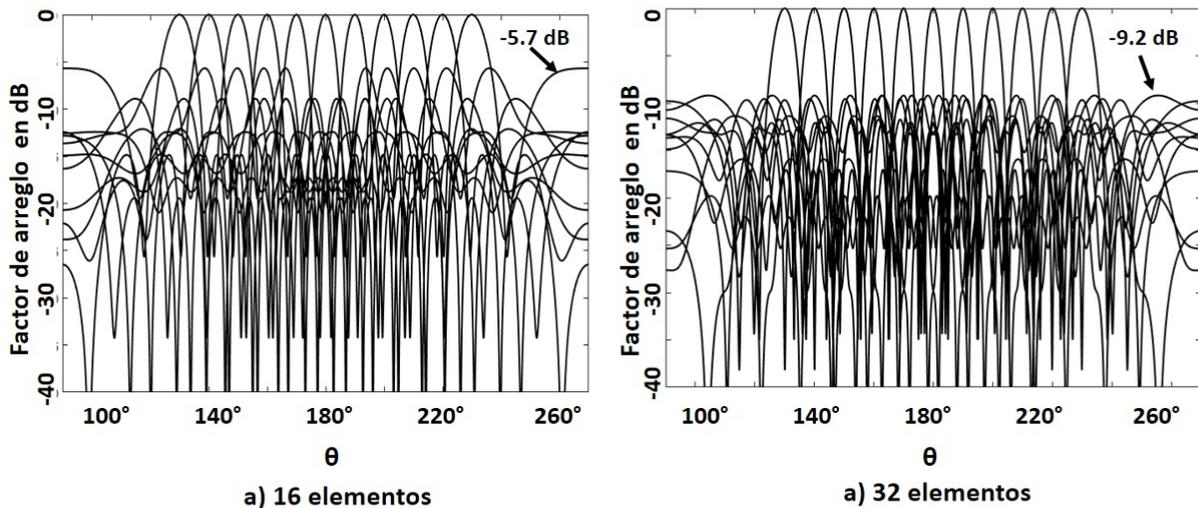
En el siguiente caso se realizó el mismo proceso de scanning para las mismas configuraciones pero en múltiplos de la frecuencia principal del arreglo. En las siguientes cuatro figuras se observa el factor de arreglo en el proceso de scanning en cuatro múltiplos de la frecuencia principal para configuraciones con 16 y 32 elementos. La distancia mínima se mantiene en una longitud de onda como en el caso anterior y al igual que en todos los casos, se considera que todos los elementos son alimentados con la misma amplitud. En cada una de las figuras se señala el nivel más alto de lóbulo lateral obtenido en el proceso de scanning.

El factor de arreglo cuando se opera en la frecuencia principal se muestra en la figura 34. En este caso, tal como se señala en la figura, el nivel máximo de lóbulo lateral en el proceso de scanning fue de -8.9 dB y -9.2 dB para las configuraciones con 16 y 32 elementos, respectivamente. El ancho de haz máximo fue de  $18.7^\circ$  para la configuración con 16 elementos y de  $13.3^\circ$  para la configuración con 32 elementos.



**Figura 34.** Factor de arreglo en el proceso de scanning en frecuencia principal con la espiral de Fermat,  $d_{min} = 1\lambda$ ,  $\phi = 0^\circ$

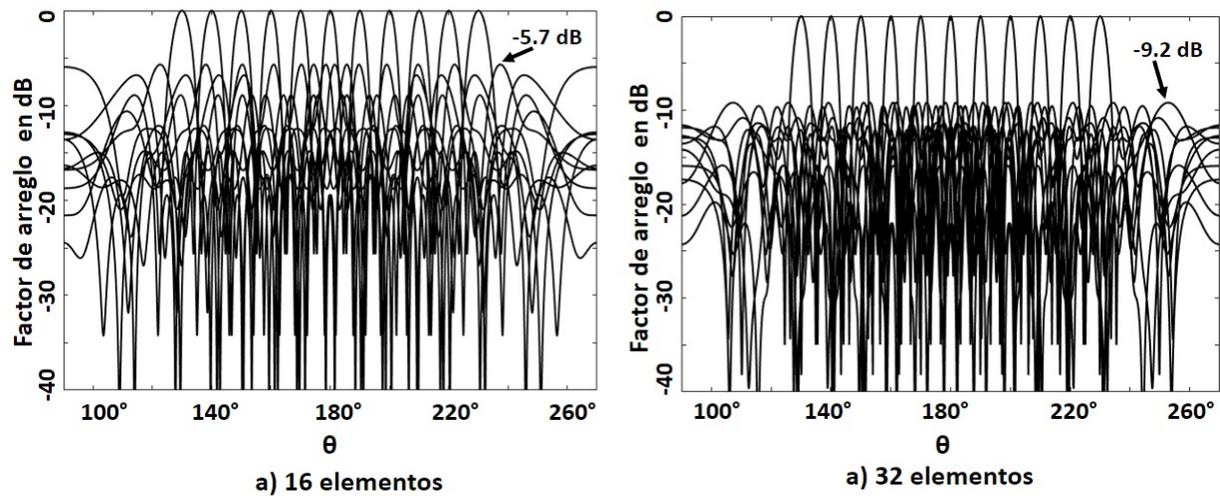
El factor de arreglo en el proceso de scanning cuando se opera al doble de la frecuencia principal se muestra en la figura 35. Se señala que el nivel de lóbulo lateral máximo en la configuración con 16 elementos fue de -5.7 dB y la configuración con 32 elementos presentó un nivel máximo de SLL de -9.2. El ancho de haz máximo fue de  $9.2^\circ$  y  $6.6^\circ$  para las configuraciones con 16 y 32 elementos, respectivamente.



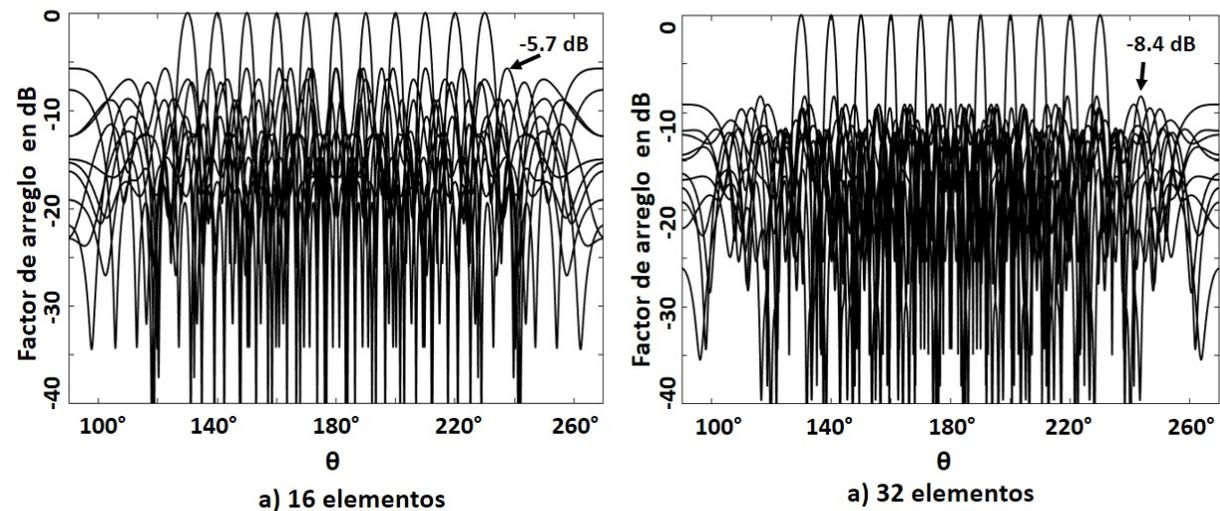
**Figura 35.** Factor de arreglo en el proceso de scanning al doble de la frecuencia principal con la espiral de Fermat,  $d_{min} = 1\lambda$ ,  $\phi = 0^\circ$

El proceso de scanning cuando se opera en tres veces la frecuencia principal se puede ver en la figura 36. En este escenario, la configuración con 16 elementos presentó un ancho de haz máximo de  $6.2^\circ$  y la configuración con 32 elementos presentó un ancho de haz máximo de  $4.3^\circ$ .

En la figura 37 se puede observar el factor de arreglo en el proceso de scanning cuando se opera en cuatro veces la frecuencia principal del arreglo. La configuración con 16 elementos presentó un ancho de haz máximo de  $4.6^\circ$  y en el caso de la configuración con 32 elementos se obtuvo un ancho de haz máximo de  $3.3^\circ$ .



