

UNIVERSIDAD NACIONAL DEL CALLAO

ESCUELA DE POSGRADO

**UNIDAD DE POSGRADO DE
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA**

**MAESTRÍA EN CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA
MENCIÓN: INGENIERÍA BIOMÉDICA**



**“DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN RADIADOR DE MICROCINTA DE
PARCHE PARA HIPERTERMIA ONCOLÓGICA”**

**TESIS PARA OPTAR EL GRADO ACADÉMICO DE MAESTRO EN CIENCIAS
DE LA ELECTRÓNICA CON MENCIÓN EN INGENIERÍA BIOMÉDICA**

VICENTE PEÑA YALICO

**CALLAO, 2019
PERÚ**

HOJA DE REFERENCIA DEL JURADO Y APROBACIÓN

MIEMBROS DEL JURADO

Dr. Ing. : JACOB ASTOCONDOR VILLAR	PRESIDENTE
Dr. Lic. : ADAN ALMIRCAR TEJADA CABANILLAS	SECRETARIO
Msc. Ing. : CARLOS HUMBERTO ALFARO RODRIGUEZ	MIEMBRO
Msc. Ing. : ABILIO BERNARDINO CUZCANO RIVAS	MIEMBRO
Dr. Ing. : NICANOR RAÚL BENITES SARA VIA	ASESOR
N° DE LIBRO	: 01
FOLIO	: 103
FECHA DE APROBACIÓN	: 14 de Abril de 2021
RESOLUCIÓN DIRECTORAL	: 020-2021-DUPFIEE

Agradecimientos

**A mis padres por su aliento y
esfuerzos permanentes para
seguir adelante.**

ÍNDICE

TABLAS DE CONTENIDO	4
CONTENIDO DE FIGURAS	4
CONTENIDO DE TABLAS	7
ÍNDICE DE FÓRMULAS	7
ÍNDICE DE ANEXOS	8
RESUMEN	9
ABSTRACT	10
I.- PLANTEAMIENTO DE LA INVESTIGACIÓN	11
1.1 Identificación del problema.....	11
1.2 Formulación del problema.....	12
1.2.1 Problema general.....	12
1.2.2 Problemas específicos.....	12
1.3 Objetivos de la investigación.....	12
1.3.1 Objetivo general.....	12
1.3.2 Objetivos específicos.....	13
1.4 Justificación.....	13
II.- MARCO TEÓRICO	15
2.1 Antecedentes de estudio.....	15
2.2 Bases teóricas.....	21
2.2.1 Línea de Microcinta.....	21
2.2.2 Antenas de microcinta de parche. Definición.....	24
2.2.3 Mecanismo de radiación.....	25
2.2.4 Ventajas y desventajas.....	27
2.2.5 Propiedades de los sustratos y de los materiales para los parches.....	28

2.2.6	Técnicas de alimentación.....	30
2.2.7	Métodos de análisis.....	36
2.3	Definición de términos básicos.....	47
III.-	VARIABLES E HIPÓTESIS.....	49
3.1	Definición de las variables.....	49
3.2	Operacionalización de variables.....	49
3.3	Hipótesis.....	50
3.3.1	Hipótesis general.....	50
3.3.2	Hipótesis específicas.....	50
IV.-	METODOLOGÍA.....	51
4.1	Tipo de investigación.....	51
4.2	Diseño de la investigación.....	51
4.2.1	Selección de los substratos.....	51
4.2.2	Especificaciones de diseño	53
4.2.3	Procedimiento de diseño	54
4.2.4	Implementación de la fabricación del radiador de microcinta.....	57
4.3	Población y muestra.....	63
4.4	Técnicas e instrumentos de recolección de datos.....	63
4.5	Procedimientos de recolección de datos.....	63
4.6	Procedimiento estadístico y análisis de datos.....	63
V.-	RESULTADOS.....	64
5.1	Radiadores fabricados con los parámetros mencionados en el diseño.....	64
5.1.1	Diagramas e imágenes obtenidos de la caracterización del radiador realizada con el analizador de redes y el analizador de espectros.....	65
5.2	Costo de fabricación del radiador.....	72
VI.-	DISCUSIÓN DE RESULTADOS.....	73

6.1 Contrastación de la hipótesis con los resultados.....	73
6,2 Contrastación de los resultados con otros estudios realizados.....	73
VII.- CONCLUSIONES.....	74
VIII.- RECOMENDACIONES.....	75
IX.- REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	76
ANEXOS.....	80
Anexo A: Matriz de consistencia.....	81
Anexo B: Especificaciones del Analizador de redes vectorial Anritsu MS4622A.....	82
Anexo C: Especificaciones del Analizador de espectros Agilent E4407B.....	83

TABLAS DE CONTENIDO

ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 01.- Dispositivo con antena radiadora implantada para medir la glucosa en la sangre.....	17
FIGURA 02.- Esquema básico de comunicación entre antena implantada y antena y exterior.....	17
FIGURA 03.- Esquema de configuración de medida, horizontal de arriba.....	18
FIGURA 04.- Antena radiadora de parche instalada sin líquido, horizontal.....	19
FIGURA 05.- Esquema de configuración de medida, horizontal de abajo.....	19
FIGURA 06.- Antena de parche instalada con líquido, horizontal de abajo.....	20
FIGURA 07.- Configuración de medida del parche en espacio libre.....	19
FIGURA 08.- Antenas radiadoras de parche PIFA implementadas con tamaños en milímetros, comparados con el tamaño de una moneda.....	21
FIGURA 09.- Línea de microcinta.....	21
FIGURA 10.- Ondas espaciales.....	22
FIGURA 11.- Ondas superficiales.....	23
FIGURA 12.- Ondas de fuga.....	23
FIGURA 13.- Ondas guiadas.....	24
FIGURA 14.- Estructura de una antena de microcinta.....	24
FIGURA 15.- Formas comunes de parches de microcinta.....	25
FIGURA 16.- Alimentación por línea de microcinta.....	30
FIGURA 17.- Circuito equivalente para la alimentación por línea de microcinta.....	31

FIGURA 18.- Antena de parche microcinta rectangular alimentada por sonda coaxial.....	32
FIGURA 19.- Circuito equivalente para la alimentación por sonda coaxial.....	32
FIGURA 20.- Alimentación por acoplamiento de apertura.....	33
FIGURA 21.- Circuito equivalente para el acoplamiento de apertura.....	34
FIGURA 22.- Alimentación por acoplamiento de proximidad.....	35
FIGURA 23.- Circuito equivalente para la alimentación por acoplamiento de proximidad.....	35
FIGURA 24.- Ranura de largo W y ancho h	37
FIGURA 25.- Campo concentrado en la franja de longitud W	37
FIGURA 26.- Línea de microcinta.....	38
FIGURA 27.- Líneas de campo eléctrico.....	38
FIGURA 28.- Antena de parche microcinta.....	39
FIGURA 29.- Vista de planta del radiador.....	40
FIGURA 30.- Vista de perfil del radiador.....	40
FIGURA 31.- Distribución de carga y de densidad de corriente que se crea sobre un parche de microcinta.....	42
FIGURA 32.- Radiador de parche acoplado por proximidad.....	54
FIGURA 33.- Circuito equivalente de un radiador de microcinta acoplada por proximidad en el borde del parche.....	54
FIGURA 34.- Los componentes básicos de un sistema magnetrón sputtering.....	58
FIGURA 35.- En un sistema DC el argón es ionizado mediante una diferencia de potencial entre el blanco y el sustrato.....	59
FIGURA 36.- Electrones y iones en un sistema que no es magnetrón sputtering.....	60
FIGURA 37.- En un sistema magnetrón sputtering el plasma está confinado cerca a la superficie del blanco.....	60

FIGURA 38.- Esquema del proceso DC Magnetron Sputtering.....	60
FIGURA 39.- Disposición del blanco y del sustrato.....	61
FIGURA 40.- Multicapas de nitruro de titanio y plata que constituyen el material del parche sobre el sustrato de alúmina.....	61
FIGURA 41.- Línea de microcinta construida para el acoplamiento electromagnético del radiador de parche.....	62
FIGURA 42.- Radiadores de parche de microcinta de nitruro de titanio y plata (emisor y receptor).....	64
FIGURA 43.- Radiador de parche de microcinta en tres vistas.....	64
FIGURA 44.- Antenas radiadoras alineadas cara a cara y separadas por una distancia grande.....	66
FIGURA 45.- Posición de las antenas radiadoras (emisor y receptor) a 45°.....	67
FIGURA 46.- Radiador de microcinta montado como fuente emisor de microondas.....	68
FIGURA 47.- Analizador de redes vectorial mostrando gráficos de la pérdida de retorno y el ancho de banda tomados del radiador receptor.....	69
FIGURA 48.- Frecuencia de operación centrada en 3.3 GHz.....	69
FIGURA 49.- Frecuencia de operación centrada en 3.3 GHz y el ancho de banda obtenido.....	70
FIGURA 50.- Imagen de la señal derecha de la anterior.....	70
FIGURA 51.- Generador de señales sintonizado a la frecuencia de trabajo 3.3 GHz.....	71

ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 01.- Propiedades eléctricas de algunas de las capas más exteriores del cuerpo.....	18
TABLA 02.- Substratos dieléctricos comunes para radiadores de microcinta.....	29
TABLA 03.- Conductividad de diferentes metales.....	29
TABLA 04.- Comparación de las diferentes técnicas de alimentación.....	36
TABLA 05.- Características de los substratos dieléctricos utilizados.....	52
TABLA 06.- Escala de intensidades de radiación en dBm.....	67
TABLA 07.- Costos de elementos utilizados en la fabricación de los radiadores.....	72

ÍNDICE DE FÓRMULAS

FÓRMULA 01.- Para la constante dieléctrica efectiva.....	38
FÓRMULA 02.- Fórmula de Hammerstad.....	40
FÓRMULA 03.- Longitud efectiva.....	40
FÓRMULA 04.- Longitud efectiva en función de la frecuencia.....	41
FÓRMULA 05.- Fórmula de James and Hall.....	41
FÓRMULA 06.- Fórmula de Bahl and Bhartia.....	41
FÓRMULA 07.- Para la tangente de pérdidas.....	43
FÓRMULA 08.- Factor de calidad.....	43
FÓRMULA 09.- Factor de calidad del dieléctrico.....	43

FÓRMULA 10.- Factor de calidad del conductor.....	43
FÓRMULA 11.- Factor de calidad de radiación.....	44
FÓRMULA 12.- Tangente de pérdidas total.....	44
FÓRMULA 13.- Forma básica de la ecuación de momentos.....	44
FÓRMULA 14.- Fórmula expandida.....	44
FÓRMULA 15.- Relación con la función de expansión.....	45
FÓRMULA 16.- Funciones de ponderación.....	45
FÓRMULA 17.- Forma matricial.....	45
FÓRMULA 18.- Campo eléctrico incidente.....	46
FÓRMULA 19.- Corriente inducida.....	46
FÓRMULA 20.- Definición de funciones M.....	46
FÓRMULA 21.- Forma matricial de J.....	46

ÍNDICE DE ANEXOS

ANEXO A.- Matriz de consistencia.....	81
ANEXO B.- Especificaciones del analizador de redes vectorial ANRITSU.....	82
ANEXO C.- Especificaciones del analizador de espectros AGILENT.....	83

RESUMEN

El presente trabajo de tesis tiene como objetivo el diseño, construcción y caracterización de un radiador de microcinta de parche cuadrado para inducir hipertermia oncológica utilizando multicapas de nitruro de titanio y plata, con acoplamiento electromagnético por proximidad, para una frecuencia de operación $f_0 = 3.3$ GHz (Banda S de microondas), teniendo como sustratos dieléctricos la alúmina (Al_2O_3) para la capa superior y la baquelita para la capa inferior.

La construcción del parche se realiza mediante la tecnología DC magnetron Sputtering, teniendo como sustrato la alúmina. Con lo que se dispondrá de un dispositivo pequeño, compacto y robusto para ser usado eficientemente, mediante un arreglo adecuado, en el área médica, específicamente en la especialidad de hipertermia oncológica.

El funcionamiento del radiador de microcinta de parche ha sido probado mediante el analizador de redes vectorial (VNA) y el analizador de espectros y se ha comprobado que cumple con las especificaciones del diseño.

ABSTRACT

This thesis work aims at the design, construction and characterization of a square patch microstrip radiator to induce oncology hyperthermia, using titanium and silver nitride multilayers, with electromagnetic coupling by proximity, for an operating frequency $f_0 = 3.3$ GHz (microwave S-band), taking as dielectric substrates the alumina (Al_2O_3) for the upper layer and the bakelite for the lower layer. The patch is constructed using DC Magnetron Sputtering technology taking alumina as a substrate. With this will have a small, compact and robust device to be used efficiently, by means of a suitable arrangement, in the medical area, specifically in the specialty of oncological hyperthermia. The operation of the patch microstrip radiator has been tested by the Vector Network Analyzer (VNA) and Spectrum Analyzer and has been proven to meet design specifications.

CAPÍTULO I

PLANTEAMIENTO DE LA INVESTIGACIÓN

Los radiadores (antenas radiadoras) de microcinta, en los últimos años han tenido un gran auge, como elementos de antenas formando parte de equipos que operan en diferentes campos, como son en los sistemas de servicio de comunicación personal (teléfonos celulares) y en el área médica, tanto en equipos para hipertermia oncológica y como antenas de implante corporal, así como componentes de arreglos. Sus ventajas: son versátiles, de bajo costo, livianas, delgadas, con posibilidad de operación en diferentes bandas, baja sensibilidad a las tolerancias de fabricación y pueden ser integradas en circuitos de microondas. En este trabajo se diseña y construye un radiador de microcinta de parche cuadrado de nitruro de titanio y plata, usando el acoplamiento electromagnético por proximidad para una frecuencia de operación de 3.3 GHz, la que se encuentra dentro del rango de frecuencias de 2 a 4 GHz (banda S). Se propone la metodología de diseño, en donde se describen los parámetros importantes que se deben considerar para obtener las dimensiones de los elementos que constituyen el radiador, teniendo en cuenta que el tipo de alimentación es por acoplamiento electromagnético de proximidad. Para ello, se utiliza el modelo de análisis de línea de transmisión. Asimismo, se presenta el radiador construido y los resultados experimentales caracterizados mediante el analizador de redes vectorial (VNA) y el Analizador de Espectros.

1.1 Identificación del problema

En el área médica, en contraposición a los sistemas de comunicación, se requiere disponer de radiadores que, teniendo ancho de banda angosto, sean pequeñas, de fácil manejo y robustos (resistentes a la corrosión, a la abrasión y a la oxidación).

Este trabajo contribuye a solucionar dicho problema mediante el diseño construcción y caracterización de un radiador de microcinta de parche cuadrado construido con multicapas de nitruro de titanio y plata partiendo del modelo de línea de transmisión.

Los diseños iniciales de radiadores de microcinta para inducir hipertermia estuvieron basados en los dipolos de microcinta y anillos anulares, diseñados en la banda S de microondas, siendo equipos grandes y costosos. Más tarde, el diseño se basó en el disco circular de microcinta en la banda L. La incorporación del radiador de microcinta de parche con las características antes mencionadas, es una contribución en el tratamiento médico porque permitiría contar con un dispositivo liviano, pequeño, de fácil manejo y robusto (resistente a la oxidación, corrosión y abrasión) requeridos para la hipertermia local por aproximación externa [11].

1.2 Formulación del problema

1.2.1 Problema General

Luego de la descripción de la realidad problemática, a la razón de lo expuesto, se formuló el siguiente problema:

¿Es posible diseñar y construir un radiador de microcinta de parche que emita ondas de microondas para que pueda ser utilizado en el tratamiento hipertérmico?

1.2.2 Problemas Específicos:

Problema específico 1

¿Es posible diseñar y construir un radiador de microcinta con acoplamiento electromagnético?

Problema específico 2

¿Es posible construir un dispositivo pequeño, compacto y robusto, con revestimiento de titanio para que pueda ser usado en forma eficiente como radiador hipertérmico?

Problema específico 3

¿Es posible caracterizar el radiador de microcinta de parche mediante el analizador vectorial de redes (VNA) y el analizador de espectros?

1.3 Objetivos de la investigación

1.3 .1 Objetivo General

Diseñar y construir un radiador de microcinta para inducir hipertermia oncológica con la finalidad de coadyuvar a la eliminación de células tumorales.

1.3.2 Objetivos específicos

Objetivo específico 1.- Diseñar y construir un radiador de microcinta de parche cuadrado, de tamaño pequeño, liviano, de fácil manejo para inducir hipertermia oncológica y cuyo acoplamiento sea electromagnético.

Objetivo específico 2.- Construir un dispositivo pequeño, compacto y robusto, con revestimiento de titanio para que pueda ser usado en forma eficiente como radiador hipertérmico, con alimentación electromagnética por proximidad, para una frecuencia de operación en el rango de frecuencias de 2 a 4 GHz.(Banda S), con una frecuencia central $f_0 = 3,3$ GHz.

Objetivo específico 3.- Caracterizar el dispositivo construido mediante el analizador de espectros y el analizador de redes vectorial (VNA) y observar la magnitud y dirección de las variables correspondientes.

1.4 Justificación

En las últimas décadas se desarrolló grandemente no solo los servicios de comunicación personal sino también el área médica, desde comunicaciones inalámbricas con enlaces web con teléfonos celulares de dimensiones pequeñas, hasta las aplicaciones médicas en la telemedicina y en oncología para inducir hipertermia, en las que los dispositivos principales son los radiadores de microondas. Es en este desarrollo del área médica que las antenas radiadoras de microcinta juegan un rol fundamental, cuyas características deber ser: pequeñas, livianas, de bajo perfil y resistentes (a la abrasión, corrosión y oxidación) para su facilidad de uso y durabilidad.

En el área médica, hoy en día se sabe que la energía de microondas es la forma más eficaz de inducir hipertermia para el tratamiento oncológico y se requiere que los radiadores a ser utilizados deben ser pequeñas, livianas, de fácil manejo y resistentes a la abrasión, a la corrosión y a la oxidación debido al uso cotidiano en las áreas hospitalarias y también en telemetría para aplicaciones médicas, como antenas de implante corporal; se requieren pues,

dispositivos con las características antes mencionadas. Sólo los radiadores de microcinta de parche cumplen con estos requisitos.

Por lo anterior, esta tesis plantea el diseño y la construcción de un radiador de microcinta de parche cuadrado con multicapas de nitruro de titanio y plata con acoplamiento electromagnético por proximidad, teniendo como substratos la alúmina para la capa superior y la baquelita para la capa inferior. Teniendo el conjunto dimensiones pequeñas para facilitar a los usuarios su instalación y manejo ($L = W \leq \lambda/2$).

Con lo cual se dispondrá de un dispositivo pequeño, liviano, de fácil manejo y robusto, cuyo rendimiento es similar al de los radiadores de microondas convencionales.

La construcción del prototipo de radiador de microondas de microcinta de parche como el realizado en este trabajo representa, económicamente, un costo sumamente bajo (S/. 14.00). Ello redundaría en el abaratamiento de los equipos médicos que puedan utilizar este dispositivo.

CAPÍTULO II

MARCO TEÓRICO

2.1 Antecedentes del estudio

El origen de las antenas de microcinta se remonta a 1953, cuando G. Deschamps and W. Sichak en octubre de 1953 propusieron el uso de líneas de microcinta para alimentar un arreglo de elementos de antenas impresos [12][6]. Los elementos de antenas presentados no fueron parches de microcinta, sino antenas de bocinas planas. La antena de parche de microcinta fue presentada por primera vez por Munson en 1972 en un artículo presentado en un simposio, que fue seguido por un diario de publicación en 1974 [30][32]. Estos documentos trataron, tanto de la antena de microcinta como del parche rectangular. Poco después del artículo de Munson, Howell, por esos años también trató sobre las antenas de parche de microcinta en otro artículo en un simposio en el que reconoce la idea básica al respecto de Munson. Más tarde, J.Q. Howell en 1992 introdujo el parche circular, así como la antena de parche polarizada circularmente [20]. Poco después de la introducción de la antena de microcinta, aparecieron trabajos describiendo métodos de análisis para estas antenas, incluyendo el modelo de línea de transmisión, el modelo de cavidad y el método de momento de dominio espectral. Una revisión de la historia de los comienzos de las antenas microcinta se encuentra en el artículo de Carver y Mink publicado en 1981[8].

Las antenas de microcinta son ampliamente utilizadas en la banda de frecuencia de microondas debido a su simplicidad y compatibilidad con la tecnología de circuitos impresos, haciendo que sean fáciles de fabricar, ya sea como elementos independientes o como elementos de arreglos.

Este tipo de antenas ha sido ampliamente utilizado en aplicaciones aeronáuticas, espaciales, satelitales, radares, misiles y últimamente también como radiadores, en el área médica.

Las características que poseen las antenas de parche de microcinta hacen que además de ser utilizadas para sistemas de comunicación inalámbricas, sean ideales para ser utilizados en el área médica, como radiadores de energía de microondas o en Telemedicina en la red de área corporal inalámbrica (WBAN).

a) Las antenas de microcinta de parche se utilizan también como radiadores específicos

en el tratamiento de tumores malignos; ya que en dicho tratamiento la energía de microondas es la forma más eficaz de inducir hipertermia y los diseños de radiadores para este propósito deben considerar las características: peso liviano, facilidad de manejo y ser resistente a la corrosión, abrasión, oxidación, requisitos estos con los que cuenta la antena de parche de microcinta diseñada y construida en este trabajo. Los diseños iniciales para el radiador de microcinta para inducir hipertermia, estuvieron basados en dipolos impresos y en forma de anillos que estuvieron diseñados en la banda S y más tarde el diseño se basó en el disco de microcinta circular en la banda L [28][10][47].

La hipertermia oncológica es la elevación de la temperatura de un tumor, con el fin de destruirlo y es utilizada como tratamiento coadyuvante a la quimio terapia y radioterapia, ya que ella potencia los efectos letales sobre las células cancerígenas de éstas últimas.

A la fecha, la hipertermia, denominada también diatermia de microondas, combinada con la radioterapia y la quimioterapia se considera un método eficaz para el tratamiento de distintos tipos de cáncer. La aplicación de calor al tejido tumoral (de 41°C a 43°C) puede producir la destrucción del mismo o bien puede dar lugar a ciertas alteraciones que lo hacen más sensibles a la radioterapia y la quimioterapia [10][9][43] de fechas 1984,1988 y septiembre de 2001. Esta técnica es de gran eficacia frente al cáncer, ya que cuando se eleva la temperatura de forma local y controlada dentro del tumor, actúa de potente radio sensibilizador, que reduce así la fracción de células malignas que superviven.

b) En Telemedicina, los sistemas de telemetría han hecho grandes progresos en los últimos años, tanto en el diagnóstico como en la monitorización de la temperatura, el ritmo cardíaco, la presión de la sangre, el nivel de glucosa en el organismo humano [7]-[5]. Se introducen dispositivos médicos implantados que amplían las aplicaciones en medicina. La figura 01 muestra un ejemplo de aplicación con radiador de microcinta implantado para controlar la glucosa en la sangre de las personas diabéticas.

