



INSTITUTO POLITECNICO NACIONAL

**ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
UNIDAD PROFESIONAL “ADOLFO LÓPEZ MATEOS”**

**SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN
MAESTRÍA EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA**

IMPLEMENTACIÓN DE DEFECTOS Y ESTRUCTURAS DE
APERTURA FOTÓNICA PARA REDUCIR LAS
DIMENSIONES EN ANTENAS DE PARCHE

TESIS

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:
MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

PRESENTA:
ING. SAÚL ALEJANDRO ENCISO CHÁVEZ

DIRECTORES DE TESIS:
**DR. JOSÉ ALFREDO TIRADO MÉNDEZ
DR. RAÚL PEÑA RIVERO**

CIUDAD DE MÉXICO, 2017





INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

SIP-14 BIS

ACTA DE REVISIÓN DE TESIS

En la Ciudad de México siendo las 13:00 horas del día 13 del mes de octubre del 2016 se reunieron los miembros de la Comisión Revisora de la Tesis, designada por el Colegio de Profesores de Estudios de Posgrado e Investigación de E. S. I. M. E. para examinar la tesis titulada:

“IMPLEMENTACIÓN DE DEFECTOS Y ESTRUCTURAS DE APERTURA FOTÓNICA PARA REDUCIR LAS DIMENSIONES EN ANTENAS DE PARCHE”.

Presentada por el alumno:

ENCISO

Apellido paterno

CHÁVEZ

Apellido materno

SAÚL ALEJANDRO

Nombre(s)

Con registro:

B	1	4	0	8	3	7
---	---	---	---	---	---	---

aspirante de:

MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERIA ELÉCTRICA

Después de intercambiar opiniones los miembros de la Comisión manifestaron **SU APROBACIÓN DE LA TESIS**, en virtud de que satisface los requisitos señalados por las disposiciones reglamentarias vigentes.

LA COMISIÓN REVISORA

Directores de tesis

DR. JOSÉ ALFREDO TIRADO MÉNDEZ

Presidente

DR. RAÚL PEÑA RIVERO

Segundo Vocal

DR. ROBERTO LINARES Y MIRANDA

Tercer Vocal

DR. RAÚL PEÑA RIVERO

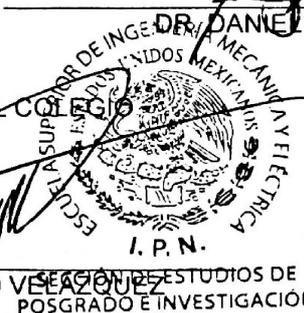
Secretario

M. ENC. RUBÉN FLORES LEAL

DR. DANIEL RUIZ VEGA

EL PRESIDENTE DEL COLEGIO

DR. MIGUEL TOLEDO VELÁZQUEZ





INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

CARTA CESIÓN DE DERECHOS

En la Ciudad de México, D.F. el día 14 del mes de octubre del año 2016, el que suscribe Saúl Alejandro Enciso Chávez, alumno del Programa de Maestría en Ciencias en Ingeniería Eléctrica, con número de registro B140837, adscrito a la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la ESIME Zacatenco del IPN, manifiesto que es el autor intelectual del presente trabajo de Tesis bajo la dirección de los Dres. José Alfredo Tirado Méndez y Raúl Peña Rivero, y cede los derechos del trabajo titulado Aplicación de defectos y estructuras de apertura fotónica para reducir las dimensiones en antenas de parche, al Instituto Politécnico Nacional para su difusión, con fines académicos y de investigación.

Los usuarios de la información no deben reproducir el contenido textual, gráficas o datos del trabajo sin el permiso expreso del autor y/o directores del trabajo. Este puede ser obtenido escribiendo a las siguientes direcciones **bravo-109@hotmail.com**, **jtiradom@ipn.mx** y **rpenar@ipn.mx**. Si el permiso se otorga, el usuario deberá dar el agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo.

Saúl Alejandro
Saúl Alejandro Enciso Chávez

Resumen

En esta tesis se estudiaron las recientes tendencias en la miniaturización de antenas de parche, observando que las estructuras de onda corta son muy utilizadas en la reducción de dimensiones, debido principalmente, a que es sencillo modificarlas y así poder observar en qué punto se tiene un mejor desempeño. Por lo ya mencionado, se propuso la implementación de una novedosa estructura DMS (Por sus siglas en inglés, “Defected Microstrip Structure”) colocada de forma simétrica en una antena de parche rectangular a una frecuencia de resonancia de 1.35 GHz, obteniendo un factor de reducción de hasta un 71%. Sin embargo, obteniéndose como efecto secundario la degradación de la ganancia, variando, desde 5 dB hasta 1 dB. Para mejorar este parámetro se propuso la implementación de un arreglo lineal de 4x1 antenas con las estructuras DMS; debido a la frecuencia de trabajo y al tamaño que se requeriría para obtener una antena a dicha frecuencia, se decidió aplicar la misma técnica de reducción en los divisores de potencia, consiguiendo un mejor ancho de banda respecto a uno convencional pero con un factor de reducción de 35%. Una vez implementado el arreglo se decidió agregar estructuras EBG, de forma simétrica, alrededor de los parches, de tal forma que fuera posible mejorar la ganancia.

Tanto en software (HFSS, por sus siglas en inglés, “High Frequency Structural Simulator”), como en la construcción, se utilizó un sustrato Rogers/RT5880 con una $\epsilon_r=2.2$ y un espesor de 1.27 mm. Después de la caracterización de los parámetros de la antena construida, se obtuvo una frecuencia de resonancia de 1.62 GHz alcanzando una máxima ganancia de 8.1 dB y un factor de reducción de 63% comparado con un arreglo convencional.

Abstract

In this thesis the most recent tendencies on miniaturization in patch antennas were studied, observing that the slow wave structures are more suitable than others, because its properties can be modified easily to find the best performance. In this way an implementation of a novel DMS structure, was proposed, placed simetrically on a rectangular patch antenna which resonates at 1.35 GHz, reaching a reduction factor of 71%, but losing gain from 5 dB to 1 dB. This brought the implementation of a lineal arrangement of 4x1 antennas, with DMS in order to improve the gain. Because of operation frequency and size requirements, the excitation feeding technique was also implemented by introducing DMS into the power dividers, achieving better bandwidth than a conventional one but with 35% of reduction factor. Once that the arrangement was implemented, EBG periodically arranged was set around the patches to improve the gain.

The prototype was built over a substrate Rogers/RT5880 with $\epsilon_r=2.2$ and thickness of 1.27 mm. After the characterization the constructed antenna resonates at 1.62 GHz, reaching a gain of 8.1 dB and a reduction factor of 63% compared to a conventional arrangement.



Agradecimientos

Quiero comenzar agradeciendo a mis padres y hermana quienes me convencieron para continuar con mis estudios profesionales y me brindaron su apoyo incondicional en todo lo que necesité para poder concluir con éxito este trabajo y sin los cuales jamás hubiera logrado cumplir esta meta.

A mi esposa que me vio madurar y me brindó la paciencia y apoyo incondicional a lo largo de este proyecto de vida.

A mis asesores, el Dr. José Alfredo Tirado Méndez que me brindó su conocimiento además de tener la paciencia de apoyarme en todo lo que le solicité debido a los distintos problemas que enfrenté a lo largo de la realización de este trabajo, el Dr. Raúl Peña Rivero que me apoyó en la culminación de la tesis con sus conocimientos. Además de agradecer al equipo de docentes del Laboratorio de Compatibilidad Electromagnética por compartir su conocimiento para el correcto uso del equipo utilizado en el desarrollo de la Tesis.

Un agradecimiento especial a mis compañeros Ricardo y Erik que sin su apoyo hubiera abortado en muchas ocasiones en las que no veía salida. Así como a todos mis compañeros con los que compartí experiencias y vivencias a lo largo de este sueño.

Un agradecimiento muy especial al Laboratorio de Radiocomunicaciones del CINVESTAV-IPN por las facilidades brindadas para el desarrollo del prototipo y a los integrantes del mismo por asesorarme en la construcción, específicamente al M. en C. Rubén Flores Leal.



Al CONACyT por el apoyo económico brindado, a través del proyecto 127856.

Al IPN que sin su apoyo a través de los proyectos SIP20150460 y SIP20160794 este trabajo no se hubiera podido realizar.



Índice

Resumen	iv
Abstract	v
Agradecimientos	vi
Índice	viii
Índice de abreviaturas	xii
Introducción	xiv
Justificación	xvi
Objetivos	xviii
Limitaciones y alcances	xix
Aportaciones	xx
1. Técnicas de miniaturización en antenas.	1
1.1. Antenas pequeñas	3
1.2. Parámetros de antenas	4
1.3. Historia de las antenas pequeñas	6
1.4. Técnicas de reducción de antenas	9
1.4.1. Estructuras de onda lenta (SW)	9
1.4.2. Utilizar eficientemente el volumen computacional	10
1.4.3. Cargas reactivas en antenas volumétricas	11



1.4.4. Cargas en antenas planares	12
1.5.Estructuras EBG	14
1.6.Conclusiones	14
Referencias	15
2. Técnicas de reducción en antenas de parche	18
2.1.Propuesta de A. Holup y P Milan	18
2.2.Propuesta de M. P. Princy, A. C. Priya, M. T. N. Sneha, S. Sherry Ann, J. Savya y D. K. Deepti	19
2.3.Propuesta de J. A. Tirado-Méndez, H. Jardón-Aguilar, F. Iturbide-Sánchez, I. García-Ruíz, V. Molina-López y R. Acevo-Herrera	21
2.4.Propuesta de R. Avisankar, C. Praveen Kumar, S. Anand, S. Partha Pratim y B. Sunandan	22
2.5.Propuesta de A. A. Salih, M. S. Sharawi	25
2.6.Propuesta de Mehre-eMunir, A. Altaf y M. Hanain	26
2.7.Propuesta de S. K. Jain, A. Shrivastava y G. Shrivastava	28
2.8.Propuesta de M. I. Zaman, F. T. Hamedani y H. Amjadi	29
2.9.Trabajos realizados en el laboratorio de Compatibilidad Electromagnética de la ESIME Zacatenco	31
2.10. Conclusiones	36
Referencias	36
3. Selección y diseño de antena	39
3.1.Selección de antena	39



3.2.Diseño del arreglo lineal	40
3.2.1. Diseño de la antena de parche con estructuras DMS	41
3.2.2. Diseño del divisor de potencia	47
3.2.3. Diseño del arreglo lineal de antenas de 2x1 elementos	55
3.2.3.1.Diseño del arreglo con separación entre elementos de 0.8λ	55
3.2.3.2.Diseño del arreglo con separación entre elementos de 0.4λ	58
3.3.Conclusiones	61
Referencias	62
4. Diseño del arreglo lineal de antenas de 4x1 elementos	63
4.1.Diseño del arreglo lineal de antenas de 4x1 elementos sin EBGs	63
4.2.Diseño del arreglo lineal de antenas de 4x1 elementos con EBGs	65
4.3.Conclusiones	69
Referencias	70
5. Construcción y caracterización de la antena propuesta	71
5.1.Diseño, construcción y caracterización de una sola antena con DMS	71
5.2.Construcción del arreglo de 4x1 elementos propuesto	74
5.2.1. Eliminación del cobre innecesario	75
5.2.2. Colocación de los resistores y el conector	77
5.3.Medición y caracterización del arreglo de antenas propuesto	77
5.3.1. Medición del acoplamiento en el puerto	77
5.3.2. Medición del patrón de radiación del arreglo	79
5.4.Conclusiones	83



Referencias	84
Conclusiones y trabajo futuro	85
Conclusiones	85
Trabajo futuro	87

Índice de abreviaturas

ESA	Electrically Small Antenna (Antena eléctricamente pequeña).
PCSA	Physically Constrained Small Antenna (Antena pequeña físicamente restringida).
FSA	Functionally Small Antenna (Antena funcionalmente pequeña).
PSA	Physically Small Antenna (Antena físicamente pequeña).
RMS	Root Mean Square (Valor cuadrático medio).
EBG	Electromagnetic Band Gap (Estructuras electromagnéticas de banda prohibida).
RPF	Radiation Power Factor (Factor de potencia de radiación).
RBW	Resolution Bandwidth (Ancho de banda de resolución).
SW	Slow Wave (Onda lenta).
DMS	Defected Microstrip Structure (imperfección en la estructura de microcinta).
DGS	Defected Ground Structure (imperfección en la estructura de plano de tierra).
DNG	Double Negative (Doble negativo).
SNG	Simple Negative (Simple negativo).
ENG	Epsilon Negative (Épsilon negativa).
MNG	Mu Negative (Mu negativa).



DPS	Double Positive (Doble positivo).
ENZ	Epsilon Near Zero (Épsilon cercana a cero).
MNZ	Mu Near Zero (Mu cercana a cero).
LF	Left-Handed (Zurdo).
RH	Right-Handed (Diestro).
NRI	Negative Refraction Index (Índice de refracción negativo).
HFSS	High Frequency Structural Simulator (Simulador estructural de alta frecuencia).
SRR	Split Ring Resonator (Resonador de anillo ranurado).
CSRR	Complementary Split Ring Resonator (Resonador de anillo ranurado complementario).
WLAN	Wireless Local Area Network (Red de área local inalámbrica).
CST	Computer Simulation Technology (Tecnología de simulación computada).
ADS	Advanced Design System (Sistema de diseño avanzado).

Introducción

En el mundo de las telecomunicaciones, se ha hecho necesaria la “convivencia” de numerosos sistemas en equipos portátiles. Con el avance de la tecnología ha sido necesario cumplir con un mayor número de estándares a través de un mismo equipo. Ello ha implicado que se le dé mayor importancia al estudio de la compatibilidad electromagnética, para que dichos sistemas puedan continuar funcionando sin interferir con los otros o inclusive con ellos mismos.

Dados los avances obtenidos a la fecha, así como las necesidades derivadas de ellos, se ha requerido que las antenas de los dispositivos sean de un tamaño menor. Se conoce una clasificación de las antenas dependiendo sus estructuras, en esta clasificación se encuentran las antenas planares, que además en una de sus variantes se ubican las antenas de parche. Este tipo de antenas posee ciertas características que las hacen en gran medida una opción muy viable para sistemas móviles, ya que son antenas de bajo perfil.

Uno de los principales problemas de las antenas de parche es que el área que ocupan a una frecuencia baja es, hasta cierto punto, un tanto grande, por lo que se han realizado estudios sobre diversas técnicas de reducción que se pueden aplicar en ellas. Cabe mencionar, que al aplicar una técnica de reducción se ven afectados ciertos parámetros de las antenas, por lo que es necesario establecer que tanto se está dispuesto a sacrificar el desempeño de la misma con respecto al factor de reducción deseado.

En este trabajo de tesis se aplica una técnica de reducción sobre una antena de parche en la que se incrementa el efecto de onda lenta para obtener una frecuencia de resonancia más baja, además de ampliar la técnica para un arreglo lineal de 4x1 antenas, en la que se



agregan estructuras EBG (Por sus siglas en inglés, “Electromagnetic Band Gap”) para uniformizar la distribución de la corriente y de este modo obtener un mayor factor de reducción sin afectar el desempeño de la antena.

Justificación

Las antenas de parche son antenas de bajo perfil, bajo peso, que ocupan un volumen pequeño al ser estructuras planares y esto implica un bajo costo. Por esto la importancia de enfocar la investigación a la realización de antenas de este tipo. Sin embargo, como casi todas las antenas resonantes, su desempeño depende de la frecuencia, ya que entre más baja es la frecuencia a la que se diseña una de éstas, la estructura cuenta con un área mayor. Estas implicaciones han creado la necesidad de implementar técnicas de reducción de tamaño de antena para poder trabajar a frecuencias más bajas, con un tamaño accesible.

La reducción del tamaño en antenas de parche, utilizando diversas técnicas, puede obtenerse un alto factor de reducción en ellas. Sin embargo, la afectación de sus parámetros principales es muy alta, por lo que se está innovando en la aplicación de varias técnicas al mismo tiempo, para compensar, lo mayor posible, cualquier degradación.

En la investigación sobre las diversas técnicas aplicables en la reducción de antenas de parche, se encontró que, las estructuras SW, (Por sus siglas en inglés, “Slow wave”) permiten controlar de una forma sencilla el factor de reducción, ya que éste, depende de las dimensiones que posea la estructura. Dentro de las variantes encontradas en las SW, se optó por la aplicación de DMS (Por sus siglas en inglés, “Defected Microstrip Structure”), cuyo comportamiento produce un alargamiento eléctrico de la estructura resonante, provocando así que una antena con ciertas dimensiones, resonara a una frecuencia ‘x’ a una menor, afectando principalmente la ganancia y ancho de banda.



Dadas las afectaciones en los parámetros producidas por las DMS, fue que se decidió la aplicación de una segunda técnica, que si bien, no es una técnica de miniaturización, si es utilizada para compensar las degradaciones presentadas por la primera. Esta técnica es la de rodear la antena de parche con estructuras EBG, y de esta forma, suprimir las ondas de superficie, ya que la estructura evita que las ondas se propaguen en su banda prohibida, incrementando así, la ganancia de la antena.



Objetivo General

Implementar la combinación de estructuras de microcinta imperfectas (DMS) con estructuras de banda fotónica (EBG) para reducir el tamaño de una antena de parche.

Objetivos Particulares

- Estudiar los principales parámetros de antenas de parche
- Estudiar las diferentes técnicas de reducción de tamaño en antenas de parche y las aplicaciones que se han hecho de las mismas.
- Seleccionar una técnica de reducción de tamaño y una estructura EBG acorde a la aplicación
- Diseñar una antena con una o más técnicas de reducción propuesta.
- Construir y caracterizar un arreglo de 4x1 elementos combinando estructuras DMS y EBG.

Limitaciones y alcances

El equipo utilizado para llevar a cabo las simulaciones, de las antenas y arreglos convencionales, como de las antenas y arreglos reducidos fue una Laptop HP Pavilion ProtectSmart, con un procesador Intel inside® CORE i5 a 2.4 GHz y una memoria RAM de 8 GB.

El software utilizado en las diversas simulaciones fue el HFSS de Ansoft versión 15.0. Se realizaron parametrizaciones en algunas variables para encontrar las dimensiones adecuadas de las mismas y esto eleva el tiempo de cómputo.

Una de las principales limitaciones en el trabajo es el del tiempo de solución de las simulaciones. Para disminuirlo, en el solucionador, se dio una Delta S de 0.015 y un paso de 1 MHz en el barrido de frecuencias. Bajo el mismo criterio, se optó por utilizar conductores perfectos, materiales dieléctricos completamente homogéneos y una alimentación ideal.

El dispositivo utilizado para la construcción del arreglo de antenas propuesto, tiene una resolución máxima de 0.2 mm para líneas rectas y de 0.35 mm para líneas curvas, por lo que es una potencial restricción en caso que se necesite una resolución mayor.

Se tuvo acceso limitado a material Duroid de alta calidad debido al alto costo de éste, por lo que se obtuvo recursos solo para un prototipo.



Aportaciones

Se propone una novedosa estructura DMS para reducir las dimensiones de antenas de parche y sus variantes en arreglos de 2x1 y 4x1 elementos. Las dimensiones de ésta, pueden ser modificadas para obtener un factor de reducción de hasta 67%, manteniendo una ganancia aceptable en comparación con una antena de parche convencional.

Se diseñó un divisor de potencia de Wilkinson con estructuras DMS en las líneas de acoplamiento de éste, colocadas simétricamente, se observa que el divisor de potencia presenta una reducción de 32% en las líneas además de presentar una mejoría en el ancho de banda de 0.31 GHz, respecto a un divisor de potencia convencional.

Se estudiaron los efectos en los parámetros eléctricos de la antena al realizar un acercamiento entre los parches en un arreglo de 2x1 elementos, así como los beneficios de colocar estructuras EBG alrededor de los parches radiadores en un arreglo de 4x1 elementos, con una separación entre parches de 0.4 veces la longitud de onda asociada a la frecuencia de operación del arreglo.



CAPÍTULO 1

Técnicas de miniaturización en antenas

En la forma más simple, una antena es un dispositivo genérico metálico transductor cuya función es convertir ondas guiadas a no guiadas y viceversa de forma eficiente [1,2].

Existen varias clasificaciones de las antenas tomando en consideración diferentes aspectos de éstas. Sin embargo, la principal clasificación, considerando su estructura física, y sus parámetros de antena se muestran en la Tabla 1.1 [2].

La primera antena utilizada, fue en un enlace de comunicaciones transatlántico en 1910 y fue considerada como una antena pequeña. La antena utilizada fue una antena de alambre de tipo monopolo, constituida por dos mástiles, uno de 48 metros de altura aunado a uno de 60 metros, aunque es considerada una antena pequeña por sus características eléctricas, es una antena poco práctica de construir en la actualidad debido a la gran demanda de equipos móviles; por esto, cuando las dimensiones de la antena son una pequeña fracción de la longitud de onda asociada a la frecuencia de operación del dispositivo (aproximadamente $1/6$ de la longitud de onda) se considera una antena eléctricamente pequeña [1].

Tabla 1.1. Clasificación de las antenas según su forma de radiación y su geometría [2].

Clasificación	Tipo de antena	Características
Según su forma de radiación	Omnidireccional	Dipolos eléctricos y magnéticos (loops).
	Direccionales	Yagi-Uda, reflectores parabólicos, helicoidales, arreglos dipolares.
	Independientes de la frecuencia	Logarítmicas, espirales, espirales cónicas.
	Electrónicamente direccionables y adaptativas	Arreglos de antenas de fase controlada y arreglos de antenas activas de fase controlada
Según su geometría	Delgadas	Dipolos eléctricos y magnéticos, logarítmicas, Yagi-Uda
	De apertura	Guía de onda, corneta, reflectores parabólicos e hiperbólicos
	Planares	Antenas de parche, antenas de Fresnel y espirales.

	Autodefinidas	Logarítmicas, espirales y espirales cónicas.
--	---------------	---

1.1. Antenas pequeñas.

En un sistema de comunicaciones móviles, la antena es una de las partes más importantes. Se sabe que los dispositivos utilizados poseen antenas de pequeñas dimensiones (en algunos casos más de una) y por lo tanto, es necesario realizar un buen diseño de éstas de tal forma que se tenga un comportamiento óptimo sin interferir con él mismo o con otros dispositivos que se encuentren en los alrededores. Las antenas en estos dispositivos, así como la circuitería deben ser de un tamaño muy pequeño para que el dispositivo móvil sea de bajo costo, poco peso y de tamaño pequeño, de aquí la necesidad de estudiar técnicas de reducción de tamaño de dimensiones en antenas. Cuando se habla de reducción de tamaño en una antena se tiene un gran problema, dado que el comportamiento de la antena está relacionado con la naturaleza de las ondas electromagnéticas en espacio libre, es por esto que cuando se aplica una técnica de miniaturización, se tiene que hacer un sacrificio en algunos parámetros de la antena, ya que inevitablemente, se verá degradado alguno o varios de ellos; por lo tanto se debe establecer un compromiso en el cual se especifique que se reducirá el tamaño de la antena, hasta cierto punto donde el dispositivo funcione correctamente [1, 3-11].

Una antena pequeña es un dispositivo que posee dimensiones mucho más pequeñas que la longitud de onda asociada a la frecuencia para la que es diseñada [4], cabe destacar que hay diferentes tipos de clasificaciones para antenas pequeñas, las cuales incluyen principalmente sus funciones así como sus dimensiones. Las categorías que se utilizan

principalmente para definir una antena pequeña, son las antenas eléctricamente pequeñas (ESA), antena pequeña físicamente restringida (PCSA) antena funcionalmente pequeña (FSA), y antena pequeña físicamente (PSA) [1,4].

1.2. Parámetros de antena.

Todas las antenas poseen diferentes parámetros que caracterizan su funcionamiento, ya sea en radiación o en recepción [2, 11-13], estos parámetros proporcionan información desde la forma en que radia la antena, la impedancia que ésta posee a su entrada (importante para tener un buen acoplamiento con la línea de alimentación), así como el ancho de banda, entre otros.

A continuación se enlistan los principales parámetros de antena.

- Densidad de potencia de radiación (\vec{S}). La cantidad usada para describir la potencia asociada con la onda electromagnética, es el vector de Pointyng [11-13], que puede ser encontrado mediante el producto vectorial del campo eléctrico y campo magnético, así como se muestra en la ecuación (1.1) [12].

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}^* \quad \left[\frac{W}{m^2} \right] \quad (1.1)$$

Donde \vec{E} , es la intensidad de campo eléctrico y \vec{H}^* , es el complejo conjugado de la intensidad de campo magnético.

- Intensidad de radiación (U). La intensidad de radiación es la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una dirección. Si es necesario conocer la

potencia total radiada, es posible obtenerla integrando la Intensidad de radiación en todas las direcciones del espacio [12-14].

- Directividad (D). Es la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección, a una distancia dada, y la densidad de potencia que radiaría a esta misma distancia una antena isotrópica que radiase la misma potencia que la antena transmisora [2, 11, 13].

- Ganancia directiva. Es la relación existente entre la Intensidad de radiación presentada por una antena entre la intensidad de radiación que tendría una antena isotrópica, radiando ambas, la misma potencia total. [13-15].

- Ganancia. Es la medida de la habilidad que la antena presenta para convertir la potencia de entrada, en radiación, en una dirección y se mide en el pico de intensidad de radiación [12].

- Eficiencia de radiación. Es la relación existente entre la potencia radiada y la potencia de entrada [11-13].

