

Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas

Facultad de Ingeniería Eléctrica

Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones



TRABAJO DE DIPLOMA

Técnicas de miniaturización en antenas de microcintas

Autor: Julio Francisco Estela Bravo

Tutor: MSc. David Beltrán Casanova

Santa Clara

2017

"Año 59 de la Revolución"

Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas

Facultad de Ingeniería Eléctrica

Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones



TRABAJO DE DIPLOMA

Técnicas de miniaturización en antenas de microcintas

Autor: Julio Francisco Estela Bravo

E-mail: jestelabravo@gmail.com

Tutor MSc. David Beltrán Casanova

E-mail: dbeltranc@uclv.edu.cu

Santa Clara

2017

“Año 59 de la Revolución ”



Hago constar que el presente trabajo de diploma fue realizado en la Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas como parte de la culminación de estudios de la especialidad de Ingeniería en Telecomunicaciones y Electrónica, autorizando a que el mismo sea utilizado por la Institución, para los fines que estime conveniente, tanto de forma parcial como total y que además no podrá ser presentado en eventos, ni publicados sin autorización de la Universidad.

Firma del Autor

Los abajo firmantes certificamos que el presente trabajo ha sido realizado según acuerdo de la dirección de nuestro centro y el mismo cumple con los requisitos que debe tener un trabajo de esta envergadura referido a la temática señalada.

Firma del Autor

Firma del Jefe de Departamento
donde se defiende el trabajo

Firma del Responsable de
Información Científico-Técnica

PENSAMIENTO

Lo último que uno sabe es por donde empezar.

Blaise Pascal

DEDICATORIA

A mi madre, mi padre, mi hermana y mi novia.

AGRADECIMIENTOS

A mi madre por enseñarme a vivir;

A mi padre por guiarme en el camino de la vida;

A mi hermana por su apoyo incondicional;

A mi novia por ser mi compañera, mi amiga y mi amante;

A mi tutor por haberme guiado en el desarrollo de esta tesis;

A mis amigos, los que marcharon por alguna razón y los que se mantienen de forma incondicional.

A todas las personas que me han ayudado de cualquier forma en esta tesis y en la vida como estudiante.

TAREA TÉCNICA

- Revisión bibliográfica sobre el tema.
- Estudio de la tecnología *microstrip* y de las principales técnicas empleadas en la miniaturización de antenas de microcinta.
- Diseño y simulación de prototipos de antenas que ponga de manifiesto la aplicación de estas técnicas.
- Evaluación de los parámetros de las antenas propuestas a través de los resultados del *software CST Microwave Studio*.

Firma del Autor

Firma del Tutor

RESUMEN

Diferentes técnicas de miniaturización para antenas *microstrip* tipo parche se han investigado. Se pueden mencionar, por ejemplo, técnica de simetría, ranuras, forma del parche, cargas con componentes concentrados y distribuidos, material del sustrato y algunas más modernas como los *electromagnetic band-gap* (EBG) y los metamateriales. La presente investigación tuvo como objetivo evaluar las técnicas de miniaturización para el diseño de antenas de microcinta. Para ello, se seleccionaron algunas de estas técnicas y se simularon en el *software CST Microwave Studio 2015*, con vistas a observar cuál es la que logra la máxima reducción y sus limitaciones. Los diseños se realizaron con FR-4 como sustrato que tiene una constante dieléctrica de 4.3, un ancho de 1.5 mm y con un grosor de la capa metálica de 0.35 mm. Los resultados obtenidos evidenciaron que las técnicas escogidas reducen las dimensiones de la antena y mantienen los parámetros de ganancia, impedancia, VWSR y pérdidas por retorno dentro de los límites establecidos. La técnica de cambio de permitividad por naturaleza del sustrato resultó ser la que más miniaturizó la antena a pesar de disminuir la ganancia de la misma. El presente trabajo resulta novedoso en tanto se propone evaluar algunas de las técnicas de miniaturización para antenas de parche *microstrip* mencionadas anteriormente, bajo una frecuencia unificada de operación, 2.40 GHz, al someter a análisis las medidas de desempeño que se obtienen de cada una de ellas. Esto permitirá lograr un diseño más pequeño, compacto, barato y al mismo tiempo estéticamente mejor.

Palabras claves: técnicas de miniaturización, *microstrip*, antenas de microcinta, parche, sustrato.

ABSTRACT

Different miniaturization techniques for patch microstrip antennas have been investigated. There may be mentioned, for example, symmetry technique, grooves, patch shape, loads with concentrated and distributed components, substrate material and some more modern ones such as electromagnetic band-gap (EBG) and metamaterials. The present research aimed to evaluate the techniques of miniaturization for the design of microstrip antennas. To do this, some of these techniques were selected and simulated in the CST Microwave Studio 2015 software, in order to observe which is the one that achieves the maximum reduction and its limitations. The designs were made with FR-4 as a substrate having a dielectric constant of 4.3, a width of 1.5 mm and a thickness of the metal layer of 0.35 mm. The obtained results evidenced that the chosen techniques reduce the dimensions of the antenna and maintain the parameters of gain, impedance, VWSR and return losses within the established limits. The technique of permittivity change by nature of the substrate turned out to be the one that miniaturized the antenna in spite of diminishing the gain of the same one. The present work is novel in that it intends to evaluate some of the miniaturization techniques for microstrip patch antennas mentioned above, under a unified frequency of operation, 2.40 GHz, when analyzing the performance measures that are obtained from each of them. This will allow to achieve a smaller, compact, cheap and at the same time esthetically better design.

Key words: microstrip, patch antenna, substrate, miniaturization techniques.

TABLA DE CONTENIDOS

PENSAMIENTO	I
DEDICATORIA	II
AGRADECIMIENTOS	III
TAREA TÉCNICA.....	IV
RESUMEN	V
ABSTRACT	VI
INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO 1. FUNDAMENTOS TEÓRICOS DE LA TECNOLOGÍA <i>MICROSTRIP</i>	4
1.1 ORIGEN.....	4
1.2 TIPOS DE ONDAS EN LAS LÍNEAS DE <i>MICROSTRIP</i>	5
1.3 ANTENAS <i>MICROSTRIP</i>	7
1.3.1 Características de las antenas microstrip.....	8
1.3.2 Geometría de los parches.....	13
1.4 MÉTODOS DE ANÁLISIS	14
1.5 MODELO DE LÍNEA DE TRANSMISIÓN	16
1.5.1 Longitud efectiva, frecuencia de resonancia y ancho efectivo.	18
1.5.2 Procedimiento de diseño.	18
1.5.3 Resistencia de entrada a resonancia.....	20
1.6 MODELO DE CAVIDADES	21
1.7 FUNCIONAMIENTO DE UNA ANTENA MICROCINTA RECTANGULAR.....	25
CAPÍTULO 2. TÉCNICAS DE MINIATURIZACIÓN EN ANTENAS DE MICROCINTA.....	28
2.1 MINIATURIZACIÓN POR NATURALEZA DEL SUSTRATO.....	28
2.1.1 Relación de W	29
2.1.2 Relación de ϵ_{ef}	30
2.1.3 Relación de L	30
2.2 MINIATURIZACIÓN POR RANURA EN EL PARCHE.....	31
2.3 MINIATURIZACIÓN POR EL USO DE CARGAS CONCENTRADAS O DISTRIBUIDAS SOBRE EL PARCHE	33
2.4 MINIATURIZACIÓN POR SIMETRÍA	35

2.5	MINIATURIZACIÓN POR FORMA DEL PARCHE	37
2.6	MINIATURIZACIÓN POR EL USO DE ESTRUCTURAS PERIÓDICAS EBG	38
2.7	MINIATURIZACIÓN POR METAMATERIALES.....	39
2.8	TÉCNICA DE PARCHE PLEGADO.....	41
2.9	MÉTODOS DE F INVERTIDA Y PIN CORTOCIRCUITADO	42
2.10	PARCHE BACK-TO-BACK	42
2.11	ANCHO DE BANDA	43
2.11.1	<i>Efectos de los parámetros del sustrato en el ancho de banda</i>	45
2.12	CIRCUITO EQUIVALENTE DE LA ALIMENTACIÓN POR LÍNEA DE <i>MICROSTRIP</i>	48
CAPÍTULO 3. ANÁLISIS DE RESULTADOS		50
3.1	DESCRIPCIÓN DEL SOFTWARE	50
3.2	SIMULACIÓN DE LA ANTENA <i>MICROSTRIP</i> ESTÁNDAR	52
3.2.1	<i>Miniaturización por forma del parche</i>	54
3.2.2	<i>Miniaturización por ranura en el parche</i>	58
3.2.3	<i>Miniaturización por naturaleza del sustrato</i>	61
3.3	COMPARACIÓN DE LAS TÉCNICAS APLICADAS	63
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....		64
CONCLUSIONES.....		64
RECOMENDACIONES		64
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....		65
ANEXOS		72
ANEXO I COMPARACIÓN DE LOS MODOS DE ALIMENTACIÓN EN ANTENAS MICROCINTAS.....		72
ANEXO II DIMENSIONES DE LA ANTENA <i>MICROSTRIP</i> ESTÁNDAR EN <i>CST MICROWAVE STUDIO</i>		72
ANEXO III DIMENSIONES DE LA ANTENA CON PARCHE EN FORMA DE H <i>CST MICROWAVE STUDIO</i>		73
ANEXO IV DIMENSIONES DE LA ANTENA CON RANURA INSERTADA <i>CST MICROWAVE STUDIO</i>		73
ANEXO V DIMENSIONES DE LA ANTENA CON CAMBIO DE SUSTRATO <i>CST MICROWAVE STUDIO</i>		73

INTRODUCCIÓN

En la actualidad el progreso de las tecnologías dirigido a las distintas esferas de la ciencia y en especial de las comunicaciones, muestra un número considerable de soluciones en la búsqueda de la miniaturización de los dispositivos y a su vez, lograr altas prestaciones y un alto rendimiento de los mismos. Esto ha provocado la necesidad de mejorar tecnológicamente los componentes encargados de estas funciones. Tal es el caso de las antenas de microcintas, que constituyen hoy objeto de estudio de disímiles investigaciones.

Si bien las mismas fueron propuestas por primera vez en los inicios de la década de 1970, la idea de una antena de microcintas surgió en 1953 y fue patentada en 1955, desde entonces este tipo de dispositivo ha recibido una considerable atención. Estas antenas presentan características bien conocidas que las hacen más ventajosas con respecto a otras estructuras; por ejemplo son: de bajo perfil (tamaño), realizables en superficies planas o no, simples y económicas de construir empleando tecnología moderna de circuitos impresos.

Por otro lado, son muy versátiles en términos de frecuencia de resonancia, polarización, patrón de radiación e impedancia de entrada al ser seleccionada correctamente la geometría del parche, la técnica de alimentación y el modo de trabajo. Con un diseño innovador pueden trabajar en altas frecuencias con un bajo costo de producción, empleándose prácticamente en todos los sistemas de comunicaciones por microondas actuales [1].

La construcción de antenas de microcinta es relativamente sencilla y de bajo costo, características que le han conferido un alto valor comercial, razón por la cual se las emplea en procedimientos de microondas, por ejemplo comunicaciones inalámbricas, satelitales, redes WLAN, *Bluetooth*, etc., con vistas a que, en el futuro, la demanda de dichas antenas crezca considerablemente. La popularidad creciente de las redes inalámbricas de alta velocidad impulsa el desarrollo de antenas de bandas anchas más eficientes y altamente efectivas.

Aunque populares para estas aplicaciones, las antenas *microstrip* son difíciles de miniaturizar ya que su frecuencia de resonancia está determinada por el modo dominante TM^x_{010} presente en la región inmediatamente por debajo del parche [2].

Diferentes técnicas de miniaturización para antenas *microstrip* tipo parche se han desarrollado e investigado para satisfacer las demandas que actualmente presentan las comunicaciones inalámbricas portables. Se pueden mencionar, por ejemplo, técnica de simetría, ranuras, forma del parche, cargas con componentes concentrados y distribuidos, material del sustrato y algunas más modernas como los *electromagnetic band-gap* (EBG) y los metamateriales.

Teorías y principios de estas técnicas se han discutido en términos de cómo modifican las características físicas y parámetros eléctricos como: factor de calidad, ancho de banda, el VSWR, la polarización, el tamaño, la forma, la permitividad, la permeabilidad y la respuesta en frecuencia los cuales son necesarios para satisfacer un determinado requerimiento. Además, estas técnicas permitirán reducir el costo de diseño de las antenas *microstrip*.

Es por ello que se plantea el siguiente problema científico:

¿Es factible la aplicación de las técnicas de miniaturización en el diseño de antenas de microcintas?

En el presente trabajo se propone como objetivo general:

- Evaluar las técnicas de miniaturización en antenas de microcinta.

Y como objetivos específicos:

- Abordar la teoría relacionada con la tecnología *microstrip*, específicamente las antenas de microcintas.
- Caracterizar las técnicas de miniaturización empleadas en el diseño de antenas de microcintas.
- Emplear el software de simulación *Computer Simulation Technology (CST) Microwave Studio 2015* para el análisis y la optimización de las antenas seleccionadas según las técnicas a aplicar.

Para ello se plantean las siguientes interrogantes científicas:

- ¿Cuáles son los criterios fundamentales a tener en cuenta en el diseño de las antenas de microcintas?
- ¿Cuáles son las principales técnicas de miniaturización que pueden aplicarse a este tipo de antenas?

- ¿Cómo evaluar la efectividad de las técnicas expuestas con la utilización del *software CST Microwave Studio 2015*?

El presente trabajo resulta novedoso en tanto se propone evaluar las diferentes técnicas de miniaturización para antenas de parche *microstrip* mencionadas anteriormente, bajo una frecuencia unificada de operación, al someter a análisis las medidas de desempeño que se obtienen de cada una de ellas. Esto permitirá lograr un diseño más pequeño, compacto, barato y al mismo tiempo estéticamente mejor. Los resultados presentados se obtuvieron con el programa de simulación electromagnética en 3 dimensiones *CST Microwave Studio 2015*.

La investigación posee un gran valor práctico pues servirá como motivación a los estudiantes que cursen la asignatura de Antena debido a los diversos usos y aplicaciones de las mismas. Además, podrá ser utilizado por los especialistas, investigadores y diseñadores de antenas microcintas.

La memoria escrita se estructura en tres capítulos:

El Capítulo 1 aborda el Marco Referencial Teórico, en el que se presentan los fundamentos teóricos que sustentan el estudio y el debate que con respecto a la tecnología *microstrip* se realiza por la comunidad científica.

En el capítulo 2, se realizará una descripción de los desarrollos técnicos y teóricos de las diferentes técnicas de miniaturización para antenas *microstrip*.

El capítulo 3 incluye el análisis y discusión de los resultados obtenidos a partir de la simulación de las antenas, con la finalidad de dar respuesta al problema científico y los objetivos planteados. Posteriormente se exponen las conclusiones, recomendaciones, referencias bibliográficas según las normas del Instituto de Ingeniería Eléctrica y Electrónica (IEEE) y por último los anexos.

CAPÍTULO 1. FUNDAMENTOS TEÓRICOS DE LA TECNOLOGÍA *MICROSTRIP*

En el capítulo se exponen las principales características de la tecnología *microstrip*. Se mencionan las características de las antenas de microcinta, se describen sus parámetros de diseño, así como sus métodos de análisis.

1.1 Origen

La tecnología *microstrip* en la cual están basadas las antenas tipo parche son resultado de una evolución que desde sus inicios estuvo regida bajo el principio de realizar diseños de dimensiones reducidas tanto en antenas como en líneas de transmisión que pudieran ser fácilmente acoplados a cualquier dispositivo.

Los antecedentes de los circuitos *microstrip* se remontan a los años 50 donde los primeros circuitos impresos para microondas aparecieron con el nombre de *striplines*. Una *stripline* esta constituida por una tira delgada conductora en un dieléctrico, el cual posee dos capas metalizadas en el exterior (en la parte superior e inferior del dieléctrico). Tanto la placa superior de la estructura como la inferior tienen el mismo potencial (tierra). Por su arreglo balanceado las *striplines* confinan la mayor parte de los campos (de forma TEM) dentro del dieléctrico. A partir de las *striplines* se empezó a utilizar una nueva forma de circuitería de microondas y sus principales aplicaciones son para realizar acopladores de líneas paralelos de alta directividad debido a su naturaleza de acoplamiento intrínseca[1].

Las líneas de *microstrip* aparecieron publicadas por primera vez en 1952, muy cerca de la aparición de las *striplines* en 1951. La diferencia en el nuevo modelo *microstrip* fue que se retiró la parte superior del sustrato dejando la línea conductora en el exterior. A pesar de la cercanía de la fechas, la tecnología *microstrip* tardó más en ganar auge ya que estas estructuras al ser muy abiertas tienen amplias pérdidas por radiación y en particular cuando son utilizadas en sustratos de baja permitividad como los que se tenían en aquellos días. Conforme la

tecnología avanzó, se fueron creando sustratos de menores pérdidas, el uso de la línea *microstrip* fue aumentando ampliamente [1].

Para llevar a cabo el diseño de las líneas *microstrip* se tienen distintos modelos de los cuales se hablará en secciones posteriores. El primero de dichos modelos fue llevado a cabo por Wheeler el cual definió una aproximación cuasi-TEM que todavía es usada en modelos actuales [1].

Posteriormente a las tecnologías descritas anteriormente surgieron otros dos tipos de líneas: *slotlines* y *coplanar lines*. Las *slotlines* tienen una estructura similar a las líneas de *microstrip* con la diferencia de que poseen una ranura en la línea conductora. Las *coplanar lines* tienen dos ranuras paralelas en la línea conductora y son principalmente usados en conjunto con semiconductores y para alimentar antenas de tipo parche [1]

El futuro de las líneas de microondas son los llamados *Monolithic Microwave Integrated Circuits* (MMICs) que consisten en la deposición de circuitos planos (como los mencionados anteriormente) directamente encima de un sustrato semiconductor con la intención de llevar a cabo circuitos completamente integrados [1].

1.2 Tipos de ondas en las líneas de *microstrip*

Existen 4 tipos de ondas presentes en una línea *microstrip*: ondas espaciales (*space waves*), ondas superficiales (*surface waves*), ondas de fuga (*leaky waves*) y ondas guía (*guide waves*); a continuación se presenta una breve descripción de cada una de ellas.

Las ondas espaciales: son aquellas que son enviadas considerando un plano de elevación desde 0° hasta 180° . En otras palabras, son las ondas que son enviadas al espacio libre, pierden magnitud y se atenúan conforme aumenta la distancia. En el diseño de antenas este tipo de ondas son las de mayor importancia puesto que son las ondas radiadas, mientras que si se habla de líneas de transmisión y circuitos estas ondas significan pérdidas en la aplicación buscada y por lo tanto tratan de eliminarse [1].

Las ondas superficiales: son aquellas que se presentan en dirección descendente y limitadas en los siguientes valores:

$$\frac{\pi}{2} < \theta < \pi - \sin^{-1} \left(\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \right)$$

Dichas ondas están confinadas prácticamente dentro del dieléctrico y no son uniformes. Al ir descendiendo, las ondas encuentran el plano tierra que las refleja, después al llegar a la entrecara del dieléctrico y el espacio libre se provoca que también sean reflejadas mediante el esquema conocido como “reflexión interna total”, de tal forma que las ondas permanecen viajando y decayendo exponencialmente debajo de la interfaz. Las ondas superficiales entonces toman parte de la señal enviada y por lo tanto aumentan las pérdidas. La amplitud de la señal es reducida, lo cual se traduce en decremento de eficiencia de la señal y atenuación. Otro efecto de las ondas superficiales es que introducen errores en el acoplamiento de impedancias en el circuito [3].

Si se llega a dar el caso de que una onda alcance las fronteras de una estructura de *microstrip* caracterizada por ser abierta, la onda será difractada por los ejes y será transmitida al aire lo que generaría que se degrade el patrón de radiación para una antena ya que se aumentan los lóbulos laterales y hay niveles de polarización cruzada. De todo lo anterior se puede apreciar que los efectos de las ondas superficiales son dañinos tanto para circuitos y líneas de transmisión como para el funcionamiento de las antenas de tal forma que siempre se debe buscar minimizarlas [3].

Las ondas de fuga: son parecidas a las ondas de superficie, con diferencia en que en el plano de elevación el ángulo tiene el siguiente rango:

$$\pi - \sin^{-1} \left(\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \right) < \theta < \pi$$

Las ondas inicialmente son reflejadas en el plano de tierra (como las ondas superficiales) viajan en el dieléctrico en dirección de la tira conductora, posteriormente, cuando las ondas alcanzan la entrecara del sustrato y el espacio libre, una parte de las ondas es refleja nuevamente mientras que otra se fuga al espacio libre (de ahí el nombre de este tipo de ondas). El proceso anterior

se repite y como una parte sale al espacio libre, la magnitud de las ondas que se van reflejando dentro del sustrato va decreciendo con la distancia hasta desaparecen después de cierto recorrido [3]. Las ondas de fuga pueden ser utilizadas en algunas estructuras como parches apilados para aumentar las dimensiones aparentes de las antenas y poder tener una ganancia más amplia.

Las ondas guiadas: se presentan en circuitos impresos que son utilizados para guías de onda o líneas de transmisión y son aquellas que se pueden encontrar cuando la parte superior del sustrato dieléctrico está metalizado casi en su totalidad. Además las ondas guiadas solamente pueden existir para valores muy específicos del ángulo de incidencia. Las ondas guiadas entonces se encuentran viajando dentro del sustrato rebotando tanto en la parte metálica superior como en la que está referenciada a tierra. Por lo mencionado anteriormente esta estructura no es utilizada para aplicaciones de antenas.

1.3 Antenas *Microstrip*

Las antenas tipo parche también conocidas como antenas *microstrip* tienen múltiples aplicaciones en campos donde el reducido tamaño de estas es importante. Ejemplos como la aeronáutica, la aviación, satélites, aplicaciones en misiles, dispositivos móviles y en general comunicaciones móviles y para frecuencias elevadas principalmente en los rangos de ondas milimétricas y microondas [4].

Una de sus principales ventajas que este tipo de antenas puede ofrecer es su tendencia a ser cada vez más pequeñas, ya que cada vez se miniaturizan más y los componentes usados para su fabricación son cada vez más livianos, fáciles de integrar tanto en superficies planas como no planas. Además su producción es muy sencilla y por tanto se fabrican en masa. Estas antenas son fáciles de adaptar en circuitos integrados de microondas, versátiles en términos de impedancia, polarización y frecuencia de resonancia [4]. En la figura 1.1 se muestran varios tipos.

Presentan algunos inconvenientes como su baja potencia de radiación (esto es debido a su estructura, no se puede soportar altas potencias en los componentes que la forman), baja eficiencia, ancho de banda estrecho, considerables pérdidas y son fácilmente afectadas por el

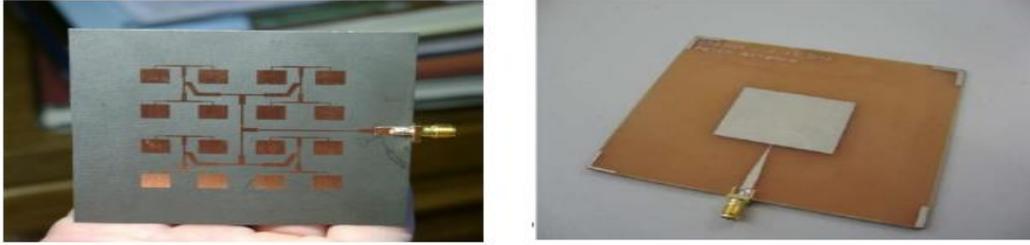


Fig. 1.1 Ejemplos de antenas *microstrip*. Tomado de [4].

factor térmico (son más afectadas aún si se trabaja sobre sustratos que son flexibles). En la tabla 1.1 se resumen las ventajas e inconvenientes del uso de las antenas de parches [5].

Tabla 1.1 Ventajas e Inconvenientes del uso de antenas parches. Tomado de [5].