**Figura 36.** Factor de arreglo en el proceso de scanning en tres veces la frecuencia principal con la espiral de Fermat,  $d_{min} = 1\lambda$ ,  $\phi = 0^\circ$



**Figura 37.** Factor de arreglo en el proceso de scanning en cuatro veces la frecuencia principal con la espiral de Fermat,  $d_{min} = 1\lambda$ ,  $\phi = 0^\circ$

Con la finalidad de mostrar los valores obtenidos de SLL y ancho de haz máximos en el proceso de scanning obtenidos en configuraciones con distinto número de elementos y en distintos múltiplos de la frecuencia principal se presentan las tablas 13 y 14. Como se ha mencionado, el nivel de lóbulo lateral (SLL) hace referencia al nivel más alto obtenido en el proceso de scanning mientras que el ancho de haz hace referencia al ancho de haz máximo obtenido en el proceso de scanning.

**Tabla 13.** Nivel máximo de lóbulo lateral en dB en el proceso de scanning con diferente número de elementos y en diferentes múltiplos de la frecuencia principal,  $d_{min} = 1\lambda$

No. de elementos	Nivel de lóbulo lateral (SLL) en dB en el proceso de scanning									
	1f	2f	3f	4f	5f	6f	7f	8f	9f	10f
16	-8.9	-5.7	-5.7	-5.7	-5.7	-5.7	-5.7	-5.7	-5.7	-5.7
32	-9.2	-9.2	-9.2	-8.4	-8.4	-8.4	-8.4	-8.4	-8.4	-8.4
64	-13.7	-13.4	-12.4	-11.2	-11.2	-11.2	-11.2	-10.3	-9.5	-9.5
128	-13.9	-13.9	-13.9	-13.9	-13.9	-13.9	-13.9	-13.9	-12	-12
256	-15	-15	-15	-15	-15	-15	-15	-15	-15	-15
512	-17.5	-17.5	-17.5	-17.5	-17.5	-17.5	-17.5	-17.5	-17.5	-17.5

Con los datos presentados en la tabla 13 es posible observar que el nivel de lóbulo lateral no presenta tantas variaciones cuando se realiza el proceso de scanning en distintos múltiplos de la frecuencia principal. De hecho, los resultados en dicha tabla muestran que un arreglo en espiral de Fermat con 512 elementos puede mantener un SLL de -17.5 dB mientras se realiza el proceso de scanning en los múltiplos de la frecuencia principal. Es importante recordar en este punto que el factor de arreglo se ha calculado considerando que todos los elementos son alimentados con la misma amplitud.

La tabla 14 muestra el ancho de haz máximo obtenido en el proceso de scanning en configuraciones con distinta cantidad de elementos y en diferentes múltiplos de la frecuencia principal. De acuerdo a los datos mostrados en esta tabla, el ancho de haz se hace más estrecho cuando se usan más elementos de antena y cuando se aumenta la frecuencia de operación del arreglo.

**Tabla 14.** Ancho de haz máximo en el proceso de scanning con diferente número de elementos y en diferentes múltiplos de la frecuencia principal,  $d_{min} = 1\lambda$

No. de elementos	Ancho de haz máximo en el proceso de scanning (°)									
	1f	2f	3f	4f	5f	6f	7f	8f	9f	10f
16	18.7	9.2	6.2	4.6	3.7	3	2.6	2.3	2	1.8
32	13.3	6.6	4.3	3.3	2.6	2.2	1.9	1.6	1.4	1.3
64	9	4.5	3	2.2	1.8	1.5	1.2	1.2	1	1
128	6.4	3.2	2.2	1.6	1.2	1	1	0.8	0.7	0.6
256	4.6	2.3	1.6	1.2	1	0.8	0.6	0.6	0.6	0.4
512	3.2	1.6	1	0.8	0.6	0.6	0.4	0.4	0.4	0.4

De este modo, ha sido posible observar que una configuración en espiral de Fermat permite mover el haz principal manteniendo una distancia entre elementos igual a una longitud de onda y en distintos múltiplos de la frecuencia principal. De este modo se han logrado eliminar tres restricciones que presentan los arreglos periódicos, ya que en ninguno de los casos aparecieron lóbulos de tipo rejilla con la misma intensidad que el lóbulo principal.

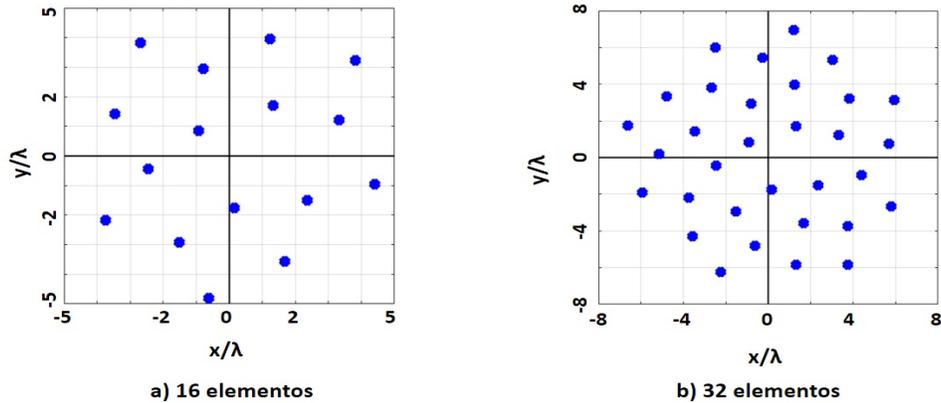
Hasta este momento, sólo se han considerado configuraciones con distancia mínima igual a una longitud de onda. Sin embargo, esta distancia entre elementos puede aumentar sin degradar significativamente el factor de arreglo, principalmente para configuraciones con un número elevado de elementos. Esto se analiza en la siguiente sección.

#### 4.5. Desempeño del arreglo en distancia mínima

Otro de los inconvenientes que presenta un arreglo bidimensional periódico es que los elementos no deben estar demasiado separados para evitar la aparición de lóbulos de tipo rejilla. Cuando se necesita mover el haz principal del arreglo, la distancia no debe ser mayor que  $0.5\lambda$  y cuando el movimiento del haz no es una característica necesaria del arreglo la distancia no debe ser igual o mayor que  $1\lambda$ . Este inconveniente provoca que el espacio entre elementos siempre esté limitado y dicho espacio en ocasiones es útil para la red de alimentación del arreglo. Un arreglo de antenas en espiral de Fermat permite eliminar este inconveniente. Debido a que los elementos mantienen una distribución aperiódica en el plano, es posible separar a los elementos

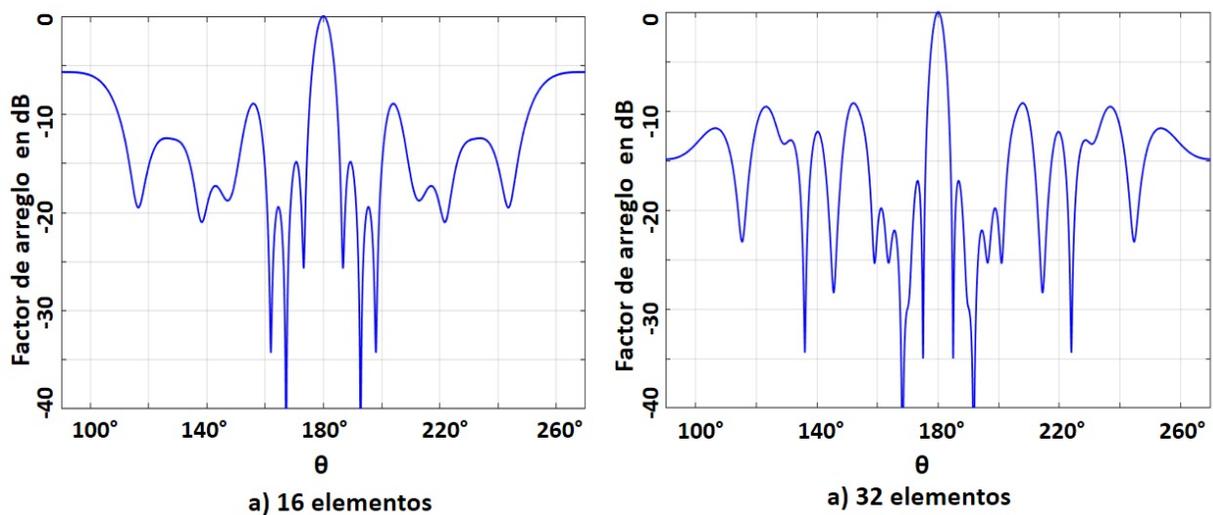
más que una longitud de onda sin tener que lidiar con la aparición de grating lobes.