- Ancho de banda y factor de calidad. Cuando se trata de una estructura resonante se habla del factor de calidad como la cantidad inversamente proporcional al ancho de banda. Siendo la definición de ancho de banda, la habilidad que una antena tiene para operar en un intervalo de frecuencias hasta que su magnitud se reduce a la mitad [11-17].

- Impedancia de la antena. Es la relación entre el voltaje y la corriente encontrados en el puerto de entrada [4, 11].

- Factor de antena. Lo describe la relación existente entre la intensidad de campo eléctrico o magnético incidente, en dirección de la polarización de la antena, y el voltaje recibido [17].
- Patrón de radiación. Está definido como la representación matemática o gráfica de las propiedades de radiación de la antena en función del espacio de radiación, en la mayoría de los casos el patrón de radiación está determinado en la región de campo lejano [11-14].
- Polarización. Está definido como la propiedad que describe la variación en el tiempo, de la magnitud relativa y la dirección, del vector de campo eléctrico. Hay tres principales polarizaciones en una antena: lineal, circular y elíptica [13].

1.3. Historia de las antenas pequeñas.

En el mundo de las comunicaciones se tiene un amplio panorama sobre las diferentes técnicas de miniaturización de tamaño en antenas. En numerosas publicaciones se menciona la importancia de la reducción de tamaño en ellas, haciendo referencia a la gran demanda que hay en la actualidad hacia los dispositivos móviles y multifuncionales. Uno de los principales requerimientos debido a la demanda de dichos dispositivos es que los equipos se vayan reduciendo de tamaño, trayendo consigo la necesidad de disminuir también el tamaño de las antenas que los conforman.

Se ha demostrado que cuando una antena se reduce en dimensiones, la ganancia, la eficiencia, así como el ancho de banda tienden a verse afectados [18-24], sin embargo hay

ciertas ventajas obtenidas en la aplicación de ciertas técnicas [25-30], como respuestas multi-banda, antenas de banda ultra ancha, aumento de ganancia, y la reducción de tamaño.

Una de las primeras respuestas dadas a la duda sobre ¿qué tanto afecta la reducción del tamaño de una antena? fue establecida por J. D. Kraus [31], él mostró que una antena pequeña puede tener una apertura efectiva tan alta como el 98% de la obtenida en un dipolo de media longitud de onda, siempre y cuando hubiera un perfecto acoplamiento de la antena con la carga. Se sugiere que sin importar que tan pequeña sea una antena, puede interceptar casi la misma potencia (solo el 8 por ciento menos) que lo que hace un dipolo de media longitud de onda. Esto quiere decir que, siempre y cuando se tenga un perfecto acoplamiento, no hay limitaciones en la disminución del tamaño de la antena [31].

Desafortunadamente, el perfecto acoplamiento no es posible de conseguir cuando la antena se hace extremadamente pequeña, la falta de acoplamiento implica que haya pérdidas en la estructura de la antena y el circuito de acoplamiento excederá la resistencia de radiación, resultando así una significativa reducción de la apertura efectiva y esto conlleva a la reducción de la potencia de radiación y una degradación en la eficiencia de radiación [1, 3, 4].

Los principales trabajos en antenas pequeñas datan de los años 40, por H. A. Wheeler [20] donde muestra que la reducción en el tamaño de una antena limita directamente el factor de potencia de radiación (RPF por sus siglas en inglés, “Radiation Power Factor”), que es una relación entre la potencia radiada con la potencia reactiva, implicando así que la eficiencia de la antena se vea afectada conforme se reduce el tamaño de la antena.

Wheeler considera que una antena pequeña tiene un comportamiento como el de un capacitor (C) o un inductor (L), suponiendo que está encerrada por un volumen de forma cilíndrica. Como se muestra en la Figura 1.1 [4].

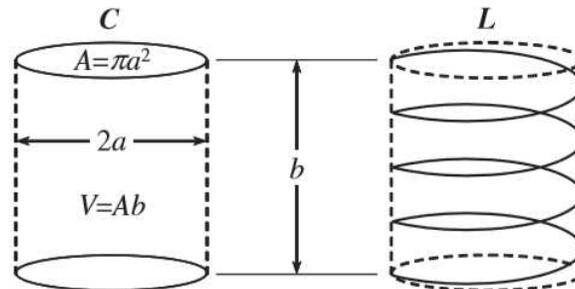


Figura 1.1. Antenas inductiva y capacitiva envueltas por un volumen de forma cilíndrica [4].

Donde a es el radio mínimo de la cara circular del cilindro que podría rodear la antena. En algunos casos el mismo radio, también es conocido como, “radio de Chu” [1, 4, 20], y se refiere al radio mínimo de una esfera que podría rodear al elemento radiador.

Wheeler obtuvo el RPF que, como se dijo anteriormente, es la relación entre la potencia radiada y la potencia reactiva de las antenas tipo C o L y mostró que es directamente proporcional con el volumen.

Chu continuó con los trabajos de Wheeler en antenas pequeñas, analizando también, las limitaciones existentes en ellas. En su reporte [19], él propone una antena dipolo con polarización vertical envuelta por una esfera de radio a , y expresa el campo de radiación producido fuera de la antena con una función de expansión esférica, la cual puede describir los campos con una suma de los modos esféricos. Él obtuvo la Q más baja posible, la máxima ganancia y la máxima relación G/Q obtenible y las plasmó en las gráficas mostradas en la Figura 1.2.

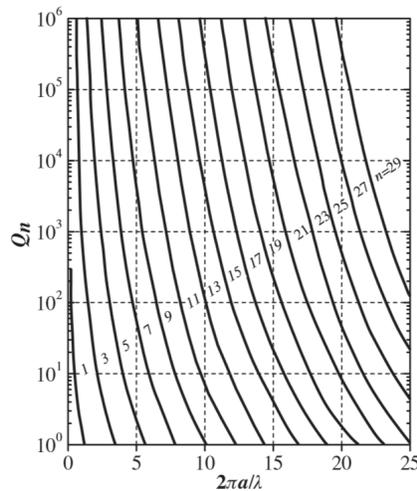


Figura 1.2. Factor de calidad más bajo obtenido con máximas dimensiones de la antena [19].

1.4. Técnicas de reducción de antenas.

Reducir la frecuencia de resonancia de una antena con unas dimensiones dadas es la forma más básica de explicar lo que es una antena pequeña. Normalmente es muy complicado obtener frecuencias de resonancia bajas con estructuras físicamente pequeñas, es por ello que se debe de aplicar alguna de las técnicas que se describirán a continuación, para conseguir dicho cometido.

1.4.1. Estructuras de onda lenta (SW).

Uno de los métodos más eficaces para reducir la frecuencia de resonancia en una antena, manteniendo sus dimensiones físicas, es complementar la antena con estructuras SW [1]. Una SW está definida como una onda electromagnética que viaja en un medio de transmisión con una velocidad de fase v_p menor a la de la velocidad de la onda en un medio dado, incluyendo el espacio libre. Entonces, en una antena compuesta por estructuras SW, la

onda electromagnética viaja con una velocidad de fase menor a la que presentaría en un medio convencional [2, 3].

Las estructuras SW están compuestas usando estructuras periódicas, líneas de transmisión, guías de onda, modificando la geometría de la antena, y cargando el material usando algún dieléctrico o materiales magnéticos [4].

1.4.2. Utilizar eficientemente el volumen computacional.

Cuando se trabaja con un software de simulación, las estructuras debe limitar el espacio computacional, en el cual se realizará la simulación de su comportamiento, tomando como referencia, en la mayor parte de ellos, el “radio de Chu”. Para llevar a cabo esta técnica, es necesario realizar modificaciones en la estructura, tal y como se ilustra en la Figura 1.3. De tal forma, que se abarque la mayor parte de este espacio [1, 4]. Esta técnica es una forma eficiente de incrementar el ancho de banda de la antena [24-26]. Al incrementar el ancho de banda manteniendo un mismo tamaño de la antena se está aplicando una técnica de reducción. Una de las principales técnicas que llevan a cabo este principio son las antenas con estructuras fractales, las cuales son figuras geométricas fragmentadas, con una estructura base que se repite a diferentes escalas [24-28]. Una estructura fractal puede observarse en la Figura 1.4.

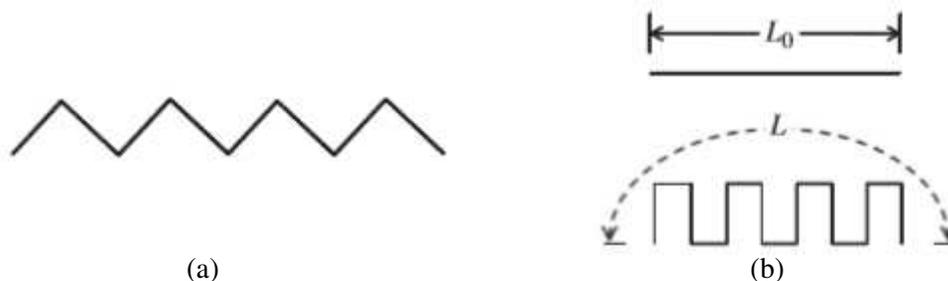


Figura 1.3. (a) Línea en zigzag. (b) Longitud lineal y longitud de antena doblada [1].

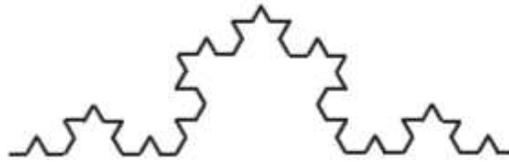


Figura 1.4. Línea fractal [1].

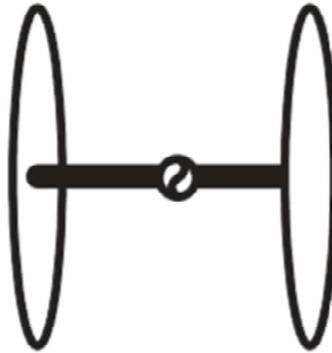


Figura 1.5. Antena dipolo cargada con platos capacitivos en los extremos [1].

1.4.3. Cargas reactivas en antenas volumétricas.

Cuando se habla de la distribución de corriente en un dipolo, ésta tiende a cero en los extremos del elemento, alcanzando en el centro el máximo valor, y ese punto es el punto de alimentación. Una de las formas de obtener una distribución de corriente uniforme en un dipolo es colocando una carga con forma de plato en los extremos, tal como se muestra en la Figura 1.5. Con esta técnica se busca alargar eléctricamente la longitud de la antena, generando una carga capacitiva con los discos [1-4].

Otra de las formas de obtener una distribución uniforme es utilizando en lugar de una carga capacitiva, una carga inductiva. Esto se puede lograr principalmente “rompiendo” la estructura de la antena e introduciendo una bobina [2, 29-30], o bien colocando una línea de transmisión “cubriendo” el elemento radiador [10].

1.4.4. Cargas en antenas planares.

En las antenas planares una de las técnicas utilizadas comúnmente es la carga de ranura que también son conocidas como imperfecciones, ya sea en la estructura de microcinta (DMS), o en el plano de tierra (DGS por sus siglas en inglés, “Defected Ground Structure”) [1, 4, 32]. Como la corriente fluye a través del parche, desde el punto de alimentación, hacia los extremos, al colocar ranuras en él, la corriente requiere tomar un camino más largo provocando así un alargamiento eléctrico.

En esta categoría, se incluye también la aplicación de estructuras metamateriales. Es posible modificar líneas de transmisión, guías de onda, o estructuras periódicas, como metamateriales artificiales. En la Figura 1.6 se observa un mapa de los materiales según su permitividad eléctrica (ϵ) y su permeabilidad magnética (μ).

La terminología común para referirse a los metamateriales es:

- Doble negativo (DNG, por sus siglas en inglés, “Double negative”).
- Negativo simple (SNG, por sus siglas en inglés, “Simple negative”).
- ϵ negativa (ENG, por sus siglas en inglés, “Epsilon negative”).
- μ negativa (MNG, por sus siglas en inglés, “Mu negative”).

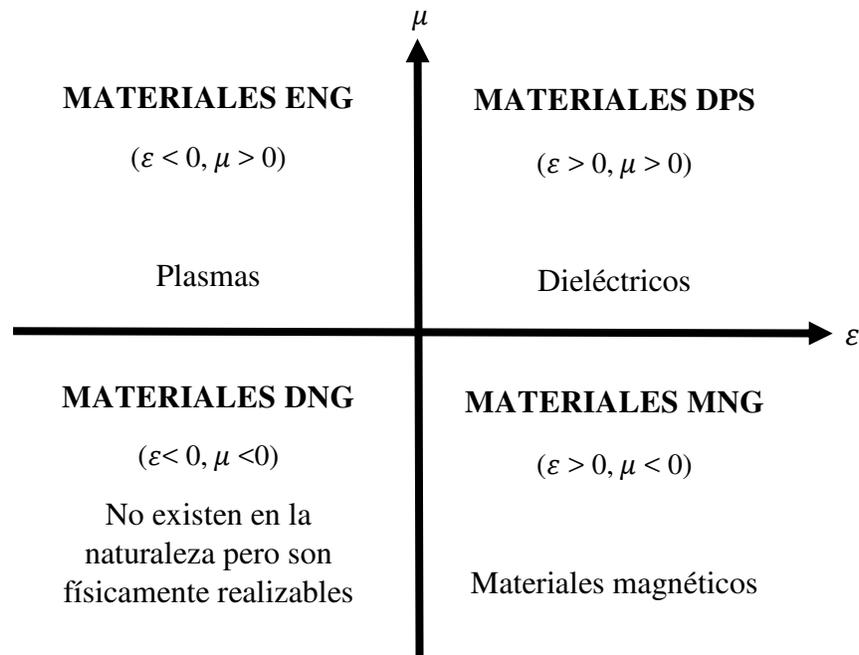


Figura 1.2. Mapa de la terminología expresando las propiedades de los materiales [1].

Los materiales DNG exhiben tanto ϵ como μ negativos. Los SNG solamente presentan una de ellas, y se subdividen en, ENG y MNG, que presentan ϵ y μ negativos, respectivamente. Otros términos utilizados son, ENZ (por sus siglas en inglés, “ ϵ Near to Zero”) y MNZ (Por sus siglas en inglés, “ μ Near to Zero”), que son materiales con permitividad y permeabilidad cercanos a cero, respectivamente. LH (Por sus siglas en inglés, “Left-Handed”), RH (Por sus siglas en inglés “Right-Handed”), NRI (Por sus siglas en inglés “Negative Refraction Index”), también son parte de la terminología de los metamateriales. También se debe mencionar que en un medio DNG, la velocidad de fase v_p , y la velocidad de grupo v_g , son anti paralelas [1, 4].

El uso de metamateriales en las antenas puede encontrarse en diferentes maneras, ya sea realizando una estructura SW con materiales DNG para miniaturizar las dimensiones, o

utilizar líneas de transmisión que exhiben tanto propiedades LH como RH para reducir dimensiones y para controlar el patrón de radiación [33-35].

1.5. Estructuras EBG.

A finales de los años 80 Yablonovitch y sus colaboradores realizaron una estructura tridimensional completamente periódica, que trabajaba en la región de microondas, esta estructura consistía en un bloque de material dieléctrico con perforaciones mecánicas. El material fue nombrado: “material Yablonovite”, previene la propagación de la radiación de microondas en alguna de las direcciones tridimensionales mientras que el material es transparente en su forma sólida a esas longitudes de onda [36].

En un principio el nombre para el material diseñado artificialmente fue el de materiales PBG (por sus siglas en inglés, “Photonic Band Gap). Como fotónico se refiere a la luz, y el principio de “banda prohibida” (band gap) es aplicable para ondas electromagnéticas de todas las longitudes de onda, se propuso el nombre de EBG [36].

En una forma más simple una estructura EBG impide la propagación de las ondas electromagnéticas en un intervalo de frecuencias, por lo que su aplicación en antenas de parche ayuda a suprimir las ondas de superficie en el sustrato, mejorando de esta forma la operación de la antena [37-41].

1.6. Conclusiones

Las técnicas de reducción aplicadas comúnmente en antenas planares son las estructuras de onda lenta, cuyo objetivo es alargar eléctricamente el dispositivo manteniendo una misma longitud física.

Las estructuras EBG suprime el efecto de las ondas de superficie, por lo que su aplicación en antenas de parche disminuye los efectos de alto orden por lo que se eliminan las resonancias parásitas, además, aumenta la ganancia máxima de la antena.

Referencias.

- [1] K. Fujimoto y H. Morishita, *Modern Small Antennas*, Reino Unido: Cambridge, 2013.
- [2] J. A. Hernández Rueda, *Antenas: principios básicos, análisis y diseño* Ed. UABC, 1998, Baja California: UABC, 1998.
- [3] A. Skriverik, J. F. Zürcher, O. Stanub y J. R. Mosig, “PCS Antenna Design: The Challenge of Miniaturization”, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 43, n° 4, 2001.
- [4] J. L. Volakis, C. C. Chen y K. Fujimoto, *Small Antennas: Miniaturization Techniques & Applications*, Estados Unidos de América: McGraw-Hill, 2010.
- [5] C. Delaveaud y S. Sufyar, "A miniaturization technique of a compact omnidirectional antenna", 2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation, pp. 384-388, 2009.
- [6] I. O. Mirza, S. Shi, C. M. J. N. Fazi y D. W. Prather, “A Study of Loop Antenna Miniaturization Using Split Ring Resonators” 2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, pp. 1865-1868, 2007.
- [7] D. Upadhyay y R. P. Dwived, “Antenna miniaturization techniques for wireless application”, 2014 Eleventh International Conference on Wireless and Optical Communications Networks (WOCN), pp. 1-4, 2014.
- [8] F. Rahmadani y A. Munir, “Microstrip patch antenna miniaturization using artificial magnetic conductor”, *Telecommunications Systems, Services, and Applications (TSSA)*, 2011 6th International Conference on, pp. 29-223, 2011.
- [9] N. Ripin, W. M. A. W. Saidy, S. A.A., R. N. E. A. y M. F. Hussin, “Miniaturization of microstrip patch antenna through metamaterial approach”, *Research and Development (SCOReD)*, 2013 IEEE Student Conference on, pp. 365-369, 2013.
- [10] J. A. Tirado Méndez, H. Jardón Aguilar, R. Flores Leal y R. A. M., “A Novel Reduced Lambda/4 Resonant Monopole With Associated Extra Inductance”, *Microwave and optical Technology Letters*, vol. 52, 2010.
- [11] C. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*, Estados Unidos: John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [12] T. A. Milligan, *Modern Antenna Design*, Canada: John Wiley & Sons, Inc., 2005.



- [13] W. L. Stutzman y G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, USA: Wiley, 1998.
- [14] J. Carr y G. Hippiusley, *Practical Antenna Handbook*, U.S.: McGraw-Hill, 2012.
- [15] R. Stratman Elliot, *Antenna Theory and Design*, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [16] G. J. Visser, *Antenna Theory and Applications*, United Kingdom: Hohn Wiley & Sons Ltd., 2012.
- [17] A. A. Smith, *Radio Frequency Principles and Applications*, New York: IEEE Inc., 1998.
- [18] R. W. P. King, *Linear Antennas*, Massachusetts: Harvard University Press, 1956.
- [19] L. J. Chu, “Physical Limitations of Omni Directional Antennas”, Research Laboratory of Electronics, Massachusetts, 1948.
- [20] H. A. Wheeler, “Fundamental limitations of Small Antennas”, *Proceedings of IRE*, vol. 35, pp. 1479-1484, 1947.
- [21] J. S. McLean y H. D. Folts, “Limits on the Radiation Q of Electrically Small Antennas Re-Estimated to Oblong Bounding Regions”, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 4, pp. 2702-2705, 1999.
- [22] R. Hansen, “Fundamental Limitations in Antennas”, *Proceedings of IEEE*, vol. 69, n° 2, pp. 170-181, 1981.
- [23] W. Geyi, “Physical Limitations of Antenna”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, pp. 2116-2123, 2003.
- [24] S. R. Best, “Bandwith and the Lower Bound on Q for Small Wideband Atennas”, *IEEE APS International Symposium*, pp. 647-650, 2006.
- [25] T. Mustafa Khalid, “Combined Fractal Dipole Wire Antenna”, *Antennas, 2007. INICA '07. 2nd International ITG Conference on*, pp. 176-180, 2007.
- [26] A. Ismahayati, P. J. Soh, R. Hadibah y G. A. E. Vandenbosch, “Design and analysis of a multiband koch fractal monopole antenna”, *RF and Microwave Conference (RFM), 2011 IEEE International*, pp. 58-62, 2011.
- [27] Y.-h. Yu y C.-p. Ji, “Reserch of fractal technology in the design of multi-frequency antenna”, *2011 China-Japan Joint Microwave Conference*, pp. 1-4, 2011.
- [28] R. Kumar, M. P. y J. P. Shinde, “Design of miniaturized antenna fractal antenna”, *Microwave Conference, 2007. European*, pp. 474-477, 2007.
- [29] M. Zou, J. Pan, P. Li y L. Zou, “Design and performance of a lumped resistively loaded spiral antenna”, *Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, pp. 1-2, 2012.

- [30] G. Mumcu, S. Gupta, K. Sertel y J. L. Volakis, “Small Wideband Double-Loop Antennas Using Lumped Inductors and coupling Capacitors”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 107-110, 2011.
- [31] J. D. Kraus, *Antennas*, 3rd ed., McGraw-Hill, 2002
- [32] J. A. Tirado Méndez, M. A. Peyrot Solis, H. Jardón Aguilar, E. A. Andrade Gonzales y M. Reyes Ayala, “Applications of Novel Defected Microstrip Structures (DMS) in Planar Passive Circuits”, *Proceedings of the 10th WSEAS International Conference on CIRCUITS*, pp. 366-369, 2008.
- [33] R. Avisankar, C. Praveen Kumar, S. Anand, S. Partha Pratim y B. Sunandan, “A Novel Approach on Miniaturization of Microstrip Patch Antenna with Loaded Strips”, *Electronics, Communication and Instrumentation (ICECI), 2014 International Conference on*, pp. 1-4, 2014.
- [34] A. A. Salih y M. S. Sharawi, “A Dual-Band Highly Miniaturized Patch Antenna”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2016.
- [35] Mehre-eMunir, A. Altaf y M. Hanain, “Miniaturization of microstrip fractal H-shape patch antenna using stack configuration for wireless applications”, *Recent Trends in Information System (ReTIS), 2015 IEEE 2nd International Conference on*, pp. 44-48, 2015.
- [36] P. de Maagt, R. Gonzalo y J. Vardaxoglou, “Review of Electromagnetic Bandgap Technology and Applications”.
- [37] D. Zhang, T. Jiang y Y. Kong, “A novel compact EBG structure for multiband wireless communication”, *Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM 2014), 10th International Conference on*, pp. 294-297, 2014.
- [38] S. Huang y Y. H. Lee, “A novel dual-plane compact electromagnetic band-gap (DPC-EBG) filter design”, *Microwave and Milimeter Wave Technology, 2004. ICMMT 4th International Conference on, Proceedings*, pp. 468-471, 2004.
- [39] T. H. Kim, D. Chung, E. Engin, W. Yun, Y. Toyota y M. Swaminathan, “A Novel Synthesis Method for Designing Electromagnetic Band Gap (EBG) Structures in Packaged Mixed Signal Systems”, *56th Electronic Components and Technology Conference 2006*, p. 7 pp., 2006.
- [40] L. Peng, C.-L. Ruan y J. Xiong, “Compact EBG for Multi-Band Applications”, *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, vol. 60, pp. 4440-4444, 2012.
- [41] P. Kovács y U. Tomáš, “Electromagnetic Band Gap Structures: Practical Tips and Advice for Antenna Engineers”, *Radioengineering*, vol. 21, n° 1, pp. 414-421, 2012.

CAPÍTULO 2

Técnicas de reducción en antenas de parche

Como se describió en el capítulo anterior, existen diferentes tipos de antenas que tienen diferentes aplicaciones según sea requerido, sin embargo, una de las antenas más utilizadas en las comunicaciones móviles en la actualidad, son las antenas planares, y en esta categoría, se encuentran las antenas de parche [1-5], esto debido a que es una antena fácil de implementar y que ocupa un espacio muy reducido, además de que presentan características eléctricas sencillas de manipular con técnicas simples [6-8].

De unos años a la fecha se han estado aplicando diferentes técnicas de reducción para poder utilizar antenas de parche en bandas a baja frecuencia, ya que entre menor sea ésta, el tamaño de la antena de parche es mayor. Utilizando alguna o algunas de las técnicas descritas en el capítulo anterior, se han obtenido numerosas propuestas de antenas de parche miniaturizadas, algunas de ellas se explicarán a continuación.

2.1. Propuesta de A. Holup y P. Milan.

Holup y Milan, presentan en [9] una novedosa técnica de miniaturización en antenas de parche basada en la aplicación de multicapas dobladas en forma de serpenteo en corto circuito con el parche. Se diseñaron y construyeron dos antenas con la técnica mencionada

anteriormente. El principio de esta técnica está basado en cargas capacitivas en el parche superior y consta de colocar múltiples capas de forma vertical, la primer antena está diseñada a 1575 MHz y la segunda a 869 MHz.

Se midió el parámetro S_{11} de ambas antenas obteniendo una resonancia en 1573 MHz y 867 MHz, llegando a la conclusión de que la reducción, conforme va a aumentando el número de capas, es mayor, sin embargo, el principal parámetro afectado proporcional al número de capas, es el ancho de banda que pasa de 86 a 45 MHz y de 20 a 11 MHz, respectivamente. En las Figuras 2.1 (a) y 2.1 (b) se muestra la estructura física de las antenas.

