

La investigación reportada en esta tesis es parte de los programas de investigación del CICESE (Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California).

La investigación fue financiada por el CONAHCYT (Consejo Nacional de Humanidades, Ciencias y Tecnologías).

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México). El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo o titular de los Derechos de Autor.

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



---

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

---

**Diseño de arreglos de antenas para entornos de 5G  
utilizando técnicas de simplificación  
en la red de alimentación**

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

Presenta:

**Elizvan Juárez Pacheco**

Ensenada, Baja California, México  
2023

Tesis defendida por  
**Elizvan Juárez Pacheco**

y aprobada por el siguiente Comité

---

**Dr. Marco Antonio Panduro Mendoza**

Codirector de tesis

---

**Dr. David Hilario Covarrubias Rosales**

Codirector de tesis

**Dr. Roberto Conte Galván**

**Dr. Miguel Ángel Alonso Arévalo**

**Dr. Alberto Reyna Maldonado**

**Dr. Carlos del Río Bocio**



---

**Dra. María del Carmen Maya Sánchez**

Coordinadora del Posgrado en Electrónica y Telecomunicaciones

---

**Dra. Ana Denise Re Araujo**

Directora de Estudios de Posgrado

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

### **Diseño de arreglos de antenas para entornos de 5G utilizando técnicas de simplificación en la red de alimentación**

Resumen aprobado por:

---

Dr. Marco Antonio Panduro Mendoza  
**Codirector de tesis**

---

Dr. David Hilario Covarrubias Rosales  
**Codirector de tesis**

En los últimos años, las redes de comunicaciones inalámbricas de quinta generación (5G) han tomado gran relevancia debido al crecimiento del número de usuarios móviles que se conectan a estas redes inalámbricas. Estas redes utilizan arreglos de antenas para generar haces de radiación directivos que pueden escanearse en una o múltiples direcciones en el espacio mediante el control de una red de alimentación. En una red de alimentación convencional cada elemento de antena se alimenta con un dispositivo amplificador y desfasador, lo que resulta en sistemas costosos y complejos de implementar. Por lo tanto, esta tesis de investigación propone nuevas técnicas de diseño que simplifican la red de alimentación al reducir el número de puertos de entrada y dispositivos desfasadores necesarios en el sistema de antenas. Las configuraciones propuestas consideran como requisitos de diseño el nivel de lóbulo lateral (SLL por sus siglas en inglés), rango de escaneo del haz principal y ancho de banda de operación adecuados para sistemas de 5G. Así, se introduce la técnica de bloques CORPS (Estructuras Periódicas de Radiación Coherente, en inglés) como una solución para simplificar la red de alimentación en arreglos lineales y planares. Esta técnica aprovecha la propiedad de interpolación de fase de las redes CORPS de una capa para generar los valores cofasales ideales necesarios para escanear el haz principal. Además, la aplicación de una excitación de amplitud de coseno alzado genera un haz de radiación con bajo SLL. Adicionalmente, se aplica la técnica de bloques CORPS en configuraciones con subarreglos para mejorar la reducción de desfasadores en comparación con la implementación individual de cada tecnología. Los resultados obtenidos mediante simulación electromagnética y mediciones experimentales validan los diferentes diseños propuestos. Todo esto contribuye al estado del arte al presentar diferentes diseños de arreglos de antenas que simplifican la red de alimentación manteniendo buenas características en el patrón de radiación en comparación con diseños tradicionales.

**Palabras clave:** Arreglo de antenas, Red de alimentación, Quinta generación, Arreglo lineal, Arreglo planar.

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

**Design of antenna arrays for 5G environments using simplification techniques in the feeding network**

Abstract approved by:

---

PhD. Marco Antonio Panduro Mendoza  
**Thesis Co-Director**

---

PhD. David Hilario Covarrubias Rosales  
**Thesis Co-Director**

In recent years, fifth-generation wireless networks (5G) have become very relevant due to the exponential growth in the number of mobile users connecting to wireless networks. These networks employ antenna arrays to generate directional radiation beams that can be scanned in one or multiple directions in space by controlling a feeding network. In a conventional feeding network, each antenna element is fed with an amplifier and phase shifter device, which results in expensive and complex systems to implement. Therefore, this thesis proposes novel design techniques that simplify the feeding network by reducing the number of input ports and phase shifter devices required in the antenna system. The proposed configurations take into account requirements such as side lobe level (SLL), scanning range, and bandwidth appropriate for 5G systems. Thus, the CORPS (Coherent Radiation Periodic Structures) blocks technique is introduced as a solution to simplify the feeding network in linear and planar phased arrays. This technique takes advantage of the phase interpolation property of single-layer CORPS to generate the ideal cophasal values necessary for the main beam scanning. Furthermore, the application of a raised-cosine amplitude distribution generates a radiation beam with low SLL. Additionally, the CORPS blocks technique is applied in subarrays configurations to improve the phase shifters reduction compared to the individual implementation of each technology. The results obtained by electromagnetic simulation and experimental measurements validate the different proposed designs. This contributes to the state of the art by different designs of antenna arrays that simplify the feeding network while maintaining good radiation pattern characteristics when compared to traditional designs.

**Keywords:** Antenna array, Feeding network, Fifth Generation, Linear array, Planar array.

## **Dedicatoria**

**A mi familia, directores de tesis y amigos,  
quienes me han acompañado  
en este largo camino.**

**¡Muchas gracias!**

## Agradecimientos

Al Consejo Nacional de Humanidades, Ciencias y Tecnologías (CONAHCyT, con número de becario 755320) por el apoyo económico brindado durante los cuatro años que duro mi doctorado, y al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California (CICESE) por recibirme y permitirme realizar mis actividades de investigación.

A mis codirectores, el Dr. Marco A. Panduro y el Dr. David H. Covarrubias, a quienes quiero expresar mi profundo agradecimiento por todo el apoyo y la guía que me brindaron durante el desarrollo de mi tesis doctoral. Gracias por compartir conmigo su valiosa experiencia y conocimientos, los cuales han contribuido enormemente a mi desarrollo profesional.

A mis sinodales, el Dr. Roberto Conte, Dr. Miguel A. Alonso, Dr. Alberto Reyna y el Dr. Carlos del Río, a quienes expreso mi gratitud por todo el apoyo y sus valiosas recomendaciones para el desarrollo de mi trabajo de investigación doctoral.

A mi amigos y compañeros Telecos, Brian, Gustavo, Miguel, Enrique y Roilhi, por haber compartido conmigo momentos de aprendizaje, intercambio de ideas y diversas actividades durante mi estancia en el CICESE.

Por último, deseo expresar mi agradecimiento a mi madre Virgilia, y a mi hermano Erik, quienes siempre han estado a mi lado, brindándome su apoyo y cuidado a lo largo de cada etapa de mi formación estudiantil y profesional.

## Tabla de contenido

	Página
Resumen en español.....	ii
Resumen en inglés.....	iii
Dedicatoria .....	iv
Agradecimientos.....	v
Lista de figuras.....	ix
Lista de tablas .....	xii
<b>Capítulo 1. Introducción.....</b>	<b>1</b>
1.1 Antecedentes .....	1
1.2 Planteamiento del problema .....	2
1.3 Análisis del estado del arte .....	3
1.4 Justificación .....	6
1.5 Hipótesis.....	7
1.6 Objetivos .....	8
1.6.1 Objetivo general.....	8
1.6.2 Objetivos específicos.....	8
1.7 Organización de la tesis.....	8
<b>Capítulo 2. Teoría de arreglos de antenas .....</b>	<b>11</b>
2.1 Introducción .....	11
2.2 Concepto de arreglo de antenas.....	11
2.3 Modelo general del arreglo de antenas.....	12
2.4 Diagrama de radiación .....	14
2.5 Factor de arreglo .....	16
2.5.1 Arreglo lineal de antenas .....	16

2.5.2	Arreglo planar de antenas.....	17
2.6	Valor de excitación de fase. ....	18
2.7	Valor de excitación de amplitud.....	19
2.8	Patrón de radiación del elemento de antena. ....	19
2.9	Conclusiones.....	22
<b>Capítulo 3. Diseño de la red CORPS.....</b>		<b>23</b>
3.1	Introducción .....	23
3.2	Modelo de la red CORPS tradicional .....	23
3.3	Diseño de los bloques CORPS.....	25
3.3.1	Diseño del bloque CORPS 2 × 3 .....	27
3.3.2	Diseño del bloque CORPS 4 × 7 .....	30
3.4	Conclusiones .....	33
<b>Capítulo 4. Diseño de arreglos lineales y planares aplicando bloques CORPS .....</b>		<b>35</b>
4.1	Introducción .....	35
4.2	Implementación de los bloques CORPS en arreglos lineales .....	35
4.2.1	Análisis teórico .....	35
4.2.2	Resultados experimentales .....	40
4.3	Implementación de los bloques CORPS en arreglos planares.....	43
4.3.1	Análisis teórico .....	44
4.3.2	Resultados de simulación EM.....	47
4.4	Conclusiones.....	51
<b>Capítulo 5. Diseño de arreglos lineales usando bloques CORPS y subarreglos .....</b>		<b>52</b>
5.1	Introducción .....	52
5.2	Configuración de CORPS-Subarreglos .....	52

5.2.1	Diseño del bloque CORPS para subarreglos .....	52
5.2.2	Valor de fase y amplitud para la configuración de CORPS-Subarreglos.....	55
5.2.3	Resultados numéricos .....	58
5.2.4	Resultados experimentales .....	61
5.3	Conclusiones.....	65
<b>Capítulo 6. Conclusiones .....</b>		<b>67</b>
6.1	Conclusiones generales del trabajo de investigación .....	67
6.2	Contribuciones realizadas por el trabajo de investigación .....	68
6.3	Trabajo a futuro .....	69
<b>Literatura citada .....</b>		<b>71</b>

## Lista de figuras

Figura	Página
1. Configuración de arreglo de antenas (a) convencional y (b) con subarreglos uniformes. ....	3
2. Configuración de arreglo de antenas con subarreglos aleatorios .....	4
3. Configuración de arreglo de antenas con subarreglos intercalados.....	4
4. Configuración de arreglo de antenas con subarreglos entrelazados.....	4
5. Configuración de arreglo de antenas con CORPS. ....	5
6. Configuración de arreglo de antenas con suma vectorial.....	5
7. Organización de esta tesis de investigación.....	9
8. Distribución de corrientes en un arreglo de antenas (modificado de Cardama et al., 2002)..	12
9. Diagrama de radiación en coordenadas (a) polares y (b) cartesianas. ....	15
10. Diagrama de radiación típico. ....	15
11. Arreglo lineal de N elementos de antena. ....	17
12. Arreglo planar de N × M elementos de antena.....	17
13. (a) Valores cofasales y (b) factor de arreglo para las direcciones de escaneo de $\vartheta_0 = [-30^\circ, -15^\circ, 0^\circ, 15^\circ, 30^\circ]$ . ....	18
14. Comportamiento del factor de arreglo para diferentes valores de $a$ del coseno alzado. ....	20
15. Antena de parche circular.....	21
16. Patrón de radiación tridimensional de la antena de parche circular obtenido mediante simulación EM. ....	21
17. (a) Estructura de una red CORPS 2 × 3. (b) Comportamiento de la red CORPS 2 × 3 para una pendiente de fase de entrada de 60° y 120° grados. ....	24
18. Valores de fase normalizados considerando diferentes configuraciones de redes CORPS.....	25
19. Estructura propuesta para un bloque CORPS 4 × 7.....	25
20. Comportamiento de los valores de fase para el bloque CORPS 4 × 7 al aplicar una pendiente de fase de entrada de (a) 80° y (b) 160°. ....	26
21. Pérdidas combinatorias para la red CORPS 4 × 7 (a) propuesta y (b) tradicional. ....	27
22. Divisor de potencia Gysel: (a) dimensiones, (b) parámetros S obtenidos mediante simulación EM. ....	28

23. (a) Dimensiones del bloque CORPS $2 \times 3$ . (b) Comportamiento del flujo de potencia. ....	28
24. Comportamiento de la fase versus frecuencia del bloque CORPS $2 \times 3$ . ....	28
25. Bloque CORPS $2 \times 3$ : (a) prototipo fabricado, (b) coeficientes de reflexión medidos y simulados. ....	29
26. Coeficientes de transmisión medidos y simulados para el bloque CORPS $2 \times 3$ : (a) puerto de entrada 1, (b) puerto de entrada 2. ....	29
27. (a) Diseño en CST Microwave Studio del bloque CORPS $4 \times 7$ . (b) Comportamiento del flujo de potencia cuando se alimentan los puertos de entrada 1 y 3. ....	30
28. Valores de fase obtenidos teóricamente y mediante simulación EM para el bloque CORPS $4 \times 7$ . ....	31
29. Bloque CORPS $4 \times 7$ : (a) prototipo fabricado, (b) coeficientes de reflexión medidos y simulados. ....	31
30. Coeficientes de transmisión medidos y simulados para el bloque CORPS $4 \times 7$ : (a) puerto de entrada 1; (b) puerto de entrada 2; (c) puerto de entrada 3; (d) puerto de entrada 4. ....	32
31. Configuración propuesta para un arreglo lineal de 7 antenas alimentado por un bloque CORPS $4 \times 7$ . ....	36
32. Patrón de radiación obtenido al escanear el haz principal en un arreglo lineal de 7 antenas alimentado por la configuración propuesta de bloques CORPS. ....	38
33. (a) Configuración de bloques CORPS para un arreglo lineal de 11 antenas. (b) Patrón de radiación calculado para diferentes configuraciones de arreglos lineales. ....	39
34. Diseño del sistema de antenas completo para el arreglo lineal propuesto. (a) Estructura general. (b) Prototipo fabricado. ....	40
35. Esquemático del divisor de potencia asimétrico de tipo Wilkinson. ....	41
36. Coeficientes de reflexión activos para el arreglo lineal de 7 antenas con dirección de escaneo $\vartheta_0 = 25^\circ$ . ....	42
37. Patrón de radiación 3D obtenido mediante simulación EM. (a) $\vartheta_0 = 0^\circ$ . (b) $\vartheta_0 = 15^\circ$ . (c) $\vartheta_0 = 25^\circ$ . (d) Patrón de radiación medido experimentalmente para la configuración propuesta. ....	42
38. Configuraciones propuestas para arreglos planares usando bloques CORPS. ....	44
39. Diagrama de bloques para la configuración 2 de arreglos planares. ....	45
40. Plano de fase generado para la configuración propuesta 1 y 2. ....	45
41. Coeficientes de reflexión activos para el arreglo planar $7 \times 7$ con dirección de escaneo $\phi_0 = 90^\circ$ y $\vartheta_0 = 40^\circ$ . ....	48

42. Patrón de radiación obtenido en las configuraciones propuestas para la máxima dirección de escaneo en (a) azimut y (b) elevación.....	48
43. Patrón de radiación 3D obtenido en CST Microwave Studio: configuración 1 (a) $\phi_0 = 0^\circ$ y $\vartheta_0 = -25^\circ$ , y (b) $\phi_0 = 90^\circ$ y $\vartheta_0 = 40^\circ$ ; configuración 2 (c) $\phi_0 = 0^\circ$ y $\vartheta_0 = 25^\circ$ , y (d) $\phi_0 = 90^\circ$ y $\vartheta_0 = -25^\circ$ . 49	
44. Comportamiento del bloque CORPS 4 × 7 al aplicar una pendiente de fase de entrada de $0^\circ$ , $80^\circ$ y $160^\circ$ . .....	53
45. Diseño realizado en CST Microwave Studio del bloque CORPS 4 × 7 recortado. ....	53
46. Comportamiento de la fase versus frecuencia para el bloque CORPS 4 × 7 recortado. ....	54
47. Coeficientes de reflexión medidos y simulados para el bloque CORPS 4 × 7 recortado. ....	54
48. Coeficientes de transmisión medidos y simulados para el bloque CORPS 4 × 7 recortado: (a) puerto 1 y 2; (b) puerto 3 y 4. ....	54
49. Construcción de un bloque CORPS 6 × 11.....	55
50. Diagrama a bloques de la configuración propuesta CORPS-Subarreglos para el arreglo lineal. ....	56
51. Comparación del patrón de radiación generado en configuraciones de subarreglos con alimentación de fase tradicional y propuesta.....	57
52. (a) Caso 1: Configuración CORPS-Subarreglos para un arreglo lineal de $N = 11$ antenas alimentado por un bloque CORPS 4 × 7. (b) Escaneo del haz principal en el intervalo angular $-14^\circ < \vartheta_0 < 14^\circ$ .....	60
53. (a) Caso 2: Configuración CORPS-Subarreglos para un arreglo lineal de $N = 20$ antenas alimentado por un bloque CORPS 6 × 11. (b) Escaneo del haz principal en el intervalo angular $-14.5^\circ < \vartheta_0 < 14.5^\circ$ .....	60
54. (a) Caso 3: Configuración CORPS-Subarreglos para un arreglo lineal de $N = 27$ antenas alimentado por un bloque CORPS 8 × 15. (b) Escaneo del haz principal en el intervalo angular $-15^\circ < \vartheta_0 < 15^\circ$ .....	61
55. Prototipo del sistema de antenas de la configuración CORPS-Subarreglos para un arreglo lineal de 11 antenas con escaneo del haz principal en $\vartheta_0 = -14^\circ$ .....	61
56. Modelo del atenuador asimétrico configurado para una atenuación de (a) -6.5 dB, (b) -4.3 dB y (c) -2 dB.....	62
57. Modelo del divisor de potencia tipo Wilkinson configurado para subarreglos de (a) 1 y (b) 2 elementos.....	62
58. (a) Arreglo lineal de 11 antenas de parche circular. (b) Coeficientes de reflexión activos simulados y medido. ....	63
59. (a) Prototipo del sistema de antenas en la cámara anecoica. (b) Patrón de radiación medido y simulado.....	64

## Lista de tablas

Tabla	Página
1. Valores de amplificación para diferentes direcciones de escaneo usando la configuración propuesta en un arreglo lineal de 7 antenas ( $a = 0.45$ ). .....	37
2. Valores de directividad y ancho del haz principal medido en el patrón de radiación para diferentes configuraciones de bloques CORPS en arreglos lineales ( $a = 0.45$ ). .....	38
3. Comparación entre arreglos lineales con número reducido de desfasadores. ....	43
4. Distribución de amplitud de coseno alzado propuesta para el arreglo planar $7 \times 7$ ( $a = 0.19$ ). .....	47
5. Comparación entre arreglos planares con número reducido de desfasadores. ....	50
6. Comparación de diferentes configuraciones de CORPS-Subarreglos. ....	59
7. Comparación entre diferentes técnicas de diseño para reducir el número de desfasadores en arreglos lineales con limitado escaneo del haz principal. ....	65

# Capítulo 1. Introducción

---

## 1.1 Antecedentes

Hoy en día las redes inalámbricas juegan un papel muy importante en nuestra vida diaria, estas nos permiten intercambiar información entre dispositivos de manera muy rápida y sencilla. En una red inalámbrica cada dispositivo conectado a la red utiliza un sistema de antenas para transmitir o recibir las ondas electromagnéticas, que son las encargadas de transportar la información a través del medio ambiente. Normalmente los sistemas de antenas modernos utilizan múltiples antenas para generar las características de radiación que no se logran con una sola antena, a estas configuraciones se les conoce como arreglos de antenas. Aunque existen muchas definiciones similares, el Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (o IEEE por sus siglas en inglés) define un arreglo de antenas como un número de elementos radiantes idénticos que están agrupados de forma regular y que son alimentados a fin de obtener un patrón de radiación preestablecido (IEEE Std. 145-1983).

Algunas aplicaciones de los arreglos de antenas las encontramos en las comunicaciones móviles celulares (Godara, 1997), sistemas de radar (Bauer et al., 2013; Wang et al., 2017), comunicaciones satelitales (Toyama, 2005; Luison et al., 2012), aplicaciones vehiculares (Schneider, 2006; Ku et al., 2014) y recientemente en los sistemas de quinta generación (5G) (Zhang et al., 2017; Ojaroudiparchin et al., 2016; Sadhu et al., 2017; Gao et al., 2018; Kibaroglu et al., 2018). De manera que los arreglos de antenas permiten alcanzar las especificaciones requeridas de directividad, ancho de haz principal y nivel de lóbulo lateral (o SLL por sus siglas en inglés).

En los últimos años, los arreglos de antenas han tomado gran popularidad debido a la implementación masiva de las redes de 5G, que tienen la necesidad de generar uno o múltiples haces de radiación directivos que den cobertura a todos los dispositivos móviles conectados a la red inalámbrica. Los arreglos de antenas tienen la capacidad de variar rápidamente la dirección o forma del haz de radiación, modificando los niveles de amplitud y fase de cada elemento mediante una red de alimentación, también llamada red de conformación de haz. Las redes de alimentación son redes de líneas de transmisión o guías de onda que utilizan dispositivos desfasadores, amplificadores, switches, entre otros, para controlar la alimentación de cada elemento del arreglo de antenas.

## 1.2 Planteamiento del problema

En un arreglo de antenas tradicional, como el que se muestra en la Figura 1a, usualmente se coloca un dispositivo amplificador y desfasador en cada elemento de antena para generar una distribución deseable de amplitud y fase sobre el arreglo (Haupt, 1985; Bevelacqua & Balanis, 2007), lo que permite un mejor control de la forma y dirección del haz de radiación. Sin embargo, en diseños con número alto de elementos de antena resultan muy costosos y complejos de implementar, debido a la gran cantidad de dispositivos amplificadores y desfasadores que se requieren. Esto motiva la búsqueda de nuevas técnicas de diseño que simplifiquen los sistemas de arreglos de antenas a través de una reducción de dispositivos desfasadores, que dependiendo de la configuración pueden ser los componentes más costosos y complejos de la red de alimentación (Rebeiz et al., 2002).

La forma tradicional de reducir el número de desfasadores en un arreglo de antenas es aplicando técnicas de subarreglos uniformes (Nemit, 1974; Haupt, 2007). En este tipo de configuración una o más antenas son alimentadas por un dispositivo único amplificador y desfasador (ver Figura 1b), lo que reduce la complejidad del sistema al controlar todos los elementos de antena con una menor cantidad de puertos de entrada. Sin embargo, esto provoca una reducción en las capacidades de escaneo del haz principal y un aumento en el SLL por la aparición de lóbulos tipo rejilla<sup>1</sup> en el rango visible (Mailloux et al., 2009).

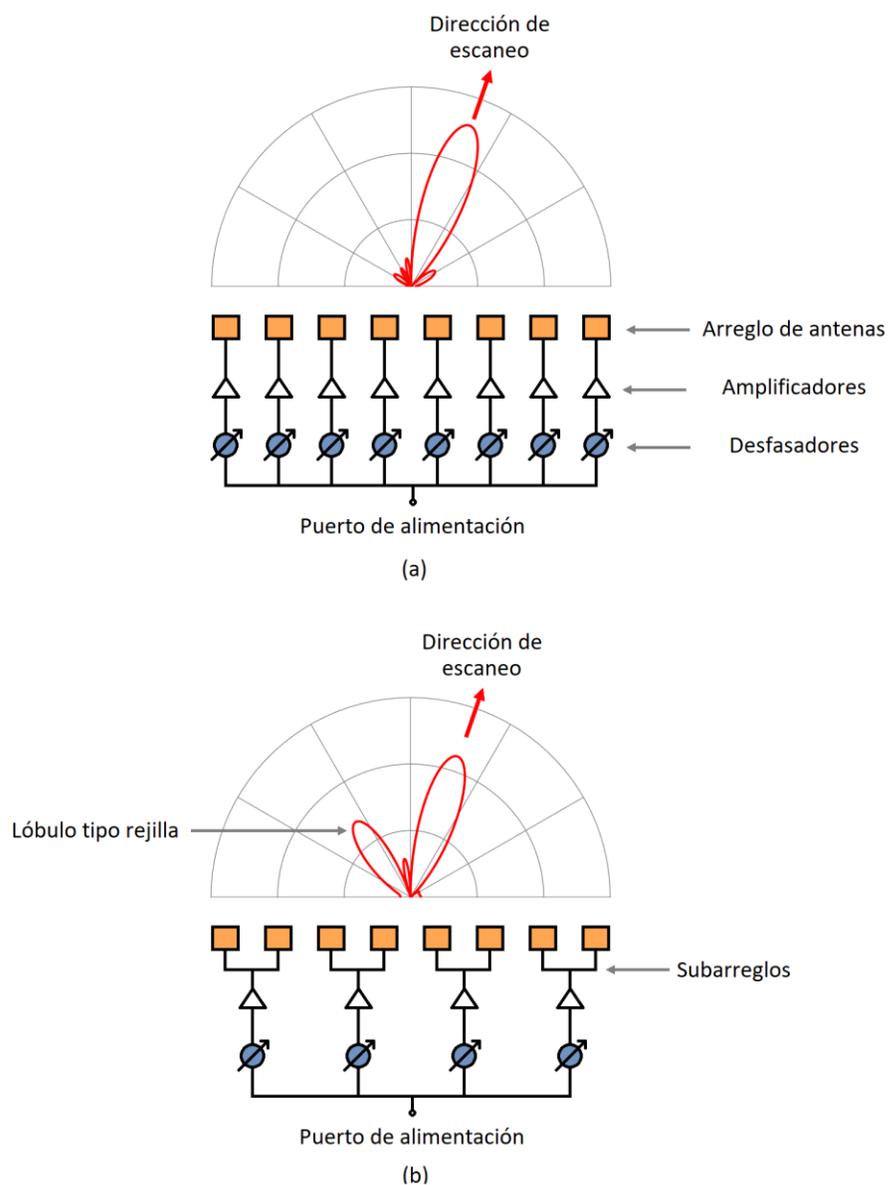
De esta forma, el problema de diseño se centra en reducir al máximo el número de dispositivos desfasadores manteniendo al mínimo el deterioro en las características de radiación del sistema de antenas. Además, en el contexto de 5G se presentan un conjunto de retos de diseño que se deben considerar en la síntesis del arreglo de antenas, como se describen a continuación (Talwar et al., 2014; Roh et al., 2014; Zhang et al., 2017):

- Sistemas de antenas de bajo costo para facilitar la densificación de las redes. Una forma de lograr esto es reduciendo al mínimo el número de dispositivos electrónicos requeridos en el sistema de antenas.

<sup>1</sup> Un lóbulo tipo rejilla hace referencia a un lóbulo secundario generado a una dirección angular no deseada.

- Sistemas que operen en un amplio ancho de banda para un aumento en la capacidad del flujo de datos. En este contexto, se consideran anchos de banda de al menos 100 MHz para frecuencias inferiores a 6 GHz y hasta 1 GHz para frecuencias superiores a 6 GHz, según lo definido en la recomendación ITU-R (2015) para redes inalámbricas de 5G.

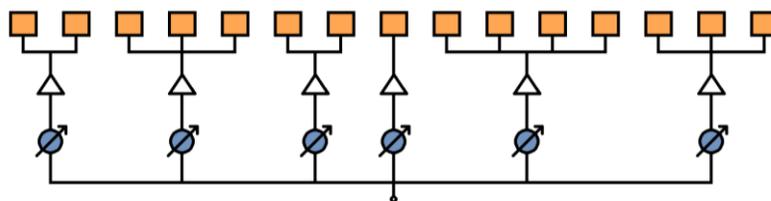
- Transmisiones más eficientes con haces de radiación directivos. Algunos experimentos con arreglos de antenas para aplicaciones de 5G consideran un SLL por debajo de -15 dB con rangos de escaneo de  $\pm 10^\circ$  en azimut y  $\pm 20^\circ$  en elevación.



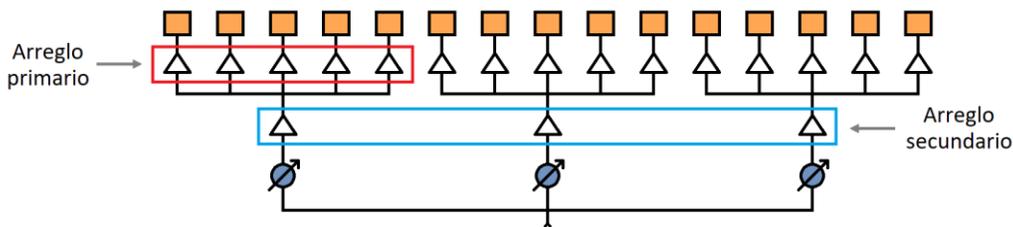
**Figura 1.** Configuración de arreglo de antenas (a) convencional y (b) con subarreglos uniformes.

### 1.3 Análisis del estado del arte

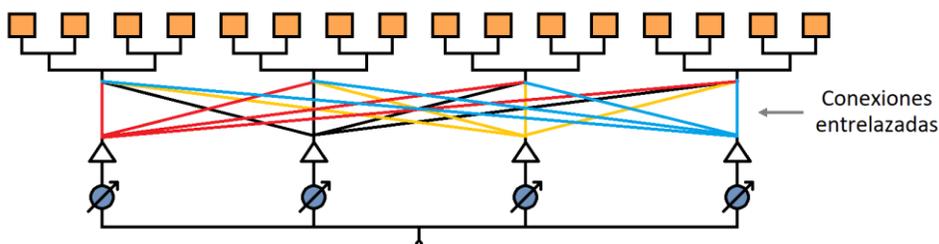
A continuación, se muestra un análisis del estado del arte de las diferentes técnicas de diseño que se han desarrollado para la simplificación de los sistemas de arreglos de antenas.



**Figura 2.** Configuración de arreglo de antenas con subarreglos aleatorios



**Figura 3.** Configuración de arreglo de antenas con subarreglos intercalados.



**Figura 4.** Configuración de arreglo de antenas con subarreglos entrelazados.

En Avser et al. (2016) se propone la técnica de subarreglos aleatorios (ver Figura 2) para reducir la aparición de lóbulos tipo rejilla y mejorar las prestaciones del diagrama de radiación. Esta técnica evalúa todas las posibles combinaciones de subarreglos aplicando una distribución de excitación de amplitud de coseno alzado y seleccionando la combinación con las mejores características de radiación. Como resultado, la técnica de subarreglos aleatorios logra un rango de escaneo de  $\pm 14^\circ$  con un SLL máximo de -15 dB.