En estos sistemas, el radiador implantado es el principal factor para el enlace de comunicación entre el dispositivo implantado y la estación base (ver figura 02). Las altas pérdidas que presenta el cuerpo humano hacen que los radiadores a ser usados deben tener características suficientes para una buena adaptación de impedancia y de ganancia [41], [17].

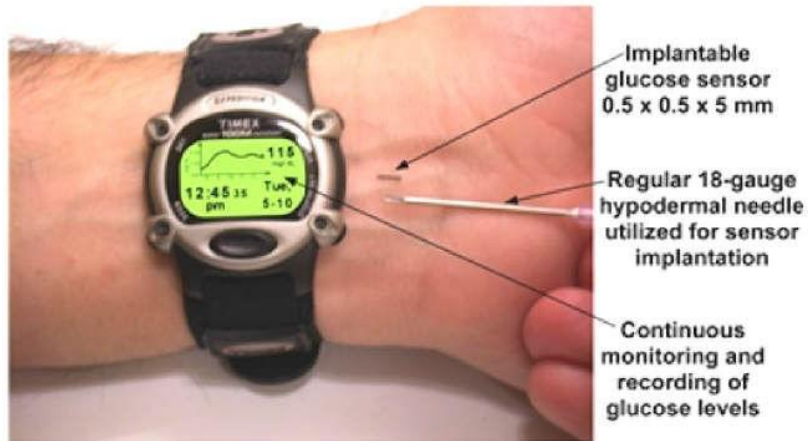


Figura 01 Dispositivo con radiador implantado para medir la glucosa en la sangre.

Fuente: <http://inhabitat.com/implantable-solar-powered>

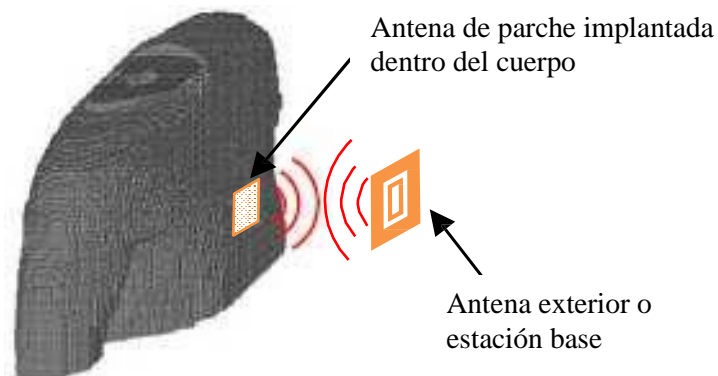


Figura 02 Esquema básico de comunicación entre la antena radiadora implantada y la antena radiadora exterior

Fuente: <http://inhabitat.com/implantable-solar-powered>

Dado que los implantes de estos radiadores son hechos en el cuerpo humano, los modelos de simulación previos a los diseños cobran una enorme importancia, por lo que es necesario definir previamente los modelos adecuados para que exista una buena correspondencia con los resultados obtenidos de las medidas empíricas en el laboratorio.

A diferencia de la antena de microcinta de dipolo utilizada, que presenta dificultades en las mediciones, la antena radiadora de microcinta de parche ha sido estudiada, tanto en simulaciones como en mediciones, resultando ser el radiador más común para este tipo de aplicaciones. Las antenas radiadoras de parche utilizadas para las simulaciones se diseñan

generalmente para operar en la banda ISM (2.4 – 2.5 GHz) para que tengan un tamaño razonable que facilite la implementación y la realización de las mediciones.

El modelo de simulación del cuerpo humano toma en cuenta los valores típicos de la permitividad y la conductividad de las diversas partes del cuerpo. En la tabla 01 se muestran los valores de la permitividad y conductividad a la frecuencia de 2.45 GHz (frecuencia de trabajo en las simulaciones).

Tabla 01: Propiedades eléctricas de algunas de las capas más exteriores del cuerpo

Fibra biológica	Permitividad (ϵ_r)	Conductividad (σ [S/m])
Piel	38.01	1.46
Grasa	5.28	0.10
Músculo	52.73	1.74

Fuente: Elaboración propia

Los líquidos utilizados para modelar el cuerpo humano deben tener las siguientes características $\epsilon_r = 52.7 \pm 5\%$ (F/m), $\sigma = 1.95 \pm 5\%$ (S/m) [42].

Las medidas para las antenas de parche implantadas pueden realizarse de manera horizontal y vertical [25], [46] y [49]; para la manera horizontal se pueden tener dos configuraciones diferentes, que son de arriba y de abajo, tal como se observa en las figuras 03, 04, 05 y 06, las que nos muestran en qué consisten dichas configuraciones.

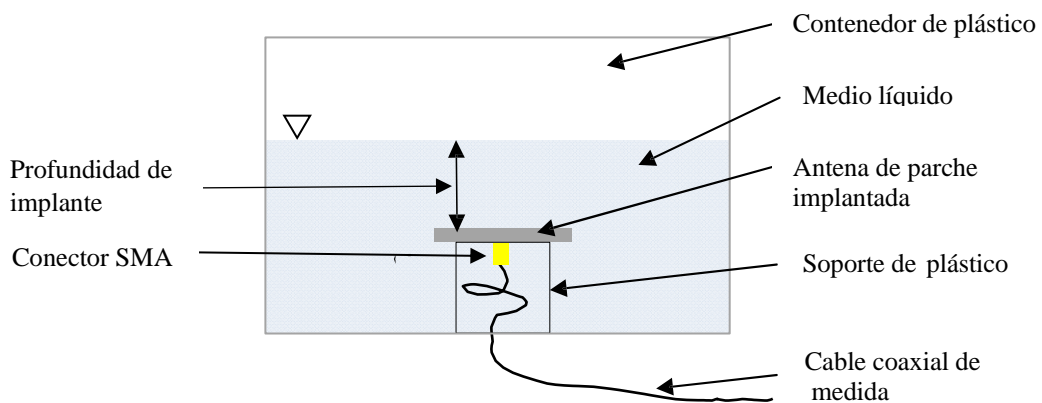


Figura 03: Esquema de configuración de medida, horizontal de arriba

Fuente: <http://inhabitat.com/implantable-solar-powered>



Figura 04 Antena de parche instalado sin líquido, horizontal de arriba
 Fuente: IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 52, no. 8, 2004

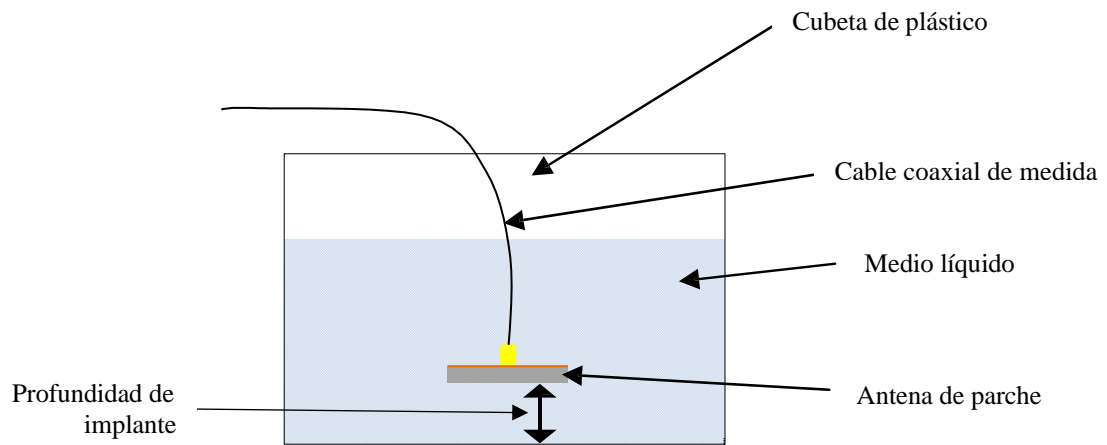


Figura 05 Esquema de configuración de medida, horizontal de abajo
 Fuente: <http://inhabitat.com/implantable-solar-powered>

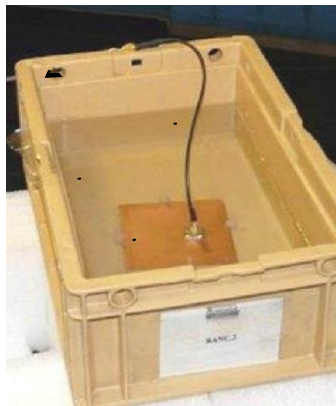


Figura 06 Antena de parche instalada con líquido, horizontal de abajo.
 Fuente: <http://inhabitat.com/implantable-solar-powered>

La función principal de una antena implantada es la de comunicarse con un dispositivo externo, como por ejemplo, una estación base que recibe datos físicos medidos por el dispositivo implantado y transmitidos por la antena hacia el exterior del cuerpo. Por eso es que un factor importante es la directividad de la antena implantada en la dirección exterior al cuerpo, este requisito lo cumple una antena de parche, ya que tiene cualidades de directividad, siendo además una antena de bajo perfil [4]. Como para el diseño se utiliza también un superestrato, con ello se consigue mejorar la densidad de corriente en la antena mediante la reducción del acoplamiento con el cuerpo [41].

Una vez fabricado e implementado una antena de parche, antes de ser sumergido en el líquido, debe ser caracterizado en el espacio libre y comparado con la simulación. La figura 07 muestra la configuración para este propósito.

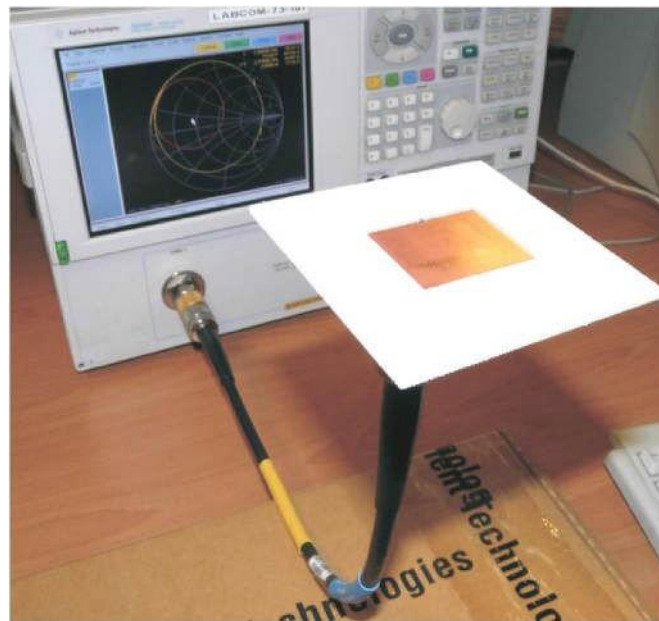


Figura 07: Configuración de medida del parche en espacio libre
Fuente: <http://inhabitat.com/implantable-solar-powered>

El estudio de las antenas de parche de microcinta ha hecho grandes progresos en los últimos años. Comparado con las antenas convencionales, las antenas de microcinta tienen más ventajas y mejores perspectivas. Son livianas, de bajo volumen, bajo costo, bajo perfil, menores en dimensiones, fáciles de fabricar y conformables. Por otra parte, las antenas de parche de microcinta proporcionan polarizaciones duales y circulares, frecuencias de

operación duales, rapidez de frecuencia, flexibilidad en la línea de alimentación, patrón omnidireccional del barrido de haz [46].

Las antenas radiadoras de microcinta están caracterizadas por un mayor número de parámetros físicos que las antenas de microondas convencionales. Pueden ser diseñadas para tener muchas dimensiones y formas geométricas.

Otro tipo de antena de parche es la llamada antena PIFA (planar inverted F antenna) que en la actualidad es común en el uso de los teléfonos celulares, con antenas integradas de última generación. Este tipo de antena también es comúnmente utilizada para aplicaciones de implantes, ya que permite mayor control de la parte real de la impedancia que la antena de parche convencional, consiguiendo con ello una buena adaptación a la frecuencia a la que se diseña, además permite diseños de antenas de dimensiones muy reducidas [48]. La figura 08 muestra una fotografía donde se ve los tamaños de una antena PIFA.

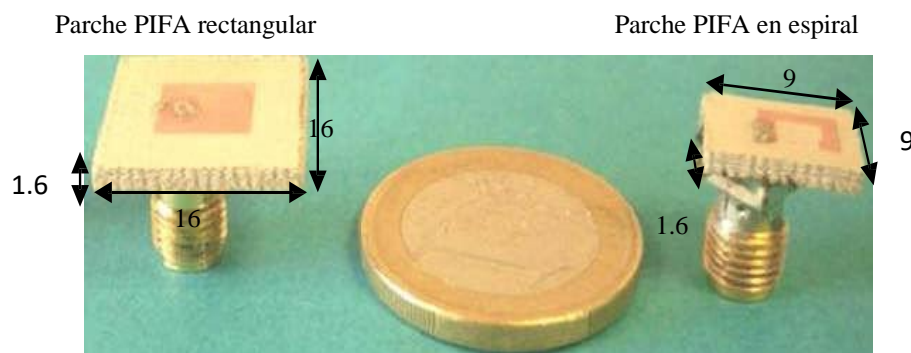


Figura 08 Antenas de parche PIFA implementados con tamaños en mm, comparados con el tamaño de una moneda.

Fuente: <http://inhabitat.com/implantable-solar-powered>

Resulta buena alternativa trabajar con parches PIFA, ya que la vía que cortocircuita el parche permite un diseño de antena mucho más pequeño, manteniendo gran adaptación en el líquido, además de ser más independiente de la profundidad que el parche grande [26].

En el parche sin superestrato, con el líquido haciendo contacto con el parche por uno de los lados, ocurre un desplazamiento de todos los modos de funcionamiento a frecuencias bajas. Para el parche con superestrato, el líquido no está en contacto con el conductor, ocurre algo similar pero en menor medida.

2.2 Bases Teóricas

2.2.1 Línea de Microcinta

La línea de microcinta es una estructura formada por una línea conductora ubicada sobre un substrato dieléctrico encima de un plano de tierra, se utiliza comúnmente en circuitos de radiofrecuencia y microondas, no es una línea homogénea debido a que el campo electromagnético se propaga sobre el aire y el substrato dieléctrico. La línea conductora es metálica y tiene un ancho W , largo L y espesor t , se encuentra ubicada sobre un substrato dieléctrico de espesor h y constante dieléctrica ϵ_r que descansa sobre un plano de tierra, tal como muestra de figura 09.

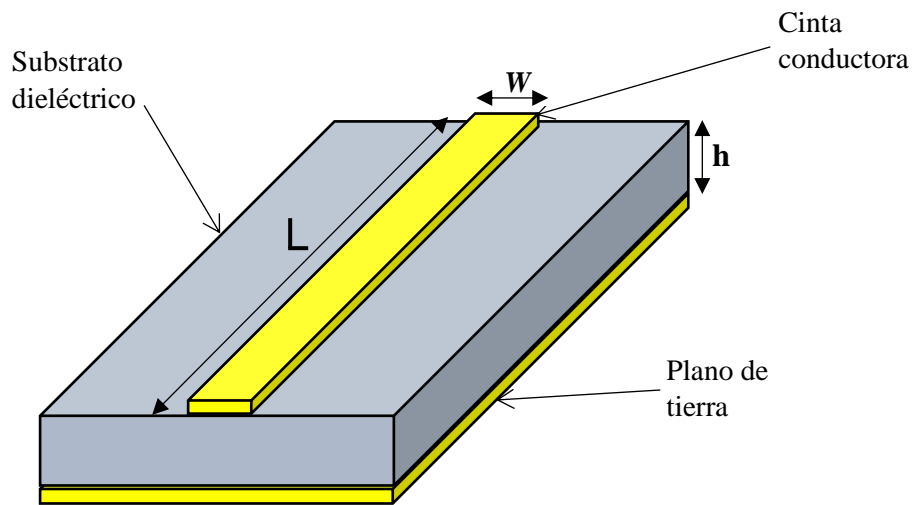


Figura 09 Línea de Microcinta

Fuente: Elaboración propia

a. Pérdidas en la línea de microcinta

En las líneas de microcinta se presentan pérdidas que pueden alterar las características del diseño. Estas pérdidas son las que se presentan en el conductor, en el substrato dieléctrico y las pérdidas de radiación.

- Las pérdidas en el conductor son debidas a la conductividad que presentan la línea conductora y el plano de tierra.
- Las pérdidas que tienen lugar en el substrato dieléctrico son por lo general relativamente muy pequeñas en comparación con la del conductor, aunque cuando se utiliza como substrato el silicio, las pérdidas son mayores, casi iguales que en el conductor.

- Las pérdidas por radiación son aquellas que se dan debido a las discontinuidades de la línea, al espesor del sustrato dieléctrico, a la geometría de la línea conductora (W y L), a la frecuencia de operación y al valor de la constante dieléctrica.

b. Ondas en la línea de microcinta

Existen cuatro tipos de ondas que se presentan en la línea de microcinta de acuerdo a la dirección de propagación: ondas espaciales, ondas superficiales, ondas de fuga y ondas guiadas.

- Ondas espaciales. - Las ondas espaciales salen al espacio con ángulos de elevación comprendidos entre 0 y $\pi/2$ y van atenuándose conforme se distancian del origen (figura 10). Si se trata de antenas, representan las ondas radiadas, mientras que si son líneas de microcinta significan pérdidas.

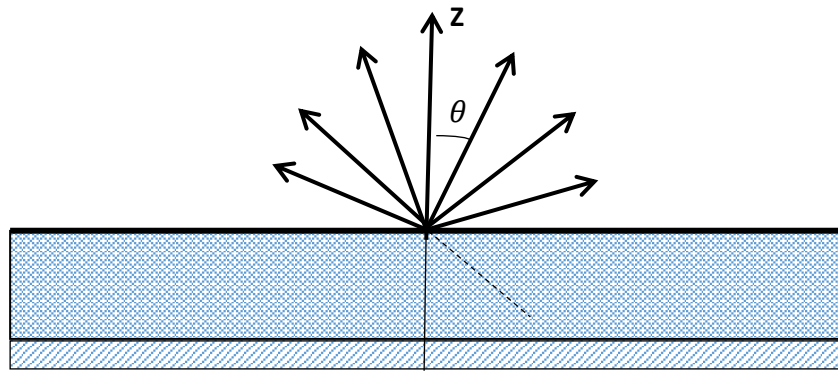


Figura 10 Ondas espaciales

Fuente: Elaboración propia

- Ondas superficiales. - Se propagan en forma descendente e inciden sobre el plano de tierra con un ángulo superior al ángulo crítico ($\text{Sen}^{-1}(1/\sqrt{\epsilon_r})$) reflejándose y quedando confinada dentro del dieléctrico (figura 11). Estas ondas superficiales absorben parte de la energía de la señal enviada y así incrementan las pérdidas y reducen la eficiencia. Al alcanzar las fronteras en el dieléctrico, se difractan alterando los patrones de radiación, aumentando los lóbulos laterales. Es necesario minimizar estas ondas de superficie, ya que son perjudiciales para las líneas de transmisión, así como para las antenas.

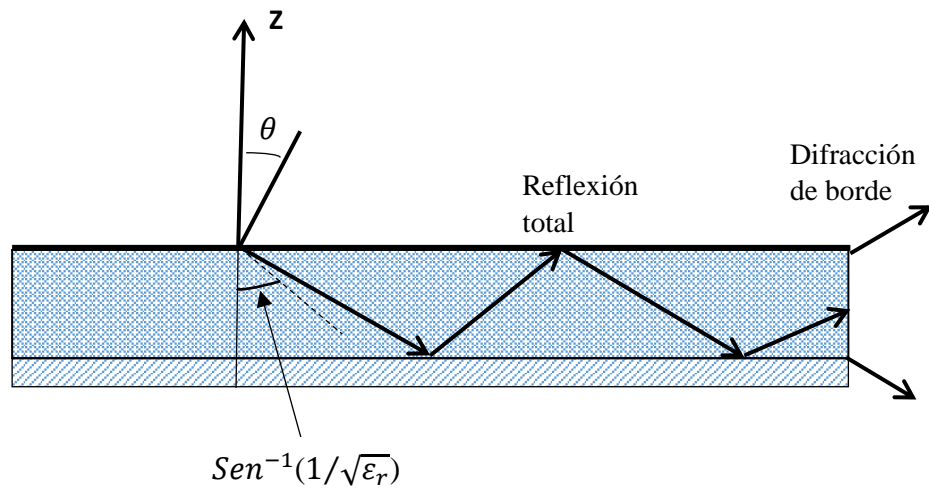


Figura 11 Ondas superficiales

Fuente: Elaboración propia

- Ondas de fuga. - Son similares a las ondas superficiales, diferenciándose en que cuando inciden al plano de tierra, lo hacen con un ángulo inferior al ángulo crítico y cuando alcanzan el contorno substrato-espacio libre, una parte se refleja nuevamente y la otra sale al espacio libre (figura 12), repitiéndose continuamente y haciendo que la magnitud de las ondas en el substrato vaya decreciendo con la distancia, hasta finalmente desaparecer.

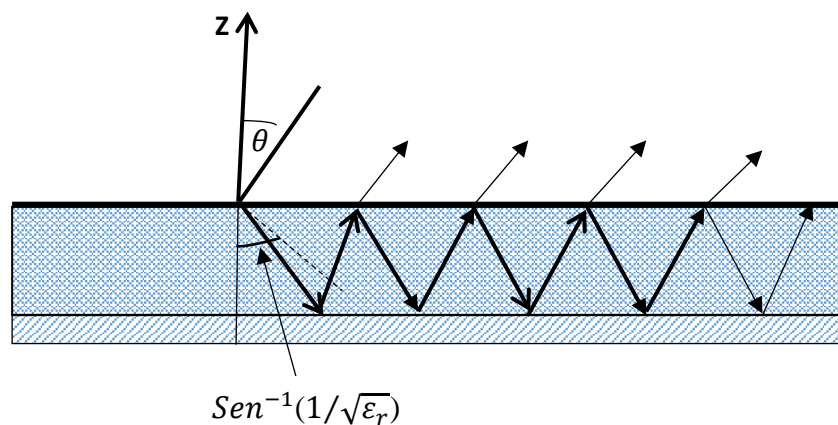


Figura 12 Ondas de fuga

Fuente: Elaboración propia

- Ondas guiadas. - Son las ondas guiadas confinadas en el dieléctrico entre las dos capas metálicas, entre el plano de tierra y la cinta delgada en la superficie superior.

Las ondas que solo inciden con cierta condición angular pueden propagarse (figura 13).