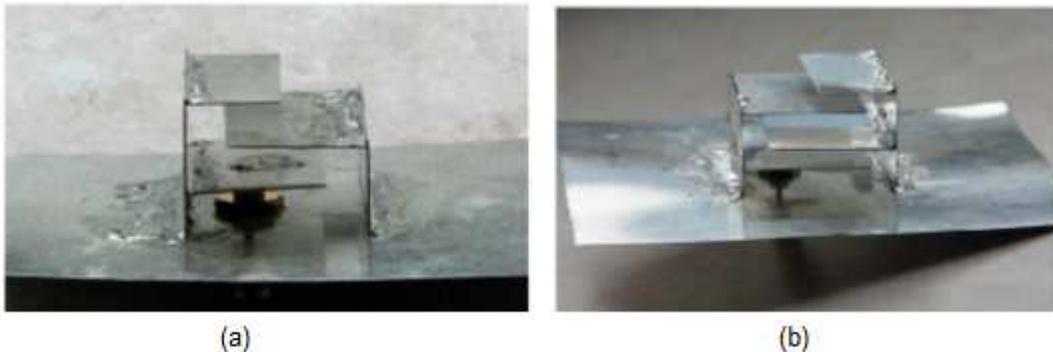


Figura 2.1. Antenas propuestas. (a) 1573 MHz. (b) 867 MHz [9].

2.2. Propuesta de M. P. Princy, A. C. Priya, M. T. N. Sneha, S. Sherry Ann, J. Savya y D. K. Deepti.

M. P. Princy y sus colaboradores, propusieron en [10], una novedosa técnica para reducir antenas de parche. La técnica consiste en introducir entre el parche radiador y el plano de tierra una capa de un material con anillos resonantes SRR (Por sus siglas en inglés, “Split

Ring Resonator”) complementarios, como se ilustra en la Figura 2.2, provocando que la antena opere a una frecuencia más baja.

El diseño de la antena fue optimizado de tal forma que la frecuencia de resonancia de la misma fuera de 2.45 GHz. Se hicieron varias modificaciones en el número de CSRR (Por sus siglas en inglés “Complementary Split Ring Resonator”), la distancia entre el plano de tierra y el parche radiador, así como el tamaño de los anillos.

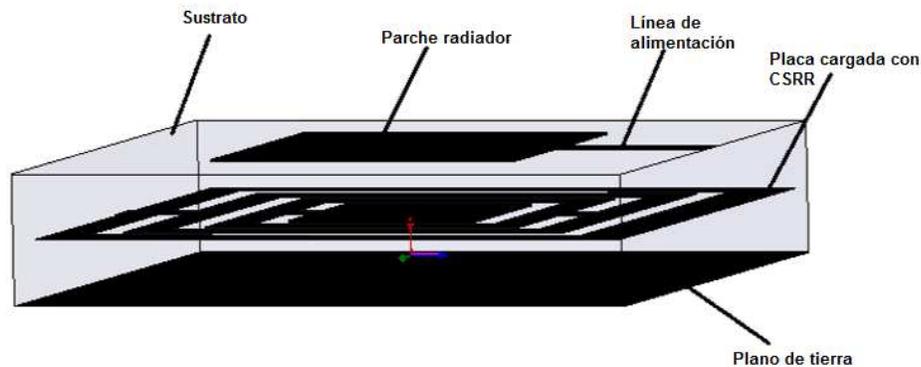


Figura 2.2. Técnica propuesta [10].

Inicialmente se diseñó una antena convencional a 2.62 GHz. La inserción de un anillo CSRR en ésta, reduce la frecuencia de resonancia a 1.59 GHz. Se realizaron varias simulaciones, aumentando el número de anillos y cambiando la separación entre ellos, así como el número de vueltas en éstos. Se notó que la inserción de un anillo CSRR en la antena, reduce la frecuencia de resonancia a 1.59 GHz, además que se puede obtener hasta un factor de reducción del 50%, pero el parámetro más afectado es la ganancia de la antena que pasó de 3.7 dBi a 0.72 dBi.

2.3. Propuesta de J. A. Tirado-Méndez, H. Jardón-Aguilar, F. Iturbide-Sánchez, I. García-Ruíz, V. Molina-López y R. Acevo-Herrera.

Uno de los primeros trabajos en reducción de antenas de parche con defectos en la microcinta, es el presentado por Tirado-Méndez y sus colaboradores en [11], donde se propone utilizar estructuras DMS para reducir el tamaño de una antena de parche rectangular incrementando su longitud eléctrica. Se diseñaron, construyeron y caracterizaron, una antena convencional y una con la técnica aplicada, ambas a una frecuencia de 1.77 GHz; la fotografía de esta última se puede apreciar en la Figura 2.3.

En la Tabla 2.1 se encuentran las dimensiones de la antena convencional, las reducidas así como las dimensiones utilizadas en la estructura DMS. El proceso de optimización fue realizado en el programa comercial de simulación electromagnética, HFSS de Ansoft.

Tabla 2.1. Dimensiones de las antenas construidas.

Antena	W [mm]	L [mm]	We [mm]	Ws [mm]	Ls [mm]
Convencional	65.7	54.9	--	--	--
Reducida	58.2	48.5	1	1	30

Las principales desventajas encontradas en los resultados prácticos, fue la disminución tanto en ancho de banda como en ganancia, teniendo en esta última una disminución de 11 dBi a 8 dBi, sin embargo, se consiguió un factor de reducción de aproximadamente el 22% en el área total del parche radiador.

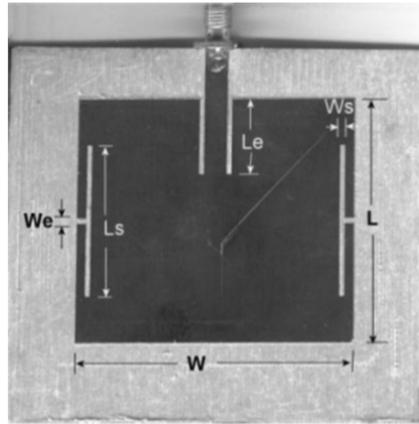


Figura 2.3. Prototipo de antena construido [11].

2.4. Propuesta de R. Avisankar, C. Praveen Kumar, S. Anand, S. Partha Pratim y B. Sunandan.

En [12], se propuso un novedoso enfoque en miniaturización de antenas de parche con operación en multifrecuencias. Se introdujeron líneas simétricas en ambos lados no radiadores de la antena. Se encontró que con las cargas se consigue una radiación en múltiples frecuencias y además se alcanza una reducción de aproximadamente el 82% en las dimensiones de la antena.

Se simuló tres antenas, una de referencia, una a la cual se le agregaron las líneas (Antena 1) y una tercera sobre la cual se realizó una especie de estructura DMS y además se agregaron las líneas como carga (Antena 2).

En la Figura 2.4 se ilustra la forma de la Antena 2 así como las dimensiones de la misma, finalmente en la Figura 2.5 se observa la Antena 3 y las dimensiones que posee.

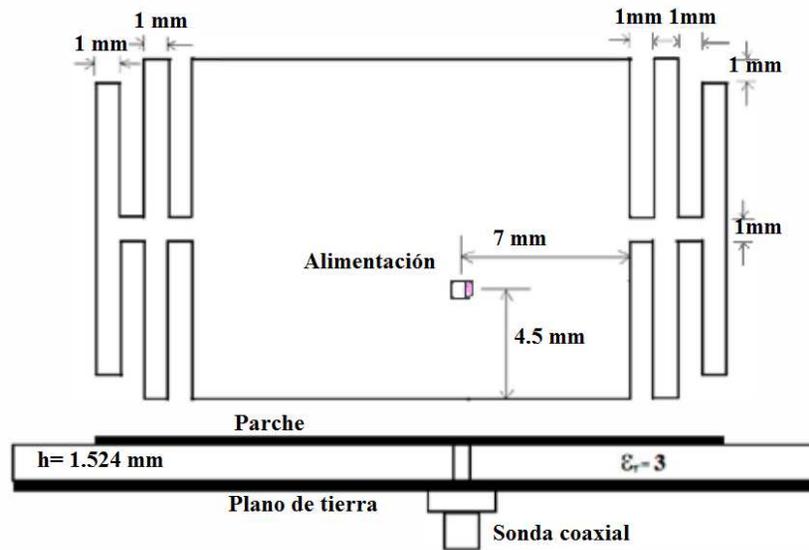


Figura 2.4. Estructura de la Antena 1 [12].

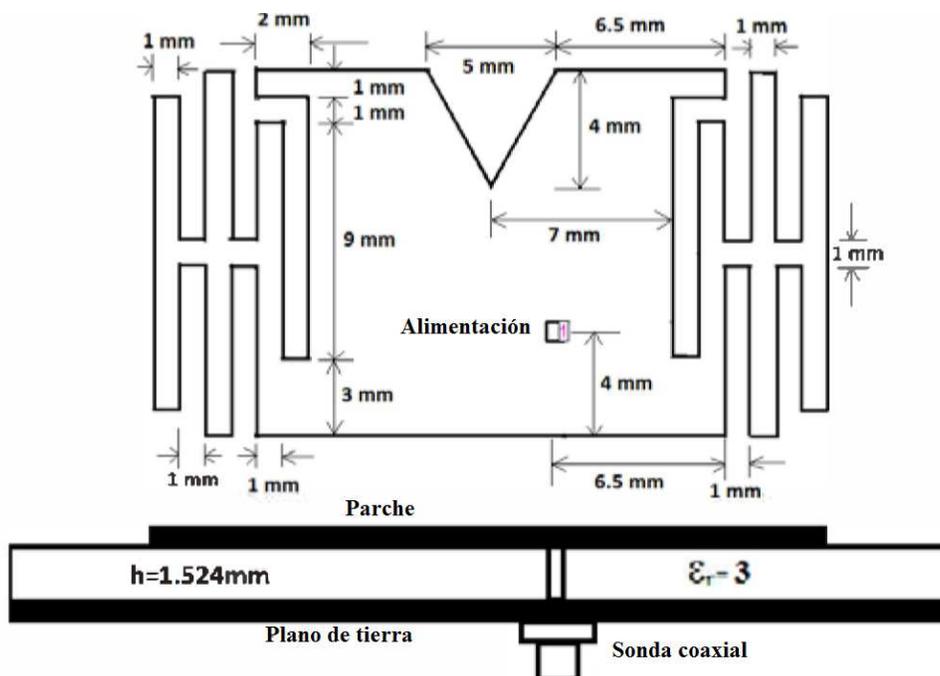


Figura 2.5. Estructura de la Antena 2 [12].

En la Tabla 2.2 se encuentran los resultados obtenidos para los parámetros de: frecuencia de resonancia, acoplamiento, ancho de banda y ganancia.

Tabla 2.2. Resultados obtenidos en las tres antenas.

Estructura	Frecuencia de resonancia [GHz]	Acoplamiento [dB]	Ancho de banda [%]	Ganancia [dBi]
Antena de referencia	5.7	-23.5	3.2	4.6
Antena 1 (Con líneas)	2.8	-15.7	0.6	4.4
	5.67	-19	4.8	6
	6.8	-19.4	0.35	7.5
	7.1	-11.8	---	1.9
	7.7	-12.3	0.5	1.9
Antena 2 Con líneas y DMS)	2.1	-13	0.5	-1
	5.1	-15	1.5	5
	5.5	-13.7	3.7	5.4
	6.65	-17.6	1	4.6

Finalmente, en este artículo se pudo concluir que la técnica propuesta otorga hasta un 82% de reducción, agregando una respuesta multifrecuencia. Los resultados obtenidos en las frecuencias en las cuales se encontró un acoplamiento por debajo de los -10 dB, presentan ganancias aceptables, en la mayoría de los casos, considerando que el factor de reducción es muy elevado, sin embargo, en las que la ganancia es muy degradada, puede mejorarse utilizando algunos métodos como son: multicapas, estructuras fractales o inclusive estructuras metamateriales.

2.5. Propuesta de A. A. Salih y M. S. Sharawi.

En [13], la investigación se basó en la miniaturización de una antena de parche que cubriera dos intervalos de frecuencia en la banda de red inalámbrica de área local (WLAN, por sus siglas en inglés, “Wireless Local Area Network”). Se introdujo una vía conectada hacia el plano de tierra, además de una novedosa estructura en el plano de tierra imperfecta (DGS).

En la Figura 2.6 se ilustra la estructura de la antena desde varias perspectivas. La antena propuesta es una antena de parche con una vía cerca del punto de alimentación. Se logró la propiedad de banda dual con la DGS.

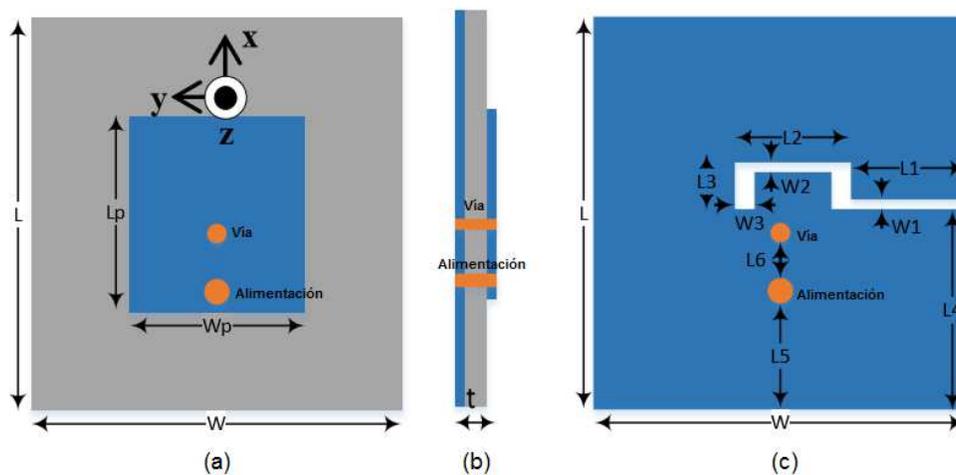


Figura 2.6. Antena propuesta. (a) Vista superior. (b) Vista lateral. (c) Vista inferior [13].

Para investigar más sobre el efecto generado por el espacio de la DGS, se realizó una parametrización de las dimensiones $L1$, $L2$ y $L3$, obteniendo como resultado que el espacio entre frecuencia superior e inferior aumenta conforme cada una de las variables aumenta.

Finalmente, se midió la máxima ganancia y la eficiencia de la antena, obteniendo los resultados que se encuentran en la Tabla 2.3.

Tabla 2.3. Resultados de ganancia y eficiencia máximos para las frecuencias de resonancia.

Parámetro	Frecuencia [GHz]	Valor
Ganancia [dB]	2.4	-1.7
	5.2	2.43
Eficiencia [%]	2.4	30%
	5.2	81%

Como conclusión, se obtuvo que con la aplicación de una vía en corto circuito y una estructura DGS, se logra una antena de operación dual con un factor de miniaturización de hasta el 74% sacrificando principalmente directividad y ganancia en la banda más baja.

2.6. Propuesta de Mehre-eMunir, A. Altaf y M. Hanain.

En [14], se propone por Mehre-eMunir y sus colaboradores, una novedosa técnica de miniaturización para antenas de parche. Su propuesta consiste en un parche fractal, con una DMS en forma de H, además de agregar un par de DGS, en forma de L y U. Así como en [13], se añadió una vía cerca del punto de alimentación para compensar la capacitancia generada por las imperfecciones. Se utilizó el software CST para realizar el diseño y simulaciones de la antena propuesta. En las Figuras 2.7, 2.8 y 2.9, se ilustran las dimensiones de la antena, así como la forma de la misma.

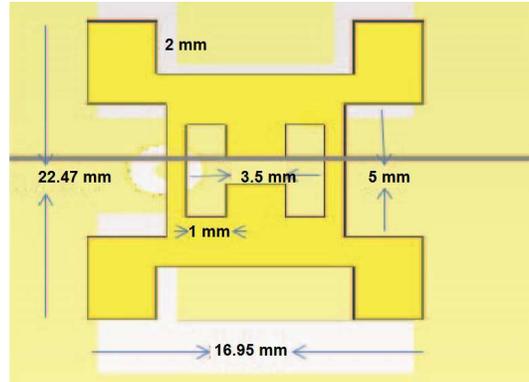


Figura 2.7. Vista superior de la estructura propuesta [14].

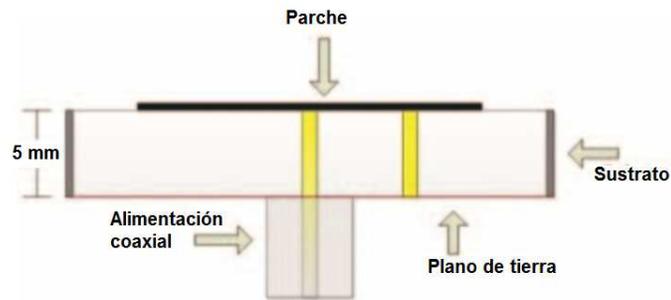


Figura 2.8. Vista lateral de la estructura propuesta [14].

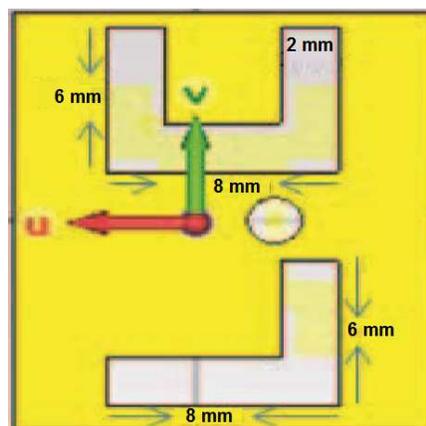


Figura 2.9. Vista inferior de la estructura propuesta [14].

Una antena convencional con las dimensiones de la antena reducida resonaría a los 4.1 GHz, mientras que la antena propuesta presenta su primer resonancia en 2.4 GHz. En la Tabla 2.4 se encuentran los valores obtenidos en las simulaciones para la antena reducida.

Tabla 2.4. Resultados obtenidos en el simulador para la antena reducida.

Frecuencia de resonancia [GHz]	2.4	3.68	3.82	4.67	6.12
Ganancia [dB]	3.18	2.34	3.29	3.87	2.12
Ancho de banda en impedancia [MHz]	97.6	120	146	113	179
Parámetro S_{11} [dB]	-18	-33	-21.2	-13.6	-11.4

Finalmente, se concluyó que con las técnicas propuestas, se obtiene una antena multi-banda, con un acoplamiento aceptable en cada una de ellas, un ancho de banda apreciable en los mismos, además, una alta ganancia para ser una antena que posee un factor de reducción del 66.5%.

2.7. Propuesta de S. K. Jain, A. Shrivastava y G. Shrivastava

S. K. Jain, A. Shrivastava y G. Shrivastava, proponen en [15], la utilización de CSRR cuadrados en el plano de tierra en una antena de parche alimentada por inset que trabaje en un intervalo de frecuencias de 2 a 5 GHz. Se realizó una parametrización en el tamaño de los anillos para observar el comportamiento del parámetro S_{11} con la modificación de los mismos, observando que, conforme se hacen más grandes los anillos, la frecuencia de

resonancia se recorre hacia valores menores, significando que el factor de reducción aumenta con las dimensiones de los anillos. En la Figura 2.10 se observa el diseño de la antenna.

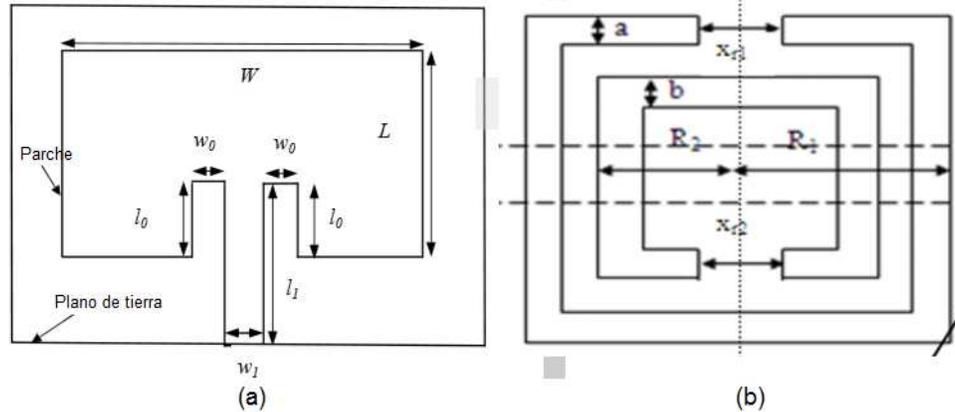


Figura 2.10. Antena propuesta. (a). Vista superior. (b) Vista inferior [15].

De este artículo obtuvieron las conclusiones de que al cargar una antena con CSRR en el plano de tierra se puede reducir una antena de parche de manera satisfactoria.

2.8. Propuesta de M. I. Zaman, F. T. Hamedani y H. Amjadi.

En el artículo presentado por M. I. Zaman y sus colaboradores [16], se presentó una novedosa estructura EBG, en la cual, no se requiere una conexión con el plano de tierra como en la mayoría de las estructuras EBG. Se le dio una aplicación en una antena de parche para incrementar su ganancia.

En la Figura 2.11 se puede observar una comparación entre la geometría que utiliza una estructura EBG de tipo hongo y la estructura propuesta.

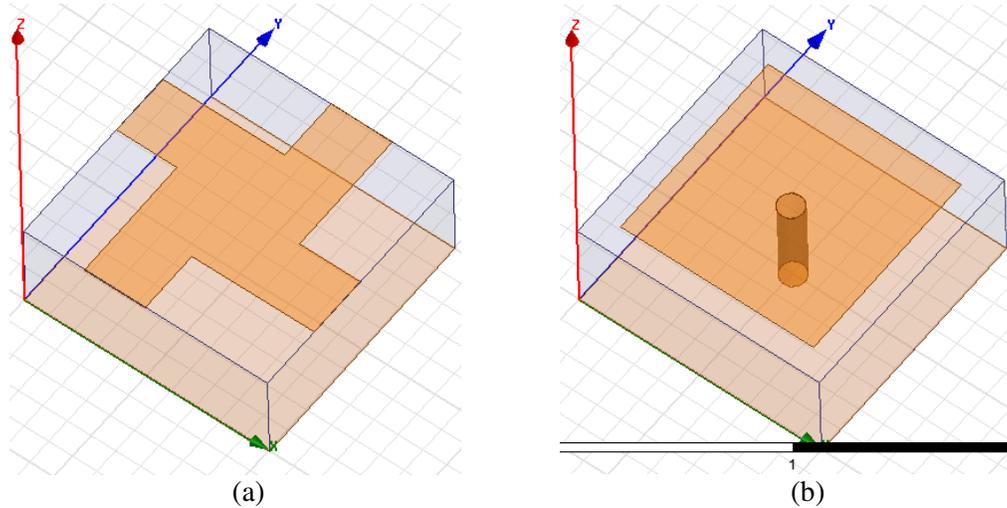


Figura 2.11. Comparación. (a) Estructura propuesta. (b) Estructura de hongo.

Para continuar con su investigación y comprobar los efectos que la estructura EBG causa en una antena de parche, primero se diseñó una antena convencional y se obtuvo mediante simulación el patrón de radiación a la frecuencia de resonancia que se diseñó (11.4 GHz). La máxima ganancia obtenida en la antena convencional fue de 3.38 dB.

Posteriormente se rodeó el parche con las estructuras EBG, tal y como se exhibe en la Figura 2.12. De esta nueva antena se obtuvo el patrón de radiación a la frecuencia de diseño, así como la ganancia de 4.7 dB la cuál es 1.3 dB mayor a la obtenida en la antena convencional.

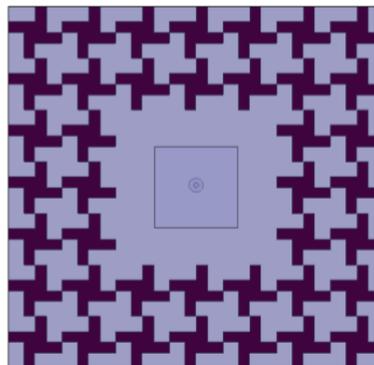


Figura 2.12. Antena de parche rodeada con la estructura propuesta [16].

En las conclusiones que obtuvieron en este artículo, las más relevantes son que la nueva estructura cumple con las características de un EBG de tipo hongo sin necesidad de realizar una vía para conectarlos con el plano de tierra y en segunda instancia, aplicar estas estructuras alrededor de una antena de parche afecta la ganancia de la misma de una manera positiva.

2.9. Trabajos realizados en el laboratorio de Compatibilidad Electromagnética de la ESIME Zacatenco.

En el trabajo de Tesis de Gabriel Ángel Jiménez Guzmán [17], se trabajó con una antena circular planarizada a la cual se le añadieron cargas metamateriales, para ser más preciso, SRR tal y como se muestra en la Figura 2.13. Al implementar los anillos, se aumenta el efecto de onda lenta lo que ocasiona una disminución en las dimensiones de la antena, manteniendo un ancho de banda de aproximadamente 1 GHz, y con un patrón de radiación prácticamente omnidireccional.

