



UNIVERSIDAD NACIONAL DEL NORDESTE
FACULTAD DE CIENCIAS EXACTAS Y NATURALES Y AGRIMENSURA
MAESTRIA EN SISTEMAS Y REDES DE TELECOMUNICACIONES

DISEÑO DE UNA ANTENA CIFA MULTIBANDA
PARA MEDICIÓN REMOTA DE RNI

Juan Ángel Chiozza
Ingeniero Electricista

Director: Dr. Ing. José Alberto Bava

2018

A mis hijos, razón de mi vida.

Agradecimientos

A quienes con gran esfuerzo y dedicación posibilitaron el dictado de esta Maestría, a los compañeros de curso que mantuvieron un ambiente de confraternidad durante todo el desarrollo de las clases y a mi Director de Tesis, el Dr. Ing. Jose Alberto Bava por sus valioso aporte y aliento para llegar al final.

Una mención especial a alguien que ya no está, mi maestro en las Telecomunicaciones, el Ingeniero Ignacio Elias Lencinas.

INDICE

	Índice	lv
	Abreviaturas	vi
	Lista de Figuras	vii
	Lista de Tablas	ix
	Resumen	x
	Abstract	xi
	<u>CAPITULO 1 - Estado del arte y aplicaciones de antenas F-invertida</u>	
1.1	Introducción – Antenas de banda ancha (UWB)	1
1.2	Antenas Planares para Sistemas Multibandas	3
1.3	Contaminación del espectro – Radiaciones No Ionizantes	5
1.4	Objetivo	7
1.5	Estructura del Tesis	8
	<u>CAPITULO 2 - Características de antenas</u>	
2.1	Antenas	10
2.2	Teoría de antenas	12
2.3	Diagrama de Irradiación	15
2.4	Campo cercano y Lejano	15
2.5	Parámetros de antenas	17
2.5.1	Directividad y Ganancia	17
2.5.2	Área efectiva	18
2.5.3	Polarización	19
2.5.4	Adaptación	20
2.5.5	Parámetros S	21
2.5.6	Ancho de banda	22
2.6	Dipolo de media onda	24
2.7	Teoría de la imagen	26
2.8	Monopolo	27
	<u>CAPITULO 3 - Antenas de F-invertida</u>	
3.1	Microtiras	29
3.2	Antenas de F-invertida	31
3.3	Antenas de F-invertida Planares (PIFA)	32
3.4	Antenas de F-invertida Coplanares (CIFA)	36
3.5	Modificaciones en el plano de tierra	37
	<u>CAPITULO 4 - Diseño, simulación y construcción del modelo real</u>	
4.1	Diseño de antena CIFA	40
4.2	Calculo del irradiante	40
4.3	Diseño de la microtira de alimentación	42
4.4	Diseño en software de simulación	43
4.5	Resultado de las simulaciones	44
4.6	Construcción y medición	49
4.7	Discusión de resultados	52

CAPITULO 5 - Conclusiones, evolución y líneas futuras de trabajo

5.1	Conclusiones	54
5.2	Evolución	54
5.3	Líneas futuras de trabajo	55

REFERENCIAS

Referencias	56
Links	59

ABREVIATURAS

IFA	Inverted F Antenna
PIFA	Planar Inverted F Antenna
PCMCIA	Personal Computer Memory Card International Association
CIFA	Coplanar Inverted F Antenna
MIMO	Multiple Input Multiple Output
PCB	Printed Circuit Board
AWR	Applied Wave Research
GHz	Gigahertz
MHz	Megahertz
ISM	Industrial, Scientist and Medical
NA	Network Analyzer
NIR	Non-Ionizing Radiation
BW	Bandwidth
UWB	Ultra Wide Band
dB	Decibel
SMA	Sub Miniature A (Connector)
BNC	Bayonet Neill-Concelman
N	Neill Connector
ITU	International Telecommunication Union
CST	Computer Simulation Technology
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers

LISTA DE FIGURAS

1.1	Antena bi-cónica de P. S. Carter	1
1.2	Antena IFA y Antena PIFA	3
1.3	Esquema de optimización de antena PIFA	4
1.4	Trabajos publicados sobre antenas PIFA por año	4
1.5	Antena CIFA obtenida a partir de una IFA	5
1.6	Trabajos publicados sobre antenas PIFA por año	5
1.7	Bandas de existencias de RNI	7
2.1	Equivalente circuital de transmisor y antena	10
2.2	Irradiación de un elemento de corriente	13
2.3	Diagrama de irradiación de una antena 3d	14
2.4	Diagrama de irradiación de una antena – Parámetros	15
2.5	Regiones del campo radiado	16
2.6	Diagrama de una antena directiva	17
2.7	Tipos de polarización	19
2.8	Adaptación de una antena	20
2.9	Red de dos puertos y sus terminales de entrada y salida	21
2.10	Parámetro S_{11} en función de la frecuencia	23
2.11	Distribución de corriente a lo largo del dipolo	25
2.12	Diagrama de irradiación del dipolo	25
2.13	Teoría de la imagen	26
2.14	Monopolo de $\lambda/4$	27
3.1	Líneas de microtira	28
3.2	Modo de propagación en coaxial y microtira	29
3.3	Antena alimentada por coaxial	29
3.4	Antena Parche alimentada por microtira	29
3.5	Antena L-invertida (ILA)	30
3.6	Antena IFA	30
3.7	Antena Planar F-invertida – PIFA	31
3.8	Típica antena PIFA de un teléfono celular	31
3.9	Estructura de antena PIFA	32
3.10	Respuesta en frecuencia de una antena PIFA	33
3.11	Estructura de una antena CIFA	33
3.12	Antena CIFA	34
3.13	Esquema de antena CIFA doble banda	35
3.14	Dual CIFA para utilización en sistemas MIMO	35

3.15	Antena de monopolo T coplanar	36
3.16	Esquema de antena Tri-banda y diagrama de S11	36
3.17	Esquema de antena hexabanda y diagrama de S11	37
3.18	Circuito equivalente de una antena resonante y su plano de tierra	38
4.1	Dimensiones mínimas en función de la longitud de onda	40
4.2	Esquema de antena CIFA diseñada	40
4.3	Diseño de la microtira de alimentación	41
4.4	Esquema de la antena utilizada en la simulación y sus parámetros	43
4.5	Dimensiones de la antena diseñada lado irradiante	44
4.6	Dimensiones de la antena diseñada lado plano de tierra	44
4.7	Vistas anterior y posterior sobre el CAD del simulador	45
4.8	Simulación para una sola banda a 2.4 GHz	45
4.9	Dimensión del tramo de slot irradiante	46
4.10	Densidad superficial de corriente a 5.8 GHz	47
4.11	Simulaciones sucesivas de los respectivos ajustes de lazo y slot.	47
4.12	Simulación del diseño final	48
4.13	Conector SMA soldado a la microtira de alimentación	49
4.14	Conexión de la antena al Analizador de redes	49
4.15	Medición de la primer banda de 2.45 GHz	50
4.16	Captura de pantalla del NA con los resultados de la medición	50
4.17	Grafico realizado a partir del archivo (.csv) del NA	51
4.18	Error de desplazamiento en la transferencia del diseño	52

LISTA DE TABLAS

2.1	Espectro electromagnético – Frecuencia y longitud de onda	11
3.1	Relación entre las dimensiones de la antena y la frec. de resonancia	34
4.1	Especificaciones técnicas de la placa Rogers RO4003	41
4.2	Parámetros de diseño y resultados de la microtira	42
4.3	Valores parametrizados del diseño de la antena CIFA	42
4.4	Resultados de la medición	51
4.5	Corrimiento de frecuencia	52

Resumen

En los últimos años, las comunicaciones inalámbricas han crecido de manera exponencial. Eso incluye comunicaciones personales y de datos. En una banda sin licencia como ISM (Industrial, Scientific and Medical: Industrial, Científica y Médica), las emisiones han crecido en la misma dirección. Por cierto, la medición y el monitoreo de RNI (radiación no ionizante), han acompañado ese avance. El desarrollo de un equipo para este fin, necesitaba ser compacto y eficiente, por lo que la antena también debería ser compacta. El objetivo de esta Tesis es hacer el diseño y construcción de una antena compacta para las Bandas ISM de 2.4 y 5.5 GHz, para equipos de Monitoreo RNI que se utilizarán en entornos hospitalarios de alta complejidad. El modelo elegido es una variante de una antena PIFA (planar Inverted F Antenna: Antena Planar F-Invertida), llamada CIFA (Co-planar Inverted F Antenna). Debido a que esta antena es resonante funciona en una sola banda. Para adquirir la segunda banda, parte del plano de tierra se modificó con el fin de formar una ranura (slot) abierta. Esta ranura genera una segunda frecuencia de resonancia, con el fin de alcanzar el funcionamiento en las bandas propuestas.

Los resultados de la simulación de software y las mediciones del modelo construido se comparan en el capítulo final, dando resultados esperados y satisfactorios.

Palabras claves: antena resonante, compacta, microtira, ranura.

Abstract

In recently past years, wireless communications have grown in an exponential way. That includes personal and data communications. In an unlicensed band like ISM (Industrial, Scientific and Medical), emissions have grown in the same direction.

By the way, measurement and monitoring of NIR (Non-Ionizing Radiation), has accompanied that advance. The development of equipment to accomplish it, needed to be compact and efficient, so the antenna should be compact too. The object of this Thesis is the design and construction of a compact antenna for the 2.4 and 5.5 GHz ISM Bands, for NIR Monitoring equipment which will be used in a high complexity Hospital environment. The chosen model is a variant of Planar F-Inverted, named CIFA (Coplanar F-Inverted Antenna). Because this is a resonant antenna, it works in only one band, so, to acquire the second band, part of the ground plane was modified to form an open slot. This slot generates a second resonant frequency, to get the proposed objective.

The results from software simulation and measurements of the constructed model are compared in the final chapter giving satisfactory results.

Key words: resonant antenna, compact, microstrip, slot.

S. Schelkunoff se destacó en el estudio y análisis de este tipo de antena, y junto a H. Friis desarrollaron un dipolo cónico de capacidad constante por unidad de longitud (isocapacidad).

Durante la segunda guerra mundial (1939-1945) las investigaciones en antenas se aceleraron para desarrollar ventajas bélicas. Así, fueron redescubiertas las antenas de bocina bicónica y piramidal de Bose por King y Katzin respectivamente, también se destacó el trabajo pionero de G. Southworth en bocinas dieléctricas.

El trabajo más significativo sin dudas es el desarrollo de la antena reflectora de bocina por H. Friis y A. C. Beck. Entre otras aplicaciones militares fue la antena que permitió el desarrollo de la red de microondas de la AT&T en Estados Unidos. Posteriormente perfeccionada por Hogg en 1961, permitió más avances y nuevos diseños. Uno de estos desarrollos fue la antena que permitió a Penzias y Wilson descubrir la radiación cósmica de fondo, prueba de la existencia del Big Bang.

En 1947 S. B. Cohn fue el pionero de las antenas de bocina corrugadas. Otros investigadores siguieron esta idea como E. Jones, D. Yaw y J. D. Leonard. Hoy en día este tipo de antenas son utilizadas como alimentador de las antenas reflectoras parabólicas por su buen desempeño en cuanto al diagrama de radiación, que presenta mínimos lóbulos laterales.

En la década de 1950 comienzan a aparecer los diseños de antenas basados en proporciones angulares en lugar de relaciones lineales, dando inicio a las antenas UWB, pasándose de anchos de banda 2:1 hasta 40:1.

Algunos de los más renombrados diseños de ese tipo son la antena espiral plana y la espiral cónica por J. D. Dyson (1950) y los diseños de R. Du Hamel la antena Logoperiódica y la espiral plana equiangular, antena independiente de la frecuencia. Los límites de ancho de banda en este tipo de antenas de relaciones angulares solo estaban limitados por la cantidad de repeticiones de la estructura inicial.

En el 1953, aparece por primera vez el concepto de antena impresa en un artículo desarrollado por George Deschamps [Deschamps53], en el cual se expone el aprovechamiento de las radiaciones parásitas generadas por las discontinuidades en circuitos de microondas. Posteriormente, en el año 1956, aparece la primera patente [Gutton56], siguiendo la misma línea de investigación; pero, no es hasta el año 1970 cuando se desarrolla el primer prototipo utilizándose substratos de oro y cobre.

Durante los últimos años, los trabajos de investigación en este campo están orientados a obtener nuevas topologías de antenas impresas que mejoren las prestaciones que presentan las antenas microtiras tradicionales y que permitan su aplicación como elemento radiante en los nuevos sistemas inalámbricos [Shanumuganatham08]. Siguiendo esta línea de investigación, se han desarrollado numerosos estudios que presentan nuevas geometrías de antenas impresas que, dependiendo del caso, presentan mejoras en algunas características.

En la actualidad, las antenas impresas, debido a sus características (bajo coste, sencilla fabricación, poco peso, posibilidad de miniaturización, perfil plano, posibilidad de integración con el resto de circuitería, etc.) son una buena opción como elemento

radiante de las nuevas aplicaciones que están apareciendo. Se abre, por tanto, la necesidad de investigación en el desarrollo de nuevas antenas impresas que se adapten a estas nuevas aplicaciones, ya sea ofreciendo una mayor directividad y ganancia para aumentar la distancia del enlace, posibilitando la utilización de grandes anchos de banda o de varias bandas de frecuencia y también distintas polarizaciones.

1.2 Antenas Planas para Sistemas Multibandas

Las antenas para terminales móviles o equipos electrónicos de tamaño reducido, deben ser pequeñas para que puedan ser integradas al dispositivo. Por lo general en estos sistemas se utilizan antenas planas. Ejemplos de estos tipos de antenas son la antena parche impresa, antena ranura, antena de plato suspendido, antenas planas invertidas L y F (PILAs, PIFAs y CIFAs), hojas de monopolo y dipolo, monopolo doblado, etc., que son antenas que se han desarrollado este último tiempo con estructuras simples, bajo perfil y amplio ancho de banda.

En estos últimos años se han reportado antenas planas multibandas para estos propósitos, las cuales se pueden clasificar en dos grupos principales:

- Antena tipo F- Invertida (IFAs, PIFAs y CIFAs)
- Monopolos planos

Las antenas de F invertida, que serán estudiadas en este trabajo, derivan de un monopolo plegado, que en uno de sus extremos posee un cortocircuito (loop) y una alimentación de RF en otro sector, generando entre ellos una F invertida.

La diferencia entre una antena PIFA (Fig. 1.2 b)) y una antena IFA (Fig. 1.2 a)) es que la primera forma el irradiante con una estructura plana en lugar de un alambre conductor. Como se observa en la Fig. 1.2 b) el irradiante de la antena PIFA es una antena parche de $\lambda/4$.

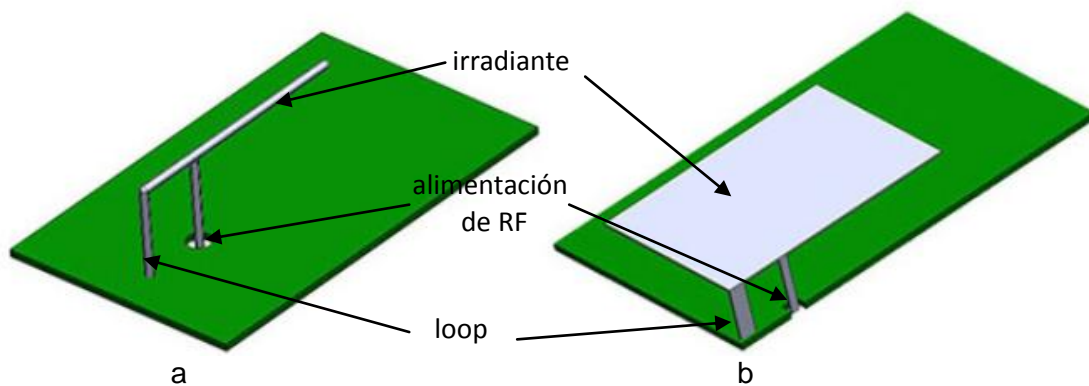


Fig. 1.2 -a) Antena IFA – b) Antena PIFA

La razón del loop es compensar la capacidad que se genera entre el irradiante plegado y el plano de tierra, capacidad que como se ve en la Fig. N° 1.2a) y b) será mayor en una antena PIFA que en una IFA.

En las antenas PIFAs, existen diferentes técnicas de mejoras y características, como el caso de ranuras sobre la antena parche utilizadas para mejorar su ancho de banda

o introducir nuevas resonancias. Estas son insertadas por medios de cortes en el parche (Fig. 1.3).

Entre otras técnicas utilizadas para modificar la impedancia de acoplamiento se integran cargas capacitivas, dobleces en la antena y cargas inductivas por medio de cortocircuitos o postes. Con dobleces de la antena se logra la antena conocida como Antena Coplanar de F invertida o antena CIFA, que analizaremos en otra sección.

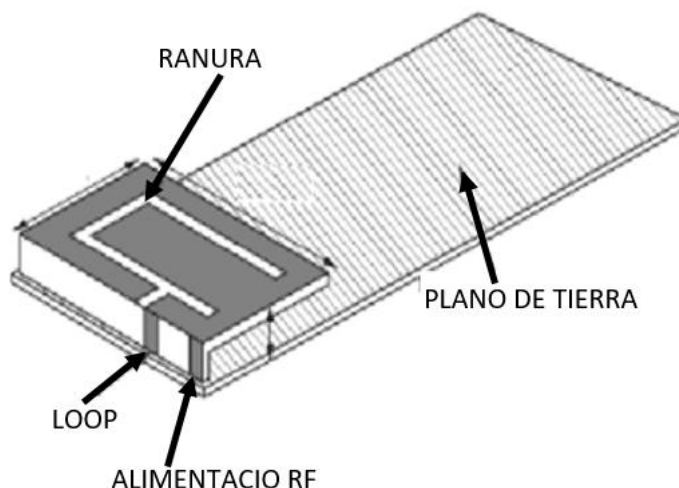


Fig. 1.3 – Esquema de optimización de antena PIFA

La investigación y desarrollo de las antenas PIFA, creció muy rápidamente en estos últimos años. En el gráfico de la Fig. N° 1.4 puede verse la evolución de la cantidad de trabajos y publicaciones sobre este tema, gráfica realizada a partir de los datos extraídos de la pagina Web del IEEEExplore (www.ieeeexplore.ieee.org).

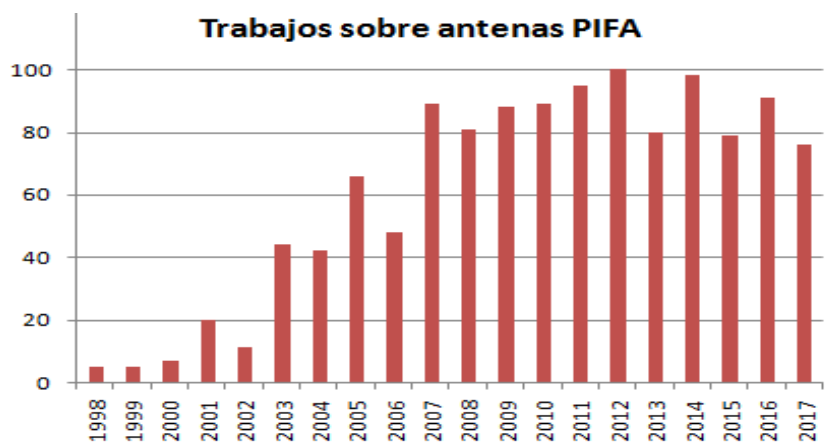


Figura N° 1.4 – Trabajos publicados sobre antenas PIFA por año. (ieeexplore.org)

Entre los trabajos más citados, aparte de los descritos, están en las referencias [Diallo06] y [Chiu07] que analizan el problema del acoplamiento al utilizar más una antena en un mismo equipo móvil.

La otra variante de las antenas de F invertida son las denominadas CIFA (Coplanar Inverted-F Antenna: Antena Coplanar de F Invertida, donde el irradiante pasa a formar parte del circuito impreso quedando en forma coplanar como lo indica su nombre, y como puede verse en la Fig. N°1.5, donde se ve como a partir de una estructura IFA se obtiene la CIFA.

