



CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y DE ESTUDIOS AVANZADOS
DEL INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

UNIDAD ZACATENCO

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

SECCIÓN DE COMUNICACIONES

**“Estudio sobre antenas sintonizables para sistemas personales de
comunicación”**

T E S I S

Que presenta

ING. GERARDO TENOCH JIMÉNEZ VARGAS

Para obtener el grado de

MAESTRO EN CIENCIAS

EN LA ESPECIALIDAD DE

INGENIERÍA ELÉCTRICA

Director de tesis: Dr. Hildeberto Jardón Aguilar

Ciudad de México

FEBRERO, 2019

Agradecimientos al CONACYT

Agradezco ampliamente al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por haberme brindado el apoyo financiero por medio del programa de Becas de Manutención, con él cual me fue posible estudiar este posgrado.

Además, también le agradezco a esta institución, el haber brindado el financiamiento económico para desarrollar los prototipos de las antenas a través del proyecto A1-S-9367.

Agradecimientos

Agradezco ampliamente al Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del IPN y en especial a la Sección de Comunicaciones del Departamento de Ingeniería Eléctrica por darme todas las facilidades necesarias para obtener el grado y por brindarme la oportunidad de ser parte de esta sección de la cual me siento orgulloso. También agradezco a todos los doctores que formaron parte de mi crecimiento profesional por sus valiosos conocimientos y enseñanzas a lo largo de mi estancia en este centro.

De manera especial agradezco a mi director de tesis el Dr. Hildeberto Jardón por haberme guiado, no solo en la elaboración de esta tesis, sino a lo largo de toda la maestría y haberme brindado su apoyo incondicional, buen trato, paciencia y su valioso tiempo hasta el último minuto.

Agradezco al personal de laboratorio de Radio Comunicaciones, al M. en C. Rubén Flores, el M. en C. Ángel Pérez y al Dr. Ricardo Gómez a quienes personalmente considero mis amigos por haberme proporcionado el apoyo técnico en la construcción y medición de la antena desarrollada, por enseñarme y brindarme todas las facilidades necesarias en el proceso de elaboración de esta tesis y a lo largo de mi estancia en esta institución.

También, quiero agradecer infinitamente a mis padres Pedro Jiménez y Adela Vargas por haber confiado todo este tiempo en mí, por alentarme en todo momento y brindarme esas palabras de apoyo en los momentos cuando más las necesité, por ser parte de mi formación tanto profesional como personal, por alentarme siempre a perseguir mis sueños, por enseñarme tan duras lecciones y hacerme ver que en esta vida nada es fácil, pero que nunca debo rendirme, por ayudarme incluso cuando ya no tenían la obligación de hacerlo y principalmente por ser los mejores padres que un hijo puede tener y hacerme sentir orgulloso en todo momento de ellos.

Finalmente quiero agradecer a mis hermanos la Dra. Nora Jiménez y el Arq. Pedro Jiménez por ser mis guías en el proceso de aprendizaje y motivarme a ser una mejor persona, por brindarme esas palabras de aliento y no permitir que me rindiera jamás, por ser rudos e impulsarme a seguir su ejemplo, por ser esos hermanos mayores a los cuales siempre admiraré y que espero nunca defraudar.

Resumen

En esta tesis se propone una nueva antena sintonizable para terminales móviles en las bandas de 760 a 960 MHz, 1.7 a 2.1 GHz y 2.4 a 2.7 GHz. De esta forma, la antena puede operar en la mayoría de las bandas de frecuencia utilizadas en la telefonía móvil, cubriendo entre otros sistemas, aquellos que operan con los estándares de radiofrecuencia de LTE 750, GSM 800, GSM 900, LTE 1700, DCS 1800, PCS 1900, LTE 2100 y LTE 2600. Asimismo, la antena cubre los importantes sistemas de servicios no celulares de WiFi y Bluetooth en 2.4 GHz.

Debido a que esta antena es de banda angosta puede sintonizar la señal útil a cualquier frecuencia dentro de estas bandas y rechazar eficientemente las señales interferentes fuera de la banda angosta. De esta manera, el filtro de entrada del receptor al cual se conecta la antena no tiene que ser tan complejo para lograr una adecuada selectividad y reducción de los productos de intermodulación generados por las señales interferentes.

La antena está compuesta de tres radiadores: un monopolo y dos lazos. Cada radiador incorpora un diodo varactor que modifica la impedancia en cada una de las tres bandas de frecuencia referidas. Con esto se logra variar de manera independiente la frecuencia de operación en cada banda, sin afectar la frecuencia de operación en las otras bandas. Esta independencia es una de las mayores ventajas de esta antena, comparada con otras soluciones propuestas en la literatura científica sobre antenas reconfigurables y sintonizables.

Adicionalmente, la antena está diseñada para ser robusta ante las variaciones de las características eléctricas del medio, las cuales cambian por la cercanía de objetos diversos, incluyendo el cuerpo humano. Esta robustez es posible ya que dos de los radiadores son de lazo, los cuales presentan una alta estabilidad frente a los cambios en la permitividad eléctrica del medio. De esta forma, la antena mantiene un mejor acoplamiento en comparación a otros tipos de radiadores cuando están, por ejemplo, cerca de la cabeza.

Finalmente, la antena desarrollada en esta tesis cumple cabalmente con las restricciones de espacio que existen en una terminal móvil. Ocupa un área de solamente 29.2 mm x 11.7 mm, el cual es menor al de otras antenas que se utilizan en teléfonos celulares de uso común. De esta forma, se ahorra espacio en la terminal y es posible adicionar fácilmente otra antena similar en una configuración de tipo MIMO, necesaria para los sistemas de comunicación 4G.

Abstract

In this thesis work a new tunable antenna for mobile terminals is proposed to operate in the frequency bands of 760 a 960 MHz, 1.7 a 2.1 GHz and 2.4 a 2.7 GHz. Therefore, the antenna is able to cover the major part of the frequency bands allocated for cellular communications, for example, the systems that use the radio frequency standards of LTE 750, GSM 800, GSM 900, LTE 1700, DCS 1800, PCS 1900, LTE 2100 and LTE 2600. Moreover, the antenna can cover the important non-cellular services bands of Wi-Fi and Bluetooth at 2.4 GHz.

Because of its narrowband characteristic, the antenna can tune the desired signal at any frequency within these bands, and efficiently reject the interference signals out of band. In this way, the receiver input filter does not has to be so complex to achieve an acceptable selectivity and reduction of the intermodulation products caused by the interference signals.

The antenna is composed of three radiators: a monopole and two loops. Each radiator incorporates a varactor diode that changes the impedance in each one of the three frequency bands. Thus, the frequency in each band can be modified independently, without affecting the frequency in the other bands. This feature is one of the main advantages of this antenna, compared to other solutions found in the technical papers about reconfigurable and tunable antennas.

Additionally, the antenna has been designed to be more stable to the changes in the electrical characteristics of the media surrounding the antenna, caused by near objects like the human body. This stability is possible because two of the radiators are loops, which are less susceptible to the changes in the electrical permittivity of the media. Consequently, the antenna maintains a better matching compared to other types of radiators when they are, for example, near the head.

Finally, the antenna developed in this thesis fully complies with the size restrictions of a mobile terminal. The antenna only occupies an area of 29.2 mm x 11.7 mm, which is less to the size of other antennas commonly used in cellular phones. Therefore, the antenna save space in the terminal and is easy to add another antenna of this type to have a MIMO configuration that is necessary in the 4G communications systems.

CONTENIDO

CONTENIDO	vi
LISTA DE TABLAS	viii
LISTA DE FIGURAS.....	ix
LISTA DE ACRÓNIMOS.....	xii
INTRODUCCIÓN	14
CAPÍTULO 1 ANÁLISIS DEL COMPORTAMIENTO DE LOS PARÁMETROS ELÉCTRICOS DE LAS ANTENAS AL CAMBIAR LAS CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS DEL MEDIO	18
1.1 Antenas Eléctricas.....	19
1.2 Antenas Magnéticas	22
1.3 Análisis Comparativo Entre Antenas Eléctricas y Magnéticas Respecto a Cambios en el Medio.....	25
CAPÍTULO 2 PRINCIPALES ANTENAS UTILIZADAS EN SISTEMAS DE COMUNICACIONES MÓVILES.....	28
2.1 Primeras Antenas Utilizadas en Telefonía Móvil.....	29
2.2 Antena F Invertida (IFA) y F Invertida Plana (PIFA).....	30
2.2.1 Estructura de la antena PIFA	30
2.2.2 PIFA multibanda o de banda ancha	34
2.2.3 Antena F invertida planarizada	38
2.3 Antenas Tipo Monopolo Doblado.....	41
2.4 Antenas de Lazo (Loop).....	42
2.5 Antenas de Ranura	45
2.6 Análisis Comparativo de Antenas para Terminales Móviles	47
CAPÍTULO 3 ANTENAS ACTIVAS Y ANTENAS RECONFIGURABLES	52
3.1 Componentes Usados para la Variación de los Parámetros Eléctricos de Antenas Reconfigurables.....	55

3.2	Topologías de Antenas Reconfigurables.....	60
3.3	Antenas Reconfigurables en Frecuencia y Antenas Sintonizables.....	65
CAPÍTULO 4 DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UNA ANTENA SINTONIZABLE		68
4.1	Estructura de la Antena	68
4.1.1	Antena de lazo	71
4.1.2	Monopolos	77
4.1.3	Capacitores de desacoplamiento del voltaje de corriente continua.....	83
4.1.4	Líneas de alimentación de corriente continua de la antena bajo diseño.....	85
4.2	Diseño de la Antena	87
4.3	Intervalo de Sintonización.....	94
4.4	Distribución de Corriente, Patrón de Radiación y Ganancia.....	101
CAPÍTULO 5 CONSTRUCCIÓN Y CARACTERIZACIÓN DE LA ANTENA		108
5.1	Construcción de la Antena	108
5.2	Proceso de Caracterización de la Antena	110
5.2.1	Parámetro S11 e intervalo de sintonización.....	110
5.2.2	Patrón de radiación	117
5.2.3	Ganancia de la antena	119
CONCLUSIONES		125
LISTA DE REFERENCIAS		129

LISTA DE TABLAS

Tabla 2.1 Análisis comparativo de las principales características de antenas típicas para terminales personales.	51
Tabla 3.1 Comparativa entre elementos de conmutación usados en antenas.....	58
Tabla 4.1 Principales frecuencias utilizadas en telefonía celular.....	69
Tabla 4.2 Reactancia de los inductores y capacitores que conforman los circuitos de desacoplamiento de RF a la frecuencia de operación de la antena.	91
Tabla 4.3 Dimensiones físicas de la antena en milímetros.	92
Tabla 4.4 Incremento del ancho de banda de la antena a partir del ancho de los segmentos de los lazos.	94
Tabla 4.5 Frecuencias de sintonización de la banda baja simuladas.....	95
Tabla 4.6 Frecuencias de sintonización de la banda media simuladas.....	98
Tabla 4.7 Frecuencias de sintonización de la banda alta simuladas.....	100
Tabla 5.1 Frecuencias de sintonización de la banda baja medidas.	112
Tabla 5.2 Frecuencias de sintonización de la banda media medidas.	114
Tabla 5.3 Frecuencias de sintonización de la banda alta medidas.	115

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 Gráfica de la magnitud del campo de un dipolo eléctrico respecto a la permitividad del medio en la zona de campo cercano	21
Figura 1.2 Campos eléctrico y magnético de un dipolo en el espacio libre y al acercar un dieléctrico con ϵ_r ...	22
Figura 1.3 Patrón de radiación de un dipolo eléctrico en presencia o sin presencia de una cabeza humana	23
Figura 1.4 Gráfica de la magnitud del campo de un dipolo magnético respecto a la permitividad del medio en la zona de campo cercano.	24
Figura 1.5 Patrón de radiación de un lazo en presencia del cuerpo humano	25
Figura 1.6 Pérdidas de potencia radiada por una antena de lazo y por un monopolo dentro del cuerpo humano	27
Figura 2.1 Antena L invertida.....	30
Figura 2.2 Impedancia de entrada y parámetro S11 de un monopolo al doblarlo a diferentes alturas de h	31
Figura 2.3 Diferentes representaciones de una antena F invertida (IFA).....	33
Figura 2.4 Antena F invertida plana (PIFA)	35
Figura 2.5 Antena PIFA con ranura en forma de T en el radiador.....	36
Figura 2.6 Diferentes configuraciones de las antenas PIFA	37
Figura 2.7 Antena IFA planarizada.....	39
Figura 2.8 Diferentes configuraciones de antena IFA planarizada	40
Figura 2.9 Diferentes configuraciones de monopolos doblados	41
Figura 2.10 Antena de lazo en 3 dimensiones	44
Figura 2.11 Diferentes configuraciones de las antenas de lazo.....	45
Figura 2.12 Diferentes configuraciones de las antenas de ranura	46
Figura 3.1 Comparativa entre una antena receptora conectada a un amplificador contra una antena amplificadora	53
Figura 3.2 Circuito equivalente de los diodos PIN en condición de conmutación	56

Figura 3.3 Circuito equivalente del diodo varactor a altas frecuencias	59
Figura 3.4 Topologías típicas de antenas reconfigurables	61
Figura 3.5 Diagrama a bloques de un sistema para antenas reconfigurables	66
Figura 4.1 Estructura básica de la antena.....	70
Figura 4.2 Patrón de radiación en el plano vertical de una antena de lazo circular con diferentes radios	73
Figura 4.3 Circuito equivalente de una antena de lazo	74
Figura 4.4 Patrón de radiación en el plano de elevación vertical de un monopolo para diferentes valores de l .	79
Figura 4.5 Modelado de un monopolo doblado	81
Figura 4.6 Circuito equivalente del monopolo doblado sin carga capacitiva	82
Figura 4.7 Monopolo conectado a una carga capacitiva visto como transmisor.....	82
Figura 4.8 Diferentes configuraciones de la antena propuesta.....	84
Figura 4.9 Vías de alimentación de V_{CC} para sintonizar los diodos varactores	86
Figura 4.10 Diagrama a bloques de las vías de alimentación de V_{CC} conectadas mediante el filtro de radiofrecuencia a la antena.....	86
Figura 4.11 Circuito equivalente del diodo varactor SMV2020-079LF a emplearse como d_{v1} , d_{v2} y d_{v3}	87
Figura 4.12 Gráfica de la capacitancia contra el voltaje inverso del diodo varactor SMV2020-079LF	88
Figura 4.13 Parámetro S11 simulado de la antena sin líneas de alimentación de V_{CC} , sintonizada en 760 MHz, 1.7 GHz y 2.4 GHz y en 960 MHz, 2.1 GHz y 2.7 GHz.....	90
Figura 4.14 Dimensiones de la antena	91
Figura 4.15 Parámetro S11 simulado de la antena sintonizada a 760 MHz, 1.7 GHz y 2.4 GHz y a 960 MHz, 2.1 GHz y 2.7 GHz	93
Figura 4.16 Curvas del parámetro S11 simulado de la antena para diferentes frecuencias de sintonización de f_{LB} con f_{MB} y f_{HB} fijas.	95
Figura 4.17 Curvas del parámetro S11 simulado de la antena para diferentes frecuencias de sintonización de f_{MB} con f_{LB} y f_{HB} fijas.	97

Figura 4.18 Curvas del parámetro S11 simulado de la antena para diferentes frecuencias de sintonización de f_{HB} con f_{LB} y f_{MB} fijas.	100
Figura 4.19 Distribución de corriente de la antena sintonizada en las frecuencias bajas de cada intervalo.	102
Figura 4.20 Distribución de corriente de la antena sintonizada en las frecuencias altas de cada intervalo.	104
Figura 4.21 Patrones de radiación simulados de la antena a diferentes frecuencias de sintonización.	106
Figura 5.1 Antena propuesta.	109
Figura 5.2 Analizador de redes utilizado para medir el parámetro S11 de la antena.	111
Figura 5.3 Gráfica del parámetro S11 medido de la antena al cambiar f_{LB} con f_{MB} y f_{HB} constantes.	112
Figura 5.4 Gráfica del parámetro S11 medido de la antena al cambiar f_{MB} con f_{LB} y f_{HB} constantes.	113
Figura 5.5 Gráfica del parámetro S11 medido de la antena al cambiar f_{HB} con f_{LB} y f_{MB} constantes.	115
Figura 5.6 Capacitancia simulada y nominal del varactor contra frecuencia de sintonización.	117
Figura 5.7 Equipo de medición del patrón de radiación y cámara anecoica con la antena patrón y el DUT.	118
Figura 5.8 Patrón de radiación medido comparado con el patrón de radiación simulado del plano XY y del plano XZ para las frecuencias bajas de cada banda.	120
Figura 5.9 Patrón de radiación medido comparado con el patrón de radiación simulado del plano XY y del plano XZ para las frecuencias altas de cada banda.	121
Figura 5.10 Características de la antena patrón.	122
Figura 5.11 Diagrama de medición de la ganancia de la antena.	123
Figura 5.12 Ganancia medida y ganancia simulada.	124

LISTA DE ACRÓNIMOS

DUT: Dispositivo Bajo Prueba (*Device Under Test*)

EDGE: Tasa de Datos Mejorados para la Evolucion de GSM (*Enhanced Data Rates for GSM Evolution*)

FET: Transistor de Efecto de Campo (*Field Effect Transistor*)

GPRS: Servicio General de Paquetes Vía Radio (*General Paket Radio Service*)

GSM: Sistema Global para las Comunicaciones Móviles (*Global System for Mobile*)

HB: Banda Alta (*High Band*)

HSPA: Acceso a Paquetes a Alta Velocidad (*High Speed Packet Access*)

IFA: Antena F Invertida (*Inverted F Antenna*)

ILA: Antena L Invertida (*Inverted L Antenna*)

LB: Banda Baja (*Low Band*)

LTE: Evolución a Largo Termino (*Long Term Evolution*)

LNA: Amplificador de Bajo Nivel de Ruido (*Low Noise Amplifier*)

MEMS: Sistemas Micro-Electromecánicos (*Microelectromecanical Systems*)

MB: Banda Media (*Middle Band*)

PA: Amplificador de Potencia (*Power Amplifier*)

PIFA: Antena Planar F Invertida (*Planar Inverted F Antenna*)

RA: Antena Reconfigurable (*Reconfigurable Antenna*)

RF: Frecuencias de Radio (*Radio Frecuency*)

RFFE: Módulo de Frecuencias de Radio (*Radio Frequency Front End*)

SAR: Tasa de Absorción Especifica (*Specific Absorption Rate*)

SPI: Interfaz Serial Periférica (*Serial Peripheral Interface*)

TR: Intervalo de Sintonización (*Tuning Range*)

UMTS: Sistema Internacional de Telecomunicaciones Móviles (*Universal Mobile Telecommunications System*)

WCDMA: Acceso Múltiple por División de Código de Banda Ancha (*Wideband Code Division Multiple Access*)

WiFi: Fidelidad Inalámbrica (*Wireless Fidelity*)

INTRODUCCIÓN

Los dispositivos móviles en la actualidad han adquirido una gran importancia, ya que la tendencia y el comportamiento humano nos han llevado a buscar siempre estar comunicados, incluso no sólo entre personas, sino con dispositivos electrónicos. Algunos ejemplos de equipos portables son: teléfonos celulares, tabletas, relojes inteligentes, así como otros equipos especializados, los cuales ofrecen la capacidad de tener comunicación casi en cualquier lugar y en cualquier momento.

El desarrollo tecnológico de los dispositivos electrónicos ha llevado a la mayor parte de ellos a reducir su tamaño físico. Los elementos usados en estos dispositivos, por lo tanto, también deben disminuir su tamaño, manteniendo o mejorando su desempeño. El mundo de las comunicaciones no es la excepción. En las comunicaciones inalámbricas, el tamaño en los dispositivos móviles, así como la optimización de sus características se han vuelto críticos. Debido al uso inherente de antenas en los sistemas de comunicaciones inalámbricas, el desarrollo de estos sistemas debe ir acompañado de un mejoramiento continuo en ellas, ya que la antena es el transductor que posibilita acoplar el equipo terminal con el medio de transmisión.

Las antenas usadas para estas aplicaciones, por lo tanto, tienen como uno de sus retos poseer un tamaño reducido. Sin embargo, no es el único requerimiento que deben cumplir. En los sistemas personales de comunicaciones móviles se utilizan diferentes estándares de radiocomunicación, que permiten el manejo de las señales de sistemas tales como DCS, PCS, LTE, GPS, Wifi, Bluetooth e incluso señales de FM y TV. Todos estos sistemas operan en diferentes bandas de frecuencia, por lo cual, el dispositivo móvil y sus antenas deben cubrir todas estas bandas. Este objetivo se puede lograr de diferentes maneras, utilizando múltiples antenas, antenas de banda ancha, antenas

auto-sintonizables o antenas reconfigurables. Cada una de estas alternativas tiene sus ventajas y limitaciones.

Las antenas para los dispositivos móviles también deben ser compatibles con el uso eficiente de la potencia del equipo, ya que por su reducido tamaño, la energía de la batería es limitada. Además, es indispensable considerar que la cercanía del equipo terminal con el cuerpo del usuario causa un efecto variable en diferentes parámetros eléctricos de la antena, por ejemplo, la pérdida de sintonización de la antena incrementa las pérdidas por reflexión y reduce la eficiencia en el uso de la potencia. Por otro lado, uno de los factores que pueden ser críticos en las comunicaciones móviles, son las oscilaciones interferentes que están presentes en el medio de transmisión, por lo que, a pesar de haber etapas de filtrado, es preferible que la antena reciba eficientemente la señal de información y capte con poca eficiencia a las oscilaciones interferentes.

El usar antenas de ultra banda ancha o múltiples antenas pueden hacer frente a algunos de estos problemas, pero estas alternativas tienen inconvenientes. Por ejemplo, al utilizar múltiples antenas se puede aumentar significativamente el tamaño de los dispositivos y por lo tanto, esta opción resulta ser impráctica o poco ventajosa. Por otro lado, cuando se utilizan antenas de banda ancha, se tiene la desventaja de que se capta de un mayor número de oscilaciones que pueden interferir la recepción de la señal de información.

Las antenas sintonizables y reconfigurables son antenas que pueden hacer frente a muchos de estos problemas, debido a sus grandes bondades. Este tipo de antenas generalmente son de un tamaño pequeño. Además, al ser auto-sintonizables y de banda angosta, pero de frecuencia variable, pueden cubrir gran parte de los estándares utilizados en los dispositivos móviles y no sólo eso, también tienen la ventaja de poder acoplarse a una banda específica de manera eficiente, lo cual está

asociado con un mejor uso de la potencia y una mayor relación señal a ruido. Otra de las ventajas es que pueden contrarrestar los efectos del cuerpo del usuario al reducir las pérdidas por reflexión gracias a la sintonización de las bandas.

Por lo establecido anteriormente, se puede decir que las antenas auto-sintonizables son una herramienta poderosa que ayuda a hacer frente a inconvenientes que se presentan en los dispositivos personales móviles actuales, aunque sabemos que también tienen sus limitaciones como lo son una mayor dificultad de diseño por ser antenas reconfigurables, bloques extra de sintonización y el uso de componentes discretos. Sin embargo, es posible que los compromisos que se hacen pueden ser ventajosos para mejorar el funcionamiento global del equipo personal de comunicaciones. Bajo esta premisa, se plantea como objetivo de esta tesis, estudiar y proponer una antena sintonizable que pueda adaptarse adecuadamente a los requerimientos de una terminal móvil, mejorando algunos de los parámetros de la antena que permiten mejorar la calidad de la comunicación.

Para alcanzar el objetivo deseado, la tesis está estructurada en cinco capítulos. En el primer capítulo se busca realizar un análisis comparativo entre antenas eléctricas y antenas magnéticas, respecto a la variación de sus parámetros eléctricos debido a la cercanía de elementos interferentes como el cuerpo humano. Posteriormente, en el segundo capítulo, se hace un estudio de las diferentes estructuras de las antenas utilizadas comúnmente en dispositivos móviles comparando sus ventajas y limitaciones. Esto es importante, ya que a partir de éste, se define una base para proponer una estructura de antena que se adapte mejor a las características de una antena sintonizable, que permita resolver algunos de los problemas asociados al uso de múltiples antenas y a las antenas de banda amplia utilizadas en terminales móviles. Después, en el tercer capítulo se realiza un estudio

de las topologías de las antenas activas y reconfigurables, para posteriormente en el cuarto capítulo proponer una antena sintonizable para telefonía celular. Por último, en el capítulo cinco la antena propuesta se construye y caracteriza, para comprobar con las mediciones, los parámetros de la antena previamente obtenidos por computadora. Con los resultados obtenidos se procede a presentar las conclusiones de este trabajo de tesis.

CAPÍTULO 1

ANÁLISIS DEL COMPORTAMIENTO DE LOS PARÁMETROS ELÉCTRICOS DE LAS ANTENAS AL CAMBIAR LAS CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS DEL MEDIO

En este capítulo se estudian los cambios que se pueden generar en los parámetros eléctricos de las antenas eléctricas y las antenas magnéticas al modificar las características eléctricas del medio de propagación, por ejemplo: al acercar la antena al cuerpo humano. Los parámetros de ambos tipos de antena que serán considerados en este capítulo son: frecuencia de resonancia, impedancia de entrada y patrón de radiación.

Es bien conocido que si colocamos un punto de observación a una distancia r de la antena, sin importar la dirección, dicha distancia puede caer en una de dos zonas alrededor de la antena: la de campo cercano o la de campo lejano. Uno de los criterios ampliamente utilizados para separar estas dos zonas es la distancia [1].

$$R = \frac{2D^2}{\lambda_0} \quad (1.1)$$

Donde D es la longitud máxima de la antena.

En la zona de campo lejano ($r \geq R$), el campo eléctrico es esencialmente perpendicular al campo magnético y al mismo tiempo, perpendicular a la dirección de propagación. Sin embargo, los campos no se radian de la misma manera en todas las direcciones, la intensidad del campo electromagnético en cada dirección (θ, ϕ) alrededor de una superficie esférica de radio mucho mayor al de la distancia R de la ecuación 1.1, se conoce como patrón de radiación.

En la zona de campo cercano, donde $r < R$, también existen componentes del campo electromagnético que cumplen con la condición de perpendicularidad entre el campo eléctrico, el campo magnético y la dirección de propagación; pero además, se encuentran presentes otras componentes que no son perpendiculares a la dirección de propagación y sus magnitudes decrecen a razón de $1/r^2$ y $1/r^3$, y el cambio de las propiedades eléctricas del medio influyen en las características electromagnéticas de las antenas, por lo que es necesario tomar en consideración esto cuando se estudia la influencia de la presencia del cuerpo humano en las características de las antenas de los equipos personales de radiocomunicación.

Debido a que las antenas de las terminales móviles están basadas en dipolos eléctricos, dipolos magnéticos o una variante de ellos como es el caso de los monopolos y las PIFA [2], en la sección 1.1 y 1.2, se realiza un análisis de los dipolos eléctricos y magnéticos, para posteriormente en la sección 1.3 realizar un comparativo entre estos dos tipos de antenas.

1.1 Antenas Eléctricas

Una de las principales características de las antenas eléctricas es que tienen al campo eléctrico como dominante en la zona de campo cercano, comparado con su campo magnético en esta misma zona [2]. Esto quiere decir que la parte reactiva de estas antenas depende principalmente del campo eléctrico por lo que la impedancia de entrada tiene tanto una componente resistiva como una componente reactiva que es de carácter capacitivo. Las ecuaciones 1.2, 1.3 y 1.4 muestran el campo eléctrico y el magnético generado por un dipolo eléctrico infinitesimal en la región de campo cercano [1].

$$E_r \approx -j\eta \frac{I_0 l e^{-jkr}}{2\pi k r^3} \cos \theta \quad (1.2)$$

$$E_{\theta} \approx -j\eta \frac{I_0 l e^{-jkr}}{4\pi k r^3} \sin \theta \quad (1.3)$$

$$H_{\phi} \approx \frac{I_0 l e^{-jkr}}{4\pi r^2} \sin \theta \quad (1.4)$$

Donde I_0 es la corriente en el radiador, l es la longitud del radiador, $k^2 = \omega^2 \mu \epsilon$ y $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$ es la impedancia de la onda en un medio con permitividad ϵ y permeabilidad μ . Es claro, a partir de las ecuaciones 1.2 a la 1.4, que tanto el campo eléctrico como el magnético dependen de la permitividad y la permeabilidad del medio, por lo que el cambio en alguna de ellas tendrá como consecuencia cambios del comportamiento de los campos electromagnéticos y en los parámetros eléctricos de la antena.

Con el objetivo de cuantificar los cambios en los campos eléctrico y magnético generados por un dipolo, a continuación se realiza un análisis de la variación de la magnitud de estos campos respecto a la permitividad del medio, manteniendo una distancia de observación r constante. El análisis se realiza respecto a esta variable porque el cuerpo humano, que es el principal causante de la variación de las propiedades del medio, es fundamentalmente un dieléctrico. A partir de las ecuaciones 1.2 a 1.4 se obtienen los módulos de los campos eléctrico y magnético, los cuales resultan ser:

$$E \approx \eta \frac{\sqrt{5} I_0 l}{2\pi k r^3} \sqrt{\cos^2 \theta + \frac{1}{4} \sin^2 \theta} \quad (1.5)$$

$$H \approx \frac{I_0 l}{4\pi r^2} \sin \theta \quad (1.6)$$

Con estas expresiones, en la figura 1.1 se grafica la magnitud del campo eléctrico E y del campo magnético H , respecto al incremento de la permitividad del medio en el que se encuentra el radiador. Aquí se observa que la magnitud del campo eléctrico es inversamente proporcional a la

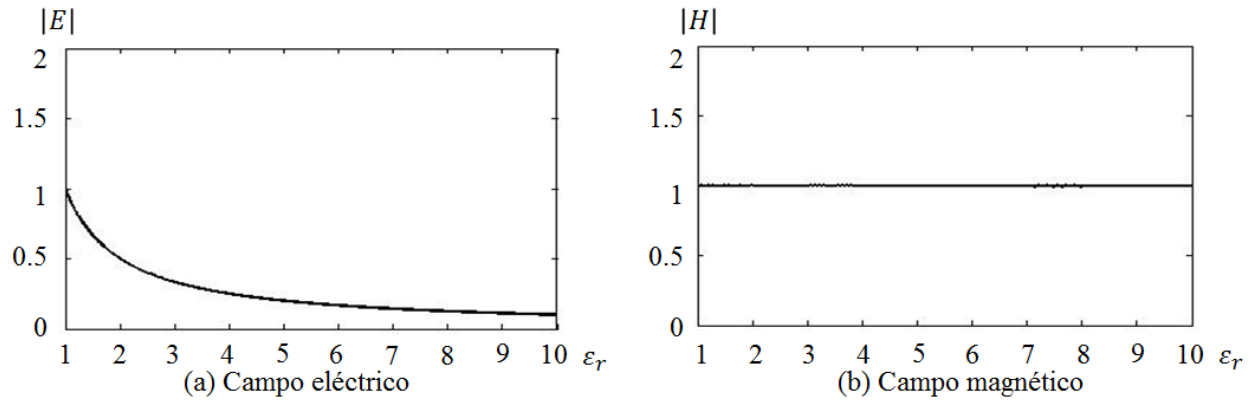


Figura 1.1 Gráfica de la magnitud del campo de un dipolo eléctrico respecto a la permitividad del medio en la zona de campo cercano.

permitividad, mientras que el campo magnético no cambia respecto al incremento en la permitividad. Por lo tanto, debido a que el campo dominante tiene una variación significativa al cambiar las características eléctricas del medio, todos los parámetros dependientes del campo electromagnético de la antena, sufren una alteración. Por ejemplo, en la impedancia de la antena (compuesta de la resistencia de radiación R_r , la resistencia de pérdidas R_l y de la reactancia X_a) [3], R_r y X_a son función de los campos eléctricos y magnéticos en la zona de campo cercano, por lo tanto, si la permitividad del medio se incrementa, el campo eléctrico decrece y el efecto capacitivo también, reduciendo el valor de X_a e incrementando R_r , lo que trae como consecuencia un cambio en la impedancia de entrada $Z_{in} = (R_l + R_r) + jX_a$, una frecuencia de resonancia distinta y cambios también en el ancho de banda y la ganancia de la antena [3] y [4].

El análisis anterior se realizó suponiendo un medio homogéneo que cubre toda la antena, el cual permite observar el cambio de las características eléctricas de la antena. Sin embargo, en comunicaciones personales, los objetos que se acercan a la antena como el cuerpo humano, difícilmente la rodean por completo. En la figura 1.2 se muestra de manera gráfica, la interacción del campo eléctrico y el campo magnético al acercarse un dieléctrico con permitividad mayor a la del espacio libre. En esta figura se observa un cambio en la distribución del campo eléctrico, pero

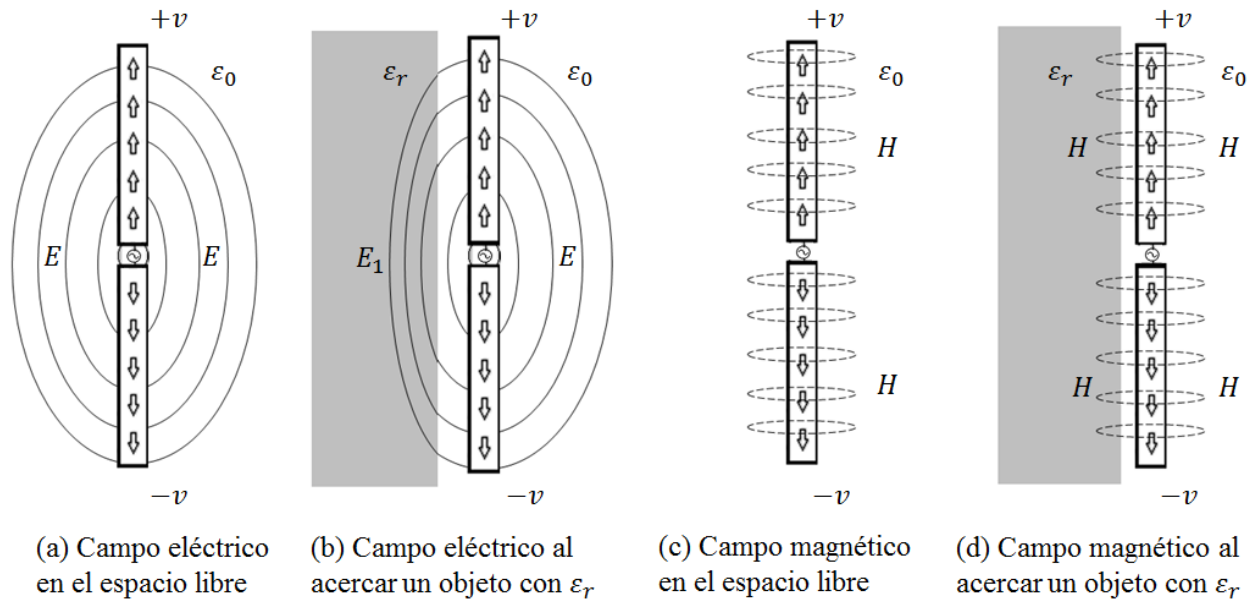


Figura 1.2 Campos eléctrico y magnético de un dipolo en el espacio libre y al acercar un dieléctrico con ϵ_r .

no una alteración en la distribución del campo magnético. Estos cambios en el campo eléctrico se reflejan a su vez en cambios el patrón de radiación al acercar objetos. En la referencia [5], se realiza un estudio detallado sobre la interacción de la antena con el cuerpo humano, tomando como referencia una esfera de tres capas con características similares a la cabeza humana. En este estudio se obtienen las gráficas del patrón de radiación de la figura 1.3, donde se observa que el patrón, tanto en el plano E como en el plano H sufre modificaciones en su forma, adquiriendo cierta direccionalidad al acercar la cabeza humana a la antena, esto se debe a que la cabeza tiene un cierto valor de conductividad que tiende a reflejar y refractar las ondas electromagnéticas.

1.2 Antenas Magnéticas

Las antenas magnéticas son aquellas que están formadas por materiales conductores con trayectorias cerradas, las cuales se caracterizan por tener al campo magnético como dominante en la zona de campo cercano. En esta región, el comportamiento de los dipolos magnéticos es

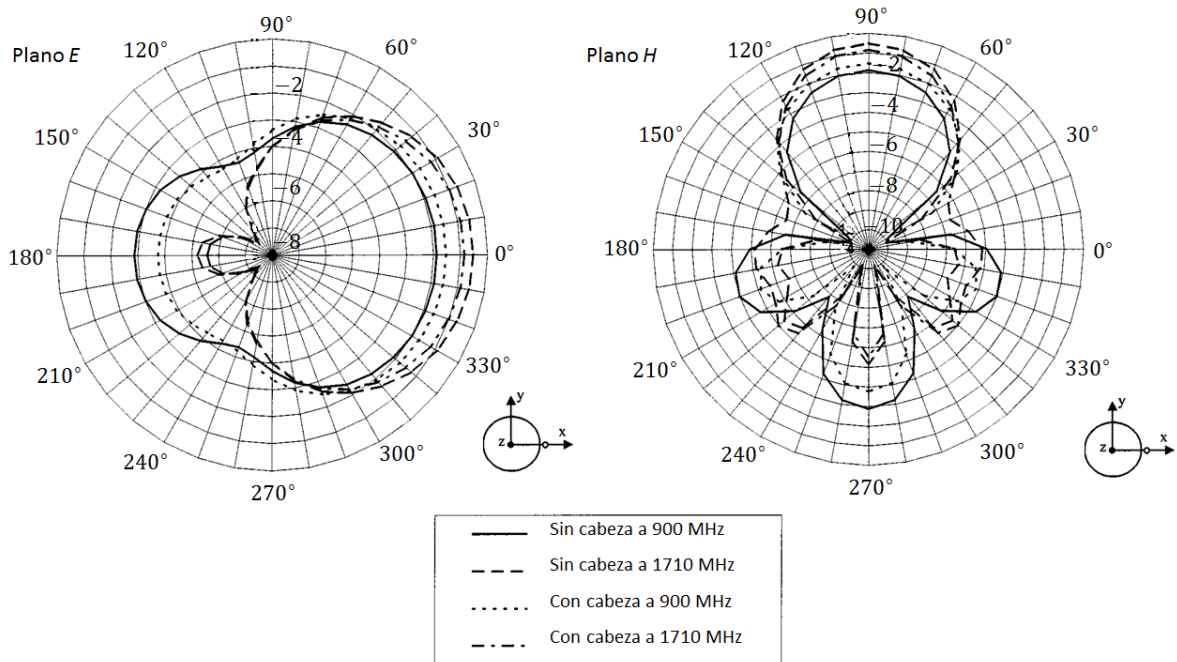


Figura 1.3 Patrón de radiación de un dipolo eléctrico en presencia o sin presencia de una cabeza humana [5].

principalmente inductivo. Las ecuaciones del campo eléctrico y magnético generado por una antena magnética infinitesimal en la región de campo cercano son las siguientes [1].

$$H_r \approx \frac{a^2 I_0 e^{-jkr}}{2r^3} \cos \theta \quad (1.7)$$

$$H_\theta \approx \frac{a^2 I_0 e^{-jkr}}{4r^3} \sin \theta \quad (1.8)$$

$$E_\phi \approx -j\eta \frac{a^2 k I_0 e^{-jkr}}{4r^2} \sin \theta \quad (1.9)$$

Donde a es el radio del aro e I_0 es la corriente que circula por el aro. De las ecuaciones 1.7 a la 1.9, se observa que, al igual que en las ecuaciones del dipolo eléctrico (1.2, 1.3 y 1.4), el campo eléctrico y el campo magnético son perpendiculares pero dependientes de las características eléctricas del medio. Por lo tanto, el cambio en alguna de las características del medio puede generar alteraciones en los parámetros eléctricos de la antena. Por tal motivo, en esta sección también se realiza un

análisis de la interacción del campo electromagnético respecto al cambio en las características del medio, en el cual se tomará como variable a la permitividad, manteniendo una distancia de observación r fija. De las ecuaciones 1.7 a 1.9 se obtienen las magnitudes de ambos campos:

$$H \approx \frac{a^2 I_0}{2r^3} \sqrt{\cos^2 \theta + \frac{1}{4} \sin^2 \theta} \quad (1.10)$$

$$E \approx \eta \frac{a^2 k I_0}{4r^2} \sin \theta \quad (1.11)$$

A partir de estas ecuaciones, en la figura 1.4 se muestra un análisis gráfico de la magnitud del campo eléctrico y el campo magnético con respecto al incremento de la permitividad en el medio, manteniendo fijos el resto de los parámetros. En la figura se observa una caída en el campo eléctrico de manera suave, mientras que el campo magnético, que es el dominante en los dipolos magnéticos, se mantiene constante. Por lo tanto, el cambio en la permitividad del medio traerá un cambio mucho menor en las características eléctricas de los dipolos magnéticos respecto a los dipolos eléctricos.

