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, B.C.).

La investigación fue financiada por el CONACYT (Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología).

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 Autor.

CICESE © 2022, Todos los Derechos Reservados, CICESE

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



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

# Diseño de redes de conformación de haz utilizando estructuras periódicas de radiación coherente

Tesis

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

Presenta:

#### Gilberto Calvillo Sandoval

Ensenada, Baja California, México

2022

Tesis defendida por

# Gilberto Calvillo Sandoval

y aprobada por el siguiente Comité

Dr. Marco Antonio Panduro Mendoza Director de tesis

Dr. Roberto Conte Galván

Dr. Germán Andrés Álvarez Botero

Dr. Eduardo Antonio Murillo Bracamontes



Dra. María del Carmen Maya Sánchez Coordinadora del Posgrado en Electrónica y Telecomunicaciones

> Dr. Pedro Negrete Regagnon Director de Estudios de Posgrado

Copyright © 2022, Todos los Derechos Reservados, CICESE Prohibida su reproducción parcial o total sin la autorización por escrito del CICESE Resumen de la tesis que presenta Gilberto Calvillo Sandoval como requisito parcial para la obtención del grado de Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Telecomunicaciones.

# Diseño de redes de conformación de haz utilizando estructuras periódicas de radiación coherente

Resumen aprobado por:

Dr. Marco Antonio Panduro Mendoza Director de tesis

La comunicación a distancia ha existido desde hace mucho tiempo, en la actualidad, se utiliza tecnología para transmitir información desde dos puntos. Las comunicaciones inalámbricas no requieren de un medio físico para la propagación de la información, por lo que se utilizan ondas electromagnéticas. Por lo tanto, los únicos dispositivos físicos que están presentes son los emisores y receptores de señales, como por ejemplo las antenas. El uso de arreglos de antenas presenta más ventajas con respecto al uso de una sola antena, es por eso que son empleados en gran cantidad para satisfacer las demandas en telecomunicaciones. La generación de lóbulos estrechos y el escaneo del haz principal son algunas de las ventajas del uso de arreglos de antenas. Además de la posibilidad de generar patrones de radiación con ciertas características predefinidas mediante el diseño de la red de conformación de haz. La red de conformación de haz provee las excitaciones de amplitud y fase a los elementos de antena mediante el uso de dispositivos activos como amplificadores y atenuadores. Sin embargo al requerir arreglos de antenas con mayor tamaño es necesario el aumento de dispositivos activos lo que se traduce en aumentar los costos de fabricación. El diseño de la red de conformación de haz para arreglos de antenas lineales propuesto en esta tesis aprovecha la propiedad de interpolación de la fase de una red CORPS de una capa permitiendo la reducción del número de dispositivos activos usados y la capacidad de escaneo del haz de radiación con un nivel bajo de lóbulos laterales. Finalmente, se realizan simulaciones electromagnéticas en el software CST Microwave Studio para la validación de los resultados obtenidos.

Palabras clave: Red de conformación de haz, arreglos lineales, interpolación de la fase, capacidad de escaneo, nivel bajo de lóbulos laterales

Abstract of the thesis presented by Gilberto Calvillo Sandoval as a partial requirement to obtain the Master of Science degree in Electronics and Telecommunications with orientation in Telecommunications.

#### Design of beam-forming networks using coherently radiating periodic structures

Abstract approved by:

#### Dr. Marco Antonio Panduro Mendoza Thesis Director

Distance communication has been around for a long time. Today technology is used to transmit information from two points. Wireless communications do not require physical medium for the propagation of information. So electromagnetic waves are used, which do not require a medium to propagate. Therefore, the only physical devices that are present are the transmitters and the receivers of signals, such as antennas. The use of antenna arrays has more advantages over a single antenna. That is the reason why they are used in large numbers to accomplish the main demands of telecommunications. The generation of narrow lobes and scanning capabilities of the main beam are some of the advantages of using antenna arrays. In addition to the possibility of generating radiation patterns with predefined characteristics through the design of the beam-forming network. The beam-forming network provides the amplitude and phase excitations to the antenna elements through the use of active devices such as amplifiers and attenuators. However, it is necessary to increase the number of active components by requiring larger antenna arrays, which translates into increasing manufacturing costs. The design of the beam-forming network for linear arrays proposed in this thesis takes advantage of the phase interpolation property of a one-layer CORPS network. This is in order to provide a reduction in the number of phase shifters used while maintaining the scanning capability and low side lobe level. Finally, electromagnetic simulations based in CST Microwave Studio are performed to validate the results obtained.

Keywords: Beam-forming network, linear arrays, phase interpolation, scanning capability, low side lobe level

# Dedicatoria

A mis padres, Gilberto y Celia, a mis hermanos Paola, Carlos y Luis.

# Agradecimientos

Al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California (CICESE) por brindarme la oportunidad de realizar mis estudios de maestría en sus instalaciones.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) por brindarme el apoyo económico para realizar mis estudios de maestría

A mi director de tesis, Dr. Marco Antonio Panduro Mendoza por su guía, apoyo, confianza y dedicación en todas las etapas de la realización de la tesis y maestría.

A mis sinodales, Dr. Roberto Conte Galván, Dr. German Andrés Álvarez Botero y Dr. Eduardo Antonio Murillo Bracamontes. A los tres por su apoyo, valiosos consejos y recomendaciones a lo largo de la realización de la tesis.

A mis compañeros de la maestría, gracias por su apoyo y tiempo.

# Tabla de contenido

## Página

Resumen en español	ii
Resumen en inglés	iii
Dedicatoria	iv
Agradecimientos	v
Lista de figuras	viii
Lista de tablas	х

## Capítulo 1. Introducción

1.1.	Antecedentes	1
1.2.	Planteamiento del problema	2
1.3.	Análisis del estado del arte	3
1.4.	Justificación	4
1.5.	Hipótesis	5
1.6.	Objetivos	5
	1.6.1. Objetivo general	6
	1.6.2. Objetivos específicos	6
1.7.	Organización de la tesis	6

## Capítulo 2. Fundamentos de arreglos de antenas

2.1.	Introducción
2.2.	Arreglo de antenas
2.3.	Diagrama de radiación
2.4.	Arreglo lineal
2.5.	Interferencia de ondas
2.6.	Excitaciones de amplitud y de fase 15
2.7.	Directividad de un arreglo de antenas
2.8.	Antenas de parche
2.9.	Conclusiones

## Capítulo 3. Redes de conformación de haz

3.1.	Introducción	21
3.2.	Redes de conformación de haz basadas en sub-arreglos	21
3.3.	Divisores de potencia	22
	3.3.1. Divisor de potencia tipo Wilkinson	23
	3.3.2. Divisor de potencia tipo Gysel	23
3.4.	Redes de conformación de haz basadas en Matriz de Butler	24
3.5.	Redes de conformación de haz basadas en CORPS	25
	3.5.1. C-BFN de dos entradas y tres salidas	29
3.6.	Conclusiones	33

<ul> <li>4.1. Introducción</li></ul>	
<ul> <li>4.2. Modelo de diseño propuesto</li></ul>	35
<ul> <li>4.2.1. C-BFN basada en capas</li></ul>	35
<ul> <li>4.2.2. C-BFN basada en bloques</li></ul>	35
<ul> <li>4.3. Configuración de red CORPS de 4x9</li> <li>4.3.1. Distribución de fases y amplitudes en bloques CORPS</li> <li>4.3.2. Acotamiento de fases</li> <li>4.4. Configuración propuesta con arreglos de mayor tamaño</li> <li>4.5. Coseno alzado</li> <li>4.6. Conclusiones</li> </ul>	36
<ul> <li>4.3.1. Distribución de fases y amplitudes en bloques CORPS</li></ul>	40
<ul> <li>4.3.2. Acotamiento de fases</li> <li>4.4. Configuración propuesta con arreglos de mayor tamaño</li> <li>4.5. Coseno alzado</li> <li>4.6. Conclusiones</li> </ul>	42
<ul> <li>4.4. Configuración propuesta con arreglos de mayor tamaño</li></ul>	44
<ul><li>4.5. Coseno alzado</li></ul>	46
4.6. Conclusiones	47
	49
Capítulo 5 Resultados	
5.1 Introducción	51
5.2 Resultados de medición y de simulación en CST de la red $4 \times 9$	51
5.3. Evaluación del impacto para alimentar arreglos lineales	54
5.3.1 Resultados a nivel de factor de arregio	54
5.3.2 Resultados de simulación electromagnética	57
5.4 Conclusiones	59

5.4. 

Capítulo 6.	Conclusiones,	contribuciones	y tra	abajo a	futuro
			<b>J</b>		

6.1.	Conclusiones generales	60
6.2.	Contribuciones realizadas	60
6.3.	Publicaciones generadas por el presente trabajo	61
6.4.	Trabajos a futuro	61
Literatura citada		62

# Lista de figuras

Figura

# Página

1.	Esquema básico de un sistema de arreglo de antenas convencional	2
2.	Representaciones del diagrama de radiación (Cardama, 2000)	10
3.	Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas para un arreglo lineal de 9 elementos con excitación uniforme	10
4.	Anchos de haz en el diagrama de radiación para un arreglo lineal de 6 elementos	11
5.	Diagrama de radiación de dos elementos de antena con misma posición (Ferrando, 2004).	13
6.	Interferencia entre ondas de dos elementos de antena con distancia de separación de media longitud de onda (Ferrando, 2004).	13
7.	Interferencia entre ondas de dos elementos de antena con distancia de separación de una longitud de onda (Ferrando, 2004)	14
8.	Representaciones del diagrama de radiación (Cardama, 2000)	14
9.	Diagramas de radiación de dos arreglos de antena con número diferente de elementos.	15
10.	Diferentes distribuciones de excitaciones de amplitud (Hum, 2018)	16
11.	Diagrama de radiación para diferentes distribuciones de amplitud (Hum, 2018)	16
12.	Diferentes diagramas de radiación según la fase progresiva (Hum, 2018)	17
13.	Rectas de fase para diferentes direcciones de escaneo	18
14.	Componentes principales de una antena de parche (Balanis, 2005)	19
15.	Red de conformación de haz tradicional (Nemit, 1972)	21
16.	Red de conformación de haz basada en sub-arreglos (Nemit, 1972)	22
17.	Red de conformación de haz basada en sub-arreglos de tres elementos (Nemit, 1972)	22
18.	Divisor de potencia tipo Wilkinson (Wilkinson, 1960)	23
19.	Divisor de potencia tipo Gysel (Gysel, 1975)	23
20.	Matriz de Butler de 2x2 (Poisel, 2012)	24
21.	Matriz de Butler de 4x4 (Poisel, 2012).	24
22.	Nodos de división y recombinación	25
23.	C-BFN de dos capas, con M puertos de entrada y M+2 puertos de salida (Betancourt, 2007).	26
24.	Estructura C-BFN de tres capas (Betancourt, 2007).	27
25.	Flujo de energía y fases a través de C-BNF (Panduro, 2008)	28
26.	Valores de fase considerando diferente número de capas (Juárez, 2021)	29
27.	Esquemático de bloque CORPS 2×3	30
28.	Esquemático de bloque CORPS 2×3	32

# Página

29.	Recta de fase de bloque CORPS $2 \times 3$	33
30.	Red CORPS de 5 capas.	36
31.	Posicionamiento de bloques CORPS de $2 \times 3$	37
32.	Etapas de la configuración propuesta.	37
33.	Etapa 2 de la configuración propuesta	38
34.	Etapa 1 de la configuración propuesta	38
35.	Interconexión de ambas etapas	39
36.	Interconexión de bloques CORPS 2×3	39
37.	Configuración propuesta usando bloques 2×3 para un arreglo lineal de 9 elementos	40
38.	Configuración propuesta con seguimiento de fases	42
39.	Cuadrantes del plano cartesiano.	43
40.	Posición de desfasadores fijos dentro de la configuración propuesta.	46
41.	Configuración propuesta para un arreglo lineal de mayor tamaño	47
42.	Diseño de la red CORPS propuesta en CST	52
43.	Prototipo fabricado de la red CORPS propuesta	52
44.	Coeficientes de reflexión medidos y simulados de la red CORPS propuesta	53
45.	Coeficientes de transmisión medidos y simulados de la red CORPS propuesta para cada puerto de entrada (a) $P_1$ , (b) $P_2$ , (c) $P_3$ y (d) $P_4$ .	54
46.	Comparación del factor de arreglo para una dirección de broadside	55
47.	Comparación del factor de arreglo para una dirección de escaneo de $15^\circ.$	55
48.	Comparación del factor de arreglo para una dirección de escaneo de - $25^{\circ}$	56
49.	Características de diseño del arreglo lineal	57
50.	Coeficientes de reflexión activos para el sistema basado en arreglo lineal de antenas.	57
51.	Patrón de radiación obtenido mediante CST (a) -25°, (b) $0^{\circ}$ , (c) $15^{\circ}$ y (d) $25^{\circ}$	58

# Lista de tablas

Tabla

# Página

1.	Tabla de función coseno	31
2.	Valores de fase para direcciones de escaneo del haz principal.	42
3.	Valores de fase en los puertos de entrada para diferentes direcciones de escaneo.	43
4.	Valores de fase en los puertos de entrada e interpolados	44
5.	Valores de fase en bloque CORPS 2x3 de etapa 2	44
6.	Acotamiento de fases en segundo y cuarto puerto de entrada	45
7.	Ajuste de fases en segundo puerto de entrada.	45
8.	Ajuste de fases en cuarto puerto de entrada.	45
9.	Excitaciones de amplitud obtenidas al realizar acotamiento de fase	46
10.	Excitaciones de amplitud obtenidas sin realizar acotamiento de fase	46
11.	Valores para arreglos lineales alimentados por la red propuesta.	47
12.	Excitaciones de amplitud al realizar acotamiento de fase	49
13.	Valores de amplificadores y atenuadores al utilizar técnica de coseno alzado	49
14.	Valores de SLL y BW para dirección broadside	55
15.	Valores de SLL y BW para dirección de escaneo de $15^{\circ}$	56
16.	Valores de SLL y BW para dirección de escaneo de - $25^{\circ}$	56
17.	Análisis comparativo de la red de alimentación propuesta con respecto a otros casos de diseño basados en geometrías lineales.	58

#### 1.1. Antecedentes

Desde el primer mensaje enviado a través del telégrafo hasta la actualidad han pasado casi cien años (1843) y 125 desde el primer mensaje inalámbrico (1897). Actualmente se vive en una sociedad mucho más comunicada gracias a la evolución de las tecnologías de la comunicación y es que el hecho de transmitir y recibir grandes cantidades de información se ha convertido en algo cotidiano. Se estima que el número de usuarios de Internet a nivel mundial creció en más de un 10 % durante el primer año de la pandemia, lo que supone, con diferencia, el mayor aumento anual en una década (ITU, 2021), este hecho obliga al desarrollo y generación de nuevas tecnologías que logren satisfacer las necesidades y exigencias de todos los usuarios.