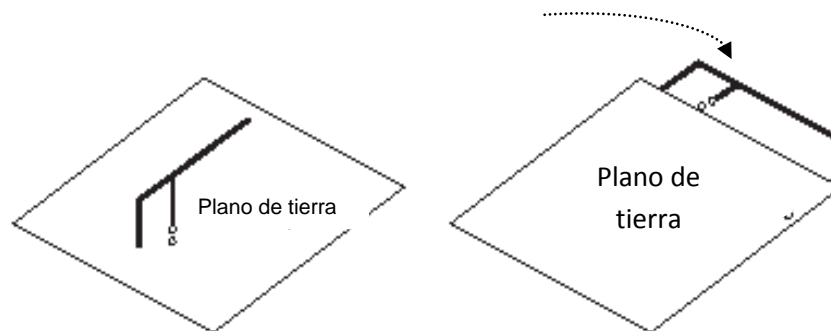


Figura N° 1.5 – Antena CIFA obtenida a partir de una IFA

Los trabajos realizados sobre esta antena son muchos menos numerosos que los de la variante PIFA, según puede notarse en la Fig. N° 1.6, realizada en base a datos de la biblioteca digital de la IEEE (ieeexplore.org)

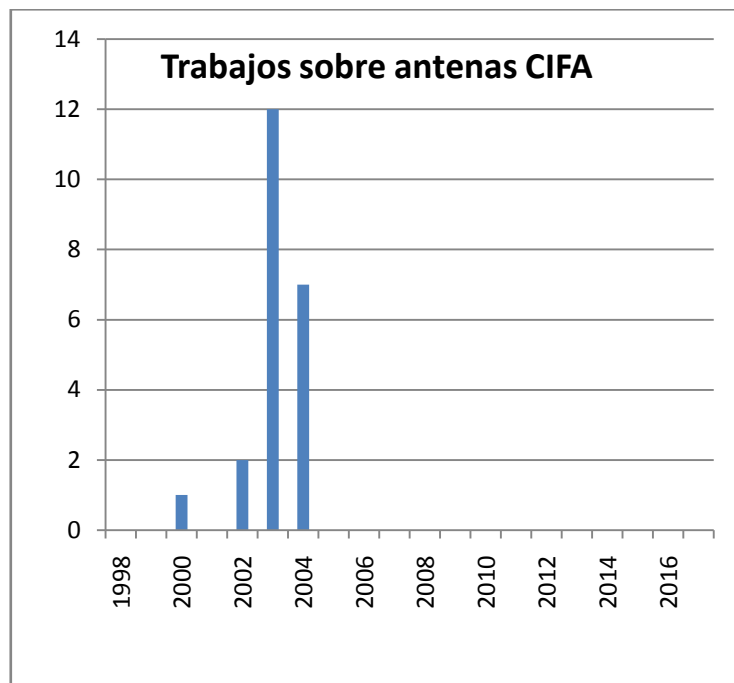


Figura N° 1.6 – Trabajos publicados sobre antenas CIFA por año. (ieeexplore.org)

La ventaja adicional de la antena CIFA sobre la variante PIFA es que el volumen total de la antena se reduce y la misma puede formar parte del circuito impreso de la circuitería del dispositivo a utilizar.

Trabajos como el de [Soras02] y [Karakoussis03] son los más referenciados y pioneros en este tipo de antena.

En equipos que necesitan más de una banda de operación se ha recurrido principalmente a la modificación del irradiante, pero esto agrega mayor tamaño al volumen total de la antena.

Los más recientes trabajos han utilizado para ese fin las modificaciones en el plano de tierra como lo demuestra [Vainikainen02].

En [Kishk13] se utiliza este principio para agregar bandas de operación a una antena CIFA.

Esto las hace aun más convenientes para utilizar en equipos de reducidas dimensiones con necesidad de operar como multibanda.

Por lo tanto es de importancia el estudio e implementación de estas antenas planas con modificaciones en el plano de tierra que son de fácil construcción, bajo costo y trabajan en varias bandas, permitiendo que cumplan los requisitos de los requerimientos impuestos en este trabajo.

1.3 Contaminación del Espectro – Radiaciones No Ionizantes

Estos modelos de antenas tienen un amplio campo de aplicación por sus dimensiones características. Una de estas aplicaciones es la utilización en equipos de monitoreo para controlar los niveles de las Radiaciones No Ionizantes (RNI), permitiendo que puedan construirse monitores de reducido tamaño, condición fundamental para ser montados sin mayores requerimientos.

El exponencial crecimiento de las telecomunicaciones, ha ido ocupando y en algunos casos saturando el espectro. Con tanto tipo de señales de frecuencias y potencias variadas, ha surgido un término en las últimas décadas que es el de la contaminación electromagnética.

Esta contaminación se refiere justamente a la saturación del espectro en algunas bandas trayendo en principio problemas de tipo técnico como es la necesidad de buscar nuevas bandas no ocupadas, reutilizar frecuencias, mejorar las modulaciones en su rendimiento como es la posibilidad de transmitir mayor cantidad de bits en igual ancho de banda.

Pero el otro problema que trae aparejado la saturación del espectro en cuestión, es el efecto en la salud de las personas. Esto ha dado surgimiento al estudio, medición y control de las denominadas Radiaciones No Ionizantes, en adelante RNI cuyo rango dentro del espectro electromagnético se visualiza en la Fig. N° 1.7.

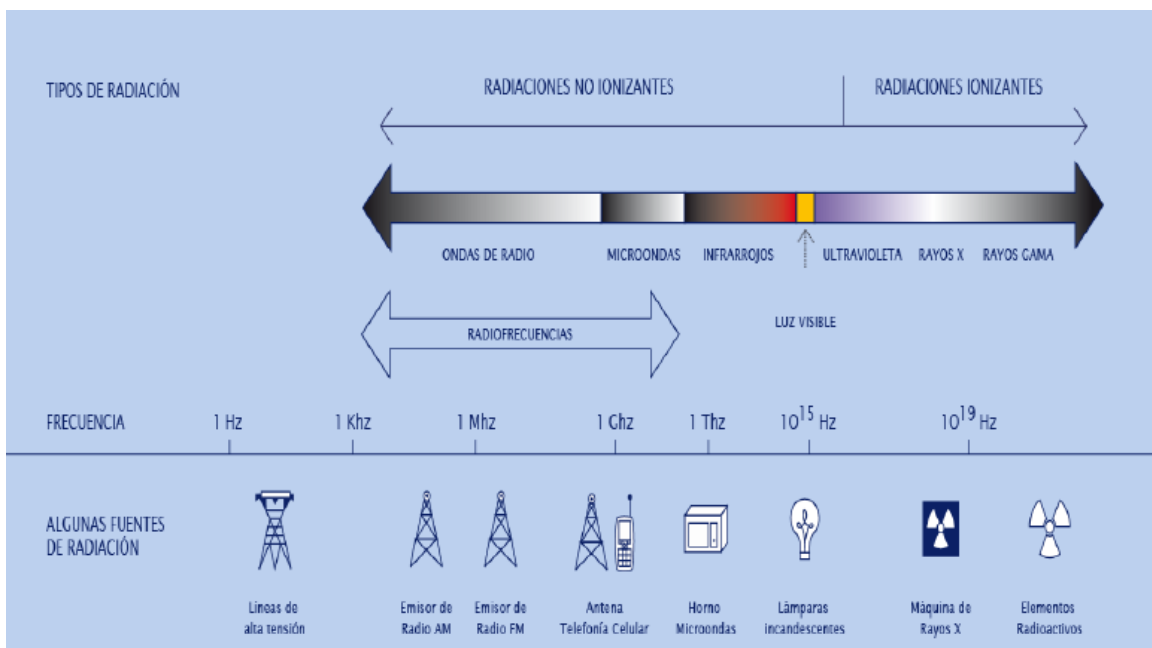


Figura N° 1.7 - Banda de existencia de RNI dentro del espectro electromagnético [CNC06]

Para poder evaluar si estas están dentro de los niveles permitidos es necesario medir periódicamente su contribución de potencia en un amplio espectro, sobre todo considerando las frecuencias más utilizadas por los equipos radiantes en los alrededores del punto a medir.

En muchas áreas hay exposición a las RNI y debe controlarse siempre que estos valores no superen los recomendados en nuestro país por el Ministerio de Salud y Acción Social Resolución N° 202/1995 [202-95] y obligatorio para todas las fuentes emisoras de RNI según Resolución 530/2000 [530-00] de la Secretaría de Comunicaciones de la Nación.

En ambientes hospitalarios es recomendable monitorear las RNI en forma permanentemente, más aún los de alta complejidad. Las emisiones en las bandas ISM de 2,4 y 5.8 GHz donde hay un habitual uso de los servicios de telecomunicaciones y en donde puede ser afectado el normal funcionamiento del equipamiento médico ya que utiliza el mismo estándar 802.11 de la IEEE.

Por lo expuesto anteriormente es de interés el monitoreo en forma continuas de las bandas mencionadas, aunque es aconsejable realizaron chequeo periódico con el equipamiento de banda completa de RNI.

1.4 Objetivo

Como se adelanto en 1.5, en los ambientes hospitalarios de alta complejidad conviven en un rango estrecho de frecuencias, emisores de distintas utilidades pero con bandas comunes, sumando contribuciones al aumento interior de las RNI.

Por un lado las emisiones de las bandas ISM de los equipos de diagnóstico y tratamiento, y por otro el elevado uso de la tecnología WiFi en ambientes cerrados, donde su capacidad es mejor que la de la telefonía celular para la mayoría de las aplicaciones que se utilizan en los smartphones, tablet y notebooks.

Para el objetivo del monitoreo de RNI es necesario una antena de reducida dimensiones y que cubra esas bandas es fundamental para el desarrollo del mismo en un ambiente tan sensible.

Ese es el objetivo de esta tesis, elegir el tipo de antena, diseñarla acorde a las bandas que se necesita monitorear, simularla con un software adecuado, en este caso con el CST Microwave®, construirla, medirla y comparar con los resultados de las simulaciones.

El tipo de antena de que se ocupa este trabajo entra en la clasificación de antenas de F invertida. Estas son antenas resonantes por lo que inicialmente trabajan en una sola banda de frecuencias, por ello el desafío además es conseguir con una misma estructura las dos bandas que se desean monitorear.

El objetivo primario de construir una antena de este tipo es aprovechar una misma estructura para ser utilizada en distintos bandas y por lo tanto reducir el volumen utilizado al máximo. Vale destacar que el equipo deberá ser de pequeños tamaños para poder ubicarlos en lugares que no interfiera en la actividad hospitalaria.

Específicamente para el uso en un equipo de monitoreo de RNI, esta antena cumplirá los requisitos fundamentales de ser omnidireccional, trabajar con el ancho de banda adecuado y reducidas dimensiones, fundamentalmente que pueda formar parte de un circuito impreso que contenga también la parte electrónica y circuital del equipo de monitoreo.

1.5 Estructura de la Tesis

Se describirá en este apartado la estructura general de los capítulos siguientes de la Tesis.

En el Capítulo 2, se brinda el marco teórico del trabajo. Para ello se describe brevemente con los conceptos fundamentales la teoría de antenas (irradiación). Seguidamente se enumeran y explican los distintos parámetros que caracterizan a todo sistema irradiante, como ser directividad, ancho de banda, etc.

Una vez abordados estos conocimientos fundamentales y generales, en el Capítulo 3 se destina a las Antenas de F invertida, donde se muestra con detalle como surgen las antenas IFA, posteriormente PIFA y por último CIFA, que es el diseño elegido para este trabajo.

En el Capítulo 4 se presenta el diseño parametrizado de la antena dividido en dos etapas. Primero el diseño de la antena básica para la banda de 2.4 GHz, luego el agregado del slot en el plano de tierra para conseguir la segunda banda, obteniendo así la antena deseada. Ambos con las simulaciones correspondientes. El diseño es llevado a construcción sobre placa impresa, detallando su implementación y los

resultados obtenidos con fotografías y gráficos. Se discuten los resultados comparando los obtenidos por simulación y construcción.

El Capítulo 5 muestra las conclusiones y las líneas futuras de trabajo, tanto como para perfeccionar esta antena y agregarle más bandas de interés como para diseñar y construir antenas en otras frecuencias para distintas utilidades y finalidades.

CAPITULO 2

CARACTERISTICA DE ANTENAS

2.1 Antenas

La IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers: Instituto de la Ingeniería Eléctrica y Electrónica), define la antena como “aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas”. Es decir la antena es el elemento de transición entre el medio guiado y el espacio libre.

El equivalente de ese sistema transmisor y su antena se muestra en la Fig. N° 2.1, donde la fuente se representa con un generador ideal de impedancia característica Z_C , y la antena por la carga Z_A conectada a la línea de transmisión.

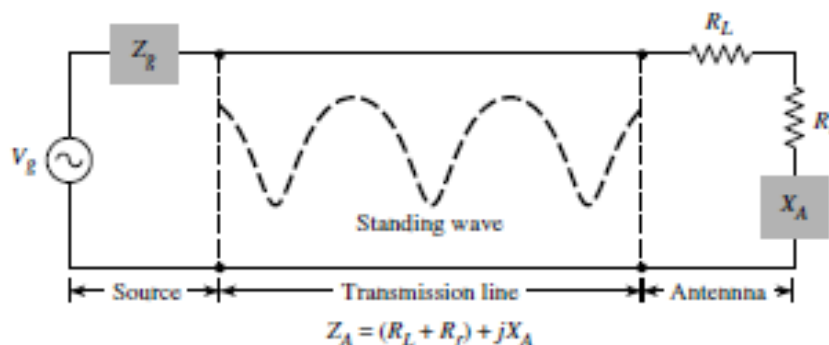


Figura N° 2.1 – Equivalente circuital de transmisor y antena

La parte resistiva de esta impedancia está formada por R_L que representa las pérdidas del dieléctrico y la parte conductora de la estructura de la antena, mientras que R_r es la resistencia de radiación que representa la radiación de la antena. La parte reactiva X_A representa el campo cercano reactivo en la irradiación.

Es decir que no toda la potencia entregada en bornes de la antena es radiada, ya que una parte se disipa en la misma antena, por ello se puede hablar de una *eficiencia de radiación*, como la relación entre estas potencias, entregada y radiada. La expresión que la determina es la siguiente:

$$\eta_r = \frac{P_r}{P_t} = \frac{P_r}{P_r + P_\Omega} = \frac{R_r}{R_r + R_\Omega} \quad (2-1)$$

El espectro electromagnético, y la porción utilizable hasta hoy en día para la telecomunicación inalámbrica se representa en la Tabla N° 2.1, mostrando la frecuencia de trabajo y su longitud de onda.

Las antenas en general guardan una relación directa con esa longitud de onda, ya que determina su tamaño. Las dimensiones físicas son de importancia, porque determinarían si esa antena es realizable o no, tanto en cuestiones físicas, económicas o de implementación.

TABLA N° 2.1 - ESPECTRO ELECTROMAGNETICO - FRECUENCIA Y LONGITUD DE ONDA

BANDA	SIGLA	FRECUENCIAS			LONGITUD DE ONDA			Dipolo $\lambda/2$
		RANGO	UNIDAD	RANGO	UNIDAD	m (*)		
Very Low Frequency	VLF	3	30	KHz	10 0	10	km	45000
Low Frequency	LF	30	300	KHz	10	1	km	4500
Medium Frequency	MF	300	3000	KHz	1	0,1	km	450
High Frequency	HF	3	30	MHz	10 0	10	m	45
Very High Frequency	VHF	30	300	MHz	10	1	m	4,5
Ultra High Frequency	UHF	300	3000	MHz	1	0,1	m	0,45
Super High Frequency	SHF	3	30	GHz	10 0	10	cm	0,045
Extremely High Frequency	EHF	30	300	GHz	10	1	cm	0,0045

(*): Calculado para el centro de cada banda

Por ejemplo, una antena de media longitud de onda ($\lambda/2$) para VLF, tomando el valor obtenido de la Tabla 2.1, tendría una longitud de 45km, longitud que excede cualquier comentario. Por esa relación, las frecuencias utilizables son aquellas para las cuales sus respectivas antenas son realizables.

La elección de determinadas frecuencias y sus respectivos tamaños de antena, dependerá también del uso a que esté destinada. No es lo mismo un servicio del tipo Fijo-Fijo, o base-base, que otro Fijo-móvil, y en este último importará si el móvil es del tipo vehículo o portátil (de mano). Cada aplicación tiene su rango de frecuencias apropiado según el tamaño de la antena que pueda soportar.

Justamente un servicio Fijo – Móvil como es de la telefonía celular, exige tamaños de antenas cada vez más comprimidos, donde ya no solo se elige la banda sino que también se aplican técnicas para reducir el tamaño normal que tendría una antena a la frecuencia seleccionada.

2.2 Teoría de antenas

Es imposible hablar de Teoría de Antenas sin presentar primero las ecuaciones que contienen todos los fenómenos electromagnéticos, las ecuaciones de Maxwell.

En rigor las ecuaciones de Maxwell que figuran en su publicación “Tratado sobre la electricidad y el magnetismo” de 1873, eran más de cuatro, pero lo importante de su trabajo es haber reunido y relacionado todos los conocimientos de la teoría electromagnética en un conjunto de ecuaciones. Oliver Heaviside (1850 – 1925), fue el responsable de reducirlas a la cantidad de ecuaciones que aquí se presentan [Balanis05].

En el dominio del tiempo y en un medio no vacío, esas ecuaciones se escriben como:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{H} \quad (2-2)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = -j\omega\epsilon\mathbf{E} + \mathbf{J} \quad (2-3)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = \frac{\rho}{\epsilon} \quad (2-4)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{H} = 0 \quad (2-5)$$

Donde

E: campo eléctrico,

H: intensidad de campo magnético

J: corriente de desplazamiento son vectores.

μ : permeabilidad magnética

ρ : densidad de cargas

ϵ : permitividad eléctrica

Las magnitudes resaltadas en negrita son vectores. La ecuación (2-2) expresa que la variación de un campo magnético que atraviesa la superficie encerrada por un material conductor, genera un campo eléctrico también variable.

La siguiente ecuación expresa que la variación de un campo eléctrico en un medio confinado (corriente) más la corriente de desplazamiento, fuera del medio confinado, producen un campo magnético variable.

Esas dos primeras ecuaciones, que resumen la electrodinámica, son las responsables de la repetición indefinida de esos fenómenos, es decir la radiación electromagnética.

La ecuación (2-4) indica que la existencia de un campo electrostático está relacionada con la densidad de cargas eléctricas, mientras que la ecuación (2-5) físicamente significa que no existen cargas magnéticas, en otras palabras, la existencia de un campo magnético se debe pura y exclusivamente al movimiento de las cargas eléctricas.

En cualquier antena la corriente variable de conducción que la recorre es la responsable de generar los campos radiados. Así, si tenemos un dipolo elemental con

un elemento de corriente que generará un campo tal como se muestra en la Fig. N° 2.2, donde θ y ϕ son los ángulos para la representación de los campos en coordenadas esféricas.

$$\mathbf{I} \cdot d\mathbf{z} \quad (2-6)$$

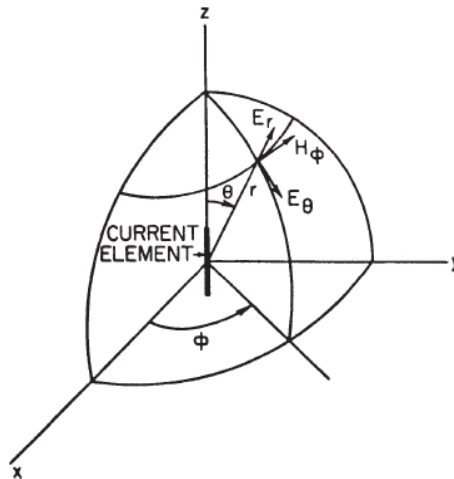


Figura N° 2.2 – Irradiación de un elemento de corriente

El campo, frente de onda, irá alejándose de este elemento como una esfera de radio r creciente, y en un punto cualquiera de esa esfera el campo eléctrico \mathbf{E} y \mathbf{H} estarán perpendicular a la dirección radial, es decir a la dirección de propagación, y perpendiculares entre si ya que en el campo lejano como se dijo, al no haber campos inducidos reactivos, solo hay componente resistiva

Así se puede calcular la potencia en un punto cualquiera del espacio alejado una distancia r del elemento de corriente, con la expresión conocida como vector de Poynting, que resulta del producto vectorial de \mathbf{E} y el conjugado de \mathbf{H} ,

$$\mathbf{S} = \mathbf{E} \times \mathbf{H}^* = k_0^2 \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \frac{I dz}{16\pi^2} \frac{\sin^2 \theta}{r^2} \hat{r} \quad (2-7)$$

Donde

$k_0 = 2\pi / \lambda$ (número de onda)

ϵ_0 : permitividad eléctrica en el vacío

Como puede observarse, la potencia se transporta en dirección radial y va reduciéndose con el cuadrado de la distancia r .