VENTAJAS	INCONVENIENTES
Dimensiones y peso reducido	Alta Q (>50) y Banda estrecha (1-5%)
Bajo costo	Radiación espuria
Robustez mecánica	Requiere sustratos de calidad
Sencilla fabricación	Limitación de potencia
Repetitividad (producción en serie)	Polarización cruzada: Baja pureza de polarización.
Versatilidad (frecuencia, polarización, diagramas)	Eficiencia reducida en arreglos
Fáciles de agrupar en arreglos	
Compatibilidad con dispositivos activos	
Adaptables a superficies curvas	

1.3.1 Características de las antenas *microstrip*

Este tipo de antenas se pueden diseñar a partir de líneas de transmisión o resonadores sobre sustrato dieléctrico. Es importante elegir el tamaño de la misma para que la estructura convierta la potencia de la señal en forma de radiación electromagnética.

Normalmente, la estructura consiste en un parche metálico (las dimensiones están muy relacionadas con el parámetro λ_0) sobre un sustrato dieléctrico sin pérdidas o con pérdidas mínimas, como se observa en la figura 1.2. El grosor oscila entre $0.003\lambda_0$ y $0.05\lambda_0$ y la constante dieléctrica relativa ϵ_r suele tomar valores entre 2 y 12. En la parte inferior del sustrato se tiene un plano conductor perfecto que hace función de plano de masa [4].

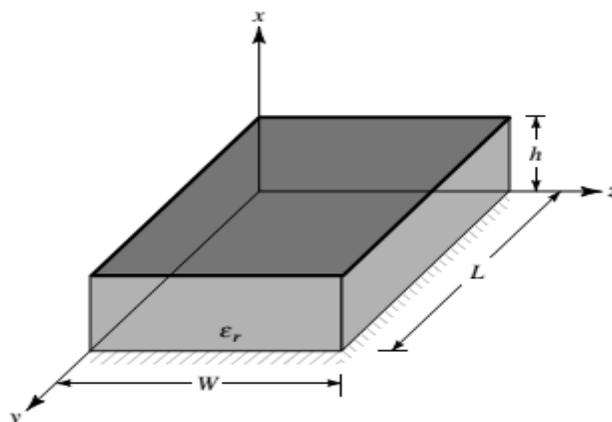


Fig. 1.2 Geometría básica de una estructura tipo parche. Tomado de [6].

Los rangos de medidas y características de los parámetros de una antena *microstrip* son los siguientes:

- El valor de t debe ser muy pequeño: $t \ll \lambda_0$ (λ_0 es la longitud de onda de la señal en el espacio libre)
- El valor L puede variar dependiendo de la estructura. Para el caso más típico que es el de un parche rectangular comprende el siguiente rango: $\lambda_0/3 < L < \lambda_0/2$
- La permeabilidad eléctrica ϵ_r del sustrato dieléctrico por lo general se encuentra dentro de los rangos: $2.2 < \epsilon_r < 12$. Se debe intentar que la permitividad sea lo menor posible para que la eficiencia de la antena sea mayor, debido a que a mayor constante dieléctrica, menor ancho de banda, lo que hace que también disminuya el factor Q y por tanto la impedancia de ancho de banda.
- El ancho del sustrato h debe tomar valores de $h \ll \lambda_0$ ($0.003\lambda_0 < h < 0.05 \lambda_0$). La tabla 1.2 permite elegir de forma conveniente el tipo de sustrato a utilizar.

Tabla 1.2 Elección del sustrato. Tomado de [5].

Si el espesor del sustrato disminuye	Ancho de banda disminuye
	Frecuencia de resonancia aumenta
	Longitud resonante del parche disminuye
Para aumentar el ancho de banda	Aumentar el espesor del sustrato
	Aumentar la longitud resonante del parche
	Frecuencia de resonancia disminuye
	Dimensiones pequeñas del plano de masa

Para el diseño de una línea de transmisión o para un circuito, se busca que la mayor parte de la energía esté confinada entre los dos conductores, de tal forma que interesa un sustrato muy delgado, en comparación con la longitud de onda de la señal. También interesa que la permitividad eléctrica de este sustrato sea lo más alta posible. Cumpliendo estas premisas se logra que las ondas predominantes sean las ondas guiadas. Sin embargo, si se desea diseñar una antena, es necesario partir de otras premisas. Se necesita que las ondas predominantes sean las ondas radiadas, y para ello se deben utilizar sustratos que cumplan aproximadamente las relaciones que se mencionaron anteriormente [5].

Los sustratos gruesos de constante dieléctrica cercana a la parte baja de este rango son los más aconsejables para lograr un apropiado funcionamiento de la antena, ya que proporcionan mejor eficiencia y mayor ancho de banda, con el inconveniente de tener circuitos de mayor tamaño y aumentar de la misma manera la formación de ondas de superficie que restarán potencia al diagrama de radiación [5].

Para suplir las limitaciones de ancho de banda y eficiencia se emplean varias técnicas, entre ellas, la inserción de muescas o ranuras tanto en la superficie del parche como en el plano de tierra. El diagrama de radiación de una antena de parche (ver figura 1.3) es prácticamente homogéneo en la mitad superior que marca el plano de masa, ya que en el caso ideal se considera un plano de tierra infinito, el cual bloquea la radiación hacia la parte inferior de la antena. En el caso real pueden producirse ciertos lóbulos de radiación trasera, ya que el plano de masa es finito, pero son pequeños frente a la radiación de la antena por lo que suelen ser despreciados en el análisis básico que describe su funcionamiento [5].

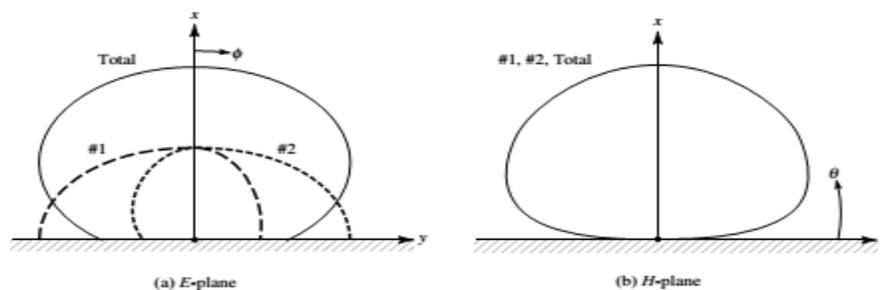


Fig. 1.3 Diagrama de radiación de un parche a) Diagrama en el plano E. b) Diagrama en el plano H. Modificado de [6].

Este tipo de antena tiene como ventaja frente al dipolo convencional que no le afecta la radiación trasera, por el plano de masa que llevan detrás del dieléctrico y es posible colocarlas

en una pared o en un cilindro. También ofrecen mayor directividad y ganancia pero como contraposición poseen menos ancho de banda.

Cuando se diseña una antena, un aspecto crítico lo constituye la forma de alimentación de la misma. Si la red de alimentación no es suficientemente eficiente, la antena no funcionará correctamente por muy bien que esté diseñado el elemento radiante. Existen varios métodos de alimentación de manera que radie lo más eficientemente posible en el rango deseado de funcionamiento, mediante un acoplamiento de impedancias adecuado.

Los principales modos de alimentación de antenas impresas son la línea *microstrip*, la sonda coaxial (a través de las capas mediante una vía), el acoplamiento por apertura y el acoplamiento por proximidad. En el anexo I se puede observar una comparación de estos modos de alimentación.

Línea *microstrip*: La alimentación mediante línea *microstrip* puede verse en la figura 1.4. Se trata de una línea conductora generalmente de anchura mucho menor que la del parche. Sus principales aspectos positivos son la facilidad en la fabricación, simplicidad en la unión controlando la posición de inserción y bastante sencilla de modelar. Por el contrario, con el aumento del grosor del sustrato, aumentan las ondas de superficie y las radiaciones espurias, lo que limita el ancho de banda de diseño típicamente entre un 2-5%. Además se produce un importante acople entre el parche y la línea, lo que genera altos niveles de contrapolar y de campos inducidos [6].

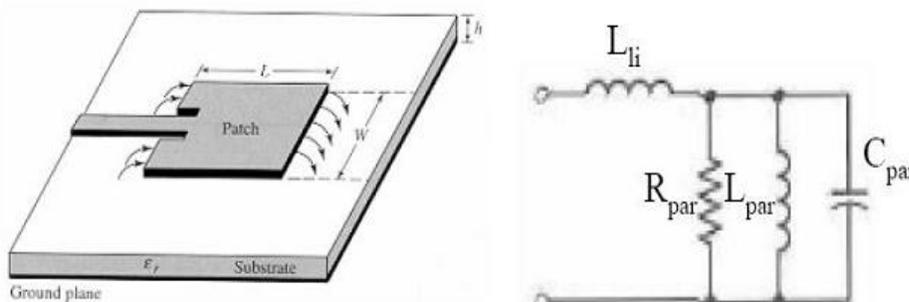


Fig.1.4 Alimentación mediante línea *microstrip*. Tomado de [6].

Otro aspecto negativo de este modo de alimentación es su inevitable falta de simetría una vez que la antena ha sido llevada a fabricación. Este hecho hace que se generen modos de orden mayor y que aumente el nivel de radiación contrapolar, tal y como se ha indicado.

Sonda coaxial: el conductor interior está unido al parche radiante y el conductor exterior está conectado al plano masa. Asimismo, es fácil de fabricar y unir y tiene un bajo nivel de radiaciones espurias. Sin embargo, tiene un ancho de banda estrecho y es más difícil de modelar, sobre todo en sustratos gruesos ($h > 0.02 \lambda_0$), ya que la propia vía puede llegar a funcionar como una antena propia, perturbando la señal generada por el parche [6]. En la figura 1.5 se muestra este tipo de alimentación.

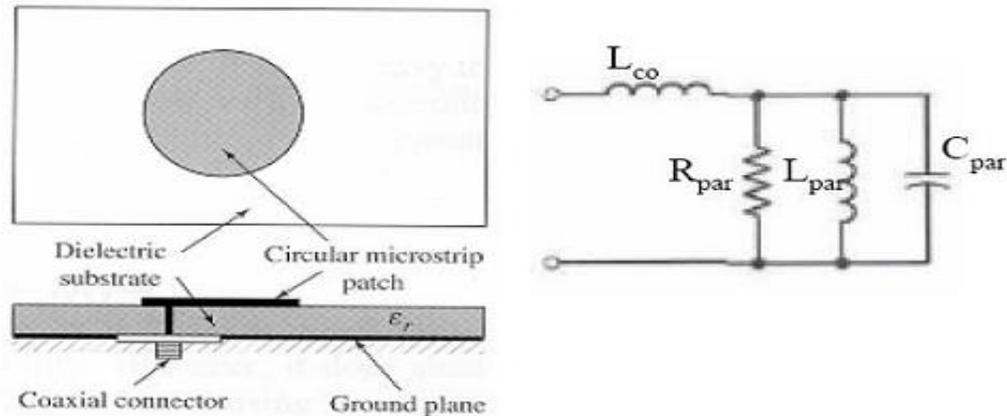


Fig. 1.5 Alimentación mediante sonda coaxial. Tomado de [6].

En este modo de alimentación ocurren los mismos efectos negativos que se han descrito en el caso de la línea de transmisión, debidos a la inherente asimetría (aunque en menor medida).

Acople por ranura radiante: En este método se solucionan los efectos contrapolares y de aparición de órdenes superiores. Es el más difícil de fabricar aunque es el que mayor ancho de banda proporciona (hasta un 13%), el más fácil de modelar y el que tiene un menor nivel de radiaciones espurias. Consiste en dos sustratos separados por un plano de masa. En la superficie inferior del sustrato situado debajo se sitúa la línea impresa cuya energía se acopla al parche a través de una ranura que tiene el plano de masa que separa ambos dieléctricos [6]. Esto se muestra en la figura 1.6.

Esta configuración permite optimizar de forma independiente el mecanismo de alimentación y el elemento radiante, variando la anchura de la línea de alimentación o la longitud de la ranura. Por otro lado, el plano de masa aísla la alimentación del elemento radiante y minimiza la interferencia de las radiaciones espurias. Su mayor inconveniente es la radiación trasera de la ranura que hace necesaria la inclusión de un plano reflector que lo reduzca.

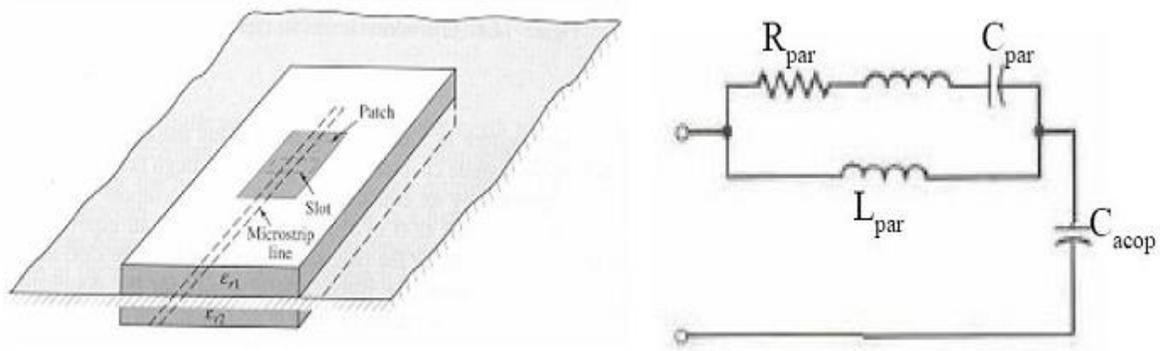


Fig. 1.6 Alimentación mediante acople por ranura. Tomado de [6].

Acople por proximidad: Los efectos negativos comentados en los dos primeros métodos de alimentación tampoco hacen su aparición con este modo, tal y como ocurriría con el acople por ranura radiante. Este método se basa en el acople de energía desde la línea de transmisión utilizada como alimentación al elemento radiante. Este acople se produce directamente a través del sustrato superior, que suele ser delgado, dando lugar a una buena pureza de polarización y a la ausencia de radiación contrapolar en los planos principales [6]. En la figura 1.7 se muestra esta técnica.

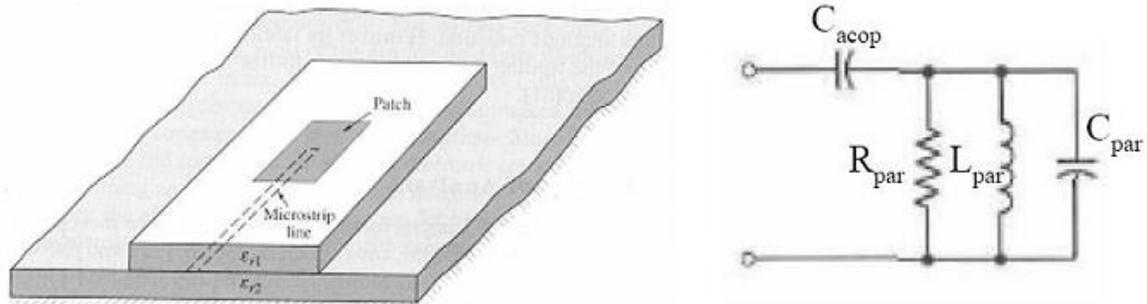


Fig. 1.7 Alimentación mediante acople por proximidad. Tomado de [6].

1.3.2 Geometría de los parches

Los elementos radiantes pueden ser cuadrados, rectangulares, circulares, elípticos, triangulares o de cualquier otra configuración (aconsejablemente simétricos). Lo más común es elegir diseños con forma cuadrada, rectangular, circular, elíptica o en forma de anillo. Cada una de ellas presenta características de impedancia y polarización distintas. La figura 1.8 muestra algunas de las formas geométricas que pueden tener los parches.

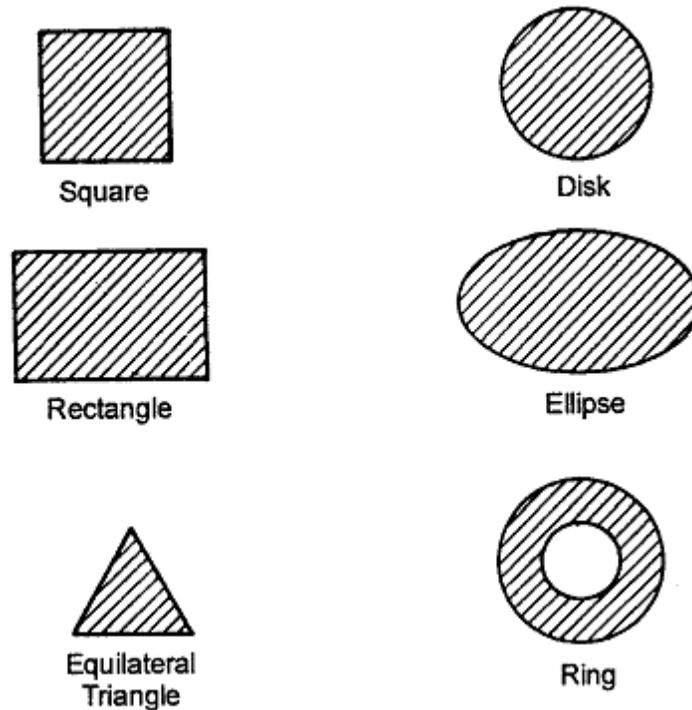


Fig. 1.8 Formas geométricas de los parches. Tomado de [7].

1.4 Métodos de análisis

Al hablar del diseño de antenas tipo parche se puede encontrar una gama de métodos mediante los cuales se puede llevar a cabo el análisis de antenas. Dependiendo de la precisión y el grado de sencillez que se busque se puede seleccionar el método que más se ajuste a las necesidades. Entre los métodos existentes se pueden encontrar 3 categorías principales.

Modelos empíricos: Estos modelos son los menos precisos a la hora de diseñar, sin embargo son los más sencillos de realizar. Su método de análisis se basa en la suposición de conceptos y estructuras de forma general sin llevar a cabo consideraciones de irregularidades en parámetros. Estos modelos pueden tener un buen nivel de precisión cuando se trabaja en rangos de frecuencias menores a las ondas milimétricas ($f < 30$ GHz) sin embargo, conforme se salen de estos rangos presentan imprecisiones muy grandes por lo que es necesario utilizar otros en estos casos.

A pesar de las limitantes mencionadas, los modelos empíricos tienen un rol muy importante para realizar diseños de los cuales hay que partir en primera instancia, a su vez aportan un buen sustento para llevar a cabo diseños en rangos superiores a las ondas milimétricas ya que muchos análisis pueden ser llevados a cabo en rangos de microondas y utilizar escalas para diseños a más altas frecuencias [7].

Los dos principales modelos empíricos son:

- Modelo de línea de transmisión.
- Modelo de cavidad.

Modelos semi-empíricos. Estos modelos ocupan un lugar intermedio entre los empíricos y los de onda completa. Presentan una precisión y dificultad mayor que los modelos empíricos pero inferior a los modelos de onda completa. Entre los principales modelos de este tipo se pueden nombrar:

- Enfoque variacional.
- Enfoque variacional generalizado.
- Enfoque de ecuación integral dual.
- Modelo de corriente superficial eléctrica.
- Técnica de la transformada de Hankel.
- Método de reciprocidad.
- Técnica de condición de frontera de borde generalizada (GEBC).

Modelo de onda completa. Estos modelos se presentan como los más precisos a la hora de diseñar sin embargo, también son los más complicados y se requieren de herramientas computacionales avanzadas para llevarlos a cabo [7]. Entre los principales modelos de onda completa se pueden mencionar:

- Método de momentos en el dominio del espacio.
- Método de momentos en el dominio espectral.
- Análisis en el dominio de transformada.
- Método de estados finitos (FEM).
- Enfoque de ecuación integral potencial mixto (MPIE).
- Técnica de la transformada rápida de Fourier en conjugado-gradiente (CGFFT).

1.5 Modelo de línea de transmisión

El modelo de líneas de transmisión fue una de las primeras técnicas empleadas en el análisis de antenas microcinta rectangulares en el año 1974 por Munson [8]. El modelo de línea de transmisión es el más fácil de todos, da buen sentido físico pero es menos preciso. Comparado con el modelo de línea de transmisión, el modelo de cavidad es más preciso pero al mismo tiempo más complejo. Sin embargo, también da buen sentido físico y es más bien difícil para acoplar al modelo, aunque ha sido usado satisfactoriamente. En general, cuando se aplica apropiadamente, los modelos de onda completa son muy precisos, muy versátiles y pueden tratarse con elementos simples finitos y conjuntos infinitos, elementos en “*stack*”, elementos de forma arbitraria y acoplamientos. Sin embargo ellos son los modelos más complejos y usualmente dan menos sentido físico.

Usando el modelo de cavidad, una antena de microcinta rectangular puede representarse como un conjunto de 2 aberturas estrechas radiantes (ranuras), cada una de ancho “ W ” y altura “ h ”, separadas por una distancia “ L ”. Básicamente, el modelo de línea de transmisión representa la antena de microcinta por 2 ranuras separadas por una línea de Transmisión de impedancia “ Z_c ” baja y de longitud “ L ” [6].

Debido a que las dimensiones del paquete son finitas a lo largo de la longitud y ancho, los campos en los bordes del paquete se dispersan. El mismo se aplica a lo largo del ancho. La cantidad de dispersión es una función de las dimensiones del paquete y la altura del sustrato un ejemplo de esto se muestra en la figura 1.9.



Fig. 1.9 Efecto de borde de una línea de transmisión

Para el plano principal “ E ” (plano XY) la dispersión es una función de la razón de la longitud del paquete “ L ” a la altura “ h ” del sustrato (L/h) y la constante dieléctrica “ ϵ_r ” del sustrato. Como $L/h \gg 1$, la dispersión es reducida, sin embargo debe tomarse en consideración debido a su influencia a la frecuencia de resonancia de la antena [6].

Una línea no homogénea de 2 dieléctricos típicamente consta del sustrato y el aire. Las líneas del campo eléctrico deben residir en el sustrato y parte de algunas líneas existen en el aire. Cuando $L/h \gg 1$ y $\epsilon_r \gg 1$, las líneas del campo eléctrico se concentran más bien en el sustrato. La dispersión en este caso hace que la línea de microcinta se vea eléctricamente más amplia comparada con sus dimensiones físicas. Como algunas de las ondas viajan en el sustrato y algunas en el aire, se introduce una constante dieléctrica efectiva “ ϵ_{ef} ” para tener en cuenta la dispersión del flujo y la propagación de onda en la línea [6].

Para introducir la “ ϵ_{ef} ” se considera que el conductor central de la línea de microcinta con sus dimensiones originales y altura sobre tierra se llena con un dieléctrico como muestra la figura 1.10. La “ ϵ_{ef} ” se define como aquella de un material dieléctrico uniforme, de modo que la línea tenga características eléctricas idénticas, que la línea real. Para la línea real $1 < \epsilon_{ef} < \epsilon_r$. Cuando la permitividad relativa es mucho mayor que 1, la permitividad efectiva se aproxima a la permitividad relativa [6].

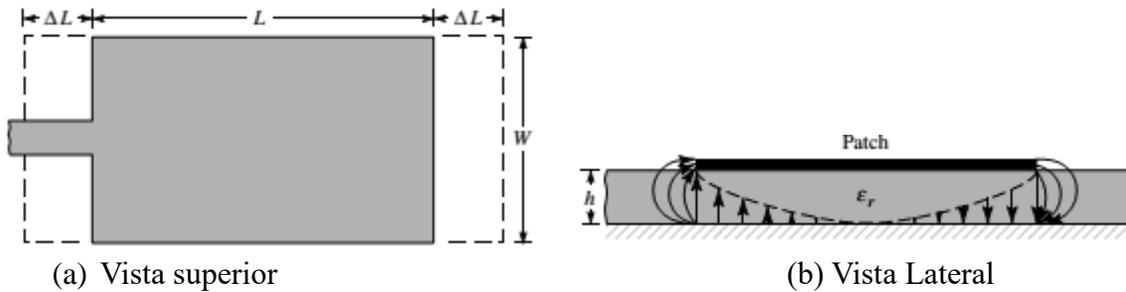


Fig. 1.10 Longitud física y efectiva en el *patch* rectangular, (a) vista superior, (b) vista lateral. Tomado de [6].

Para bajas frecuencias la ϵ_{ef} es aproximadamente constante. A frecuencias medias comienza a aumentar monótonamente hasta acercarse a ϵ_r .