En 1865, James Clark Maxwell, mediante razonamiento matemático, predijo que una corriente variable en un circuito produce ondas eléctricas y que estas ondas viajan a la velocidad de la luz. Esto lo hizo apoyándose de trabajos previos realizados por Hans Christian Oersted, Michael Faraday, Andre Marie Ampere, Heinrich Friedrich Lenz y por supuesto de Carl Frederick Gauss. Sin embargo, fue Heinrich Hertz quien probó la existencia de ondas eléctricas en el espacio como lo predijo Maxwell. La primera antena real parece haber sido utilizada por Hertz en sus experimentos clásicos en Karlsruhe en 1887.

Uno de los dispositivos más importantes dentro de un sistema de telecomunicaciones inalámbricas es la antena, la cual se encarga de convertir campos de radiofrecuencia (RF) en campos electromagnéticos (EMF) para la transmisión de información a través del espacio libre. El *Institute of Electrical and Electronics Enginners (IEEE)* define una antena como esa parte de un sistema transmisor o receptor que está diseñada para radiar o recibir ondas electromagnéticas (IEEE Std. 145-1983). Los sistemas de arreglos de antenas son especialmente esenciales en los sistemas de telecomunicaciones debido a sus características particulares de radiación. Un arreglo de antenas consiste en un conjunto de elementos de antena distribuidos espacialmente y de forma regular que tiene el objetivo de mejorar la respuesta en comparación con un elemento de antena individual (Balanis, 1997).

Los arreglos de antenas se utilizan en diferentes aplicaciones que requieren la generación de un patrón de radiación con ciertas características requeridas de directividad y un nivel de lóbulos laterales (o SLL por sus siglas en inglés) bajo. Además, es posible variar de forma electrónica la forma del diagrama de radiación modificando la amplitud y la fase en la alimentación de las antenas, por esta característica, estos arreglos también son llamados arreglos en fase (Mailloux, 1994).

Desde las primeras investigaciones en este ámbito, Walsh (1951) planteó que es posible barrer el haz principal a gran velocidad mediante el cálculo correcto de fases en los elementos de antena. Con la incorporación actual de la electrónica y sistemas de control, se consigue hacer barridos sin necesidad de movimiento físico.

Existe un gran número de trabajos relacionados al manejo de arreglos de antenas, por ejemplo; Zhang et al. (2016) detalla las consideraciones de diseño, los desafíos, las ventajas y desventajas de los arreglos de antenas para onda milimétrica, considerando la forma de los elementos de antena del arreglo para la aplicación en tecnología 5G; Singh et al. (2016) realiza un estudio sistemático para resaltar claramente el número mínimo de elementos que se requiere para lograr el rendimiento óptimo del arreglo para una distribución de amplitud particular.

#### 1.2. Planteamiento del problema

El uso de arreglos de antenas representa una gran ventaja en comparación con sistemas diseñados con un solo elemento de antena debido a que es fácil modificar las características de radiación. Además, se obtienen niveles bajos de lóbulos laterales (SLL) y la capacidad de escaneo del haz principal en rangos relativamente amplios. En un arreglo de antenas, la cantidad de elementos de antena puede variar dependiendo de las áreas aplicación, las cuales pueden ser, por ejemplo; comunicaciones inalámbricas terrestres o satelitales, entre otras. En estas aplicaciones se suele utilizar una cantidad considerable de elementos de antena, esto implica que al menos de forma convencional y como se muestra en la figura 1, la red de conformación de haz esté integrada por dispositivos electrónicos tales como desfasadores, atenuadores y amplificadores, todos estos dispositivos pueden ser activos o pasivos. Convencionalmente cada elemento de antena puede tener un par de estos dispositivos para poder generar el patrón de radiación que cumpla con los parámetros y características requeridas.



Figura 1. Esquema básico de un sistema de arreglo de antenas convencional.

Cuando se tiene un arreglo de antenas con una gran cantidad de elementos de antena, el número de dispositivos activos también aumenta, lo que se traduce en un aumento significativo en el costo del sistema completo. Al disminuir el número de dispositivos activos, también se estaría disminuyendo el costo de implementación ya que se utilizaría menos dispositivos activos, considerando que los parámetros de desempeño del haz se mantengan en los mismos niveles a los de un sistema convencional.

#### 1.3. Análisis del estado del arte

Actualmente en la literatura se puede encontrar una colección de investigaciones relacionadas con el desarrollo de diferentes configuraciones de arreglos de antenas para la reducción de dispositivos activos. Estas investigaciones se enfocan principalmente en el estudio de la red de conformación de haz y se resumen en tres principales tópicos: Matriz de Butler, arreglo de antenas en secuencias aleatorias de subarreglos no uniformes y el diseño de Redes de Conformación de Haz utilizando Estructuras Periódicas de Radiación Coherente (CORPS). A continuación, se describen algunos de los trabajos realizados en estos tres tópicos.

Dentro del tópico de Matriz de Butler, Babale et al. (2018) presentaron una red plana basada en Matriz o red de Butler de 4 x 4 sin desfasadores y sin cruces. Esto se logra con la ayuda de un acoplador modificado. El acoplador modificado tiene una diferencia de fase de salida de 45° que reemplaza la función de los desfasadores. El desfase obtenido con este tipo de acoplador combinado con el acoplador de cuadratura dan las diferencias de fase requeridas en la salida de la red, la cual está diseñada para operar a 6 GHz.

Fakoukakis et al. (2012) propuso un nuevo tipo de red de conformación de haz, basada en Butler. Este nuevo tipo de red conserva la topología básica realizando algunas variaciones para producir una distribución de amplitud de salida con disminución gradual. Esto permite que el haz resultante tenga un nivel de lóbulo lateral (SLL) inferior a 20 dB. El diseño hace uso de divisores de potencia tipo Wilkinson. Se pueden lograr mejoras adicionales dando forma adecuada a la distribución de excitación de amplitud utilizando otro tipo de disminución gradual.

En la técnica de secuencias aleatorias de subarreglos, Avser et al. (2016) propusieron una red de alimentación que da como resultado niveles bajos de lóbulo lateral (SLL) con un escaneo de haz de  $\pm 14^{\circ}$ . El concepto propuesto agrupa los elementos de antena en secuencias aleatorias de subarreglos no uniformes y emplea un desfasador único para cada subarreglo. El rendimiento de los arreglos aleatorios se compara con los subarreglos uniformes convencionales y se muestra que los arreglos aleatorios reducen el número de desfasadores hasta en un 40 % mientras conservan el mismo desempeño de radiación.

Petrolati et al. (2013) presentaron una arquitectura nueva de red de conformación de haz para arreglos lineales multihaz con escaneo de haz limitado. La red se basa en la técnica de subarreglo superpuesto y presenta una serie de ventajas en comparación con otras arquitecturas. La característica más atractiva consiste en una reducción sustancial del número de elementos de control y dispositivos activos asociados (es decir, amplificadores, desfasadores variables, etc.).

Dentro del tópico de CORPS, Betancourt y del Río Bocio. (2007) propusieron una nueva metodología para diseñar redes de conformación de haces para alimentar arreglos de antenas centrando el interés en la capacidad de escaneo del haz principal y reducción de la complejidad de los sistemas comunes.

Panduro y del Río Bocio. (2008) presentaron el diseño de redes de conformación de haz con capacidad de escaneo de haces múltiples basadas en CORPS. Este diseño considera la optimización de las entradas complejas de la red de alimentación mediante el uso de un algoritmo de Evolución Diferencial. Los resultados revelan que el diseño de esta red permite generar haces múltiples escaneables con una simplificación significativa de la red de alimentación.

Juárez et al. (2021) propusieron una técnica de diseño innovadora para alimentar arreglos de antenas utilizando la tecnología CORPS para reducir el número de desfasadores en aplicaciones de escaneo limitada con bajo nivel de lóbulos laterales. La configuración propuesta se implementa aprovechando la propiedad de interpolación lineal de fase de una red CORPS de una capa. Esta configuración se crea mediante la interconexión de redes o bloques CORPS de  $2\times3$  de manera estratégica para proporcionar una reducción en la cantidad de desfasadores y mantener la capacidad de escaneo.

#### 1.4. Justificación

Con la innovación reciente en las tecnologías de telecomunicaciones en diferentes áreas, por ejemplo en el área satelital y en el área de comunicaciones inalámbricas y móviles es necesario el desarrollo y evolución de la tecnología de redes de conformación de haz y arreglos de antenas para cumplir con los requerimientos de radiación. El incremento considerable de los elementos de antena en los diseños de diferentes configuraciones para las aplicaciones anteriormente mencionadas, hace necesario aplicar técnicas de diseño de la red de conformación de haz para la reducción de dispositivos activos. Al aplicar estas técnicas, los costos de implementación del sistema completo se reducen ya que el número de dispositivos disminuye. Existen diferentes técnicas de diseño de redes de conformación de haz para la disminución de dispositivos activos, por lo que es importante, ya sea elegir o proponer una técnica de reducción de desfasadores o dispositivos activos que permita a un sistema de arreglo de antenas generar haces con buenas características de radiación y realizar escaneo del haz principal y así permitir orientarlo a diferentes direcciones, la red de conformación de haz también debe ser capaz de permitir generar haces con buenas características de directividad y bajo nivel de lóbulos laterales (SLL).

#### 1.5. Hipótesis

Los arreglos de antenas han sido utilizados cada vez más en sistemas de comunicaciones de diferentes áreas, debido a que tienen un mejor desempeño en comparación al uso de una sola antena. Como se ha indicado anteriormente, los sistemas de arreglos lineales convencionales pueden resultar muy complejos y costosos si se emplea un número alto de dispositivos activos con la finalidad de satisfacer las demandas en sistemas de comunicación inalámbrica. Esto se puede lograr aplicando técnicas de conformación de haz o redes de alimentación para reducir la cantidad de dispositivos activos requeridos en el sistema.

Si se propone un nuevo diseño de una red de conformación de haz para un arreglo de antenas en el cual se busque disminuir el número de dispositivos activos utilizados, es necesario que el diseño permita al arreglo de antenas generar haces con características deseables de radiación tales como directividad y nivel de lóbulos laterales bajo. Además de permitir escaneo del haz principal y permitir orientarlo a diferentes direcciones.

Una técnica de diseño que toma en cuenta las consideraciones anteriores y que además permite dar solución a los problemas planteados en el presente trabajo es el diseño de redes de conformación de haz utilizando estructuras periódicas de radiación coherente (CORPS).

Una red de conformación de haz diseñada utilizando CORPS permite disminuir la cantidad de dispositivos activos como desfasadores, amplificadores y atenuadores, reduciendo la complejidad del sistema y permite obtener niveles deseados de directividad y de lóbulos laterales (SLL) y realizar escaneo del haz principal para aplicaciones de tecnología inalámbrica.

#### 1.6. Objetivos

Para alcanzar las metas propuestas en esta tesis de investigación se plantean los siguientes objetivos:

#### 1.6.1. Objetivo general

El objetivo general de esta tesis es desarrollar sistemas de conformación de haz basados en diferentes configuraciones de arreglos de antenas utilizando estructuras periódicas de radiación coherente (CORPS) para reducir el número de dispositivos activos y disminuir la complejidad del sistema.

#### 1.6.2. Objetivos específicos

- Desarrollar sistemas de radiación basados en arreglos de antenas con la capacidad de generar haces utilizando la tecnología CORPS.
- Estudiar diferentes configuraciones de arreglos de antenas utilizando la tecnología CORPS.
- Evaluar las prestaciones del sistema de arreglo de antenas para generar haces en términos de nivel de lóbulos laterales, rango de escaneo del haz principal y simplificación de la red de alimentación o complejidad del sistema.

#### 1.7. Organización de la tesis

El presente trabajo de tesis se encuentra organizado de la siguiente manera. En el capítulo 2 se presentan y explican distintos conceptos y parámetros de los arreglos lineales de antenas. Además se exponen conceptos de antenas importantes como el patrón y diagrama de radiación, el factor de arreglo y se muestra la forma en que se obtienen algunos parámetros como el ancho de haz y el nivel de lóbulos laterales (SLL) a partir del patrón de radiación de un arreglo de antenas. Por último, se muestra el elemento de antena utilizado en el presente trabajo explicando sus características más importantes.

El capítulo 3 se enfatiza en analizar tres formas distintas de diseñar una red de conformación de haz: redes de conformación de haz basadas en sub-arreglos, basadas en Matriz de Butler y basadas en CORPS. En este caso, se analiza el concepto de cada uno de los diseños, además de las ventajas y desventajas que cada diseño presenta.

En el capítulo 4 se describe la metodología empleada para el diseño y optimización de una red de conformación de haz basada en una red CORPS. Para este caso, se emplea un diseño de una red de conformación de haz basada en una red CORPS de dos entradas y tres salidas para la reducción de dispositivos activos y escaneo del haz principal. Además, se abordan distintas variantes de la misma red pero aumentando el número de elementos de antena.

El capítulo 5 ilustra los resultados de simulación obtenidos en Matlab de dicha red y las simulaciones electromagnéticas en el software CST Microwave Studio.

Finalmente, en el capítulo 6 se dan a conocer las conclusiones generales de la tesis así como las posibles contribuciones en el área de arreglos y de las telecomunicaciones. También se indican los posibles trabajos a futuro que podrían realizarse a partir de la tesis realizada.

# Capítulo 2. Fundamentos de arreglos de antenas

#### 2.1. Introducción

Este capítulo explica los conceptos fundamentales de arreglos de antenas, requeridos para el presente trabajo de investigación. Además, se explicarán los parámetros de antena más importantes para la evaluación del arreglo lineal uniforme, los cuales son: el factor de arreglo, patrón de radiación, nivel de lóbulos laterales, escaneo del haz principal y la directividad. Aunque existen diferentes estructuras de arreglos de antenas, esta tesis se enfocará en la geometría lineal de antenas.

#### 2.2. Arreglo de antenas

Un arreglo de antenas es un grupo de dos o más antenas colocadas de forma regular que radían de forma simultánea para generar un haz de radiación único. Es simplemente un conjunto de antenas simples, que en conjunto funcionan como una sola antena y usan interferencias constructivas y destructivas para mejorar el rendimiento. Todos los elementos están interconectados a través de una llamada red de conformación de haz. Los arreglos de antenas tienen la capacidad de dirigir el haz principal de forma electrónica. Modificando las fases de las ondas a radiar de cada elemento, el haz principal puede ser dirigido a una dirección deseada. Este tipo de arreglo de antenas es conocido como arreglo en fase (Mailloux, 1994).