En la figura 38 puede verse la distribución de elementos en el plano con la espiral de Fermat para configuraciones con 16 y 32 elementos cuando se maneja una distancia mínima entre elementos igual a  $2\lambda$ .



**Figura 38.** Distribución de elementos en espiral de Fermat con  $d_{min} = 2\lambda$

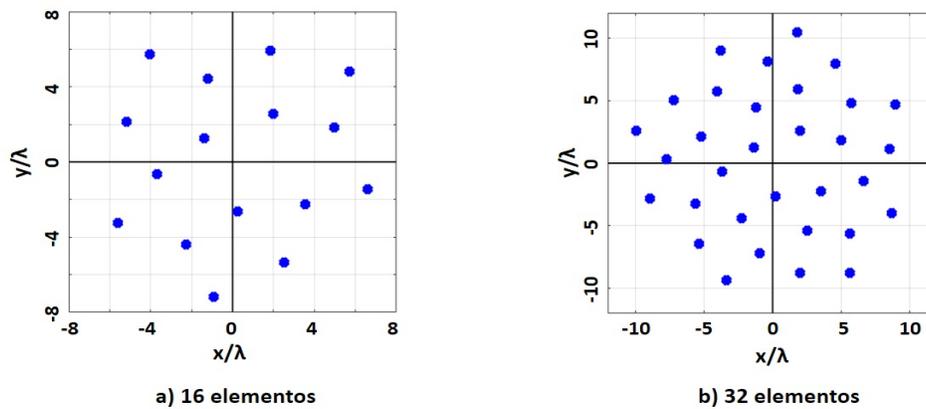
Se puede observar que los elementos se siguen distribuyendo de forma eficiente y ocupan un área mayor para mantener la distancia mínima establecida. El factor de arreglo de estas configuraciones se muestra en la figura 39. Puede notarse que no existen lóbulos de tipo rejilla en el patrón de radiación del factor de arreglo, aún cuando en este caso, los elementos están separados dos longitudes de onda.



**Figura 39.** Factor de arreglo de la configuración en espiral de Fermat con  $d_{min} = 2\lambda$ ,  $\phi = 0^\circ$

Las configuraciones con 16 y 36 elementos presentaron un nivel de lóbulo lateral (SLL) de -5.7 dB y -9.2 dB, respectivamente. En el caso del ancho de haz, la configuración con 16 elementos presentó un ancho de haz igual a  $5.8^\circ$  y la configuración con 32 elementos presentó un ancho de haz de  $4.2^\circ$ . Es posible notar que cuando existen más elementos el nivel de lóbulo lateral disminuye y el valor de ancho de haz también.

Ahora bien, en la figura 40 se muestra la distribución de elementos en espiral de Fermat cuando estos se encuentran separados a una distancia mínima de tres longitudes de onda ( $d_{min} = 3\lambda$ ). Esto es algo que no podría ser realizado con un arreglo bidimensional periódico debido a la aparición de lóbulos de tipo rejilla.



**Figura 40.** Distribución de elementos en espiral de Fermat con  $d_{min} = 3\lambda$

El patrón de radiación del factor de arreglo de esta configuración se muestra en la figura 41, en donde se puede notar que no existen lóbulos de rejilla con la misma intensidad que el lóbulo principal.



Se puede notar que el nivel de lóbulo lateral no presenta tantas variaciones a medida que se aumenta la distancia entre elementos, de hecho, las configuraciones con 128, 256 y 512 no presentan ningún cambio del SLL. Ahora bien, en la tabla 16 se pueden ver los valores de ancho de haz en los mismos escenarios, es decir, variando la distancia mínima desde una hasta diez longitudes de onda.

**Tabla 16.** Ancho de haz con diferente número de elementos y en diferentes valores de distancia mínima

No. de elementos	Ancho de haz en grados									
	$1\lambda$	$2\lambda$	$3\lambda$	$4\lambda$	$5\lambda$	$6\lambda$	$7\lambda$	$8\lambda$	$9\lambda$	$10\lambda$
16	11.8	5.8	4	3	2.3	2	1.6	1.4	1.4	1.2
32	8.4	4.2	2.8	2	1.6	1.4	1.2	1	1	0.8
64	5.8	2.8	2	1.4	1.2	1	0.8	0.8	0.6	0.6
128	4.2	2	1.4	1	0.8	0.6	0.6	0.6	0.4	0.4
256	3	1.4	1	0.8	0.6	0.4	0.4	0.4	0.4	0.2
512	2.1	1	0.7	0.6	0.4	0.4	0.2	0.2	0.2	0.2

Es posible observar que el haz se hace más estrecho en todas las configuraciones a medida que aumenta la distancia entre elementos. Esta tendencia era algo que se esperaba ya que al existir una distancia mayor entre elementos, el arreglo ocupa una mayor apertura, generando así, un haz más estrecho.

Con los resultados presentados en esta sección, se ha comprobado que una configuración en espiral de Fermat permite separar a los elementos de antena más allá de una longitud de onda sin presentar lóbulos de tipo rejilla, solucionando así, otro de los inconvenientes que presenta un arreglo bidimensional periódico.

#### **4.6. Simulación de un arreglo en espiral de Fermat en CST**

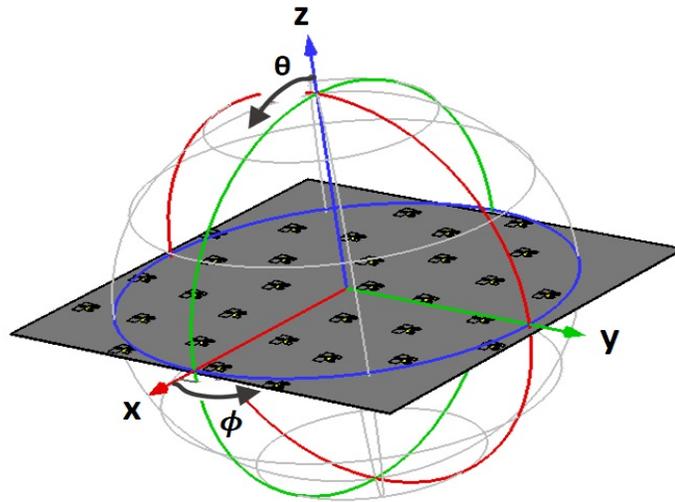
CST es un software que puede calcular el patrón de radiación total de un arreglo de antenas. Entre las ventajas que existen al usar un simulador de onda completa como CST se encuentra el hecho de que el patrón de radiación obtenido toma en cuenta fenómenos como el acoplamiento mutuo, el cual en ocasiones llega a degradar el desempeño de un arreglo, tanto en su patrón de radiación, como en el ancho de

banda de operación.

Después de haber analizado configuraciones de arreglos de antenas en espiral de Fermat en distintos escenarios a nivel de factor de arreglo, en esta sección se presentan los resultados obtenidos al incluir el elemento de antena de banda ancha presentado en la sección 2.8 para generar el patrón de radiación total de un arreglo de antenas en configuración tipo espiral. Se trata de una configuración con 32 elementos de antena en donde dichos elementos se encuentran a una distancia mínima de una longitud de onda con sus elementos vecinos. Se analiza el patrón de radiación desde 3.1 GHz hasta 7.1 GHz, es decir, un ancho de banda de 4 GHz. Además, se realiza el proceso de scanning hasta  $\pm 50^\circ$  con respecto a la respuesta natural del máximo del arreglo, el cual se encuentra en  $180^\circ$ . Las características de esta configuración permiten conocer el desempeño de la configuración en espiral de Fermat en los tres aspectos que se han tratado hasta ahora los cuales son: distancia mínima, proceso de scanning y ancho de banda.