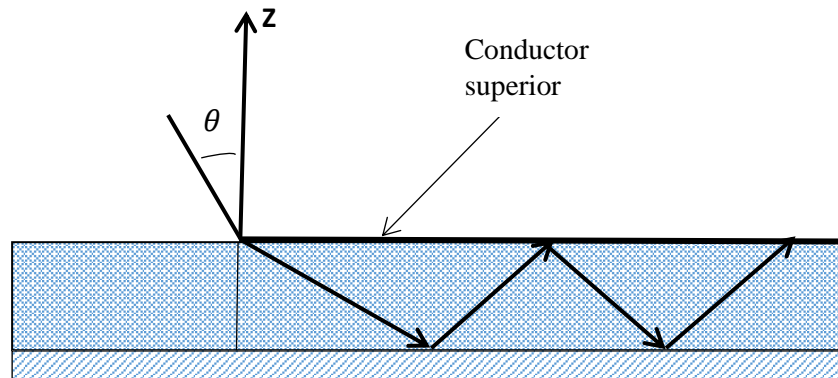


Figura 13 Ondas guiadas

Fuente: Elaboración propia

2.2.2 Antena de microcinta de parche. Definición.

En su forma más simple, una antena de microcinta, considerada como una extensión de la línea de microcinta, consiste de un parche radiante en un lado de un sustrato dieléctrico que tiene un plano de tierra en el otro lado como se muestra en la figura 14. El parche se fabrica generalmente de material conductor como el cobre o el oro y puede tomar cualquier forma posible. El parche radiante y las líneas de alimentación suelen ser fotograbadas en el sustrato dieléctrico.

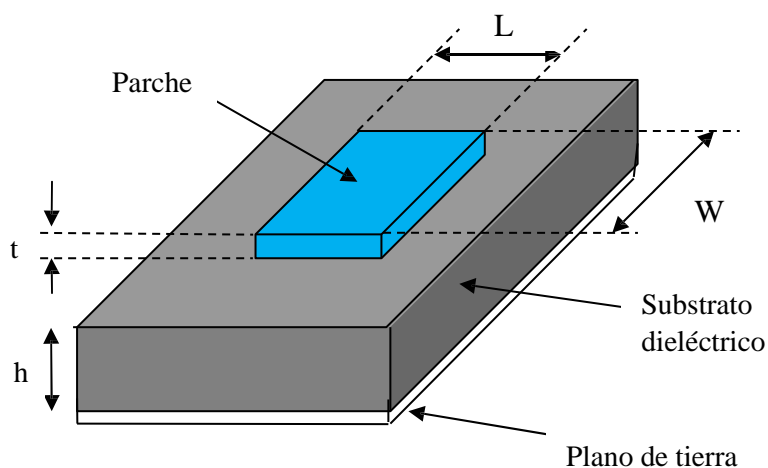


Figura 14 Estructura de una Antena de Microcinta

Fuente: Balanis, C.A., Antenna Theory: Analysis and Design, John Wiley & Sons, Inc, 2005

A fin de simplificar el análisis y la predicción del funcionamiento, el parche es seleccionado generalmente, rectangular, circular, triangular, elíptica o de alguna otra forma común como se muestra en la figura 15. Para un parche rectangular, la longitud L del parche es generalmente $0.3333 \lambda_0 \leq L \leq 0.5 \lambda_0$, donde λ_0 es la longitud de onda en el espacio libre. El parche se selecciona para que sea muy delgado, tal que $t \ll \lambda_0$ (siendo t el espesor del parche). La altura h del sustrato dieléctrico es generalmente $0.003 \lambda_0 \leq h \leq 0.05 \lambda_0$. La constante dieléctrica del sustrato (ϵ_r) está típicamente en el rango $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$.

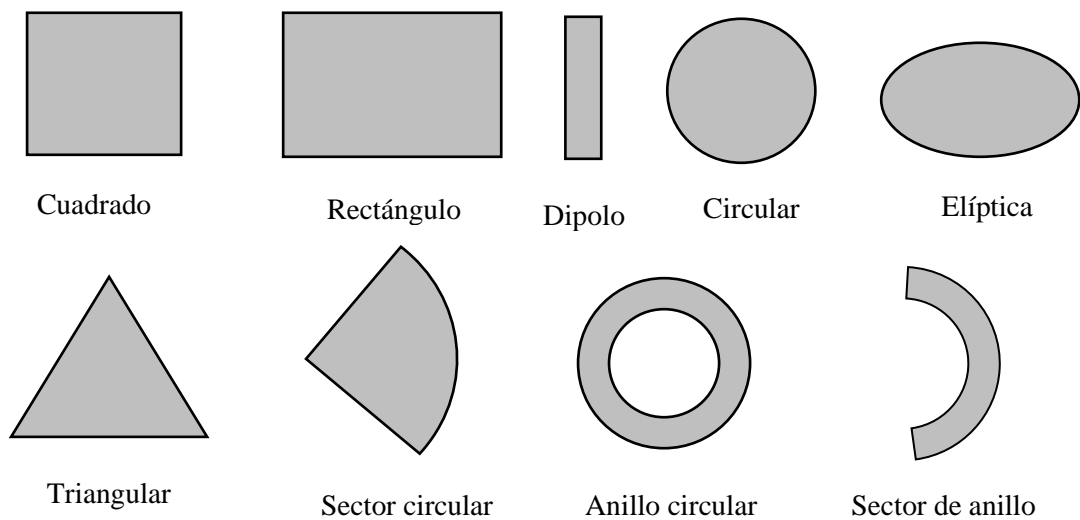


Figura 15 Formas comunes de parches de microcinta

Fuente: Balanis, C.A., *Antenna Theory: Analysis and Design*, John Wiley & Sons, Inc, 2005

Los elementos radiantes y las líneas de alimentación son generalmente fotograbados sobre el sustrato dieléctrico. Los parches cuadrados, rectangular y circular son los más comunes debido a su facilidad de análisis y fabricación [4]. Las polarizaciones lineal y circular se pueden lograr, ya sea con elementos individuales o arreglos de antenas de microcinta. Los arreglos de elementos de microcinta con alimentación individual o múltiple, pueden también ser usados para lograr grandes directividades.

2.2.3 Mecanismo de radiación

A primera vista, podría parecer sorprendente que una antena de microcinta pueda funcionar muy bien como una antena convencional, ya que consiste de una corriente eléctrica superficial horizontal (correspondiente a la corriente del parche) suspendida (a través del sustrato) a una corta

distancia por encima de un plano de tierra [4]. La teoría de imágenes predice que dicha corriente no radiará muy bien. Sin embargo, el parche de microcinta y el plano de tierra juntos forman una cavidad resonante (lleno con el material del sustrato). La cavidad es con pérdidas, no solamente debido a la pérdida en el material (conductor y el dieléctrico), sino también a la radiación (deseable) en el espacio [35]. Despreciando la pérdida en el material, el factor de calidad Q de la antena es inversamente proporcional al espesor del sustrato h , para un sustrato dado, suponiendo que el sustrato es delgado. Por lo tanto, el ancho de banda es proporcional a h . El nivel de campo dentro de la cavidad del parche en resonancia desde una fuente de corriente aplicada dentro de la cavidad (por ejemplo, una corriente de sonda fija) es proporcional a Q . Esto significa que la corriente superficial en el parche (que es principalmente en la superficie inferior del parche) es inversamente proporcional a h . Este aumento en la amplitud de la corriente superficial en resonancia cuando el sustrato se hace más delgado equilibra exactamente el efecto de la imagen, que hace que el nivel de radiación se reduzca por un factor proporcional a h (con relación a la corriente de parche radiante sin el plano de tierra). Por lo tanto, los modelos de corriente eléctrica y magnética predicen que la radiación desde el parche es aproximadamente independiente de h cuando el espesor del sustrato disminuye [4]. Por lo tanto, sin pérdidas en el material, el parche se mantiene como un buen radiador, incluso para espesores de sustratos muy pequeños, y es posible obtener una buena adaptación de impedancia, incluso para un sustrato muy delgado. En caso de que no haya pérdidas, el límite inferior del espesor de sustrato sólo se determina por el ancho de banda que uno está dispuesto a aceptar. En realidad, el Q está limitado por las pérdidas en el material, así que para sustratos suficientemente delgados se hace difícil obtener una buena adaptación de impedancia (en esta región la eficiencia de radiación también será pobre). Sin embargo, incluso para sustratos tan delgados como $0.005\lambda_0$, una buena adaptación puede ser obtenida con una eficiencia razonable de alrededor de 65 por ciento para un típico sustrato, como por ejemplo el teflón y conductores de cobre [35].

Las antenas de parche de microcinta radian principalmente debido a los campos de las franjas entre el borde del parche y el plano de tierra. Para un buen rendimiento de la antena, es deseable un sustrato dieléctrico grueso y que tenga una constante dieléctrica baja, ya que esto proporciona una mayor eficiencia, mayor ancho de banda y una mejor radiación [4]. Sin embargo, una configuración de este tipo conduce a un tamaño de la antena más grande. Con la finalidad de diseñar una antena de parche microcinta compacto, deben ser usados constantes dieléctricos más altos que son menos eficientes y dan como resultado un ancho de banda más estrecho. Por lo tanto, una solución de compromiso debe alcanzarse entre las dimensiones de la

antena y su rendimiento.

2.2.4 Ventajas y desventajas

Las antenas de parche de microcinta han aumentado grandemente su popularidad para su uso en aplicaciones inalámbricas, debido a su estructura de bajo perfil y que es cada vez más pequeño. Por lo tanto, son totalmente compatibles con las antenas incrustadas en dispositivos inalámbricos portátiles, tales como teléfonos celulares, en equipos médicos para hipertermia, en telemetría médica como antenas de implante corporales, etc. Las antenas de telemetría y comunicaciones deben ser delgadas y conformes y son a menudo antenas de parche de microcinta. Otra área donde han sido utilizados con éxito es en comunicaciones satelitales. Algunas de sus principales ventajas discutidas por [4] y Kumar y Ray [27] son las siguientes:

- Peso liviano y pequeño volumen
- Bajo perfil plano, por lo que puede ser fácilmente adaptable a las superficies en la que se va a colocar.
- Bajo costo de fabricación, por lo que pueden ser fabricados en grandes cantidades.
- Soporta polarización lineal y polarización circular.
- Puede ser integrado fácilmente con circuitos integrados de microondas (MICs).
- Capaces de operar en frecuencias de operación dobles y triples.
- Mecánicamente robusta cuando se monta sobre superficies rígidas.

Las antenas de parche microcinta en comparación con antenas convencionales tienen una serie de desventajas, algunas de ellas se dan a continuación [4] y [35]. :

- Ancho de banda angosto
- Baja eficiencia
- Baja ganancia
- Radiaciones espurias desde la alimentación y las uniones
- Baja capacidad de manejo de potencia.
- Excitación de ondas superficiales

Las antenas de parche microcinta tienen un factor de calidad de la antena (Q) muy alto. Q representa las pérdidas asociadas con la antena y un gran Q conduce a un ancho de banda angosta y baja eficiencia. Q se puede reducir aumentando el grosor del sustrato dieléctrico. Pero a medida que el espesor aumenta, una fracción creciente de la potencia total suministrada por la fuente entra

a la onda superficial. Esta contribución a la onda superficial puede ser considerada como una pérdida de potencia no deseada ya que es dispersado finalmente en los bordes o curvas del dieléctrico y causa degradación de las características de la antena. Los otros problemas, como la capacidad de manejo de la menor ganancia y de la menor potencia, pueden ser superados mediante una configuración de arreglos para los elementos.

En la actualidad, desventajas como el ancho de banda angosto, baja ganancia directiva y radiaciones espurias son superadas mediante técnicas adecuadas:

El ancho de banda angosto, así como las radiaciones espurias que tienen lugar en los parches, son superadas mediante la técnica de alimentación denominada alimentación electromagnética por proximidad, la que es explicada en detalle en los capítulos 3 y 4.

En cuanto a las desventajas de las antenas de microcinta, como la baja potencia de manejo y/o baja ganancia directiva, éstas son superadas debido a su pequeño tamaño y flexibilidad que permiten agrupar un gran número de ellas para conformar arreglos y subsanar los defectos señalados [36]. Esto ocurre en ciertas aplicaciones en Comunicaciones en donde es necesario utilizar antenas de alta ganancia directiva, lo cual no es posible utilizando solamente un elemento radiante. Sí se puede lograr mediante el uso de arreglos, que son agrupaciones de elementos radiantes, generalmente del mismo tipo y que se encuentran orientados en una misma dirección, relativamente cercanas entre sí y así concentran la radiación en la dirección deseada [32]

2.2.5 Propiedades de los substratos y de los materiales para los parches

a. Propiedades de los substratos

En el diseño de una antena de microcinta de parche el primer paso que se da es elegir un substrato con un grosor apropiado y una determinada tangente de pérdidas. Los materiales que se utilizan comúnmente son Alúmina, Poliflón, Utralam, FR-4, Duroid, entre otros. Un substrato grueso con constante dieléctrica y tangente de pérdidas bajas incrementa la potencia radiada, reduce las pérdidas del conductor y proporciona un mayor ancho de banda. Sin embargo, aumenta las pérdidas por dieléctrico, las pérdidas por onda de superficie y las radiaciones espurias de alimentador. De esta forma debemos estudiar la conveniencia de usar uno u otro. En la tabla 02 se puede observar las características de diferentes substratos [32].

Tabla 02 Substratos dieléctricos comunes para antenas de microcinta

SUBSTRATO	CONSTANTE DIELECTRICA ϵ_r	TANGENTE DE PÉRDIDAS $\tan \delta$	ESPESOR $h(mm)$
Alúmina	9.6	0.0003	0.75
Baquelita	4.5	0.019	1.5
Rexolite 1422	2.55	0.0007	1.2
Noryl	2.6	0.0011	0.75
FR4	4.7	0.019	1.6
Teflón(PTFE)	2.1	0.0005	0.3
Polipropileno	2.18	0.0003	0.8
Ultralam 2000	2.48	0.0018	0.76
RO 3003	3	0.0013	0.51
RT/Duroid 5870	2.33	0.0012	1.57

Fuente: Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays, IEEE Trans. Antennas Propagation, vol. AP-22, pp. 74-78

b. Propiedades de los materiales metálicos usados en los parches

En el diseño de las antenas de microcinta se elige el material conductor para el parche que tenga alta conductividad para de esa manera minimizar las pérdidas de conductor. En la tabla 03 se muestra la conductividad de diferentes materiales metálicos que se pueden usar para la fabricación de los parches.

Tabla 03 Conductividad de diferentes metales

Metal	Símbolo	Conductividad
Plata	Ag	$\sigma = 6.17 \times 10^7 S/m$
Titanio	Pt	$\sigma = 0.24 \times 10^7 S/m$
Oro	Au	$\sigma = 4.10 \times 10^7 S/m$
Aluminio	Al	$\sigma = 3.80 \times 10^7 S/m$
Cobre	Cu	$\sigma = 5.80 \times 10^7 S/m$

Fuente: Richards, W.F., Microstrip Antennas, Handbook: Theory Applications and Design, 1988

2.2.6 Técnicas de alimentación

Existen diversos métodos que se usan para alimentar las antenas de microcinta [35], [36], [37]. Estos métodos se clasifican en dos categorías: alimentación por contacto y alimentación sin contacto [37], [23], [39]. En el método por contacto, la potencia de radiofrecuencia (RF) es alimentada directamente al parche radiante usando elementos conectivos, tales como una línea de microcinta o una sonda coaxial. En el método sin contacto, la transferencia de potencia se realiza mediante acoplamiento electromagnético entre la línea de microcinta y el parche radiante o la apertura; en este método, los más comunes son el acoplamiento por apertura y el acoplamiento por proximidad. Ellos son mostrados en las figuras 16, 18, 20 y 22. Los circuitos equivalentes para cada uno se muestran en las figuras 17, 19, 21 y 23, respectivamente.

a. Alimentación por línea de microcinta

En la alimentación por línea de microcinta, una cinta conductora se conecta directamente al borde del parche microcinta, como se muestra en la figura 16. La cinta conductora es más angosta comparado con el parche y este tipo de alimentación tiene la ventaja de que la línea de alimentación puede ser fotograbada en el mismo sustrato dieléctrico para proporcionar una estructura plana.

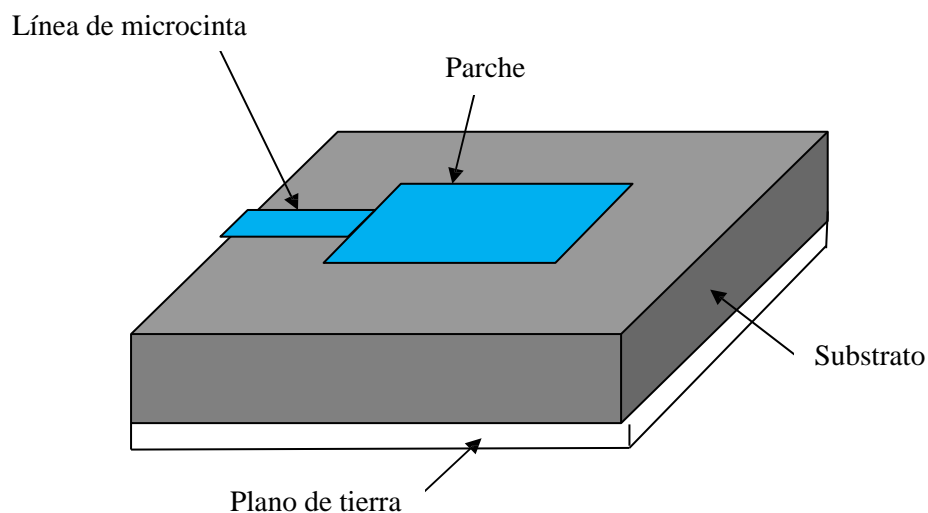


Figura 16 Alimentación por línea de microcinta

Fuente: Balanis, C.A., *Antenna Theory: Analysis and Design*, John Wiley & Sons, Inc, 2005.

La figura 17 muestra el circuito equivalente para este tipo de alimentación, en donde se puede ver que el acoplamiento es inductivo.

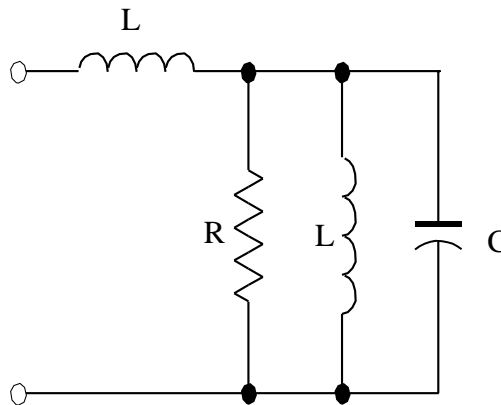


Figura 17 Circuito equivalente para la alimentación por línea de microcinta

Fuente: Elaboración propia

El propósito de la inserción de corte en el parche es adaptar la impedancia de la línea de alimentación a la del parche sin necesidad de ningún elemento de adaptación adicional. Esto se consigue mediante el control de la posición de inserción. La alimentación puede estar centrada o descentrada a lo largo del ancho W , y dependiendo de la ubicación del punto de alimentación, se determina el modo electromagnético. La introducción de la alimentación provoca un desplazamiento en la frecuencia de resonancia, pero el patrón de radiación permanece inalterado. Por lo tanto, se trata de un esquema de fácil alimentación, ya que proporciona facilidad en la fabricación y simplicidad en el modelamiento, así como la adaptación de impedancia. Sin embargo, cuando el grosor del sustrato dieléctrico que se utiliza aumenta, las ondas de superficie y la radiación espuria de alimentación también aumentan, lo que limita el ancho de banda de la antena [4]. La radiación de alimentación también produce polarización cruzada de radiación no deseada.

b. Alimentación coaxial

La alimentación coaxial o alimentación por sonda es una técnica muy común para la alimentación de antenas de parche microcinta. Como se ve en la figura 18, el conductor interno del cable coaxial se extiende a través del dieléctrico y se suelda al parche radiante, mientras que el conductor externo está conectado al plano de tierra. La figura 19 muestra el circuito equivalente para este caso.

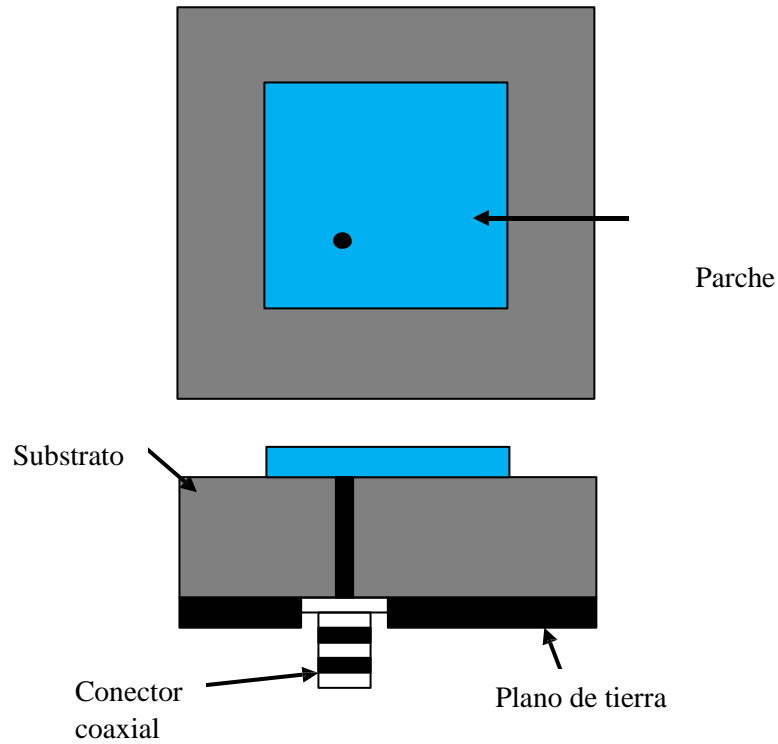


Figura 18 Antena de parche microcinta rectangular alimentada por sonda coaxial

Fuente: Balanis, C.A., Antenna Theory: Analysis and Design, John Wiley & Sons, Inc, 2005.

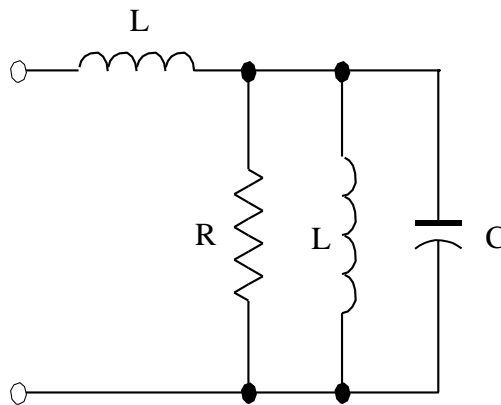


Figura 19 Circuito equivalente para la alimentación por sonda coaxial

Fuente: Elaboración propia

La principal ventaja de este tipo de alimentación es que la alimentación se puede colocar en cualquier punto del parche con el fin de lograr un acoplamiento con su impedancia de entrada. Este método de alimentación es fácil de realizar y tiene baja radiación espuria. Su principal desventaja es que provee un ancho de banda estrecho y es difícil de modelar. Para substratos gruesos, la longitud de la línea central hace que la impedancia de entrada se

haga más inductiva y eso nos lleva a problemas de acoplamiento [35]. De lo anterior vemos que un sustrato dieléctrico grueso, que proporciona un ancho de banda amplio, la alimentación por línea de microcinta y la alimentación coaxial sufren de numerosas desventajas. Las técnicas de alimentación sin contacto que se discuten más adelante solucionan estos problemas.

c. Alimentación por acoplamiento de apertura

En este tipo de alimentación, denominado también acoplamiento electromagnético, el parche radiante y la línea de alimentación de microcinta están separados por un plano de tierra, tal como muestra la figura 20. El acoplamiento entre el parche y la línea de alimentación es realizado a través de una ranura o apertura en el plano de tierra. En la figura 21 se muestra el circuito equivalente respectivo.