El haz principal del arreglo se determina por la suma vectorial de los campos radiados por cada uno de los elementos del arreglo. Para generar haces principales muy directivos es necesario que los campos de cada uno de los elementos del arreglo interfieran constructivamente (se sumen) en las direcciones deseadas e interfieran destructivamente (se cancelen) en las direcciones restantes. En un arreglo de elementos idénticos, hay al menos cinco parámetros que se pueden usar para dar forma al haz de radiación del arreglo (Balanis, 1997):

- Forma geométrica del arreglo (lineal, circular, rectangular, esférica, etc.).
- Separación entre elementos de antena.
- Excitación de amplitud de cada elemento de antena.
- Excitación de fase de cada elemento de antena.

• Patrón de radiación relativo de cada elemento de antena.

El patrón de radiación  $F(\theta, \phi)$  de un arreglo de antenas se define como (Balanis, 1997):

$$F(\theta,\phi) = R(\theta,\phi)AF(\theta,\phi)$$
(1)

Donde  $R(\theta, \phi)$  es el patrón del elemento de antena y  $AF(\theta, \phi)$  es el factor de arreglo. Es decir, el patrón de radiación se puede determinar multiplicando el factor de arreglo y el patrón del elemento. El factor de arreglo caracteriza la radiación en términos del número de elementos de antena, las entradas relativas y la forma geométrica del arreglo, mientras que el patrón del elemento de antena caracteriza la radiación solo en términos del tipo de elemento de antena que se esté utilizando (Balanis, 1997).

Si se considera que los elementos de antena son fuentes puntuales isotrópicas, entonces el patrón de radiación resultante es igual al factor de arreglo.

#### 2.3. Diagrama de radiación

El diagrama de radiación se define como una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena en función de las coordenadas espaciales o de manera menos común, en coordenadas cartesianas. En cambio cuando se habla de patrón de radiación, se refiere a una representación matemática de las propiedades de radiación de la antena. En la mayoría de los casos, el patrón de radiación se determina en la región de campo lejano. (Balanis, 1997).

El diagrama de radiación puede ser representado tanto de forma tridimensional así como de forma bidimensional. Generalmente es suficiente representar el diagrama de radiación de forma bidimensional usando cortes bidimensionales. Los cortes bidimensionales del diagrama de radiación se pueden representar en coordenadas polares o cartesianas. En el primer caso el ángulo en el diagrama polar representa la dirección del espacio, mientras que el radio representa la intensidad del campo eléctrico o la densidad de potencia radiada. En coordenadas cartesianas se representa el ángulo en las abscisas y el campo o la densidad de potencia en las ordenadas (Cardama, 2000). En la figura 2 se muestran ejemplos de ambas representaciones.



Figura 2. Representaciones del diagrama de radiación (Cardama, 2000).

El lóbulo principal de un diagrama de radiación es el margen angular donde se encuentra la máxima radiación, mientras que los lóbulos secundarios son aquellos con máximos relativos, siempre con valores inferiores al lóbulo principal como se muestra en la figura 3. Existe una relación entre el lóbulo principal y los lóbulos secundarios, la cual se define como el nivel de lóbulos laterales (SLL):

$$SLL = \frac{\text{Valor máximo de lóbulo secundario}}{\text{Valor máximo de lóbulo principal}} \tag{2}$$

El SLL brinda información si los lóbulos secundarios son grandes (o pequeños) en el patrón de radiación. Entonces, por ejemplo, si el SLL tiene el valor de -20 dB, significa que el nivel máximo de los lóbulos laterales en la característica de radiación se atenúa en 20 dB, en comparación con el haz principal.



Figura 3. Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas para un arreglo lineal de 9 elementos con excitación uniforme.

El SLL generalmente representa radiación no deseada en otras direcciones diferentes a la del haz principal y es un factor de rendimiento esencial para los arreglos de antena en las comunicaciones inalámbricas y satelitales. En las antenas receptoras, los lóbulos laterales pueden captar señales de interferencia y aumentar el nivel de ruido en el receptor. La densidad de potencia en los lóbulos laterales es generalmente mucho menor que la del haz principal.

Otro parámetro asociado con el diagrama de radiación es el ancho de haz, el cual se define como la separación angular entre dos puntos idénticos en el perímetro del lóbulo principal que representan la misma magnitud. Generalmente suelen emplearse dos tipos de ancho de haz, los cuales son, el ancho de haz de media potencia (HPBW) y el ancho de haz de primeros nulos (FNBW) (Balanis, 1997).

El HPBW es la separación angular medida entre los puntos donde el perímetro del haz principal presenta una magnitud de -3 dB. Mientras que el FNBW es la separación angular medida entre los puntos donde el perímetro del haz principal presenta una magnitud que tiende a - $\infty$  dB. En la figura 4 se muestra en un diagrama de radiación en coordenadas cartesianas los dos tipos de ancho de haz previamente mencionados.



Figura 4. Anchos de haz en el diagrama de radiación para un arreglo lineal de 6 elementos.

El ancho de haz es una figura de mérito muy importante y frecuentemente, se usa como un intercambio de compromisos entre este y el nivel de lóbulos laterales; es decir, a medida que disminuye el ancho del haz, aumenta el nivel de lóbulos laterales y viceversa (Balanis, 1997).

#### 2.4. Arreglo lineal

Un arreglo lineal es la forma más común y sencilla de organizar un arreglo de antenas. El arreglo lineal consiste en colocar los elementos de antena en una línea recta con una cierta distancia de separación entre ellos, el número de elementos puede ir desde dos hasta cientos de ellos. Si todos los elementos de antena tienen una separación igual entre ellos, entonces se habla de un arreglo lineal uniforme.

Si en un arreglo lineal uniforme se considera a los elementos de antena como elementos isotrópicos, el factor de arreglo está dado por (Balanis, 1997):

$$AF = I_1 + I_2 e^{jkd\sin\theta} + I_3 e^{jk2d\sin\theta} + \dots + I_N e^{jk(N-1)d\sin\theta} = \sum_{n=1}^N I_n e^{jk(n-1)d\sin\theta}$$
(3)

donde  $I_n$  son los coeficientes de excitación, tanto de fase como de amplitud, j es la unidad imaginaria,  $k = 2\pi/\lambda$  es el número de onda, d es la distancia de separación entre elementos de antena y  $\theta$  es el ángulo en relación con el eje del arreglo.

#### 2.5. Interferencia de ondas

Como se mencionó en un principio, los arreglos de antenas utilizan interferencias constructivas y destructivas para generar el haz de radiación y mejorar el rendimiento del arreglo. Para explicar la importancia de las interferencias y cómo estas ayudan a generar y mejorar el haz de radiación, se puede suponer que se tiene dos elementos de antena dentro de un arreglo, los cuales emiten una onda con misma fase y amplitud. Si los elementos están exactamente en la misma posición, las ondas estarán en fase y se sumarán, el resultado será una onda electromagnética dos veces más potente. Sin embargo, si los dos elementos no están en la misma posición, las ondas no estarán en fase y la onda resultante será diferente.

La distancia de separación entre elementos de antena es uno de los parámetros más importantes a considerar en un arreglo lineal, ya que este parámetro tiene impacto directo en el patrón de radiación. La distancia se selecciona tomando en cuenta la longitud de onda, la cual se define como:

$$\lambda = \frac{v}{f} \tag{4}$$

donde v es la velocidad de la luz y f es la frecuencia de operación.

En la figura 5 se muestra un arreglo de antenas con dos elementos, los cuales están en la misma posición, esto provoca que no exista un desfase entre las ondas de los elementos, entonces el diagrama de radiación

resultante mostrará un haz que radiará isotrópicamente en todas las direcciones del espacio (Ferrando, 2004).



Figura 5. Diagrama de radiación de dos elementos de antena con misma posición (Ferrando, 2004).

Sin embargo, si los dos elementos de antena dentro del arreglo tienen una separación de  $\lambda/2$ , se producirá un haz principal en la dirección perpendicular al eje en el cual los elementos de antena se encuentran posicionados, debido a la suma constructiva en esa dirección. Además se obtiene un nulo de radiación en la dirección de dicho eje, ya que las ondas se suman destructivamente en el mismo eje como se muestra en la figura 6.



Figura 6. Interferencia entre ondas de dos elementos de antena con distancia de separación de media longitud de onda (Ferrando, 2004).

Si la distancia entre los elementos es menor que  $\lambda/2$ , entonces el lóbulo principal será más ancho, es decir su directividad será menor. Finalmente, como muestra en la figura 7 si la distancia entre elementos es igual o mayor a  $\lambda$ , se producirán lóbulos del mismo nivel del haz principal en las direcciones del eje donde se encuentran posicionados los elementos de antena y perpendiculares a él, a estos lóbulos principales extra se denominan lóbulos de difracción o *grating lobes* (Ferrando, 2004).



Figura 7. Interferencia entre ondas de dos elementos de antena con distancia de separación de una longitud de onda (Ferrando, 2004).

Partiendo de lo anterior, dependiendo de los requerimientos del diseño, para un arreglo lineal lo mejor es elegir una distancia de separación entre elementos de  $\lambda/2$ . En la figura 8 se muestra la diferencia a nivel de diagrama de radiación cuando se eligen diferentes distancias de separación. Entre mayor sea la distancia de separación entre elementos, el haz será más directivo, pero existirá un momento en el cual comenzarán a aparecer lóbulos de difracción.



Figura 8. Representaciones del diagrama de radiación (Cardama, 2000).

Otro criterio importante es el número de elementos dentro del arreglo de antenas, el cual también impacta directamente en el patrón de radiación, más específicamente en la directividad del haz, como se observa en la figura 9. Mientras más elementos tenga el arreglo de antenas, el haz tenderá a ser más directivo. Esto es importante ya que dependiendo de la aplicación, se puede elegir el número de elementos dentro del arreglo como otro parámetro de diseño.



Figura 9. Diagramas de radiación de dos arreglos de antena con número diferente de elementos.

#### 2.6. Excitaciones de amplitud y de fase

Una de las mayores ventajas de utilizar arreglos de antenas es que es posible sintetizar muchos patrones de radiación diferentes modificando dos parámetros importantes, los cuales son: la excitación de amplitud  $A_n$  y la excitación de fase  $\alpha$ , los cuales se pueden separar explícitamente de la siguiente manera:

$$I_n = A_n e^{jn\alpha} \tag{5}$$

donde n = 1, 2, 3, ..., N - 1, N tanto  $A_n$  como  $\alpha$  son reales.

La excitación de amplitud representa el nivel de cada onda radiada por cada elemento de antena en el arreglo. Generalmente todos los niveles se suelen normalizar a valores entre cero y uno. La distribución de excitaciones de amplitud más común es aquella donde los valores son exactamente iguales, aunque no es la única opción. Existen técnicas las cuales consisten en introducir una disminución gradual de las excitaciones de amplitud que ayudan a reducir el nivel de lóbulos laterales a expensas de una pequeña reducción de la directividad del arreglo (Hum, 2018).

En la figura 10 se muestran algunos ejemplos de diferentes distribuciones de amplitud y el impacto correspondiente en el factor de arreglo se muestra en la figura 11. Cada una de las diferentes distribuciones de amplitud reduce el nivel del lóbulo lateral a expensas de aumentar el ancho del haz del lóbulo principal (o disminuir la directividad del arreglo).



Figura 10. Diferentes distribuciones de excitaciones de amplitud (Hum, 2018).



Figura 11. Diagrama de radiación para diferentes distribuciones de amplitud (Hum, 2018).

La excitación de fase representa el desfase de las ondas radiadas por cada elemento de antena con respecto al elemento en el origen. Usualmente la fase de la onda de cada elemento de antena se relaciona con la posición del elemento de antena respecto al origen, por lo que se genera una fase progresiva. Por lo tanto, a partir de (3) y (5) se obtiene:

$$AF(\Psi) = \sum_{n=1}^{N} A_n e^{j(n-1)(kd\sin\theta + \alpha)} = \sum_{n=1}^{N} A_n e^{j(n-1)\Psi}$$
(6)

El ángulo eléctrico  $\Psi = kd\sin\theta + \alpha$  representa la diferencia de fase entre las contribuciones en campo lejano de dos antenas consecutivas (Cardama, 2000). Dado que el factor de arreglo total para el arreglo lineal uniforme matemáticamente es una suma de exponenciales, se puede representar mediante la suma vectorial de N fasores, cada uno de ellos con cierta amplitud y fase progresiva  $\Psi$  relacionada con la anterior, el factor de arreglo puede ser controlado en arreglos lineales seleccionando una fase relativa  $\Psi$ entre los elementos de antena (Balanis, 1997). Si se desea dirigir el haz principal a una dirección deseada considerando el mismo arreglo lineal uniforme, entonces (6) se puede reescribir:

$$AF(\theta) = \sum_{n=1}^{N} A_n e^{j[k(n-1)d(\sin\theta - \sin\theta_0)]}$$
(7)

Al controlar la diferencia de fase progresiva entre los elementos, la radiación máxima se puede conformar en cualquier dirección deseada para formar un arreglo con escaneo de haz. Este es el principio básico de operación del arreglo en fase con escaneo electrónico (Balanis, 1997). En la figura 12, se muestra a nivel de diagrama de radiación la diferencia al proponer diferentes valores de  $\alpha$  para generar la fase progresiva.



Figura 12. Diferentes diagramas de radiación según la fase progresiva (Hum, 2018).

Generalmente, una fase progresiva positiva desplaza el haz principal hacia la izquierda ( $-90^{\circ} < \theta_{max} < 0^{\circ}$ ), mientras que una fase progresiva negativa lo desplaza hacia la derecha ( $0^{\circ} < \theta_{max} < 90^{\circ}$ ). Mientras más grande sea el valor absoluto de la fase progresiva  $\alpha$ , la dirección del haz principal se alejará cada vez más de la dirección de broadside ( $0^{\circ}$ ). Las rectas de fase presentan simetría con respecto al eje horizontal como se muestra en la figura 13,



Figura 13. Rectas de fase para diferentes direcciones de escaneo.

#### 2.7. Directividad de un arreglo de antenas

Otro parámetro importante para evaluar el desempeño de un arreglo de antenas es saber cuánta energía se concentra en una dirección específica en comparación con las direcciones restantes. A este parámetro se le conoce como directividad (Stutzman & Thiele, 1998).