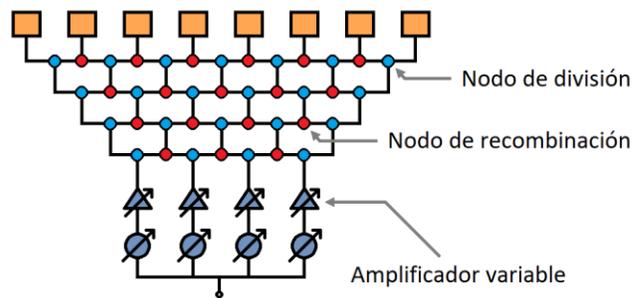
En Abbaspour-Tamijani & Sarabandi (2003) se propone la configuración de subarreglos intercalados (ver Figura 3) para un arreglo lineal con rango de escaneo de  $\pm 10^\circ$  y SLL máximo de -19 dB. Esta configuración conecta un arreglo primario de 5 antenas a cada elemento del arreglo secundario, de esta forma el patrón de radiación resultante es la multiplicación del patrón de radiación de los arreglos primario y secundario.

Como alternativa a la configuración anterior, en Avser et al. (2018) se propone la técnica de subarreglos entrelazados mostrada en la Figura 4. En esta configuración los desfases y amplificadores del

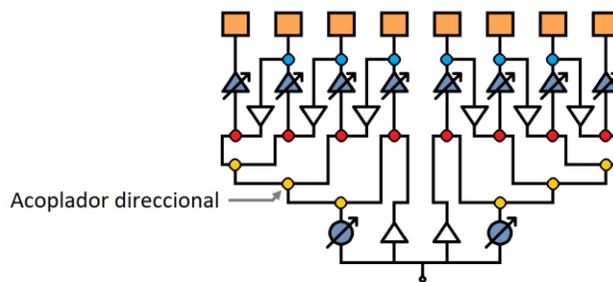
subarreglo secundario están conectados a todos los subarreglos primarios, esto aumenta el rango de escaneo del haz principal a  $\pm 24^\circ$  con un SLL máximo de -15 dB.

Otra forma de lograr una reducción de desfases es aplicando las redes de estructuras periódicas de radiación coherente (CORPS) presentadas en Betancourt & del Río-Bocio (2007). Estas redes (ver Figura 5) aprovechan los nodos de división y recombinación para distribuir la potencia en la red utilizando un número reducido de puertos de entrada. Las redes CORPS han sido ampliamente aplicadas para diseños monohaz y multihaz (Panduro & del Río-Bocio, 2009; Panduro & del Río-Bocio, 2011; Ferrando & Fonseca, 2011; Zaker et al., 2014; Arce et al., 2015). Sin embargo, tienen la desventaja de presentar pérdidas grandes de potencia debido a los componentes pasivos que se utilizan (Ferrando & Fonseca, 2011).

Otras configuraciones optan por el uso de amplificadores fijos y variables para compensar la pérdida de potencia en los nodos recombinación, tal es el caso de los trabajos realizados en Akbar & Mortazawi (2017) y Tashtarian (2019), donde se aplica la técnica de suma vectorial (ver Figura 6) para reducir el número de desfases en aplicaciones con escaneo limitado del haz principal. Los resultados presentados en Akbar & Mortazawi (2017) muestran un rango de escaneo de  $\pm 12.5^\circ$  con un SLL máximo de -10 dB.



**Figura 5.** Configuración de arreglo de antenas con CORPS.



**Figura 6.** Configuración de arreglo de antenas con suma vectorial.

Las técnicas de reducción de desfasadores que consideran un escaneo del haz principal en los dos planos (azimut y elevación) son muy escasas. En Betancourt & del Río-Bocio (2007) se implementaron redes CORPS y en Khalily et al. (2016) arreglos de fase con alimentación en serie para controlar un arreglo planar de 9 antenas ( $3 \times 3$ ) mediante 4 puertos de entrada. Para configuraciones con un número mayor de elementos de antena, en Wang et al. (2008) se implementaron subarreglos únicamente para el plano de elevación de un arreglo planar, obteniendo un rango limitado de escaneo para este plano y manteniendo intactas las capacidades de escaneo en azimut. Este diseño utiliza un amplificador en cada subarreglo para obtener un SLL  $< -20$  dB. Recientemente en Rupakula et al. (2020), se aplicaron subarreglos aleatorios en un arreglo planar con escaneo limitado del haz principal en elevación y un amplio escaneo en azimut, la excitación de amplitud de coseno alzado fue usada para obtener un SLL  $\approx -13$  dB para todo el rango de escaneo analizado.

Actualmente, existen muy pocos trabajos relacionados con la simplificación de la red de alimentación en arreglos de antenas que consideren uno o más requerimientos de 5G. La tecnología de redes Butler es de la más estudiadas en la literatura (Cao et al., 2017; Trinh-Van et al., 2019; Sharifi et al., 2020), ya que permiten generar múltiples haces de radiación fijos que operan en un ancho de banda amplio. Como una desventaja, en este tipo de redes el escaneo del haz principal es discreto y se realiza mediante switches.

Por otra parte, la tecnología de subarreglos ha sido estudiada para sistemas de 5G debido al control amplio que se tiene en la dirección de escaneo del haz principal. En Oliveri et al. (2017) se proponen configuraciones con 15% y 23% de reducción de desfasadores para un arreglo planar (de dimensión  $28 \times 16$  antenas) con escaneo amplio del haz principal en elevación y azimut. Sin embargo, la capacidad de reducción de desfasadores en esta técnica de diseño resulta ser limitada.

Todas estas configuraciones son muy interesantes y sirven como punto de partida para analizar nuevas configuraciones que mejoren la capacidad de reducción de dispositivos activos en la red de alimentación, mientras se mantienen valores de SLL ( $-15$  dB o menos), capacidad de escaneo (azimut y/o elevación), y anchos de banda operación (mayores a 100 MHz) aceptables para entornos de 5G.

## 1.4 Justificación

Los sistemas de antenas modernos utilizan un gran número de elementos de antena para lograr las características de radiación necesarias, lo que ocasiona un aumento en la complejidad y costos de

implementación debido a la gran cantidad de dispositivos electrónicos requeridos en la red de alimentación. Esto hace necesario la búsqueda de nuevas técnicas de diseño que simplifiquen la red de alimentación mientras se mantiene al mínimo el deterioro en el diagrama de radiación. Además, dada la complejidad que se tiene en el diseño de arreglos de antenas para 5G, la literatura que aborda la simplificación de la red de alimentación en el arreglo de antenas es muy escasa. Por lo tanto, existen importantes nichos de oportunidad que no han sido abordados y que pueden estudiarse para aportar conocimiento al estado del arte.

## 1.5 Hipótesis

Como se ha mencionado anteriormente, los arreglos de antenas generan el haz radiación al alimentar cada antena con un valor óptimo de excitación de amplitud y fase. Que se logra distribuyendo la potencia a todos los elementos del arreglo mediante una red de alimentación. Normalmente, el valor de excitación de amplitud define la forma y SLL que tendrá el diagrama de radiación. Por su parte, el valor de excitación de fase define la dirección de escaneo que tendrá el haz principal. Entonces, si consideramos una distribución de amplitud que reduzca el SLL, como es el caso de la distribución de amplitud de coseno alzado (Avser et al., 2016), el problema de diseño radica en generar la distribución óptima de excitación de fase para cada elemento de antena.

Los arreglos lineales y planares tienen la ventaja de tener un valor de excitación cofasal con comportamiento lineal para todas las direcciones de escaneo del haz principal. Por lo tanto, si generamos los valores de excitación de fase para una dirección máxima de escaneo, el sistema tendrá un comportamiento igual o mejor para ángulos de escaneo menores.

Las redes CORPS y los subarreglos son algunas de las técnicas más populares para simplificar la red de alimentación para aplicaciones con escaneo limitado del haz principal. Por su parte, las redes CORPS generan valores nuevos de amplitud y fase mediante un número reducido de puertos de entrada, y las técnicas de subarreglos distribuyen los valores de excitación de amplitud y fase a un número mayor de elementos de antena.

Esta tesis de investigación se enfocará en la síntesis de arreglos lineales y planares para proponer nuevas configuraciones de redes CORPS y subarreglos que simplifiquen la red de alimentación y, al mismo tiempo

logren características de SLL (-15 dB o menos) y escaneo (en azimut y elevación) apropiadas para entornos de 5G.

## **1.6 Objetivos**

### **1.6.1 Objetivo general**

Como objetivo principal es el diseño y optimización de un arreglo de antenas mediante la implementación de nuevas configuraciones que simplifiquen la red de alimentación considerando requerimientos de 5G.

### **1.6.2 Objetivos específicos**

- Simplificar la red de alimentación en arreglos lineales y planares aplicando nuevas configuraciones de redes CORPS.
- Simplificar la red de alimentación en arreglos lineales aplicando nuevas configuraciones de subarreglos.
- Simplificar la red de alimentación en configuraciones de arreglos de antenas considerando un escaneo amplio del haz principal y un bajo SLL.

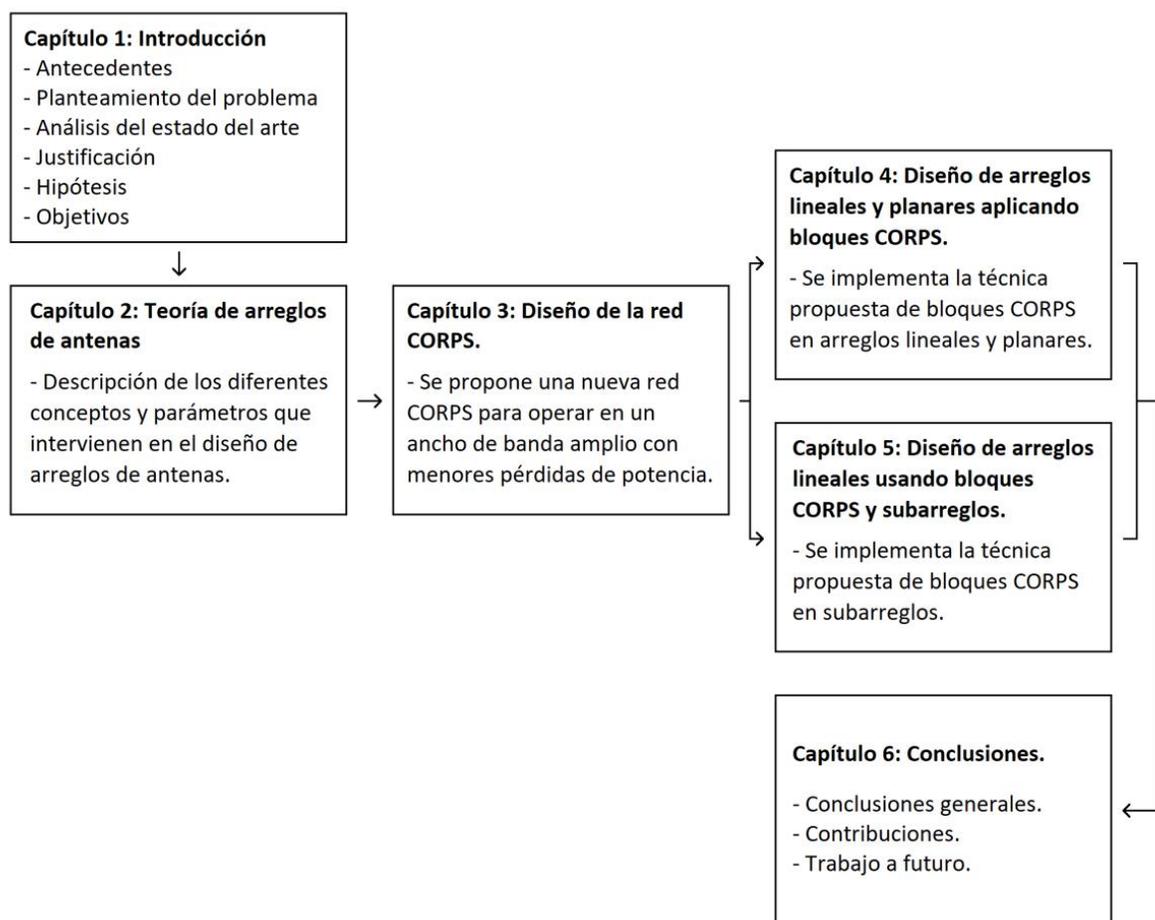
## **1.7 Organización de la tesis**

A continuación, se realiza una descripción de la organización de esta tesis de investigación (que se resume en la Figura 7):

En el capítulo 2, se realiza una breve descripción de las generalidades de los arreglos de antenas, enfatizando en los conceptos que se utilizan en este trabajo de investigación. Además, se describirán características que intervienen en la síntesis del arreglo de antenas tales como: geometría del arreglo, SLL, directividad, excitación de amplitud, excitación de fase, y patrón de radiación del elemento de antena.

En el capítulo 3, se expone el modelo teórico de las redes CORPS tradicionales, incluyendo su funcionamiento, ventajas y desventajas. Además, se proporciona una descripción detallada de la configuración propuesta de bloques CORPS. Se presentan los diseños de los bloques CORPS  $2 \times 3$  y  $4 \times 7$ , los cuales han sido modelados en CST Microwave Studio. Finalmente, se realiza un análisis de los resultados obtenidos tanto en la simulación electromagnética como en las mediciones experimentales.

En el capítulo 4, se aplican los bloques CORPS en configuraciones de arreglos lineales y planares con el objetivo de reducir el número de dispositivos desfasadores y analizar el impacto en el patrón de radiación. Primeramente, se describe el modelo teórico para la implementación de los bloques CORPS en arreglos lineales. Además, se exponen los diseños realizados y se presentan las mediciones obtenidas del sistema de antenas fabricado. Posteriormente, se presentan dos configuraciones de arreglos planares que implementan la técnica de bloques CORPS para escanear el haz principal en azimut y elevación utilizando un reducido número de puertos de entrada. Finalmente, se muestran los resultados obtenidos mediante simulación EM para las dos configuraciones propuestas.



**Figura 7.** Organización de esta tesis de investigación.

En el capítulo 5, se propone la configuración de CORPS-Subarreglos para mejorar la capacidad de reducción de desfasadores en comparación con la implementación individual de cada tecnología. Primero se aplican bloques CORPS para reducir el número de puertos de entrada sin afectar los valores cofasales. Entonces, se emplean tecnologías de subarreglos aperiódicos para mejorar la reducción de desfasadores y reducir el SLL. Finalmente, se presentan los resultados de simulación EM de diferentes casos de diseño, y las mediciones experimentales que validan la técnica de diseño propuesta.

Por último, en el capítulo 6 se mencionan las conclusiones, contribuciones y trabajo a futuro derivados del trabajo de investigación doctoral.

## Capítulo 2. Teoría de arreglos de antenas

---

### 2.1 Introducción

En este capítulo se plantean las bases teóricas necesarias para el desarrollo y cumplimiento de los objetivos de este trabajo de investigación. Para lo cual, se analizarán diferentes conceptos que intervienen en el diseño y análisis de los arreglos de antenas. Además, se describirán las expresiones para el factor de arreglo, directividad y el patrón de radiación del elemento de antena. Finalmente, se realizarán algunas simulaciones a nivel de factor de arreglo para evaluar el efecto de los valores de excitación de amplitud y fase en el diagrama de radiación.

### 2.2 Concepto de arreglo de antenas

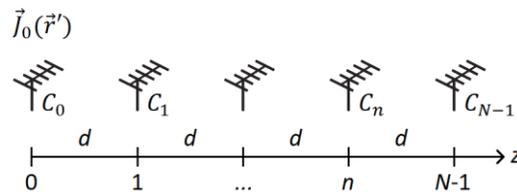
Los arreglos de antenas se definen como un conjunto de antenas distribuidas en el espacio de tal forma que generen un patrón de radiación con las características deseadas. Estos usan múltiples elementos que combinados entre sí mejoran las características de radiación en comparación con una sola antena. Una de las principales ventajas de los arreglos de antenas es la capacidad de cambiar la dirección del haz de radiación de forma muy rápida y precisa, que se logra mediante el control electrónico de la amplitud y fase de cada elemento de antena. Entonces, la dirección de radiación máxima es el resultado de la interferencia constructiva de las ondas radiadas por cada antena. Además, existen cinco componentes de diseño que intervienen en la forma final que tendrá el patrón de radiación, estos son (Balanis, 2016):

- La geometría del arreglo.
- La separación entre elementos de antena.
- El valor de excitación de fase.
- El valor de excitación de amplitud.
- El patrón de radiación de la antena individual.

Generalmente, en un arreglo de antenas los elementos están distribuidos de tal forma que sigan una geometría definida, como son la lineal, planar, circular y en espiral. Cada geometría tiene sus ventajas según las diferentes características que se analicen. Por ejemplo, los arreglos en espiral tienen un mayor rango de frecuencias de operación si consideramos métricas como SLL y directividad (Encino et al., 2022). Mientras que los arreglos lineales y planares son las geometrías más estudiadas en la literatura debido a su practicidad en el diseño e implementación.

Por otra parte, en comunicaciones de 5G se busca que los sistemas de antenas aumenten el tiempo de coherencia y reduzcan el espectro de potencia Doppler. Este último es causado por una variación en la longitud de onda de la señal que se produce cuando las fuentes de comunicación están en movimiento, lo que provoca una variación en la frecuencia y un ensanchamiento espectral de la señal (Jakes, 1974). Por su parte, el tiempo de coherencia es el intervalo en el cual existe correlación entre las diferentes señales recibidas en dos momentos distintos (Viswanathan, 2000). Entonces, como se estudia en Sánchez et al. (2021), los arreglos circulares tienen un mejor rendimiento del espectro de potencia Doppler y tiempo de coherencia en el contexto de las frecuencias de 5G.

### 2.3 Modelo general del arreglo de antenas



**Figura 8.** Distribución de corrientes en un arreglo de antenas (modificado de Cardama et al., 2002).

Para determinar las características de radiación de un arreglo de antenas podemos analizar una configuración simple de  $N$  elementos espaciados uniformemente una distancia  $d$  sobre una línea recta (ver Figura 8). Entonces, si la distribución de corrientes con fador unitario de la antena ubicada en  $z = 0$  es  $\vec{J}_0(\vec{r}')$ , y cada antena tiene un valor de corriente  $C_n$ , el comportamiento total del arreglo de antenas estará dado por la siguiente expresión (Cardama et al., 2002):

$$\vec{J}(\vec{r}') = \sum_{n=0}^{N-1} C_n \vec{J}_0(\vec{r}' - nd\hat{z}) \quad (1)$$

Al expresar la sumatoria anterior como una convolución de la corriente  $\vec{J}_0(\vec{r}')$  con un tren de funciones delta de amplitud  $C_n$ , que es equivalente a la secuencia discreta  $C(n)$ , tenemos:

$$\vec{J}(\vec{r}') = \vec{J}_0(\vec{r}') * \sum_{n=0}^{N-1} C_n \delta(\vec{r}' - nd\hat{z}) = \vec{J}_0(\vec{r}') * C(n) \quad (2)$$

Dado que el vector de radiación es el producto de las transformadas de Fourier en las direcciones  $x$ ,  $y$  y  $z$ , al aplicar el teorema de convolución obtenemos:

$$\vec{N}(\hat{r}) = \text{TF}_{x,y,z}[C(n)] = F_x[C(n)] \cdot F_y[C(n)] \cdot F_z[C(n)] \quad (3)$$

Podemos simplificar la expresión anterior para conocer el comportamiento del vector de radiación sobre el eje  $z$ , que es el eje donde están localizados los elementos de antena, esto es:

$$F_x[C(n)] \cdot F_y[C(n)] \cdot F_z[C(n)] = 1 \cdot 1 \cdot F_z[C(n)] = \sum_{n=0}^{N-1} C_n e^{jn\omega_z} \quad (4)$$

Donde  $\omega_z$  es la frecuencia digital en la dirección del eje  $z$  y está definida por la siguiente expresión:

$$\omega_z = kd\cos(\theta) \quad (5)$$

Donde  $\theta$  es el ángulo respecto al eje del arreglo y  $k = 2\pi/\lambda$  es el coeficiente de onda. Entonces, sustituyendo (5) en la expresión del vector de radiación obtenemos

$$\vec{N}(\hat{r}) = \vec{N}_0(\hat{r}) \sum_{n=0}^{N-1} C_n e^{jnk d \cos(\theta)} \quad (6)$$

Dado que  $C_n$  es un fasor con amplitud  $I_n$  y valor cofasal  $\alpha$ ,  $C_n$  puede escribirse como:

$$C_n = I_n e^{jn\alpha} \quad (7)$$

De modo que la expresión final del vector de radiación es:

$$\vec{N}(\hat{r}) = \vec{N}_0(\hat{r}) \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{jn\alpha} e^{jnkd\cos(\theta)} = \vec{N}_0(\hat{r}) \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{jn(kd\cos(\theta)+\alpha)} \quad (8)$$

Por la teoría de antenas sabemos que a partir del vector de radiación podemos obtener todas las características de radiación de una o múltiples antenas, por lo tanto, el campo eléctrico radiado por el arreglo de antenas estará dado por la siguiente expresión

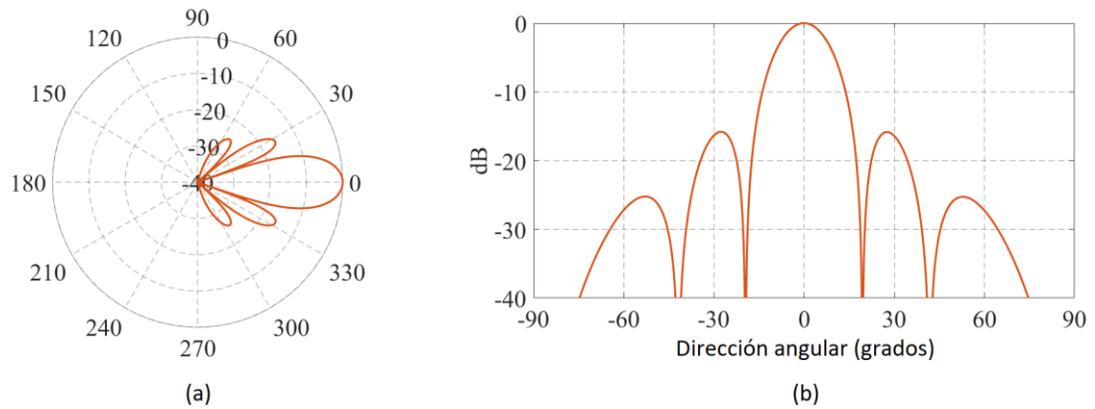
$$\vec{E}(\hat{r}) = \vec{E}_0(\hat{r}) \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{jn(kd\cos(\theta)+\alpha)} \quad (9)$$

Donde  $\vec{E}_0(\hat{r})$  es el campo eléctrico radiado por la antena individual. Una forma de visualizar el campo eléctrico radiado por un arreglo de antenas es mediante el diagrama de radiación, el cual se describe a continuación.

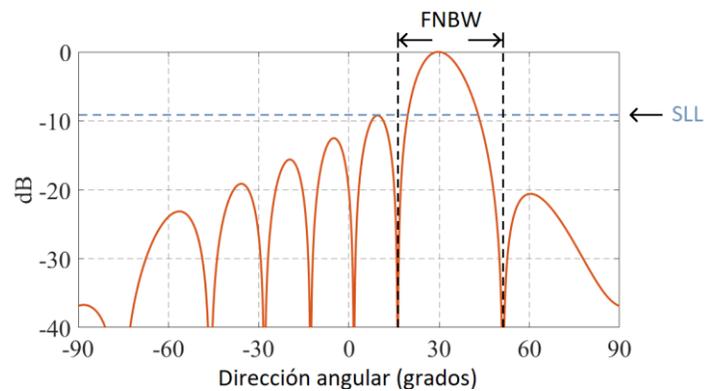
## 2.4 Diagrama de radiación

Un diagrama de radiación es una representación gráfica de las propiedades de radiación del sistema de antenas en función de las distintas direcciones del espacio a una distancia fija (Cardama et al., 2002). Si bien las ondas electromagnéticas se radian en las tres direcciones del espacio, el diagrama de radiación se puede representar de forma bidimensional realizando un corte en el plano de elevación (ángulo  $\theta$ ) o azimut (ángulo  $\phi$ ), que usualmente se representan en coordenadas polares (Figura 9a) o cartesianas (Figura 9b).

En un diagrama de radiación típico, como el que se muestra en la figura 10, el lóbulo principal se encuentra en la dirección con la mayor radiación y los lóbulos secundarios en las zonas que lo rodean. Por lo tanto, podemos definir los siguientes parámetros a partir del conocimiento del diagrama de radiación (Balanis, 2016; Cardama et al., 2002):



**Figura 9.** Diagrama de radiación en coordenadas (a) polares y (b) cartesianas.



**Figura 10.** Diagrama de radiación típico.

- El ancho de haz principal es la distancia angular entre los primeros nulos que rodean al lóbulo principal, más conocido como FNBW.
- El nivel de lóbulo lateral es el valor máximo en el diagrama de radiación que no considera el nivel del lóbulo principal. Este valor es muy importante en las comunicaciones inalámbricas porque nos indica el nivel de interferencia que genera el patrón de radiación hacia las direcciones no deseadas.
- El valor de directividad es la potencia radiada en una dirección y a una distancia fija, en comparación con la potencia radiada de una antena isotrópica. La directividad se puede obtener a partir del diagrama de radiación y está definida por la siguiente ecuación (Cardama et al., 2002):

$$D = \frac{4\pi |AF_{\text{Max}}|^2}{\int \int_{\theta=0, \phi=0}^{\pi, 2\pi} |AF(\theta, \phi)|^2 \sin\theta \, d\theta \, d\phi} \quad (10)$$

Donde  $AF(\theta, \phi)$  es el factor de arreglo obtenido al considerar elementos de antena isotrópicos.

## 2.5 Factor de arreglo

En general, el factor de arreglo es el diagrama de radiación obtenido al considerar a los elementos como fuentes radiantes isotrópicas distribuidas en el espacio (Balanis, 2016). Este representa una función del número de elementos, la geometría de arreglo y la magnitud de amplitud y fase. Para un arreglo de antenas con elementos isotrópicos, el patrón de radiación es igual al factor de arreglo. Sin embargo, si los elementos de antena no son isotrópicos, el patrón de radiación total es el producto del factor de arreglo y el patrón de radiación de la antena individual  $EP(\theta, \phi)$ , esto es (Balanis, 2016):

$$P(\theta, \phi) = AF(\theta, \phi) \times EP(\theta, \phi) \quad (11)$$

En este trabajo de investigación se estudian los arreglos lineales para configuraciones que consideren un escaneo del haz principal en un plano, así como también se exploran los arreglos planares para casos de diseño con escaneo del haz principal en ambos planos (azimut y elevación). En este sentido, a continuación se presentan las expresiones del factor de arreglo para las geometrías lineal y planar.

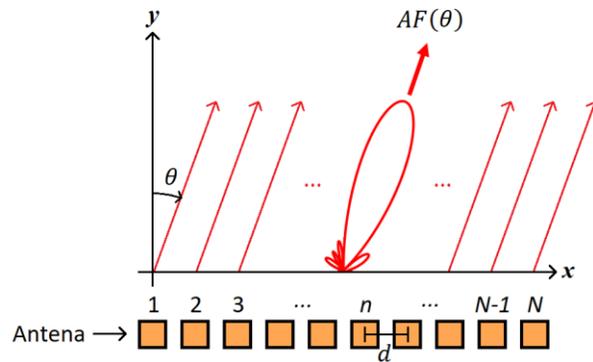
### 2.5.1 Arreglo lineal de antenas

Para el arreglo lineal mostrado en la figura 11, si reducimos el efecto del acoplamiento mutuo utilizando una separación mínima entre elementos de  $0.5\lambda$ , el factor de arreglo es el resultado de la suma vectorial de los campos radiados por las antenas individuales y está dado por la siguiente expresión (Balanis, 2005):

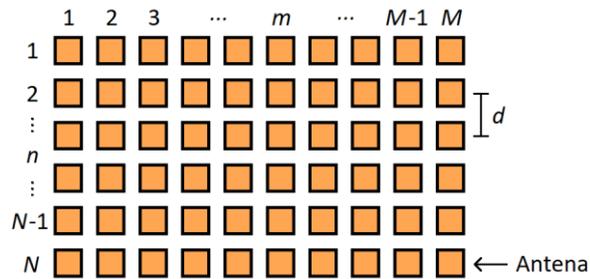
$$AF(\theta) = \sum_{n=1}^N I_n e^{j((n-1)k d \sin(\theta) + \alpha_n)} \quad (12)$$

$$\alpha_n = -(n-1)k d \sin(\theta_0) \quad (13)$$

Donde  $I_n$  es el valor de excitación de amplitud del  $n$ -ésimo elemento de antena,  $d$  es la separación entre elementos de antena y  $\alpha_n$  es el valor cofasal necesario para dirigir el haz a la dirección deseada  $\theta_0$ .