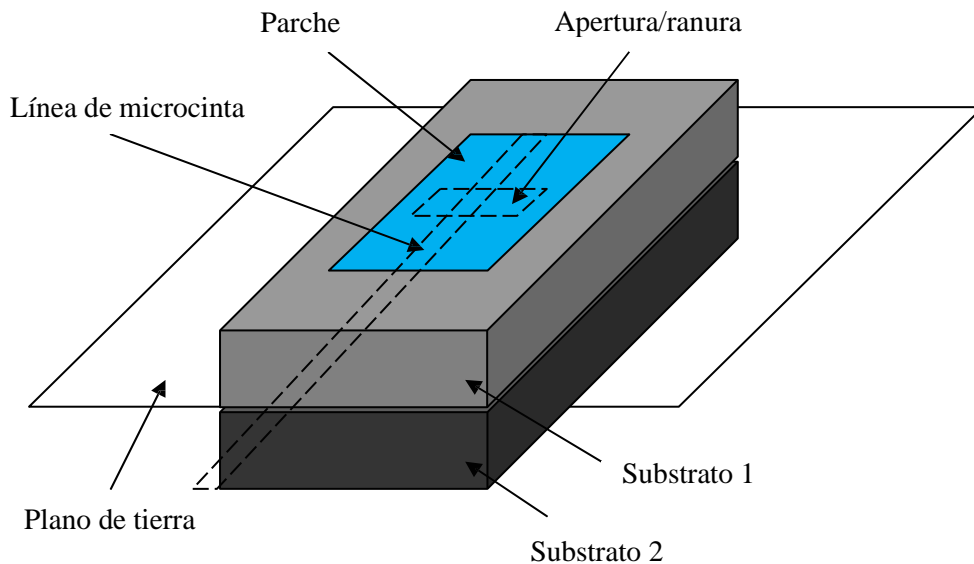


Figura 20 Alimentación por acoplamiento de apertura [35][32]

Fuente: Balanis, C.A., Antenna Theory: Analysis and Design, John Wiley & Sons, Inc, 2005.

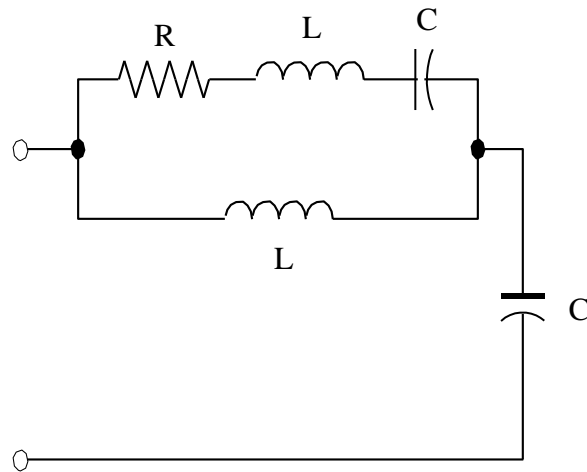


Figura 21 Circuito equivalente para el acoplamiento de apertura
Fuente: Elaboración propia

El nivel de acoplamiento de la línea al parche se determina por la forma, tamaño y localización de apertura. Dado que el plano de tierra separa al parche de la línea de alimentación, se minimizan las radiaciones espurias. Para optimizar la radiación del parche, se utiliza como sustrato inferior un material dieléctrico de alta constante dieléctrica y como sustrato superior un material dieléctrico grueso de baja constante dieléctrica [4]. La principal desventaja de esta técnica de alimentación es que es difícil de fabricar debido a las múltiples capas, que incrementan el espesor de la antena. También proporciona un estrecho ancho de banda (2-5%).

d. Alimentación por acoplamiento de proximidad

Este tipo de técnica de alimentación también se denomina alimentación por acoplamiento electromagnético. Como se muestra en la figura 22, dos sustratos dieléctricos se utilizan de tal manera que la línea de alimentación se encuentra entre los dos sustratos y el parche radiante está en la parte superior del sustrato superior. La principal ventaja de esta técnica de alimentación es que elimina la radiación espuria de alimentación y proporciona un gran ancho de banda (tan alto como 13% de f_0) [4] [35], debido al incremento global del espesor de la antena de microcinta. Este esquema también nos permite optar entre dos medios dieléctricos diferentes, uno para el parche y otro para la línea de alimentación con la finalidad de optimizar los rendimientos de cada uno. En la figura 23 se muestra el circuito equivalente para este tipo de acoplamiento.

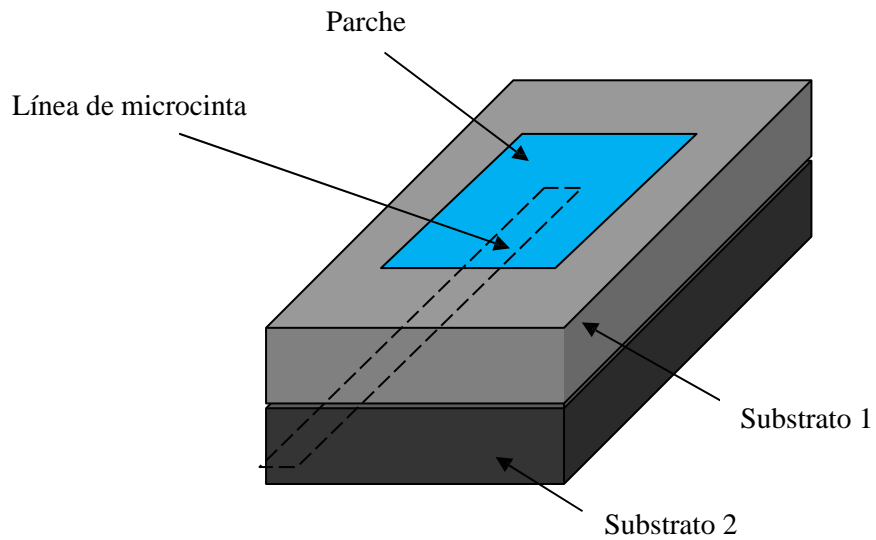


Figura 22 Alimentación por acoplamiento de proximidad
 Fuente: Balanis, C.A., Antenna Theory: Analysis and Design,
 John Wiley & Sons, Inc, 2005.

El acoplamiento puede ser logrado controlando la longitud de la línea de alimentación y la relación del ancho de la línea al del parche. La principal desventaja de este esquema de alimentación es que es difícil de fabricar debido a las dos capas dieléctricas que necesitan una alineación apropiada. Además, de que hay un aumento en el espesor total de la antena.

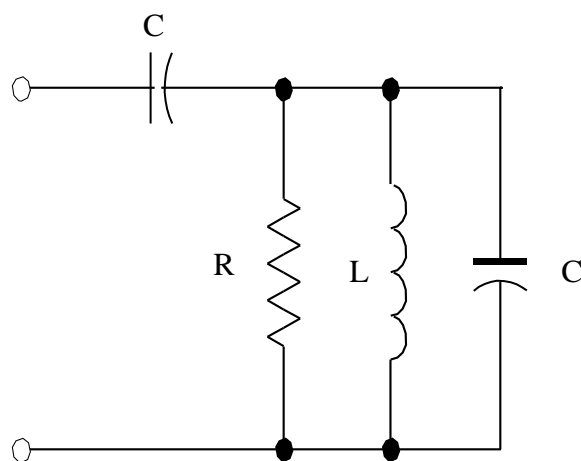


Figura 23 Circuito equivalente para la alimentación por acoplamiento de proximidad
 Fuente: Elaboración propia

Del circuito mostrado en la figura 23 se puede observar que el acoplamiento es, en este caso, capacitivo a diferencia de los tres anteriores en el que el acoplo es inductivo.

La tabla 04 resume las características de las diferentes técnicas de alimentación.

Tabla 04 Comparación de las diferentes técnicas de alimentación

Características	Alimentación por línea de microcinta	Alimentación coaxial	Alimentación por apertura	Alimentación por proximidad
Radiación espuria de alimentación	Mucha	Mucha	Menos	Mínimo
Confiabilidad	Mejorada	Pobre debido a la soldadura	Buena	Buena
Facilidad de fabricación	Fácil	Se necesita soldar y perforar	Se requiere alineamiento	Se requiere alineamiento
Adaptación de impedancia	Fácil	Fácil	Fácil	Fácil
Ancho de banda (logrado con adaptación de impedancia)	2-5%	2-5%	2-5%	13%

Fuente: Elaboración propia

2.2.7 Métodos de análisis

Las antenas de microcinta se pueden analizar mediante diversos modelos, entre los más conocidos están el modelo de línea de transmisión [32], modelo de cavidad [27], [32], y el modelo de onda completa (que incluye principalmente ecuaciones integrales/ Método Momento) [38], [3], [29]. El modelo de línea de transmisión es el más simple de todos y le da una buena interpretación intuitiva y un sentido físico a los fenómenos que se producen en la antena de microcinta pero es menos precisa. El modelo de la cavidad es más preciso y da también una buena percepción física, pero es de naturaleza compleja. Los modelos de onda completa son extremadamente precisos, versátiles y pueden tratar elementos individuales,

arreglos finitos e infinitos, elementos apilados, elementos de forma arbitraria y acoplamientos. Estos dan menos percepción física comparado con los dos modelos antes mencionados y son mucho más complejos en su naturaleza.

a. Modelo de línea de transmisión

El modelo de líneas de transmisión, como se indicó anteriormente, es el más fácil de todos, pero los resultados que se obtienen son poco precisos y además no es versátil porque solo soporta parches rectangulares, pero nos da una percepción física. Cuando se utiliza el modelo de cavidad, una antena de microcinta rectangular puede ser representada por dos ranuras radiantes de largo W y ancho h , separadas por una distancia L . El modelo de línea de transmisión básicamente representa la antena de microcinta por dos ranuras, separadas por una línea de transmisión de baja impedancia Z_c de longitud L . (figura 24).

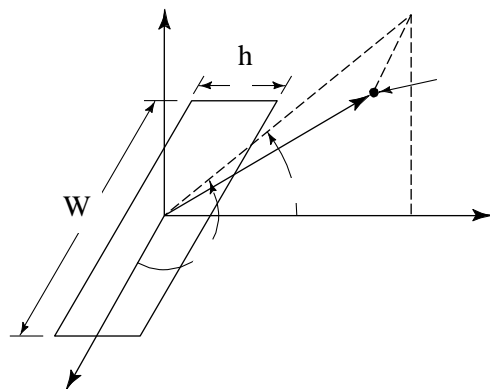


Figura 24 Ranura de largo W y ancho h
Fuente: elaboración propia

- Efectos de Franja

Como las dimensiones del parche son finitas, los campos en los bordes, en el ancho y el largo, están concentrados en una franja. Esto se muestra en la figura 25 a lo largo de W .

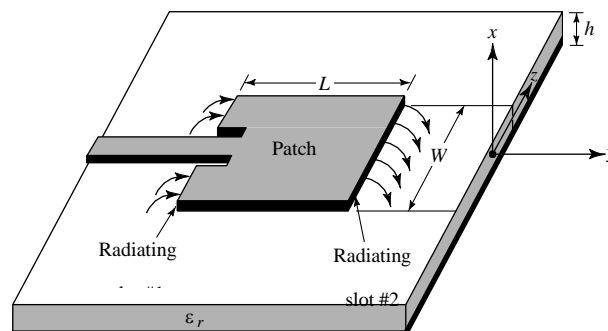


Figura 25 Campo concentrado en la franja de longitud W
Fuente: <https://www.researchgate.net>

El ancho de la franja depende de las dimensiones del parche y de la altura del sustrato. Para el plano E principal (plano xy) la franja es una función de la relación de la longitud del parche L y el espesor del sustrato h (L/h) y la constante dieléctrica ϵ_r del sustrato. Dado que $L/h \gg 1$ la franja es reducida, pero de todas maneras debe ser tomado en cuenta tanto para el largo como para el ancho, porque influye en la frecuencia de resonancia [35].

Para la línea de microcinta mostrado en la figura 26, las líneas del campo eléctrico se muestran en la figura 27. La microcinta es esencialmente una línea no homogénea de dos dieléctricos, comúnmente el sustrato y el aire.

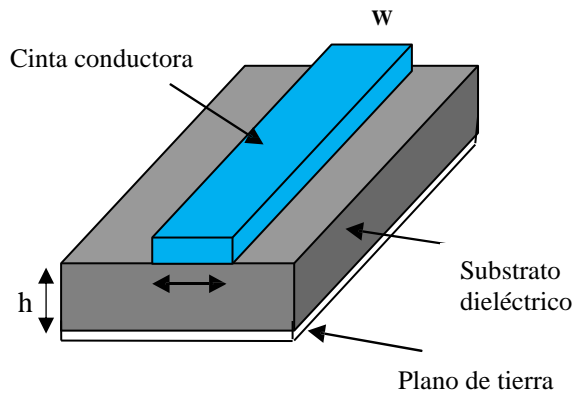


Figura 26 Línea de microcinta
Fuente: Balanis, C.A., Antenna theory

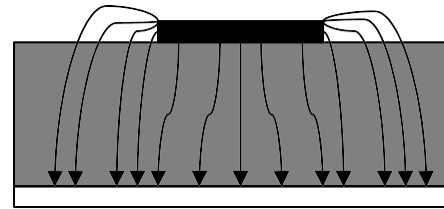


Figura 27 Líneas de campo eléctrico [14]
Fuente: Ing. Giró Uribaz, fgiro@fie.uo.edu.cu

Por lo tanto, como se ve en la figura 27, la mayoría de las líneas de campo eléctrico residen en el sustrato y parte de algunas líneas en el aire. Como consecuencia, esta línea de transmisión no puede soportar el modo de transmisión puramente transversal electromagnético (TEM), ya que las velocidades de fase serían diferentes en el aire y en el sustrato. En cambio, el modo dominante de propagación sería el modo cuasi-TEM. Por lo tanto, una constante dieléctrica efectiva o permitividad relativa efectiva (ϵ_{ref}) debe ser obtenida con el fin de tomar cuenta de la franja y la propagación de la onda en la línea. El valor de ϵ_{ref} es ligeramente menor que ϵ_r porque los campos de las franjas alrededor de la periferia del parche no están confinados en el sustrato dieléctrico sino están también esparcidos en el aire como se muestra en la figura 27. La expresión para ϵ_{ref} está dado por [35]:

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

donde ϵ_{ref} = constante dieléctrica efectiva

ϵ_r = constante dieléctrica del sustrato

h = altura del sustrato dieléctrico

W= ancho del parche

La siguiente figura (figura 28), muestra una antena de parche microcinta rectangular de longitud L, ancho W ubicado sobre un sustrato de altura h. Se toman los ejes de coordenadas de manera que la longitud es a lo largo x, el ancho es a lo largo de y y la altura es a lo largo de z.

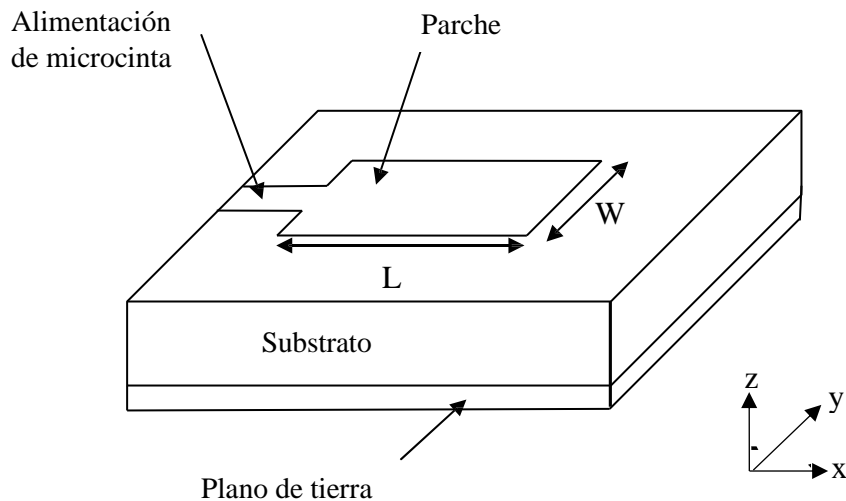


Figura 28 Antena de parche microcinta

Fuente: <https://www.researchgate.net/figure/Geometria-de-la-antena>

Con la finalidad de operar en el modo fundamental TM_{10} , la longitud del parche debe ser ligeramente menor que $\lambda/2$ donde λ es la longitud de onda en el medio dieléctrico y es igual a $\lambda_0/\sqrt{\epsilon_{ref}}$ donde λ_0 es la longitud de onda en el espacio libre. El modo TM_{10} implica que el campo varía un $\lambda/2$ por ciclo a lo largo de la longitud, y no hay ninguna variación a lo largo del ancho del parche. En la figura 29, se muestra que la antena de parche microcinta está representada por dos ranuras, separadas por una línea de transmisión de longitud L y en circuito abierto en ambos extremos. A lo largo del ancho el voltaje es máximo y la corriente es mínima debido a los extremos abiertos. Los campos en los bordes pueden ser descompuestos en componentes normal y tangencial con respecto al plano de tierra.

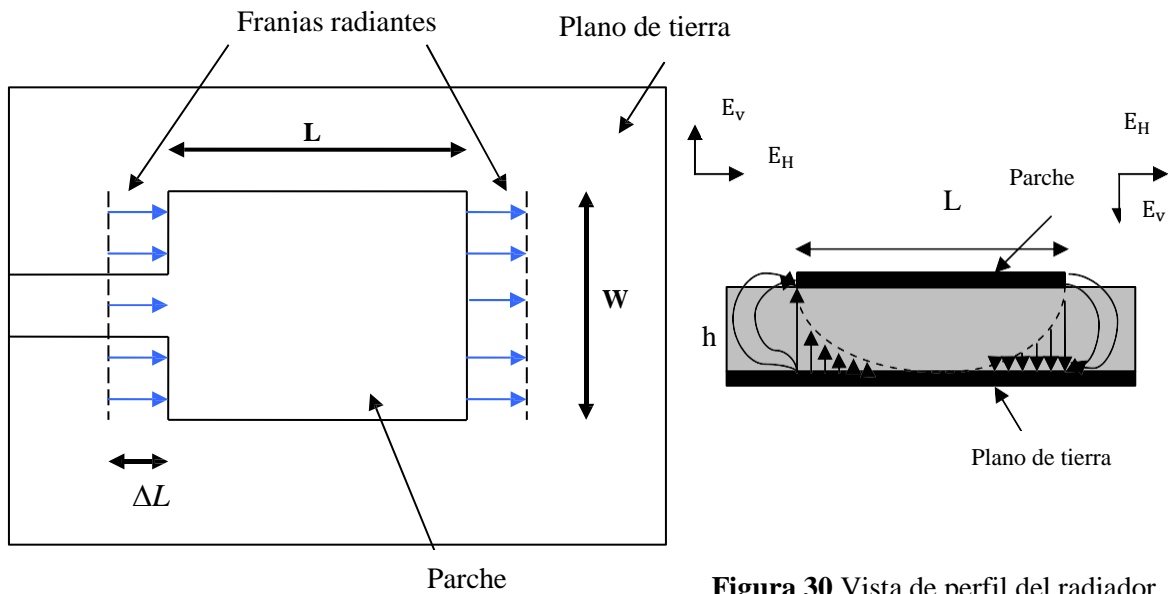


Figura 29 Vista de planta de la antena
Fuente: Balanis, C.A., Antenna Theory

Figura 30 Vista de perfil del radiador
Fuente: Ing. Giró Uribaz, fgiró@fie.uo.edu.cu

De la figura 30 podemos ver que las componentes normales del campo eléctrico en los dos bordes a lo largo del ancho están en direcciones opuestas y por lo tanto fuera de fase dado que la longitud del parche es $\lambda/2$ y por lo tanto, se cancelan entre sí en la dirección de los costados. Las componentes tangenciales, que están en fase, hacen que los campos resultantes se combinen para dar máximo campo radiado normal a la superficie de la estructura. Por lo tanto, los bordes a lo largo del ancho pueden ser representados como dos ranuras radiantes, que están apartados $\lambda/2$ y excitados en fase y radiando en el semi espacio por encima del plano de tierra. Los campos de franja a lo largo del ancho se pueden modelar como ranuras radiantes y eléctricamente el parche de la antena microcinta se ve más grande que sus dimensiones físicas. Las dimensiones del parche a lo largo de su longitud se han incrementado en cada extremo en un ΔL , el cual está dado por la fórmula empírica de Hammerstad [18]:

$$\Delta L = 0.412 \frac{(\epsilon_{ref} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{ref} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (2)$$

Entonces la longitud efectiva del parche ahora será

$$L_{ef} = L + 2\Delta L \quad (3)$$

Para una frecuencia de resonancia dada f_0 , la longitud efectiva está dada por [10]:

$$L_{ef} = \frac{c}{2f_0\sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad (4)$$

Para una antena de parche microcinta rectangular la frecuencia de resonancia para cualquier modo TM_{mn} está dada por la fórmula de James and Hall [31]:

$$f_0 = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{ref}}} \left[\left(\frac{m}{L}\right)^2 + \left(\frac{n}{W}\right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (5)$$

Donde m y n son los modos a lo largo de L y W respectivamente.

Para una radiación eficiente el ancho W está dado por la fórmula de Bahl and Bhartia [36]:

$$W = \frac{c}{2f_0\sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (6)$$

b. Modelo de Cavidad

El modelo de línea de transmisión que se vio en el acápite anterior si bien es cierto es fácil de usar, pero tiene algunas desventajas inherentes. Es útil para los parches de diseño rectangular pero no toma en cuenta las variaciones del campo a lo largo de los bordes radiantes. Estas desventajas se pueden superar utilizando el modelo de cavidad.

En este modelo, la región interior del sustrato dieléctrico se modela como una cavidad limitada por paredes eléctricas en la parte superior e inferior. La base para esto son las siguientes observaciones hechas para sustratos finos ($h \ll \lambda$) [15].

- Dado que el sustrato es delgado, los campos en la región interior no varían mucho en la dirección z , es decir, en la dirección perpendicular al parche.
- El campo eléctrico está orientado solo en z , y el campo magnético tiene solo componentes transversales H_x y H_y en la región limitada por el metal del parche y el plano de tierra. Esta observación está dada para paredes eléctricas en la parte superior y la parte inferior.

