

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

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

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

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



**Maestría en Ciencias
en Electrónica y Telecomunicaciones**

**Arreglo 4x1 de antenas de parche utilizando acoplamientos
basados en *taper* para aplicaciones de radar a 24 GHz**

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

Presenta:

Arlen González Azuara

Ensenada, Baja California, México
2023

Tesis defendida por
Arlen González Azuara

y aprobada por el siguiente Comité

Dr. Germán Andrés Álvarez Botero
Codirector de tesis

Dra. Gabriela Méndez Jerónimo
Codirectora de tesis

Dr. Humberto Lobato Morales

Dr. Carlos Eduardo Reinoza Gómez



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

Dra. Ana Denise Re Araujo
Directora de Estudios de Posgrado

Resumen de la tesis que presenta **Arlen González Azuara** como requisito parcial para la obtención del grado de Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones.

Arreglo 4x1 de antenas de parche utilizando acoplamientos basados en *taper* para aplicaciones de radar a 24 GHz

Resumen aprobado por:

Dr. Germán Andrés Álvarez Botero
Codirector de tesis

Dra. Gabriela Méndez Jerónimo
Codirectora de tesis

Actualmente, los arreglos de antenas de parche de microcinta son una parte importante de los radares que operan a 24 GHz. Estos radares son relevantes debido a que ofrecen resultados confiables incluso bajo condiciones climáticas adversas. Por otro lado, las antenas de microcinta presentan múltiples ventajas como un buen rendimiento, un tamaño pequeño y fabricación sencilla y económica. Es importante mencionar que en este rango de frecuencias hay varias consideraciones que los diseñadores deben tener en cuenta; una de las más importantes es el adecuado acoplamiento entre la antena y su línea de alimentación ya que de él depende en gran medida el desempeño del arreglo de antenas. Con el fin de contribuir en este aspecto, en esta tesis se realizó el diseño, fabricación y caracterización experimental de una propuesta de arreglo 4x1 elementos de antenas empleando transiciones de impedancia tipo *taper*, con el fin de reducir los niveles de reflexión que se puedan generar en la red de acoplamiento de arreglos convencionales los cuales suelen utilizar transformadores de $\lambda/4$, también llamadas transiciones de impedancia escalonadas. Para validar la propuesta, los resultados fueron comparados con otras estructuras y para ello, se realizó el diseño e implementación de una antena de parche único, de un arreglo 4x1 con transiciones escalonadas, y de un arreglo 4x1 presente en un radar comercial. Las simulaciones y los datos medidos muestran cómo la propuesta permite un mayor acoplamiento entre las antenas y la línea de alimentación. Los resultados experimentales muestran que la magnitud de la reflexión S_{11} usando la red propuesta es de -41.32 dB, mientras que para los diseños de parche único, arreglo escalonado y radar comercial se obtuvieron valores de -16.28 dB, -18.96 dB y -33.24 dB, respectivamente. Lo anterior pone en manifiesto la conveniencia de las transiciones basadas en *taper* para este tipo de arreglos de antenas operando a frecuencias de microondas. Además, la propuesta no aumenta las dimensiones ni la complejidad de diseño de la estructura en comparación con las redes convencionales.

Palabras clave: antena de parche, acoplamiento de impedancia, coeficiente de reflexión, transición tipo *taper*, parámetros S

Abstract of the thesis presented **by Arlen González Azuara** as a partial requirement to obtain the Master of Science degree in Electronics and Telecommunications.

4x1 patch antenna array using taper-based coupling for 24 GHz radar applications

Abstract approved by:

Ph.D. Germán Andrés Álvarez Botero
Thesis Co-director

Ph.D. Gabriela Méndez Jerónimo
Thesis Co-director

Nowadays, microstrip patch antenna arrays are an essential part of radar applications operating at 24 GHz. These radars are relevant because they provide reliable results even under adverse weather conditions. On the other hand, microstrip patch antennas present multiple advantages such as good performance, small size and simple and inexpensive manufacturing. It is important to mention that in this frequency range, there are several considerations that designers must consider; one of the most important being the proper coupling between the antenna and its feed line, since the performance of the antenna array depends largely on it. In order to contribute in this aspect, in this thesis the design, fabrication, and experimental characterization of a proposal of a 4x1 antenna element array using taper type impedance transitions was carried out, with the purpose of reducing the reflection levels that can be generated in the coupling network of conventional arrays which usually use $\lambda/4$ transformers, also called stepped impedance transitions. In order to validate the proposal, the results were compared with other structures, and for this purpose the design and implementation of a single patch antenna, a 4x1 array with stepped transitions, and a 4x1 array present in a commercial radar were carried out. Simulations and measured data show how the proposal allows a better coupling between the antennas and the feed line. Experimental results show that the magnitude of the reflection S_{11} using the proposed network is -41.32 dB, while for the single patch, staggered array and commercial radar designs values of -16.28 dB, -18.96 dB and -33.24 dB, respectively, were obtained. The presented work highlights the convenience of using taper-based lines in feeding networks used in commercial radar systems operating at microwave frequencies. Moreover, the proposal does not increase dimensions neither design complexity of the structure when compared to conventional networks.

Keywords: patch antenna, impedance coupling, reflection coefficient, taper transition, S-parameters

Dedicatoria

Este trabajo se lo dedico a mi familia, sobre todo a mis padres Aymee y Roberto, gracias a ellos soy lo que soy. A mi abuelita y a mi hermana Andrea por su cariño y apoyo incondicional. A todas las personas que conocí en Ensenada, pero sobre todo a Jeu, Paulina, Carlos, Erick y Edgar; sin ustedes mi estancia en esta ciudad no hubiera sido lo mismo.

Agradecimientos

Agradezco a CONAHCYT (Consejo Nacional de Humanidades, Ciencias y Tecnologías) y a CICESE (Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California) por haber financiado esta investigación que me ha permitido superar múltiples habilidades.

Agradezco infinitamente a mis codirectores de tesis, al Dr. Germán Álvarez y la Dra. Gabriela Méndez. Fueron una guía en cada paso de este proyecto, pero también en el ámbito personal. Gracias por todo. También agradezco a mi comité de tesis, al Dr. Humberto Lobato y al Dr. Carlos Reinoza por todos sus comentarios y correcciones. Y a la M.C. Diana Soto por haberme enseñado el proceso de fabricación y ayudado a fabricar los diseños en la LPKF.

Agradezco a todas aquellas personas que alguna vez me han enseñado algo de lo que sé, tanto en el ámbito escolar como en el laboral. Gracias a mis profesores de posgrado y de licenciatura, a Leonel Espinoza y Luis Beltrán por confiar en mí y ser mis maestros en la industria, muchas de las cosas aprendidas con ustedes fueron aplicadas en esta tesis.

Tabla de contenido

	Página
Resumen en español.....	ii
Resumen en inglés.....	iii
Dedicatoria	iv
Agradecimientos.....	v
Lista de figuras.....	viii
Lista de tablas	xi
Capítulo 1. Introducción.....	1
1.1 Antecedentes	2
1.2 Objetivos	4
1.2.1 Objetivo general	4
1.2.2 Objetivos específicos.....	4
1.3 Organización de la tesis.....	5
Capítulo 2. Generalidades de las antenas.....	6
2.1 Parámetros principales de las antenas	6
2.1.1 Parámetros S	6
2.1.1.1 Ancho de banda.....	8
2.1.2 Patrón de radiación	9
2.1.3 Tipos de alimentación	11
2.1.4 Polarización de antenas	13
2.1.5 Modos de propagación	15
2.2 Antena de parche	15
2.3 Arreglo de antenas	17
2.4 Acopladores de impedancia.....	18
2.4.1 Transformadores de impedancia de $\lambda/4$	18

2.4.2	Estructura taper	20
2.5	Efecto de la rugosidad	21
Capítulo 3. Metodología.....		23
3.1	Diseño de antena de parche	24
3.1.1	Ecuaciones de diseño	25
3.1.2	Alimentación	27
3.1.2.1	Selección del conector	28
3.1.2.2	Selección del largo de la microcinta de alimentación	29
3.2	Diseño del arreglo 4x1.....	30
3.3	Diseño de arreglo 4x1 con transiciones tipo <i>taper</i>	32
3.4	Simulaciones de onda completa	33
3.5	Fabricación	34
3.6	Medición de parámetro S.....	34
3.7	Arreglo de antena de radar comercial	36
Capítulo 4. Resultados		37
4.1	Antena de parche	37
4.2	Arreglo 4x1 de antenas (impedancia escalonada)	39
4.3	Arreglo 4x1 de antenas (transiciones tipo <i>taper</i>).....	40
4.4	Comparación de antena de parche simple y arreglos 4x1 de antenas (impedancia escalonada y con <i>taper</i>)	41
4.5	Comparación de arreglos 4x1 de antena (con <i>taper</i> y antena de radar comercial)	43
Capítulo 5. Discusión y conclusiones.....		47
Capítulo 6. Trabajo a futuro		50
Literatura citada		51

Lista de figuras

Figura	Página
1. Esquema de una red de dos puertos indicando las ondas incidentes y reflejadas, empleadas para la definición de los parámetros S.....	7
2. Esquema de una red de un puerto.....	7
3. Ancho de banda de una antena.	8
4. Patrones de radiación típicos de las antenas (a) isotrópico, (b) directivo y (c) omnidireccional (Buendía y Jiménez, 2015).	9
5. Representación (a) bidimensional y (b) tridimensional del patrón de radiación directivo de una antena.	10
6. Patrón de radiación bidimensional de potencia (normalizado) en escala (a) lineal y (b) logarítmica (dB).....	11
7. Principales formas de alimentación empleadas para excitar antena de parche. Técnicas con contacto: (a) por inserción, (b) coaxial y técnicas sin contacto: (c) por proximidad y (d) por apertura.....	12
8. Polarización de una onda. Polarización: (a) lineal vertical, (b) lineal horizontal, (c) circular mano izquierda, (d) Circular mano derecha, (e) elíptica mano izquierda y (f) elíptica mano derecha.	14
9. Ilustración de una antena de parche rectangular.....	16
10. Arreglo de antenas de parche.....	18
11. Acoplamiento de impedancias empleando un transformador de $\lambda/4$	19
12. Arreglo 4x1 con alimentación en paralelo, utilizando transformadores de $\lambda/4$	19
13. Transición tipo <i>taper</i>	21
14. Distribución de corriente y efecto de la rugosidad en: (a) baja frecuencia y (b) alta frecuencia.	22
15. Esquema de una antena de parche con alimentación de línea de microcinta.	24
16. Cálculo de las dimensiones de una línea de microcinta utilizando LineCalc del software ADS® (<i>Advanced Design System</i>).	28
17. Vista: (a) frontal, (b) lateral y (c) piezas de montaje del conector Southwest, modelo 1092-04A-5.....	28
18. Geometrías del parche implementadas en HFSS con diferentes valores de Lf : (a) 5mm, (b) 15 mm y (c) 25 mm.	29

19. Resultados del (a) parámetro S_{11} y del (b) patrón de radiación de la simulación del parche variando L_f .	30
20. Arreglo 4x1 de antenas de parche diseñado utilizando transformadores de $\lambda/4$.	31
21. Arreglo 4x1 de antenas de parche propuesto utilizando transiciones basadas en <i>taper</i> .	32
22. Modelo implementado en Ansys HFSS para la simulación de la antena de parche incluyendo el conector.	33
23. Fabricación de una antena de parche con una máquina LPKF. Se muestra (a) una vista de la máquina iniciando el desbastado y (b) un acercamiento durante el proceso.	34
24. Esquema de medición de la antena de parche utilizando el analizador de redes vectoriales PNA-X.	35
25. Plataforma de radar comercial Infineon Distance2GoL (Infineon, 2023).	36
26. Diseños fabricados. (a) Antena de parche, (b) arreglo 4x1 utilizando transformadores de $\lambda/4$, (c) arreglo 4x1 utilizando transiciones tipo <i>taper</i> y (d) arreglo 4x1 del radar comercial.	37
27. Comparación entre el parámetro S_{11} obtenido de simulación y de medición de la antena de parche.	38
28. Patrón de radiación de la antena de parche.	38
29. Comparación entre el parámetro S_{11} obtenido de simulación y de medición del arreglo 4x1 de antenas.	39
30. Patrón de radiación del arreglo 4x1 de antenas (impedancia escalonada).	40
31. Comparación entre el parámetro S_{11} obtenido de simulación y de medición del arreglo 4x1 de antenas de la Figura 21 (<i>taper</i>).	40
32. Patrón de radiación del arreglo 4x1 de antenas (<i>taper</i>).	41
33. Comparación entre el parámetro S_{11} obtenido de las simulaciones de antena de parche y arreglos 4x1 de antenas (impedancia escalonada y <i>taper</i>).	42
34. Comparación entre el parámetro S_{11} obtenido de las mediciones de antena de parche y arreglos 4x1 de antenas (impedancia escalonada y <i>taper</i>).	42
35. Comparación entre el patrón de radiación obtenido de las simulaciones de antena de parche y arreglos 4x1 de antenas (impedancia escalonada y <i>taper</i>).	43
36. Comparación entre el parámetro S_{11} obtenido de las simulaciones de arreglos 4x1 de antenas (<i>taper</i> y radar comercial).	44
37. Comparación entre el parámetro S_{11} obtenido de las mediciones de arreglos 4x1 de antenas (<i>taper</i> y radar comercial).	44

38. Comparación entre el patrón de radiación obtenido de las simulaciones de arreglos 4x1 de antenas (*taper* y radar comercial)..... 45

Lista de tablas

Tabla	Página
1. Comparación de los tipos de alimentación en antenas de parche.	13
2. Ventajas y desventajas de la antena de parche.	16
3. Dimensiones calculadas para un parche operando a 24 GHz.	27
4. Dimensiones de las líneas de la red de alimentación en paralelo del arreglo de antenas.	31
5. Tabla comparativa del coeficiente de reflexión obtenido.	45
6. Tabla comparativa del patrón de radiación obtenido.	46

Capítulo 1. Introducción

Actualmente, los radares son uno de los sistemas con mayor atención en la investigación y en la industria. Es posible encontrar sistemas de radares operando a diferentes frecuencias, de hecho, cada vez se busca aumentar dicha frecuencia de operación y dependiendo de ésta, es la aplicación a la cual están dirigidos. Los radares que operan a 24 GHz son conocidos entre otras cosas, por su capacidad para penetrar la niebla, el humo y las condiciones atmosféricas adversas con mayor eficacia en comparación con los que operan en otras bandas de frecuencia (Infineon, 2021). Esto es especialmente importante en aplicaciones de seguridad, por ejemplo, en vehículos, donde es crucial detectar y evitar colisiones en condiciones climáticas desfavorables.

Los sistemas de radar mencionados emplean principalmente antenas de parche como elementos transmisor y receptor. Estas antenas suelen ser fabricadas en tecnología de microcinta en donde las estructuras constan de un plano superior metálico en el que se colocan las pistas (geometría de la antena, líneas para alimentación, *pads* de medición, entre otros); un substrato dieléctrico de grosor específico, y un plano metálico inferior que usualmente es la referencia. Siendo estructuras planas y delgadas, estas antenas presentan un diseño compacto, de peso ligero y facilidad de fabricación.

Debido a estas características es posible integrarlas fácilmente en dispositivos electrónicos como este tipo de radares, sensores y otros sistemas de comunicación. Cabe señalar que, la razón por la cual estas antenas desempeñan un papel fundamental en las aplicaciones de radar radica en su capacidad para proporcionar un rendimiento fiable y eficiente en un amplio rango de frecuencias, incluida la frecuencia de 24 GHz (Balanis, 2016).

También es importante mencionar que los arreglos de antenas se emplean en sistemas de comunicación para mejorar su rendimiento, ya que ofrecen mejores características que una antena sola. De manera simple, es posible definir a un arreglo de antenas como una configuración estratégica de múltiples antenas que trabajan en conjunto y gracias a ello, tienen la capacidad de tener mayor directividad y ganancia, lo que puede traducirse en mayor sensibilidad y alcance de detección. En el caso específico de los radares, al combinar las señales de múltiples antenas en un arreglo, se logra una mejora significativa en la resolución espacial y la capacidad de seguimiento de objetivos, con lo cual su uso ha demostrado ser altamente beneficioso.

Otra característica importante de los arreglos de antenas es que, al definir cuidadosamente los parámetros de diseño como la forma y el tamaño de la antena, así como la elección del sustrato dieléctrico y los materiales conductores, es posible lograr un rendimiento óptimo en términos de ancho de banda, ganancia y directividad (Pozar, 2012).

Una parte importante de los arreglos de antenas son las redes de acoplamiento; estas redes se colocan estratégicamente en el circuito de alimentación de la antena para garantizar una transferencia de energía eficiente y minimizar las pérdidas por reflexión en las transiciones de impedancia (Pozar, 2012).

Es debido a la importancia de estas antenas en sistemas de radar que en este trabajo se propone un arreglo 4x1 de antenas de parche operando a 24 GHz que puede ser aplicado a dichos sistemas. La propuesta contempla el uso de estructuras tipo *taper* para reducir pérdidas por reflexión debidas a cambios de impedancia del circuito. En el contexto de las antenas de parche, el *taper* implica modificar gradualmente la anchura de la pista metálica, es decir de la impedancia característica, para acoplar dos impedancias diferentes. La hipótesis de partida de este trabajo es que, empleando este tipo de acoplamientos, se puede optimizar la respuesta en frecuencia de la antena, mejorar la ganancia y la directividad, así como minimizar las pérdidas por reflexión. A lo largo de este escrito, se presenta la validación de dicha hipótesis.

1.1 Antecedentes

Actualmente, la tendencia tecnológica es trabajar en lograr circuitos cada vez más rápidos y a la vez, más pequeños. En el campo de los sistemas de comunicaciones, lo anterior se refleja en el incremento del uso de antenas de microcinta con frecuencias de operación cada vez más altas, por ejemplo, aplicaciones operando en una de las bandas industrial, científica y médica (ISM, por sus siglas en inglés) la cual va desde 23.875 GHz a 24.125 GHz (Dey et al., 2021). Estas bandas de frecuencia son utilizadas en numerosas aplicaciones, como sistemas de detección de obstáculos en vehículos, radares de seguridad y meteorológicos, sistemas de control de tráfico aéreo, entre otros (Chang, 2005).