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

$$D(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}}$$
(8)

La potencia total radiada  $P_{rad}$  es la integral en coordenadas esféricas de la intensidad de radiación en todas las direcciones del espacio (Cardama, 2000):

$$P_{rad} = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} U(\theta, \phi) \sin \theta \, d\theta \, d\phi \tag{9}$$

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

$$U(\theta, \phi) = |FA(\Psi)|^2 \tag{10}$$

Susituyendo (9) en (8) se obtiene:

$$D = 4\pi \frac{|FA_{MAX}|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} |FA(\theta,\phi)|^2 \sin\theta \ d\theta \ d\phi} = 2 \frac{|FA_{MAX}|^2}{\int_0^{\pi} |FA(\theta)|^2 \sin\theta \ d\theta}$$
(11)

#### 2.8. Antenas de parche

La antena microstrip (o de parche) es un invento relativamente moderno. Fue inventado para permitir la integración conveniente de una antena y otros circuitos dentro de un sistema de comunicación como lo es una red de conformación de haz, en una placa de circuito impreso común o un chip semiconductor (Carver y Mink, 1981). Además de otras ventajas resultantes, la tecnología de circuito integrado para la fabricación de antenas permitió una alta precisión dimensional, que de otro modo sería difícil de lograr con los métodos de fabricación tradicionales. Las antenas de parche brindan una solución efectiva de fabricación fácil, bajo peso, costo reducido, perfil bajo y fácil adaptación en superficies curvas. Estas antenas pueden montarse en la superficie de aviones, naves espaciales, misiles, vehículos y teléfonos móviles (Balanis, 2005).

La antena de parche consiste básicamente de un parche metálico de espesor t, muy delgado ( $t \ll \lambda_0$ , donde  $\lambda_0$  es la longitud de onda en el espacio libre), colocado sobre una de las caras de un sustrato de espesor h (de solo una pequeña fracción de longitud de onda,  $0.003\lambda_0 \le h \le 0.050\lambda_0$ ), mientras que la otra cara del dieléctrico se encuentra sobre un plano de tierra como se muestra en la figura 14.



Figura 14. Componentes principales de una antena de parche (Balanis, 2005).

La antena microcinta produce la máxima radiación en la dirección de broadside (perpendicular al sustrato) e idealmente no produce radiación en la dirección de end-fire (a lo largo de la superficie del sustrato). El tamaño de la antena generalmente se diseña de manera que la antena resuene a la frecuencia de operación, produciendo una impedancia de entrada real. Para una antena microcinta rectangular, esto requiere que la longitud de la antena L, sea aproximadamente la mitad de la longitud de onda en el medio dieléctrico. El ancho de la antena W, por otro lado, determina el nivel de la impedancia de entrada (Pozar y Schaubert, 1995).

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

#### 2.9. Conclusiones

En este capítulo se explicó el arreglo lineal y los principales parámetros que sirven para analizarlo. Se desarrollaron las expresiones matemáticas para el cálculo del factor de arreglo de un arreglo lineal. Se definió el patrón de radiación, la importancia que tiene y las formas típicas de representarlo, teniendo como parámetros más importantes del diagrama de radiación el nivel de lóbulos laterales y el rango de escaneo, ya que evalúa todo el sistema de arreglo de antenas de buena forma. Además, se desarrollaron las ecuaciones para la obtención de la directividad.

Debido a que se trabaja con arreglos de antenas, los cuales involucran a más de un solo elemento de antena, es importante conocer el comportamiento de las ondas que radín cada elemento, con esto será posible generar diferentes patrones de radiación de un mismo arreglo lineal modificando diferentes parámetros de diseño, siendo los más importantes la excitación de amplitud y la excitación de fase, sin olvidar la distancia de separación entre elementos, la cual también impacta directamente en el patrón de radiación.

Cada uno de los parámetros de diseño mencionados anteriormente tiene una gran importancia, ya que las excitaciones de fase controlan la dirección del haz, las excitaciones de amplitud tienen impacto directo en la directividad del haz y el SLL. Mientras que la separación entre elementos y el número de elementos de antena, también tendrá un impacto directo en el nivel de lóbulos laterales y ancho del haz generado por el arreglo.

#### 3.1. Introducción

La conformación de haz es una técnica que tiene como objetivo dirigir una señal inalámbrica en forma de ondas electromagnéticas hacia un dispositivo receptor específico, tratando de evitar que la señal se propague en todas las direcciones. Para lograr esto es obligatorio el diseño de una red de conformación de haz para alimentar un arreglo de antenas. Las redes de conformación de haz son de gran conveniencia debido a que mejoran el desempeño, la flexibilidad y capacidad de un sistema de arreglo de antenas. Estas redes son utilizadas en muchos campos de aplicación, incluyendo las telecomunicaciones inalámbricas terrestres y espaciales. En general las redes de conformación de haz se encargan de proveer las excitaciones de amplitud y fase a los elementos de antena que eventualmente generan un patrón de radiación.

#### 3.2. Redes de conformación de haz basadas en sub-arreglos

Tradicionalmente, el diseño de una red de conformación de haz puede ser tan simple como dedicar dispositivos activos, tales como desfasadores y amplificadores a cada elemento del arreglo como se muestra en la figura 15. El arreglo de antenas tendrá un buen desempeño, pero si el número de elementos del arreglo aumenta, el número de dispositivos activos lo hará de manera proporcional.



Figura 15. Red de conformación de haz tradicional (Nemit, 1972).

Una manera de evitar que se utilice una gran cantidad de dispositivos activos es diseñar la red de conformación de haz basándose en sub-arreglos de elementos de antena (Nemit, 1972). El propósito de esta técnica es utilizar un desfasador para un grupo de varios elementos de antena, a diferencia de una red tradicional en la cual se utiliza un desfasador para cada elemento de antena. En la figura 16 se observa que el número de desfasadores es menor al número de elementos de antena si se utiliza sub-arreglos.



Figura 16. Red de conformación de haz basada en sub-arreglos (Nemit, 1972).

En esta técnica es necesario usar un dispositivo llamado divisor de potencia, el cual tendrá la tarea de distribuir la energía a cada uno de los elementos de cada sub-arreglo. En la figura 17 se muestra una red de conformación de haz basada en sub-arreglos. En este caso, se cumple que el número de desfasadores es menor al número de elementos de antena e igual al número de sub-arreglos. Sin embargo, esto implica nuevos retos y desafíos de diseño.



Figura 17. Red de conformación de haz basada en sub-arreglos de tres elementos (Nemit, 1972).

#### 3.3. Divisores de potencia

Los divisores de potencia son dispositivos pasivos utilizados en radiofrecuencia que dividen una señal de entrada en dos o más señales de salida con pérdidas mínimas. Los divisores de potencia se utilizan ampliamente en los sistemas inalámbricos para dividir la potencia estratégicamente en todo un sistema. Las señales de salida que genera el divisor de potencia suelen tener la misma amplitud y fase; sin embargo, según los requerimientos, los divisores pueden variar la amplitud y la fase de las señales en la salida. El divisor de potencia también se puede usar como un combinador de potencia, donde el puerto común es la salida y los puertos restantes se utilizan como entradas (Panduro, 2008). Existen varios tipos de divisores, los más conocidos: el Wilkinson y el Gysel. Estos se describen de manera general a continuación.

#### 3.3.1. Divisor de potencia tipo Wilkinson

El divisor de potencia tipo Wilkinson mostrado en la figura 18 fue inventado alrededor de 1960 por un ingeniero llamado Ernest Wilkinson. Divide una señal de entrada en dos señales de salida de igual fase, o combina dos señales en una sola señal. La resistencia hace mucho más que permitir que coincidan los tres puertos, aísla completamente el puerto 2 del puerto 3 (Wilkinson, 1960).



Figura 18. Divisor de potencia tipo Wilkinson (Wilkinson, 1960).

#### 3.3.2. Divisor de potencia tipo Gysel

El divisor de potencia tipo Gysel mostrado en la figura 19 fue inventado alrededor de 1975 por Ulrich Gysel. Esta solución parece una combinación entre un acoplador Branchline (Khandavalli, 1988) y un divisor Wilkinson, pero también está estrechamente relacionado con un acoplador Rat-race (Nemit y Sanders, 1981). El divisor tiene un total de cinco puertos, aunque se configura más comúnmente con solo tres puertos utilizables, mientras que los otros dos puertos se aíslan (Gysel, 1975). Al igual que el divisor tipo Wilkinson, el divisor tipo Gysel también puede ser utilizado como combinador de potencia.



Figura 19. Divisor de potencia tipo Gysel (Gysel, 1975).

#### 3.4. Redes de conformación de haz basadas en Matriz de Butler

Una matriz de Butler es una red de conformación de haz con la capacidad de generar haces múltiples que se utiliza para alimentar una arreglo de antenas. Esta es una red sin pérdidas, la cual utiliza acopladores direccionales y desfasadores fijos. Esta técnica se emplea para formar N lóbulos contiguos generados con un arreglo de N elementos, donde  $N = 2^p$  y p es entero (Butler J. y R. Lowe, 1961).

La matriz de Butler tiene  $2^p$  entradas y  $2^p$  salidas. El número de acopladores direccionales o híbridos requeridos para un arreglo de N elementos es:  $(N/2) \log_2(N)$ , y el número de desfasadores fijos es:  $(N/2) \log_2(N-1)$ . En la figura 20 se muestra una Red Butler 2x2 para generar dos haces independientes, para este caso es necesario del uso de un solo acoplador direccional de 3 dB.



Figura 20. Matriz de Butler de 2x2 (Poisel, 2012).

En la figura 21 se muestra una Red Butler 4x4 para generar cuatro haces independientes. Ahora para este caso es necesario del uso de cuatro acopladores direccionales de 3 dB, además de dos desfasadores fijos.



Figura 21. Matriz de Butler de 4x4 (Poisel, 2012).
La complejidad de la matriz de Butler se incrementa con el número de elementos y de haces a generar. Un arreglo de 64 elementos, por ejemplo, requiere de 192 acopladores direccionales y 160 desfasadores fijos. La construcción de una red de Butler de mayor tamaño requiere un gran número de conexiones de cruzamiento en las líneas de transmisión. Esto puede presentar dificultades prácticas en la fabricación de circuitos impresos usados para ensamblar el dispositivo (Stark, 1974).

# 3.5. Redes de conformación de haz basadas en CORPS

Una red de conformación de haz basada en CORPS (C-BFN) se define por la iteración alternativa de nodos de división (S) y nodos de recombinación (R). El nodo S está compuesto por un puerto de entrada y dos de salida, recibe energía y la redistribuye equitativamente entre sus salidas. Los nodos S también son responsables de la interconexión entre las diferentes capas de la red. Los nodos R, compuestos por dos puertos de entrada y uno de salida hacen posible recombinar la energía ingresada a través de sus puertos de entrada. El proceso de recombinación es, de hecho, una suma vectorial del campo a lo largo de un nodo R.



Figura 22. Nodos de división y recombinación.

En este caso, sí se considera la conservación de la energía y teniendo en cuenta que una C-BFN está compuesta únicamente de componentes pasivos sin pérdidas, es posible estimar el comportamiento de esta estructura como resultado de las características de los nodos de división y recombinación mostrados en la figura 22. Es necesario encontrar un circuito que represente las características deseadas del nodo S y del nodo R explicados anteriormente. Un divisor de potencia tipo Gysel puede actuar como un nodo S y como un nodo R (Betancourt y del Río Bocio, 2007).

Una configuración general de una C-BFN de dos capas, M puertos de entrada y M+2 puertos de salida se muestra en la figura 23.



Figura 23. C-BFN de dos capas, con M puertos de entrada y M+2 puertos de salida (Betancourt, 2007).

Generalmente los nodos de división tienen un puerto de entrada y P puertos de salida. En cada puerto de salida se entrega una enésima parte de la potencia introducida en el puerto de entrada, como se puede corroborar mediante la siguiente expresión:

$$W_{s} = \sum_{k=0}^{P} [E_{k} e^{j\theta_{k}}]^{2} G_{s}$$
(12)

donde  $W_s$  es la potencia entregada por los puertos de salida del nodo de división,  $E_k$  y k con k = 1, 2, ..., P son las magnitudes y fases de cada uno de los k puertos de salida, respectivamente.  $G_s$  es la parte real de la admitancia vista en los puertos de salida.

Para el caso específico del nodo de división que se utilizará, P es igual a 2, por lo tanto (12) se convierte en:

$$W_s = (E_1^2 + E_2^2)G_s \tag{13}$$

Ahora, para el caso general del nodo de recombinación, el cual tiene un puerto de salida y varios conjuntos de dos puertos de entrada, la potencia  $W_R$  en el puerto de salida está dada por:

$$W_R = \sum_{k=0}^{P} [E_{k,1}e^{j\theta_{k,1}} + E_{k,2}e^{j\theta_{k,2}}]^2 G_k$$
(14)

donde  $E_k$  y  $\theta_k$  con k = 1, 2, ..., P son las magnitudes y fases de cada uno de los conjuntos de dos puertos de entrada, respectivamente y  $G_k$  es la admitancia a la salida. Para el caso específico del nodo de recombinación que se utilizará, el cual tiene solo dos puertos de entrada, (14) se reescribe de la siguiente manera:

$$W_R = [E_{1,1}^2 + E_{1,1}^2 + 2E_{1,2}E_{1,2}\cos(\theta_{1,1} - \theta_{1,2})]G_s$$
(15)

Siendo  $G_R$  la admitancia vista a la salida. El último término usado en (15) representa la correlación entre los campos de entrada en el nodo de recombinación que depende de su fase de llegada. Cuando los campos tienen fase diferente, los cálculos realizados con (15) tienen en cuenta cómo interactúan los campos entre ellos. Las fases se calculan sumando los vectores de campo en los puertos de entrada del nodo de recombinación. En los nodos de división, cada salida tendrá el mismo cambio de fase en relación con la fase de la entrada. En este caso, cada nodo S o R de la red de alimentación está completamente caracterizado por la siguiente matriz de scattering (Panduro y del Río Bocio, 2008):

$$[S]^{NODE} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$
(16)

La matriz se obtiene utilizando (13) y (15) y representa que los componentes están perfectamente acoplados y aislados, lo que significa que no habría interacción entre los puertos de entrada. Por lo tanto, los nodos S y R pueden ser caracterizados con la matriz de scattering en (16) para obtener un modelo de simulación de una C-BNF.

#### Cuatro puertos de salida



Figura 24. Estructura C-BFN de tres capas (Betancourt, 2007).

En la figura 24 se muestra una C-BFN de tres capas, un puerto de entrada y cuatro puertos de salida. Los valores de potencia se muestran en los rectángulos pequeños en la misma figura. En general, los valores de potencia en cada capa corresponden al Triángulo de Pascal normalizado con la suma de sus coeficientes en fila. Los coeficientes del triángulo de Pascal se pueden obtener usando una expansión binomial, de la siguiente manera, (Betancourt y del Río Bocio, 2007):

$$(1+x)^{k} = \sum_{n=0}^{k} \binom{k}{n} x^{n}$$
(17)

Siendo k el numero de capas usadas en la C-BFN, las amplitudes en los k + 1 puertos de salida tendrán formal binomial. Cuando la amplitud es la misma en los puertos de entrada de un nodo R, la potencia  $W_R$  en los puertos de salida de un nodo R puede ser calculada ya sea con (14) o (15). La distribución de las fases dependerá del número de capas que se utilicen. En la figura 25 se muestra una C-BFN en las que se utilizan fasores complejos con amplitud y fase para representar las señales. En esta figura se tiene dos entradas, cuatro salidas y dos capas, se observa que en las tres primeras salidas de la primera capa se genera una fase progresiva, es decir un aumento lineal de la fase  $[0^{\circ}, 30^{\circ}, 60^{\circ}]$ . Mientras que las cuatro salidas en la segunda capa ya no presentan una distribución lineal de la fase  $[0^{\circ}, 16.55^{\circ}, 43.44^{\circ}, 60^{\circ}]$ .