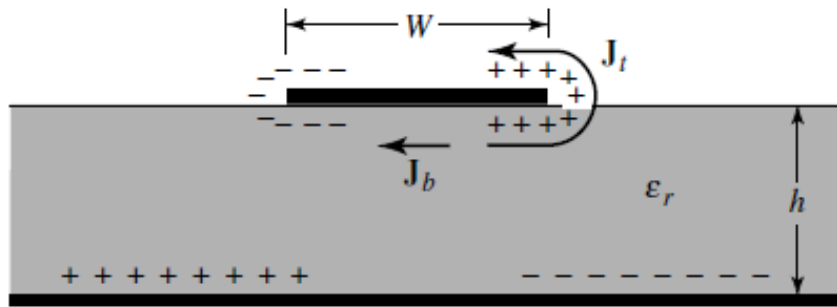


Figura 31 Distribución de carga y de densidad de corriente que se crea sobre un parche microcinta.

Fuente: Ing. Giró Uribaz, fgiro@fie.uo.edu.cu

De la figura 31 vemos que, cuando se alimenta el parche microcinta, una distribución de carga se ve en las superficies superior e inferior del parche y en la parte inferior en el plano de tierra. Esta distribución de carga se controla mediante dos mecanismos, un mecanismo atractivo y un mecanismo como lo expresa Richards [39]. El mecanismo atractivo es entre las cargas opuestas en el lado inferior del parche y el plano de tierra, lo que ayuda a mantener la concentración de carga intacta en la superficie inferior del parche. El mecanismo de repulsión es entre las cargas iguales sobre la superficie inferior del parche, lo que provoca empuje de algunas cargas de la parte inferior, a la parte superior del parche. Como resultado de este movimiento de cargas, las corrientes fluyen en la superficie superior y la superficie inferior del parche. El modelo de cavidad asume que la relación de la altura al ancho (es decir, altura del sustrato y el ancho del parche) es muy pequeña y, como consecuencia de esto el mecanismo atractivo es dominante y hace que la mayor concentración de carga y de corriente esté por debajo de la superficie del parche. Mucho menos corriente podría fluir sobre la superficie superior del parche y como la relación de la altura al ancho disminuye más, la corriente sobre la superficie superior del parche sería casi igual a cero, lo que no permitiría la aparición de ninguna componente de campo magnético tangencial a los bordes del parche. Por lo tanto, las cuatro paredes laterales podrían ser modeladas como superficies conductoras perfectamente magnéticas. Esto implica que los campos magnéticos y la distribución del campo eléctrico por debajo del parche no se verían perturbados. Sin embargo, en la práctica, una relación finita del ancho a la altura podría darse y esto no haría que los campos magnéticos tangenciales sean completamente nulos, pero son muy pequeños, las paredes laterales podrían ser aproximadas a conductores perfectamente magnéticos [4].

Dado que las paredes de la cavidad, así como el material dentro de ella son sin

pérdidas, la cavidad podría no radiar y su impedancia de entrada sería puramente reactiva. Por lo tanto, con el fin de tomar cuenta la radiación y el mecanismo de pérdida, se introduce una resistencia de radiación R_r y una resistencia de pérdidas R_L . Una cavidad con pérdidas podría ahora representar una antena y las pérdidas son tomadas en cuenta por la tangente de pérdidas efectiva δ_{ef} la que viene dada por:

$$\delta_{ef} = \frac{1}{Q_T} \quad (7)$$

Donde Q_T es el factor de calidad total de la antena y viene expresado por [44] en la siguiente forma:

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_r} \quad (8)$$

- Q_d representa el factor de calidad del dieléctrico y está dado por:

$$Q_d = \frac{\omega_r W_T}{P_d} = \frac{1}{\tan \delta} \quad (9)$$

donde ω_r es la frecuencia angular resonante.

W_T es la energía total almacenada en el parche en resonancia

P_d es la pérdida en el dieléctrico.

$\tan \delta$ tangente de pérdidas del dieléctrico

- Q_c representa el factor de calidad del conductor y está dado por:

$$Q_c = \frac{\omega_r W_T}{P_c} = \frac{h}{\Delta} \quad (10)$$

donde P_c es la pérdida en el conductor

Δ es la profundidad skin del conductor

h es la altura del substrato

- Q_r representa el factor de calidad de radiación y viene dado por:

$$Q_r = \frac{\omega_r W_T}{P_r} \quad (11)$$

donde P_r es la potencia radiada desde el parche

Reemplazando las ecuaciones (8), (9), (10) y (11) en (7) se obtiene

$$\delta_{ef} = \tan \delta + \frac{\Delta}{h} + \frac{P_r}{\omega_r W_T} \quad (12)$$

La ecuación (12) representa la tangente de pérdidas efectiva total para la antena de parche microcinta.

c. Solución de onda completa- Método de momentos

Uno de los métodos, que proporciona el análisis de onda completa para la antena de parche microcinta, es el método de momentos. En este método, las corrientes superficiales se utilizan para modelar el parche microcinta y las corrientes de polarización volumétrica se utilizan para modelar los campos en el bloque dieléctrico. Ha sido demostrado por Newman y Tulyathan [33] cómo se obtiene una ecuación integral para estas corrientes desconocidas y utilizando el método de momentos, estas ecuaciones integrales de campo eléctrico se convierten en ecuaciones matriciales que luego pueden ser resueltas por diversas técnicas algebraicas para proporcionar el resultado. Una breve descripción del método de momentos fue hecha por Harrington [19] y [4].

La forma básica de la ecuación para ser solucionado por el método de momentos es la siguiente:

$$F(g) = h \quad (13)$$

donde F es un operador lineal conocido, g es una función desconocida y h es la fuente o función de excitación. La idea aquí es hallar g , cuando F y h son conocidos. La función desconocida g puede ser expandida como una combinación lineal de N términos para dar:

$$g = \sum_{n=1}^N a_n g_n = a_1 g_1 + a_2 g_2 + \dots + a_N g_N \quad (14)$$

donde a_n es una constante desconocida y g_n es una función conocida comúnmente llamada

función de expansión o base. Reemplazando la ecuación (14) en (13) y usando la propiedad de linealidad del operador F , podemos escribir:

$$\sum_{n=1}^N a_n F(g_n) = h \quad (15)$$

Las funciones de base g_n se deben seleccionar de tal manera, que cada $F(g_n)$ en la ecuación anterior se puede calcular. Las constantes desconocidas a_n no pueden determinadas directamente porque hay N incógnitas, pero sólo una ecuación. Un método para hallar estas constantes es el método de residuos ponderados. En este método, se establece un conjunto de soluciones de prueba con uno o más parámetros variables. Los residuos son una medida de la diferencia entre la solución de prueba y la solución verdadera. Los parámetros variables se seleccionan de tal manera que garanticen un mejor ajuste de las funciones de prueba basados en la minimización de los residuos. Esto se hace mediante la definición de un conjunto de N funciones de ponderación (o de prueba) $\{w_m\} = w_1, w_2, \dots, w_N$ en el dominio del operador F . Tomando el producto escalar de estas funciones, la ecuación (15) toma la siguiente expresión:

$$\sum_{n=1}^N a_n \langle w_m, F(g_n) \rangle = \langle w_m, h \rangle \quad (16)$$

donde $m = 1, 2, \dots, N$

Escribiendo en forma matricial tal como se muestra en [13], se obtiene:

$$[F_{mn}][a_n] = [h_m] \quad (17)$$

donde

$$[F_{mn}] = \begin{bmatrix} \langle w_1, F(g_1) \rangle & \langle w_1, F(g_2) \rangle & \dots & \dots \\ \langle w_2, F(g_1) \rangle & \langle w_2, F(g_2) \rangle & \dots & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \end{bmatrix} \quad [a_n] = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ \vdots \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} \quad [h_m] = \begin{bmatrix} \langle w_1, h \rangle \\ \langle w_2, h \rangle \\ \langle w_3, h \rangle \\ \vdots \\ \vdots \\ \langle w_N, h \rangle \end{bmatrix}$$

Las constantes desconocidas a_n pueden ser halladas ahora usando métodos algebraicos, como la descomposición LU (Lower-Upper) o la eliminación gaussiana. Hay que recordar que las funciones de ponderación deben ser seleccionados adecuadamente, de modo que los

elementos de $\{w_n\}$ no sólo sean linealmente independientes, sino que también reduzcan al mínimo los cálculos necesarios para evaluar el producto interno. Tal selección de las funciones de ponderación debe ser, de tal manera permitan que las funciones de ponderación y las funciones básicas sean las mismas, es decir $w_n = g_n$. Esto es conocido como el método de Galerkin, tal como es descrito por Kantorovich y Akilov [24].

Desde el punto de vista de la teoría de antenas, podemos escribir la ecuación integral de campo eléctrico como:

$$E = f_e(J) \quad (18)$$

Donde E es el campo eléctrico incidente conocido

J es la corriente inducida desconocida

f_e es el operador lineal

El primer paso en el proceso de solución por el método de momentos sería expandir J como una suma finita de funciones básicas dada como:

$$J = \sum_{i=1}^M J_i b_i \quad (19)$$

donde b_i es la i -ésima función de base y J_i es un coeficiente desconocido. El segundo paso consiste en la definición de un conjunto de M funciones de ponderación linealmente independientes, w_j . Tomando el producto escalar a ambos lados y sustituyendo la ecuación (19) en la (18) se obtiene:

$$\langle w_j, E \rangle = \sum_{i=1}^M \langle w_j, f_e(J_i, b_i) \rangle \quad (20)$$

donde $j = 1, 2, \dots, M$

Escribiendo en forma matricial como,

$$[Z_{ij}][J] = [E_j] \quad (21)$$

donde $Z_{ij} = \langle w_j, f_e(J_i, b_i) \rangle$

$$E_j = \langle w_j, H \rangle$$

J = es el vector de corriente que contiene las cantidades desconocidas.

El vector E contiene las cantidades conocidas del campo incidente y los términos de la matriz Z son funciones de la geometría. Los coeficientes desconocidos de la corriente inducida son los términos del vector J . Usando cualquiera de los métodos algebraicos antes mencionados, estas ecuaciones se pueden resolver para hallar la corriente y luego los otros parámetros, tales como los campos eléctricos y magnéticos dispersos pueden ser calculados directamente de las corrientes inducidas. Así, de esta manera, el método de momentos se ha explicado brevemente para su uso en los problemas de antenas.

2.3 Definición de términos básicos

Acoplamiento por contacto.- Cuando la potencia de radiofrecuencia es alimentada directamente al parche usando elementos conectivos, con una línea de transmisión o una sonda coaxial.

Acoplamiento por proximidad.- La transferencia de potencia se realiza mediante acoplamiento electromagnético entre la línea de microcinta y el parche radiador.

Altura del substrato. - Espesor del radiador, que debe ser pequeña para ser utilizado en medicina, por ejemplo, como antenas de implante. Por lo tanto, la altura del substrato se selecciona menor que 0,75 mm

Antena de microcinta.- Considerada como una extensión de la línea de transmisión, consiste de un parche radiante en un lado de un substrato que tiene un plano de tierra en el otro.

Antena radiadora de implante.- Antena radiadora de microcinta de parche implantada en el cuerpo para monitorear distintas señales del cuerpo humano.

Constante dieléctrica. - Es la característica del material dieléctrico usado como substrato del dispositivo. Que en el caso de la alúmina es de 9,6 y de la bakelita 4,5.

DC magnetron sputtering.- Método de alto vacío para formar películas delgadas. Método usado para el recubrimiento de titanio de la antena radiadora.

Frecuencia de operación.- Se denomina así a la frecuencia de resonancia de la antena radiadora.

Línea de microcinta.- Estructura formada por una línea conductora ubicada sobre un substrato dieléctrico, encima de un plano de tierra.

Modelo de cavidad.- Con este modelo se analiza la antena radiadora, considerando la región interior del sustrato dieléctrico como una cavidad limitada por paredes eléctricas en la parte superior e inferior.

Modelo de línea de transmisión.- Método de análisis principalmente para parches rectangulares.

Nitruro de titanio (TiN). - Tiene excelentes propiedades físicas, tales como alta resistencia al desgaste por abrasión, así como alta resistencia a la corrosión. Por lo que se elige para el recubrimiento del parche, a pesar de su pobre conductividad.

Ondas en la línea de microcinta.- Son ondas que se presentan en la línea de microcinta y pueden ser espaciales, superficiales de fuga y guiadas.

Plata (Ag). - Conductor metálico de alta conductividad por lo que se incluyen en dos capas conjuntamente con las capas del nitruro de titanio.

RSSI.- De sus siglas en inglés, representa el indicador de la intensidad de radiación que se recibe y se expresa en unidades dBm, también se conoce como el nivel de potencia recibida por el radiador en milivatio (mW)

Vector Newtwork Analyzer (VNA). - Analizador de espectros para mediciones de frecuencias UHF y más altas como las de Microondas.

CAPÍTULO III

VARIABLES E HIPÓTESIS

3.1 Definición conceptual de variables

Las variables presentes en el sistema radiante son:

Variables Independientes

Variable X: Parámetros del radiador de ondas de microondas construida para la banda S.

Variables dependientes

Variable Y: Frecuencia de operación en el rango de frecuencias (banda S de microondas) e intensidad de radiación.

3.2 Operacionalización de variables

Las variables que conforman el radiador de microcinta de parche deben ser medidas y caracterizadas mediante el analizador de redes vectorial (VNA) para poder analizarlas y ajustar las variables correspondientes.

En ese sentido, las variable independientes (X) y las variables dependientes (Y) se definen por los indicadores respectivos.

Variable X: Sistema radiante de microcinta de parche que emite ondas de microondas en la banda S de frecuencias.

X1: Frecuencia de operación en la banda S de microondas (Hz)

X2: Intensidad de radiación (RSSI) (dB_m) $> -70 dB_m$

X3: Dimensiones pequeñas milimétricas

Variable Y: Funcionamiento óptimo del sistema radiante.

Y1: Frecuencia de funcionamiento del sistema alrededor de la frecuencia $f_0 = 3,3 GHz$.

Y2: Respuesta del sistema con una intensidad de radiación (RSSI) alrededor de $-67 dB_m$

Y3: Dimensiones generadas entre 0,75 mm y 20 mm.

3.3 Hipótesis

3.3.1 Hipótesis general

Diseñar y construir un radiador de microcinta de parche, usando los principios de la línea de transmisión, que emitirá radiación de microondas en la banda S, operando a una frecuencia central de 3.3 GHz. Dicha energía puede ser utilizada, mediante un arreglo adecuado, para inducir hipertermia oncológica; de modo que se coadyuve con el tratamiento de la radioterapia y/o quimioterapia.

3.3.2 Hipótesis específicas

Hipótesis específica 1.- Constatar que con las dimensiones logradas y con las multicapas de nitruro de titanio y plata utilizadas para el revestimiento, se dispondrá de un radiador cuyas características serán: pequeño, liviano, de fácil manejo y robusto, características que se requieren cuando hay que aplicar la radiación en forma localizada.

Hipótesis específica 2.- Contrastar que a la frecuencia de operación de 3.3 GHz y para una intensidad de radiación (RSSI) $> -70 \text{ dBm}$ se corroborará con los antecedentes de diseños iniciales para inducir hipertermia oncológica, los cuales tenían frecuencias de operación en la banda S de microondas.

Hipótesis específica 3.- Probar que mediante el uso del analizador vectorial de redes (VNA) y del analizador de espectros se podrá caracterizar el radiador de microcinta de parche construido y comprobar la hipótesis general.

CAPÍTULO IV

METODOLOGÍA

4.1 Tipo de investigación

Para el caso del diseño y fabricación del radiador de microcinta de parche se usa el método de investigación científico de Ensayo-error, por lo que corresponde a una investigación aplicada.

4.2 Diseño de investigación científica

El radiador de parche cuadrado compacto de nitruro de titanio y plata alimentado por acoplamiento electromagnético por proximidad, es diseñado y fabricado para una frecuencia de operación de 3.3 GHz que es una frecuencia que se utiliza además en diferentes aplicaciones tecnológicas. Finalmente, los resultados son caracterizados mediante el analizador de redes vectorial (Vector Network Analyzer) y el analizador de espectros.

La metodología de diseño que se sigue, consiste en:

- Se seleccionan los substratos considerando su espesor y sus constantes dieléctricas.
- El modelo utilizado para el diseño fue el modelo de línea de transmisión descrito en el capítulo II, se tuvo en consideración que este modelo es ideal para el diseño de parches rectangulares y que sus ecuaciones no presentan dificultades en el cálculo.
- Para la alimentación de la antena se utilizó el tipo de alimentación por acoplamiento electromagnético de proximidad, ya que con este método se logra minimizar las radiaciones espurias y se obtiene relativamente mayor ancho de banda.

4.2.1 Selección de los substratos para el diseño del radiador

La selección del substrato dieléctrico debe ser realizada con sumo cuidado toda vez que es uno de los elementos más importantes en el diseño del radiador de microcinta, porque las propiedades características de dichos materiales inciden directamente en las dimensiones y características del radiador de microcinta. Los parámetros principales que se deben tomar en cuenta cuando se selecciona un substrato son la constante dieléctrica, la tangente de

pérdidas y el espesor del sustrato.

Se seleccionó los sustratos de modo que las pérdidas sean mínimas y se tenga un ancho de banda normal. La alúmina fue elegida para el sustrato dieléctrico superior y la baquelita para el sustrato inferior. En la tabla 05 se muestran las características de los sustratos antes mencionados, en concordancia con la tabla 02.

Tabla 05 Características de los sustratos dieléctricos utilizados

SUBSTRATO	CONSTANTE DIELECTRICA ϵ_r	ESPESOR h (mm)	TANGENTE DE PÉRDIDAS tan δ
Alúmina	9.6	0.75	0.0003
Baquelita	4.5	1.5	0.019

Fuente: Elaboración propia

En relación a la constante dieléctrica del sustrato dieléctrico (alúmina) usado para el radiador de parche descrito, es necesario puntualizar que un alto valor de la constante dieléctrica es bueno porque dará lugar a un tamaño del parche más pequeño, lo cual es una gran ventaja en la mayoría de los circuitos, aunque las tolerancias de fabricación tendrían que ser más precisas. Una constante dieléctrica alta, generalmente también reducirá el ancho de banda de la antena, lo cual fue compensado mediante la alimentación electromagnética por proximidad, en contraposición a los otros tipos de alimentación directas.

Por otra parte, si el sustrato dieléctrico del parche es de un espesor doble, aumenta el ancho de banda y la eficiencia, pero cuando es demasiado grueso debido a ello aparecerán ondas de superficie con la consecuente pérdida de energía.

En relación a la tangente de pérdidas, este parámetro se refiere a la relación de la permitividad imaginaria con la permitividad real. Un sustrato dieléctrico con baja tangente de pérdidas incrementará la eficiencia de la antena y reducirá las pérdidas.

4.2.2 Especificaciones de diseño

Los cuatro parámetros esenciales para el diseño de un radiador de parche de microcinta rectangular son:

- La frecuencia de operación (f_0): La frecuencia de resonancia de la antena debe ser elegido apropiadamente. La antena diseñada debe operar en el rango de frecuencias de 2900- 3900 MHz. La frecuencia de operación seleccionada para el diseño es de 3.3 GHz.
- La constante dieléctrica del sustrato (ϵ_r): Los materiales dieléctricos seleccionados para el diseño es la alúmina que tiene una constante dieléctrica de 9.6 y la baquelita de 4.5. Un sustrato con una alta constante dieléctrica ha sido seleccionado ya que así se reduce las dimensiones del radiador.
- Altura del sustrato dieléctrico (h): Para el radiador que debe ser pequeño, para ser utilizado en medicina o como antena en teléfonos celulares modernos, es esencial que no sea voluminoso. Por lo tanto, la altura del sustrato dieléctrico se selecciona como 0.75 mm.
- El nivel de potencia (RSSI).- La intensidad de la radiación recibida se expresa a través del RSSI, se mide en dBm desde 0 (cero) hasta -120 (menos 120). Cuanto más se acerque el valor a cero más fuerte será la radiación. Para este trabajo debemos establecer como $RSSI \leq -70$ dBm.

Entonces, resumiendo, tendremos:

- $f_0 = 3.3 \text{ GHz}$
- $\epsilon_{r1} = 9.6$ y $\epsilon_{r2} = 4.5$
- $h = 0.75 \text{ mm}$
- $RSSI > -70 \text{ dBm}$

4.2.3 Procedimiento de diseño

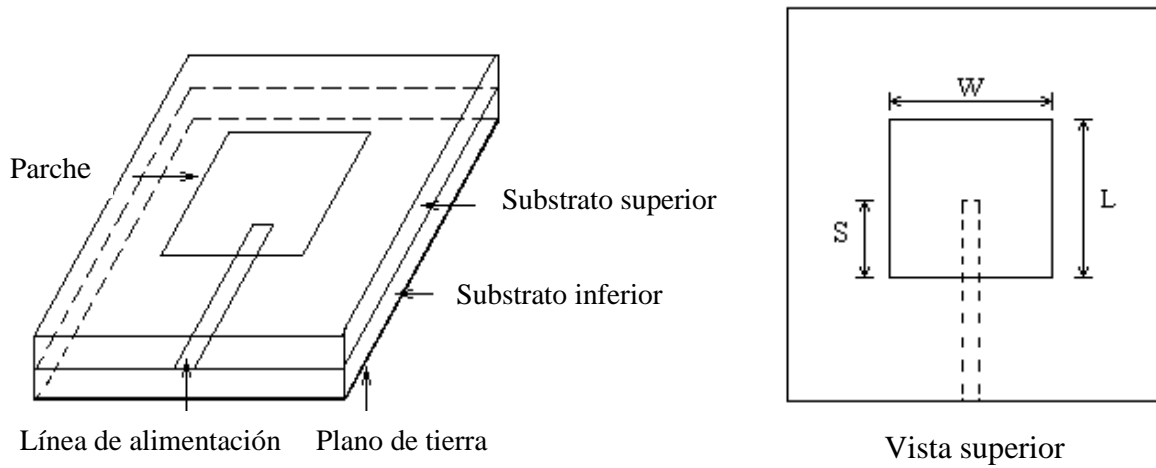


Figura 32 Radiador de parche acoplado por proximidad
Fuente: Elaboración propia

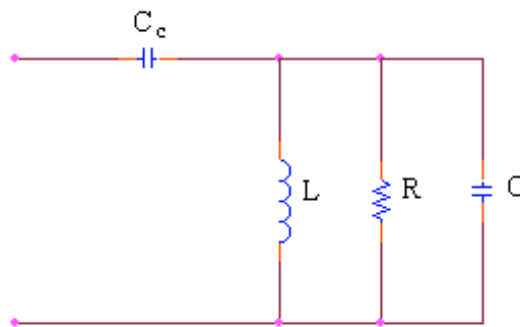


Figura 33 Circuito equivalente de un radiador de microcinta acoplada por proximidad en el borde del parche
Fuente: Elaboración propia

El parche radiante está representado por un circuito RLC resonante en paralelo, con la línea de alimentación representada por la capacitancia de acoplamiento (C_c). El nivel de acoplamiento se ajusta variando la longitud de superposición S en la figura 32. El acoplamiento máximo ocurre cuando la distancia de superposición es aproximadamente la mitad de la longitud del parche.