El valor inicial a bajas frecuencias se expresa como:

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \sqrt{1 + \frac{12h}{W}} \quad \text{para } W/h > 1 \quad (1.1)$$

1.5.1 Longitud efectiva, frecuencia de resonancia y ancho efectivo.

Debido al efecto de dispersión del flujo, el paquete eléctricamente se ve mayor que sus dimensiones físicas para la antena de microcintas. Para el plano principal “E” (plano XY) esto se muestra en la figura 1.10, donde las dimensiones del paquete a lo largo de su longitud se ha extendido en cada extremo por ΔL , el cual es una función de la permitividad efectiva y la razón W/h [6].

Una expresión aproximada popular y práctica para $\Delta L/h$ se expresa por:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412(\varepsilon_{ef} + 0.3)\left(\frac{W}{h} + 0.264\right) / [(\varepsilon_{ef} - 0.258)\left(\frac{W}{h} + 0.8\right)] \quad (1.2)$$

$$L_{ef} = L + 2\Delta L \quad (1.3)$$

Para el modo dominante TM_{010}^x , la frecuencia de resonancia de la antena de microcinta es una función de su longitud. Usualmente se expresa como:

$$f_{r010} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\varepsilon_r}}, \text{ donde } v_0 \text{ es la velocidad de la luz.} \quad (1.4)$$

Teniendo en cuenta el efecto del flujo de dispersión:

$$f_{r010} = \frac{v_0}{2L_{ef}\sqrt{\varepsilon_{ef}}} = \frac{qv_0}{2L(\sqrt{\varepsilon_r})}, \text{ donde } q \text{ es el factor del flujo de dispersión.} \quad (1.5)$$

Cuando la “h” aumenta, el flujo de dispersión también aumenta y la frecuencia de resonancia se hace más baja.

Para calcular el plano tierra se usan las fórmulas:

$$L_g = 6h + L \quad (1.6)$$

$$W_g = 6h + W \quad (1.7)$$

1.5.2 Procedimiento de diseño.

Se especifica “ ε_r ”, f_r [Hz] y la “h”.

Se determina “W” y “L”.

a) Para un radiador eficiente, un ancho práctico que relaciona una buena eficiencia de radiación viene dado por la expresión:

$$W = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (1.8)$$

b) Se determina la permitividad relativa efectiva “ ϵ_{ef} ” de la antena de microcinta por la expresión (1.1)

c) Ya que “W” se determina por (2.6), se obtiene “ ΔL ” usando (1.2).

d) La longitud real del “*patch*” puede determinarse resolviendo la expresión (1.5) para “L”, o sea:

$$L = \frac{v_0}{2f_r \sqrt{\epsilon_{ef}}} - 2\Delta L \quad (1.9)$$

Diseño de una antena de microcinta rectangular usando un sustrato (FR-4) con $\epsilon_r = 4.3$, $h = 0,15$ [cm], $t=0.035$ [cm] de modo que resuene a 2.40 [GHz].

Solución.

Usando (1.8) el ancho del “*patch*” se calcula como:

$$W = \frac{30}{2(2,4)} \sqrt{\frac{2}{4,3+1}} = 3,78 \text{ [cm]}$$

Usando (1.1) la “ ϵ_{ef} ” del “*patch*” se encuentra como:

$$\epsilon_{ef} = \frac{4,3+1}{2} + \frac{4,3-1}{2} \sqrt{1 + \frac{12(0,15)}{3,78}} = 4,655$$

Usando (1.2) se determina ΔL

$$\Delta L = \left[\frac{0,412(4,655+0,3) \left(\frac{3,78}{0,15} + 0,264 \right)}{\left[(4,655-0,258) \left(\frac{3,78}{0,15} + 0,8 \right) \right]} \right] 0,15 = 6,8206 * 10^{-4} \text{ [cm]}$$

La longitud real física “L” desde (1.3) o desde (1.9) se obtiene por:

$$L = \lambda/2 - 2\Delta L = 30/[2(10)(1,972)^{1/2}] - 2(0,081) = 0,906 \text{ [cm]}$$

$$L = \frac{\lambda}{2} - 2\Delta L = \frac{30}{2(2,44)\sqrt{4,655}} - 2(6,8206 * 10^{-4}) = 2,71 \text{ [cm]}$$

1.5.3 Resistencia de entrada a resonancia

Cada ranura radiante tiene una admitancia paralelo equivalente $Y = G + j B$ como se observa en la figura 1.11. Las ranuras se clasifican como la # 1 y la # 2 [6].

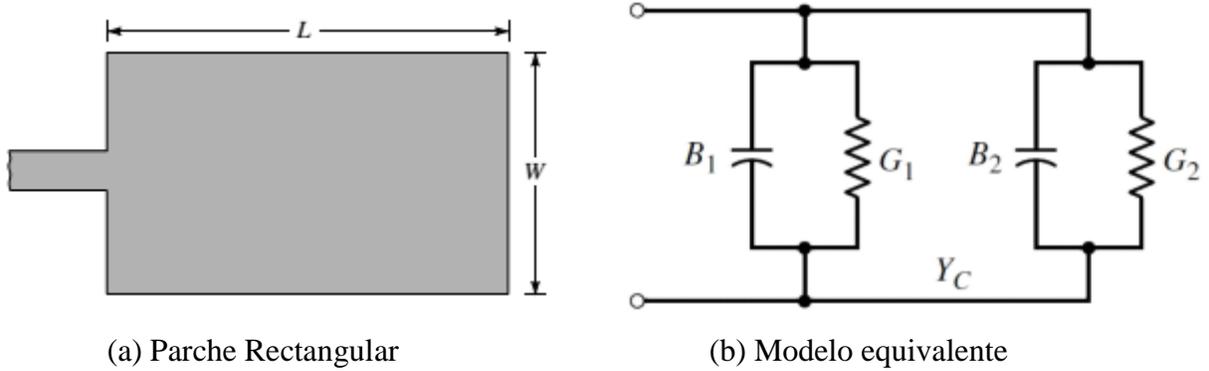


Fig. 1.11 Modelo equivalente con ranuras de radiación, (a) Parche Rectangular, (b) Modelo equivalente. Tomado de [6].

Para una ranura de ancho finito “W”:

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left(1 - \frac{(k_0 h)^2}{24}\right) \quad \text{para } h/\lambda_0 < 1/10 \quad (1.10 \text{ a})$$

$$B_1 = \frac{W}{120\lambda_0} (1 - 0.636 \ln(k_0 h)) \quad \text{para } h/\lambda_0 < 1/10 \quad (1.10 \text{ b})$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad (1.10 \text{ c})$$

Como ambas ranuras son idénticas $Y_2 = Y_1$, $G_2 = G_1$ y $B_2 = B_1$ (1.11)

La admitancia total en la ranura 1 (admitancia de entrada) se obtiene transfiriendo la admitancia de la ranura 2 desde los terminales de salida a los terminales de entrada.

Idealmente las 2 ranuras deben estar separadas $\lambda/2$, donde “ λ ” es la longitud de onda en el sustrato. Debido a la dispersión del flujo, ocurre que $L_{ef} > L$, por lo que la separación física real de las 2 ranuras es ligeramente menor de $\lambda/2$ ($0,48\lambda < L < 0,49\lambda$) por lo que la admitancia transferida de la ranura 2 se expresa como:

$$Y_2 = G_2 + j B_2 = G_1 - j B_1 \quad \text{o} \quad \bar{G}_2 = G_1 \quad \bar{B}_1 = - B_2 \quad (1.11)$$

$$\text{Por tanto a resonancia } Y_{en} = Y_1 + \bar{Y}_2 = 2G_1 \quad (1.12)$$

$$Z_{en} = 1/(2G_1) \quad (1.13)$$

En la expresión (1.13) se ha despreciado el efecto mutuo entre ambas ranuras.

La $Z_{en} = R_{en}$ a resonancia puede cambiarse usando una alimentación insertada, colocada a una distancia “ y_0 ” desde la ranura 1, (ver figura 1.12).

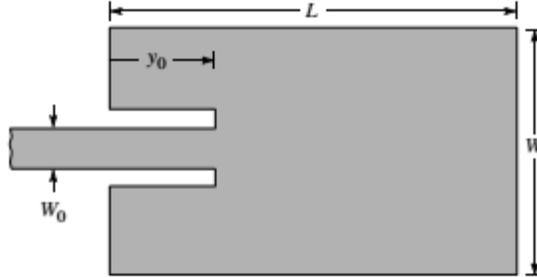


Fig. 1.12 Parche con alimentación insertada. Tomado de [6].

Esta técnica puede usarse con efectividad para adaptar la antena usando una línea de microcinta de alimentación con una impedancia característica:

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \ln\left(\frac{8h}{W_0} + \frac{W_0}{4h}\right) \quad \text{para } W_0/h \leq 1 \quad (1.14)$$

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{ef}} \left(\frac{W_0}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{W_0}{h} + 1.444\right)\right)} \quad \text{para } W_0/h > 1 \quad (1.15)$$

$$Y R_{en}(y = y_0) = \frac{1}{2G_1} \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) \quad (1.16) \quad \text{O sea:}$$

$$R_{en}(y = y_0) = R_{en}(y = 0) \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) \quad (1.16 a)$$

1.6 Modelo de cavidades

Corresponde al modelo utilizado por Derneryd [10], donde la antena microcinta se comporta como una cavidad resonante, disipativa. La región interna del parche modelada como una cavidad rodeada lateralmente por conductores magnéticos perfectos y los lados superior e inferior como conductores eléctricos perfectos producen ondas estacionarias en su interior, entre las paredes eléctricas y magnéticas, (ver figura 1.14).

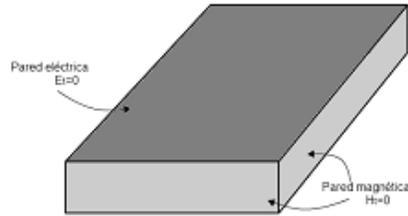


Fig. 1.14 Distribución de Cargas y Densidad de Corriente en una antena Parche

De manera que para analizar los campos en el interior de la cavidad es necesario resolver la ecuación de onda, sujeta a las condiciones de contorno de los campos tangenciales, cumpliéndose que:

- Los campos en la región interna se pueden considerar constante a lo largo del *eje z*, si el sustrato es suficientemente delgado $h \ll \lambda_0$ [7].
- El campo magnético tiene dos componentes transversales H_x y H_y entre la región limitada por el parche metálico y el plano tierra, mientras que el campo eléctrico está dado exclusivamente sobre z , componente E_z , a causa de la presencia de las dos paredes conductoras eléctricas perfectas [7].
- La corriente eléctrica en el parche, ortogonal a los bordes de la metalización es prácticamente nula: esto implica que la componente tangencial de H a lo largo de los bordes es despreciable, entonces, son consideradas cuatro paredes de conductores magnéticos perfectos desde el momento que $dE/dn = 0$ [7].
- Cuando se refiere a un conductor eléctrico perfecto, se trata de un medio magnético ideal, presentando una conductividad, σ infinita.
- Cuando se refiere a un conductor magnético perfecto, se trata de un medio eléctrico ideal, con una permeabilidad magnética μ infinita.
- La figura 1.15 muestra la energía suministrada a antena microcinta, ya que se genera una distribución de carga sobre la superficie superior e inferior del parche o plano tierra.

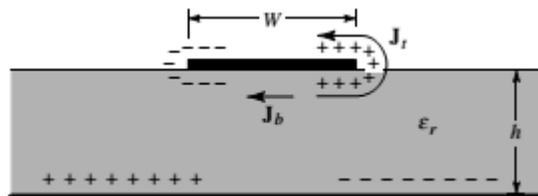


Fig. 1.15 Condiciones de Frontera de la Antena Parche. Tomado de [6].

- La presencia de cargas positivas y negativas es debida al hecho de que el largo del parche es igual a media longitud de onda en el modo dominante. La fuerza repulsiva entre estas cargas incita a algunas de ellas a colocarse a lo largo de los bordes, de la superficie superior e inferior del parche, generando una densidad de corriente J_t y J_b .
- Considerando la relación h/W muy pequeña, se produciría un dominio de las fuerzas de atracción entre las cargas, permaneciendo así la mayor parte del flujo de corriente confinado en el parche. Sin embargo, una pequeña porción de corriente fluye en torno a los bordes hasta llegar a la superficie de la metalización, generando un débil campo magnético paralelo a los bordes. Asumiendo este campo magnético nulo, se pueden considerar las paredes laterales de la antena como conductores magnéticos perfectos para un sustrato de poco espesor ($h \ll \lambda_0$).
- Para analizar los campos en el interior de la cavidad es necesario resolver la ecuación de onda, sujeta a las condiciones de contorno de los campos tangenciales.

Dado a que el parche admite varias distribuciones de campo (modos), (ver figura 1.16), de acuerdo con las soluciones de la ecuación de onda homogénea:

$$\nabla^2 A_x + k^2 A_x = 0 \quad (1.20)$$

Donde su solución es:

$$A_x = A_{mnp} \cos\left(\frac{m\pi}{h} dx\right) \cos\left(\frac{n\pi}{L} dy\right) \cos\left(\frac{p\pi}{W} dz\right) \quad (1.21)$$

Donde $m, n, p = 0, 1, 2, \dots$ pero $m = n = p \neq 0$

La frecuencia de resonancia depende del modo generado en la cavidad:

$$(f_r)_{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \quad (1.22)$$

Para determinar el modo dominante con la resonancia más baja, se necesita examinar las frecuencias resonantes así:

$$\text{Si } L > W \quad (f_r)_{010} = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.23)$$

$$\text{Si } W > L \text{ o } L > W > L/2 \quad (f_r)_{001} = \frac{c}{2W\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.24)$$

$$\text{Si } L > 2W \quad (f_r)_{020} = \frac{c}{L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.25)$$

$$\text{Si } W > 2L \quad (f_r)_{002} = \frac{c}{W\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.26)$$

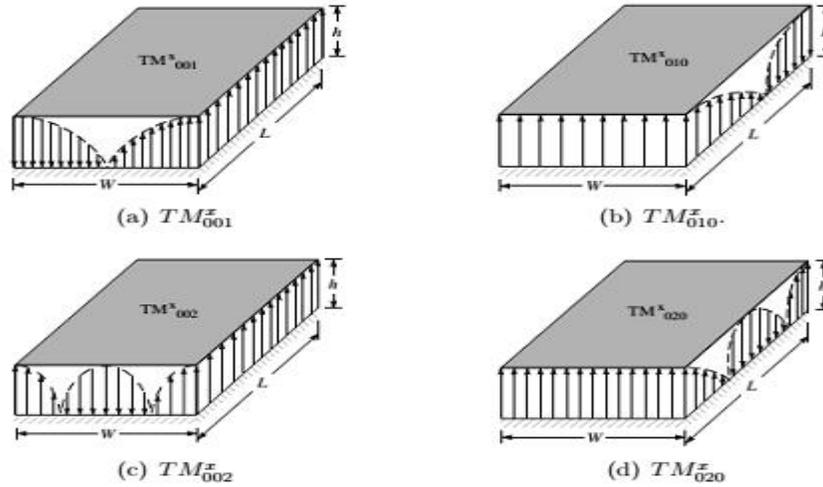


Fig. 1.16 Configuraciones de los Campos para un parche Rectangular. Tomado de [6].

Como se observa en la figura 1.17 la densidad de corriente eléctrica equivalente J_t está en la superficie superior del parche y sobre sus cuatro lados laterales está contenida la densidad de corriente eléctrica equivalente J_s con su densidad de corriente equivalente M_s . Y la densidad de corriente eléctrica y magnética está dada por:

$$J_s = \hat{n} \times H_a \quad (1.27)$$

$$M_s = -\hat{n} \times E_a \quad (1.28)$$

Por tratarse de una antena microcinta con una relación alto-ancho muy pequeña la densidad de corriente en la superficie superior del parche J_t es mucho más pequeña que la densidad de corriente en la superficie inferior del parche, por tanto se considera igual a cero. Con respecto a los campos magnéticos tangenciales a lo largo de los bordes del parche serán considerados idealmente nulos. Entonces solo se tendrá la grandezza de densidad de corriente eléctrica

equivalente M_s a lo largo del perímetro de la cavidad radiante en presencia del plano tierra como lo muestra la figura 1.17 [6].

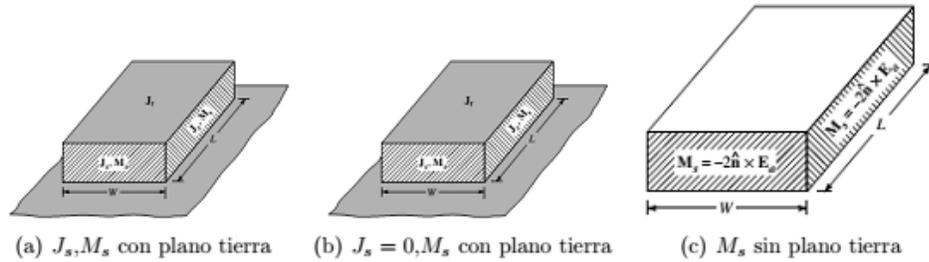


Fig. 1.17 Densidad de corriente Equivalente para un Parche Rectangular en sus Lados.
Tomado de [9].

Por el teorema de imágenes, en presencia del plano tierra se tendrá una doble contribución a la densidad de corriente magnética equivalente, entonces la ecuación (1.28) es:

$$M_s = -2\hat{n} \times E_a \tag{1.29}$$

Según el principio de equivalencia, cada lado irradia su propio campo, como si se tratara de dos dipolos magnéticos con una densidad de corriente eléctrica M_s , por tanto, cada dipolo será entonces una fuente, con una normal en la dirección del parche y al plano tierra, formando un patrón de radiación amplio, como lo ilustra la figura 1.3.

1.7 Funcionamiento de una Antena Microcinta Rectangular

En esta sección se describe el funcionamiento básico de una antena microcinta rectangular como elemento radiante, terminada en sus extremos en circuito abierto, y entre ellos un circuito resonante a las frecuencias tales que la longitud L sea cercana a un múltiplo de media longitud de onda, es decir:

$$L \cong n \frac{\lambda_d}{2}$$

Donde n corresponde a un número entero y λ_d denota la longitud de onda en el dieléctrico, de constante dieléctrica ϵ_r , como lo indica la expresión (1.17):

$$\lambda_d = \frac{c_0}{f\sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{Donde } c_0 \text{ es la velocidad de la luz en el vacío} \tag{1.17}$$

Así, la configuración del campo eléctrico en el parche correspondiente a la primera resonancia, cuando ($n = 1$) presentaría la configuración de líneas de campo eléctrico como lo indica la figura 1.13, donde la dirección del campo eléctrico es normal al parche y al plano metálico inferior del sustrato, al igual que sucede en una línea microcinta. En una primera aproximación, el campo eléctrico en la dirección vertical (*eje z*) se describe constante, siendo mucho más válido cuanto más pequeño eléctricamente sea el espesor h del sustrato [6]. En cuanto a la variación del campo eléctrico a lo largo de la dirección L del parche, se observa como las líneas describen una función sinusoidal en el sentido del *eje y* y con máximos en el valor absoluto en los extremos (circuitos abiertos) y valor nulo en el centro. Adicional a ello, las líneas del campo eléctrico en el *eje z* sobre los dos laterales W presentan sentido contrario. Por otro lado, la variación del campo en la dirección W del parche (*eje x*) es nula.

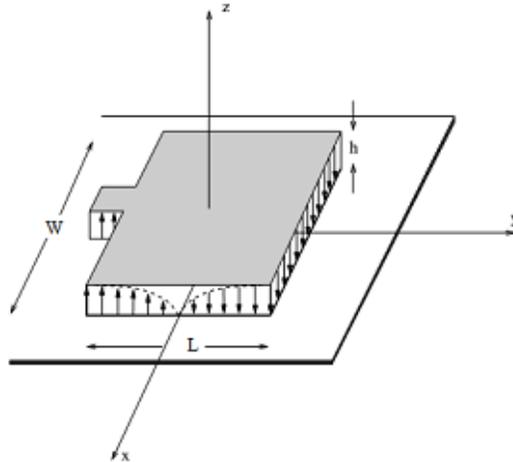


Fig. 1.13 Campo eléctrico en una antena microcinta rectangular ($n=1$). Tomado de [9]

Con las premisas anteriores, es posible deducir que el campo magnético está orientado en la dirección W del parche (*eje x*) y que su variación en la dirección L del parche (*eje y*) es sinusoidal con nulos en los extremos y un máximo en el centro. Al igual que sucedía con el campo eléctrico la variación del campo magnético en la dirección W (*eje x*) es nula [9].

Una primera aproximación de la configuración del campo eléctrico y magnético en el parche se puede expresar de la siguiente forma:

$$E = E_z \hat{z} \quad |E_z| = E_0 \cos \frac{\pi(y + \frac{L}{2})}{L} \quad (1.18)$$

$$H = H_x \hat{X} \quad |H_x| = H_0 \operatorname{sen} \frac{\pi(y + \frac{L}{2})}{L} \quad (1.19)$$

Es importante notar que en la figura 1.13 se ha dibujado el campo de forma que termina exactamente en los bordes del parche, es decir, sólo existe campo debajo del parche. Esto no es rigurosamente cierto.

CAPÍTULO 2. TÉCNICAS DE MINIATURIZACIÓN EN ANTENAS DE MICROCINTA

A pesar de que las antenas de microcinta son de tamaño pequeño, es conveniente reducir el tamaño para distintas aplicaciones, como por ejemplo los teléfonos celulares. Las técnicas para reducir el tamaño de la antena de microcinta se describen en el siguiente capítulo.

2.1 Miniaturización por naturaleza del sustrato

En la miniaturización de antenas microcinta el tamaño del elemento radiante depende fundamentalmente de las propiedades electromagnéticas del sustrato, comúnmente de constantes dieléctricas bajas que varían entre 2.2 y 12. Durante muchos años, la comunidad científica ha experimentado con diferentes materiales y combinaciones en el sustrato en antenas microcinta, para poder principalmente tratar limitantes en el ancho de banda y los problemas de polarización cruzada. Materiales cerámicos, siliconas, ferritas entre otros, así como diferentes combinaciones de dopaje entre ellos mismos [11],[12],[13]. En la década de 1970 se produjo un avance en los materiales de permitividad muy alta con el desarrollo de la primera cerámica con temperatura estable, elaborados en tetratitanato de bario (Bati) de permitividad equivalente a $\epsilon_r = 38$. Un material compuesto, ampliamente utilizado en el diseño de filtros de microondas para sistema de comunicaciones vía satélite [14].

Recientemente, la evolución de los materiales cerámicos han dado lugar a sustratos de altas constantes dieléctricas relativa, alto factor de calidad es decir bajas pérdidas dieléctricas y coeficientes de temperatura en la frecuencia de resonancia muy pequeños o nulos [15],[7], convenientes en su uso para la miniaturización de antenas parche, lográndose reducciones de un 25% del área en comparación con una antena fabricada en FR-4 operando en su frecuencia de resonancia, con tan solo una constante dieléctrica de 20. Además, los dieléctricos sintéticos pueden ser producidos con la mezcla de dos o más constantes dieléctricas diferentes. Estos tipos de sustratos conducen a sustratos texturizados que proporcionan el control de diseño mucho más versátil en la adaptación de impedancia [16]. Con el objetivo de simplificar el diseño y de calcular la relación de miniaturización de manera más sencilla

en cada una de las dimensiones del parche, se emplean las siguientes ecuaciones y gráficos obtenidos a partir del asistente matemático MATLAB.

2.1.1 Relación de W

$$\frac{W_1}{W_2} = a = \frac{\sqrt{\frac{1}{\epsilon_r + y + 1}}}{\sqrt{\frac{1}{\epsilon_r + 1}}} \quad (2.1)$$

Donde: “a” es la relación entre la dimensión del sustrato de mayor permitividad y el menor.

“y” es la diferencia entre sustratos

En las figuras 2.1 y 2.3 se observa como a medida que la diferencia entre los sustratos es mayor más grande es la relación de miniaturización de los parámetros “W” y “L” respectivamente. En la figura 2.2 se observa la razón de ϵ_{ef} .