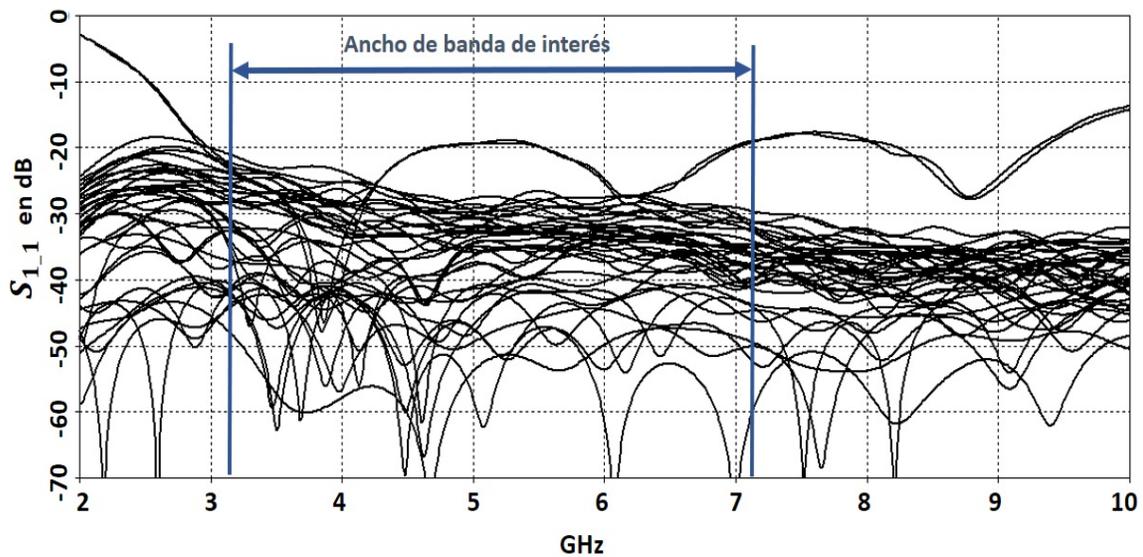
Si no aparecen lóbulos de tipo rejilla cuando los elementos se encuentran separados una longitud de onda, como es en este caso, se podrá confirmar que una configuración en espiral de Fermat permite eliminar la restricción de distancia que presenta un arreglo bidimensional periódico. Si el arreglo opera en todo el ancho de banda de interés sin presentar lóbulos de tipo rejilla en su patrón de radiación, también se podrá confirmar que la espiral de Fermat logra eliminar la restricción de un ancho de banda reducido que presenta un arreglo periódico. De igual manera, si no se presentan grating lobes en el proceso de scanning aún cuando la distancia mínima es de  $1\lambda$ , se podrá decir que la espiral de Fermat elimina esta otra restricción que padecen los arreglos periódicos.

En la figura 42 se muestra el diseño del arreglo en configuración tipo espiral de Fermat. Se utilizó un sustrato común para todos los elementos del mismo tipo que el del elemento simple (Rogers Duroid 5880LZ). Ya que la frecuencia más baja de operación para la que fue diseñado el arreglo fue de 3.1 GHz, la longitud de onda para el diseño fue de 0.096 metros, calculada con la ecuación 1.



**Figura 42.** Diseño en CST de un arreglo de antenas de 32 elementos en configuración tipo espiral de Fermat,  $d_{min} = 1\lambda$

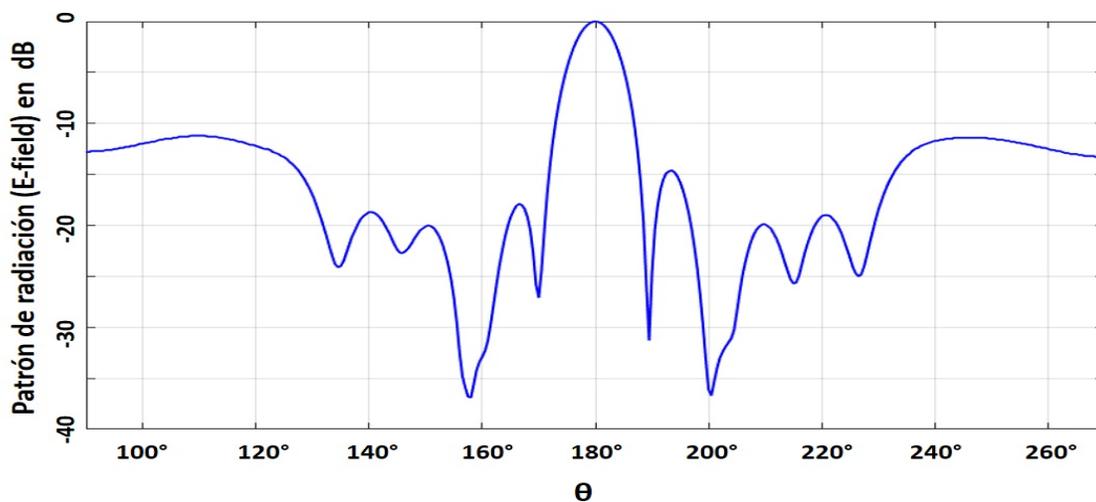
El coeficiente de reflexión  $S_{1,1}$  de cada elemento fue calculado en CST y se muestra en la figura 43. En dicha figura se puede notar que todos los elementos se encuentran por debajo de -10 dB en el ancho de banda de interés (3.1 GHz a 7.1 GHz).



**Figura 43.** Coeficientes de reflexión  $S_{1,1}$  de 32 elementos en un arreglo de antenas en configuración tipo espiral de Fermat calculado en CST,  $d_{min} = 1\lambda$

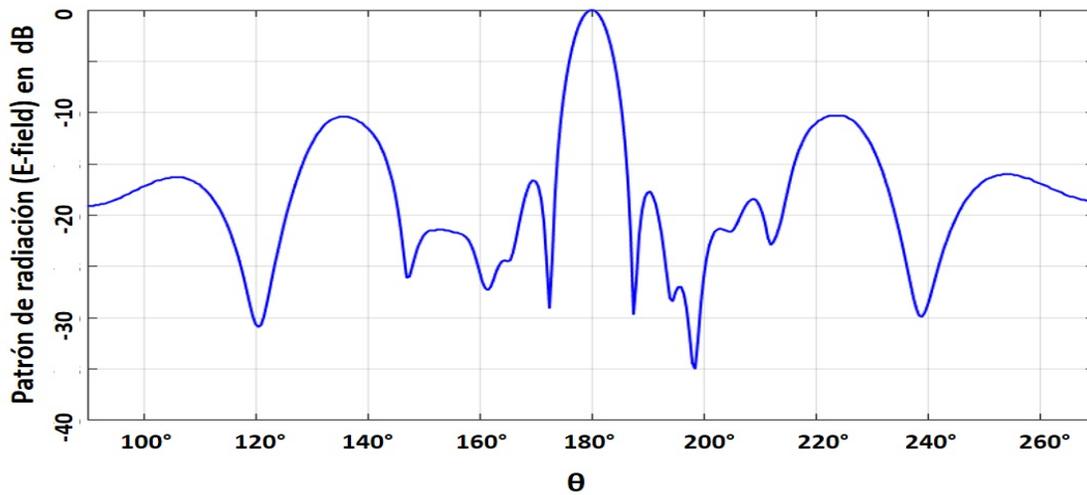
En las siguientes figuras se muestran los patrones de radiación del campo eléctrico (E-field) calculados con CST en distintos cortes de frecuencia desde 3.1 GHz hasta 7.1 GHz.

La figura 44 muestra el patrón de radiación en la frecuencia principal de arreglo, es decir, en 3.1 GHz. El punto más importante para observar es que no existen lóbulos que se asemejen a la intensidad del lóbulo principal. De esta manera, de acuerdo con los resultados obtenidos en CST, puede decirse que la configuración en espiral de Fermat permite ubicar a los elementos a distancias iguales a una longitud de onda sin presentar lóbulos de tipo rejilla en su patrón de radiación. El nivel de lóbulo lateral en esta frecuencia fue de -11.2 dB y el ancho de haz fue de  $8.2^\circ$ .