En aplicaciones para dispositivos personales como teléfonos celulares, es muy común que el cambio en el medio se deba al cuerpo humano, por lo que la alteración de las características eléctricas del medio ocurre principalmente en una dirección, como se mencionó en la sección

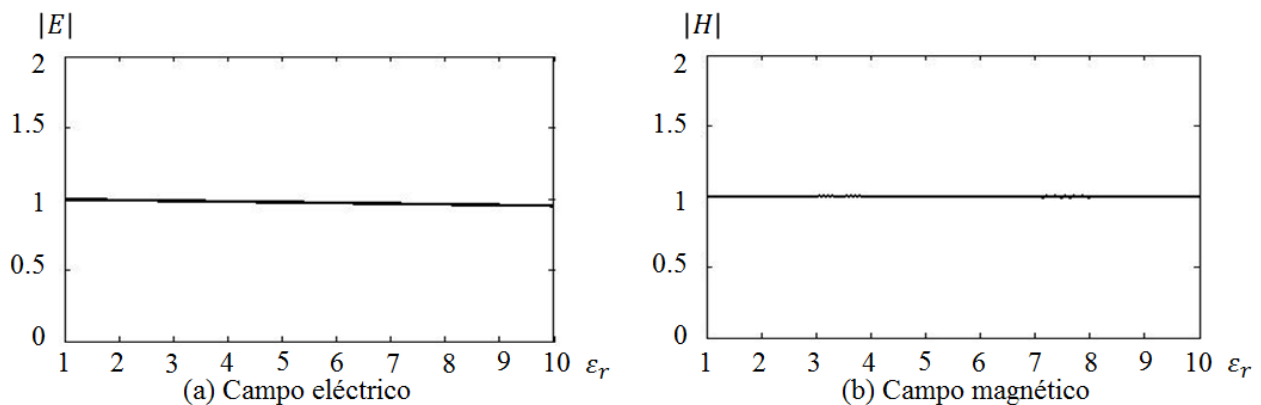


Figura 1.4 Gráfica de la magnitud del campo de un dipolo magnético respecto a la permitividad del medio en la zona de campo cercano.

anterior. Por lo tanto, el patrón de radiación también tendrá un cambio comparado con este mismo cuando la antena se encuentra en un medio homogéneo. Esto se debe a que en dirección al cuerpo humano existirán pérdidas, así como reflexión y refracción del campo electromagnético. En la referencia [6] se realiza un análisis detallado sobre dipolos magnéticos al interactuar con el cuerpo humano, del cual se pueden obtener las gráficas de la figura 1.5, donde se muestra que el patrón de radiación adquiere cierta direccionalidad al acercar la antena al cuerpo humano tanto a la altura del pecho como a la altura de la cabeza.

1.3 Análisis Comparativo Entre Antenas Eléctricas y Magnéticas Respecto a Cambios en el Medio

Al analizar el comportamiento de las antenas eléctricas en la sección 1.1 se puede concluir que los cambios en el medio debido al cuerpo humano generan atenuaciones y modificaciones importantes en el campo eléctrico, mientras que en las antenas magnéticas que se analizan en la sección 1.2 las atenuaciones y modificaciones son mucho menores. Además, los dipolos eléctricos, así como cualquier antena eléctrica, tienen al campo eléctrico como dominante en la zona de campo cercano,

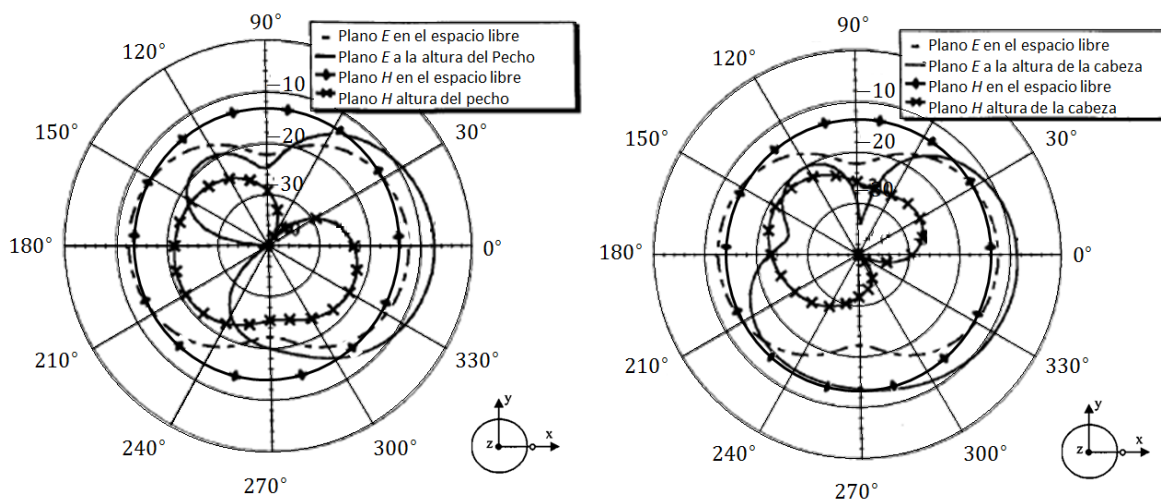


Figura 1.5 Patrón de radiación de un lazo en presencia del cuerpo humano [6].

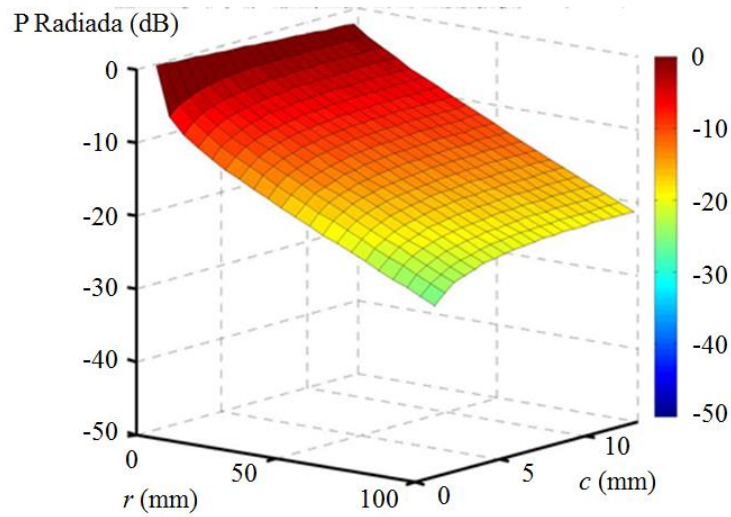
mientras que en las antenas magnéticas, el campo magnético es el dominante, por lo que se puede decir que las antenas magnéticas son más robustas a la interacción con el cuerpo humano.

La figura 1.6 muestra la relación que existe entre la potencia radiada en dB normalizada, para una antena de lazo (antena magnética) y para un monopolo (antena eléctrica) al introducirlas en un medio como el tejido muscular, en función del radio c de la masa total del tejido en el que se encuentra la antena y en función a la distancia de observación r [2]. En esta figura se encuentra que las antenas magnéticas tienen una mayor inmunidad a las reducciones de potencia en función del radio del músculo, respecto a las antenas eléctricas. Además, la caída de la potencia es más pronunciada conforme se incrementa la distancia de observación para las antenas eléctricas.

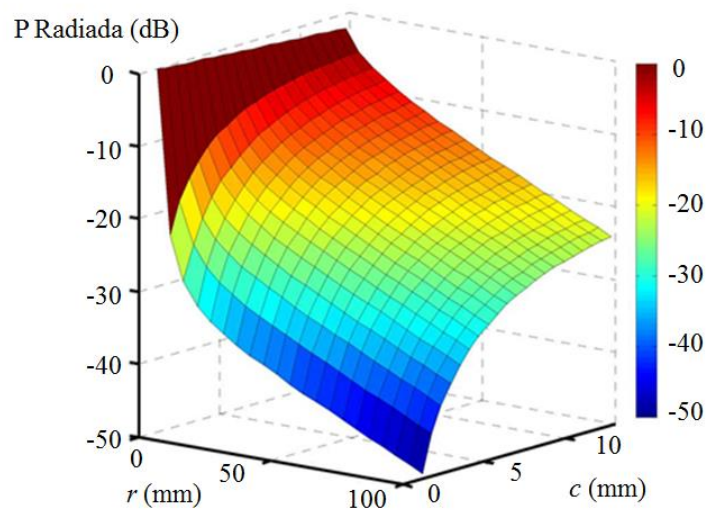
Al comparar ahora el patrón de radiación de las antenas eléctricas de la figura 1.3 y de las antenas magnéticas de la figura 1.5, se puede observar que ambas sufren cambios debido a la cercanía del cuerpo humano, el cual, funciona como absorbente, pero también como reflector y refractor del campo electromagnético. Además, es aparente el hecho de que el cambio en el patrón de radiación depende de la cercanía entre el cuerpo humano y la antena. Conforme más separados se encuentren entre sí, su efecto será menor y a medida que se acercan el efecto crece de manera significativa, pudiendo incluso transformar un patrón de radiación cuasi-omnidireccional en uno direccional.

Además, como se comentó anteriormente, tanto la impedancia de entrada, como la frecuencia central y el ancho de banda de una antena dependen fuertemente del campo electromagnético en la zona de campo cercano. Por lo tanto, si alguno de sus componentes varía debido a la cercanía del cuerpo humano, entonces dichos parámetros también lo harán, pudiendo incluso desacoplar la antena. Sin embargo, como los efectos de la variación del medio son menos críticos en las antenas magnéticas, se puede concluir que las antenas magnéticas, como los lazos, son más robustas frente

a cambios en el medio, respecto a las antenas eléctricas como los dipolos, monopolos o variantes de ellos, tales como, las antenas tipo F invertida.



(a) Antena de lazo



(b) Monopolo

Figura 1.6 Pérdidas de potencia radiada por una antena de lazo y por un monopolo dentro del cuerpo humano [2].

CAPÍTULO 2

PRINCIPALES ANTENAS UTILIZADAS EN SISTEMAS DE COMUNICACIONES MÓVILES

En los dispositivos móviles más recientes, es muy común que exista una combinación de antenas de algún tipo básico, las cuales se modifican para incorporarles variantes tales como ranuras, cargas adyacentes o elementos discretos [7-13] que permiten obtener ventajas respecto a las antenas convencionales, por ejemplo: tener operación multibanda, el incremento del ancho de banda y la reducción del tamaño físico de las antenas. Estas variantes son múltiples pero los tipos básicos de antenas utilizadas en las terminales son cuatro principalmente: la antena de monopolo doblado, la de lazo, la F invertida y la de ranura [14].

Debido a que el tamaño es crítico en los dispositivos móviles, existen métodos para reducir el tamaño de una antena, como el serpenteado del resonador, el uso de antenas fractales o el empleo de dieléctricos con alta permitividad [15, 16]. Sin embargo, estas técnicas pueden afectar de manera negativa a algunos de los parámetros eléctricos de la antena, a través de mayores pérdidas, menor eficiencia, reducción de la ganancia, reducción del ancho de banda, etc. A continuación, se realiza un estudio sobre las antenas más utilizadas en telefonía móvil, partiendo desde el modelo básico para posteriormente estudiar las principales modificaciones a estos modelos como brazos adicionales y ranuras tanto en la antena como en el plano de tierra, con el fin de tener un amplio panorama sobre las ventajas y las limitaciones de cada antena para finalizar con un análisis comparativo entre ellas.

2.1 Primeras Antenas Utilizadas en Telefonía Móvil

Los monopolos rectos, fueron las primeras antenas utilizadas en equipos personales debido a su simplicidad. Las principales ventajas de estas antenas son: su patrón de radiación omnidireccional y su ancho de banda amplio, lo cual los hacía muy convenientes para comunicaciones móviles. Estos monopolos rectos funcionan en una sola banda de operación que depende de las dimensiones de la antena, comúnmente $l \approx \lambda/4$. A pesar de ser antenas tan simples al sólo requerir el elemento radiador y un plano de tierra, el cual estaba conformado por la parte metálica del teléfono, los monopolos rectos presentaban buenos valores de eficiencia, ancho de banda y ganancia. Sin embargo, al tener sólo una banda de operación y un tamaño físico relativamente grande, estas antenas se fueron descontinuando para su uso en teléfonos más pequeños y que trabajaban en dos o más bandas de frecuencia.

Una manera de hacer frente a la limitación del tamaño de los monopolos fue a través de las antenas helicoidales, en donde la frecuencia de resonancia también depende de la longitud eléctrica de la antena. Sin embargo, la antena helicoidal tiene dimensiones físicas más pequeñas ya que tiene la misma longitud de un monopolo recto, pero el conductor está enrollado en una espiral que permite reducir el espacio ocupado por la antena. Esta antena tiene un patrón de radiación cuasi-omnidireccional, pero al ser una antena con dimensiones más pequeñas, la eficiencia, la ganancia y el ancho de banda se reducen respecto a las antenas de monopolo recto. A pesar de tener parámetros más limitados, la ventaja de tener un tamaño más pequeño permitió que estas antenas sustituyeran a los monopolos rectos. Sin embargo, la evolución en la telefonía móvil, al requerir más de una banda de operación y un tamaño de antenas aún más pequeño, generó la búsqueda de otro tipo de antenas.

2.2 Antena F Invertida (IFA) y F Invertida Plana (PIFA)

La antena PIFA es una de las antenas más utilizadas en comunicaciones móviles debido a sus múltiples ventajas. En esta sección se realiza un análisis de su funcionamiento, sus características y sus modificaciones al momento de ser usada en terminales móviles.

2.2.1 Estructura de la antena PIFA

La estructura de una antena F invertida se desarrolla a partir de un monopolo recto que se dobla a una cierta altura h como se muestra en la figura 2.1. De esta forma se obtiene una antena llamada L invertida ILA (*Inverted L Antenna*), en donde es deseable que h sea lo más pequeña posible para que la antena ocupe el menor volumen posible y pueda ser insertada dentro del dispositivo terminal. En este tipo de antenas, se tiene un efecto reactivo mayor comparado con un monopolo recto. Este efecto se incrementa a medida que h se reduce, debido a que el conductor que radia está más cercano al plano de tierra y por lo tanto el campo eléctrico entre el plano de tierra y el conductor es más intenso, produciéndose un mayor efecto capacitivo, que da como resultado un cambio en la impedancia de entrada de la antena y un desacoplamiento con la fuente. En la literatura existen expresiones aproximadas que permiten obtener valores para la resistencia de radiación y reactancia de entrada de la antena [17, 18].

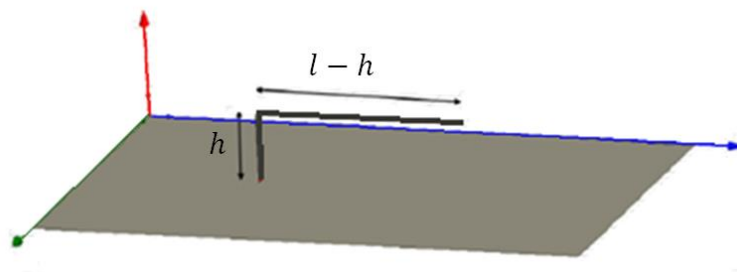


Figura 2.1 Antena L invertida.

A continuación, mediante el uso del software ANSYS HFSS se realiza un análisis del efecto de la altura h sobre la impedancia de la antena mostrada en la figura 2.1. La longitud total de la antena es $l = 76$ mm, la cual corresponde a la altura de un monopolo recto diseñado a una frecuencia de 900 MHz con una impedancia de entrada de aproximadamente 50Ω . Por lo tanto, cuando la altura h mostrada en la figura 2.1 es igual a la longitud total l , la antena se convierte simplemente en un monopolo recto. Manteniendo fija la longitud l y tomando como parámetro de variación la altura h , se estudia la dependencia de la impedancia de entrada y del parámetro S11. El resultado obtenido del análisis se muestra en las gráficas de la figura 2.2. En 2.2 (a) se presentan las curvas que

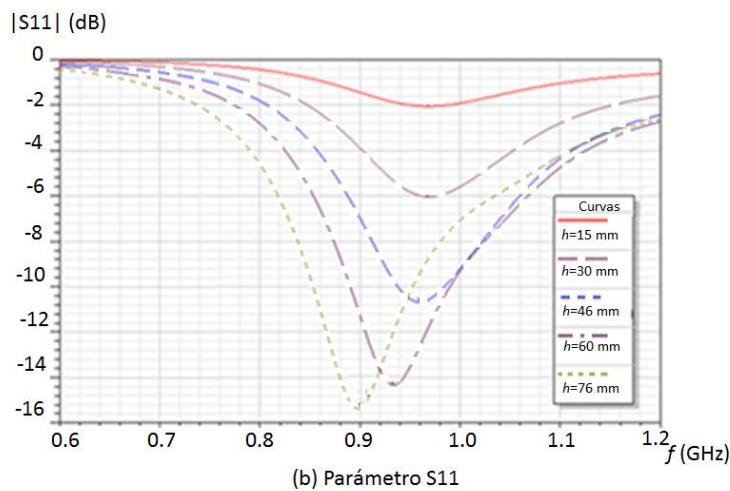
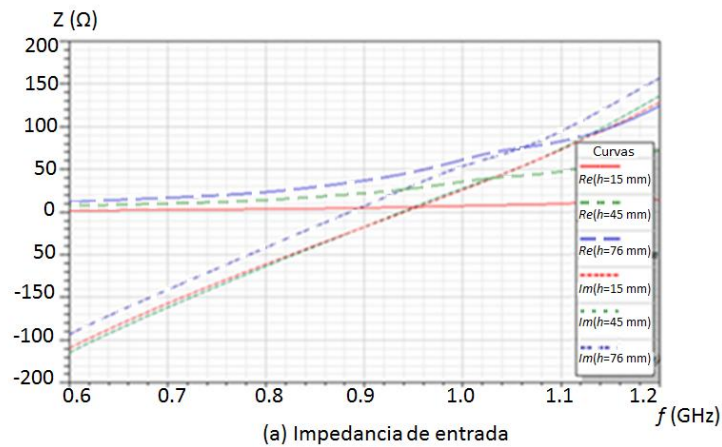


Figura 2.2 Impedancia de entrada y parámetro S11 de un monopolo al doblarlo a diferentes alturas de h .

corresponden a la parte real e imaginaria de la impedancia de entrada, en la que se observa que cuando el monopolo es recto ($h = 76$ mm), la impedancia tiene un comportamiento capacitivo antes de la frecuencia de resonancia (900 MHz) y se convierte en inductivo a frecuencias mayores a la de resonancia, mientras que la parte real, muestra un valor que crece conforme se incrementa la frecuencia, alcanzando un valor cercano a 50Ω en la frecuencia de resonancia, dando como resultado un buen acoplamiento, como se verifica con el parámetro S_{11} mostrado en la figura 2.2 (b). De la figura 2.2 (a) se observa también que conforme h decrece, el efecto capacitivo en todas las frecuencias cercanas a la de resonancia se incrementa y la condición de resonancia se desplaza hacia frecuencias más altas. Por lo tanto, para poder alcanzar la frecuencia de 900 MHz, se requeriría incrementar la longitud del resonador de una ILA. Además, el cambio en la parte resistiva de la impedancia de la antena, también se ve modificada respecto al decremento de h , degradando el acoplamiento tal como se muestra con el parámetro S_{11} de la figura 2.2 (b).

Dentro de las principales limitantes de la antena tipo L invertida se encuentra su baja inmunidad a los cambios en las propiedades eléctricas del medio y el efecto capacitivo que se incrementa conforme se acerca la parte doblada de la antena al plano de tierra, causando que se degrade el acoplamiento de la antena. Para reducir la degradación del acoplamiento, se puede utilizar un inductor conectado desde el monopolo hacia el plano de tierra como se muestra en la figura 2.3 (a). El circuito equivalente de la antena, junto con el conector se muestra en la figura 2.3 (b), donde se observa de manera más clara que el efecto del inductor puede compensar el efecto capacitivo si se elige adecuadamente el valor de L . Haciendo esto, es posible obtener un buen acoplamiento entre la antena y la fuente. Para antenas con frecuencias de resonancia próximas o mayores a 1 GHz, este inductor puede sustituirse por un segmento de línea de transmisión cortocircuitado al plano de tierra que genere el mismo comportamiento inductivo [19] como se muestra en la figura 2.3 (c), lo que

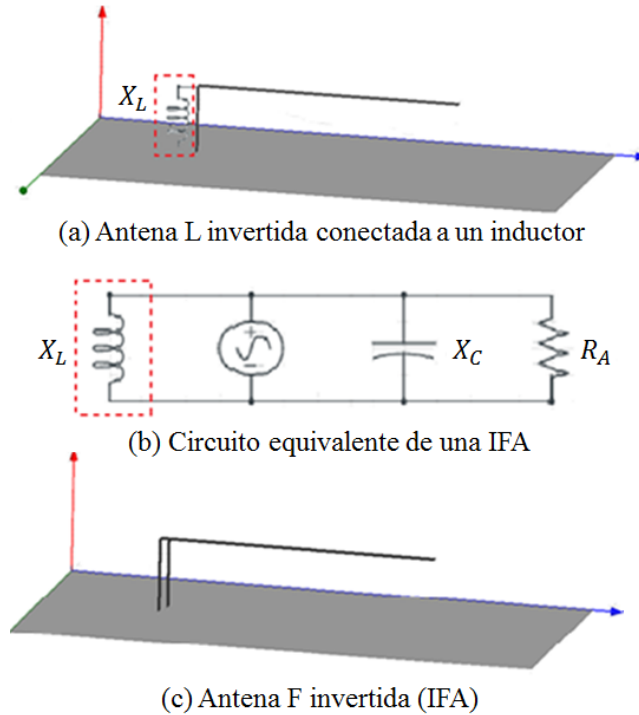


Figura 2.3 Diferentes representaciones de una antena F invertida (IFA).

permite reducir costos y quitar complejidad en la producción. Una vez realizado este cambio, se puede observar que al acercar el corto a la fuente de señal la inductancia disminuye puesto que se acorta la longitud de la línea de transmisión, mientras que cuando el corto se aleja de la fuente, la inductancia crece. Esta nueva configuración de antena es conocida como antena F invertida IFA (*Inverted F Antenna*) y tiene la característica de ser más inmune a cambios en las propiedades eléctricas del medio respecto a los monopolos. Además, el efecto del plano de tierra, que funciona como blindaje entre el campo electromagnético radiado y el cuerpo humano, permite que el nivel de SAR (*Specific Absorption Rate*) se reduzca respecto al SAR obtenido con otras antenas como los monopolos y las antenas de lazo.

La antena IFA de alambre tiene la limitante de que su ancho de banda es relativamente angosto debido al rápido cambio en la parte reactiva de la impedancia. Una forma de incrementar el ancho

de banda se obtiene al ensanchar el segmento horizontal de la antena hasta formar un plano (o parche), con lo cual la corriente tiene un mayor número de trayectorias y se generan un mayor número de resonancias. Esta modificación a la antena IFA es conocida como antena planar F invertida o PIFA (*Planar Inverted F Antenna*) y se muestra en la figura 2.4. Las dimensiones de la antena PIFA también tienen relación con $\lambda/4$, pero la frecuencia de resonancia depende de la longitud y el ancho del parche, así como la posición y ancho del corto. Como una aproximación para su diseño, se puede considerar que $L_1 + L_2 + h - W = \lambda/4$, donde L_1, L_2, h y w son las dimensiones mostradas en la figura 2.4. También existen algunos métodos más exactos para el análisis de las antenas PIFA, como es el método que utiliza el modelo de la línea de transmisión o el modelo de la cavidad resonante, que se pueden encontrar en las referencias [20-22]. Ambos modelos, así como la fórmula anterior de la frecuencia de una PIFA son aproximaciones que sirven como un buen punto de partida para el diseño exacto de este tipo de antenas mediante computadora.

2.2.2 PIFA multibanda o de banda ancha

La antena PIFA presenta muchas ventajas como su bajo costo, patrón de radiación omnidireccional, bajo nivel de SAR y robustez contra el efecto del cuerpo humano. Sin embargo, para que pueda utilizarse en los dispositivos actuales de comunicación, esta antena debe cubrir más de una banda de comunicación, lo cual exige que la antena PIFA sea de banda ancha y/o multibanda. Este requisito no puede alcanzarse mediante una antena PIFA convencional, ya que son antenas con una sola banda relativamente angosta. Existen varios métodos para lograr que las PIFA adquieran la característica de multibanda o banda ancha. Dentro de los métodos más comunes se encuentran el uso de ranuras (*slot*) en el parche, un parche con multitrayectorias para la corriente, elementos resonantes adyacentes a la antena y el ranurado del plano de tierra.

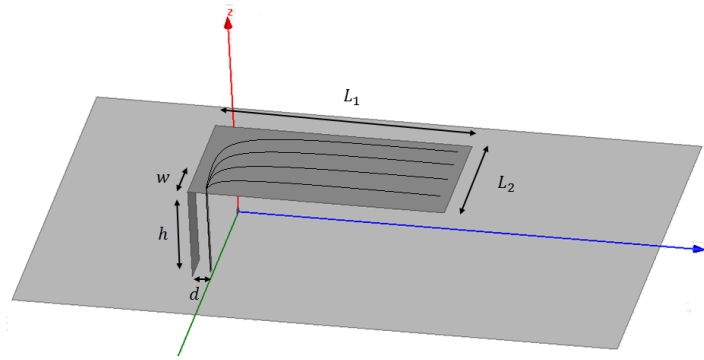


Figura 2.4 Antena F invertida plana (PIFA).

En la figura 2.5 (a) se muestra una PIFA ranurada, para dispositivos móviles [23], que usa dos estrategias para funcionar como multibanda, la primera es mediante una ranura en forma de T en el parche, el cual permite que la antena actúe como un resonador de $\lambda/4$ para generar una banda baja y como un resonador de $\lambda/2$ para formar una banda alta. Con esta única modificación, se obtienen dos bandas angostas, de ancho de banda fraccional igual a 1.3 % y 3.8 %, respectivamente. Para incrementar el ancho de banda, también se introducen ranuras en el plano de tierra con frecuencias de resonancia similares a cada una de las bandas de frecuencia de interés, teniendo como efecto, un ensanchamiento tanto de la banda baja (23.9 %) para cubrir las frecuencias de 800 MHz y 900 MHz de telefonía celular, como de la banda alta (20 %) para cubrir las frecuencias de 1.8 GHz a 2.1 GHz , según se puede observar en la figura 2.5 (b), donde se grafica la magnitud del parámetro S11 [23]. Sin embargo, uno de los inconvenientes es que al realizar el ranurado en el plano de tierra, el nivel del SAR se incrementa.

En la figura 2.6 (a) se muestra otro ejemplo de una PIFA con dos ranuras en forma de U, que genera longitudes eléctricas diferentes dentro del mismo parche y por lo tanto una antena multibanda. La primera longitud eléctrica causa una banda baja y está relacionada con la longitud total del parche a razón de un cuarto de longitud de onda. La primera ranura (U1), genera el efecto de tener otro parche con dimensiones más pequeñas, pero cercanas al parche original, lo que permite lograr un

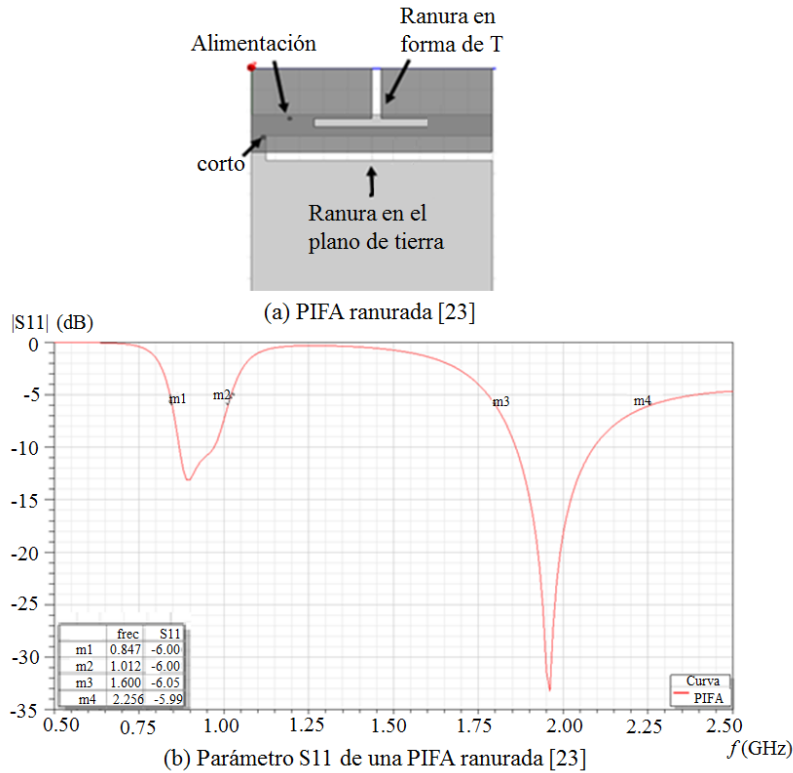


Figura 2.5 Antena PIFA con ranura en forma de T en el radiador.

ensanchamiento de la banda, debido a que, al tener dimensiones similares entre el parche original y el asociado con la primera ranura, las longitudes eléctricas también son similares y por lo tanto sus frecuencias de resonancia son tales que permiten cubrir las bandas de telefonía celular de 1.7 GHz a 2.1 GHz [24]. Por otra parte, mediante la segunda ranura (U2), se obtiene otra longitud eléctrica que permite a la antena acoplarse a la frecuencia de 5 GHz [24].

En la figura 2.6 (b) se muestra otra configuración de antena PIFA que tiene dos ranuras, que crean una estructura serpenteada (*meandered*) [25], la cual tiene como una de sus grandes ventajas la reducción del tamaño físico del resonador. Esta estructura introduce capacitancias e inductancias que, al elegirse de manera apropiada, permiten al parche resonar en dos de sus modos ($\sim\lambda/4$ y $\lambda/2$), y por lo tanto tener dos frecuencias de operación. Mediante el ajuste en la separación de los segmentos que forman el serpenteado, se pueden ajustar las frecuencias de resonancia y el ancho

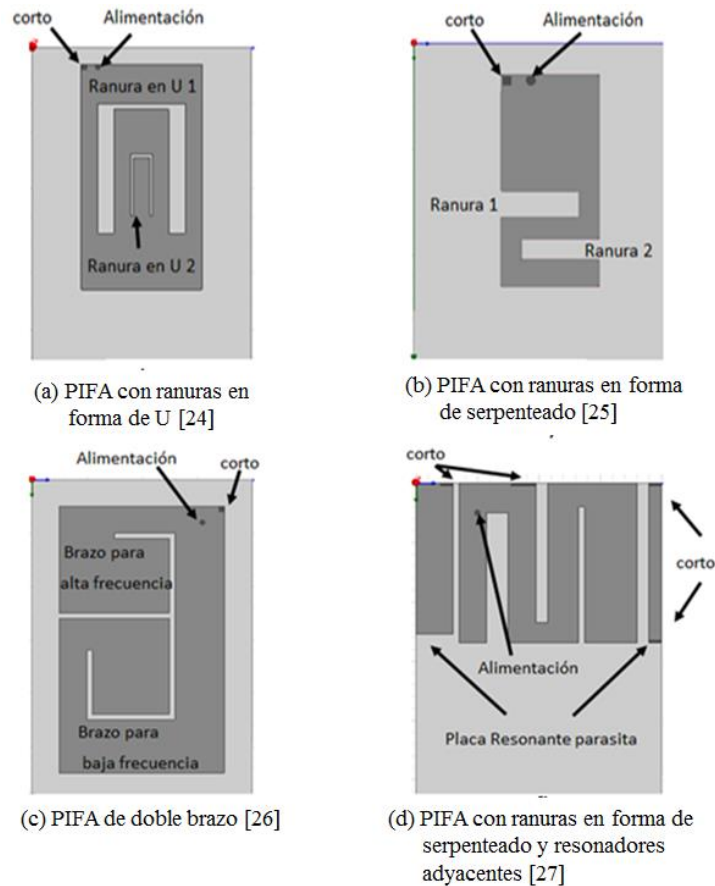


Figura 2.6 Diferentes configuraciones de las antenas PIFA.

de banda [25], debido a que las ranuras funcionan como un circuito LC en paralelo, donde los segmentos de parche horizontales actúan como un capacitor y los segmentos verticales funcionan como un inductor. Por lo tanto, si la separación entre las líneas se incrementa, la antena se acopla a una frecuencia menor y viceversa. En la referencia [25] se encuentra un análisis más detallado de esta antena.

La PIFA con ranuras de la figura 2.5 (a) y la PIFA de doble brazo de la figura 2.6 (c) pueden tener una gran similitud a simple vista, sin embargo, tienen un comportamiento muy diferente, ya que la primera logra su comportamiento multibanda mediante el uso de los modos resonancia y sus bandas de frecuencia tienen una alta dependencia, mientras que en la PIFA de doble brazo de la figura 2.6

(c), cada trayectoria está diseñada para resonar a una frecuencia diferente y por lo tanto, sus bandas de frecuencia tienen una menor interdependencia, lo cual, puede resultar ventajoso para el desarrollo de antenas reconfigurables. En esta PIFA de doble brazo, se observa que el brazo pequeño corresponde a la frecuencia de resonancia más alta, mientras que el brazo más largo a la frecuencia de resonancia baja, con longitudes de aproximadamente un cuarto de longitud de onda para cada brazo [26].

Por último, se presenta en la figura 2.6 (d) una antena PIFA que usa elementos resonantes adicionales para incrementar el ancho de banda. Estos elementos se utilizan como cargas complementarias. Por ejemplo, a una PIFA con serpenteado que resuena en dos de sus modos se le puede adicionar estas cargas complementarias extras para incrementar el ancho de banda. En la antena de la figura 2.6 (d), el incremento en el ancho de banda es debido a que la carga complementaria, funciona como un capacitor para las frecuencias adyacentes a las bandas que ayuda a incrementar el ancho de banda del resonador principal [27].

2.2.3 Antena F invertida planarizada

La antena PIFA tiene como principal limitante su geometría de tres dimensiones, que debido al espacio que ocupa, puede complicar su inserción en los teléfonos celulares modernos. Una manera de hacer frente a esta limitante es a través de la antena F invertida planarizada, la cual consiste de una antena F invertida, que se encuentra en el mismo plano que el de tierra como se muestra en la figura 2.7, cambiando la geometría volumétrica de una PIFA a un espacio bidimensional. Esta antena tiene como limitante un mayor nivel de SAR respecto a la PIFA convencional, debido a que en esta última el plano de tierra se encuentra entre la cabeza del usuario y el radiador, limitando así la interacción del campo electromagnético con la cabeza del usuario.

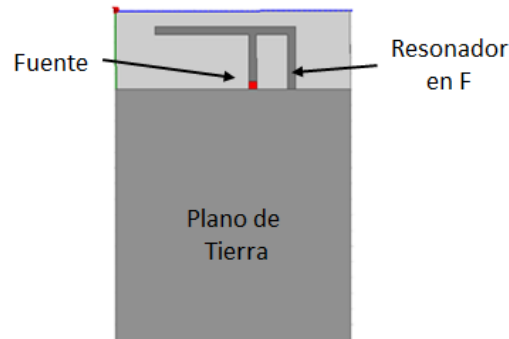
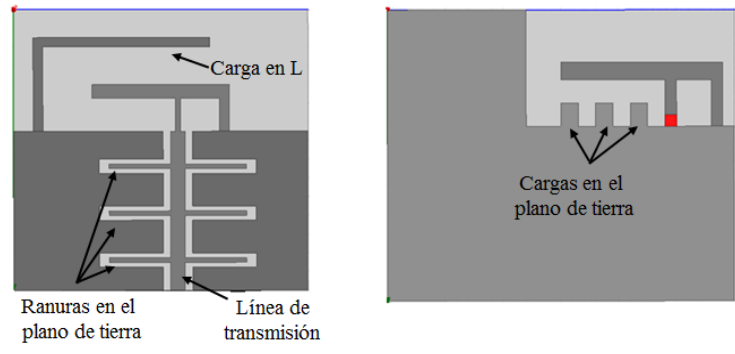


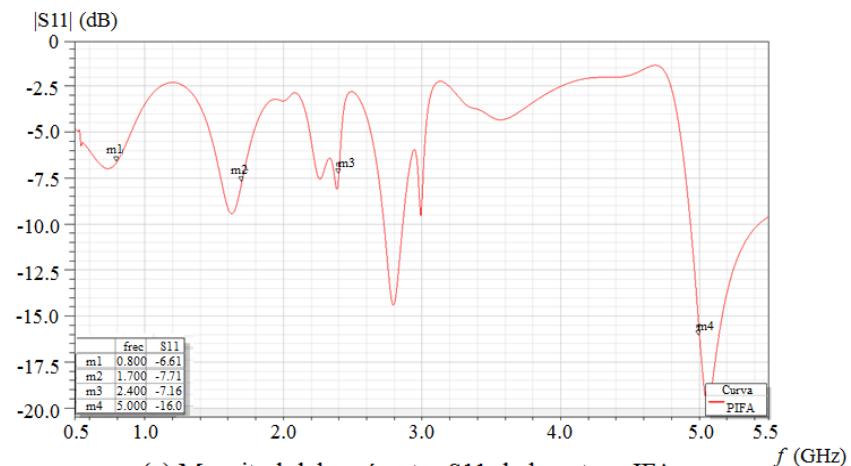
Figura 2.7 Antena IFA planarizada.