Si bien la densidad de potencia decrece a medida que nos alejamos del dipolo, la potencia total siempre que sea en el vacío, se mantiene constante. Por otra parte, para una dada distancia, \mathbf{S} solo varía con $\sin^2 \theta$, siendo independiente del ángulo ϕ . Esto

genera lo que se conoce como Diagrama de Radiación de una antena, como se observa en la Fig. N° 2.3.

Si se integra S en una superficie cerrada cualquiera alrededor del dipolo elemental se tendrá la potencia total radiada [Volakis07],

$$P_{rad} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi S_t(\theta, \varphi) r^2 \sin\theta d\theta d\varphi \quad (2-8)$$

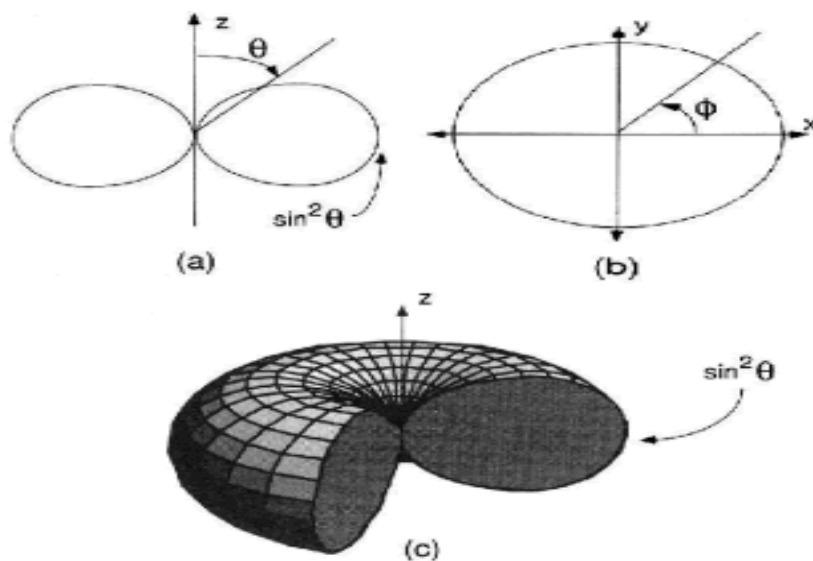


Figura N° 2.3 – Diagrama de Irradiación de una antena. a) Plano vertical, Θ ; b) Plano horizontal, Φ ; c) Diagrama en 3D.

Que, como anticipamos es constante, y nos permite definir la *densidad media de potencia* (P_{avg}) al dividirla por la superficie total de una esfera a una distancia determinada nos queda:

$$P_{avg} = P_{rad} / 4\pi r^2 \quad (2-9)$$

Donde:

P_{rad} : Potencia Radiada

2.3 Diagrama de irradiación

Los diagramas de irradiación son muy utilizados para caracterizar cualquier antena, ya que nos brinda una información en forma grafica de cómo la antena concentra energía

en el espacio, y nos indica las características de direccionalidad, ganancia, lóbulos laterales, etc.

Hay distintas formas de representar los diagramas de irradiación. Los más clásicos son las proyecciones en planos perpendiculares horizontal y vertical.

En la Fig. N° 2.3, además de las proyecciones descritas también se puede representar en 3D, dando una idea total de la irradiación de la antena analizada.

Los software de simulación de antenas incluyen todas estas variantes, incluso la posibilidad de girarlos y verlo de distintos ángulos. Para que sea útil la información del diagrama es necesario conocer los puntos y partes importantes del diagrama.

En la Fig. N° 2.4 se ve un diagrama típico y se detallan las características que se pueden extraer del mismo. Algunas de las más importantes son los puntos que determinan el ancho de banda con el concepto de potencia mitad o -3db, el ancho de banda entre los primeros nulos y la dirección en la que el haz presenta su máximo.

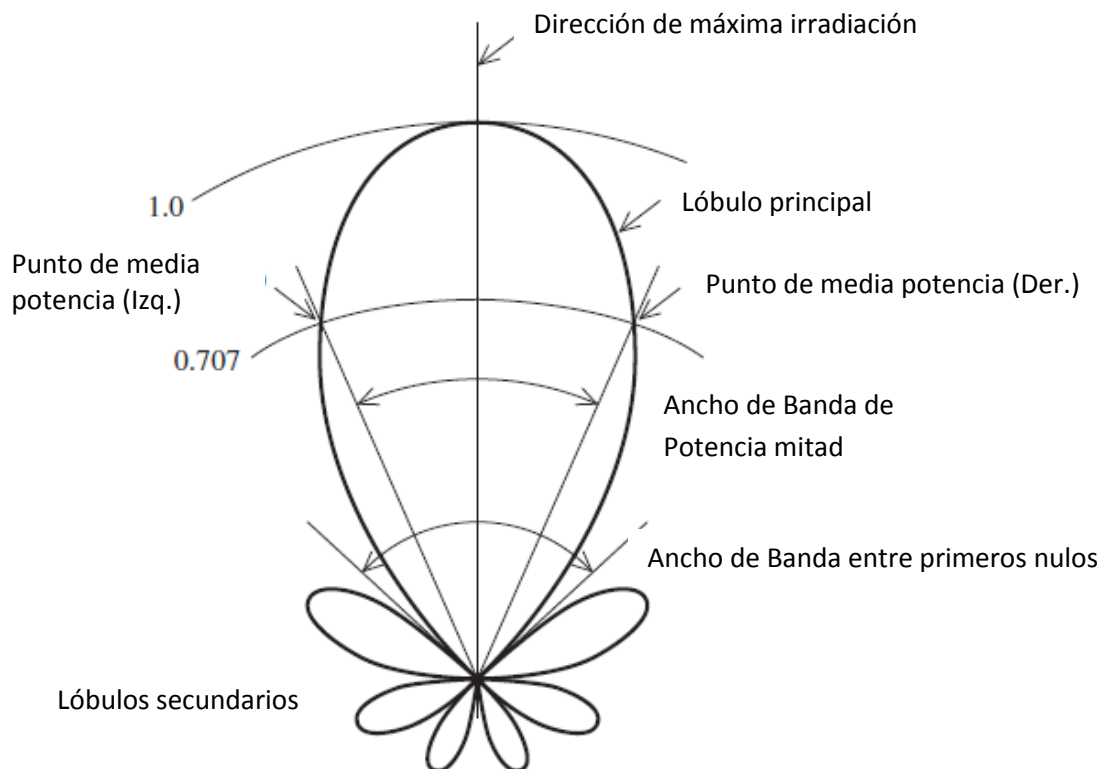


Figura N° 2.4 – Diagramas de Irradiación de una antena [Volakis07]

2.4 Campo cercano y Campo lejano

El espacio alrededor de una antena, es subdividido normalmente en tres regiones para poder caracterizar el comportamiento del campo electromagnético al alejarse de la antena. Esto no implica que el campo cambie abruptamente en los límites de esas

regiones, sino que tiene particularidades en cada una de ellas. Los límites de las regiones del campo se definen en función de la longitud de onda correspondiente a la frecuencia para la que está diseñada una antena. En la Fig. N° 2.5 se aprecian las regiones y los valores referidos a longitud de onda para su definición

Para la región con valores menores de una longitud de onda (λ), denominada campo cercano, los campos generados por cargas aceleradas en una parte de la antena interactúan con otras cargas en distintas partes de la antena.

Estas interacciones son responsables de que los vectores campo eléctrico **E** y campo magnético **H** en esta primer región no estén ortogonales lo que produce su carácter predominantemente reactivo, y de aquí su nombre Campo cercano reactivo (*reactive near field*)

Según el tipo de antena esta región del campo cercano puede ser capacitiva (**E**) o inductiva (**H**).

Entre una longitud de onda y una distancia menor que $(2D^2/\lambda) + \lambda$, estas interacciones son menos importantes y el campo resultante es predominantemente resistivo (**E** y **H** casi ortogonales) y por ello recibe el nombre de Campo cercano radiante (Radiating near field). Más allá de esta distancia, el campo radiado se considera campo lejano y se aplican las ecuaciones de onda plana.

Esta última condición justamente es la que interesa en la teoría de antenas pues permitir predecir como llegara al otro extremo del sistema de enlace la señal transmitida.

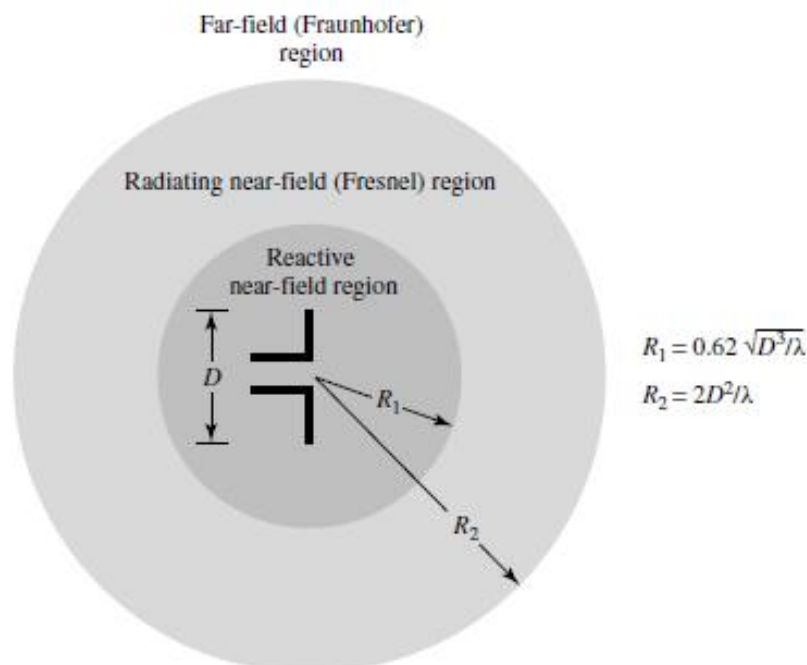


Figura N° 2.5 – Regiones del Campo radiado [Balanis05]

2.5 Parámetros de antenas

Hay parámetros que caracterizan el comportamiento de una antena y son extremadamente necesarios y útiles al momento de diseñar un sistema inalámbrico de comunicaciones.

Entre los más importantes están Directividad, Ganancia, Polarización, Impedancia, Frecuencia y Ancho de banda, que son los necesarios para calcular un enlace.

También están los parámetros mecánicos de la antena, tipo de soporte, superficie de carga al viento, método de ajuste, y uno que es muy importante en el caso de móvil eso equipos de pequeño tamaño, las dimensiones y su peso.

2.5.1 Directividad y Ganancia

Estos parámetros indican en qué medida la antena tiene la capacidad de concentrar la potencia en una dirección dada. Como la potencia radiada total es constante al enfocar la potencia en una dirección lo hará en detrimento de la potencia en otras direcciones.

Una antena omnidireccional, donde la ganancia es constante para cualquier ángulo horizontal, es muy útil cuando se necesita irradiar en todas direcciones, por ejemplo un sistema de radio de dos vías consta de una antena base y los móviles que se distribuyen en distintas direcciones.

Por el contrario cuando se hace necesario un enlace punto a punto distante, es necesario concentrar la potencia en la dirección de la estación en el otro extremo, un caso donde son imprescindibles las antenas direccionales o directivas.

En la Fig. N° 2.6 se muestra el diagrama de irradiación de una antena directiva, puede verse que el lóbulo principal llega a 0 dB en una dirección dada, mientras los lóbulos secundarios no superan los -20 dB.

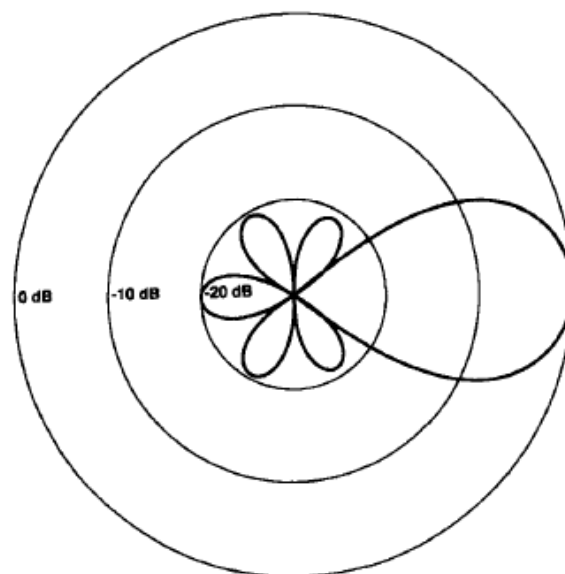


Figura N° 2.6 – Diagrama de Irradiación de una Antena Directiva

La diferencia entre Directividad ($D(\theta, \phi)$) y Ganancia ($G(\theta, \phi)$), es que la primera es la relación entre la potencia en una dirección dada de (θ, ϕ) y la Potencia radiada (P_r), mientras que la segunda lo hace con la Potencia entregada a la antena (P_t) [Volakis07].

$$D_t(\theta, \phi) = \frac{S_t(\theta, \phi)}{P_{avg}} = \frac{S_t(\theta, \phi)}{P_{rad} / (4\pi r^2)} \quad (2-10)$$

$$G_t(\theta, \phi) = \frac{S_t(\theta, \phi)}{P_t / (4\pi r^2)} \quad (2-11)$$

Por tanto la relación entre ambas es la eficiencia de radiación (η),

$$G_t(\theta, \phi) = \eta D_t(\theta, \phi) \quad (2-12)$$

Es decir que si tratamos con una antena sin pérdidas ($\eta = 1$), Directividad y Ganancia serán iguales.

2.5.2 Área efectiva

Por el teorema de reciprocidad, todos los parámetros característicos que se deduzcan para una antena trabajando en modo de transmisión rigen igualmente para el modo de recepción. Así puede definirse el área efectiva para calcular que capacidad de captar una onda transmitida tiene una antena [Volakis07],

$$A_{e,r}(\theta, \phi) = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r(\theta, \phi) \quad (2-13)$$

Suponiendo que las direcciones de máxima ganancia (Directividad) de las antenas transmisoras y receptoras están alineadas, se puede prescindir de la dependencia angular, la potencia recibida será,

$$P_r = S_t A_{e,r} \quad (2-14)$$

reemplazando S_t ,

$$P_r = \frac{G_t P_t}{4\pi r^2} \frac{\lambda^2 G_r}{4\pi} = \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 G_t G_r P_t \quad (2-15)$$

Donde

G_t : Ganancia de antena transmisora

G_r : Ganancia de antena receptora

P_t : Potencia transmisor

La ecuación 2-15 se conoce como la *Fórmula de Transmisión de Friis*, [Volakis] y permite calcular la potencia recibida a partir de la potencia transmitida y los valores respectivos de ganancia de transmisión y recepción.

2.5.3 Polarización

La polarización de una antena por norma se refiere a la dirección que tiene \mathbf{E} en el campo lejano respecto de la dirección de propagación (\mathbf{S}). Si esta se mantiene constante en el tiempo y es vertical con respecto al plano de la tierra, se dice que la antena es de polarización vertical.

Similarmente cuando esta paralelo al plano de tierra la antena es de polarización horizontal. Estos son modos particulares de polarización lineal, puede darse el caso que \mathbf{E} forme un ángulo cualquiera constante con el plano de tierra, pero los más utilizados son los dos descriptos.

Otro tipo de polarización utilizada es la circular. En este caso la dirección del campo eléctrico no tiene una sola componente sino dos en cuadratura, cuando las componentes tienen igual valor máximo se tiene una polarización circular y en caso contrario será elíptica.

En cualquiera de estas variantes el giro de \mathbf{E} resultante puede ser a derechas o a izquierdas. En la Fig. N° 2.7, se representan los distintos modos de polarización.

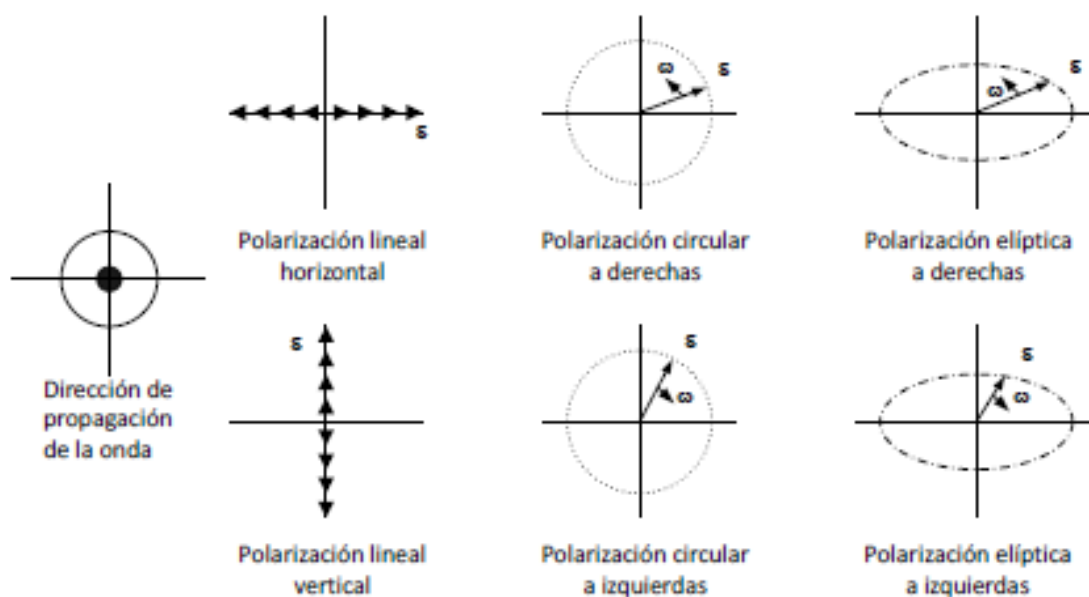


Figura N° 2.7 – Tipos de Polarización

Realizar un enlace en un modo determinado de polarización permite aumentar el rechazo a interferencias de otros tipos de polarización. También permite transmitir simultáneamente en un mismo ancho de banda polarizaciones ortogonales entre sí como la horizontal y vertical, mejorando la utilización del canal.

2.5.4 Adaptación

Desde el punto de vista de circuitos, la antena, como se explicó en la Sección 2.1, puede ser representada como una impedancia, que para su óptimo funcionamiento debe estar adaptada al sistema.

Sea en modo recepción o en transmisión, estará unida a los circuitos correspondientes mediante un alimentador que normalmente es una línea de transmisión, coaxial, línea microtira, etc., que tendrá a su vez su propia impedancia.

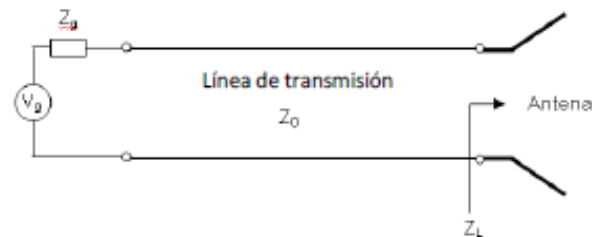


Figura N° 2.8 – Adaptación de una antena

La adaptación de línea de transmisión y antena, como cualquier circuito debe cumplir la igualación de impedancias para poder transferir la mayor potencia a la antena (carga). De la Fig. N° 2.8, se puede deducir esa relación entre el frente de onda incidente y el reflejado resultando un parámetro muy importante denominado *ROE* (*Relación de Ondas Estacionarias*) [Volakis07]:

$$ROE = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad (2-16)$$

siendo ρ el *coeficiente de reflexión*:

$$\rho = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad \text{ó} \quad \rho = V/V^+ \quad (2-17)$$

donde:

- Z_L : Impedancia de carga
- Z_0 : Impedancia característica de línea
- V : onda reflejada
- V^+ : onda incidente

Ambos parámetros definidos en la ecuación 2.1116 y 2.17 permiten cuantificar la adaptación.