Es interesante señalar que los radares suelen utilizar arreglos de antenas y no antenas simples. Esto se debe a que, como ya se mencionó, en comparación con una antena de parche simple, los arreglos de antenas presentan un mejor desempeño para estas aplicaciones. Como ejemplo de un arreglo de antenas, se puede mencionar el trabajo presentado en el año 2019 por Jia et al. En donde se diseña y fabrica un arreglo de antenas de parche para aplicaciones de radar automotriz (sistemas anticolidión y de seguridad

perimetral), logrando conseguir un ancho de haz estrecho al separar los parches unitarios una distancia de 1.68 veces la longitud de onda. De forma similar, en 2020, Suliman y Yazgan publicaron un arreglo de antenas de microcinta diseñado para sistemas de radar vehicular capaz de reducir los niveles de lóbulos laterales, lo cual se traduce en una mayor directividad y disminución de la interferencia con otras señales. Otro ejemplo relevante es el trabajo de Srihari y Vandana quienes en 2021 propusieron un sistema de medición de la frecuencia cardíaca y respiratoria utilizando una plataforma de radar de la marca Infineon operando a 24 GHz.

Como puede verse en la literatura, los arreglos de antenas aplicados a radares tienen un gran potencial para diferentes campos del desarrollo científico y tecnológico; por esta razón, es relevante el desarrollo de propuestas que permitan mejores diseños. Es posible intuir que cada parche debe tener un buen desempeño para lograr un óptimo rendimiento del arreglo de antenas. Sin embargo, otro aspecto fundamental en el diseño de los arreglos es la red de alimentación, ya que la forma en que se alimentan las antenas define el comportamiento del arreglo.

Cuando se trata de alimentar arreglos de antenas, existen dos configuraciones comunes: la alimentación en serie y la alimentación en paralelo. Cada una de estas configuraciones tiene características distintas y su selección depende de los requisitos específicos de la aplicación. Es posible ver estas características de manera clara en algunos trabajos reportados en el año 2021; por una parte, Malviya y Gupta utilizaron la alimentación en serie en su arreglo de antenas con el objetivo de obtener una mayor ganancia y un ancho de banda más amplio, sin embargo, la distribución de la corriente no fue equitativa para todos los parches. Por otro lado, Kamal et al., implementaron la alimentación en paralelo en un arreglo 4x1 de antenas de parche, obteniendo un ancho de banda amplio, una distribución de la corriente equitativa y además un ancho de haz más estrecho.

Los arreglos 4x1 de antenas de parche con alimentación en paralelo como el reportado por Kamal et al., son una de las configuraciones más utilizadas en los radares y en su red de alimentación se suelen utilizar transiciones de impedancia escalonada. Estas transiciones se pueden ver en diseños operando en frecuencias alrededor de los 28 GHz (Kamal et al., 2021) y en frecuencias mucho más bajas como el diseño implementado en 2022 por Alwareth et al. en el cual la frecuencia de operación se encuentra entre los 3.5 GHz y los 5.8 GHz. De acuerdo con la teoría de las pequeñas reflexiones, el uso de transformadores de impedancia escalonada es más eficiente si se emplean n secciones de transformador y a medida que n tiende a infinito, menores son las pérdidas por reflexión del circuito (Pozar, 2012). Por esta razón, las transiciones tipo *taper* están tomando relevancia en los circuitos de alimentación de antenas, ya que

equivalen a tener un número infinito de transformadores en cascada en lugar de una sola sección. En los diseños presentados por Panda y Kshetrimayum en 2009 y Krishna et al. en 2022 se reportó que el arreglo de parche alimentado con líneas usando transiciones tipo *taper*, presentan mayor ancho de banda.

Las transiciones tipo *taper* también han sido utilizadas en la alimentación de arreglos de antena de parche con alimentación en paralelo a baja frecuencia. En 2010 Wahab et al., y en el año 2015 Nair et al. reportaron el diseño de arreglos de antenas de parche que operan en frecuencias alrededor de 2.45 GHz. En ambos casos, se utilizaron transiciones tipo *taper* en lugar de transiciones escalonadas y se observó mayor directividad, ancho de banda y ganancia. Con estos trabajos se demostró la pertinencia de sustituir el acoplamiento de impedancias tradicional, por transiciones tipo *taper*. Sin embargo, hasta este momento no se ha registrado la utilización de transiciones tipo *taper* en arreglos de antenas a mayores frecuencias. Por esta razón, en este trabajo se propone incorporar *tapers* en la red de alimentación del arreglo de antenas con alimentación en paralelo operando a 24 GHz y así dejar un precedente de la ventaja del uso de acopladores de impedancia continuos en esta frecuencia para la reducción de pérdidas por reflexión del sistema.

1.2 Objetivos

1.2.1 *Objetivo general*

Diseñar y caracterizar un arreglo de antenas utilizando transiciones basados en *taper* para reducir las pérdidas por reflexión.

1.2.2 *Objetivos específicos*

- Diseñar un arreglo de antenas a 24 GHz.
- Proponer una red de acoplamiento que reduzca las pérdidas por reflexión.
- Validar experimentalmente el arreglo de antenas propuesto.

1.3 Organización de la tesis

Este trabajo comienza con una breve introducción a los arreglos de antenas de parche, a la red de acoplamiento necesaria en su circuito de alimentación y a la importancia que tienen en sistemas de radar a 24 GHz. Además, se plantean los antecedentes y objetivos del proyecto. Todo esto en el Capítulo 1, mientras que en el Capítulo 2 se presentan los aspectos generales de las antenas, centrándose en las definiciones más importantes para el entendimiento de este proyecto.

Después, en el Capítulo 3 se reporta la metodología empleada: se explica detalladamente el diseño, la simulación y la fabricación de los siguientes circuitos: una antena de parche que es considerada el elemento unitario, un arreglo 4x1 de antenas de parche con transiciones de impedancia escalonada y la propuesta de esta tesis. Dicha propuesta es un arreglo de antenas alimentado con una red diseñada para presentar bajas pérdidas por reflexión, lo que conlleva a una mejora en el desempeño global del arreglo 4x1.

Los resultados de seguir dicha metodología se indican en el Capítulo 4; se presentan datos obtenidos de simulaciones y mediciones para cada circuito fabricado, así como comparaciones entre ellos con la finalidad de validar el aporte de la propuesta. Estos resultados son discutidos en el Capítulo 5, en donde también se presentan las conclusiones. Finalmente, en el Capítulo 6 se realizan las sugerencias de continuación de este proyecto.

Capítulo 2. Generalidades de las antenas

Este trabajo se centra en el estudio de arreglos de antenas de parche, prestando especial atención en las redes de acoplamiento, y buscando contribuir en mejorar su operación en aplicaciones de radar operando en 24 GHz. No obstante, para poder comprender a fondo los arreglos propuestos es necesario comenzar por establecer una base sólida de conceptos fundamentales que se aplican a las antenas en general. Es por ello que en este capítulo se presentan las definiciones más importantes que fueron empleadas a lo largo de este trabajo.

2.1 Parámetros principales de las antenas

Para definir el funcionamiento de una antena, o de un arreglo de antenas, es necesario analizar algunos parámetros importantes, los cuales se detallan a continuación.

2.1.1 Parámetros S

Los parámetros de dispersión, también conocidos como parámetros S (proveniente del término en inglés Scattering) son una herramienta fundamental en el análisis de circuitos y sistemas de alta frecuencia. Estos parámetros proporcionan información sobre cómo un dispositivo o componente (el cual es considerado una “red”) interactúa con las señales eléctricas. Estos parámetros son una representación de las relaciones de amplitud y fase entre las ondas reflejadas e incidentes en las terminales de un sistema.

En la Figura 1 se ilustra una red de dos puertos donde se señalan las ondas incidentes en los puertos 1 y 2, denominadas a_1 y a_2 , y las ondas reflejadas b_1 y b_2 , respectivamente (Chen et al., 2004). En términos de estas ondas y para el caso de una red de dos puertos, los parámetros S son definidos como:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (1)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2)$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (3)$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (4)$$

En donde las condiciones de cada ecuación representan una condición de acoplamiento en el puerto indicado. Es importante mencionar que, matemáticamente, los parámetros S son expresados como una matriz llamada de dispersión o matriz de parámetros S. Esta matriz es de tamaño $n \times n$, donde n es el número de puertos de la red (dispositivo) bajo análisis y a partir de su desarrollo es que se llega a ecuaciones como las mostradas en (1)-(4) (Pozar, 2012).

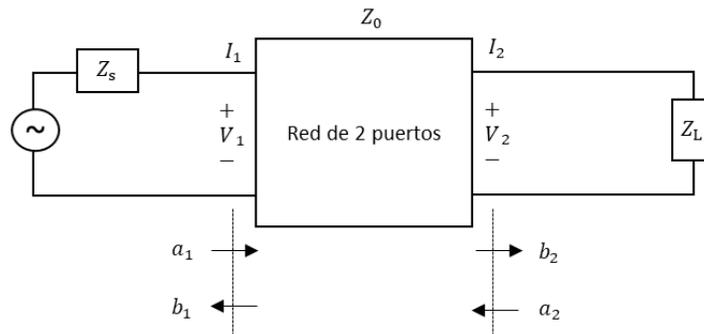


Figura 1. Esquema de una red de dos puertos indicando las ondas incidentes y reflejadas, empleadas para la definición de los parámetros S.

Para el caso considerado en este trabajo, se debe indicar que una antena o un arreglo de antenas, se puede representar como una red de un puerto, como la que se ilustra en la Figura 2. En este caso, el parámetro S_{11} se define tal y como lo indica (1), y corresponde al coeficiente de reflexión (Γ) de la red. A partir de Γ es posible definir algunos parámetros de desempeño de las antenas, por ejemplo, el ancho de banda, lo cual se detalla en la siguiente sección.

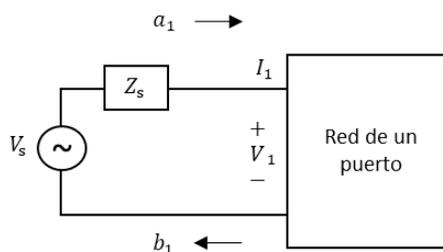


Figura 2. Esquema de una red de un puerto.

2.1.1.1 Ancho de banda

El ancho de banda (BW, del inglés *bandwidth*) de una antena es un parámetro fundamental ya que indica el rango de frecuencias en el cual la antena puede funcionar de manera efectiva en un sistema. Por ejemplo, un sistema de comunicaciones o un radar.

Así pues, el ancho de banda representa la capacidad de la antena para transmitir o recibir señales en un rango específico de frecuencias sin una degradación significativa en su rendimiento. Por esta razón, el BW es considerado una figura de mérito de la antena, la cual sirve para comparar las ventajas y limitaciones entre diferentes antenas y determinar su capacidad de operar de forma eficiente dentro del rango de frecuencias específico de acuerdo con las necesidades requeridas.

Como se ilustra en la Figura 3, el ancho de banda se puede calcular mediante la evaluación del parámetro S_{11} , cuyo mínimo absoluto determina la frecuencia de resonancia (f_r). Observando la Figura 3, se aprecia cómo alrededor de f_r se encuentran los puntos de intersección de S_{11} con -10 dB. Las frecuencias a las cuales se producen dichas intersecciones son denominadas frecuencia de corte mínima ($f_{mín}$) y frecuencia de corte máxima ($f_{máx}$). Con estos tres puntos de frecuencia, se puede determinar BW como (Cardama et al., 2002; Hertleer, 2009):

$$BW = \frac{f_{máx} - f_{mín}}{f_r} \times 100 \quad (5)$$

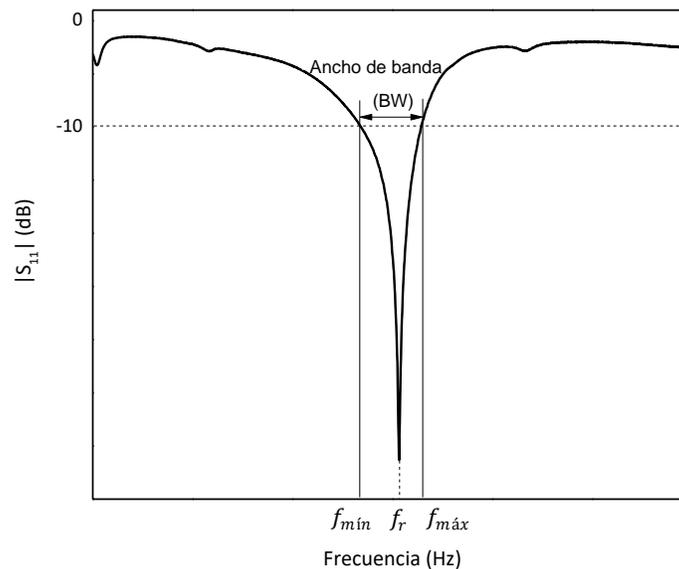


Figura 3. Ancho de banda de una antena.

Como puede observarse en (5), el ancho de banda es un parámetro que suele ser expresado en porcentaje. Una de las principales desventajas de la antena de parche es que presenta un ancho de banda estrecho, menor al 10% (Luk et al., 1998). No obstante, cuando se desea operar en un ancho de banda específico, un BW estrecho es ideal para filtrar las señales no deseadas.

2.1.2 Patrón de radiación

El patrón de radiación es una representación gráfica de la intensidad de radiación de la antena en función de las coordenadas espaciales (Balanis, 2016).

En la Figura 4 se muestran tres patrones de radiación típicos para el estudio de las antenas: isotrópico, directivo y omnidireccional. La diferencia entre estos tres patrones es la dirección o direcciones en las que irradian; la Figura 4(a) muestra un patrón de radiación isotrópico, el cual presenta la misma intensidad de radiación en todas las direcciones mientras que el patrón de la Figura 4(b) corresponde a un patrón direccional el cual presenta mayor intensidad de radiación en una dirección que en otras.

Por esta razón, este patrón se caracteriza por tener un haz principal y puede presentar lóbulos laterales. Finalmente, la Figura 4(c) corresponde a un patrón de tipo omnidireccional; su característica principal es que es directivo, pero en un solo plano.

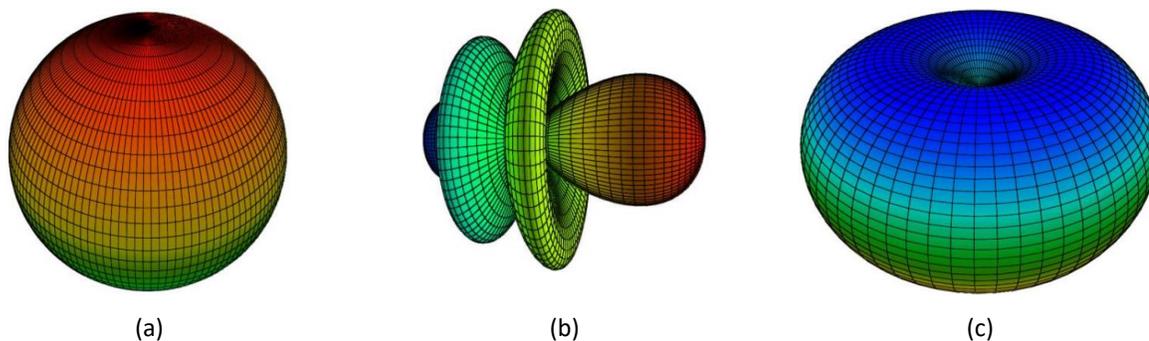


Figura 4. Patrones de radiación típicos de las antenas (a) isotrópico, (b) directivo y (c) omnidireccional (Buendia y Jiménez, 2015).

El patrón de radiación puede ser bidimensional como el de la Figura 5(a), el cual muestra una comparación entre un patrón direccional e isotrópico, este último no es real, solo se toma como referencia para calcular

ganancias. De esta imagen es relevante mencionar que la radiación se cuantifica observando el valor de la densidad de potencia a una distancia fija de la antena.

Una antena directiva tiene un único haz principal estrecho y presenta la mayor intensidad de radiación en esa dirección que una antena isotrópica. Este ejemplo de comparación es muy utilizado en las comunicaciones punto a punto (Stutzman y Thiele, 2013).

Por otra parte, el patrón de radiación también se puede presentar de forma tridimensional, como el que se muestra en la Figura 5(b), en donde también se indica el plano eléctrico (**E**) y magnético (**H**), dichos planos son perpendiculares entre sí y forman la dirección de mayor intensidad de radiación (Cardama Aznar, et al., 2002; Straw, 2000).

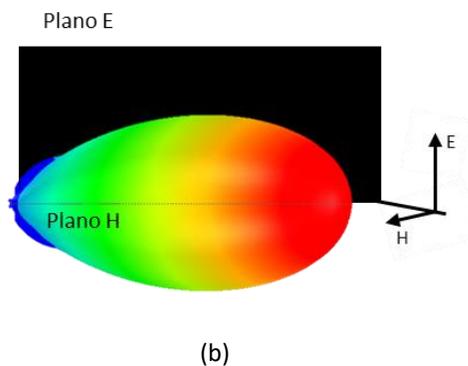
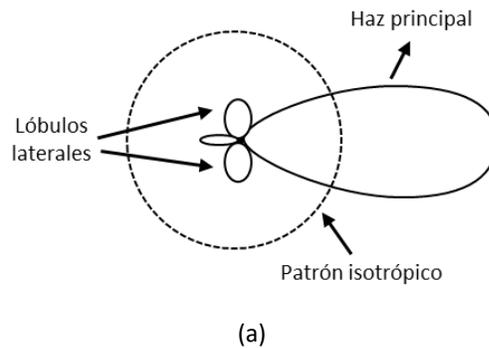


Figura 5. Representación (a) bidimensional y (b) tridimensional del patrón de radiación directivo de una antena.

El patrón de radiación también es útil para identificar parámetros de una antena, como la directividad, ganancia, lóbulos laterales y el ancho del haz principal. Éste último es el ángulo de apertura desde el que se irradia la mayor parte de la energía de la antena.

Comúnmente, se calcula el ancho de haz de media potencia (HPBW, por el término en inglés *Half Power Beamwidth*), que es el ángulo en el que la energía radiada pierde la mitad de la potencia; como se muestra en la Figura 6, este nivel corresponde a 0.5 de la potencia normalizada en escala lineal o -3 dB del valor máximo en escala logarítmica (Balanis, 2016; Pandey, 2019).



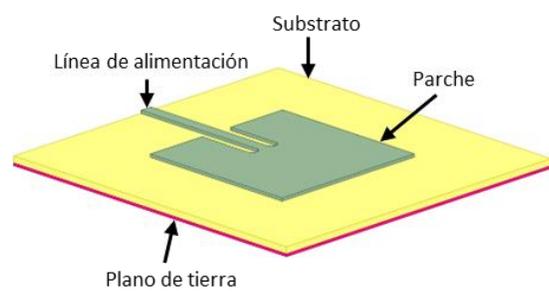
Figura 6. Patrón de radiación bidimensional de potencia (normalizado) en escala (a) lineal y (b) logarítmica (dB).