Las IFA planarizadas, como las PIFA volumétricas también, tienen un ancho de banda relativamente angosto, por lo que, para comunicaciones móviles se requiere utilizar elementos de resonancia adyacentes, ranuras y/o cambios en el plano de tierra, para incrementar el ancho de banda u obtener antenas multibanda. En la figura 2.8 (a) se muestra una IFA Planarizada, donde el resonador en forma de F invertida [28], fue diseñado para resonar a una frecuencia de 2.2 GHz.

En esta antena se introduce un ranurado en el plano de tierra, que permite a la estructura en F, resonar de manera eficiente a un mayor número de modos, para obtener las características multibanda, como se muestra en la gráfica de la magnitud del parámetro S11 de la figura 2.8 (c). En esta figura, se observan dos efectos: el primero es que la frecuencia de resonancia de diseño de 2.2 GHz es desplazada a 1.7 GHz y el segundo efecto es la aparición de dos bandas extras, a 2.4 GHz y 5 GHz. Lo anterior se obtiene gracias a la geometría de la línea de transmisión, que permite tener capacitancias e inductancias extras en la entrada de la antena, las cuales generan resonancias a las frecuencias de interés, posibilitando un acoplamiento adecuado. Finalmente, en la antena se incluye una carga parásita en forma de L invertida conectada al plano de tierra, la cual permite tener una trayectoria más larga para la corriente y generar la banda más baja de 700 MHz a 800 MHz.



(a) IFA Planarizada con ranuras en el plano de tierra [28] (b) IFA Planarizada con el plano de tierra dentado [29]



(c) Magnitud del parámetro S11 de la antena IFA Planarizada [28]

Figura 2.8 Diferentes configuraciones de antena IFA planarizada.

En la figura 2.8 (b) se muestra otro ejemplo de una antena IFA, en la cual se incluyen defectos en el plano de tierra para incrementar el ancho de banda de la antena. Este incremento se alcanza gracias a que el elemento resonante en F y las cargas en forma de dientes en el plano de tierra tienen una mayor cercanía, por lo tanto el campo eléctrico entre ellos es más intenso y al elegir de manera adecuada el tamaño y separación entre ellos, se puede modificar la impedancia de entrada de la antena y crear resonancias próximas a la frecuencia de resonancia del radiador con el objetivo de mejorar el acoplamiento e incrementar el ancho de banda. En particular, la antena reportada en [29] tiene un ancho de banda del 20%.

2.3 Antenas Tipo Monopolo Doblado

Como se mencionó al inicio de este capítulo, en los dispositivos móviles actuales el monopolo resonante recto no logra cumplir con los requerimientos de tamaño y acoplamiento multibanda necesarios para su uso en los equipos personales modernos, pero al realizar cambios en su geometría se pueden generar otras frecuencias de resonancia y reducir su tamaño físico. Manteniendo sus características importantes dentro de los valores requeridos, en cuanto a su patrón de radiación, nivel de acoplamiento de impedancias y ancho de banda. En la figura 2.9 se muestran algunos ejemplos de antenas de monopolo doblado, donde se observa que en la mayoría de los casos, se incluyen resonadores que tengan una longitud cercana a un cuarto de longitud de onda [30-32]. En la ilustración 2.9 (a) se presenta una antena monopolo con un solo brazo en forma de espiral, que tiene como primera ventaja, la reducción del tamaño físico respecto a un monopolo recto. Además, si se elige adecuadamente la longitud de cada segmento, la antena puede resonar en dos frecuencias relacionadas con dos de sus modos ($\sim\lambda/4$ y $\lambda/2$). Esto permite la sintonización de estas frecuencias mediante la variación de la separación de los segmentos, alcanzando niveles de acoplamiento adecuados para el uso de estos monopolos en equipos personales [30].

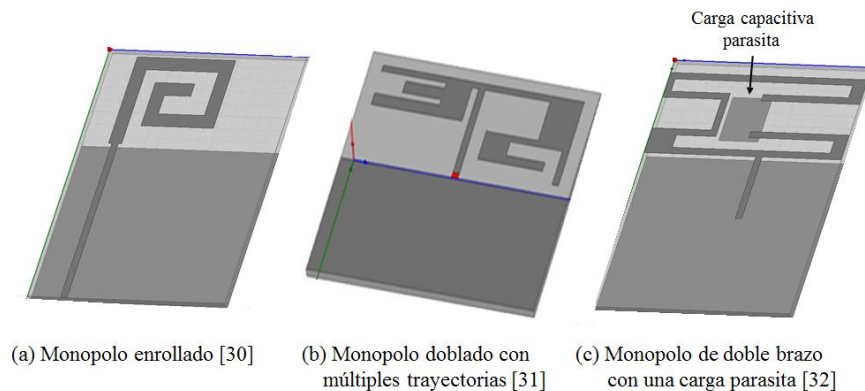


Figura 2.9 Diferentes configuraciones de monopolos doblados.

En la figura 2.9 (b) se presenta un monopolo doblado, que tiene múltiples trayectorias [31], para formar dos bandas de operación. Las trayectorias que se encuentran en la parte derecha de la antena forman la banda baja. Este brazo se divide en dos, dando como resultado dos longitudes eléctricas similares con frecuencias de resonancia cercanas, que junto con el cambio en el ancho de la trayectoria, logran un ancho de banda de 800 MHz a 900 MHz. Por su parte, los segmentos de la parte izquierda corresponden a la banda alta y al tener diversas trayectorias con longitudes cercanas entre sí, se obtienen frecuencias de resonancia próximas, lo que permite el ensanchamiento del ancho de banda. Para esta antena la banda superior está entre 1.7 GHz y 2.1 GHz [31]. Finalmente, en la figura 2.9 (c) se muestra un monopolo doblado que tiene dos brazos, con diferente longitud para que cada trayectoria genere una frecuencia de resonancia. Esta antena también contiene bajo el sustrato un pequeño parche que funciona como capacitancia parásita para incrementar el ancho de banda sobre todo para la banda alta [32].

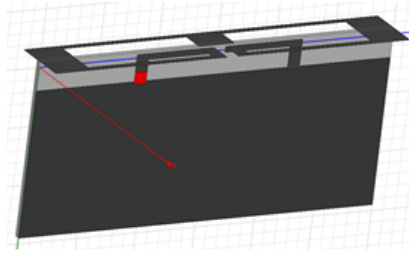
En general, los monopolos doblados, presentan un diseño fácil de implementar y tienen la ventaja de poder ser diseñados en tres dimensiones o dos dimensiones. Sin embargo, estas antenas se encuentran cercanos a los límites máximos permitidos, en el nivel del SAR. Además, al ser antenas eléctricas, éstas también sufren cambios grandes en sus parámetros eléctricos al interactuar con el cuerpo humano, dando lugar a una fácil desintonización o desacoplamiento de la antena con la fuente, como se estudió en el capítulo 1.

2.4 Antenas de Lazo (Loop)

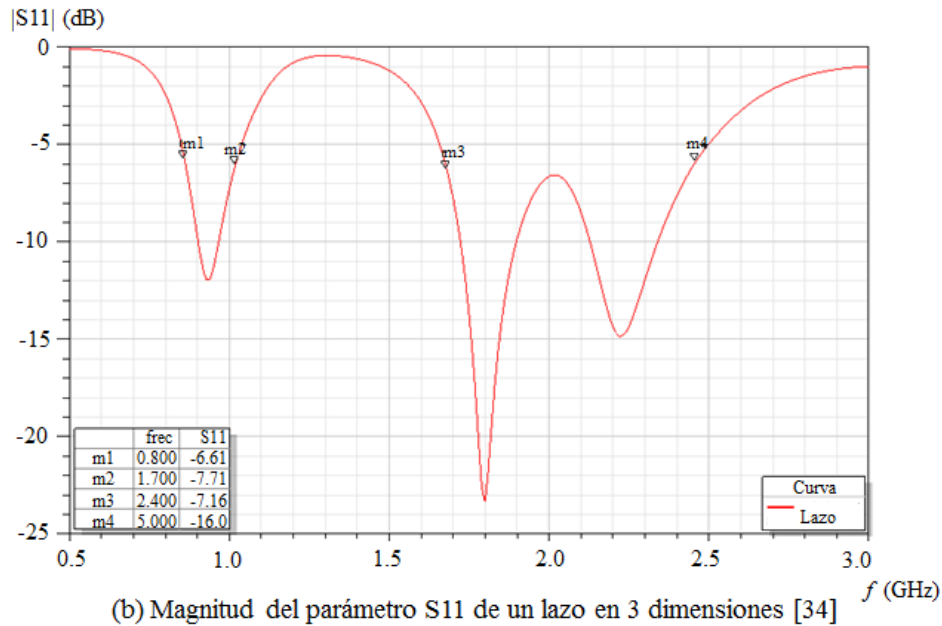
Las antenas de lazo tienen una importante ventaja sobre otros tipos de configuraciones por el hecho de que se trata de antenas magnéticas que tienen propiedades eléctricas más robustas frente a cambios debidos al acercamiento del cuerpo humano y otros dieléctricos [33]. Para antenas de lazo

que no son eléctricamente pequeñas, la longitud del conductor es más larga ($\approx \lambda/2$ y λ) con relación a la longitud requerida para los monopolos ($\approx \lambda/4$), ocupando de esta forma un mayor volumen o área. Una manera de reducir el tamaño físico de la antena es doblando el lazo, lo que permite que éstas se adecúen a las dimensiones del teléfono, lo cual trae consigo un cambio en el comportamiento de las características eléctricas de la antena, principalmente en la impedancia de entrada, frecuencia de operación y ancho de banda, pero manteniendo un patrón de radiación cuasi-omnidireccional [2]. Estos cambios pueden presentar una limitante al incrementar la parte reactiva de la impedancia, pero también pueden otorgar la característica de ser una antena multibanda, al permitir al lazo resonar en más de uno de sus modos.

La figura 2.10 (a) muestra un ejemplo de una antena de lazo [34] en tres dimensiones con un ancho de 1 mm en la mayor parte del lazo y que es diseñada para resonar en tres de sus modos ($\lambda/2$, λ y $3\lambda/2$), con lo cual se generan dos bandas en las frecuencias de telefonía celular, como se muestra en la figura 2.10 (b). Esto se logra a través de una selección adecuada de la geometría de la antena, así como del ancho en cada segmento del lazo. El primer modo ($\lambda/2$) es utilizado para cubrir la banda de frecuencias más bajas de 800 MHz y 900 MHz, mientras que el segundo y tercer modo, crean resonancias de aproximadamente el doble y el triple de frecuencia de la primera banda. A través del aumento del ancho del segmento central del lazo (6 mm) y de los segmentos laterales (8 mm), donde se tienen los mínimos de corriente del tercer modo, se reduce la frecuencia de resonancia asociada al tercer modo y se aumenta el ancho de banda que al estar cercana a la segunda banda, se combina para formar una sola banda de operación que cubre las frecuencias de 1.6 GHz a 2.5 GHz, tal como se muestra en la gráfica de la magnitud del parámetro S11 de la figura 2.10 (b).



(a) Antena de lazo en 3 dimensiones [34]



(b) Magnitud del parámetro S11 de un lazo en 3 dimensiones [34]

Figura 2.10 Antena de lazo en 3 dimensiones.

La figura 2.11 (a) muestra otro ejemplo de una antena de lazo que sigue el mismo principio de resonar a más de uno de sus modos. Esta antena tiene forma de serpenteado y el ajuste de la frecuencia de operación, así como el ensanchamiento de las bandas, se realiza a través de la variación en la separación de los segmentos que pueden disminuir la parte reactiva de la impedancia de la antena [35]. Finalmente, en la antena de la figura 2.11 (b) se presenta un lazo que, utiliza el sustrato para resonar a una frecuencia cercana a los 900 MHz, con una longitud cercana a $\lambda/2$, al mismo tiempo que permite una segunda resonancia a 1.8 GHz, correspondiente al segundo modo. A estos dos modos de operación se les denomina primer y tercer modo [36], mientras que el segundo modo es obtenido gracias a la introducción de una carga en forma de L, la

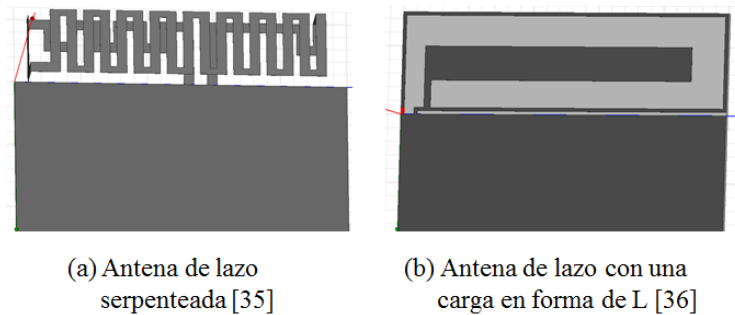


Figura 2.11 Diferentes configuraciones de las antenas de lazo.

cual permite a la corriente seguir una segunda trayectoria, dando como resultado una frecuencia de resonancia en 1 GHz, que junto con la resonancia del primer modo forma un ancho de banda relativamente amplio que posibilita a la antena cubrir las bandas de la telefonía celular. En las referencias [37-39] se pueden observar algunos otros ejemplos de estas antenas.

2.5 Antenas de Ranura

Las antenas de ranura consisten en una ranura (*slot*) que se encuentra comúnmente en el plano de tierra en aplicaciones de comunicaciones móviles. Éstas, en su forma básica guardan una relación con el dipolo de media longitud de onda, de acuerdo con el principio de Babinet, el cual establece la dualidad entre los campos electromagnéticos y relaciona las impedancias de ambas antenas, mostrando un comportamiento complementario [40]. En una antena de ranura, al igual que en el dipolo, la longitud debe ser de aproximadamente de media longitud de onda, teniendo también como característica similar un patrón de radiación omnidireccional, pero un comportamiento más similar a una antena magnética. Sin embargo, como en cualquier antena para dispositivos móviles, el tamaño es crítico y una antena de media longitud de onda puede ser demasiado grande. Por ello, el uso de una ranura de un cuarto de la longitud de onda, que se encuentre en un extremo del plano conductor, es una opción viable para sustituir a una ranura de media longitud de onda.

Las antenas de ranura en su forma elemental son de una sola banda. Sin embargo, hay variantes de esta antena que le permiten adquirir características multibanda, por ejemplo al usar dobleces en su estructura, introducir de elementos discretos como inductores y capacitores, o emplear elementos resonantes adyacentes. De esta forma las antenas de ranura se pueden hacer compatibles para su empleo en dispositivos móviles, ya que además tienen la ventaja de que sus características eléctricas son robustas frente a cambios en el medio debido a la presencia del cuerpo humano [41]. Un ejemplo de antena de ranura se muestra la figura 2.12 (a), donde se tiene una estructura que resuena en dos frecuencias compatibles con la telefonía celular [42]. Esta antena tiene la forma de L invertida que resuena en dos de sus modos, cuando la longitud eléctrica es de aproximadamente $\lambda/4$ para las frecuencias bajas y de $\lambda/2$ para las frecuencias altas y se alimenta mediante una microcinta en forma de U, la cual se acopla electromagnéticamente con la ranura en el plano de tierra. Esta antena tiene una carga adicional en forma de C invertida, introducida para ajustar las impedancias, principalmente para acoplar la antena en la banda alta, así como para aumentar el ancho de banda y mejorar también el acoplamiento en la banda baja.

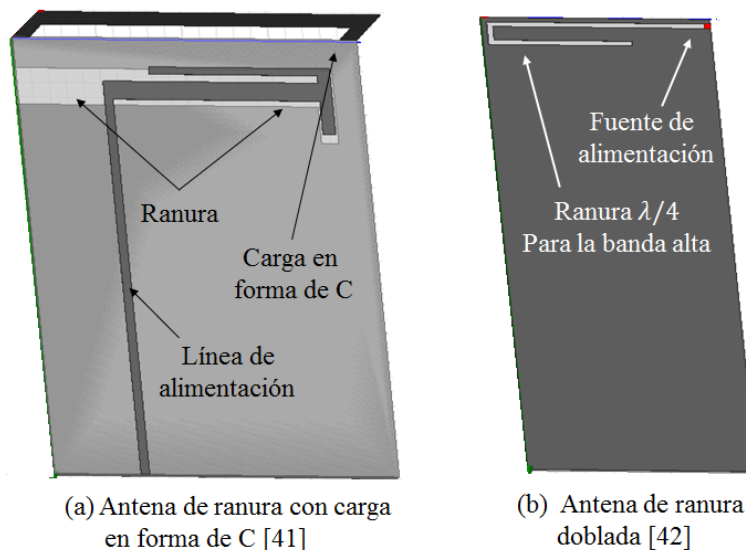


Figura 2.12 Diferentes configuraciones de las antenas de ranura.

Las antenas de ranura tienen una alta dependencia en las dimensiones del plano de tierra, el cual juega un papel importante, debido a que éste puede emplearse para generar una frecuencia de resonancia extra de acuerdo con sus dimensiones. Por ejemplo: en la antena de la figura 2.12 (b), se tiene un plano de tierra con dimensiones para resonar a 1.1 GHz sin la ranura, pero al insertar la ranura, la longitud eléctrica se incrementa y la frecuencia de resonancia disminuye, haciéndola compatible con las bandas de 800 MHz y 900 MHz de telefonía celular [43]. Esta antena de ranura fue diseñada para operar también en una banda que va de 2.4 GHz hasta 2.8 GHz.

2.6 Análisis Comparativo de Antenas para Terminales Móviles

En teléfonos celulares, las antenas externas como los monopolos rectos y las antenas de hélice son antenas que tienen anchos de banda adecuados y alta eficiencia. Sin embargo, debido a sus limitaciones como un alto SAR, una sola banda de operación y un tamaño grande, no son adecuadas para emplearse en los equipos personales de comunicación modernos.

Las antenas internas como las PIFA, IFA planarizadas, monopolos doblados, antenas de lazo y de ranura, permiten ser fácilmente integradas en los teléfonos actuales, debido principalmente a su tamaño reducido y a la posibilidad de ser multibanda, ya sea por sí solas o mediante técnicas complementarias como el uso de elementos parásitos, ranuras y dobleces. En esta sección se realiza un análisis comparativo de estas antenas, teniendo en consideración los parámetros eléctricos de más relevancia para la telefonía celular [14]. Los parámetros de comparación son:

1. Frecuencias de resonancia
2. Ancho de banda
3. Eficiencia

4. SAR

5. Estabilidad frente a la proximidad del cuerpo humano

Además, estas antenas también deben tener un tamaño pequeño, un bajo costo, una baja complejidad de producción y un patrón de radiación cuasi-omnidireccional.

Tomando como primer parámetro las bandas de frecuencia que deben cubrir las antenas actuales para telefonía celular, se puede decir que éstas deben de tener al menos dos bandas, una que cubra frecuencias bajas entre los 800 MHz a 900 MHz y otra banda alta que cubra frecuencias entre los 1.7 GHz a los 2.1 GHz, lo que permite cubrir los estándares de GSM, UMTS y algunas bandas de LTE, ya que bandas más altas para otros estándares como WiFi (2.4 GHz y 5 GHz) o LTE (2.6 GHz) generalmente son cubiertas por una segunda antena dentro del mismo dispositivo móvil. En este contexto se puede decir que todos los tipos de antenas analizados a lo largo de este capítulo son compatibles con los equipos personales de comunicación.

Las antenas PIFA son las más versátiles al momento de convertirse en antenas multibanda, ya que este comportamiento se puede obtener a través de la resonancia en dos de sus modos, mediante el uso de ranuras en su estructura, el serpenteado, dobleces y cargas reactivas. También se pueden obtener múltiples bandas para esta antena a través de ranuras resonantes en el plano de tierra, cargas parásitas conectadas al plano de tierra o un doble brazo en su estructura. En un monopolo, la manera más común de convertirlo en una antena multibanda es por medio de múltiples brazos, para generar múltiples longitudes eléctricas y por lo tanto múltiples frecuencias de resonancia. También son comunes los monopolos doblados en forma de espiral o serpenteado que resuenan en dos modos. Otra manera es mediante el empleo de cargas conectadas al plano de tierra que generen frecuencias de resonancia extras. Las antenas de lazo se limitan principalmente a resonar en dos de sus modos

mediante el serpenteado, dobleces o cargas parásitas dentro de su estructura, aunque también se puede obtener más de una banda a través de multitrayectorias, que brindan independencia entre sus frecuencias de resonancia. Finalmente, las antenas de ranura también pueden resonar en dos de sus modos, mediante dobleces o con el uso de cargas reactivas adyacentes a ellas, aunque también existen ranuras con resonancias extras en función de las dimensiones de plano de tierra.

Respecto al segundo parámetro de diseño, se puede decir que, los monopolos rectos son los que tienen los mejores anchos de banda [14, 44], principalmente para las bandas bajas, pero sus dimensiones son visiblemente mayores. En los monopolos doblados, se puede incrementar el ancho de banda mediante el ensanchamiento de los segmentos de la antena y/o con el ajuste en la separación entre los segmentos que forman la antena. Por su parte, en las PIFA el incremento en la separación entre el parche y el plano de tierra tiene un impacto en la ampliación del ancho de banda; y en las antenas de lazo el cambio en la separación de los segmentos, así como el ensanchamiento de éstos, donde la corriente tiene mínimos, puede emplearse para ensanchar el ancho de banda. Por lo anterior se puede afirmar que todas las antenas estudiadas en este capítulo son potencialmente compatibles con los requerimientos de ancho de banda exigidos por los equipos personales de comunicación.

La eficiencia de la antena es un parámetro que depende tanto de los materiales utilizados, como de su geometría y tamaño. En las antenas para dispositivos móviles la eficiencia es relativamente baja y puede rondar en valores del 25 % al 65 % considerando las pérdidas por desacoplamiento con la impedancia de entrada de la antena [14, 44, 45]. con valores ligeramente más bajos en antenas PIFA debido a que los campos almacenados son mayores entre el radiador y el plano de tierra. Sin

embargo, tanto esta estructura como todas las estudiadas en este capítulo son adecuadas para satisfacer este requerimiento.

El cuarto parámetro enlistado, se refiere al nivel del SAR de las antenas. Las antenas IFA planarizada, monopolo, lazo y la de ranura generan valores de SAR cerca de los límites máximos permitidos, mientras que la PIFA, es la que presenta el menor nivel de SAR, debido a que el plano de tierra funciona como una barrera electromagnética entre la antena y el cuerpo humano [14, 44, 45]. No obstante, dentro de los diseños en las PIFA pueden existir ranuras en el plano de tierra, que degraden el nivel de SAR, como se muestra en el análisis de la referencia [46]. Sin embargo, se puede decir que todas las estructuras estudiadas en este capítulo son capaces de satisfacer este requerimiento.

Finalmente, respecto a la estabilidad frente a la proximidad del cuerpo humano, se encuentra que los monopolos, al ser antenas eléctricas, presentan la menor robustez, debido a que el cuerpo humano es principalmente un dieléctrico que afecta de manera significativa al campo eléctrico, alterando de esta forma diferentes parámetros de la antena. Por otro lado, las antenas de lazo y las de ranura presentan una gran robustez al ser antenas magnéticas, mientras que las antenas PIFA e IFA planarizadas también se ven afectadas en sus características eléctricas debido a los efectos del cuerpo humano, pero tienen una mayor robustez respecto a las antenas eléctricas. En la tabla 2.1 se realiza un análisis comparativo entre las características previamente analizadas y se enlistan algunas otras de importancia como la longitud del radiador y el costo de fabricación.

Tabla 2.1 Análisis comparativo de las principales características de antenas típicas para terminales personales.

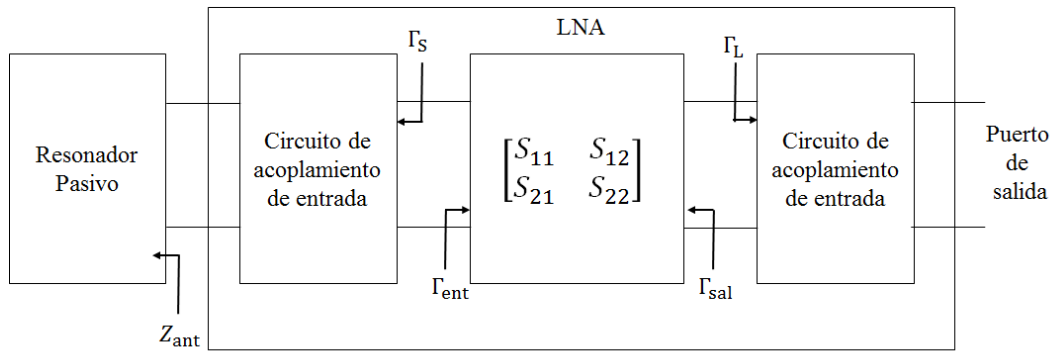
<i>Parámetro</i>	<i>Monopolo</i>	<i>De lazo</i>	<i>PIFA/IFA planarizada</i>	<i>De ranura</i>
Ancho de banda	Amplio	Aceptable	Aceptable	Aceptable
Eficiencia	Aceptable	Aceptable	Aceptable	Aceptable
Geometría	Bidimensional o Tridimensional	Bidimensional o Tridimensional	Tridimensional (PIFA) / Bidimensional (IFA)	Bidimensional
SAR	Alto	Alto	Bajo	Medio
Patrón de radiación	Aproximadamente Omnidireccional	Aproximadamente Omnidireccional	Aproximadamente Omnidireccional	Aproximadamente Omnidireccional
Longitud del radiador	$\lambda/4$	$\lambda/2, \lambda$	$\lambda/4$	$\lambda/4, \lambda/2$
Costo	Muy Bajo	Muy Bajo	Bajo	Muy Bajo
Facilidad para emplearlos en los dispositivos personales	Alta	Alta	Media	Alta
Estabilidad de los parámetros eléctricos ante la proximidad del cuerpo humano	Baja	Alta	Media	Alta

CAPÍTULO 3

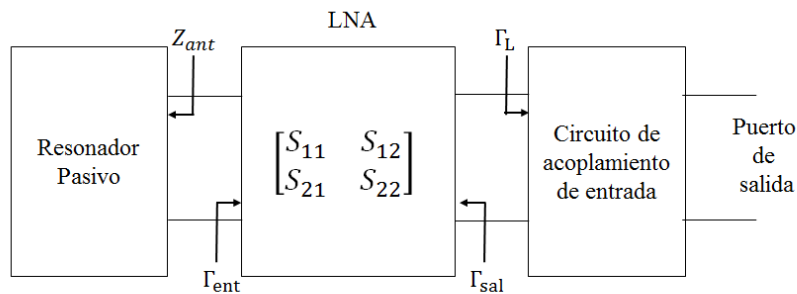
ANTENAS ACTIVAS Y ANTENAS RECONFIGURABLES

Las antenas activas y reconfigurables se dividen principalmente en tres grandes grupos: antenas amplificadoras, antenas con osciladores y antenas reconfigurables. Las antenas amplificadoras son aquellas capaces de amplificar la señal recibida a partir de la combinación de radiadores pasivos y amplificadores. Este tipo de antenas, en su forma básica, tienen como principal característica la unidireccionalidad y solo pueden funcionar ya sea como antena transmisora o como antena receptora. Esto se debe a que el elemento radiador en la antena puede funcionar tanto para recepción como para transmisión, pero los amplificadores son unidireccionales, por lo cual la antena será únicamente para recepción o para transmisión. En las antenas receptoras, se utilizan amplificadores de bajo nivel de ruido LNA (*Low Noise Amplifier*) [47, 48], mientras que en las antenas transmisoras, se emplean amplificadores de potencia PA (*Power Amplifier*) [49]. Existen otras antenas amplificadoras más complejas que pueden funcionar de manera bidireccional [50] y requieren la conmutación de los bloques de amplificación, uno receptor y uno transmisor. Sin embargo, éstas también tienen una mayor complejidad y tamaño, además de que se complica su funcionamiento en comunicaciones full dúplex [51].

En la figura 3.1 (a) se presenta el diagrama a bloques de un receptor que tiene una antena pasiva, conectada a un LNA. Aquí se observa que en los puertos de entrada y de salida del amplificador se requieren redes de acoplamiento, a diferencia del diagrama a bloques de la figura 3.1 (b) correspondiente a una antena amplificadora receptora, la cual no emplea red de acoplamiento entre la antena y el amplificador. Esto le confiere una ventaja a la antena amplificadora ya que se puede reducir el tamaño de la antena y disminuir o eliminar las transiciones entre un bloque y otro. Con



(a) Amplificador LNA conectado a una antena



(b) Antena receptora amplificadora

Figura 3.1 Comparativa entre una antena receptora conectada a un amplificador contra una antena amplificadora.

ello se mejora la figura de ruido y por consiguiente se incrementa la sensibilidad del receptor. El diseño de las antenas amplificadoras inicia al considerar como carga de la antena a la impedancia de entrada del amplificador. En la referencia [51] se da un análisis detallado de las técnicas de acoplamiento de antenas amplificadoras receptoras, mientras que en [52] se realiza un análisis detallado sobre antenas amplificadoras transmisoras.

En el caso de las antenas activas osciladoras, su principal función es la de mezclar la señal de información con una portadora generada en el bloque de oscilación de la antena [53, 54]. Estas antenas son utilizadas principalmente en muy alta frecuencia debido a que en estas frecuencias las líneas de transmisión que van desde el transreceptor a la antena tienen pérdidas grandes. Al combinar estas antenas con osciladores se puede hacer llegar la señal desde el equipo terminal hasta la antena con una menor frecuencia, donde las líneas de transmisión presentan menores pérdidas y

dentro de la antena activa mezclar la señal con su portadora para transmitir a la frecuencia deseada. De manera semejante, cuando la antena funciona como receptora, ésta puede captar la señal en alta frecuencia y bajar la señal a una frecuencia intermedia para hacer llegar la señal al equipo terminal, reduciendo así las pérdidas de la línea de transmisión. En la referencia [51] se encuentra un análisis detallado de estas antenas.

Por último, las antenas reconfigurables son aquellas que pueden modificar uno o varios de sus parámetros, a través del cambio en la permitividad y/o permeabilidad de los sustratos de la antena, o mediante el uso de componentes discretos. Este trabajo de tesis se limita únicamente a las antenas reconfigurables que utilizan componentes discretos para la modificación de sus parámetros.

A diferencia de las antenas amplificadoras u osciladoras, que son utilizadas principalmente en otras aplicaciones como en estaciones base o en transmisiones satelitales, las antenas reconfigurables presentan grandes ventajas para su uso en equipos personales, al ser antenas que se pueden adaptar a diferentes estándares de comunicación. Las antenas reconfigurables, tienen tres principales parámetros de ajuste:

- Patrón de radiación (Ancho del haz, dirección del haz y forma del patrón).
- Frecuencia (frecuencia de operación y ancho de banda).
- Polarización (tipo de polarización y sentido de la polarización).

A lo largo de este capítulo se estudia de manera detallada los componentes utilizados para la variación de los parámetros, las topologías de las antenas reconfigurables y el funcionamiento de los tipos de antenas reconfigurables y sintonizables en frecuencia.

3.1 Componentes Usados para la Variación de los Parámetros Eléctricos de Antenas Reconfigurables

La variación de los parámetros de las antenas por medio de componentes discretos se puede realizar a través de elementos de conmutación o mediante el uso de componentes reactivos variables. La manera más eficiente de realizar la variación con conmutadores es a través de interruptores mecánicos, que son comúnmente vistos como interruptores ideales y de bajas pérdidas. Sin embargo, su tamaño y su baja velocidad de conmutación son limitantes al momento de usarse en antenas sintonizables. Además, al ser componentes mecánicos, el desgaste por el uso es mayor, reduciendo el tiempo de vida de la antena. En la actualidad, los componentes de conmutación más utilizados son: el diodo PIN, los MEMS (*Microelectromechanical Systems*) y los FET (*Field Effect Transistor*) [51]. Estos componentes constan de dos estados (encendido/apagado) que para bajas frecuencias, tiene un comportamiento cercano al ideal, donde en el estado “encendido” se comportan como un corto circuito, mientras que en el estado “apagado” se comportan como un circuito abierto, Sin embargo, en altas frecuencias, como es el caso de las comunicaciones personales, el comportamiento de estos componentes no es ideal y se manifiestan nuevos efectos, tales como capacitancias e inductancias parásitas que modifican el comportamiento ideal de la antena, por lo que al momento de diseñar la antena, se deben considerar estas características en cada estado (encendido/apagado) [55].

El diodo PIN es un elemento muy utilizado en las antenas reconfigurables debido sus grandes ventajas: tamaño pequeño, alta velocidad de conmutación, baja capacitancia y baja resistencia en estado de “encendido”. La figura 3.2 (a) muestra el diagrama de un diodo PIN que tiene una capa dopada positivamente (P), una no dopada (I) y una dopada negativamente (N), que si es alimentado

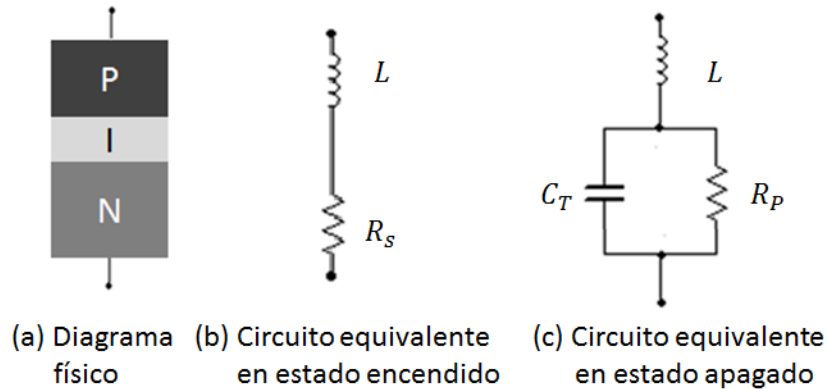


Figura 3.2 Circuito equivalente de los diodos PIN en condición de conmutación.

con una fuente de voltaje de corriente continua (V_{CC}) de manera directa, la zona I disminuye, incrementando la conductividad y reduciendo la resistividad, logrando así un estado de “encendido”. En este estado, para altas frecuencias, el PIN puede modelarse con el circuito equivalente mostrado en 3.2 (b), el cual consiste en una inductancia L pequeña [52] y una resistencia pequeña que depende de la magnitud de la corriente directa, $R_S \propto 1/I_d$ [55]. Al polarizarlo de manera inversa el elemento entra en estado de “apagado” y su comportamiento se puede describir con el circuito equivalente mostrado en 3.2 (c), que está compuesto por una inductancia L pequeña conectada en serie con la combinación en paralelo de una resistencia R_p de valor grande y una capacitancia C_T que es función del voltaje inverso V_i aplicado.

Una de las limitantes de los diodos PIN es su bajo factor de calidad a altas frecuencias (por ejemplo, $Q < 3$ a 10 GHz [52]), lo cual está acompañado de pérdidas grandes. Los interruptores MEMS pueden hacer frente a esta limitación debido a que tienen un factor de calidad más grande (típicamente $Q > 10$ a 10 GHz [52]) y por lo tanto menores pérdidas. Estos interruptores también tienen la ventaja de poseer un amplio intervalo de frecuencias de operación, bajo consumo de potencia, productos de intermodulación muy bajos y una facilidad para fabricarlo en casi cualquier substrato. Sin embargo, también tienen algunas limitaciones como, por ejemplo: velocidades de

conmutación relativamente bajas (típicamente de 2 a 10 μ s [52]) y altos voltajes de operación, aunque estas limitantes son aceptables en muchas de las aplicaciones de telecomunicaciones como es el caso de las antenas reconfigurables [51,56].

Los interruptores MEMS son usados de manera amplia en aplicaciones para frecuencias que van desde los 100 MHz hasta los 40 GHz. En general existen dos tipos de MEMS: interruptores en serie e interruptores de derivación (*shunt switch*) [57]. Estos componentes contienen una membrana metálica que funciona como interruptor y se activa al conectarlo a una fuente de voltaje de corriente continua [56]. La membrana funciona como un circuito abierto con un alto aislamiento (-50 dB a -60 dB a 1 GHz [57]) cuando no se le aplica un voltaje y como un corto con bajas pérdidas (-0.1 dB a -0.2 dB [57]) cuando se le aplica un voltaje. En la referencia [57] se muestra un análisis detallado de estos interruptores.

Por otro lado, en los FETs, una de sus principales limitantes está relacionada con la capacitancia entre la fuente y el drenaje, la cual causa que los interruptores con FETs operen a menores frecuencias comparados con los interruptores con diodos PIN y MEMS. Sin embargo, estos valores se encuentran por arriba de las frecuencias utilizadas en comunicaciones personales por lo que no es una limitante para esta aplicación. En estos componentes se utiliza un voltaje de corriente continua en la compuerta, para cambiar al estado “encendido” y al retirar el voltaje, el transistor pasa al estado “apagado”. Debido a que este voltaje es aplicado en la compuerta, el consumo de potencia suele ser menor en relación con los interruptores con diodos PIN y con MEMS [56].

Los diodos PIN, los MEMS y los FET, son elementos que se usan como interruptores de dos estados (encendido/apagado), utilizados principalmente para realizar cambios en la polarización y en la frecuencia de operación de la antena. Sin embargo, estos cambios siempre son discretos. En

la tabla 3.1 se muestra un análisis comparativo entre los tres elementos de conmutación usados actualmente en antenas reconfigurables [57].

Por otro lado, si se desea un cambio continuo en los parámetros de las antenas reconfigurables, el uso de elementos que se comporten como impedancias variables es la mejor opción. Estas variaciones son empleadas principalmente para modificar la forma del patrón de radiación, la sintonización y reconfiguración de las bandas de frecuencia. Específicamente, en antenas para telefonía celular, la principal aplicación del uso de elementos con impedancias variables es para la sintonización y reconfiguración de la frecuencia de operación. La solución más recomendable para realizar estos cambios en los parámetros de las antenas es emplear diodos de capacitancia variable, debido a que estos son fáciles de fabricar, presentan un tamaño pequeño, son de bajo nivel de ruido y sus pérdidas son pequeñas [58].