Los valores extremos de estos parámetros nos dan la desadaptación total ($\rho=1$, $ROE=\infty$) o la adaptación perfecta ($\rho=0$, $ROE=1$). Los valores típicos aceptables para una antena dan un $ROE \leq 2$.

2.5.5 Parámetros S

Los parámetros S (Scattering Parameters: Parámetros de Dispersión) se pueden definir para redes de n cantidad de puertos, caracterizando una red eléctrica lineal, y su funcionamiento frente a estímulos permanentes.

En telecomunicaciones los más utilizados son para redes de dos puertos, como el de la Fig. N° 2.9, en el que se definen los terminales de los puertos entrada y salida con subíndices 1 y 2 respectivamente.

Con ese mismo subíndice se denotan las ondas de tensión incidente V^+ y reflejada V^- .

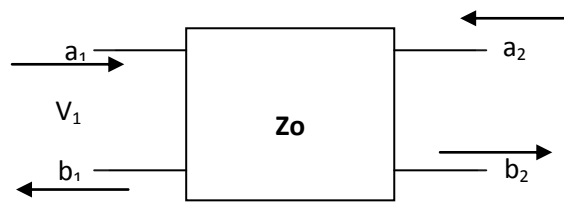


Figura N° 2.9 – Red de dos puertos y sus terminales de entrada y salida

Esta red de dos puertos tiene impedancia de entrada y salida igualadas en $Z_0 = 50\Omega$, quedando las expresiones para cada uno de sus terminales [Bava13]

$$a_1 = \frac{V_1^+}{\sqrt{Z_0}} \quad (2-18); \quad b_1 = \frac{V_1^-}{\sqrt{Z_0}} \quad (2-19)$$

$$a_2 = \frac{V_2^+}{\sqrt{Z_0}} \quad (2-20);$$

$$b_2 = \frac{V_2^-}{\sqrt{Z_0}} \quad (2-21)$$

Los parámetros S se definen entonces a partir de la ecuación siguiente que también puede expresarse en forma matricial:

$$b_1 = S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2 \quad (2-22)$$

$$b_2 = S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2 \quad (2-23)$$

Reemplazando (2-18) a (2-21) en (2-22) y (2-23), y suponiendo que tanto la salida como la entrada están adaptadas, se pueden despejar los parámetros S:

$$S_{11} = V_1^- / V_1^+ \text{ con } [a_2 = 0] \quad (2-24)$$

$$S_{12} = V_1^+ / V_1^- \text{ con } [a_1 = 0] \quad (2-25)$$

$$S_{22} = V_2^- / V_2^+ \text{ con } [a_1 = 0] \quad (2-26)$$

$$S_{21} = V_1^+ / V_1^- \text{ con } [a_2 = 0] \quad (2-27)$$

El S_{11} es el coeficiente de reflexión de la entrada con la salida adaptada, mientras que el S_{22} es el de la salida con la entrada adaptada. S_{21} y S_{12} son los coeficientes de transmisión directa e inversa respectivamente, siempre con el extremo opuesto adaptado.

La gran ventaja de estos parámetros es que son relativamente fáciles de medir, sobre todo a frecuencias del orden de los GHz donde medir otras magnitudes es más complicado.

Los parámetros S permiten ser evaluados con respecto a la frecuencia, de esta forma uno puede evaluar el comportamiento de un componente determinando analizando dichos parámetros en un ancho de banda de interés (Fig. 2.10).

En el caso de una antena que es un componente con un solo puerto el parámetro a medir es el S_{11} , que nos caracterizará la adaptación de la misma con respecto a la frecuencia, permitiendo definir las bandas de operación de la antena. También podremos determinar el ancho de banda de la antena entre los puntos donde el valor de S_{11} se hace -10db, que equivale a un ROE = 2.

2.5.6 Ancho de Banda

El ancho de banda (BW) de una antena, se refiere al rango de frecuencias de operación dentro del cual sus características se mantienen dentro de ciertos valores.

Una forma de definir el BW es mediante la relación entre la frecuencia donde la potencia radiada es máxima y las frecuencias superiores e inferiores donde cae a la mitad (-3dB).

Otra forma, y muy útil desde el punto de vista de los circuitos eléctricos, es limitar el rango de desadaptación a un máximo, siendo un valor típico $ROE \leq 2$.

Sin embargo en el análisis y comparación de antenas se utiliza ampliamente la respuesta del parámetro S11 contra la variación de frecuencia, que es muy fácil de medir y los equipos de medición como los Analizadores Vectoriales lo utilizan casi exclusivamente. En este caso, como se comenta en 2.5.5, el ancho de banda lo determina la parte del S11 que cae bajo los -10dB.

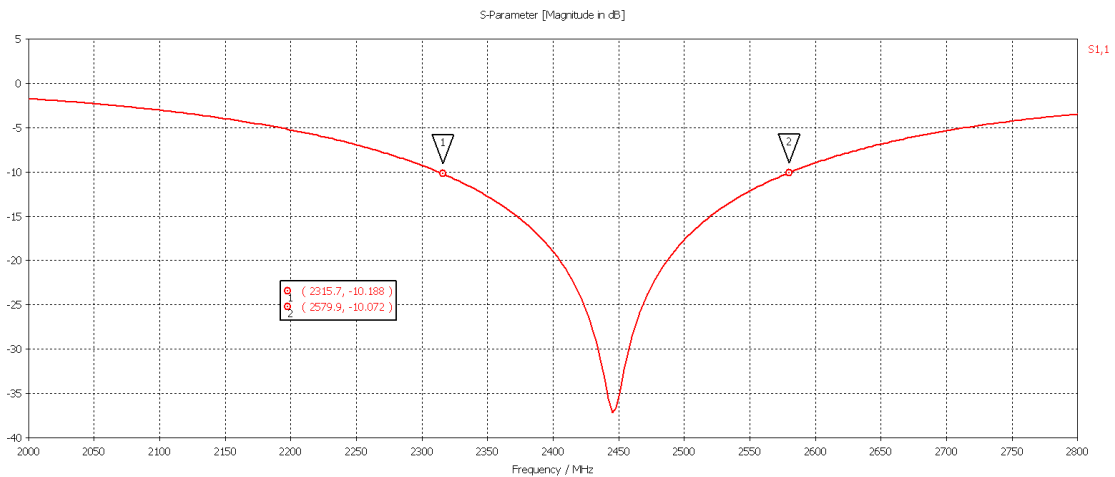


Figura N° 2.10 – Parámetro S₁₁ en función de la frecuencia. Ancho de banda (-10dB)

En la Fig. N° 2.10, se ve este parámetro en una antena ensayada que funciona en una banda del estándar IEEE 802.11 (WiFi), y la forma en que se determina su ancho de banda de -10dB.

Para la caracterización y también la comparación con otras antenas hay dos magnitudes que expresan el comportamiento en cuanto al ancho de banda. Una es el ancho de banda porcentual o BW%, el cual se expresa como:

$$BW\% = BW/FC \times 100 \quad (F_c \text{ frecuencia central}) \quad (2-28)$$

Es decir que una antena diseñada para $F_c = 1 \text{ GHz}$ y ancho de banda de 100 MHz el BW% será del 10%. Otra magnitud muy utilizada para comparar antenas de gran ancho de banda es la razón BW y que puede expresarse de dos formas,

$$BW_r = F_s/F_i \times 100 \quad \text{ó} \quad Bwr = F_s/F_i : 1 \quad (2-29)$$

(F_s=frecuencia superior; F_i=frecuencia inferior)

Es decir que para el caso anterior expresado con esta magnitud sería BWr=110% ó en la otra forma que es la más utilizada 1,2:1.

Estos parámetros son aplicables para antenas de distintos anchos de banda, pero en las que este se extiende de manera continua desde un límite inferior hasta otro superior.

Distinto es el caso de las antenas multibanda, que tienen dos o más zonas específicas y acotadas con un ancho de banda limitado cada una dentro del espectro, donde son perfectamente utilizables.

El caso de la antena para WiFi de la Fig. N° 2.10, es un ejemplo de este tipo de antenas. Según la cantidad de zonas del espectro o bandas donde son utilizables se denominan respectivamente bi-banda, tri-banda, etc.

2.6 Dipolo($\lambda/2$)

Una de las antenas más difundidas, ya sea porque se toma como referencia, por la facilidad de su implementación física, o por ser el bloque básico en muchos casos de los arreglos de antenas (*antenna array*), es el dipolo de media onda ($\lambda/2$).

Una forma muy precisa de describirlo es el de la distribución de corriente lineal a lo largo del dipolo. Esta presenta una distribución sinusoidal con el máximo en el centro del dipolo como puede verse en la Fig. N° 2.11.

La corriente puede expresarse matemáticamente con la siguiente fórmula:

$$I(z) = I_m \text{sen} \left[\beta \left(\frac{\lambda}{4} - |z| \right) \right] \quad (2-30)$$

con

$$|z| \leq \lambda/4 \quad \text{y} \quad \beta = 2\pi/\lambda$$

Donde,

I_m : Corriente máxima

Z: impedancia del dipolo

B: Número de onda

Si bien es una antena resonante y no debiera tener valores de reactancia distintos de cero, la expresión de su impedancia en su punto de alimentación (centro) es:

$$Z_d = 73 + j 42,5 \, \Omega \quad (2-31)$$

Como se ve tiene reactancia inductiva y eso se puede entender por el carácter inductivo del conductor, o más precisamente por el voltaje inducido en cada porción del conductor por los campos radiados.

Viéndolo desde un punto de vista circuital, hay una componente inductiva en la impedancia real del conductor, que en términos reales hace que la longitud de la antena parezca mayor de $(\lambda/2)$.

Por ello para poder sintonizar el dipolo debe cortarse a aproximadamente 0,47 a 0,48 de λ , quedando el valor final de la impedancia del dipolo en $Z_d = 70 \Omega$.

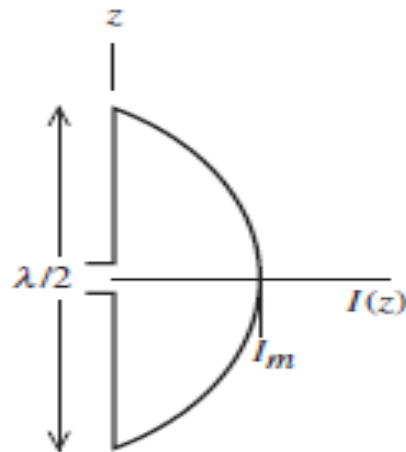


Figura N° 2.11 - Distribución de corriente a lo largo del dipolo ($\lambda/2$)

Si se integra (2-30) con (2-8) y luego se aplica (2-9), se obtiene la distribución de potencia radiada en volumen. Cortando este volumen con un plano vertical y otro horizontal (ángulos (θ, ϕ)), se obtienen los diagramas de irradiación para θ y ϕ del dipolo de media onda.

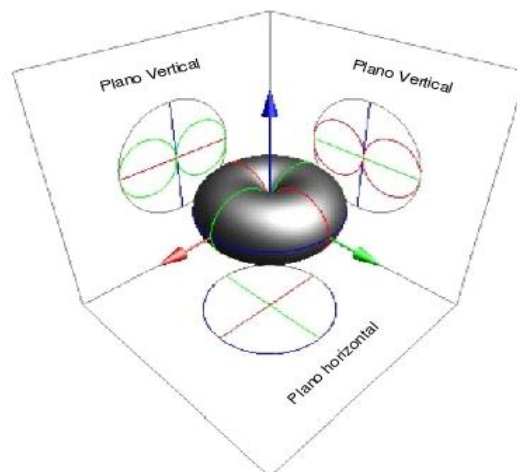


Figura N° 2.12 - Diagrama de Irradiación del dipolo de $\lambda/2$ – 3D, Planos E y H.

Los diagramas se muestran en la Fig. N° 2.12, donde pueden distinguirse como a partir del diagrama de la potencia radiada total (3D) se obtienen los Diagramas de irradiación en los respectivos planos horizontal y vertical.

2.7 Teoría de la imagen

Se ha visto el funcionamiento de antenas colocadas en el espacio sin objetos cercanos, los que ciertamente modificarían su funcionamiento, principalmente su impedancia y diagrama de irradiación. En general, las antenas omnidireccionales son las más afectadas por los elementos cercanos a la antena, no ocurre lo mismo con antenas de alta Directividad montadas en altura.

Pero hay un objeto que sirve para mejorar la performance de una antena con características omnidireccionales o de poca Directividad, el plano de tierra. Este se refiere a una superficie conductora que está ubicada en la base de la antena, pero debe tener dimensiones mínimas similares a la del irradiante ($\lambda/2$, $\lambda/4$, etc.).

En esos casos se comporta como plano de tierra infinito y por el contrario si el tamaño es pequeño ($\ll \lambda$), no tiene relativamente incidencia en las características de la antena.

Para poder analizar el comportamiento de un dipolo colocado sobre un plano de tierra infinito se utilizará la Fig. N° 2.13. En a), se tiene la condición física real que se va a analizar, en b), el modelo propuesto de una imagen del dipolo teniendo como eje de simetría el plano de tierra y con sus respectivas corrientes en fase, además de considerar que ambos actúan en el espacio libre.

Las condiciones a satisfacer para poder resolver las ecuaciones del dipolo en esta situación, es que el vector E sea nulo en toda la extensión del plano de tierra.

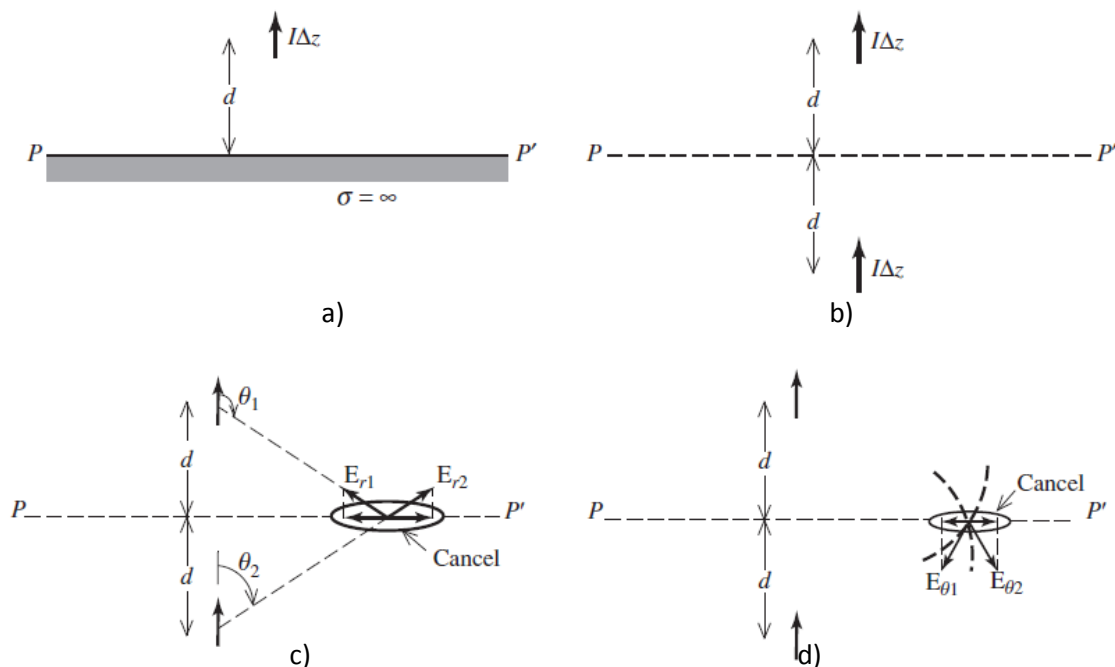


Figura N° 2.13 - Teoría de la Imagen; a) Dipolo ideal sobre plano de tierra infinito; b) Modelo físico que satisface las condiciones de contorno; c) Componente radiales; d) componentes tangenciales.

En las dos restantes partes de esta figura, c) y d), se muestra como las distintas proyecciones de E sobre el plano de tierra se anulan entre las componentes de ambos dipolos, el real y el imagen. La utilización de este recurso se denomina Teoría de la Imagen.

2.8 Monopolo

Utilizando la herramienta de la Teoría de la Imagen, si se coloca un dipolo de $(\lambda/2)$ de manera que cada uno de sus brazos queden por encima y por debajo del plano de tierra respectivamente y en forma perpendicular al mismo, se tiene lo que se conoce como antena monopolo o simplemente Monopolo.

La línea de alimentación va conectada al irradiante superior, mientras que el retorno se conecta al plano de tierra en ese punto.

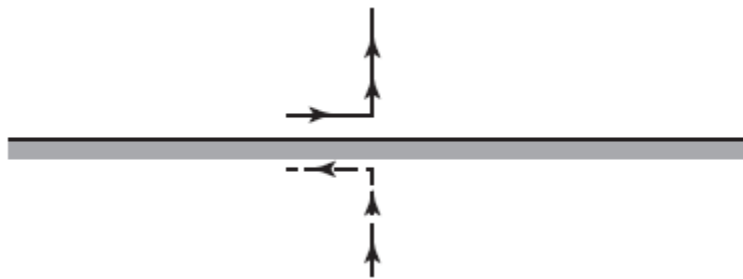


Figura N° 2.14 - Monopolo de $\lambda/4$

La impedancia del Monopolo puede deducirse de la del Dipolo teniendo en cuenta que la corriente es la misma en ambos pero la tensión está reducida a la mitad al ser nula en la rama inferior. Por tanto quedará:

$$Z_m = \frac{V_m}{I_m} = \frac{V_d/2}{I_d} = Z_d/2 \quad (2-32)$$

Como el Diagrama de Irradiación es similar al del dipolo en la parte superior, y teniendo en cuenta que la potencia radiada por el Monopolo es la mitad de la del Dipolo, la Directividad es el doble que la de este último.

El Monopolo de $\lambda/4$ (Fig. N° 2.14), es muy utilizado en antenas para servicio móvil por su practicidad, aunque también existen variantes de esta antena que mejoran las prestaciones en cuanto a Directividad.

CAPITULO 3

Antenas de F-Invertida

3.1 Microtiras

Las Microtiras (Microstrip), son un elemento muy utilizado en circuitos de RF para transmisión en medios confinados, sobre todo en aquellos donde su frecuencia de trabajo supera el valor de 1 GHz.

Básicamente, es una línea de transmisión realizada en la parte superior de un circuito impreso, mientras que en la parte inferior se encuentra el plano de tierra con el que se completa la línea de microtira.

Un esquema de esta línea puede verse en la figura 2.20, apreciándose los parámetros característicos que la definen, el ancho de la línea de transmisión (W), el espesor de las capas conductoras (t), el espesor del sustrato y su constante dieléctrica relativa (ϵ_r).

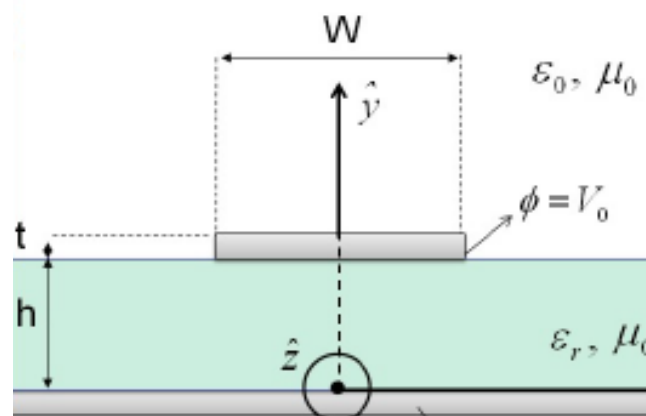


Figura N° 3.1 – Línea de microtira [CAMPOS10]

Es fundamental conocer el valor de ϵ_r , pues este que define su comportamiento en cuanto a la velocidad de transmisión.