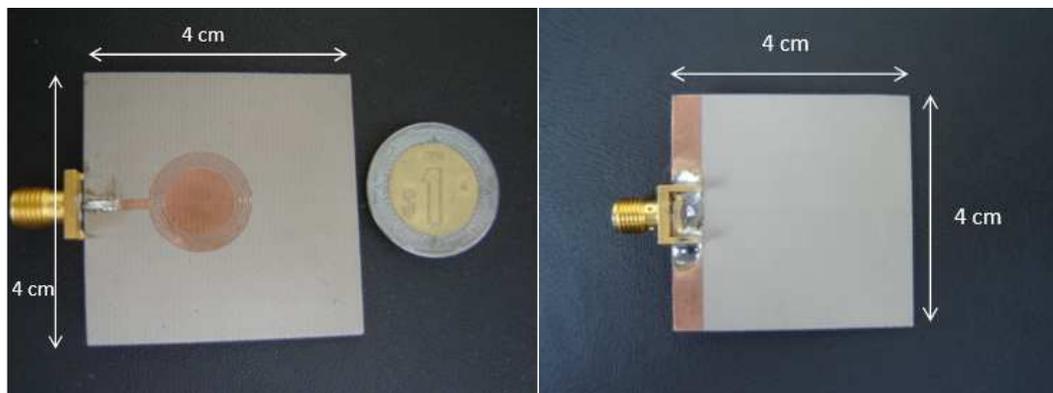


Figura 2.13. Antena construida en su vista superior y vista inferior [17].

En las conclusiones se menciona que cumplieron con los objetivos planteados en un principio. Obtuvieron una antena de tamaño pequeño que además cubre el 70% del ancho de banda de la banda R y posee un ancho de banda de aproximadamente 1 GHz.

En el trabajo presentado en [18] se realizó un par de antenas semi-isotrópicas para realizar pruebas de emisión e inmunidad electromagnética de 300 MHz a 3 GHz. Se llevó a cabo basándose en un arreglo ortogonal de dos dipolos para lograr la semi-isotropía. Posteriormente, se realizó la planarización de los dipolos en forma elíptica en un sustrato FR4 y utilizando una compensación capacitiva. En la Figura 2.14 se muestra una fotografía de la antena dipolo planarizada y el arreglo montado. Para alimentar el arreglo realizaron un acoplador bidireccional tipo T en el mismo sustrato, tal y como se ilustra en la Figura 2.15.



Figura 2.14. Antena propuesta. (a) Una sola antena. (b) Arreglo ortogonal de antenas [18].

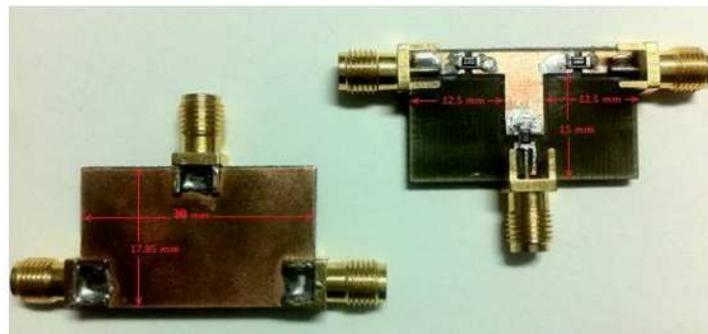


Figura 2.15. Acoplador tipo T propuesto [18].

Luego de realizadas sus pruebas, se obtuvo una antena semi-isotrópica en el intervalo planteado en un principio, además de contar con una ganancia de aproximadamente 5 dB en todo su intervalo, por lo que esta antena cubre diferentes estándares para pruebas de inmunidad electromagnética.

Otro trabajo referente a antenas planares y planarizadas realizado en el Laboratorio de Compatibilidad Electromagnética de la ESIME Zacatenco es el presentado en [20] donde se realizó una antena metamaterial en un sustrato con una permitividad relativa de 2.2 y un espesor de 1.27 mm. En esta antena se utilizó la estructura de los SRR pero variándolos de forma, ya que en lugar de hacer círculos, se llevó a cabo una aproximación mediante estructuras hexagonales, en gran parte se hizo, por la precisión para la construcción. La antena realizada se muestra en la Figura 2.16.



Figura 2.16. Antena metamaterial con SRR hexagonales [19].

Se obtuvo una antena con un ancho de banda de 500 MHz cubriendo la banda ISM de 2.4 GHz además de obtener un patrón de radiación semi- isotrópico con una ganancia de -2.6 dBi a la frecuencia mencionada, comparando con una antena de parche convencional consiguieron un factor de reducción de aproximadamente 40% y, como ya bien se ha

mencionado, se tuvo un sacrificio y los parámetros que se vieron más afectados fueron los de ganancia y acoplamiento.

Continuando con la tendencia de las SWS (Por sus siglas en, “Slow Wave Structures”), en el trabajo presentado en [20], se diseñó, construyó y caracterizó, una antena planar, que constaba de un arreglo lineal de 4x1 antenas de parche, alimentadas por inset. Se colocaron periódicamente CSRR en el plano de tierra, tal y como puede notarse en la Figura 2.17.

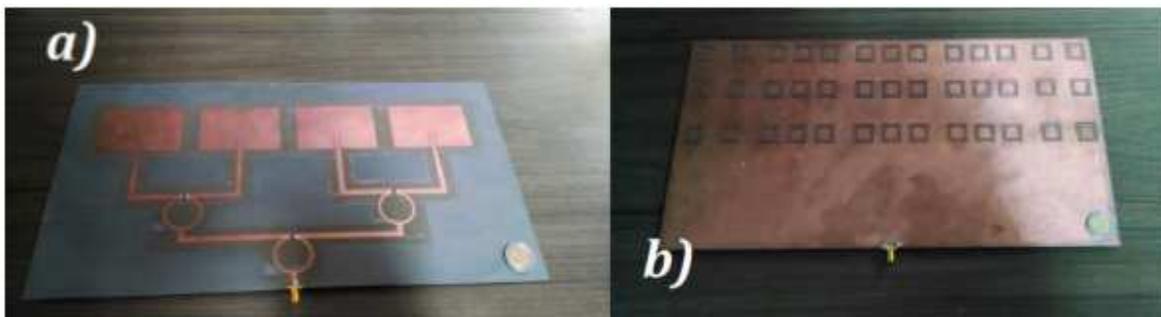


Figura 2.17. Antena presentada en [20].

La antena resonó a 2.04 GHz, con una ganancia de 9.6 dB, presentando un factor de reducción de 40%. Se realizó la comparación con un arreglo convencional a la misma frecuencia, capturado en HFSS, notado que, la ganancia y directividad se mantuvieron, pero la relación de lóbulo frontal-posterior, es muy degradada ya que va desde los 24 dBi, hasta los 10 dBi.

Para solucionar esta degradación, se propuso colocar un reflector en corto circuito con el plano de tierra, colocado a una distancia de 10 mm del mismo. En la Figura 2.18 se observa como quedó la antena finalmente.

Con la colocación del reflector, se obtuvo una relación de lóbulo frontal-posterior de 22 dBi.



Figura 2.18. (a) Antena con el reflector colocado. (b) Lámina de poliestireno para dar soporte mecánico entre el plano de tierra y el reflector [20].

Como conclusiones, se obtuvieron que, la colocación de estructuras DGS metamateriales, disminuyen el efecto de las ondas de superficie, permitiendo así que la separación entre los parches pueda ser menor a la recomendada, ya que se acercaron hasta 0.5λ entre ellos sin presentar una gran degradación en la antena, esto fue lo que permitió obtener un factor de reducción en él. También se encontró que la colocación de un reflector en corto circuito con el plano de tierra de la antena, disminuye el lóbulo posterior de la misma, sin embargo, se menciona que debe de seleccionarse adecuadamente la separación, ya que ésta presenta un impacto muy grande sobre la forma del patrón de radiación.

2.10. Conclusiones.

En este capítulo, se llevó a cabo la investigación de algunos de los trabajos realizados recientemente en la miniaturización de antenas de parche, encontrando que la aplicación de SWS, como son: DMS, DGS, EBG, estructuras metamateriales y estructuras fractales. Encontrando que con las estructuras DMS y metamateriales, se consiguen altos factores de reducción de dimensiones. Sin embargo, la aplicación de dichas estructuras, afecta principalmente la ganancia de la antena.

Las estructuras fractales llegan a producir respuestas multi banda, dando origen a posibles interferencias en frecuencias no deseadas.

Se encontró que las estructuras EBG pueden ser utilizadas para compensar las afectaciones en ganancia provocadas por alguna otra técnica, debido a que agregar dichas estructuras, se ve aumentada.

Finalmente, se encontró que se está innovando con la aplicación de diversas técnicas a la vez, obteniendo antenas con desempeños altamente parecidos a los de una antena convencional, pero con un tamaño menor.

Referencias.

- [1] C. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*, Estados Unidos: John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [2] W. L. Stutzman y G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, USA: Wiley, 1998.
- [3] R. Stratman Elliot, *Antenna Theory and Design*, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [4] J. L. Volakis, C. C. Chen y K. Fujimoto, *Small Antennas: Miniaturization Techniques & Applications*, Estados Unidos de América: McGraw-Hill, 2010.

- [5] K. Fujimoto y H. Morishita, *Modern Small Antennas*, Reino Unido: Cambridge, 2013.
- [6] L. Li y G. Liu, «A differential Microstrip Antenna With Filtering Response», *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, pp. 1-1, 2016.
- [7] P. Sharma y S. Gupta, “Bandwidth and gain enhancement in microstrip antenna array for 8 GHz frequency applications”, *Engineering and Systems (SCES), 2014 Students Conference on*, pp. 1-6, 2014.
- [8] A. A. Deshmukh, V. Pandita, R. Colaco y R. Doshi, “Dual Band dual polarized modified circular microstrip antenna”, *Circuits, Systems, Communication and Information Technology Applications (CSCITA), 2014 International Conference on*, pp. 347-352, 2014.
- [9] A. Holub y P. Milan, “A Novel Microstrip Patch Antenna Miniaturization Technique: A Meanderly Folded Shorted-Patch Antenna”, *Microwave Techniques, 2008. COMITE 2008. 14th Conference on*, pp. 1-4, 2008.
- [10] M. P. Princy, A. C. Priya, M. T. N. Sneha, S. Sherry Ann, J. Savya y D. K. Deepti, “Miniaturization os Square Patch Antenna using Complementary Split Ring Resonators”, *2013 Third International Conference on Advances in Computing and Communications*, pp. 122-125, 2013.
- [11] J. A. Tirado-Méndez, H. Jardón-Aguilar, F. Iturbide-Sánchez, I. García-Ruíz, V. Molina-López y R. Acevo-Herrera, “A Propoced Defected Microstrip Structure (DMS) Behavior for Reducing Rectangular Patch Antenna Size”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 43, n° 6, 2004.
- [12] R. Avisankar, C. Praveen Kumar, S. Anand, S. Partha Pratim y B. Sunandan, “A Novel Approach on Miniaturization of Microstrip Patch Antenna with Loaded Strips”, *Electronics, Communication and Instrumentation (ICECI), 2014 International Conference on*, pp. 1-4, 2014.
- [13] A. A. Salih y M. S. Sharawi, “A Dual-Band Highly Miniaturized Patch Antenna”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2016.
- [14] Mehre-eMunir, A. Altaf y M. Hanain, “Miniaturization of microstrip fractal H-shape antenna using stack configuration for wireless applications”, *Recent Trends in Information System (ReTIS), 2015 IEEE 2nd International Conference on*, pp. 44-48, 2015.
- [15] S. K. Jain, A. Shrivastava y G. Shrivastava, “Miniaturization of Microstrip Patch Antenna using Metamaterial loaded with SRR”, *Electromagnetic in Advanced Applications (ICEAA), 2015 Internaional Conference on*, pp. 1224-1227, 2015.
- [16] M. I. Zaman, F. T. Hamedani y H. Amjadi, “A New EBG structure and its application on Microstrip patch antenna”, *Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM), 2012 15th International Symposium on*, pp. 1-3, 2012.



- [17] G. Á. Jiménez-Guzmán, Diseño de una antena de tamaño pequeño en la banda R con metamateriales para aplicaciones de sensores electromagnéticos, México, D.F.: Instituto Politécnico Nacional, 2013.
- [18] M. A. Muñoz Sancén, Desarrollo de Antenas semi-isotrópicas para evaluar emisiones radiadas e inmunidad electromagnética en el intervalo de frecuencias de 300 MHz a 3GHz, México D.F.: Instituto Politécnico Nacional, 2012.
- [19] G. Lastra Campos, Diseño y construcción de una antena metamaterial para aplicaciones de comunicaciones personales en la banda ISM de 2.4 GHz, México, D.F.: Instituto Politécnico Nacional, 2012.
- [20] E. Fritz Andrade, Aplicación de estructuras basadas en teoría de metamateriales para reducir dimensiones en arreglos de antenas de parche, México, D.F.: Instituto Politécnico Nacional, 2016.

CAPÍTULO 3

Selección y diseño de antena

3.1. Selección de antena.

En base a la investigación realizada a lo largo de las secciones anteriores, se observó que los trabajos más recientes reportan antenas de parche con la aplicación de diversas técnicas juntas, y de esta forma compensar las afecciones que se causan por alguna u otra.

Se observó principalmente que en cuanto a antenas de parche se refiere, la aplicación de estructuras imperfectas (DMS, DGS, estructuras metamateriales, etc), es una de las técnicas más aplicadas para la miniaturización de antenas. Por esto, en esta tesis se optó por aplicar una estructura DMS en ambos lados de los parches. Cuando se diseñó la antena con el máximo factor de reducción se encontró que la ganancia de la antena no cumplía con las expectativas, por lo que se decidió realizar un arreglo lineal de antenas, dado que es sabido que, para un cierto número de antenas, la ganancia comienza a mantenerse y si el arreglo presenta un factor de reducción lo suficientemente alto, se puede aprovechar al máximo dicho factor sin tener una pérdida en ganancia considerable.

Una vez diseñado el arreglo lineal, se consideró que si fuese posible reducir el tamaño entre parches además del factor aportado por la técnica de reducción en los parches, también habría una reducción en el arreglo, obteniendo, de esta forma, un arreglo final más pequeño. Fue debido a esto, que basados en [1], se decidió envolver el arreglo de manera simétrica

para aumentar la ganancia, ya que si los parches se acercan, se ve afectada la ganancia y la directividad.

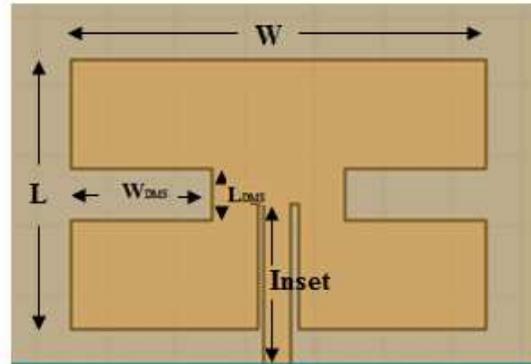


Figura 3.1. Estructura propuesta.

3.2. Diseño del arreglo lineal.

El diseño del arreglo consta de varias etapas, la primera de ellas es la aplicación de la técnica de reducción en un solo parche. Posteriormente, cuando se decidió la realización de un arreglo de antenas, se pudo notar que había problemas en la alimentación de las mismas, dado que a la frecuencia de trabajo, el divisor de potencia utilizado presentaba dimensiones muy grandes, por lo que la segunda fase del diseño fue implementar un divisor de potencia aplicándole la estructura más básica de las DMS tal y como se vio en [2]. Una vez optimizado el divisor de potencia, se unieron los parches en un arreglo lineal 2x1, en el cual se observó que aún no se cumplían con las expectativas en cuanto a ganancia y directividad. Esto llevó a que se decidiera realizar un arreglo de 4x1 antenas, el cual ya que se encontraba optimizado, se le agregaron las estructuras EBG para obtener el máximo factor de reducción posible. En las subsecciones siguientes se explica a detalle cómo es que se fueron realizando los diseños de cada uno de los pasos, así como los resultados obtenidos en cada uno de ellos.

3.2.1. Diseño de la antena de parche con estructuras DMS.

Para comenzar con un diseño de una antena de parche rectangular es necesario conocer tres parámetros. Permittividad eléctrica relativa del material (ϵ_r), frecuencia de resonancia (f_r) y el espesor del sustrato (h). Cabe mencionar que las unidades que se deben de utilizar son: para la frecuencia Hz y para h milímetros [3].

Primero se debe encontrar el ancho del parche con la ecuación (3.1). Dónde c es la velocidad de la luz en el espacio libre. Una vez que se tiene ese valor, se determina la constante dieléctrica efectiva mediante (3.2) [3].

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (3.1)$$

$$\epsilon_{refff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (3.2)$$

Ya con los valores de W y la constante efectiva se encuentra la extensión de la longitud L usando (3.3), y finalmente para obtener el valor de L , se utiliza la ecuación (3.4) [3].

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{refff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{refff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (3.4)$$

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_{refff}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} - 2\Delta L \quad (3.5)$$

En [3] se indica que para calcular la posición del Inset (para el caso de una impedancia de entrada real) es necesario seguir el procedimiento especificado en las ecuaciones (3.6) a (3.8).

$$G_1 = \begin{cases} \frac{1}{90} \left(\frac{W}{\lambda}\right)^2 & W \ll \lambda \\ \frac{1}{120} \left(\frac{W}{\lambda}\right) & W \gg \lambda \end{cases} \quad (3.6)$$

$$R_{in} = \frac{1}{2G_1} \quad (3.7)$$

$$y_0 = \left(\frac{L}{\pi}\right) \cos^{-1} \left(\sqrt{\frac{Z_0}{R_{in}}} \right) \quad (3.8)$$

Para el caso del último valor, en la literatura se especifica que el valor tomado para esta variable es del borde de la antena hasta su posición, y dado que en este trabajo, del borde del sustrato al comienzo de la antena se dio una longitud de 5 mm, al valor otorgado por la ecuación (3.8) se le debe sumar esos 5 mm.

Para obtener las dimensiones de la antena a la frecuencia requerida, se hizo un código en MatLab que sigue el procedimiento especificado en las ecuaciones (3.1) a (3.8). El programa solicita al usuario la frecuencia de resonancia, la permitividad relativa del material y el espesor del sustrato. En [3] se indica que es recomendable utilizar un sustrato con una permitividad de bajo valor, dado que se obtiene un mejor resultado en la eficiencia de radiación, así como en el ancho de banda, pagando con el hecho de obtener dimensiones mayores. Se decidió utilizar el sustrato Rogers RT5880, que posee una $\epsilon_r = 2.2$, un espesor $h = 1.27$ mm, y su tangente de pérdidas es de $\delta = 0.0004$, además de tener un grosor del cobre $t = 0.009$ mm. Se introdujeron esos datos en el programa realizado, incluyendo la

frecuencia de resonancia $f_r = 1.35$ GHz. En la Tabla 3.1 se encuentran las dimensiones que se obtuvieron mediante el programa en MatLab (en el apartado teórico), sin embargo, una vez capturada la antena con las dimensiones arrojadas por el mismo, en el software de simulación (Para llevar a cabo todas las simulaciones en el trabajo de tesis, se utilizó HFSS de Ansoft, en su versión 15.0), se tuvieron que realizar algunas modificaciones, principalmente en los valores de W , L e inset, para llegar al acoplamiento requerido en la frecuencia de interés. Con estas modificaciones se llegaron a las dimensiones de la Tabla 3.1.

Tabla 3.1. Dimensiones de la antena convencional optimizada.

Parámetro (teórico)	Valor [mm]	Parámetro (final)	Valor [mm]
W	79.05	W	100
L	74.63	L	69
Inset	33.1	Inset	22.8

Se obtuvieron el patrón de radiación y el acoplamiento en el puerto mediante simulación. En la Figura 3.2, se ilustra el patrón de radiación obtenido en el plano E, del cual, puede observarse, que la ganancia máxima es de 5.6 dBi, tal y como se esperaba, dado que las referencias [3] y [4], mencionan que una antena de parche convencional presenta una ganancia máxima entre los 5 y los 7 dB.

Ahora bien, de la Figura 3.3, puede notarse un máximo acoplamiento en el puerto de -13.78 dB a una frecuencia de 1.35 GHz, por lo que se asegura que, a esa frecuencia, al menos el 90% de la señal será acoplada [3-4].

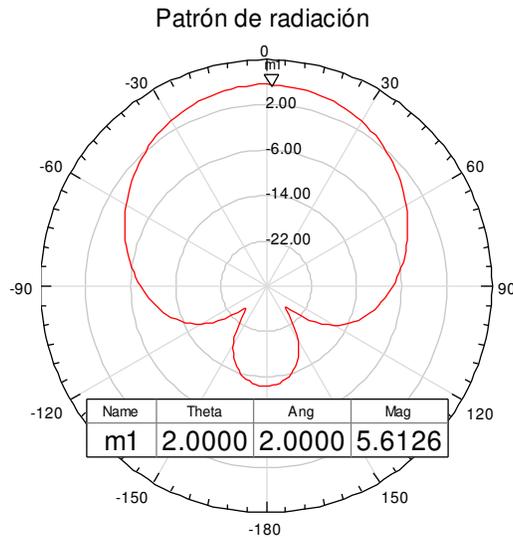


Figura 3.2. Patrón de radiación de la antena convencional, variable Ang [°] y Mag [dBi].

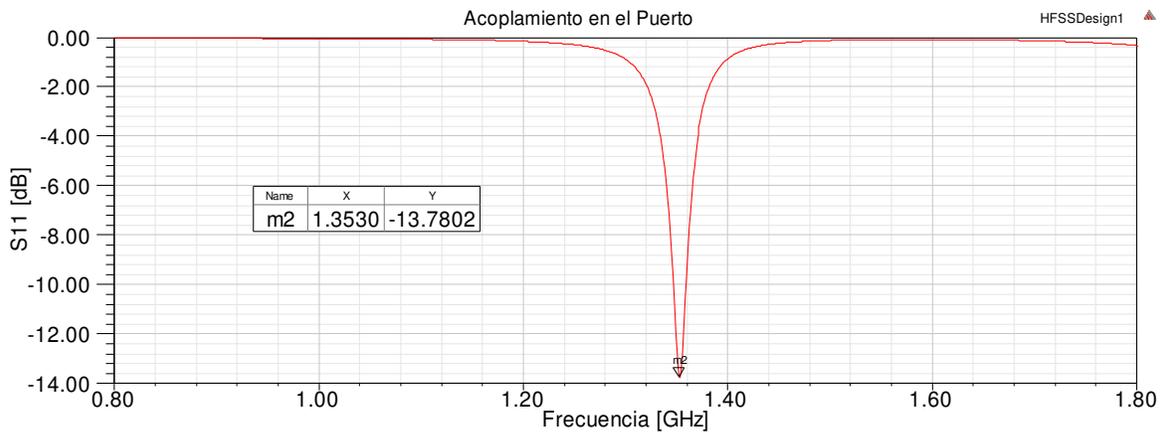


Figura 3.3. Acoplamiento en el puerto para la antena convencional.

Posterior al diseño de la antena convencional, se colocaron las DMS simétricamente en los costados del parche convencional. Se realizó una parametrización de las variables L_{DMS} y W_{DMS} , para la primera, desde 1 mm hasta 10 mm de uno en un milímetro, y para la segunda, de un valor de 5 mm hasta los 25 mm, con el mismo paso. Se encontró, que estas variables son las que tienen mayor influencia en la ubicación de la frecuencia de resonancia.

Sin embargo, para centrar ésta en los 1.35 GHz, fue necesario continuar con pasos más pequeños, desde los 0.1 mm hasta los 0.01 mm.

Una vez que se obtuvo la frecuencia de resonancia deseada, se observó que el acoplamiento no era adecuado, por lo que se tuvo que optimizar las variables: Inset (se tomó el valor que se tenía en la antena convencional como punto de referencia), W y L , tratando de mantener en lo posible, la relación $\frac{W}{L} = 1.5$, que según se indica en [3] y [4], es para evitar altos niveles de polarización cruzada, llegando finalmente a las dimensiones que se encuentran en la Figura 3.4.

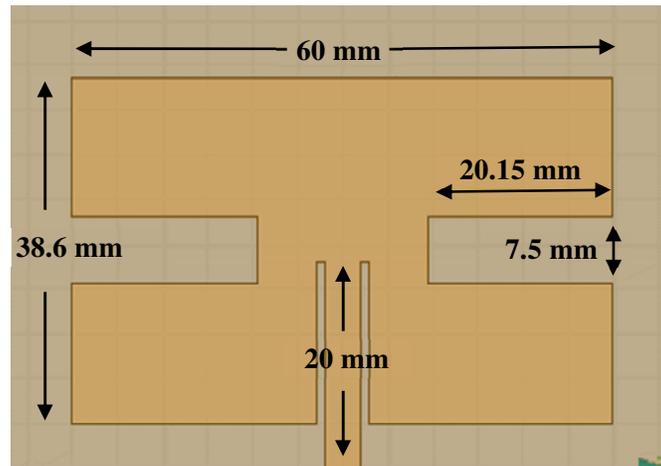


Figura 3.4. Dimensiones de la antena propuesta optimizada.

Tabla 3.2. Dimensiones de la antena de parche con estructuras DMS.

Parámetro	Valor [mm]	Parámetro	Valor [mm]
W	60	L_{DMS}	7.5
L	38.6	W_{DMS}	20.5
Inset	20	Área del parche [mm ²]	2316

La simulación con las dimensiones encontradas en la Tabla 3.2, otorgó como resultado una frecuencia de resonancia de 1.35 GHz con un acoplamiento en el puerto de -14 dB, tal y como puede verse en la Figura 3.5. Sin embargo, como era de esperarse, dados los resultados mostrados en los artículos estudiados, la desventaja de aplicar DMS en una antena de parche, es la obtención de una ganancia máxima muy baja, que para este caso resultó ser de 0.97 dB. En la Figura 3.6 se ilustra el patrón de radiación obtenido en simulación.