Los diodos de capacidad variable (varactores), al ser polarizados inversamente se comportan como una capacitancia que depende del voltaje V_{cc} . Cuando el valor del voltaje es cero, el diodo tiene su

Tabla 3.1 Comparativa entre elementos de conmutación usados en antenas [57].

Parámetro	Diodo PIN	MEMS	FET
Voltaje (V)	-3 a 5	5 a 80	3 a 5
Corriente (mA)	3 a 20	0	0
Consumo de potencia (mW)	5 a 100	0.05 a 1	0.05 a 0.1
Tiempo de conmutación	1 a 100 ns	1 a 300 μ s	1 a 100 ns
C (serie) (fF)	40 a 80	1 a 6	70 a 140
R_s (serie) (Ω)	2 a 4	0.5 a 2	4 a 6
Aislamiento (1 a 10 GHz)	Alta	Muy alta	Media
Pérdidas (1 a 100 GHz) (dB)	0.3 a 1.2	0.05 a 0.2	0.4 a 2.5

capacitancia máxima C_{\max} y conforme el voltaje inverso crece, la capacitancia decrece hasta llegar a un valor mínimo C_{\min} [58]. Esta relación entre el voltaje inverso y la capacitancia es no lineal. Como en todo elemento físico, en los varactores se presenta un conjunto de fenómenos de segundo orden, cuyo efecto, es más notable en altas frecuencias. Los principales fenómenos de segundo orden se pueden modelar por medio del circuito equivalente propuesto en la referencia [59]. Para las bandas de frecuencia de operación de los equipos personales de comunicación, es adecuado realizar una simplificación del circuito como se propone en la referencia [58]. Este circuito simplificado se muestra en la figura 3.3, donde L_s representa la inductancia parásita debida a las terminales, R_s representa una pequeña resistencia en serie introducida por las terminales, R_p representa la resistencia de la unión con polarización inversa y C representa la capacitancia de la unión polarizada inversamente que es función del voltaje V_{cc} aplicado en las terminales.

Una de las métricas más importantes de los varactores es el factor de calidad Q , que relaciona la energía almacenada con la energía disipada. Para el circuito equivalente mostrado en la figura 3.3, el factor de calidad puede obtenerse mediante la ecuación 3.1 [59, 60].

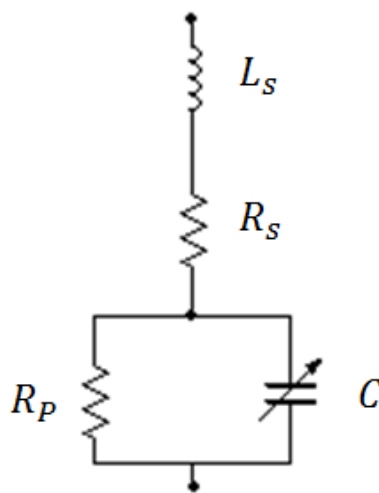


Figura 3.3 Circuito equivalente del diodo varactor a altas frecuencias.

$$Q = \frac{1}{(2\pi)fR_sC} \quad (3.1)$$

De la cual podemos decir que, con el valor más pequeño de capacitancia, se tendrá el factor de calidad más alto y conforme se incrementa la capacitancia se degrada el factor de calidad. Otra métrica de gran importancia es el intervalo de sintonización, el cual está relacionado directamente con el intervalo de variación de la capacitancia del diodo, el cual puede calcularse con la ecuación 3.2 [58].

$$TR = \pm \frac{C_{\max} - C_{\min}}{C_{\max} + C_{\min}} \quad (3.2)$$

3.2 Topologías de Antenas Reconfigurables

Como se analizó en la sección 3.1, las antenas reconfigurables RAs (*Reconfigurable Antennas*) pueden variar sus parámetros de dos maneras, una mediante cambios discretos utilizando interruptores o mediante cambios continuos empleando diodos de capacidad variable. En ambos casos, estos dispositivos pueden estar integrados dentro de una carga extra conectada a la antena, en el cuerpo de la antena o como parte de una red de acoplamiento entre la fuente y la antena [51].

Las RAs por lo tanto pueden ser modificadas mediante:

- Cargas variables conectadas a la antena.
- Componentes de conmutación que seleccionan la línea de alimentación.
- Redes de acoplamiento con reactancias variables.
- Componentes de conmutación en el elemento radiador.
- Componentes de reactancia variable en el elemento radiador.

Las antenas reconfigurables mediante cargas variables están compuestas de un radiador conectado a una carga con impedancia variable, ya sea de manera discreta o de manera continua. En la figura 3.4 (a) se muestra un radiador con una determinada configuración, conectada a una carga compuesta de dos segmentos de línea de transmisión, los cuales se comportan como reactancias, conectadas en serie por el diodo PIN que funciona como un interruptor para conectar y desconectar una de las reactancias, logrando así cambiar el valor de la impedancia de la carga y por lo tanto modificar los parámetros eléctricos de la antena. En la figura 3.4 (b) se muestra otro ejemplo de esta topología, en el cual se tiene un radiador conectado a una carga que consta de dos reactancias (dos segmentos de línea de transmisión) que están unidas mediante un varactor. De esta forma, al cambiar el voltaje de polarización del varactor, la impedancia de toda la carga también cambia, pero a diferencia de la configuración mostrada en la figura 3.4 (a) la impedancia de esta carga

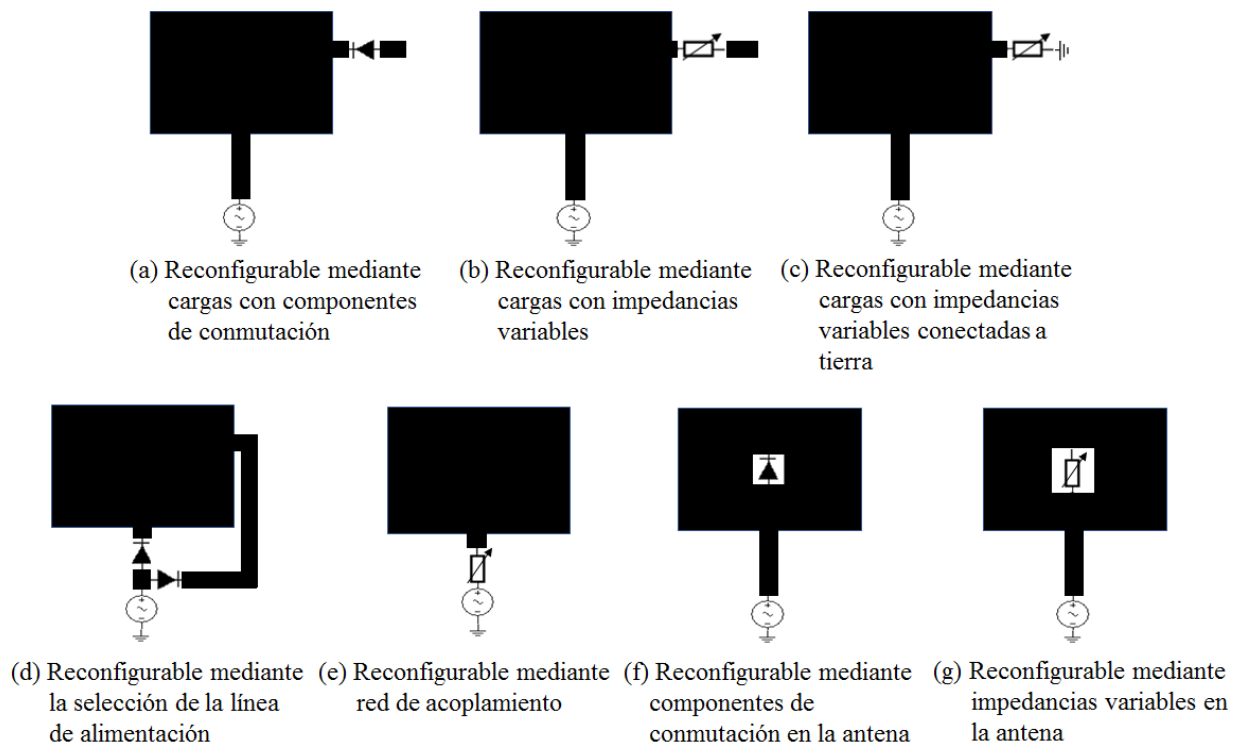


Figura 3.4 Topologías típicas de antenas reconfigurables.

cambia de manera continua, teniendo un intervalo continuo de valores de acuerdo con la capacitancia del varactor. De igual forma, en la configuración de la figura 3.4 (c) se muestra un radiador conectado a una carga que consta de un segmento de línea de transmisión y un varactor conectado directamente a tierra, donde el cambio en la impedancia de la carga es también de manera continua. En los radiadores con cargas de impedancia variable se puede cambiar la frecuencia de operación o ancho de banda de la antena. Este cambio en la carga también puede verse como una manera de redistribuir la corriente en el radiador, la cual determina el patrón de radiación. En las referencias [61, 62] se muestran algunos otros ejemplos de esta topología.

Las antenas reconfigurables que utilizan componentes de conmutación para seleccionar la línea de alimentación son útiles para cambiar la polarización, el patrón de radiación o la frecuencia de operación de las antenas. La figura 3.4 (d) muestra un radiador conectado a una fuente mediante dos líneas de transmisión que lo alimentan en dos puntos diferentes. Estas líneas de transmisión tienen un diodo PIN y a partir de la selección de sus estados, permiten la conexión y desconexión de cada línea de transmisión, haciendo posible que el radiador se pueda alimentar en dos puntos diferentes. En el caso particular, en donde el radiador de la figura 3.4 (d) es un parche, al cambiar la línea de alimentación de la antena, se puede seleccionar la polarización: vertical u horizontal. Otro ejemplo de este tipo de antena se encuentra en la referencia [63], la cual tiene la capacidad de cambiar el punto donde se alimenta el radiador, cambiando la longitud eléctrica y por lo tanto de frecuencia de operación de la antena.

Las antenas reconfigurables mediante una red de acoplamiento son usadas principalmente para la sintonización en frecuencia y constan de un radiador que está conectado a una red de acoplamiento con componentes discretos, que permiten cambiar la impedancia de esta red, para acoplar la antena

a diferentes frecuencias. Un ejemplo de esta estructura se muestra en la figura 3.4 (e), donde la variación de la impedancia de entrada se puede realizar de forma discreta [64], al conectar y desconectar cargas o de manera continua a mediante varactores, posibilitando sintonizar de forma continua el acoplamiento con el radiador a la frecuencia de interés. Una de las grandes ventajas de usar esta última alternativa es que mediante un bloque de retroalimentación se puede tener una reconfiguración dinámica y en tiempo real, para hacer frente a los cambios debidos al medio, particularmente debidos a la proximidad del cuerpo humano. Este tipo de antenas también pueden llamarse antenas sintonizables.

Las antenas reconfigurables mediante redes de acoplamiento [65, 66] tienen como ventaja su gran sencillez de diseño respecto a otras antenas reconfigurables, debido a que únicamente se debe introducir una red de acoplamiento a la entrada de un radiador, tomando en cuenta que ésta acoplará a la antena en un intervalo dado de frecuencias.

Las antenas reconfigurables que tienen interruptores dentro del radiador como se muestra en la figura 3.4 (f), son una de las variantes más comunes de éstas, ya que pueden utilizarse tanto para ajustar la frecuencia de resonancia como para cambiar el patrón de radiación y/o modificar la polarización. Este tipo de topología consta de un radiador que tiene directamente dentro de él interruptores que son usados para interconectar segmentos de la antena, cambiando la longitud eléctrica de ranuras, alterando la longitud eléctrica de los radiadores o cambiando las trayectorias que sigue la corriente. En la referencia [67] se muestra un ejemplo del uso de múltiples interruptores, donde a través de la selección de diferentes estados, la antena se puede sintonizar a diferentes frecuencias. Otros ejemplos de estas antenas se pueden encontrar en las referencias [68-70].

Finalmente, en la figura 3.4 (g) se muestra la topología de las antenas reconfigurables con elementos de reactancia variable dentro de la estructura, las cuales constan de un radiador con uno o varios varactores conectados directamente en él. Estos elementos tienen la capacidad de cambiar la impedancia de la antena o redistribuir el flujo de corriente en segmentos del radiador, por lo que esta topología posee la capacidad de cambiar las frecuencias de resonancia y los anchos de banda de operación. Una ventaja respecto a la topología anterior (donde se usan interruptores), es que se puede tener un cambio continuo dentro de un intervalo de operación, lo cual permite tener un gran número de frecuencias de sintonización. Además, al igual que en las antenas que usan redes de acoplamiento con impedancias variables de manera continua, estas antenas mediante un bloque de retroalimentación hacen posible la sintonización dinámica y en tiempo real de la frecuencia de operación para hacer frente a la desintonización debida a la proximidad del cuerpo humano y otros objetos que se encuentran en el medio. Otra ventaja de esta topología es que, si se elige adecuadamente la posición de los varactores, los ajustes de cada una de las bandas de operación se pueden hacer de manera independiente, además de que se puede elegir el intervalo de sintonización de la antena.

Un ejemplo de antenas reconfigurables con elementos de reactancia variable dentro de la estructura se da en la referencia [43]. La antena reportada consta de un radiador de ranura, con un varactor usado para variar la frecuencia de operación. Otros ejemplos de antenas que utilizan esta topología se pueden encontrar en las referencias [71, 72].

3.3 Antenas Reconfigurables en Frecuencia y Antenas Sintonzables

La característica principal de las antenas reconfigurables en frecuencia es su capacidad de cambiar la frecuencia de operación de manera electrónica, modificando la longitud eléctrica, el punto de alimentación, el punto de conexión con el plano de tierra y/o la impedancia de la antena, manteniendo el resto de los parámetros eléctricos lo más constante posible [51]. La reconfiguración en frecuencia es utilizada en comunicaciones móviles principalmente para lograr los siguientes objetivos [52]:

- La operación en múltiples estándares con un ancho de banda angosto: El cambio en la frecuencia de operación, permite adaptar la terminal móvil a múltiples estándares con anchos de banda angostos, lo cual permite un mayor rechazo a las oscilaciones interferentes fuera de la banda angosta de la antena.
- La sintonización adaptiva con un ancho de banda angosto: Esta sintonización en tiempo real, puede hacer frente a problemas de desajuste en la frecuencia de operación debido a los efectos de la cercanía con la mano o la cabeza del usuario del equipo personal.

Cuando la antena es utilizada únicamente para cambiar la frecuencia de operación y trabajar en múltiples estándares, ésta es conocida como antena reconfigurable en frecuencia, pero cuando la antena se emplea tanto para cambiar la frecuencia de operación y operar en múltiples estándares, como para la sintonización de la frecuencia, ésta es conocida como antena sintonizable [73].

En sistemas personales de comunicaciones que utilizan antenas reconfigurables, se requiere un módulo extra para el control y en algunos casos sintonización de la antena [74]. La figura 3.5

muestra un diagrama a bloques de un equipo personal con antenas reconfigurables, donde se observa que entre el módulo de RF y la antena se encuentra un módulo de sintonización, el cual debe tener la capacidad de responder rápidamente al ajuste de los elementos de reconfiguración de la antena [73].

El módulo de sintonización está integrado por tres bloques fundamentales y un bloque extra opcional que depende de la implementación, El primer bloque llamado “Interfaz de procesamiento”, se conecta directamente con el módulo de radio frecuencia (*Front-End Module*), así como con el módulo de procesamiento en banda base. En este módulo se evalúan los parámetros de las señales que pueden influir en la calidad de la transmisión y se realiza la selección de la banda de operación. El segundo bloque de “Parámetros predeterminados” contiene las características del dispositivo terminal, así como los datos y características predeterminados de la antena, basados en el desempeño previamente medido. El tercer bloque conocido como “controlador SPI/RFFE” (*Serial Peripheral Interface/RF Front End*) se encarga de enviar la señal a la antena para ser transmitida, así como realizar las conversiones necesarias para enviar los voltajes de control a los

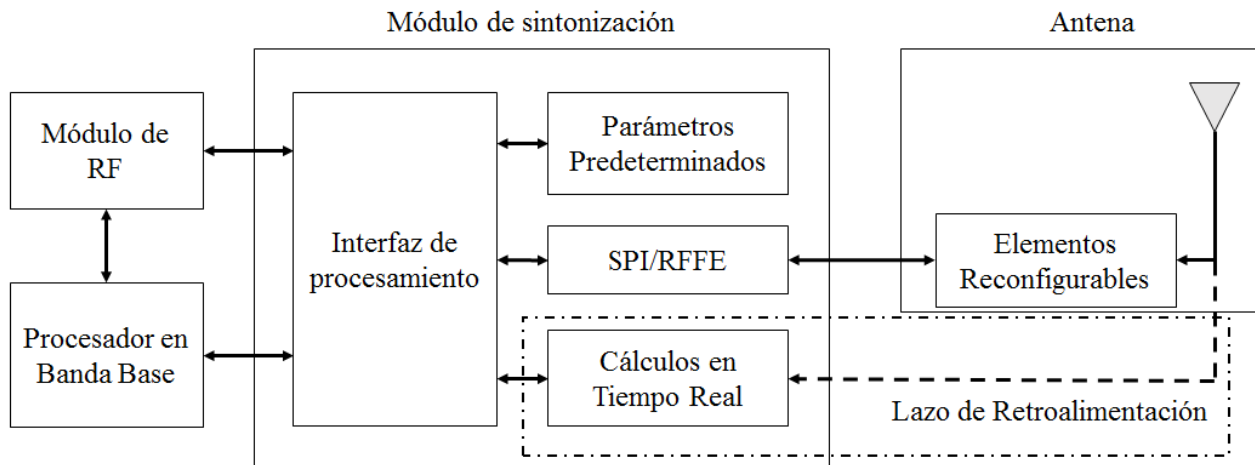


Figura 3.5 Diagrama a bloques de un sistema para antenas reconfigurables.

elementos de sintonización. Cuando el módulo de sintonización no tiene retroalimentación (*Open Loop*), únicamente se tienen estos tres bloques cuya función primordial es realizar cambios en la frecuencia de operación de acuerdo con el estándar de interés. De esta forma, la antena es reconfigurable en frecuencia, pero no sintonizable. Actualmente, estos módulos son utilizados frecuentemente y se caracterizan principalmente por tener como elementos de reconfiguración a los interruptores [51]. Cuando el módulo de sintonización tiene un lazo de retroalimentación, se anexa un bloque extra que permite realizar cálculos en tiempo real. De esta manera, se puede cambiar la frecuencia de operación y también se puede sintonizar la antena para compensar el corrimiento en frecuencia de la banda debida a cambios en las características eléctricas del medio. Sin embargo, se tiene un reto extra, ya que el bloque de sintonización debe ser capaz de realizar el cambio de los parámetros de la antena en tiempo real. En estos módulos los elementos para la sintonización de la antena pueden ser interruptores o reactancias variables. Por lo tanto, la capacidad de sintonización del sistema dependerá de la diferencia en frecuencia entre un estado de sintonización y el otro. Cuanto más pequeño sea este cambio en frecuencia, la calidad de la sintonización será mayor, pero requerirá un mayor número de estados para cubrir el mismo intervalo de frecuencias [75]. En este último caso las antenas utilizadas se pueden considerar como antenas sintonizables.

CAPÍTULO 4

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UNA ANTENA SINTONIZABLE

En este capítulo se presenta el diseño de una antena sintonizable compatible con las terminales móviles de telefonía celular, por lo que es necesario cubrir todas o gran parte de las frecuencias mostradas en la tabla 4.1. Para lograr este objetivo se propone que la antena se diseñe con tres bandas que puedan cubrir múltiples estándares de interés. Se propone que la primera banda LB (*Low Band*) cubra un intervalo que va desde 760 MHz hasta 960 MHz, la segunda banda MB (*Middle Band*) desde 1.7 GHz hasta 2.1 GHz y la tercera banda HB (*High Band*) de 2.4 GHz hasta 2.7 GHz. Para el diseño de la antena, también se toman en consideración dos aspectos relevantes. El primero es, que al ser sintonizable, la frecuencia de resonancia se puede ajustar a la frecuencia de la señal deseada, permitiendo que las bandas sean angostas, lo que trae como ventaja un rechazo de señales interferentes fuera de banda. El segundo aspecto a considerar es la cercanía de la antena con el cuerpo humano, por lo que se requiere una estructura del radiador que tenga una baja vulnerabilidad de sus parámetros respecto al cambio en las características eléctricas del medio debido a la presencia del cuerpo del usuario.

4.1 Estructura de la Antena

Como se analiza en el capítulo 2, existen múltiples formas de obtener antenas multibanda, por ejemplo, con antenas que resuenan en 2 ó 3 de sus modos de propagación, mediante elementos parásitos conectados al plano de tierra, con ranuras o con múltiples resonadores. Para el diseño de la antena bajo desarrollo, se elige una estructura que tenga 3 resonadores (uno por banda), debido

Tabla 4.1 Principales frecuencias utilizadas en telefonía celular.

Frecuencia	Tecnología
760 MHz	LTE
850 MHz	GSM, GPRS, EDGE, UMTS, HSPA, LTE
900 MHz	GSM, GPRS, EDGE, UMTS, HSPA, LTE
1700 MHz	GSM, UMTS, HSPA, LTE
1800 MHz	GSM, GPRS, EDGE, UMTS, HSPA, LTE
1900 MHz	GSM, GPRS, EDGE, UMTS, WCDMA, HSPA, LTE
2.1 GHz	GSM, UMTS, HSPA, LTE
2.4 GHz	WiFi (802.11), Bluetooth
2.6 GHz	LTE
2.7 GHz	LTE

a que esto permite tener alta independencia entre las frecuencias de resonancia. Esto quiere decir que si se desea cambiar la frecuencia de resonancia de uno de los resonadores, la modificación tendrá un bajo impacto en las otras frecuencias de resonancia, a diferencia, por ejemplo, de una estructura en la que sus frecuencias de resonancia son dependientes de los modos característicos de un solo resonador (P. ej: $\lambda/2, \lambda, 2\lambda, \dots$). En este último caso, la modificación de un modo afecta a todos los modos restantes, teniendo como consecuencia un cambio en todas las frecuencias de resonancia que dependen de ese resonador.

La estructura está basada por lo tanto en tres resonadores. Para los intervalos de frecuencias bajas y de frecuencias medias, se utilizan lazos, mientras que para las frecuencias altas se elige un monopolo. La estructura de lazo se seleccionó debido a que es una antena magnética que, como se analiza en el capítulo 1, tiene una alta inmunidad a la cercanía con el cuerpo humano y es utilizada

en las bandas baja y media debido a que en ellas la influencia del cuerpo humano es más crítica [6].

La antena propuesta se muestra en la figura 4.1, donde se observa que, tanto los lazos como el monopolo, tienen el mismo punto de alimentación. Además, se observa que cada resonador contiene un elemento discreto para la sintonización de las bandas de frecuencia y por lo tanto, como se analiza en el capítulo 3, esta antena será sintonizable mediante reactancias variables dentro de su estructura. La sintonización de las bandas se realiza por medio de 3 diodos varactores (d_{v1} , d_{v2} y d_{v3}). Para lograr que la sintonización de las bandas se realice de manera independiente, el varactor asignado a cada intervalo se encuentra colocado directamente sobre la trayectoria del resonador que genera cada banda, teniendo así un impacto muy pequeño en las características de los otros radiadores que no se desean sintonizar. A continuación, se analizan las antenas de lazo, el monopolo y los elementos de sintonización adyacentes que permiten el control de las características eléctricas de la antena.

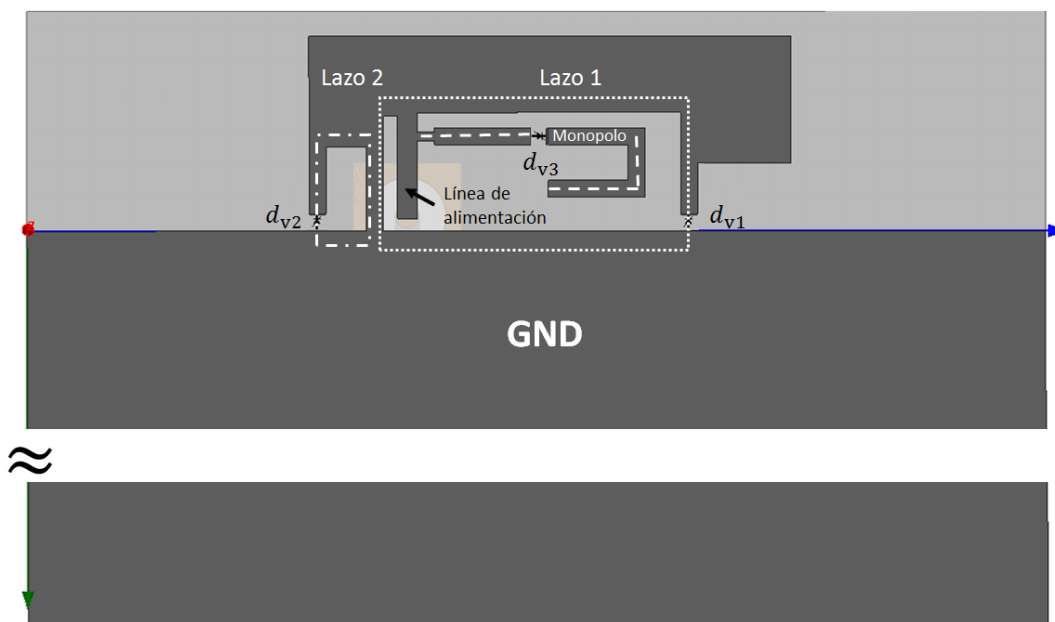


Figura 4.1 Estructura básica de la antena.

4.1.1 Antena de lazo

Las antenas de lazo siguen trayectorias cerradas que pueden tener formas circulares, elípticas, rectangulares, triangulares o cualquier forma geométrica que le permitan adaptarse al transreceptor. En el caso de comunicaciones personales, el lazo se encuentra comúnmente impreso sobre un sustrato que le brinda resistencia mecánica y le permite ser insertado en los dispositivos móviles. Sin embargo, este dieléctrico también tiene cierta influencia en las características de radiación de la antena.

Los lazos se consideran eléctricamente “pequeños” cuando tienen una longitud del radiador “ S ” que es mucho menor a la longitud de onda λ . En este tipo de lazos la distribución de corriente es aproximadamente uniforme, con una alta impedancia reactiva y una baja resistencia de radiación que puede ser comparable a la resistencia de pérdidas, con valores menores a 1Ω . Esto representa un gran problema al momento de acoplar el lazo pequeño con las líneas de transmisión, debido a que éstas generalmente tienen impedancias con valores entre 50 y 75Ω .

En esta tesis, los lazos a diseñar son más cortos que $\lambda/2$, pero no lo bastante cortos para ser considerados eléctricamente pequeños. Sin embargo, su distribución de corriente se puede aproximar a la de un lazo pequeño, de acuerdo con la teoría que se detalla a continuación.

4.1.1.1 Características de radiación de los lazos cortos

Las antenas de lazo tienen una distribución de corriente aproximadamente uniforme a lo largo del conductor, cuando el radio del lazo a cumple con [77]:

$$a < \frac{\lambda}{6\pi} \quad (4.1)$$

Este límite se obtiene a partir de la aproximación de primer orden de la función de Bessel $J_1(x)$ para un lazo que se encuentra orientado de manera horizontal en el plano XY con corriente uniforme sobre un área A . Si se cumple esta condición se puede aproximar el comportamiento de un lazo corto a un lazo infinitesimal [77], donde:

$$E_\phi = \eta\beta^2(IA)\frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r}\sin\theta \quad (4.2)$$

$$H_\theta = -\beta^2(IA)\frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r}\sin\theta \quad (4.3)$$

En este tipo de antena, el patrón de radiación normalizado se puede describir por medio de:

$$\bar{E}_\phi(\theta) = \sin\theta \quad (4.4)$$

El cual, como es bien sabido, conserva una dualidad con el dipolo eléctrico y es omnidireccional. En la figura 4.2 se muestra un corte vertical del patrón de radiación de una antena de lazo, donde se observa cómo cambia el patrón de radiación cuando se modifica el radio a del lazo. En todos los casos se observa un patrón de radiación similar, que tiene una forma omnidireccional en el plano XY [78].

La potencia radiada de este lazo está determinada por:

$$\Pi = \frac{1}{12\pi}\eta\beta^4(IA)^2 \quad (4.5)$$

Y la resistencia de radiación de un lazo con una sola vuelta se encuentra mediante [77]:

$$R_r = \frac{\omega\mu^2}{2\eta}A\int_0^\pi J_1^2(\beta a\sin\theta)\sin\theta d\theta \quad (4.6)$$

Donde $J_1(\beta a\sin\theta)$ es la función de Bessel de primer orden evaluada en $\beta a\sin\theta$. De esta ecuación se obtiene una resistencia muy pequeña con valores típicos del orden de fracciones de Ohm.

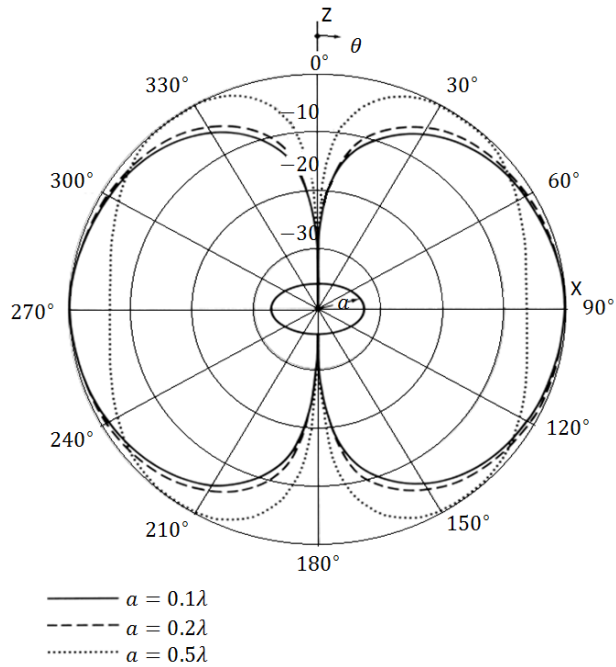


Figura 4.2 Patrón de radiación en el plano vertical de una antena de lazo circular con diferentes radios [1].

La directividad se define mediante [77]:

$$D_0 = 4\pi \frac{U_{\max}}{\Pi_{\text{rad}}} \quad (4.7)$$

En nuestro caso, el lazo es cuadrado, mientras que el análisis anterior se realiza para una estructura circular. Sin embargo, en la referencia [78] se presenta una aproximación de una antena de lazo cuadrada con una circular, obteniendo resultados similares para ambos tipos de antenas.

4.1.1.2 Circuito equivalente de antenas de lazo

En la figura 4.3 se muestra el circuito equivalente de una antena de lazo usada como transmisora. Este circuito se divide en dos partes. La primera parte describe la impedancia de entrada del lazo Z_{ent} sin carga capacitiva y está compuesta por un arreglo en serie de la resistencia de pérdidas R_L

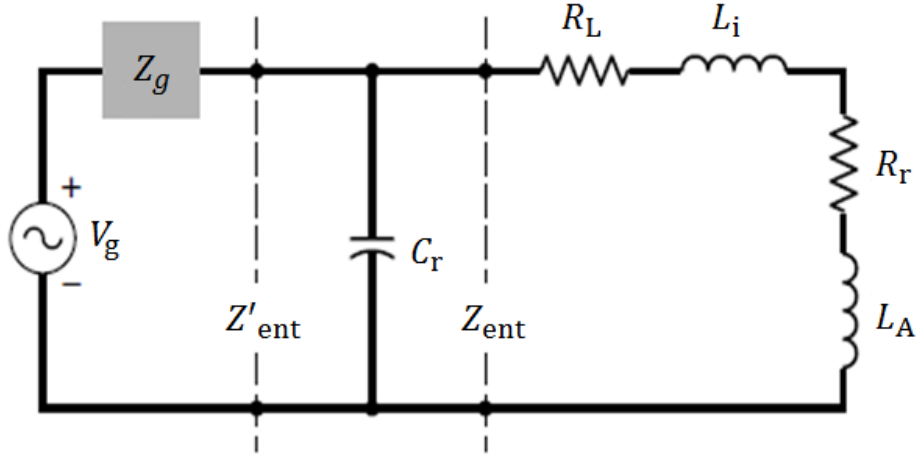


Figura 4.3 Circuito equivalente de una antena de lazo [1].

(la cual depende de las pérdidas óhmicas del conductor, del sustrato y de la proximidad entre las espiras del lazo), de la resistencia de radiación R_r , de la inductancia del lazo L_A y de la inductancia del conductor L_i (debida a un flujo de corriente en el conductor) [1], La segunda parte del circuito describe la impedancia de entrada de la antena al conectarle una carga Z'_{ent} , la cual se analiza en la siguiente sección.

Debido a que el resonador del lazo bajo diseño tiene una sola vuelta, se supone que R_L es igual a las pérdidas del conductor en alta frecuencia, que para una distribución de corriente uniforme se calcula mediante [77]:

$$R_{hf} = \frac{l}{p} R_S, \quad R_S = \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\sigma}}, \quad \Omega \quad (4.8)$$

Donde l es la longitud del lazo y p es el perímetro al realizar un corte transversal en el conductor.

La inductancia de un lazo cuadrado L_A con una sola espira con radio equivalente de tamaño a y radio del conductor b es [77]:

$$L_A = 2\mu \frac{a}{\pi} \left[\ln\left(\frac{a}{b}\right) - 0.774 \right] \quad (4.9)$$

Y finalmente la inductancia propia del cable es obtenida mediante [77]:

$$L_i = \frac{\mu}{4} l \quad (4.10)$$

Donde: $l = 2\pi a$

4.1.1.3 Lazo Cargado

En las antenas de lazo pequeñas, la reactancia tiene valores grandes, que dificulta el acoplamiento adecuado con los transreceptores, por lo que frecuentemente se agrega un capacitor C_r para generar una frecuencia de resonancia a la frecuencia de interés. Este capacitor, como se observa en el circuito equivalente de la figura 4.3, queda conectado en paralelo y tiene una susceptancia B_r . De la figura 4.3 se observa que la admitancia de entrada de la antena Y_{ent} puede escribirse como:

$$Y_{ent} = \frac{1}{Z_{ent}} = \frac{1}{R_{ent} + jX_{ent}} \quad (4.11)$$

Donde:

$$R_{ent} = R_r + R_L$$

$$X_{ent} = j\omega(L_A + L_i)$$

Por lo tanto:

$$Y_{ent} = G_{ent} + jB_{ent} \quad (4.12)$$

Donde:

$$G_{ent} = \frac{R_{ent}}{R_{ent}^2 + X_{ent}^2} \quad (4.13)$$

$$B_{ent} = \frac{-X_{ent}}{R_{ent}^2 + X_{ent}^2} \quad (4.14)$$

La susceptancia del capacitor es:

$$B_r = \omega C_r \quad (4.15)$$

La condición de resonancia se obtiene igualando la susceptancia de las ecuaciones (4.14) y (4.15):

$$2\pi f_0 C_r = \frac{-X_{ent}}{R_{ent}^2 + X_{ent}^2}$$
$$C_r = \frac{1}{2\pi f_0} \frac{-X_{ent}}{R_{ent}^2 + X_{ent}^2} \quad (4.16)$$

Donde $f_0 = \omega_0/(2\pi)$ es la frecuencia de resonancia. La impedancia de entrada de la antena en condición de resonancia queda escrita como:

$$Z'_{ent} = R'_{ent} = \frac{1}{G'_{ent}} = \frac{1}{G_{ent}} = \frac{R_{ent}^2 + X_{ent}^2}{R_{ent}}$$
$$Z'_{ent} = R_{ent} + \frac{X_{ent}^2}{R_{ent}} \quad (4.17)$$

De la ecuación 4.17 se puede concluir que el capacitor, además de lograr la condición de resonancia, permite incrementar la parte resistiva de la impedancia de entrada para lograr un mejor acoplamiento con la impedancia de la fuente.

En nuestro caso particular, para alcanzar la condición de resonancia, el efecto capacitivo es proporcionado por diodos varactores d_{vn} que cambian la capacitancia mediante un voltaje de polarización inversa y que por lo tanto también cambian la frecuencia de resonancia de la antena de lazo.

4.1.2 Monopolos

La impedancia de los monopolos está compuesta de una parte real dependiente de la resistencia de radiación y de las pérdidas por el conductor, así como de una parte reactiva que representa la propiedad del monopolo de almacenar energía en un campo eléctrico y en uno magnético. El tipo de monopolo que más se utiliza es el monopolo resonante de un cuarto de longitud de onda ($l = \lambda/4$). Si este monopolo se encuentra en el espacio libre, la distribución de corriente en el conductor sigue una forma senoidal, teniendo el valor máximo en el punto de alimentación y el mínimo en el punto más alejado de la fuente. Además, el valor de su impedancia de entrada es de aproximadamente $37 + j21 \Omega$ [1], donde el valor resistivo disminuye cuando se reduce el tamaño l de la antena, mientras que el efecto reactivo, que tiene un carácter inductivo en $l \approx \lambda/4$ también disminuye conforme l se reduce, llegando a un punto donde la reactancia es nula ($l \approx 0.24\lambda$). Para l más pequeña, la reactancia adquiere un carácter capacitivo y crece conforme l se vuelve más pequeña comparada con $\lambda/4$ [1].

Los monopolos al igual que los lazos y los dipolos, también pueden ser eléctricamente pequeños cuando su longitud máxima l , es mucho menor a la longitud de la onda ($l \ll \lambda$). Los monopolos eléctricamente pequeños, tienen la característica de que la corriente puede describirse adecuadamente con una distribución lineal, teniendo un valor máximo en el punto de alimentación y un valor mínimo en el punto más alejado a la fuente. Además, su resistencia de radiación es muy pequeña ($\sim 1 \Omega$) y con reactancias capacitivas grandes. Esta característica complica su acoplamiento a líneas de transmisión y equipos terminales. En el caso particular de la estructura propuesta, el monopolo que se diseña tiene una longitud mayor a $\lambda/4$, pero cercana a este valor. En la estructura del monopolo propuesto también se introduce un varactor que permite cambiar la

frecuencia de operación de la antena. Además, este monopolo se encuentra doblado, por lo que es indispensable tomar en consideración el efecto de dichos dobleces sobre la impedancia de entrada.