**Figura 11.** Arreglo lineal de  $N$  elementos de antena.



**Figura 12.** Arreglo planar de  $N \times M$  elementos de antena.

### 2.5.2 Arreglo planar de antenas

El factor de arreglo de un arreglo planar con separación uniforme (ver Figura 12) es calculado como una función de  $\theta$  y  $\phi$  dado por la siguiente expresión (Balanis, 2016):

$$AF(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M I_{n,m} e^{j((n-1)k d \sin(\theta) \cos(\phi) + (m-1)k d \sin(\theta) \sin(\phi) + \beta_n + \beta_m)} \quad (14)$$

$$\beta_n = -(n-1)k d \sin(\theta_0) \cos(\phi_0) \quad (15)$$

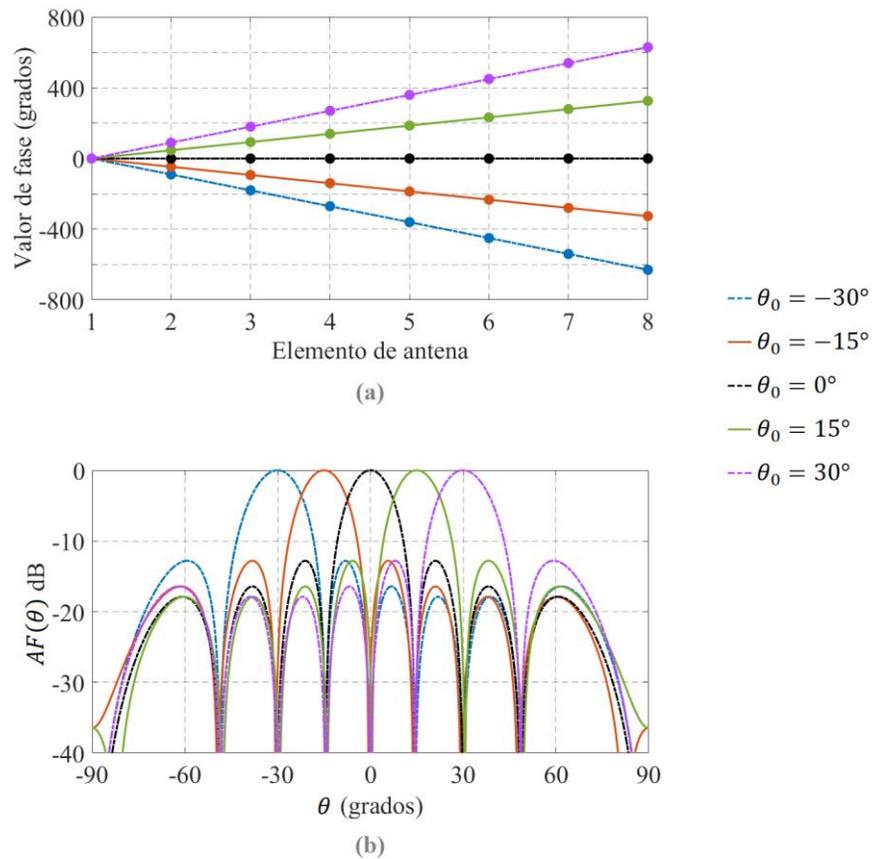
$$\beta_m = -(m-1)k d \sin(\theta_0) \sin(\phi_0) \quad (16)$$

Donde  $N$  y  $M$  son el número de elementos sobre el eje  $x$  y  $y$ , respectivamente,  $I_{n,m}$  es el valor de excitación de amplitud del  $n, m$ -ésimo elemento del arreglo, y  $\beta_n$  y  $\beta_m$  son los valores de excitación cofasal requeridos para el escaneo de haz principal a la dirección deseada  $(\theta_0, \phi_0)$ .

## 2.6 Valor de excitación de fase.

Los valores de excitación de fase juegan un papel muy importante en el funcionamiento del arreglo de antenas, estos nos permiten cambiar la dirección del haz principal dentro de un rango de escaneo deseado. La forma tradicional de calcular el valor de excitación de fase para un arreglo de antenas es obteniendo los valores cofasales de cada elemento, los cuales generan una pendiente (arreglo lineal) o plano (arreglo planar) de fase que depende de la geometría del arreglo, la separación de los elementos de antena y del ángulo de escaneo  $\theta_0$ . Por lo tanto, si la geometría y la separación entre elementos no cambian, el valor cofasal será una función del ángulo  $\theta_0$ .

La figura 13a ilustra un ejemplo de los valores cofasales obtenidos para un arreglo lineal de 8 antenas para diferentes valores de  $\theta_0$ . Observamos que la pendiente de fase es mayor para ángulos de escaneo grandes y menor para ángulos de escaneo cercanos a  $0^\circ$ . Por su parte, el factor de arreglo mostrado en la figura 13b muestra un SLL constante de  $-12.7$  dB para todas las direcciones de escaneo analizadas.



**Figura 13.** (a) Valores cofasales y (b) factor de arreglo para las direcciones de escaneo de  $\theta_0 = [-30^\circ, -15^\circ, 0^\circ, 15^\circ, 30^\circ]$ .

## 2.7 Valor de excitación de amplitud.

Generalmente los valores de excitación de amplitud son el parámetro principal que define la forma que tendrá el patrón de radiación del arreglo de antenas. Una distribución adecuada de amplitud puede generar las características de radiación necesarias para aplicaciones como sistemas satelitales, radares, móviles inalámbricos, entre otras. La distribución de amplitud uniforme representa la forma tradicional de alimentar un arreglo de antenas y tiene la ventaja de ser fácil de implementar debido a que usualmente no se requieren amplificadores en la red de alimentación. Como desventaja, se tiene poco control del SLL y directividad en el patrón de radiación.

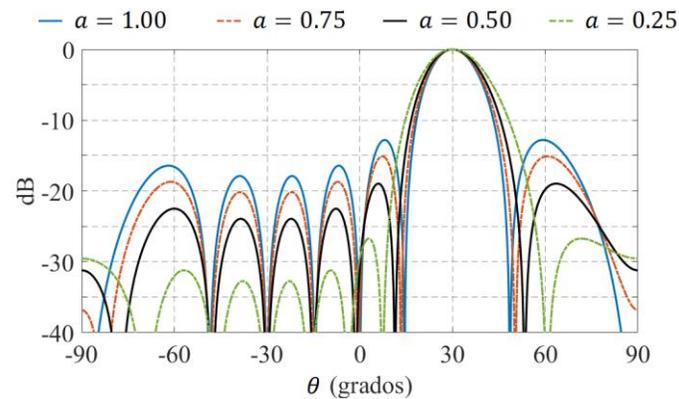
Otras técnicas modifican los valores de amplitud para lograr un compromiso entre SLL, ancho de haz principal y directividad en el patrón de radiación. Como es el caso de la distribución de amplitud de coseno alzado, que ha sido ampliamente utilizada en configuraciones de arreglos lineales y planares con bajo SLL (Avser et al., 2016; Rupakula et al., 2020). La distribución de amplitud coseno alzado está definida por la siguiente expresión:

$$I_n = \frac{1 + \cos\left(\frac{d_n \cos^{-1}(2a - 1)}{0.5L}\right)}{2} \quad (17)$$

Donde  $L$  es la apertura del arreglo,  $a$  es el valor del taper, y  $d_n$  es la distancia del centro geométrico del arreglo al  $n$ -ésimo elemento de antena. El valor de  $a$  representa un compromiso entre el SLL y ancho de haz principal, de tal forma que el SLL se reduce cuando el ancho de haz aumenta. La figura 14 ilustra el factor de arreglo de un arreglo lineal de 8 antenas para diferentes valores de  $a$  en la distribución de coseno alzado. Los resultados muestran que un valor de  $a = 0.75$  es necesario para lograr un SLL  $< -15$  dB, que es un valor aceptable para sistemas de antenas de 5G.

## 2.8 Patrón de radiación del elemento de antena.

La IEEE define una antena como la estructura entre el espacio libre y el dispositivo electrónico, así como el medio para radiar o recibir las ondas electromagnéticas (IEEE Std 145-1983). Existen diferentes tipos de antenas, entre las más comunes se encuentran (Balanis, 2016):

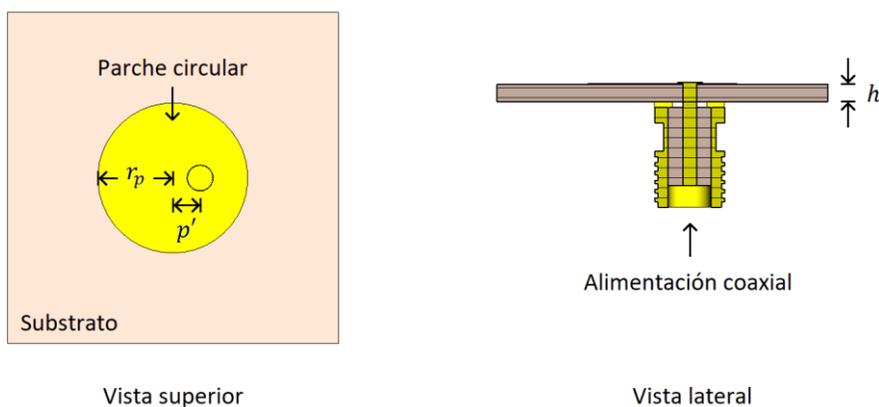


**Figura 14.** Comportamiento del factor de arreglo para diferentes valores de  $a$  del coseno alzado.

- Antenas de cable: consisten en un cable conductor que sigue una estructura recta, en espiral, en elipse, o cualquier otro tipo de configuración. Este tipo de antenas son muy comunes en automóviles, edificios, barcos, aviones, sistemas espaciales, entre otros.
- Antenas de apertura: este tipo de antenas son muy populares en aplicaciones de aviación y aeroespacial debido a que pueden ser cubiertas con un material dieléctrico que las protege de las condiciones adversas del medio ambiente. Además de poder tener formas más sofisticadas para sistemas de alta frecuencia.
- Antenas de parche: este tipo de antenas consiste en un parche metálico sobre un sustrato conectado a tierra que está alimentado por una línea de microcinta o sonda coaxial. Estas son muy utilizadas en aplicaciones comerciales y gubernamentales debido a su estructura compacta que puede ser montada en casi cualquier superficie. Las antenas de parche son una solución efectiva de bajo costo, fácil implementación, bajo perfil, bajo peso, y con la capacidad de adaptarse a superficies curvas.

Para este trabajo de investigación se seleccionó la antena de parche circular (ver Figura 15) para la simulación e implementación de las diversas configuraciones de arreglos de antenas analizadas.

Para una antena de parche circular la frecuencia de resonancia  $f_r$  está definida por el valor del radio del parche  $r_p$ , el espesor del sustrato  $h$  y la permitividad relativa  $\epsilon_r$ . De esta forma, la frecuencia de resonancia puede calcularse utilizando las siguientes expresiones (Balanis, 2016):

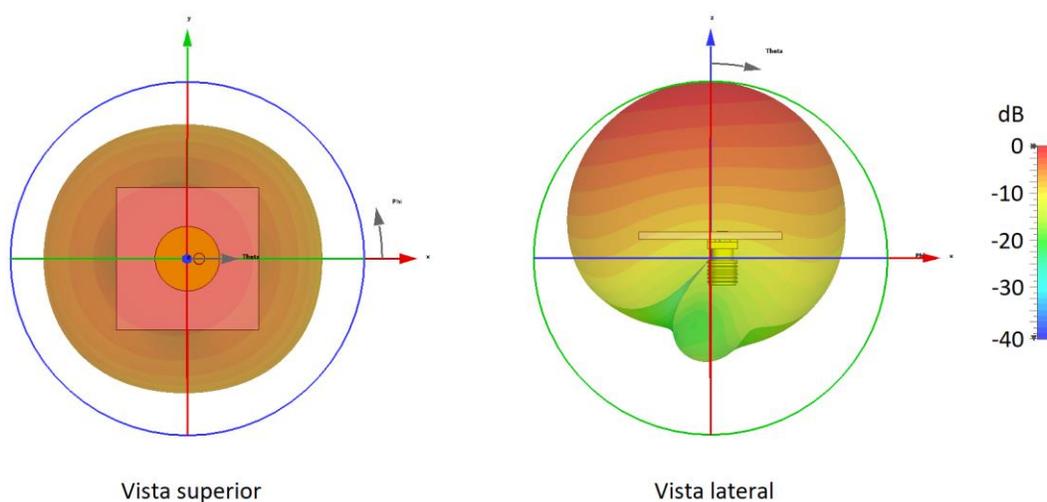


**Figura 15.** Antena de parche circular.

$$fr = \frac{1.8412c}{2\pi r_e \sqrt{\epsilon_r}} \quad (18)$$

$$r_e = r_p \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi r_p \epsilon_r} \left[ \ln \left( \frac{\pi r_p}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2} \quad (19)$$

Donde  $c$  es la velocidad de la luz en el espacio libre y  $r_e$  representa la corrección para el radio efectivo de la antena.



**Figura 16.** Patrón de radiación tridimensional de la antena de parche circular obtenido mediante simulación EM.

Las dimensiones obtenidas para una antena de parche circular considerando una frecuencia central de 6 GHz, son las siguientes:  $r_p = 13.02$  mm,  $h = 1.6$  y  $p' = 2.07$ . En la Figura 16 se observa el patrón de

radiación tridimensional obtenido mediante simulación EM para el elemento de antena propuesto. Los resultados muestran un buen rendimiento de la potencia radiada en la dirección perpendicular al parche circular, que es un comportamiento deseado para aplicaciones con escaneo del haz principal en azimut y elevación.

## 2.9 Conclusiones

En este capítulo se establecieron los conceptos fundamentales de diagrama de radiación, directividad y SLL, que desempeñan un papel importante en la evaluación del rendimiento de los arreglos de antenas. Además, se presentó el modelo general para un arreglo de antenas, el cual surge de la interacción de los campos radiados por cada uno de los elementos que componen el arreglo. Asimismo, se desarrollaron las expresiones necesarias para calcular el factor de arreglo de las geometrías lineal y planar. Finalmente, se realizó un pequeño análisis de los parámetros de diseño que intervienen en la síntesis del patrón de radiación del arreglo de antenas, tales como el valor de excitación de amplitud, el valor de excitación de fase y el patrón de radiación del elemento de antena.

Como se mostró en este capítulo, el rendimiento del patrón de radiación del arreglo de antenas depende de un conjunto de parámetros de diseño, que pueden ser complicados de optimizar para configuraciones con un gran número de elementos. Esto plantea un reto de diseño al buscar nuevas configuraciones que simplifiquen el sistema de antenas y mantengan las características de radiación similares a los casos tradicionales de diseño.

En el siguiente capítulo, se aplicarán los conocimientos relacionados con el comportamiento de los valores cofasales de los arreglos lineales y planares, para proponer una nueva configuración de red CORPS que reduzca el número de dispositivos desfasadores en la red de alimentación.

## Capítulo 3. Diseño de la red CORPS

---

### 3.1 Introducción

En este capítulo se expone el modelo teórico de las redes CORPS tradicionales, incluyendo su funcionamiento, ventajas y desventajas. Además, se proporciona una descripción detallada de la configuración propuesta de bloques CORPS. Se presentan los diseños de los bloques CORPS  $2 \times 3$  y  $4 \times 7$ , los cuales han sido modelados en CST Microwave Studio. Finalmente, se realiza un análisis de los resultados obtenidos tanto en la simulación electromagnética como en las mediciones experimentales. Por lo tanto, este capítulo se enfoca en abordar una parte del objetivo principal de este trabajo de investigación, al simplificar la red de alimentación considerando requerimientos de anchos de banda necesarios para aplicaciones de 5G.

### 3.2 Modelo de la red CORPS tradicional

Las redes CORPS distribuyen la potencia en la red utilizando una combinación de nodos de división y recombinación. Los nodos de división generan dos señales con igual fase (-3dB de atenuación teórica) y los nodos de recombinación obtienen una nueva señal recombinando dos señales distintas. Este principio permite controlar el haz de radiación de un arreglo de antenas utilizando un número reducido de puertos de entrada.

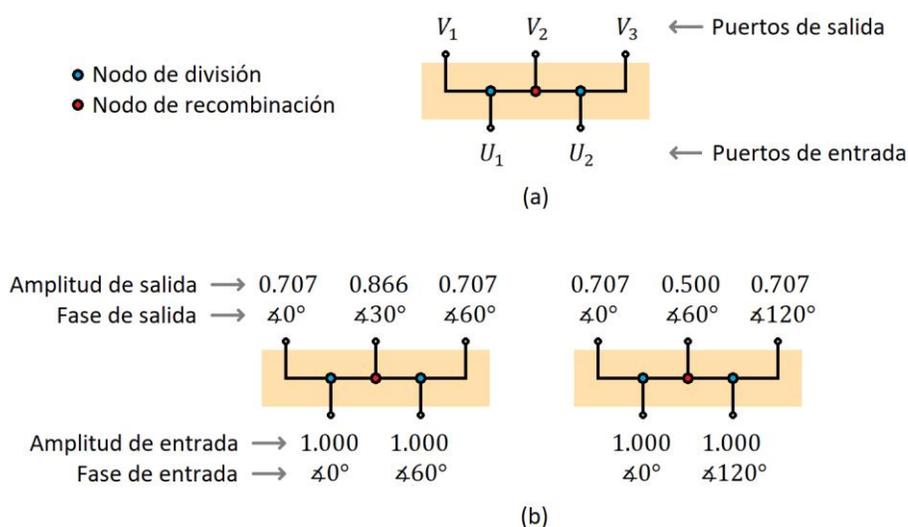
La Figura 17a muestra la estructura básica de una red CORPS de dos entradas y tres salidas (red CORPS  $2 \times 3$ ) (Betancourt & del Rio-Bocio, 2002). Para esta red si  $[\mathbf{U}]$  es el vector de entradas complejas y  $[\mathbf{C}]$  representa el comportamiento de la red CORPS  $2 \times 3$ , el vector de salidas  $[\mathbf{V}] = [V_1 \ V_2 \ V_3]$  estará dado por la siguiente expresión:

$$[\mathbf{V}] = [\mathbf{C}][\mathbf{U}]^T \quad (20)$$

Donde

$$[U] = [U_1 \ U_2] \quad (21)$$

$$[C] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (22)$$

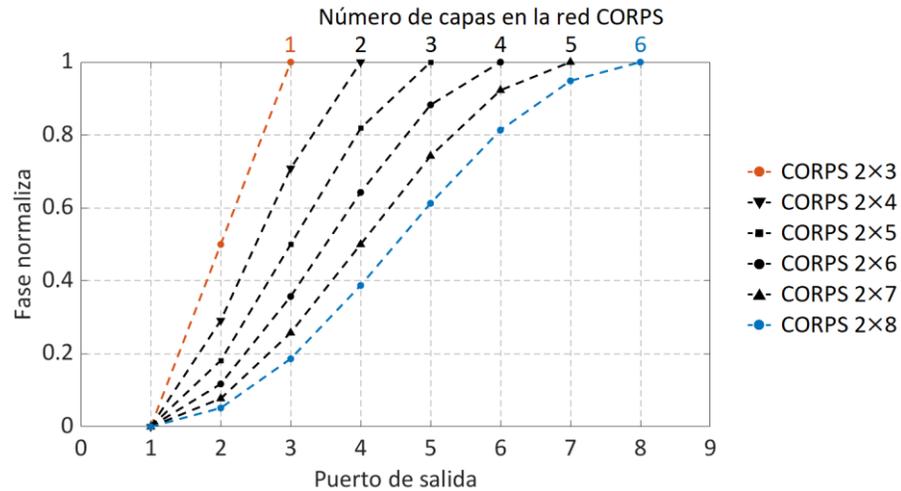


**Figura 17.** (a) Estructura de una red CORPS  $2 \times 3$ . (b) Comportamiento de la red CORPS  $2 \times 3$  para una pendiente de fase de entrada de  $60^\circ$  y  $120^\circ$  grados.

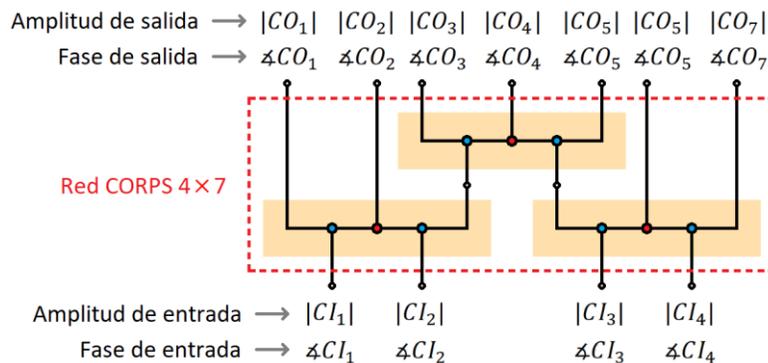
La Figura 17b ilustra el comportamiento de la red CORPS  $2 \times 3$  al aplicar una excitación de amplitud uniforme con pendientes de fase de entrada de  $60^\circ$  y  $120^\circ$ . En ambos casos, los valores de fase de  $V_1$  y  $V_3$  representan respectivamente a  $U_1$  y  $U_2$ , dado que la señal fluye exclusivamente a través de nodos de división hacia estos puertos de salida. El valor de fase de  $V_2$  es el promedio de los valores de fase de entrada  $U_1$  y  $U_2$  porque ambas señales presentan amplitudes idénticas al alimentar el nodo de recombinación. No obstante, el valor de amplitud de  $V_2$  se determina en función de la pendiente de fase de entrada y muestra una mayor atenuación para valores cercanos a  $180^\circ$ .

Básicamente, la reducción de desfasadores de una red CORPS tradicional es directamente proporcional al número de capas empleadas en la red. Por lo tanto, para incrementar la reducción de desfasadores es

necesario aumentar el número de capas. Esto tiene la desventaja de generar mayores pérdidas de potencia debido a la disipación de energía en los componentes pasivos (Ferrando & Fonseca, 2011). Además, como se observa en la Figura 18, los valores de fase obtenidos en los puertos de salida de la red CORPS tienden a un comportamiento sinusoidal a medida que el número de capas en la red aumenta. La única configuración que mantiene una pendiente de fase completamente lineal es la red CORPS  $2 \times 3$ .



**Figura 18.** Valores de fase normalizados considerando diferentes configuraciones de redes CORPS.



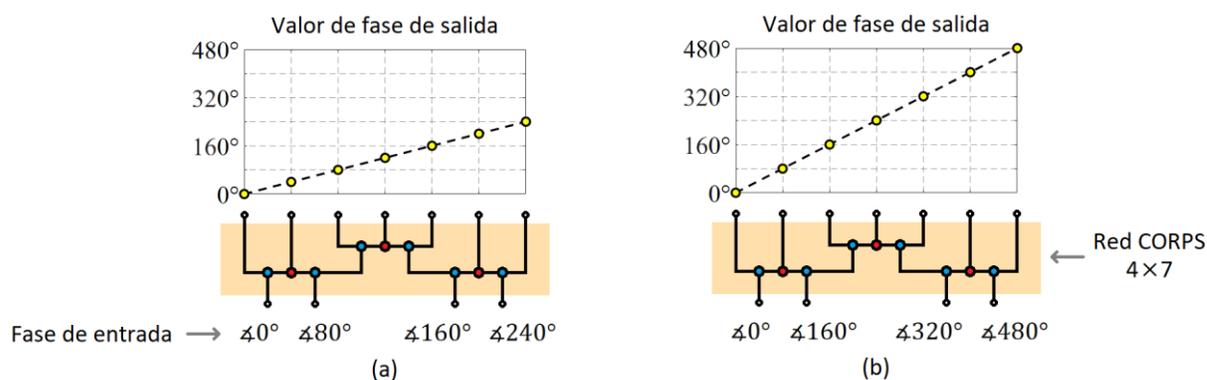
**Figura 19.** Estructura propuesta para un bloque CORPS  $4 \times 7$ .

### 3.3 Diseño de los bloques CORPS

Con el fin de aprovechar la propiedad de interpolación de fase de la red CORPS  $2 \times 3$  (mostrada en la Figura 17), en esta tesis de investigación se propone una nueva configuración de bloques CORPS que genera los valores cofasales ideales utilizando un número reducido de puertos de entrada. Como un ejemplo, la Figura 19 muestra la estructura propuesta para un bloque CORPS  $4 \times 7$ , la cual se construye conectando

estratégicamente tres bloques CORPS  $2 \times 3$ . En esta red, los valores de fase de salida  $\angle CO_3$  y  $\angle CO_5$  representan los valores de fase de entrada  $\angle CI_2$  y  $\angle CI_3$  respectivamente; el valor de  $\angle CO_4$  es el promedio de  $\angle CI_2$  y  $\angle CI_3$ , ya que ambas señales alimentan el bloque CORPS  $2 \times 3$  superior con el mismo valor de amplitud; por su parte, los niveles de amplitud teóricos  $|CO_s|$  se pueden obtener aplicando la ecuación (20) en cada uno de los bloques CORPS  $2 \times 3$ .

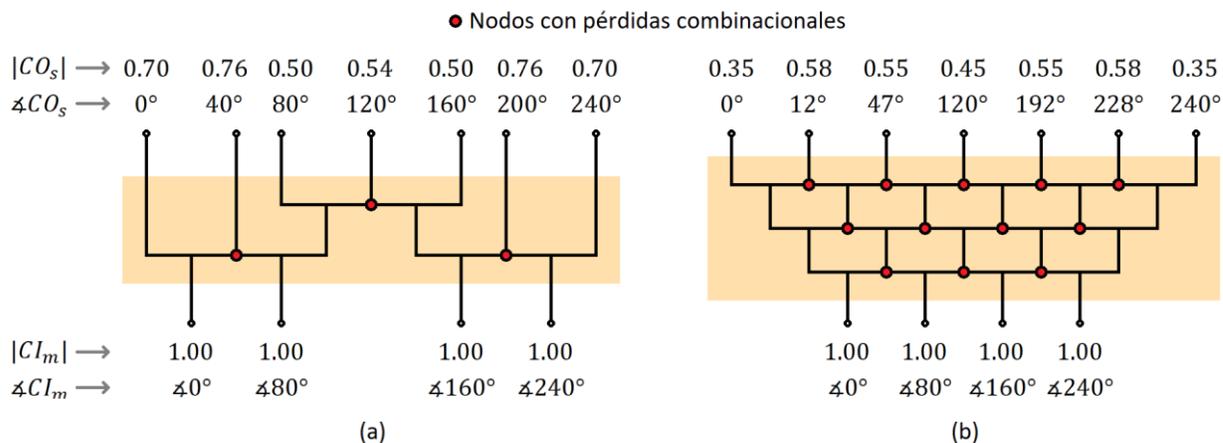
La Figura 20 ilustra el comportamiento teórico de la fase en el bloque CORPS  $4 \times 7$  al aplicar una pendiente de fase de entrada de  $80^\circ$  (Figura 20a) y  $160^\circ$  (Figura 20b). Los gráficos muestran que la red genera los siete valores cofasales utilizando únicamente cuatro puertos de entrada, lo que representa una reducción del 57% en comparación con una red de alimentación tradicional de siete puertos de entrada.



**Figura 20.** Comportamiento de los valores de fase para el bloque CORPS  $4 \times 7$  al aplicar una pendiente de fase de entrada de (a)  $80^\circ$  y (b)  $160^\circ$ .

Tal como se muestra en la Figura 21, al mantener una relación idéntica entre el número de puertos de entrada y salida en la red CORPS, la configuración propuesta de bloques CORPS (Figura 21a) utiliza un 75% menos de nodos de recombinación en comparación con la red CORPS tradicional (Figura 21b). Esta modificación reduce las pérdidas combinatorias generadas al recombinar dos señales con diferente valor de fase, lo cual se refleja en una menor atenuación de los valores de amplitud  $|CO_s|$  obtenidos en los puertos de salida de la red.

Con el objetivo de evaluar el desempeño en términos de frecuencia de la red CORPS propuesta, se diseñaron y simuló los bloques CORPS  $2 \times 3$  y  $4 \times 7$  en CST Microwave Studio. Este es un software de simulación electromagnética (más conocido como simulación EM) que es utilizado en la literatura como herramienta de simulación y caracterización de los sistemas de antenas (Koziel et al., 2014).



**Figura 21.** Pérdidas combinacionales para la red CORPS  $4 \times 7$  (a) propuesta y (b) tradicional.

Para el diseño de la red se consideró una frecuencia central de 6 GHz, la cual se encuentra dentro del espectro radioeléctrico asignado para las redes inalámbricas de 5G (ITU-R, 2015). El sustrato FR-4, seleccionado por su bajo costo, presenta las siguientes características: un espesor de 1.6 mm, una permitividad relativa de 4.2 y pérdidas tangenciales de 0.025. Además, con el propósito de mejorar la precisión de la simulación EM, se modelaron los conectores SMA y las resistencias de montaje superficial. El divisor de potencia Gysel (Ooi et al., 2002), ilustrado en la figura 22a, es utilizado como nodo de división y recombinación en la red CORPS. Este opera en un ancho de banda de 3.66 GHz, considerando un nivel de -10 dB en los parámetros de reflexión mostrados en la Figura 22b (parámetros  $S_{1,1}$ ).

### 3.3.1 Diseño del bloque CORPS $2 \times 3$

La Figura 23a presenta el modelo del bloque CORPS  $2 \times 3$  diseñado en CST Microwave Studio, donde se emplea un sustrato FR4 con dimensiones de  $120 \times 32$  mm. De este modo, la Figura 23b muestra el flujo de corriente cuando los puertos de entrada 1 y 2 son alimentados de manera independiente. Estos resultados ilustran de forma más clara cómo parte de la potencia fluye hacia las resistencias de los divisores Gysel, lo cual genera pérdidas debido a la disipación de energía. Durante el proceso de optimización de la red, se realizaron ajustes en las longitudes de las líneas de transmisión con el propósito de igualar en fase los tres puertos de salida. Este ajuste contribuye a la reducción de errores en la generación de la pendiente cofasal para la frecuencia de diseño de 6 GHz. En este sentido, la Figura 24 muestra el comportamiento de la fase para distintos valores de frecuencia. Estos resultados muestran un aumento en el error de la fase para frecuencias alejadas de 6 GHz.

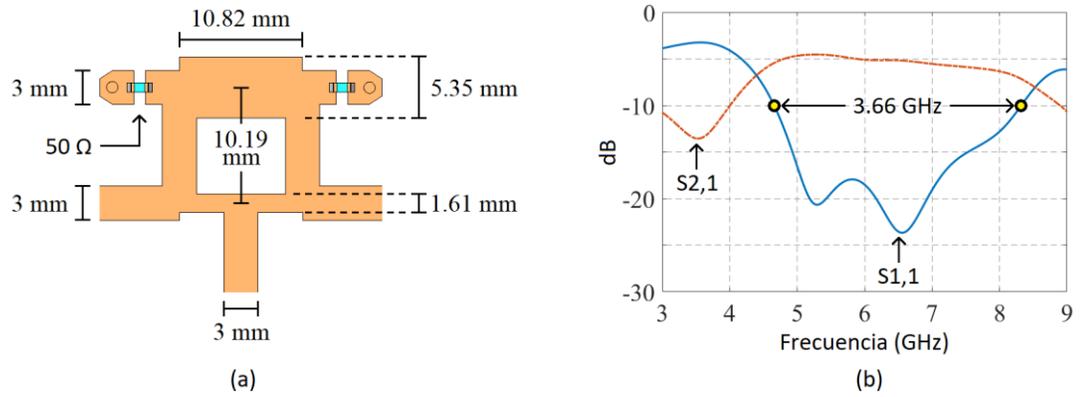


Figura 22. Divisor de potencia Gysel: (a) dimensiones, (b) parámetros S obtenidos mediante simulación EM.