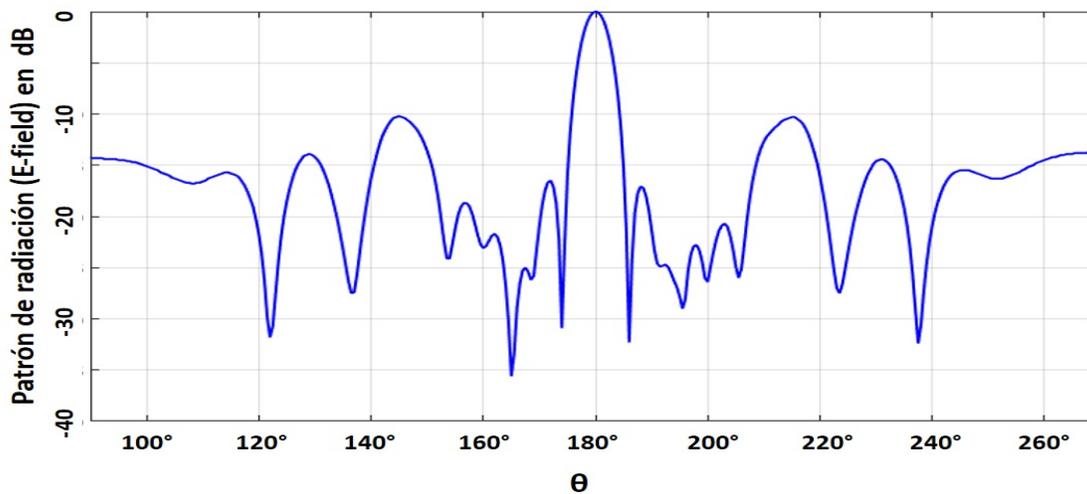
**Figura 44.** Patrón de radiación en CST de un arreglo en espiral de Fermat en 3.1 GHz.  $N=32$ , Campo-E vs ángulo  $\theta$  para  $\phi = 0^\circ$ ,  $d_{min} = 1\lambda$

En la frecuencia de 4.1 GHz, se obtuvo el patrón de radiación presentado en la figura 45. En este caso, el SLL fue de -10.3 dB y el ancho de haz presentó un valor de  $6.3^\circ$ . Puede notarse que el nivel de lóbulo lateral tiene un aumento con respecto al patrón en 3.1 GHz. Por otro lado, el ancho de haz se vuelve más estrecho.



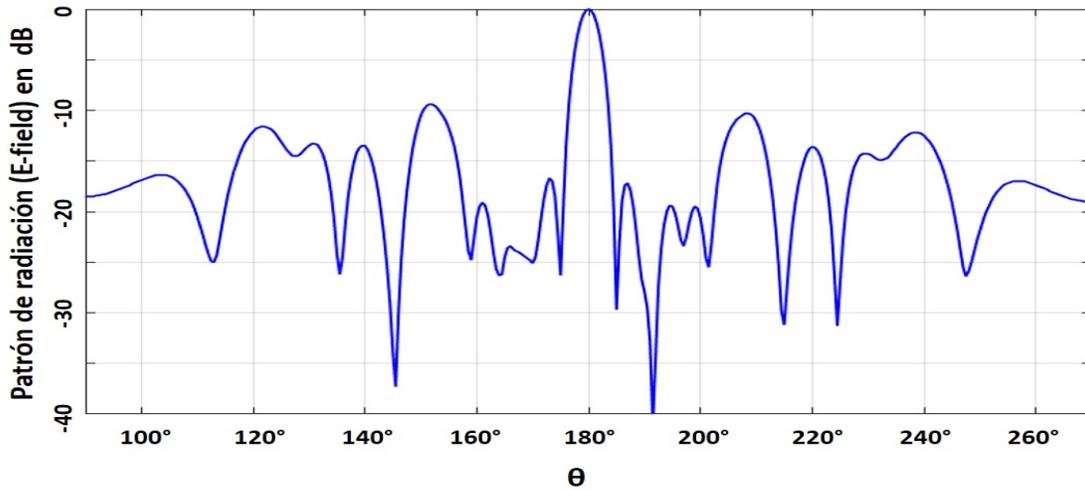
**Figura 45.** Patrón de radiación en CST de un arreglo en espiral de Fermat en 4.1 GHz.  $N=32$ , Campo-E vs ángulo  $\theta$  para  $\phi = 0^\circ$ ,  $d_{min} = 1\lambda$

En 5.1 GHz, se obtuvo el patrón de radiación que se muestra en la figura 46. El nivel de lóbulo lateral fue de -10.3 dB y el ancho de haz tuvo un valor de  $5^\circ$ . Puede notarse que el nivel de lóbulo lateral no presenta cambios con respecto al patrón en 4.1 GHz. Por otro lado, el ancho de haz sigue la tendencia de volverse más estrecho.



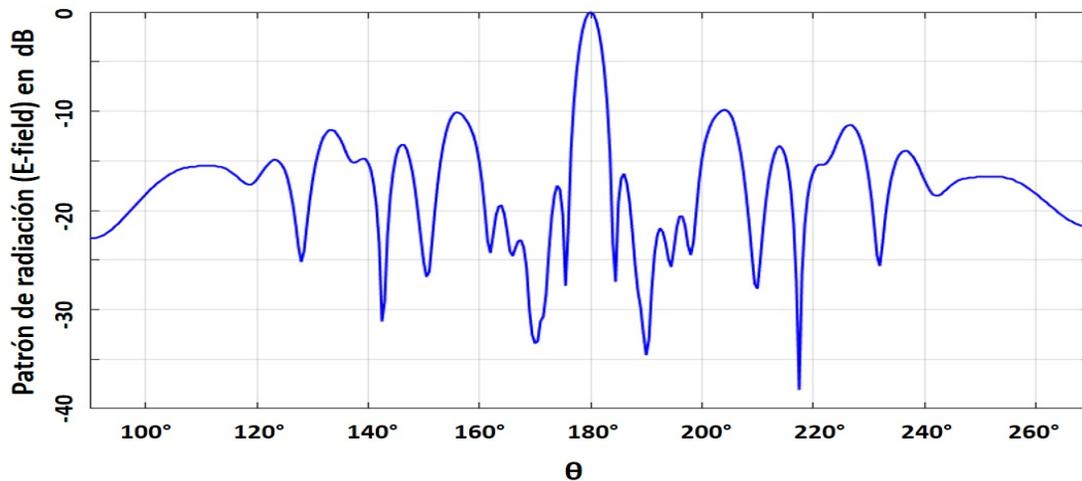
**Figura 46.** Patrón de radiación en CST de un arreglo en espiral de Fermat en 5.1 GHz.  $N=32$ , Campo-E vs ángulo  $\theta$  para  $\phi = 0^\circ$ ,  $d_{min} = 1\lambda$

El patrón de radiación en 6.1 GHz se muestra en la figura 47. El nivel de lóbulo lateral fue de -9.4 dB y el ancho de haz presento un valor de  $4.2^\circ$ . Se puede observar que existió un aumento en el nivel de lóbulo lateral con respecto al patrón de radiación en 5.1 GHz. En el caso del ancho de haz, éste se vuelve aún más estrecho.



**Figura 47.** Patrón de radiación en CST de un arreglo en espiral de Fermat en 6.1 GHz.  $N=32$ , Campo-E vs ángulo  $\theta$  para  $\phi = 0^\circ$ ,  $d_{min} = 1\lambda$

Finalmente, se muestra el patrón de radiación en 7.1 GHz, es decir, en la frecuencia límite superior. Ya que el arreglo de antenas fue diseñado tomando en cuenta que la frecuencia principal era la frecuencia más baja, osea 3.1 GHz, una frecuencia de 7.1 GHz significa más que el doble de la frecuencia principal del arreglo. Como se ha mencionado en secciones anteriores, los arreglos periódicos presentan lóbulos de tipo rejilla cuando intentan operar a frecuencias iguales o mayores que el doble de la frecuencia principal. En este caso, se puede ver en la figura 48 que no existen lóbulos de tipo rejilla en el patrón de radiación del arreglo en espiral de Fermat, aún cuando este se encuentra operando a un valor mayor que el doble de la frecuencia principal del arreglo.



**Figura 48.** Patrón de radiación en CST de un arreglo en espiral de Fermat en 7.1 GHz.  $N=32$ , Campo-E vs ángulo  $\theta$  para  $\phi = 0^\circ$ ,  $d_{min} = 1\lambda$

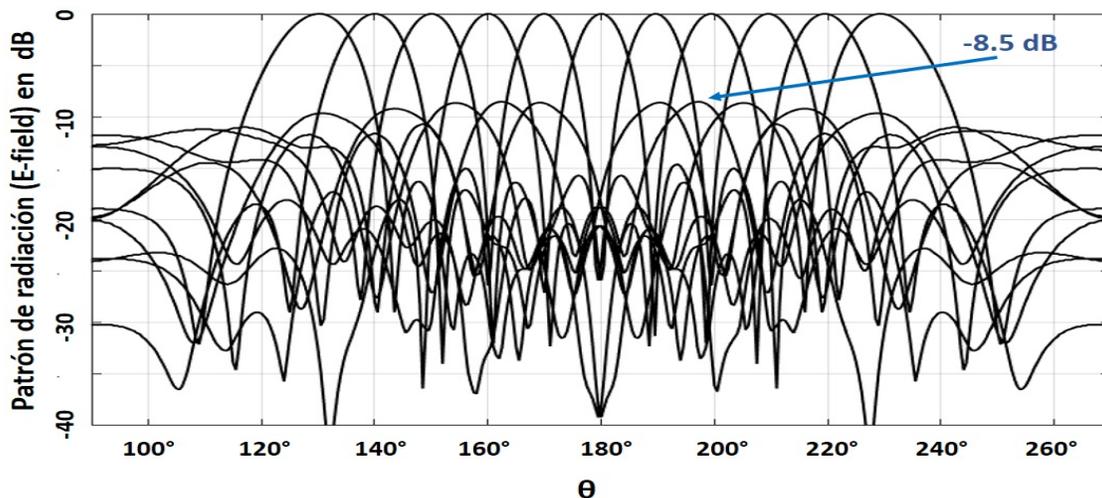
De este modo, se puede afirmar que un arreglo de antenas en espiral de Fermat permite aumentar las prestaciones en ancho de banda en comparación con un arreglo periódico.