En un diseño típico la frecuencia de resonancia generalmente se desplaza hacia arriba de 1 a 2% para una superposición (overlap) de $L/2$, por lo que las dimensiones del parche radiante deben ser diseñados a una frecuencia un poco más baja [35].

La geometría del radiador de parche alimentado por línea de microcinta acoplada por proximidad se muestra en la figura 32. En el diseño de la antena se ha utilizado para el parche el substrato material alúmina (Al_2O_3) con constante dieléctrica ϵ_r de 9.6 y de espesor h de 0.75 mm y para la capa inferior el substrato material baquelita $\epsilon_r = 4.5$ y con $h = 1.5$ mm. Las dimensiones de la antena de parche de microcinta a la frecuencia de 3.3 GHz se calculan usando el modelo de línea de transmisión.

a) Cálculo del ancho (W) de la línea de alimentación de 50Ω de impedancia y $h = 1.5$ mm de la capa inferior

De las fórmulas de Wheeler [4], del método de síntesis, tendremos:

$$A = \frac{Z}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (1)$$

reemplazando $Z = 50 \Omega$ y $\epsilon_r = 4.5$

$$A = 1.54$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2)$$

reemplazando

$$B = 5.56$$

Suponiendo $W/h \leq 2$, entonces tendremos:

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (3)$$

reemplazando $A = 1.54$

$$\frac{W}{h} = 1.88 \leq 2$$

de donde

$$W = 2.8 \text{ mm}$$

b) Cálculo de las dimensiones del parche cuadrado ($W = L$) en un substrato de alúmina de $\epsilon_r = 9.6$

Aplicando la fórmula (2.6)

$$W = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\frac{(\epsilon_r + 1)}{2}}} \quad (4)$$

reemplazando $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$, $\epsilon_r = 9.6$ y $f_0 = 3.3 \text{ GHz}$, se obtiene:

$$W = 20.0 \text{ mm} = L$$

c) Cálculo de las dimensiones del plano de tierra (L_g y W_g).- El modelo de línea de transmisión solo es aplicable a planos de tierra de dimensiones infinitas. Sin embargo para consideraciones prácticas es esencial tener un plano de tierra finito. Se demuestra [18] que resultados muy aproximados se obtienen para planos de tierra finitos o infinitos, si el tamaño del plano de tierra es más grande que las dimensiones del parche en aproximadamente seis veces el espesor del substrato alrededor de toda la periferia. En consecuencia, para este diseño, las dimensiones del plano de tierra estarían dadas por:

$$L_g = 6h + L = 6(1.5\text{mm}) + 20\text{mm} = 30.0 \text{ mm}$$

$$W_g = 6h + W = 6(1.5\text{mm}) + 20\text{mm} = 30.0 \text{ mm}$$

d) Ubicación de la línea de alimentación a lo largo del ancho del parche

La ubicación de la línea de alimentación de microcinta, de un ancho de 2.8 mm, para el máximo acoplamiento, es en el centro a lo largo del ancho del parche W y con una superposición (overlap) $S = L/2$.

4.2.4 Implementación de la fabricación del radiador de microcinta

a. El material del parche

El material del parche consiste de multicapas de nitruro de titanio y plata y como substrato dieléctrico la alúmina.

El Nitruro de titanio (TiN) tiene excelentes propiedades físicas, tales como alta dureza, alta resistencia al desgaste por abrasión, así como alta resistencia a la corrosión, sin embargo, su conductividad eléctrica es pobre en comparación con la de los metales nobles como el cobre, la plata o el oro. Razón por la que se incluyen las dos capas de plata (Ag). Las multicapas de TiN y plata fueron depositadas sobre el substrato de Alúmina (Al_2O_3) mediante la técnica DC magnetron sputtering (ver figuras 34 y 35), con el fin de construir el parche de la antena (ver figura 40). Las películas de TiN fueron caracterizadas por difractograma de rayos X (XRD) y por espectroscopía de electrón de Auger (AES).

b. Proceso de fabricación del parche

Existen diferentes métodos para depositar materiales sobre la superficie de un substrato dieléctrico y formar una película delgada, entre éstos se encuentra el proceso denominado DC magnetron sputtering. El Sputtering es un proceso físico de deposición de vapor usado para depositar materiales sobre un substrato mediante la expulsión (eyección) de átomos de la superficie de diferentes materiales y condensarlos sobre el substrato, todo ello, dentro de una cámara de alto vacío [39].

En el procedimiento anterior, el material que se desea depositar (el blanco), es bombardeado con iones energéticos, usualmente iones de gas inerte, tal como el Argón (Ar^+). La fuerte colisión de estos iones sobre el blanco expulsa átomos del blanco en el espacio. Estos átomos expulsados viajan alguna distancia hasta alcanzar la superficie del substrato y se condensan formando una película. A medida que más y más átomos se acumulan sobre el substrato, comienzan a unirse unos a otros a nivel molecular, formando una capa atómica fuertemente unida. Una o más capas de tales átomos se pueden crear, dependiendo del tiempo de deposición, lo que permite la fabricación de estructuras de películas delgadas en capas precisas. (figura 34)

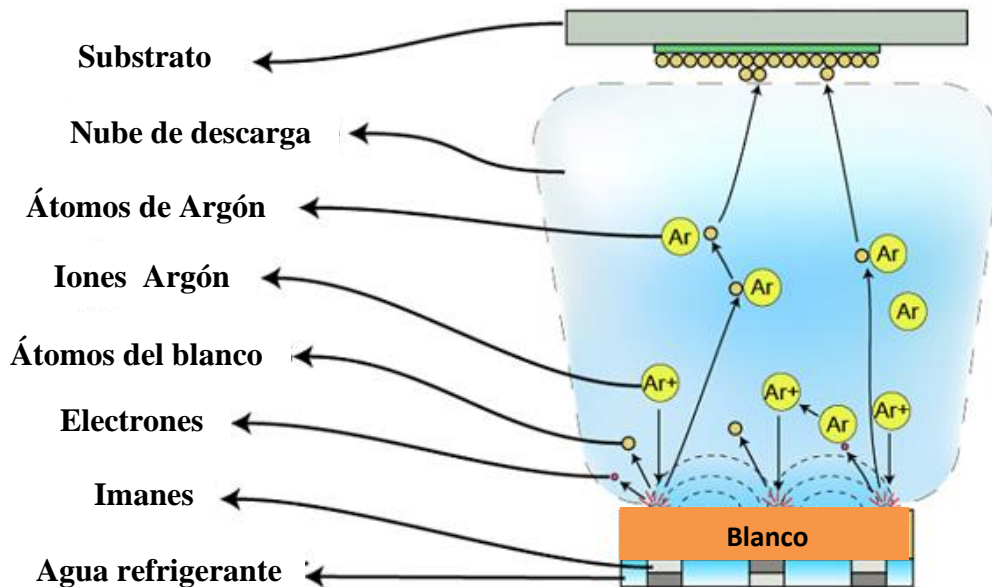


Figura 34 Los componentes básicos de un sistema magnetron sputtering

Fuente: <http://hivatec.ca/consulting-design/thin-film-deposition/>

Aunque la idea básica de funcionamiento es aparentemente simple, los mecanismos reales en juego son muy complejos. Los átomos de Argón eléctricamente neutros se introducen en una cámara de vacío a una presión de 1 a 10 mTorr. Una gran diferencia de potencial es aplicada entre el blanco y el sustrato que ioniza los átomos de Argón y crea un plasma, gas caliente como fase consistente de iones y electrones en la cámara. Este plasma también se conoce como descarga luminiscente, debido a la luz que emite. Estos iones de Argón son acelerados hacia el blanco en el ánodo. Al colisionar con el blanco expulsa átomos de él, los cuales viajan hacia el sustrato y finalmente, se asientan en la superficie del mismo. Los electrones liberados durante la ionización del Argón también son acelerados hacia el sustrato en el ánodo colisionando, entonces con otros átomos de Argón creando más iones y electrones libres, continuado el ciclo (figura 35).

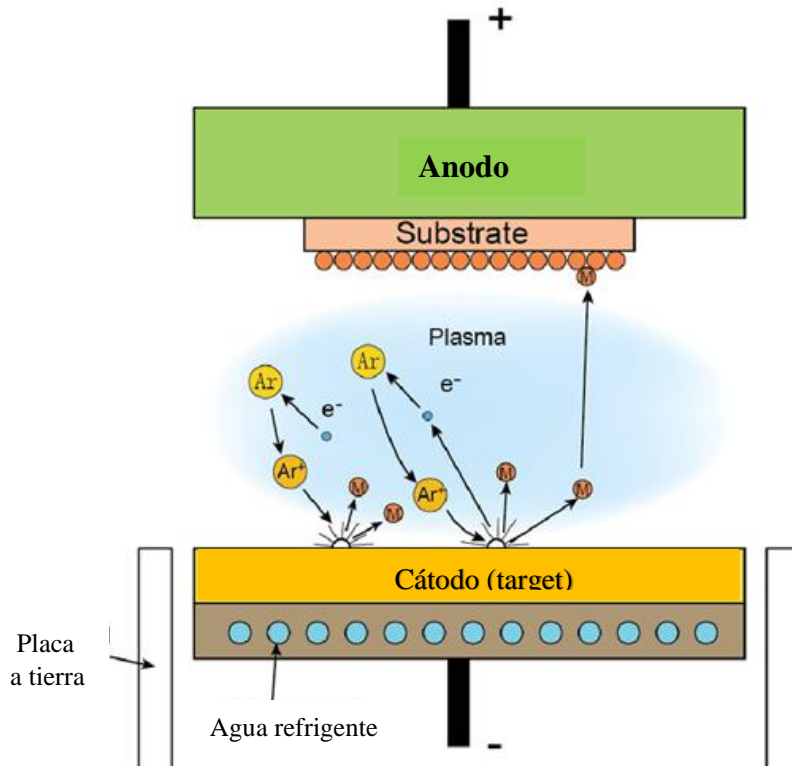


Figura 35 En un sistema DC sputtering, el Argón es ionizado mediante una diferencia de potencial entre el blanco y el substrato

Fuente: <http://hivatec.ca/consulting-design/thin-film-deposition/>

Para mejorar este proceso descrito, existe un método denominado Sistema DC Magnetron Sputtering, que consiste en añadir un campo magnético intenso cerca al área del blanco. Para este trabajo fue utilizada esta tecnología (DC Magnetron Sputtering). El campo magnético añadido hace que los electrones viajen en espiral a lo largo de las líneas del flujo magnético, cerca al blanco, en vez de ser atraídos hacia el substrato.

Como se puede ver en las figuras 36 y 37, la ventaja de este método es que el plasma queda confinado cerca de la superficie del blanco, sin causar daño a la película fina que está formándose. Los electrones viajan a distancia más grandes, aumentando la probabilidad de ionización de los átomos de Argón, lo cual tiende a generar un plasma más estable con alta densidad de iones. A más iones más átomos eyectados del material (blanco) y por lo tanto aumenta la eficiencia del proceso sputtering.

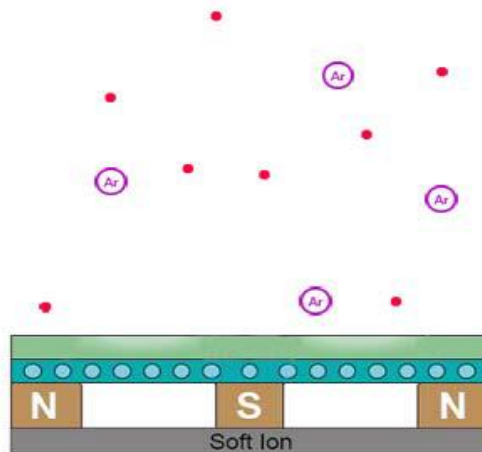


Figura 36 Electrones e iones en un sistema que no es magnetrón sputtering
 Fuente: <http://hivatec.ca/consulting-design/thin-film-deposition/>

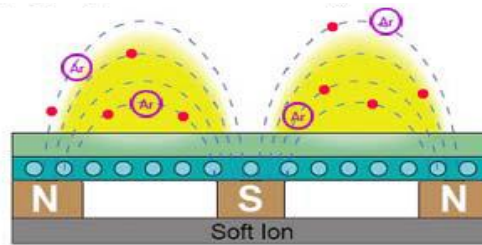


Figura 37 En un sistema DC magnetrón sputtering el plasma está confinado cerca de la superficie del blanco
 Fuente: <http://hivatec.ca/consulting-design/thin-film-deposition/>

En el caso de la construcción de las multicapas de nitruro de titanio y plata, la disposición de sistema físico es como se muestra en las figuras 38, 39 y 40.

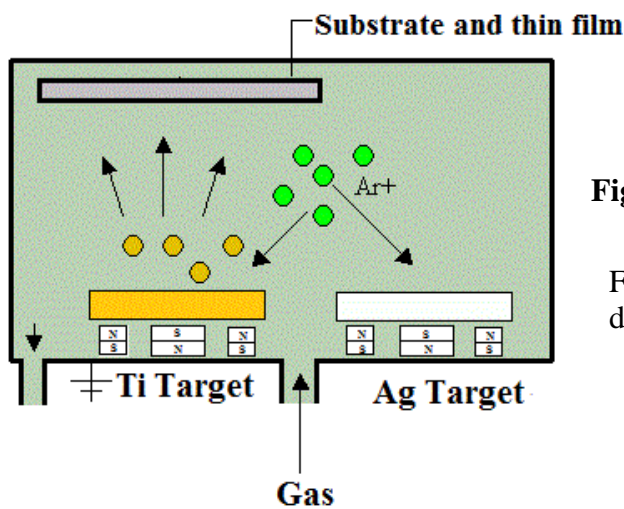


Figura 38 Esquema del proceso DC Magnetron Sputtering
 Fuente: <http://hivatec.ca/consulting-design/thin-film-deposition/>

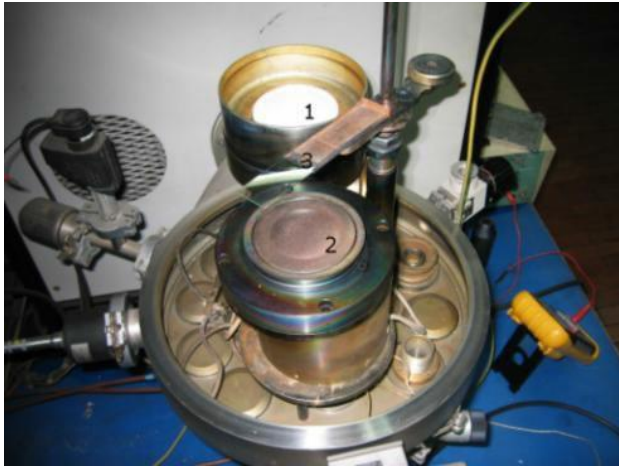


Figura 39 Disposición del blanco y del sustrato

Fuente: Laboratorio de Sputtering- UNI

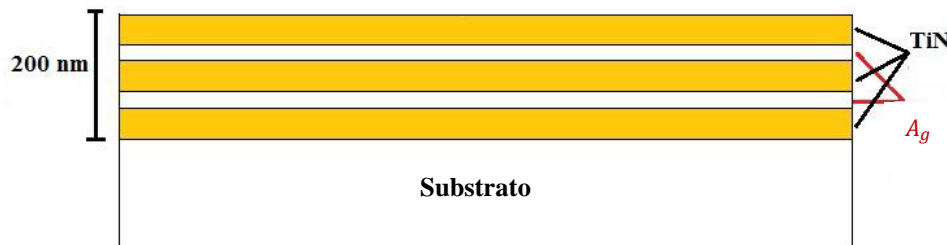


Figura 40 Multicapas de nitruro de titanio y plata que constituyen el material del parche sobre el sustrato de alúmina

Fuente: Laboratorio de Sputtering- UNI

c. La alimentación por acoplamiento de proximidad

En este trabajo el acoplamiento electromagnético por proximidad mediante la línea de microcinta fue utilizado para alimentar el radiador (ver figura 41). Los cálculos de las dimensiones de esta microcinta fueron especificados en el acápite 4.2.3-a.

Esta técnica de acoplamiento fue utilizada para diseñar la antena radiadora de microcinta de parche para tener un ancho de banda mayor que el de las antenas convencionales de este tipo. La mayoría de las aplicaciones de las antenas de microcinta en sistemas de comunicaciones inalámbricas necesitan anchos de banda grandes, de modo que en estas áreas de aplicación la mayor desventaja de las antenas de microcinta es su ancho de banda estrecho. Debido a esto es que se han realizado muchas investigaciones sobre técnicas

para aumentar el ancho de banda de este tipo de antenas [40]; y una de estas técnicas es la de utilizar el acoplamiento por proximidad [4]. Aunque hay muchas características que le dan ventaja a las antenas de microcinta para ser empleadas en aplicaciones inalámbricas, también tienen una seria limitación que es su ancho de banda estrecho. Un ancho de banda típico de las antenas de microcinta está entre 1% a 3%. Si se supera esta limitación, la antena de microcinta puede ser utilizada en todo su potencial. Técnicas alternativas para incrementar el ancho de banda es introduciendo resonancias múltiples en la estructura de la antena [15]. Esto puede tomar la forma de parches apilados, parches parásitos coplanares o parches que tienen formas novedosas tales como la antena de parche con ranura en forma de U. Otro método es usando redes de alimentación especial o técnicas de alimentación [1] para compensar la variación de la impedancia natural del parche, tal como se ha utilizado en este trabajo. Grabar una ranura en el parche es un diseño simple. Este diseño evita el uso de parches apilados o parches parásitos coplanares, cualquiera de los cuales incrementa el grosor o el tamaño lateral de la antena. Así, mientras cambia la distribución de corriente sobre la antena de parche de microcinta, debido al aumento del ancho de banda de impedancia, a veces se obtiene más de una frecuencia de resonancia [1]. Un método adicional es usando la combinación de dos técnicas, por ejemplo, la alimentación por acoplamiento de proximidad y añadiendo a su vez una ranura en el parche ya sea en forma de X o de U [16].

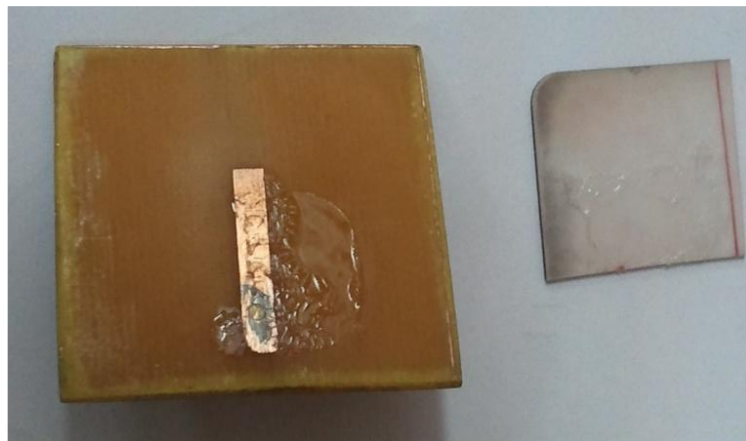


Figura 41 Línea de microcinta construida para el acoplamiento electromagnético del radiador de parche
Fuente: Elaboración propia

Esta línea de microcinta de alimentación de 50Ω de impedancia fue usado para el acoplamiento electromagnético por proximidad, es uno de los elementos importantes en el diseño de una antena de microcinta, es construido de un material metálico de alta conductividad como el cobre, aluminio o plata. En este trabajo se ha utilizado el cobre.

4.3 Población y muestra

Según la naturaleza de este trabajo no se utilizó población y muestra pero si se ha considerado diferentes muestras de materiales en la construcción del substrato hasta conseguir lo adecuado.

4.4 Técnicas e instrumentos de recolección de datos

Los instrumentos que se utilizaron para caracterizar el dispositivo fue el analizador de redes vectorial (VNA) Anritsu MS4622A y el analizador de espectros (AE) Agilent EE4407B que nos arrojó los valores que confirmaron el diseño: frecuencia de operación del dispositivo $f_0 = 3,3 \text{ GHz}$, RSSI= $-62,97 \text{ dBm}$

4.5 Procedimiento de recolección de datos

Los datos fueron obtenidos a partir de lo observado en el VNA y en el AE.

Los resultados se representan en los gráficos mostrados.

Los valores de nuestras variables principales se obtuvo: $f_0 = 3,3 \text{ GHz}$ y con un RSSI= -62.9 dBm .

4.6 Procesamiento estadístico y análisis de datos

Por la naturaleza de este trabajo no se realizó ningún análisis estadístico de datos.

CAPÍTULO V

RESULTADOS

Las imágenes del radiador diseñado y fabricado se muestran a continuación, así como la caracterización llevada a cabo con el analizador de espectros y el analizador de redes vectorial.

5.1 Radiadores fabricados con los parámetros mencionados en el diseño

En la figura 42 se muestran las fotos de las antenas fabricadas según el diseño y probadas mediante el analizador de redes.



Figura 42 Radiadores de parche de microcinta de nitruro de titanio y plata (transmisor y receptor)
Fuente: Elaboración propia

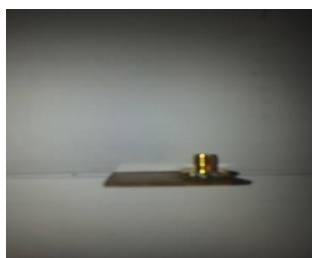
Figura 43 Radiador de parche de microcinta en tres vistas.
Fuente: Elaboración propia



Vista frontal



Vista posterior



Vista de perfil

5.1.1 Diagramas e imágenes obtenidos de la caracterización del radiador realizada con el analizador de redes vectorial (Vector Network Analyzer Anritsu MS4622A) y el analizador de espectros (Spectrum Analyzer Agilent E4407B.)

Estas mediciones se realizaron en dos casos:

Caso 1.-

El radiador emisor y receptor están alineados cara a cara y separados por una distancia equivalente a la de campo lejano (Figura 44).

El analizador muestra que para una distancia de 11.5 m la intensidad de la señal recibida (nivel de potencia de la señal recibida) es -62.97 dB_m , de acuerdo a la escala mostrada en la Tabla 07, es considerada como muy buena intensidad de radiación), ganancia de 7 dB_i , el ancho de banda de 200 MHz con una frecuencia central de 3.3 GHz . Estos resultados muestran que el diseño planteado se corrobora con este prototipo de radiador de microcinta de parche fabricado; por un lado la frecuencia central obtenida es corroborado con las dimensiones del radiador, el ancho de banda mayor a $6,06 \%$ (200 MHz) supera a las de las antenas radiadoras de parche convencionales, con otros tipos de acoplamiento, que en la práctica tienen aproximadamente un ancho de banda de 3.5% . El ancho de banda obtenido se debe a que se ha diseñado y fabricado el radiador con el tipo de acoplamiento electromagnético por proximidad reduciendo al mismo tiempo al mínimo las radiaciones espurias que aparecen debido a los contornos e inserciones en los otros tipos de acoplamientos; la alta conductividad que se requiere que tengan los materiales metálicos del parche del radiador de microcinta, se ha mantenido a pesar del uso del titanio (TiN), que tiene pobre conductividad, gracias a la inclusión de la plata (Ag), que es el metal que tiene la más alta conductividad, en la fabricación del parche metálico mediante el uso de multicapas de nitruro de titanio y plata. Esta fabricación del parche fue realizado, en forma inédita, mediante la tecnología DC magnetron sputtering sobre del substrato de alúmina.