2.1.3 Tipos de alimentación

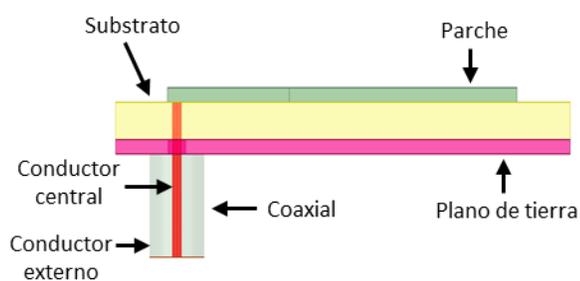
A lo largo del tiempo se han propuesto diferentes técnicas para excitar a las antenas de parche, cada una de ellas tiene características importantes que las hacen ideales para cierto tipo de aplicaciones.

Algunas de las principales técnicas de alimentación se muestran en la Figura 7; como puede observarse en las Figuras 7(a) y 7(b), la alimentación por inserción y por coaxial son técnicas con contacto, mientras que las técnicas por proximidad y por apertura mostradas en la Figura 7(c) y 7(d), respectivamente, no requieren estar en contacto directo con el parche para lograr excitar a la antena (Arora et al., 2015; Chakravarthy et al., 2016; Sarkar et al., 2020; Lee y Tong, 2015).

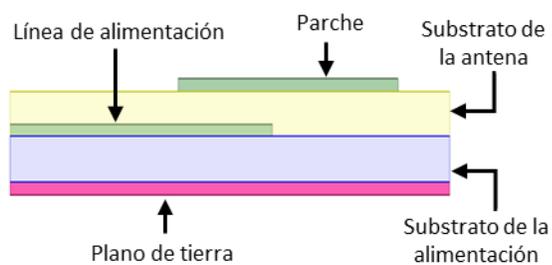
En la Tabla 1 se explican las principales ventajas y desventajas de estas alimentaciones. Como puede observarse de la información de la tabla, debido a sus ventajas la técnica de alimentación por inserción es muy utilizada para antenas en aplicaciones de radar, ya que es posible igualar la impedancia de la línea de alimentación a la impedancia de entrada del parche sin necesidad de ningún elemento de adaptación adicional, ajustando adecuadamente las dimensiones y posición del corte de inserción.



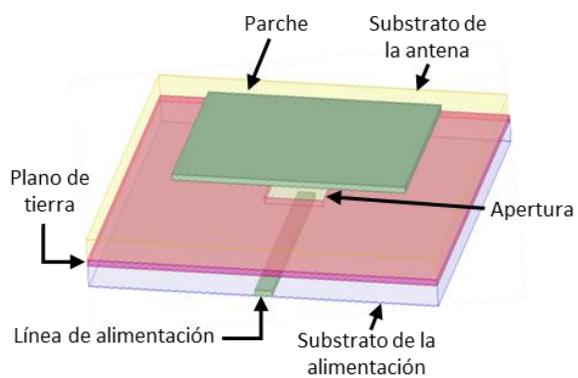
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 7. Principales formas de alimentación empleadas para excitar antena de parche. Técnicas con contacto: (a) por inserción, (b) coaxial y técnicas sin contacto: (c) por proximidad y (d) por apertura.

Tabla 1. Comparación de los tipos de alimentación en antenas de parche (Arora et al., 2015; Chakravarthy et al., 2016; Lee y Tong, 2015).

Técnica de alimentación	Ventajas	Desventajas
Por inserción	Fácil de fabricar. Ofrece una buena ganancia. No requiere elementos de adaptación adicional porque la impedancia se iguala a partir de la dimensión y posición del corte de inserción.	Eficiencia de radiación menor debido a la radiación parásita de la línea de alimentación y la unión del parche. Ancho de haz estrecho, lo que resulta en un área de cobertura limitada.
Coaxial	Fácil de adaptar. Baja radiación parásita.	Requiere soldadura. En substratos gruesos se tiene una gran inductancia. Se generan problemas de polarización cruzada.
Por proximidad	No hay contacto directo entre la alimentación y el parche. La radiación parásita de la línea de alimentación se reduce debido a que se encuentra entre los substratos. Tiene una eficiencia de ancho de banda mejorada en comparación con las otras técnicas.	Requiere fabricación multicapas. Ofrece poca pureza de polarización.
Por apertura	Simplicidad de diseño. Proporciona un mayor ancho de banda y pureza en la polarización.	Requiere fabricación multicapas. Mayor radiación del lóbulo posterior.

2.1.4 Polarización de antenas

De manera general, se define a la polarización de una antena como la orientación física que las ondas de campo eléctrico radiadas adoptan en el espacio, teniendo en cuenta que la dirección de oscilación del **E** es perpendicular a la dirección de propagación (Balanis, 2016; Chang, 2005).

Existen diferentes tipos de polarización: lineal, circular y elíptica. Si se tiene una onda electromagnética cuya oscilación del campo eléctrico se mueve hacia adelante y atrás en una línea recta, se denomina polarización lineal. Cabe destacar que este tipo de polarización se puede presentar en el eje vertical u horizontal, teniendo así las polarizaciones lineales verticales y horizontales representadas en las Figuras 8(a) y 8(b) (Chang, 2005; Stutzman y Thiele, 2013).

Por otro lado, la polarización circular se presenta cuando el campo eléctrico tiene una longitud constante, pero oscila en una trayectoria circular. Esta rotación se presenta en dos direcciones, en sentido de las

manecillas del reloj (polarizado a la izquierda, también conocida como polarización de la mano izquierda) como en la Figura 8(c) y en sentido contrario a las manecillas del reloj (polarizado a la derecha o polarización de la mano derecha) como se muestra en la Figura 8(d) (Stutzman y Thiele, 2013). De forma similar, cuando la oscilación del campo eléctrico forma una elipse se denomina polarización elíptica, la cual se presenta en ambas direcciones de rotación, como se observa en las Figuras 8(e) y 8(f) (Chang, 2005).

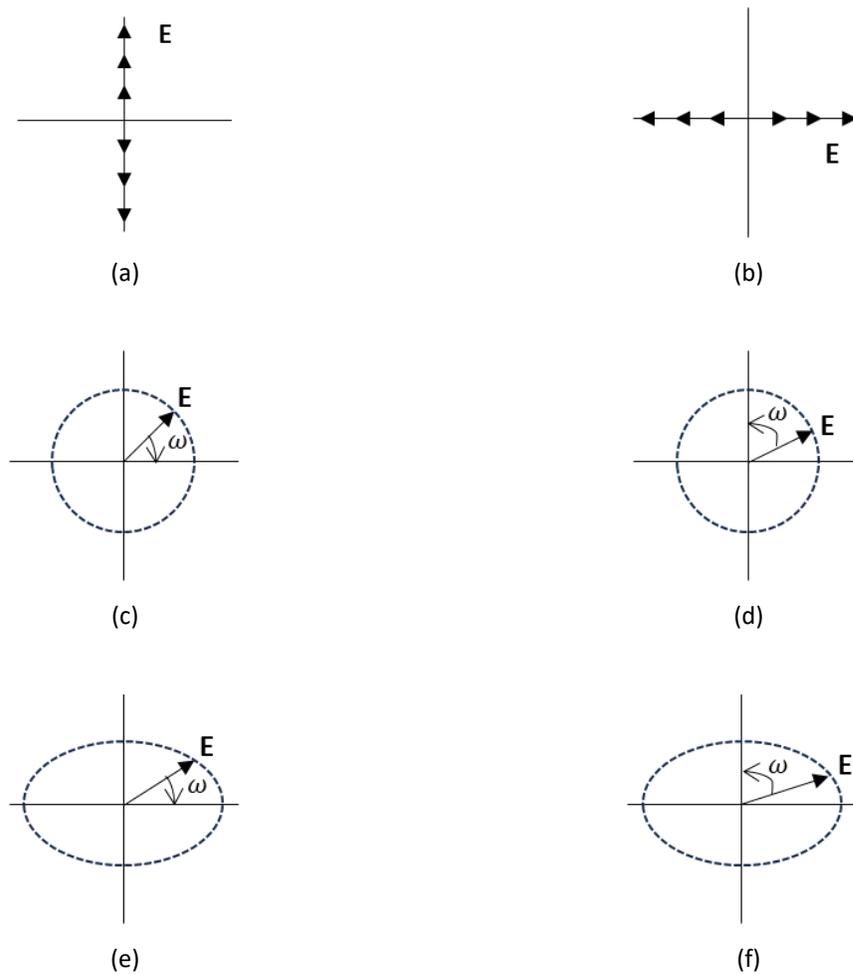


Figura 8. Polarización de una onda. Polarización: (a) lineal vertical, (b) lineal horizontal, (c) circular mano izquierda, (d) Circular mano derecha, (e) elíptica mano izquierda y (f) elíptica mano derecha.

La polarización es un parámetro importante de una antena, ya que al formar parte de todo un sistema debe ser compatible con la polarización que éste maneje; de lo contrario, puede haber pérdidas en la señal. La antena de parche rectangular comúnmente tiene polarización lineal (vertical u horizontal dependiendo de la ubicación de la excitación), aunque es posible que este tipo de antenas tenga polarización circular (mano izquierda o derecha) todo dependerá del diseño de la antena.

2.1.5 Modos de propagación

Los modos de propagación son la forma en la que se organizan los campos eléctricos (**E**) y magnéticos (**H**) para propagarse. A diferencia de la polarización que, como ya se mencionó se refiere a la orientación del campo eléctrico.

Los modos de propagación más comunes son:

- Transversal electromagnético (TEM). Los campos **E** y **H** son transversales a la dirección de propagación de la onda. Por ejemplo, en una *stripline*.
- Transversal eléctrico (TE). El campo **E** es transversal a la dirección de propagación de la onda.
- Transversal magnético (TM). El campo **H** es transversal a la dirección de propagación de la onda.

Las guías de onda rectangular pueden soportar TE o TM dependiendo de la forma en que se les excita. Por otro lado, las líneas de microcinta empleadas en este trabajo propagan el modo cuasi-TEM, en el cual los campos **E** y **H** no son completamente perpendiculares entre sí ni a la dirección de propagación de la onda debido a que parte de la onda viaja en el aire y parte en el dieléctrico, a diferentes velocidades (Chang, 2005; Méndez, 2018).

2.2 Antena de parche

La antena de microcinta, también conocida como antena de parche no es un invento reciente, se remonta a los años 50's. Sin embargo, en las últimas décadas se ha trabajado en mejorar sus características de rendimiento (Lee y Tong, 2015) y actualmente tiene diversas aplicaciones.

La aplicación más amplia es la localización por posición, por ejemplo, en radares o en las unidades GPS fijas y portátiles de los automóviles, en estas últimas trabajan muy bien ya que las señales GPS son de banda estrecha. Las computadoras portátiles también utilizan antenas de parche para enlaces Wi-Fi. Por lo que es fácil predecir que en el futuro surgirán muchas aplicaciones nuevas en donde ellas seguirán presentes (Stutzman y Thiele, 2013).

La Figura 9 muestra la geometría principal de una antena de parche, como se puede ver, ésta consiste en una tira metálica (parche) muy delgada ($t \ll \lambda_0$, donde λ_0 es la longitud de onda del espacio libre) colocada a una pequeña fracción de una longitud de onda ($h \ll \lambda_0$, normalmente $0.003 \lambda_0 \leq h \leq 0.05 \lambda_0$) por encima de un plano de tierra. Para un parche rectangular, la longitud L es generalmente $\lambda_0/3 < L < \lambda_0/2$. El parche y el plano de tierra están separados por una lámina dieléctrica (denominada substrato), como se muestra en la Figura 9 (Balanis, 2016).

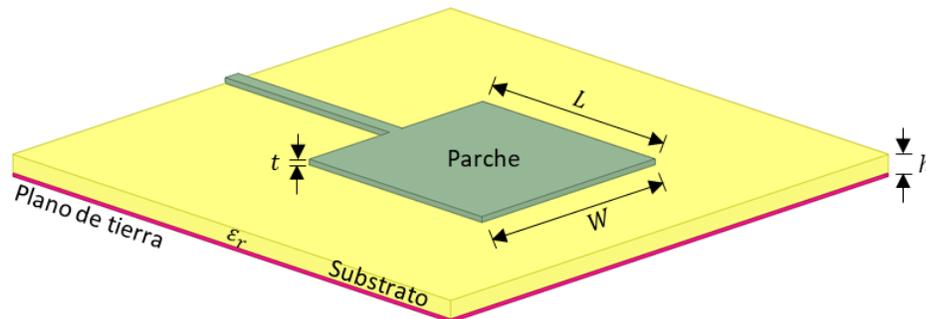


Figura 9. Ilustración de una antena de parche rectangular.

En la Tabla 2 se muestran algunas de las principales ventajas e inconvenientes de la antena de parche (Balanis, 2016; Stutzman y Thiele, 2013):

Tabla 2. Ventajas y desventajas de la antena de parche (Balanis, 2016; Stutzman y Thiele, 2013).

Ventajas	Desventajas
Fabricación sencilla y económica gracias a la moderna tecnología de circuitos impresos.	Tienen ancho de banda estrecho.
Son muy versátiles en términos de frecuencia de resonancia.	Presentan radiación parásita provenientes de la alimentación.
Son mecánicamente robustas cuando se montan en superficies rígidas.	Manejo de potencia limitada.
Compatibles con diseños de circuitos integrados monolíticos de microondas (MMIC, por las siglas en inglés de <i>Monolithic Microwave Integrated Circuits</i>).	Dificultad de ajuste después de la fabricación.

Debido a las limitaciones que presenta una antena de parche se utilizan arreglos de antenas, tal y como se mencionó en la sección 1.1.

2.3 Arreglo de antenas

Se le conoce como arreglo de antenas de parche a la interconexión de dos o más parches radiantes que son excitados de forma simultánea. Entre mayor sea el número de parches utilizados en un arreglo, se producirá una respuesta más directiva y con mayor ganancia.

La forma en que se distribuyen las antenas juega un papel importante en la directividad y los planos de radiación del arreglo de antenas. Como se mencionó en los antecedentes de este trabajo (sección 1.1), existen diversas configuraciones de arreglo de antenas, definidas por su forma de alimentación, las más comunes son las configuraciones en serie y en paralelo (RF elements s.r.o., 2020).

La alimentación en serie implica conectar las antenas del arreglo en una configuración secuencial, de manera que la señal se transmite o se recibe a través de cada antena progresivamente. En esta configuración, la señal se divide entre las antenas, y cada una de ellas opera con una fase relativa constante. La alimentación en serie es particularmente útil cuando se busca un ancho de haz más estrecho.

Sin embargo, la alimentación en serie también presenta algunos desafíos. Uno de ellos es que a medida que aumenta el número de antenas en el arreglo, se vuelve más difícil mantener una secuencia de fases precisa, especialmente a altas frecuencias y esto puede afectar la formación del haz y la ganancia del sistema. Además, la alimentación en serie es más sensible a las variaciones en la impedancia de las antenas individuales, lo que provoca desequilibrios en la distribución de potencia.

Por otro lado, la alimentación en paralelo, como la que se presenta en la Figura 10, implica conectar todas las antenas de manera que la señal se divida simultáneamente entre ellas lográndose de este modo que cada antena opere con la misma fase relativa. Esta alimentación es especialmente adecuada cuando se busca un ancho de haz más amplio y una mayor cobertura angular en el arreglo.

Otra ventaja de la alimentación en paralelo es que simplifica la distribución de potencia y reduce la sensibilidad a las variaciones en la impedancia de las antenas individuales. Al tener todas las antenas conectadas en paralelo, se elimina la necesidad de una secuencia precisa de fases y se facilita el mantenimiento de un balance de potencia adecuado en todo el arreglo. Esto es particularmente beneficioso en arreglos de antenas con un gran número de elementos.

Una de las limitaciones que presentan los arreglos en paralelo es que la ganancia total del sistema puede ser ligeramente menor en comparación con la alimentación en serie, ya que la potencia se divide entre todas las antenas. En este sentido, el diseño de redes de alimentación que reduzcan las pérdidas de potencia asociadas al desacoplamiento de impedancia es un tema abierto de investigación.

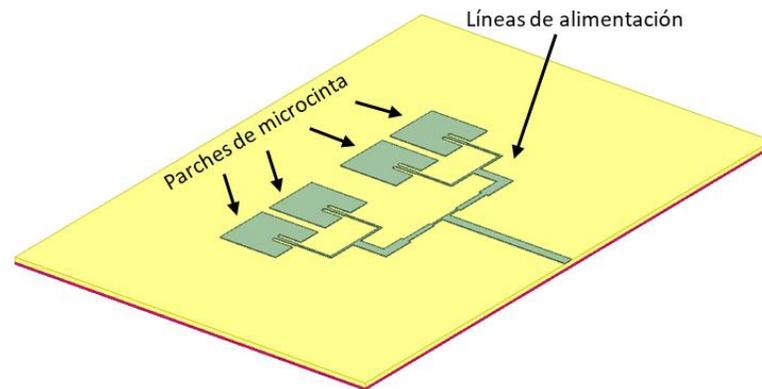


Figura 10. Arreglo de antenas de parche.

2.4 Acopladores de impedancia

Los acopladores de impedancia son dispositivos utilizados para adaptar o transformar impedancias entre diferentes componentes o sistemas. Cuando dos componentes que están conectados tienen impedancias diferentes se dice que están desacoplados, lo que resulta en diversos problemas como reflexión de las señales y pérdida de potencia. Para mejorar la transferencia de energía entre los componentes se utilizan los acopladores de impedancia (Chang, 2005).

En arreglos de antenas los métodos de adaptación de impedancia más utilizados son los transformadores de impedancia de un cuarto de longitud de onda y acopladores con *taper*, los cuales se describen a continuación.