Figura 25. Flujo de energía y fases a través de C-BNF (Panduro, 2008).

Para que exista una interpolación lineal de la fase, es necesario que en los nodos de recombinación, las entradas tengan la misma amplitud. Esto sucede solo al utilizar una capa [1, 1], ya que al utilizar una segunda capa, las entradas que son salidas de la capa anterior, ya no tienen la misma amplitud [0.7071, 0.8660, 0.7071]. Esto debido a la atenuación de 3 dB generada por los divisores de potencia.



Figura 26. Valores de fase considerando diferente número de capas (Juárez, 2021).

Al utilizar una sola capa se obtiene un aumento lineal de la fase. Es decir una fase progresiva, pero mientras se aumente el número de capas, el número de puertos de salida también aumenta como se muestra en la figura 26. En este caso las fases ya no siguen una distribución lineal, lo que causa problemas en el patrón de radiación generado por el arreglo de antenas.

El modelo conceptual de una C-BFN es una interconexión de capas sucesivas con un arreglo específico alternando los nodos R y S para crear una red de alimentación completa. Las características principales de la red permiten controlar el patrón de radiación, incluyendo el nivel de los lóbulos laterales (SLL) y la forma del lóbulo principal. El nodo básico puede actuar como divisor de potencia (S) o combinador de potencia (R) dependiendo de la posición en la que se coloque (Betancourt y del Río Bocio, 2007).

### 3.5.1. C-BFN de dos entradas y tres salidas

Existe una C-BFN que consiste en dos puertos de entrada y tres puertos de salida utilizando una capa como se mostró en la figura. La ventaja de utilizar este bloque CORPS  $2\times3$  es que permite la generación de una fase progresiva. Anteriormente se explicó que es necesario generar una fase progresiva para que el arreglo de antenas opere de manera eficiente dentro de un rango de escaneo de haz. En la figura 27 se muestra el esquemático del bloque CORPS  $2\times3$ .



Figura 27. Esquemático de bloque CORPS 2×3.

El bloque CORPS 2x3 consiste en la iteración de dos nodos de división y un nodo de recombinación, los nodos S se encargan de distribuir la energía equitativamente hacia los puertos de salida de los extremos y hacia el nodo R. El nodo R se encarga de sumar las dos fracciones de energía distribuidas por los nodos S y enviarlas hacia el puerto de salida del centro, teniendo tres puertos de salida en total.

Si los dos puertos de entrada son alimentados con  $\gamma_1$  y  $\gamma_2$  (donde  $\gamma_1$  y  $\gamma_2$  son fasores complejos), los fasores de los puertos de salida de los extremos tendrán valores de  $\sigma_1 = \gamma_1/\sqrt{2}$  y  $\sigma_3 = \gamma_2/\sqrt{2}$ respectivamente. Mientras que el fasor del puerto de salida del centro tendrá un valor de  $\sigma_2 = \gamma_2/2 + \gamma_1/2$ . Si el comportamiento de la red completa se puede describir utilizando una sola matriz de scattering  $[S]^{NETWORK}$ , se tiene:

$$[\sigma] = [S]^{NETWORK}[\gamma] \tag{18}$$

donde

$$[S]^{NETWORK} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 0\\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2}\\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$
(19)

Es importante conocer las características de los fasores de los puertos de entrada, como lo son fase y amplitud, ya que dependiendo de estas, se conocerá las características del fasor del puerto de salida

central  $\sigma_2$ . Si los fasores de los puertos de entrada  $\gamma_1$  y  $\gamma_2$  tienen fases  $\theta_1$  y  $\theta_2$  y amplitudes normalizadas a uno. Entonces a partir de (18) y (19) se obtiene:

$$\begin{bmatrix} \sigma_1 \\ \sigma_2 \\ \sigma_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j\theta_1} \\ e^{j\theta_2} \end{bmatrix}$$
(20)

Al realizar la multiplicación de las matrices, se puede obtener los valores de los tres fasores de los puertos de salida, para cualquier fase que tengan los fasores de los puertos de entrada. Entonces, los valores de los tres fasores de los puertos de salida son:

$$\sigma_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} e^{j\theta_1} \tag{21}$$

$$\sigma_2 = \left|\cos\left(\frac{\theta_1 - \theta_2}{2}\right)\right| e^{j\left(\frac{\theta_1 + \theta_2}{2}\right)} \tag{22}$$

$$\sigma_3 = \frac{1}{\sqrt{2}} e^{j\theta_2} \tag{23}$$

En este caso, se destaca que la amplitud del fasor  $\sigma_2$  depende de la diferencia entre las fases en los puertos de entrada. Por lo que se recomienda que la diferencia se establezca de acuerdo a los valores de la siguiente tabla (considerando:  $\theta = \frac{\theta_1 - \theta_2}{2}$ ):

 Tabla 1. Tabla de función coseno.

$\theta_1 - \theta_2$	$\cos  heta$
0°	1.0000
$60^{\circ}$	0.8660
90°	0.7071
120°	0.5000
180°	0.0000

Como se puede observar en la tabla 1 al tener una diferencia entre fases cercana a  $180^{\circ}$  la amplitud del fasor  $\sigma_2$  se acerca a cero, lo cual no es deseado. Generalmente se recomienda que no exista una diferencia mayor a  $90^{\circ}$  entre las fases de los puertos de entrada (Fonseca, 2011). Se puede establecer a partir de (22), que la fase generada es un promedio de las fases de  $\sigma_1$  y  $\sigma_2$ , por lo que al utilizar este bloque CORPS 2x3 se obtiene la interpolación lineal de la fase.

En la figura 28 se muestra un ejemplo de un caso específico del uso del bloque CORPS  $2 \times 3$  para la interpolación lineal de la fase.



Figura 28. Esquemático de bloque CORPS 2×3.

Los fasores en los puertos de entrada son:

$$\begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\theta_1} \\ e^{j\theta_2} \end{bmatrix}$$
(24)

Teniendo  $\theta_1 = 0^\circ$  y  $\theta_2 = 60^\circ$ , cuando los fasores de entrada se ven afectados por los nodos de división y recombinación del bloque CORPS 2x3, se tienen los siguientes fasores de salida:

$$\begin{bmatrix} \sigma_1 \\ \sigma_2 \\ \sigma_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Io_1 e^{j\theta_1} \\ Io_2 e^{j\theta_3} \\ Io_3 e^{j\theta_2} \end{bmatrix}$$
(25)

Se observa que las fases  $\theta_1$  y  $\theta_2$  de los puertos de entrada se conservan. Debido a que  $\gamma_1$  y  $\gamma_2$  tienen la misma amplitud, la fase del puerto de salida del centro  $\theta_3$  será el promedio entre las fases  $\theta_1$  y  $\theta_2$ , tal como se obtiene en (22). Por lo tanto  $\theta_3 = 30^\circ$ . En la figura 29 se muestra una representación gráfica de las fases de entrada y salida.



Figura 29. Recta de fase de bloque CORPS 2×3.

Las amplitudes de los fasores en los puertos de entrada se obtienen utilizando (21), (22) y (23) y la tabla 1, es decir:

$$\begin{bmatrix} Io_1 \\ Io_2 \\ Io_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.7071 \\ 0.8660 \\ 0.7071 \end{bmatrix}$$
(26)

Es importante recordar que  $Io_2$ , la cual es la amplitud de  $\gamma_2$ , depende directamente de las fases  $\theta_1$  y  $\theta_2$  de los puertos de entrada.

# 3.6. Conclusiones

En este capítulo se explicó que existen técnicas de diseñar redes de conformación de haz para la disminución de dispositivos activos, las cuales son: redes basadas en sub-arreglos, redes basadas en matriz de Butler y redes basadas en CORPS. Las redes basadas en CORPS presentan ventajas debido al decremento de la complejidad de la red al aumentar el número de elementos del arreglo de antenas. Además, se proporcionó una explicación de los divisores de potencia, ya que estos se utilizan comúnmente en el diseño de redes de conformación de haz para la disminución de dispositivos activos al utilizarse como nodos de combinación y nodos de división de potencia. Las redes de conformación de haz juegan un papel importante en un sistema de arreglo de antenas, ya que es la parte que alimenta el arreglo de antenas y genera las excitaciones de fase y amplitud explicadas en el capítulo 2, las cuales permiten generar diferentes patrones de radiación, disminuir el nivel de lóbulos laterales y permitir el escaneo del haz principal.

Las C-BFN permiten la generación de una fase progresiva lineal para la operación eficiente del arreglo de antenas, con niveles bajos de atenuación y de lóbulos laterales, aunque existen ciertas restricciones para poder realizar esto, principalmente el número de capas CORPS a utilizar. El bloque CORPS de dos entradas y tres salidas permite generar una fase progresiva pero es importante considerar la diferencia entre fases consecutivas, ya que entre mayor diferencia, los niveles de atenuación serán mayores. Además se presentaron las ecuaciones que representan una red CORPS y se explicó la matriz de "scattering" para la caracterización completa del bloque CORPS  $2 \times 3$ .

### 4.1. Introducción

En el capítulo 2 se explicaron las generalidades de los arreglos de antenas, haciendo énfasis en los arreglos lineales. También se explicaron los parámetros útiles para la evaluación del arreglo lineal como lo es el patrón de radiación, el nivel de lóbulos laterales, el rango de escaneo del haz principal, el ancho de haz y la directividad. En el capítulo anterior se explicaron las diferentes formas de diseñar una red de conformación de haz, además de las ventajas y desventajas que estos diseños presentan.

En este capítulo se presentará el diseño de una red de conformación de haz basada en CORPS utilizando el bloque CORPS 2×3 explicado en el capítulo 3. Se analizará la problemática encontrada al diseñar la red y una posible solución. En este caso se analizarán las prestaciones obtenidas para saber si la configuración propuesta es útil para disminuir el número de dispositivos activos asegurando un nivel bajo de lóbulos laterales y un buen rango de escaneo del haz principal. Por último, se analizará las excitaciones de fase y amplitud dadas por la configuración buscando la generación de una fase progresiva y se recurrirá a técnicas de disminución gradual de las excitaciones de amplitud. También se presentará simulaciones en el software CST Microwave Studio para la red propuesta.

### 4.2. Modelo de diseño propuesto

El modelo de diseño propuesto está basado en redes CORPS utilizando bloques CORPS 2×3 y cruzamientos. La combinación de estas propiedades hace posible una red interesante.

# 4.2.1. C-BFN basada en capas

Como se explicó en la sección 3.5 del capítulo 3 al diseñar una red de conformación de haz basada en CORPS, es posible disminuir la cantidad de dispositivos activos mediante el uso de nodos de división y nodos de recombinación. Básicamente, la reducción en el número de desfasadores en las redes CORPS es proporcional al número de capas utilizadas. Se debe tener cuidado con el número de nodos y capas CORPS que se utiliza, ya que como se explicó en el capítulo 3, a medida que se aumenta el número de capas, las pérdidas aumentan por la disipación de energía en los componentes pasivos (Ferrando, 2011). En la figura 30 se muestra una C-BFN básica, la cual reduce la cantidad de dispositivos activos pero utiliza 5 capas CORPS.



Figura 30. Red CORPS de 5 capas.

### 4.2.2. C-BFN basada en bloques

Para el diseño de la configuración, se propone utilizar el bloque CORPS 2×3 explicado en la sección 3.5 del capítulo 3, ya que este permite interpolar linealmente la fase, se plantea colocar estratégicamente bloques CORPS 2×3 buscando que en todo momento se genere y se mantenga la fase progresiva. Para lograrlo, se colocan cinco bloques CORPS 2×3 como se muestra en la figura 31. La configuración estará compuesta de dos etapas con diferente número de bloques CORPS 2×3 en cada una de las etapa. La configuración tendrá un total de nueve puertos de salida y cuatro puertos de entrada, con la posibilidad de poder aumentar el tamaño total de la configuración e incrementar el número de puertos de salida. Se pretende que la configuración propuesta genere una fase progresiva en sus nueve puertos de salida, buscando que brinde el mayor rango de escaneo del haz principal manteniendo un SLL bajo.

R R R S Etapa 2 S S S s S R R Bloque CORPS 2 x 3 Etapa 1 S S S S 4 puertos de entrada

9 puertos de salida

Figura 31. Posicionamiento de bloques CORPS de 2×3.



Figura 32. Etapas de la configuración propuesta.

4 puertos de entrada

La red propuesta consiste en 2 etapas, con un total de cinco bloques CORPS 2×3. La primera etapa está compuesta por 2 bloques CORPS 2×3 la cual tiene 4 puertos de entrada y 6 puertos de salida. Mientras que la segunda etapa está compuesta por 3 bloques CORPS 2×3 la cual tiene 6 puertos de entrada y 9 puertos de salida. Para esta red propuesta es muy importante que el número de puertos de salida de la primera etapa coincida con el número de entradas de la segunda capa para que todos los puertos de los 5 bloques CORPS 2×3 sean utilizados, como se muestra en la figura 32.



Figura 33. Etapa 2 de la configuración propuesta.

Para el análisis de las fases, la configuración propuesta se puede estudiar de arriba hacia abajo, iniciando en los puertos de salida, colocando en cada puerto de salida las fases correspondientes a la fase progresiva en donde se tiene un incremento lineal de la fase. Debido a que se conoce el comportamiento del bloque CORPS 2×3, es relativamente fácil determinar las fases correspondientes en los puertos de entrada de la etapa 2 como se muestra en la figura 33.  $\varphi$  es una fase arbitraria diferente de cero.

En la primera etapa es relativamente fácil establecer fases de entrada y salida en cada uno de los bloques CORPS  $2 \times 3$ , solo que en este caso los valores de fase de acuerdo a la posición de los puertos de entrada y salida se distribuyen de diferente manera, tal como se muestra en la figura 34. Esto es debido a que estratégicamente es una manera de generar las fases requeridas en la etapa posterior.



Figura 34. Etapa 1 de la configuración propuesta.

Se observa que los valores de las fases de entrada de la etapa 2 y las fases de salida de la etapa 1 corresponden, por lo que lo único que restaría sería encontrar la manera de interconectar las dos etapas para generar nueve salidas a partir de cuatro entradas. En la figura 35 se muestra la interconexión necesaria de las dos etapas para la configuración propuesta.



Figura 35. Interconexión de ambas etapas.



Figura 36. Interconexión de bloques CORPS 2×3.