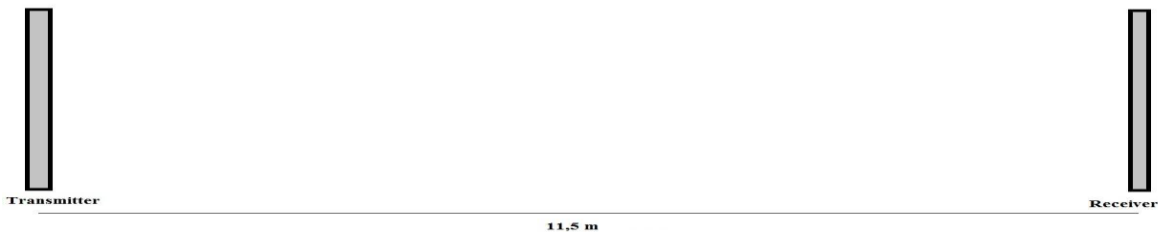
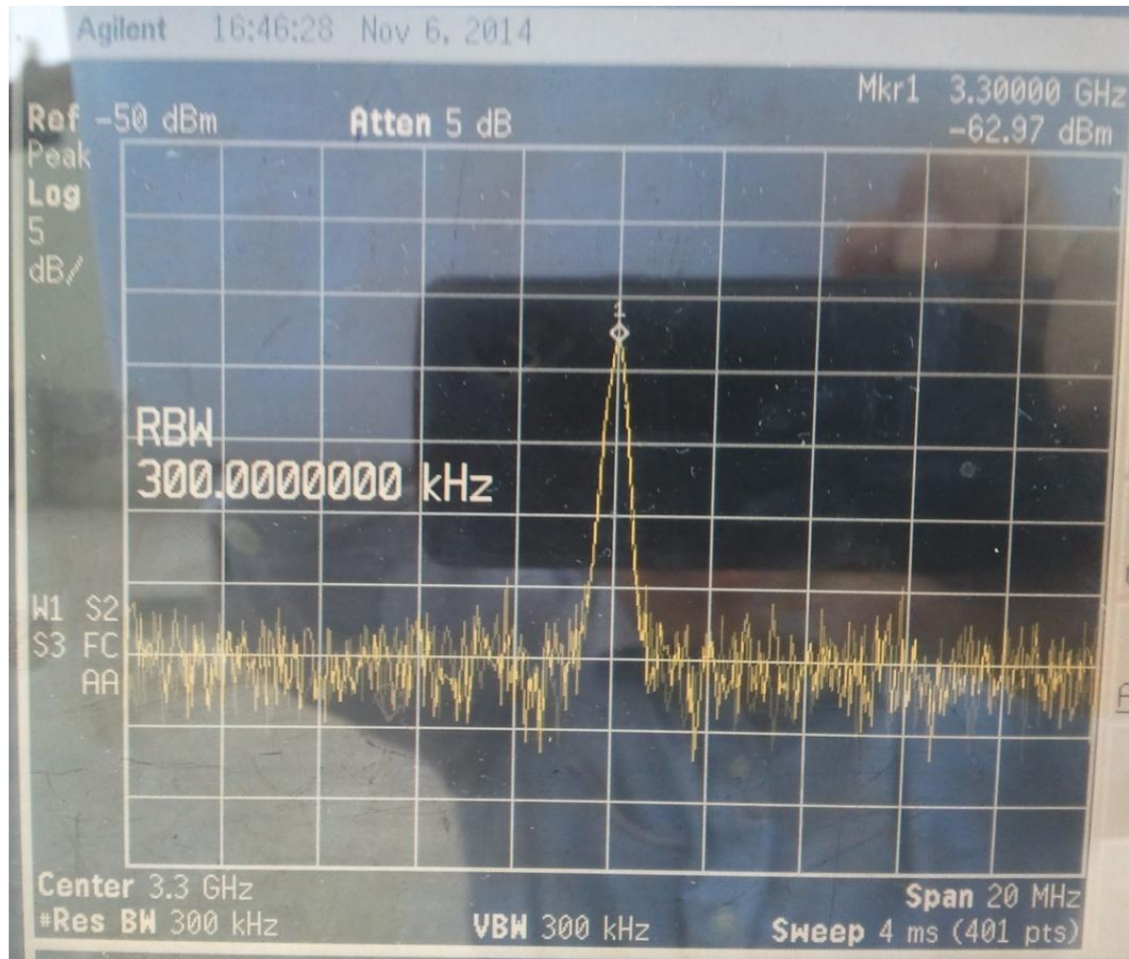


Figura 44 Radiadores alineados normalmente, cara a cara, y separados por una distancia equivalente a la de campo lejano. Mostrando un RSSI = $-62,97\text{dBm}$
Fuente: Elaboración propia

Caso 2.- Cuando la posición entre los radiadores, transmisor y receptor cambia a un cierto ángulo (figura 45).

Si la posición entre la transmisora y la receptora cambia, por ejemplo, a un ángulo de 45° manteniendo la misma distancia entre ellas, el analizador muestra que la intensidad de la señal recibida (RSSI) es -67.45 dB_m , de donde se concluye que la intensidad de radiación sigue siendo muy buena, toda vez que 0 dBm implica una señal ideal que no se puede lograr en la práctica y -80 dBm es la radiación mínima no utilizable (tabla 06).

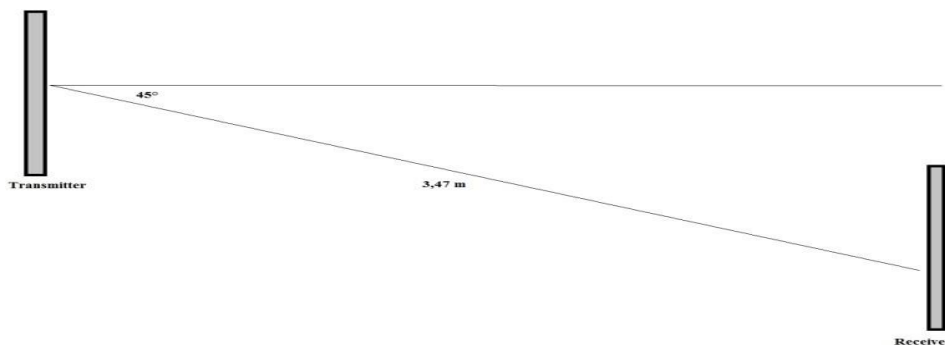
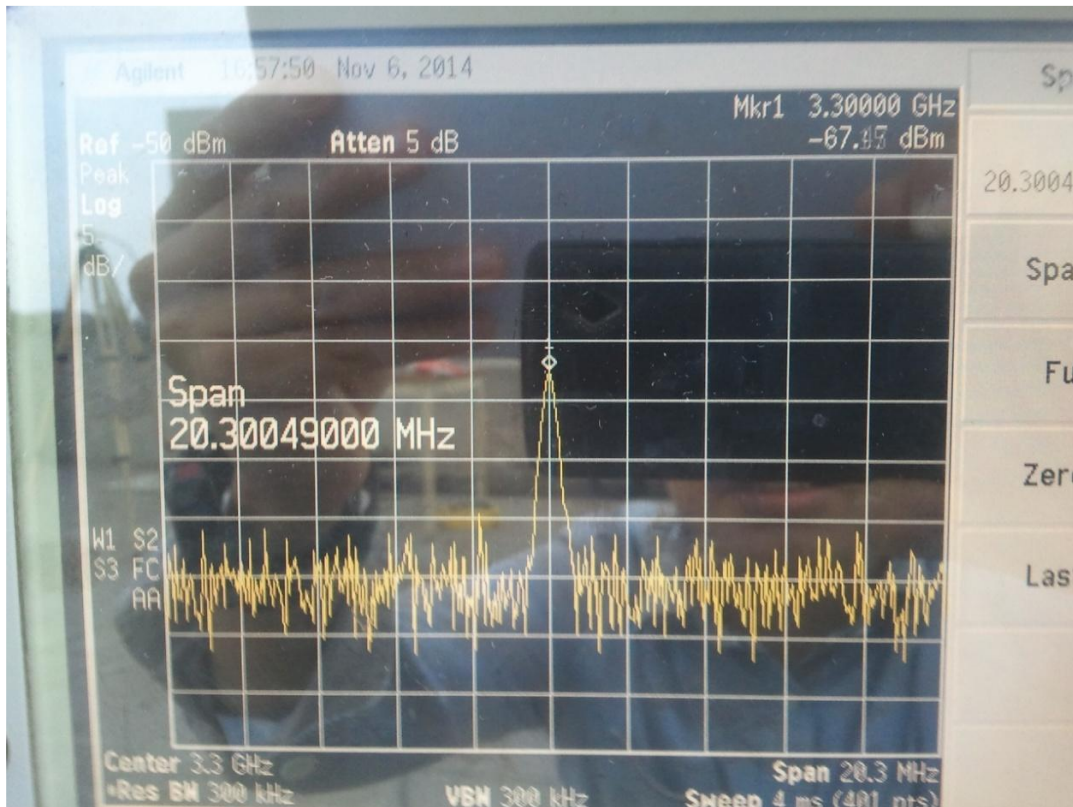


Figura 45 Posición del radiador transmisor y receptor a 45°. Mostrando un RSSI de -67.45 dBm

Fuente: Elaboración propia

Tabla 06 Escala de intensidades de radiación

Intensidad de la señal (RSSI) dBm	Calificación
-30 dBm	Asombroso
-67 dBm	Muy bueno
-70 dBm	Bueno
-80dBm	No es bueno
-90 dBm	Inutilizable
-120 dBm	Totalmente inutilizable

Fuente: <https://www.speedcheck.org/es/wiki/rss/>



Figura 46 Radiador de microcinta montado, puede ser un emisor y/o receptor de microondas, conectado al Analizador de espectros Agilent 6722E

Fuente: Elaboración propia

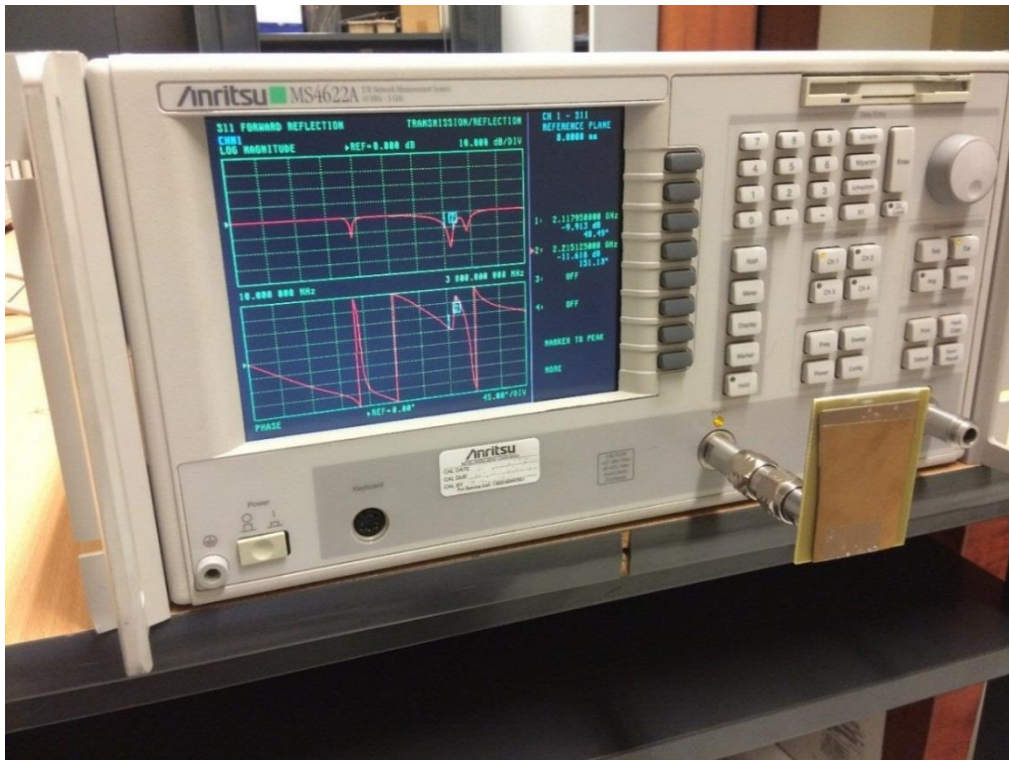


Figura 47 Analizador de redes vectorial mostrando gráficos de la pérdida de retorno y el ancho de banda tomados del radiador receptor.

Fuente: Elaboración propia

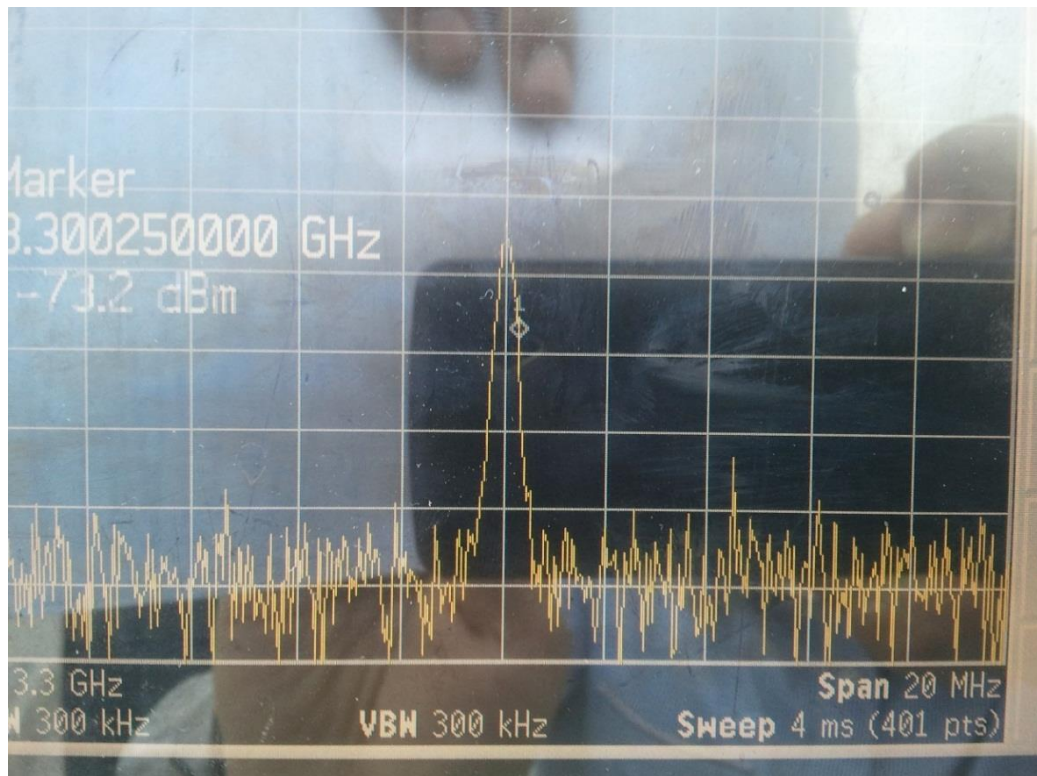


Figura 48 Frecuencia de operación centrada en 3.3 Ghz y un Span de 20 MHz

Fuente: Elaboración propia

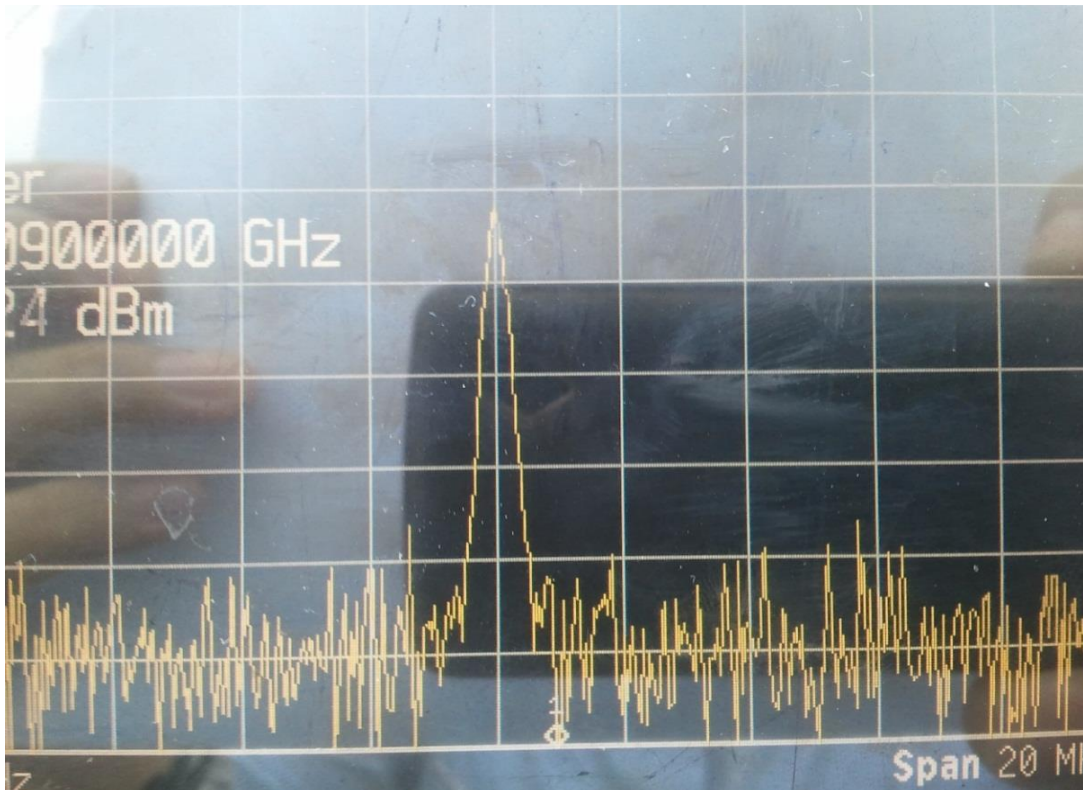


Figura 49 Frecuencia de operación centrada en 3.3 GHz y el ancho de banda obtenido
Fuente: Elaboración propia

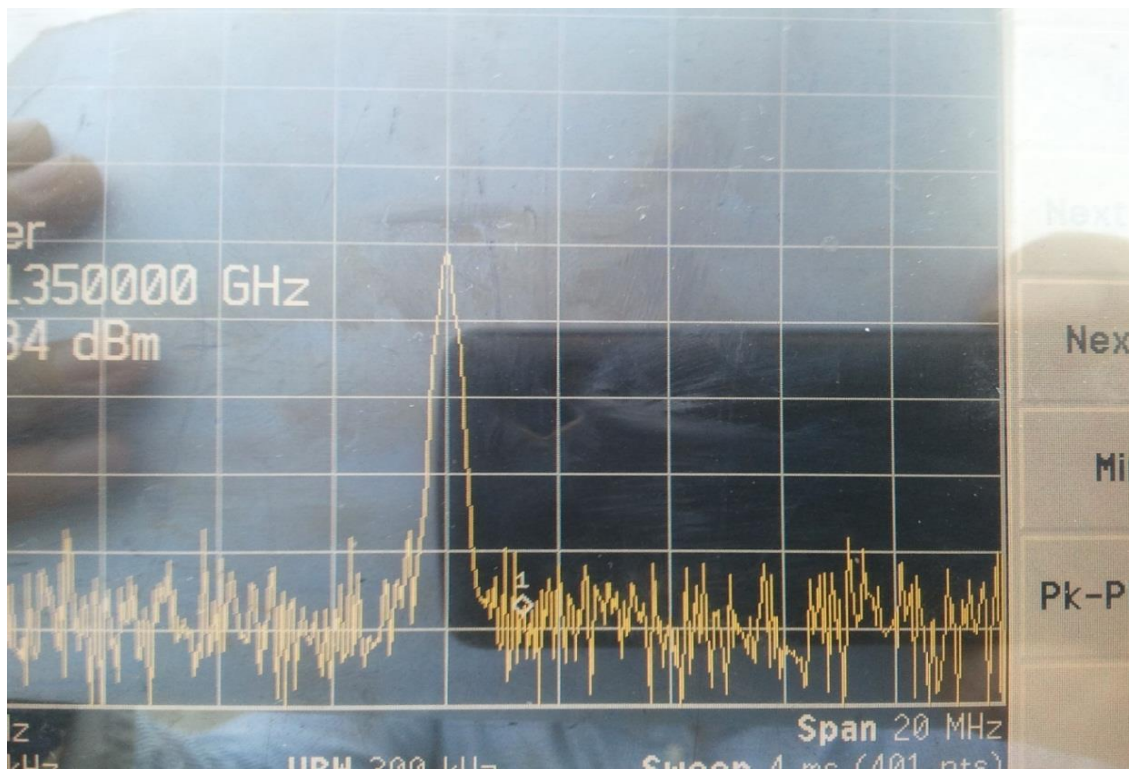


Figura 50 Imagen de la señal derecha de la anterior
Fuente: Elaboración propia

Figura 51 Generador de señales de frecuencia del orden los GHz, usado en el presente trabajo.

Marca: Agilent

Modelo: E8257D

Fuente: Agilent Technologies



Figura 51 Generador de señales sintonizado a la frecuencia de trabajo de 3.3 GHz

Fuente de presentación: Elaboración propia

5.2 Costo de fabricación del radiador

Los costos de la fabricación del radiador son muy importantes para cuantificar si es económico o antieconómico el proyecto realizado.

En la siguiente tabla (tabla 07) se muestra los materiales, con sus correspondientes precios, que se utilizaron para la construcción del prototipo de la antena radiadora de microcinta de parche cuadrado, así como el alquiler de equipos necesarios para las pruebas.

Tabla 07 Costo de los elementos utilizados en la fabricación de los radiadores

ELEMENTOS	CANTIDAD	VALOR UNITARIO	VALOR TOTAL
Placa de baquelita a doble lado de 3x3	2	S/. 4.50	S/. 9.00
Placa de alúmina a un solo lado de 2x2	2	S/. 4.50	S/. 9.00
Conector SMA	2	S/. 4.00	S/. 8.00
Estaño	1	S/. 1.00	S/. 1.00
Alquiler de equipos	4	S/. 250.00	S/. 1,000.00
TOTAL			S/. 1027.00

Fuente: Elaboración propia

CAPÍTULO VI

DISCUSIÓN DE RESULTADOS

La hipótesis general es diseñar y construir una antena radiadora de microcinta, usando los principios de la línea de transmisión, para emitir radiación de microondas en la banda S, funcionando a la frecuencia de operación $f_0 = 3.3$ GHz.