2.4.1 Transformadores de impedancia de $\lambda/4$

El transformador de $\lambda/4$ es un circuito útil y práctico para la adaptación de impedancias. La Figura 11 muestra un circuito ejemplo en el que las impedancias Z_0 y R_L son acopladas mediante un transformador de $\lambda/4$. Como puede verse, el transformador es una sección de línea de transmisión con impedancia Z_1 y longitud $l = \lambda/4$, donde λ es la longitud de onda a la frecuencia de interés (de ahí su nombre). Es

importante mencionar que las impedancias a adaptar deben ser reales y una vez conocidas, es posible determinar el valor necesario para Z_1 como (Pozar, 2012):

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 R_L} \quad (6)$$

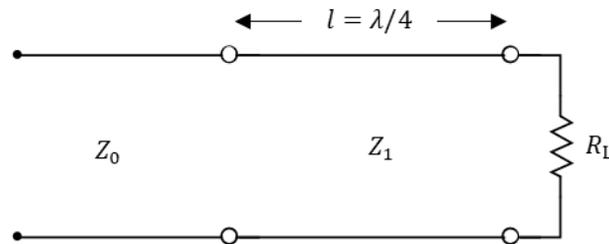


Figura 11. Acoplamiento de impedancias empleando un transformador de $\lambda/4$.

Es importante conocer este tipo de acopladores ya que en arreglos de antenas son utilizados ampliamente. La Figura 12 muestra un ejemplo de la utilización de transformadores de $\lambda/4$ en arreglo de antenas. En este caso, Wahab et al. (2010) empleó transformadores para acoplar las líneas de alimentación de 50Ω con las líneas de 100Ω de los divisores de potencia.

Empleando (6) se sabe que el transformador debe presentar una impedancia Z_1 de 70.71Ω y que la longitud, estará dada por la frecuencia de operación del arreglo. En este caso, el diseño fue implementado con $Z_1 = 70.71 \Omega$ y $l = 16.09 \text{ mm}$ para una frecuencia de 2.5 GHz (Wahab et al., 2010).

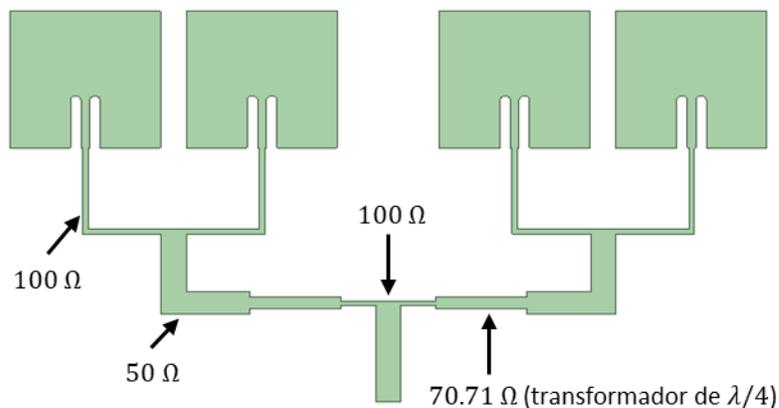


Figura 12. Arreglo 4x1 con alimentación en paralelo, utilizando transformadores de $\lambda/4$.

2.4.2 Estructura *taper*

La estructura *taper*, o acoplador gradual de impedancias, es una técnica utilizada en las redes de acoplamiento de antenas para lograr una transición suave de la impedancia entre elementos del arreglo de antenas o entre el arreglo y su alimentación. Consiste en cambiar gradualmente la impedancia a lo largo de la estructura de acoplamiento, en lugar de hacer cambios abruptos. Esto se logra variando gradualmente las dimensiones de la estructura, es decir, de la línea de transmisión.

La importancia del *taper* en las redes de acoplamiento se puede evidenciar en su utilidad para mejorar el desempeño de un arreglo de antenas en aspectos como:

- Minimizar las reflexiones: El *taper* ayuda a minimizar las reflexiones de energía en la estructura de acoplamiento. Comparado con las transiciones abruptas en la impedancia en donde se pueden generar muchas reflexiones de la señal y por lo tanto, pérdida de energía y menor rendimiento. Al utilizar un *taper* gradual se reducen las pérdidas por reflexión, lo que resulta en una mejor transferencia de energía entre los componentes del arreglo de antenas.
- Incrementar el ancho de banda: El uso de *taper* en las redes de acoplamiento puede contribuir en definir el ancho de banda efectivo de la antena. Las transiciones abruptas pueden generar resonancias no deseadas y restricciones en el ancho de banda, pero al suavizar la transición con un *taper* gradual, se minimiza el efecto de las resonancias y se mejora la respuesta en frecuencia, permitiendo que la antena opere sin degradación significativa en el rendimiento.
- Reducir las pérdidas: Las transiciones abruptas pueden provocar pérdidas adicionales en la estructura de acoplamiento debido a efectos parásitos y discontinuidades, causando una disminución en la eficiencia de radiación del sistema. Al implementar un *taper*, se conduce a una menor pérdida de energía y una mejor operación general de las antenas, incluso reduce el calentamiento en el dispositivo.
- Control de la directividad y del patrón de radiación: El *taper* también puede ayudar para controlar la directividad y el patrón de radiación del arreglo de antenas debido a que, al modificar gradualmente las dimensiones o la impedancia de los elementos de acoplamiento, es posible ajustar la distribución de la energía radiada en diferentes direcciones. Esto permite lograr un patrón de radiación deseado y mejorar el rendimiento de la antena para aplicaciones específicas.

En la Figura 13 se muestra la geometría clásica de un *taper*, como puede observarse esta estructura es útil para adaptar dos impedancias de líneas de microcinta, las cuales tienen diferentes anchos w_1 y w_2 . En el rango de frecuencias milimétricas y cercano a éste, los anchos de las líneas a adaptar suelen ser valores muy cercanos, es decir, w_1 y w_2 son valores próximos y para lograr una buena pérdida por retorno suele ser adecuado utilizar un *taper* de $l = \lambda/4$.

En caso de que exista una gran diferencia entre los dos anchos de las líneas a adaptar se necesitará un *taper* más largo, normalmente en estos casos se utilizan múltiplos de un cuarto de longitud de onda para minimizar la pérdida de retorno (Deslandes, 2010).

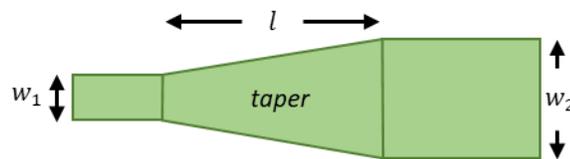


Figura 13. Transición tipo *taper*.

2.5 Efecto de la rugosidad

En estructuras fabricadas en tecnología de circuito impreso o PCB (por sus siglas en inglés, *Printed Circuit Board*), existen efectos llamados “a microescala” que deben ser tomados en cuenta en aplicaciones de alta frecuencia, como la de este proyecto (Hall y Heck, 2009). Uno de estos efectos es el debido a la rugosidad en la interfaz entre el sustrato dieléctrico y el metal de la placa de PCB. Esta rugosidad es caracterizada a partir de la altura de la media cuadrática (Rq) de las protuberancias en la superficie, y para materiales comerciales este valor es proporcionado por el fabricante.

De acuerdo con modelos como el de Groisse (Groiss et al., 1996), un material rugoso puede llegar a aumentar en un 100% la atenuación de una señal en comparación con un metal liso debido a que como se muestra en la Figura 14, al aumentar la frecuencia de operación, la distribución de la corriente cambia causando un aumento en la resistencia de la línea (Johnson y Graham, 2003).

El efecto de Rq en la atenuación, se hace presente a partir de la frecuencia a la cual Rq es igual a la profundidad de piel (δ). Cabe mencionar que la profundidad de piel, es la distancia a la cual la magnitud de la corriente desciende aproximadamente 37% del valor en la superficie del conductor (Edwards y Steer, 2016). Y es calculada como (Johnson y Graham, 2003):

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad (7)$$

donde:

- $\omega = 2\pi f$ es la frecuencia angular y f la frecuencia de interés,
- μ es la permeabilidad magnética del material conductor y
- σ es la conductividad del material conductor

Entonces, la frecuencia a partir de la cual el efecto de la rugosidad se activará es:

$$f = \frac{1}{\pi\mu\sigma R_q^2} \quad (8)$$



Figura 14. Distribución de corriente y efecto de la rugosidad en: (a) baja frecuencia y (b) alta frecuencia.

Para este trabajo, considerando un $R_q = 3.2 \mu m$ (Rogers Corporation, 2022) y cobre como material conductor, se obtiene que el efecto de la rugosidad se activa desde una frecuencia aproximada de 426.5 MHz. Por esta razón, es de suma importancia incluir la rugosidad en todas las simulaciones 24 GHz pues a esta frecuencia el efecto piel es $\delta = 420 nm$, lo que sugiere que el efecto de la rugosidad no puede ser despreciado (Johnson y Graham, 2003).

Capítulo 3. Metodología

Los arreglos de antenas diseñados en este proyecto de tesis, tienen como elemento base a la antena de parche cuadrada. Por esta razón, la metodología que se siguió comienza con el estudio y diseño de este elemento base. Después de diseñar y caracterizar el parche, se procede a trabajar en el arreglo 4x1; su diseño, proceso de fabricación y la medición de las propuestas de diseño. Además, con el fin de mostrar claramente que la propuesta es un aporte relevante a la literatura, se realizó la comparación de dichos diseños con arreglos ya reportados (Nair et al., 2015; Wahab et al., 2010), incluso con el arreglo de antenas 4x1 presente en la plataforma de radar comercial Infineon Distance2GoL (Infineon, 2023).

Uno de los aspectos más importantes que se debe tener en cuenta al momento de diseñar dispositivos de radiofrecuencia y de microondas, es el material que se utilizará para su fabricación. En este caso, la selección del sustrato es de suma importancia ya que parámetros como la permitividad relativa (ϵ_r), tangente de pérdidas ($\tan \delta$) y el espesor del sustrato (h) definen directamente algunas propiedades de la antena. Por ejemplo, el tamaño del parche y la impedancia característica de la línea de alimentación. En este trabajo, se eligió utilizar el sustrato Rogers RO4350B (Rogers Corporation, 2022) el cual, de acuerdo con datos del fabricante, presenta las siguientes características:

Dieléctrico:

- Permitividad relativa ($\epsilon_r = 3.66$)
- Tangente de pérdidas ($\tan \delta = 0.0037$)
- Espesor ($h = 0.254 \text{ mm}$)

Metal:

- Cobre ($\sigma = 5.96 \times 10^7$)
- Grosor ($t = 35 \mu\text{m}$)
- Valor cuadrático medio de la rugosidad de superficie en contacto con el dieléctrico ($Rq = 3.2 \mu\text{m}$)
- Técnica de depósito (electrodepositado)

Debido a sus propiedades, este material permite un tamaño conveniente (pequeño, pero de fácil manejo) de la antena trabajando a 24 GHz y un bajo nivel de pérdidas. Por ejemplo, con un valor mayor de ϵ_r , el tamaño de la antena sería muy pequeño, lo cual dificultaría su manipulación. De ahí, el motivo de la selección del sustrato. Es importante recalcar que todos los diseños presentados en este trabajo fueron hechos considerando este material.

3.1 Diseño de antena de parche

En la Figura 15 se muestra la geometría tradicional de una antena de parche. De manera muy general, ésta puede verse como la conexión de dos elementos: 1) el parche en sí y 2) su alimentación, en este caso, una línea microcinta. Ambos elementos son importantes para que la antena funcione como se desea. La Figura 15 también señala los principales parámetros de esta estructura, en donde W y L corresponden al ancho y largo del parche, respectivamente; de forma similar W_f y L_f corresponden al ancho y largo de la línea microcinta de alimentación. Además, se indican Y_0 y g conocidos como profundidad de alimentación de inserción y separación de alimentación de inserción, respectivamente, las cuales son dimensiones relacionadas a este tipo de alimentación de la antena (Abdulhussein et al., 2021; Matin y Sayeed, 2010).

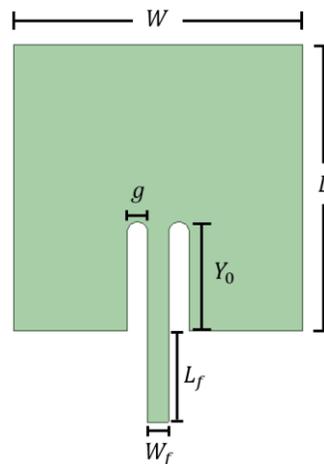


Figura 15. Esquema de una antena de parche con alimentación de línea de microcinta.

Es posible determinar todas estas dimensiones, utilizando ecuaciones bien definidas en la literatura. A continuación, se presentan dichas ecuaciones, en donde todos los parámetros son calculados a partir de los datos proporcionados por el fabricante del sustrato y por parámetros definidos por el diseñador, como la frecuencia de operación.

3.1.1 Ecuaciones de diseño

En primer lugar, se determina el ancho del parche. De acuerdo con Balanis (2016), es posible calcularlo utilizando la ecuación (9):

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (9)$$

donde c es la velocidad de la luz en el vacío y f_r es la frecuencia de resonancia de la antena.

Por otro lado, L se determina a partir de:

$$L = L_{eff} - 2\Delta L \quad (10)$$

donde L_{eff} es la longitud efectiva del parche y ΔL es un término conocido como la extensión de la longitud, definidos matemáticamente en (11) y (12), respectivamente (Balanis, 2016).

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (11)$$

$$\Delta L = 0.412 h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3)(W/h + 0.264)}{(\epsilon_{eff} + 0.258)(W/h + 0.8)} \quad (12)$$

Además, en (11) y (12) ϵ_{eff} es la permitividad efectiva del medio, la cual puede ser calculada a partir de (Balanis, 2016):

$$\epsilon_{eff} = 0.5(\epsilon_r + 1) + 0.5(\epsilon_r - 1) \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-1/2} \quad (13)$$

Por otra parte, los parámetros g y Y_0 , se definen mediante las expresiones (14) y (15) (Abdulhussein et al., 2021; Matin y Sayeed, 2010):

$$g = \frac{c}{f_r} \left(\frac{4.65 \times 10^{-12}}{\sqrt{2 \epsilon_{eff}}} \right) \quad (14)$$

$$Y_0 = \frac{L}{\pi} \cos^{-1} \left(\frac{Z_{in}}{R_{in}} \right) \quad (15)$$

En (15), L viene dada por el resultado obtenido utilizando (10), Z_{in} es la impedancia de entrada resonante (tomada como 50Ω) y R_{in} es conocida como la resistencia de entrada resonante, la cual de acuerdo con Matin y Sayeed (2010) y con Abdulhussein et al. (2021) se obtiene mediante:

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 + G_{12})} \quad (16)$$

donde G_1 es la conductancia de una sola ranura y G_{12} es la conductancia mutua. Lo anterior, proviene de representar el parche rectangular de microcinta como un conjunto de dos ranuras radiantes. La conductancia G_1 se obtiene usando la ecuación (17) (Abdulhussein et al., 2021; Matin y Sayeed, 2010):

$$G_1 = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta \quad (17)$$

donde k_0 es la constante de propagación de ondas en el espacio libre en el vacío, la cual se calcula mediante (18), en donde λ_0 es la longitud de onda en el vacío, la cual se obtiene mediante (19) (Abdulhussein et al., 2021):

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad (18)$$

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_r} \quad (19)$$

Por otra parte, la conductancia mutua G_{12} se calcula a través de (20) (Abdulhussein et al., 2021; Matin y Sayeed, 2010):

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin \theta) \sin^3 \theta d\theta \quad (20)$$

donde W , L y k_0 vienen dados por los resultados obtenidos en (9), (10) y (18), respectivamente. Y J_0 es la función de Bessel del primer tipo de orden cero.

Todas las dimensiones previamente definidas, fueron calculadas para una frecuencia de resonancia $f_r = 24$ GHz y considerando el sustrato RO4350B. Los valores obtenidos se resumen en la Tabla 3.

Tabla 3. Dimensiones calculadas para un parche operando a 24 GHz.

Parámetro	Dimensión (mm)
W	4.20
L	3.18
Y_0	1.16
g	0.23
W_f	0.18

3.1.2 Alimentación

Como ya se mencionó en la sección 2.1.3, existen diversas técnicas de alimentación para una antena. En este trabajo se eligió emplear la técnica por inserción utilizando una línea de microcinta (ver Figura 15). Se eligió esta técnica debido a que es de simple fabricación y permite una alimentación de borde, lo cual es conveniente para realizar las mediciones empleando el equipo disponible en el laboratorio de altas frecuencias del CICESE.

La microcinta fue diseñada en el mismo sustrato considerando una impedancia característica (Z_c) de 50Ω . Con ayuda de la herramienta LineCalc de ADS® se obtuvieron W_f y L_f considerando todas las especificaciones del sustrato Rogers RO4350B, la frecuencia de trabajo y las características eléctricas deseadas. En la Figura 16 se muestra que para obtener $Z_c = 50 \Omega$ y una longitud eléctrica $\theta = 90^\circ$, se requiere una línea con $W_f = 0.528954 \text{ mm}$ y $L_f = 1.85875 \text{ mm}$. Inicialmente se eligió una longitud eléctrica de 90° para evitar una estructura muy corta, ya que entre mayor sea θ , menor es L_f (Pozar, 2012).

Una vez calculada la geometría del parche y de la microcinta de alimentación, se procedió a realizar simulaciones que permitieron validar el correcto funcionamiento del parche. Sin embargo, con el fin de realizar simulaciones empleando modelos lo más cercanos a lo esperado en pruebas experimentales, se vio la necesidad de elegir desde este punto el conector que se utilizaría, para así, incorporarlo a las simulaciones. A continuación, se presenta una breve explicación de la selección del conector, y de sus principales características.

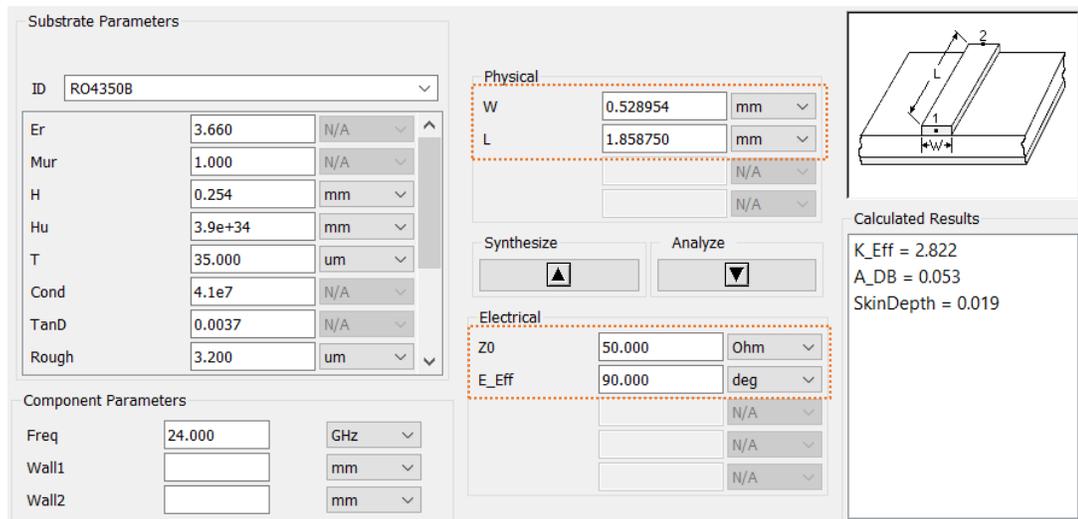


Figura 16. Cálculo de las dimensiones de una línea de microcinta utilizando LineCalc del software ADS® (*Advanced Design System*).