4.1.2.1 Características de radiación de monopolos

Las características de radiación de los monopolos se pueden aproximar a partir del comportamiento de los dipolos eléctricamente cortos, en los cuales, la distribución de corriente se puede aproximar a una forma triangular [1], Esta condición se cumple cuando:

$$l < \frac{\lambda}{10} \quad (4.18)$$

En los monopolos, al usar la mitad de la longitud, la condición debe ser $l < \lambda/20$. A partir de esta condición, se puede obtener el campo eléctrico y magnético de un dipolo eléctricamente corto en la zona de campo lejano como [1]:

$$E_{\theta} = j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta \quad (4.19)$$

$$H_{\phi} = j \frac{kI_0 l e^{-j\beta r}}{4\pi r} \sin \theta \quad (4.20)$$

Mientras que la potencia radiada, como se demuestra en la referencia [1] es de 1/4 de la potencia radiada para un dipolo infinitesimal, es decir:

$$P_{\text{rad}} = \eta \frac{1}{4} \left(\frac{\pi}{3}\right) \left|\frac{I_0 l}{\lambda}\right|^2 = \frac{1}{8} |I_0|^2 R_r \quad (4.21)$$

Donde la resistencia de radiación está dada por:

$$R_r = \frac{2P_{\text{rad}}}{|I_0|^2} = 20\pi^2 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 \quad (4.22)$$

De manera general, gracias a la teoría de imágenes, se pueden obtener las características de radiación, de un monopolo con plano de tierra infinito y conductor perfecto, a partir de las características de radiación del dipolo. De esta forma se puede demostrar que el patrón de radiación sigue conservando una forma omnidireccional [1], pero con la diferencia de que el campo eléctrico se define ahora como:

$$\begin{cases} E_{\theta} = j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta [2 \cos(kl \cos \theta)] & z > 0 \\ E_{\theta} = 0 & z \leq 0 \end{cases} \quad (4.23)$$

Por lo tanto, el patrón de radiación se caracteriza por medio de [1]:

$$\bar{E}_{\theta}(\theta) = \sin \theta [2 \cos(kl \cos \theta)] \quad (4.24)$$

En la figura 4.4 se muestra un corte vertical del patrón de radiación, donde se encuentra que el patrón de radiación es dependiente de su longitud l , pero mantiene en todos los casos su característica aproximadamente omnidireccional en el plano XY.

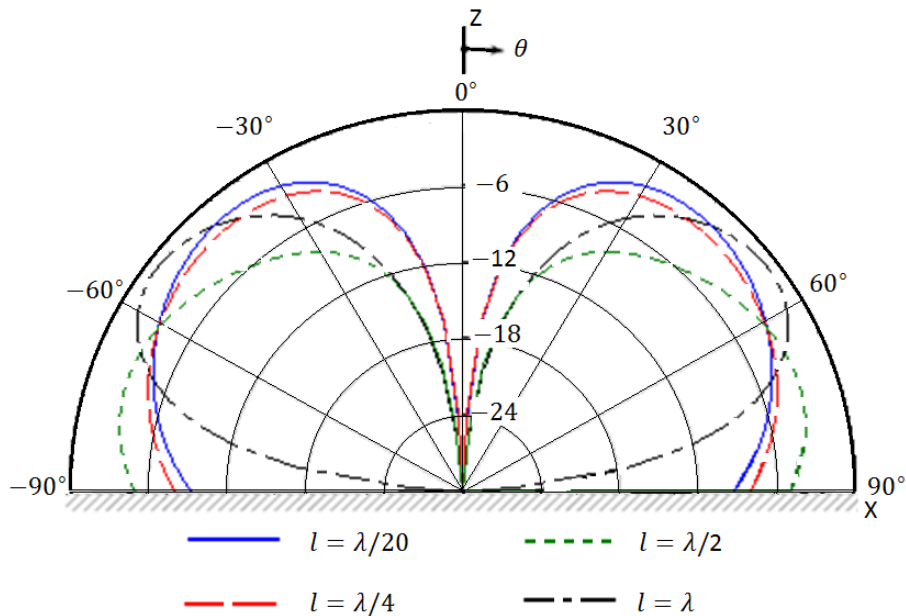


Figura 4.4 Patrón de radiación en el plano de elevación vertical de un monopolo para diferentes valores de l [1].

Por otra parte, la resistencia de radiación de monopolos pequeños se describe con la ecuación 4.25 [1]:

$$R_r = 10\pi^2 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 \quad (4.25)$$

4.1.2.2 Circuito equivalente de un monopolo doblado

Los monopolos con longitudes menores o iguales a $\lambda/4$, pueden representarse por medio de un circuito equivalente RLC en serie, mientras que los monopolos con longitudes mayores a $\lambda/4$ se modelan con un circuito equivalente RLC en paralelo [77]. Sin embargo, cuando el monopolo se dobla, se requiere un circuito equivalente más complejo para representar adecuadamente su comportamiento. El monopolo doblado se puede descomponer en un conjunto de segmentos tal como se muestra en la figura 4.5 (a), donde cada segmento recto puede modelarse con un circuito equivalente en forma de T como se muestra en la figura 4.5 (b). Este circuito describe la generación del campo magnético causado por la corriente, por medio de las inductancias, mientras que la capacitancia representa la presencia de un campo eléctrico causado por la diferencia de potencial entre conductores. Cuando cada segmento del monopolo doblado es menor a $\lambda/4$, las capacitancias e inductancias equivalentes pueden aproximarse como [79]:

$$L_A = \frac{Z_0 l \sqrt{\epsilon_{eff}}}{2c} \quad (4.26)$$

$$C_A = \frac{l \sqrt{\epsilon_{eff}}}{cZ_0} \quad (4.27)$$

Donde L_A es la inductancia del segmento, C_A es la capacitancia del segmento y c es la velocidad de la luz en el vacío. Las esquinas, también son modeladas por un circuito equivalente en forma de T como se muestra en la figura 4.5 (c), donde se considera el cambio del flujo de la corriente

mediante las inductancias y la acumulación de cargas en las esquinas mediante la capacitancia.

Esta capacitancia puede calcularse por medio de la ecuación 4.28 [79]:

$$\frac{C_b}{W} \text{ (pF/m)} = \begin{cases} \frac{(14\varepsilon_r + 12.5)W/h - (1.83\varepsilon_r - 2.25)}{\sqrt{W/h}} + \frac{0.02\varepsilon_r}{W/h} & [W/h < 1] \\ \frac{(9.5\varepsilon_r + 1.25)W}{h} + 5.2\varepsilon_r + 7 & [W/h \geq 1] \end{cases} \quad (4.28)$$

Mientras que la inductancia se obtiene con la ecuación 4.29 [79]:

$$\frac{L_b}{W} \text{ (nH/m)} = 100(4\sqrt{W/h} - 4.21) \quad (4.29)$$

Donde C_b es la capacitancia del doblez, L_b la inductancia del doblez, W es el ancho del monopolo y h es el grosor del sustrato. El monopolo propuesto en esta tesis tiene tres segmentos rectos y dos esquinas, por lo tanto, éste se puede modelar con el circuito equivalente mostrado en la figura 4.6, donde R_{Ln} representa las pérdidas en cada segmento del monopolo y se agrega un capacitor extra C_{oc} al final del circuito, con el cual se modela la terminación en circuito abierto del monopolo doblado, el cual puede calcularse con la ecuación 4.30 [79].

$$\frac{C_{oc}}{W} \text{ (pF/m)} = \exp \left\{ 2.3026 \sum_{i=1}^5 C_i(\varepsilon_r) \left[\log \frac{W}{h} \right]^{i-1} \right\} \quad (4.30)$$

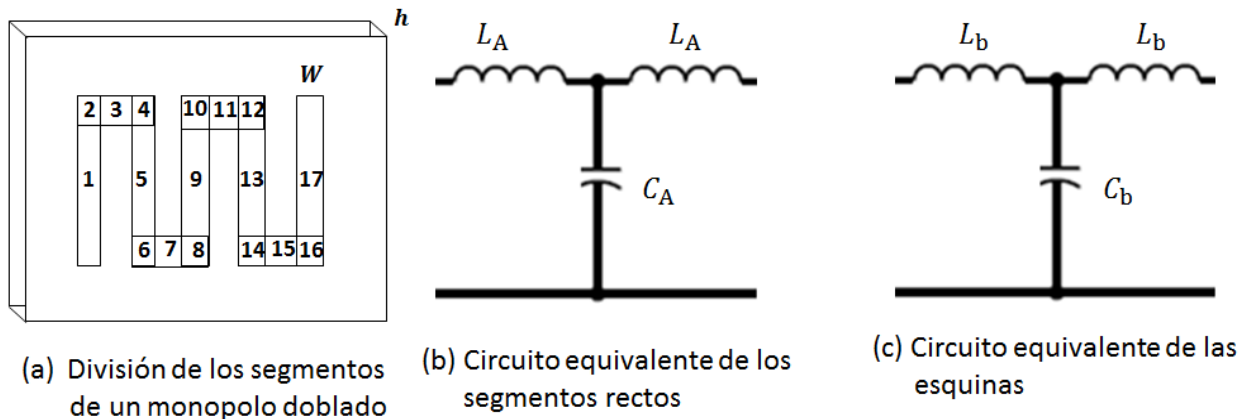


Figura 4.5 Modelado de un monopolo doblado [78].

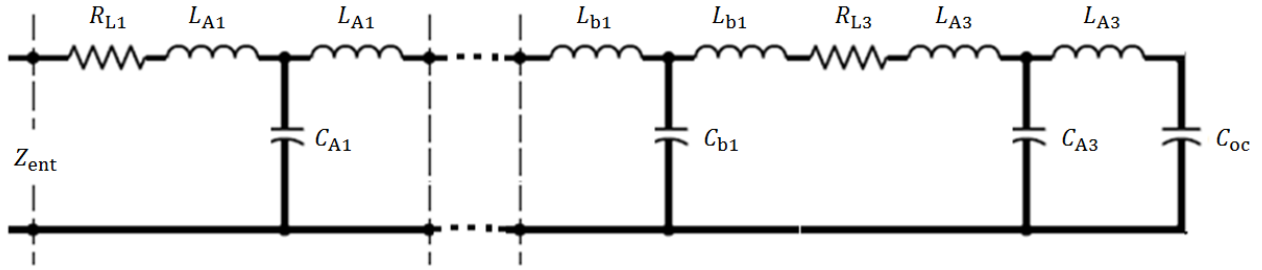


Figura 4.6 Circuito equivalente del monopolo doblado sin carga capacitiva.

4.1.2.3 Carga Capacitiva en el monopolo doblado

Debido a que el monopolo a diseñar tiene una longitud total $l > \lambda/4$, la parte reactiva de la antena tiene un carácter inductivo. Para obtener una impedancia que tenga una parte reactiva cercana a cero, es necesario conectar un capacitor que permita obtener la resonancia a la frecuencia de interés [80]. En el caso particular de esta antena, para realizar la sintonización de las bandas es necesario un elemento que pueda cambiar su valor. El diodo varactor cambia su capacitancia a través de un voltaje, por lo tanto, al conectarlo en serie con la antena, el comportamiento de ésta puede describirse con el circuito equivalente mostrado en la figura 4.7, donde se puede obtener una condición de resonancia cuando $X_A = X_d$. Bajo esta condición, el valor de la capacitancia del varactor y ésta puede calcularse por la ecuación 4.31.

$$d_v = \frac{1}{\omega X_d} \quad (4.31)$$

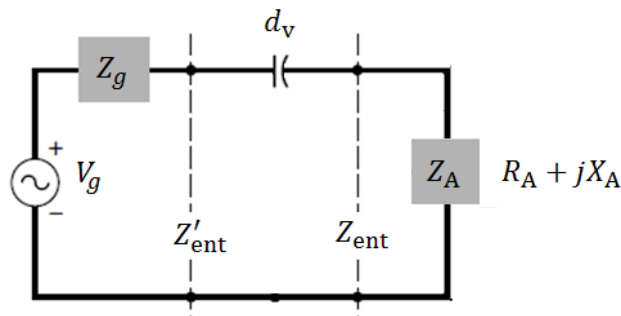


Figura 4.7 Monopolo conectado a una carga capacitiva visto como transmisor.

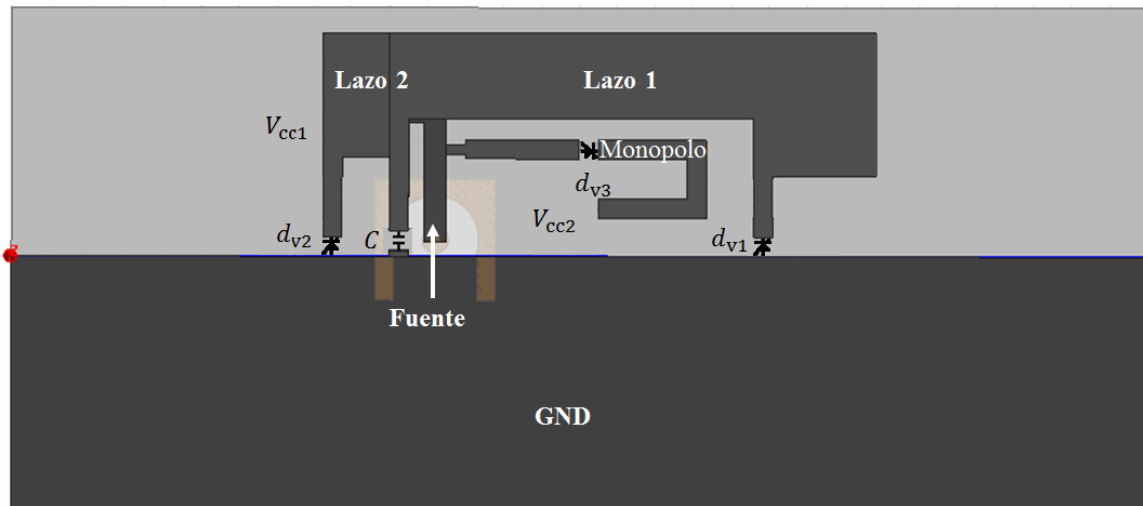
4.1.3 Capacitores de desacoplamiento del voltaje de corriente continua

En la figura 4.1 se observa que al varactor d_{v3} se le puede aplicar un voltaje de polarización directamente en sus terminales. Sin embargo, los diodos varactores d_{v1} y d_{v2} , se encuentran en paralelo y por lo tanto, no pueden polarizarse independientemente. Además, si se aplicara un voltaje de polarización a cualquiera de los varactores, se formaría un corto circuito a corriente directa. Por este motivo es necesario emplear capacitores de desacoplamiento.

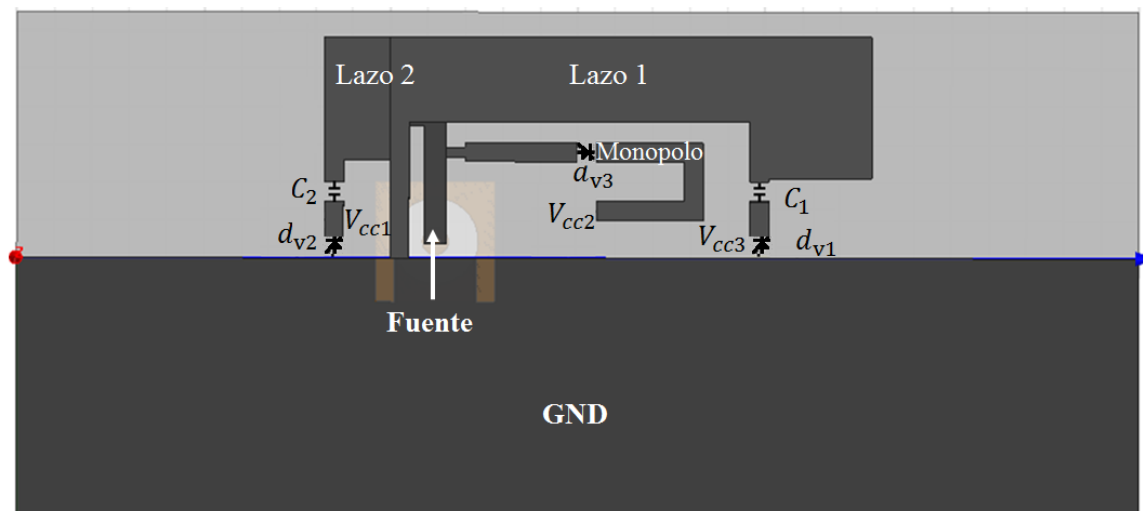
Si se conecta un capacitor extra de desacoplamiento C , tal como se muestra en la figura 4.8 (a), se elimina el cortocircuito a corriente continua, pero los varactores d_{v1} y d_{v2} siguen estando en paralelo. Para poder polarizar de forma independiente a cada uno de estos diodos, es indispensable colocar un capacitor de desacoplamiento en serie con los diodos varactores y esta solución ya no requiere del capacitor de desacoplamiento que elimina el cortocircuito mencionado anteriormente, obteniendo así la antena mostrada en la figura 4.8 (b). Con esta configuración queda un plano de tierra y 3 segmentos separados para la polarización de DC, donde se pueden introducir 3 voltajes diferentes para variar la capacitancia de cada uno de los varactores por separado y así sintonizar de forma independiente cada una de las bandas de frecuencia.

El efecto de los capacitores de separación de terminales C_1 Y C_2 conectados en la estructura, también tiene una contribución en la frecuencia de resonancia. A partir de la figura 4.8 (b), se puede decir que d_{v1} con C_1 y d_{v2} con C_2 están conectados en serie, por lo tanto, la capacitancia equivalente entre estos dos elementos sigue la relación de la ecuación 4.32.

$$C_{eqn} = \frac{d_{vn}C_n}{d_{vn}+C_n} \quad (4.32)$$



(a) Antena propuesta con un capacitor para desacoplar el plano de tierra y la antena a corriente continua



(b) Antena propuesta con dos capacitores para desacoplar las terminales de los varactores a corriente continua

Figura 4.8 Diferentes configuraciones de la antena propuesta.

De esta ecuación se sabe que el efecto capacitivo dominante es el más pequeño, por lo tanto, para que la capacitancia efectiva de estos elementos sea similar a la capacitancia que se tenía cuando se conectaba únicamente d_{v1} y d_{v2} es necesario usar capacitores C_1 y C_2 con valores grandes respecto al valor capacitivo de los diodos. Sin embargo, C_1 y C_2 tampoco pueden ser demasiado grandes,

para que las frecuencias propias de resonancia de éstos sean menores a la máxima frecuencia de sintonización (límite superior del ancho de banda de la más alta frecuencia). Para esta antena se propone un valor aproximadamente 8 veces más grande que el valor de la capacitancia que se emplea para sintonizar las frecuencias más altas de cada banda.

Lo anterior permite asegurar que su efecto será pequeño en la capacitancia equivalente en el intervalo de sintonización. Por otro lado, esta aproximación permite asegurar que, al emplear capacitores de montaje superficial, éstos tienen frecuencias propias de resonancia sensiblemente mayores a la máxima frecuencia de operación de la antena bajo diseño.

4.1.4 Líneas de alimentación de corriente continua de la antena bajo diseño

En la figura 4.9 se muestran 3 vías de alimentación de V_{CC} introducidas en la parte posterior del sustrato, éstas se deben a que se requiere tener 3 niveles de voltaje de corriente continua diferentes (una para cada resonador). Sin embargo, estas vías no se conectan directamente a la antena, debido a que trabajarían como una carga extra, alterando los parámetros de la antena.

Para desacoplar las trayectorias de corriente continua y de RF se emplean 3 filtros de desacoplamiento, cada uno de ellos consta de un inductor en serie y un capacitor en paralelo. Las topologías de filtros propuestos se muestran en la figura 4.10, donde además se presenta de manera gráfica las trayectorias que sigue la corriente alterna y la corriente continua, tanto para la conexión de las vías hacia el lazo como hacia el monopolo. En la figura 4.10 (a) se presenta el filtro de desacoplamiento para el resonador de lazo, mientras que en la figura 4.10 (b) se presenta el filtro de desacoplamiento para el resonador de monopolo.

Los inductores y los capacitores se eligieron tales que sus frecuencias de resonancias fueran cuando menos 10 veces mayor que la máxima frecuencia del intervalo correspondiente a cada elemento de la antena bajo desarrollo.

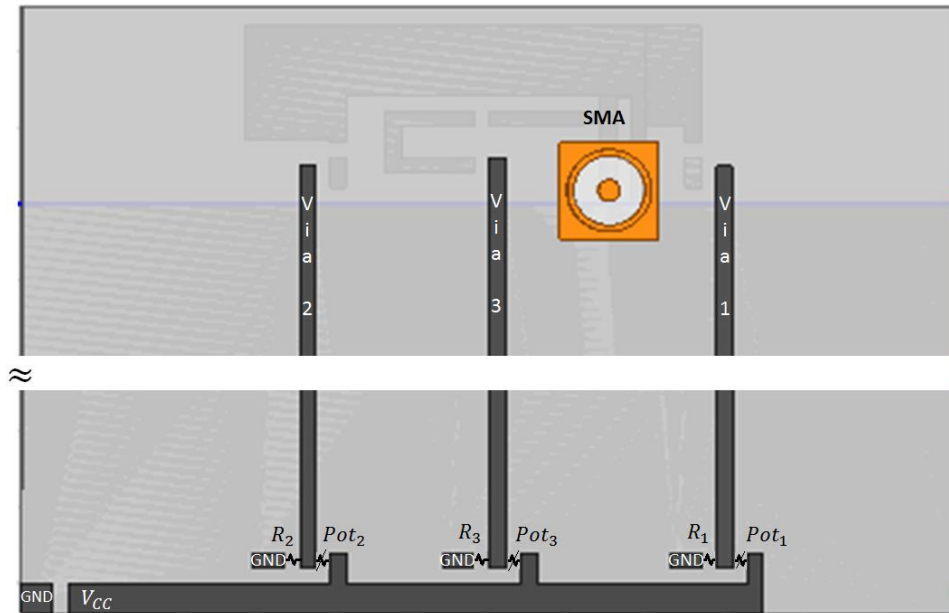


Figura 4.9 Vías de alimentación de V_{CC} para sintonizar los diodos varactores.

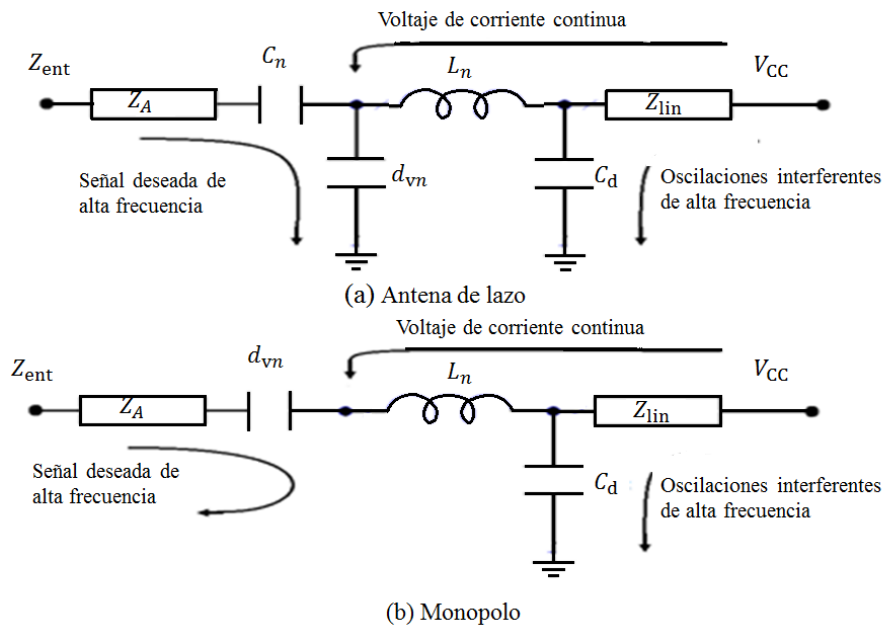


Figura 4.10 Diagrama a bloques de las vías de alimentación de V_{CC} conectadas mediante el filtro de radiofrecuencia a la antena.

4.2 Diseño de la Antena

La antena propuesta está impresa en un sustrato RF45-0620 con permitividad $\epsilon_r = 4.5$ y un grosor de 1.57 mm. Tomando en consideración el intervalo de sintonización para cada una de las frecuencias de operación y el tamaño de la antena, se encontró que el diodo de capacidad variable SMV2020-079LF del fabricante Skyworks [81] es el adecuado para la aplicación, debido a que éste tiene bajos valores de capacitancia, lo que permite tener un intervalo de sintonización adecuado con el menor impacto posible en la eficiencia de la antena debida a la energía almacenada en el varactor. Éste tiene el circuito eléctrico equivalente mostrado en la figura 4.11, compuesto de una inductancia L_s , debida a las terminales del dispositivo con valor de 0.7 nH, una resistencia R_s conectada en serie a un diodo ideal, los cuales no son tomados en cuenta en la simulación, debido a que el varactor es polarizado inversamente y dicha rama puede considerarse un circuito abierto; y finalmente el circuito cuenta con un capacitor variable d_{vn} , el cual tiene un intervalo definido en las hojas de especificaciones que va desde 0.35 pF cuando se polariza inversamente con 20 V hasta 3.2 pF con una polarización de 0 V. La figura 4.12 muestra la curva de valores que sigue la

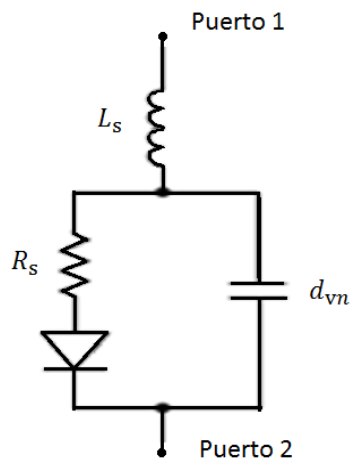


Figura 4.11 Circuito equivalente del diodo varactor SMV2020-079LF a emplearse como d_{v1} , d_{v2} y d_{v3} [82].

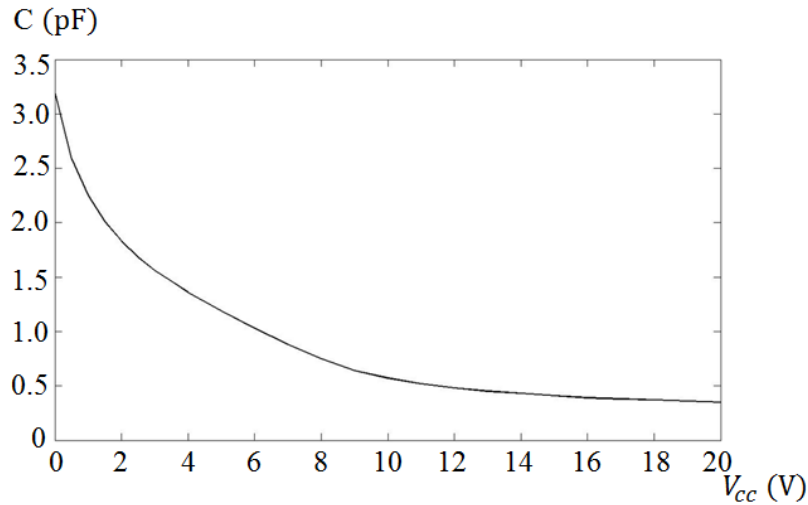


Figura 4.12 Gráfica de la capacitancia contra el voltaje inverso del diodo varactor SMV2020-079LF [81].

capacitancia del varactor para cada valor de voltaje, observando que este cambio no es lineal y conforme mayor es el voltaje, el cambio en la capacitancia es más pequeño [81].

Tanto para la estructura de lazo como para el monopolo, conforme se incrementa el valor de la capacitancia del varactor, la frecuencia de operación disminuye, por lo tanto, el diseño preliminar de la antena se realiza para el valor más alto de sintonización para cada una de las bandas (960 MHz, 2.1 GHz y 2.7 GHz), donde se propone un valor inicial de capacitancia en los 3 varactores de 0.5 pF. Con el objetivo de que los capacitores C_1 y C_2 no afecten el intervalo de sintonización de la antena, estos deben ser varias veces mayores que la máxima capacitancia variable, pero lo suficientemente pequeños para que su frecuencia propia de resonancia sea mayor a la máxima frecuencia de sintonización. Por lo tanto, se propone que el valor de dichos capacitores sea de 4 pF, quedando la capacitancia equivalente de los lazos, calculada mediante la ecuación 4.32 como: $C_{eq1} = C_{eq2} = 0.44$ pF. A partir de estos valores, la susceptancia equivalente de los elementos discretos en los lazos es:

$$B_{eq1} = \omega C_{eq1} = 2\pi(960 \text{ MHz})(0.44 \text{ pF}) = 2.65 \times 10^{-3} \frac{1}{\Omega} \quad (4.33)$$

$$B_{eq2} = \omega C_{eq2} = 2\pi(2.1 \text{ GHz})(0.44 \text{ pF}) = 5.80 \times 10^{-3} \frac{1}{\Omega} \quad (4.34)$$

y la reactancia del varactor en el monopolo es:

$$X_{v3} = -\frac{1}{\omega d_{v3}} = -\frac{1}{2\pi(2.7 \text{ GHz})(0.5 \text{ pF})} = -117.9 \Omega \quad (4.35)$$

Para lograr que la antena opere en tres bandas, se requiere que los 3 resonadores tengan un carácter inductivo tal que compensen el efecto capacitivo de los elementos discretos en cada resonador. Por lo tanto, los lazos deben tener una susceptancia $B_{r1} = -2.65 \times 10^{-3} \frac{1}{\Omega}$ y $B_{r2} = -5.80 \times 10^{-3} \frac{1}{\Omega}$, mientras que el monopolo debe tener una reactancia $X_{r3} = 117.9 \Omega$. Con estos valores se encuentra que las longitudes de los lazos que cumplen con esta condición son: $l_1 = 46.65 \text{ mm}$ y $l_2 = 15.36 \text{ mm}$, mientras que la longitud del monopolo que se requiere es: $l_3 = 18.86 \text{ mm}$.

A partir de estos valores, se realizó la simulación de la antena mostrada en la figura 4.8 (b), proponiendo un plano de tierra con dimensiones compatibles con los dispositivos terminales móviles. Se selecciona entonces un plano de tierra con 87 mm de longitud y 60 mm de ancho, lo cual asegura que la frecuencia de resonancia propia se encuentre fuera de las bandas de interés. La simulación se realizó en el software ANSYS HFSS 2015, mediante la cual, se hizo un pequeño ajuste de las longitudes de los resonadores, debido a que en los cálculos teóricos no se toma en cuenta el efecto que tienen los resonadores al estar conectados entre sí. Las longitudes finales de los resonadores fueron: $l_1 = 46.8 \text{ mm}$ ($0.149\lambda_1$), $l_2 = 15.4 \text{ mm}$ ($0.108\lambda_2$) y $l_3 = 19.5 \text{ mm}$ ($0.359\lambda_3$). A partir de la simulación por computadora se obtuvo la gráfica del parámetro S11 mostrada en la figura 4.13, donde se toma como referencia una impedancia de acoplamiento de 50Ω . En la gráfica se encuentran dos curvas: la curva con línea continua muestra el parámetro S11 cuando la antena se encuentra sintonizada en las frecuencias altas de cada banda (960 MHz, 2.1 GHz y 2.7 GHz)

con un valor de capacitancia en los tres diodos varactores de 0.5 pF como se propuso inicialmente, mientras que la curva con línea punteada, muestra el parámetro S11 cuando la antenna se encuentra sintonizada en las frecuencias bajas de cada banda (760 MHz, 1.7 GHz y 2.4 GHz), donde $d_{v1} = 1.2$ pF, $d_{v2} = 1$ pF y $d_{v3} = 0.85$ pF. De las gráficas se aprecia que es posible cubrir en su totalidad las bandas de interés.

En la implementación física de la antenna, es necesario alimentar los varactores con un voltaje de polarización inversa a corriente continua. Para desarrollar los filtros de desacoplamiento se propone valores de inductancia de 150 nH y capacitancias de 15 pF para las vías que alimentan los varactores de los lazos y 4 pF para la vía que alimenta el varactor del monopolo, obteniendo las reactancias mostradas en la tabla 4.2, donde se observa que los inductores tienen una reactancia de al menos 15 veces la impedancia de la antenna en resonancia, mientras que los capacitores tienen una reactancia pequeña respecto a esta misma impedancia.

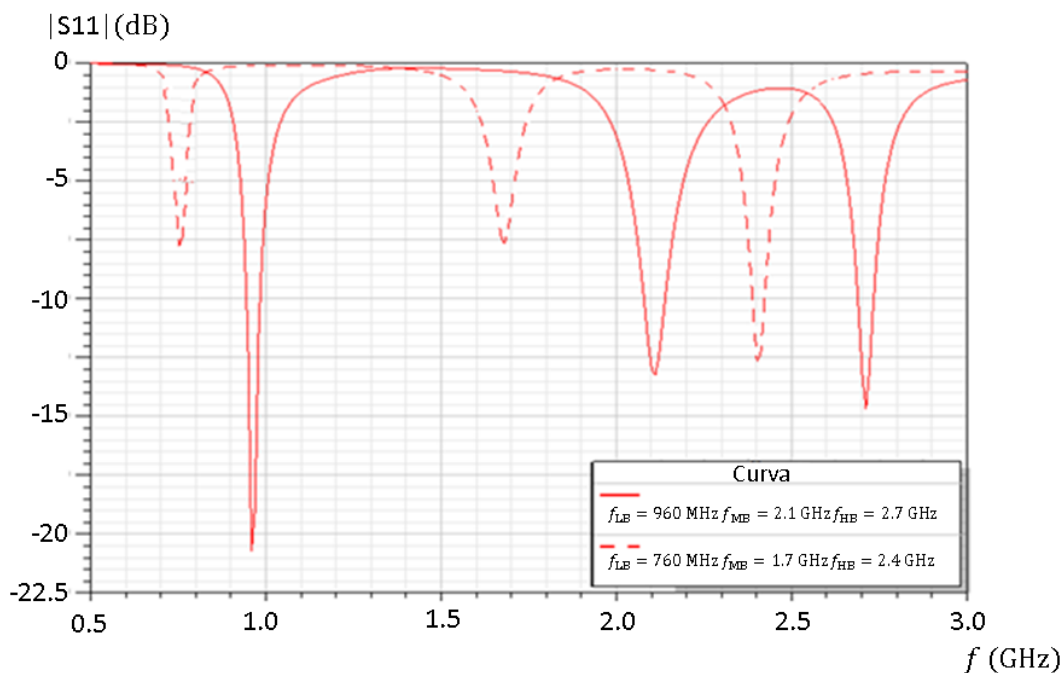


Figura 4.13 Parámetro S11 simulado de la antenna sin líneas de alimentación de V_{cc} , sintonizada en 760 MHz, 1.7 GHz y 2.4 GHz y en 960 MHz, 2.1 GHz y 2.7 GHz.

Tabla 4.2 Reactancia de los inductores y capacitores que conforman los circuitos de desacoplamiento de RF a la frecuencia de operación de la antenna.

	X a 760 MHz	X a 960 MHz	X a 1.7 GHz	X a 2.1 GHz	X a 2.4 GHz	X a 2.7 GHz
$L_d = 150 \text{ nH}$	716 Ω	904 Ω	1602 Ω	1979 Ω	2261 Ω	2544 Ω
$C_d = 15 \text{ pF}$	13.9 Ω	11.0 Ω	6.2 Ω	5.05 Ω	-	-
$C_d = 4 \text{ pF}$	-	-	-	-	16.57 Ω	14.7 Ω

La estructura final de la antenna propuesta se muestra en la figura 4.14, donde además se muestran las etiquetas de cada segmento que conforma la antenna. La tabla 4.3 muestra los valores de cada una de las dimensiones indicadas en la figura 4.14. Con los valores definidos de los componentes de desacoplamiento se llevó a cabo nuevamente la simulación del parámetro S11 tanto para las

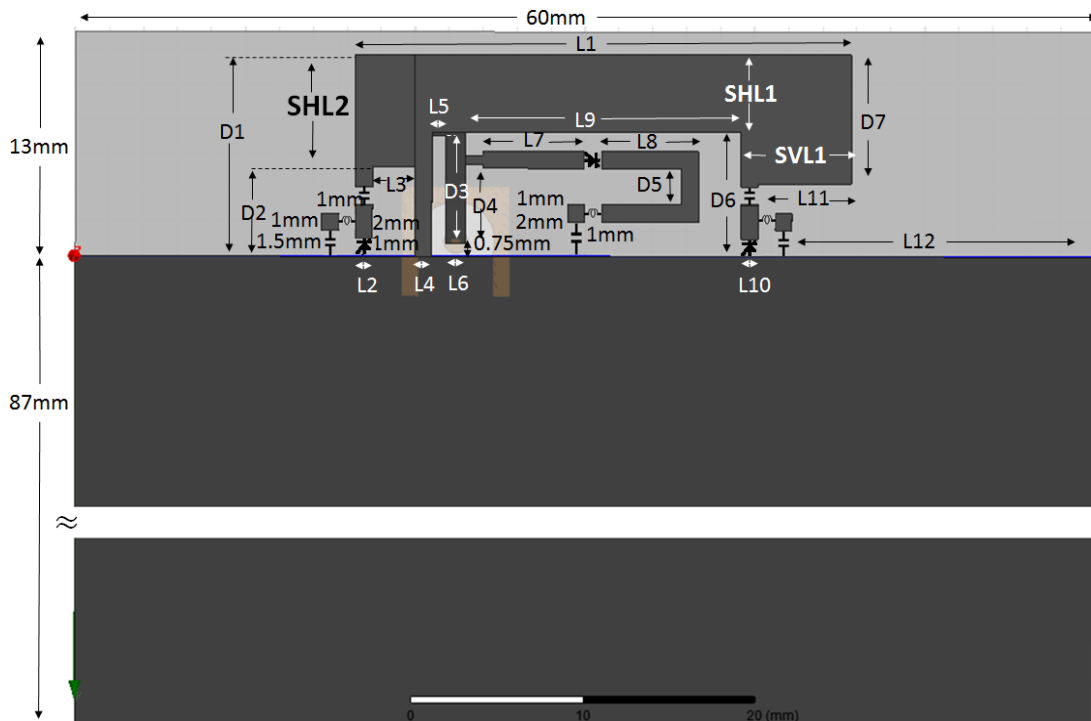


Figura 4.14 Dimensiones de la antenna.

Tabla 4.3 Dimensiones físicas de la antena en milímetros.