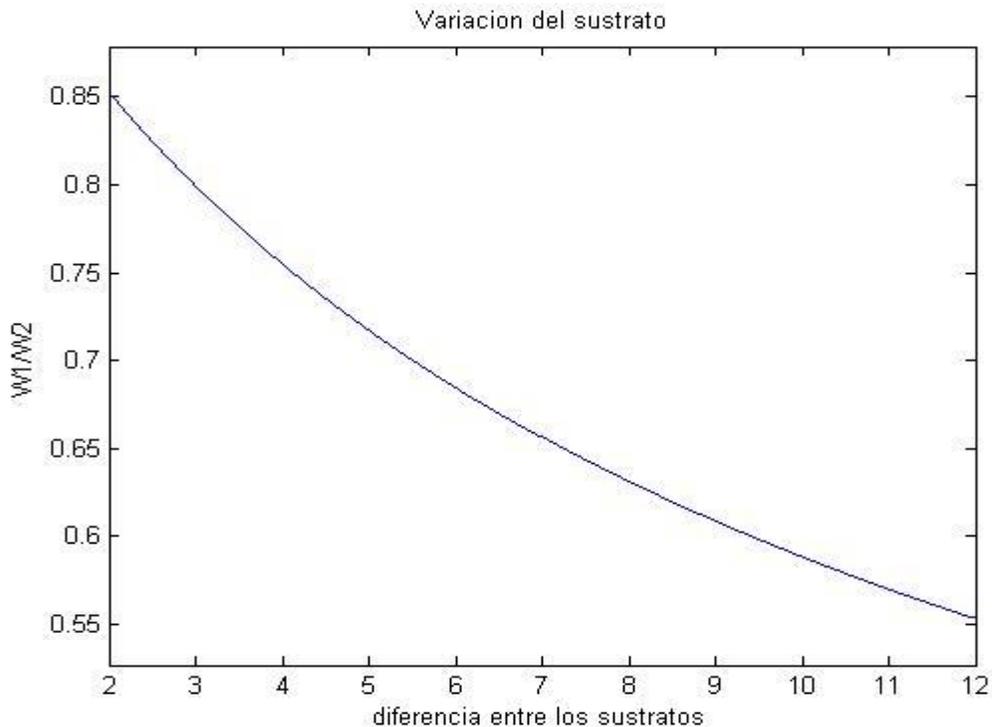


Fig. 2.1 Razón de miniaturización de W. Fuente elaboración propia

2.1.2 Relación de ϵ_{ef}

$$\frac{\epsilon_{ef1}}{\epsilon_{ef2}} = b = \frac{\frac{\epsilon_r + \frac{y}{2} + \frac{1}{2} \left(\sqrt{\frac{12ah}{W_2} + 1} \right) \left(\frac{\epsilon_r + \frac{y}{2} - \frac{1}{2} \right)}{2(\epsilon_r + 1)}}{\left(\frac{\epsilon_r}{2} - \frac{1}{2} \right) \sqrt{\left(\frac{12h}{W_2} + 1 \right)}} \quad (2.2)$$

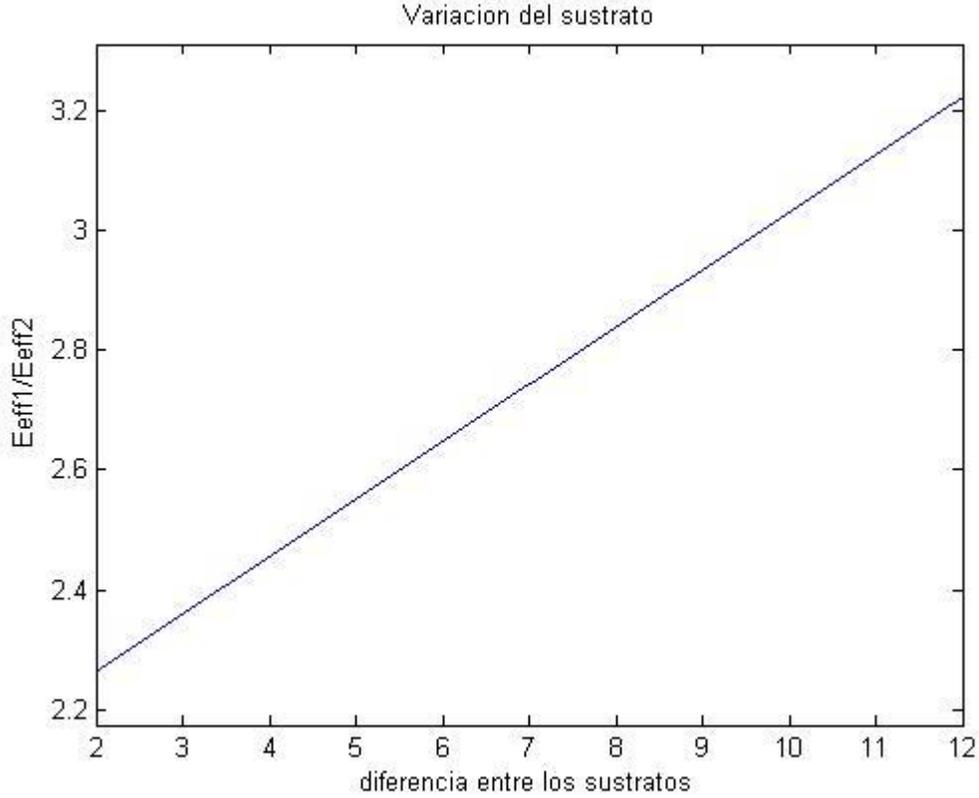


Fig. 2.2 Razón de ϵ_{ef} . Fuente elaboración propia.

2.1.3 Relación de L

$$\frac{L_1}{L_2} = c = \frac{\frac{150000000}{f \sqrt{\epsilon_{ef} b}} - \frac{103h \left(\frac{Wa}{h} + \frac{33}{125} \right) (\epsilon_{ef} b + \frac{3}{10})}{125 \left(\frac{Wa}{h} + \frac{4}{5} \right) (\epsilon_{ef} b + \frac{129}{500})}}{\frac{150000000}{f \sqrt{\epsilon_{ef}}} - \frac{103h \left(\epsilon_{ef} + \frac{3}{10} \right) \left(\frac{W}{h} + \frac{33}{125} \right)}{125 \left(\epsilon_{ef} + \frac{129}{500} \right) \left(\frac{W}{h} + \frac{4}{5} \right)}} \quad (2.3)$$

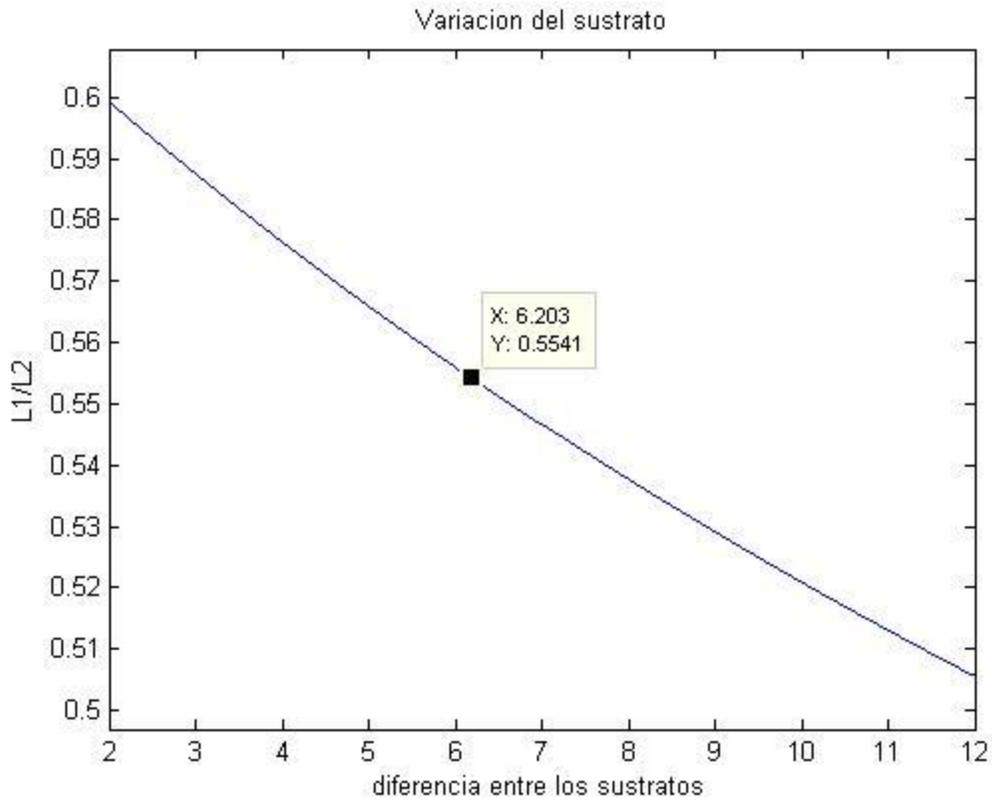


Fig. 2.3 Razón de miniaturización de L. Fuente elaboración propia.

2.2 Miniaturización por ranura en el parche

Otra técnica para miniaturización de antenas de microcinta rectangulares, es la implementación en el diseño de una ranura en el parche radiante, como se detalla en la figura 2.4 [17].



Fig. 2.4 Antena *Microstrip* Parche Rectangular Original y con Ranura

La técnica de ranuras consiste en eliminar secciones dentro del parche de modo que la distribución de la corriente eléctrica en el parche cambie, obligando a realizar un recorrido más largo como se observa en la figura 2.5. La propagación de la onda se hace más lenta aumentando su longitud eléctrica, causando que la frecuencia de resonancia disminuya y logrando reducciones de hasta 60% reportadas en [18] y hasta del 73% con una ranura cruzada como se muestra en la figura 2.6 reportada en [19]. Sin embargo, este procedimiento tiene un impacto negativo en el ancho de banda de la antena, la ganancia y la eficiencia de la misma [18].

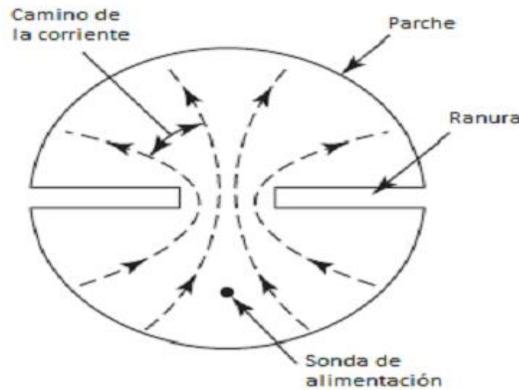


Fig. 2.5 Reducción de tamaño usando ranuras. Tomado de [20].

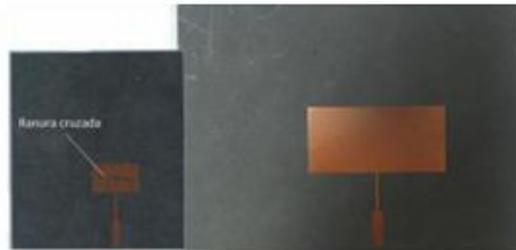


Fig. 2.6 Antena microcinta rectangular con ranura cruzada y estándar. Tomado de [9].

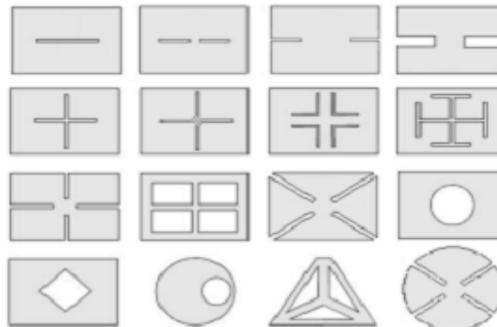


Fig. 2.7 Algunas geometrías con ranura para miniaturización. Tomado de [9].

A lo largo del tiempo diferentes formas se han reportado para el diseño de antenas microcinta con ranuras como se detalla en la figura 2.7, algunas de ellas con polarización circular o reconfigurables en frecuencia.

Con esta técnica de miniaturización la frecuencia de resonancia se puede reducir considerablemente, en comparación con una antena microcinta estándar con la misma área de proyección [7],[17] debido a la curvatura que presentan las trayectorias de las corrientes de superficie en el parche a lo largo de la dirección de resonancia o de excitación de la antena, sin generar componentes laterales en el campo eléctrico.

De lo anterior, se ha observado que antenas microcinta miniaturizadas con esta técnica, tienen niveles de polarización cruzada bajos para las frecuencias de resonancia dentro del ancho de banda operativo [17], [21], [22].

En la actualidad, las ranuras en los parches son muy frecuentes para lograr reducciones en los sistemas de comunicaciones, así como para obtener polarizaciones circulares y antenas reconfigurables en frecuencia. Geométricamente las ranuras varían según el diseñador, se optimizan y modelan en función de su tamaño, posición y orientación dentro del parche radiante, con el uso de herramientas electromagnéticas de simulación 3D con el fin de obtener las mejores características en el diseño y para evitar efectos en la impedancia de entrada de la antena.

2.3 Miniaturización por el uso de cargas concentradas o distribuidas sobre el parche

Otra de las técnicas que se utilizan para la miniaturización de antenas microcinta rectangular fue introducida en [23], con la utilización de una carga inductiva distribuida, que consiste en cargar la antena de ranura con un número de inductores en serie en numerosos lugares a lo largo de la apertura de la antena. En otras palabras, la longitud de onda que viaja por la línea de cargas concentradas (puntos resonante) es disminuida mediante el aumento de inductancia por unidad de longitud de la línea debido a las cargas inductivas en serie. La reducción del tamaño mostrado depende del número y valor de los inductores en serie. Una antena en su primera resonancia puede tener una medida equivalente de $\lambda/2$ como si se tratase de una línea de transmisión. Con los inductores distribuidos en serie resonando a la frecuencia de

operación se reduce eficazmente la longitud física de la antena. Los inductores en serie se pueden implementar mediante el uso de líneas de transmisión en cortocircuito con longitud total de aproximadamente un cuarto de onda $\lambda/4$ [23], o con postes de cortocircuito entre el plano tierra y el parche radiante [24].

La figura 2.8 se muestra una antena de ranura diseñada con una serie de ranuras sobre el plano radiante. Cada ranura es una línea de transmisión en cortocircuito con una longitud pequeña y es equivalente a un inductor en serie. En cada lugar a lo largo de la ranura principal, dos ranuras se colocan equilibradas que transportan en sentido opuesto corrientes magnéticas equivalentes. Por lo tanto, la radiación de la corriente magnética que fluye en cada ranura anula la de la otra en campo lejano. Para una longitud de ranura dada, el factor de miniaturización depende del número y el valor de los inductores en serie [25],[26].

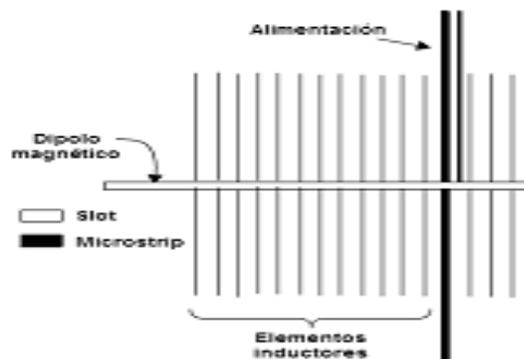


Fig. 2.8 Antenas parches con cargas Inductivas Distribuidas. Tomado de [9].

En la figura 2.9 se puede detallar el modelo de una antena microcinta miniaturizada con postes de cortocircuito, la cual logra una reducción del 25% en tamaño comparada con un parche estándar microcinta [24], [27]. Este poste de cortocircuito se comporta como una carga inductiva creando un retardo en la propagación de la onda y causando un aumento en la frecuencia de resonancia, implicando un diseño miniaturizado de la antena para que trabaje en la frecuencia de operación deseada.

En 2005 en [28] se plantea un diseño para una antena de parche circular que logra reducciones de hasta el 77% usando postes de cortocircuitos como cargas inductivas en paralelo como se indica en la figura 2.10.

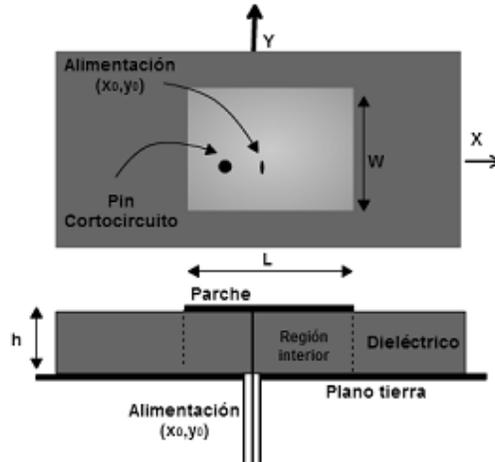


Fig. 2.9 Antenas parche con poste de corto-circuito y cargas inductivas

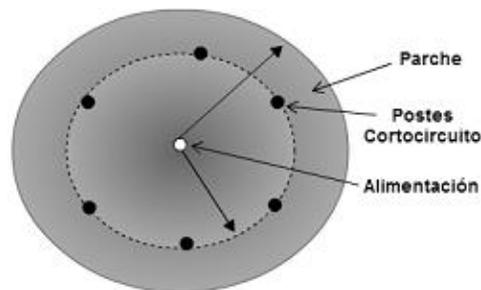


Fig. 2.10 Antenas Parche Circular con Postes Corto-Circuito Distribuidos. Tomado de [28].

Actualmente los parches con postes de cortocircuitos se implementan para lograr reducción de tamaño simulando inductancias [24],[28],[29], ya que en esta técnica, la antena microcinta funciona como una estructura con longitud de cuarto de onda, y por consiguiente puede reducir la longitud física de la antena cuando se trabaja a una frecuencia fija como indica [17]. Finalmente cabe resaltar que la técnica de miniaturización por cargas concentradas o distribuidas usando postes de cortocircuitos o capacitores interdigitales es bastante práctica debido a que facilita la fabricación de antenas microcinta miniaturizadas y los acoples de impedancia en su alimentación son fácilmente realizables.

2.4 Miniaturización por simetría

La primera de estas técnicas, denominada por simetría consiste en ubicar puntos de simetría mediante el uso de postes metálicos entre el plano tierra y el parche radiante [24],[28],[30].

Estos postes metálicos causan un desplazamiento del punto de voltaje nulo del centro del parche a los bordes del mismo, lo que hace resonar al parche a una frecuencia menor y en consecuencia la antena logra una reducción de tamaño, generalmente a un cuarto de longitud de onda [31], [29]. La miniaturización por simetría fue propuesta en 1989 en [15] como un modelo de un cuarto de onda de longitud, reduciendo las dimensiones del parche cuadrado convencional a la mitad como se muestra en la figura 2.11.

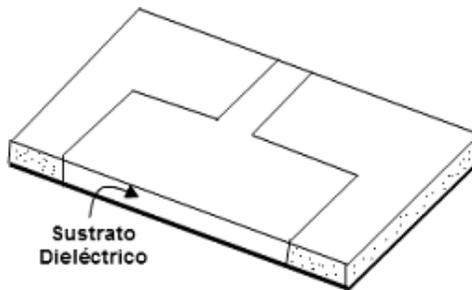


Fig. 2.11 Antena microcinta rectangular de longitud $\lambda/4$ con un muro continuo como cortocircuito. Tomado de [15].

Posteriormente, en 1996 en [32] se propone una variante para el modelo con longitud de un cuarto de onda que reemplaza el muro metálico de cortocircuito por postes o pines de cortocircuito como se indica en la figura 2.12 [18].

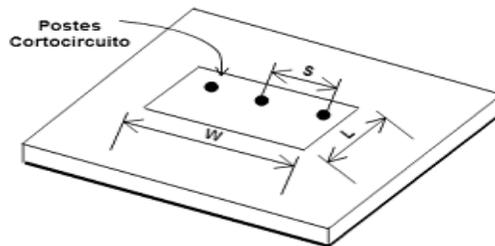


Fig. 2.12 Antena microcinta rectangular de longitud $\lambda/4$ con postes de cortocircuito.

Tomado de [32]

Este mecanismo de miniaturización ha sido usado en aplicaciones donde no hay suficiente espacio para un parche estándar [28],[30],[31] y se requiere un plano E más amplio, sin un aumento en la radiación de polarización cruzada de la antena[32]. Al usar simetría en la miniaturización de la antena se buscó encontrar ejes simétricos en el parche para que sus

características fueran similares a la antena de referencia. En esta técnica un ejemplo es utilizar un muro paralelo al borde radiante en el centro del elemento radiador o a $\lambda/2$, este muro conectará el plano de tierra de la antena con el elemento radiante, logrando que el voltaje nulo se mueva del centro a los extremos del parche [31]. De esta manera se logró bajar la longitud de onda de $\lambda/2$ a $\lambda/4$, obteniendo una simetría con el parche cuadrado de referencia, además de reducción en la frecuencia de resonancia y por ende una miniaturización. Este muro metálico se reemplazó por postes metálicos [33], estos postes logran un efecto similar al causado por el muro pero facilitará los procesos de fabricación.

2.5 Miniaturización por forma del parche

Otra manera de hacer una antena más pequeña y menos voluminosa es modificar su geometría y forma. Diversas formas y modelos se han planteado para la miniaturización de antenas mediante esta técnica, un ejemplo clásico es la antena invertida en L [17], que se deriva de la antena monopolo. Con la adición de un cortocircuito a la antena L invertida, se obtiene un nuevo diseño, una antena F invertida clásica [7], como este otros muchos ejemplos de cambio en la geometría de las antenas que permitan reducir su tamaño y volumen [34].

Mediante la modificación directa de la geometría del parche se logran diseños que presentan buenas características de radiación para antenas microcinta, entre ellas la forma C, la forma H [35] como se muestra en la figura 2.13, antenas que emplean diseños fractales como el Gosper, Koch, caja fractal, Sierpinski y Minkowski para reducir el elemento radiador [36],[37],[38],esto se observa en la figura 2.14, el uso de algoritmos genéticos para encontrar una forma optimizada del parche [39],[40] también se consideran dentro de esta clasificación.

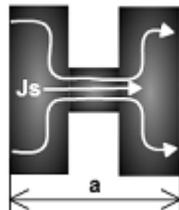


Fig. 2.13 Distribución de corriente en la antena microcinta en forma de H. Tomado de [35].

El objetivo de esta modificación es forzar que las corrientes superficiales sigan una trayectoria sinusoidal más larga, simulando una longitud eléctrica de la antena mucho mayor. Observándose un aumento en las pérdidas de impedancia y disminución en ganancia dado la alta concentración de corrientes. Por otro lado, la técnica de miniaturización por forma tiende a ser muy sensible a variaciones de frecuencia, así como la reducción del ancho de banda, en comparación con antenas estándar.

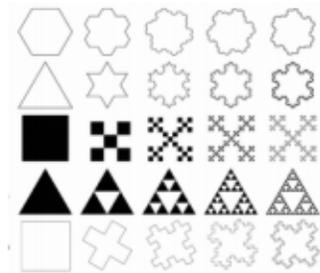


Fig. 2.14 Geometrías fractales de antenas parche. Tomado de [9].

2.6 Miniaturización por el uso de estructuras periódicas EBG

Una de las técnicas de miniaturización que actualmente es centro de numerosos reportes, es el uso de estructuras periódicas (*Electromagnetic Band-Gap*, EBG), que se comportan como dieléctricos artificiales. Así, los EBG u obstáculos periódicos embebidos en un medio homogéneo alteran los parámetros constitutivos del sustrato (ϵ, μ) [41]. Siendo cada elemento de la estructura periódica de la figura 2.15, un circuito resonante LC paralelo equivalente, que permite modificar la impedancia de la estructura.



Fig. 2.15 Sustrato EBG 2D. Tomado de [41].