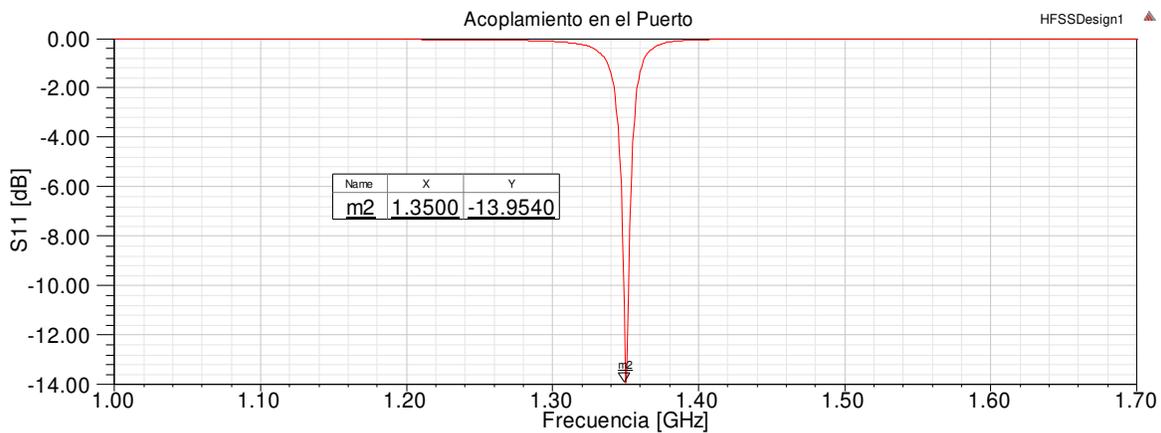


Figura 3.5. Acoplamiento en el puerto de alimentación de la antena propuesta.

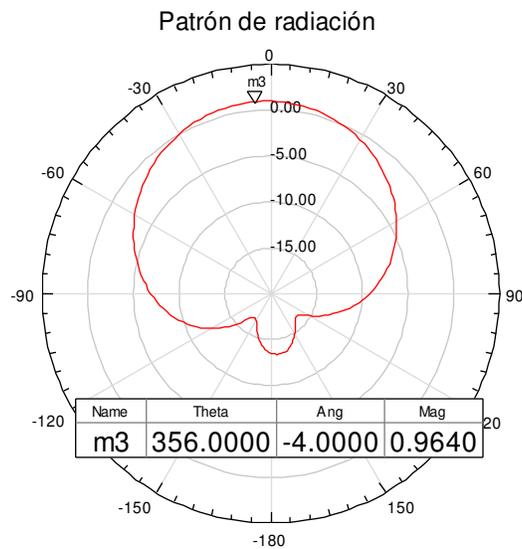


Figura 3.6. Patrón de radiación a 1.35 GHz en la antena propuesta con la variable Mag en dBi.

Como puede observarse, si se toman los datos W y L (del apartado final), y se multiplican, el área total del parche convencional es de 69 cm^2 y si se realiza una comparación con el área de la antena reducida en la misma frecuencia, el factor de reducción obtenido es de 67%, sin embargo, la máxima ganancia obtenida en la antena reducida, es aproximadamente 4.5 dB por debajo del de la antena convencional. Con lo investigado en los artículos más recientes sobre reducción de antenas, aunque se tiene una degradación significativa en ganancia, hasta cierto punto, es menor que la que presenta aplicar DGS o metamateriales con factores de reducción tan altos.

Después de obtener estos resultados, se decidió que la técnica propuesta sería la técnica a utilizar, con las dimensiones óptimas obtenidas después del proceso de simulaciones, pero para aprovechar al máximo la reducción que proporciona la aplicación de esta estructura propuesta; se decidió el diseño de un arreglo, en primera instancia de 2×1 elementos y posteriormente uno de 4×1 para obtener una ganancia y directividad, cercana a la que presentaría un arreglo de antenas convencional, ya que, en arreglos lineales, llega un punto en el que el número de elementos presenta variaciones muy pequeñas en estos parámetros [3,4].

3.2.2. Diseño del divisor de potencia.

Se revisaron las referencias [5] y [6] para conocer más sobre los divisores de potencia que se pueden emplear en un arreglo lineal de antenas. Por la simplicidad en el diseño, la facilidad para implementarlo en un circuito impreso, además de la ventaja de tener la misma impedancia en la línea de entrada y salida de los puertos del divisor, se decidió utilizar un divisor de potencia tipo Wilkinson. En la Figura 3.7 se encuentra la estructura aproximada con los requerimientos de las líneas.

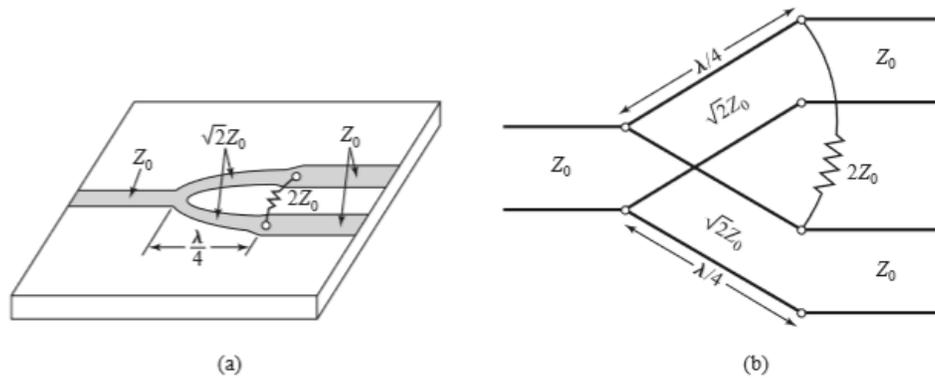


Figura 3.7. Divisor de potencia de Wilkinson. (a) Divisor en microcinta. (b) Equivalente en circuito de líneas de transmisión [5].

Como se puede observar en la Figura 3.7, es posible normalizar las impedancias a la impedancia característica, como ya estaba pensada la utilización de un conector SMA cuya impedancia es de 50Ω , se utilizó esta impedancia para diseñar el divisor.

Con ayuda de la herramienta LineCalc, del software Advanced Design System, se calcularon los anchos de las pistas, así como la longitud de onda guiada [6], que es la necesaria para realizar el diseño de los divisores de potencia. En la Figura 3.8 se muestra la interface en la que se deben de introducir diferentes parámetros del material, para obtener el ancho y largo necesario de la pista. Los parámetros que se modifican son:

- $E_r = 2.2$
- $H = 1.27$ [mm].
- $T = 0.009$ [mm].
- $Cond = 5.8 \times 10^7 \left[\frac{1}{\Omega} \right]$.
- $TanD = 0.0004$
- Freq (frecuencia de operación) = 1.35 [GHz].
- $Z_0 = 50$ [Ω].
- $E_{Eff} = 90$ [$^\circ$].

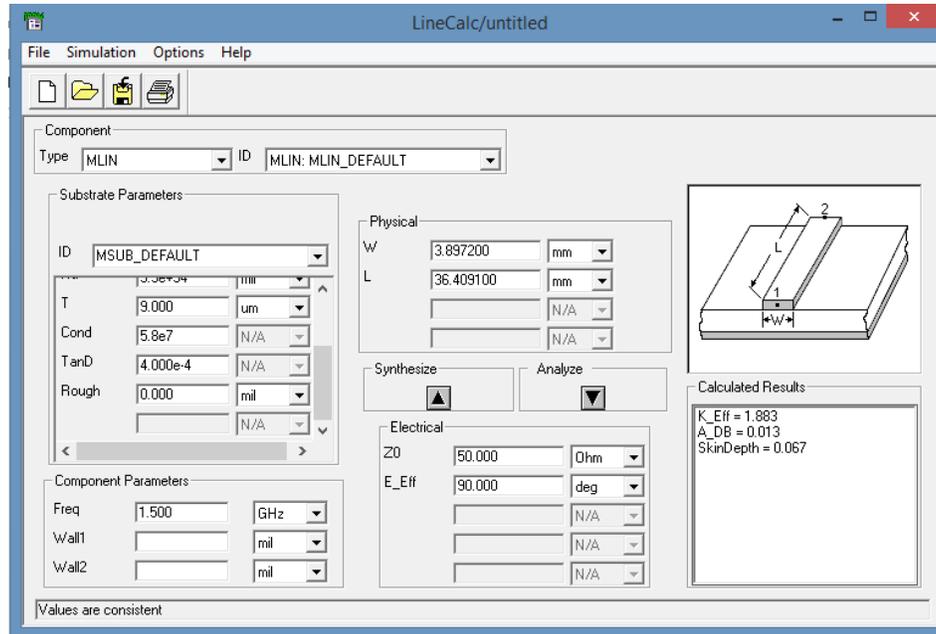


Figura 3.8. Interface de LineCalc.

En los parámetros indicados anteriormente, así como W y L , deben cambiarse las unidades a milímetros. Los resultados obtenidos con esta herramienta se encuentran en la Tabla 3.3.

Debido a que en la configuración mostrada en la Figura 3.7, a altas frecuencias, puede llegar a presentarse acoplamiento entre líneas, se buscó mejorar ese aspecto, proponiendo realizar una configuración circular, tal y como se ilustra en la Figura 3.9. Como los datos obtenidos por LineCalc son longitudes, basados en la fórmula para calcular el perímetro de un círculo, que se muestra en la ecuación (3.9), se realizaron los demás cálculos para llegar a los radios necesarios que cumplen con la longitud de onda guiada necesaria.

$$P = 2\pi r \quad (3.9)$$

Como el valor de λ_g otorgado por LineCalc es la mitad del perímetro, la ecuación para calcular el radio necesario es la mostrada en (3.10).

$$\lambda_g = \pi r \quad (3.10)$$

Finalmente se despejó el valor del radio quedando un radio exterior de 13.1 mm.

Tabla 3.3. Dimensiones del Divisor de potencia de Wilkinson.

Parámetro	Valor [mm]	Parámetro	Valor [mm]
Ancho de pista para Z_0	3.89	Ancho de pista para $\sqrt{2} Z_0$	2.22
Separación para conexión del resistor	4	$\lambda_g/4$ para $\sqrt{2} Z_0$	41.1
Largo de la pista de la línea de entrada	5	Largo de los brazos de salida	85

Como el ancho de la pista es de 2.22 mm se decidió que el radio interior del divisor fuera de 10.8 mm.

Se debe mencionar que se utilizó este largo de los brazos, ya que en [7] se explica que para obtener mejores resultados en el comportamiento de un arreglo lineal de antenas, es recomendable utilizar una separación menor a una longitud de onda asociada a la frecuencia de operación, siendo la separación óptima 0.8λ . También es necesario conocer que la separación para la conexión del resistor es debido a que el elemento utilizado es un resistor de montaje superficial cuyas dimensiones son de ese tamaño.

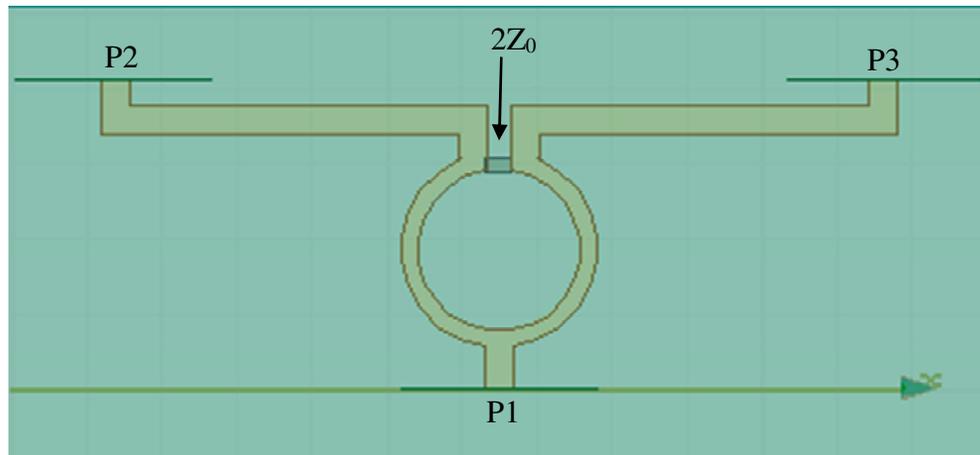


Figura 3.9. Diseño del divisor de potencia de Wilkinson.

Dado que en el diseño se requiere de un resistor con valor de dos veces la impedancia característica del sistema, se utilizó la condición de frontera de “Lumped RLC” en el simulador, dándole el valor de 100Ω .

Para verificar el funcionamiento del divisor de potencia, se obtuvo una gráfica en la que se observa el valor del parámetro S_{11} , y de esta forma, verificar en que ancho de banda se encuentra acoplado, además de incluir los trazos de las funciones de transferencia (S_{21} y S_{31}) de los puertos 2 y 3. En este gráfico se ilustra en la Figura 3.10, donde puede notarse que el divisor se encuentra acoplado desde la frecuencia de 820 MHz hasta los 2.5 GHz, además de asegurar que en los puertos 2 y 3, se está recibiendo aproximadamente la mitad de la potencia entrante en el puerto 1 ya que ambas funciones de transferencia, presentan un valor aproximado de -3 dB. También fue necesario verificar si las señales que se reciben en los puertos se encuentran en fase, debido a que los arreglos de antenas lineales deben ser alimentados bajo esta condición [4], para verificar lo anteriormente mencionado se obtuvieron las gráficas encontradas en la Figura 3.11, que trazan la fase de las funciones de transferencia.

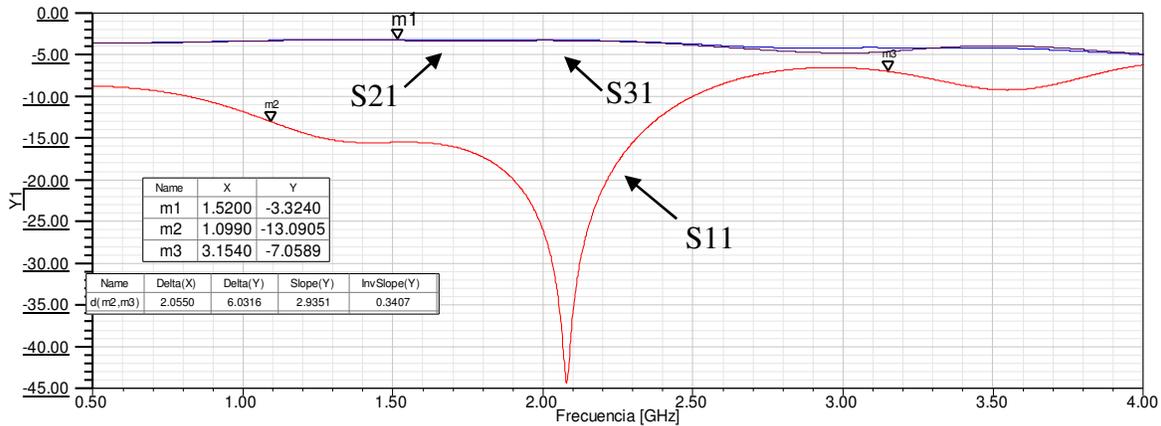


Figura 3.10. Parámetros S_{11} , S_{21} y S_{31} vs Frecuencia del divisor de potencia de Wilkinson.

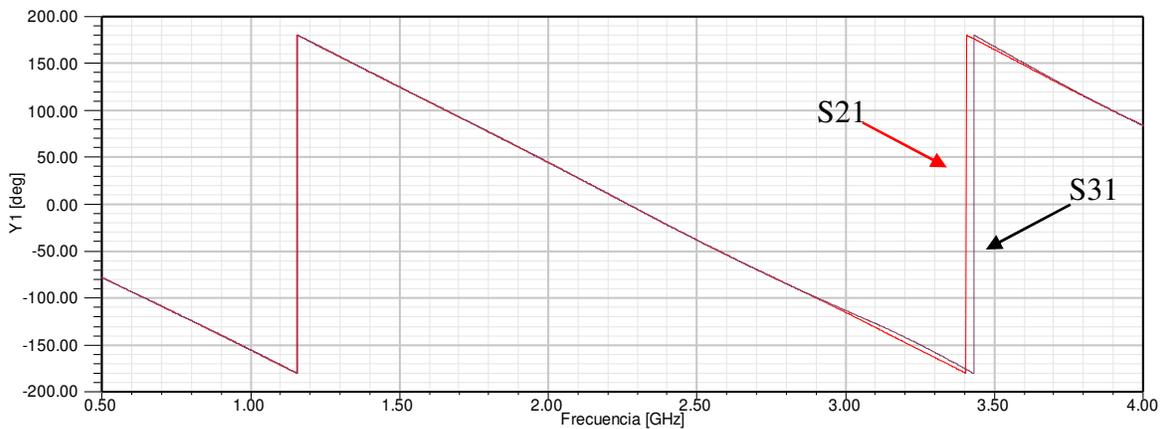


Figura 3.11. Fase de los parámetros S_{21} y S_{31} del divisor de potencia de Wilkinson.

Como el objetivo de este trabajo es el de obtener el mayor factor de reducción posible, se decidió que se aplicaría la estructura básica de DMS [2] en el divisor de potencia, realizando la estructura curva tal y como queda ejemplificado en la Figura 3.12.

Para obtener el mejor comportamiento del divisor, se realizó una parametrización de las dimensiones de las DMS, iniciando desde un grosor cercano al de la pista hasta el mínimo posible para construir por el método de litografía. Se observó que cuando se hacían más gruesas las estructuras, la transferencia de energía era menor e inclusive se encontraban desfases en las funciones de transferencia. Por esto, se decidió que los mejores

resultados fueron los obtenidos en 0.2 mm de espesor de la estructura. En cuanto al comportamiento del parámetro S_{11} , se encontró que a mayor grosor, el ancho de banda se hacía más grande, ya que la frecuencia mínima de operación se encontraba en una frecuencia más baja. En la Tabla 3.4 se enlistan las dimensiones finales obtenidas después de la parametrización y la optimización.

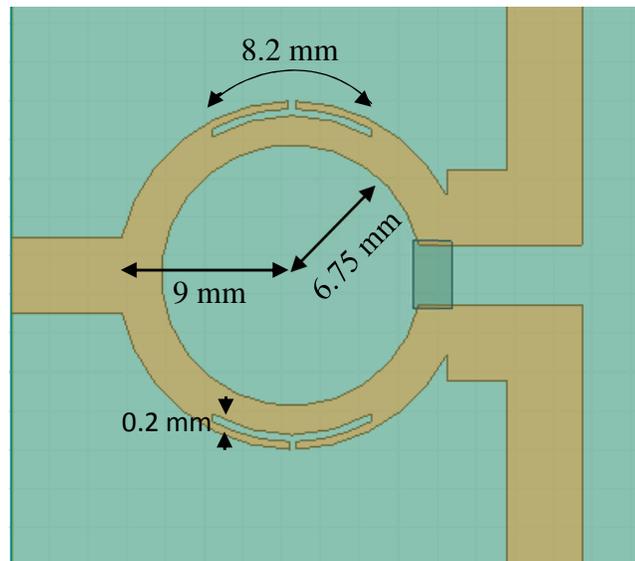


Figura 3.12. Estructura propuesta del Divisor de potencia reducido.

Tabla 3.4. Dimensiones del divisor de potencia propuesto.

Parámetro	Valor [mm]	Parámetro	Valor [mm]
Diámetro del círculo exterior	9	Longitud de la DMS	8.2
Diámetro del círculo interior	6.75	Separación de la DMS	0.2

Se obtuvieron los mismos gráficos que para el Divisor convencional. En las Figuras 3.13 y 3.14 se ilustran dichos resultados.

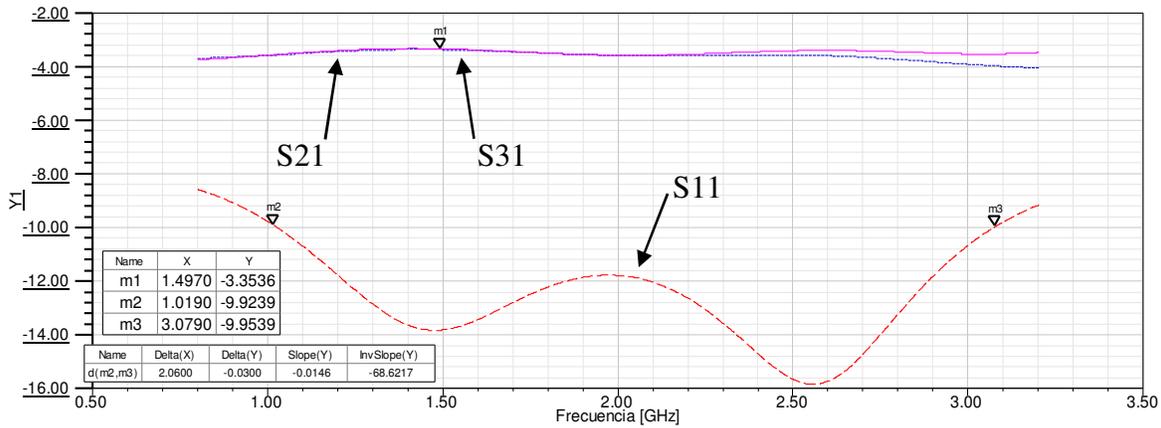


Figura 3.13. Parámetros S_{11} , S_{21} y S_{31} vs Frecuencia del divisor de potencia propuesto.

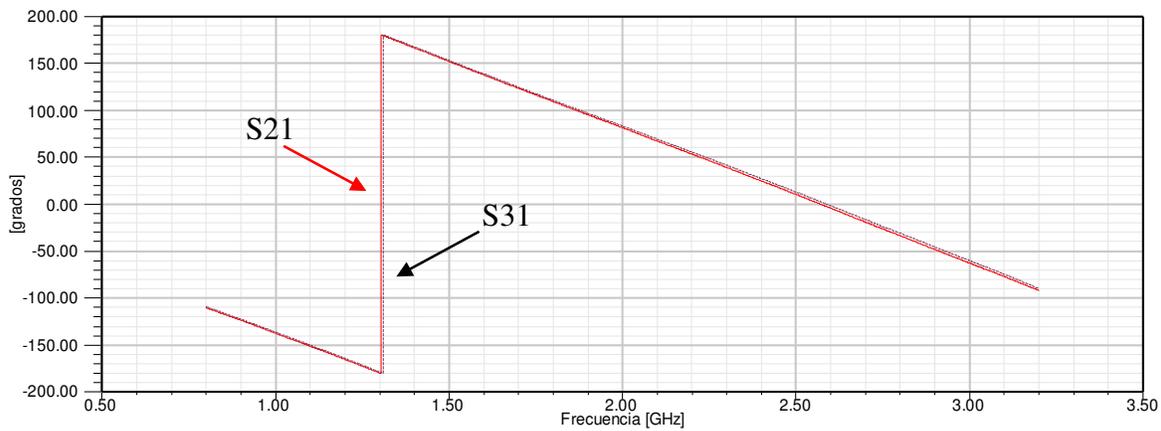


Figura 3.14. Fase de los parámetros S_{21} y S_{31} del divisor de potencia propuesto.

Con la aplicación de la estructura DMS en el divisor de potencia, se encontró que el ancho de banda de éste, se incrementa 0.37 GHz respecto al convencional, presentando un 32% de reducción de dimensiones y manteniendo la misma fase en ambos puertos para todo el ancho de banda, además de asegurar que en los dos puertos de salida se está recibiendo aproximadamente la mitad de la señal que entra al divisor.

Con todas las conclusiones obtenidas en base a los resultados presentados por las simulaciones, se eligió que la mejor opción para proceder con el diseño de los arreglos era utilizar el divisor propuesto.

3.2.3. Diseño del arreglo lineal de antenas de 2x1 elementos.

3.2.3.1. Diseño del arreglo con separación entre elementos de 0.8λ .

Un arreglo convencional de 2x1 según [3, 4, 7] presenta una ganancia de aproximadamente 9 dB. Para comprobar, se colocaron parches convencionales obtenidos en la sección 3.2.1 con una separación entre centros de los parches de 0.8λ y se obtuvieron los resultados expresados en las Figuras 3.15 y 3.16.

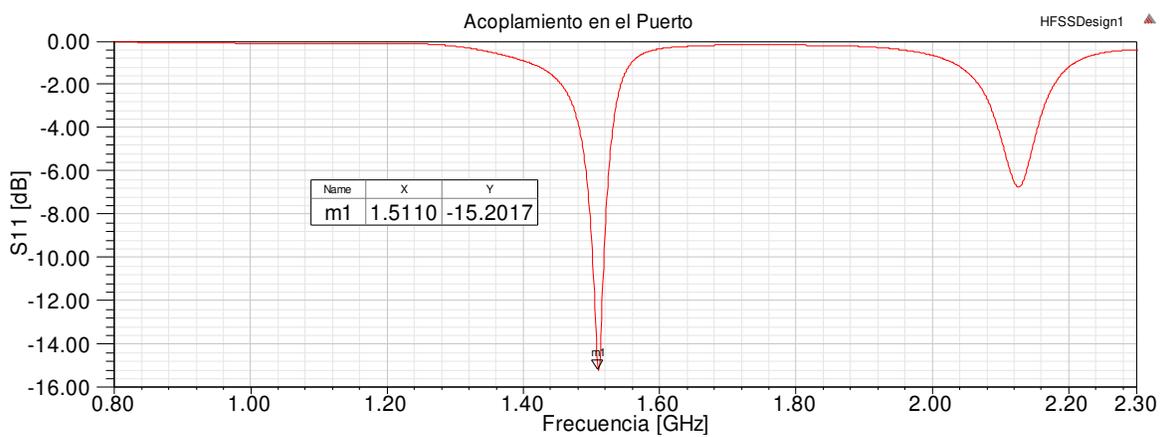


Figura 3.15. Acoplamiento en el puerto de un arreglo de antenas de 2x1 elementos a 1.51 GHz.