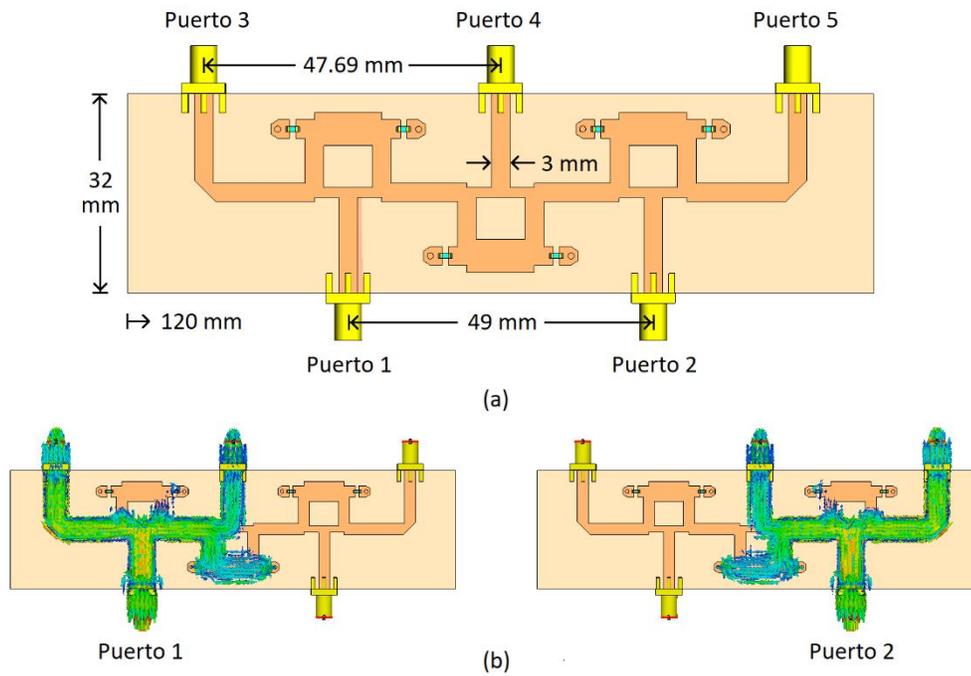


Figura 23. (a) Dimensiones del bloque CORPS 2 × 3. (b) Comportamiento del flujo de potencia.

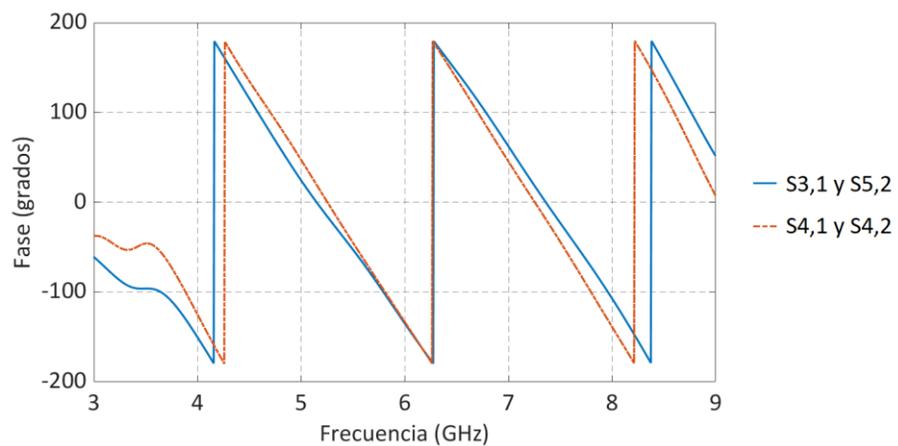
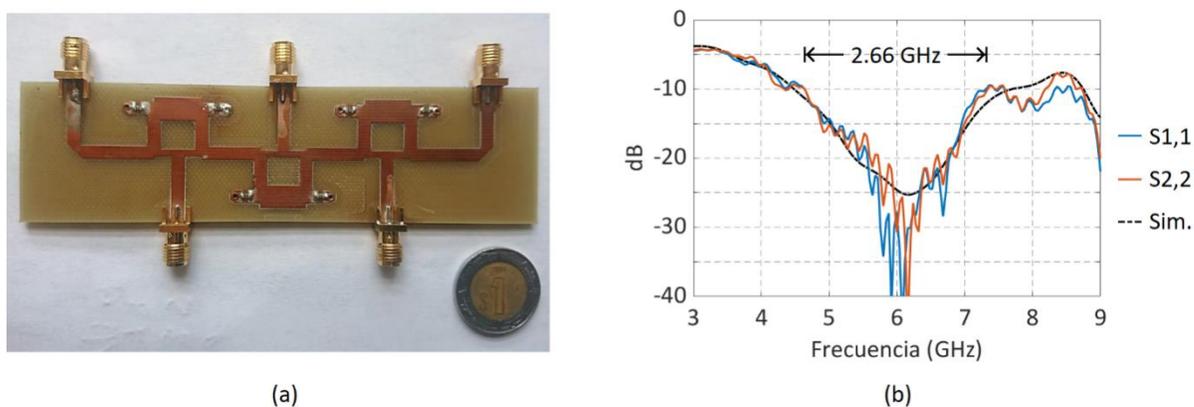
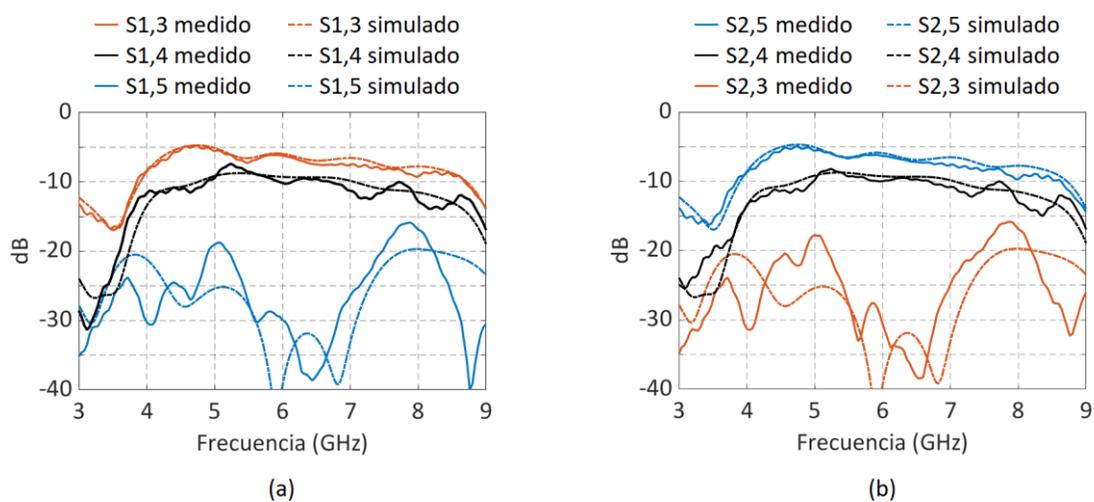


Figura 24. Comportamiento de la fase versus frecuencia del bloque CORPS 2 × 3.

En la Figura 25a se muestra el prototipo fabricado en FR-4, el cual usa resistencias de montaje superficial Vishay FC0603 (50  $\Omega$ ) y conectores SMA PE44198. Los coeficientes de reflexión medidos y simulados se presentan en la Figura 25b. Estos muestran un valor de  $\approx -28$  dB (parámetros S1,1 y S2,2) en la frecuencia de diseño de 6 GHz. El ancho de banda medido es de  $\approx 2.66$  GHz (de 4.64 GHz a 7.30 GHz), con un desplazamiento en altas frecuencias de  $\approx 300$  MHz en comparación con los resultados obtenidos en la simulación EM.



**Figura 25.** Bloque CORPS 2  $\times$  3: (a) prototipo fabricado, (b) coeficientes de reflexión medidos y simulados.



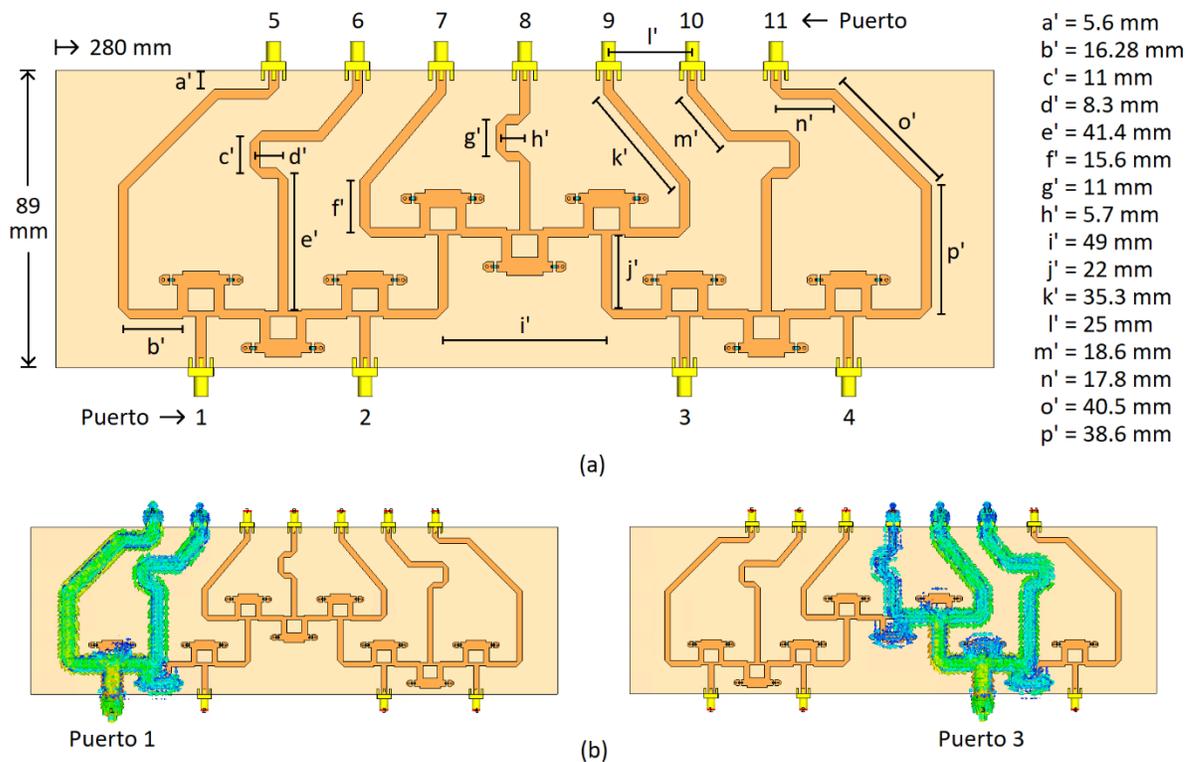
**Figura 26.** Coeficientes de transmisión medidos y simulados para el bloque CORPS 2  $\times$  3: (a) puerto de entrada 1, (b) puerto de entrada 2.

Los coeficientes de transmisión mostrados en la Figura 26 brindan una perspectiva del comportamiento de las pérdidas de inserción en función de la frecuencia. Para los parámetros S1,3 y S2,5, se observa un valor de  $\approx -6$  dB en la frecuencia de 6 GHz, que se desglosa en: -3 dB correspondientes a la división de la señal en el nodo Gysel, -2 dB debido a las pérdidas por disipación en la red, y -1 dB a las pérdidas en los

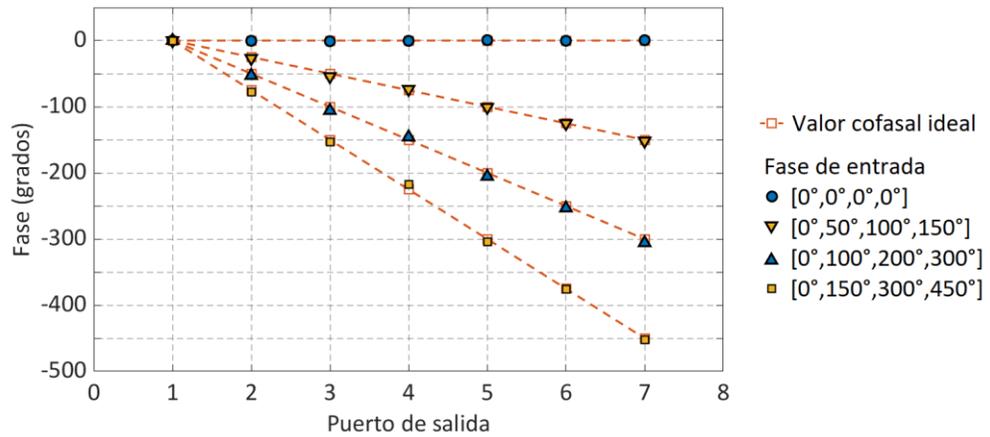
conectores SMA. En el caso de los coeficientes  $S_{1,4}$  y  $S_{2,4}$ , se obtiene un valor de  $\approx -10$  dB distribuido de la siguiente manera: -3 dB debido al nodo de división, -3 dB al nodo de recombinación, -3 dB por pérdidas de disipación en la red, y -1 dB por pérdidas en los conectores SMA. Los parámetros  $S_{1,5}$  y  $S_{2,3}$  tienen un valor muy bajo de transmisión (de  $\approx -30$  dB) debido a que estos puertos se encuentran teóricamente aislados. De este modo, el prototipo presenta un buen rendimiento en términos de frecuencia que coincide consistentemente con los resultados de la simulación EM.

### 3.3.2 Diseño del bloque CORPS 4 × 7

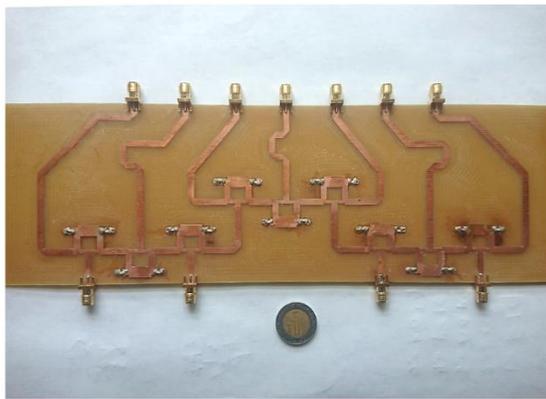
La Figura 27a ilustra el diseño realizado en CST Microwave Studio de la configuración propuesta para el bloque CORPS 4 × 7. Las dimensiones del sustrato son  $280 \times 89$  mm y un espesor de 1.6 mm. La separación entre los puertos de salida se ajustó a  $0.5 \lambda$ , equivalente a 25 mm para la frecuencia de 6 GHz, con el propósito de facilitar la implementación de la red de alimentación en configuraciones de arreglos lineales y planares. Además, para igualar el valor de fase en todos los puertos de salida, se agregaron desfases fijos (o segmentos de líneas de transmisión) justo antes de los puertos de salida de la red CORPS.



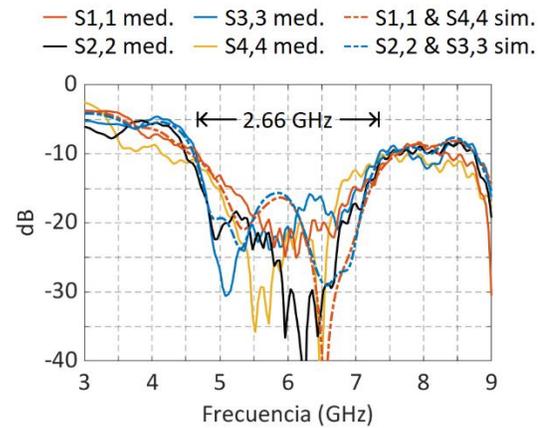
**Figura 27.** (a) Diseño en CST Microwave Studio del bloque CORPS 4 × 7. (b) Comportamiento del flujo de potencia cuando se alimentan los puertos de entrada 1 y 3.



**Figura 28.** Valores de fase obtenidos teóricamente y mediante simulación EM para el bloque CORPS 4 × 7.



(a)



(b)

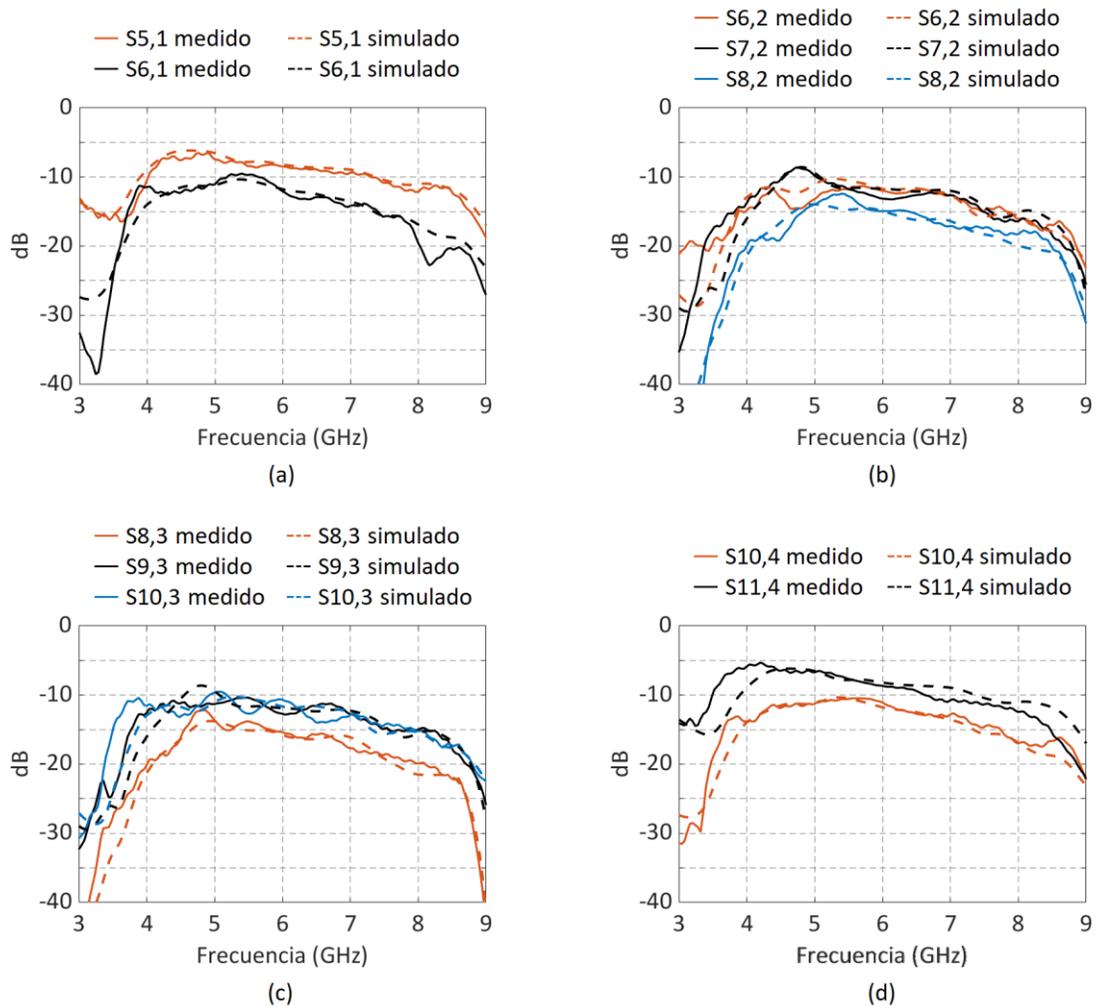
**Figura 29.** Bloque CORPS 4 × 7: (a) prototipo fabricado, (b) coeficientes de reflexión medidos y simulados.

La Figura 27b presenta el flujo de potencia (simulación EM) cuando la red es alimentada por los puertos de entrada 1 y 3. En esta figura se visualiza cómo la potencia se distribuye en la red a través de los nodos de división y recombinación. Es importante notar que la mayor pérdida de potencia ocurre en los nodos de recombinación más cercanos a los puertos de entrada, debido a que las pérdidas son menos significativas a medida que la señal se divide a lo largo de la red. Esta característica es propia de las redes CORPS y se analiza más a detalle en Ferrando & Fonseca (2011).

En la Figura 28 se muestran los valores de fase de salida de la red CORPS, obtenidos tanto teóricamente como mediante simulación EM, al alimentar los puertos de entrada con diferentes valores de fase entre puertos adyacentes (diferentes pendientes de fase de entrada). De esta manera, los valores de fase que se aplican en los puertos de entrada [1, 2, 3, 4] son:  $[0^\circ, 0^\circ, 0^\circ, 0^\circ]$ ,  $[0^\circ, 50^\circ, 100^\circ, 150^\circ]$ ,  $[0^\circ, 100^\circ, 200^\circ,$

$300^\circ$ ] y  $[0^\circ, 150^\circ, 300^\circ, 450^\circ]$ , respectivamente. Estos resultados indican que los valores de fase obtenidos mediante simulación EM presentan un buen rendimiento en comparación con los valores cofasales ideales (caso teórico), con un error máximo en el valor de fase de  $\approx 4\%$ . Por lo tanto, el bloque CORPS  $4 \times 7$  logra un mejor rendimiento en fase en comparación con una red CORPS tradicional.

En la Figura 29a se ilustra el prototipo del bloque CORPS  $4 \times 7$  fabricado en FR4. Las mediciones de los coeficientes de reflexión (ver Figura 29b) indican un ancho de banda de operación de 2.66 GHz, que se extiende desde 4.68 hasta 7.34 GHz. Este ancho de banda es similar al medido en el bloque CORPS  $2 \times 3$ , lo que demuestra la escalabilidad de la configuración propuesta para redes de alimentación más grandes. El valor medido del coeficiente de reflexión en la frecuencia de diseño de 6 GHz es de -20.5 dB (-16.4 dB en simulación).



**Figura 30.** Coeficientes de transmisión medidos y simulados para el bloque CORPS  $4 \times 7$ : (a) puerto de entrada 1; (b) puerto de entrada 2; (c) puerto de entrada 3; (d) puerto de entrada 4.

Para esta red, los coeficientes de transmisión simulados y medidos se presentan en la Figura 30. El mejor desempeño de transmisión se observa en los puertos 5 y 11, con un valor de -8.2 dB en simulación y -8.5 dB en medición. Este valor se descompone de la siguiente manera: -3 dB debido al nodo de división, -4.5 dB relacionados con la disipación de energía en la red, y -1 dB debido a las pérdidas en los conectores SMA. Además, se obtiene un valor de transmisión de  $\approx -12$  dB (-11.7 dB en simulación) en los puertos 6 y 10, esto es, -6 dB asociados a los nodos de división y recombinación, -5 dB a la disipación de energía en la red, y -1 dB a las pérdidas en los conectores SMA.

Por último, el valor más alto de atenuación se presenta en el puerto 8 ( $\approx -15$  dB) debido a que la señal fluye a través de tres nodos Gysel. Esta atenuación se desglosa de la siguiente forma: -6 dB debido a los nodos de división, -3 dB al nodo de recombinación, -5 dB a la disipación de energía en la red, y -1 dB a las pérdidas ocasionadas por los conectores SMA. Estos resultados son favorables y nos indican que la división y recombinación de las señales en la red se comportan de acuerdo a lo obtenido en la simulación EM, con cierta divergencia en las frecuencias más alejadas de la frecuencia central de diseño de 6 GHz.

Es importante mencionar que los parámetros de transmisión se obtienen al alimentar cada puerto de entrada de manera secuencial. Por lo tanto, los puertos de salida que resultan de un nodo de recombinación (puertos 6, 8 y 10) podrían presentar un nivel de potencia distinto según la diferencia de fase entre las dos señales recombinadas. Además, las pérdidas de potencia derivadas de la disipación de energía se podrían reducir empleando sustratos de alta eficiencia con niveles bajos de pérdidas tangenciales.

### **3.4. Conclusiones**

En este capítulo se describió el funcionamiento de las redes CORPS tradicionales, con un enfoque particular en el deterioro de la fase y en las pérdidas de potencia generadas al aumentar el número de capas de la red CORPS. Además, se propuso un nuevo diseño de red CORPS con el objetivo de generar los valores cofasales ideales utilizando un número reducido de puertos de entrada. Como contribución, se presentaron los modelos de los bloques CORPS  $2 \times 3$  y  $4 \times 7$  desarrollados en CST Microwave Studio, y se compararon los resultados obtenidos mediante simulación EM con los obtenidos experimentalmente a partir de la fabricación y medición de los diseños propuestos.

Los resultados presentados demuestran que la configuración propuesta de bloques CORPS reduce las

pérdidas combinatorias en comparación con una red CORPS tradicional. Además, los puertos de salida de la red mantienen la pendiente de fase lineal para los diversos valores de fase de entrada analizados. Las mediciones experimentales de los prototipos mostraron que el ancho de banda de operación del bloque CORPS  $2 \times 3$  (de  $\approx 2.66$  GHz) no se degrada al expandir la configuración a un bloque CORPS  $4 \times 7$ . Esta característica permite la escalabilidad de la red propuesta en configuraciones que consideren un mayor número de puertos de entrada y salida.

Desde la perspectiva de los sistemas de 5G, el ancho de banda de operación de la red propuesta cumple con los requisitos establecidos en la recomendación (ITU-R, 2015; IMT-2020), que es de al menos 100MHz para frecuencias por debajo de 6GHz y hasta 1 GHz para frecuencias superiores a 6GHz. De esta forma, los resultados alcanzados en este capítulo permiten cubrir parte del objetivo principal de esta tesis de investigación, al simplificar la red de alimentación considerando anchos de bandas apropiados para sistemas de 5G.

En el siguiente capítulo se aplicarán los diseños propuestos de bloques CORPS en configuraciones de arreglos lineales y planares, considerando un escaneo del haz principal en los planos de elevación y azimut con bajo SLL.

## Capítulo 4. Diseño de arreglos lineales y planares aplicando bloques CORPS

---

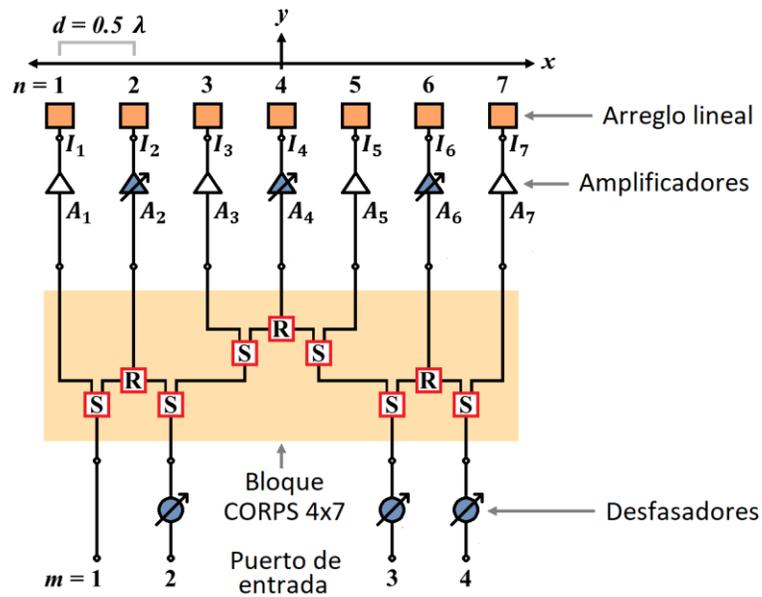
### 4.1 Introducción

En este capítulo se aborda el objetivo particular de simplificar la red de alimentación en configuraciones de arreglos lineales y planares utilizando redes CORPS. Además, se contribuye al estado del arte con una técnica original de diseño que aplica los bloques CORPS (propuestos en el capítulo anterior) y excitación de amplitud de coseno alzado para reducir el número de dispositivos desfasadores y escanear el haz principal con bajo SLL. Primeramente, se describe el modelo teórico para la implementación de los bloques CORPS en arreglos lineales. Se exponen los diseños realizados y se presentan las mediciones obtenidas del sistema de antenas fabricado. Posteriormente, se presentan dos configuraciones de arreglos planares que implementan la técnica de bloques CORPS para escanear el haz principal en azimut y elevación utilizando un número reducido de puertos de entrada. Finalmente, se muestran los resultados obtenidos mediante simulación EM para las dos configuraciones propuestas.

### 4.2 Implementación de los bloques CORPS en arreglos lineales

#### 4.2.1 Análisis teórico

Como resultado del análisis realizado en el capítulo anterior, se propone la configuración mostrada en la Figura 31 con el fin de estudiar el rendimiento de los bloques CORPS en un sistema de antenas completo. Esta configuración considera un arreglo lineal uniforme ( $0.5 \lambda$ ) de 7 antenas que es alimentado por un bloque CORPS  $4 \times 7$ . La configuración propuesta compensa la variación en los niveles de amplitud que resulta de la recombinación de dos señales con diferente valor de fase, estableciendo un amplificador variable en cada puerto de salida que es producto de un nodo de recombinación. Por lo tanto, los amplificadores variables  $A_2$ ,  $A_4$  y  $A_6$  son necesarios para generar una distribución de amplitud deseada sobre el arreglo. Los amplificadores  $A_1$ ,  $A_3$ ,  $A_5$  y  $A_7$  son fijos, debido a que estos puertos de salida son resultado únicamente de nodos de división, lo cual implica que el nivel de amplitud permanece constante en todo el rango de escaneo.