El origen de las estructuras EBG provienen del campo de la óptica, y son estructuras que proporcionan rechazo en unas bandas de frecuencia determinadas. Entonces, cuando la frecuencia de operación de la antena se aproximan a la frecuencia de resonancia del circuito LC, correspondiente a la frecuencia central de la banda eliminada, la parte imaginaria de la impedancia de entrada de la estructura es infinita, indicando un comportamiento en circuito abierto [41]. El EBG tiene dos importantes propiedades: en primer lugar, la estructura posee una impedancia de superficie alta, y en segundo lugar tiene una banda de frecuencia prohibida en la cual no se propagan ondas de superficie y flujos de corriente [42]. Debido a estas características las estructuras EBG son una alternativa viable debido a que puede ser fabricada sobre sustratos como el FR-4 de fácil adquisición inclusive de doble capa como la estructura EBG tipo hongo que se detalla en la figura 2.16 actualmente muy usada [43].

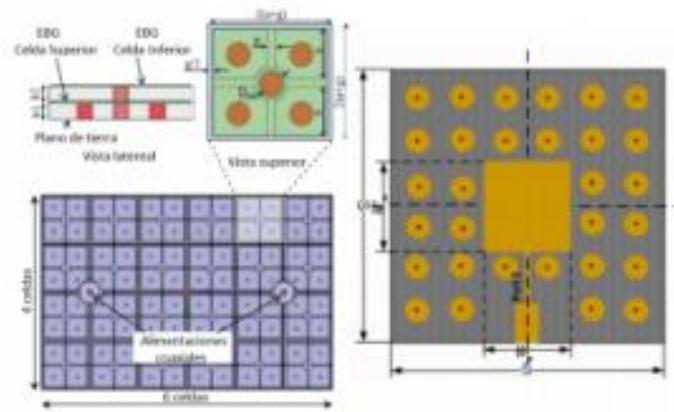


Fig. 2.16 Antena microcinta miniaturizada con EBG. Tomado de [43].

Por último, las aplicaciones de EBG permiten optimizar las características de radiación sobre elementos radiantes individuales lo que suprime considerablemente la creación de lóbulos indeseados en los arreglos de antenas microcinta.

2.7 Miniaturización por metamateriales

La miniaturización por el uso de novedosas estructuras artificiales o metamateriales es de gran interés en la actualidad y se han reportados numerosos trabajos desde el año 2000 [44], [45],[46],[47]. Las propiedades electromagnéticas de los materiales disponibles de forma

natural están restringidas por razones físicas, tomando gran fuerza el estudio de materiales artificiales, que permiten alcanzar extraordinarias propiedades como índice de refracción negativo, bajas pérdidas, mejoramiento del ancho de banda y antenas de bajo perfil para altas frecuencias de operación.

Desde su descubrimiento, el interés por los metamateriales ha crecido considerablemente. La aparición de los metamateriales ha demostrado ser excepcionalmente prometedor para la investigación y las aplicaciones, no solo en las comunicaciones sino en muchas áreas de las ciencias. La investigación de los metamateriales es actualmente uno de los temas más activos en la ingeniería y la física y son considerados como una de las tecnologías emergentes que tienen el potencial de cambiar significativamente la vida cotidiana en un futuro próximo [41]. Los metamateriales usados en aplicaciones de radio frecuencia consisten en un gran número de sub-longitudes de onda u obstáculos conductores embebidos en un medio homogéneo como se detalla en la figura 2.17.

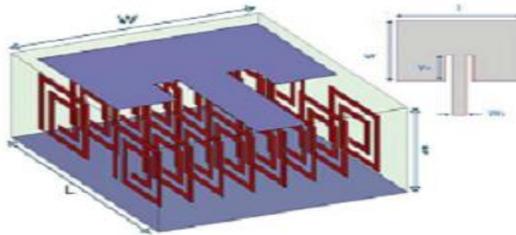


Fig. 2.17 Antenas parche sobre sustrato metamaterial. Tomado de [9].

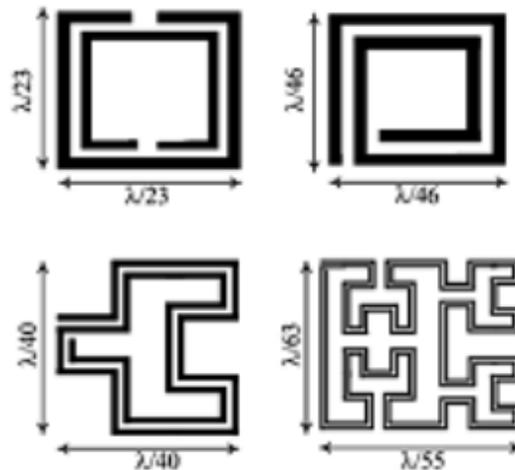


Fig. 2.18 Diferentes estructuras de las incrustaciones en el metamaterial. Tomado de [9].

Las estructuras metálicas embebidas asemejan el comportamiento de partículas magnéticas, que pueden presentar diferentes geometrías, anillos resonadores partidos *Split Ring*

Resonator (SRR), espirales cuadradas resonadoras o inclusive formas fractales como se detallan en la figura 2.18.

La idea de usar el anillo partido como una partícula magnética artificial fue introducida por primera vez en 1952 por [48]. Desde entonces, los ingenieros han propuesto numerosos tipos de inclusiones [49]. La configuración de los SRR, el espiral cuadrado, son algunas de las configuraciones más populares utilizadas en trabajos propuestos como [45],[50],[51]. Cada estructura propuesta ofrece sus propias ventajas y desventajas en términos de permeabilidad resultante y disipación.

La miniaturización debida a la implementación de estructuras como los metamateriales son de particular interés en el electromagnetismo, debido que estas estructuras tienen un gran potencial en aplicaciones de microondas tales como nuevos tipos de filtros y antenas. No obstante el grado de complejidad en su producción y altos costos representan una de las grandes limitantes del uso de esta técnica en la miniaturización de antenas parche.

2.8 Técnica de parche plegado

Esta técnica es para doblar una antena de parche de capa simple (incluyendo sustrato y plano de tierra) como se observa en la figura 2.19, para formar una estructura de dos capas, esto reduce la dimensión plana. Las dos configuraciones utilizadas son de media onda y un cuarto de onda. El parche plegado y no plegado resonarán a la misma frecuencia [52].

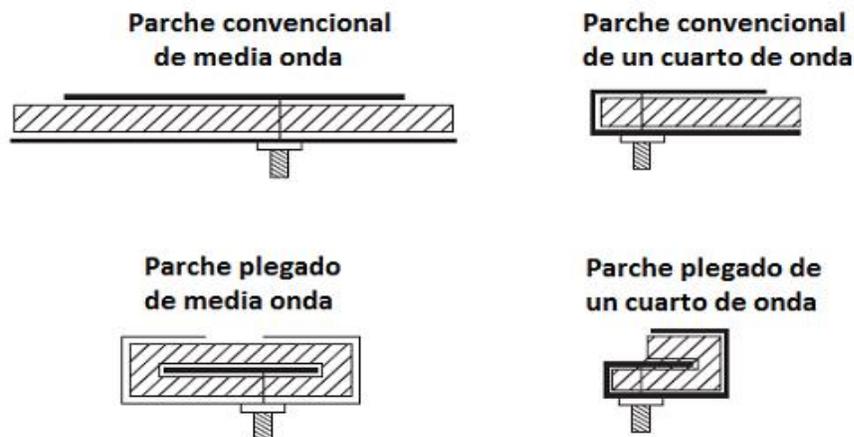


Fig. 2.19 Técnica de parche plegado. Tomado de [52].

2.9 Métodos de F invertida y Pin cortocircuitado

La técnica de reducción de configuración F invertida se muestra en la figura 2.20. La característica principal es el uso de una pequeña placa cortocircuitada o pin. La dimensión del ancho (W) de la placa es significativamente menor que L_1 , aproximadamente $0.2L_1$ y la dimensión de L_1 y L_2 son del orden de $\frac{1}{8}\lambda_0$. Este método tiene campos que rebotan de atrás hacia adelante debido a la presencia de la placa o el pin. Una vez que la distancia de rebote alcanza la distancia de media longitud de onda, el campo comienza a radiar. Debido a esos múltiples rebotes, el tamaño físico de la antena se reduce, sin embargo, debido a que los rebotes no son unidireccionales y los campos pueden irradiar fuera de todos los bordes del parche, este tipo de antena exhibe generalmente un alto nivel de radiación en polarización cruzada. En ciertas aplicaciones, un campo con alta polarización cruzada no es una preocupación y en realidad podría ser una característica deseable, tal como en el caso de un teléfono celular en un entorno de múltiples trayectorias [52].

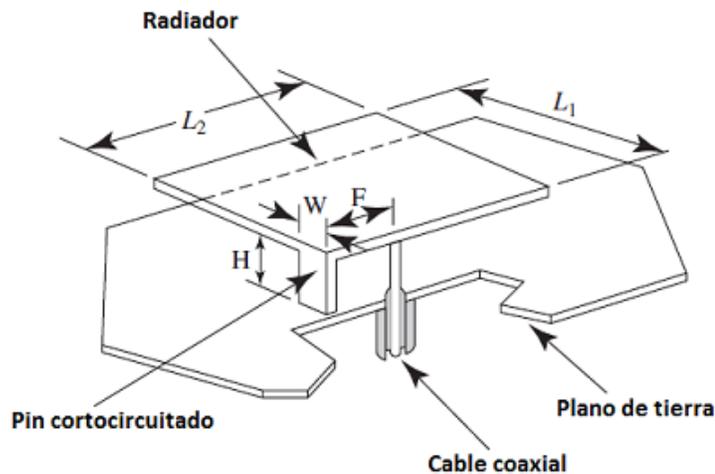


Fig. 2.20 Métodos de F invertida. Tomado de [52].

2.10 Parche Back-to-Back

En la mayoría de las aplicaciones, el tamaño de la antena es limitado por el tamaño del plano de tierra, sin embargo, si el plano de tierra es reducido mediante la colocación de un segundo parche al otro lado del plano de tierra, se puede formar un patrón omnidireccional con un

tamaño relativamente pequeño y delgado. Como se muestra en la figura 2.22, la antena puede ser alimentada por una línea guía de onda simple coplanar en el plano de tierra [52].

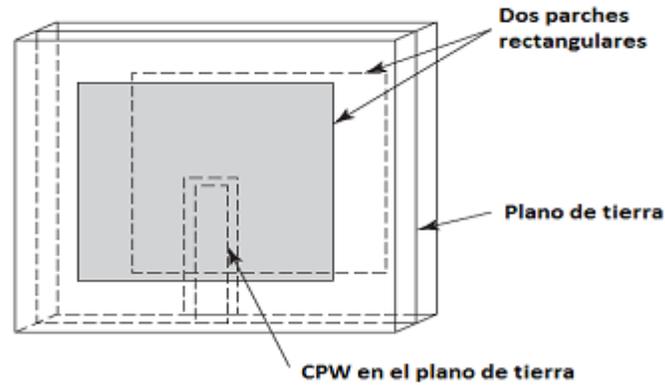


Fig. 2.22 Parche Back-to-Back. Tomado de [52].

2.11 Ancho de banda

Las antenas *microstrip* tienen una serie de propiedades útiles, pero una de las graves limitaciones de estas antenas ha sido su estrecho ancho de banda característico. La anchura de banda de impedancia de una antena de parche *microstrip* típica es menor de 1% a varios por ciento para sustratos finos que satisfacen los criterios $h/\lambda_0 < 0,023$ para $\epsilon_r = 10$ a $h/\lambda_0 < 0,07$ para $\epsilon_r = 2,3$. Esto contrasta con un ancho de banda de 15 % a 50 % de los elementos de antena comúnmente utilizados, tales como dipolos, ranuras y guía de ondas. Los investigadores se han dedicado a eliminar esta limitación durante los últimos 20 años y han logrado un ancho de banda de impedancia de hasta un 90% y un ancho de banda de hasta un 70% en antenas separadas. La mayoría de estas innovaciones utilizan más de un modo, dan lugar a un aumento de tamaño, altura o volumen, y se acompañan de la degradación de las otras características de la antena. El aumento de ancho de banda también puede lograrse mediante una elección adecuada de la técnica de alimentación y de la red de adaptación de impedancia.

Una cantidad considerable de literatura ha aparecido en el aspecto de banda ancha de la antena *microstrip*. Se han publicado dos excelentes artículos de revisión [53], [54] y una

mirada [55], además de numerosas publicaciones sobre este tema. Sólo algunos de estos documentos se citan aquí debido a la limitación del espacio.

Al definir el ancho de banda una antena tiene una serie de características asociadas, tales como VSWR de entrada, anchura de haz, nivel de lóbulo lateral, ganancia, polarización y capacidad de manejo de potencia. Cada una de estas características, a su vez, puede variar con la frecuencia. Especificando un nivel máximo o mínimo para cualquiera de estos, terminamos con varias definiciones de ancho de banda. Para una antena de parche *microstrip*, el patrón de radiación es similar al de un dipolo. Por lo tanto, el ancho de banda de patrón, el ancho de haz, el nivel de lóbulo lateral y la ganancia no varían apreciablemente con la frecuencia y, por tanto, son comparables a otros tipos de elementos de antena. El ancho de banda de polarización de un parche puede describirse especificando un nivel de polarización cruzada máximo para un elemento polarizado linealmente o por el nivel de relación axial máxima para un elemento de antena polarizado circularmente [7].

Se observa que la impedancia de entrada de una antena de parche varía más rápidamente con la frecuencia, limitando así el intervalo de frecuencia sobre el cual el elemento puede adaptarse a su línea de alimentación. Utilizando el ancho de banda de impedancia en el resto del capítulo para definir el ancho de banda de la antena parche (aunque el ancho de banda de la relación axial podría ser aún menor para los elementos circularmente polarizados). El ancho de banda de impedancia de una antena de resonancia de *microstrip* puede determinarse a partir de la respuesta de frecuencia de su circuito equivalente. Para una resonancia de tipo paralelo, el ancho de banda de potencia media (BW) se da como [56].

$$BW = \frac{2G}{w_0 \frac{dB}{dw(w_0)}} \quad (2.4)$$

Donde $Y = G + jB$ es la admitancia de entrada a la frecuencia de resonancia w_0 . Para una resonancia de tipo serie, como en un dipolo impreso, G es reemplazado por R y B es reemplazado por X en (2.4), donde $Z = R + jX$ es la impedancia de entrada a la resonancia.

Algunos investigadores definen el ancho de banda de impedancia en términos de $VWSR = 2$ ancho de banda. El ancho de banda de media potencia de (2.4) es equivalente a

$VSWR = 2,4$ ancho de banda cuando la antena es alimentada por la línea de transmisión de impedancia característica R [54]. La conversión del ancho de banda de un valor de $VSWR$ a otro puede hacerse a través de la relación:

$$BW = \frac{VSWR-1}{Q\sqrt{VSWR}} \quad (2.5)$$

Donde Q es el factor de calidad de la antena parche. El uso de (2.5) muestra que $VSWR \leq 2$ ancho de banda es de aproximadamente 78% de su ancho de banda a media potencia. El ancho de banda de impedancia obtenido no significa necesariamente que el criterio de ancho de banda para las otras características de la antena también se cumple. Estudios recientes muestran que la polarización cruzada es un factor importante que limita el ancho de banda de las antenas *microstrip* de banda ancha.

2.11.1 Efectos de los parámetros del sustrato en el ancho de banda

El ancho de banda de impedancia de una antena parche varía inversamente como Q de la antena parche. Por lo tanto, los parámetros del sustrato tales como el constante dieléctrico ϵ_r y el espesor h pueden variarse para obtener diferentes Q , y en última instancia el aumento en el ancho de banda de impedancia. Q de un resonador se define como:

$$Q = \frac{\text{Energía almacenada}}{\text{Potencia pérdida}} \quad (2.6)$$

La figura 2.23 muestra el efecto del grosor del sustrato sobre el ancho de banda de impedancia y la eficiencia de dos valores de constantes dieléctricas [57]. Obsérvese que el ancho de banda aumenta monótonamente con el grosor. Además, una disminución en el valor ϵ_r aumenta el ancho de banda. Este comportamiento se puede explicar por el cambio en el valor de Q .

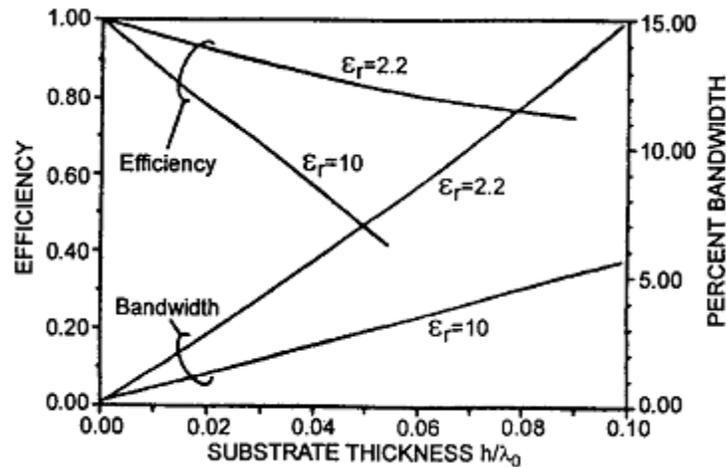


Fig. 2.23 Efectos del grosor del sustrato sobre el ancho de banda. Tomado de [7].

La radiación Q de una antena de parche rectangular en función de ϵ_r y h se representa en las figuras 2.24 y 2.25, respectivamente. La figura 2.24 muestra que Q aumenta casi linealmente con el aumento de ϵ_r . Modelando el parche rectangular como un condensador con pérdidas, el aumento en Q se explica por el hecho de que la energía almacenada aumenta y la potencia radiada disminuye con el aumento de ϵ_r . De manera similar, cuando el espesor del sustrato aumenta, la disminución de la energía almacenada disminuye el factor Q como se muestra en la figura 2.25. Físicamente, este comportamiento se produce porque el campo de franjas aumenta con el aumento en h y disminución en ϵ_r [7].

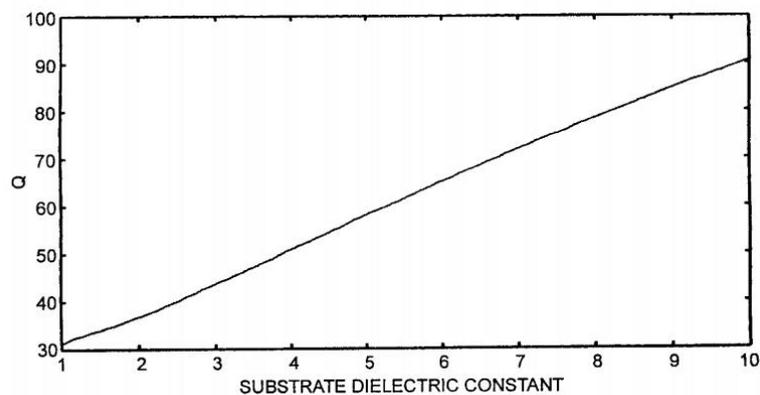


Fig. 2.24 Variación de la radiación en una antena de parche rectangular, $h=1.59$ mm, $W=0.9L$, $f=3$ GHz. Tomado de [7].

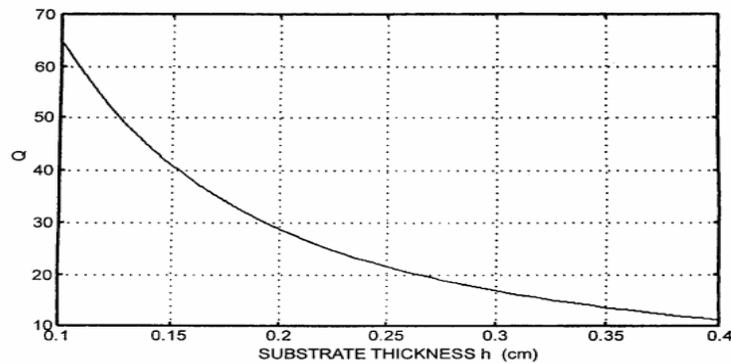


Fig. 2.25 Variación de la radiación en una antena de parche rectangular, $\epsilon_r=2.2$, $W=0.9L$, $f=3$ GHz. Tomado de [7].

En conclusión, el aumento en h y la disminución en ϵ_r se pueden utilizar para aumentar el ancho de banda de impedancia de la antena. Sin embargo, este enfoque es útil hasta $h < 0,02\lambda$ solamente. Las desventajas de utilizar sustratos gruesos y de constante dieléctrica alta son muchas, incluyendo las siguientes:

- La potencia de la onda superficial aumenta, resultando en una eficiencia de radiación baja (ver figura 2.23). La radiación de las ondas superficiales puede conducir a una degradación del patrón cerca del fuego final.
- Los sustratos gruesos con alimentación de borde de *microstrip* darán lugar a una mayor radiación espuria de la anchura de paso de *microstrip* y otras discontinuidades. La radiación de la alimentación de la sonda también aumentará.
- Los sustratos más gruesos que $0.11\lambda_0$ para $\epsilon_r = 2.2$ hacen que la impedancia de la antena parche alimentada por sonda sea cada vez más inductivo por naturaleza, resultando en problemas de adaptación de impedancia [58].
- Pueden desarrollarse modos de orden superior a lo largo del espesor, dando lugar a distorsiones en el patrón de radiación y en las características de impedancia. Este es un factor limitante para lograr un ancho de banda de octava.

La mayoría de los problemas enumerados no se experimentan si se utiliza dieléctrico de aire grueso y acoplamiento de abertura de la antena a la alimentación. Los efectos de ondas de superficie pueden ser controlados mediante el uso de estructuras de bandgap fotónicas.

Con estas consideraciones el sustrato elegido para el diseño es FR4 cuyas características principales se muestran en tabla 2.1

Tabla 2.1 Especificaciones técnicas del sustrato

Material	FR-4
<i>Thickness</i>	1.50 mm
<i>Copper thickness</i>	35 μm
<i>Relative permittivity ϵ_r</i>	4.3 F/m
<i>Copper foil thickness</i>	1 oz/ft ² (300g/m ²)
<i>Dielectric loss tangent</i>	0.0019

2.12 Circuito equivalente de la alimentación por línea de *microstrip*

El equivalente de la antena rectangular *microstrip* se representa como una combinación en paralelo de la resistencia R, el inductor L y el condensador C como se muestra en la figura 2.26 el punto de alimentación se modela mediante un inductor L_1 .

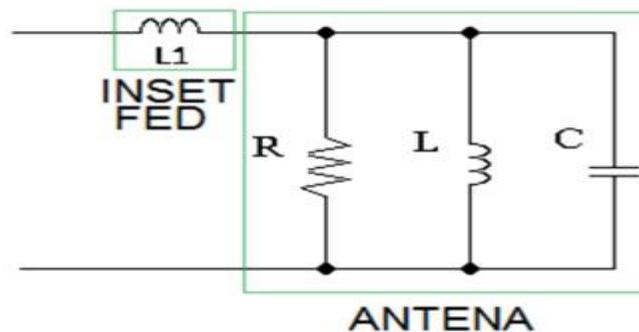


Fig. 2.26 Circuito equivalente de una antena *microstrip* rectangular con alimentación por línea de microcinta. Tomado de [59].

Los valores de R, L y C dados se basan en la modelo de cavidad resonante y sus valores se calculan [7] como:

$$C = \varepsilon_0 \frac{\varepsilon_e LW}{2h} \cos^{-2} \frac{Y_0 \pi}{L} \quad (2.6)$$

$$L = \frac{1}{w^2 C}$$

$$R = \frac{Q_r}{wC}$$

$$Q_r = \frac{\sqrt{\varepsilon_r} C}{4fh}$$

Donde $w = 2\pi f_r$, f_r es la frecuencia de resonancia, c es la velocidad de la luz, ε_r es la permitividad del sustrato, L es la longitud del parche, W el ancho del parche y h es el espesor del sustrato (*thickness*). El valor de la inductancia en serie L_1 que representa el efecto de la polarización, se deduce de la formula general de la impedancia de entrada de una antena *microstrip* [7]. Donde se considera el efecto de la corriente de prueba I_0 en dirección de z de una pequeña sección (d_x d_y) hasta (x_0 y_0).