3.1.2.1 Selección del conector

Debido a la frecuencia de operación y al tamaño de la línea de alimentación definidos, la búsqueda de conector no fue una tarea trivial. Sin embargo, en la revisión bibliográfica se encontró que los conectores de la marca Southwest son muy utilizados tanto en el ámbito académico como industrialmente (Southwest microwave, 2012). Es por eso que se decidió utilizar los conectores de borde de esta marca. Entre la gran variedad de catálogos con los que cuentan, el modelo 1092-04A-5 ofrece las especificaciones deseadas para el diseño considerado en este trabajo, en cuanto a diámetro y longitud del pin y espesor de substrato con el que trabaja. Además, ofrece la enorme ventaja de que al ser un conector con tornillos que no requiere soldadura para su montaje en placa, puede ser reutilizado, disminuyendo así los costos del proyecto. En las Figuras 17(a) y 17(b) se observa el conector seleccionado desde diferentes ángulos. En la Figura 17(c) se muestran las diferentes piezas que conforman al conector.

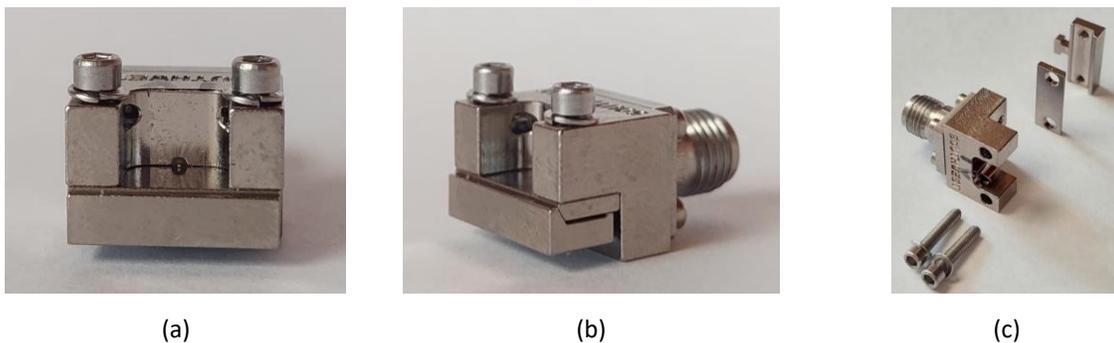


Figura 17. Vista: (a) frontal, (b) lateral y (c) piezas de montaje del conector Southwest, modelo 1092-04A-5.

3.1.2.2 Selección del largo de la microcinta de alimentación

Con el fin de validar mediante simulaciones electromagnéticas la pertinencia de las dimensiones de la antena de parche calculadas, se empleó el software Ansys HFSS (*High Frequency Structure Simulator*) el cual es un programa de simulación electromagnética que permite diseñar y simular componentes electrónicos que operan a altas frecuencias (Ansys, 2023). En HFSS se implementó el modelo de la estructura incluyendo el conector, tal y como se ve en la Figura 22.

Con base en los resultados, se observó que al utilizarse el largo calculado previamente para $\theta = 90^\circ$ (1.85875 mm) el cuerpo del conector interfiere con el campo radiado por la antena, por lo tanto, en su desempeño. Entonces, con el propósito de seleccionar L_f de tal manera que permitiera un mejor rendimiento de la antena, se realizaron múltiples simulaciones variando L_f de 5 mm a 25 mm en pasos de 5 mm (ver Figura 18). En la Figura 19 se observa el parámetro S_{11} y el patrón de radiación para cada L_f simulado. Como puede observarse, a menor L_f (5 mm) se obtiene una mejor adaptación y un lóbulo principal uniforme. Con base en estos resultados, el largo de las líneas de alimentación se fue ajustando de acuerdo con las condiciones presentadas. Así, la longitud seleccionada para la microcinta de alimentación es $L_f = 6.24 \text{ mm}$.

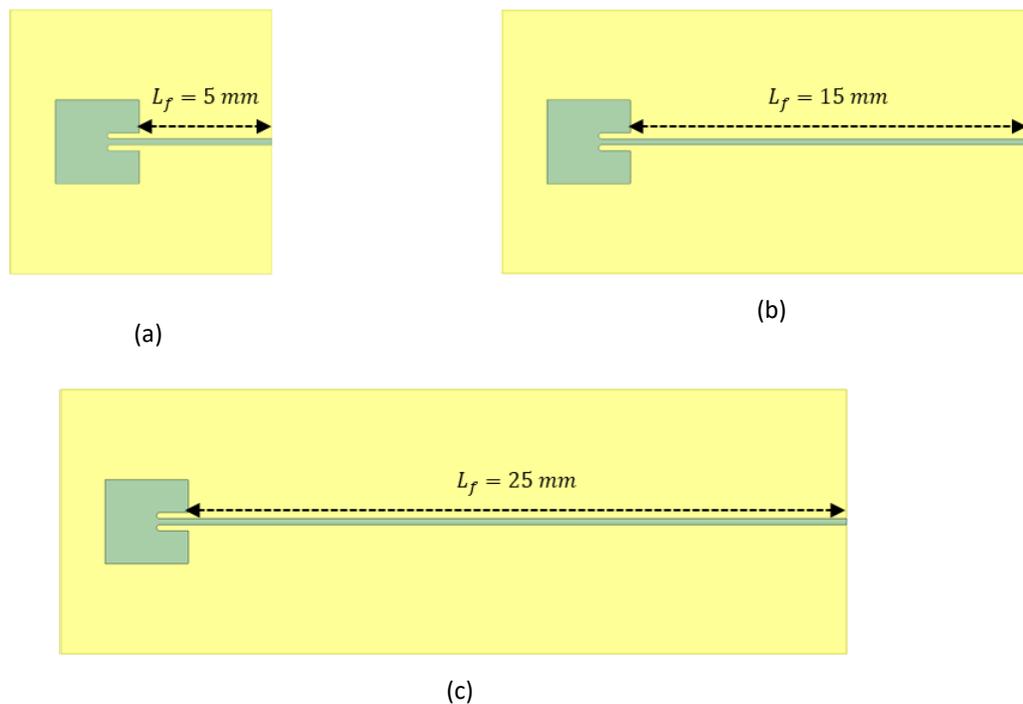
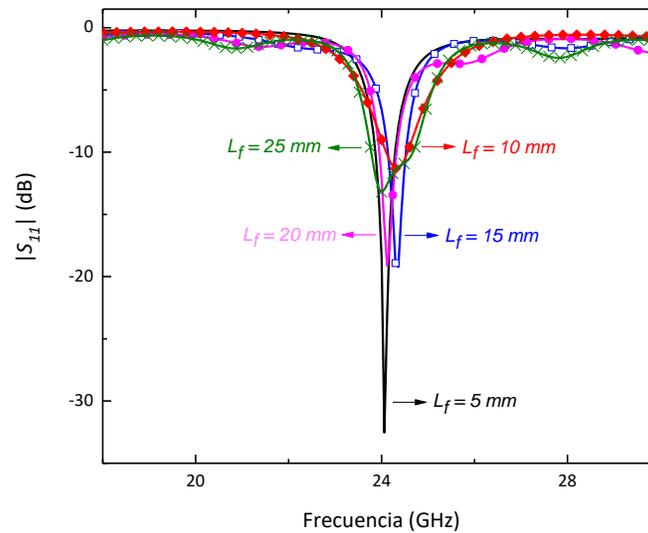
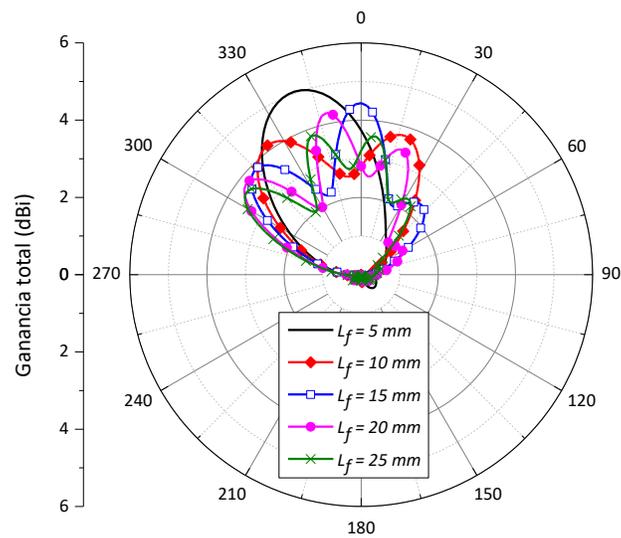


Figura 18. Geometrías del parche implementadas en HFSS con diferentes valores de L_f : (a) 5 mm, (b) 15 mm y (c) 25 mm.



(a)



(b)

Figura 19. Resultados del (a) parámetro S_{11} y del (b) patrón de radiación de la simulación del parche variando L_f .

3.2 Diseño del arreglo 4x1

Utilizando como elemento radiante la antena de parche analizada en la sección anterior, se diseñó el arreglo 4x1 de antenas de parche que se muestra en la Figura 20. Este arreglo consiste en una red bifurcada (ver recuadros punteados en amarillo) en la que la distancia entre los parches es de media longitud de onda ($\lambda/2$), donde $\lambda = c/f_r$. La distancia entre los parches ayuda a minimizar el acoplamiento electromagnético entre ellos y la distorsión del modo de polarización de la antena.

Por otro lado, para conseguir una alimentación uniforme, se utilizó una división de dos líneas con una impedancia característica de 100Ω para dividir la potencia y la fase. Dado que la línea de alimentación tiene una impedancia de 50Ω , se utilizó un transformador de $\lambda/4$ para igualar las líneas de 50Ω y de 100Ω . La impedancia de este transformador se calculó como se muestra en la ecuación (21) (Pozar, 2012):

$$Z_{trans} = \sqrt{(50 \Omega)(100 \Omega)} = 70.71 \Omega \quad (21)$$

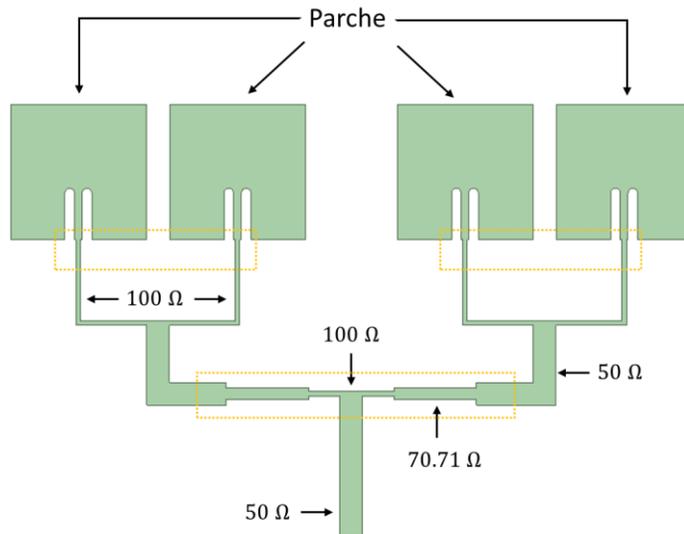


Figura 20. Arreglo 4x1 de antenas de parche diseñado utilizando transformadores de $\lambda/4$.

Por otra parte, W_f y L_f de las líneas de alimentación se calcularon para obtener la impedancia característica de 70.71Ω y $\theta = 90^\circ$ a 24 GHz, para ello se utilizó la herramienta LineCalc de ADS® tal y como se mostró en la Figura 16. Los resultados se indican en la Tabla 4. Sin embargo, como se mencionó en la sección anterior, la línea de alimentación principal es de 6.24 mm , debido a que si se deja una longitud equivalente a $\theta = 90^\circ$, el conector interferiría con la línea, introduciendo un efecto no deseado.

Tabla 4. Dimensiones de las líneas de la red de alimentación en paralelo del arreglo de antenas.

Impedancia (Ω)	Dimensión (mm)	
	W	L
50	0.53	1.86
70.71	0.27	1.92
100	0.11	1.99

3.3 Diseño de arreglo 4x1 con transiciones tipo *taper*

El arreglo de antenas con transformadores de impedancia de $\lambda/4$ mostrado en la Figura 20, ha sido reportado por Nair et al. (2015) y por Wahab et al. (2010) para aplicaciones operando en frecuencias menores a 5 GHz. Sin embargo, las transiciones abruptas de impedancia pueden introducir múltiples reflexiones y se sabe que este efecto aumenta a medida que la frecuencia de funcionamiento es mayor (Hayt et al., 2006). De hecho, a 24 GHz el efecto de las transiciones escalonadas es más acentuado. Esta es una razón por la cual en este trabajo se propone la configuración para el arreglo 4x1 que se muestra en la Figura 21.

Esta propuesta, utiliza transformadores de impedancia tipo *taper* (ver recuadros punteados en amarillo) en lugar de los de impedancia escalonada utilizados en la Figura 20, con el objetivo de acoplar las líneas de microcinta de 100Ω (resultante de la división de la línea de alimentación principal), con la de 50Ω (de cada línea que alimenta un par de antenas). Por lo tanto, el *taper* comienza con un ancho w_1 y termina con w_2 , correspondientes a los anchos de las líneas de microcinta descritas anteriormente.

De acuerdo con la Tabla 4, las dimensiones físicas calculadas para w_1 y w_2 son 0.11 mm y 0.53 mm , respectivamente. Por otra parte, la longitud del *taper* se selecciona cercana a $\lambda/4$, esto es debido al hecho de que en el rango de frecuencias milimétricas esta longitud es suficiente para minimizar la pérdida por reflexión y permite mantener la distancia entre los parches (Deslandes, 2010). Así, el valor obtenido para la longitud del *taper* es de $l = 2.65 \text{ mm}$. Por último, el ángulo del *taper* obtenido para las dimensiones calculadas es $\phi = 4.53^\circ$.

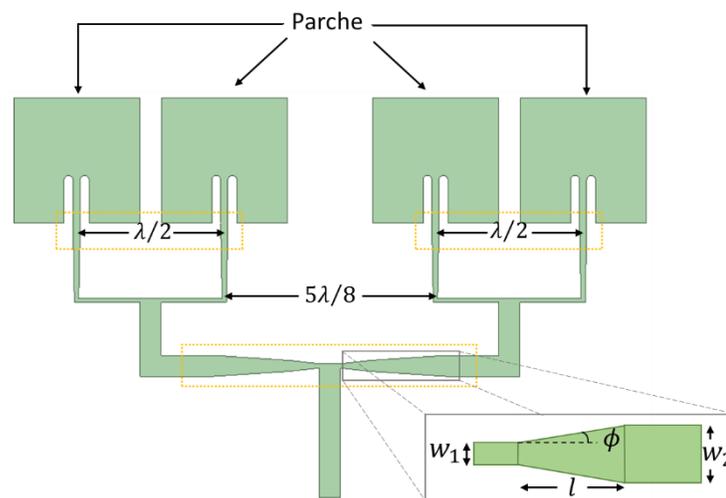


Figura 21. Arreglo 4x1 de antenas de parche propuesto utilizando transiciones basadas en *taper*.

3.4 Simulaciones de onda completa

Como se indicó previamente, se realizó la simulación de onda completa de cada uno de los diseños presentados. Esto con el propósito de validar las estructuras previo a su fabricación. El software utilizado para simular las antenas fue Ansys HFSS, mencionado anteriormente. Es importante destacar que para cada diseño de antena se utilizó el mismo procedimiento de simulación, simplemente cambiando la geometría de la antena.

Se comenzó implementando el modelo tridimensional de cada diseño en el software. Adicionalmente, con la finalidad de obtener resultados más apegados a la realidad se incluyó el conector en la simulación. En el software también se indicaron los materiales correspondientes para cada elemento de la estructura; RO4350B y cobre con la rugosidad reportada por el fabricante ($3.2 \mu m$) para la placa de PCB, y para el caso del conector, de acuerdo al fabricante éste tiene un pin de cobre berilio (BeCu) con chapa de oro, así como aleación de latón con chapa de níquel en el cuerpo del conector.

Todos estos materiales fueron configurados en HFSS. Finalmente, se definió un solo puerto con frecuencia de resolución de 24 GHz, considerando el tipo de solución terminal y un barrido de frecuencia de 18 GHz a 30 GHz. A manera de ejemplo de las estructuras implementadas en HFSS, en la Figura 22 se muestra el modelo implementado para la simulación de un parche, y se indican los principales elementos del diseño.

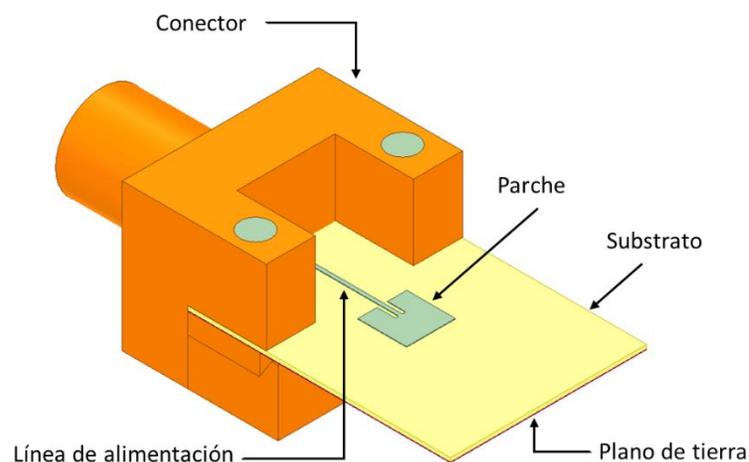


Figura 22. Modelo implementado en Ansys HFSS para la simulación de la antena de parche incluyendo el conector.