**Figura 31.** Configuración propuesta para un arreglo lineal de 7 antenas alimentado por un bloque CORPS 4 × 7.

Para la configuración propuesta, los valores de excitación de amplitud  $|CI_m|$  se consideran uniforme y los valores de fase  $\angle CI_m$  se determinan mediante la siguiente expresión:

$$\angle CI_m = -k2d(m-1)\sin(\theta_0) \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (23)$$

Donde  $m$  denota el número del puerto de entrada evaluado, considerando  $M$  puertos de entrada totales en la red de alimentación. Es relevante señalar que no es necesario colocar un dispositivo desfasador en el puerto de entrada 1, ya que el valor de fase  $\angle CI_1$  es cero para todos los ángulos de escaneo  $\theta_0$ .

Con el propósito de generar un patrón de radiación con bajo SLL, se propone utilizar una distribución de amplitud de coseno alzado para los valores de excitación de amplitud  $I_n$ , la cual se describe con mayor detalle en la sección 2.7. Se estableció un valor de  $a = 0.45$  en la ecuación (17) para lograr un SLL máximo de -20 dB. De esta manera, el vector de excitación de amplitud es el siguiente:

$$I_n = [0.45, 0.72, 0.92, 1.00, 0.92, 0.72, 0.45] \quad (24)$$

Los valores de excitación de amplitud  $I_n$  son el resultado de la multiplicación de las amplitudes de los puertos de salida de la red CORPS  $|CO_s|$  por el vector de amplificación  $A_n$ . Entonces, el vector de excitación de amplitud  $I_n$  se puede expresar mediante la siguiente ecuación:

$$I_n = A_n |CO_s| \quad (25)$$

De esta ecuación podemos despejar el vector de amplificación  $A_n$ , obteniendo:

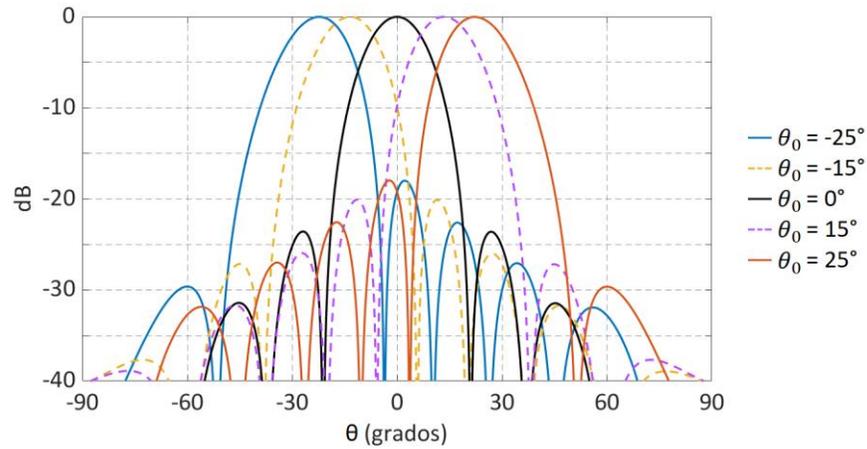
$$A_n = \frac{I_n}{|CO_s|} \quad (26)$$

La Tabla 1 presenta los valores de amplificación calculados para distintos valores de  $\theta_0$ . Estos resultados muestran que los valores de amplificación  $A_1$ ,  $A_3$ ,  $A_5$  y  $A_7$  se mantienen constantes, y los valores de amplificación  $A_2$ ,  $A_4$  y  $A_6$  aumentan a medida que el ángulo de escaneo  $\theta_0$  se aleja de la respuesta natural del arreglo (que es en  $\theta_0 = 0^\circ$ ). Es importante mencionar que los valores de amplificación son iguales para ángulos de escaneo positivos y negativos.

**Tabla 1.** Valores de amplificación para diferentes direcciones de escaneo usando la configuración propuesta en un arreglo lineal de 7 antenas ( $a = 0.45$ ).

$\theta_0$	Valor de amplificación						
	$A_1$	$A_2$	$A_3$	$A_4$	$A_5$	$A_6$	$A_7$
$-5^\circ$	0.64	0.75	1.85	1.47	1.85	0.75	0.64
$0^\circ$	0.64	0.72	1.85	1.41	1.85	0.72	0.64
$5^\circ$	0.64	0.75	1.85	1.47	1.85	0.75	0.64
$10^\circ$	0.64	0.84	1.85	1.65	1.85	0.84	0.64
$15^\circ$	0.64	1.05	1.85	2.06	1.85	1.05	0.64
$20^\circ$	0.64	1.51	1.85	2.97	1.85	1.51	0.64
$25^\circ$	0.64	2.99	1.85	5.88	1.85	2.99	0.64

La Figura 32 muestra el patrón de radiación obtenido al escanear el haz principal en  $\theta_0 = [-25^\circ, -15^\circ, 0^\circ, 15^\circ, 25^\circ]$ . Esta gráfica ilustra que el diseño propuesto genera un patrón de radiación con un SLL inferior a  $-18$  dB en cada una de las direcciones de escaneo analizadas. Además, este rendimiento se logra con una reducción del 57% en el número total de dispositivos desfasadores en comparación con un caso convencional de excitación cofasal.



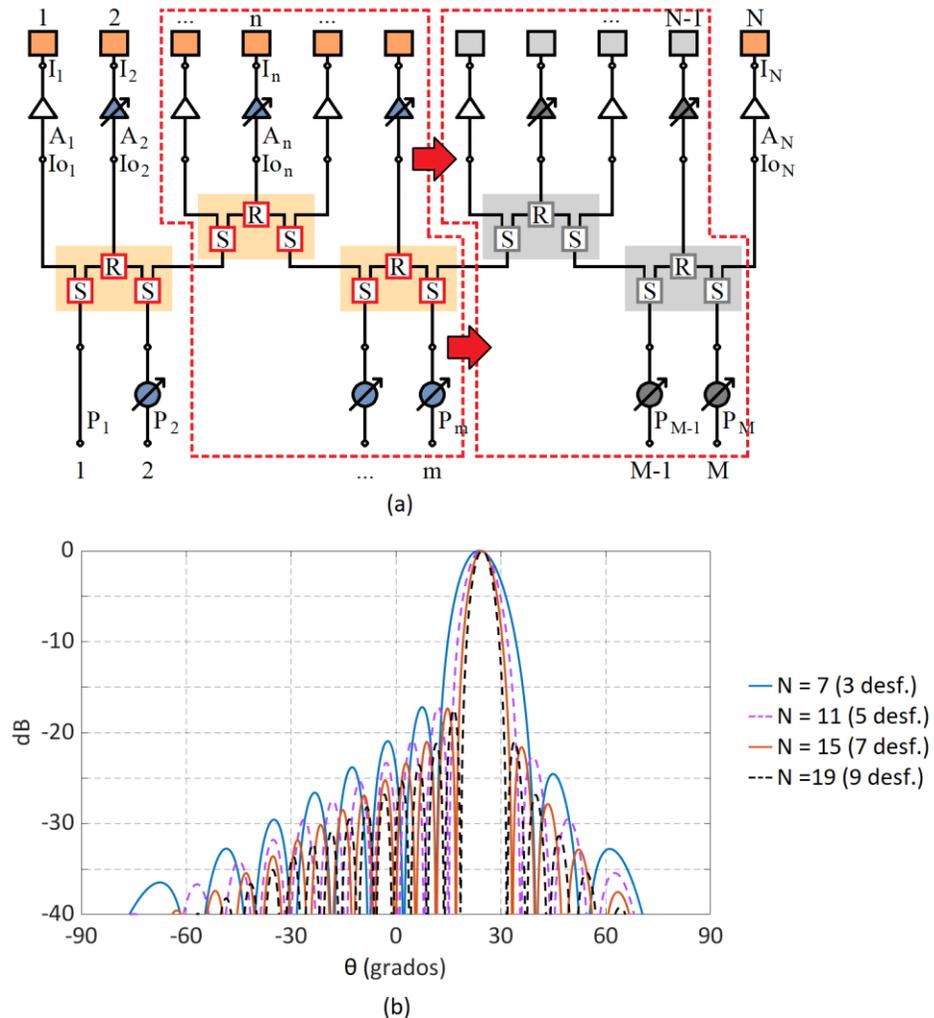
**Figura 32.** Patrón de radiación obtenido al escanear el haz principal en un arreglo lineal de 7 antenas alimentado por la configuración propuesta de bloques CORPS.

**Tabla 2.** Valores de directividad y ancho del haz principal medido en el patrón de radiación para diferentes configuraciones de bloques CORPS en arreglos lineales ( $\alpha = 0.45$ ).

Número de antenas	Número de desfasadores	% de reducción de desfasadores	Directividad	Ancho del haz principal
7	3	57.1%	12.94 dB	47.9°
11	5	54.5%	14.79 dB	29.0°
15	7	53.3%	16.11 dB	20.9°
19	9	52.6%	17.13 dB	16.4°
23	11	52.1%	17.95 dB	13.5°
27	13	51.9%	18.65 dB	11.3°
31	15	51.6%	19.25 dB	9.9°
35	17	51.4%	19.78 dB	8.8°

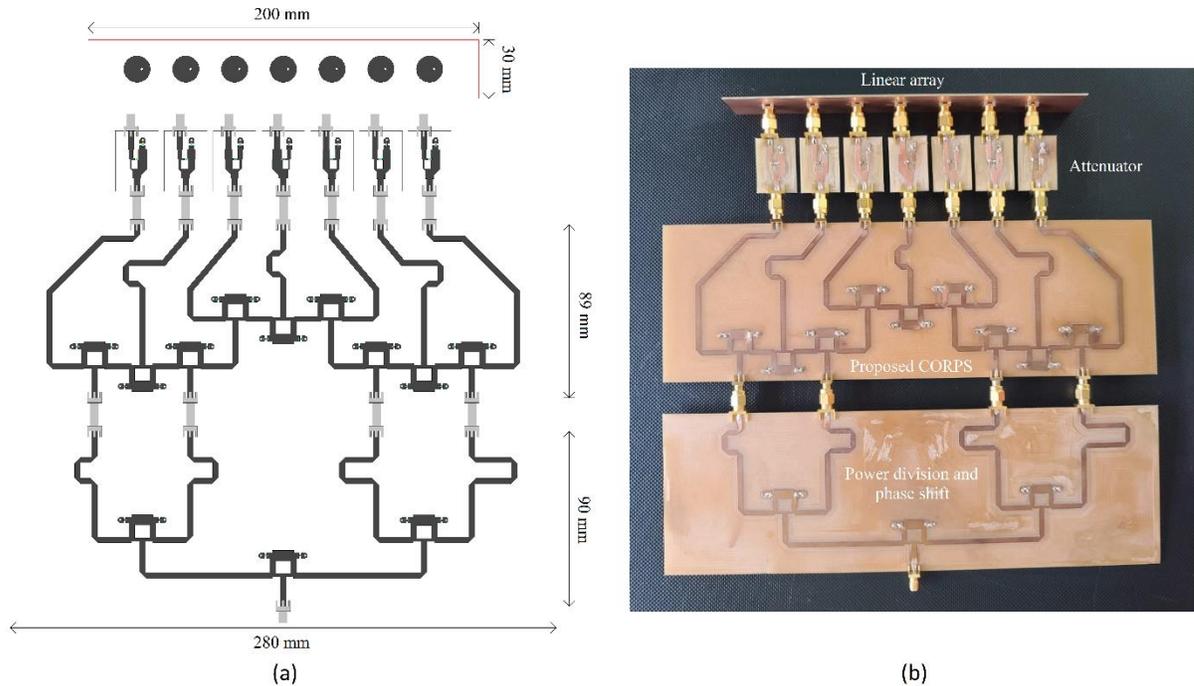
Adicionalmente, la técnica de bloques CORPS se puede implementar en arreglos lineales más grandes agregando más bloques CORPS  $2 \times 3$  en la red de alimentación. Como ejemplo, la configuración mostrada en la Figura 33a alimenta un arreglo lineal de 11 antenas mediante 6 puertos de entrada, es decir, se utilizan cinco bloques CORPS  $2 \times 3$  y 5 dispositivos desfasadores para escanear el haz principal en un rango de  $\pm 25^\circ$ . La Figura 33b presenta el patrón de radiación obtenido para configuraciones con diferente número de elementos de antena considerando un escaneo del haz principal en  $\theta_0 = 25^\circ$ . Estos resultados confirman que la técnica de bloques CORPS permite obtener un patrón de radiación deseado ( $SLL < -18$

dB) para configuraciones que consideren un mayor número de elementos de antena. De esta forma, se realiza una contribución al estado del arte mediante una nueva técnica de diseño que simplifica la red de alimentación en diferentes configuraciones de arreglos lineales considerando un escaneo del haz principal con un bajo SLL.



**Figura 33.** (a) Configuración de bloques CORPS para un arreglo lineal de 11 antenas. (b) Patrón de radiación calculado para diferentes configuraciones de arreglos lineales.

La tabla 2 muestra los valores de directividad y ancho del haz principal medidos en la dirección máxima de escaneo  $\theta_0 = 25^\circ$ , para diversas configuraciones de arreglos lineales al aplicar la técnica propuesta de bloques CORPS. Esta tabla nos indica que los valores de directividad y ancho del haz principal mejoran a medida que aumenta el número de elementos de antena en el arreglo. Además, esto se logra manteniendo una proporción similar en el número de elementos de antena y dispositivos desfasadores.

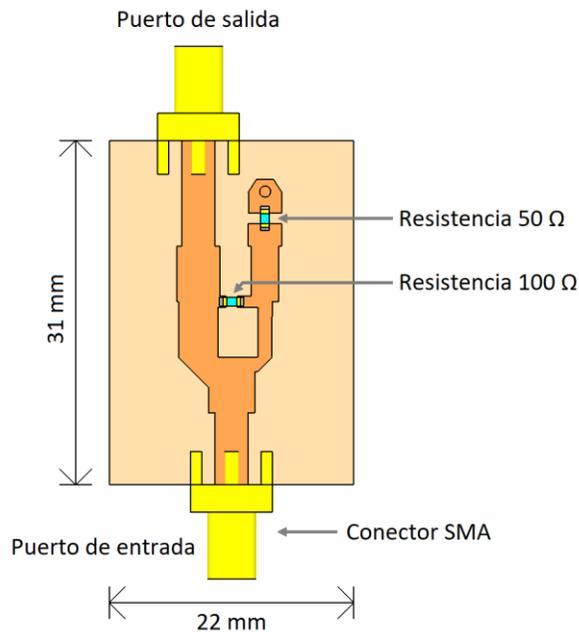


**Figura 34.** Diseño del sistema de antenas completo para el arreglo lineal propuesto. (a) Estructura general. (b) Prototipo fabricado.

#### 4.2.2 Resultados experimentales

Para evaluar experimentalmente el rendimiento de la configuración propuesta en un arreglo lineal de antenas, se diseñaron, fabricaron y caracterizaron cada una de las etapas que componen el sistema de antenas completo, como son: la red de división de potencia, los desfasadores, la red CORPS, los amplificadores y el arreglo de antenas. La Figura 34 muestra la estructura general del sistema de antenas completo y el prototipo fabricado en FR4. En este diseño, la potencia de entrada se divide de 1 a 4 utilizando una red Gysel de tipo cascada (Ooi et al., 2002). Posteriormente, se generan desfases fijos mediante líneas de transmisión con diferentes longitudes, las cuales podrían ser reemplazadas por desfasadores electrónicos sin afectar el rendimiento del patrón de radiación. Entonces, estas cuatro señales complejas alimentan un bloque CORPS  $4 \times 7$  (descrito en el capítulo 2) para generar una pendiente de fase lineal en los siete puertos de salida. Para generar la distribución de amplitud de coseno alzado ( $\alpha = 0.45$ ), se sustituye cada amplificador por un divisor de potencia asimétrico tipo Wilkinson (Parad & Moynihak, 1965) (ver Figura 35). Esto se hace con el fin de ajustar los niveles de amplitud en la salida de los puertos del bloque CORPS  $4 \times 7$ . Finalmente, los puertos de salida de los atenuadores alimentan un arreglo lineal de 7 antenas para generar el patrón de radiación deseado. El arreglo lineal se diseñó

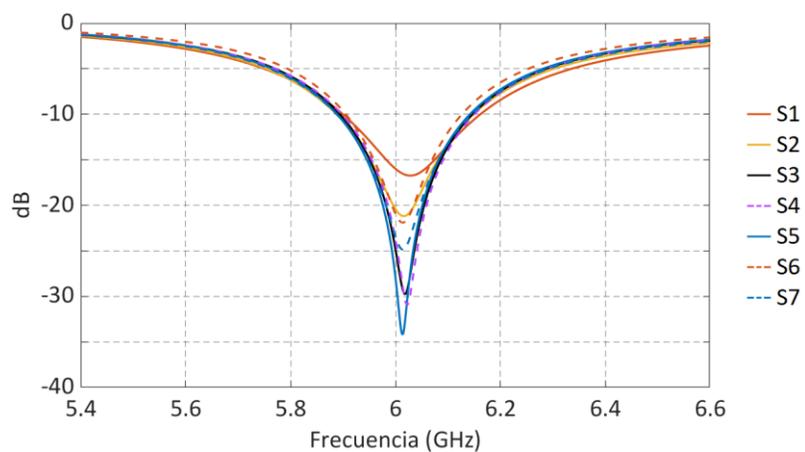
utilizando antenas de parche circular con una frecuencia central de 6 GHz y dimensiones de:  $r = 13.02$  mm,  $h = 1.6$  mm y  $p' = 2.07$  (Balanis, 2016).



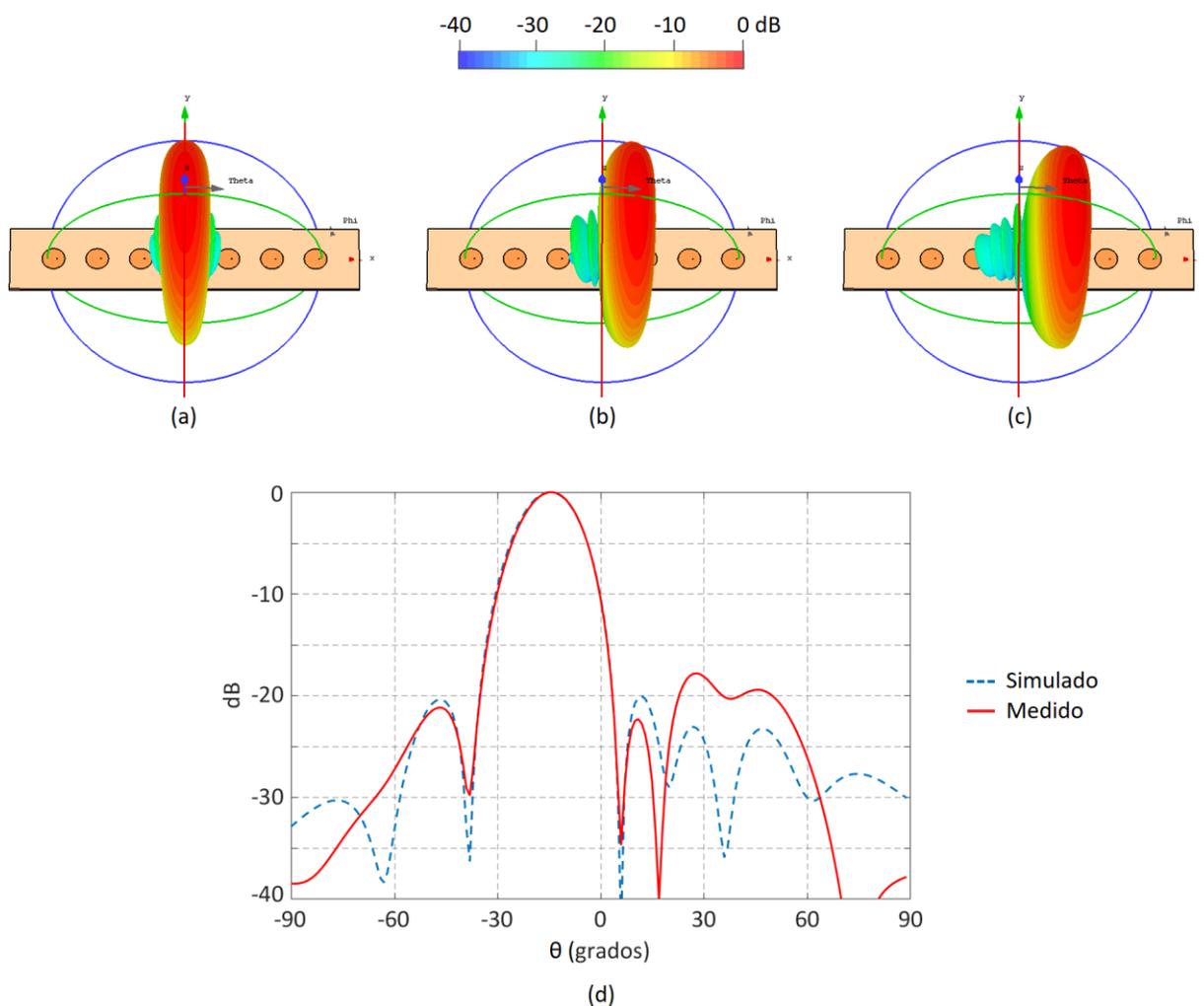
**Figura 35.** Esquemático del divisor de potencia asimétrico de tipo Wilkinson.

La Figura 36 muestra el comportamiento de los coeficientes de reflexión activos para la dirección de escaneo de  $\theta_0 = 25^\circ$ . Esta es la dirección más alejada de la respuesta natural del arreglo y representa el caso con el peor rendimiento para los coeficientes de reflexión activos (el mejor rendimiento se obtiene en  $\theta_0 = 0^\circ$ ). Como se puede observar en esta gráfica, los siete coeficientes de reflexión activos se mantienen por debajo de los  $-10$  dB en el rango de frecuencias de 5.90 GHz a 6.13 GHz, lo que exhibe un buen desempeño en cuanto al acoplamiento del arreglo de antenas.

En la Figura 37 se muestran los patrones de radiación obtenidos mediante simulaciones de onda completa para las direcciones de escaneo  $\theta_0 = [0^\circ, 15^\circ, 25^\circ]$ . Los resultados de la simulación EM del patrón de radiación 3D confirman que el SLL en todos los ángulos de azimut y elevación es menor a  $-18$  dB. Además, como se muestra en la Figura 37d, el patrón de radiación medido experimentalmente en la cámara anecoica es muy similar al generado en la simulación EM, con un claro deterioro del SLL de  $\approx 2$  dB en el patrón de radiación medido. Este deterioro es causado por las pequeñas variaciones en las características físicas que componen las diferentes etapas del sistema de antenas, como son los materiales, soldadura, errores o tolerancias de manufactura, entre otros.



**Figura 36.** Coeficientes de reflexión activos para el arreglo lineal de 7 antenas con dirección de escaneo  $\vartheta_0 = 25^\circ$ .



**Figura 37.** Patrón de radiación 3D obtenido mediante simulación EM. (a)  $\vartheta_0 = 0^\circ$ . (b)  $\vartheta_0 = 15^\circ$ . (c)  $\vartheta_0 = 25^\circ$ . (d) Patrón de radiación medido experimentalmente para la configuración propuesta.

La Tabla 3 muestra una comparación del desempeño de la técnica propuesta con respecto a otras técnicas

de diseño en el estado del arte. Esta comparación se realiza en términos de % de reducción de dispositivos desfasadores, número de elementos de antena, rango de escaneo y SLL. Como se puede observar, la técnica de diseño propuesta logra una reducción del 57% en el número de dispositivos desfasadores para un rango de escaneo de  $\pm 25^\circ$  y un SLL máximo de -18 dB (medido experimentalmente). De esta manera, el caso propuesto proporciona un buen compromiso de diseño en comparación con otras técnicas existentes.

**Tabla 3.** Comparación entre arreglos lineales con número reducido de desfasadores.

Referencia	Número de antenas	Número de desfasadores	Reducción de desfasadores	Optimización	Rango de escaneo	SLL máximo
Caso tradicional	7	7	0%	No	$\pm 42^\circ$	-20 dB (AF)
Caso propuesto	7	3	57%	No	$\pm 25^\circ$	-18 dB (medido)
Panduro & del Rio-Bocio (2009)	10	8	20%	Si	$\pm 30^\circ$	-19 dB (AF)
Avser et al (2016)	30	12	60%	Si	$\pm 12^\circ$	-15 dB (AF)
Avser et al (2018)	28	14	50%	No	$\pm 24^\circ$	-15 dB (medido)
Ehyaie & Mortazawi (2010)	8	2	75%	No	$\pm 12.5^\circ$	-10 dB (medido)
Akbar & Mortazawi (2017)	8	2	75%	Si	$\pm 18.5^\circ$	-9 dB (medido)
Topak et al. (2013)	5	2	60%	No	$\pm 8^\circ$	-15 dB (medido)

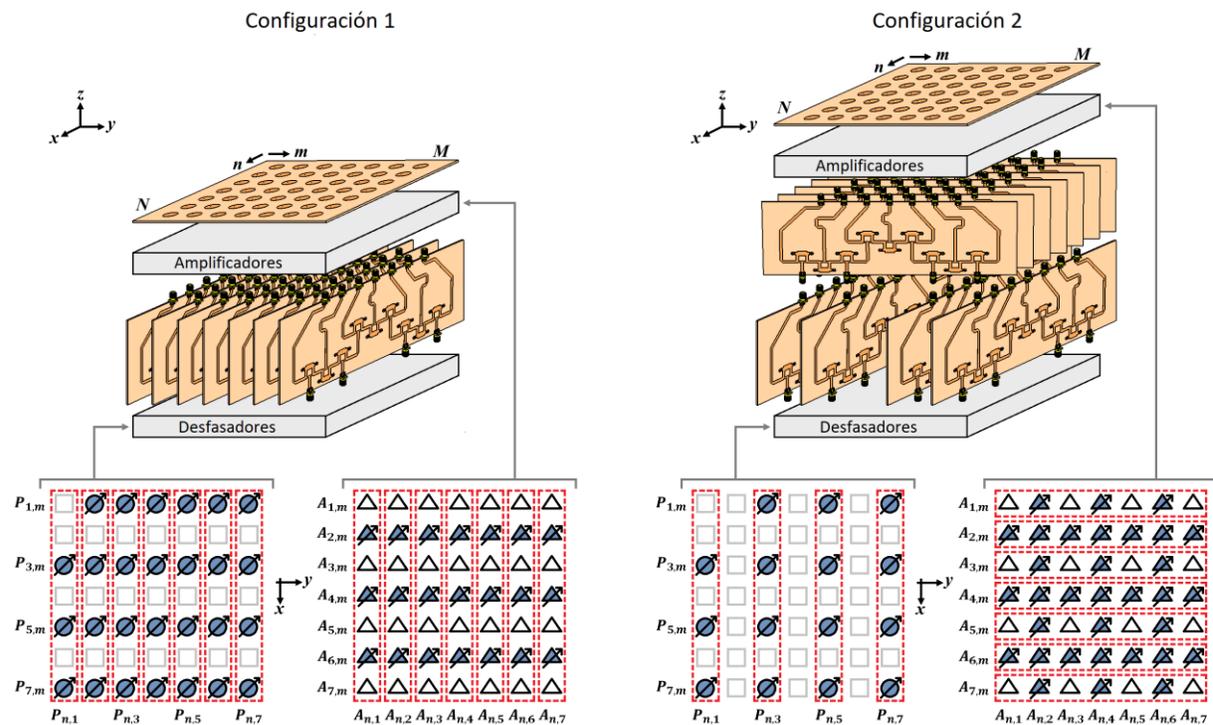
### 4.3 Implementación de los bloques CORPS en arreglos planares

En esta sección se analiza el rendimiento de los bloques CORPS en configuraciones de arreglos planares (2D) con número reducido de puertos de entrada. Para este tipo de arreglos, es importante evaluar las características del patrón de radiación considerando un escaneo del haz principal en ambos planos (elevación y azimut).

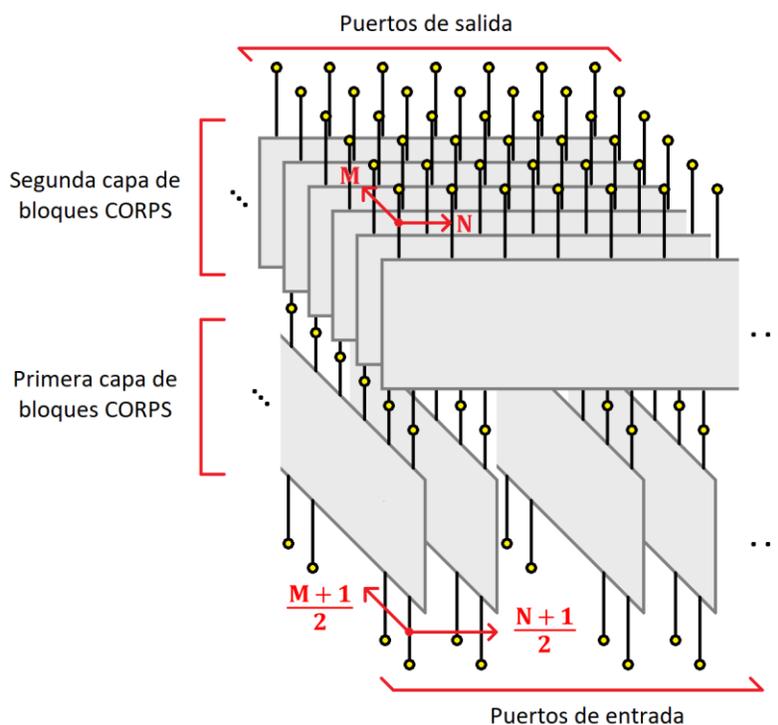
### 4.3.1 Análisis teórico

Para generar un haz de radiación escaneable con bajo SLL, se proponen dos configuraciones de arreglos planares que aplican la técnica de bloques CORPS en la red de alimentación (ver Figura 38) para reducir el número total de dispositivos desfasadores en el sistema de antenas.