Uno de los objetivos al realizar el análisis de las prestaciones de un arreglo en espiral tanto a nivel de factor de arreglo como a nivel del patrón de radiación total utilizando CST era el de conocer las limitaciones que pueden surgir cuando se realiza el diseño real de un arreglo de antenas. En este caso, se presentó en la sección 4.3 las prestaciones obtenidas a nivel de factor de arreglo en el caso de la frecuencia de operación de un arreglo en espiral. Dichos resultados se obtuvieron independientemente del elemento de antena utilizado. En dicha sección se mostró que la configuración en espiral es capaz de trabajar hasta en diez múltiplos de la frecuencia principal sin degradar de forma significativa su desempeño. Sin embargo, en un arreglo práctico, se torna difícil lograr esta característica debido a las limitaciones que existen cuando se hace uso de un elemento de antena. En esta sección, el arreglo pudo operar hasta aproximadamente 2.3 veces la frecuencia principal del arreglo. Este ancho de banda de operación por lo tanto no estuvo limitado por la configuración en espiral en sí, sino por el desempeño del elemento de antena. De este modo, el uso de un elemento de antena que mantenga un patrón de radiación aceptable en un ancho de banda aún

más amplio que el que fue analizado en esta sección será de utilidad para aumentar significativamente las prestaciones de un arreglo con este tipo de geometría. El diseño de un elemento de antena con estas características podría ser un trabajo a futuro en esa línea de investigación.

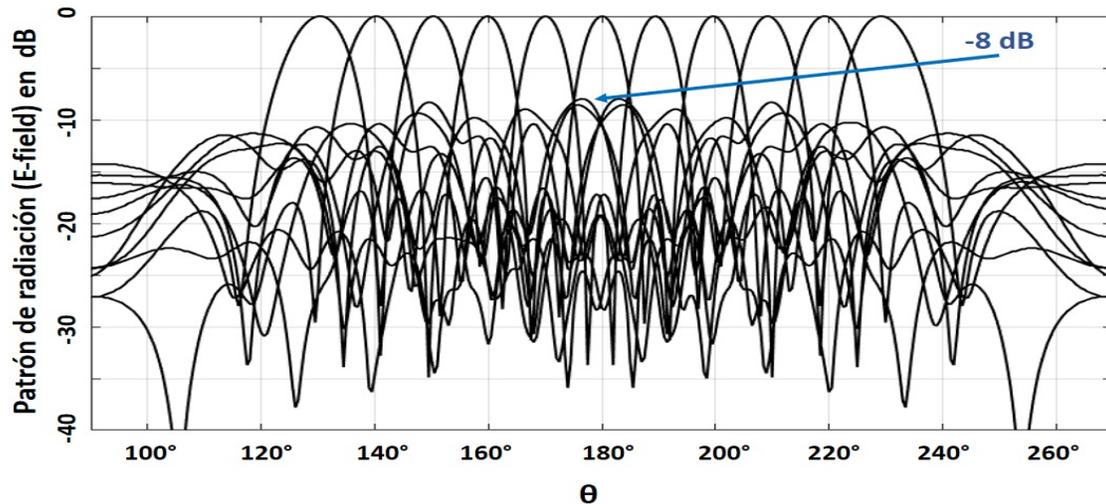
Otra caso que se analizó en CST fue el proceso de scanning. En las siguientes figuras se mostrarán los patrones de radiación obtenidos en el proceso de scanning en los distintos cortes de frecuencia de operación del arreglo. El proceso de scanning se realizó hasta  $\pm 50^\circ$  con respecto a la respuesta natural del arreglo, que se encuentra en  $180^\circ$ .

Los patrones de radiación obtenidos en el proceso de scanning realizado en 3.1 GHz se muestran en la figura 49. Tal como se señala en la figura, el nivel de lóbulo lateral obtenido en el proceso de scanning fue de -8.5 dB. El ancho de haz máximo fue de  $13.3^\circ$ .



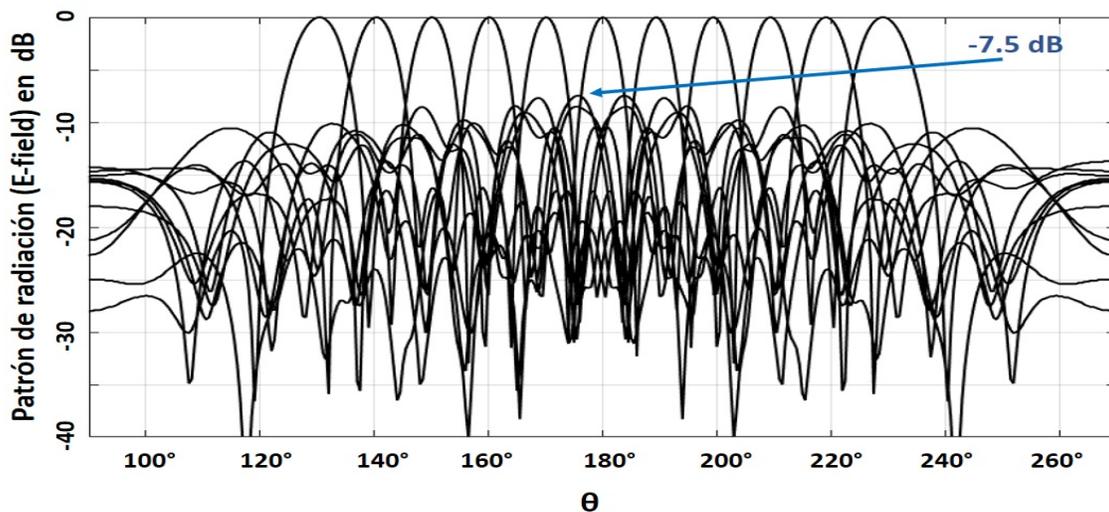
**Figura 49.** Patrones de radiación en CST de un arreglo en espiral de Fermat en el proceso de scanning en 3.1 GHz.  $N=32$ , Campo-E vs ángulo  $\theta$  para  $\phi = 0^\circ$ ,  $d_{min} = 1\lambda$

El proceso de scanning en la frecuencia 4.1 GHz se puede ver en la figura 50. En este caso, el nivel de lóbulo lateral máximo obtenido en el proceso fue de -8 dB y el valor máximo de ancho de haz fue de  $9.9^\circ$ .