Etiqueta	Longitud	Etiqueta	Longitud	Etiqueta	Longitud	Etiqueta	Longitud
L1	29.2	L6	1.2	L11	5.5	D4	5.35
L2	1	L7	6	L12	19.8	D5	2.1
L3	2.5	L8	5.7	D1	11.7	D6	7.2
L4	1	L9	16.2	D2	5.2	D7	7.5
L5	0.8	L10	1	D3	7		

frecuencias bajas de cada banda como para las frecuencias altas de cada banda, mantenido las mismas longitudes en los resonadores, así como los mismos varactores d_{v1} , d_{v2} y d_{v3} . Haciendo esto se obtuvo la gráfica de la figura 4.15, donde se observa que la antena sigue cubriendo los intervalos de frecuencia propuestos anteriormente, además se encuentra que a la frecuencia de 2.5 GHz existe una irregularidad (resonancia extra) en el parámetro S11. Esta resonancia está asociada con la longitud de la línea de alimentación y con las dimensiones físicas del conector SMA.

Como se puede observar en la figura 4.14, los segmentos que conforman a los radiadores de la antena tienen diferente ancho. El monopolo mantiene su ancho de 1 mm en todos sus segmentos. Sin embargo, en los lazos el segmento vertical que comparten el lazo 1 y el lazo 2 tiene un ancho de 1 mm, el segmento horizontal del lazo 1 (SHL1) tiene un ancho de 4.5 mm, el segmento vertical del lazo 1 (SVL1) donde se encuentran los elementos discretos tiene un ancho de 6.5 mm hasta el capacitor C_1 , y entre C_1 y d_{v1} el ancho del segmento es de 1 mm. En el lazo 2, el segmento horizontal (SHL2) tiene un ancho de 6.5 mm y la parte vertical donde se encuentran C_2 y d_{v2} tiene un ancho de 1 mm. La variación en el ancho de los lazos se realiza con el propósito de incrementar

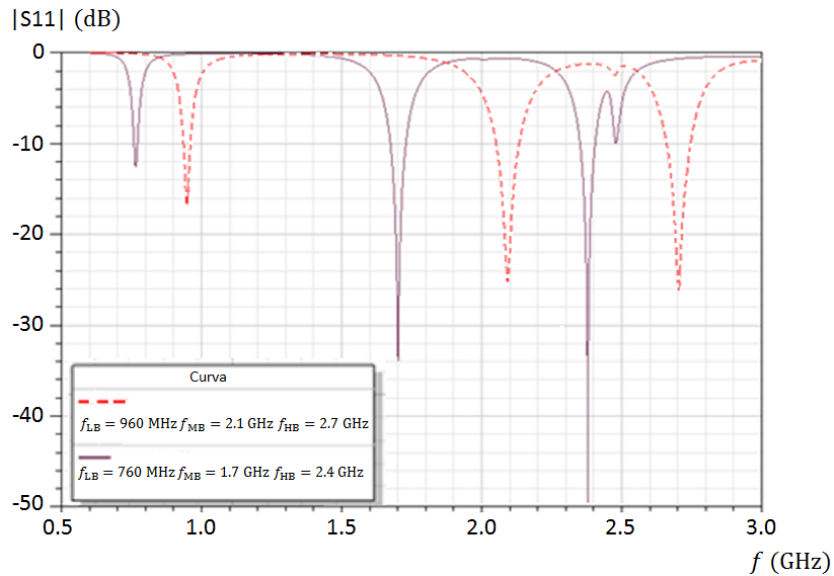


Figura 4.15 Parámetro S11 simulado de la antena sintonizada a 760 MHz, 1.7 GHz y 2.4 GHz y a 960 MHz, 2.1 GHz y 2.7 GHz.

el ancho de banda de la antena, para darle una tolerancia por arriba del límite requerido por la aplicación, que en el caso presente corresponde al de una antena que se coloca cerca de la cabeza humana y en la cual se puede ver afectada tanto la frecuencia de operación como el ancho de banda. La optimización del ancho de banda se realizó considerando únicamente los tres segmentos con ancho diferente a 1 mm, los cuales son: SHL1, SVL1 y SHL2. Este análisis paramétrico se realiza con el software ANSYS HFSS 2015 y de acuerdo con los estándares actuales de telefonía móvil, se puede decir que para la banda baja se requiere un ancho de banda mínimo de 20 MHz, y en la banda media y alta de 40 MHz a -6 dB en el parámetro S11 [81]. Tomando como referencia este valor de S11 para definir el ancho de banda se obtiene la tabla 4.4, donde se observa que si todos los segmentos tienen 1 mm de ancho como en la combinación 1, las bandas cumplirían con los requerimientos de la aplicación, pero en la banda baja, este valor estaría muy cercano al límite. En la combinación 8, que marca las dimensiones finales de la antena, se observa que para la banda baja se logró un incremento de 7.9 MHz, y en el intervalo de frecuencias medias y altas se tiene un ancho de banda mayor a 2.5 veces el valor del ancho de banda requerido por la aplicación.

Tabla 4.4 Incremento del ancho de banda de la antena a partir del ancho de los segmentos de los lazos.

Combinación	SHL1	SVL1	SHL2	Ancho de banda en la banda baja	Ancho de banda en la banda media	Ancho de banda en la banda alta
1	1 mm	1 mm	1 mm	21.1 MHz	87 MHz	68 MHz
2	1 mm	3 mm	1 mm	21.4 MHz	87 MHz	86 MHz
3	3 mm	5 mm	1 mm	24.7 MHz	91 MHz	74 MHz
4	4 mm	6 mm	1 mm	26.5 MHz	97 MHz	94 MHz
5	4.5 mm	6.5 mm	1 mm	27.7 MHz	95 MHz	89 MHz
6	4.5 mm	6.5 mm	4 mm	28.3 MHz	93 MHz	79 MHz
7	4.5 mm	6.5 mm	6 mm	28.3 MHz	93 MHz	76 MHz
8	4.5 mm	6.5 mm	6.5 mm	29.0 MHz	96 MHz	97 MHz

4.3 Intervalo de Sintonización

El intervalo de variación TR del varactor, puede calcularse a partir de la ecuación 3.1, la cual requiere el valor de capacitancia mínimo y máximo. Con los valores especificados para el varactor propuesto, el intervalo de sintonización es:

$$TR = \frac{C_{\max} - C_{\min}}{C_{\max} + C_{\min}} = \frac{3.2 \text{ pF} - 0.35 \text{ pF}}{3.2 \text{ pF} + 0.35 \text{ pF}} = 0.802 \quad (4.36)$$

En la antena propuesta, se debe considerar un intervalo de sintonización diferente para cada banda, debido a que a pesar de que las tres bandas tienen el mismo elemento de sintonización, cada estructura tiene un comportamiento diferente. Además, la capacitancia del varactor tiene una contribución diferente en cada radiador. Por lo tanto, en esta sección se realiza para cada banda, un barrido de valores para cada varactor.

En la primera banda LB, se lleva a cabo un estudio del efecto de la capacitancia d_{v1} sobre su frecuencia de resonancia f_{LB} y su ancho de banda BW_{LB} , manteniendo fijos a $d_{v2} = 1$ pF y $d_{v3} = 0.85$ pF para que las frecuencias de operación de MB y HB sean $f_{MB} = 1.7$ GHz y $f_{HB} = 2.4$ GHz aproximadamente, con un ancho de banda mínimo de $BW_{MB} = 90$ MHz y $BW_{HB} = 94$ MHz, respectivamente. Los resultados obtenidos se muestran en la figura 4.16, donde se presenta una serie de curvas del parámetro S11 para cada valor de d_{v1} mostrado en la tabla 4.5.

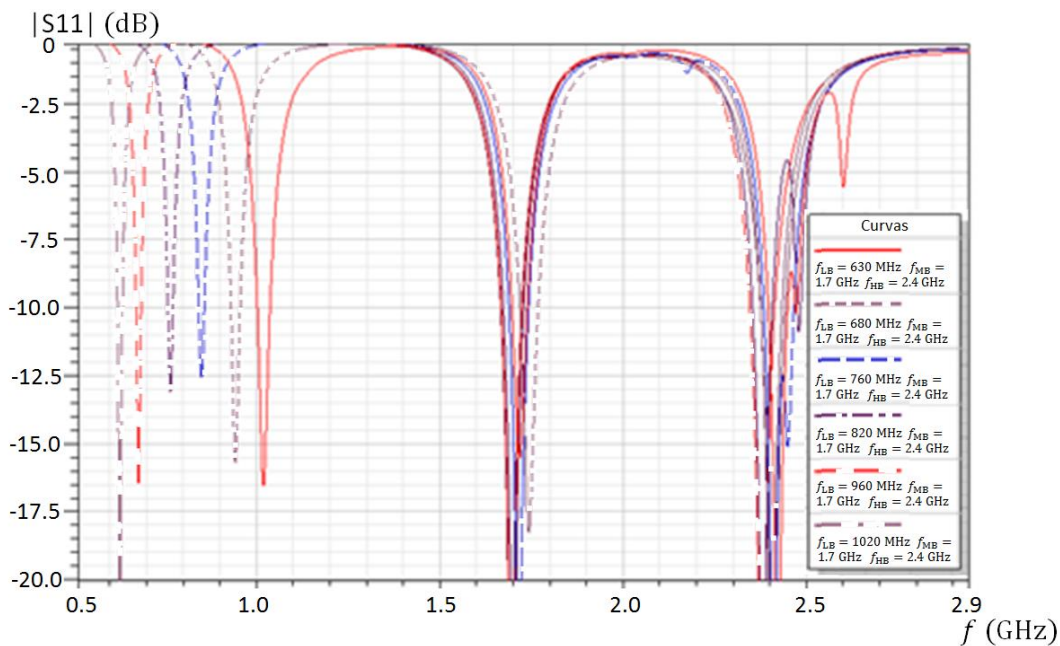


Figura 4.16 Curvas del parámetro S11 simulado de la antena para diferentes frecuencias de sintonización de f_{LB} con f_{MB} y f_{HB} fijas.

Tabla 4.5 Frecuencias de sintonización de la banda baja simuladas.

f_{LB} (MHz)	BW (MHz)	S11 (dB)	d_{v1} (pF)	V_{CC1} (V)
630	24	-20	3.2	0
680	26	-16.5	1.9	1.9
760	29	-13	1.2	5
820	35	-12.5	0.7	8
960	48	-16.7	0.5	11
1020	66	-16.5	0.35	20

Donde se observa que:

- LB puede de sintonizarse en el intervalo de $f_{LBmin} = 630$ MHz a $f_{LBmax} = 1020$ MHz. Por lo tanto, el intervalo de sintonización TR_{LB} es:

$$TR_{LB} = \frac{f_{LBmax} - f_{LBmin}}{f_{LBmax} + f_{LBmin}} = \frac{1020 \text{ MHz} - 630 \text{ MHz}}{1020 \text{ MHz} + 630 \text{ MHz}} = 0.236 \quad (4.37)$$

- Para todas las frecuencias de operación, el ancho de banda de la banda baja es mayor al valor requerido por la aplicación: El valor más pequeño de ancho de banda (24 MHz) se obtiene en la frecuencia más baja (630 MHz) y el valor más grande de ancho de banda (66 MHz) se alcanza en la frecuencia más alta (1020 MHz).
- El nivel del coeficiente de reflexión en la frecuencia central es menor a -10 dB, en todo el intervalo de frecuencias de interés: Para la frecuencia más baja de 630 MHz, el coeficiente de reflexión es menor a -20 dB, éste se degrada conforme se incrementa la frecuencia de sintonización, hasta aproximadamente -12 dB a 800 MHz, y nuevamente mejora hasta llegar a -16 dB, aproximadamente en la frecuencia de 1020 MHz.
- Las variaciones en la frecuencia central de la banda media y de la banda alta son muy pequeñas: En la banda media, el máximo corrimiento entre una curva y otra es de 43 MHz para los valores de sintonización de interés, mientras que en la banda alta el máximo corrimiento entre una curva y otra es de 24 MHz, lo cual no afecta de manera significativa la sintonización de estas bandas.
- El ancho de banda en la banda media y en la banda alta es mayor al requerido: En la banda media el valor mínimo de ancho de banda es de 90 MHz y se tiene cuando la banda baja se encuentra en 960 MHz y en la banda alta el valor mínimo de ancho de banda es de 94 MHz obtenido cuando la banda baja se sintoniza en 760 MHz.

- Para cualquier frecuencia de operación, la banda media y alta cumplen con el nivel requerido del coeficiente de reflexión, teniendo en el peor de los casos -18 dB y -25 dB, respectivamente.

Para la segunda banda MB, se realiza una variación de la capacitancia d_{v2} , a fin de observar la sintonización de f_{MB} y el comportamiento de su ancho de banda, manteniendo fijos a $d_{v1} = 1.2$ pF y $d_{v3} = 0.85$ pF, para que $f_{LB} = 760$ MHz y $f_{HB} = 2.4$ GHz, con un ancho de banda mínimo de $BW_{LB} = 30$ MHz y $BW_{HB} = 60$ MHz. Realizando esto se obtienen los resultados mostrados en la figura 4.17, donde se muestra una serie de curvas del parámetro S11 para cada valor de d_{v2} dado en la tabla 4.6.

De la figura 4.17 y de la tabla 4.6 se puede concluir que:

- La banda media se puede sintonizar adecuadamente en el intervalo de 1.35 GHz a 2.1 GHz. A pesar de que el varactor permite alcanzar frecuencias de resonancia mayores de 2.1 GHz,

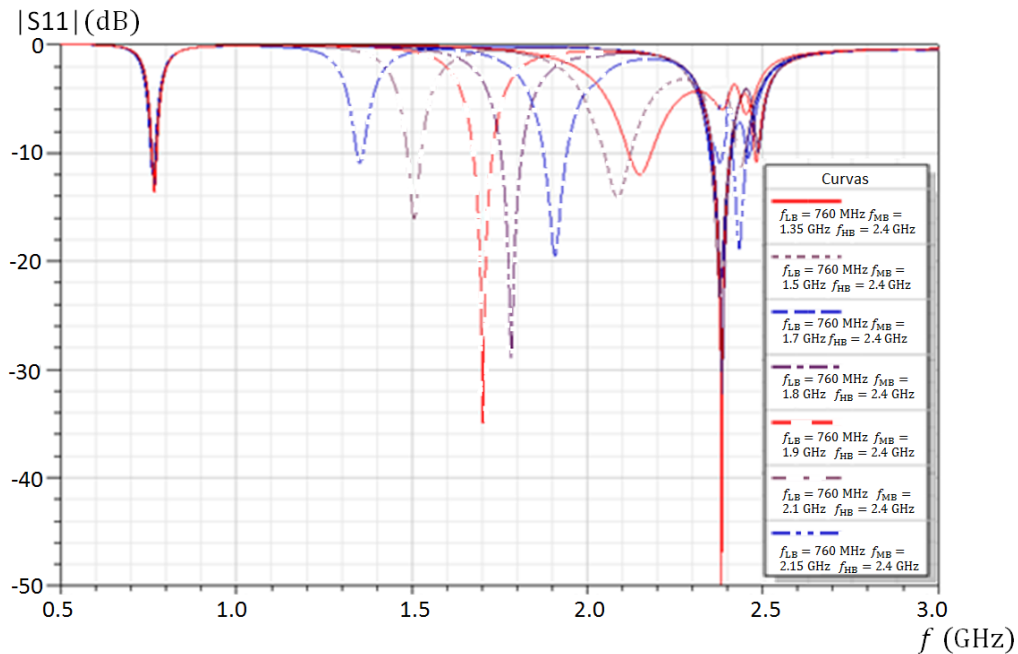


Figura 4.17 Curvas del parámetro S11 simulado de la antena para diferentes frecuencias de sintonización de f_{MB} con f_{LB} y f_{HB} fijas.

Tabla 4.6 Frecuencias de sintonización de la banda media simuladas.

f_{MB} (GHz)	BW (MHz)	S_{11} (dB)	d_{v2} (pF)	V_{CC1} (V)
1.35	57	-12	3.2	0
1.5	76	-16	2	1.5
1.7	97	-20	1	6
1.8	105	-20	0.8	7.5
1.9	122	-19	0.65	9
2.1	159	-14	0.5	11
2.15	170	-12	0.35	20

cuando la frecuencia de operación de esta banda rebasa los 2.1 GHz, la banda alta se ve fuertemente afectada. Por esta razón se limita la frecuencia de operación de esta banda al intervalo de 1.35 GHz a 2.1 GHz, quedando el intervalo de sintonización TR_{MB} como:

$$TR_{MB} = \frac{f_{MBmax} - f_{MBmin}}{f_{MBmax} + f_{MBmin}} = \frac{2.1 \text{ GHz} - 1.35 \text{ GHz}}{2.1 \text{ GHz} + 1.35 \text{ GHz}} = 0.217 \quad (4.38)$$

- Para todos los valores de sintonía, el ancho de banda de la banda media es mayor al que se necesita para la aplicación: El valor más pequeño del ancho de banda (57 MHz) se encuentra en la frecuencia más baja (1.35 GHz) y el valor más grande de ancho de banda (159 MHz) en la frecuencia más alta (2.1 GHz).
- El módulo de S_{11} en la frecuencia de operación de la banda media es menor a -10 dB, en cualquier caso: Para la frecuencia más baja de 1.35 GHz es de -11 dB y conforme se incrementa la frecuencia de sintonización, éste llega hasta valores menores a -20 dB en la frecuencia de 1.7 GHz y nuevamente se incrementa hasta llegar a -14 dB aproximadamente en la frecuencia de 2.1 GHz.

- Las variaciones en la frecuencia central de la banda baja y la banda alta son muy pequeñas: En la banda baja, el máximo corrimiento entre una curva y otra es de 20 MHz, mientras que en la banda alta el máximo corrimiento entre una curva y otra es de 80 MHz.
- El ancho de banda de las bandas baja y alta cumple con el valor requerido para la aplicación: En la banda baja es de 30 MHz, mientras que en la banda alta el valor mínimo de ancho de banda es de 60 MHz obtenido cuando la banda media se encuentra en 2.1 GHz.
- Para cualquier frecuencia de operación de la banda media, la banda baja y la banda alta se encuentran por debajo de -6 dB, teniendo, en el peor de los casos -12 dB y -9 dB, respectivamente.

Finalmente, en la tercera banda HB, se toma como variable a d_{v3} , para analizar los cambios en f_{HB} y BW_{HB} , manteniendo constantes los parámetros de LB y MB a una frecuencia de $f_{LB} = 760$ MHz y $f_{MB} = 1.7$ GHz, con anchos de banda mínimos de $BW_{LB} = 29$ MHz y $f_{MB} = 94$ MHz. De esta forma, se obtienen los resultados mostrados en la figura 4.18, que representa la gráfica del parámetro S11 para cada valor de d_{v3} mostrado en la tabla 4.7.

De la figura 4.18 y de la tabla 4.7 se concluye que:

- La banda alta puede sintonizarse en el intervalo de 2.34 GHz a 2.82 GHz. Por lo tanto, el intervalo de sintonización TR_{HB} es:

$$TR_{HB} = \frac{f_{HB\max} - f_{HB\min}}{f_{HB\max} + f_{HB\min}} = \frac{2.82 \text{ GHz} - 2.34 \text{ GHz}}{2.82 \text{ GHz} + 2.34 \text{ GHz}} = 0.093 \quad (4.37)$$

El ancho de banda de la banda alta cumple con el valor propuesto: El valor más pequeño del ancho de banda (94 MHz) es obtenido para la frecuencia de resonancia de 2.34 GHz y el valor más grande de ancho de banda (150 MHz) se encuentra para la frecuencia de resonancia de 2.5 GHz. Este mayor ancho de banda se debe a que en 2.44 GHz existe una

resonancia complementaria como se muestra en la gráfica del parámetro S11. Esta resonancia es generada porque entre la línea de alimentación y el plano de tierra existe una trayectoria cerrada que forma un pequeño lazo con dimensiones suficientes para resonar a esta frecuencia y este efecto junto con la resonancia del monopolo da como resultado una ampliación del ancho de banda.

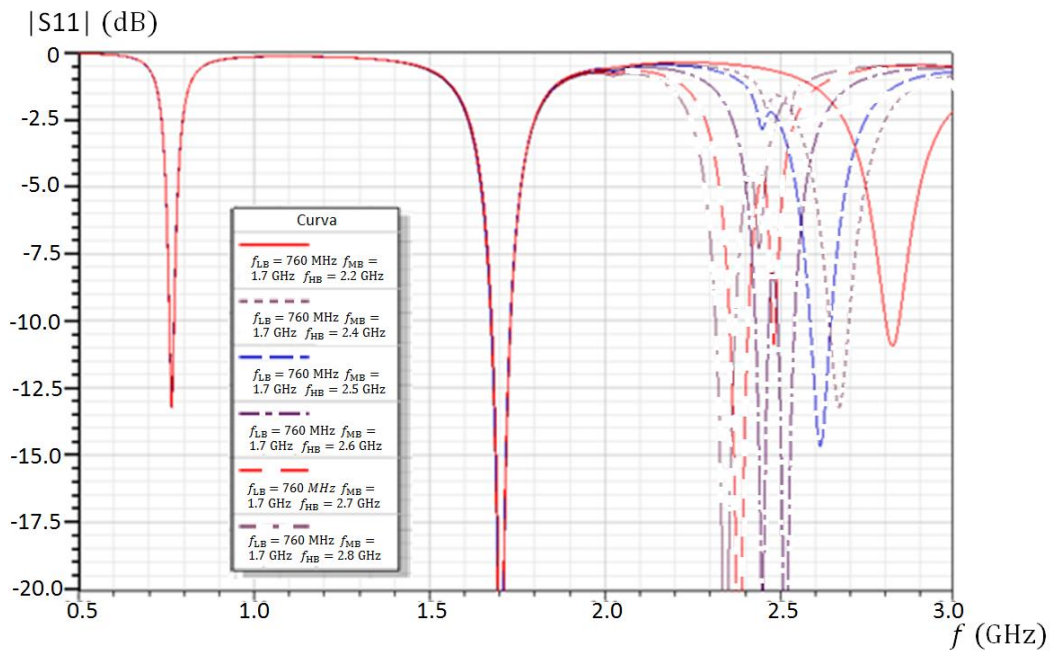


Figura 4.18 Curvas del parámetro S11 simulado de la antena para diferentes frecuencias de sintonización de f_{HB} con f_{LB} y f_{MB} fijas.

Tabla 4.7 Frecuencias de sintonización de la banda alta simuladas.

f_{HB} (GHz)	BW (MHz)	S11 (dB)	d_{v3} (pF)	V_{CC1} (V)
2.2	94	-20	3.2	0
2.4	97	-20	0.85	0.5
2.5	150	-20	0.65	5
2.6	120	-14.8	0.55	9.5
2.7	122	-13.2	0.5	11
2.82	125	-11	0.35	20

- La magnitud del parámetro S11 en la frecuencia de resonancia de la banda alta se encuentra por debajo de -10 dB, en cualquier caso: Para la frecuencia más baja de 2.34 GHz se encuentra por debajo de -20 dB y aumenta conforme se incrementa la frecuencia de operación hasta un valor cercano a -11 dB a 2.8 GHz.
- Las variaciones en la frecuencia central de la banda baja y de la banda media son prácticamente nulas cuando se cambia la frecuencia de resonancia de la banda alta: En la banda baja, no existe corrimiento, mientras que en la banda media existe un corrimiento máximo de 4 MHz.
- El ancho de banda de la banda baja y media es mayor al requerido por la aplicación. Tanto en la banda baja como en la banda media el ancho de banda se mantiene constante en 30 MHz y 94 MHz, respectivamente, para cualquier frecuencia de operación de la banda alta.
- En cualquier frecuencia de operación de la banda alta, el módulo del parámetro S11 en las bandas baja y media se encuentra por debajo de -6 dB, teniendo en el peor de los casos -13 dB y -27 dB, respectivamente.

4.4 Distribución de Corriente, Patrón de Radiación y Ganancia

La distribución de corriente en los lazos, al ser resonadores con longitudes pequeñas, se espera que sea aproximadamente uniforme, mientras que en el monopolo, al tener una longitud cercana $\lambda/4$, ésta debe tener un comportamiento senoidal, con un valor máximo de corriente en la parte más cercana a la fuente. Además, debe esperarse que para cada frecuencia de operación, la corriente se concentre principalmente en el resonador asignado para generar la resonancia correspondiente. El lazo 1 es diseñado para operar en la banda baja de frecuencia y por lo tanto, la corriente en el intervalo de frecuencias bajas debe concentrarse principalmente en este lazo. El lazo 2 se propone

para obtener la banda intermedia de frecuencias, por lo cual la corriente a frecuencias intermedias se debe concentrar principalmente en el lazo 2, mientras que el monopolo se diseña para la resonancia de la banda alta y la corriente en el intervalo de frecuencias altas debe concentrarse principalmente en dicho radiador.

Para obtener el primer estudio por computadora de la distribución de corriente, la antena se sintoniza a la frecuencia inferior de cada intervalo y se analiza la distribución de corriente justo en la frecuencia de operación, es decir a 760 MHz, 1.7 GHz y 2.4 GHz, obteniendo las 3 distribuciones mostradas en la figura 4.19. En la figura 4.19 (a) se observa la distribución corriente a 760 MHz, la cual es más intensa en la trayectoria cerrada del lazo 1, además se puede concluir que a lo largo de casi todo el lazo la densidad de corriente es aproximadamente constante, cambiando únicamente

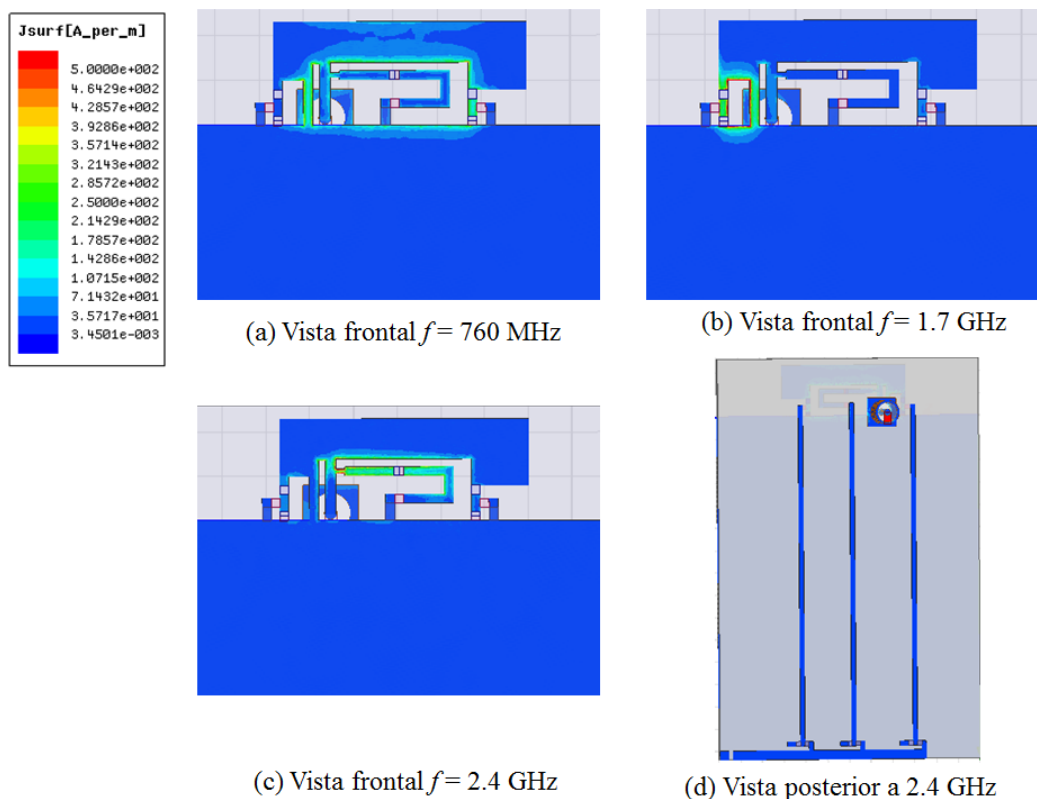


Figura 4.19 Distribución de corriente de la antena sintonizada en las frecuencias bajas de cada intervalo.

en el segmento de línea que se encuentra entre el capacitor C_1 y el varactor d_{v1} , donde la corriente es mayor, debido a que en estas zonas existe un cambio en el ancho del conductor. De manera similar, en la figura 4.19 (b) se muestra la distribución de corriente para la frecuencia de 1.7 GHz, donde se muestra que la corriente está concentrada de manera aproximadamente uniforme a lo largo del lazo 2, presentando también un incremento de la corriente en el segmento que se encuentra entre el capacitor C_2 y el varactor d_{v2} . En la figura 4.19 (c) se presenta la distribución de corriente para la frecuencia de 2.4 GHz, donde se tiene que la corriente se concentra en el monopolo, teniendo su valor máximo al inicio de monopolo y su valor mínimo al final de éste. Sin embargo, también se observa que, al estar cercano y de manera paralela a un segmento del lazo 1, existe un acoplamiento que genera una corriente inducida en este segmento del lazo 1, provocando que esta tercera banda tenga una cierta dependencia del estado de sintonización de la primera banda, tal como se muestra en la figura 4.16, donde se encuentra que la tercera banda tiene un pequeño corrimiento al cambiar los estados de sintonización de la primera banda.

Adicionalmente, en la figura 4.19 (d) se muestra la distribución de corriente en la parte posterior de la antena, donde se encuentran las líneas de alimentación de DC utilizadas para la polarización de los varactores. Aquí se puede observar que la magnitud de las corrientes es muy baja, debido a que además de que la antena tiene 3 filtros de desacoplo de AC que aíslan a estas líneas del resto de la antena, las líneas también se diseñaron con una longitud tal que, si se consideran como monopolos de $\lambda/4$, su frecuencia de resonancia es aproximadamente 730 MHz, y si se consideran como monopolos de $\lambda/2$, su frecuencia de resonancia es de 1460 MHz, quedando su efecto fuera de las bandas de interés.

En el segundo estudio por computadora de la distribución de corriente, la antena se sintoniza a los valores máximos de frecuencia de cada banda, es decir a 960 MHz, 2.1 GHz y 2.7 GHz. De esta forma se obtienen las distribuciones mostradas en la figura 4.20, donde se observan comportamientos similares a los plasmados en la figura 4.19. Debido a esta similitud en los extremos de cada banda se puede concluir que la distribución de corriente en cada banda es similar para cualquier estado de sintonización de la antena.

Como se mencionó en el capítulo 3, a diferencia de las antenas de banda ancha, donde el patrón de radiación puede cambiar mucho entre una frecuencia y otra, en las antenas sintonizables el patrón de radiación es muy similar entre un estado de sintonización y otro. Por lo tanto, en esta antena se

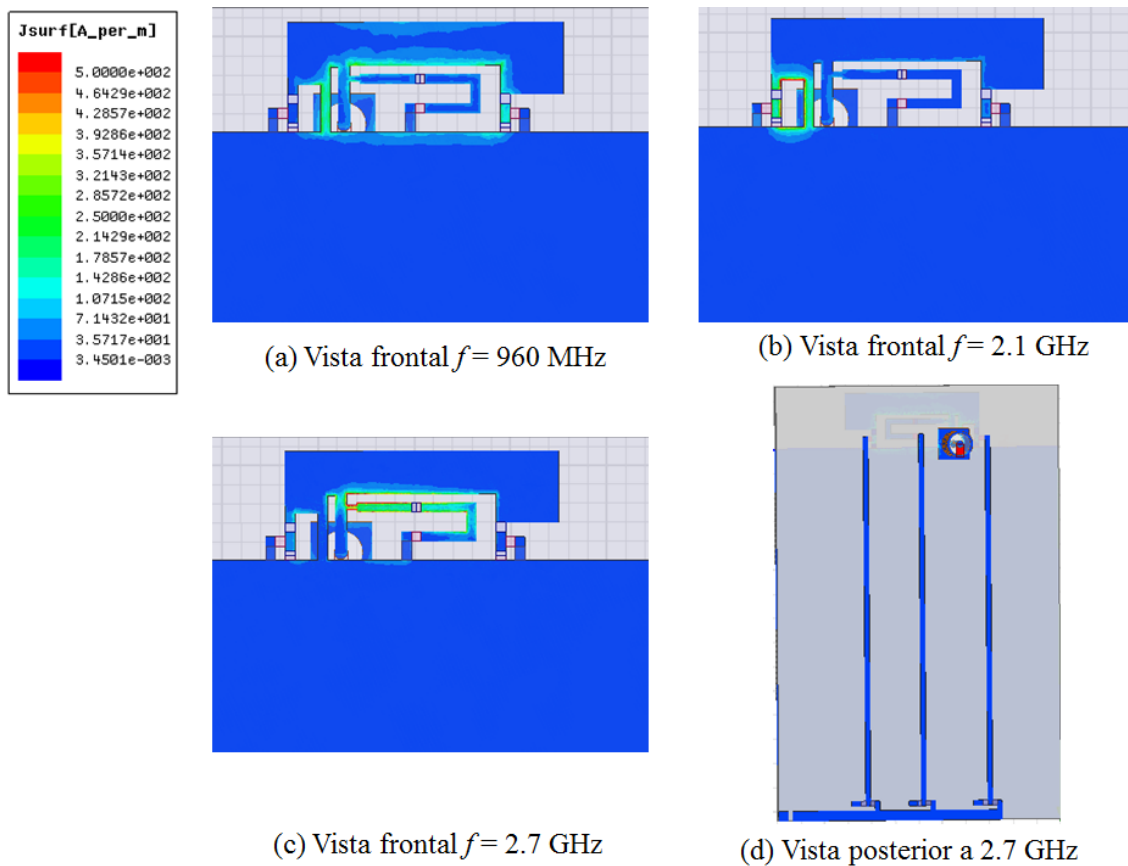


Figura 4.20 Distribución de corriente de la antena sintonizada en las frecuencias altas de cada intervalo.

espera que exista un patrón de radiación para cada banda, debido a que cada una es formada por un diferente resonador. Pero también es previsible que este patrón sea similar a lo largo de todo el intervalo de frecuencias.

Al igual que en la distribución de corriente, para obtener el patrón de radiación, se realizan dos estudios por computadora. El primero se lleva a cabo en las frecuencias bajas de sintonización y el segundo en las frecuencias altas de sintonización. En la figura 4.21 se muestran tres vistas del patrón de radiación en diferentes ángulos de observación para cada intervalo de sintonización en su frecuencia de operación mínima y su frecuencia de operación máxima propuestas. Al comparar el patrón de radiación a 760 MHz con el patrón a 960 MHz, se observa que ambos tienen una forma similar y aproximadamente omnidireccional, que comienza teniendo una forma ovalada en las frecuencias bajas, hasta tomar una forma relativamente más cuadrada en las frecuencias altas. En la banda media, se observa que tanto en la frecuencia de 1.7 GHz como en la frecuencia de 2.1 GHz, los patrones de radiación son también similares entre sí, pero la forma en ellos es direccional a pesar de ser radiados principalmente por una estructura de lazo que por sí sola genera patrones de radiación omnidireccionales. Esta direccionalidad es debida a la influencia del plano de tierra, así como al lazo 1 y el monopolo, que pueden verse como elementos reflectores. Por último, en la banda alta se observa que, también se mantiene la misma forma del patrón de radiación entre la frecuencia más baja de operación de 2.4 GHz y la frecuencia más alta de operación de 2.7 GHz, el cual presenta cierta omnidireccionalidad respecto al plano YZ, pero que es deformado principalmente porque este radiador se encuentra rodeado por el lazo 1.

De los resultados anteriores, se puede obtener la ganancia máxima de la antena en cada frecuencia. Esta ganancia, se puede obtener para cada frecuencia en cada estado de sintonización. Sin embargo,

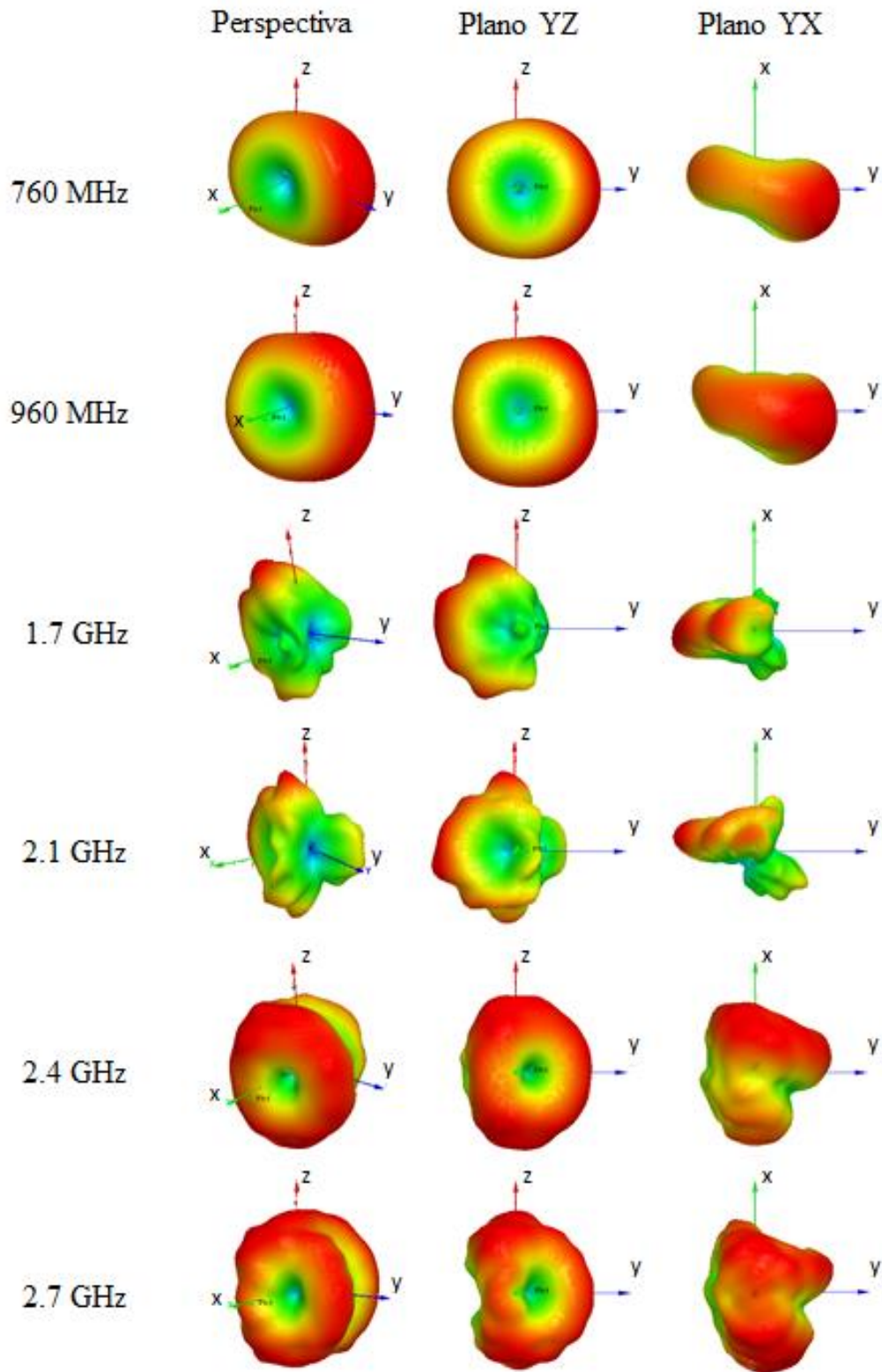


Figura 4.21 Patrones de radiación simulados de la antena a diferentes frecuencias de sintonización.

debido a que existe un número infinito de estados de sintonización, es imposible presentar todas las curvas de ganancia de cada estado para cada frecuencia, por lo que en la figura 4.22, se grafican únicamente las ganancias en los puntos donde se tiene la frecuencia de operación de cada banda en estados típicos de sintonización de la antena. A partir de la figura 4.22 se observa que para la banda alta la ganancia es próxima a 0 dB para todos los estados de sintonización, mientras que, para la banda baja y la banda media la ganancia incrementa conforme la frecuencia crece.