La configuración propuesta se diseña aprovechando la propiedad de interpolación lineal de la fase de una red CORPS de una capa. Esta configuración se construye interconectando cinco bloques CORPS de 2×3 de manera estratégica (como se muestra en la figura 36) para proporcionar una reducción en

el número de desfasadores manteniendo la capacidad de escaneo del haz principal. El diseño propuesto utiliza 15 divisores tipo Gysel (10 nodos S y 5 nodos R), mientras que una configuración básica de una red CORPS utiliza 55 divisores tipo Gysel (30 nodos S y 25 nodos R), logrando una reducción del 72.7% en el número de divisores tipo Gysel utilizados.

### 4.3. Configuración de red CORPS de 4x9

El rendimiento de la configuración propuesta se analizará en cuanto a reducción en el número de desfasadores y las capacidades de escaneo de haz del diseño propuesto. En la figura 37 se muestra la configuración para un arreglo lineal de 9 elementos de antena con una separación de media longitud de onda.



Figura 37. Configuración propuesta usando bloques  $2 \times 3$  para un arreglo lineal de 9 elementos.

El factor de arreglo (AF) para esta geometría de arreglo de antenas en función de  $\theta$  viene dado por la siguiente expresión (Balanis, 1997):

$$AF(\theta) = \sum_{n=1}^{N} A_n e^{j(n-1)(kd\sin\theta + \alpha_n)}$$
(27)

Donde  $I_n$  son las excitaciones de amplitud, j es la unidad imaginaria, N es el número de elementos de antena del arreglo,  $k = 2\pi/\lambda$  es el número de onda, d es la distancia de separación entre elementos de antena y  $\alpha_n$  es la excitación cofasal necesaria para el escaneo de haz principal en la dirección deseada  $\theta_0$ , que está dada por:

$$\alpha_n = -kd(n-1)\sin(\theta_0) \qquad n = 1, 2, ..., N$$
(28)

La excitación de amplitud se considera uniforme para todos los puertos de entrada de la configuración propuesta y los valores de fase  $P_2$ ,  $P_3$  y  $P_4$  se calculan de la siguiente manera:

$$P_2 = -k6d\sin(\theta_0) \tag{29}$$

$$P_3 = -k2d\sin(\theta_0) \tag{30}$$

$$P_4 = -k8d\sin(\theta_0) \tag{31}$$

Dado que el valor de fase  $P_1$  es cero para todas las direcciones de escaneo, no se requiere de un desfasador variable en el primer puerto de entrada. A partir de las fases en los puertos de entrada se generará la excitación cofasal  $\alpha_n$  la cual tiene un valor específico para cada elemento de antena en los puertos de salida, por lo que algunos valores de  $\alpha_n$  y valores de las fases en los puertos de entrada coincidirán como se indica a continuación:  $\alpha_1 = P_1$ ,  $\alpha_7 = P_2$ ,  $\alpha_3 = P_3$  y  $\alpha_9 = P_4$ . El resto de valores de  $\alpha_n$  se generarán mediante la interpolación lineal de las fases en los puertos de entrada con los bloques CORPS 2×3.

En la tabla 2 se muestran las fases necesarias en los puertos de salida para dirigir el haz en las direcciones de escaneo establecidas.

$\theta_0$	α1	α2	α3	$\alpha_4$	α <sub>5</sub>	α <sub>6</sub>	α <sub>7</sub>	α <sub>8</sub>	α9
-25°	0°	76.07°	152.14°	228.21°	304.28°	380.35°	456.42°	532.49°	608.57°
-20°	0°	61.56°	123.12°	184.69°	246.25°	307.81°	368.38°	430.94°	492.5°
-14°	0°	43.54°	87.09°	130.63°	174.18°	217.72°	261.27°	304.82°	348.36°
-10°	0°	31.25°	62.51°	93.77°	125.02°	156.28°	187.54°	218.79°	250.05°
-5°	0°	15.68°	31.37°	47.06°	62.75°	78.44°	94.12°	109.81°	125.51°
0°	0°	0°	0°	0°	0°	0°	0°	0°	0°
5°	0°	-15.68°	-31.37°	-47.06°	-62.75°	-78.44°	-94.12°	-109.81°	-125.51°
10°	0°	-31.25°	-62.51°	-93.77°	-125.02°	-156.28°	-187.54°	-218.79°	-250.05°
14°	0°	-43.54°	-87.09°	-130.63°	-174.18°	-217.72°	-261.27°	-304.82°	-348.36°
20°	0°	-61.56°	-123.12°	-184.69°	-246.25°	-307.81°	-368.38°	-430.94°	-492.5°
25°	0°	-76.07°	-152.14°	-228.21°	-304.28°	-380.35°	-456.42°	-532.49°	-608.57°

Tabla 2. Valores de fase para direcciones de escaneo del haz principal.

# 4.3.1. Distribución de fases y amplitudes en bloques CORPS



Figura 38. Configuración propuesta con seguimiento de fases.

Al interpolar la fase, se debe tener cuidado de que las fases conocidas no presenten una diferencia mayor a  $90^{\circ}$  entre ellas, ya que acuerdo a lo explicado en el capítulo anterior, existe la posibilidad de obtener niveles de atenuación muy altos. Por lo tanto, es importante analizar la distribución de las fases en los bloques CORPS 2×3 para evitar atenuaciones altas. Básicamente lo que se busca es que el valor de la diferencia entre fases a interpolar se encuentre ya sea en el primero o en el cuarto cuadrante como se muestra en la figura 39.



Figura 39. Cuadrantes del plano cartesiano.

En la tabla 3 se muestra los valores de fase en los puertos de entrada para la red propuesta. Es importante recordar que los valores de fase que se interpolarán serán entre  $P_1$  y  $P_2$  y entre  $P_3$  y  $P_4$ . Se observa que a partir de una dirección de escaneo de  $-5^{\circ}$  y  $5^{\circ}$  se presenta una diferencia mayor a  $90^{\circ}$  entre los valores de fase a interpolar en ambos pares de puertos de entrada.

$\theta_0$	<i>P</i> <sub>1</sub>	<b>P</b> <sub>2</sub>	<b>P</b> <sub>3</sub>	<i>P</i> <sub>4</sub>
-14°	0°	261.27°	87.09°	348.36°
-10°	0°	187.54°	62.51°	250.05°
-5°	0°	94.12°	31.37°	125.51°
0°	0°	0°	0°	0°
5°	0°	-94.12°	-31.37°	-125.51°
10°	0°	-187.54°	-62.51°	-250.05°
14°	0°	-261.27°	-87.09°	-348.36°

Tabla 3. Valores de fase en los puertos de entrada para diferentes direcciones de escaneo.

En la tabla 4 se muestra los valores de fase en los puertos de entrada, además de los valores de fase interpolados  $\alpha_2$  y  $\alpha_6$ . Estos valores permiten visualizar en valores de fase la operación de la red.

$\theta_0$	<b>P</b> <sub>1</sub>	$\alpha_4$	<b>P</b> <sub>2</sub>	<b>P</b> <sub>3</sub>	α <sub>6</sub>	<i>P</i> <sub>4</sub>
-14°	0°	130.63°	261.27°	87.09°	217.72°	348.36°
-10°	0°	93.77°	187.54°	62.51°	156.28°	250.05°
-5°	0°	47.06°	94.12°	31.37°	78.44°	125.51°
0°	0°	0°	0°	0°	0°	0°
5°	0°	-47.06°	-94.12°	-31.37°	-78.44°	-125.51°
10°	0°	-93.77°	-187.54°	-62.51°	-156.28°	-250.05°
14°	0°	-130.63°	-261.27°	-87.09°	-217.72°	-348.36°

Tabla 4. Valores de fase en los puertos de entrada e interpolados.

En la tabla 5 se muestra la distribución de fases de uno de los bloques de la etapa 2. En esta etapa para el mismo rango de direcciones de escaneo no se presenta una diferencia mayor a 90°. Por lo tanto no es necesario algún tipo de modificaciones en ninguno de los 3 bloques de la etapa 2.

$\theta_0$	$\alpha_1 = P_1$	α2	$\alpha_3 = P_3$
-14°	0°	43.54°	87.09°
-10°	0°	31.25°	62.51°
-5°	0°	15.68°	31.37°
0°	0°	0°	0°
5°	0°	-15.68°	-31.37°
10°	0°	-31.25°	-62.51°
14°	0°	-43.54°	-87.09°

 Tabla 5. Valores de fase en bloque CORPS 2x3 de etapa 2.

Es necesario evitar la diferencia entre valores de fase mayores a  $90^{\circ}$  que aparece en los bloques de la etapa 1 en algunas direcciones de escaneo. La solución que se propone es realizar un acotamiento de la fase en aquellas direcciones de escaneo en las que se presente una diferencia de fases mayor a  $90^{\circ}$  como lo fue en direcciones de escaneo menores a  $-4^{\circ}$  y mayores a  $4^{\circ}$ .

# 4.3.2. Acotamiento de fases

Para realizar el acotamiento de la fase se propone un desfase de  $180^{\circ}$  en las fases  $P_4$  y  $P_5$  en direcciones de escaneo menores a  $-4^{\circ}$ . Lo mismo es para aquellas direcciones de escaneo mayores a  $4^{\circ}$ . En la tabla 6 se muestra la actualización de las fases al realizar el acotamiento.

					-					
$\theta_0$	<i>P</i> <sub>1</sub>	<b>P</b> <sub>2</sub>	<b>P</b> <sub>3</sub>	P <sub>4</sub>		$\theta_0$	<i>P</i> <sub>1</sub>	<b>P</b> <sub>2</sub>	<b>P</b> <sub>3</sub>	P <sub>4</sub>
-14°	0°	261.27°	87.09°	348.36°		-14°	0°	441.27°	87.09°	528.36°
-10°	0°	187.54°	62.51°	250.05°		-10°	0°	367.54°	62.51°	430.05°
-5°	0°	94.12°	31.37°	125.51°		-5°	0°	274.12°	31.37°	305.51°
0°	0°	0°	0°	0°	$\rightarrow$	0°	0°	0°	0°	0°
5°	0°	-94.12°	-31.37°	-125.51°	180°	5°	0°	85.88°	-31.37°	54.49°
10°	0°	-187.54°	-62.51°	-250.05°		10°	0°	-7.54°	-62.51°	-70.05°
14°	0°	-261.27°	-87.09°	-348.36°		14°	0°	-81.27°	-87.09°	-168.36°

Tabla 6. Acotamiento de fases en segundo y cuarto puerto de entrada.

Debido a que se busca generar y mantener una fase progresiva, es necesario revertir el efecto del desfase al realizar el acotamiento, ya que de no hacerlo la fase progresiva se pierde. Como se muestra en la tabla 7 y en la tabla 8, los valores de fase interpolados también se ven afectados por el acotamiento, sufriendo un desfase de  $90^{\circ}$ , por lo que también es necesario realizar un ajuste de  $-90^{\circ}$ .

$\theta_0$	<i>P</i> <sub>1</sub>	$\alpha_4$	<b>P</b> <sub>2</sub>		$\theta_0$	<i>P</i> <sub>1</sub>	$\alpha_4$	<b>P</b> <sub>2</sub>
-14°	0°	220.63°	441.27°		-14°	0°	130.63°	261.27°
-10°	0°	183.77°	367.54°	$\rightarrow$	-10°	0°	93.77°	187.54°
-5°	0°	137.06°	274.12°	-180°	-5°	0°	47.06°	94.12°
0°	0°	0°	0°		0°	0°	0°	0°
5°	0°	42.94°	85.88°	$\rightarrow$	5°	0°	-47.06°	-94.12°
10°	0°	-3.77°	-7.54°	-90°	10°	0°	-93.77°	-187.54°
14°	0°	-40.63°	-81.27°		14°	0°	-130.63°	-261.27°

Tabla 7. Ajuste de fases en segundo puerto de entrada.

Tabla 8. Ajuste de fases en cuarto puerto de entrada.

$\theta_0$	<i>P</i> <sub>3</sub>	α <sub>6</sub>	<i>P</i> <sub>4</sub>		$\theta_0$	<b>P</b> <sub>3</sub>	α <sub>6</sub>	<i>P</i> <sub>4</sub>
-14°	87.09°	307.72°	528.36°		-14°	87.09°	217.73°	348.36°
-10°	62.51°	246.28°	430.05°	$\rightarrow$	-10°	62.51°	156.28°	250.05°
-5°	31.37°	168.44°	305.51°	-180°	-5°	31.37°	78.44°	125.51°
0°	0°	0°	0°		0°	0°	0°	0°
5°	-31.37°	11.56°	54.49°	$\rightarrow$	5°	-31.37°	-78.44°	-125.51°
10°	-62.51°	-66.28°	-70.05°	-90°	10°	-62.51°	-156.28°	-250.05°
14°	-87.09°	-127.72°	-168.36°		14°	-87.09°	-217.72°	-348.36°

En la figura 40 se muestra la posición de cada uno de los cuatro desfasadores fijos necesarios dentro de la red de conformación de haz propuesta para realizar el ajuste de la fase después del acotamiento de fase y conservar la fase progresiva. Siempre que sea necesario realizar un acotamiento de fase, también es necesario realizar un ajuste de fase para conservar la fase progresiva y tener la posibilidad de realizar el escaneo del haz.



Figura 40. Posición de desfasadores fijos dentro de la configuración propuesta.

En la tabla 9 se muestra las excitaciones de amplitud  $Io_n$  al realizar el acotamiento de las fases, se observa que no se presentan atenuaciones mayores a 3 dB, por lo que el acotamiento de la fase permitió que no existiese una diferencia entre fases mayor a 90° al realizar la interpolación de la fase.

$\theta_0$	Io <sub>1</sub>	Io <sub>2</sub>	Io <sub>3</sub>	Io <sub>4</sub>	Io <sub>5</sub>	Io <sub>6</sub>	Io <sub>7</sub>	Io <sub>8</sub>	Io <sub>9</sub>
-14°	0.5	0.51	0.5	0.54	0.55	0.54	0.5	0.51	0.5
-10°	0.5	0.60	0.5	0.71	0.85	0.71	0.5	0.60	0.5
-5°	0.5	0.68	0.5	0.52	0.70	0.52	0.5	0.68	0.5
0°	0.5	0.71	0.5	0.71	1.00	0.71	0.5	0.71	0.5
5°	0.5	0.68	0.5	0.52	0.70	0.52	0.5	0.68	0.5
10°	0.5	0.60	0.5	0.71	0.85	0.71	0.5	0.60	0.5
14°	0.5	0.51	0.5	0.54	0.55	0.54	0.5	0.51	0.5

Tabla 9. Excitaciones de amplitud obtenidas al realizar acotamiento de fase.

En la tabla 10 se observa que al no realizar el acotamiento de fases, los niveles de atenuación son mayores.