En un conductor coaxial, al estar cerrada la estructura por el conductor de tierra, la propagación se realiza con los campos E y H perpendiculares entre sí y a la dirección de propagación. Además, las líneas de campo quedan confinadas dentro de la estructura del cable. Este modo de propagación se denomina TEM.

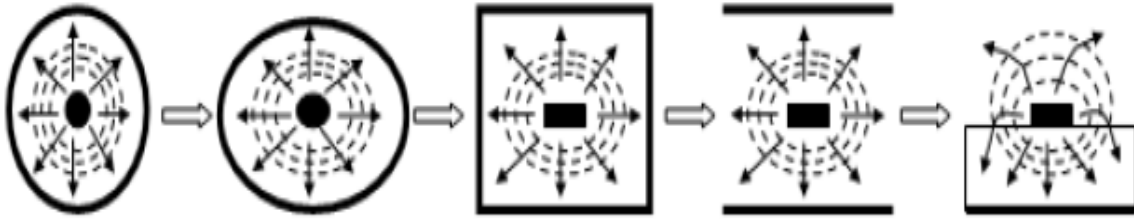


Figura N° 3.2 – Modo de propagación en Coaxial y Microtira [BAVA13]

Si se abriera progresivamente este conductor hasta simular una línea de microtira, la propagación se iría modificando como se ve en Fig. N° 3.2.

Por esa razón, el modo de propagación de la onda electromagnética por la microtira es el denominado *quasi_TEM*, ya que la estructura es abierta, contrariamente a lo que ocurre con un coaxial, y por tanto hay pérdidas adicionales y se debe considerar la permeabilidad efectiva, ϵ_{eff} que siempre es mayor que la relativa del material del sustrato (ϵ_r).

Las antenas del tipo parche se pueden alimentar básicamente de dos formas. Una con cable Coaxial, como se muestra en la Fig. N° 3.3, donde puede verse una antena microstrip del tipo parche, y en la vista de corte se aprecia la alimentación vía cable coaxial.

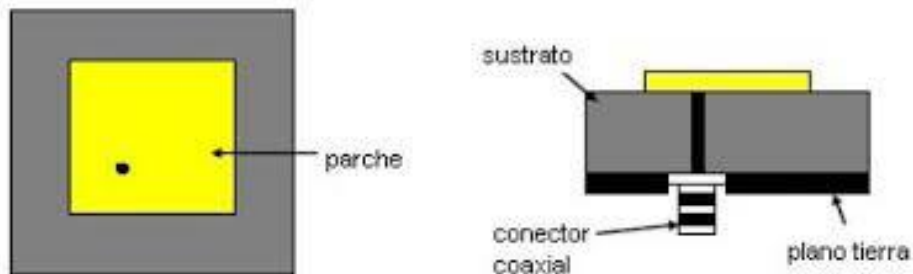


Figura N° 3.3 – Antena alimentada por Coaxial

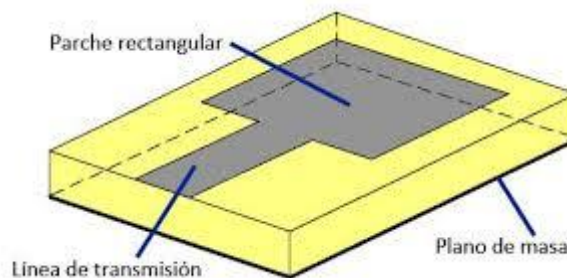


Figura N° 3.4 – Antena parche alimentada por microtira

La otra modalidad de alimentación, mediante línea de microtira, es la que se utilizará en el presente trabajo, y un caso de aplicación es con una antena parche como se ve en la Fig. N°3.4

Como el tipo de antena elegida para esta Tesis tendrá un funcionamiento coplanar, como las microtiras, se deberá tener en cuenta en su diseño el utilizar el ϵ_{eff} , lo que influye en las dimensiones de la misma.

3.2 Antenas de F-Invertida

Partiendo de una antena monopolo ($\lambda/4$) con plano de tierra, doblando su irradiante en un punto para dejarla en forma horizontal al plano de tierra, como se muestra en la Fig. N° 3.5, se obtiene la llamada antena L invertida (ILA: *Inverted-L Antenna*)



Figura N° 3.5 - Antena L invertida (ILA)

La parte paralela al plano de tierra forma una capacidad parasita que es preciso compensar. Para ello, el punto de alimentación se desplaza y el tramo vertical inicial se pone a tierra. Así se crea una espira que con su carácter inductivo compensa la capacidad nombrada, como se observa en al Fig. N° 3.6. Esta modificación es lo que se llama Antena de F invertida (IFA: *Inverted-F Antenna*) por su similitud con esa letra,



Figura N° 3.6 - Antena IFA

Cuando la parte irradiante se forma con un parche de material conductor (Fig. N° 3.7) se tiene una antena Planar de F invertida (PIFA: *Planar Inverted-F Antenna*).

Estas antenas han sido ampliamente estudiadas y desarrolladas sobre todo en la telefonía celular, ya que permite en un pequeño volumen acomodar una o varias antenas con parte de estructura común formando antenas PIFA multibanda.

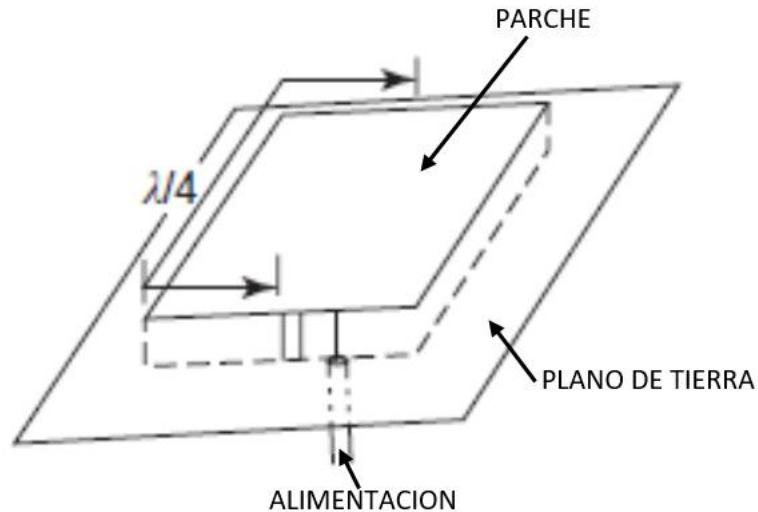


Figura N° 3.7 - Antena Planar de F invertida (PIFA)

Un ejemplo típico de la utilización de una PIFA puede verse en la Fig. N° 3.8, donde puede apreciarse el plano de tierra que forma parte de la carcasa del teléfono móvil, y también la estructura planar del irradiante multibanda.

Uno de los principales problemas de este tipo de antenas es su reducido ancho de banda que está dado por

$$BW = \frac{f_2 - f_1}{f_r} \propto 1/Q \quad (2-33)$$

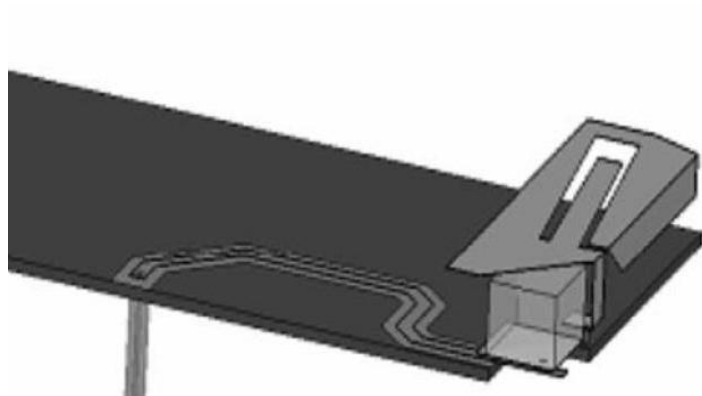


Figura N° 3.8 - Típica Antena PIFA de un teléfono celular

Siendo f_1 y f_2 las respectivas frecuencias de los extremos de la banda, f_r la frecuencia de resonancia y Q el factor de calidad de la antena.

Además a Q se lo puede expresar como:

$$Q = \sqrt{\frac{L}{C}} \times \frac{1}{R} \propto \frac{1}{S} \quad (2-34)$$

Donde L y C son la parte reactiva de la antena, R las pérdidas y S su volumen.

Estas dos ecuaciones son una herramienta importante para mejorar el ancho de banda, por ejemplo aumentando la capacidad de la antena. Lógicamente se debe encontrar una situación de compromiso óptima entre desmejorar el factor de calidad y aumentar el ancho de banda.

3.3 Antenas PIFA

Las primeras antenas multibandas utilizadas en equipos móviles celulares fueron del tipo PIFA (Planar Inverted-F Antenna: Antena plana de F invertida). Esta es básicamente un monopolo plegado (L invertida) al que se le agrega un extremo a tierra, cambiando la alimentación de posición de un extremo, como se observa en la Fig. N° 3.9. Estas dos ramas forman un loop inductivo que compensa la capacitancia aumentada al plegar el monopolo que queda paralelo al plano de tierra. A este tipo de antena se la conoce como F invertida por su forma y su abreviatura IFA (Inverted-F Antena).

Los primeros trabajos datan de 1997 y son pioneros en este tipo de antena. En ese año [Liu97] presenta una PIFA para sistemas de telefonía móvil GSM y DCS1800. La misma tiene la ventaja de trabajar en dos bandas de frecuencias, como se observa en la Fig. N 3.6 y muy buenas características de aislación entre bandas.

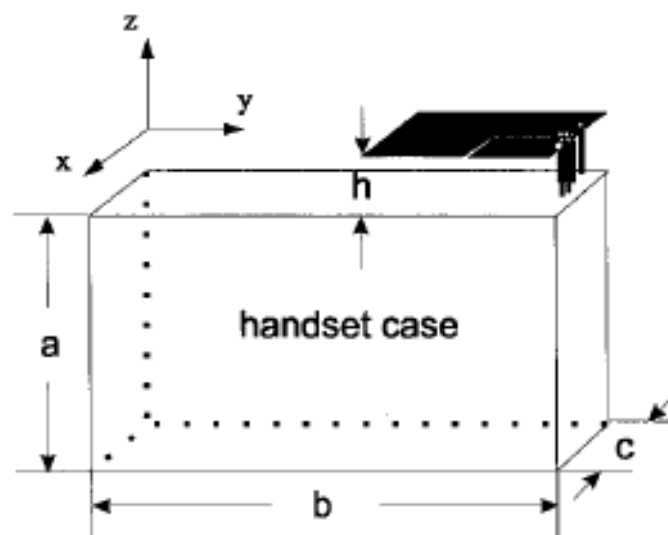


Figura N° 3.9 – Estructura de la Antena PIFA de [Liu97]

Obsérvese en la Fig. N° 3.5, que la antena es la parte superior pintada de negro y se encuentra a una distancia h del plano de tierra, siendo las dimensiones a , b y c la carcasa que contiene la electrónica correspondiente a un teléfono Móvil.

Al utilizar el teléfono móvil, una persona colocaría su oído del lado inferior de la Fig.3.9, y aquí se ve otra ventaja que destaca a este tipo de antenas, ya que la ubicación del plano de tierra se interpone entre el irradiante y la persona, reduciendo a un mínimo la potencia recibida por los tejidos. En la Flg. N° 3.10 se observa el comportamiento en frecuencia.

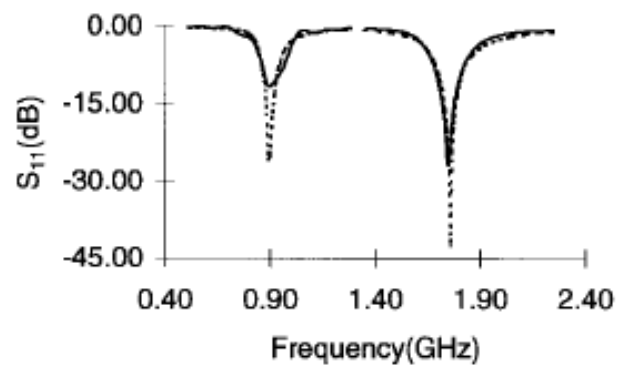


Figura N° 3.10 – Respuesta en frecuencia de la antena PIFA [Liu97]

En ese mismo año, [Rowell97] presenta una antena PIFA para la banda de 1.8 GHz con la particularidad de estar alimentada capacitivamente y con una carga en el extremo del irradiante de carácter también capacitivo.

Con estas variantes lograron reducir el tamaño del irradiante de $\lambda/4$ a $\lambda/8$, manteniendo buena performance y un ancho de banda de aproximadamente el 10% (178MHz).

3.4 Antenas de F-Invertida Coplanares

Si al irradiante y loop de la antena PIFA de la sección anterior se la pliega lateralmente sobre el dieléctrico de la placa del lado superior, y el plano de tierra se desplaza a la capa conductora inferior, se tiene la denominada CIFA, (Coplanar Inverted-F Antenna: Antena Coplanar de F-Invertida) (Fig. 3.11).

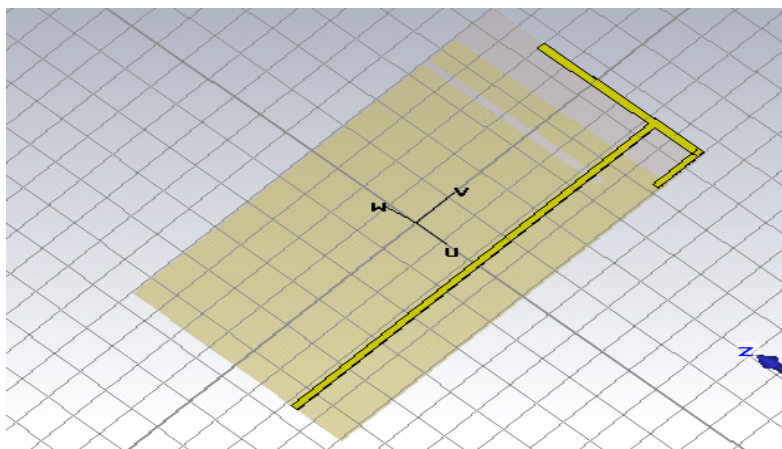


Figura N° 3.11 - Estructura de una Antena CIFA

En esta vista deliberadamente traslúcida, se ve en la parte inferior el plano de tierra, y en la parte superior de la placa el irradiante alimentado con una línea de microtira.

La antena mantiene las características omnidireccionales pero se logra reducir el tamaño en forma importante, sobre todo en volumen, para poder utilizarse en pequeños equipos electrónicos como los smartphones, tablet, etc.

En el artículo sobre antena CIFA, que se encuentra en la referencia [Ali00], se presenta un diseño para aplicar en la banda de bluetooth. Hace consideraciones sobre la relación entre las dimensiones de la antena y su frecuencia de resonancia como así también del ancho de banda.

La referencia [Soras02] es una de las mas citada en trabajos de antenas coplanares de F invertida (CIFA) y similares. Desarrollado para utilización en la banda ISM de 2.4 GHz en tarjetas PCMCIA (ya obsoletas), su geometría se muestra en la Fig. N° 3.12.

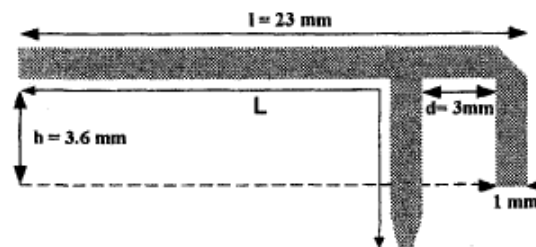


Figura N° 3.12 – Antena CIFA [Soras02]

En este artículo se presenta una antena CIFA que muestra la relación que tiene la adaptación de impedancias con la longitud de separación entre el alimentador y el otro extremo del loop formado que hace las veces de inductancia, complementando la capacitancia creada al doblar la antena en forma paralela al plano de tierra, como se ve en la Tabla N° 3.1.

Tabla N° 3.1 - Relación entre las dimensiones de la antena y la frecuencia de resonancia [Soras02]

h/λ_0	l/λ_0	d/λ_0	f_{res} (GHz)
0.02	0.19	0.025	2.48
0.04	0.19	0.025	2.38
0.03	0.18	0.025	2.55
0.03	0.20	0.025	2.30
0.03	0.19	0.015	2.31
0.03	0.19	0.035	2.60

En este artículo también se muestra la importancia entre tener y no tener un plano de tierra paralelo al plano de la antena impresa.

En el artículo de referencia [Karakoussis03] se introduce una modificación a la geometría de la CIFA básica, como se muestra en la Fig. N° 3.13 a), obteniendo una antena CIFA de doble banda, Fig. N 3.13 b).

Así el diagrama básico original del monopolo plegado y coplanar va teniendo distintas modificaciones, generalmente para agregar más bandas de operación sobre un mismo montaje.

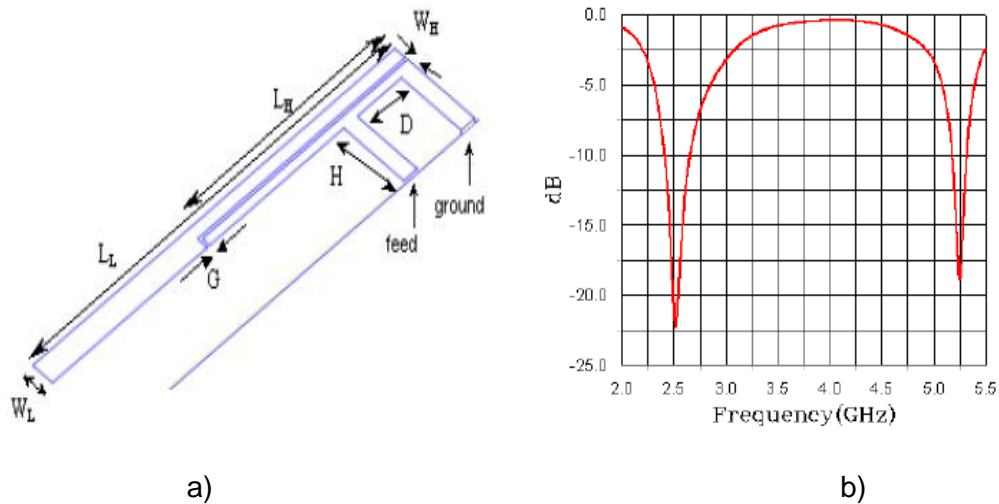


Figura N° 3.13 - a) Esquema de antena CIFA doble banda b) Respuesta de S_{11} vs frecuencia– [Karakoussis03]

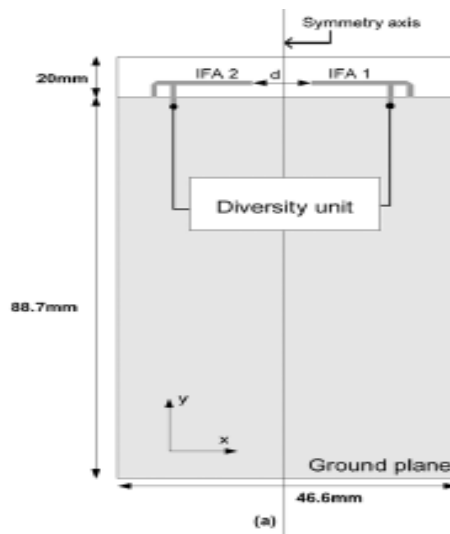


Figura N° 3.14 – Dual CIFA para utilización en sistemas MIMO – [Karaboikis04]

En uno de los trabajos más citados en la actualidad, [Karaboikis04] se propone una doble antena CIFA realizada geoméricamente como espejo con un eje de simetría (Fig. N° 3.14), para utilizar en sistemas MIMO (Multiple Input Multiple Output: Múltiple Entrada Múltiple Salida).

El acoplamiento entre las dos antenas es drásticamente reducido utilizando un plano de tierra corrugado, y debido a este desacoplamiento, pueden utilizarse en sistemas que necesitan recibir o transmitir con diversidad.

este tipo de antenas las dimensiones de los parámetros como son: distancia al plano de tierra, largo del monopolo plegado, y la distancia hasta el brazo en cortocircuito.