6.1 Contratación de la hipótesis con los resultados

Gracias a las mediciones realizadas con el analizador de redes Vector Network Analyzer (VNA) se pudo contrastar el diseño con la emisión del dispositivo construido, resultando concordante con la hipótesis planteada. Lo cual con un adecuado arreglo será posible usar en el área médica para inducir hipertermia oncológica, dado a que tiene un ancho de banda pequeño.

6.2 Contratación de resultados con otros estudios realizados

De acuerdo a la bibliografía no se encontró resultados similares en dispositivos tan pequeños, sino por el contrario en dispositivos de mucho mayor tamaño y de alto costo.

CAPÍTULO VII

CONCLUSIONES

El objetivo de esta tesis fue diseñar y construir un radiador de parche microcinta de nitruro de titanio y plata con acoplamiento electromagnético por proximidad para que pueda ser usado en el área médica como radiador de microondas (Banda S) para inducir hipertermia; y en perspectiva, con la misma metodología, diseñar y construir antenas radiadoras de parche de implante corporal. De acuerdo con los resultados podemos comprobar que se ha cumplido con dichos objetivos:

- 1) Con el revestimiento de nitruro de titanio (multicapas de nitruro de titanio y plata) del que dispone puede ser utilizado satisfactoriamente en el área médica, específicamente como radiador para inducir hipertermia oncológica, mostrando ser un dispositivo robusto en general.
- 2) Se construyó el radiador de parche de microcinta teniendo como frecuencia central 3.3 GHz. Las dimensiones del plano de tierra de 30 mm por 30 mm han sido diseñados y construidos para que el radiador tenga las medidas mencionadas líneas arriba y operar a dicha frecuencia.
- 3) Se construyó un radiador de parche microcinta cuyas características son: pequeña, liviana, de bajo perfil, robusto, con alta resistencia a la corrosión y abrasión por la presencia de capas de nitruro de titanio y de gran conductividad por la presencia de la plata y por ello ser utilizado en el área médica, en hipertermia oncológica, donde se requiere radiadores con las características del dispositivo fabricado.
- 4) El ancho de banda obtenido para esta antena es de 200 MHz y la intensidad de la señal recibida es de -67,45 dBm, suficiente para la aplicación antes mencionada.

CAPÍTULO VIII

RECOMENDACIONES

1.- Dado que, para las aplicaciones mencionadas y en la frecuencia especificada, se usan substratos dieléctricos de menor espesor y con mayores constantes dieléctricas para poder implementar radiadores de menor tamaño, como es en el presente caso y en el de las antenas de implante corporal, se recomienda disponer de substratos dieléctricos delgados y que a su vez tengan mayor constante dieléctrica.

2.- Las instituciones deberían contar con equipos de mediciones para frecuencias UHF y frecuencias de microondas, tales como analizadores de espectros y analizadores de redes vectoriales o escalares, así como generadores a esta escala de frecuencias, que permitan hacer la caracterización completa de este tipo de dispositivos para diferentes topologías de parches y diferentes modos de alimentación ya que el alquiler es demasiado costoso y muy pocas instituciones del medio cuentan con estos instrumentos y equipos.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Abu Tarboush, H. S. Al Raweshidy and R. Nilavalan “ Bandwidth Enhancement for Microstrip Patch Antenna Using Stacked Patch and Slot” 2009 IEEE.
- [2] Bahl, I.J. and Bhartia, P., Microstrip Antennas, Artech House, Dedham, MA, 19
- [3] Bailey and M.D. Deshpande, “Integral Equation Formulation of Microstrip Antennas”, IEEE Trans.Antennas Propagat., Vol. AP-30, No. 4, pp. 651-656, July 1982.
- [4] Balanis, C.A., Antenna Theory: Analysis and Design, John Wiley & Sons, Inc, 2005.
- [5] Beach, R. W. Conlan, M. C. Godwin, and F. Moussy, “Towards a Miniature Implantable in Vivo Telemetry Monitoring System Dynamically Configurable as a Configurable as a Potentiostat or Galvanostat for Two- and Threeelectrode Biosensors”, IEEE Trans. Instr. Meas., vol. 54, no. 1, 2005.
- [6] Bernhard, P. E. Mayes, D. Schaubert, and R. J. Mailloux, “A Commemoration of Deschamps’ and Sichak’s ‘Microstrip Microwave Antennas’: 50 Years of Development, Divergence, and New Directions,” *Proc. of the 2003 Antenna Applications Symp.* (September 2003): 189–230.
- [7] “Cambridge Consultants predicts significant growth in wireless implantable antenna devices”, http://www.cambridgeconsultants.com/news_pr226.html.
- [8] Carver and J. W. Mink, “Microstrip Antenna Technology”, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-29, no. 1 (January 1981): 25–38.
- [9] Castellanos Perez. Arturo Reyes Lazalde “Hipertermia para el tratamiento oncológico. Diseño, desarrollo, construcción y aplicación clínica” 1984.
- [10] Cheung y Ali Neyzari, “Deep local hyperthermia for cancer therapy external electromagnetic techniques”, *Cancer research.* 2003.
- [11] Déas, D., Gilart, F., & Raizar, A. (2011). Hipertermia Electromagnética para el tratamiento del cáncer. Obtenido de V latin American Congress on Biomedical Engineering CLAIB 2011.
- [12] Deschamps. Microstrip microwave antennas. In Third USAF Symposium on Antennas, 1953
- [13] Furse C.M, “Design of an Antenna for Pacemaker Communication”, *Microwaves RF*, vol. 39, no. 3, 2000.

- [14] Gabriel, C., “Compilation of the Dielectric Properties of Body Tissues at RF and Microwave Frequencies”, Brooks Air Force Base Tech. Rep. AL/OE-TR-1996-0037, Armstrong Lab., Brooks Air Force Base, TX, 1996.
- [15] Garg, R., Bhartia, P., Bahl, I., Ittipiboon, A., *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House, Inc, 2001.
- [16] Garg R., P. Bhartia, I. J. Bahl, and A. Ittipiboon “*Microstrip Antenna Design Handbook*”, Artech House, 2001.
- [17] *Global Journal of Researches in Engineering: Electrical and Electronics Engineering*
Volume 14 Issue 1 Version 1.0. Year 2014
- [18] Gosalia K., M. S. Humayun, and G. Lazzi, “Impedance Matching and Implementation of Planar Space-Filling Dipoles as Intraocular Implanted Antennas in a Retinal Prosthesis”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 8, 2005.
- [19] Hammerstad, E.O., “Equations for Microstrip Circuit Design,” *Proc. Fifth European Microwave Conf.*, September 1975
- [20] Harrington. R.F., *Field Computation by Moment Methods*, Macmillan, New York, 1968.
- [21] Howell J.Q., *Microstrip antennas*. In *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Digest*, pages 177–180, Williamsburg, VA, December 1992. Institute of Electrical and Electronics Engineer (IEEE).
- [22] “Implantable, Solar-Powered Chip Monitors Blood Sugar Levels”, <http://inhabitat.com/implantable-solar-powered-chip-monitors-blood-sugar-levels>.
- [23] James, J.R. and Hall, P.S., *Handbook of Microstrip Antennas*, Vols 1 and 2, Peter Peregrinus, London, UK, 1989.
- [24] Kantorovich, L. and Akilov, G., *Functional Analysis in Normed Spaces*, Pergamon, Oxford, 1964.
- [25] Kim Jaehoon, “*Implanted Antennas for Medical Wireless Communications. Characterizations, Designs and Performance Evaluations*”, University of California, Los Angeles, 2005.

- [26] Kim B., J. Hoon and H. Choi, “ Small Wideband PIFA for Mobile Phones at 1800 MHz”, Vehicular Technology Conference, vol.-1, 2004.
- [27] Kumar, G. and Ray, K.P., Broadband Microstrip Antennas, Artech House, Inc, 2003.
- [28] Milligan Andrew J., “ Whole body hyperthermia induction techniques”, *Cancer research*. 1984.
- [29] Mosig J.R. and F.E. Gardiol, “General Integral Equation Formulation for Microstrip Antennas and Scatterers”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP -32, N° 8, pp, 807-816. August 1984.
- [30] Munson R.E., “Microstrip Phased Array Antennas,” *Proc. of Twenty-Second Symp on USAF Antenna Research and Development Program*, October 1972.
- [31] Munson R.E., “Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-22, no. 1 (January 1974): 74–78
- [32] Munson, R.E., Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays, *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. AP-22, pp. 74-78, 197
- [33] Newman, E.H. and Tylyathan, P., “Analysis of Microstrip Antennas Using Moment Methods,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. AP-29, No.1, pp. 47-53, January 1981.
- [34] Ningthoujam Herojit “Triple Band Microstrip Antenna with Defected Ground Plane” National Institute of Technology Rourkela 1999
- [35] Pozar D.M and Schaubert D.H. “Microstrip Antennas” United States of América IEEE Press 1995, p 62.
- [36] D.M. Pozar, “A Microstrip Antennas Aperture Coupled to a Microstrip Line”, *Electronics Letters*, Vol. 21, pp 49-50, January, 1985
- [37] https://prezi.com/73ytgp_gjj2/ingenieria-de-las-telecomunicaciones/
- [38] Rana I. E. and N.G. Alexopoulos, “Current Distribution and Input Impedance of Print Dipoles”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. AP-29, N° 1, pp. 99-105, January 1981
- [39] Richards, W. F., Microstrip Antennas, Chapter 10 in *Antenna Handbook: Theory*

Applications and Design (Y.T. Lo and S.W. Lee, eds.), Van Nostrand Reinhold Co., New York, 1988.

- [40] Siakavara K. ,“ Methods to Design Microstrip Antennas for Modern Applications”, (Ed.), ISBN: 978- 953-307-247-0, In Tech, April 2011.
- [41] Soontornpipit P., C. M. Furse, and Y. C. Chung, “Design of Implantable Microstrip Antennas for Communication with Medical Implants”, IEEE Trans.Microw. Theory Tech., vol. 52, no. 8, 2004.
- [42] “SPEAG. Smith & Partner Engineering AG”, <http://www.speag.com/products/tissue-simulating-liquids-gels-and-solids>.
- [43] Strohbalm JW, Douple EB. “Hyperthermia and cancer therapy: A review of biomedical engineering contributions and challenges”. IEEE Trans. Biomed Eng 1988; vol. BME- 31: 779-786.
- [44] Stutzman, W.L. and Thiele, G.A., Antenna Theory and Design, John Wiley & Sons, Inc, 1998.
- [45] UCLM, [http:// www.uclm.es/profesorado/maarranz/Documentos/MaterialesT7](http://www.uclm.es/profesorado/maarranz/Documentos/MaterialesT7)
- [46] Valderas D., C. Schmidt, and X. Chen, “RF Implanted Antenna Gain Characterization: Procedures and Challenges”, Microwave and Optical Technology Letters / Vol. 49, No. 8, 2007.
- [47] Vera Hernández Arturo, Jesús Enrique Chong Quero, Lorenzo Leija Salas “Hipertermia Electromagnética, una alternativa para el tratamiento del cáncer: antecedentes, aspectos físicos y biológicos” Revista Mexicana de Ingeniería Biomédica Vol. XXII, Núm. 2 Abril-Septiembre 2001 pp. 78-88
- [48] Wang F., Z. Du, Q. Wang and K. Gong, “Enhanced-Bandwidth PIFA with T-Shaped Ground Plane”, Electronic Letters, vol. 40, no. 23, 2004.
- [49] Yilmaz Tuba,Tutku Karacolak and Erdem Topsakal,“Characterization and Testing Testing of a Skin Mimicking Material for Implantable Antennas Operating at ISM Band (2.4 GHz–2.48 GHz)”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 7, 2008.

ANEXOS

ANEXO A: MATRIZ DE CONSISTENCIA

TITULO: “DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN RADIADOR DE MICROCINTA DE PARCHE PARA HIPERTERMIA ONCOLÓGICA”

PROBLEMAS	OBJETIVOS	HIPOTESIS	VARIABLES	METODOLOGÍA
<p style="text-align: center;">General</p> <p>¿Es factible diseñar y construir un radiador de microcinta de parche que emita ondas de microondas para que pueda ser utilizado en el tratamiento hipertérmico?</p> <p style="text-align: center;">Específicos:</p> <p>Problema específico 1</p> <p>¿Es posible diseñar y construir un radiador de microcinta con acoplamiento electromagnético?</p> <p>Problema específico 2</p> <p>¿Es posible construir un dispositivo pequeño, compacto y robusto, con revestimiento de titanio para que pueda ser usado en forma eficiente en el área médica?</p> <p>Problema específico 3</p> <p>¿Es posible caracterizar el radiador de microcinta de parche mediante el analizador vectorial de redes (VNA) y el analizador de espectros?</p>	<p style="text-align: center;">General</p> <p>Diseñar y construir un radiador de microcinta para inducir hipertermia oncológica con la finalidad de coadyuvar a la eliminación de células tumorales.</p> <p style="text-align: center;">Específicos:</p> <p>Objetivo específico 1</p> <p>Diseñar y construir un radiador de microcinta de parche cuadrado, de tamaño pequeño, liviano, de fácil manejo para inducir hipertermia oncológica y cuyo acoplamiento sea electromagnético..</p> <p>Objetivo específico 2</p> <p>Construir un dispositivo pequeño, compacto y robusto, con revestimiento de titanio para que pueda ser usado en forma eficiente en el área médica, con alimentación electromagnética por proximidad, para una frecuencia de operación de 3.3 GHz en el rango de frecuencias de 2 a 4 GHz.(Banda S)</p> <p>Objetivo específico 3</p> <p>Caracterizar el dispositivo construido mediante el analizador de espectros y el analizador de redes vectorial (VNA) que nos muestren la magnitud y dirección de las variables correspondientes.</p>	<p style="text-align: center;">Principal</p> <p>La antena radiadora de microcinta, diseñada y fabricada usando los principios de la línea de transmisión, emitirá radiación de microondas en la banda S, operando a una frecuencia de 3,3 GHz. Cuya energía puede ser usada para inducir hipertermia oncológica a través de un arreglo; de modo que se coadyuve con el tratamiento de radioterapia y/o quimioterapia.</p> <p style="text-align: center;">Específicas</p> <p>Hipótesis específica 1</p> <p>Con las dimensiones logradas y con las multicapas de nitruro de titanio y plata utilizadas para el revestimiento, de dispondrá de un radiador cuyas características serán: pequeño, liviano, de fácil manejo y robusto, características que se requieren en el área médica.</p> <p>Hipótesis específica 2</p> <p>Funcionando a la frecuencia de operación de 3.3 GHz se corroborará con los antecedentes de diseños iniciales para inducir hipertermia oncológica, los cuales tenían frecuencias de operación en la banda S de microondas.</p> <p>Hipótesis específica 3</p> <p>Mediante el uso del analizador vectorial de redes (VNA) se podrá caracterizar el radiador de microcinta de parche.</p>	<p style="text-align: center;">Variables independientes</p> <p>Variable X: Sistema radiante de microcinta de parche que emite ondas de microondas en la banda S de frecuencias.</p> <p>X1: Frecuencia de operación en la banda S (Hz).</p> <p>X2: Intensidad de radiación (RSSI) $\geq -70dBm$.</p> <p>X3: Dimensiones pequeñas en milímetros (mm).</p> <p style="text-align: center;">Variables dependientes</p> <p>Variable Y: Funcionamiento óptimo del sistema radiante.</p> <p>Y1: Frecuencia de funcionamiento del sistema alrededor de la frecuencia $f_0 = 3,3$ GHz.</p> <p>Y2: Respuesta del sistema con una intensidad de radiación (RSSI) alrededor de $-67 dBm$.</p> <p>Y3: Dimensiones generadas entre 0,75 mm y 20 mm</p>	<p>El método de investigación es del tipo de investigación aplicada.</p> <p>Se siguen los siguientes pasos:</p> <p>Recopilación de datos</p> <p>Uso del modelo de línea de transmisión, que es uno de los tres modelos existentes para analizar un radiador de microcinta</p> <p>Diseño del radiador usando los softwares existentes para este fin.</p> <p>Construcción y prueba de operatividad mediante el analizador vectorial de redes (VNA.)</p>

ANEXO B: ESPECIFICACIONES DEL ANALIZADOR DE REDES VECTORIAL

ANRITSU USADOS EN EL PRESENTE TRABAJO

FUENTE: VECTOR NETWORK ANALYZER ANRITSU MS4622A

NETWORK ANALYZERS



Specifications

Test port characteristics	Standard connector type	N female						
	Optional connector types	3.5 mm female, 3.5 mm male, GPC-7, N male						
	Measurement port characteristics	3.5 mm (MS4600/11S) (MS4600/11SF)	Connector	Configuration	Frequency (MHz)	Directivity (dB)	Source match (dB)	Load match (dB)
			Ports 1 and 2 MS462xB MS462xD	10 to 1000	>46	>44	>46	
				1000 to 3000	>44	>41	>44	
			3000 to 6000	>38	>39	>38		
				6000 to 9000	>37	>36	>37	
			Ports 3 and 4 MS462xB/Opt3x MS462xD	10 to 1000	>44	>42	>44	
		1000 to 3000		>42	>40	>42		
		3000 to 6000	>37	>37	>37			
6000 to 9000			>36	>35	>36			
N-Type Standard N(F) (MS4600/11NM)		Ports 1 and 2 MS462xB MS462xD	10 to 1000	>46	>44	>46		
			1000 to 3000	>44	>41	>44		
		3000 to 6000	>38	>39	>38			
	6000 to 9000		>37	>36	>37			
	Ports 3 and 4 MS462xB/Opt3x MS462xD	10 to 1000	>44	>42	>44			
		1000 to 3000	>42	>40	>42			
3000 to 6000	>37	>37	>37					
	6000 to 9000	>36	>35	>36				
GPC-7 (MS4600/11A)	Ports 1 and 2 MS462xB MS462xD	10 to 1000	>46	>44	>46			
		1000 to 3000	>44	>41	>44			
	3000 to 6000	>38	>39	>38				
		6000 to 9000	>37	>36	>37			
	Ports 3 and 4 MS462xB/Opt3x MS462xD	10 to 1000	>44	>42	>44			
		1000 to 3000	>42	>40	>42			
3000 to 6000	>37	>37	>37					
	6000 to 9000	>36	>35	>36				
Source specifications	Frequency range	MS4622A/B/D, 10 MHz to 3 GHz MS4623A/B/D, 10 MHz to 6 GHz MS4624A/B/D, 10 MHz to 9 GHz						
	Frequency resolution	1 Hz						
	Frequency stability (with internal time base) – aging	<5x10 ⁻⁶ / year						
	Temperature	<5x10 ⁻⁶ over +15°C to +50°C						
	Power output range	MS4622A Transmission/Reflection Test Set			+10 to -85 dBm			
		MS4622B Active Reversing Test Set			+10 to -85 dBm			
		MS4622B (Opt 3) w/ 2nd Source, 3rd Test Port & S/A.			+10 to -85 dBm			
		MS4622B (Opt 4) w/ Noise Figure			+7 to -85 dBm			
		MS4622B (Opt 6) w/ 3rd Test Port			+10 to -85 dBm			
		MS4622D Balanced/Differential 4-Port			+10 to -85 dBm			
		MS4623A Transmission/Reflection Test Set			+10 to -85 dBm			
		MS4623B Active Reversing Test Set			+7 to -85 dBm			
		MS4623B (Opt 3) w/ 2nd Source, 3rd Test Port & S/A			+7 to -85 dBm			
		MS4623B (Opt 4) w/ Noise Figure (3 GHz only)			+5 to -85 dBm			
		MS4623B (Opt 6) w/ 3rd Test Port			+7 to -85 dBm			
		MS4623D Balanced/Differential 4-Port			+7 to -85 dBm			
	Power control range	≥ 20 dB. The minimum absolute level for power sweep is -15 dBm while the maximum power output for a unit is +10 dBm.						
		Source power level	The source power (dBm) may be set from the front panel menu or via GPIB. Port 1 power level is settable from +10 dBm (on the simpler test sets, ranging to +5 dBm on the most complex) to -15 dBm with 0.01 dB resolution. In addition, the Port 1 (& Port 3) power may be attenuated in 10 dB steps using the internal 70 dB step attenuator. Port 3 step attenuator is not available in D models. Port 1 step attenuator is optional in A models.					
		Power level accuracy	±1 dB to 6 GHz, ±1.5 dB to 9 GHz (no flat power calibration applied; full-band frequency sweep at -15 dBm, 0 dBm, and maximum rated power).					
		Level test port power	The power at all sweep frequencies is leveled to within ±1 dB. Only port 1 and port 3 (if installed) can be externally leveled.					
Harmonics and spurious	<-30 dBc at maximum rated power (MS4622x and MS4623x) <-25 dBc at maximum rated power (MS4624x)							
Sweep type	Linear, CW, Marker, or N-Discrete point sweep							
Power sweep range	20 dB (minimum)							
Source #2 (optional)	Frequency range	10 MHz to 3 GHz (6 GHz or 9 GHz)						
	Frequency resolution	1 Hz						
	Power level accuracy	±1 dB to 6 GHz, ±1.5 dB to 9 GHz (no flat power calibration applied; full-band frequency sweep at -15 dBm, 0 dBm, and maximum rated power).						
	Harmonics and spurious	<-30 dBc at maximum rated power (MS4622x and MS4623x) <-25 dBc at maximum rated power (MS4624x)						
	Power sweep range	20 dB (minimum)						

Continued on next page

<http://www.anritsu.com>

531

ANEXO C: ESPECIFICACIONES DEL ANALIZADOR DE ESPECTROS

AGILENT USADO EN EL PRESENTE TRABAJO

FUENTE: AGILENT E4407B SPECTRUM ANALYZER, 3 HZ-50 GHZ

Especificaciones

Agilent E4407B Spectrum analyzer, 3 Hz-50 GHz

Características principales y especificaciones

Rendimiento

- +/-0.19 dB absoluta precisión de amplitud
- -154 dBm muestra el nivel medio de ruido (DANL)
- -118 dBc/Hz fase ruido a 10 kHz offset
- 81 dB W-CDMA ACLR rango dinámico

Ancho de banda de análisis

- 10 MHz Ancho de banda de análisis (opción B7J para el modo básico)
- Opcional 40 o 80 MHz Ancho de banda de análisis para capturar y medir señales complejas.
- -78 dB (nominal) intermodulación de tercer orden para 40 o 80 MHz Ancho de banda de análisis
- Hasta 300 MHz Ancho de banda de análisis para mediciones VSA calibrado

Flexibilidad

- Plataforma flexible con 16 opcional, fácil de usar medida personalidades y opciones de hardware incorporado
- Agilent PowerSuite de un botón de medidas incluyen como estándar
- Software de análisis de datos MATLAB para uso general de análisis de datos, visualización y medición automatización.

Descripción

El Agilent E4407B de alto rendimiento analizador de espectro medidas y monitores rf complejo, microondas y milímetros señales de onda hasta 50 GHz. Con opcional de mezcla externa, la cobertura de frecuencia se expande a 110 GHz con el Agilent mezclador externo, y a 325 GHz con otros vendedores mezcladores. Agilent ofertas mezclador externo.