3.5 Fabricación

La fabricación de todas las antenas diseñadas se realizó en tecnología de PCB. Para ello, se utilizó la máquina de prototipado LPKF Pro S103, la cual permite hacer tarjetas mediante el uso de brocas para desbastar el material conductor (cobre) del substrato dieléctrico. Esta máquina es apta para realizar circuitos de radiofrecuencia y microondas, ya que, utilizando las brocas apropiadas, se obtiene una buena precisión en la geometría deseada. La máquina de prototipado trabaja con archivos tipo CAD (acrónimo de Diseño Asistido por Computadora), y HFSS no exporta geometrías en este tipo de archivos. Por esta razón, fue necesario primero exportar la geometría de las antenas y del substrato desde HFSS en formato dxf (acrónimo del inglés *Drawing Exchange Format*) y después utilizar otro software para convertir estos archivos a otros de tipo *gerber*, que contienen la información para la fabricación en PCB.

Finalmente, fueron estos archivos *gerber* los importados en el software con el que cuenta la máquina de LPKF. Este software indica cuáles brocas se utilizarán en el proceso, y muestra una vista previa del diseño y de la trayectoria a realizar. En la Figura 23 se muestra la fabricación de una antena de parche utilizando la máquina de prototipado. Cabe destacar que de cada diseño se fabricaron dos placas, lo anterior para verificar repetibilidad. Al finalizar la fabricación, se verificaron las dimensiones con un microscopio.

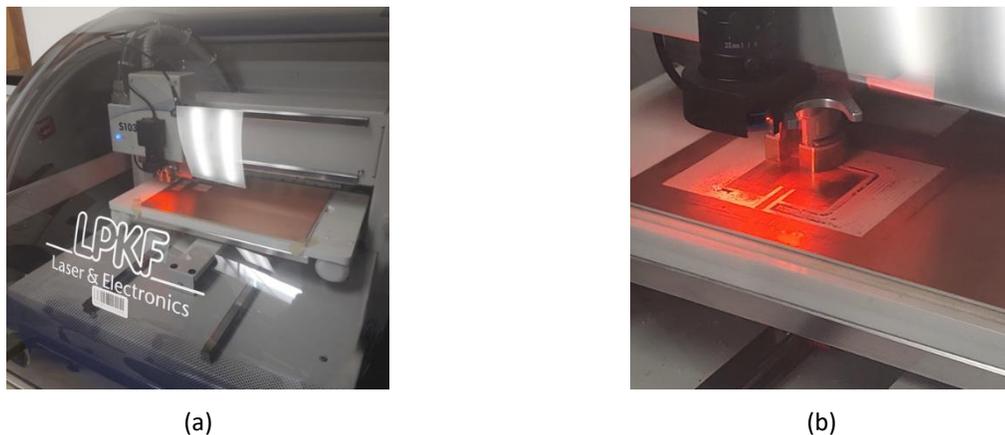


Figura 23. Fabricación de una antena de parche con una máquina LPKF. Se muestra (a) una vista de la máquina iniciando el desbastado y (b) un acercamiento durante el proceso.

3.6 Medición de parámetro S

Para la medición de parámetros S se utilizó el analizador de redes vectorial (VNA por sus siglas en inglés) Keysight PNA-X, modelo N5245B que se encuentra en el laboratorio de altas frecuencias del CICESE. Este

equipo tiene la capacidad de realizar mediciones en un rango de frecuencia de 10 MHz a 50 GHz (Keysight Technologies, 2021). Como se muestra en el esquema de la Figura 24, para conectar la antena al VNA se utilizó el conector de borde Southwest mencionado anteriormente (ver Figura 17), así como un cable semirrígido tipo K (capaz de medir hasta 40 GHz).

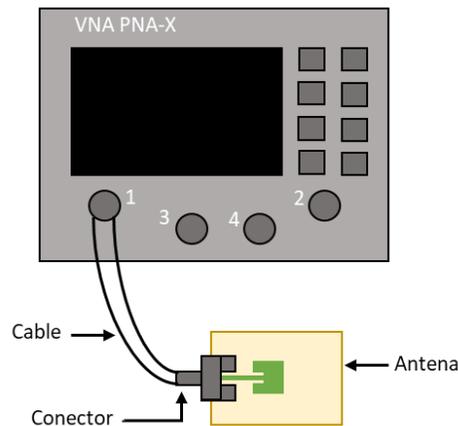


Figura 24. Esquema de medición de la antena de parche utilizando el analizador de redes vectoriales PNA-X.

Para corregir errores sistemáticos (propios del sistema) fue necesario calibrar el VNA utilizando estándares de calibración conocidos (Pulido, 2012). Como solo se calibró un puerto, se utilizó la técnica SOL (*Short-Open-Load*) empleando el kit de calibración Keysight, modelo 85052D Economy que tiene una frecuencia de operación de DC hasta 26.5 GHz (Keysight, 2023). Se utilizaron los siguientes parámetros de calibración:

- Rango de frecuencia: 18 GHz – 30 GHz
- Potencia: -15 dBm
- Puntos: 2000
- Ancho de banda de frecuencia intermedia: 100 kHz

Del resultado de la calibración se observó un punto en el centro de la carta de Smith, lo cual indica que la impedancia del sistema se adaptó a la impedancia de referencia, ya que ambas coinciden. Lo anterior, señala que la calibración se realizó correctamente. Después de esto, se procedió a medir el parámetro S_{11}

de cada antena fabricada y guardar la respuesta en archivos de formato touchstone, para su posterior análisis.

3.7 Arreglo de antena de radar comercial

Como se mencionó anteriormente, los arreglos de antenas de parche son ampliamente utilizados en aplicaciones de radar; gracias a ello, fue posible encontrar una plataforma de radar comercial que opera a la misma frecuencia que la propuesta (24 GHz) y que, además, utiliza un arreglo de antenas de parche sobre el mismo sustrato dieléctrico (ver Figura 25). El fin de utilizar esta plataforma es para validar mediante comparación los resultados de simulación y de medición del diseño propuesto, con el arreglo de antenas implementado en un radar comercial. Debido a que las antenas del radar comercial están embebidas en todo un sistema fabricado en placas multicapa, fue necesario extraer la geometría de las antenas. Para esto, se midió todo el arreglo con el microscopio Mitutoyo, modelo 176-901-1A y para este arreglo, se replicó el proceso descrito anteriormente para las antenas diseñadas (simularlas en el software HFSS, fabricarlas en la máquina de prototipado LPKF y medirlas en el VNA).

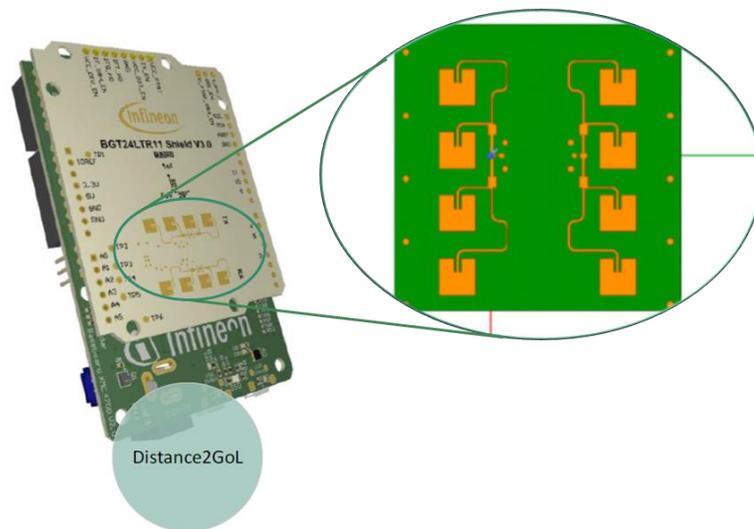


Figura 25. Plataforma de radar comercial Infineon Distance2GoL (Infineon, 2023).

Capítulo 4. Resultados

Las placas resultantes del proceso de fabricación empleando la máquina de prototipado LPKF mencionado en el capítulo anterior, se muestran en la Figura 26.

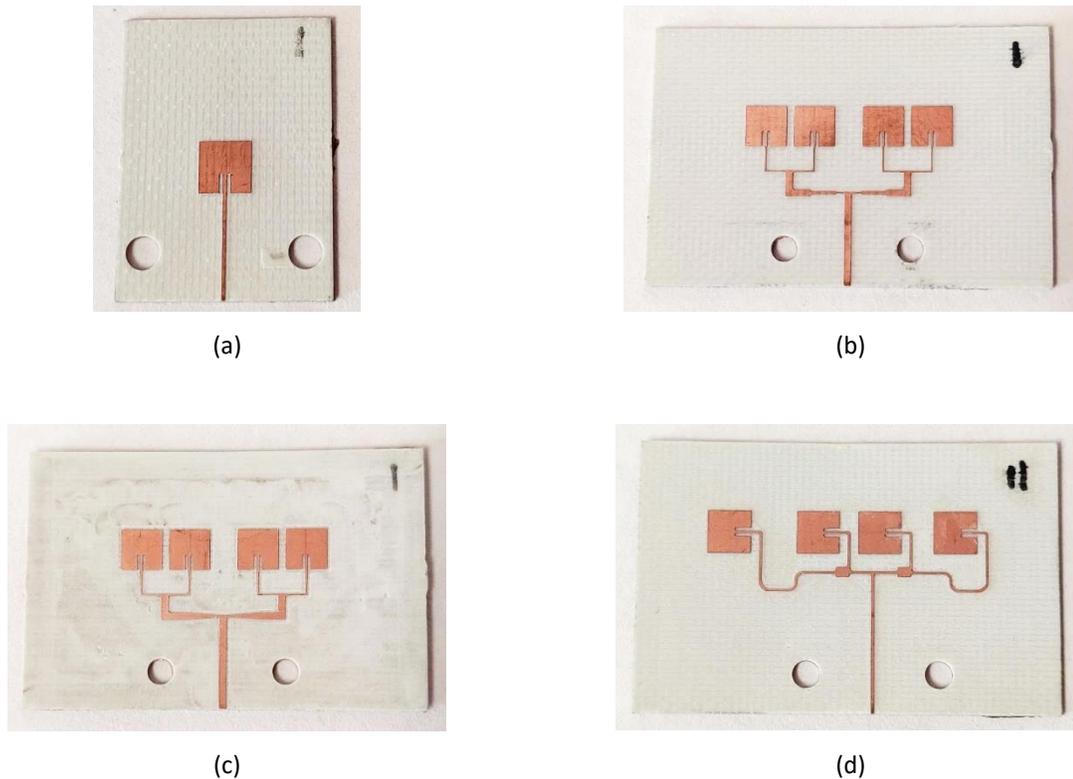


Figura 26. Diseños fabricados. (a) Antena de parche, (b) arreglo 4x1 utilizando transformadores de $\lambda/4$, (c) arreglo 4x1 utilizando transiciones tipo *taper* y (d) arreglo 4x1 del radar comercial.

Después de obtener los parámetros S a partir de las simulaciones de cada antena mencionada en el capítulo anterior y de todas las mediciones realizadas con el analizador de redes vectorial (VNA) de las antenas fabricadas, se procedió al análisis de los datos. A continuación, se presentan los resultados.

4.1 Antena de parche

Comenzando con la estructura más simple, en la Figura 27 se muestra el coeficiente de reflexión o parámetro S_{11} de la antena de parche simulada (línea continua color azul) y medida (línea color negro con

cuadrados). Cabe destacar que para una mayor claridad en las gráficas de coeficiente de reflexión se incorporó la imagen de la antenna a la que corresponden los datos. En la Figura 27 se observa que en la medición se obtuvo una menor adaptación que en la simulación, los valores en dB son de -16.28 y -18.55 . También es visible un pequeño desfase en frecuencia, ya que de medición se obtuvo una frecuencia de resonancia de 24.29 GHz, en cambio en la simulación es de 24.12 GHz. El ancho de banda entre la respuesta medida y simulada es semejante, ya que se tiene un valor de 2.18% y 2.16% , respectivamente.

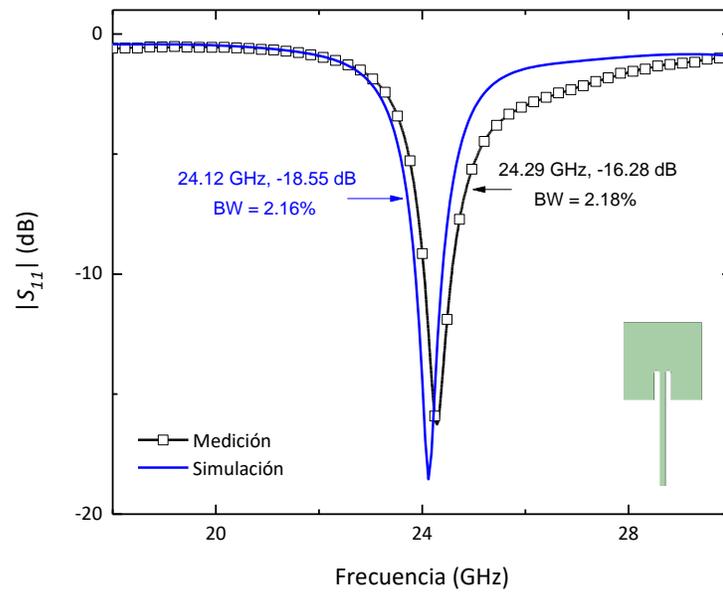


Figura 27. Comparación entre el parámetro S_{11} obtenido de simulación y de medición de la antenna de parche.

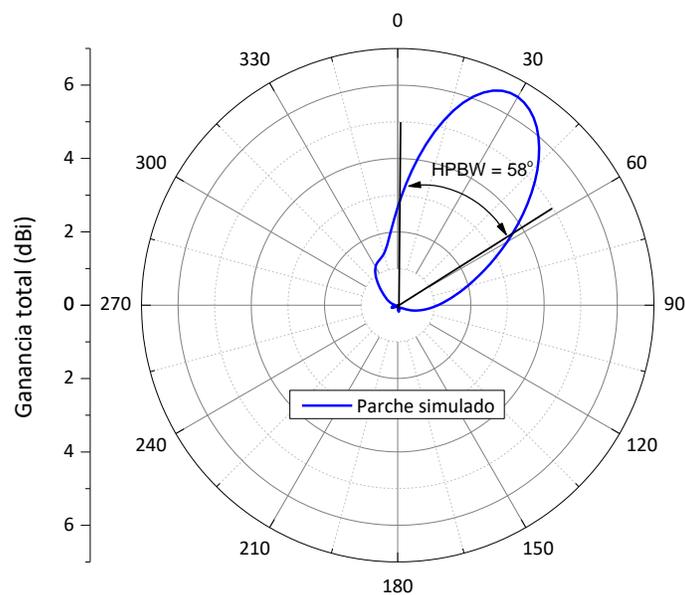


Figura 28. Patrón de radiación de la antenna de parche.

Otro parámetro importante en las antenas es el patrón de radiación (ver sección 2.1.2), por esta razón también se analizó esta respuesta en el plano de elevación para cada antena propuesta. En la Figura 28 se observa el patrón de radiación de la antena de parche, el cual presenta una magnitud de la ganancia total de 6.56 dBi a 30° y un ancho de haz de media potencia de 58°.

4.2 Arreglo 4x1 de antenas (impedancia escalonada)

Continuando con el análisis de las antenas propuestas, en la Figura 29 se muestra el coeficiente de reflexión simulado (línea continua color rojo) y medido (línea color negro con puntos). En este caso, los resultados fueron más consistentes al comparar la simulación y la medición, ya que las frecuencias de resonancia son 24.29 GHz y 24.31 GHz, respectivamente.

En cuanto a la adaptación, el coeficiente de reflexión es de -19.38 dB en la simulación y -18.96 dB en la medición de la antena fabricada, así como un ancho de banda de 2.92% y 3.09% en los resultados de simulación y medición. Otro aspecto favorable es el patrón de radiación de la Figura 30, ya que como se esperaba, el arreglo de antenas es más directivo que el de la antena de parche. Dicho patrón de radiación muestra una magnitud de la ganancia total de 10.03 dBi a 0° y un ancho de haz de media potencia de 32°.

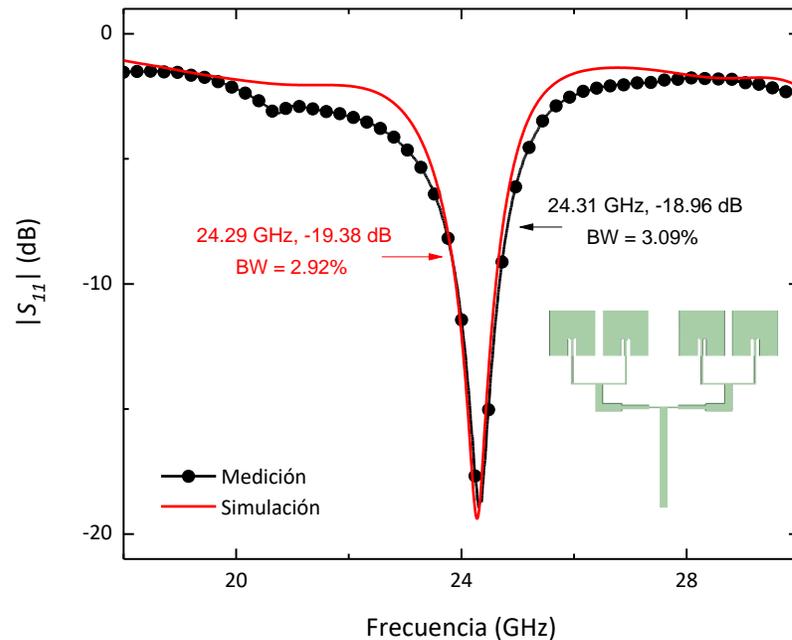


Figura 29. Comparación entre el parámetro S_{11} obtenido de simulación y de medición del arreglo 4x1 de antenas mostrado en la Figura 20 (impedancia escalonada).

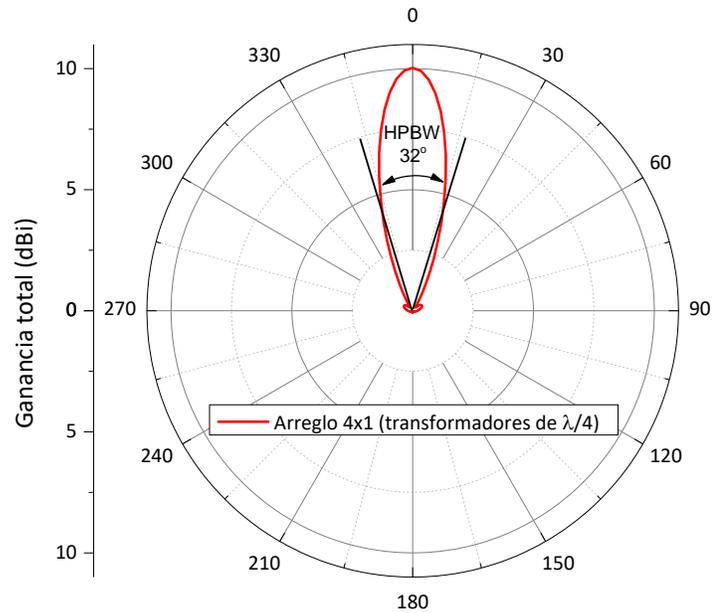


Figura 30. Patrón de radiación del arreglo 4x1 de antenas (impedancia escalonada).