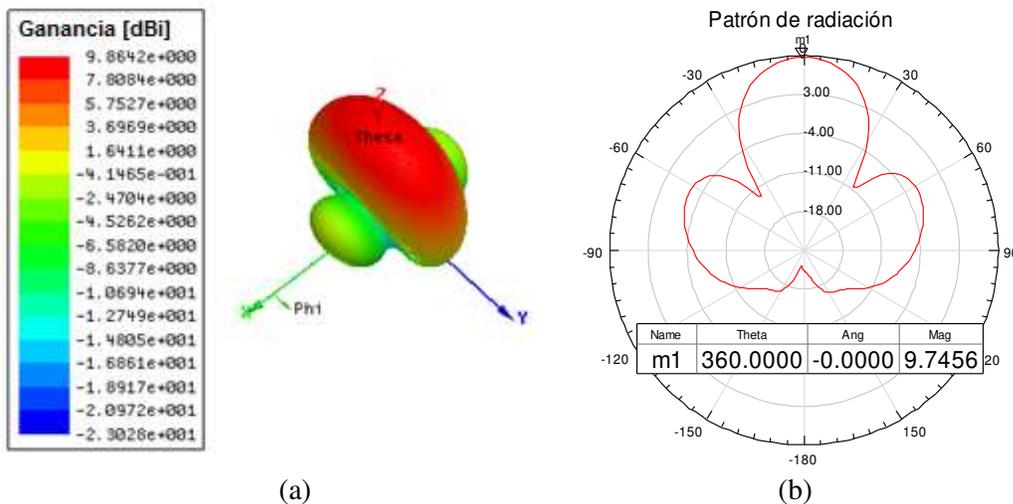


Figura 3.16. Patrón de radiación de un arreglo convencional. (a) 3D. (b) Polar [dBi].

La frecuencia de resonancia que presentó esta antena fue de 1.51 GHz con una ganancia de aproximadamente 9.86 dB y su área total es de 702.66 cm^2 , debido al alto tiempo de simulación y como el objetivo es notar el efecto de reducción presentado por las estructuras DMS, se decidió que una aproximación en cuanto a las frecuencias de resonancia eran adecuadas, por lo que se mantuvo esta simulación como referencia para el arreglo de 2×1 elementos. Para obtener la frecuencia de resonancia inicial debe ser necesario modificar la longitud del parche, por lo que se requiere de varias simulaciones ya que el parámetro Inset también se tiene que modificar.

El siguiente paso fue el de aplicar la técnica de reducción, y se capturó la estructura que se ejemplifica en la Figura 3.17. Al momento de montar las antenas en el divisor de potencia se encontró con que el arreglo estaba desacoplado por lo que fue necesario realizar una parametrización del Inset y de L para obtener un resultado adecuado.

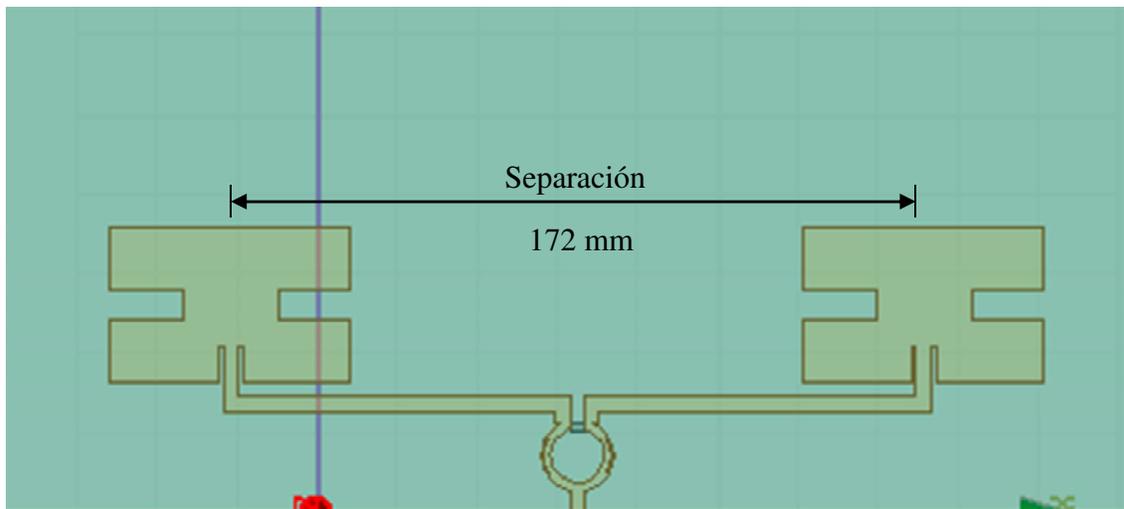


Figura 3.17. Arreglo de antenas de parche con DMS montadas en un divisor de potencia tipo Wilkinson reducido con la misma técnica.

Las dimensiones finales del arreglo se encuentran en la Tabla 3.5 donde la separación de los centros de los parches es de aproximadamente 0.8λ . De este arreglo se obtuvo la

respuesta del acoplamiento en el puerto, observando varias resonancias parásitas, de las cuales, algunas son propias de los defectos; para cada una de ellas se resolvió una simulación, y así, se verificó si eran frecuencias utilizables, encontrando que solo una de ellas (1.43 GHz) lo era por lo que se obtuvo el patrón de radiación tridimensional, y polar en el plano E, para esa frecuencia, en la Figura 3.18 se pueden observar ambos patrones.

Tabla 3.5. Dimensiones del arreglo lineal de antenas 2x1 propuesto.

Parámetro	Valor [mm]	Parámetro	Valor [mm]
W	60	L_{DMS}	7.5
L	38.6	Inset	8.5
W_{DMS}	18	Separación.	172

En la Figura 3.19 se muestra el acoplamiento en el puerto de este arreglo.

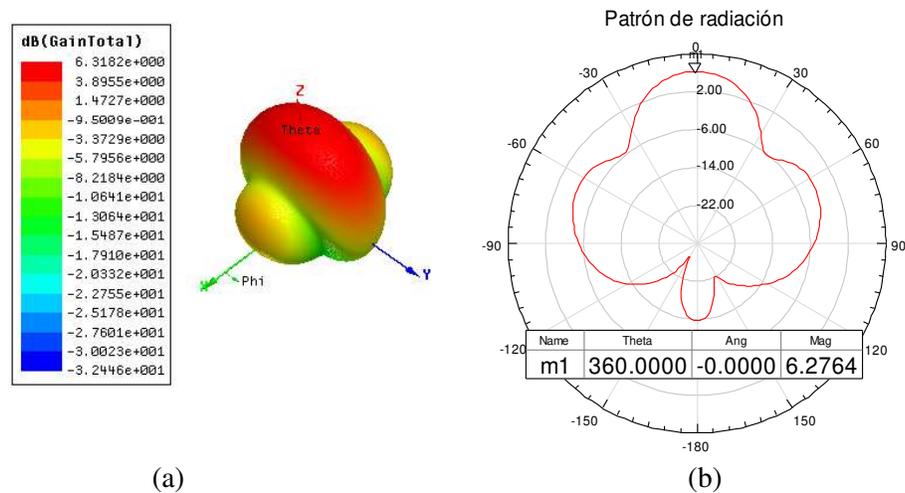


Figura 3.18. Patrón de radiación del arreglo de antenas de 2x1 elementos. (a) 3D. (b) Polar [dBi].

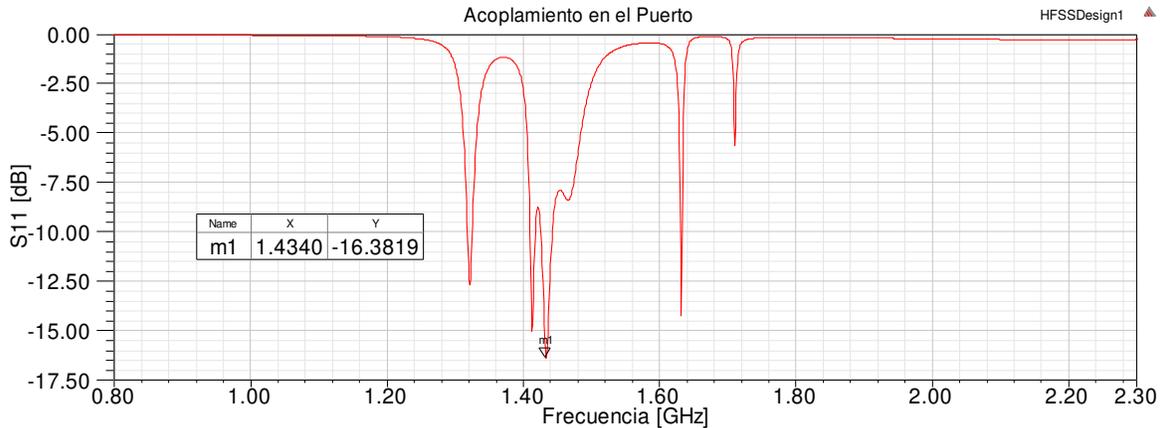


Figura 3.19. Acoplamiento en el puerto de alimentación del arreglo de 2x1.

La frecuencia de resonancia en este arreglo es de 1.43 GHz, con una ganancia aproximada de 6.3 dB. Sabiendo que un desvío de 70 MHz conlleva sólo 2 o 3 mm más o menos en la longitud de L , se decidió comparar con la antena que ya se tenía como referencia.

Comparando los resultados en este punto, el arreglo de 2x1 ya presentaba un factor de reducción del 44% (solamente en cuanto al área de los parches, ya que el divisor de potencia utilizado en la antena convencional es el propuesto con las estructuras DMS), sin embargo, la ganancia que presenta la antena reducida, es aproximadamente 3.6 dB menor que la antena convencional, con un ancho de lóbulo principal de 32° para ambos arreglos, pero los lóbulos secundarios en el arreglo reducido presentan una magnitud 2 dB menor, respecto a la convencional.

3.2.3.2. Diseño del arreglo con separación entre elementos de 0.4λ .

Posterior a la obtención de resultados para un arreglo de antenas con las técnicas propuestas aplicadas, se realizó una parametrización de la separación entre elementos del arreglo, con el fin de observar cómo se ve afectado el comportamiento de la antena al acercarlos. Se encontró que a pesar de que las desventajas son mayores (disminución de la

ganancia y el ancho de lóbulo principal se hace más grande), el acercar los parches también presenta un gran aporte, y es que los lóbulos laterales logran suprimirse en cierta distancia de separación. En la Figura 3.20 se presenta la estructura del arreglo con una separación de 0.4λ . Conforme se iba disminuyendo la separación, se tenía que optimizar algunas variables de tal forma que se obtuviera un desempeño adecuado. En la Tabla 3.6 se exhiben los datos de las dimensiones del arreglo propuesto una vez que se optimizaron las variables.

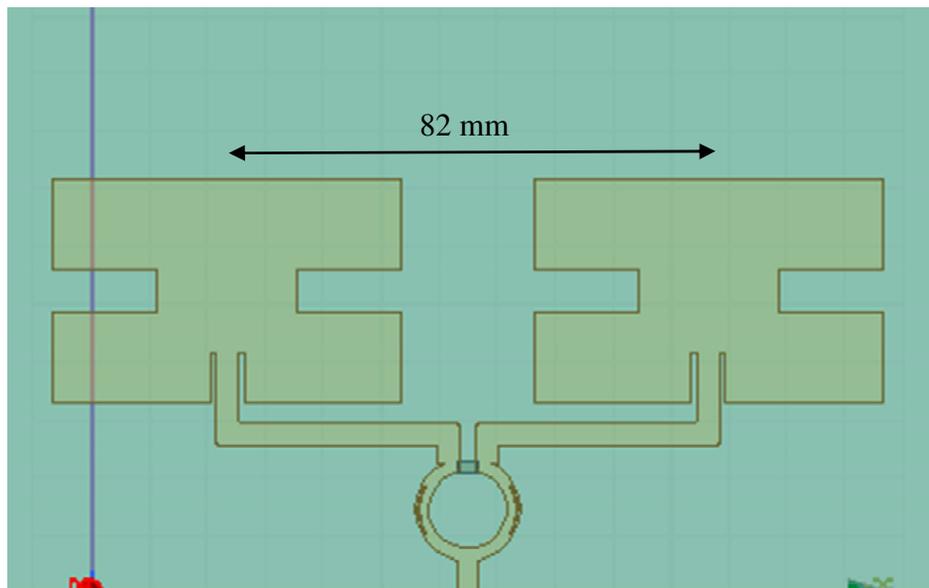


Figura 3.20. Estructura propuesta con una separación menor a la recomendada.

Tabla 3.6. Dimensiones de la antena propuesta a una separación entre elementos de 0.4λ .

Parámetro	Valor [mm]	Parámetro	Valor [mm]
W	60	L_{DMS}	7.5
L	38.6	Inset	8.5
W_{DMS}	18	Separación.	82

La frecuencia de resonancia de la antena se modifica conforme se modifica la separación entre los elementos del arreglo, y bajo el mismo concepto, de observar los efectos

presentados por las técnicas aplicadas se decidió que era adecuada la aproximación. En la Figura 3.21 se muestra el acoplamiento en el puerto para este arreglo donde puede observarse que la frecuencia de resonancia cayó a los 1.41 GHz lo cual indica que una antena convencional sin ninguna técnica aplicada, presentaría unas dimensiones aún mayores.

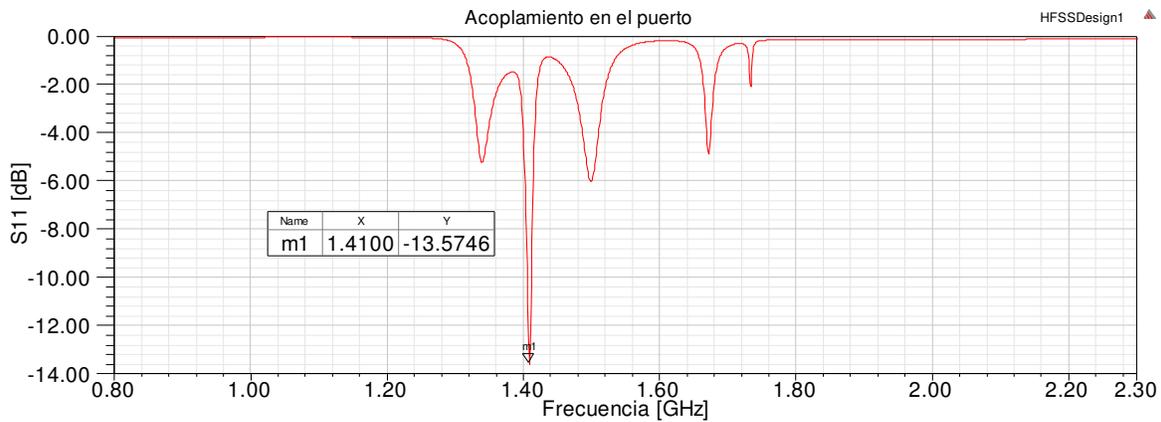


Figura 3.21. Acoplamiento en el puerto para la antena con una separación menor a la recomendada.

De igual forma que con las antenas anteriores, se obtuvo, mediante HFSS, el patrón de radiación en forma tridimensional y en forma polar ilustrándolos en la Figura 3.22.

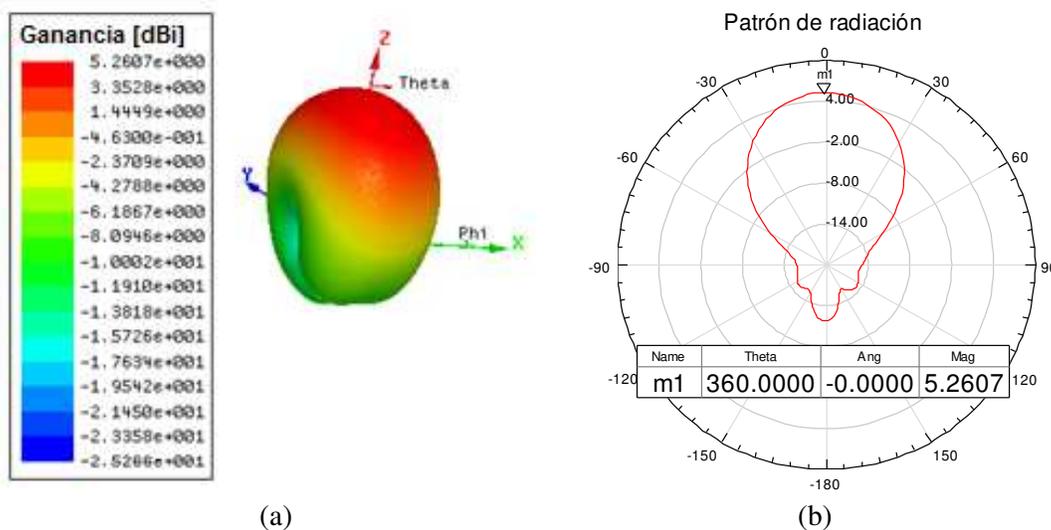


Figura 3.22. Patrón de radiación de la antena reducida con una menor separación a la recomendada. (a) 3D. (b) Polar.

El arreglo con una separación de 0.4λ presenta una ganancia 1.1 dB menor a la que posee el arreglo con la separación indicada en [7], además de que el lóbulo principal perdió directividad, cayendo de los 32° de apertura que tenía el primer arreglo, hasta los 52° presentados por este último. Sin embargo, como ya se había mencionado, con esta separación los lóbulos laterales se suprimen lo cual es una gran ventaja. El factor de reducción presentado en el área de los parches respecto a la antena tomada como referencia es de 65%.

Como la disminución de la ganancia es, aproximadamente, de 4.5 dB, se optó por diseñar un arreglo lineal de 4×1 elementos, para verificar, de esta forma, si es posible obtener una menor degradación de este parámetro con un factor de reducción alto.

3.3. Conclusiones.

Cuando se modifica el ancho y largo de la DMS en la antena propuesta, se observa un desplazamiento de la frecuencia de resonancia hacia valores menores, dando como resultado una antena de menor tamaño. Sin embargo, al igual que diferentes técnicas de miniaturización la eficiencia de la antena se ve degradada, principalmente el acoplamiento, ancho de banda y la ganancia. De la misma forma, se observó que introduciendo DMS en el divisor de potencia las dimensiones de éste se ven reducidas aunque su desempeño no se vio degradado.

Por otra parte, se observó que, si se realiza un acercamiento de los parches en un arreglo lineal de antenas, los lóbulos secundarios desaparecen, aunque, la ganancia y la directividad de la antena se ven afectadas, por lo que se requiere llegar a un compromiso entre magnitud de lóbulos laterales y directividad.

Referencias.

- [1] M. I. Zaman, F. T. Hamedani y H. Amjadi, "A New EBG structure and its application on Microstrip patch antenna", *Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM), 2012 15th International Symposium on*, pp. 1-3, 2012.
- [2] J. A. Tirado Méndez, M. A. Peyrot Solis, H. Jardón Aguilar, E. A. Andrade Gonzales y M. Reyes Ayala, "Applications of Novel Defected Microstrip Structures (DMS) in Planar Passive Circuits", *Proceedings of the 10th WSEAS International Conference on CIRCUITS*, pp. 366-369, 2008.
- [3] C. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*, Estados Unidos: John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [4] T. A. Milligan, *Modern Antenna Design*, Canada: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [5] D. M. Pozar, *Engineering, Microwave*, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2012.
- [6] I. Glover, S. R. Pennock y P. R. Shepherd, *Microwave devices, circuits and subsystems for communications engineering*, Great Britain: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [7] W. L. Stutzman y G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, USA: Wiley, 1998.

CAPÍTULO 4

Diseño del arreglo lineal de antenas de 4x1 elementos

A pesar de que en este punto ya se encontraba una antena con un factor de reducción del 65%, pero aún se requería cumplir con un compromiso, el cual es obtener el máximo nivel de reducción sin sacrificar de manera significativa los parámetros principales en relación a una antena convencional. Por lo que fue necesario agregar al diseño nuevas modificaciones.

4.1. Diseño del arreglo lineal de antenas de 4x1 elementos sin EBGs.

En este paso, se comenzó con el diseño de un arreglo de 4x1 antenas, utilizando tres divisores de potencia, con las dimensiones descritas en las secciones 3.2.1, y las encontradas 3.2.2 para las antenas a emplear, además de que los 4 elementos se colocaron separados a 0.4λ . En la Figura 4.1 se presenta la estructura capturada en el software de simulación.

Conforme se van agregando elementos a un arreglo lineal, la ganancia se aumenta en 3 dB [1-3], por lo tanto, la ganancia máxima esperada para el arreglo convencional de 4x1, es de aproximadamente 12 dB. Como se puede notar, en la Figura 4.2 que expone el patrón de radiación obtenido en simulación del arreglo propuesto, con las dimensiones ubicadas en la Tabla 4.1, la ganancia máxima encontrada, es de 5.6 dB. Obteniendo un máximo

acoplamiento en el puerto de -21 dB a una frecuencia de resonancia de 1.48 GHz, tal y como puede notarse en la Figura 4.3.

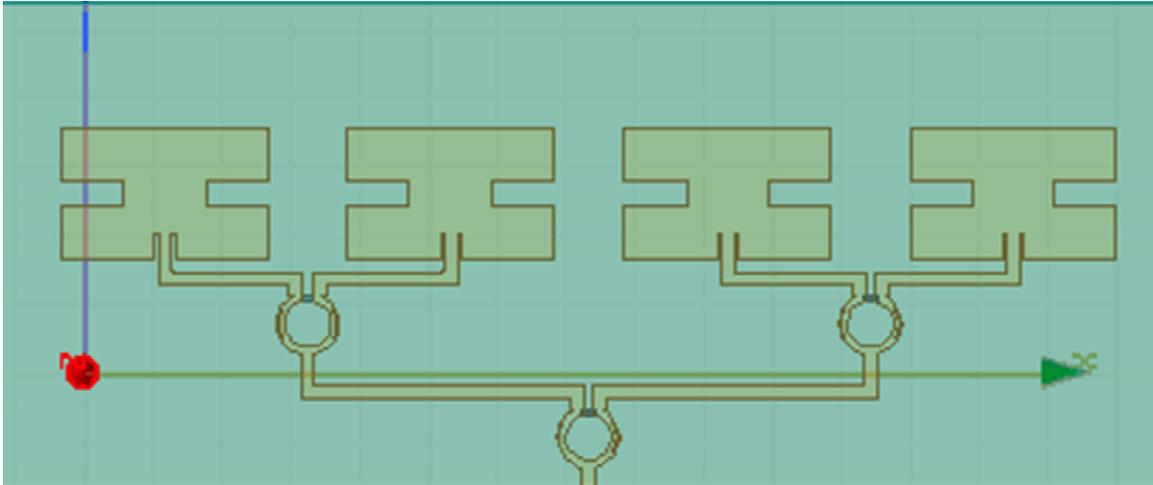


Figura 4.1. Estructura propuesta para un arreglo lineal de 4x1 antenas con estructuras DMS en los parches y en los divisores.

Tabla 4.1. Dimensiones del arreglo de 4x1 elementos.

Parámetro	Valor [mm]	Parámetro	Valor [mm]
W	60	L_{DMS}	7.5
L	38.7	Inset	7.8
W_{DMS}	18	Separación.	82

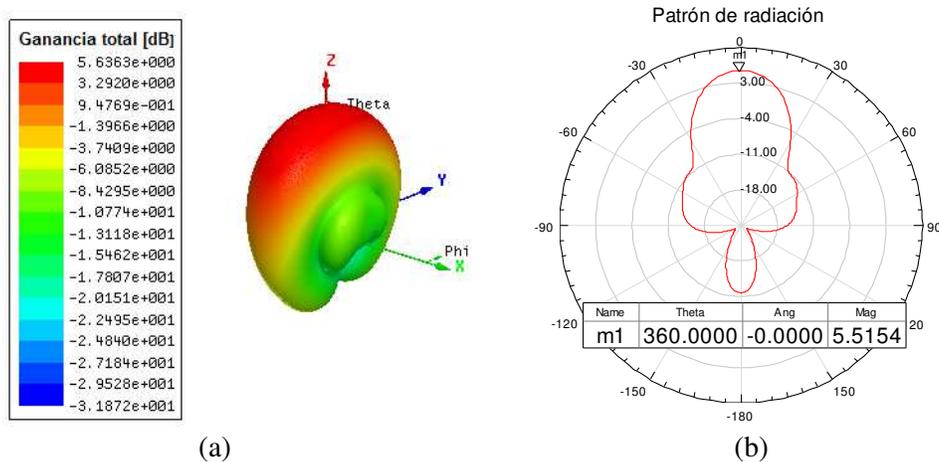


Figura 4.2. Patrón de radiación del arreglo lineal de 4x1 antenas con DMS. (a) 3D. (b) Polar [dBi].

Como era de esperarse, ya que se tenía un estudio previo en la parametrización de la separación entre los centros de los parches, juntarlos, disminuye la ganancia y la directividad, pero se obtiene el beneficio de desaparecer los lóbulos laterales, y puede observarse de mejor manera en la Figura 4.2 (b).