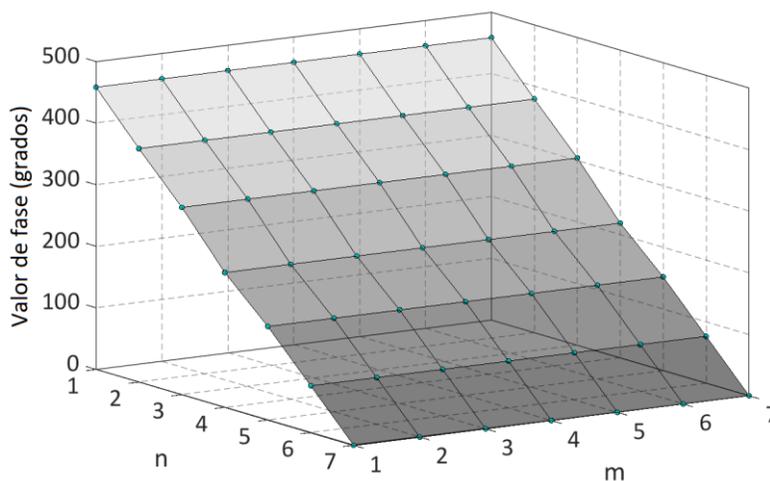
La configuración 1 propone implementar siete bloques CORPS  $4 \times 7$  paralelos al plano  $x-z$ . Esta configuración utiliza 27 desfasadores y 21 amplificadores variables para controlar 49 elementos de antena (arreglo  $7 \times 7$ ). Esto representa una reducción del 45% en el número total de dispositivos desfasadores en comparación con un caso tradicional de excitación cofasal. Además, la configuración propuesta logra un rango de escaneo de  $\pm 25^\circ$  en el plano de elevación (plano  $x-z$ ) y  $\pm 40^\circ$  en el plano de azimut (plano  $y-z$ ). Por otro lado, la configuración 2 utiliza cuatro bloques CORPS  $4 \times 7$  organizados en paralelo sobre el plano  $x-z$ , los cuales alimentan una segunda capa de bloques CORPS  $4 \times 7$  que están orientados al plano  $y-z$ . Esta configuración controla 49 elementos de antena mediante el uso de 15 dispositivos desfasadores y 33 amplificadores variables, generando así una reducción de desfasadores del 69% con un rango de escaneo de  $\pm 25^\circ$  en elevación y  $\pm 25^\circ$  en azimut.



**Figura 38.** Configuraciones propuestas para arreglos planares usando bloques CORPS.



**Figura 39.** Diagrama de bloques para la configuración 2 de arreglos planares.



**Figura 40.** Plano de fase generado para la configuración propuesta 1 y 2.

Los bloques CORPS se colocan estratégicamente en cada configuración con la finalidad de generar el valor de excitación cofasal deseado en cada elemento de antena. Por ejemplo, la Figura 39 ilustra el diagrama a bloques de la red de alimentación de la configuración 2 (utilizando redes CORPS  $4 \times 7$ ). En este diseño, cada bloque CORPS aprovecha los valores de fase de entrada para redistribuirlos en la red y generar un plano de fase que alimente el arreglo planar. Esto indica que el plano de fase total (con 49 valores) se puede controlar variando la fase en los 16 puertos de entrada (o 15 dispositivos desfasadores). En este

sentido, la Figura 40 muestra el plano de fase generado por la red de alimentación propuesta. Cabe mencionar que el plano de fase es igual para ambas configuraciones debido a que los dos diseños propuestos tienen el mismo número de elementos de antena.

Los valores de fase de entrada  $P_{n,m}$  para las dos configuraciones se pueden calcular mediante la siguiente expresión:

$$P_{n,m} = \beta x_n + \beta y_n \quad (27)$$

Entonces, si tomamos como referencia el centro geométrico del arreglo, podemos calcular la distribución de amplitud del coseno alzado para los valores de  $I_{n,m}$  usando la siguiente ecuación:

$$I_{n,m} = \frac{1 + \cos\left(\frac{d_{n,m} \cos^{-1}(2a - 1)}{0.5L}\right)}{2} \quad (28)$$

$$I_{n,m} d_{n,m} = \sqrt{dx_{n,m}^2 + dy_{n,m}^2} \quad (29)$$

Donde  $L$  es la longitud del arreglo, y  $dx_{n,m}$  y  $dy_{n,m}$  representan la distancia desde el centro geométrico del arreglo al elemento de antena  $n, m$  sobre los ejes  $x$  y  $y$ , respectivamente.

Se seleccionó un valor de  $a = 0.19$  en la distribución de coseno alzado para generar un patrón de radiación con un SLL máximo de  $-20$  dB en la dirección máxima de escaneo (elevación y azimut), estos valores se muestran en la tabla 4. Para obtener la distribución de amplitud adecuada sobre el arreglo, es necesario ajustar los niveles de amplitud obtenidos en los puertos de salida de los bloques CORPS  $4 \times 7$ . Por lo tanto, primero se calculan los valores de amplificación fijos y, posteriormente, se obtienen los valores de amplificación variables para cada dirección de escaneo del haz principal.

Las redes de alimentación propuestas fueron simuladas en CST Microwave Studio con la finalidad de analizar la variación en los niveles de amplitud para cada una de las direcciones de escaneo en los planos de elevación y azimut. Los resultados de estas simulaciones mostraron que los valores de amplificación fijos varían ligeramente durante el escaneo del haz principal, generando un error de amplitud en cada amplificador fijo de  $\approx 5.2\%$  para la configuración 1 y  $\approx 8.8\%$  para la configuración 2. Este error de amplitud

es menos significativo para la configuración 2, debido a que este diseño utiliza una mayor proporción de amplificadores variables, los cuales compensan el error de amplitud en la red. Además, para minimizar el deterioro del patrón de radiación causado por el error de amplitud en las salidas de los amplificadores fijos, los valores de amplificación fijos se calcularon promediando todos los valores de cada amplificador para todas las direcciones de escaneo analizadas.

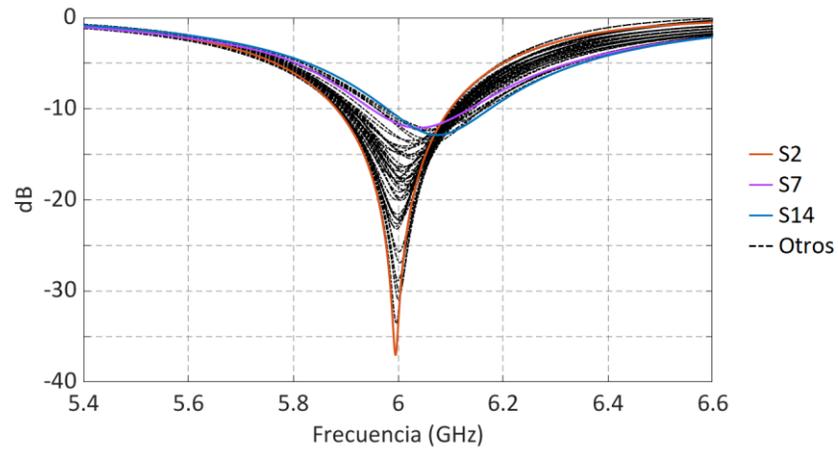
**Tabla 4.** Distribución de amplitud de coseno alzado propuesta para el arreglo planar  $7 \times 7$  ( $a = 0.19$ ).

$I_{n,m}$	$I_{n,1}$	$I_{n,2}$	$I_{n,3}$	$I_{n,4}$	$I_{n,5}$	$I_{n,6}$	$I_{n,7}$
$I_{1,m}$	0.19	0.34	0.45	0.49	0.45	0.34	0.19
$I_{2,m}$	0.34	0.54	0.69	0.75	0.69	0.54	0.34
$I_{3,m}$	0.45	0.69	0.87	0.93	0.87	0.69	0.45
$I_{4,m}$	0.49	0.75	0.93	1.00	0.93	0.75	0.49
$I_{5,m}$	0.45	0.69	0.87	0.93	0.87	0.69	0.45
$I_{6,m}$	0.34	0.54	0.69	0.75	0.69	0.54	0.34
$I_{7,m}$	0.19	0.34	0.45	0.49	0.45	0.34	0.19

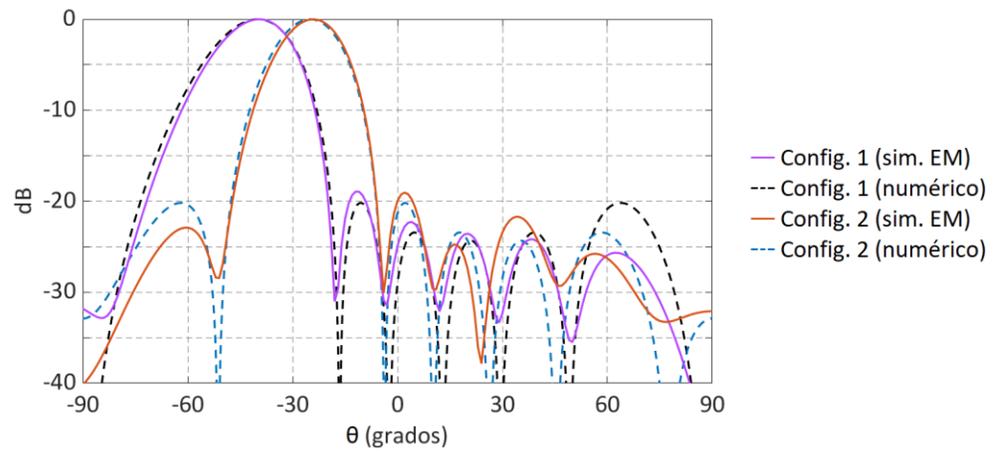
#### 4.3.2 Resultados de simulación EM

El sistema de antenas completo para cada configuración fue diseñado y simulado en CST Microwave Studio, con el propósito de verificar el desempeño del patrón de radiación considerando el acoplamiento mutuo entre elementos y los errores de fase y amplitud generados por la red de alimentación. El arreglo de antenas fue diseñado utilizando elementos de antena de parche circular con una frecuencia central de 6 GHz y dimensiones de:  $r = 13.02$  mm,  $h = 1.6$  mm (sustrato FR4) y  $p' = 2.07$  (Balanis, 2016).

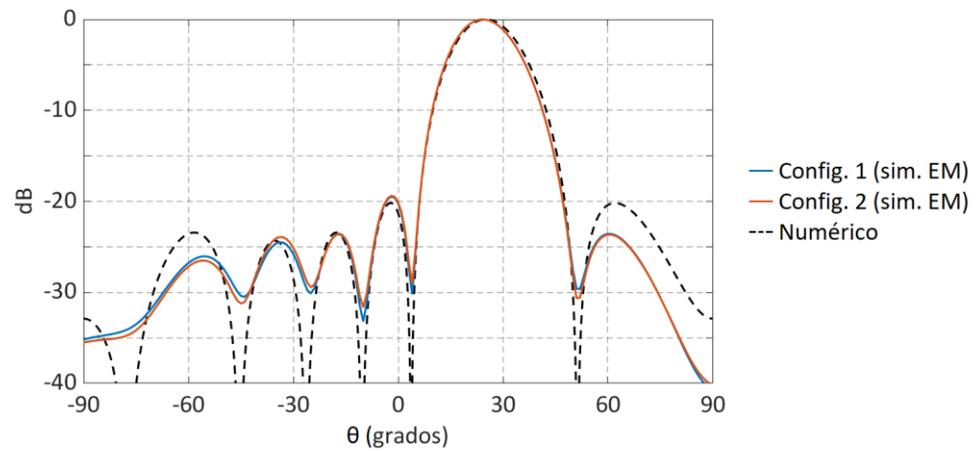
La simulación del sistema de antenas completo para cada configuración se realizó mediante etapas. Primero, se alimentaron los puertos de entrada con una señal compleja (con fase y amplitud) para generar el plano de fase deseado. Entonces, se simuló el flujo de la señal a través de la red de alimentación para estimar el error de fase y amplitud de cada bloque CORPS  $4 \times 7$ . Finalmente, estos valores de error se consideraron en la etapa de amplificación para generar el patrón de radiación del arreglo de antenas. Es importante mencionar que los modelos utilizados en la simulación EM consideran los conectores SMA y las resistencias de montaje superficial.



**Figura 41.** Coeficientes de reflexión activos para el arreglo planar  $7 \times 7$  con dirección de escaneo  $\phi_0 = 90^\circ$  y  $\vartheta_0 = 40^\circ$ .



(a)

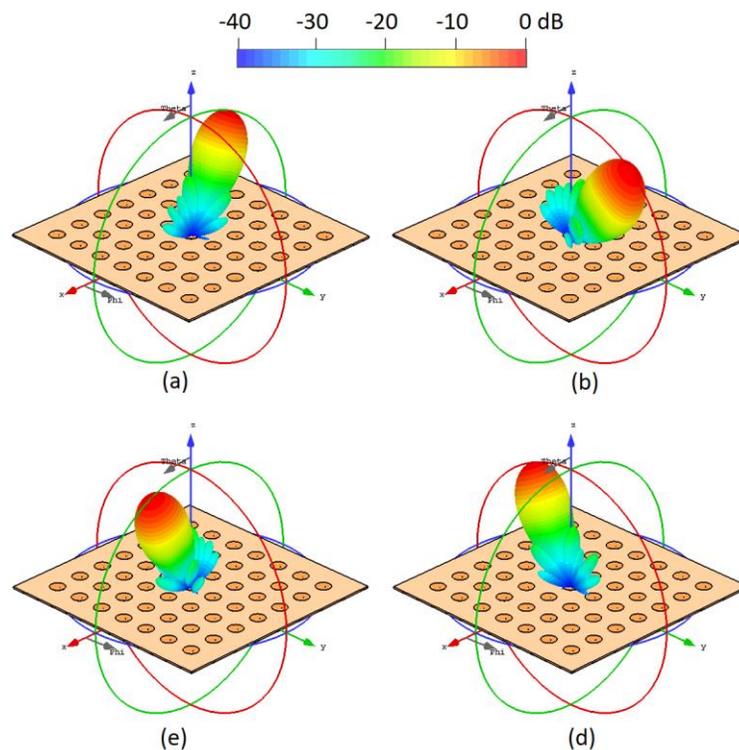


(b)

**Figura 42.** Patrón de radiación obtenido en las configuraciones propuestas para la máxima dirección de escaneo en (a) azimut y (b) elevación.

La Figura 41 presenta los coeficientes de reflexión activos para los 49 elementos de antena de la configuración 1 cuando el haz principal se escanea en  $\phi_0 = 90^\circ$  y  $\theta_0 = 40^\circ$ . Este caso representa el peor rendimiento en los coeficientes de reflexión activos debido a que el ángulo de escaneo es el más alejado de la respuesta natural del arreglo, que es en  $\phi_0 = 0^\circ$  y  $\theta_0 = 0^\circ$ . Como se muestra en esta figura, los coeficientes de reflexión activos de las 49 antenas se mantienen por debajo de  $-10$  dB para la frecuencia central de 6 GHz.

La Figura 42 ilustra el patrón de radiación obtenido teóricamente (sin acoplamiento mutuo) y mediante simulación EM para las dos configuraciones mostradas en la Figura 37. Esta figura muestra el comportamiento del patrón de radiación en azimut (Figura 42a) y elevación (Figura 42b) para las direcciones de escaneo más alejadas de la respuesta natural del arreglo. Se observa un deterioro máximo del SLL de 1.1 dB para la configuración 1 y 1.0 dB para la configuración 2, como consecuencia del acoplamiento mutuo entre elementos y los errores de fase y amplitud generados por la red de alimentación. Estos resultados muestran que el diseño propuesto genera un buen rendimiento en el patrón de radiación que coincide con los resultados numéricos obtenidos, logrando un SLL máximo de aproximadamente  $-19$  dB para las dos configuraciones propuestas.



**Figura 43.** Patrón de radiación 3D obtenido en CST Microwave Studio: configuración 1 (a)  $\phi_0 = 0^\circ$  y  $\vartheta_0 = -25^\circ$ , y (b)  $\phi_0 = 90^\circ$  y  $\vartheta_0 = 40^\circ$ ; configuración 2 (c)  $\phi_0 = 0^\circ$  y  $\vartheta_0 = 25^\circ$ , y (d)  $\phi_0 = 90^\circ$  y  $\vartheta_0 = -25^\circ$ .

La Figura 43 muestra el patrón de radiación 3D obtenido en CST Microwave Studio para las dos configuraciones propuestas. Esta figura ilustra los siguientes casos: configuración 1 en  $\phi_0 = 0^\circ$  y  $\theta_0 = -25^\circ$  (Figura 43a), y  $\phi_0 = 90^\circ$  y  $\theta_0 = 40^\circ$  (Figura 43b); configuración 2 en  $\phi_0 = 0^\circ$  y  $\theta_0 = 25^\circ$  (Figura 43c), y  $\phi_0 = 90^\circ$  y  $\theta_0 = -25^\circ$  (Figura 43d). Estas gráficas ilustran que el rendimiento SLL se mantiene en valores bajos para los planos de elevación y azimut.

La Tabla 5 presenta un análisis comparativo de las dos configuraciones propuestas en relación con otras técnicas existentes para arreglos de antenas bidimensionales. Este análisis comparativo considera la reducción de dispositivos desfasadores, el número de elementos, el rango de escaneo en elevación, el rango de escaneo en azimut y el SLL. Las configuraciones propuestas muestran una reducción en dispositivos desfasadores del 45% y 69% para la configuración 1 y 2, respectivamente. De esta forma, la técnica propuesta proporciona un buen compromiso de diseño en términos del SLL y rango de escaneo del haz principal en comparación con otras técnicas existentes en el estado del arte.

**Tabla 5.** Comparación entre arreglos planares con número reducido de desfasadores.

Referencia	Número de antenas	Número de desfasadores	Reducción de desfasadores	Rango de escaneo en elevación	Rango de escaneo en azimut	SLL máximo
Caso tradicional	49	49	0%	$\pm 42^\circ$	$\pm 42^\circ$	-20 dB (AF)
Configuración 1	49	27	45%	$\pm 25^\circ$	$\pm 40^\circ$	-19 dB (Sim. EM)
Configuración 2	49	15	69%	$\pm 25^\circ$	$\pm 25^\circ$	-19 dB (Sim. EM)
Wang et al. (2008)	768	192	75%	$\pm 10^\circ$	$\pm 45^\circ$	-18 dB (Sim. EM)
Rupakula et al. (2020)	256	60	76%	$\pm 15^\circ$	$\pm 40^\circ$	-12 dB (AF)
Betancourt & del Rio-Bocio (2007)	9	4	55%	$\pm 14^\circ$	$\pm 12^\circ$	-11 dB (medido)
Khalily et al. (2016)	9	4	55%	$\pm 14.5^\circ$	$\pm 14.5^\circ$	-9.5 dB (medido)

## 4.4 Conclusiones

En este capítulo, se analizó el rendimiento de los bloques CORPS en configuraciones de arreglos lineales y planares. Se describieron los modelos teóricos y se presentaron los resultados obtenidos mediante simulación EM y mediciones experimentales.

Como aportación, la técnica de diseño propuesta de bloques CORPS se implementó en nuevas y novedosas configuraciones de arreglos lineales que aprovechan la propiedad de interpolación de fase de los bloques CORPS para simplificar la red de alimentación y reducir el número de dispositivos desfasadores necesarios en el sistema de antenas. Estas configuraciones se construyeron interconectando bloques CORPS  $2 \times 3$  y colocando amplificadores fijos y variables para generar una distribución de amplitud de coseno alzado que reduzca el SLL. El diseño propuesto (alimentado por un bloque CORPS  $4 \times 7$ ) logra una reducción del 57% en el número total de dispositivos desfasadores en comparación con un caso convencional de excitación cofasal. Además, las características logradas del SLL (-18 dB) y el rango de escaneo del haz principal ( $\pm 25^\circ$ ) se encuentran dentro de los valores adecuados para su aplicación en entornos de 5G.

Con el fin de cubrir el objetivo particular de implementar nuevos diseños de redes CORPS en configuraciones de arreglos planares, en este capítulo se presentan dos nuevos diseños de arreglos planares (arreglos  $7 \times 7$ ) que aplican la técnica de bloques CORPS en la red de alimentación para mejorar la capacidad de reducción de desfasadores y proporcionar varias ventajas con respecto a otras técnicas encontradas en el estado del arte. Las configuraciones de diseño propuestas logran una reducción en el número de dispositivos desfasadores de hasta el 69% para un rango de escaneo de  $\pm 25^\circ$  en elevación y hasta  $\pm 40^\circ$  en azimut. La aplicación de la distribución de amplitud del coseno alzado genera un SLL de -19 dB considerando el acoplamiento mutuo entre los elementos de la antena. Dado que los diseños propuestos escanean el haz principal en ambos planos manteniendo un SLL bajo, estos pueden ser implementados en sistemas inalámbricos de 5G, alcanzando parcialmente el objetivo principal de este trabajo de investigación.

## Capítulo 5. Diseño de arreglos lineales usando bloques CORPS y subarreglos

---

### 5.1 Introducción

En este capítulo, se aborda el objetivo particular de implementar redes CORPS en configuraciones con subarreglos, tal como se planteó en la sección 1.6. Con este fin, esta tesis propone la configuración de CORPS-Subarreglos para mejorar la capacidad de reducción de desfasadores en comparación con la implementación individual de cada tecnología. La técnica propuesta consta de dos etapas de diseño: en la primera etapa, se aplican redes CORPS para reducir el número de puertos de entrada sin deteriorar los valores cofasales; y la segunda etapa utiliza tecnologías de subarreglos aperiódicos para aumentar aún más la reducción de desfasadores y minimizar el SLL. Esto reduce los dispositivos desfasadores y mantiene las características del SLL similares a las de un arreglo tradicional de excitación cofasal.

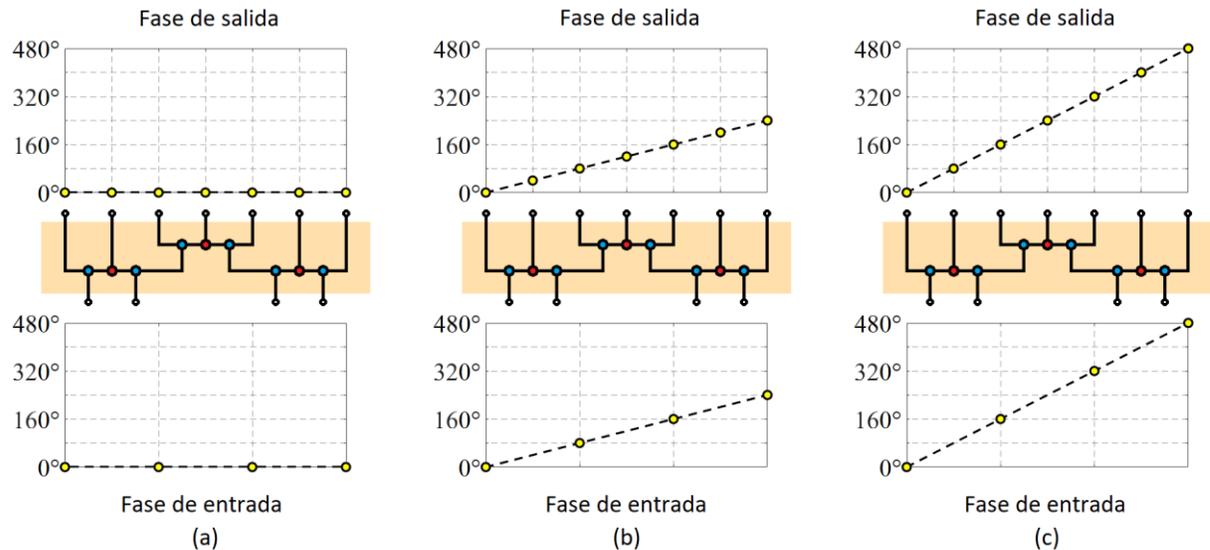
### 5.2 Configuración de CORPS-Subarreglos

#### 5.2.1 Diseño del bloque CORPS para subarreglos

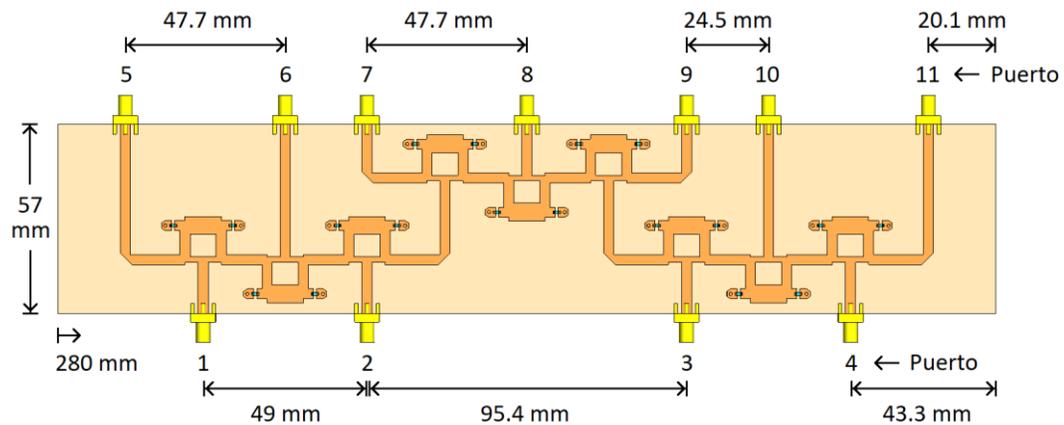
En las redes CORPS tradicionales es necesario aumentar el número de capas en la red para aumentar la reducción de desfasadores. Esto tiene la desventaja de deteriorar los valores cofasales y aumentar las pérdidas por disipación de energía (Ferrando & Fonseca, 2011). Para resolver este problema, en la sección 3 se propuso un bloque CORPS  $4 \times 7$  construido a base de tres redes CORPS  $2 \times 3$ . La Figura 44 muestra el comportamiento de los valores de fase del bloque CORPS  $4 \times 7$  al aplicar una pendiente de fase de entrada de  $0^\circ$  (Figura 44a),  $80^\circ$  (Figura 44b) y  $160^\circ$  (Figura 44c). Estas gráficas ilustran que el bloque CORPS  $4 \times 7$  aprovecha la propiedad de interpolación de fase del bloque CORPS  $2 \times 3$  para generar los valores cofasales ideales utilizando el 57% de puertos de entrada totales.

Para la configuración propuesta de CORPS-Subarreglos, se diseñó y simuló una nueva red CORPS  $4 \times 7$  (ver Figura 45) para la frecuencia central de diseño de 6 GHz. A diferencia del diseño mostrado en la sección 3, la red propuesta en la Figura 45 elimina los desfases fijos (o segmentos de línea de transmisión) ubicados

en los puertos de salida de la red CORPS con el fin de facilitar la implementación de los subarreglos. Esto provoca una diferencia de fase de  $102^\circ$  entre los puertos [5, 6, 10 y 11] y [7, 8 y 9] que se compensa en la red de subarreglos. Esta diferencia de fase se visualiza con más detalle en la Figura 46, donde se muestra el comportamiento de la fase con respecto a la frecuencia para el nuevo bloque CORPS  $4 \times 7$ .



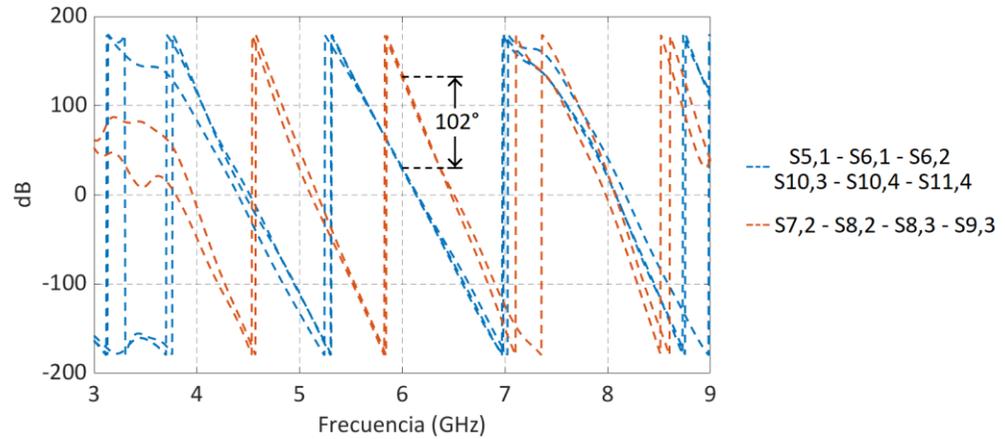
**Figura 44.** Comportamiento del bloque CORPS  $4 \times 7$  al aplicar una pendiente de fase de entrada de  $0^\circ$ ,  $80^\circ$  y  $160^\circ$ .



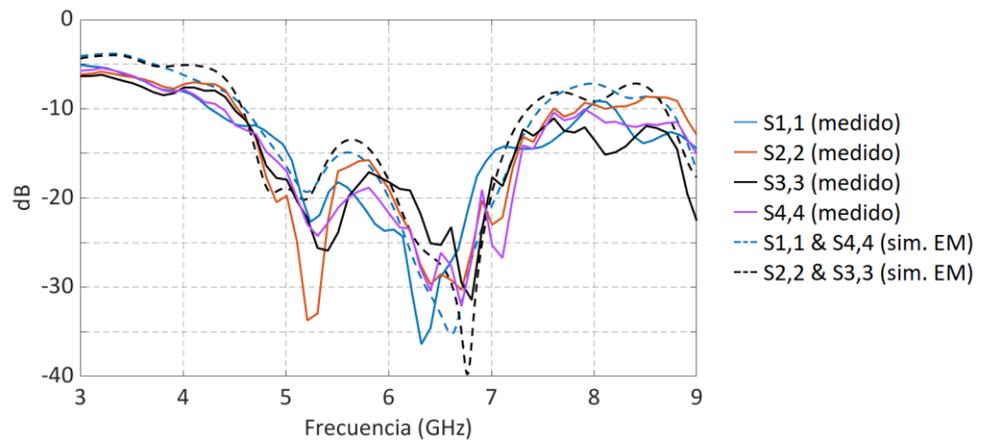
**Figura 45.** Diseño realizado en CST Microwave Studio del bloque CORPS  $4 \times 7$  recortado.