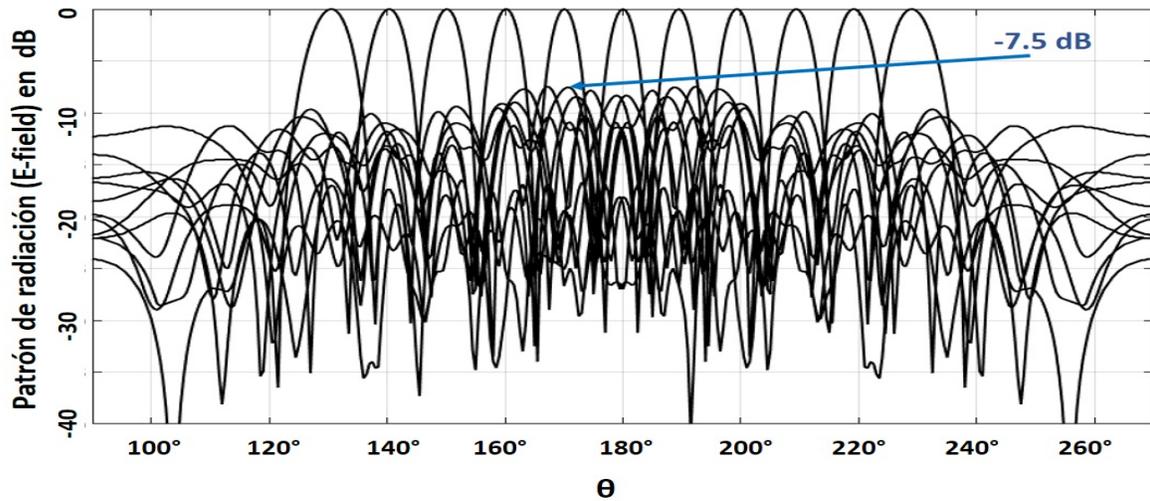
**Figura 50.** Patrones de radiación en CST de un arreglo en espiral de Fermat en el proceso de scanning en 4.1 GHz.  $N=32$ , Campo-E vs ángulo  $\theta$  para  $\phi = 0^\circ$ ,  $d_{min} = 1\lambda$

En la frecuencia 5.1 GHz, se realizó el proceso de scanning el cual se muestra en la figura 51. En este caso, el nivel de lóbulo lateral máximo obtenido en el proceso fue de -7.5 dB. El ancho de haz máximo presentó un valor de  $8^\circ$ .



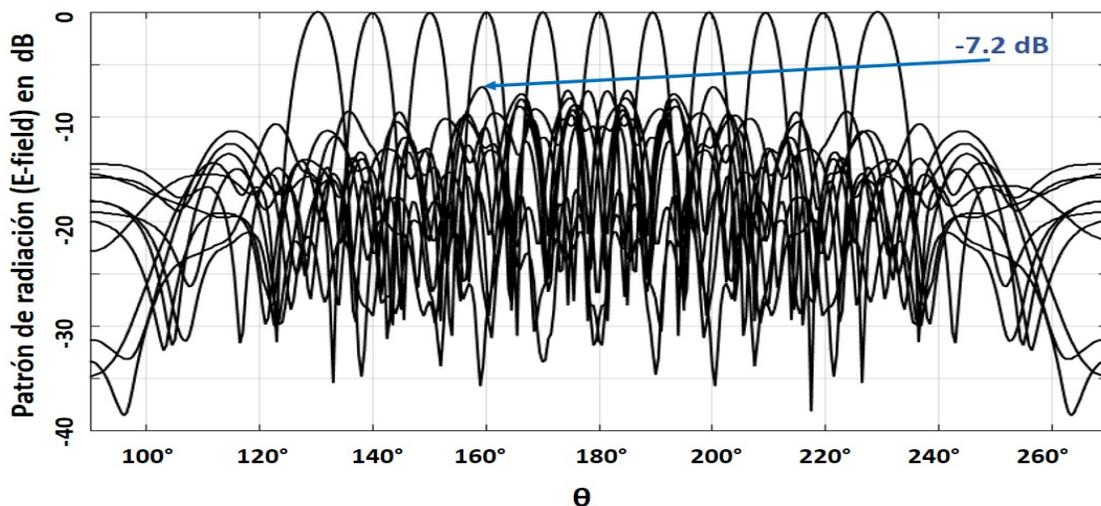
**Figura 51.** Patrones de radiación en CST de un arreglo en espiral de Fermat en el proceso de scanning en 5.1 GHz.  $N=32$ , Campo-E vs ángulo  $\theta$  para  $\phi = 0^\circ$ ,  $d_{min} = 1\lambda$

Cuando se realizó el proceso de scanning en la frecuencia 6.1 GHz, se obtuvieron los patrones de radiación que se muestran en la figura 52. En este caso, el nivel máximo de lóbulo lateral fue de -7.5 dB y el ancho máximo de haz fue de  $6.7^\circ$ .



**Figura 52.** Patrones de radiación en CST de un arreglo en espiral de Fermat en el proceso de scanning en 6.1 GHz.  $N=32$ , Campo-E vs ángulo  $\theta$  para  $\phi = 0^\circ$ ,  $d_{min} = 1\lambda$

Finalmente, se realizó el proceso de scanning en la frecuencia límite superior, es decir, 7.1 GHz. Los resultados obtenidos se pueden observar en la figura 53. El nivel máximo de lóbulo lateral fue de -7.2 dB y el máximo ancho de haz presentó un valor de  $5.7^\circ$ .



**Figura 53.** Patrones de radiación en CST de un arreglo en espiral de Fermat en el proceso de scanning en 7.1 GHz.  $N=32$ , Campo-E vs ángulo  $\theta$  para  $\phi = 0^\circ$ ,  $d_{min} = 1\lambda$

En los resultados obtenidos y mostrados en las últimas 5 figuras, en donde se realizó el proceso de scanning en distintos cortes de frecuencia se pudo observar que no aparecieron lóbulos de tipo rejilla en ninguno de los casos. De este modo, es posible confirmar que una configuración en espiral de Fermat permite mover el haz principal aún cuando los elementos se encuentran separados una longitud de onda y aún cuando se está operando a frecuencias mayores que la frecuencia principal del arreglo.

#### **4.7. Discusión**

En este capítulo se presentaron los resultados obtenidos en el diseño de arreglos de antenas en configuración tipo espiral de Fermat. Se pudo confirmar que una configuración en espiral de Fermat permite eliminar la restricción de distancia entre elementos que se presenta en arreglos periódicos. Fue posible conocer que una configuración en espiral permite operar en un ancho de banda más amplio y también se pudo concluir que un arreglo en espiral de Fermat puede mover su haz principal sin que aparezcan grating lobes aún cuando los elementos están separados una longitud de onda y aún cuando se opera en frecuencias más altas que la frecuencia principal del arreglo.

En todos los resultados mostrados en este capítulo, se analizaron configuraciones en donde se consideró una amplitud uniforme para todos los elementos. Esto se hizo con el objetivo de conocer qué prestaciones se obtendrían con esta condición. Es bien sabido que alterar la amplitud de cada elemento permite obtener niveles de lóbulo lateral aún más bajos que los presentados en este capítulo. Dicha optimización de amplitudes puede ser un trabajo a futuro, eligiendo el método de optimización que mejor se adapte a la configuración en espiral de Fermat. Dicha optimización también podría tener como objetivo mantener un bajo nivel de lóbulo lateral en el proceso de scanning aún cuando éste se realice en distintos múltiplos de la frecuencia principal del arreglo y aún cuando los elementos se encuentran separados una o más longitudes de onda. Es importante notar todas las prestaciones que se pueden obtener con una distribución aperiódica.

Por otro lado, en la última sección en donde se realizó el diseño de un arreglo de antenas en un simulador como CST, se pudo notar la necesidad de un elemento de

antena que pueda operar en un mayor ancho de banda mientras mantiene un patrón de radiación aceptable. Combinar un elemento de antena con esa característica con la configuración en espiral de Fermat podría entregar resultados mucho más interesantes que los que fueron presentados en este trabajo.

## Capítulo 5. Conclusiones

---

Con los resultados obtenidos en el presente trabajo es posible extraer una serie de conclusiones las cuales se presentan en este capítulo. Es importante recordar que la hipótesis planteada al inicio de esta Tesis fue que un arreglo en espiral de Fermat es capaz de eliminar las restricciones que presenta un arreglo bidimensional periódico en tres diferentes escenarios: distancia mínima, proceso de scanning y ancho de banda.

En este capítulo también se exponen las contribuciones realizadas por el presente trabajo de Tesis y los posibles trabajos a futuro que podrían realizarse a partir de los resultados obtenidos.

### 5.1. Conclusiones generales de la Tesis

Después de haber realizado el trabajo de Tesis, se presentan las siguientes conclusiones generales:

La espiral de Fermat es la espiral más adecuada para el diseño de un arreglo de antenas aperiódico en comparación con la espiral logarítmica y la espiral de Arquímedes. La prestación que ofrece para distribuir a los elementos en el plano de una forma eficiente es una de sus características más importantes y es útil en el diseño de un arreglo de antenas aperiódico. Además, las ecuaciones que definen a la espiral de Fermat son sencillas y no se vuelven complejas cuando se aumenta el número de elementos en el arreglo.

Una configuración en espiral de Fermat permite eliminar la restricción de distancia entre elementos que presentan los arreglos bidimensionales periódicos. En la espiral de Fermat, los elementos pueden ser ubicados a distancias iguales o mayores que una longitud de onda sin que aparezcan lóbulos de tipo rejilla en el patrón de radiación.