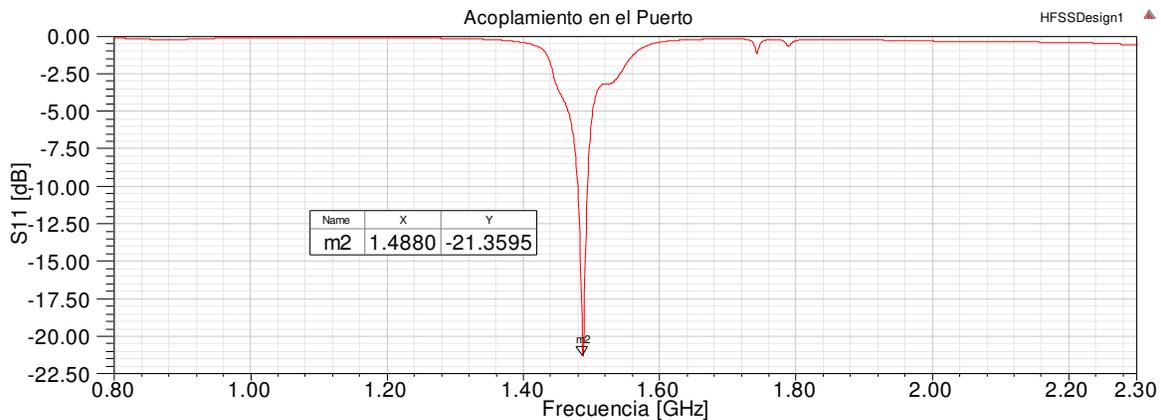


Figura 4.3. Acoplamiento en el puerto para el arreglo de 4x1 sin estructuras EBG.

Estos resultados seguían mostrando una gran degradación en el desempeño de la antena, presentando una ganancia máxima incluso menor a la que tendría un arreglo de antenas de 2x1. Por ello, tomando en cuenta los resultados mostrados en [4], se decidió rodear el arreglo de parches con estas novedosas estructuras EBG, de tal forma que se obtuviera un incremento en la ganancia de la antena, y así, verificar si la aplicación de esta técnica presenta algún beneficio en algunos otros parámetros.

4.2. Diseño del arreglo lineal de antenas de 4x1 elementos con EBGs.

Finalmente, se agregaron los EBGs propuestos en [4], cuya estructura, con sus dimensiones, está ilustrada en la Figura 4.4, donde estas medidas se obtuvieron luego de un proceso de optimización en HFSS, ya que se realizaron simulaciones con diferentes dimensiones, notando que el mejor comportamiento tanto en ganancia como en acoplamiento

se obtuvo con ellas. Se rodearon solamente los parches, de manera individual con el mismo número de estructuras, tal y como se ilustra en la Figura 4.5.

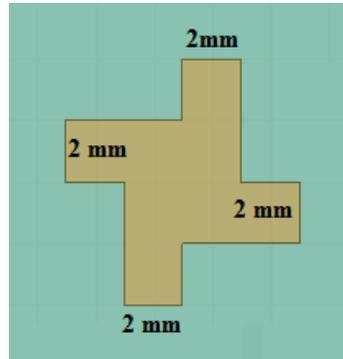


Figura 4.4. Dimensiones de la estructura propuesta.

La estructura utilizada posee prácticamente las mismas dimensiones que el arreglo de antenas sin los EBGs, con los divisores reducidos y las DMS en los parches, solo que al momento de agregarlos se encontró con un desacoplamiento, por lo que fue necesario, realizar una parametrización en la longitud del Inset, quedando, finalmente con 7 mm, la mejor respuesta en el acoplamiento en el puerto.

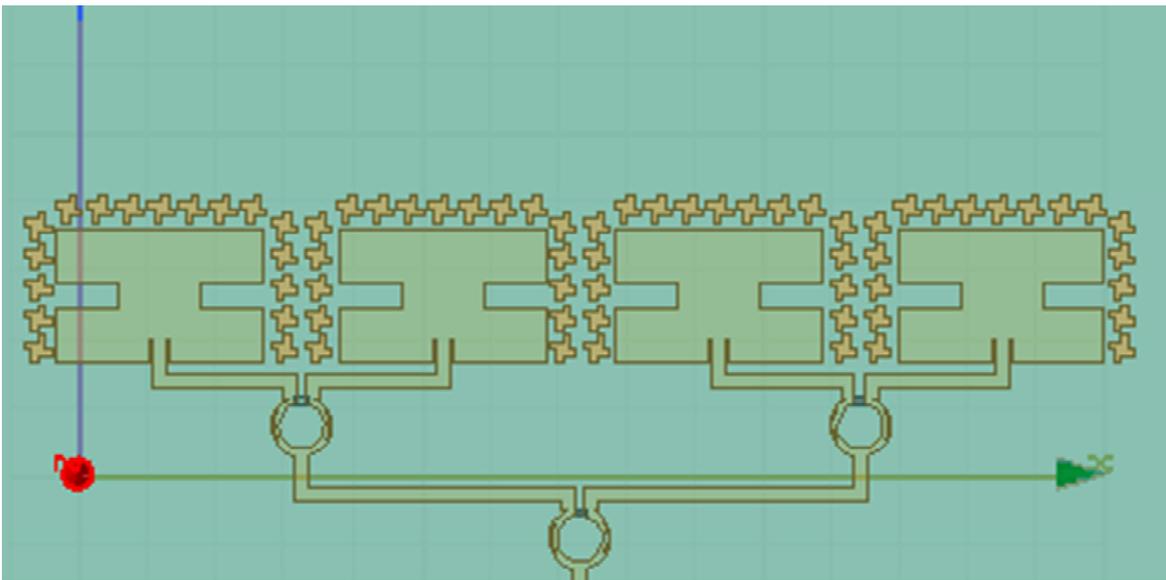


Figura 4.5. Estructura final del Arreglo 4x1 con DMS en los parches y en los divisores, además de rodear los parches con estructuras EBG.

Se obtuvo la simulación para este arreglo, mostrando una resonancia a 1.56 GHz, con un acoplamiento en el puerto de -20.6 dB, tal y como se observa en la Figura 4.6. Además se obtuvo el patrón de radiación para la misma frecuencia, percibiendo en la Figura 4.7 (a) que la máxima ganancia es de 9.84 dB, además de notar en la Figura 4.7 (b), que el ancho del lóbulo principal es de 28° , con una relación del lóbulo frontal-posterior de 20.5 dB. Sin embargo, se encontró que al añadir los EBGs los lóbulos laterales vuelven a aparecer pero con una magnitud de -2.5 dB.

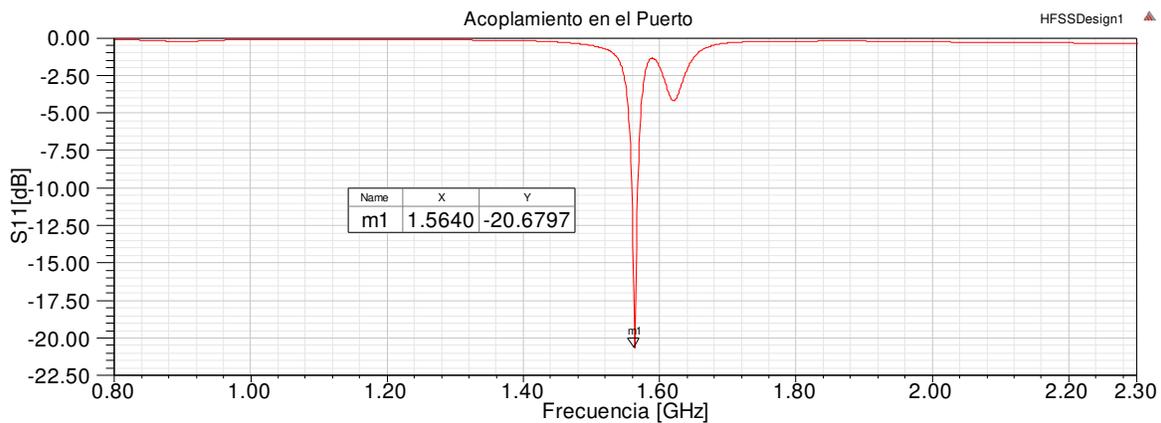


Figura 4.6. Acoplamiento en el puerto para la antenna final propuesta.

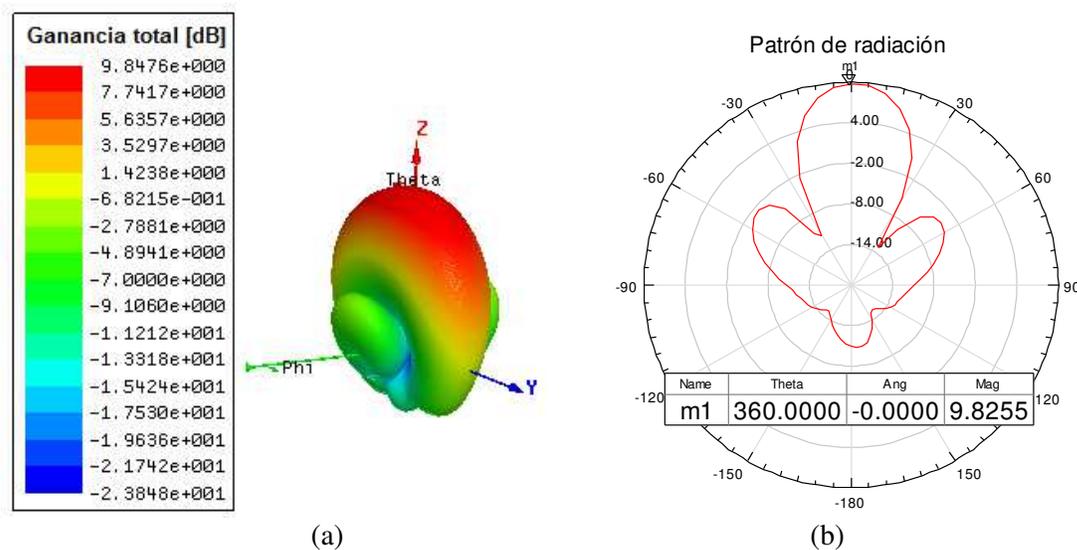


Figura 4.7. Patrón de radiación del arreglo de antenas final. (a) 3D. (b) Polar [dBi].

Comparado con el arreglo sin las estructuras implementadas se observa una mejoría significativa de la ganancia máxima, yendo de los 5.6 dB a los 9.8 dB, con un ancho de lóbulo principal similar. Sin embargo, aún era necesario verificar que tanto se veían afectados los parámetros respecto a una antena convencional. Por lo que se simuló una antena sin ninguna técnica implementada, con divisores de potencia convencionales, parches convencionales y sin estructuras EBG.

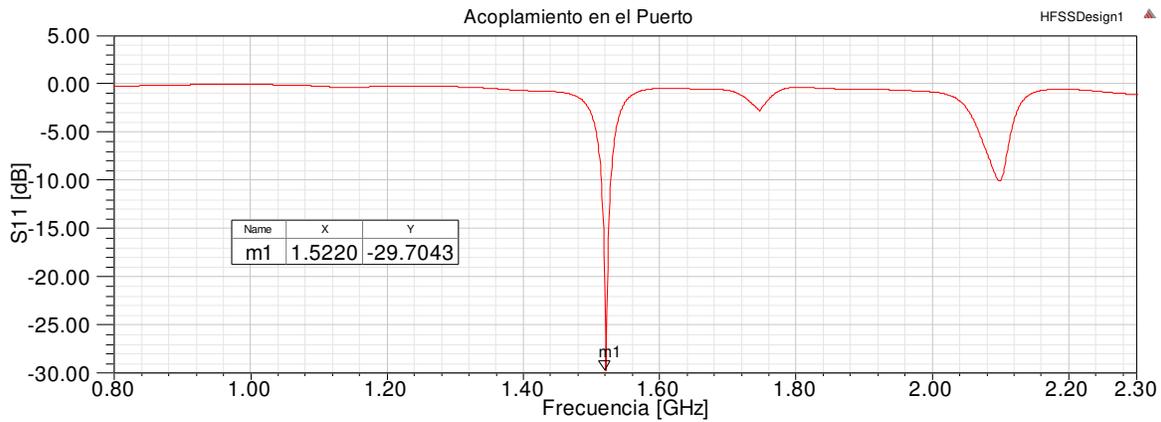


Figura 4.8. Acoplamiento en el puerto del arreglo de antenas convencional.

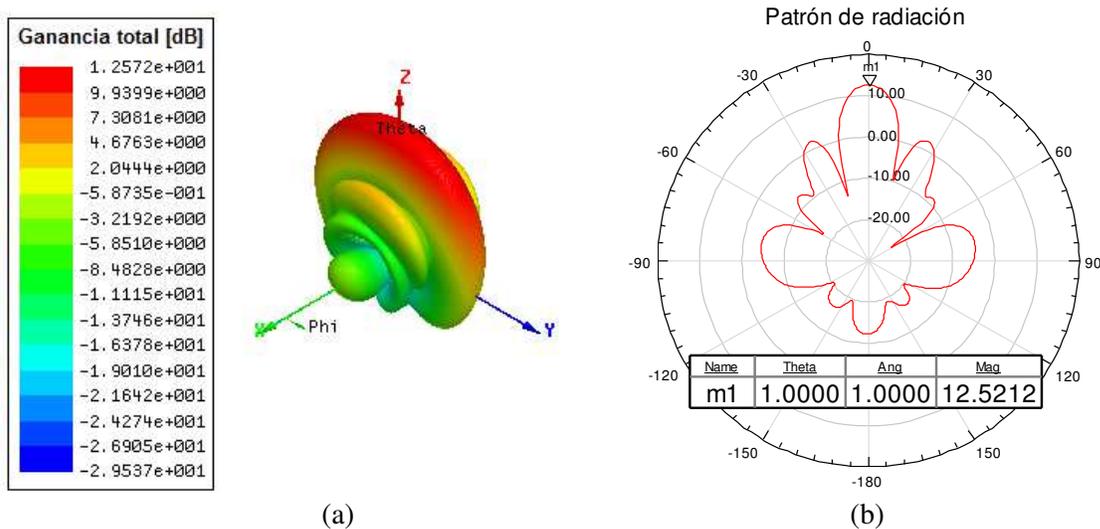


Figura 4.9. Patrón de radiación de una arreglo de antenas 4x1 convencional [dBi].

En las Figuras 4.8 y 4.9, se presentan los resultados obtenidos para el arreglo de antenas convencional, de los cuales se obtiene, que la frecuencia de resonancia del arreglo

está en 1.52 GHz, con una ganancia máxima de 12.5 dB, y un ancho de lóbulo principal de 16° , además de poseer una relación de lóbulo frontal posterior de 24.7 dB además de tener una eficiencia del 81%.

Si se comparan los resultados de la antena convencional con la antena reducida, se puede observar un factor de reducción en el área de los parches es de 67%, presentando una disminución en la ganancia de 2.7 dB, una degradación en la relación del lóbulo frontal posterior de 4 dB, y una apertura del lóbulo principal 12° más amplia que la apertura de la antena convencional, la eficiencia va del 81% al 72.6%. Sin embargo, el lóbulo secundario de mayor amplitud en la antena reducida es de -2.4 dB mientras que el de la antena convencional es de 1.5 dB.

Ahora bien, se está presentando una propuesta en la cual se tiene un factor de reducción del 67%, y en base a los resultados obtenidos en los artículos revisados, cuando se presenta un factor de reducción tan alto, los parámetros de las antenas se veían afectados en mayor medida que los presentados en esta Tesis. Por lo antes mencionado, se decidió fabricar el arreglo lineal de antenas con una distancia entre elementos de 0.4λ y con estructuras EBG rodeando los parches.

4.3. Conclusiones.

La aplicación de estructuras EBG en antenas de parche presenta un aumento en la ganancia, mejorando de igual manera la relación de lóbulo frontal-posterior, debido a que no se afecta el tamaño del lóbulo posterior.

El efecto de la EBG, como se ha reportado en la literatura, permite suprimir los modos de propagación superficial, por lo que la energía que se hubiese desperdiciado en el sustrato es radiada por el parche, incrementando la eficiencia y la ganancia de la antena.



La ventaja obtenida al acercar los parches sin los EBG se ve afectada por éstos, ya que vuelven a aparecer lóbulos laterales. Sin embargo, éstos últimos, presentan una menor amplitud que los que presenta un arreglo de antenas convencional.

Referencias.

- [1] C. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*, Estados Unidos: John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [2] T. A. Milligan, *Modern Antenna Design*, Canada: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [3] W. L. Stutzman y G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, USA: Wiley, 1998.
- [4] M. I. Zaman, F. T. Hamedani y H. Amjadi, "A New EBG structure and its application on Microstrip patch antenna", *Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*, 2012 15th International Symposium on, pp. 1-3, 2012.

CAPÍTULO 5

Construcción y caracterización de la antena propuesta

5.1. Diseño, construcción y caracterización de una sola antena con DMS.

Con la finalidad de comprobar que la estructura DMS presenta una versatilidad en la selección del factor de reducción, se decidió, diseñar, construir y caracterizar una sola antena de parche con la estructura propuesta, pero obteniendo un factor de reducción del 40%. Para esto, en HFSS, se realizó una parametrización de las variables W_{DMS} y L_{DMS} , quedando las dimensiones indicadas en la Tabla 5.1, que fueron utilizadas para obtener una nueva simulación. De ésta, se obtuvo el parámetro S_{11} , para observar el acoplamiento en el puerto, además de obtener el patrón de radiación a la frecuencia de resonancia, dichos gráficos se exhiben en la Figura 5.1 y 5.2, respectivamente.

Tabla 5.1. Dimensiones de una única antena con un menor factor de reducción.

Parámetro	Valor [mm]	Parámetro	Valor [mm]
W	60	L_{DMS}	3
L	38.6	Inset	21
W_{DMS}	15	--	--

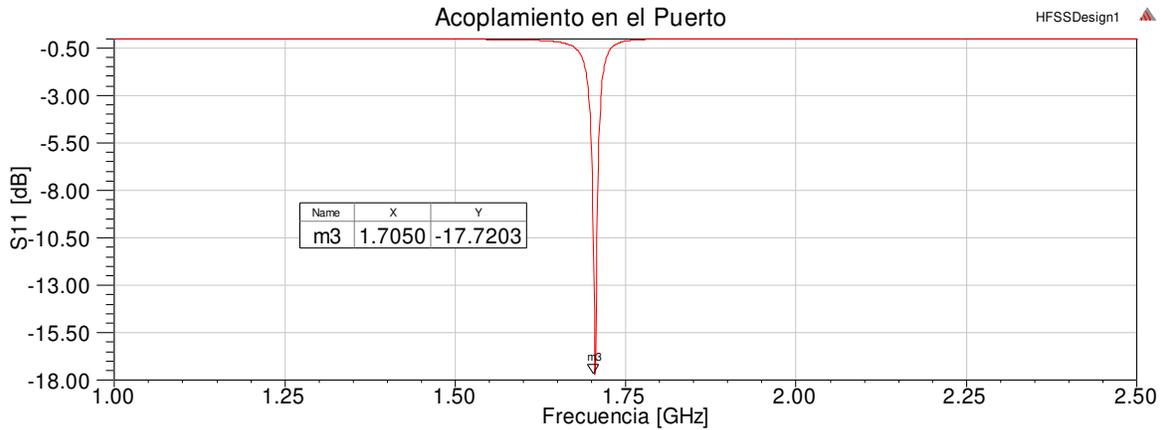


Figura 5.1. Acoplamiento en el puerto de la antena con un menor factor de reducción.

En la figura 5.1, puede observarse, que la frecuencia a la que resuena la antena es de 1.7 GHz, con un acoplamiento de -17.7 dB, mientras que, de los gráficos encontrados en la Figura 5.2, se observa que la máxima ganancia es de 5.57 dB, presentando además, una relación lóbulo frontal-posterior de 16 dB.

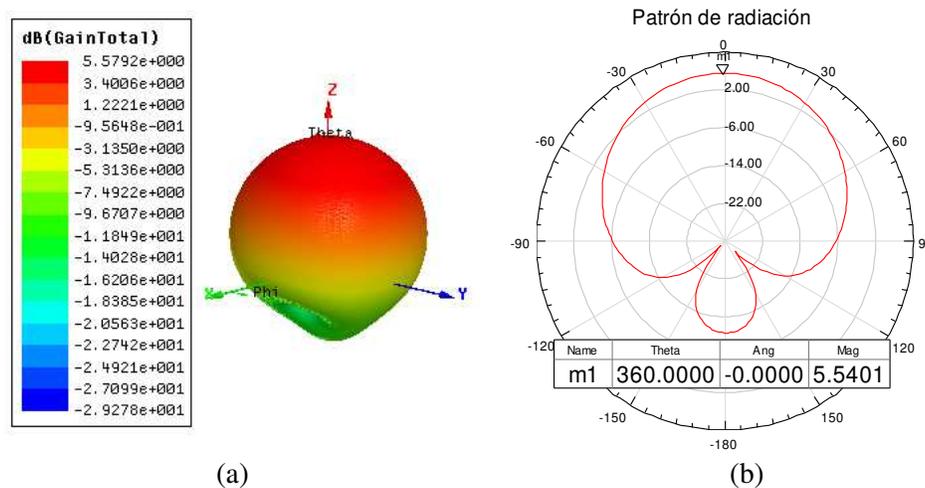


Figura 5.2. Patrón de radiación de la antena con un menor factor de reducción. (a) 3D. (b) Polar.

Una vez obtenidos estos resultados se procedió a construir la antena mediante el proceso de litografía; que consiste en realizar un negativo del diseño en papel fotográfico, el negativo se coloca sobre una capa de fotoresist, adherida a la placa, y es expuesto a radiación UV en una cámara oscura; se procesa con revelador de acetatos y se limpian los excesos de material. Posteriormente se prepara la placa para remover el cobre que no se requiere, con la ayuda de cloruro férrico. Finalmente, se limpia con solvente y alcohol isopropílico. Una vez limpia la tarjeta se coloca el conector, y la antena está lista para ser parametrizada. En la Figura 5.3 se muestra una fotografía de la antena construida.

Se realizó la medición del parámetro S_{11} en un analizador de redes Agilent N5244A en el laboratorio de Compatibilidad Electromagnética. Posteriormente, se hizo una comparación de los resultados de las mediciones, con las simulaciones, en la gráfica ilustrada en la Figura 5.4, se observa la comparación de las gráficas del acoplamiento en el puerto.

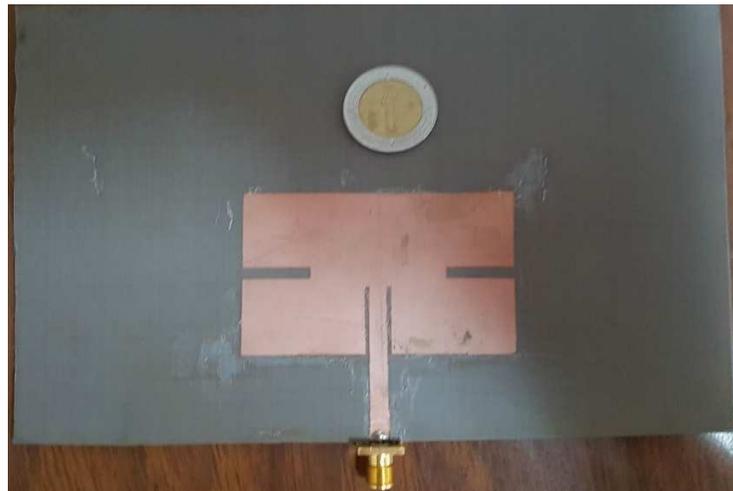


Figura 5.3. Antena de parche con la estructura propuesta con una frecuencia de resonancia de 1.86 GHz.

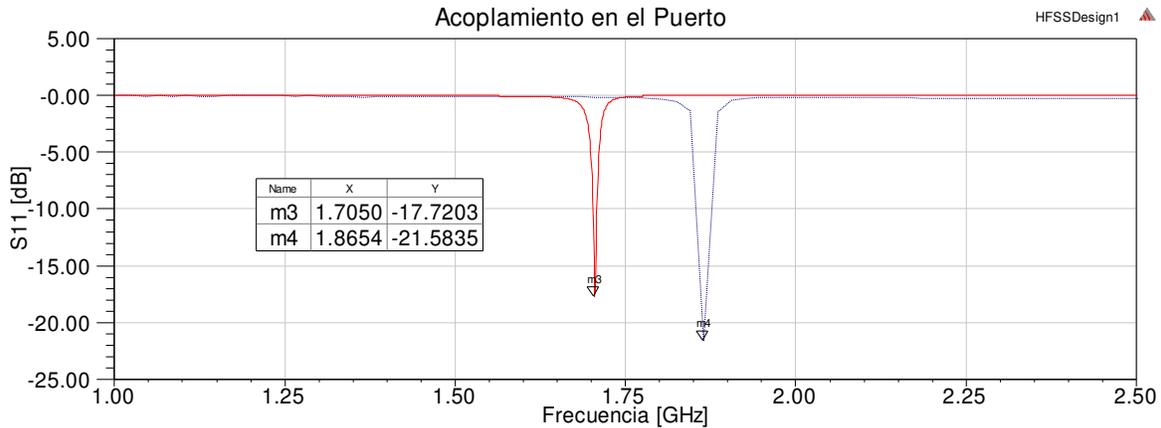


Figura 5.4. Comparación del acoplamiento en el puerto entre el simulado (línea roja) y medido (línea azul).