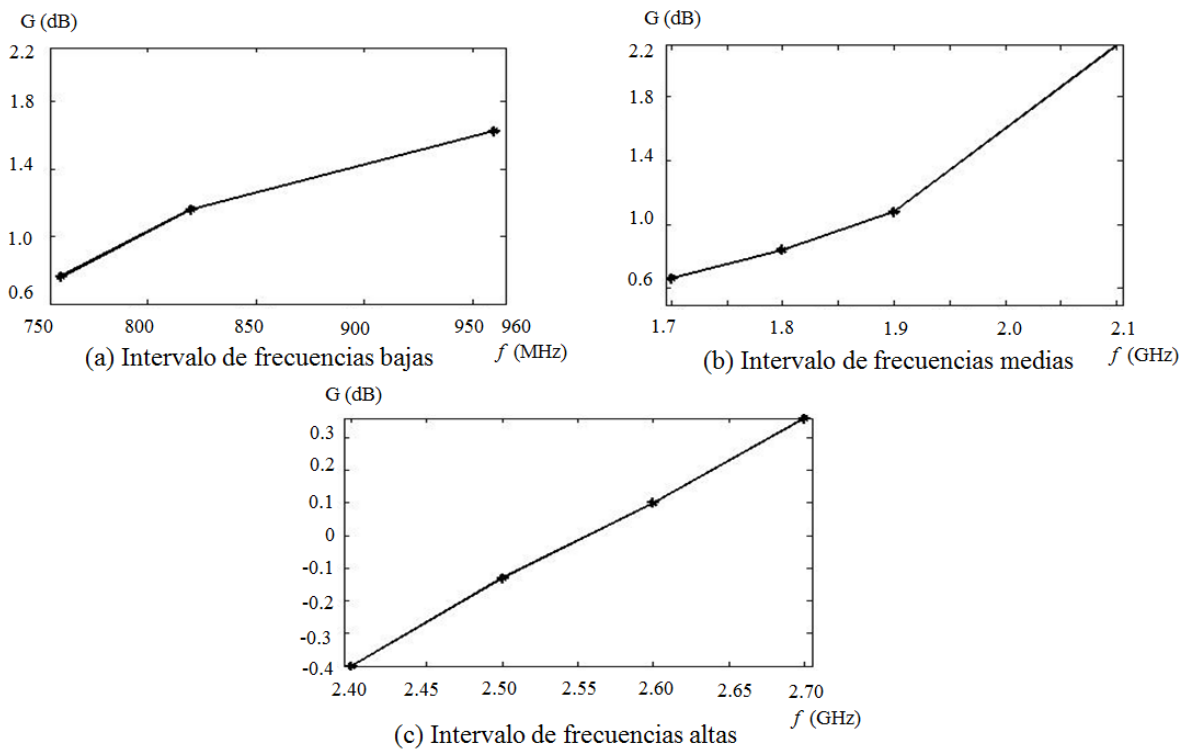


Figura 4.22 Ganancia simulada de la antena.

CAPÍTULO 5

CONSTRUCCIÓN Y CARACTERIZACIÓN DE LA ANTENA

En este capítulo se describe el proceso de construcción de un prototipo de la antena sintonizable propuesta en esta tesis. Posteriormente se procede a caracterizar la antena, comparando los parámetros medidos con los simulados, los cuales fueron obtenidos en el capítulo 4.

5.1 Construcción de la Antena

La antena está impresa sobre un sustrato RF45-0620 con dimensiones de 60 x 100 mm, permitividad relativa de 4.5 y espesor de 1.57 mm. En la cara frontal de la antena mostrada en la figura 5.1 (a), se encuentran los dos lazos, el monopolo y el plano de tierra impresos en cobre que tiene 0.035 mm de espesor. Las medidas de los lazos y el monopolo están especificadas en la figura 4.14 y la tabla 4.3. Además de los lazos y el monopolo impresos en la cara frontal, se tiene también una línea de transmisión de 1 mm de ancho que conecta a la antena con el conector SMA, el cual se encuentra en la parte posterior de la antena. Por su parte, los elementos discretos utilizados en la antena son de montaje superficial. Los capacitores de desacoplo C_1 y C_2 , así como el capacitor C_{d3} tienen un valor de 4 pF y soportan hasta 50 V, mientras que los capacitores C_{d1} y C_{d2} son de 15 pF y soportan hasta 50 V. Los inductores L_1 , L_2 y L_3 tienen un valor de 150 nH y soportan hasta 50 V. Finalmente, los diodos varactores que se utilizan para la sintonización de las bandas, tienen el número de parte SMV2020-079LF del fabricante Skyworks, con una curva de capacitancia contra voltaje de polarización inversa ilustrada en la figura 4.12.

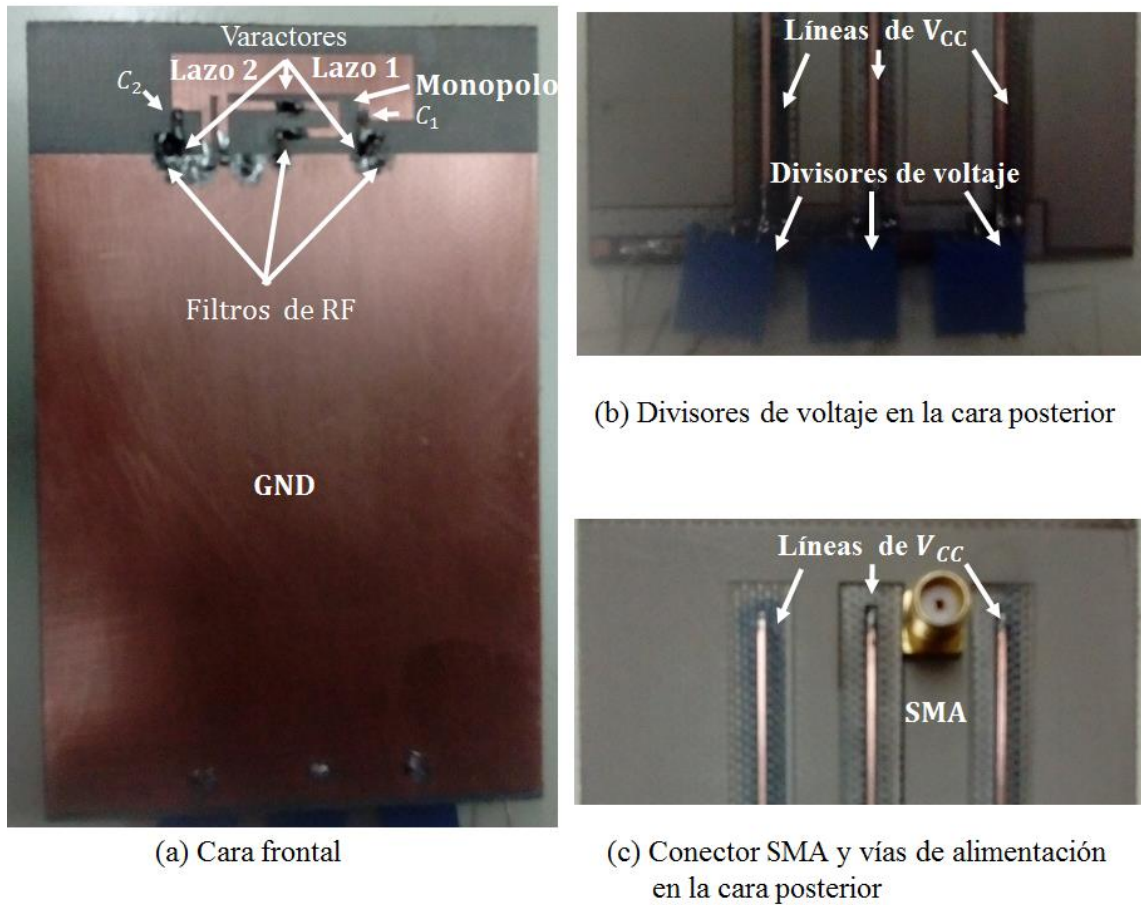


Figura 5.1 Antena propuesta.

En la cara posterior, se encuentra un conector SMA de 50 Ω , el cual se conecta hacia la línea de transmisión que alimenta la antena y al plano de tierra por medio de tres vías que atraviesan el sustrato. En esta cara también se encuentran tres líneas de alimentación de DC de 1 mm de ancho y 76.5 mm de longitud, que tienen la función de suministrar el voltaje de polarización inversa a los varactores.

El voltaje de cada varactor se varía por medio de tres divisores de voltaje que constan de un resistor de montaje superficial de 1.8 k Ω y un potenciómetro que va de 0 Ω a 20 k Ω . Los divisores de voltaje se colocan en el extremo más alejado de la antena, donde también se ubica el punto de alimentación con una fuente de voltaje de corriente continua de 22 V, como se muestra en la figura

5.1 (b). Al otro extremo de estas líneas, están conectadas 3 vías circulares de 0.3 mm de diámetro que atraviesan el sustrato hacia la cara frontal de la antena como se muestra en la figura 5.1 (c), donde se hace la conexión con los varactores por medio del filtro de RF encontrado en la parte frontal de la antena, como se muestra en la figura 5.1 (a).

5.2 Proceso de Caracterización de la Antena

Una vez terminada la construcción de la antena se realiza la caracterización de los principales parámetros de ésta. Este proceso se realiza en el siguiente orden:

1. Medición y comparación del parámetro S11.
2. Cálculo del intervalo de sintonización.
3. Medición y comparación del patrón de radiación de la antena.
4. Cálculo y comparación de la ganancia de la antena.

5.2.1 Parámetro S11 e intervalo de sintonización

La medición del parámetro S11 se realiza por medio del analizador de redes E8362B PNA mostrado en la figura 5.2, que tiene un intervalo de frecuencias que va de 10 MHz a 20 GHz. Para realizar las mediciones se emplea una fuente de alimentación con voltaje fijo de 22 V, el cual se aplica a los divisores de voltaje que proveen el voltaje de polarización a los lazos y el monopolo.

Para obtener la medición del parámetro S11 se realiza una variación de cada uno de los varactores por separado, como se hizo para obtener los resultados por computadora del capítulo 4. En el primer conjunto de mediciones se varía el voltaje de DC que polariza de manera inversa al varactor d_{v1} ,

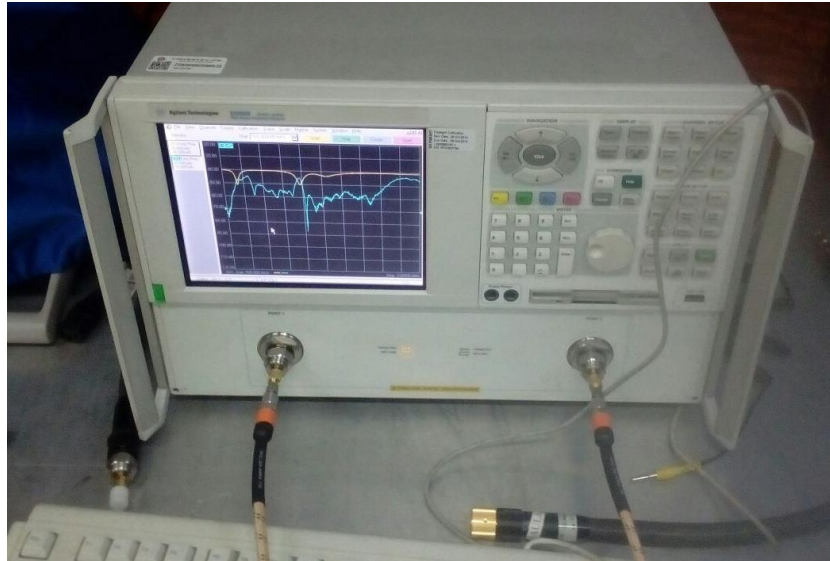


Figura 5.2 Analizador de redes utilizado para medir el parámetro S11 de la antena.

manteniendo constante los valores de capacitancia nominal de d_{v2} y d_{v3} en 1.5 pF y 0.64 pF, los cuales se obtienen al alimentar dichos varactores con un voltaje de 3.1 V y 9.2 V, respectivamente. Estos valores se eligen de tal manera que la banda media y la banda alta estén sintonizados en 1.7 GHz y 2.4 GHz. Los resultados obtenidos se muestran en la gráfica de la figura 5.3, donde se observan 3 curvas del parámetro S11. En la primera, las frecuencias de operación son: $f_{LB} = 760$ MHz, $f_{MB} = 1.7$ GHz y $f_{HB} = 2.4$ GHz. En la segunda curva las frecuencias de operación son similares excepto en la banda baja que está sintonizada a $f_{LB} = 820$ MHz y en la tercera curva la banda baja se sintoniza a $f_{LB} = 960$ MHz, manteniéndose constantes las frecuencias de operación de la banda media y la banda alta.

A partir de la figura 5.3, se concluye que el acoplamiento disminuye conforme crece la frecuencia central, pero en los tres casos se cumple con el requerimiento de estar por debajo de -6 dB, aceptable para dispositivos personales. También se observa que las variaciones en la frecuencia de operación de la banda media y la banda alta son prácticamente despreciables, pero sí se presenta una pequeña disminución en la profundidad del acoplamiento en ambas bandas al incrementar la

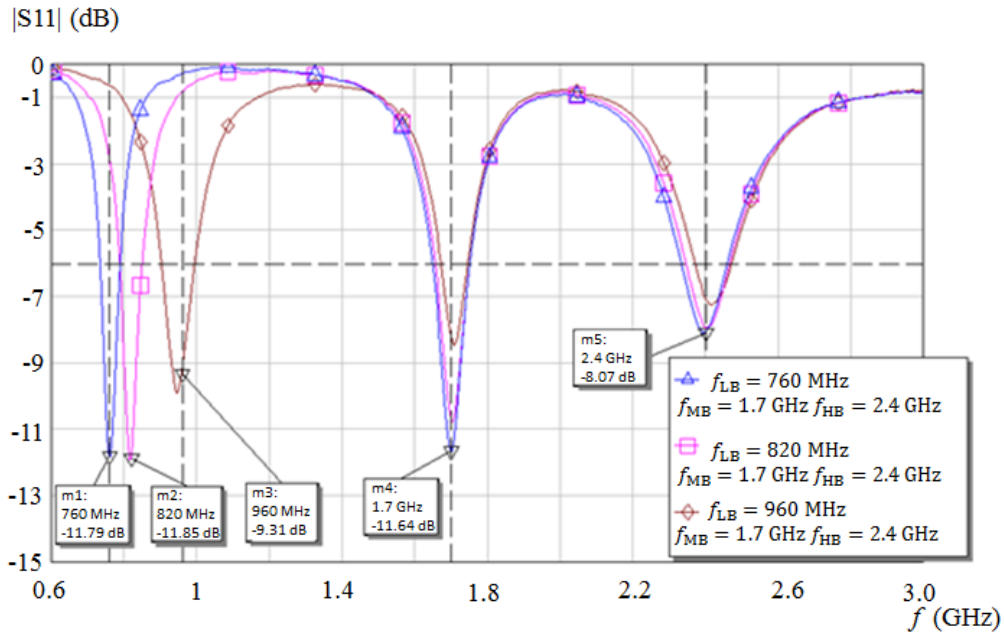


Figura 5.3 Gráfica del parámetro S11 medido de la antena al cambiar f_{LB} con f_{MB} y f_{HB} constantes. frecuencia central de la banda baja. De la figura 5.3, también se puede obtener el ancho de banda en los tres intervalos de frecuencia y en cada estado de sintonización de la banda baja. En el intervalo medio y en el intervalo alto, el valor más pequeño del ancho de banda es de 73 MHz y 102 MHz, respectivamente, con valores de S11 para el intervalo medio de -8.5 dB y en el intervalo alto de -7.3 dB. El ancho de banda y el coeficiente de reflexión para cada frecuencia de operación del intervalo de frecuencias bajas se muestra en la tabla 5.1. En esta tabla también se muestra el valor de la capacitancia y el voltaje de polarización del varactor d_{v1} requerido para tener dicho valor de capacitancia.

Tabla 5.1 Frecuencias de sintonización de la banda baja medidas.

f_{LB} (MHz)	BW (MHz)	S11(dB)	d_{v1} (pF)	V_{CC1} (V)
760	56	-11.79	2.1	1.8
820	61	-11.85	1.2	4.8
960	93	-9.13	0.37	17.7

Para el intervalo medio de frecuencias se realiza una variación en el voltaje de DC que polariza de manera inversa al varactor d_{v2} , manteniendo fija la capacitancia nominal de $d_{v1} = 2.1$ pF y $d_{v3} = 0.64$ pF, para que las frecuencias de operación se mantengan fijas en $f_{LB} = 760$ MHz y $f_{HB} = 2.4$ GHz. De esta forma, se obtienen las curvas del parámetro S11 mostradas en la figura 5.4. En esta figura se observa que en el intervalo bajo y el intervalo alto prácticamente no hay corrimientos en frecuencia debido al cambio en la frecuencia de operación de la banda media. Además, se muestra que en la banda baja, el coeficiente de reflexión tiene un valor de -11.8 dB y un ancho de banda de 52 MHz, para todas las curvas mostradas. Sin embargo, en la banda alta se tiene una reducción en el acoplamiento conforme se incrementa la frecuencia de operación de la banda media. Cuando $f_{MB} = 2.1$ GHz y $f_{HB} = 2.4$ GHz, el coeficiente de reflexión en la banda alta tiene un valor de -6.3 dB y un ancho de banda de 50 MHz, mostrando valores cercanos al límite requerido, pero cumpliendo siempre con éste. Para el intervalo medio, que es donde se realiza el cambio en la frecuencia operación, los resultados se presentan en la tabla 5.2, en la cual se muestra

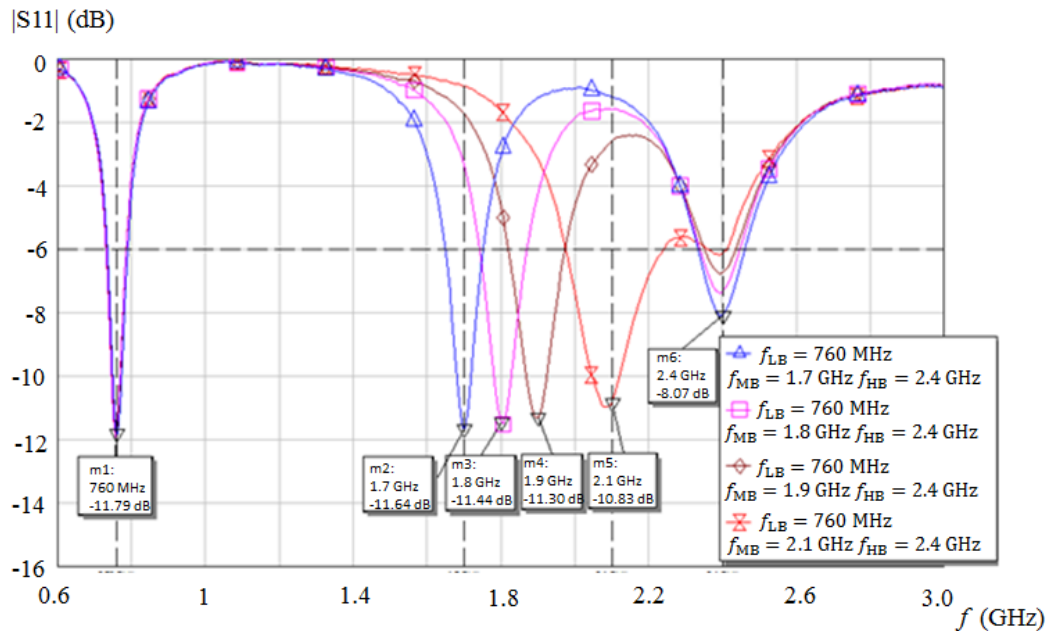


Figura 5.4 Gráfica del parámetro S11 medido de la antena al cambiar f_{MB} con f_{LB} y f_{HB} constantes.

Tabla 5.2 Frecuencias de sintonización de la banda media medidas.

f_{MB} (GHz)	BW (MHz)	$S11$ (dB)	d_{v2} (pF)	V_{CC2} (V)
1.7	103	-11.6	1.5	3.1
1.8	128	-11.4	1.15	5.6
1.9	156	-11.3	0.8	7.4
2.1	264	-10.8	0.38	17

la frecuencia de operación, el ancho de banda, el coeficiente de reflexión y el voltaje de polarización para cada valor de capacitancia de d_{v2} . De estos resultados se puede concluir que para cualquier frecuencia de operación se cumple con los requerimientos de ancho de banda y nivel de acoplamiento.

Finalmente, para observar el efecto de cambiar la frecuencia de operación de la banda alta, se varía la capacitancia nominal de d_{v3} , manteniendo ahora fijos a $d_{v1} = 2.1$ pF y $d_{v2} = 1.5$ pF para que $f_{LB} = 760$ MHz y $f_{MB} = 1.7$ GHz se mantengan constantes. En las curvas del parámetro S11 mostradas de la figura 5.5 se muestra que la variación de la frecuencia de operación de la banda alta no genera corrimiento en la frecuencia de operación y tampoco produce cambios en el coeficiente de reflexión y el ancho de banda de los intervalos bajo y medio, manteniendo la magnitud del parámetro S11 en -12 dB y -11 dB, con un ancho de banda de 53 MHz y 95 MHz, respectivamente. En el intervalo de frecuencias altas donde se realiza la variación de la frecuencia central, se obtienen los resultados mostrados en la tabla 5.3, por lo que se puede concluir que la frecuencia de operación, el ancho de banda y el coeficiente de reflexión para cada valor de capacitancia de d_{v3} , cumplen con los requerimientos necesarios.

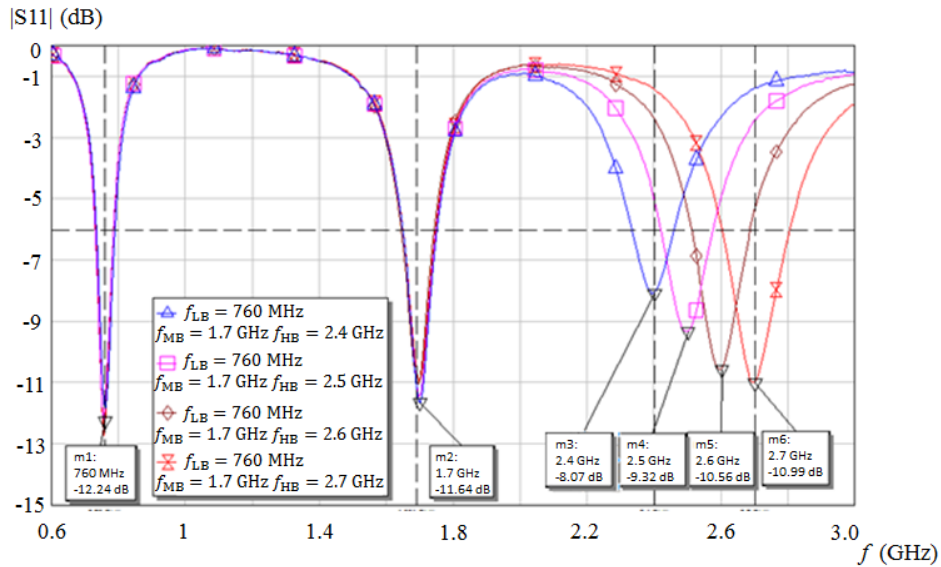


Figura 5.5 Gráfica del parámetro S11 medido de la antena al cambiar f_{HB} con f_{LB} y f_{MB} constantes.

Tabla 5.3 Frecuencias de sintonización de la banda alta medidas.

f_{MB} (GHz)	BW (MHz)	S11 (dB)	d_{v3} (pF)	V_{CC3} (V)
2.4	126	-8.1	0.64	9.2
2.5	156	-9.3	0.52	10.9
2.6	174	-10.6	0.45	13.5
2.7	200	-11.0	0.37	18

Al comparar los resultados simulados presentados en la sección 4.3 con los resultados medidos que se muestran en esta sección, se encuentra que:

- La antena cumple con los intervalos de sintonización propuestos: Los intervalos de sintonización van de 760 MHz a 960 MHz en la banda baja, de 1.7 GHz a 2.1 GHz en la banda media y de 2.4 GHz a 2.7 GHz en la banda alta.
- La antena cumple con el ancho de banda y magnitud del parámetro S11 requerido en todos los estados de sintonización: A pesar de que la magnitud del parámetro S11 medido es

menor respecto al simulado, la antena cumple con los requerimientos necesarios. Así mismo, el ancho de banda es más amplio al requerido por la aplicación. El peor de los casos se presenta cuando la banda media y la banda alta se encuentran en $f_{MB} = 2.1$ GHz y $f_{HB} = 2.4$ GHz, respectivamente.

- La sintonización de la frecuencia de operación de cada banda es independiente: El cambio en la frecuencia de operación de cada banda, no genera un corrimiento importante en la frecuencia de operación en las otras bandas.
- El cambio en la frecuencia de sintonización de un intervalo puede generar reducción en la profundidad del acoplamiento de los otros intervalos: Como se observa en la figura 5.3, la modificación de la frecuencia de operación de la banda baja puede modificar la magnitud del parámetro S11 de la banda media y de la banda alta. En la figura 5.4, se muestra que la modificación de la frecuencia de operación de la banda media únicamente incrementa la magnitud del parámetro S11 de la banda alta. En la figura 5.5 se presenta que el cambio en la frecuencia de operación de la banda alta no cambia la magnitud del parámetro S11 de la banda baja y de la banda media.
- Las capacitancias que se utilizan en la simulación para sintonizar cada frecuencia de operación, varían respecto a los valores nominales dados por el fabricante: Las capacitancias de los varactores propuestos en la simulación que se utilizan para alcanzar las frecuencias altas de cada intervalo de frecuencias son de 0.5 pF, pero de manera nominal, éstos son $d_{v1} = 0.37$ pF, $d_{v2} = 0.38$ pF y $d_{v3} = 0.37$ pF. Por otra parte, para alcanzar las frecuencias más bajas en cada intervalo de frecuencias, el valor de la capacitancia obtenida en la simulación es $d_{v1} = 1.2$ pF, $d_{v2} = 1$ pF y $d_{v3} = 0.85$ pF y de manera nominal, éstos son $d_{v1} = 2.1$ pF, $d_{v2} = 1.5$ pF y $d_{v3} = 0.64$ pF. A partir de esto es claro que existe una

variación entre las capacitancias empleadas en los resultados simulados y los estimados. Estas variaciones pueden deberse a que en la simulación no se consideraron algunos efectos parásitos que tienen los elementos físicos, en particular los relacionados con el encapsulado y las dimensiones del elemento, así como a las capacitancias e inductancias asociadas a la soldadura que se usa en las terminales de los varactores, capacitores e inductores que conforman esta antena. La diferencia que existe entre los valores nominales y simulados se puede observar de manera gráfica en la figura 5.6, donde se muestra que la variación mayor ocurre para las frecuencias bajas en cada intervalo de frecuencias.

5.2.2 Patrón de radiación

La medición del patrón de radiación se realizó en la cámara anecoica del Laboratorio de Compatibilidad Electromagnética de la ESIME-Zacatenco, utilizando un generador de señales

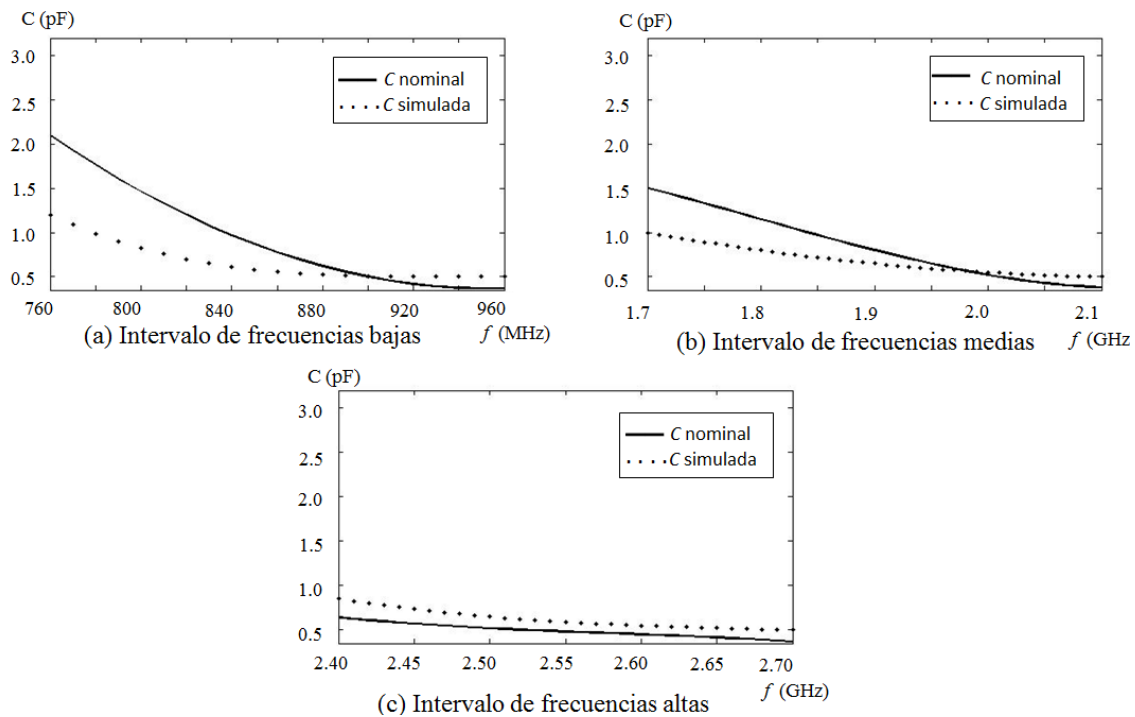


Figura 5.6 Capacitancia simulada y nominal del varactor contra frecuencia de sintonización.

modelo N5182A MXG conectado a una antena logarítmica HYPERLOG 4060, usada como “antena patrón”, de la cual se darán sus características más adelante, y un analizador de señales modelo N9010A EXA conectado a la antena bajo medición, la cual se denomina para estas pruebas como DUT (*Device Under Test*). En la figura 5.7 se muestra este equipo. Bajo estas condiciones de medición se obtendrán las curvas de mayor interés del patrón de radiación.

La medición del patrón de radiación se realiza únicamente en dos cortes, el plano XY y en el plano XZ de la antena cada cinco grados, debido a la complejidad que representa medir el patrón en tres dimensiones. Esta medición también se realiza únicamente para las frecuencias máximas y mínimas de cada intervalo, a partir de las cuales se puede considerar que en todas las frecuencias intermedias se tiene un patrón de radiación similar, como se demostró en el capítulo anterior. Los valores de potencia en dBm medidos se normalizan posteriormente para comparar el patrón medido



Figura 5.7 Equipo de medición del patrón de radiación y cámara anecoica con la antena patrón y el DUT.

con el simulado. En la figura 5.8 y 5.9 se muestran los patrones de radiación medidos. En cada gráfica de estas figuras se presentan dos curvas: la punteada muestra el patrón de radiación simulado, mientras que la curva continua corresponde al patrón de radiación medido.

Como se puede observar los patrones medidos no son idénticos a los patrones simulados, sin embargo, tienen una alta convergencia. Estas variaciones se deben a que en la simulación no se considera el efecto del cable empleado para conectar el DUT con el equipo de medición, los cables de la fuente de voltaje, la fuente de voltaje y la influencia de las condiciones de medición.

5.2.3 Ganancia de la antena

La ganancia máxima de la antena se obtiene en la dirección de máxima radiación en el espacio tridimensional. En el caso presente, debido a que las mediciones del patrón de radiación se realizaron únicamente en el plano XY y en el plano XZ, la ganancia máxima en estos dos planos no necesariamente es la máxima de la antena. Sin embargo, de acuerdo con las simulaciones, se prevé que los valores de ganancia máxima en los planos XY y XZ, serán cercanos a la ganancia máxima para cada banda. Además, debido a que existe un gran número de estados de sintonización, es muy complejo medir y representar todas las curvas de ganancia contra frecuencia en cada estado de sintonización de la antena, por lo que, tanto de manera simulada como de forma medida se presentan valores de ganancia sólo en frecuencias de operación representativas.

Las ganancias simuladas se pueden obtener directamente del software ANSYS HFSS 2015. Sin embargo, la ganancia medida no se obtiene de manera directa a partir de los datos del patrón de radiación, debido a que las mediciones realizadas son únicamente una relación entre la potencia transmitida y la potencia recibida. Existen diferentes formas de realizar la medición y el cálculo de

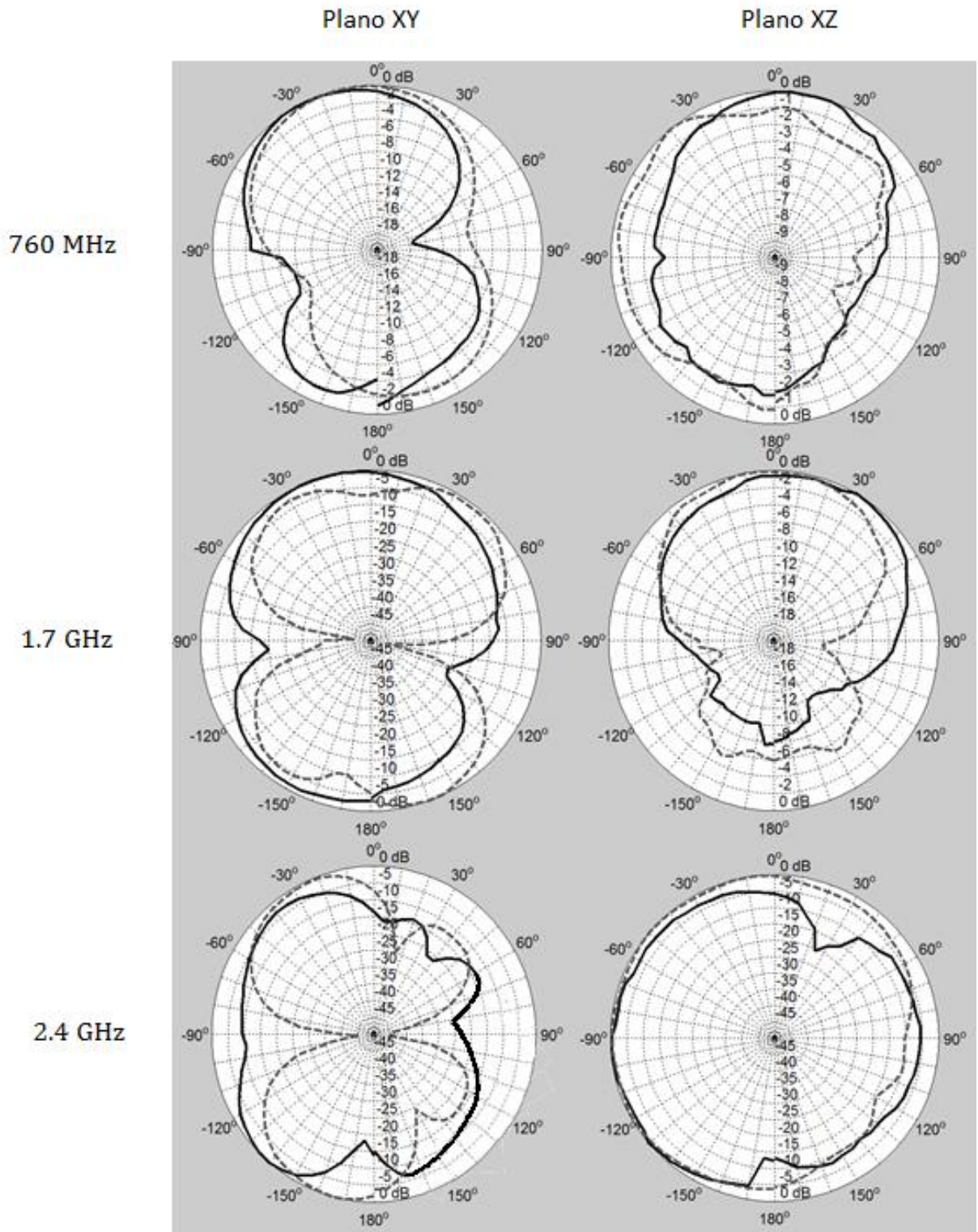


Figura 5.8 Patrón de radiación medido comparado con el patrón de radiación simulado del plano XY y del plano XZ para las frecuencias bajas de cada banda.