La restricción que presenta un arreglo bidimensional periódico en el proceso de scanning puede ser eliminada con el uso de una configuración en espiral de Fermat. Se puede realizar el proceso de scanning aún cuando los elementos se encuentran separados una o más longitudes de onda.

Un arreglo en configuración tipo espiral de Fermat tiene un ancho de banda más

amplio que un arreglo bidimensional periódico. Se puede trabajar en frecuencias más altas sin que aparezcan lóbulos de tipo rejilla en el patrón de radiación.

La elección de un elemento de antena es un factor importante que debe ser considerado en el diseño de un arreglo de banda ancha como el que se presentó en este trabajo. Si se requiere un arreglo que opere en un ancho de banda amplio y que sea capaz de realizar el proceso de scanning, se requiere un elemento de antena que pueda operar en todo ese ancho de banda y que además mantenga un patrón de radiación aceptable.

## **5.2. Contribuciones de la Tesis**

El presente trabajo propuso una configuración en espiral de Fermat para eliminar las restricciones que presenta un arreglo bidimensional periódico en el caso de distancia mínima, proceso de scanning y ancho de banda. Los resultados obtenidos con CST en donde se empleó un elemento de antena de banda ancha fueron una contribución importante en donde se pudieron ampliar los resultados obtenidos a nivel de factor de arreglo de otros artículos de investigación. Con dicha simulación realizada en CST, se pudo conocer que la elección de un elemento de antena es un factor importante y que dicha antena debe ser elegida cuidadosamente cuando se desea el diseño real de un arreglo de antenas de banda ancha. Aplicaciones en enlaces satelitales, comunicaciones inalámbricas móviles y recolección de energía electromagnética pueden hacer uso de una configuración tipo espiral de Fermat para obtener la prestación de radiación expuestas en este trabajo y que pueden ser requeridas en una situación particular.

## **5.3. Trabajos a futuro**

Un trabajo a futuro es la optimización de amplitudes para cada elemento de forma que se pueda disminuir aún más el nivel de lóbulo lateral. Esta optimización puede tener como objetivo mantener un bajo nivel de lóbulo lateral en el proceso de scanning en el ancho de banda en donde puede operar el arreglo.

Otro trabajo a futuro sería llevar el diseño a un nivel de implementación o fabricación, tomando en cuenta que la optimización de amplitudes se ha realizado. Dicha

implementación ayudaría a conocer el desempeño que puede tener una configuración en espiral de Fermat en un escenario real.

Finalmente, otro trabajo a futuro podría ser el diseño de una red de alimentación que se acople al arreglo en espiral de Fermat de modo que se puedan crear haces múltiples en el patrón de radiación. Este trabajo permitiría conocer el desempeño que podría lograr un arreglo en espiral de Fermat cuando se generan haces múltiples dirigidos a distintas direcciones espaciales.

## Literatura citada

- (1983). Ieee standard definitions of terms for antennas. *IEEE Std 145-1983*, pp. 1–31.
- Abdul Malek, N., Khalifa, O., Zainal Abidin, Z., Mohamad, S., y Rahman, N. (2018). Beam steering using the active element pattern of antenna array. *Telkomnika (Telecommunication Computing Electronics and Control)*, **16**: 1542–1550.
- Balanis, C. A. (2005). *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley & Sons, tercera edición.
- Balderas, L. I., Reyna Maldonado, A., Panduro, M., Del Río, C., y Gutierrez, A. (2019). Low-profile conformal uwb antenna for uav applications. *IEEE Access*, **pp**: 1–1.
- Cardama, Á., Jofre Roca, L., Rius Casals, J. M., Romeu Robert, J., y Blanch Boris, S. (2002). *Antenas*. Edicions UPC, segunda edición. Barcelona.
- Dardeer, O., Elsadek, H., y Abdallah, E. (2018). 2×2 circularly polarized antenna array for rf energy harvesting in iot system. 12. pp. 1–6.
- Dardeer, O. M. A., Elsadek, H. A., Abdallah, E. A., y Elhennawy, H. M. (2019). 4x4 circularly polarized antenna array for ambient rf energy harvesting. En: *2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*. pp. 1175–1176.
- Dunham, D. (2003). *Hyperbolic Spirals and Spiral Patterns*. The international Society of Arts, Mathematics and Architecture, Department of Computer Science, University of Minnesota, Duluth. USA, pp. 521–528.
- El-makadema, A., Rashid, L., y Brown, A. K. (2014). Geometry design optimization of large-scale broadband antenna array systems. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **62**(4): 1673–1680.
- Elsheakh, D. N. (2019). Broadband dual linear polarized (dlp) antenna array for energy harvesting system. En: *2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*. pp. 1353–1354.
- Gabrielli, L. H. y Hernandez-Figueroa, H. E. (2016). Aperiodic antenna array for secondary lobe suppression. *IEEE Photonics Technology Letters*, **28**(2): 209–212.
- Huang, B. y Xu, Y. (2010). Analysis and design of a novel uwb antenna array. En: *2010 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*. pp. 313–316.
- Ibarra, M., Reyna, A., Panduro, M. A., y del Rio-Bocio, C. (2011). Design of aperiodic planar arrays for desirable isoflux radiation in geo satellites. En: *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*. pp. 3003–3006.
- Ioannides, P. y Balanis, C. A. (2005). Uniform circular and rectangular arrays for adaptive beamforming applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, **4**: 351–354.
- Jin, P., Li, Z., y Wang, J. (2016). The array design of the distributed space-based radar based on sunflower arrays. En: *2016 11th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE)*. pp. 283–286.

- Keijsers, J. G. M. (2016). *Density Tapering for Sparse Planar Spiral Antenna Arrays*. Tesis de maestría, Delft University of Technology.
- Kildal, P.-S. (2015). *Foundations of antenna engineering*. Kildal Antenn AB, primera edición. Gothenburg, Suecia.
- Kim, S. y Nam, S. (2019). A compact and wideband linear array antenna with low mutual coupling. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **67**(8): 5695–5699.
- Lekkas, A., Dahl, A. R., Breivik, M., y Fossen, T. (2013). Continuous-curvature path generation using fermat's spiral. *Modeling, Identification and Control (MIC)*, **34**: 183–198.
- Martinez-Graullera, s., Martin, C., Godoy, G., y Ullate, L. (2009). 2d array design based on fermat spiral for ultrasound imaging. *Ultrasonics*, **50**: 280–9.
- Milligan, T. A. (2005). *Modern antenna design*. John Wiley & Sons, Inc, segunda edición. Hoboken, New Jersey, pp. 102–127.
- Noordin, N. H., El-Rayis, A. O., Haridas, N., Flynn, B., Erdogan, A. T., y Arslan, T. (2011). Triangular lattices for mutual coupling reduction in patch antenna arrays. En: *2011 Loughborough Antennas Propagation Conference*. pp. 1–4.
- Ossa, O., Camen, A., Ramirez, C., Reyes Vera, E., y Lopez, F. (2018). Efectos en el coeficiente de reflexión de una antena de microcinta rectangular debidos a las modificaciones de posición de una ranura en la capa radiante. *Revista EIA*, **14**: 85.
- Sadoc, J.-F., Rivier, N., y Charvolin, J. (2012). Phyllotaxis: A non-conventional crystalline solution to packing efficiency in situations with radial symmetry. *Acta Crystallographica Section A Foundations of Crystallography*, **68**.
- Sahu, J. y Sethy, P. (2015). Design of linear, planar and circular antenna array using toolboxes of matlab. *International Journal of Engineering Research*, **20**: 2319–68902347.
- Schmid, C., Feger, R., Wagner, C., y Stelzer, A. (2011). Mutual coupling and compensation in fmcw mimo radar systems. *Frequenz*, **65**: 297–302.
- Stutzman, W. L. y Thiele, G. A. (1998). *Antenna Theory and Design*. John Wiley Sons.
- Sugitani, T., Kubota, S., Toya, A., y Kikkawa, T. (2012). Compact planar uwb antenna array for breast cancer detection. En: *Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*. pp. 1–2.
- Viganó, M., Toso, G., Gerard, C., Cyril, M., y Lager, I. (2009). Sunflower array antenna with adjustable density taper. *International Journal of Antennas and Propagation*, **2009**.
- Xing, W., Qu, S., y Yang, S. (2018). A wideband phased antenna array based on tapered cavities in triangular lattice arrangement. En: *2018 IEEE International Conference on Computational Electromagnetics (ICCEM)*. pp. 1–3.