Los resultados son buenos y la construcción al ser coplanar es muy sencilla, demostrando la efectividad de este diseño.

En dicho trabajo, se propone una antena plana que es coplanar con la placa de circuito impreso, pero en forma separada, quedando el plano de tierra en la parte superior de la PCB (Fig. N 3.17 a)). La alimentación se hace por coaxial. Lo interesante es el agregado de elementos parásitos que logran extender el ancho de banda de la antena, logrando seis bandas de operación (Fig. N° 3.17b))

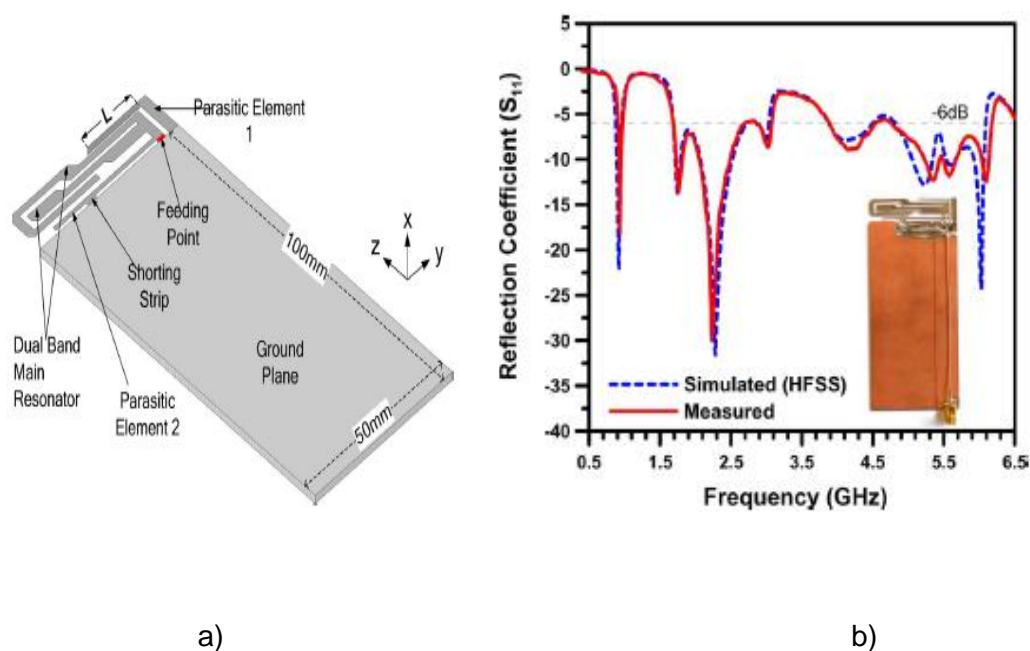


Figura N° 3.17 – a) Esquema de antena Hexabanda b) Diagrama de parámetro S_{11} – [Chiu09]

3.5 Modificaciones en el Plano de Tierra

Una herramienta que empezó a utilizarse desde hace unos pocos años en las antenas planares y coplanares, es la modificación del plano de tierra introduciendo slots en el mismo que modifican el comportamiento de la misma.

En ese sentido el trabajo citado es el de la referencia [Vainikainen02], se basa en la teoría de circuitos resonantes equivalentes, explica como las modificaciones en el plano de tierra modifican el comportamiento de una antena.

Esta equivalencia permite ver a la antena como un circuito discreto con la posibilidad de analizarla con software de simulación de circuitos de radio frecuencia como por ejemplo el AWR (Applied Wave Research) de National Instruments.

En la Fig. N° 3.14 se ve como queda conformado un circuito con elementos discretos que equivale al conjunto irradiante y plano de tierra de una antena planar. En este

caso la primera etapa conformada por L_1 , C_1 y G_1 , representan al circuito resonante del irradiante y la segunda etapa equivale al plano de tierra.

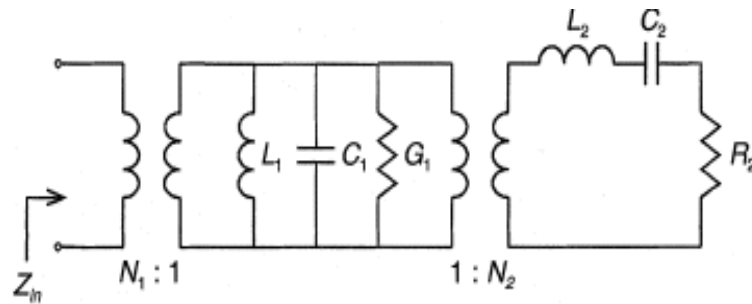


Figura N° 3.18 – Circuito equivalente de una antena resonante y su plano de tierra [Vainikainen02]

Según las modificaciones introducidas en el plano de tierra se verá alterado el comportamiento total de la antena. Uno de los efectos más deseados es extender el rango de utilización de la antena, por ejemplo agregando una segunda frecuencia de resonancia, logrando que se comporte el conjunto como dos bandas de frecuencia.

Un trabajo muy interesante utilizando ese modelo es el de [Cabedo09], que introduce unas graficas explicativas de la aplicación del modelo del resonador.

Otros trabajos importantes en este tema son las referencias [Abedin03], [Hossa04] y [Huynh03], los que abordan los efectos de las modificaciones en el plano de tierra en distintas antenas del tipo PIFA.

También es de destacar el libro de A. Kishk [Kishk13] que recopila los últimos trabajos y avances en antenas del tipo microtiras.

CAPITULO 4

Diseño, simulación y construcción del modelo real

4.1 Diseño de antena CIFA

Dos de las bandas ISM (Industrial, Scientific, Medical), asignadas por la ITU (*International Telecommunication Unit*) para nuestra región, son las de 2,4 a 2,5 GHz y de 5,725 a 5,875 GHz, y para esas bandas se diseño la antena, ya que como se menciona en la Sección 1.5, son las más utilizadas en aplicaciones médicas y en entornos hospitalarios de alta complejidad, por lo que es necesario monitorear los valores de RNI.

En este capítulo se efectuara el diseño de una antena CIFA y se evaluara a través de programas de simulación electromagnético. Los resultados obtenidos del diseño y simulación se concretarán construyendo un prototipo que será medido para analizar su funcionamiento.

4.1.1 Calculo del irradiante

Como el diseño se realizara sobre la base de una antena CIFA y según lo visto en la sección 2.8 del Capítulo 2, está basada en el monopolo. Por lo tanto inicialmente calculamos la longitud que tendría una antena de este tipo para $\lambda/4$ correspondiente a 2,45 GHz, frecuencia central de la banda inferior.

La dimensión exacta siempre es menor que la calculada con

$$L = \frac{300}{4 \times f_c} \times \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} [m] \quad (3-1)$$

Estando la f_c en MHz y multiplicado el término de longitud por la inversa de la raíz de la constante dieléctrica efectiva (ϵ_{eff}) del material del sustrato (Rogers RO4003B). El resultado queda expresado en metros.

Con este valor de $\lambda/4$ se pueden obtener las dimensiones mínimas de la placa, es decir determinar el tamaño mínimo para el plano de tierra. Este no puede ser cualquier valor, ya que si bien no se encontró detalles sobre este punto, en [Kishk13], se hace referencia a la relación sobre las dimensiones mínimas y la eficiencia de la antena.

De lo experimentado se obtuvo que la relación (con $L = \lambda/4$) para mantener el funcionamiento adecuado son las descritas en la Fig. N° 3.1. Manteniendo esas relaciones se continuó con el diseño del irradiante.

Para conseguir el valor óptimo se varió el parámetro de la longitud del irradiante alrededor del valor calculado, con la facilidad que presta el Software CST, hasta encontrar el mínimo S11 a la frecuencia deseada.

Como este irradiante va plegado y queda paralelo al plano de tierra, forma un valor capacitivo en la impedancia de la antena que por ser resonante debe tener una

impedancia con valor reactivo lo más cerca de cero posible, como se desarrolló en la sección 2.8 del Capítulo 2.

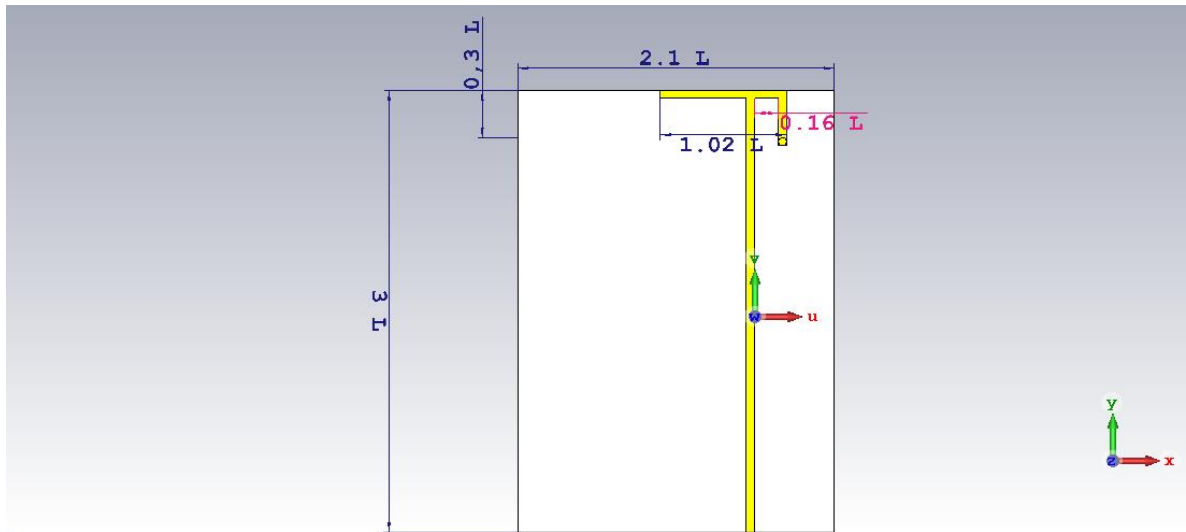


Figura N° 4.1 – Dimensiones mínimas en función de la longitud de onda ($L = \lambda/4$)

Para ello se pone el irradiante a tierra alimentando la antena en un punto cercano al pliegue realizado (Fig. 3.2), y el extremo de ese pliegue va conectado con un pin al plano de tierra que está en la parte posterior de la placa.

En la Figura 3.1 puede verse el valor óptimo de la separación del loop y el irradiante en función de $L = \lambda/4$.

El plano de tierra está en la parte posterior de la placa y llega desde el borde inferior hasta la línea punteada (Fig. N° 4.2), para permitir que la parte final de la antena irradie.

El material utilizado, placa para circuito impreso, es Rogers 4003, cuyas características más importantes están en la Tabla N° 4.1, extraída de la hoja técnica del fabricante.

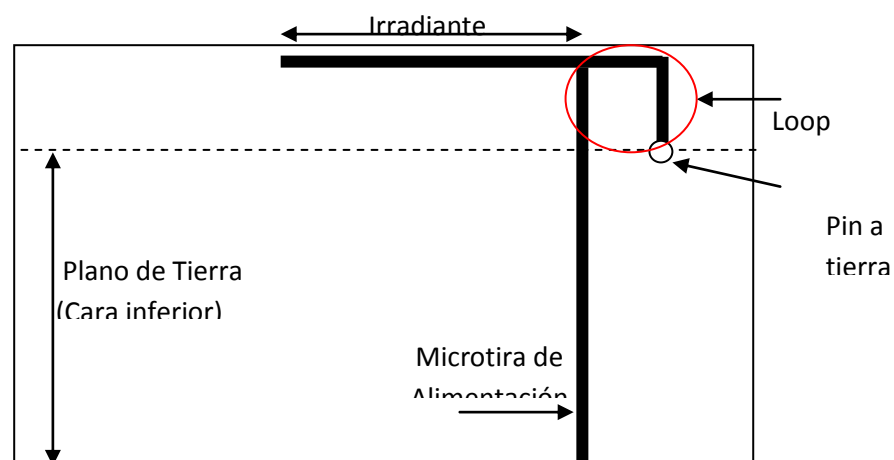


Figura N° 4.2 – Esquema de antena CIFA diseñada

Tabla N° 4.1 – Especificaciones Técnicas de las placas Rogers RO4003®.-

Property	Typical Value		Direction	Units	Condition	Test Method
	RO4003C	RO4350B				
Dielectric Constant, ϵ_r , Process	3.38 ± 0.05	⁽⁴⁾ 3.48 ± 0.05	Z	--	10 GHz/23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5 Clamped Stripline
⁽²⁾ Dielectric Constant, ϵ_r , Design	3.55	3.66	Z	--	8 to 40 GHz	Differential Phase Length Method
Dissipation Factor tan, δ	0.0027 0.0021	0.0037 0.0031	Z	--	10 GHz/23°C 2.5 GHz/23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Thermal Coefficient of ϵ_r	+40	+50	Z	ppm/°C	-50°C to 150°C	IPC-TM-650 2.5.5.5

4.2 Diseño de la microtira de alimentación

La alimentación de la antena es del tipo microtira (microstrip), y se diseña tomando en cuenta el tipo de material elegido para la placa de circuito impreso (Rogers RO4003C) y con la asistencia del Software de libre distribución AppCAD® de Avago Technologies, sitio oficial de descarga <http://www.hp.woodshot.com>.

En la Fig. N° 4.3 se ven las variables de dimensionado de la antena, algunos de ellos como el espesor del sustrato, el espesor de la parte conductora de cobre y la ϵ_r quedan determinados por el material utilizado.

Todos los valores del diseño de la microtira, cuya impedancia se eligió para que sea de 50Ω, se ingresan en el Software y se calcula la Z_0 . De no resultar el valor deseado solo podemos modificar en este caso, el ancho de la línea ya que los demás parámetros pertenecen al tipo de placa elegida para el diseño.

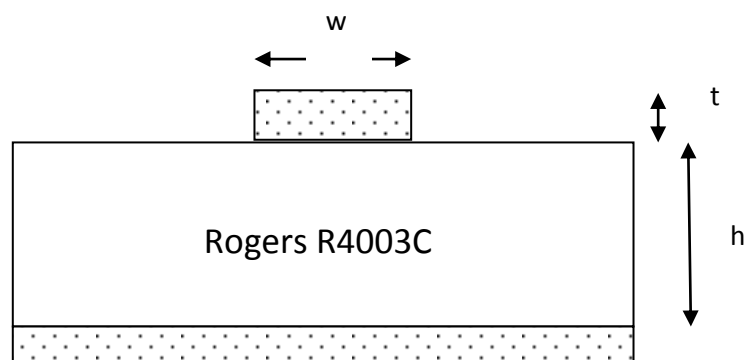


Figura N° 4.3 – Diseño de la microtira de alimentación

Los valores del diseño de la microtira se detallan en la Tabla N° 4.2, donde se discriminan entre los ingresados y los resultados obtenidos. Estos resultados se utilizaron para introducirlos en el diseño de la antena en el software CST®.

Tabla N° 4.2 – Parámetros de diseño y resultados de la microtira

Símbolo	Parámetro	Valor
Ingresados		
w	Ancho de la línea	1,13 mm
t	Espesor del material conductor	0,10 mm
h	Espesor del sustrato	0,508 mm
ϵ_r	Constante dieléctrica relativa del sustrato	3.38
F	Frecuencia de operación	2.4 GHz
Calculados por el Software AppCAD®		
ϵ_{eff}	Constante dieléctrica efectiva de la microtira	2,718
Zo	Impedancia característica de la microtira	50,04 Ω

4.3 Diseño en software de simulación

Para llevar adelante el diseño de la antena CIFA con la finalidad de poder simular su funcionamiento se utilizó la herramienta de software CST STUDIO SUITE®.

Este Software consta de siete módulos que en conjunto permiten afrontar cualquier problema del campo electromagnético y sus innumerables variantes de aplicación. Los módulos se pueden ejecutar simultáneamente, permitiendo al usuario interactuar entre ellos.

En el caso del diseño de antenas el modulo adecuado es el CST MICROWAVE STUDIO®. Este modulo está dedicado a la simulación en 3D de la radiación electromagnética, con un alto grado de precisión. Permite resolver los problemas tanto desde el dominio del tiempo como de la frecuencia.

El diseño de la antena con dicho software fue parametrizado, de tal forma de agilizar el diseño y poder optimizarlo fácilmente variando los parámetros de diseño.

En la Tabla 4.3 se muestran los valores parametrizados del diseño que corresponden a las dimensiones presentadas en la Figura N° 4.4.

Tabla 4.3 – Valores parametrizados del diseño de la antena CIFA

NOMBRE	VALOR (mm)	DESCRIPCION	TIPO
Zw	1.1	Ancho Microtira	Longitud
Ws	1.5	Ancho Stub plano de tierra	Longitud
Wp	6	Sección Sustrato s/plano de tierra	Longitud
W	40	Ancho sustrato	Longitud
t	0.508	Espesor sustrato	Longitud

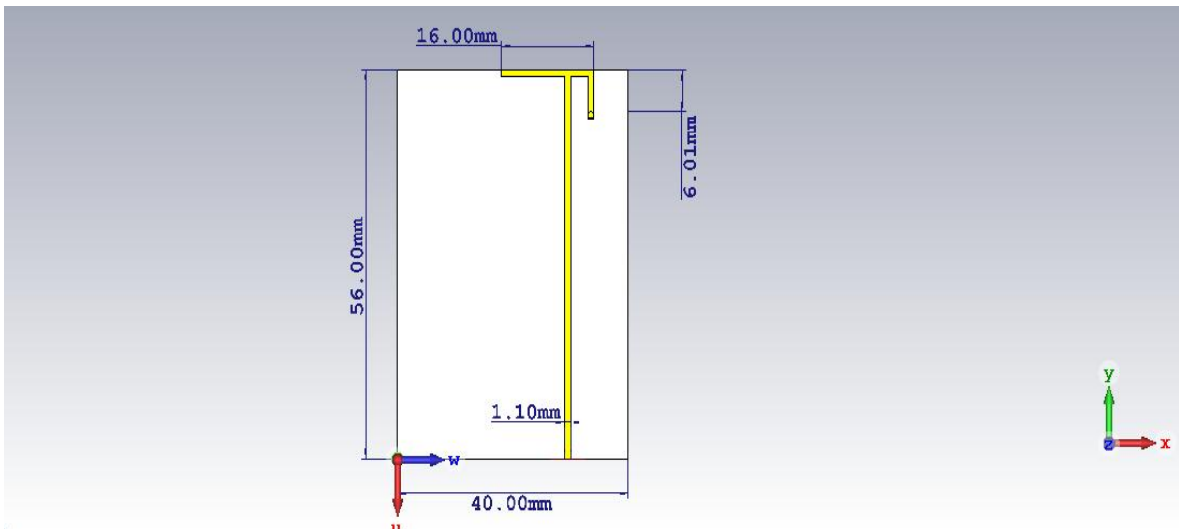


Figura N° 4.5 - Dimensiones de la antena diseñada lado irradiante

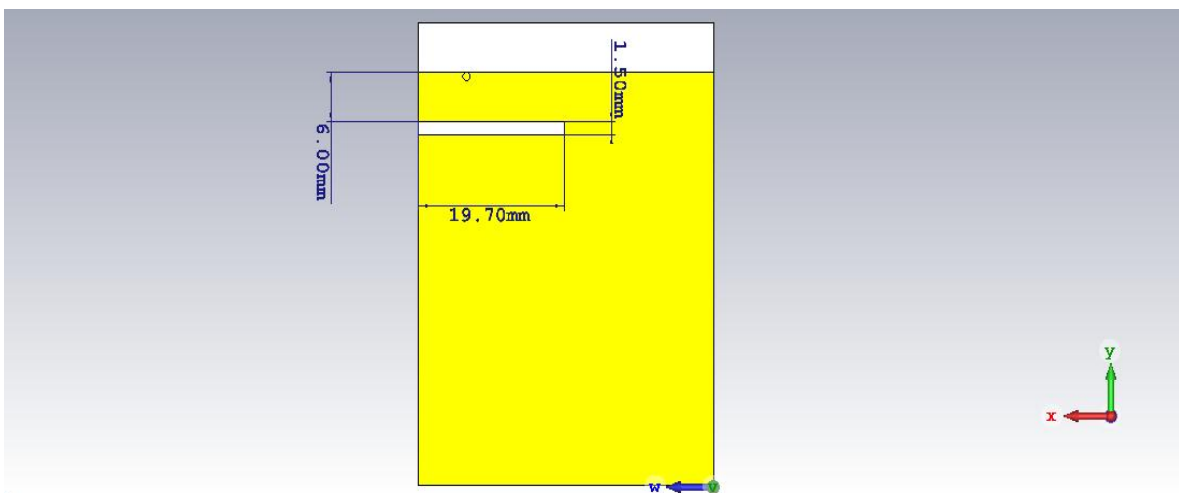


Figura N° 4.6 - Dimensiones de la antena diseñada lado plano de tierra

El diseño CAD sobre el software de simulación se puede observar en la Figura 4.7. Pueden distinguirse en la Fig. 4.7 a) la microtira de alimentación y el irradiante principal, mientras que en la Fig. 4.7 b) se muestra la parte posterior y el plano de tierra con el slot que permite agregar la segunda resonancia.