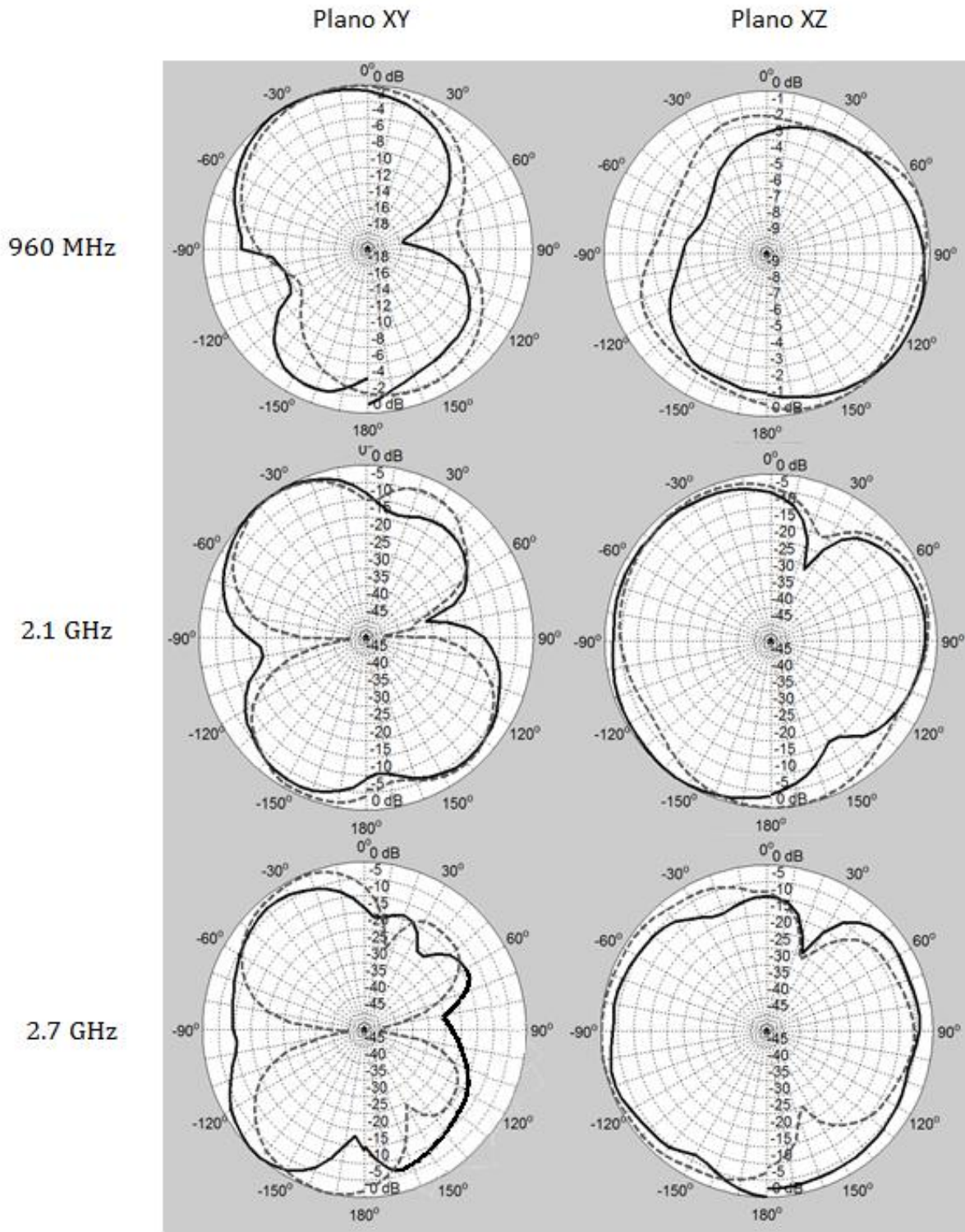


Figura 5.9 Patrón de radiación medido comparado con el patrón de radiación simulado del plano XY y del plano XZ para las frecuencias altas de cada banda.

la ganancia, por ejemplo, mediante el método de las dos antenas, el método de las tres antenas y el método de las cuatro antenas [82, 83]. El cálculo de la ganancia de la antena propuesta en esta tesis se realizará por el método de las dos antenas, la cual tiene dos variantes: El método de la ganancia absoluta, que requiere de dos antenas idénticas y que se utiliza principalmente para medir antenas que posteriormente serán utilizadas como “antenas patrón” y el método de la ganancia de referencia, el cual requiere de una antena patrón (de la cual se conocen todas sus características), para calcular posteriormente la ganancia del DUT.

La figura 5.10 muestra la gráfica de la ganancia y del parámetro S11 de la antena utilizada como antena patrón, mientras que la figura 5.11 presenta la maqueta de medición, donde el generador de señales envía una oscilación senoidal a la frecuencia de medición hacia la antena patrón, con una potencia previamente medida y calibrada que considera las pérdidas introducidas por los cables, tanto de la conexión entre el generador de señales y la antena patrón como de la conexión entre el DUT y el analizador de señales, que es el equipo usado para medir la potencia recibida en la antena bajo medición. Además, se toma en cuenta una distancia de separación r entre las antenas que cumple con la región de campo lejano para todas las frecuencias. Esta separación se calcula mediante la ecuación 1.1, obteniendo que el límite entre el campo cercano y el campo lejano es

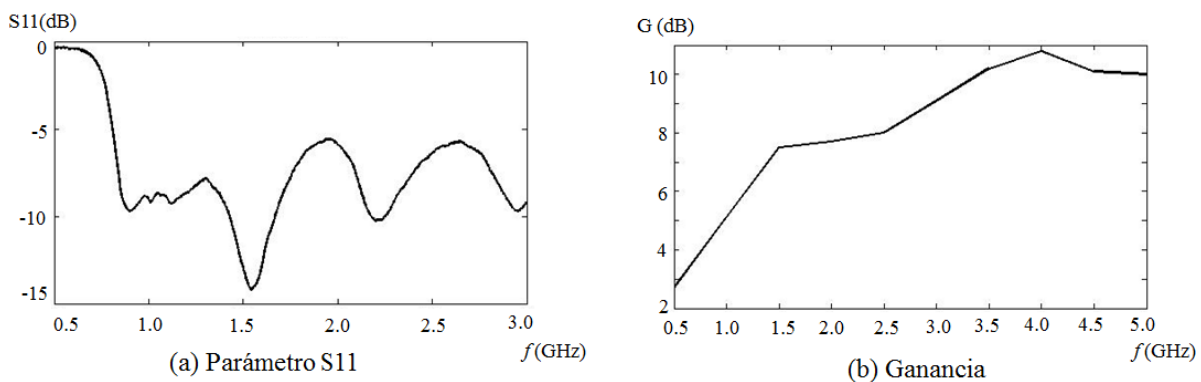


Figura 5.10 Características de la antena patrón.

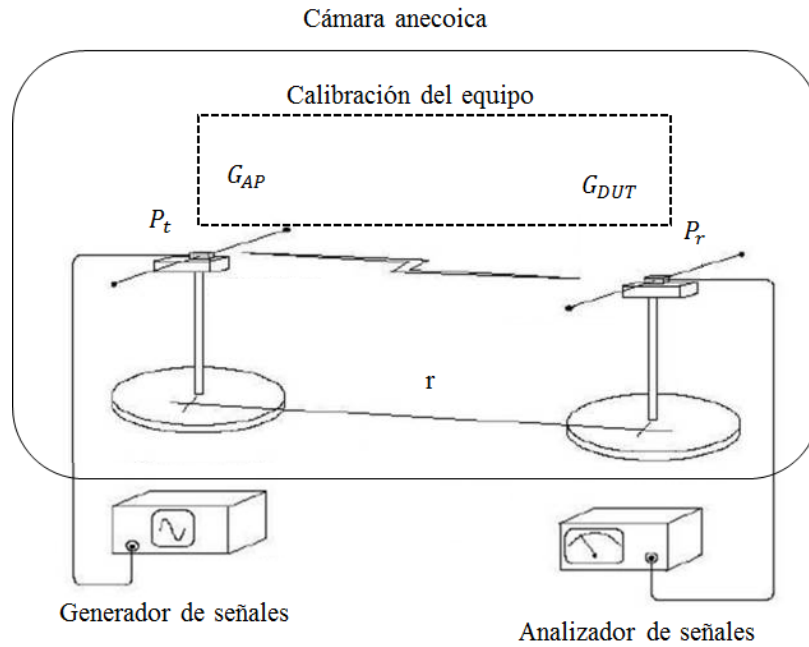


Figura 5.11 Diagrama de medición de la ganancia de la antena.

$R=60$ cm. Por lo tanto, se propone una distancia $r = 90$ cm a partir del centro de fase de ambas antenas, para asegurar que la antena se encuentre en la región de campo lejano durante todo el proceso de medición.

Finalmente, es necesario considerar las pérdidas por acoplamiento entre la antena y el equipo terminal, así como las pérdidas por propagación incluidas en el modelo de Friis, quedando la ecuación para el cálculo de la ganancia expresada en dB como [83]:

$$G_{DUT}[\text{dB}] = 20 \log \sqrt{\frac{P_t}{P_r}} - 20 \log \frac{\lambda}{4\pi r} - G_{AP}[\text{dB}] - S11[\text{dB}] - S22[\text{dB}] \quad (5.1)$$

A partir de esta ecuación se obtiene las gráficas de la figura 5.12 donde se muestra con una línea continua la ganancia simulada y de manera punteada la ganancia medida. A partir de estas gráficas, se puede observar que la ganancia es relativamente pequeña. Esto se debe a que los radiadores son aproximadamente omnidireccionales y tienen elementos de almacenamiento de energía como son los capacitores, inductores y varactores. Además se observa que conforme se reduce la frecuencia

de operación, la ganancia también disminuye. Esto se debe, principalmente, a que los radiadores son eléctricamente más pequeños. A partir de las mediciones realizadas a lo largo de este capítulo se puede concluir que la antena construida tiene una alta convergencia con los resultados obtenidos por computadora en el capítulo 4.

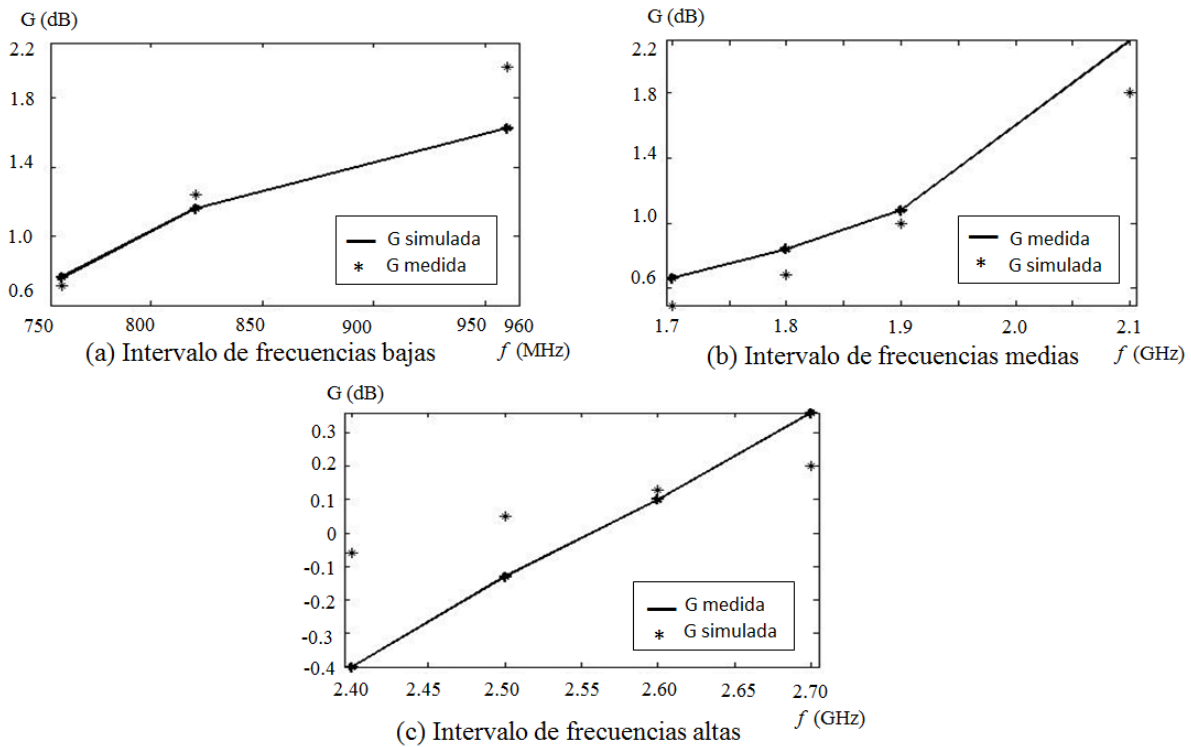


Figura 5.12 Ganancia medida y ganancia simulada.

CONCLUSIONES

Las antenas magnéticas tienen las características eléctricas más robustas frente a cambios en las propiedades eléctricas del medio. Como se analiza en el capítulo 1, el cuerpo humano es uno de los principales factores que pueden traer cambios en la permitividad del medio. Éste al ser principalmente un dieléctrico, afecta en mayor grado a los campos eléctricos y en menor medida a los campos magnéticos. En la zona de campo cercano las antenas magnéticas tienen como campo dominante al campo magnético, por lo tanto, la impedancia de la antena es menos vulnerable respecto a la proximidad del cuerpo humano, teniendo como consecuencia una alta robustez en otras características eléctricas de la antena como la frecuencia de resonancia y el ancho de banda.

En la actualidad las antenas para telefonía celular deben cumplir varios requerimientos como una facilidad de integración a los dispositivos móviles actuales, una alta robustez frente a la cercanía del cuerpo humano, un bajo nivel de SAR y un funcionamiento multibanda como se analiza en el capítulo 2. Los monopolos doblados, tienen una alta facilidad de integración en los dispositivos móviles actuales y también pueden ser multibanda o de banda ancha, al resonar en múltiples modos o tener más de un brazo para generar diferentes longitudes de onda. Sin embargo, en la zona de campo cercano, el campo reactivo es principalmente eléctrico, por lo tanto, son altamente vulnerables a cambios en sus parámetros eléctricos debido a la proximidad del cuerpo humano. Las antenas PIFA, son frecuentemente propuestas en esta aplicación debido a su bajo nivel de SAR y mayor robustez a la cercanía del cuerpo humano respecto a los monopolos, así como una operación multibanda gracias a ranuras, múltiples brazos o modificaciones en el elemento resonante. Sin embargo, estas antenas tienen la limitante de ocupar un espacio tridimensional, haciendo más compleja su integración a los dispositivos móviles actuales. Por otra parte, los lazos además de

tener una alta robustez frente al acercamiento del cuerpo humano, un nivel de SAR aceptable y ser altamente integrables en los teléfonos celulares actuales, también pueden tener la característica multibanda al resonar en dos de sus modos o tener múltiples trayectorias. Por lo tanto, la configuración de antena de lazo es compatible con los requerimientos para esta aplicación.

Una de las principales ventajas de utilizar antenas reconfigurables y sintonizables en dispositivos móviles actuales, es la capacidad que tienen estas antenas para adaptarse a múltiples estándares que operan en diferentes bandas de frecuencias. Además de esto, las antenas sintonizables tienen la importante ventaja de manejar anchos de banda angostos que permiten rechazar eficazmente las señales interferentes fuera de banda y con ello, mejorar la calidad de la recepción. Por otra parte, al poder modificar el parámetro S_{11} se pueden buscar las mejores condiciones de acoplamiento entre el transceptor y la antena, mejorando la sensibilidad y el consumo de potencia. Como se analiza en el capítulo 3, las antenas sintonizables, a diferencia de las antenas reconfigurables tienen la ventaja de modificar su frecuencia de operación en tiempo real, gracias a un bloque de retroalimentación. Lo anterior permite contrarrestar el desacoplamiento de la antena debido a cambios en el medio, reduciendo las pérdidas por retorno, pero utilizando un sistema relativamente más complejo.

Existen múltiples topologías de antenas sintonizables y reconfigurables. Al utilizar antenas que modifican su frecuencia de operación por medio de impedancias variables dentro de su estructura, se tienen dos grandes ventajas: La primera es la capacidad de sintonizar de manera independiente cada banda de frecuencias de la antena, siempre y cuando se elija una posición adecuada del dispositivo que ajusta la impedancia, dentro de la estructura de la antena. La segunda ventaja es la posibilidad de variar la frecuencia de operación de una forma continua, dentro de un ancho de

banda determinado. De esta manera, la antena puede ajustarse a cualquier valor de frecuencia para optimizar su desempeño, de acuerdo con los requerimientos de la aplicación.

La antena propuesta en el capítulo 4 está compuesta de tres resonadores (dos lazos y un monopolo). En cada uno se encuentra un varactor utilizado como impedancia variable que permite tener tres bandas que se sintonizan de manera independiente en los intervalos de 760 MHz a 960 MHz, 1.7 GHz a 2.1 GHz y 2.4 GHz a 2.7 GHz, cubriendo prácticamente todas las frecuencias requeridas en los sistemas de telefonía celular 3G, 4G y la banda ISM de 2.4 GHz para estándares como WiFi y Bluetooth. Además, la antena ocupa un pequeño espacio (29.2 mm x 11.7 mm) que es menor al utilizado por muchos tipos de antenas para terminales móviles. De esta forma se puede ahorrar espacio en la terminal que se puede aprovechar para agregar otra antena en una configuración de tipo MIMO.

Debido a que los resonadores de lazo tienen trayectorias cerradas, además de introducir un varactor como elemento de sintonización, se necesita un circuito de desacoplamiento que posibilite la polarización a corriente directa del varactor. Sin embargo, las vías de alimentación de voltaje de corriente continua pueden causar modificaciones en el desempeño de la antena, debido a que también están hechas de conductores y pueden comportarse como radiadores o reflectores que pueden alterar el comportamiento de la antena. Una manera de reducir las oscilaciones interferentes captadas por las vías de alimentación es mediante la ortogonalización de la posición entre las vías y la antena, sin embargo, esto genera el incremento en el volumen de la antena, por lo que no es una opción viable. Otra manera de reducir el efecto de estas vías se logra a través de un filtro de desacoplamiento compuesto de un inductor y un capacitor como el que se usa en la antena propuesta en esta tesis.

De acuerdo a los resultados obtenidos con las mediciones y las simulaciones, se puede concluir que la antena desarrollada y caracterizada en el capítulo 5 es capaz de satisfacer los requerimientos necesarios para sistemas de comunicaciones personales, cumpliendo con las características de ser multibanda, tener un coeficiente de reflexión por debajo del límite necesario para la aplicación y contar con una característica de alta robustez frente a las oscilaciones interferentes, gracias a las bandas angostas de la antena. Adicionalmente, la antena presenta un patrón de radiación que varía muy poco respecto a las frecuencias de sintonización de cada banda, lo cual no siempre ocurre en antenas pasivas de banda ancha.

La antena tiene ganancias relativamente bajas, lo cual es esperable porque los radiadores tienen patrones aproximadamente omnidireccionales y también porque las pérdidas introducidas por los circuitos de desacoplamiento no fueron consideradas en el proceso de su diseño por computadora. Sin embargo, los niveles obtenidos son aceptables para la aplicación específica de una terminal móvil en un sistema de comunicaciones personales. Otro factor por considerar es que la antena también utiliza una fuente de voltaje externa, por lo cual existe un consumo de potencia mayor respecto a las antenas pasivas. Sin embargo, este consumo de potencia es muy bajo, debido a que los varactores están polarizados de manera inversa.

Por todo lo anteriormente expuesto se puede afirmar que la antena desarrollada en esta tesis tiene ventajas importantes con respecto a las antenas comúnmente utilizadas en terminales móviles. Existen por supuesto, algunos inconvenientes como es la mayor complejidad de la antena. Sin embargo, en las aplicaciones donde se valore más el buen desempeño operativo, la antena propuesta en esta tesis puede ser una buena alternativa, ya que es flexible y se adapta para maximizar la buena calidad de la comunicación en los sistemas móviles personales.

LISTA DE REFERENCIAS

- [1] Constantine A. Balanis, “Antenna Theory Analysis and Design”, Third Edition, Ed. John Wiley & Sons, Inc., New Jersey, USA, 2005.
- [2] Majid Manteghi, Ali A. Younis, “On Study of the Near-Fields of Electric and Magnetic Small Antennas in Lossy Media”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 62, No. 12 pp. 6491-6495, December 2014.
- [3] Zhi Ning Chen, “Antennas for Portable Devices”, West Sussex, England, Ed. John Wiley & Sons, Inc., 2007.
- [4] Robert C. Hansen, Robert E. Collin, “Small Antenna Handbook”, New Jersey, USA, Ed. John Wiley & Sons, Inc., 2011.
- [5] Konstantina S. Nikita, Georgios S. Stamatakos, Nikolaos K. Uzunoglu and Aggelos Karafotias, “Analysis of the Interaction Between a Layered Spherical Human Head Model and a Finite-Length Dipole”, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vo. 48, No. 11, pp. 2003-2013, November 2000.
- [6] Wen-Tzu Chen and Huey-Ru Chuang, “Numerical Computation of Human Interaction with Arbitrarily Oriented Superquadric Loop Antennas in Personal Communications”, IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. 46, No. 6, pp. 821-828, June 1998.
- [7] Yun-Wen Chi and King-Lu Wong, “Printed Dual-Band Loop Antenna for Mobile Phone Application”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation Society International Symposium, Honolulu, HI, USA, pp. 3576-3579, June 2007.
- [8] Kin-Lu Wong and Chih-Hong Huang, “Penta-Band Printed Loop Antenna for Mobile Phone”, IEEE International Workshop on Antenna Tecnology: Small Antennas and Novel Materials, Chiba, Japan, pp. 99-102, 4-6 March 2008.
- [9] N.A. Saidatu, P.J. Soh, Y. Sun, D. Lauder, A.A.H. Azremi, “Multiband Fractal PIFA (Planar Inverted F Antenna) for Mobile Phones”, IEEE, 7th International Symposium on Wireless Communication System, York, UK, pp. 671-675, September 2010.

- [10] Sang Heun Lee, Ki Joon Kim, Byoung-nam Kim, Jung-Kun Oh, Young Joong Yoon, "Multi-Band Coupled Feed Loop Antenna for Mobile Handset", IEEE, Asia Pacific Microwave Conference, Singapore, Singapore, pp. 2703-2706. December 2009.
- [11] Wen-Shan Chen, Yi-Cheng Wu, Han-Jie Lin and Jen-Chih Hsu, "Coupled-Fed Meandered Loop Antenna for Mobile Phone Applications", Proceedings of International Symposium on Antennas and Propagation, Kaohsiung, Taiwan, pp. 495-496, December 2014.
- [12] Jui-Han Lu, Jia-Ling Guo, "Small-Size Octaband Monopole Antenna in an LTE/WWAN Mobile Phone", IEEE Antennas and Propagation Letters, Vol. 13, pp. 548-551, March 2014.
- [13] OhBoum Kwon, Woojoong Kim, YoungJoong Yoon, "A Compact Printed Monopole Antenna with Coupled Elements for GSM/UMTS/LTE & UWB in Mobile", IEEE Proceedings of the International Symposium on Antennas and Propagation, Nanjing, China, pp. 450-453, October 2013.
- [14] Corbett Rowwell and Edmund Y. Lam, "Mobile-Phone Antenna Design", IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 54, No. 4, pp. 14-34, August 2012.
- [15] Y.-Y. Lu, S.-C. Wei, C.-Y. Li, and H.-C. Huang, "Design of 2.45 GHz Planar Meander Dipole Antenna", IEEE 7th International Conference on Intelligent Information Hiding and Multimedia Signal Processing, Dalian, China pp. 5-8, October 2011.
- [16] Y. Hwang, Y. P. Zhang, T. K. C. Lo, K. M. Luk, and E. K. N. Yung, "Miniaturization on Planar Antennas with Very High Permittivity Materials", IEEE Asia-Pacific Microwave Conference, Hong Kong, Hong Kong, pp. 217-220, December 1997.
- [17] R. King, C. W. Harrison and D. H. Denton, "Transmission-Line Missile Antennas", IRE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 8 No. 1, pp. 88-90, January 1960.
- [18] S. Prasad and R. W. P. King, "Experimental Study of Inverted L, T and Related Transmission-Line Antennas", Journal Research of the National Bureau of Standards-D. Radio Propagation, Vol. 65D, No.5, pp. 449-454, Sept-Oct 1961.

- [19] David M. Pozar, "Microwave Engineering", Fourth edition, USA, Ed. John Wiley & Sons, Inc., 2012.
- [20] R. E. Munson, "Conformal Microstrip Antennas and Phased Arrays", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.22, No 1, pp. 74-78, January 1974.
- [21] W. F. Richards, Y. T. Lo and D. D. Harrison, "A improved Theory for Microstrip Antennas and Applications" IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol 29, No. 1, pp 38-46, January 1981.
- [22] M. A. C. Niamien, S. Collardey, A. Sharaiha and K. Mahdjoubi, "Printed Inverted-F Antennas Over Lossy Magnetodielectric Materials: Theoretical Approach and Validations", IET Microwaves, Antennas & Propagation, Vol. 8, No. 7, pp. 513-522, May 2014.
- [23] J. L. T. Garzon, A. A. de Salles, A. C. O. Pedra and S. Severo, "T- Slot PIFA whit Excitation of the Ground Plane Resonant Modes and Considerations of the Interaction Between Antenna, Mobile Handset and User's Head", IEEE MTT-S International Microwave & Optoelectronics Conference, Rio de Janeiro, Brazil, pp. 1-5, August 2013.
- [24] T. Gandara and C. Peixeiro, "Compact Triple-Band Double U-Slotted Planar Inverted-F Antenna", IEEE 15th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Barcelona, Spain, pp. 417-421, September 2004.
- [25] A. Verma and A. Chauhan, "Compact Slotted Meandered PIFA Versus Conventional PIFA Antenna for DCS, GPS, Bluetooth/WLAN, 4G LTE, WiMAX, UMTS, GLONASS Applications", IEEE 3rd International Conference on Computing for Sustainable Global Development (INDIACom), New Delhi, India, pp. 951-954, March 2016.
- [26] C. Zhang, S. Yang, S. Lee, S. El-Ghazaly, A. E. Fathy, H. K. Pan and V. K. Nair, "A Low-Profile Twin-PIFA Laptop Reconfigurable Multi-Band Antenna for Switchable and Fixed Services Wireless Applications", IEEE/MTT-S International Microwave Symposium, Honolulu, HI, USA, pp. 1209-1212, June 2007.
- [27] Mikko K. Kärkkäinen, "Meandered Multiband PIFA with Coplanar Parasitic Patches", IEEE Microwaves and Wireless Components Letters, Vol. 15, No, 10, pp 630-632, October 2005.

- [28] Dalia M. Elsheakh and Esmat A. Abdallah, "Compact Multiband Multifolded-Slot Antenna Loaded with Printed-IFA", *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*, Vol 11, pp. 1478-1481, December 2012.
- [29] A. Sulima, K.S. Han, V. Rakytyanskyy and J.W. Kim, "A Modified Printed-F Antenna for Mobile Communications", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, San Diego, CA, USA pp. 1-4, July 2008.
- [30] Yuehe Ge, Karu P. Esselle and Trevor S. Bird, "A Spiral-Shaped Printed Monopole Antenna for Mobile Communications", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Albuquerque, NM, USA, pp. 3681-3684, July 2006.
- [31] Chia-Mei Peng, I-Fong Chen and Chia-Te Chien, "A Novel Hexa-Band Antenna for Mobile Handsets Application", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 59, No. 9, pp. 3427-3432, September 2011.
- [32] Yu-Jen Chi and Fu-Chiang Chen, "Compact Printed Hepta-Band Monopole Antenna for Mobile Devices", *IEEE Proceedings of Asia Microwave Conference*, Yokohama, Japan, pp. 2216-2219, December 2010.
- [33] Basari, "A Planar Loop Antenna for Health Monitoring Device Aimed at Body-Centric Wireless Communication Applications", *IEEE 2nd International Conference on Biomedical Engineering (ICoBE)*, Penang, Malaysia, pp. 1-5, September 2015.
- [34] Kin-Lu Wong and Chih-Hong Huang, "Penta-Band Printed Loop Antenna for Mobile Phone", *Proceedings of International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, Chiba, Japan, pp. 99-102, March 2008.
- [35] Amna Ikram, Claes Beckman, and Stefan Irscher, "Design and Development of a Multiband Loop Antenna for Cellular Mobile Handsets", *IEEE International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, Hong Kong, China, pp. 251-254, March 2011.
- [36] Yun-Wen Chi and Kin-Lu Wong, "Internal Compact Dual-Band Printed Loop Antenna for Mobile Phone Application", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 55, No. 5, pp. 1457- 1462, May 2007.

- [37] Hang Xu, Hanyang Wang, Steven Gao, Hai Zhou, Yi Huang, Qian Xu and Yujian Cheng, “A Compact and Low-Profile Loop Antenna with Six Resonant Modes for LTE Smartphone”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 64, No. 9, pp. 1457-1462, September 2016.
- [38] Ping Wang and Zhiqiang Cai, “Planar Printed Loop Antenna With Less No-Ground Space for Hepta-Band Wireless Wide Area Network/Long-Term Evolution Mobile Handset”, IEEE Vol. 52, No. 15, pp. 1284-1286, July 2016.
- [39] Sang Heun Lee, Ki Joon Kim, Byoung-nam Kim, Jung-Kun Oh and Young Joong Yoon, “Multi-band Coupled Feed Loop Antenna for Mobile Handset”, IEEE Asia Pacific Microwave Conference, Singapore, Singapore, pp. 2703-2706, January 2009.
- [40] Ángel Cardama A., Lluís Jofre R., Juan M. Rius C., Jordi Romeu R., Sebastián Blanch B. y Miguel Ferrando B., “Antenas”, Segunda Edición, Edicions UPC, Cataluña, España, 2002.
- [41] Bing Chiang, Douglas Blake K. and Enrique Ayala V., “Slot Antennas for Electronic Devices”, U.S. Patent 0 256 757, October 2009.
- [42] Xia Xiao, Wei-Hua Zong, Shan-Dong Li, Xiang-Yang Wei and Xiao-Yun Qu, “A Wideband Slot Antenna for Mobile Phone Applications”, IEEE 5th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP), Kaohsiung, Taiwan, pp. 417-418, July 2016.
- [43] Samantha Caporal Del Barrio, Mauro Pelosi, Ondrej Franek and Gert F. Pedersen, “Coupling Element Antenna with Slot Tuning for Handheld Devices at LTE Frequencies”, IEEE 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Prague, Czech Republic, pp. 3587-3590, March 2012.
- [44] Ricardo Gómez, “Antenas de Banda Ultra Ancha para Terminales Móviles”, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Ciudad de Mexico, México, 2016.
- [45] T. V. Yioultsis, T. I. Kosmanis, E. P. Kosmidou, T. T. Zygiridis, N. V. Kantartzis, T. D. Xenos, and T. D. Tsiboukis, “A Comparative Study of the Biological Effects of Various Mobile Phone and Wireless LAN Antennas”, IEEE Transactions on Magnetism, Vol. 38, No.2, pp. 777-780, March 2002.

- [46] C. Picher, J. Anguera, A. Andújar, C. Puente and S. Kahng, "Analysis of the Specific Absorption Rate in Handset Antennas with Slotted Ground Planes", IEEE Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation, Barcelona, Spain, pp. 1-5, July 2010.
- [47] A. D. Frost, "Parametric Amplifier Antenna", IEEE Transactions on Antenna and Propagation, Vol. 12, No. 2, pp. 234-235. March 1964.
- [48] J.R. Copeland, W.J. Robertson and R. G. Verstraete, "Antennafier arrays", IEEE Transactions on Antenna and Propagation, Vol. 7, No. 2, March 1997.
- [49] Ahmet Aktug, Ahmet Degirmenci, Sebnem Sayginer, "A high Efficiency, 40dBm, 728-768 MHz MMIC Doherty Power Amplifier Using Low-Voltage GaAs HBT Technology for LTE and Active Antenna System Applications", IEEE International Wireless Symposium (IWS), Shenzhen, China, pp. 1-3, July 2015.
- [50] Arash Valizade, Pejman Rezaei and Ali Asghar Orouji, "Design of Reconfigurable Active Integrated Microstrip Antenna Whit Switchable Low-Noise Amplifier/Power Amplifier Performances for Wireless Local Area Network and WiMAX Applications", IET Microwaves, Antennas & Propagation, Vol. 9, No. 9, pp. 872-881, December 2015.
- [51] Eng Hock Lim, Kwok Wa Leung, "Compact Multifunctional Antennas for Wireless Systems", First Edition, Ed. John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, USA, 2012.
- [52] J. A. Navarro and K. Chang, "Integrated Active Antennas and Spatial Power Combining", First Edition, Ed. John Wiley & Sons, Inc., New York, USA, 1996.
- [53] Davor Bonefačić and Juraj Bartolić, "Spatial Power Combining Arrays of Push-Pull Oscillating Antennas", IEEE 30th European Microwave Conference, Paris, France, France pp. 1-4, October 2000.
- [54] Zhi-Hong Liu, Yu-Wei Chang and Tzyh-Ghuang Ma, "High-Efficiency Self-Oscillating Active Integrated Antenna Using Metamaterial Resonators and Its Application to Multicarrier Radio Frequency Identification Systems", IEEE Transactions on Antennas and Propagation Vol. 64, No. 9, pp. 3803-3810 September 2016.

- [55] Jean-Marc Laheurte, "Compact Antennas for Wireless Communications and Terminals", Ed. John Wiley & Sons Ltd, Great Britain and United States, 2011
- [56] Jeremy B. Muldavin and Gabriel M. Rebeiz, Fellow, "High-Isolation CPW MEMS Shunt Switches Part 1: Modeling", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, No. 6, pp. 1054-1052, June 2000.
- [57] Gabriel M. Rebeiz, "RF MEMS: Theory, Design and Technology", Ed. John Wiley & Sons, Inc., New Jersey, USA, 2003.
- [58] Íñigo Gutiérrez, Juan Meléndez, Erik Hernández "Design and Characterization of Integrated Varactors for RF Applications", John Wiley & Sons Ltd, England, 2006.
- [59] M. Marrero-Martin, J. Garcia, B. Gonzalez, and A. Hemaíndez, "Equivalent circuit model for capacitances in PN varactors with buried channel", IEEE Proceedings of the 2009 Spanish Conference on Electron Devices, pp. 467-470, February 2009.
- [60] Application Note, "Varactor Diodes", Skyworks, August 2008.
- [61] Viet-Anh Nguyen, Manh-Tuan Dao, Yun Tack Lim, and Seong-Ook Park, "A Compact Tunable Internal Antenna for Personal Communication Handsets", IEEE antennas and wireless propagation letters, Vol. 7, pp. 569-572, July 2008.
- [62] Samantha Caporal Del Barrio, Mauro Pelosi, Ondrej Franek and Gert F. Pedersen, "Tuning Range Optimization of a Planar Inverted F Antenna for the LTE low frequency bands", IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall), San Francisco, CA, USA, pp. 1-5 September 2011.
- [63] Jhin-Fang Huang, Wen-Cheng Lai and Pi-Gi Yang, "An Automatically Tuneable Antenna Design with GPS Dead Reckoning Switch for Multiband Laptop and Mobile Cellular Phone Applications to the Human Body", IEEE 6th International Conference on Biomedical Engineering and Informatics, Hangzhou, China, pp. 306-311, December 2016.
- [64] Takashi Yamagajo, Yohei Koga and Masahiko Shimizu, "Planer Frequency Reconfigurable Antenna for Mobile Terminals", IEEE Proceedings of Asia Pacific Microwave Conference Proceedings, Kaohsiung, Taiwan, pp. 1166-1168, December 2012.

- [65] Sung-Min Sohn, John Thomas Vaughan and Anand Gopinath, "Auto-tuning of The RF Transmission Line Coil for High-Fields Magnetic Resonance Imaging (MRI) Systems", IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Baltimore, MD, USA, pp. 1-4, June 2011.
- [66] Kimmo Rasilainen, Anu Lehtovuori, Janne Ilvonen, Jari Holopainen, Risto Valkonen and Ville Viikari, "Tunable MIMO Antenna for Small Handsets", IEEE, 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Lisbon, Portugal, pp. 1-5, April 2015.
- [67] Andrey Grigoriev and Bahrom Djalilov, "Tunable Antenna for Mobile Applications", IEEE NW Russia Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conference (ElConRusNW), St. Petersburg, Russia, pp. 408-410, February 2016.
- [68] Jeongsam Cho and Kangwook Kim, "A Frequency-reconfigurable Multi-Port Antenna Operating over LTE, GSM, DCS, and PCS Bands", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Charleston, SC, USA, pp.1-4, June 2009.
- [69] A. Bharathi and Lakshminarayana Merugu, "Polarization Reconfigurable Square Slot Ring Antenna with CPW -to-Slotline Transition", IEEE Region 10 Conference (TENCON), Singapore, Singapore, pp. 1061-1064, November 2016.
- [70] Hang Wong, Wei Lin, Laure Huitema, and Eric Arnaud, "Multi-Polarization Reconfigurable Antenna for Wireless Biomedical System", IEEE transactions on biomedical circuits and systems, Vol. 11, No. 3, pp. 652-666, May 2017.
- [71] Viet-Anh Nguyen, Rashid-Ahmad Bhatti, and Seong-Ook Park, "A Simple PIFA-Based Tunable Internal Antenna for Personal Communication Handsets", IEEE antennas and wireless propagation letters, Vol. 7, pp. 130-133, May 2008.
- [72] I.T.E.Elfergani, R.A Abd-Alhameed, Abubakar Sadiq Hussaini, Jonathan Rodriguez, "A Compact Tunnelable Modified PIFLA Band-Notch Ultra-wide-Band Antenna for Wireless Applications", IEEE International Conference on Telecommunications and Multimedia (TEMU), Chania, Greece, pp. 245-249, August 2012.

- [73] QulckLogic CSSP Solution Brief, “Tunable Antenna for Smartphones Enabling Tunable Antennas Using QuickLogic CSSPs”, QulckLogic Corporation, USA, 2012.
- [74] Theodore S. Rappaport, Riner, VA, “Active Antennas for Multiple Bands in Wireless Portable Devices”, U.S. Patent 0 141 294, June 2013.
- [75] Gareth Weale, Paul McIntosh and Scott Haddow, “Closed-Loop Antenna Tuning: Why,What,Where”, IEEE 5th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP), Kaohsiung, Taiwan, pp. 257-258, July 2016.
- [76] Krzysztof A. Michalski, Wilson Pearson, “Equivalent Circuit Synthesis for a Loop Antenna Based on the Singularity Expansion Method”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 32, No. 5, pp. 433-441, May 1984.
- [77] Natalia K. Nikolova, “Loop Antennas”, ATENTOP-03-2004 Antennas Lectures, McMarter University, March 2004.
- [78] W. L. Stutzman and G.A. Thiele, “Antenna Theory and Design”, 2nd Edition, John Wiley & Sons, New York, 1998.
- [79] Arkaprovo Das, Sayantan Dhar and Bhaskar Gupta, “Lumped Circuit Model Analysis of Meander Line Antennas”, IEEE, Mediterranean Microwave Symposium (MMS), Hammamet, Tunisia, pp. 21-24, September 2012.
- [80] Melvin M. Weiner, “Monopole Antennas”, Ed. Marcel Dekker, Inc., Bredford, Massachusetts, USA, 2003.
- [81] Datasheet, “SMV2019 to SMV2023 Series: Hyperabrupt Junction Tuning, Varactors” DataSkyworks Solutions, Inc, August 2015.
- [82] Wolfgang H. Kummer, Edmond S. Gillespie, “Antenna Measurements”, Proceedings of the IEEE, Vol. 66, No. 4, April 1978.
- [83] José L. Medina Monroy, Edgar Díaz Tapia, José L. Olvera Cervantes, Ricardo A. Chávez Pérez, Arturo Velázquez Ventura, “Análisis y Comparación de Metodologías para Determinar Experimentalmente la Ganancia de Antenas de RF y Microondas”, Simposio de Metrología, Santiago de Querétaro, México, pp. 1-6, Octubre de 2008.