4.3 Arreglo 4x1 de antenas (transiciones tipo *taper*)

Otro arreglo de antenas propuesto fue el arreglo 4x1 con transiciones tipo *taper* mostrado en la Figura 21. El parámetro S_{11} medido y simulado de este arreglo se muestra en la Figura 31.

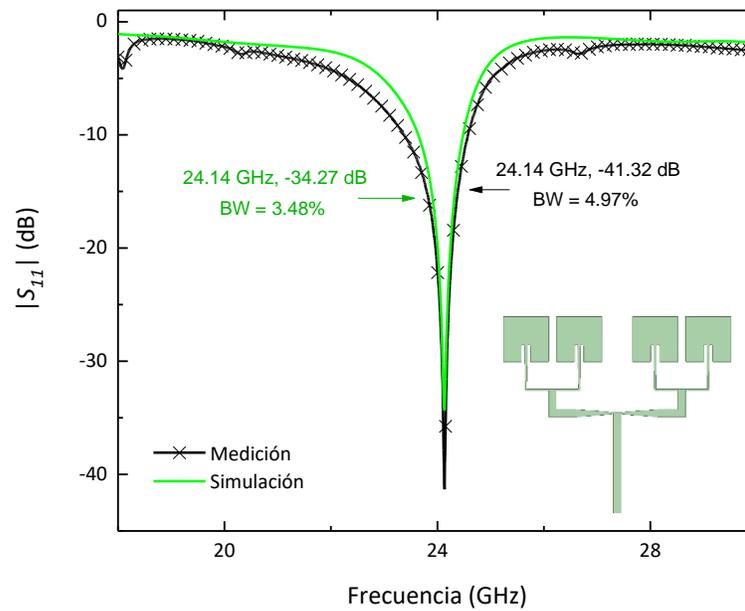


Figura 31. Comparación entre el parámetro S_{11} obtenido de simulación y de medición del arreglo 4x1 de antenas de la Figura 21 (*taper*).

Se observa que en este caso hay mejor adaptación en la medición del arreglo fabricado que en la simulación de onda completa, se tiene -41.32 dB y -34.27 dB para cada caso. La frecuencia de resonancia es la misma para la medición y la simulación, el valor es de 24.14 GHz.

Por otro lado, el ancho de banda aumentó considerablemente comparado con los otros diseños, ya que se tienen valores de 3.48% y 4.97% para la simulación y medición, respectivamente. El patrón de radiación de la Figura 32 tiene una magnitud de ganancia total de 10.45 dBi a 0°, además de lóbulos laterales mínimos. Al igual que en la respuesta de la Figura 30, el ancho de haz de media potencia es de aproximadamente 32°.

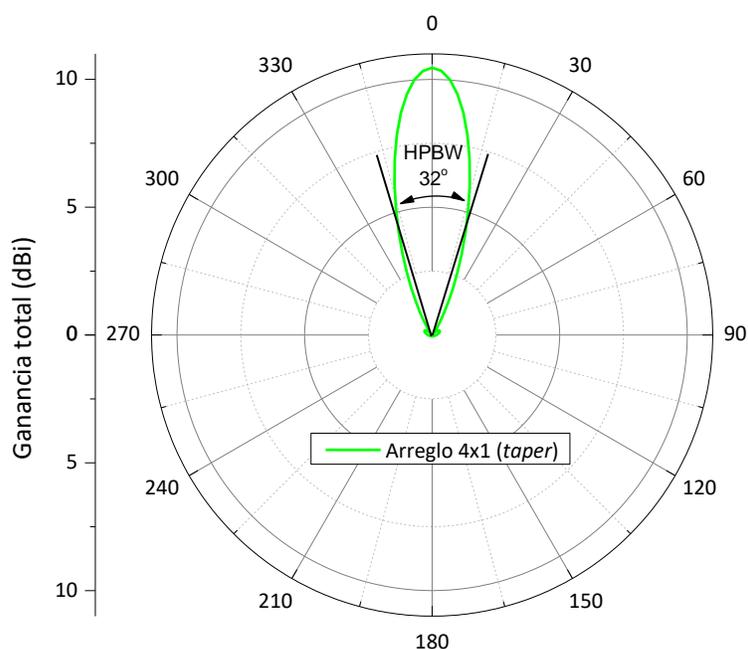


Figura 32. Patrón de radiación del arreglo 4x1 de antenas (*taper*).

4.4 Comparación de antena de parche simple y arreglos 4x1 de antenas (impedancia escalonada y con *taper*)

Una vez obtenidos los resultados de cada diseño, se compararon los tres diseños tanto en coeficiente de reflexión como en patrón de radiación. En la Figura 33 se muestran las curvas del parámetro S_{11} resultantes de las simulaciones electromagnéticas, es evidente que al utilizar transiciones tipo *taper* (línea verde) en el arreglo de antenas mejora significativamente la adaptación, ya que la respuesta del arreglo de antenas con transformadores de $\lambda/4$ (línea roja) es similar a la de antena de un solo parche (línea azul).

Como las simulaciones se apegaron a las condiciones esperadas en las pruebas experimentales, no es extraño que el mismo comportamiento ocurra en la gráfica de coeficiente de reflexión de las antenas fabricadas y medidas con el VNA (ver Figura 34).

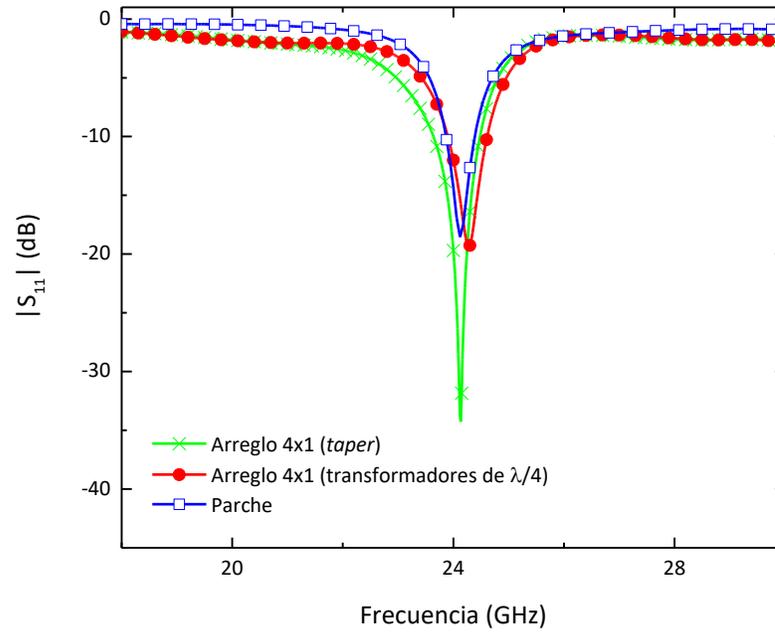


Figura 33. Comparación entre el parámetro S_{11} obtenido de las simulaciones de antena de parche y arreglos 4x1 de antenas (impedancia escalonada y *taper*).

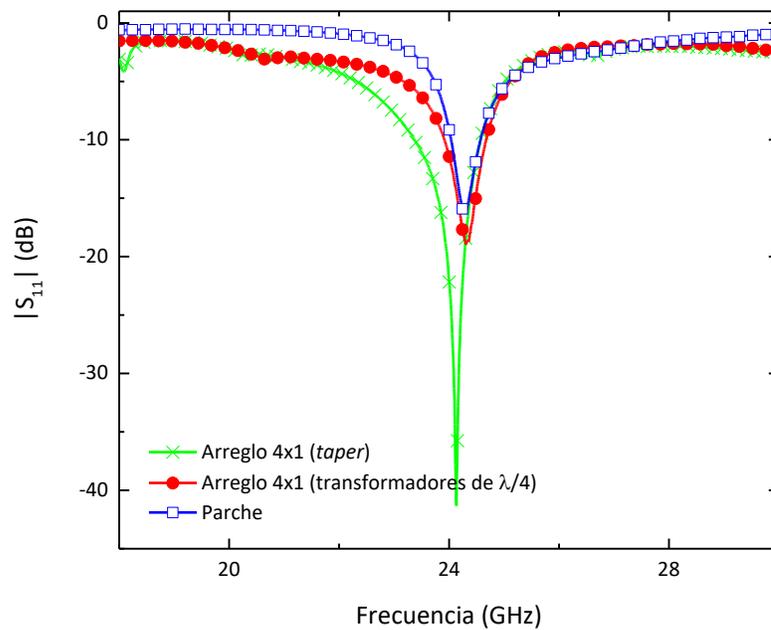


Figura 34. Comparación entre el parámetro S_{11} obtenido de las mediciones de antena de parche y arreglos 4x1 de antenas (impedancia escalonada y *taper*).

Un aspecto interesante a mencionar, es que a pesar de que el efecto de agregar transiciones tipo *taper* en el arreglo de antenas es significativo en el coeficiente de reflexión. Al comparar el patrón de radiación de los arreglos de antenas (ver Figura 35), existe solo un incremento de 0.42 dBi en la magnitud de la ganancia total. A pesar de ello, ambos resultados son muy favorables al compararlos con el patrón de radiación resultante de la antena de parche.

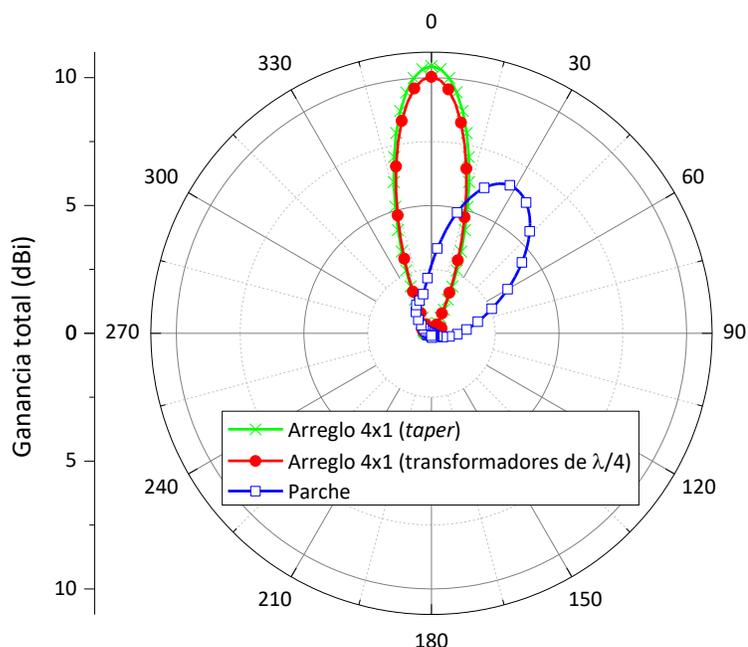


Figura 35. Comparación entre el patrón de radiación obtenido de las simulaciones de antena de parche y arreglos 4x1 de antenas (impedancia escalonada y *taper*).

4.5 Comparación de arreglos 4x1 de antena (con *taper* y antena de radar comercial)

Después de comparar los arreglos de antenas utilizando transformadores de $\lambda/4$ y *taper* (Figuras 20 y 21), se procedió a comparar el arreglo 4x1 de antena propuesto con un arreglo de antenas usado en la plataforma de radar comercial Infineon Distance2GoL, con el fin de validar los resultados obtenidos en comparación con un dispositivo que se encuentra en el mercado.

En la Figura 36 se observa el coeficiente de reflexión de la simulación de dicha antena de radar (línea gris) y se puede ver que a pesar de que la respuesta presenta más ruido (sobre todo a baja frecuencia), el comportamiento es semejante al obtenido en el arreglo de antenas con transiciones tipo *taper*, ya que se muestra una adaptación de -32.87 dB a 24.12 GHz y un ancho de banda de 3.90%.

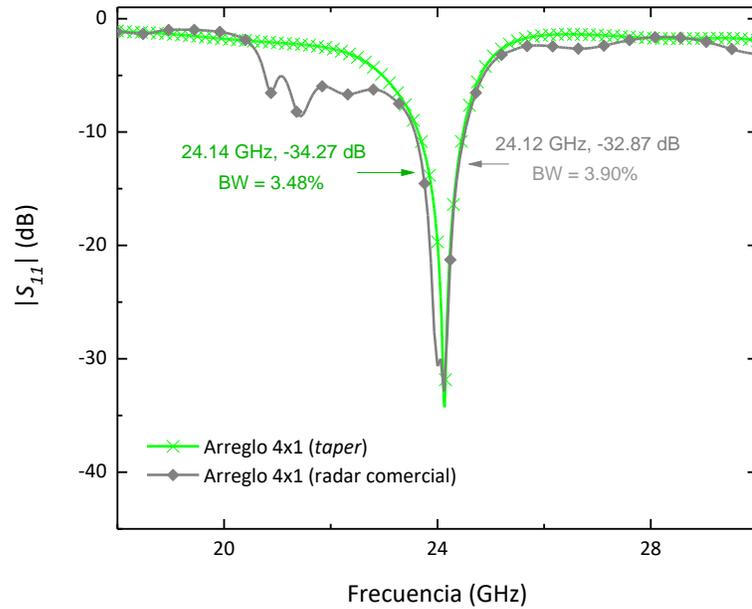


Figura 36. Comparación entre el parámetro S_{11} obtenido de las simulaciones de arreglos 4x1 de antenas (*taper* y radar comercial).

Por otro lado, al comparar el coeficiente de reflexión de las antenas medidas con el VNA (ver Figura 37), se obtiene un comportamiento con más resonancias y un ancho de banda más estrecho, ya que tiene un valor de 2.92%. Sin embargo, la resonancia de interés se encuentra en 24.65 GHz con una adaptación de -33.24 dB para el caso del arreglo de antenas del radar comercial.

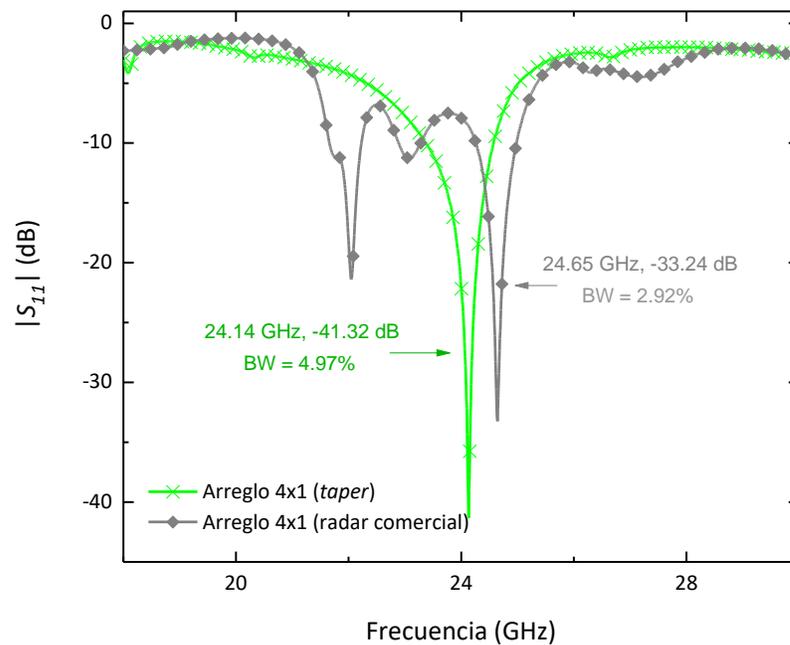


Figura 37. Comparación entre el parámetro S_{11} obtenido de las mediciones de arreglos 4x1 de antenas (*taper* y radar comercial).

Por último, en la Figura 38 se compara el patrón de radiación del arreglo de antena propuesto y el arreglo de antena presente en el radar comercial, para este último se tiene una magnitud de ganancia total de 8.37 dBi a 4° y un ancho de haz de media potencia de 26°, siendo el resultado más directivo de todos los diseños.

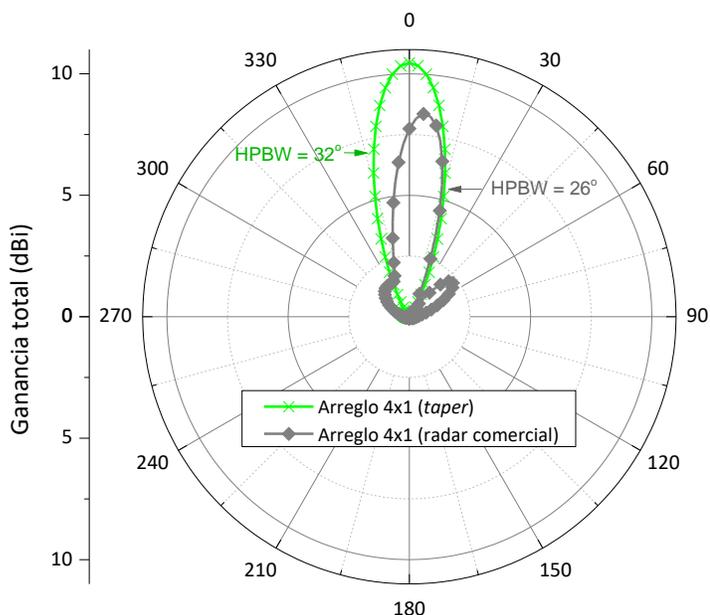


Figura 38. Comparación entre el patrón de radiación obtenido de las simulaciones de arreglos 4x1 de antenas (*taper* y radar comercial).

Con el fin de plasmar los resultados descritos anteriormente de forma más clara, en la Tabla 5 se muestran los valores de frecuencia de resonancia, valor de adaptación y ancho de banda de los diseños simulados y medidos.

Tabla 5. Tabla comparativa del coeficiente de reflexión obtenido.

Estructura	f_r (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	BW (%)
Parche simulado	24.12	-18.55	2.16
Parche medido	24.29	-16.28	2.18
Arreglo 4x1 (transformador de $\lambda/4$) simulado	24.29	-19.38	2.92
Arreglo 4x1 (transformador de $\lambda/4$) medido	24.31	-18.96	3.09
Arreglo 4x1 (<i>taper</i>) simulado	24.14	-34.27	3.48
Arreglo 4x1 (<i>taper</i>) medido	24.14	-41.32	4.97
Arreglo 4x1 (radar comercial) simulado	24.12	-32.87	3.90
Arreglo 4x1 (radar comercial) medido	24.65	-33.24	2.92

De forma similar, en la Tabla 6 se resumen los resultados de los gráficos de patrón de radiación de las simulaciones presentadas.