En el modelo circuital equivalente de una antena *microstrip* mostrado en la figura 2.26, la bobina L_1 conectada en serie corresponde a la inductancia aportada por la alimentación del parche *microstrip*, por lo que se obtiene la ecuación [7]:

$$Z_{in} = j\omega L_1 + \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C \right)^{-1} \quad (2.7)$$

El valor de L_1 se estima de la siguiente aproximación derivada del modelo de cavidad resonante [7].

$$L_1 = -\frac{1}{\omega C_{dc}} + \frac{\omega}{C_{dc}} \sum_{mn \neq 00}^M \sum^N \frac{X_{mn}^2 \cos^2\left(\frac{n\pi x_0}{L}\right) \cos^2\left(\frac{m\pi y_0}{W}\right)}{w^2_{mn} - \omega^2} G_{mn} \quad (2.8)$$

$$G_{mn} = \frac{\sin\left(\frac{n\pi d_x}{2L}\right)}{\frac{n\pi d_x}{2L}} \quad (2.9)$$

$$C_{dc} = \frac{\varepsilon LW}{h}$$

CAPÍTULO 3. ANÁLISIS DE RESULTADOS

En este capítulo se analizará el diseño de una antena de microcinta con FR-4 como sustrato, además de simular y describir las variaciones que se aplican en la antena con el uso de técnicas de miniaturización mediante el *software CST Microwave Studio 2015*.

3.1 Descripción del software

Una vez realizados los cálculos se procedió a elaborar el diseño tridimensional de la antena haciendo uso de la herramienta *software CST Microwave Studio 2015*, en el cual se definen algunas características adicionales como el puerto de alimentación, configuración de las características del sustrato, la capa del elemento metálico y el entorno de simulación. A continuación se explican cada uno de ellos:

1. Puerto de alimentación: se hace uso de un puerto de guía de onda.
2. Material del sustrato: posterior a la parametrización del sustrato, se definen sus propiedades dieléctricas, su permitividad variable que nos permitirá realizar los ajustes pertinentes en el proceso de miniaturización y una segunda característica corresponde a las pérdidas de tangenciales que explican la disipación de la energía electromagnética en la estructura.
3. Capa metálica: el diseño de la antena metalizada es definida como elemento (*copper annealed*) con el fin de que se usen materiales que se encuentren con mayor frecuencia.
4. Condiciones de contorno: una vez dibujado el diseño en 3D de la antena hecho con una capa conductora, el próximo paso es definir las condiciones de contorno o propiedades de cada uno de los lados de la caja que define el dominio de análisis del problema en 3D. Se dispone de dos clases de contornos, abiertas o absorbentes y reflectoras. Los contornos abiertos absorben toda la energía que incide sobre ella. El contorno que refleja la fuerza eléctrica obliga a la componente tangencial del campo eléctrico a ser nulo. Similar sucede con el campo magnético, siendo nula su componente tangencial al contorno. Por tratarse de una antena que trabajará en campo lejano las condiciones de contorno se definen abiertas con espacio adicionado para todas sus componentes, (ver figura 3.1).

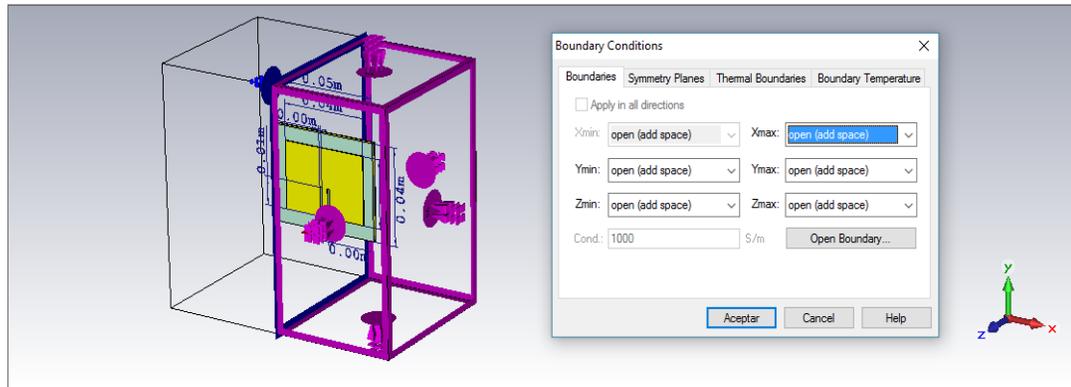


Fig. 3.1 Configuración de las condiciones de contorno. Fuente elaboración propia.

5. Generación de la malla: después de haber realizado el diseño adecuado con la interfaz gráfica del *CST Microwave Studio 2015*, construido el puerto de alimentación y definidas las condiciones de contorno, el modelo ahora será transformado por el software en un formato adecuado para la discretización “FIT” mediante la definición de la malla. Los métodos de realización de la malla han sido clasificados en manual, automático y de adaptación, muy importantes desde el punto de vista de precisión de los resultados o del tiempo de simulación como se describe a continuación:

Malla manual: se puede definir en cualquier momento, incluso antes del modelo geométrico. Sin embargo, se debe tener cuidado en todas aquellas partes que requieran una malla “ad hoc”. Este fue uno de los primeros modelos utilizados, actualmente no puede competir con las modernas técnicas de “ajuste de malla”.

Malla automática: es sin duda la modalidad estándar para afrontar todo tipo de problemas, especialmente útil en geometrías complejas y en curvas, donde una malla manual es imposible.

Malla adaptable: producto de realizar repetidamente muchas simulaciones e identificar las regiones del espacio con el gradiente de campo más alto. Si la desviación entre los resultados obtenidos después de muchos pasos baja sobre un umbral de precisión definido previamente, el proceso de adaptación se detiene. Hay que tener en cuenta el tiempo de simulación y encontrar un equilibrio entre la exactitud de los resultados y los costos computacionales. Es importante recordar que un mallado preciso conduce a resultados convergentes, y esta particularidad ha sido el principal artífice del *CST Microwave Studio 2015*.

3.2 Simulación de la antena *microstrip* estándar

La antena se diseña con el uso de las ecuaciones descritas en el capítulo 1, posteriormente se le insertan ranuras, cuyo cálculo se explica en la sección 1.5.3, al lado de la alimentación con el objetivo que la impedancia de entrada de la antena corresponda al complejo conjugado de la línea de *microstrip* para lograr un diseño óptimo. En la figura 3.2 se presenta el diseño de la antena.

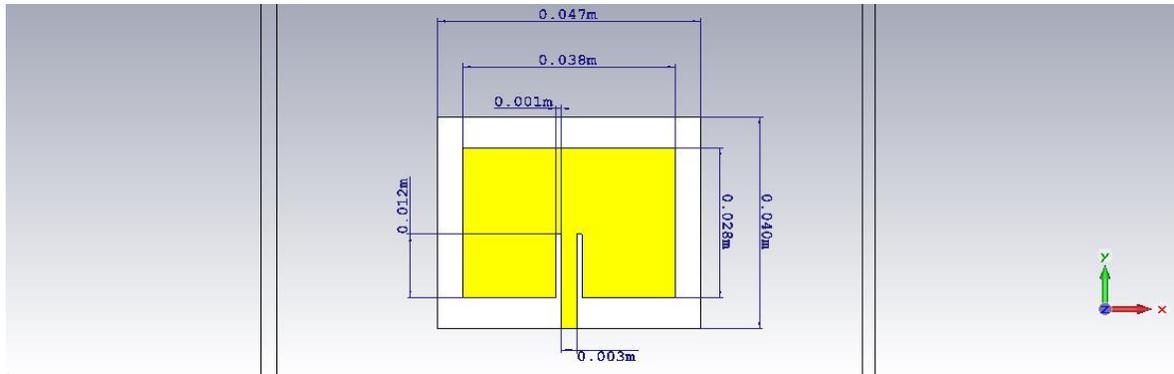


Fig. 3.2 Geometría y dimensiones, vista superior. Fuente elaboración propia.

Se considera una medida aceptable de pérdidas por retorno cuando en la banda de interés este parámetro está por debajo de -10 dB, (ver figura 3.3). El coeficiente de reflexión obtenido muestra el correcto acoplamiento de la antena desde 2427.8 MHz hasta 2452.3 MHz; con un valor de mejor acoplamiento a -12.678 dB a una frecuencia de 2440 MHz.

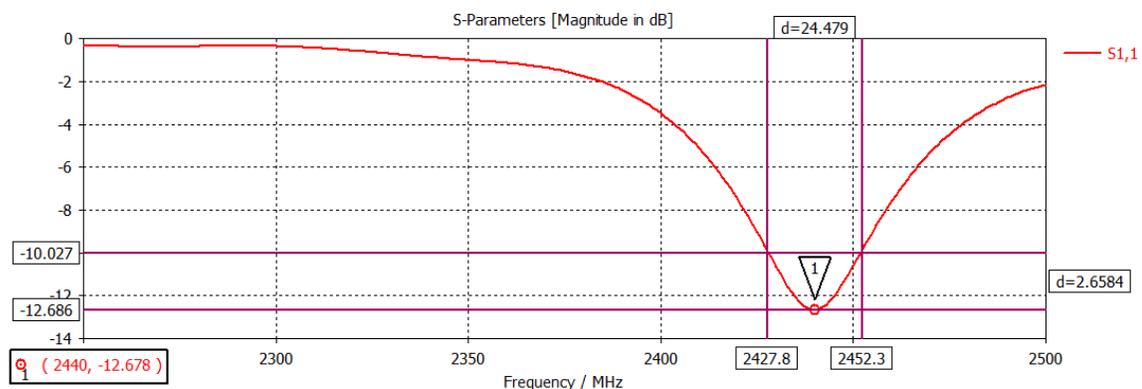


Fig. 3.3 Parámetros S. Fuente elaboración propia.

La figura 3.4 muestra la relación de ondas estacionarias *standing wave ratio* (VSWR) para la antena parche rectangular. VSWR es una medida de discrepancia de la impedancia cuyo valor obtenido fue de 1.6053. Este se considera un buen valor, ya que el nivel de discrepancia

no es muy alto considerando que para un buen desempeño el $VSWR < 2$. Un VSWR elevado significa que el puerto no está colocado en el lugar correcto.

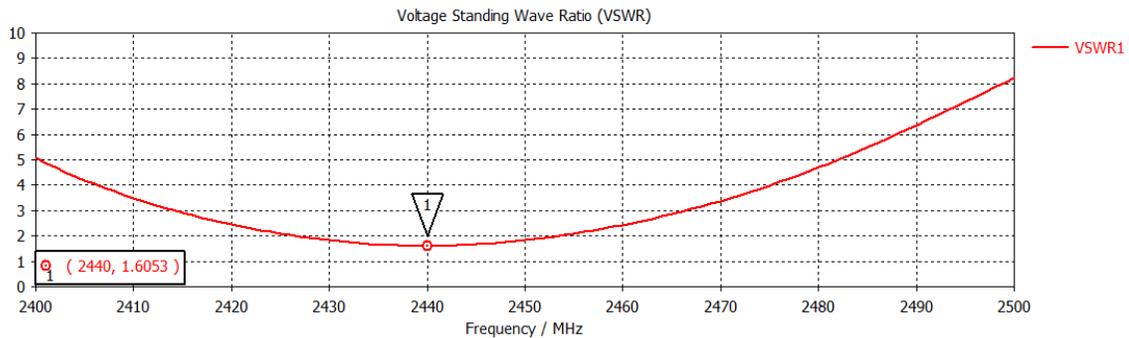


Fig. 3.4 VSWR. Fuente elaboración propia.

La antena tiene un acoplamiento de $Z_0 = 50\Omega$, (ver figura 3.5). El acoplamiento reduce las pérdidas de señal y mejora las pérdidas por retorno del dispositivo. Para lograr el acoplamiento sin usar un acoplador de $\lambda/4$ se debe hacer una inserción de la línea de transmisión hacia el centro de la antena, con esto se reduce la resistencia vista desde el puerto de alimentación. La impedancia de la línea se controla modificando el ancho de la entrada de alimentación, mientras menor sea este más alta será la impedancia.

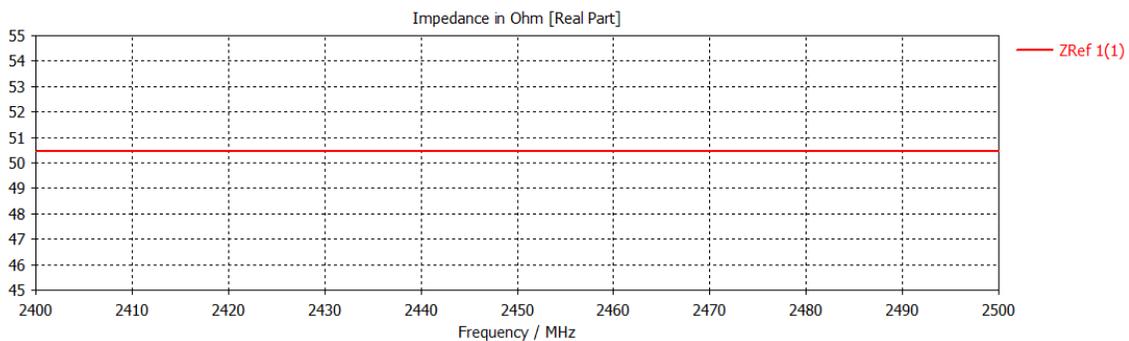


Fig. 3.5 Impedancia de la línea. Fuente elaboración propia.

En la figura 3.6 se muestra la ganancia en forma polar y en 3D. Esta medida de desempeño de la antena conserva valores altos mientras el material dieléctrico usado en la construcción de la antena microcinta presente una baja permitividad dieléctrica. Se obtiene una mayor ganancia a una frecuencia donde las pérdidas por retorno es menor, en este caso sería a 2440 MHz, se obtienen 5.13 dB. Las dimensiones de la antena se pueden ver en el anexo II.

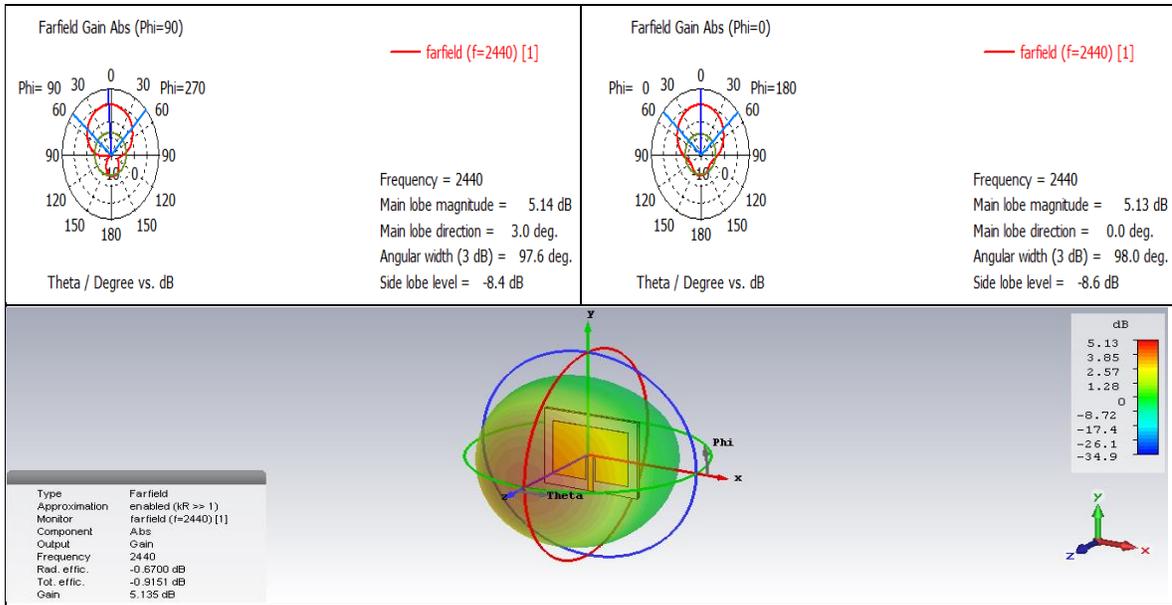


Fig. 3.6 Ganancia. Fuente elaboración propia.

3.2.1 Miniaturización por forma del parche

Para la simulación de esta antena se seleccionó la forma H descrita anteriormente en el capítulo 2, puesto que presenta buenas características en su miniaturización, para esto se modeló el diseño a partir de la antena estándar, a la cual se le insertaron unas ranuras laterales en su forma perimetral que actúan como un muro magnético y cambian la forma en que se distribuyen las corrientes sobre la superficie del parche, en la figura 3.7 se observa el modelo que resultó luego de aplicar la técnica de miniaturización.

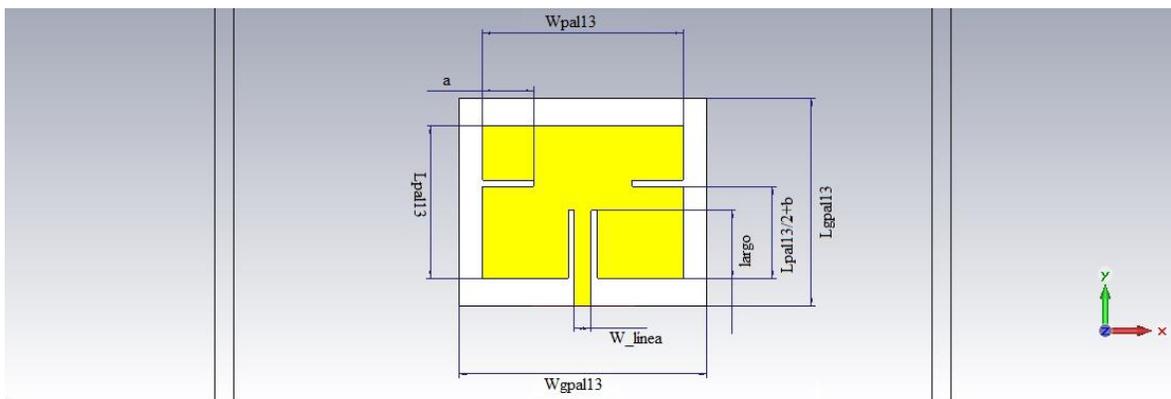


Fig. 3.7 (a) Antena con forma de H, vista superior. Fuente elaboración propia.

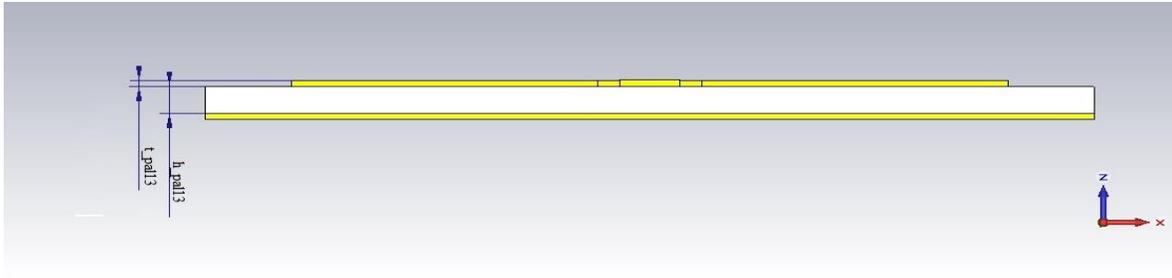


Fig. 3.7 (b) Antena con forma de H, vista lateral. Fuente elaboración propia.

Para utilizar esta técnica se aplicaron un grupo de variaciones tanto de la posición de la muesca como en su longitud. Se probó con un ancho de 1 mm y se corrieron las ranuras desde el centro del parche hasta su borde superior con una profundidad 0.01790 m y un total de 15 muestras en el dominio del tiempo.

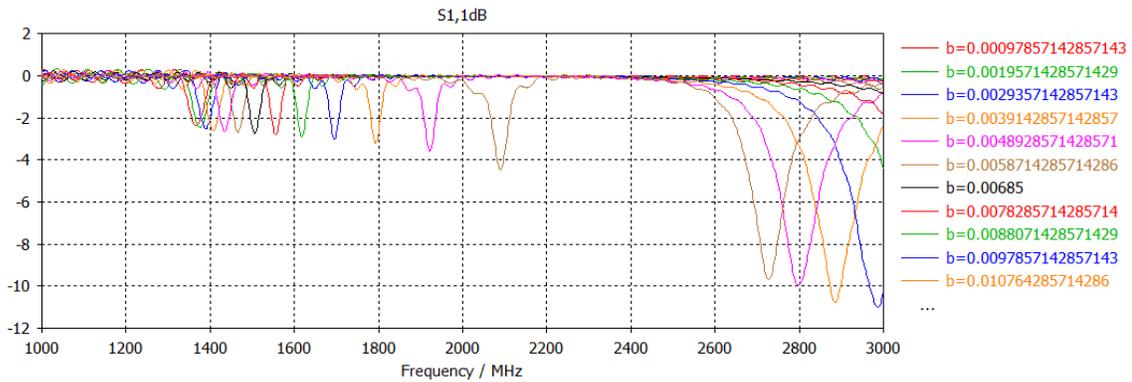


Fig. 3.8 Parametrización de la posición de la ranura hacia eje +y. Fuente elaboración propia

A medida que se mueve desde 0 hasta $L_{\text{pal13}}/2$ más se acerca la frecuencia de resonancia a 2440 MHz y mejoran de forma mínima las pérdidas de retorno, esto se muestra en la figura 3.8, lo mismo se hizo pero esta vez desde 0 hasta $-L_{\text{pal13}}/2$ con un resultado similar pero con una disminución de los parámetros S como se observa en la figura 3.9.

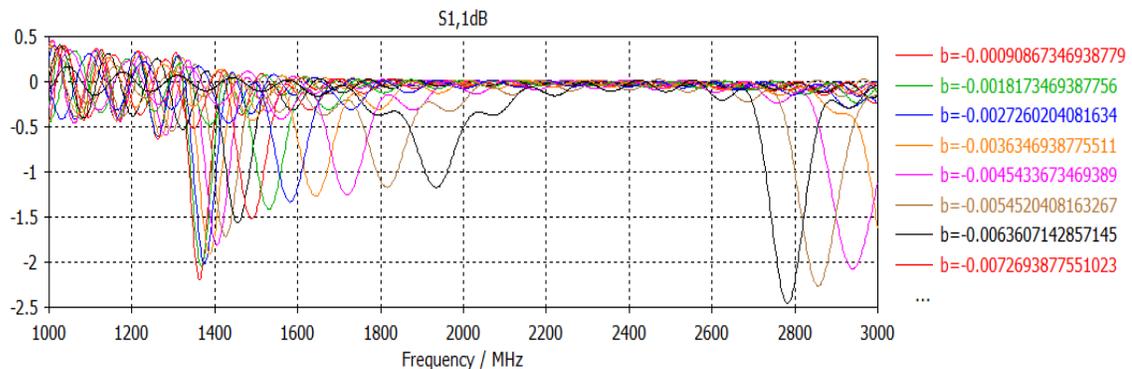


Fig. 3.9 Parametrización de la posición de la ranura hacia eje -y. Fuente elaboración propia.

Con este resultado se logró una mejor miniaturización de la antena cuando las ranuras están más cerca a $\pm L_{\text{pal13}}/2$. Se toma $b=0.002935$ m debido a que posteriormente se le insertaran a la antenas las ranuras para lograr un mejor acople, y se parametriza “a” desde 0 a 0.0189 m con un total de 15 muestras como se observa en la figura 3.10

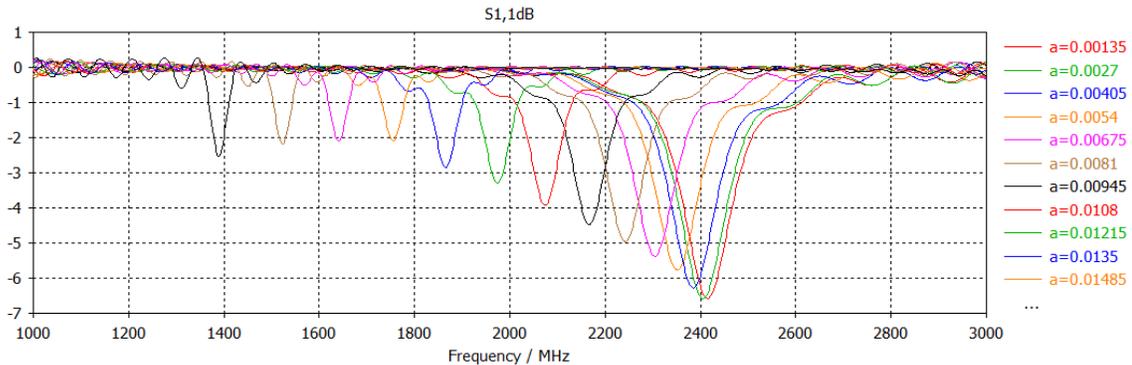


Fig. 3.10 Parametrización de la inserción lateral de la ranura. Fuente elaboración propia.