$\theta_0$	Io <sub>1</sub>	Io <sub>2</sub>	Io <sub>3</sub>	Io <sub>4</sub>	Io <sub>5</sub>	Io <sub>6</sub>	Io7	Io <sub>8</sub>	Io <sub>9</sub>
-14°	0.5	0.51	0.5	0.46	0.47	0.46	0.5	0.51	0.5
-10°	0.5	0.60	0.5	0.05	0.06	0.05	0.5	0.60	0.5
-5°	0.5	0.68	0.5	0.48	0.66	0.48	0.5	0.68	0.5
0°	0.5	0.71	0.5	0.71	1.00	0.71	0.5	0.71	0.5
5°	0.5	0.68	0.5	0.48	0.66	0.48	0.5	0.68	0.5
10°	0.5	0.60	0.5	0.05	0.06	0.05	0.5	0.60	0.5
14°	0.5	0.51	0.5	0.46	0.47	0.46	0.5	0.51	0.5

Tabla 10. Excitaciones de amplitud obtenidas sin realizar acotamiento de fase.

### 4.4. Configuración propuesta con arreglos de mayor tamaño

Es posible aumentar el tamaño de la red para alimentar arreglos de antenas con un número mayor de elementos de antena como se muestra en la figura 41. Aunque debido al diseño de la red y el acomodo

de los bloques CORPS  $2 \times 3$ , solo es posible utilizar la configuración propuesta para arreglos de antenas cuyo número de elementos sea un múltiplo de 9.



Figura 41. Configuración propuesta para un arreglo lineal de mayor tamaño.

Número de	Número de	Número de	Número de	SLL [dB]	BWMAX
elementos	cambiadores de	cambiadores	bloques		
	fase variables	de fase fijos	CORPS 2x3		
9	3	4	5	-22.64	34.41°
18	7	8	10	-20.73	16.39°
27	11	12	15	-20.89	10.63°
36	15	16	20	-20.39	8.11°
45	19	20	25	-20.55	6.31°
54	23	24	30	-20.38	5.23°
63	27	28	35	-20.49	4.51°

Tabla 11. Valores para arreglos lineales alimentados por la red propuesta.

# 4.5. Coseno alzado

Al ser requerida una fase progresiva, los valores de las amplitudes varían en función de la dirección requerida como se explicó en el capítulo anterior. Por lo tanto, se requiere de amplificadores variables en los puertos de salida para generar una distribución de amplitudes adecuada. Los valores de  $A_2$ ,  $A_4$ ,  $A_5$ ,  $A_6$  y  $A_7$  corresponden a valores de amplificadores o atenuadores variables ya que su excitación de

amplitud asociada Io ha sido afectada por un nodo de recombinación. Mientras que  $A_2$ ,  $A_4$ ,  $A_5$  y  $A_6$ son amplificadores o atenuadores fijos ya que su excitación de amplitud asociada Io ha sido afectada solo por nodos de división. Todos los amplificadores y atenuadores, ya sean variables o fijos contribuyen a generar una distribución de amplitud adecuada para el escaneo del haz en cualquier dirección de escaneo establecida.

El valor de la excitación de amplitud  $I_n$  en cada elemento de antena se calcula mediante el producto del valor de la amplitud en el puerto de salida de los bloques CORPS 2×3 ( $Io_n$ ) y la ganancia del amplificador  $A_n$ . Por lo tanto  $I_n$  se obtiene mediante la siguiente expresión:

$$I_n = A_n I o_n \qquad n = 1, 2, ..., N$$
 (32)

En este caso, se propone una distribución de coseno elevado para los valores de  $I_n$ . Esta distribución de amplitudes puede generar patrones de radiación con bajo SLL en todo el rango de escaneo. La distribución del coseno alzado se calcula mediante la siguiente expresión:

$$I_n = \frac{1 + \cos\left(\frac{d_n \arccos\left(2a-1\right)}{0.5L}\right)}{2} \qquad n = 1, 2, ..., N$$
(33)

Donde L es la longitud del arreglo en el eje x,  $d_n$  es la distancia desde el n-ésimo elemento de antena hasta el centro del arreglo y a es un valor constante. Los valores de  $I_n$  se encuentran dentro del rango de  $a < I_n < 1$ . Se desea un valor de SLL de máximo -20 dB. Por lo tanto, se elige un valor de a =0.35 para lograr las características de radiación y SLL deseadas. Dado que  $Io_n$  representa el valor de amplitud de la señal a la salida de los bloques CORPS 2×3 y  $I_n$  es el vector de amplitudes, el vector de amplitudes de amplificación se obtiene de la siguiente manera:

$$A_n = \frac{I_n}{Io_n}$$
  $n = 1, 2, ..., N$  (34)

La tabla 12 muestra los niveles de atenuación al realizar el acotamiento de la fase pero con un ligero incremento de los niveles de atenuación, se observa que para las direcciones extra los niveles de atenuación no tienen un incremento significativo, por lo que se decide analizar un rango de escaneo más amplio.

$\theta_0$	Io <sub>1</sub>	Io <sub>2</sub>	Io <sub>3</sub>	Io <sub>4</sub>	Io <sub>5</sub>	Io <sub>6</sub>	Io <sub>7</sub>	Io <sub>8</sub>	Io <sub>9</sub>
-25°	0.5	0.17	0.5	0.47	0.16	0.47	0.5	0.17	0.5
-20°	0.5	0.33	0.5	0.70	0.47	0.70	0.5	0.33	0.5
-14°	0.5	0.51	0.5	0.54	0.55	0.54	0.5	0.51	0.5
-10°	0.5	0.60	0.5	0.71	0.85	0.71	0.5	0.60	0.5
-5°	0.5	0.68	0.5	0.52	0.70	0.52	0.5	0.68	0.5
0°	0.5	0.71	0.5	0.71	1.00	0.71	0.5	0.71	0.5
5°	0.5	0.68	0.5	0.52	0.70	0.52	0.5	0.68	0.5
10°	0.5	0.60	0.5	0.71	0.85	0.71	0.5	0.60	0.5
14°	0.5	0.51	0.5	0.54	0.55	0.54	0.5	0.51	0.5
20°	0.5	0.33	0.5	0.70	0.47	0.70	0.5	0.33	0.5
25°	0.5	0.17	0.5	0.47	0.16	0.47	0.5	0.17	0.5

Tabla 12. Excitaciones de amplitud al realizar acotamiento de fase.

La tabla 13 muestra los valores de amplificación para diferentes direcciones de escaneo usando la configuración propuesta con un valor de a = 0.35. Se observa que los valores de los amplificadores  $A_1$ ,  $A_3$ ,  $A_7$  y  $A_9$  permanecen fijos durante el escaneo del haz. El valor de los amplificadores  $A_2$ ,  $A_4$ ,  $A_5$ ,  $A_6$  y  $A_7$  aumenta a medida que el haz principal se escanea lejos de la respuesta natural. Este comportamiento se debe a la pérdida de potencia que se produce cuando se combinan dos señales de distinto valor de fase en los nodos R.

Tabla 13. Valores de amplificadores y atenuadores al utilizar técnica de coseno alzado.

$\theta_0$	<i>A</i> <sub>1</sub>	<i>A</i> <sub>2</sub>	$A_3$	$A_4$	$A_5$	A <sub>6</sub>	A <sub>7</sub>	A <sub>8</sub>	Ag
-25°	0.70	3.41	1.59	2.01	6.25	2.01	1.59	3.41	0.70
-20°	0.70	1.72	1.59	1.34	2.11	1.34	1.59	1.76	0.70
-14°	0.70	1.13	1.59	1.76	1.82	1.72	1.59	1.13	0.70
-10°	0.70	0.96	1.59	1.34	1.17	1.34	1.59	0.96	0.70
-5°	0.70	0.85	1.59	1.83	1.42	1.83	1.59	0.85	0.70
0°	0.70	0.82	1.59	1.34	1.00	1.34	1.59	0.82	0.70
5°	0.70	0.85	1.59	1.83	1.42	1.83	1.59	0.85	0.70
10°	0.70	0.96	1.59	1.34	1.17	1.34	1.59	0.96	0.70
14°	0.70	1.13	1.59	1.76	1.82	1.72	1.59	1.13	0.70
20°	0.70	1.72	1.59	1.34	2.11	1.34	1.59	1.76	0.70
25°	0.70	3.41	1.59	2.01	6.25	2.01	1.59	3.41	0.70

#### 4.6. Conclusiones

En este capítulo se explicó el diseño de la configuración propuesta y los principales problemas que se presentan como los altos niveles de atenuación. Las redes basadas en capas CORPS presentan atenuaciones en cada capa y la pérdida de la fase progresiva al utilizar más de una capa, estas redes también presentan un incremento de los nodos de división y recombinación en cada capa. La configuración propuesta está basada en bloques CORPS  $2\times3$ , lo que permite conservar la fase progresiva pero genera altos niveles de atenuación en ciertas direcciones de escaneo y permite una disminución en el uso de nodos división y recombinación y recombinación en cada capa.

La técnica de acotamiento de la fase permite evitar los altos niveles de atenuación conservando la fase

progresiva, pero es necesario realizar un ajuste de la fase, por lo que son necesarios desfasadores fijos. Este ajuste es necesario para recuperar la fase progresiva después de haber realizado el acotamiento de la fase.

Es posible mejorar el SLL en el patrón de radiación mediante la técnica de coseno alzado aplicada en la distribución de las excitaciones de amplitud. Para poder generar esta distribución es necesario de uso de amplificadores/atenuadores variables y fijos en los puertos de salida.

### 5.1. Introducción

En los capítulos anteriores se explicó con detalle el diseño de la red de alimentación propuesta con los bloques CORPS 2×3 asegurando generar y mantener una fase progresiva en los puertos de salida con la colocación estratégica de los bloques CORPS 2×3 para realizar el escaneo del haz. Además, se propuso una técnica de acotamiento y ajuste de fase para evitar altos niveles de atenuación en los puertos de salida debido a la diferencia entre fases conocidas. En este capítulo se mostrarán los resultados más importantes de la red de alimentación propuesta de cuatro entradas y nueve salidas y la evaluación de su rendimiento para evaluar arreglos lineales con resultados de simulación electromagnética en la plataforma CST Microwave Studio.

### 5.2. Resultados de medición y de simulación en CST de la red $4 \times 9$

La configuración de red propuesta se puede diseñar y simular en el software CST Microwave Studio para analizar en detalle su comportamiento al alimentar arreglos lineales. La red de alimentación considera una frecuencia a 6 GHz, utiliza divisores de potencia tipo Gysel y resistores de montaje superficial (50 Ohms-FC0603). Los divisores de potencia Gysel funcionan como nodos de división o de recombinación. En este caso, se considera un sustrato de medida  $290 \times 156 mm^2$  con las siguientes características: FR-4, espesor de 1.6 mm, permitividad relativa  $\epsilon_r$  = 4.2, pérdidas tangenciales de 0.025 y  $\mu$  = 1.0. El proceso de simulación en CST toma en cuenta las pérdidas por los resistores y los conectores SMA, como se ilustra en la figura 42. El arreglo lineal de nueve elementos de antena se podría controlar con tres puertos de entrada (mediante los desfasadores variables). Los nueve valores de fase en los puertos de salida se generan usando solo tres puertos de control (tres desfasadores variables). Los valores de fase en los puertos de entrada  $(P_1, P_2, P_3 y P_4)$  se configuran de acuerdo a los valores de fase requeridos en los elementos de antena: 1, 3, 7 y 9. La red de alimentación propuesta de cuatro puertos de entrada v nueve puertos de salida se simuló, fabricó y midió para evaluar su rendimiento al alimentar un arreglo lineal de nueve elementos de antena. La figura 43 ilustra el prototipo fabricado de la red de alimentación propuesta usando los parámetros de diseño dados anteriormente. La medición de la red propuesta se realiza con un analizador de redes vectorial Agilent N5230A.



Figura 42. Diseño de la red CORPS propuesta en CST.



Figura 43. Prototipo fabricado de la red CORPS propuesta.

En la figura 44 se ilustran tanto los coeficientes de reflexión simulados en CST como los medidos experimentalmente. Se observa que el comportamiento de los coeficientes de reflexión obtenidos por simulación y los obtenidos mediante mediciones experimentales es muy similar. Los resultados de medición proporcionaron un ancho de banda de alrededor 2.6 GHz. Además el valor máximo de los coeficientes de reflexión es aproximadamente de -17 dB en la frecuencia de diseño (6 GHz). Por lo tanto la red propuesta presenta valores abajo de -10 dB en la frecuencia de operación, lo cual es deseable para muchas aplicaciones.



Figura 44. Coeficientes de reflexión medidos y simulados de la red CORPS propuesta.

La figura 45 ilustra los coeficientes de transmisión tanto simulados por CST como medidos experimentalmente. Las pérdidas de energía son generadas principalmente por los divisores tipo Gysel, los conectores SMA y los cruzamientos. Sin embargo, los resultados de medición muestran una buena transmisión considerando los puertos de salida de interés para cada puerto de entrada. Además, los resultados de la simulación electromagnética y los resultados de la medición son muy similares. Los índices 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12 y 13 indican cada uno de los puertos de salida 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 y 9 de la red propuesta. Como se muestra en la figura 45, los coeficientes de transmisión con menor atenuación se encuentran en los puertos de entrada y salida de los extremos, de decir  $S_{1,5}$  (primer puerto de entrada y primer puerto de salida) y  $S_{4,13}$  (cuarto puerto de entrada y noveno puerto de salida) debido a que existe interacción con una cantidad reducida de nodos de división o recombinación y poca interacción con cruzamientos entre esos puertos como lo ilustran las figuras 42 y 43. Mientras que los niveles de atenuación más altos se encuentran en los puertos de entrada y salida del centro donde existe interacción entre varios nodos de división y recombinación además de la alta interacción con cruzamientos, como es el caso de  $S_{1,9}$ (primer puerto de entrada y cuarto puerto de salida).



**Figura 45.** Coeficientes de transmisión medidos y simulados de la red CORPS propuesta para cada puerto de entrada (a)  $P_1$ , (b)  $P_2$ , (c)  $P_3$  y (d)  $P_4$ .

#### 5.3. Evaluación del impacto para alimentar arreglos lineales

La red propuesta de  $4 \times 9$  se usó para alimentar arreglos lineales de antenas considerando el desempeño en la reducción de desfasadores y la capacidad de escaneo del haz principal.

### 5.3.1. Resultados a nivel de factor de arreglo

La representación gráfica del patrón de radiación o del factor de arreglo es de utilidad para evaluar las prestaciones de la configuración propuesta. Mediante la representación gráfica del patrón de radiación en coordenadas cartesianas se puede analizar fácilmente si el SLL mantiene los niveles requeridos. Además es fácil analizar si el haz principal está siendo dirigido a la dirección de escaneo requerida.