También pueden verse el pin que conecta a tierra al loop inductivo y al principio de la línea de microtira aparece el puerto, que no es parte física de la antena en si, pero se necesita para la simulación.

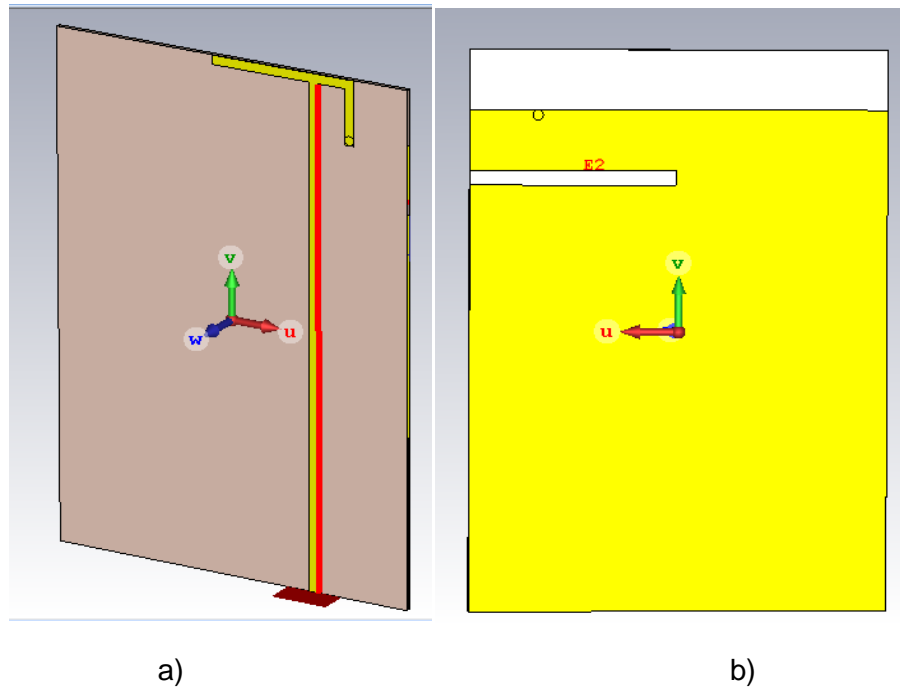


Figura N° 4.7 - a) Vistas anterior y b) posterior del diseño sobre el CAD del simulador

Como inicialmente la antena se diseña para la frecuencia de 2.4 GHz, es decir no se agrega aún el slot de tierra, se debió correr la simulación para comprobar que estaba correctamente diseñada.

En la Figura N° 4.8 se observa la simulación y el centrado de la banda pasante en la frecuencia deseada, con un valor mínimo de S_{11} a esa frecuencia de -13db.

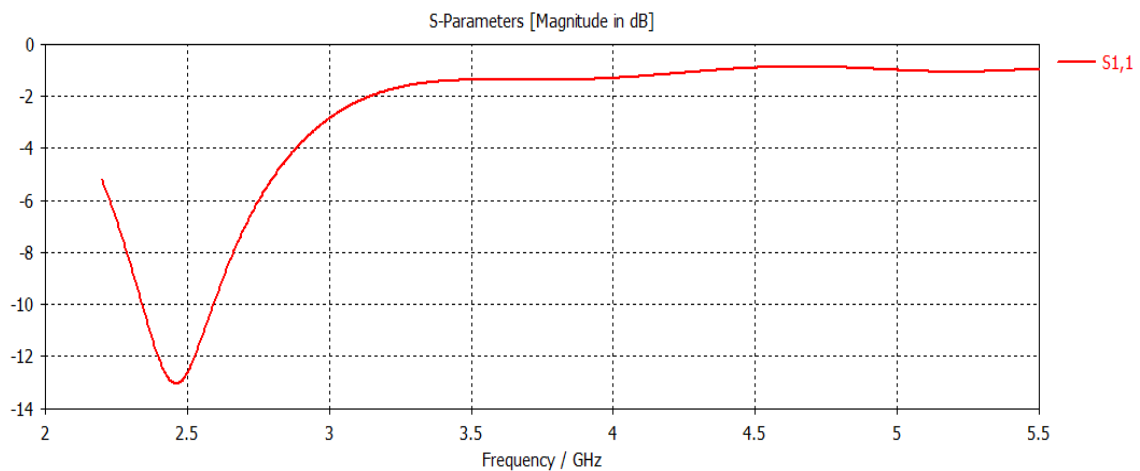


Figura N° 4.8 – Simulación para una sola banda a 2.4 GHz

La antena se diseñó como resonante para la frecuencia de 2.45 GHz, y funcionó en la frecuencia de diseño, pero se necesita que pueda trabajar simultáneamente para la banda superior de ISM de 5.8 GHz.

Para ello se eligió la modificación en el plano de tierra quitando una tira del mismo que actúa como un slot perpendicular a la microtira de alimentación.

Ya que este slot es circuito abierto y por lo tanto irradiara, necesitamos compensarlo como impedancia para los terminales de entrada.

Por ello no solo se incluye el slot de extremo abierto desde la microtira sino que se agrega hacia el lado opuesto, continuándolo desde ese punto hasta su final en cortocircuito actúa como slot que compensa la impedancia del otro tramo.

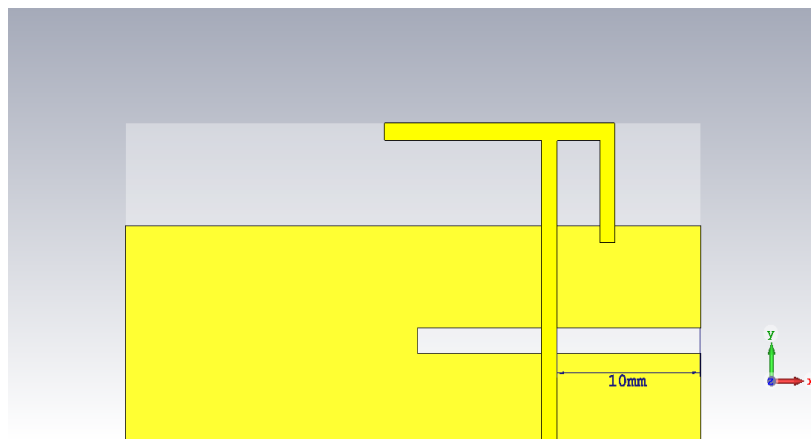


Figura N° 4.9 – Dimensión del tramo de slot irradiante (5.8 GHz)

La longitud de la parte irradiante se calcula de la misma forma que el irradiante principal y también el valor para mínimo S_{11} se consigue optimizando este valor en el CST.

En la Fig. N° 4.9 puede verse el slot y la dimensión final de la parte irradiante.

Para visualizar como actúa este slot en el plano de tierra se corrió la simulación agregando la representación de la densidad de corriente superficial a 5.8 GHz, en la Fig. N° 4.10 se muestra el resultado obtenido.

En dicha figura se ve claramente como la densidad de corriente es mucho mayor en la zona de la parte irradiante del slot, confirmando la actuación de este elemento como irradiante a la frecuencia de 5.8 GHz.

Con esta modificación se consigue que el comportamiento de la antena sea el esperado, es decir una antena bi-banda en las frecuencias de ISM.

La introducción del slot en el plano de tierra generó la segunda frecuencia de resonancia deseada, pero produce pequeños cambios en el funcionamiento en general, como corrimiento de la primer banda y aumento de los valores del S_{11} .

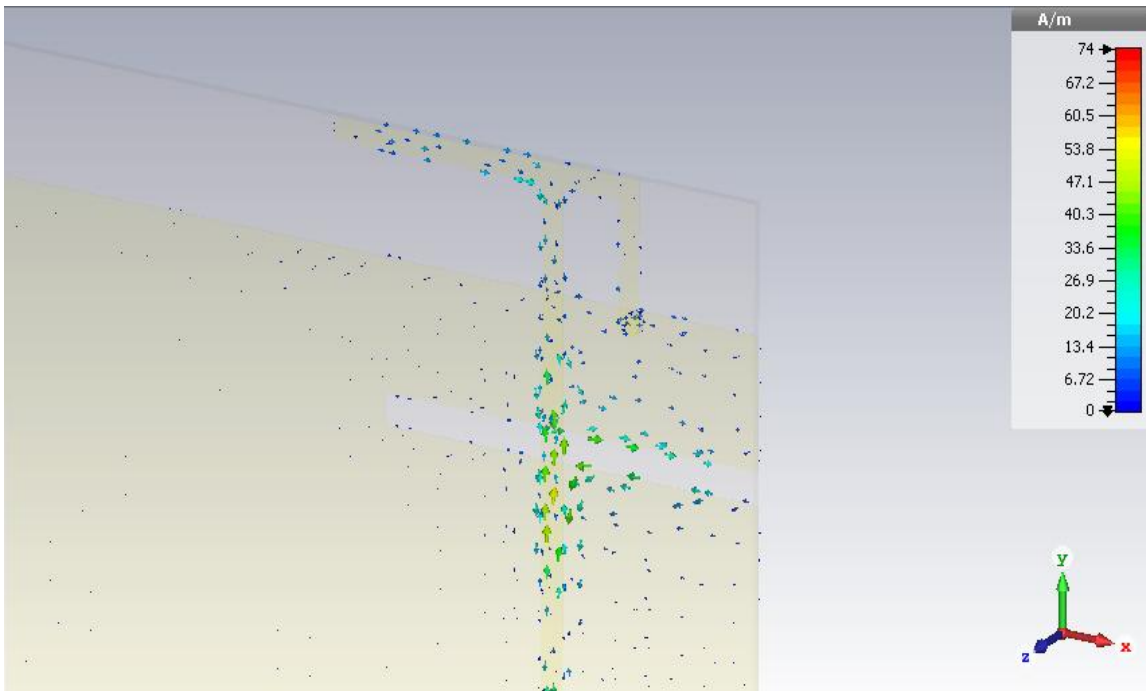


Figura N° 4.10 – Densidad superficial de corriente a 5.8 GHz.

Las sucesivos ajustes de algunos parámetros de la antena, cuyas simulaciones están plasmadas en la Fig. 4.11, nos llevo al resultado final.

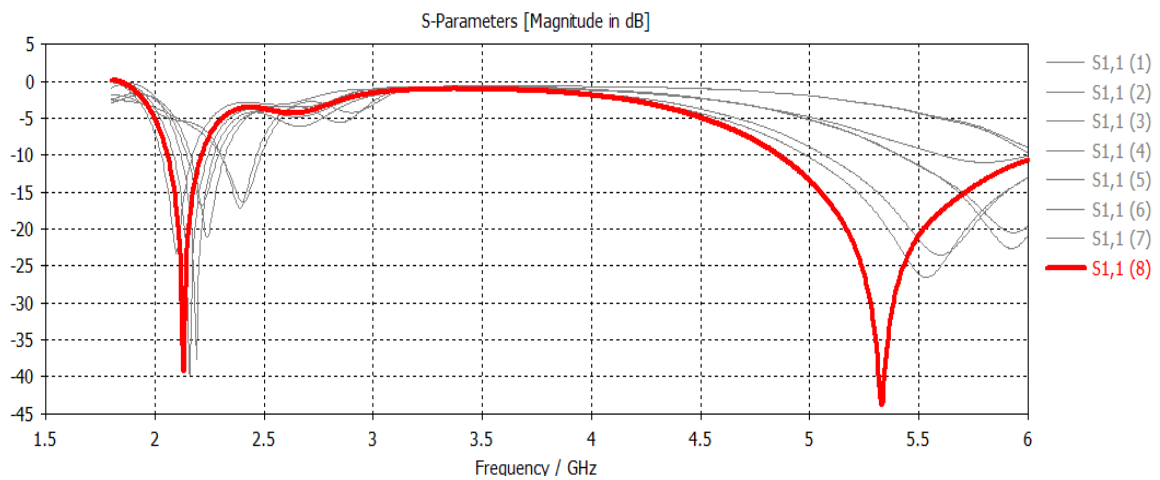


Figura N° 4.11 – Simulaciones sucesivas de los respectivos ajustes de lazo y slot,

El resultado final arrojo la curva de S11 que se ve en la Fig. N° 4.12, donde quedan identificadas claramente las dos bandas de frecuencias deseadas.

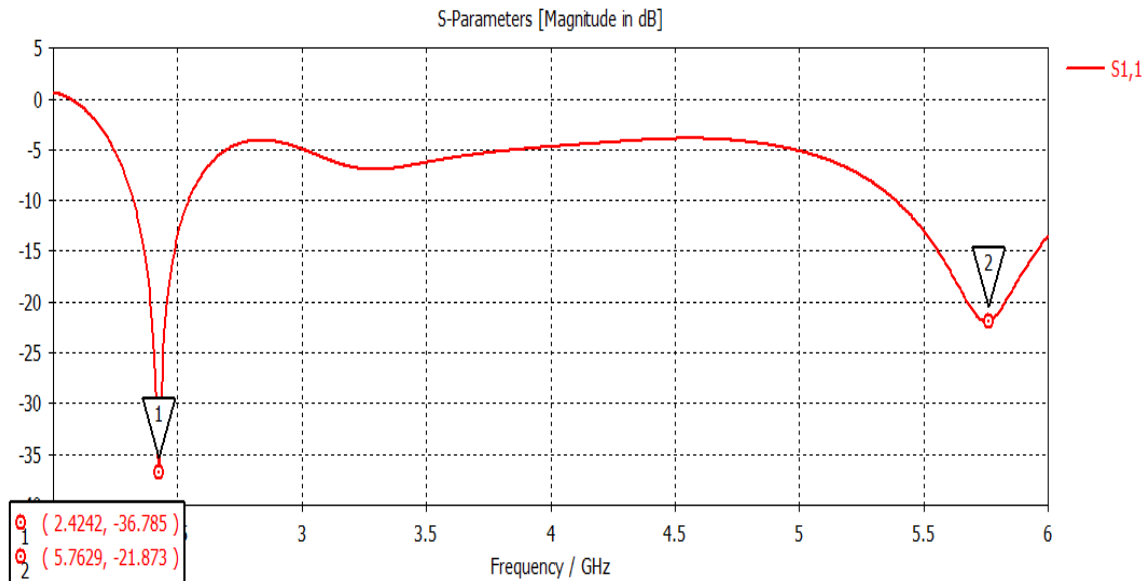


Figura N° 4.12 – Simulación del diseño final.

Las bandas quedan identificadas por su frecuencia central en la misma Fig. N° 4.12 por los indicadores 1 y 2 respectivamente.

4.3 Construcción y Medición

Con los resultados del diseño se procedió a la construcción de la antena. Para ello se utilizó la placa Rogers 4003C de doble faz de cobre.

Desde el Software CST se exporta las imágenes de cada cara de la placa de antena a correspondientes archivos con extensión dwg. Estos se imprimen a escala real en impresora laser, para que el tóner pueda transferirse mediante calor a las caras respectivas de la placa.

En este punto se debe tener sumo cuidado pues el plano de tierra y su slot tienen una relación de distancias exactas con el irradiante de la antena.

Una vez transferidas las imágenes, mediante la utilización de cloruro férrico (FeCl_3) se consigue quitar el cobre que no forma parte de la antena y el plano de tierra.

Una vez terminada la placa de la antena, es fundamental la forma en que se conectara para su medición, ya que en esa unión se debe mantener la impedancia de 50Ω para evitar reflexiones y se pueda medir correctamente.

Esta terminación se logra con un terminal SMA hembra para placa, teniendo especial cuidado en que quede perfectamente alineado con la microtira de alimentación del irradiante.

En la Fig. N° 4.13 se ve el conector SMA soldado ya a la microtira.

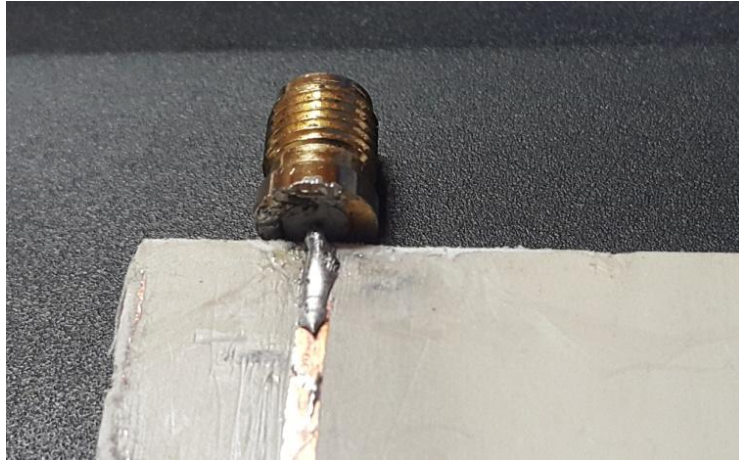


Figura N° 4.13 – Conector SMA soldado a la microtira de alimentación

Como el loop inductivo de compensación debe ir conectado a tierra se perfora la plaqueta en la zona de superposición de ambos, soldando un elemento conductor para unirlos eléctricamente.

Finalmente se procede al acoplado de la antena al Analizador de Redes (NA: Network Analyzer) marca Agilent Technologies modelo E5062A, mediante un conductor con terminales SMA y BNC y un adaptador BNC a N.

Este NA tiene un rango de frecuencias de 300MHz a 3 GHz, por lo que se solo se puede medir la primer banda de la antena centrada a 2,45 GHz.

En la Fig. N° 4.14 se puede ver la conexión utilizada para la medición con la antena suspendida en el aire.



Figura N° 4.14 – Conexión de la antena al Analizador de Redes

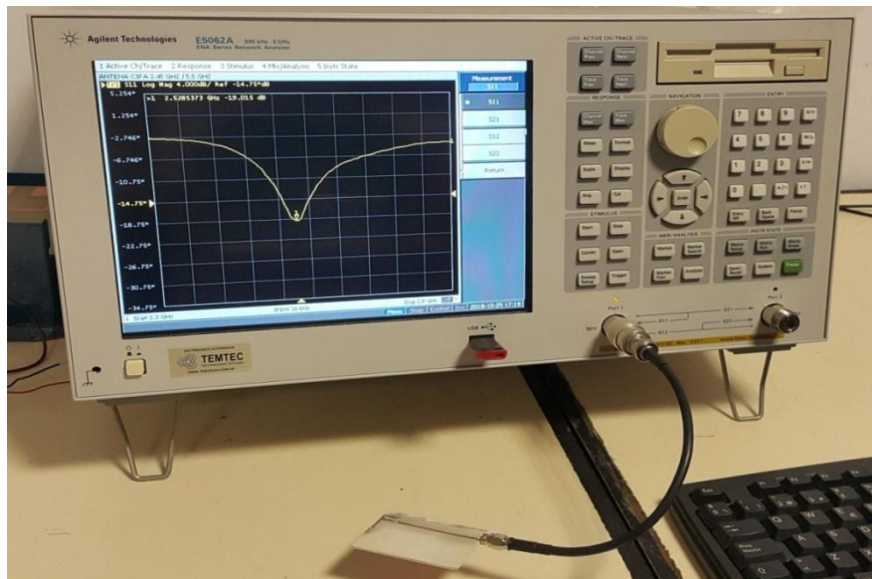


Figura N° 4.15 – Medición de la primer banda 2.45 GHz

Comprobada la conexión, se calibra el Analizador al rango de frecuencias 2,3 a 2,8 GHz y parámetro de medición S11, correspondiente al coeficiente de reflexión del dispositivo a medir.