Del gráfico de la Figura 5.4 se observa que la frecuencia de resonancia se recorre a 1.86 GHz aunque se obtiene un mejor acoplamiento, de hasta -21 dB. Esta diferencia se da principalmente porque en el proceso de simulación se consideraron materiales ideales para reducir el tiempo de cómputo, además se tuvo recursos para realizar un solo prototipo debido a la disponibilidad del material, por lo que no se pudo realizar otro prototipo modificado para obtener la frecuencia de resonancia de simulación. Sin embargo, los resultados obtenidos permiten corroborar que las técnicas empleadas sirven para reducir el tamaño de los parches y no degradar considerablemente sus parámetros eléctricos.

El área de la antena es de 23.16 cm^2 y el de una antena convencional a la frecuencia de 1.86 GHz siguiendo la metodología expuesta en [1], para el diseño de antenas de parche rectangulares, sería de aproximadamente 3500 mm^2 por lo que el factor de reducción es de 35% con un alto rendimiento en cuanto a los parámetros principales.

5.2. Construcción del Arreglo de 4x1 elementos propuesto.

Esta subsección, describirá, cómo es que se realizó la construcción y la caracterización del arreglo de antenas lineal de 4x1 elementos propuesto en la sección 4.2.

La construcción del arreglo se llevó a cabo en la sección de comunicaciones del Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional, y la caracterización del mismo, en el Laboratorio de Compatibilidad Electromagnética de la ESIME-Zacatenco.

5.2.1. Eliminación del cobre innecesario.

Para comenzar la construcción del arreglo se cortó un trozo de sustrato Rogers RT/5880, que, como ya se había mencionado anteriormente, cuenta con las mismas características físicas que las especificadas en HFSS para el diseño. Se cortó un centímetro por lado más largo a las dimensiones diseñadas en 4.1 y 4.2, el añadido, fue con el fin de facilitar su manejo en el aparato de construcción, quedando finalmente en 39.35 x 20.1cm. Este sustrato se colocó en un plotter modelo LPKF ProtoMat C30/S, el cual, se encarga de remover las partes de cobre que sean indicadas en el software Microsoft Windows Board Master Versión 3.0. Éste es compatible con la extensión de archivo *.gerber* que es posible obtener mediante exportación desde el software HFSS. Para tener un menor desgaste del plotter se indicó que era necesario añadir al diseño una especie de capa, que rodeara el área radiadora a una distancia de entre 7 y 10 mm de separación del área de interés. De esta forma, el software compatible con el plotter, únicamente removería el cobre encontrado entre la capa y el diseño, con esto además de disminuir el desgaste de las brocas, se disminuyó el tiempo de construcción. En la Figura 5.5, se muestra una fotografía de la placa montada en el plotter cuando ya se llevaba una cierta parte de la forma del arreglo realizada. Cabe mencionar que el tamaño del sustrato superaba el límite del plotter, sin embargo, debido a que el diseño realizado no cuenta con grabados en el plano de tierra, no fue necesario fijar una referencia sobre la que se tuviera que colocar nuevamente, pero con la otra cara.



Figura 5.5. Plotter LPKF ProtoMat C30/S durante la construcción del arreglo de antenas diseñado.

Una vez que el plotter terminó de realizar su proceso, se condicionó la placa de sustrato para ser procesada con cloruro férrico (FeCl_3), con la finalidad de terminar de remover el cobre que no es de interés. Para poner en contacto la placa con el ácido fue necesario proteger la zona de interés (Los parches y las estructuras EBG), esto se consiguió colocando tinta de aceite indeleble, tanto en los parches como en el plano de tierra, además de reforzar la protección con cinta adhesiva resistente al agua y la humedad.

Una vez con la placa condicionada, se llenó un recipiente con FeCl_3 que fuera lo suficientemente grande para poder sumergirla, se mantuvo el proceso durante 25 minutos, aproximadamente, tiempo que se tardó en eliminar las partes de cobre que no son necesarias. Se enjuagó con agua para poder retirar la cinta adhesiva, y de esta forma, fuera posible limpiar la tinta colocada, con la ayuda de diluyente y alcohol isopropílico. Después de haber sido limpiada, la placa se cortó del tamaño indicado en el diseño (37.35 x 18.1 cm).

5.2.2. Colocación de los resistores y el conector.

Se colocaron tres resistores de montaje superficial de $100\ \Omega$ cada uno, tal y como se indicó en el diseño de los divisores de potencia de Wilkinson, específicamente en la Figura 3.12, además de soldar un conector SMA, hembra, marca Johnson, en la línea de entrada de alimentación de la antena. En la Figura 5.6 se ilustra una fotografía del arreglo de antenas terminado.

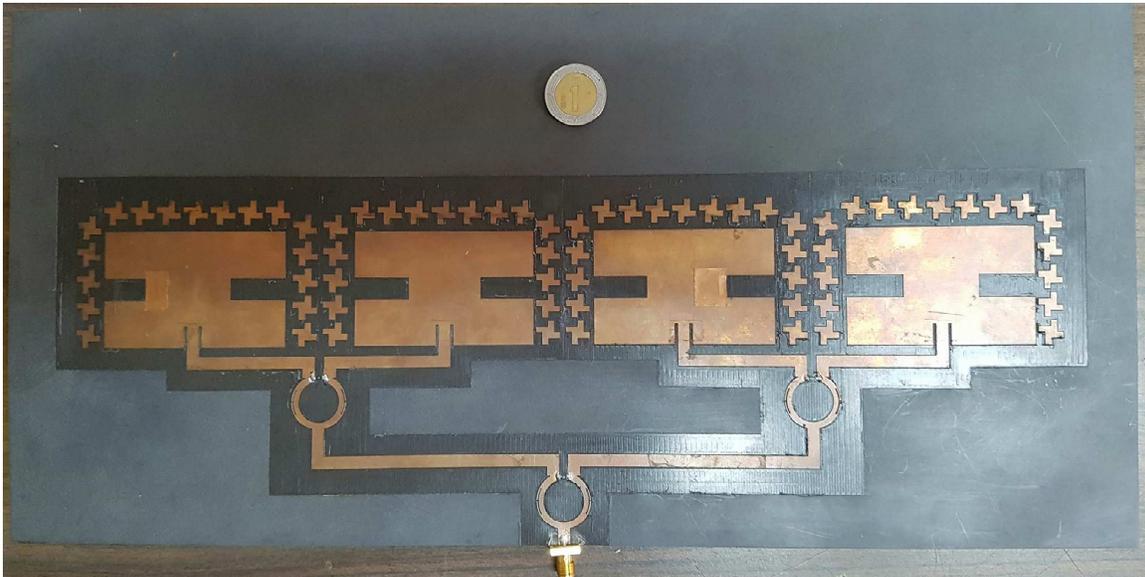


Figura 5.6. Arreglo de antenas 4x1 reducido con DMS y estructuras EBG terminado.

5.3. Medición y caracterización del arreglo de antenas propuesto.

5.3.1. Medición del acoplamiento en el puerto.

Con la ayuda del Analizador de redes Agilent N5244A se midió el parámetro S_{11} del arreglo, para de esta forma, observar el acoplamiento del mismo, y a qué frecuencia se da éste. Durante la medición, se observó que era necesario la aplicación de unas variantes en las DMS de los parches (en este caso fue necesario la colocación de una cinta conductora, en la DMS de uno de los parches exteriores, disminuyendo su longitud en 1 mm). En la Figura 5.7

se observa la comparación del acoplamiento en el puerto simulado y el medido. De esta Figura, puede observarse, que hay un desvío de aproximadamente 60 MHz hacia las frecuencias más altas, respecto a la simulación. Sin embargo, a simple vista, se puede notar que el ancho de banda es significativamente mayor en la medición. El ancho de banda en simulación es de 8.6 MHz, y en la medición, se obtuvo un ancho de banda de 35.2 GHz. También hubo un acoplamiento con un con un valor del parámetro S_{11} de -23 dB, mientras que en simulación se obtuvo de -20 dB.

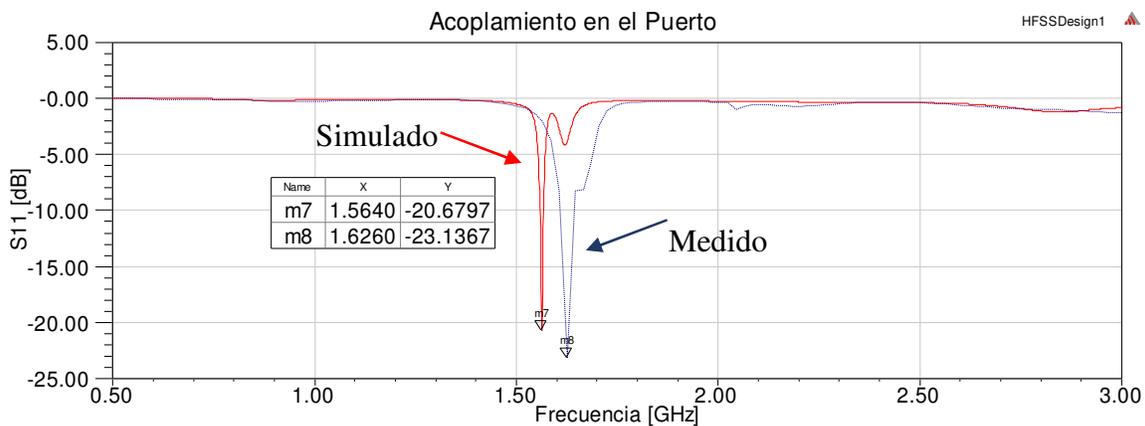


Figura 5.7. Comparación del acoplamiento en el puerto entre el obtenido en simulación (línea roja) y el medido (línea azul).

Así como en la comparación entre medición y simulación de una sola antena, se encontraron ciertas variaciones en el arreglo final. Si bien, para obtener la frecuencia de resonancia más cercana a la estimada en simulación, hubiera sido necesario disminuir el parámetro L en los parches y modificar la longitud de los Inset algunos milímetros, no fue posible realizar más prototipos ya que se tuvo un acceso limitado al material de alta calidad, por su alto costo. De igual forma, las limitantes en la resolución del instrumento de construcción tuvieron influencia en la frecuencia de resonancia ya que las estructuras DMS tuvieron que hacerse más anchas que las que se propusieron en la simulación.

5.3.2. Medición del patrón de radiación del arreglo.

Para llevar a cabo la medición del patrón de radiación es necesario tomar ciertas consideraciones, como la distancia de Fraunhofer (d_F), que indica la distancia mínima en la que dejan de haber efectos de campo cercano y comienzan los efectos de campo lejano. En la ecuación (5.1) se muestra la ecuación para obtener esta distancia [2].

$$d_F = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (5.1)$$

Donde D , es la longitud más grande de la antena. Que para este caso, fue de 0.37 m. Además, se considera la longitud de onda asociada a la frecuencia a la cual se radiara la antena, que es el obtenido en la gráfica de la Figura 5.7 (1.62 GHz). Con estos datos, se obtuvo un valor de $d_F=1.47$ m como distancia mínima entre antena transmisora y receptora, por lo que se decidió realizar la medición a 2.5 m.

Después de decidir la distancia que se utilizaría, se colocó la antena en la cámara Semi-anecoica con la topología especificada en la Figura 5.8, ocupando el puesto de antena receptora, donde el generador de señales utilizado fue un Agilent N5182A, la antena transmisora fue una Antena de corneta Schwarzbeck BBHA 9120 D que presenta una ganancia de 9.4 dBi a una frecuencia de 1.6 GHz, y finalmente, se utilizó como aparato de medición un Analizador de espectros Agilent N9010A.

Se utilizó cable coaxial para conectar el generador a la antena transmisora así como para conectar la antena receptora al analizador de espectros [3-6].

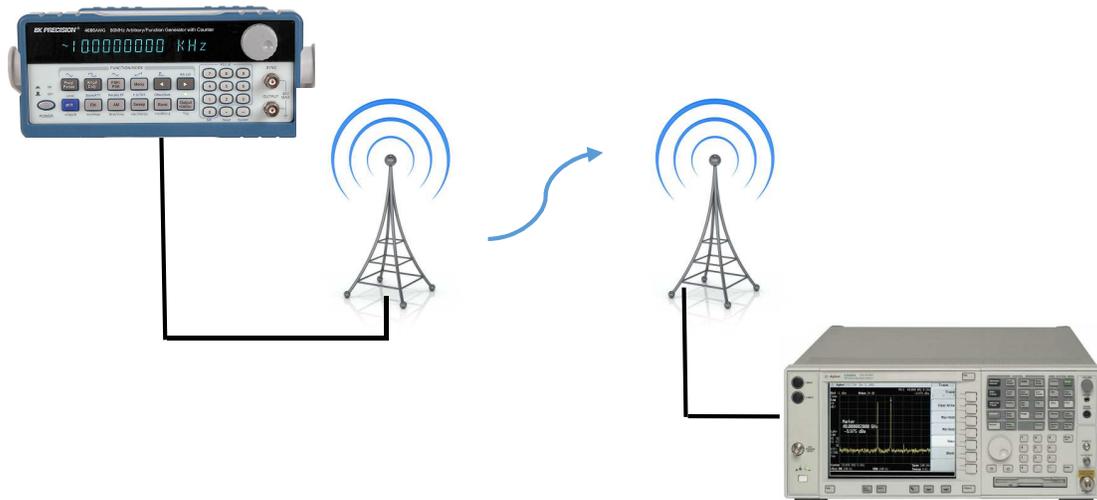


Figura 5.8. Topología utilizada para la medición del patrón de radiación.

Para llevar a cabo la medición, se montó el arreglo de antenas en una mesa giratoria Maturo GmbH que es manejada desde el cuarto de control, con un programa hecho en MatLab, en el cual se introdujo un paso de 5° hasta completar los 360° . En el generador de señales se indicó una magnitud de radiación de 0 dBm. Con la ayuda del mismo programa controlador de la mesa, se obtiene un archivo .csv con la potencia recibida que registra el analizador de espectros en la recepción. La medición se realizó tanto para el plano E como para el plano H.

Una vez obtenidos los archivos, fue necesario aplicar la fórmula de Friis [7] especificada en la ecuación (5.2) en dB.

$$G_r = P_r - P_t - G_t + 20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) + L_c \quad (5.2)$$

Donde: P_r es la potencia recibida, P_t indica la potencia de transmisión, G_t es la ganancia de la antena transmisora, λ representa a la longitud de onda asociada a la frecuencia

de operación, L_c son las pérdidas por los cables y, finalmente, G_r es la ganancia de la antena receptora.

Con la ecuación de Friss se obtuvo la ganancia de la antena receptora con los valores contenidos en la Tabla 5.2. El valor de las pérdidas por los cables se obtuvo conectando en corto circuito el cable del generador de señales al del analizador de espectros obteniendo un valor de -15 dB para la frecuencia de 1.62 GHz.

Tabla 5.2. Valores utilizados para obtener la ganancia de la antena propuesta.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
P_r	El valor medido	L_c	15 dBm
P_t	0 dBm	d	2.5 m
G_t	9.4 dBi	λ	0.185 m

Una vez calculada la ganancia de la antena receptora, se pudo realizar la gráfica del patrón de radiación con los mismos parámetros que los proporcionados por el simulador, por lo que en la Figura 5.9, se muestra una comparación del patrón de radiación obtenido en simulación y el medido para el plano E, y en la Figura 5.10 se ilustra la comparación de ambos patrones pero en el plano H.

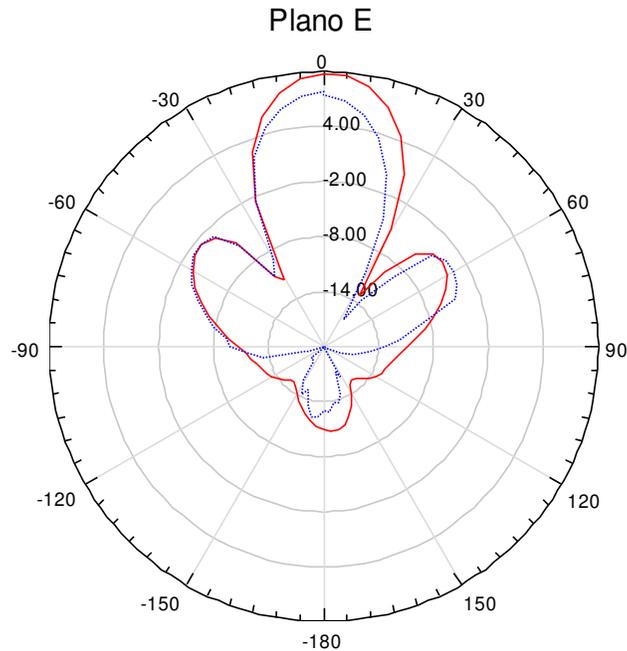


Figura 5.9. Comparación del patrón de radiación entre la simulación (línea roja) y la medición (línea azul) en el plano E.

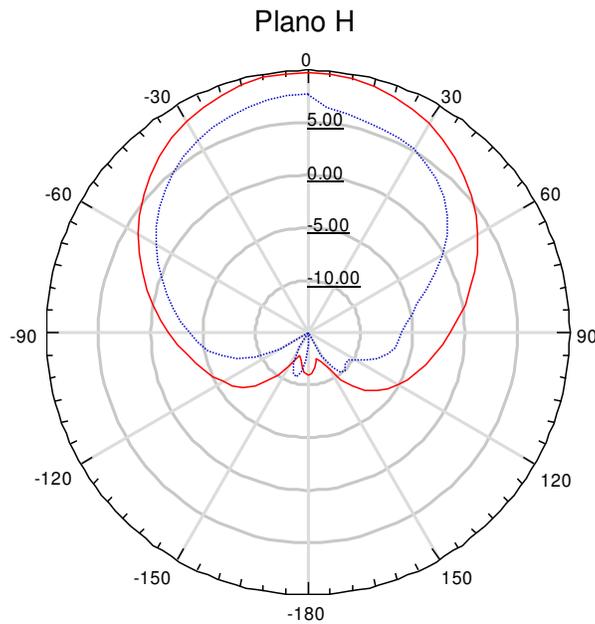


Figura 5.10. Comparación del patrón de radiación entre la simulación (línea roja) y la medición (línea azul) en el plano H.

Como puede observarse en la comparación de los patrones de radiación, la forma obtenida en las mediciones es prácticamente la misma que la estimada en las simulaciones,

con la variación que, la ganancia disminuye en la antena medida respecto a la estimada en simulación. La máxima ganancia obtenida en medición es de 7.3 dB en 0° , y la relación de lóbulo frontal-posterior es de 19.4 dB, ya que en los 180° , se registró una medición de -13.1 dB, además de contar con un ancho de lóbulo principal de 28° , aproximadamente, ya que a los 15° , se registró una medición de 4.4 dB, y en 247° , se midieron 4 dB. En cuanto a los lóbulos laterales presentan prácticamente la misma magnitud que la que se estimó en la simulación. Estas variaciones, como ya se mencionó, son debidas a las condiciones ideales que se colocaron en el simulador, así como las limitaciones en los instrumentos de construcción.

Si se realiza una comparación entre la antena construida y la antena convencional simulada en 4.2, hay una diferencia en ganancia de 4.4 dB, y se tiene una disminución de la relación de lóbulo frontal posterior de aproximadamente 6 dB, además de que la antena construida presenta una apertura de lóbulo principal 16° mayor a la que se obtuvo en simulación para la antena convencional.

En el plano H se obtuvo prácticamente la misma forma que en la simulación pero con la disminución que ya se mencionó en la ganancia, de aproximadamente 2 dB.

5.4. Conclusiones.

La aplicación de la estructura DMS propuesta para una sola antena de parche funcionó adecuadamente, obteniendo un factor de reducción del 40% con una modificación de los parámetros principales muy pequeña, por lo que se comprueba que esta estructura es una opción viable para la reducción de dimensiones en antenas de parche.

Como pudo observarse en las comparaciones de las mediciones con las simulaciones, hubo una variación, principalmente debida a las condiciones utilizadas en el simulador, dado

que, utilizar condiciones reales aumenta el tiempo de solución que lleva el mismo. Si en el simulador se colocara el espesor del cobre, en lugar de una placa ideal con conducción perfecta, colocar el conector, la soldadura, el sustrato con in-homogeneidades, resistores con las condiciones más parecidas a las reales, etc. Las variaciones hubieran sido mucho menores.

De igual forma, la resolución del instrumento utilizado en la construcción es una limitante para obtener el mejor desempeño ya que los requerimientos del arreglo propuesto superan dicha resolución.

Referencias

- [1] W. L. Stutzman y G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, USA: Wiley, 1998.
- [2] C. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*, Estados Unidos: John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [3] J. J. Carr, *Practical Antenna Handbook*, Mc-Graw Hill, 2001.
- [4] H. W. Ott, *Electromagnetic Compatibility Engineering*, Jhon Willey & Sons Inc, 2009.
- [5] D. Morgan, *A Handbook for EMC Testing and Measurement*, IET Electrical Measurement Series 8, 2007.
- [6] J. D. Kraus, *Antennas*, Tata Mc-Graw Hill, 1997.
- [7] W. H. Hayt y J. A. Buck, *Engineering Electromagnetics*, McGraw-Hill, 2012.

Conclusiones y trabajo futuro

Conclusiones.

La estructura DMS propuesta, aplicada en antenas de parche presenta un gran factor de reducción, sin embargo, si se comparan los diseños de las secciones 3.2.1 y 3.3 se puede notar que conforme el factor de reducción aumenta, la ganancia se ve altamente afectada, por lo que esta técnica puede ser combinada con alguna otra que su objetivo sea el aumento de la ganancia.

Una de las cosas que más se pudieron observar al pasar de la simulación a la construcción es que tanto en el caso de una antena como en el arreglo de 4x1 antenas, la frecuencia de resonancia se recorrió hacia las frecuencias más altas algunos MHz, por lo que se puede concluir que la estructura propuesta muestra un cambio muy importante en respuesta a la frecuencia a cambios muy pequeños en sus dimensiones, por lo que construirla con alta precisión es muy importante.

En el diseño del divisor de potencia propuesto, se puede observar que la aplicación de la estructura DMS más básica incrementa el ancho de banda significativamente además de reducir hasta en un 30% la longitud de las líneas, sin embargo, se diseñó un arreglo de antenas con DMS en los divisores pero con parches convencionales y otro sin DMS y se observó que se veía afectada la ganancia de la antena cuando se implementaba la técnica en los divisores de potencia.

Cuando se comenzó con el diseño de un arreglo de antenas 2x1 se notó que si los parches se acercan más de lo recomendado, en la teoría comienzan a disminuir los lóbulos laterales, pero el lóbulo principal se va haciendo más ancho, además de que la ganancia máxima disminuye. Sin embargo, conforme fue evolucionando el diseño, se pudo notar que la aplicación de las estructuras EBG alrededor de los parches radiadores aumenta la ganancia de una antena.

Se puede concluir que la aplicación de la estructura DMS propuesta, así como implementar DMS en los divisores de potencia y rodear los parches radiadores con estructuras EBG dan como resultado una antena con un factor de reducción de 63%, obteniendo una antena con una afectación en los parámetros principales que si bien son cuantificables, en otras técnicas presentadas con factores de reducción tan altos, los parámetros se veían afectados de una manera más drástica.

En esta Tesis, se comprobó que la aplicación de la estructura propuesta, es una opción altamente viable para la reducción de antenas de parche, ya que, inclusive, con un factor de reducción aproximada del 40%, se obtuvo una antena cuya ganancia y ancho de banda presentaron afectaciones muy bajas.

Se presentó la propuesta de un divisor de potencia de Wilkinson con estructuras imperfectas en las líneas de acoplamiento con los puertos, obteniendo como resultado un mejor ancho de banda que en uno convencional, con un 37% de reducción en las líneas mencionadas.

Finalmente, se aportó la propuesta de un arreglo lineal de 4x1 antenas con la técnica de reducción propuesta en las antenas, utilizando como alimentación, tres divisores de potencia como los mencionados, además, de que se rodearon las antenas con estructuras

EBG, comprobando así, que la ganancia, efectivamente, se ve incrementada con esta técnica, además de obtener un factor de reducción total en el arreglo del 67%, y aunque la ganancia presentó una disminución un tanto significativa, esto podría compensarse con la construcción de arreglos de cientos de elementos, que con un factor de reducción tan alto, se obtendría un gran beneficio en cuanto al ahorro de espacio y con características eléctricas similares a las de un arreglo convencional.

Trabajo futuro.

Este trabajo deja como resultado un prototipo en el cual se tuvo dificultades para la implementación, principalmente en el acoplamiento de la antena, por lo que podría ser posible aplicar las técnicas vistas a lo largo de este trabajo pero encontrando un método de alimentación que presente un mejor acoplamiento.

También es posible analizar el comportamiento que presentaría la antena con alguna otra estructura EBG o colocando un mayor número de éstas.

Y como última recomendación, se podría realizar un arreglo de antenas con las técnicas aquí propuestas o con sus mejoras, pero con un factor de reducción menor, y de esta forma observar qué tanto se ven afectados los parámetros principales y que ventajas y desventajas se tienen.

Se propone realizar una interfaz entre el simulador y algún software matemático como pueden ser MatLab o Mathematica, para llevar a cabo procesos de optimización, que si bien HFSS cuenta algunos procesos integrados, el tiempo de computo se incrementa, por lo que ayudarse con este tipo de herramientas podría ser adecuado para reducir el tiempo de simulación empleado en las parametrizaciones.