El prototipo del nuevo bloque CORPS se fabricó en FR-4 con resistencias de montaje superficial Vishay FC0603 ( $50 \Omega$ ) y conectores SMA PE44198. Los coeficientes de reflexión medidos y simulados se presentan en la Figura 47. Estos resultados coinciden con los valores simulados e indican un buen rendimiento de la red para un ancho de banda de operación de 3 GHz, de 4.6 GHz a 7.6 GHz. En el caso de los coeficientes de transmisión mostrados en la Figura 48, se tienen los siguientes valores medidos a la frecuencia de 6

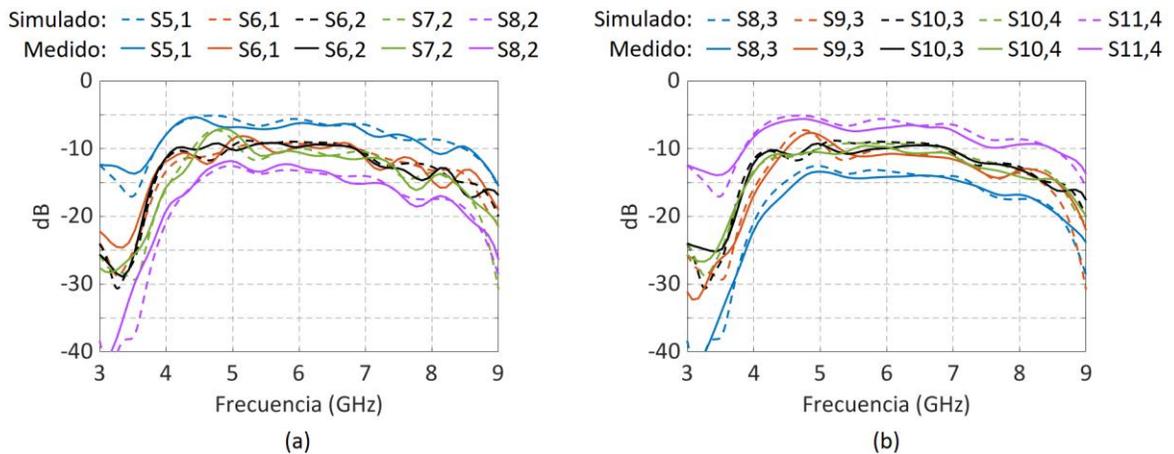
GHz: S5,1 = -6.3 dB, S6,1 = -9.6 dB, S6,2 = -9.7 dB, S7,2 = -10.5 dB y S8,2 = -12.6 dB (Figura 48a); S8,3 = -14.2 dB, S9,3 = -10.8 dB, S10,3 = -9.9 dB, S10,4 = -9.7 dB y S11,4 = -6.9 dB (Figura 48b).



**Figura 46.** Comportamiento de la fase versus frecuencia para el bloque CORPS 4 × 7 recortado.



**Figura 47.** Coeficientes de reflexión medidos y simulados para el bloque CORPS 4 × 7 recortado.

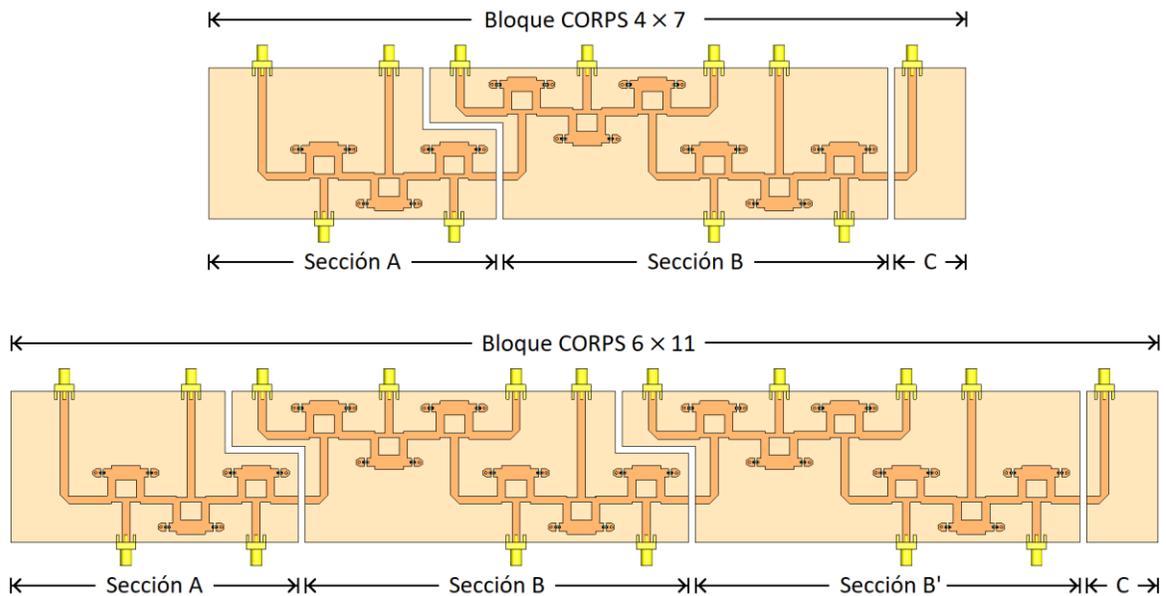


**Figura 48.** Coeficientes de transmisión medidos y simulados para el bloque CORPS 4 × 7 recortado: (a) puerto 1 y 2; (b) puerto 3 y 4.

Para generar estructuras CORPS más grandes sin afectar los valores cofasales, el bloque CORPS  $4 \times 7$  se divide en tres secciones: A, B y C, como se muestra en la Figura 49. Entonces, la sección B se replica para crear una nueva red CORPS con  $M$  puertos de entrada y  $S$  puertos de salida. De esta manera, si  $M$  es un número par de puertos de entrada, la relación entre  $M$  y  $S$  estará definida por la siguiente expresión:

$$S = 2M - 1 \quad (30)$$

Mediante este método, podemos construir bloques CORPS  $4 \times 7$ ,  $6 \times 11$  y  $8 \times 15$  para analizar su rendimiento en configuraciones de subarreglos con un mayor número de elementos. En la siguiente sección se analizan los valores de fase y amplitud generados por la red CORPS en configuraciones de CORPS-Subarreglos.

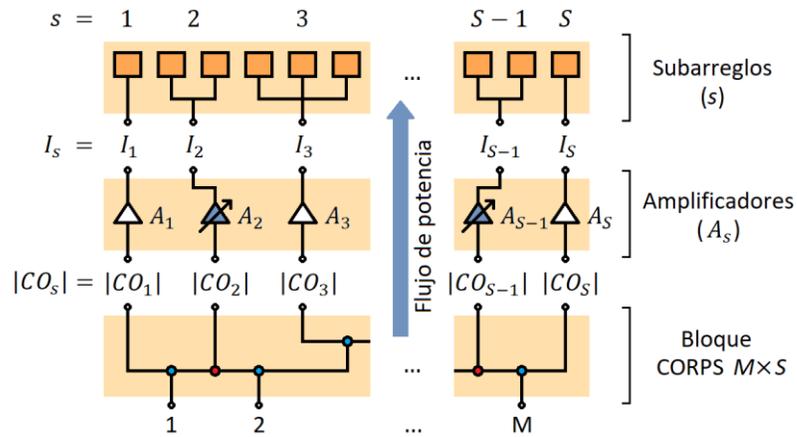


**Figura 49.** Construcción de un bloque CORPS  $6 \times 11$ .

### 5.2.2 Valor de fase y amplitud para la configuración de CORPS-Subarreglos

Los subarreglos son una alternativa para simplificar el sistema de antenas en aplicaciones con limitado escaneo de haz principal. En estas configuraciones, uno o más elementos de antena son alimentados con un único valor de fase y amplitud. Los subarreglos uniformes tienen la principal desventaja de tener un rango de escaneo muy reducido debido a la aparición de lóbulos de rejilla en el rango visible. Estas

características de escaneo se mejoran utilizando técnicas de subarreglos no uniformes (Haupt, 2007; Avser et al., 2016).



**Figura 50.** Diagrama a bloques de la configuración propuesta CORPS-Subarreglos para el arreglo lineal.

En la configuración de CORPS-Subarreglos mostrada en la Figura 50, los puertos de salida del bloque CORPS están conectados a un conjunto de amplificadores, que a su vez alimentan una combinación óptima de subarreglos. Por lo tanto, el vector de amplitud  $I_s$  es el producto de los valores de amplitud de salida de la red CORPS  $|CO_s|$  y los valores de amplificación  $A_s$ .

Para el vector  $I_s$  se definió una distribución de amplitud de coseno alzado con un valor de  $a = 0.5$  con el fin de generar un patrón de radiación escaneable con un SLL < -15 dB. La distribución de coseno alzado para configuraciones de subarreglos está definida por la siguiente expresión:

$$I_s = \frac{1 + \cos\left(\frac{d_s \cos^{-1}(2a - 1)}{0.5L}\right)}{2} \quad (31)$$

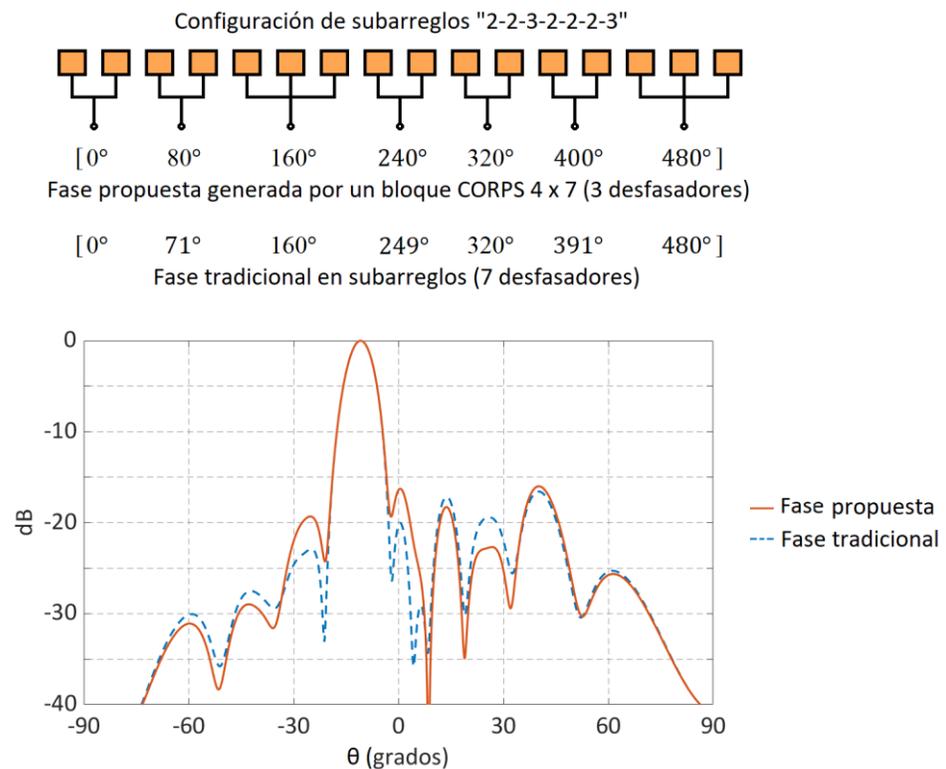
Donde  $d_s$  representa la distancia desde el centro geométrico del arreglo al centro del  $s$ -ésimo subarreglo.

En esta configuración, la dirección máxima de escaneo se obtiene al aplicar una pendiente de fase de  $160^\circ$  en los puertos de entrada del bloque CORPS. Este valor de fase es seleccionado con el fin de reducir las pérdidas combinatorias en los nodos de recombinación. Además, el patrón de radiación generalmente presenta un mejor rendimiento en ángulos de escaneo menores.

Tradicionalmente, el valor de excitación de fase de los subarreglos se calcula utilizando la posición central de cada subarreglo, lo cual genera una pendiente de fase no uniforme cuando se utilizan diferentes tamaños de subarreglos. En su lugar, se propone utilizar una pendiente de fase uniforme generada mediante un bloque CORPS de tamaño  $M \times S$  (definido en la ecuación 30). De esta forma, el valor de fase  $\alpha'_s$  del subarreglo  $s = [1, 2, \dots, S]$  se puede calcular mediante la siguiente expresión:

$$\alpha'_s = -\frac{N-1}{S-1}(s-1)k d \sin(\theta_0) \quad (32)$$

La Figura 51 muestra una comparación del rendimiento del patrón de radiación para una configuración de subarreglos que es alimentada con los valores de fase propuestos y tradicionales (pendiente de fase uniforme y no uniforme, respectivamente). El valor de fase propuesto genera un SLL de -16 dB en la dirección de escaneo  $\theta_0 = -11^\circ$ , lo que representa un deterioro de 0.6 dB en comparación con el SLL obtenido con los valores de fase tradicionales (con un SLL de -16.6 dB). Este deterioro es mínimo considerando que los siete valores de fase propuestos se pueden generar utilizando tres dispositivos desfasadores y un bloque CORPS  $4 \times 7$ .



**Figura 51.** Comparación del patrón de radiación generado en configuraciones de subarreglos con alimentación de fase tradicional y propuesta.

### 5.2.3 Resultados numéricos

Generalmente, para implementar técnicas de subarreglos se utilizan métodos exhaustivos para evaluar todas las posibles combinaciones para agrupar los elementos de antena. Sin embargo, esto genera largos tiempos de cómputo en configuraciones con muchos elementos. Por lo tanto, resulta necesario establecer un número fijo de subarreglos ( $S$ ) y un número máximo de elementos por subarreglo ( $S_{max}$ ) para simplificar la búsqueda de combinaciones. Además, con el fin de facilitar el análisis de la configuración CORPS-Subarreglos en múltiples casos de diseño, se propone el siguiente algoritmo para evaluar cada configuración según sus características de radiación:

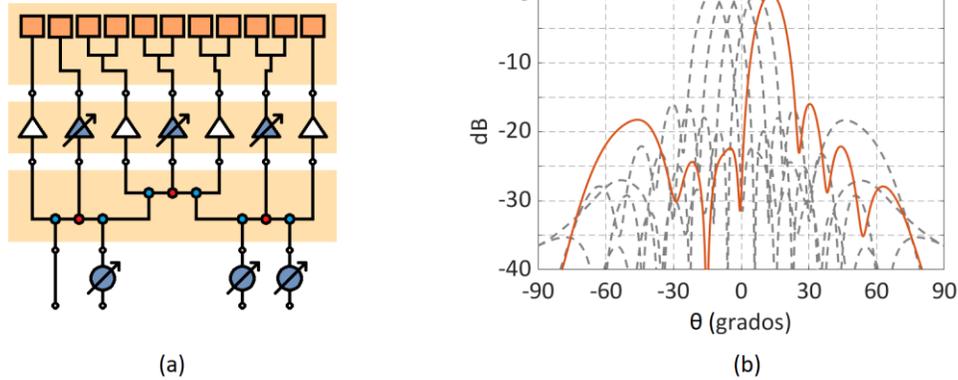
1. Definir los valores de  $N$ ,  $M$  y  $S$ .
2. Crear todas las combinaciones de subarreglos para  $N$  antenas,  $S$  subarreglos y  $S_{max}$  elementos máximos por subarreglo.
3. Calcular los valores de  $\alpha'_s$ ,  $I'_s$  y  $A_s$  aplicando la máxima pendiente de fase de entrada en el bloque CORPS de tamaño  $M \times S$ .
4. Calcular  $P(\theta)$  para medir en cada combinación el SLL y la dirección de escaneo del haz principal.
5. Seleccionar la configuración con el mejor rendimiento de escaneo.

En la Tabla 6 se muestran los resultados obtenidos para la configuración CORPS-Subarreglos considerando diferentes valores de  $N$ ,  $M$  y  $S$  en el algoritmo propuesto. Los resultados indican que el rango de escaneo se reduce a medida que aumenta el número de antenas en el arreglo, por lo tanto, existe un compromiso entre la capacidad de reducción de desfasadores y el rango de escaneo del haz principal. Por ejemplo, en esta tabla podemos identificar 3 casos de diseño que logran la máxima reducción de desfasadores considerando un rango de escaneo mínimo de  $\pm 14^\circ$ , los cuales se describen a continuación.

Caso 1 con  $M = 4$ ,  $S = 7$ ,  $N = 11$ : la configuración mostrada en la Figura 52 utiliza la combinación de subarreglos "1-1-2-2-2-2-1" y un bloque CORPS  $4 \times 7$ , para lograr un rango de escaneo de  $\pm 14^\circ$  con una reducción en el número de desfasadores del 72%. Esta configuración genera un SLL máximo de -15.96 dB y un valor de directividad de 14.92 dB (medido en  $\theta_0 = -14^\circ$ ).

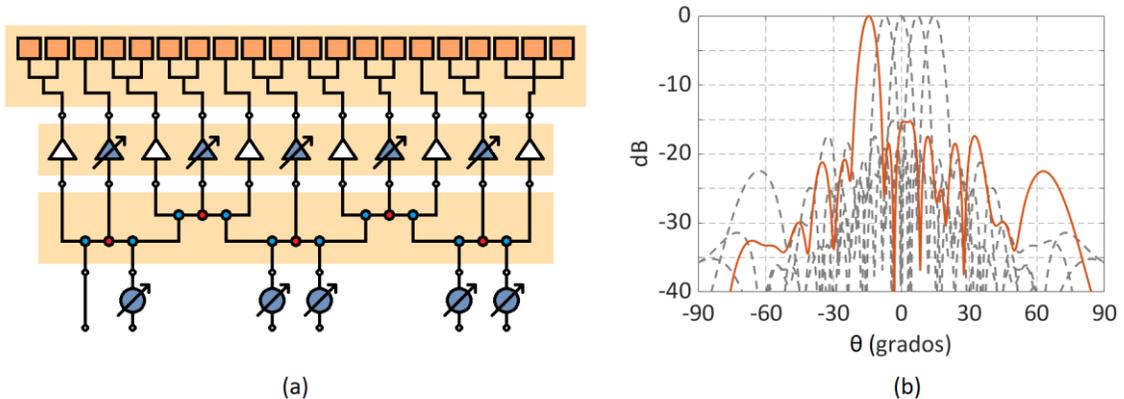
**Tabla 6.** Comparación de diferentes configuraciones de CORPS-Subarreglos.

Bloque CORPS $M \times S$	Número de antenas ( $N$ )	Número de desfasadores	Reducción de desfasadores	Rango de escaneo	Secuencia de subarreglos
CORPS $4 \times 7$	11 (caso 1)	3	72%	$\pm 14.0^\circ$	1 1 2 2 2 2 1
	12	3	75%	$\pm 13.6^\circ$	1 2 1 2 2 2 2
	13	3	76%	$\pm 12.9^\circ$	1 2 2 2 2 1 3
	14	3	78%	$\pm 12.7^\circ$	2 2 2 2 2 1 3
	15	3	80%	$\pm 12.0^\circ$	2 2 2 2 2 2 3
	16	3	81%	$\pm 10.9^\circ$	2 2 3 2 2 2 3
	17	3	82%	$\pm 10.7^\circ$	3 2 2 2 3 2 3
	18	3	83%	$\pm 9.6^\circ$	3 2 2 3 3 2 3
	19	3	84%	$\pm 9.4^\circ$	3 3 2 3 2 3 3
CORPS $6 \times 11$	16	5	68%	$\pm 16.8^\circ$	1 1 1 2 1 2 1 2 1 2 2
	17	5	70%	$\pm 16.5^\circ$	1 2 1 2 1 2 1 2 1 2 2
	18	5	72%	$\pm 15.8^\circ$	2 1 2 1 2 1 2 2 1 2 2
	19	5	73%	$\pm 15.0^\circ$	2 2 1 2 1 2 2 2 1 2 2
	20 (caso 2)	5	75%	$\pm 14.5^\circ$	2 1 2 2 1 2 2 2 1 2 3
	21	5	76%	$\pm 13.6^\circ$	2 2 2 1 2 2 2 2 2 1 3
	22	5	77%	$\pm 13.2^\circ$	3 1 2 2 2 2 2 2 1 2 3
23	5	78%	$\pm 12.9^\circ$	3 1 2 2 2 2 2 2 1 3 3	
24	5	79%	$\pm 12.3^\circ$	3 2 2 2 2 2 2 2 2 2 3	
CORPS $8 \times 15$	21	7	66%	$\pm 18.6^\circ$	2 1 1 1 2 1 1 2 1 2 1 1 2 1 2
	22	7	68%	$\pm 18.1^\circ$	2 1 1 2 1 1 2 1 2 1 2 1 1 2 2
	23	7	69%	$\pm 17.5^\circ$	2 1 1 2 1 1 2 1 2 1 2 1 2 1 3
	24	7	70%	$\pm 16.8^\circ$	2 2 1 2 1 2 1 2 1 2 1 2 1 1 3
	25	7	72%	$\pm 16.3^\circ$	3 1 1 1 2 2 1 2 1 2 1 2 2 1 3
	26	7	73%	$\pm 15.9^\circ$	3 1 2 1 2 1 2 1 2 2 1 2 1 2 3
	27 (caso 3)	7	74%	$\pm 15.0^\circ$	3 1 2 2 1 2 1 2 2 2 1 2 2 1 3
	28	7	75%	$\pm 13.6^\circ$	3 1 2 2 1 2 2 2 1 2 2 2 1 2 3
	29	7	76%	$\pm 13.2^\circ$	3 1 3 1 2 2 1 2 2 2 2 1 2 2 3



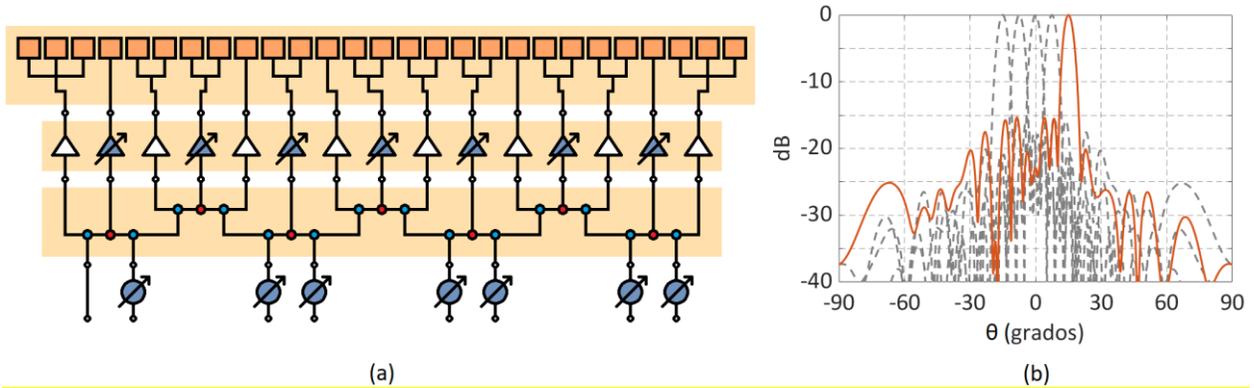
**Figura 52.** (a) Caso 1: configuración CORPS-Subarreglos para un arreglo lineal de  $N = 11$  antenas alimentado por un bloque CORPS  $4 \times 7$ . (b) Escaneo del haz principal en el intervalo angular  $-14^\circ < \vartheta_0 < 14^\circ$ .

Caso 2 con  $M = 6$ ,  $S = 11$ ,  $N = 20$ : la configuración mostrada en la Figura 53 utiliza la combinación de subarreglos "2-1-2-2-1-2-2-2-1-2-3" y un bloque CORPS  $6 \times 11$ , para lograr un rango de escaneo de  $\pm 14.5^\circ$  con una reducción en el número de dispositivos desfasadores del 75%. Además, se obtiene un SLL de  $-15.26$  dB y un valor de directividad de  $17.15$  dB en la dirección máxima de escaneo de  $\theta_0 = -14.5^\circ$ .



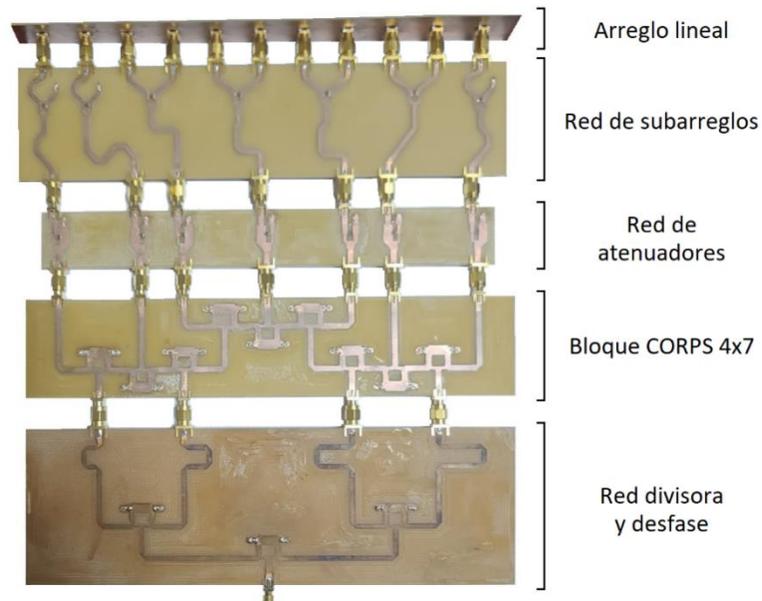
**Figura 53.** (a) Caso 2: configuración CORPS-Subarreglos para un arreglo lineal de  $N = 20$  antenas alimentado por un bloque CORPS  $6 \times 11$ . (b) Escaneo del haz principal en el intervalo angular  $-14.5^\circ < \vartheta_0 < 14.5^\circ$ .

Caso 3 con  $M = 8$ ,  $S = 15$ ,  $N = 27$ : utilizando la combinación de subarreglos "3-1-2-2-1-2-1-2-2-2-1-2-2-1-3" y un bloque CORPS  $8 \times 15$  (Figura 54a), el haz de radiación puede escanearse en un rango de  $\pm 15^\circ$  (SLL máximo de  $-15.31$  dB) considerando una reducción en el número de dispositivos desfasadores del 74%. De los 3 casos mostrados, esta configuración presenta el mayor valor de directividad (de  $18.38$  dB en  $\theta_0 = 15^\circ$ ) debido a que es la configuración con el mayor número de elementos.



**Figura 54.** (a) Caso 3: configuración CORPS-Subarreglos para un arreglo lineal de  $N = 27$  antenas alimentado por un bloque CORPS  $8 \times 15$ . (b) Escaneo del haz principal en el intervalo angular  $-15^\circ < \vartheta_0 < 15^\circ$ .

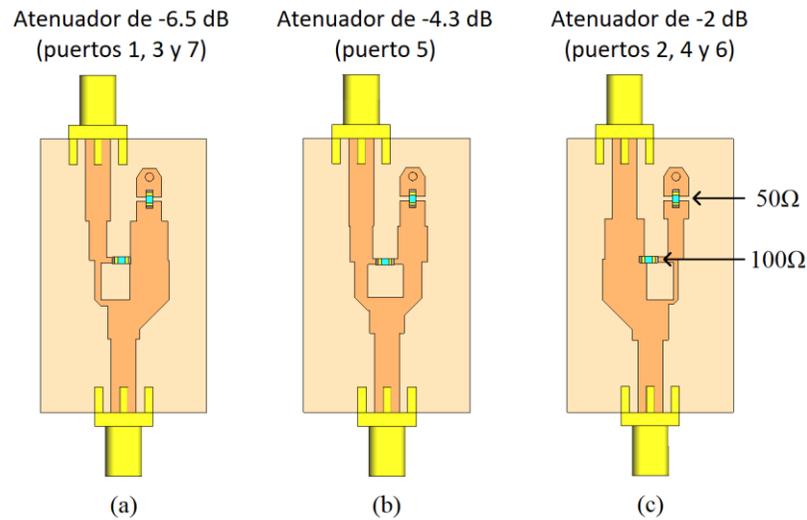
#### 5.2.4 Resultados experimentales



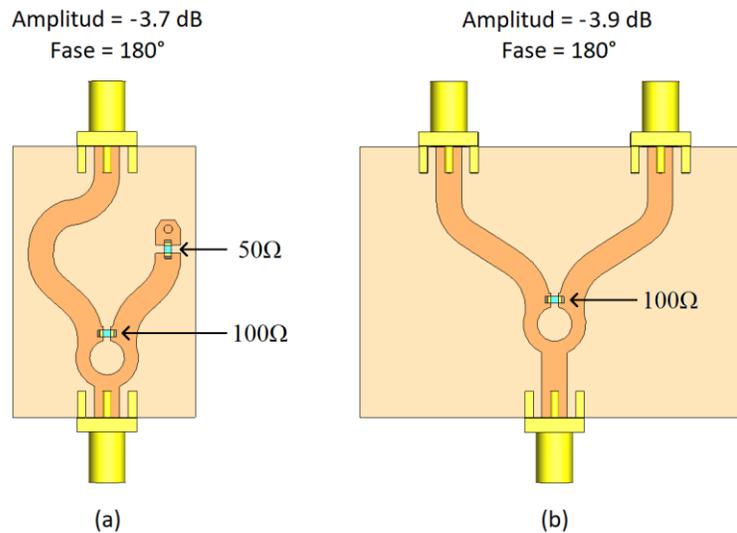
**Figura 55.** Prototipo del sistema de antenas de la configuración CORPS-Subarreglos para un arreglo lineal de 11 antenas con escaneo del haz principal en  $\vartheta_0 = -14^\circ$ .

Con el propósito de evaluar de manera experimental el rendimiento de la técnica de CORPS-Subarreglos, se construyó un prototipo del sistema de antenas completo correspondiente al caso 1 presentado en la sección anterior. El prototipo del sistema de antenas está fabricado en FR4 y se muestra en la Figura 55. A continuación, se detallan algunas consideraciones generales de las diversas etapas que componen este sistema de antenas:

- Red divisora y desfase: esta red divide la potencia de entrada utilizando una configuración en cascada de 1 a 4 de divisores de potencia tipo Gysel (Ooi et al., 2002). Además, se introducen desfases fijos mediante segmentos de línea de transmisión para generar una diferencia o pendiente de fase entre los puertos de entrada de la red CORPS.
- Bloque CORPS 4 × 7: como se mencionó en secciones anteriores, esta red genera una pendiente de fase lineal con siete valores mediante la alimentación o control de los cuatro puertos de entrada. Esto reduce inicialmente el número de puertos de entrada en un 57%.