En la figura 46 se muestra la comparación del factor de arreglo con diferentes excitaciones de amplitud a la dirección de broadside. Se observa que se alcanza un SLL menor a -20 dB utilizando una distribución de coseno alzado, con una mínima disminución de la directividad, mientras que en las excitaciones de amplitud dadas por la red de alimentación propuesta y al utilizar una excitación de amplitud uniforme no se obtienen valores menores a -20 dB. En la tabla 14 se muestra detalladamente los valores de SLL y ancho de haz para las tres excitaciones de amplitud.



Figura 46. Comparación del factor de arreglo para una dirección de broadside.

Excitación	SLL [dB]	BW
CORPS	-18.25	29.18°
Uniforme	-12.89	25.58°
Coseno alzado	-22.48	34.22°

Tabla 14. Valores de SLL y BW para dirección broadside.

En la figura 47 se realiza la misma comparación del factor de arreglo pero ahora en una dirección de escaneo de -15°. Se observa en la tabla 15 que el SLL en comparación a dirección de broadside se mantiene en niveles similares a diferencia de la excitaciones de amplitud dadas por la red CORPS propuesta. Algo similar sucede con en el ancho de haz, ya que no cambia mucho su valor con respecto al caso anterior.



Figura 47. Comparación del factor de arreglo para una dirección de escaneo de 15°.

Excitación	SLL [dB]	BW		
CORPS	-13.25	27.1°		
Uniforme	-12.92	26.66°		
Coseno alzado	-22.49	35.67°		

Tabla 15. Valores de SLL y BW para dirección de escaneo de  $15^{\circ}$ .

Por último, en la figura 48 se realiza la comparación del factor de arreglo para una dirección de escaneo de -25°. De igual manera para esta dirección de escaneo se alcanza un SLL menor a -20 dB con una distribución de amplitudes utilizando coseno alzado, algo a destacar es que en que una desventaja de la técnica de coseno alzado es la disminución de la directividad y por lo tanto el aumento del ancho del haz principal tal como se muestra en la tabla 16.



Figura 48. Comparación del factor de arreglo para una dirección de escaneo de -25°.

Excitación	SLL [dB]	BW		
CORPS	-13.53	28.81°		
Uniforme	-12.95	28.1°		
Coseno alzado	-22.48	38.19°		

**Tabla 16.** Valores de SLL y BW para dirección de escaneo de  $-25^{\circ}$ .

Las tablas y figuras mostradas anteriormente demuestran que la técnica de coseno alzado permite mantener un SLL menor a -20 dB en todo el rango de escaneo con un incremento del ancho de haz principal, los valores de fase no se ven afectados al utilizar la técnica de coseno alzado para la distribución de amplitudes.

### 5.3.2. Resultados de simulación electromagnética

Un arreglo lineal uniforme (con separación de  $0.5\lambda$ ) se diseñó y simuló en CST Microwave Studio como se muestra en la figura 49. Esto para analizar su desempeño incluyendo el acoplamiento mutuo. En este caso se considera un parche circular con una frecuencia central de 6 GHz con las siguientes características de diseño: r=13.02 mm, h=1.6 mm (sustrato FR4) y p'= 2.07 (Balanis, 1997).



Figura 49. Características de diseño del arreglo lineal.

El coeficiente de reflexión activo se evaluó para cada dirección de escaneo para el arreglo lineal. Se obtuvo un buen comportamiento en cada caso con un valor inferior a -10 dB en la frecuencia de diseño. La figura 50 muestra el comportamiento de los coeficientes de reflexión activos de la dirección más lejana (25°). El arreglo de antenas muestra un buen nivel de valores de acoplamiento.



Figura 50. Coeficientes de reflexión activos para el sistema basado en arreglo lineal de antenas.



Figura 51. Patrón de radiación obtenido mediante CST (a)  $-25^{\circ}$ , (b)  $0^{\circ}$ , (c)  $15^{\circ}$  y (d)  $25^{\circ}$ .

La figura 51 muestra el patrón de radiación generado por simulaciones electromagnéticas en CST para diferentes direcciones de escaneo a)  $\theta_0 = -25^\circ$ , b)  $\theta_0 = 0^\circ$ , c)  $\theta_0 = 15^\circ$  y d)  $\theta_0 = 25^\circ$ . Como se puede observar, se mantiene un SLL menor a -20 dB durante todo el rango de escaneo del haz.

La tabla 17 ilustra un análisis comparativo del sistema de alimentación propuesto con respecto a otros casos de diseño basados en geometrías lineales. La metodología de diseño propuesta reduce en un 66 % el número de desfasadores. La técnica propuesta supera a otras técnicas en la reducción del número de desfasadores a utilizar. Esta capacidad de reducción en el número de desfasadores se alcanza manteniendo un SLL bajo (-22 dB) en un rango de escaneo de  $\pm 25^{\circ}$ .

Tabla 17. Análisis comparativo de la red de alimentación propuesta con respecto a otros casos de diseño basados en geometrías lineales.

	Número de	Número de	Reducción de	Rango	SLL	Numero de
	elementos	desfasadores	desfasadores	de		amplificadores
				escaneo		variables
Este trabajo	9	3	66 %	±25°	-22 dB	5
Juárez, 2022	7	3	57 %	±25°	-20 dB	3
Panduro, 2009	10	8	20 %	±30°	-19 dB	8
Avser, 2016	30	12	60 %	±12°	-15 dB	12
Avser, 2018	28	14	50 %	±24°	-15 dB	14

# 5.4. Conclusiones

Los resultados de simulación demuestran que es posible diseñar una red de alimentación basada en bloques CORPS 2×3 con cruzamientos y obtener niveles bajos de SLL con escaneo de haz. Los resultados de factor de arreglo muestran que generando una fase progresiva, el haz puede ser dirigido a la dirección deseada, mientras que la técnica de coseno alzado permite disminuir el SLL modificando las excitaciones de amplitud en los puertos de salida con amplificadores y atenuadores.

Las mediciones experimentales mostraron que la red de alimentación propuesta puede operar en un ancho de banda amplio y proporcionar la fase progresiva para el escaneo del haz en un rango de  $\pm 25^{\circ}$  mientras se obtiene una reducción en el número de desfasadores empleados. Los coeficientes de reflexión presentan niveles menores a -10 dB en un ancho de banda amplio, los coeficientes de transmisión presentan atenuaciones extra en aquellos puertos donde se involucran cruces. Sin embargo los resultados de simulación en CST prueban que los haces generados por el arreglo lineal cumplen con las características de radiación requeridas. La técnica presentada en este trabajo de tesis se puede considerar como una buena técnica de diseño para reducir la complejidad de la red de alimentación en aplicaciones de arreglos de antenas.

En este capítulo se presentan las conclusiones generales de este trabajo de tesis. También se resaltan las aportaciones más importantes derivadas del trabajo realizado. Finalmente, se exponen las contribuciones realizadas por el presente trabajo de tesis y los posibles trabajos a futuro que podrían realizarse a partir de los resultados obtenidos.

### 6.1. Conclusiones generales

En este trabajo de tesis se presentó una red de conformación de haz basada en bloques CORPS para la reducción de dispositivos activos y su uso en arreglos lineales de antenas. El bloque CORPS 2×3 permite la interpolación lineal de la fase para la generación de una fase progresiva lineal para la operación eficiente del arreglo de antenas, con niveles bajos de atenuación y de lóbulos laterales.

La configuración propuesta se implementó aprovechando la propiedad de interpolación de fase de una red CORPS de una capa. Esta configuración se construyó interconectando bloques CORPS 2×3 estratégicamente de manera que proporciona una reducción en el número de desfasadores mientras se mantiene la capacidad de escaneo del haz principal. La configuración propuesta fue diseñada, simulada y fabricada para analizar su desempeño.

La configuración propuesta usa 15 divisores de potencia tipo Gysel (10 para nodos S y 5 para nodos R), mientras que una red CORPS básica (de 4 entradas y 9 salidas) usa 55 divisores de potencia (30 para nodos S y 25 para nodos R). Se logra una reducción del 72.7 % en el número de divisores de potencia, además de una reducción del 66 % en el número de desfasadores utilizados.

Los resultados de simulación demostraron que la configuración propuesta utilizando un arreglo lineal proporciona una reducción de desfasadores con un SLL bajo ( $\approx$  -20 dB) en todo el rango de escaneo de  $-25^{\circ} < \theta_0 < 25^{\circ}$ , debido a la aplicación de la distribución de amplitudes de coseno elevado.

Los resultados de la simulación electromagnética para el sistema completo generaron un patrón de radiación con un rango de escaneo de  $\pm 25^{\circ}$  manteniendo un SLL máximo de -22 dB durante el escaneo del haz.

# 6.2. Contribuciones realizadas

Las principales aportaciones de este trabajo de tesis se describen a continuación:
- Se propuso una metodología para el diseño de arreglos lineales de antenas para la reducción del número de desfasadores utilizados en el sistema.
- Se propuso una red de alimentación novedosa. Esta red basada en bloques CORPS 2x3 permite la generación de una fase progresiva en las salidas. La red propuesta mantiene niveles de atenuación relativamente bajos.
- La técnica ilustrada en este trabajo de tesis puede ser considerada como una buena opción de diseño para reducir la complejidad de la red de alimentación en aplicación de arreglos de antenas.

## 6.3. Publicaciones generadas por el presente trabajo

A partir del trabajo de investigación desarrollado en esta tesis, se está trabajando en la publicación del siguiente artículo en revista internacional: "A new scheme of applying CORPS and crossovers to reduce the number of phase shifters in antenna arrays".

## 6.4. Trabajos a futuro

A continuación se presentan algunas recomendaciones como trabajos futuros:

- La consideración de una geometría de arreglo planar para ilustrar la metodología empleada en esta tesis.
- Establecer escenarios de haces múltiples para evaluar la consideración de varios haces simultáneos en el sistema.
- Analizar las posibilidades de incrementar el rango de escaneo del haz principal.

## Literatura citada

- Avser, B., Pierro, J., y 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). doi: 10.1109/TAP.2016.2600861.
- Avser, B., Frazita, R. F., y Rebeiz, G. M.. 2018. Interwoven feeding networks with aperture sincdistribution for limited-scan phased arrays and reduced number pf phase shifters. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 66(5).
- Babale, S. A., Abdul Rahim, S. K., Barro, O. A., Himdi, M., y Khalily, M. 2018. Single layered 4×4 butler matrix without phase-shifters and crossovers. IEEE Access, 6. doi: 10.1109/ACCESS.2018.2881605.
- Balanis, C. 1997. Antenna theory: analysis and design. 2a ed., John Wiley Sons, New York, NY.
- Balanis, C.. 2005. Antenna theory: analysis and design. 3a ed., Wiley-Interscience, Hoboken, New Jersey.
- Betancourt, D. y del Rio Bocio, C.. 2007. A novel methodology to feed phased array antennas. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 55(9). doi: 10.1109/TAP.2007.904133.
- Butler, J. 1961. Beam-forming matrix simplifies design of electronically scanned antennas. Electronic Design, 9.
- Cardama, A., Jofre, L., Rius, J., Romeu, J., Blanch, S., y Ferrando, M. 2002. Antenas. 2a ed., Ediciones UPC , Barcelona.
- Carver, K. y Mink, J.. 1981. Microstrip antenna technology. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 29(1). doi: 10.1109/TAP.1981.1142523.
- Fakoukakis, F. E., Kyriacou, G. A., y Sahalos, J. N.. 2012. On the design of butler-like type matrices for low sll multibeam antennas. En: 2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP). doi: 10.1109/EuCAP.2012.6206139.
- Ferrando, M. y Valero, A. 2001. Antenas. 1era ed., Universitat Politècnica de València, Valencia, España.
- Ferrando, N. y 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). doi: 10.1109/TAP.2010.2096392.
- Gysel, U. 1975. A new n-way power divider/combiner suitable for high-power applications. En: 1975 IEEE-MTT-S International Microwave Symposium. doi: 10.1109/MWSYM.1975.1123301.
- Hum, S. V.. 2013. Antenna arrays. 1era ed., University of Toronto, Toronto, Canada.
- Juárez, E., Panduro Mendoza, M. A., Covarrubias, D. H., Maldonado, A. R., Sanchez, B., y Rio, C. d.. 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(1). doi: 10.1109/TAP.2021.3096989.
- Khandavalli, C.. 1990. Branch line coupler. U.S. Patent 4928078. url: https://patents.google.com/patent/US4928078A.
- Kraus, J.: 1985. Antennas since hertz and marconi. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 33(2). doi: 10.1109/TAP.1985.1143550.

- Lin, S.-K. 2013. Electronic warfare target location methods, second edition. edited by richard a. poisel, artech house, 2012. Sensors (Basel, Switzerland), 13. doi: 10.3390/s130101151.
- Mailloux, R. J. 1994. Phased array antenna handbook. 1era ed., Artech House, Boston.
- Nemit, J. 1974. Network approach for reducing the number of phase shifters in a limited scan phased array. U.S. Patent 3803625. url: https://patents.google.com/patent/US3803625A.
- Nemit, J. T. y Sanders, B. J. 1981. Three-way, equal-phase combiner/divider network adapted for external isolation resistors. U.S. Patent 4254386. url: https://patents.google.com/patent/US4254386.
- Panduro, M. y Del Río, C.. 2008. Design of beam-forming networks for scannable multi-beam antenna arrays using corps. Progress in Electromagnetics Research, 84. doi: 10.2528/PIER08070403.
- Panduro, M. A. y del Rio-Bocio, C.. 2009. Design of beam-forming networks using corps and evolutionary optimization. AEU - International Journal of Electronics and Communications, 63(5). doi: https://doi.org/10.1016/j.aeue.2008.02.009.
- Petrolati, D., Angeletti, P., y Toso, G. 2014. A lossless beam-forming network for linear arrays based on overlapped sub-arrays. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 62(4). doi: 10.1109/TAP.2013.2282189.
- Pozar, D. M. y Schaubert, D. H. 1995. Microstrip Antennas: The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays. 1era ed., New York, NY.
- Singh, B., Sarwade, N., y Ray, D.. 2016. Antenna array performance with number of elements for aperture distributions. IETE Technical Review, 33. doi: 10.1080/02564602.2016.1139476.
- Stark, L. 1974. Microwave theory of phased-array antennas—a review. Proceedings of the IEEE, 62(12). doi: 10.1109/PROC.1974.9685.
- Stutzman, W. L. y Thiele, G. A.. 1998. Antenna Theory and Design. 2a ed., New York, NY.
- Walsh, J. E. 1951. Radiation patterns of arrays on a reflecting cylinder. Proceedings of the IRE, 39(9). doi: 10.1109/JRPROC.1951.273752.
- Wilkinson, E. 1960. An n-way hybrid power divider. IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 8(1). doi: 10.1109/TMTT.1960.1124668.
- Zhang, J., Ge, X., Li, Q., Guizani, M., y Zhang, Y.. 2017. 5g millimeter-wave antenna array: Design and challenges. IEEE Wireless Communications, 24(2). doi: 10.1109/MWC.2016.1400374RP.