A medida que se unen las dos ranuras disminuye la frecuencia y los parámetros S. Concluido estos pasos se simuló con un valor de “a” desde la menor resonancia hasta obtener una ganancia aceptable, se mejoró la adaptación de impedancias con lo mencionado anteriormente y se trasladó desde la frecuencia mínima hasta 2440 MHz con la multiplicación de todas las dimensiones de la antena menos la h_{pal13} y la t_{pal13} por la relación $2074/2440$ con una reducción del 15 %. El diseño final y sus parámetros se muestran en las figuras 3.11, 3.12, 3.13, 3.14, 3.15 y sus dimensiones en el anexo III.

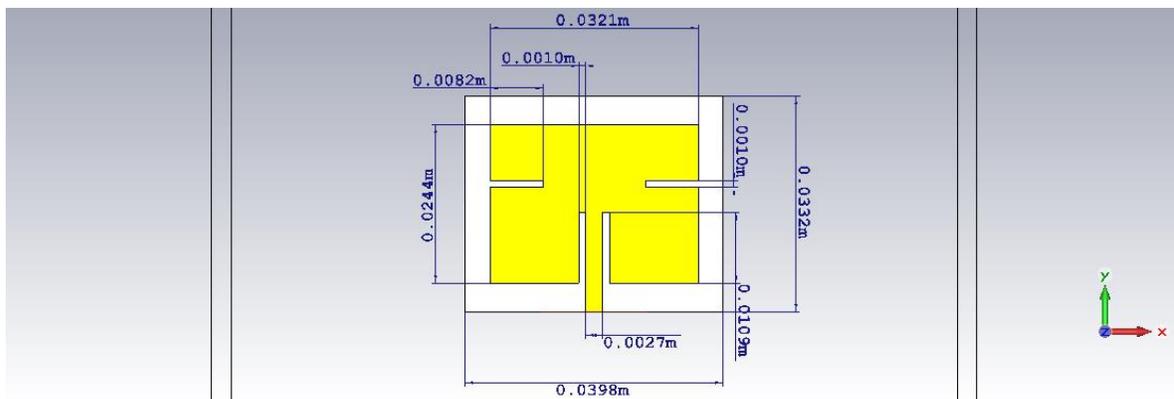


Fig. 3.11 Geometría con el uso de parche en forma de H. Fuente elaboración propia.

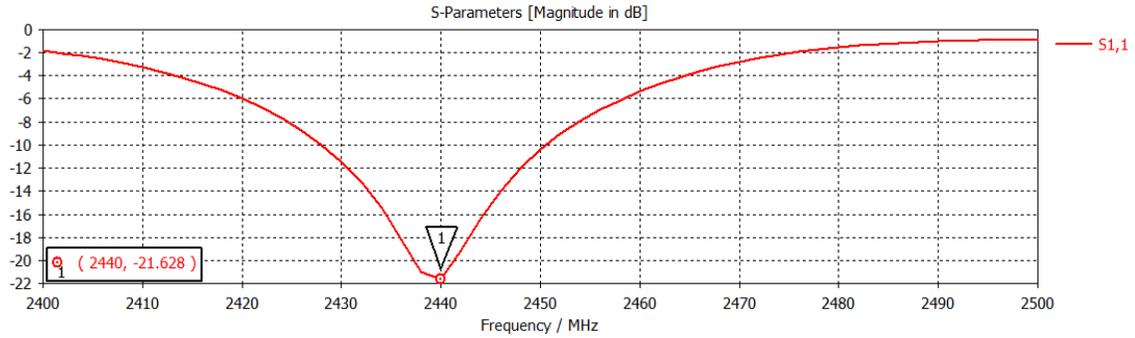


Fig. 3.12 Pérdidas por retorno. Fuente elaboración propia.

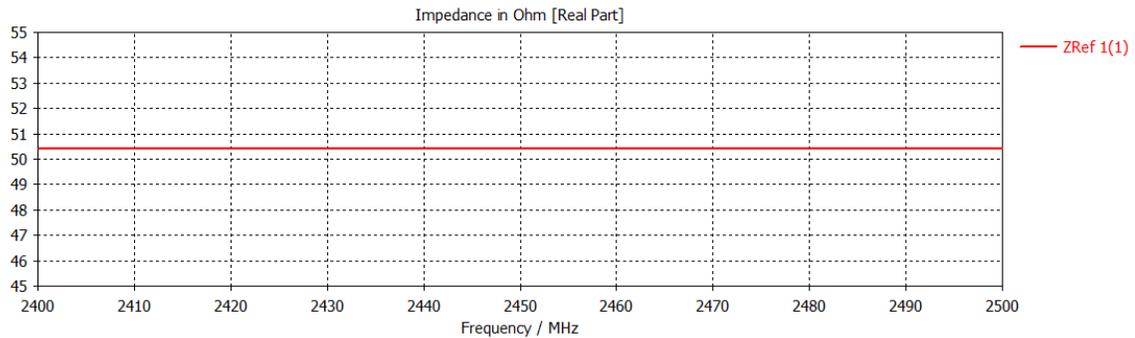


Fig. 3.13 Impedancia de línea. Fuente elaboración propia.

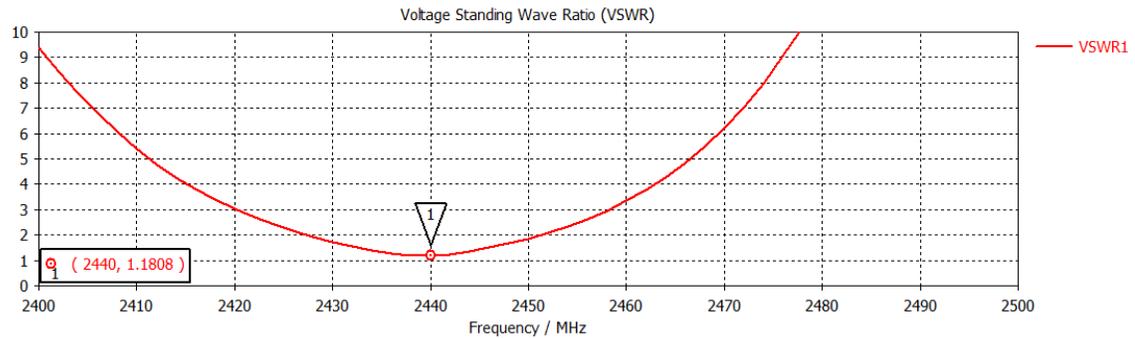
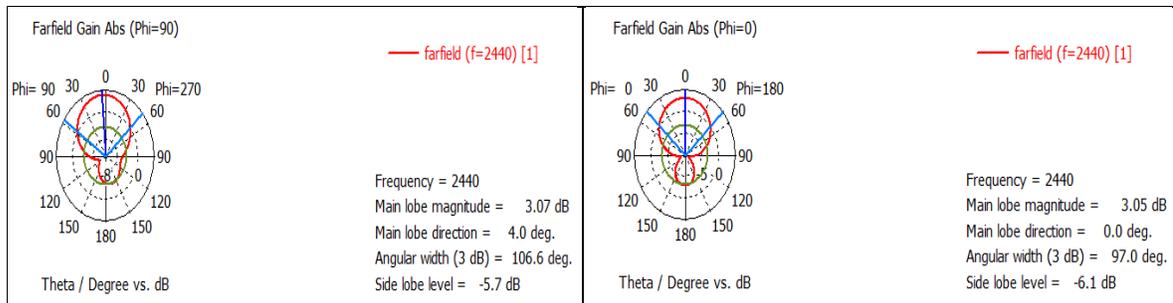


Fig. 3.14 VVSR. Fuente elaboración propia.



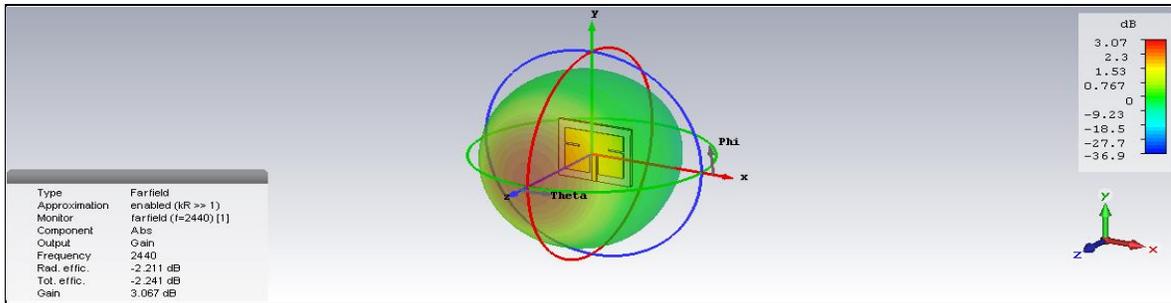


Fig. 3.15 Ganancia. Fuente elaboración propia.

3.2.2 Miniaturización por ranura en el parche

Con el uso de la misma estrategia del caso anterior se empezará moviendo la posición de la ranura, que tiene un ancho de 0.001 m ,y luego su longitud. Moviendo “d” desde 0 hasta 0.0115714 m con un total de 15 muestras en el dominio del tiempo se obtiene la figura 3.16.

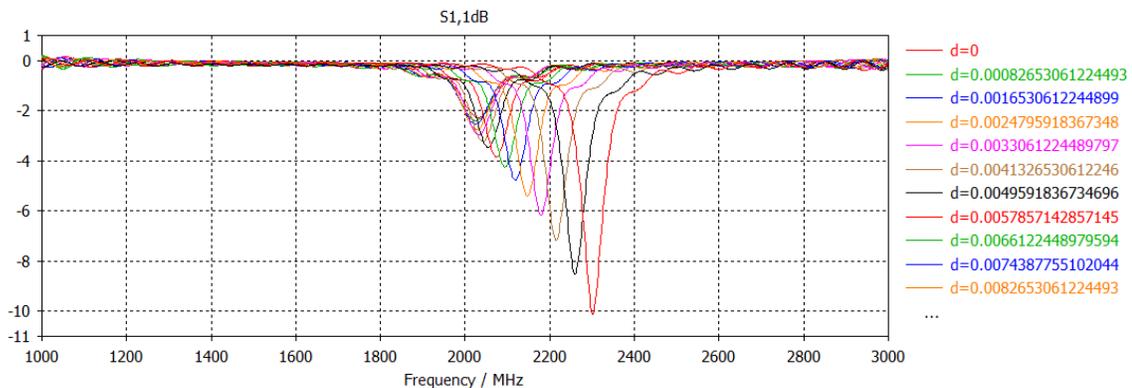


Fig. 3.16 Parametrización de la posición de la ranura. Fuente elaboración propia.

Mientras más se acerca al borde del parche aumentan los parámetros S y más grande se hace la frecuencia de resonancia. Se toma la “d” de la menor frecuencia y se traslada hasta que la ganancia sea suficiente, la “d” óptima es 11.571 mm. De forma similar se trabaja con el ancho de la ranura, ”a”, esta va desde 0 hasta 18 mm como se muestra en la figura 3.17.

Con el aumento de la ancho de la ranura disminuye la frecuencia, se opera igual que con la posición hasta encontrar el mejor valor de “a”. Con una relación entre la frecuencia inferior de 0.94 se corre la antena desde 2293.6 MHz hasta 2440 MHz para lograr una miniaturización de un 6 %. Los indicadores de Geometría, parámetros S, impedancia de la línea de

transmisión, VSWR y ganancia se muestran en las figuras 3.18, 3.19, 3.20, 3.21 y 3.22 respectivamente, sus dimensiones en el anexo IV.

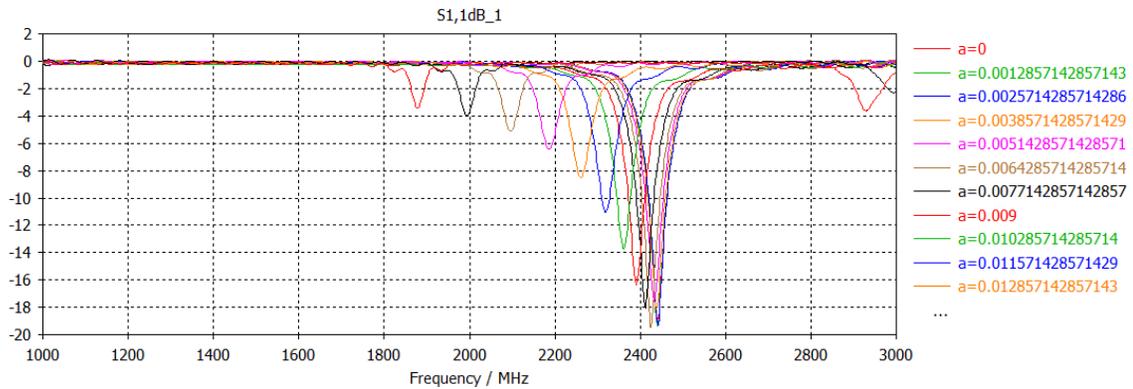


Fig. 3.17 Parametrización del ancho de la ranura. Fuente elaboración propia.

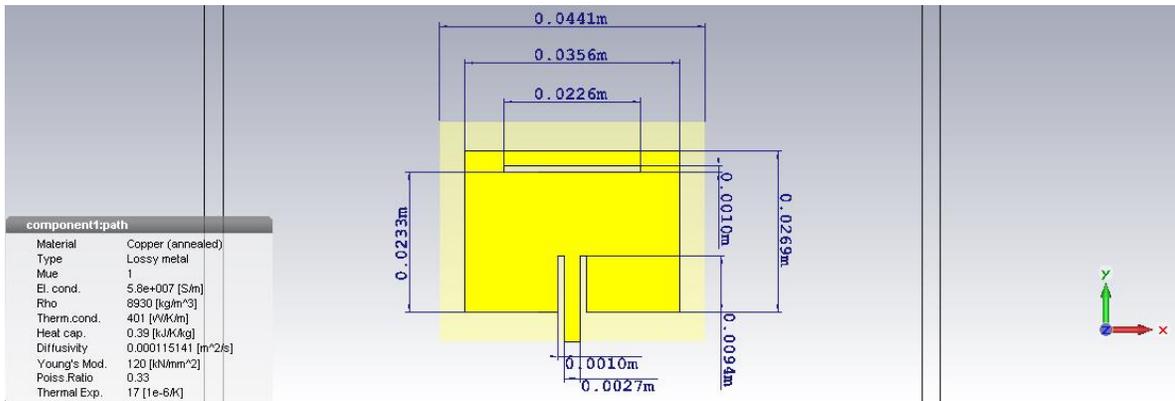


Fig. 3.18 Geometría con el uso de ranura insertada. Fuente elaboración propia.

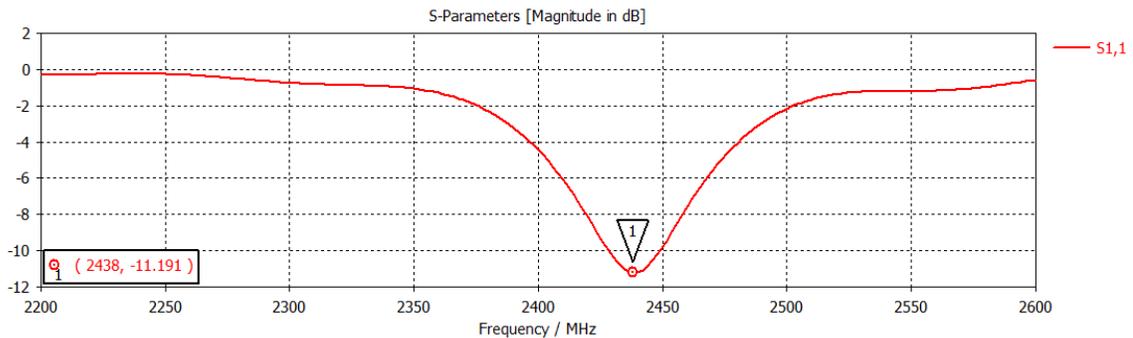


Fig. 3.19 Pérdidas por retorno. Fuente elaboración propia.

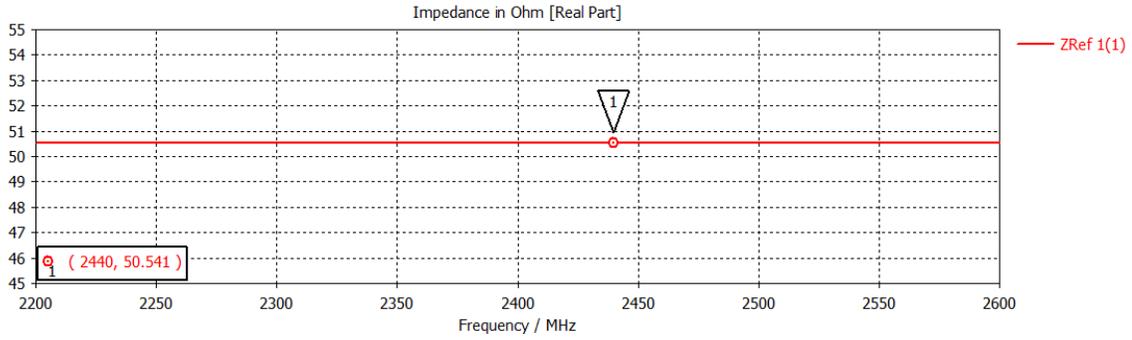


Fig. 3.20 Impedancia de línea. Fuente elaboración propia.

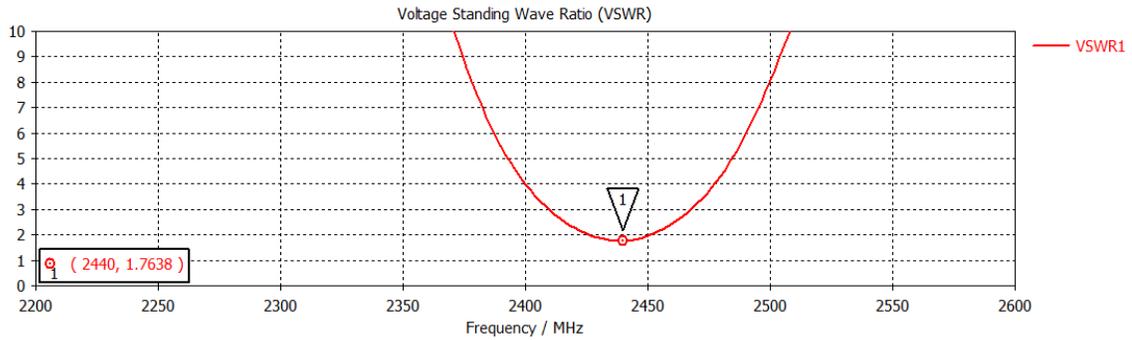


Fig. 3.21 VSWR. Fuente elaboración propia.

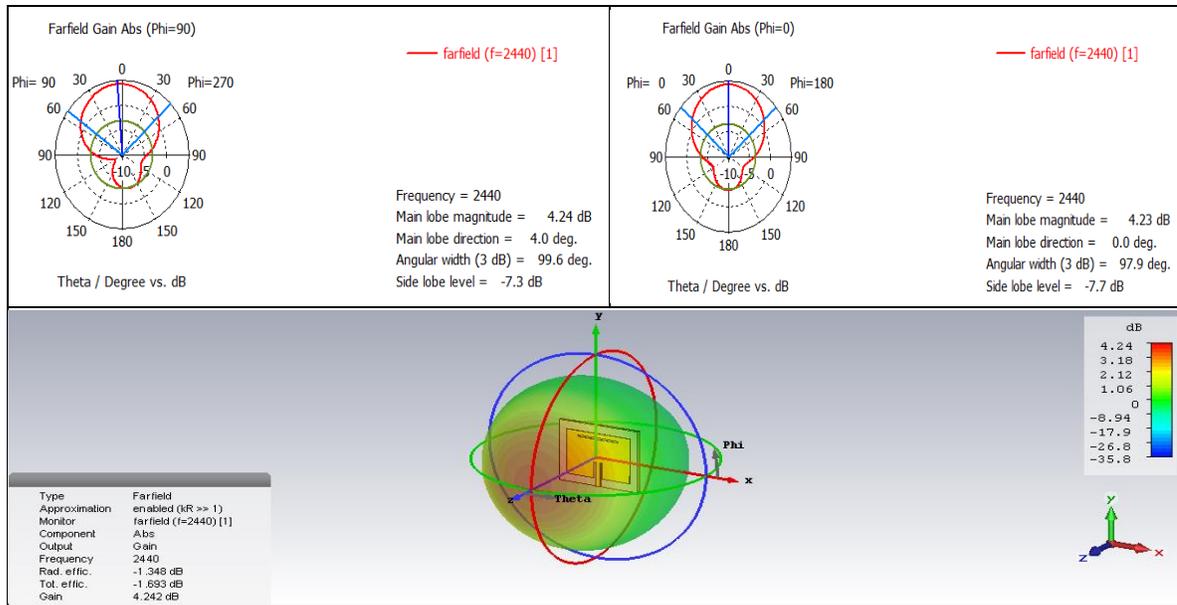


Fig. 3.22 Ganancia. Fuente elaboración propia.

3.2.3 Miniaturización por naturaleza del sustrato

Para la reducción de la antena en esta técnica se utilizó un sustrato que tuviera una mayor permitividad y del que se tuviera disponibilidad o fuera de fácil adquisición, teniendo en cuenta esto se seleccionó el sustrato Preperm 1000 (lossy) el cual posee una permitividad de 10, para así poder realizar una mejor comparación con respecto a la antena estándar.

Para este diseño se realizaron los mismos cálculos por el método de línea de transmisión solo que se cambió el dato de la permitividad lo cual nos arrojó unas nuevas medidas del parche $W = 0.0262$ m, $L = 0.0170$ m, $W_g = 0.0352$ m y $L_g = 0.0260$ m. Luego de la optimización de L_g y L , se ajustaron los datos para que resonara en la frecuencia de interés quedando así $L = 0.018522270729864$ m y $L_g = 0.030404992379865$ m. En las figuras 3.23, 3.24, 3.25, 3.26 y 3.27 se detalla la antena con sustrato en Preperm. 1000, sus dimensiones se pueden ver en el anexo V.

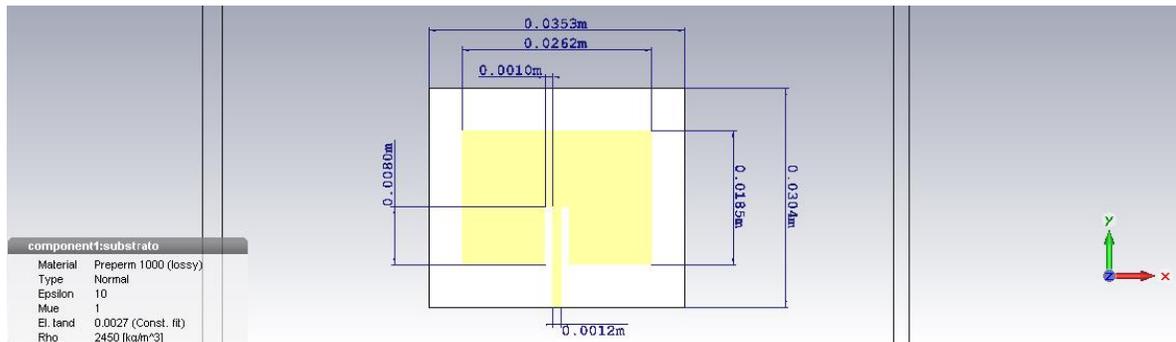


Fig. 3.23 Geometría con cambio de sustrato. Fuente elaboración propia.