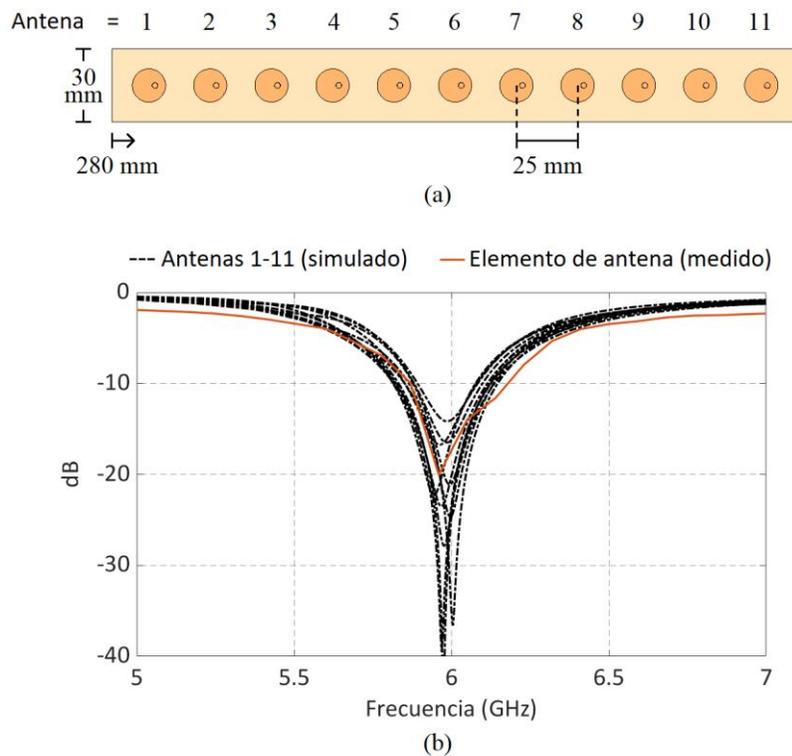


**Figura 56.** Modelo del atenuador asimétrico configurado para una atenuación de (a) -6.5 dB, (b) -4.3 dB y (c) -2 dB.



**Figura 57.** Modelo del divisor de potencia tipo Wilkinson configurado para subarreglos de (a) 1 y (b) 2 elementos.

- Red de atenuadores: esta red está conformada por divisores de potencia asimétricos (Parad & Moynihan, 1965) con los siguientes valores de atenuación: -6.5 dB para los puertos 1, 3 y 7 (Figura 56a); -4.3 dB para el puerto 5 (Figura 56b); y -2 dB para los puertos 2, 4 y 6 (Figura 56c). Estos niveles de atenuación generan la distribución de amplitud de coseno alzado en los puertos de entrada de la red de subarreglos.
- Red de subarreglos: esta red distribuye los valores de fase y amplitud a cada elemento de la antenna mediante el uso de divisores de potencia tipo Wilkinson, los cuales se ilustran en la Figura 57. Esta etapa aumenta la reducción de puertos de entrada de un 57% (de la red CORPS) a un 64% (CORPS más subarreglos). Estos subarreglos presentan valores muy similares de fase y amplitud con el objetivo de no afectar el rendimiento del sistema de antenas.
- Arreglo lineal: este arreglo está conformado por 11 antenas de parche circular con separación uniforme de  $0.5\lambda$  (Figura 58a). Como se muestra en la figura 58b, los coeficientes de reflexión activos simulados y medidos se mantienen por debajo de -10 dB en la frecuencia deseada de 6GHz, lo cual indica un buen acoplamiento de todos los elementos de antenna.

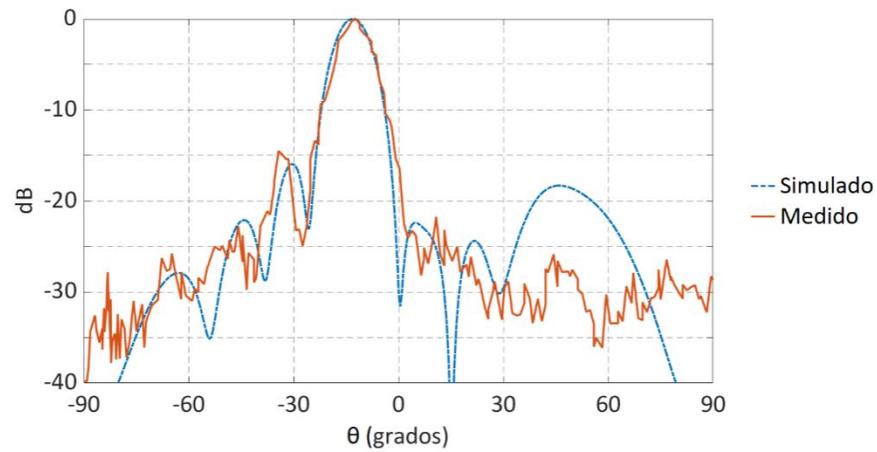


**Figura 58.** (a) Arreglo lineal de 11 antenas de parche circular. (b) Coeficientes de reflexión activos simulados y medido.

La Figura 59 muestra el sistema de antenas completo medido en la cámara anecoica, junto con una comparación del patrón de radiación obtenido mediante simulación EM y mediciones experimentales. Los resultados de las mediciones muestran un escaneo adecuado del haz principal hacia la dirección deseada de  $\theta_0 = -14^\circ$ , con una ligera degradación del SLL de 1.4 dB en comparación con el patrón de radiación obtenido mediante simulación EM.



(a)



(b)

**Figura 59.** (a) Prototipo del sistema de antenas en la cámara anecoica. (b) Patrón de radiación medido y simulado.

En la tabla 7 se presenta una comparación de distintas técnicas de diseño que consideran una simplificación en la red de alimentación para configuraciones de arreglos lineales. Observamos que la configuración propuesta logra un buen compromiso entre capacidad de reducción de desfasadores, SLL y rango de escaneo del haz principal con respecto a otras técnicas encontradas en el estado del arte.

**Tabla 7.** Comparación entre diferentes técnicas de diseño para reducir el número de desfasadores en arreglos lineales con limitado escaneo del haz principal.

Referencia	Elementos de antena	Desfasadores	Reducción de desfasadores	Rango de escaneo	SLL máximo
CORPS-Subarreglos	11	3	72%	$\pm 14^\circ$	-14.5 dB
Panduro & del Rio-Bocio (2009)	10	8	20%	$\pm 30^\circ$	-19 dB
Abdalla et al. (2009)	4	3	25%	$\pm 24.5^\circ$	-10 dB
Avser et al. (2018)	28	14	50%	$\pm 24^\circ$	-15 dB
Juarez et al. (2022)	7	3	57%	$\pm 25^\circ$	-18 dB
Avser et al. (2016)	30	12	60%	$\pm 12^\circ$	-15 dB
Topak et al. (2013)	5	2	60%	$\pm 8^\circ$	-15 dB
Akbar & Mortazawi (2017)	8	2	75%	$\pm 18.5^\circ$	-9 dB

### 5.3 Conclusiones

En este capítulo se presentó como aportación al estado del arte la técnica de CORPS-Subarreglos para la simplificación de la red de alimentación en arreglos lineales con escaneo limitado del haz principal. Se definió un nuevo diseño para el bloque CORPS que facilita su implementación en configuraciones con subarreglos. Además, las mediciones de los parámetros de reflexión y transmisión del nuevo bloque CORPS mostraron un buen rendimiento con un ancho de banda de operación de 3 GHz, que es un valor por encima de los requerimientos de ancho de banda para aplicaciones de 5G. Por lo tanto, la red de alimentación propuesta puede implementarse en otros sistemas de antenas diseñados para entornos de 5G que operan en la banda de frecuencias de 6 GHz.

Adicionalmente, los resultados de las simulaciones mostraron que el rango de escaneo del haz principal se reduce a medida que aumenta el número de antenas, y para evitar deteriorar las características de escaneo, es necesario aumentar el tamaño del bloque CORPS. De esta forma, la técnica de CORPS-

Subarreglos establece un compromiso entre la capacidad de reducción de desfasadores y el rango de escaneo del haz principal, que se define según las necesidades del diseñador.

Como otra contribución, se presentaron los modelos de las diferentes etapas que componen el sistema de antenas completo para la configuración de CORPS-Subarreglos. Las mediciones experimentales demostraron que la configuración de CORPS-Subarreglos logra una reducción del 72% en el número de dispositivos desfasadores, con un rango de escaneo del haz principal de  $\pm 14^\circ$  y un SLL máximo de -14.5 dB. Estos resultados cumplen con el requisito específico de simplificar la red de alimentación en configuraciones con subarreglos. Además, se alinean con los resultados encontrados dentro del estado del arte para la reducción de desfasadores en aplicaciones con un escaneo limitado del haz principal.

## Capítulo 6. Conclusiones

---

En este capítulo se presentan las conclusiones generales de este trabajo de investigación, destacando las principales contribuciones surgidas de la simplificación de la red de alimentación en diferentes configuraciones de arreglos de antenas. Finalmente, se ofrecen algunas recomendaciones para futuros trabajos derivados de esta línea de investigación.

### 6.1 Conclusiones generales del trabajo de investigación

En cumplimiento con el objetivo principal de este trabajo de investigación, se desarrolló la técnica de bloques CORPS para simplificar la red de alimentación de un arreglo de antenas, teniendo en cuenta los requisitos de SLL, rango de escaneo del haz principal y ancho de banda de operación apropiados para aplicaciones de 5G. La técnica propuesta ha demostrado reducir significativamente el número de dispositivos desfasadores necesarios en la red de alimentación, con una disminución del 57% en arreglos lineales y del 69% en arreglos planares. Esto se ha logrado considerando un SLL máximo de -15 dB y un rango de escaneo del haz principal de  $\pm 25^\circ$  en elevación y  $\pm 40^\circ$  en azimut (para el arreglo planar).

Las mediciones de los prototipos experimentales confirmaron que los diseños propuestos de los bloques CORPS  $2 \times 3$  y  $4 \times 7$  tienen un ancho de banda de operación mayor a 3 GHz y generan la pendiente cofasal utilizando un menor número de puertos de entrada en comparación con sistemas de antenas tradicionales. Además, la técnica de bloques CORPS puede implementarse en configuraciones con un mayor número de puertos de entrada y salida sin afectar el rendimiento de la pendiente cofasal.

Los divisores de potencia asimétricos se pueden implementar en la red de alimentación para ajustar los valores de atenuación y generar una distribución de amplitud de coseno alzado para alimentar el arreglo de antenas. Esta distribución de amplitud permitió escanear el patrón de radiación manteniendo valores bajos de SLL en todo el rango de escaneo analizado. Los resultados de simulación mostraron que al modificar el valor del taper (variable  $\alpha$ ) en la distribución de amplitud de coseno alzado, se puede controlar el SLL y el ancho del haz principal. Esto permitió ajustar los valores de amplitud de cada antena para lograr un SLL máximo de -19 dB en configuraciones de arreglos lineales (con  $\alpha = 0.5$ ) y de -15 dB en arreglos planares (con  $\alpha = 0.45$ ).

En relación a uno de los objetivos específicos, la aplicación de bloques CORPS en configuraciones de subarreglos logró una mayor reducción de dispositivos desfasadores (de un 72%) en comparación con la implementación individual de cada tecnología. Los resultados experimentales demostraron que es posible simplificar la red de alimentación de un arreglo lineal de antenas considerando un escaneo limitado del haz principal ( $\pm 14^\circ$ ) con un bajo SLL (de  $\approx -15$  dB). Además, los resultados de simulación de diferentes casos de diseño revelaron la existencia de un compromiso entre la capacidad de reducción de desfasadores y el rango de escaneo del haz principal, que puede ajustarse según las necesidades de escaneo del sistema de antenas.

## 6.2 Contribuciones realizadas por el trabajo de investigación

Las contribuciones de este trabajo de investigación son las siguientes:

Se propusieron dos diseños para el bloque CORPS  $4 \times 7$  que generan los valores cofasales ideales al mismo tiempo que reducen el número de puertos de entrada necesarios en la red de alimentación. La primera configuración se utiliza para alimentar arreglos lineales o planares con separación uniforme entre los elementos de la antena de  $0.5\lambda$ , mientras que la segunda configuración considera la implementación de una red de subarreglos en los puertos de salida del bloque CORPS  $4 \times 7$ . Ambas configuraciones operan en un ancho de banda mayor a 3 GHz y reducen las pérdidas causadas por la disipación de energía en los nodos de recombinación en comparación con las redes CORPS tradicionales.

Se planteó una técnica de diseño para implementar bloques CORPS en arreglos lineales considerando un escaneo del haz principal con bajo SLL. Se presentaron los resultados de simulación para configuraciones con diferente número de elementos de antena para diferentes valores de directividad y SLL. Además, la aplicación de una excitación de amplitud de coseno alzado permitió establecer un compromiso entre SLL y ancho del haz principal que puede ser ajustado según las necesidades del diseñador. Finalmente, se diseñó e implementó un sistema de antenas completo que valida experimentalmente la técnica de diseño propuesta. Los resultados obtenidos forman parte del siguiente artículo publicado:

**Juárez, E., Mendoza, M. A. P., Covarrubias, D. H., Maldonado, A. R., Sánchez, B., y del Rio, C.. 2022. An innovative way of using coherently radiating periodic structures for phased arrays with reduced number of phase shifters. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 70, pp. 307–316. <https://doi.org/10.1109/TAP.2021.3096989>.**

Se propusieron tres configuraciones de arreglos planares con la capacidad de escanear el haz principal en los planos de elevación y azimut simultáneamente. Los diseños propuestos usan bloques CORPS en la red de alimentación para generar el plano de fase necesario para escanear el haz principal con un reducido número de puertos de entrada, esto simplifica la red de alimentación sin afectar el rendimiento del SLL. Los diseños propuestos fueron validados mediante simulación de onda completa para diferentes frecuencias de operación. Estas aportaciones forman parte del siguiente artículo publicado:

**Juárez, E., Panduro, M. A., Covarrubias, D. H., & Reyna, A. (2021). *Coherently radiating periodic structures to reduce the number of phase shifters in a 2-d phased array*. *Sensors*, 21, 6592. <https://doi.org/10.3390/s21196592>.**

Se propuso una técnica de diseño para aplicar simultáneamente tecnologías de subarreglos y bloques CORPS en configuraciones de arreglos lineales con un escaneo limitado del haz principal y bajo SLL. La técnica de diseño propuesta mejora la capacidad de reducción de desfasadores en comparación con cada tecnología implementada individualmente. Además, se simularon múltiples casos de diseño con diferentes configuraciones de subarreglos y bloques CORPS. Los resultados mostraron que existe un compromiso entre el rango de escaneo del haz principal y la capacidad de reducción de desfasadores, que se puede ajustar según las necesidades de escaneo que se requieran. Además, se diseñó y fabricó el sistema de antenas completo con la finalidad de verificar experimentalmente el rendimiento de la configuración propuesta. Los resultados generados forman parte del artículo sometido a su publicación titulado:

**Juárez, E., Panduro, M. A., Covarrubias, D. H., Reyna, A., & Rio, D. E. L. (2023). *Application of Coherently Radiating Periodic Structures for Feeding Subarrays in Limited-Scan Arrays*. *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, Early Access, pp 1-9. <https://doi.org/10.1109/OJAP.2023.3330771>.**

### **6.3 Trabajo a futuro**

Una vez concluido el trabajo de tesis, a continuación se presentan una serie de oportunidades de investigación para aportar al estado del arte:

La implementación de algoritmos evolutivos para optimizar la posición de los elementos de antena, los valores de excitación de fase y amplitud, con el fin de mejorar las características de escaneo del patrón de radiación.

El uso de bloques CORPS en nuevas geometrías de arreglos de antenas para simplificar la red de alimentación y mejorar el rango de escaneo del haz principal.

El uso de divisores de potencia de 1 a 3 en los bloques CORPS para reducir el número total de nodos de división en la red de alimentación.

La aplicación de la técnica de diseño de CORPS-Subarreglos en geometrías de arreglos planares y circulares para simplificar la red de alimentación manteniendo niveles bajos de SLL.

El diseño de configuraciones de arreglos de antenas con múltiples haces de radiación, esto mediante la implementación de bloques CORPS en la red de alimentación con el objetivo de reducir la cantidad de dispositivos desfasadores requeridos en el sistema de antenas.

La generación de un nuevo bloque CORPS bidimensional que genere un plano de fase que alimente configuraciones de arreglos planares.

## Literatura citada

- Abbaspour-Tamijani, A., & Sarabandi, K. (2003). An Affordable Millimeter-Wave Beam-Steerable Antenna Using Interleaved Planar Subarrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(9), 2193–2202. <https://doi.org/10.1109/TAP.2003.816331>.
- Abdalla, M. A. Y., Phang, K., & Eleftheriades, G. V. (2009). A planar electronically steerable patch array using tunable PRI/NRI phase shifters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 57(1), 531–541. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2008.2012312>.
- Akbar, F., & Mortazawi, A. (2017). Scalable Phased Array Architectures with a Reduced Number of Tunable Phase Shifters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 65(9), 3428–3434. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2017.2657509>.
- Arce, A., Cardenas-Juarez, M., Pineda-Rico, U., Covarrubias, D. H., & Stevens-Navarro, E. (2015). A Multiple Beamforming Network for Unequally Spaced Linear Array Based on CORPS. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2015, 1–7. <https://doi.org/10.1155/2015/757989>.
- Avser, B., Frazita, R. F., & Rebeiz, G. M. (2018). Interwoven Feeding Networks with Aperture Sinc-Distribution for Limited-Scan Phased Arrays and Reduced Number of Phase Shifters. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 66(5), 2401–2413. <https://doi.org/10.1109/TAP.2018.2816603>.
- Avser, B., Pierro, J., & Rebeiz, G. M. (2016). Random Feeding Networks for Reducing the Number of Phase Shifters in Limited-Scan Arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 64(11), 4648–4658. <https://doi.org/10.1109/TAP.2016.2600861>.
- Balanis, C. A. (2016). *Antenna Theory: Analysis and Design*, (4ta ed.). John Wiley & Sons. [https://books.google.com/books/about/Antenna\\_Theory.html?id=v1PSZ48DnuEC](https://books.google.com/books/about/Antenna_Theory.html?id=v1PSZ48DnuEC).
- Bauer, F., Wang, X., Menzel, W., & Stelzer, A. (2013). A 79-GHz radar sensor in Itcc technology using grid array antennas. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 61(6), 2514–2521. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2013.2260766>.
- Betancourt, D., & del Río-Bocio, C. (2007). A novel methodology to feed phased array antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 55(9), 2489–2494. <https://doi.org/10.1109/TAP.2007.904133>.
- Bevelacqua, P. J., & Balanis, C. A. (2007). Minimum sidelobe levels for linear arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 55(12), 3442–3449. <https://doi.org/10.1109/TAP.2007.910490>.
- Cao, Y., Chin, K. S., Che, W., Yang, W., & Li, E. S. (2017). A Compact 38 GHz Multibeam Antenna Array with Multifolded Butler Matrix for 5G Applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 16(c), 2996–2999. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2017.2757045>.
- Cardama, A., Jofre, L., Rius, J.M., Romeu, J., Blanch, S., Ferrando, M. (2002). *Antenas*. (2a ed.). Ediciones UPC, Barcelona. <https://books.google.hn/books?id=r2sjWlcZhDQC&printsec=frontcover&hl=es>.

- Ehyaie, D., & Mortazawi, A. (2010). A new approach to design low cost, low complexity phased arrays. *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, 930–933. <https://doi.org/10.1109/ARRAY.2010.5613249>.
- Encino, K., Panduro, M. A., Reyna, A., & Covarrubias, D. H. (2022). Novel Design Techniques for the Fermat Spiral in Antenna Arrays, for Maximum SLL Reduction. *Micromachines*, 13(11), 1–15. <https://doi.org/10.3390/mi13112000>.
- Ferrando, N., & Fonseca, N. J. G. (2011). Investigations on the efficiency of array fed coherently radiating periodic structure beam forming networks. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 59(2), 493–502. <https://doi.org/10.1109/TAP.2010.2096392>.
- Gao, X., Dai, L., & Sayeed, A. M. (2018). Low RF-Complexity Technologies to Enable Millimeter-Wave MIMO with Large Antenna Array for 5G Wireless Communications. *IEEE Communications Magazine*, 56(4), 211–217. <https://doi.org/10.1109/MCOM.2018.1600727>.
- Godara, L. C. (1997). Applications of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part I: Performance Improvement, Feasibility, and System Considerations. *Proceedings of the IEEE*, 85(7), 1031–1060. <https://doi.org/10.1109/5.611108>.
- Haupt, R. L. (1985). Reducing Grating Lobes Due To Subarray Amplitude Tapering. *IEEE Antennas and Propagation Society, AP-S International Symposium (Digest)*, 8, 119–122. <https://doi.org/10.1109/aps.1985.1149384>.
- Haupt, R. L. (2007). Optimized weighting of uniform subarrays of unequal sizes. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 55(4), 1207–1210. <https://doi.org/10.1109/TAP.2007.893406>.
- ITU-R (2015). Imt vision–framework and overall objectives of the future development of imt for 2020 and beyond. Recommendation ITU-R M.2083. <https://www.itu.int>.
- Jakes, W. C. (1974). *Microwave Mobile Communications*. Wiley & Sons/IEEE Press: New York. <https://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?bknumber=5263365>.
- Juarez, E., Mendoza, M. A. P., Covarrubias, D. H., Maldonado, A. R., Sanchez, B., & del Rio, C. (2022). An innovative way of using coherently radiating periodic structures for phased arrays with reduced number of phase shifters. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 70, 307–316. <https://doi.org/10.1109/TAP.2021.3096989>.
- Khalily, M., Tafazolli, R., Rahman, T. A., & Kamarudin, M. R. (2016). Design of Phased Arrays of Series-Fed Patch Antennas with Reduced Number of the Controllers for 28-GHz mm-Wave Applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 15(c), 1305–1308. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2015.2505781>.
- Kibaroglu, K., Sayginer, M., & Rebeiz, G. M. (2018). A Low-Cost Scalable 32-Element 28-GHz Phased Array Transceiver for 5G Communication Links Based on a Beamformer Flip-Chip Unit Cell. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 53(5), 1260–1274. <https://doi.org/10.1109/JSSC.2018.2791481>.
- Koziel, S., Ogurtsov, S., Zieniutycz, W., & Sorokosz, L. (2014). Expedited design of microstrip antenna subarrays using surrogate-based optimization. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 13, 635–638. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2014.2313694>.

- Ku, B. H., Schmalenberg, P., Inac, O., Gurbuz, O. D., Lee, J. S., Shiozaki, K., & Rebeiz, G. M. (2014). A 77-81-GHz 16-element phased-array receiver with  $\pm 50^\circ$  beam scanning for advanced automotive radars. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 62(11), 2823–2832. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2014.2354134>.
- Luison, C., Landini, A., Angeletti, P., Toso, G., Valle, P., Capece, P., Selleri, S., & Pelosi, G. (2012). Aperiodic arrays for spaceborne SAR applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 60(5), 2285–2294. <https://doi.org/10.1109/TAP.2012.2189714>.
- Mailloux, R. J., Santarelli, S. G., Roberts, T. M., & Luu, D. (2009). Irregular Polyomino-Shaped Subarrays for Space-Based Active Arrays. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2009, 1–9. <https://doi.org/10.1155/2009/956524>.
- Nemit, J. T. (1974). Network approach for reducing the number of phase shifter in a limited scan phased array. U.S. Patent 3803625, 19. <https://patents.google.com/patent/US3803625A/en>.
- Ojaroudiparchin, N., Shen, M., Zhang, S., & Pedersen, G. F. (2016). A Switchable 3-D-Coverage-Phased Array Antenna Package for 5G Mobile Terminals. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 15(c), 1747–1750. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2016.2532607>.
- Oliveri, G., Gottardi, G., Robol, F., Polo, A., Poli, L., Salucci, M., Chuan, M., Massagrande, C., Vinetti, P., Mattivi, M., Lombardi, R., & Massa, A. (2017). Codesign of Unconventional Array Architectures and Antenna Elements for 5G Base Stations. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65(12), 6752–6767. <https://doi.org/10.1109/TAP.2017.2738065>.
- Ooi, B. L., Palei, W., & Leong, M. S. (2002). Broad-banding technique for in-phase hybrid ring equal power divider. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 50(7), 1790–1794. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2002.800431>.
- Panduro, M. A., & del Rio-Bocio, C. (2009). Design of beam-forming networks using CORPS and evolutionary optimization. *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, 63(5), 353–365. <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2008.02.009>.
- Panduro, Marco Antonio, del Rio-Bocio, C. (2011). Beam Circular Antenna Arrays By Using. *Progress In Electromagnetics Research Letters*, 21(1), 119–128. <http://dx.doi.org/10.2528/PIERL11010205>.
- Parad, L. I., & Moynihak, R. L. (1965). Split-Tee Power Divider. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 13(1), 91–95. <https://doi.org/10.1109/TMTT.1965.1125934>.
- Rebeiz, G. M., Tan G. L., & Hayden, J. S., (2002). RF MEMS phase shifters: design and applications. *IEEE Microwave Magazine*, 3 (2), 72-81. <https://doi.org/10.1109/MMW.2002.1004054>.
- Roh, W., Seol, J., Park, J., Lee, B., Lee, J., Kim, Y., & Cho, J. (2014). Millimeter-Wave Beamforming as an Enabling Technology for 5G Cellular Communications: Theoretical Feasibility and Prototype Results. *IEEE communications magazine*, 52(2), 106–113. <https://doi.org/10.1109/MCOM.2014.6736750>.
- Rupakula, B., Aljuhani, A. H., & Rebeiz, G. M. (2020). Limited Scan-Angle Phased Arrays Using Randomly Grouped Subarrays and Reduced Number of Phase Shifters. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 68(1), 70–80. <https://doi.org/10.1109/TAP.2019.2935100>.

- Sadhu, B., Tousi, Y., Hallin, J., Sahl, S., Reynolds, S. K., Renstrom, O., Sjogren, K., Haapalahti, O., Mazor, N., Bokinge, B., Weibull, G., Bengtsson, H., Carlinger, A., Westesson, E., Thillberg, J. E., Rexberg, L., Yeck, M., Gu, X., Ferriss, M., ... Valdes-Garcia, A. (2017). A 28-GHz 32-Element TRX Phased-Array IC with Concurrent Dual-Polarized Operation and Orthogonal Phase and Gain Control for 5G Communications. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 52(12), 3373–3391. <https://doi.org/10.1109/JSSC.2017.2766211>.
- Sánchez, B. J., Covarrubias, D. H., Yepes, L. F., Panduro, M. A., & Juárez, E. (2021). Effects of narrow beam phased antenna arrays over the radio channel metrics, doppler power spectrum, and coherence time, in a context of 5G frequency bands. *Applied Sciences*, 11(21), 1–13. <https://doi.org/10.3390/app112110081>.
- Schneider, M. (2006). Automotive Radar – Status and Trends. German Microwave Conference 2005, 3-6. [https://duepublico2.uni-due.de/servlets/MCRFileNodeServlet/duepublico\\_derivate\\_00014581/Paper/5\\_3.pdf](https://duepublico2.uni-due.de/servlets/MCRFileNodeServlet/duepublico_derivate_00014581/Paper/5_3.pdf)
- Sharifi, G., Zehforoosh, Y., Sedghi, T., & Takrimi, M. (2020). A high gain pattern stabilized array antenna fed by modified Butler matrix for 5G applications. *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, 122, 153237. <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2020.153237>.
- Talwar, S., Choudhury, D., Dimou, K., Aryafar, E., Bangerter, B., & Stewart, K. (2014). Enabling technologies and architectures for 5G wireless. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. <https://doi.org/10.1109/MWSYM.2014.6848639>.
- Tashtarian, G. (2019). Design of a phased array antenna with reducing of both the number of phase shifters and the maximum side lobe level. *2019 4th International Conference on Smart and Sustainable Technologies, SpliTech 2019*, 1–5. <https://doi.org/10.23919/SpliTech.2019.8783179>.
- Topak, E., Hasch, J., Wagner, C., & Zwick, T. (2013). A novel millimeter-wave dual-fed phased array for beam steering. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 61(8), 3140–3147. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2013.2267935>.
- Toyama, N. (2005). Aperiodic array consisting of subarrays for use in small mobile earth stations. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53(6), 2004–2010. <https://doi.org/10.1109/TAP.2005.848486>.
- Trinh-Van, S., Lee, J. M., Yang, Y., Lee, K. Y., & Hwang, K. C. (2019). A sidelobe-reduced, four-beam array antenna fed by a modified 4x4 butler matrix for 5G applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 67(7), 4528–4536. <https://doi.org/10.1109/TAP.2019.2905783>.
- Viswanathan, M. (2020). *Wireless Communication Systems in Matlab*, (2a ed.). Independently Published. <https://www.gaussianwaves.com/wireless-communication-systems-in-matlab/>.
- Wang, H., Fang, D. G., & Chow, Y. L. (2008). Grating lobe reduction in a phased array of limited scanning. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 56(6), 1581–1586. <https://doi.org/10.1109/TAP.2008.923354>.
- Wang, D., Hu, H., & Yang, Z. (2017). Improved genetic algorithm for the configuration optimization of the sub arrays in phased array radar. *Proceedings - 2016 9th International Congress on Image and Signal Processing, BioMedical Engineering and Informatics, CISP-BMEI 2016*, 930–934. <https://doi.org/10.1109/CISP-BMEI.2016.7852844>.

- Zaker, R., Abdipour, A., & Tavakoli, A. (2014). Full-wave simulation, design and implementation of a new combination of antenna array feed network integrated in low profile microstrip technology. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 80(3), 507–517. <https://doi.org/10.1007/s10470-014-0325-x>.
- Zhang, J., Ge, X., Li, Q., Guizani, M., & Zhang, Y. (2017). 5G Millimeter-Wave Antenna Array: Design and Challenges. *IEEE Wireless Communications*, 24(2), 106–112. <https://doi.org/10.1109/MWC.2016.1400374RP>.