Tabla 6. Tabla comparativa del patrón de radiación obtenido.

Estructura	Lóbulo principal		
	Magnitud (dBi)	Ángulo (grados)	HPBW (grados)
Parche	6.56	30	58
Arreglo 4x1 (transformador de $\lambda/4$)	10.03	0	32
Arreglo 4x1 (<i>taper</i>)	10.45	0	32
Arreglo 4x1 (radar comercial)	8.37	4	26

Capítulo 5. Discusión y conclusiones

En este trabajo se diseñaron múltiples antenas que operan a 24 GHz, sin embargo, trabajar a esta frecuencia fue todo un reto por el reciente auge comparado con otras frecuencias de operación más bajas. Algunas de las limitaciones presentadas fueron el costo del material a esa frecuencia, ya que, como es sabido, entre mayor sea la frecuencia incrementan los precios, pues la manufactura es más especializada. Fue de gran ayuda que la empresa Rogers® proporcionara muestras de los substratos dieléctricos utilizados para la fabricación de estas antenas, sin embargo la elección de los conectores no fue una tarea trivial, ya que intervinieron muchos factores, entre ellos su disponibilidad a la frecuencia de operación con las dimensiones requeridas de acuerdo a los cálculos de diseño, tiempos de entrega al realizar una compra de pocas unidades, y el tipo conector considerando la técnica de alimentación seleccionada.

Aunado a ello, las antenas diseñadas debían tener dimensiones fabricables de acuerdo a las tolerancias manejadas por la máquina de prototipado LPKF utilizada. Para corroborar los parámetros mencionados anteriormente y a la vez un buen comportamiento de la antena, fue de gran ayuda implementar modelos tridimensionales en el software de simulación electromagnética HFSS, gracias a ello fue posible ajustar el largo de la línea de alimentación. Sin embargo, el tiempo de simulación era considerable, sobre todo para las antenas con estructuras más elaboradas.

El análisis de las antenas comenzó comparando el coeficiente de reflexión de la antena de parche simulada y medida. Se realizó el proceso de calibración del VNA con la finalidad de obtener resultados precisos y confiables, sin embargo, en la Figura 27 se observa un desfase de 170 MHz entre ambas frecuencias de resonancia y una variación del ancho de banda de 0.02%, lo anterior debido a múltiples factores, como las tolerancias en el proceso de fabricación, el entorno de medición o incluso la precisión del modelo utilizado en la simulación (sobre todo el efecto del conector, ya que las dimensiones proporcionadas por el fabricante son las mínimas necesarias para el diseño tridimensional realizado). Es por ello, que pueden resultar variaciones entre el resultado de simulación electromagnética y el resultado de las mediciones.

Dichos desfases en frecuencia ya no son apreciables en las Figuras 29 y 31, las cuales corresponden a las comparaciones de simulación y medición de los diseños 4x1 de antena empleando tradiciones de impedancia escalonada y *taper*, respectivamente. Este comportamiento puede ser a que el proceso de fabricación fue más delicado y meticuloso al ser diseños más complejos, comparado con el de la antena de parche.

En el patrón de radiación simulado para la antena de parche (Figura 28) se observa un desfase de 30 grados en el haz principal, cabe destacar que todos los patrones de radiación fueron simulados en el plano de elevación. El desfase del haz puede ser generado por la tolerancia de la geometría del parche o el largo de la línea de alimentación y su ubicación en el sustrato dieléctrico. Aquí radica la importancia de una correcta fabricación de los diseños.

Por otro lado, los patrones de radiación de los arreglos de antenas (presentados en las Figuras 30 y 32) son respuestas similares en términos de forma y directividad, parámetros con los cuales está relacionado el ancho de haz de media potencia, es por ello que comparten un ángulo de 32° y un haz principal centrado en 0° . La magnitud de la potencia radiada no afecta directamente el ángulo de HPBW, lo anterior se observa en el arreglo de antena que implementa transiciones tipo *taper*, ya que se tiene un aumento en magnitud de 0.42 dBi comparado con el diseño de impedancia escalonada. La comparación entre los diseños se puede observar claramente en la Figura 35.

En las comparaciones del parámetro S_{11} de los diseños de antenas simuladas y medidas mostradas en las Figuras 33 y 34 se observa que el implementar transiciones tipo *taper* mejora significativamente la adaptación, lo anterior se debe a que el *taper* reduce gradualmente la diferencia de impedancia de la línea y distribuye la energía de forma más uniforme en toda la antena, esto ayuda a minimizar las reflexiones de las ondas electromagnéticas en las transiciones de la red de acoplamiento, y por tanto a disminuir las pérdidas de la energía.

Cabe destacar que las transiciones tipo *taper* son una técnica empleada comúnmente a bajas frecuencias (menores a 5GHz), sin embargo, no suelen ser un método utilizado a frecuencias mayores. En este caso al emplearlas en el arreglo de antenas se obtuvieron mediciones del coeficiente de reflexión de -34.27 dB a 24.14 GHz comparado con las mediciones de los arreglos de antenas utilizando transiciones de transformadores de $\lambda/4$, las cuales resultaron en -18.96 dB a 24.31GHz.

También se muestra la comparación de coeficiente de reflexión del arreglo propuesto (con transiciones tipo *taper*) y del arreglo presente en un radar comercial (Figuras 36 y 37). En la respuesta simulada del arreglo comercial se notan resonancias parásitas, lo cual se atribuye a que las dimensiones fueron medidas a través de un microscopio y posteriormente implementadas en el software de simulación, con lo cual puede haber variación en la precisión de dimensiones de los parches y ubicación de los mismos. Es por ello que en la respuesta se pueden percibir resonancias parásitas, al igual que un pequeño desplazamiento de 4 grados en el ángulo del haz principal al comparar los patrones de radiación (ver Figura 38).

También se puede observar que el arreglo de antenas usado en el radar Infineon presenta una respuesta más directiva y un HPBW menor, pero con una magnitud de ganancia menor, lo cual indica una cobertura más limitada, una menor capacidad para captar las señales débiles y una menor eficiencia en la transmisión. Además, el arreglo de antenas de Infineon tiene mayor radiación en direcciones distintas al haz principal, es decir, lóbulos laterales más prominentes, esto significa que la energía se está dispersando más ampliamente en el espacio, por lo que puede ser más susceptible a interferencias o señales no deseadas provenientes de ángulos fuera del rango del haz principal. Esto es importante en el ámbito de la sección cruzada de radar (RCS, por las siglas en inglés de *Radar Cross Section*) ya que ésta define la capacidad de un radar para detectar y rastrear un objeto. En este caso, el arreglo de antenas de Infineon está sacrificando parte de su capacidad de concentración de energía para lograr una respuesta más directiva y un HPBW menor.

Al comparar el arreglo de antenas propuesto con el arreglo de antenas presente en la plataforma de radar comercial se observó que el comportamiento de los arreglos diseñados es apto para aplicaciones de radar. Así, el arreglo de antena propuesto es útil para aplicaciones que necesiten detectar objetos a distancias más lejanas y abarcar un rango más amplio de trabajo, comparado con el arreglo de antenas de Infineon. Con este trabajo se pretende sentar las bases para futuras investigaciones y desarrollos en el campo de las antenas, tanto en los diseños de antenas de parche como con otros tipos de antenas.

Capítulo 6. Trabajo a futuro

Con base en los resultados obtenidos en este trabajo se observan múltiples áreas de oportunidad para darle continuidad a este tema de investigación. Una de las propuestas de trabajo a futuro es el análisis de la técnica de alimentación coaxial para excitar las antenas de parche. Partiendo de la hipótesis que la excitación coaxial reduce la radiación parásita en la red de alimentación, lo que mejora la eficiencia y la directividad del patrón de radiación de la antena. Es por eso que se propone como trabajo a futuro.

Otro de los trabajos a futuro derivados de esta tesis es realizar las mediciones del patrón de radiación de los diseños de antenas dentro de un ambiente controlado, como lo es una cámara anecoica. Para ello, es necesario caracterizar una antena de referencia que opere a la frecuencia de operación de las antenas diseñadas.

Por último, implementar el arreglo de antenas con transiciones tipo *taper* en un sistema de transmisión/recepción (Tx/Rx) y validar su operación en un radar funcional es considerado el trabajo a futuro con el que se le daría cierre a la validación de estas propuestas.

Literatura citada

- Abdulhussein, A. M., Khidhir, A. H., & Naser, A. A. (2021). Design and implementation of microstrip patch antenna using inset feed technique for 2.4 GHz applications. *Int. J. of Microwave and Optical Technology*, 16(4).
- Alwareth, H., Ibrahim, I. M., Zakaria, Z., Al-Gburi, A. J. A., Ahmed, S., & Nasser, Z. A. (2022). A wideband high-gain microstrip array antenna integrated with frequency-selective surface for Sub-6 GHz 5G applications. *Micromachines*, 13(8), 1215. <https://doi.org/10.3390/mi13081215>
- Ansys. (2023). Ansys HFSS. Consultado el 10 de marzo de 2023. <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>
- Arora, A., Khemchandani, A., Rawat, Y., Singhai, S., & Chaitanya, G. (2015). Comparative study of different feeding techniques for rectangular microstrip patch antenna. *International Journal of Innovative research in electrical, electronics, instrumentation and control Engineering*, 3(5), 32–35. <https://doi.org/10.17148/IJIREEICE.2015.3509>
- Balanis, C. A. (2016). *Antenna theory: analysis and design* (4th ed.). John Wiley & sons.
- Buendia, A., & Jiménez, M. (2015). Estudio paramétrico de separación entre antenas de parche rectangulares (3.5 GHz) [Tesis de licenciatura]. Instituto Politécnico Nacional. Repositorio institucional: <http://tesis.ipn.mx/handle/123456789/22168>
- Cardama, A., Jofre, L., Rius, J. M., Romeu, J., Blanch, S. & Ferrando, M. (2002). *Antenas* (2da ed). Universitat Politècnica de Catalunya.
- Chakravarthy, S. S., Sarveshwaran, N., Sriharini, S., & Shanmugapriya, M. (2016). Comparative study on different feeding techniques of rectangular patch antenna. 2016 Thirteenth International Conference on Wireless and Optical Communications Networks (WOCN), 1–6 <https://doi.org/10.1109/wocn.2016.7759032>
- Chang, K. (2005). *Encyclopedia of RF and microwave engineering*. John Wiley & sons.
- Chen, L. F., Ong, C. K., Neo, C. P., Varadan, V. V., & Varadan, V. K. (2004). *Microwave electronics: measurement and materials characterization*. John Wiley & Sons.
- Deslandes, D. (2010, May). Design equations for tapered microstrip-to-substrate integrated waveguide transitions. In 2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium 704–707. IEEE. <https://doi.org/10.1109/MWSYM.2010.5517884>
- Dey, S., Koul, S. K., Poddar, A. K., & Rohde, U. L. (2021). Frequency and bandwidth tunable reliable MEMS bandpass filter for 24 GHz radar applications. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 31(6). <https://doi.org/10.1002/mmce.22662>
- Groiss, S., Bardi, I., Biro, O., Preis, K., & Richter, K. R. (1996). Parameters of lossy cavity resonators calculated by the finite element method. *IEEE Transactions on Magnetics*, 32(3), 894–897. <https://doi.org/10.1109/20.497385>
- Hall, S. H., & Heck, H. L. (2009). *Advanced signal integrity for high-speed digital designs*. John Wiley & Sons.

- Hayt, W. H., Buck, J. A., & Pedraza, C. R. C. (2006). *Teoría electromagnética* (4ta ed.). McGraw-Hill.
- Hertleer, Carla. (2009). Design of planar antennas based on textile materials [Engineering Doctoral Thesis]. Ghent University. <http://hdl.handle.net/1854/LU-789983>
- Infineon. (2023). Demo Distance2GoL. Consultado el 10 de febrero de 2023. <https://www.infineon.com/cms/en/product/evaluation-boards/demo-distance2gol/>
- Infineon. (2021). 24 GHz transceiver: BGT24LTR11 [Informe de aplicación No. AN615]. Consultado el 04 de septiembre de 2022. https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Distance2GoL_Application_Note_AN615-ApplicationNotes-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d46278d64ffd0178db047b496acf
- Jia, Y., Liu, Y., & Zhang, Y. (2019). A 24 GHz microstrip antenna array with large space and narrow beamwidth. *Microwave and Optical Technology Letters*, 62(4), 1615–1620. <https://doi.org/10.1002/mop.32190>
- Johnson, H. W., & Graham, M. (2003). *High-speed signal propagation: advanced black magic*. Prentice Hall Professional.
- Kamal, M. M., Yang, S., Kiani, S. H., Anjum, M. R., Alibakhshikenari, M., Arain, Z. A., Jamali, A. A., Lalbakhsh, A. & Limiti, E. (2021). Donut-shaped mmWave printed antenna array for 5G technology. *Electronics*, 10(12), 1415. <https://doi.org/10.3390/electronics10121415>
- Keysight Technologies. (2021). Keysight 2-port and 4-port: PNA-X network analyzer. [Data sheet]. Consultado el 16 de febrero de 2023. <https://www.keysight.com/us/en/assets/3121-1217/data-sheets/2-Port-and-4-Port-PNA-X-Network-Analyzer.pdf>
- Keysight Technologies. (2023). User's guide & service guide 85052D - 3.5 mm economy calibration kit. [Manual de usuario]. Consultado el 18 de febrero de 2023. <https://www.keysight.com/us/en/assets/9018-01142/service-manuals/9018-01142.pdf>
- Krishna, C. M., Satapathy, E. J., Suguna, N., Saravanakumar, R., Golait, M., & Narayan, P. (2022). Tapered Fed Modified Patch Antenna for SWB Communications Using DGS. In *International Conference on Microelectronic Devices, Circuits and Systems* 1743, 3–14. Cham: Springer Nature Switzerland. https://doi.org/10.1007/978-3-031-23973-1_1
- Lee, K. F., & Tong, K.-F. (2015). Microstrip patch antennas. *Handbook of antenna technologies*, 1–55. https://doi.org/10.1007/978-981-4560-75-7_29-1
- Luk, K. M., Mak, C. L., Chow, Y. L., & Lee, K. F. (1998). Broadband microstrip patch antenna. *Electronics Letters*, 34(15), 1442–1443. <https://doi.org/10.1049/el:19981009>
- Malviya, L., & Gupta, P. (2021). Millimeter wave high-gain antenna array for wireless applications. *IETE Journal of Research*, 1-10. <https://doi.org/10.1080/03772063.2021.1903346>
- Matin, M. A., & Sayeed, A. I. (2010). A design rule for inset-fed rectangular microstrip patch antenna. *WSEAS Transactions on Communications*, 9(1), 63–72.

- Méndez, G. (2018). Modelos para la representación de las propiedades de propagación de ondas electromagnéticas en líneas de transmisión en los diferentes niveles de un sistema electrónico [Tesis de Doctorado en Ciencias]. Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica. Repositorio institucional: <http://inaoe.repositorioinstitucional.mx/jspui/handle/1009/1678>
- Nair, A. R., Singh, B. A., & Thakur, S. S. (2015, May). Design of rectangular microstrip 4x2 patch array antenna at 2.4 GHz for WLAN application. In 2015 Second International Conference on Advances in Computing and Communication Engineering 53–56. IEEE. <https://doi.org/10.1109/ICACCE.2015.18>
- Panda, J. R., & Kshetrimayum, R. S. (2009). Notched antenna with triangular tapered feed lines for tri-band operation. *International Journal of Recent Trends in Engineering*, 1(3), 277.
- Pandey, A. (2019). *Practical microstrip and printed antenna design*. Artech House.
- Pozar, D. M. (2012). *Microwave engineering* (4th ed.). John Wiley & sons.
- Pulido, M. A. (2012). Investigación e implementación de la técnica de calibración Line-Reflect-Reflect-Match (LRRM) [Tesis de Maestría en Ciencias]. Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California. Repositorio institucional: <http://cicese.repositorioinstitucional.mx/jspui/handle/1007/222>
- RF elements s.r.o. (2020). *Sector antennas 101 - patch arrays* [Archivo de Vídeo]. Consultado el 19 de octubre de 2022. <https://www.youtube.com/watch?v=exG86Rf3100>
- Rogers Corporation. (2022). RO4350B™ laminates. Consultado el 12 de diciembre de 2022. <https://www.rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/ro4000-series-laminates/ro4350b-laminates>
- Sarkar, M., Singh, A., Gupta, S., & Hassanien, A. E. (2020). Smart antenna design for high-speed moving vehicles with minimum return loss. *International Journal of Communication Systems*, 4414. <https://doi.org/10.1002/dac.4414>
- Shariff, B. G. P., Ali, T., Mane, P. R., & Kumar, P. (2022). Array antennas for mmWave applications: a comprehensive review. *IEEE Access*, 10, 126728–126766. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3226272>
- Southwest microwave. (2012, September 26). 2.92 mm (K) connectors, 40 GHz. Consultado el 16 de enero de 2023. <https://mpd.southwestmicrowave.com/product-category/2-92mm-k-connectors/>
- Srihari, P., & Vandana, G. S. (2021). Experimental study of 24GHz Sense2GoL pulse radar sensor for human vital sign measurement. In 2021 IEEE International Conference on Electronics, Computing and Communication Technologies (CONECCT) IEEE. <https://doi.org/10.1109/CONECCT52877.2021.9622579>
- Straw R. D. (2000). *The ARRL antenna book* (19th ed.). The American Radio Relay League, Inc.
- Stutzman, W. L., & Thiele, G. A. (2013). *Antenna theory and design* (3rd ed.). John Wiley & Sons.
- Suliman, F., & Yazgan, A. (2020, October). 24 GHz patch antenna array design with reduced side lobe level for automotive radar system. In 2020 28th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU) 1–4. IEEE. <https://doi.org/10.1109/SIU49456.2020.9302104>

Wahab, A. N., Maslan, Z. B., Muhamad, W. N. W., & Hamzah, N. (2010). Microstrip rectangular 4x1 patch array antenna at 2.5 GHz for WiMAX application. In 2010 2nd International Conference on Computational Intelligence, Communication Systems and Networks 164–168. IEEE. <https://doi.org/10.1109/CICSyN.2010.73>