La antena conectada y la medición pueden verse en la foto de la Fig. N° 4.15, mientras que en la Fig. N° 4.16 se ve la pantalla del NA ampliada para visualizar los valores obtenidos por el instrumento

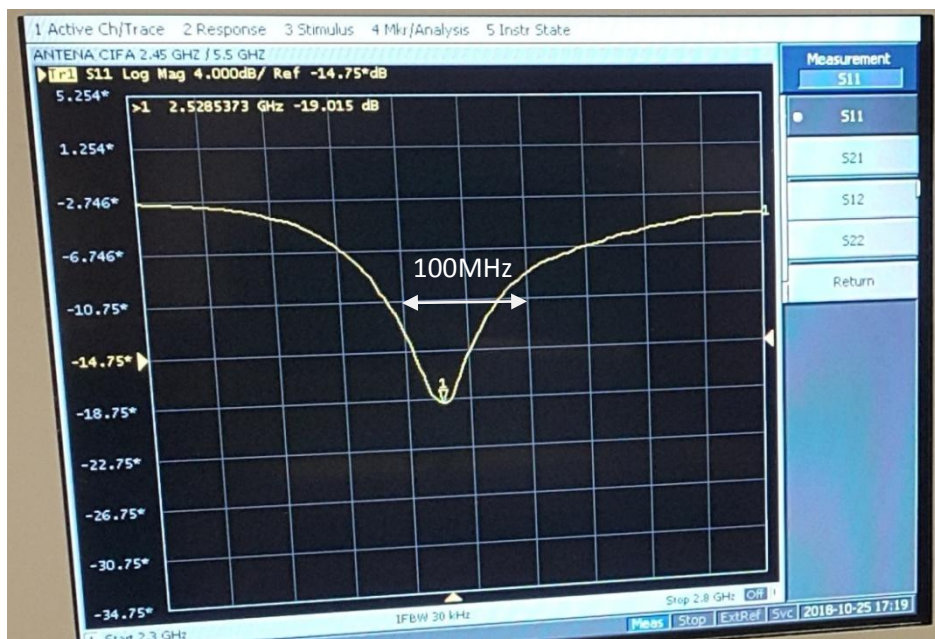


Figura N° 4.16 – Captura de pantalla del NA con los resultados de la medición

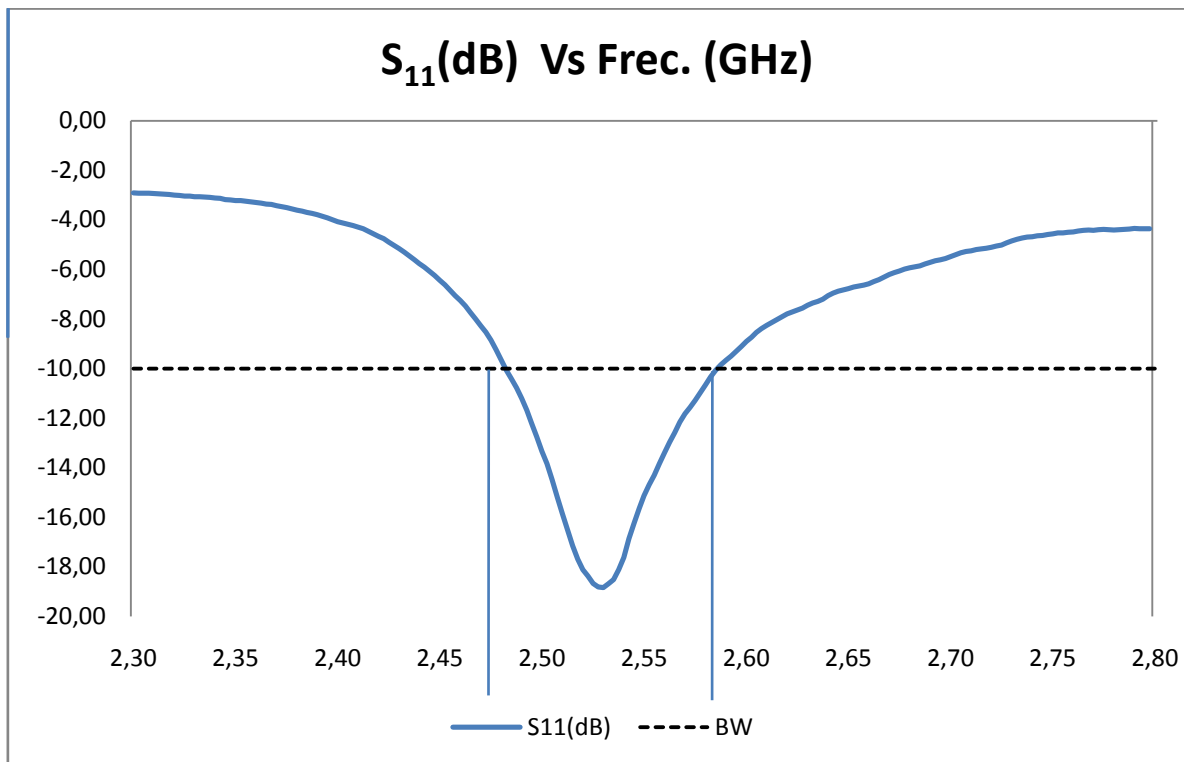


Figura N° 4.17 – Gráfico realizado a partir del archivo (csv) obtenidos del NA

El NA permite exportar los datos de la curva obtenida en un archivo con extensión csv (comma-separated value: valores separados por coma), y con ellos utilizando el software Libre Office Calc 5.0, se consigue el gráfico que se muestra en la Fig. N° 4.17

Los valores obtenidos de la medición se listan en la Tabla N° 4.4. El ancho de banda de 100MHz corresponde a los puntos donde la curva corta la línea de -10 dB, datos que también pueden apreciarse en la Fig. N° 4.17

Tabla N° 4.4 – Resultados de la Medición

Parámetro	Valor medido	Unidad
Frecuencia Central banda 1	2.5285373	GHz
S11	-19.015	dB
Ancho de Banda	100	MHz

Vale mencionar que debido al NA utilizado, no fue posible medir la banda en 5,8 GHz, ya que el rango de utilización de este instrumento no lo permitía.

4.4 Discusión de resultados

De los valores listados en la Tabla N° 3.4, se puede ver que el parámetro S11 con -19.015 dB es un valor correcto que indica que la antena irradiara dentro de un ancho de banda de 100 MHz centrado en la frecuencia de 2.5285373 GHz.

El único valor que no es exactamente el esperado es el de la frecuencia central. La comparación con el valor de diseño y el error se ven en la Tabla N° 3.5.

Tabla N° 4.5 – Corrimiento de frecuencia

Frecuencia (GHz)		
Medida	Diseño	Diferencia
2,5285373	2,4500000	3,21%

Haciendo el análisis del motivo para este pequeño corrimiento, se encuentra que el plano de tierra quedó desplazado en aproximadamente 0.6 mm hacia el irradiante, error cometido al transferir la imagen de diseño del plano de tierra a la placa.

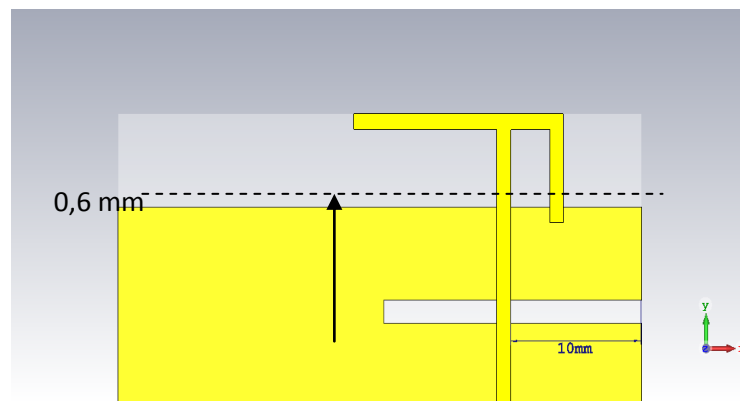


Fig. N° 4.18 - Error de desplazamiento en la transferencia del diseño

Al correrse en la transferencia la imagen de diseño no solo quedó desplazada la parte superior del plano de tierra sino también el slot que está en el contenido.

Esto hace que al ser menor la distancia entre irradiante y plano de tierra, aumenta la capacidad con el efecto de presentar una menor longitud efectiva del irradiante.

Esta anomalía constructiva también implica que el valor de S11 sea menor a lo calculado en la simulación, ya que el circuito de antena queda levemente desintonizado.

En la Fig. N° 4.18 puede apreciarse el error constructivo cometido.

Durante la medición se probó mover la posición de la antena acercándola a distintos objetos y observando a la vez la curva del S11 en el NA. Hubo poca variación del mínimo valor de S11 aumentándolo, no así el valor central de frecuencia, lo que indica que las condiciones de montaje son poco exigentes, y la antena presenta condiciones como para ser instaladas sin mayores exigencias de entorno.

No obstante esta diferencia, que puede corregirse perfectamente con una construcción sin corrimientos, los resultados son satisfactorios, ya que los -19dB del S11 implican un buen funcionamiento de la antena y están dentro de lo esperado.

CAPITULO 5

Conclusiones, evolución, líneas futuras de trabajo

5.1 Conclusiones

El objetivo de diseñar y construir una antena de reducidas dimensiones para incorporarla a un monitor compacto de RNI en un ambiente Hospitalario de Alta Complejidad, se cree alcanzado.

Esta afirmación se basa inicialmente en el éxito del diseño alcanzado en la etapa de simulación, pero luego confirmado en la medición del modelo ya construido y los valores de los parámetros que indican un buen resultado.

Es un tipo de antena de muy reducidas dimensiones y fácil de acoplar a cualquier circuito impreso utilizando una extensión del mismo y su plano de tierra.

El diseño parametrizado es un acierto también, pues permite ir ajustando las dimensiones de la antena fácilmente hasta encontrar el funcionamiento adecuado.

La utilización de parámetros en el diseño debe hacerse teniendo en cuenta de circunscribir los parámetros dentro de cada parte de la antena para que al modificarlos no influyan en otras partes complicando la difícil tarea de encontrar el óptimo funcionamiento.

La utilización de modificaciones en el plano de tierra que agregan resonancias y con ello otras bandas de operación la hacen aún más versátil y adaptable a distintos tipos de uso y bandas de frecuencias.

5.2 Evolución

Uno de los puntos de diseño que implican mayor tiempo y dedicación, además de numerosas simulaciones, es encontrar el diseño correcto del loop inductivo compensador.

Una opción que se piensa utilizar es el Ambiente de diseño de circuitos de RF de National Instruments, AWR. Particularmente la herramienta Microwave Office, que permite hallar dinámicamente el valor de resonancia del circuito (antena) modificando el loop.

Una vez obtenidas las dimensiones óptimas del loop se vuelcan las modificaciones necesarias a los parámetros del CST que correspondan y la antena queda compensada en su parte reactiva.

También se utilizarán otros métodos más precisos para la construcción de nuevas antenas para evitar diferencias constructivas que modifiquen las prestaciones esperadas a partir del diseño y simulación en el software CST.

Respecto de este software, es de destacar la enorme herramienta que es para el diseño de antenas. El diseño parametrizado, las opciones de optimización de

parámetros y tantas otras facilidades que ofrece para facilitar alcanzar un prototipo eficiente, hacen de este programa una

Como resultado de la experiencia adquirida se está diseñando una antena del mismo tipo para la banda de 925 MHz para ser utilizada en sistemas LoRa, formando parte de un grupo de trabajo multidisciplinario de distintas Unidades Académicas.

Esta supone nuevos desafíos en cuanto implica mayores dimensiones por la menor frecuencia y se trabaja en la reducción del plano de tierra a la vez de mantener el rendimiento y funcionamiento de la antena.

REFERENCIAS

[Deschamps53] Microstrip Microwaves Antennas, 3rd USAF Symposium on Antennas

Deschamps G. A., 1953.

[Gutton56] Aerien incorporable pour engins mobiles, Brevets FR 1123769, September

Gutton H., Boissinot G., 1956.

[Shanmuganantham08] Applications, International Journal of Antennas and Propagation,

T. Shanmuganantham, K. Balamanikandan, and S. Raghavan, CPW-Fed Slot Antenna for Wideband, Febrero 2008.

[Rowell97] IEEE Transactions on Antennas and Propagation

C. R. Rowell; R. D. Murch, Year: 1997, Volume: 45, Issue: 5

Pages: 837 - 842

Cited by: Papers (215) | Patents (36)

[Balanis05] Antenna Theory Analisis and design

Constantine Balanis, 3rd edition, Wiley, 2005.

[Volakis07] Antenna Engineering Handbook

John L. Volakis, 4th edition, McGraw Hill, 2007

[Ali00] Analysis of integrated inverted-F antennas for Bluetooth applications

M. Ali; G. J. Hayes

2000 IEEE-APS Conference on Antennas and Propagation for Wireless Communications (Cat. No.00EX380)

Year: 2000

Pages: 21 - 24

Cited by: Papers (56) | Patents (1)

[Soras02] Analysis and design of an inverted-F antenna printed on a PCMCIA card for the 2.4 GHz ISM band

C. Soras; M. Karaboikis; G. Tsachtsiris; V. Makios

IEEE Antennas and Propagation Magazine

Year: 2002, Volume: 44, Issue: 1

Pages: 37 - 44

Cited by: Papers (99) | Patents (6)

[Karakoussis03] A dual-band inverted-F antenna printed on a PC card for the ISM and UNNI bands

G. P. Karakoussis; A. I. Kostaridis; C. G. Biniaris; D. I. Kaklamani

2003 IEEE Wireless Communications and Networking, 2003. WCNC 2003.

Year: 2003, Volume: 1

Pages: 88 - 92 vol.1

Cited by: Papers (13) | Patents (1)

[SU04] Metal-plate shorted T-shaped monopole for internal laptop antenna for 2.4/5 GHz WLAN operation

Chih-Ming Su; Wen-Shyang Chen; Kin-Lu Wong

IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, 2004.

Year: 2004, Volume: 2

Pages: 1943 - 1946 Vol.2

Cited by: Papers (3)

[Pazin08] Multiband Flat-Plate Inverted-F Antenna for Wi-Fi/WiMAX Operation

Lev Pazin, Nikolay Telzhensky and Yehuda Leviatan

IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 7, 2008

[Chiu09] Planar Hexa-Band Inverted-F Antenna for Portable Device Applications

Chien-Wen Chiu and Yu-Jen Chi

IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 8, 2009

[Liu97] Dual-frequency planar inverted-F antenna

Zi Dong Liu; P. S. Hall; D. Wake

IEEE Transactions on Antennas and Propagation

Year: 1997, Volume: 45, Issue: 10

Pages: 1451 - 1458

Cited by: Papers (258) | Patents (47)

[Chiu07] Reduction of Mutual Coupling Between Closely-Packed Antenna Elements

Chi-Yuk Chiu; Chi-Ho Cheng; Ross D. Murch; Corbett R. Rowell

IEEE Transactions on Antennas and Propagation

Year: 2007, Volume: 55, Issue: 6

Pages: 1732 - 1738

Cited by: Papers (242) | Patents (12)

[Diallo06] Study and Reduction of the Mutual Coupling Between Two Mobile Phone PIFAs Operating in the DCS1800 and UMTS Bands

Aliou Diallo; Cyril Luxey; Philippe Le Thuc; Robert Staraj; Georges Kossiavas

IEEE Transactions on Antennas and Propagation

Year: 2006, Volume: 54, Issue: 11

Pages: 3063 - 3074

Cited by: Papers (213) | Patents (22)

[Karaboikis04] Compact dual-printed inverted-F antenna diversity systems for portable wireless devices

Karaboikis; Soras; Tsachtsiris; Makios

IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters

Year: 2004, Volume: 3

Pages: 9 - 14

Cited by: Papers (147) | Patents (38)

[Chih09] Printed $\lambda/8$ -PIFA for Penta-Band WWAN Operation in the Mobile Phone

Chih-Hua Chang; Kin-Lu Wong

IEEE Transactions on Antennas and Propagation

Year: 2009, Volume: 57, Issue: 5

Pages: 1373 - 1381

Cited by: Papers (138) | Patents (1)

[Mak07] Reconfigurable Multiband Antenna Designs for Wireless Communication Devices

Angus C. K. Mak; Corbett R. Rowell; Ross D. Murch; Chi-Lun Mak

IEEE Transactions on Antennas and Propagation

Year: 2007, Volume: 55, Issue: 7

Pages: 1919 - 1928

Cited by: Papers (112) | Patents (5)

[Vainikainen02] Resonator-based analysis of the combination of mobile handset antenna and chassis

P. Vainikainen; J. Ollikainen; O. Kivekas; K. Kelandner

IEEE Transactions on Antennas and Propagation

Year: 2002, Volume: 50, Issue: 10

Pages: 1433 - 1444

Cited by: [Papers \(327\)](#) | [Patents \(25\)](#)

[Cabedo09] Multiband Handset Antenna Combining a PIFA, Slots, and Ground Plane Modes

Arnau Cabedo; Jaume Anguera; Cristina Picher; Miquel Ribo; Carles Puente

IEEE Transactions on Antennas and Propagation

Year: 2009, Volume: 57, Issue: 9

Pages: 2526 - 2533

Cited by: Papers (129) | Patents (1)

[Abedin03] Modifying the ground plane and its effect on planar inverted-F antennas (PIFAs) for mobile phone handsets

M. F. Abedin; M. Ali

IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters

Year: 2003, Volume: 2

Pages: 226 - 229

Cited by: Papers (115) | Patents (25)

[Hossa04] Improvement of compact terminal antenna performance by incorporating open-end slots in ground plane

R. Hossa; A. Byndas; M. E. Bialkowski

IEEE Microwave and Wireless Components Letters

Year: 2004, Volume: 14, Issue: 6

Pages: 283 - 285

Cited by: Papers (106) | Patents (27)

Ground plane effects on planar inverted-F antenna (PIFA) performance

M. -C. Huynh; W. Stutzman

IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation

Year: 2003, Volume: 150, Issue: 4

Pages: 209 - 213

Cited by: Papers (101) | Patents (2)

[Kishk13] Advancement in Microstrip Antennas with Recent Applications

Ahmed Kishk – Publicado por In Tech, 2013

ISBN 978-953-51-1019-4

LINKS

[BAVA13] <http://sedici.unlp.edu.ar/handle/10915/35628>

[202-95] Resolución 202/95

https://www.enacom.gob.ar/multimedia/.../1995/Resolucion%20202_95%20MS.pdf

[530-00] Resolución 530/95

https://www.enacom.gob.ar/multimedia/normativas/2000/Resolucion%20530_00.pdf

[CNC06] Banda de existencia de las RNI

https://www.enacom.gob.ar/multimedia/noticias/.../archivo_20140821033028_6863.pdf

[ICNIRP-WIFI] Consideraciones sobre las RNI en las bandas de WiFi - ISM

<https://www.icnirp.org/en/applications/wi-fi/index.html>

[ICNIRP16] A Closer Look at the Thresholds of Thermal Damage: Workshop Report by an Icnirp Task Group - 2016

https://www.icnirp.org/cms/upload/publications/ICNIRPDagnostic_2017.pdf

[CARTER39] Wide band, short wave antenna and transmission line system – P. S. Carter 1939 – US patents

<http://pdfpiw.uspto.gov/piw?Docid=02181870&idkey=NONE&homeurl=http%3A%252F%252Fpatft.uspto.gov%252Fnetahhtml%252FPTO%252Fpatimg.htm>

[CAMPOS10] http://arantxa.ii.uam.es/~ilmasa/trsf/tema4y5/tema5_microstrip.pdf