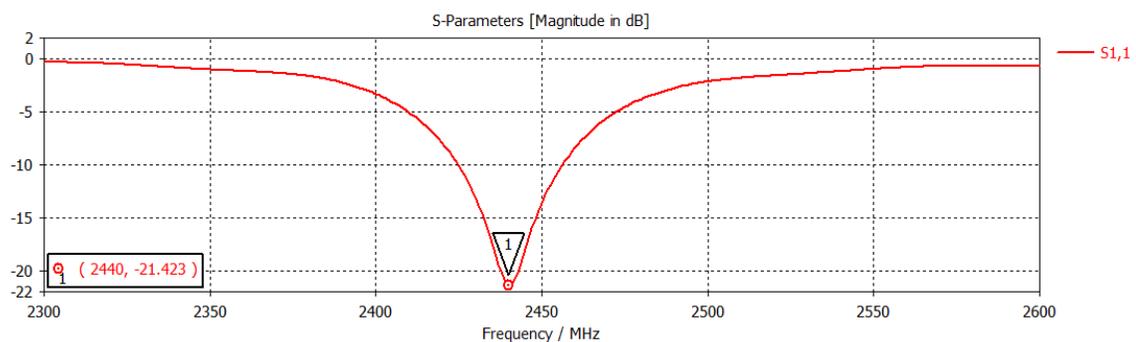


Fig. 3.24 Pérdidas por retorno. Fuente elaboración propia.

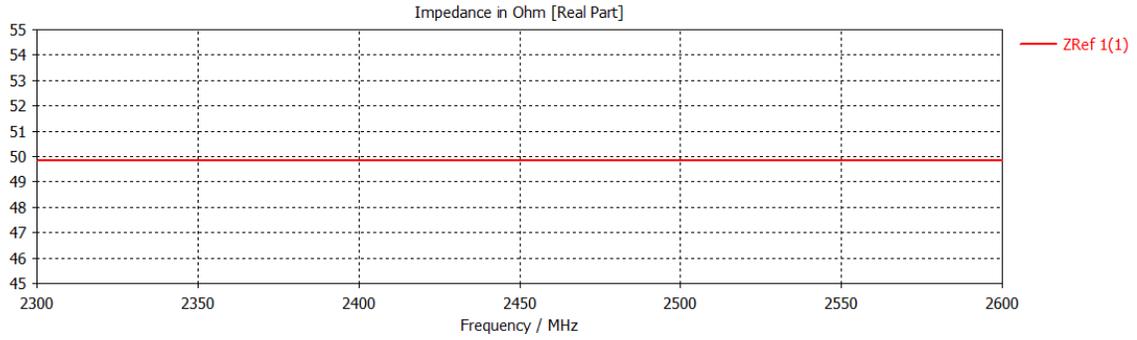


Fig. 3.25 Impedancia de línea. Fuente elaboración propia.

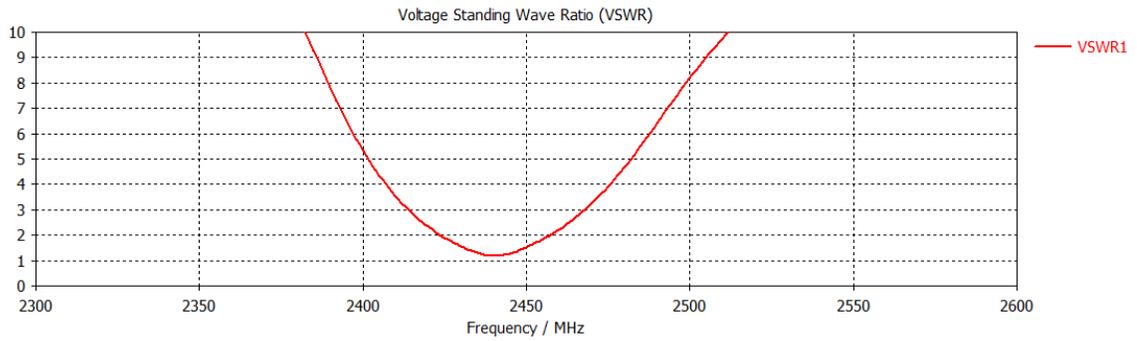


Fig. 3.26 VSWR. Fuente elaboración propia.

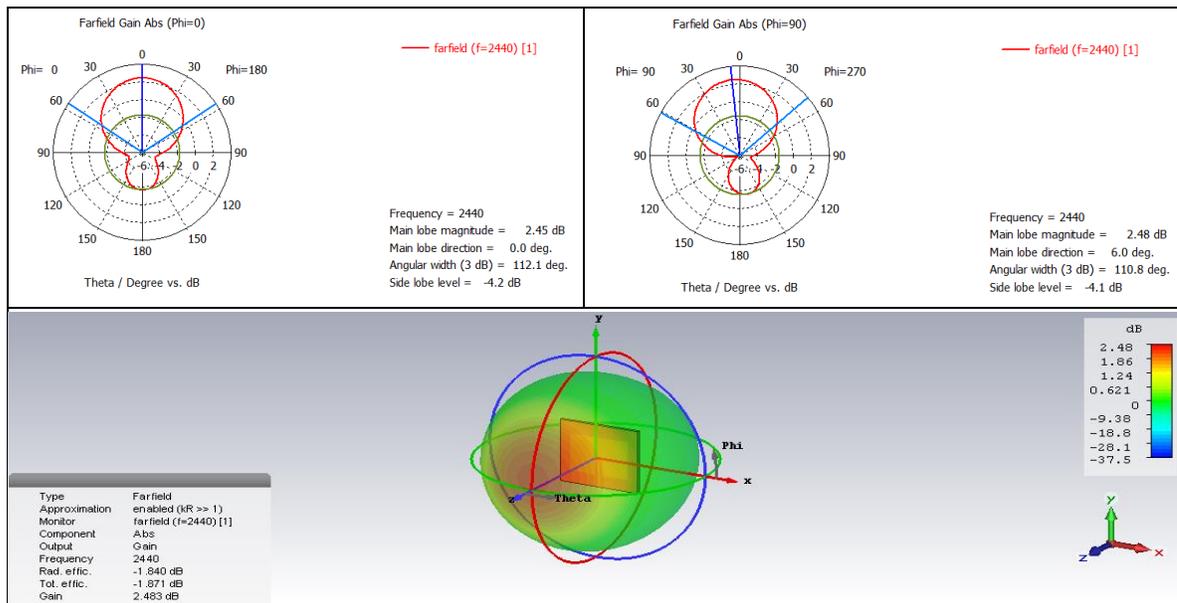


Fig. 3.27 Ganancia. Fuente elaboración propia.

3.3 Comparación de las técnicas aplicadas

Como se puede observar en la tabla 3.1 con el uso de las tres técnicas se logra una reducción de las dimensiones de las antenas. Se concluyó que la técnica con mejores resultados en la miniaturización de las antenas fue la utilización de un sustrato con mayor constante dieléctrica aunque esto implique que la ganancia se reduzca a 2.48 dBi. La técnica de parche con ranura fue la que menos miniaturizó la antena al ser sus dimensiones parecidas a las del parche estándar. Se aplicaron otras técnicas tales como la miniaturización por simetría tanto por pines como por borde metálico, estas alcanzaron resultados desfavorables pues aunque reducían las dimensiones hasta un 50 %, la ganancia caía hasta 0.34 dBi. Se aplicó además la técnica de miniaturización por pines de cortocircuito pero no se logró ningún resultado.

Tabla 3.1 Dimensiones de las antenas con el uso de las distintas técnicas de miniaturización

Dimensiones y Parámetros	Parche estándar	Parche en forma de H	Parche con ranura	Parche con cambio de sustrato
h [mm]	1.5	1.5	1.5	1.5
t [mm]	0.35	0.35	0.35	0.35
W [mm]	37.8	32.13	35.6	26.2
L [mm]	28.3	24.4	26.8	18.5
W _g [mm]	46.8	39.78	44.1	35.3
L _g [mm]	40	33.2	36.5	30.4
% miniaturización	0	15 %	6%	31 %
Ganancia	5.13 dBi	3.07 dBi	4.24 dBi	2.48 dBi
Ancho de Banda	24 MHz	22.67 MHz	20.41 MHz	31.5 MHz

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Conclusiones

1. Se cuenta con un material que aborda la teoría relacionada con la tecnología *microstrip*, sus características y métodos en el diseño de antenas de microcinta, tales como el modelo de línea de transmisión y el modelo de cavidad.
2. Se describen las técnicas de miniaturización en antenas de microcinta: miniaturización por ranura en el parche, el uso de cargas concentradas en el sustrato, simetría, por forma del parche, uso de estructuras periódicas, metamateriales y parches plegados, entre otras.
3. Se valora el comportamiento de las antenas diseñadas aplicando técnicas de miniaturización a través de simulaciones empleando el software *CST Microwave Studio 2015* realizando los ajustes pertinentes en el diseño, lográndose un proyecto más factible, pequeño y estéticamente mejor, con lo que se pudo comprobar la validez de la aplicación de las técnicas de miniaturización.

Recomendaciones

1. Realizar el proceso de simulación utilizando otros simuladores con el fin de validar los resultados obtenidos.
2. Desarrollar el montaje y prueba de los prototipos de antenas.
3. Aplicar otras técnicas de miniaturización en el diseño de las antenas de microcinta.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] W. Martin, «Microstrip Patch Antenna at 10.5 GHz for automobile Obstacle Detection,» CICESE, 2005.
- [2] O. F. Alvarez Herrera, «Análisis comparativo de diversas técnicas de miniaturización de antenas parche en la banda PCS (1,9 GHz),» M.Eng. thesis, Departamento de Electrónica, Facultad de Ingeniería, Pontificia Universidad Javeriana, Colombia DC, 2014.
- [3] J. francois, Broadband patch antennas, primera ed., Artech House, 1995.
- [4] B. Melo Miñana, «Diseño y caracterización de una antena plana conformada para recepción de TDT,» Trabajo Final de Carrera, Escuela Politécnica Superior de Gandia, Universidad Politécnica de Valencia, 2011.
- [5] J. F. González, «Diseño y Simulación de antenas empleadas en aplicaciones de UWB,» Trabajo de Diploma, Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones, Facultad de Ingeniería Eléctrica, Universidad Central "Marta Abreu" de las Villas, 2012.
- [6] C. A. Balanis, Antenna Theory: analysis and design, John Wiley & Sons, 2005, vol. 1.
- [7] J. Bahl y P. Bhartia, Microstrip Antennas, Dedham, MA: Artech House, 1980.
- [8] D. M. Pozar, «Input impedance and mutual coupling of rectangular microstrip antennas,» *Antennas and Propagation, IEEE Tran on*, vol. 30, nº 6, pp. 1191-1196, 1982.
- [9] G. E. Zemanate Rengifo, «Miniaturización de Antenas microstrip para aplicaciones RFID,» Tesis de Maestría, Facultad de Ingeniería Eléctrica y Computación, Universidad Estatal de Campiñas, 2016.

- [10] K. R. Carver y J. W. Mink, «Microstrip antenna technology,» *Antennas and Propagation, IEEE Tran. on*, vol. 29, n° 1, pp. 2-24, 1981.
- [11] L. J. Martin, S. Ooi, D. Staiculescu, M. D. Hill, C. Wong y M. M. Tentzeris, «Effect of permittivity and permeability of a flexible magnetic composite material on the performance and miniaturization capability of planar antennas for rfid and wearable wireless applications,» *Components and Packaging Technologies, IEEE Tran. on*, vol. 32, n° 4, pp. 849-858, 2009.
- [12] A. Traille, L. Yang, A. Rida, V. Lakafossis y M. Tentzeris, «Novel miniaturized antennas for rfid-enabled sensors,» de *Sensors 2009 IEEE. IEEE*, 2009, pp. 912-915.
- [13] I. E. Nefedov, I. -C. Tarot y K. Mahdjoubi, «Wire media-ferrite substrate for patch antenna miniaturization,» de *Antenna Technology: Small and Smart Antennas Metamaterials and Applications, 2007. IWAT'07. International Workshop on. IEEE*, 2007, pp. 101-104.
- [14] Y. Hwang, Y. Zhang, T. K. Lo, K. Luk y E. Yung, «Miniaturization on planar atennas with very high permittivity materials,» de *Microwave Conference Proceedings, 1997. APMC'97, Asia-Pacific*, 1997, pp. 217-220.
- [15] J. R. James y P. S. Hall, *Handbook of microstrip antennas*, IET, 1989, vol. 28.
- [16] J. Kula, D. Psychoudakis, C. -C. Chen, J. Volakis y J. Halloran, «Patch antenna miniaturization using thick truncated texture ceramic substrates,» de *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE vol.4. IEEE*, 2004, pp. 3800-3803.
- [17] K. -L. Wong, *Compact and broadband microstrip antennas*, John Wiley & Sons, 2004, vol. 168.
- [18] G. Mavridis, C. Christodoulou y M. Chryssomallis, «Area miniaturization of a microstrip patch antenna and the effect on the quality factor q,» de *Antennas and*

- Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE. IEEE, 2007, pp. 5435-5438.*
- [19] A. M. Wyant, «Genetic algorithm optimization applied to planar and wire antennas,» Ph.D dissertation, Rochester Institute of Technology, 2007.
- [20] J. Huang, «Miniaturized UHF microstrip antenna for a Mars mission,» de *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Boston, July 2001.
- [21] W. -K. Kim y J. -M. Woo, «Miniaturization of 3-d microstrip antenna using fylfot-shaped structure,» de *Applied Electromagnetics and Communications, 2005. ICECom 2005. 18th International Conference on. IEEE, 2005, pp. 1-4.*
- [22] R. Kumar, P. Malathi y G. Ganesh, «On the miniaturization of printed rectangular microstrip antenna for wireless application,» de *Microwave and Optoelectronics Conference, 2007. IMOC 2007. SBMO/IEEE MTT-S International. IEEE, 2007, pp. 334-336.*
- [23] N. Behdad y K. Sarabandi, «Slot antenna miniaturization using distribution inductive loading,» de *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE vol.1. IEEE, 2003, pp. .308-311.*
- [24] Y. Chow, K. Wan y T. Sarkar, «Patch antenna miniaturizing with a shorting pin near the feed probe-its physical mechanism and the design on smith chart,» de *Microwave Conference, 2001. APMC 2001. Asia-pacific, vol. 3. IEEE, 2001, pp. 1048-1051.*
- [25] E. H. Bhuiyan, Y. -H. Parks, S. El-Ghazaly, V. Nair y H. Goronkin, «Active tuning and miniaturization of microstrip antennas,» de *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE vol.4. IEEE, 2002, pp. 10-13.*
- [26] N. Behdad, M. Schamberger y N. E. Buris, «Slot antenna design for wireless communications systems,» de *Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on. IET, 2007, pp. 1-9.*

- [27] H. Uchida, T. Sasaki, N. Yoneda y S. Makino, «A microstrip delay line with periodically-loaded shunt inductors for waveguide-fed array antennas,» de *Antennas and propagation, 2006. EuCAP 2006. First European Conference on. IEEE*, 2006, pp. 1-4.
- [28] C. Ravipati, D. Jackson y H. Xu, «Center-fed microstrip antennas with shorting vias for miniaturization,» de *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE vol.3. IEEE*, 2005, pp. 281-284.
- [29] M. Bhattacharya, «An experimental study on compact dual frequency microstrip antenna,» de *Applied Electromagnetics Conference, 2007. AEMC 2007. IEEE. IEEE*, 2007, pp. 1-4.
- [30] X. Yu, G. Li, L. Zhang y Z. Wang, «Design and test of a miniature 2.45 ghz antenna for implantable medical devices,» de *Mixed-Signals, Sensors and Systems test Workshop, 2008. IMS3TW 2008. IEEE 14th International. IEEE*, 2008, pp. 1-5.
- [31] D. Wang, H. Wong y C. H. Chan, «Miniaturized circularly polarized patch antenna by substrate integrated irregular ground,» de *Antennas and Propagation (APSURSI), 2011 IEEE International Symposium on. IEEE*, 2011, pp. 1875-1877.
- [32] R. A. Sainati, *CAD of microstrip antennas for wireless applications*, Artech House, Inc., 1996.
- [33] «US. Patent». Patente US 2011/0260946 A1, 13 Jun 2009.
- [34] A. Skrivervik, J. Zurcher, O. Staub y J. Mosig, «Pcs antenna design: The challenge of miniaturization,» *Antennas and Propagation Mag., IEEE*, vol. 43, nº 4, pp. 12-27, 2001.

- [35] W. Bi-yan, «Aperture coupled shape miniature patch antenna,» de *Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2007. WiCom 2007. International Conference on. IEEE*, 2007, pp. 5816-5818.
- [36] J. P. Gianvittorio y Y. Rahmat-Samii, «Fractal antennas: A novel antenna miniaturization technique, and applications,» *Antennas and propagation Mag, IEEE*, vol. 44, n° 1, pp. 20-36, 2002.
- [37] G. Tsachtsiris, C. Soras, M. Karaboikis y V. Makios, «A reduced size fractal rectangular curve patch antenna,» de *Electromagnetic Compatibility, 2003. EMC'03. 2003 IEEE International Symposium on, vol.2. IEEE*, 2003, pp. 912-915.
- [38] N. A. Murad, M. Esa, S. K. Yusof y N. Faisal, «Fractal patch antenna for GPS application,» de *Research and Development, 2003. SCORED 2003. Proceedings. Student Conference on. IEEE*, 2003, pp. 102-104.
- [39] N. Herscovici, M. Osorio y C. Peixeiro, «Minimization of a rectangular patch using genetic algorithms,» de *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001. IEEE vol. 4. IEEE*, 2001, pp. 34-37.
- [40] N. Herscovici, M. F. Osorio y C. Peixeiro, «Miniaturization of rectangular microstrip patches using genetic algorithms,» *Antennas and Wireless propagations Lett. IEEE*, vol. 1, n° 1, pp. 94-97, 2002.
- [41] J. M. Fernández González, «Application of metamaterial structures in the design, analysis and prototyping of planar,» Ph.D dissertation, Telecommunication, 2008.
- [42] H. S. Farahani, M. Veysi, N. Kambyab y A. Tadjalli, «Mutual coupling reduction in patch antenna arrays using a uc-ebg superstrate,» *Antennas and Wireless propagation Lett. IEEE*, vol. 9, pp. 57-59, 2010.

- [43] S. Ghosh, T. -N. Tran y T. Le-Ngoc, «A dual-layer ebg-based miniaturized patch multi-antenna structure,» de *Antennas and Propagation (APSURSI), 2011 IEEE International Symposium on. IEEE*, 2011, pp. 1828-1831.
- [44] R. O. Ouedraogo y E. J. Rothwell, «Metamaterial inspired patch antenna miniaturization technique,» de *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010, IEEE*, 2010, pp. 1-4.
- [45] M. Ermutlu, C. Simovski, M. Karkkainen, P. Ikonen, S. Tretyakov y A. Sochava, «Miniaturization of patch antennas with new artificial magnetic layers,» de *Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials, 2005. IWAT 2005. IEEE International Workshop on.*, 2005, pp. 87-90.
- [46] I. O. Mirza, S. Shi, C. Fazi y D. W. Prather, «Stacked patch antenna miniaturization using metamaterials,» de *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. APS 2008, IEEE. IEEE*, 2008, pp. 1-4.
- [47] P. M. Ikonen, S. I. Maslovski, C. R. Simovski y S. Tretyakov, «On artificial magnetodielectric loading for improving the impedance bandwidth properties of microstrip antennas,» *Antennas and Propagation, IEEE Tran, on.*, vol. 54, n° 6, pp. 1654-1662, 2006.
- [48] S. A. Schelkunoff y H. T. Friis, *Antennas: theory and practice*, New York: Wiley, 1952.
- [49] L. Yousefi y O. M. Ramahi, «Artificial magnetic materials using fractal hilbert curves,» *Antennas and Propagation, IEEE Tran. on*, vol. 58, n° 8, pp. 2614-2622, 2010.
- [50] P. Mookiah y K. R. Dandekar, «Metamaterial-substrate antenna array for mimo communication system,» *Antennas and Propagation, IEEE Tran. on*, vol. 57, n° 10, pp. 3283-3292, 2009.

- [51] R. C. Johnson y H. Jasik, *Antenna engineering handbook*, vol. 1, New York: Mc Graw-Hill Book Company, 1984.
- [52] C. A. Balanis, *Modern Antenna Handbook*, Canadá: A John Wiley & Sons, INC., 2008.
- [53] D. M. Pozar, «A Review of Bandwidth Enhancement Techniques for Microstrip Antennas,» de *Microstrip Antennas, The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays*, New York, IEEE Press, 1995, pp. 157-166.
- [54] D. Sánchez-Hernández y I. D. Robertson, «A Survey of Broadband Microstrip Patch Antenna,» *Microwave J*, pp. 60-84, Sept 1996.
- [55] J. F. Zurcher y F. E. Gardiol, *Broadband Patch Antennas*, Norwood, MA: Artech House, 1995.
- [56] N. G. Alexopoulos, «Substrate Optimization for Integrated Circuit Antennas,» *IEEE Trans. Microwave Theories and Techniques*, Vols. %1 de %2MTT-31, pp. 550-557, 1983.
- [57] D. M. Pozar, «Microstrip Antennas,» *Proc. IEEE*, vol. 80, pp. 79-91, 1992.
- [58] D. M. Pozar, «Considerations for Millimeter Wave Printed Antennas,» *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, Vols. %1 de %2AP-31, pp. 740-747, 1983.
- [59] L. A. Quiroz, «Propuesta para un modelo de antena microstrip basada en perturbaciones geométricas,» Maestría en Ciencias de la Información y las Comunicaciones, Facultad de Ingeniería, Universidad Distrital Francisco Jose de caldas,, 2016.

ANEXOS

Anexo I Comparación de los modos de alimentación en antenas microcintas

Tipos de alimentación Microcinta						
Características	Alimentación coaxial	Acoplamiento por parche radiante	Línea microcinta	Acoplamiento por proximidad	Acoplamiento de apertura	Acoplamiento por CPW
Configuración	No planar	Coplanar	Coplanar	Planar	Planar	Planar
Radiación no deseada del alimentador	Mucha	Poca	Mucha	Mucha	Mucha	Poca
Pureza de polarización	Pobre	Buena	Pobre	Pobre	Excelente	Buena
Facilidad de fabricación	Se necesita soldar y perforar	Fácil	Fácil	Se necesita perfecta alineación	Se necesita perfecta alineación	Se necesita perfecta alineación
Fiabilidad	Pobre a causa de las soldaduras	Mejorada	Mejorada	Buena	Buena	Buena
Adaptación de impedancia	Fácil	Pobre	Fácil	Fácil	Fácil	Fácil
Ancho de Banda	2-5 %	9-12 %	2-5 %	13 %	21 %	3 %

Anexo II Dimensiones de la antena microstrip estándar en CST Microwave Studio

Name	Expression	Value	Description	Type
h_pal13	= 0.0015	0.0015		Undefined
t_pal13	= 0.00035	0.00035		Undefined
wpal13	= 0.0378	0.0378		Undefined
L_pal13	= 0.028318507039891	0.0283185		Undefined
Lgpal13	= 0.040061643567067	0.0400616		Undefined
Wgpal13	= 0.0468	0.0468		Undefined
W_linea	= 0.0027	0.0027		Undefined
distancia_linea	= 0.0045	0.0045		Undefined
largo	= 0.012	0.012		None
<new variable>				

Anexo III Dimensiones de la antena con parche en forma de H CST Microwave Studio

Name	Expression	Value	Description	Type
h_pal13	= 0.0015	0.0015		Un
t_pal13	= 0.00035	0.00035		Un
wpal13	= 0.0378/1.1764...	0.03213		Un
L_pal13	= 0.0244050255...	0.024405		Un
Lgpal13	= 0.0332342904...	0.0332343		Un
Wgpal13	= 0.0468/1.1764...	0.03978		Un
W_linea	= 0.0027	0.0027		Un
distancia_linea	= 0.0045/1.1764...	0.003825		Un
x	= 0.018	0.018		Un
y	= 0.014	0.014		Un
a	= 0.0108/1.1764...	0.00918	ancho	Nc
b	= 0.002935/1.17...	0.00249475		Nc
largo	= 0.0109	0.0109		Nc

Anexo IV Dimensiones de la antena con ranura insertada CST Microwave Studio

Name	Expression	Value	Description	Type
h_pal13	= 0.0015	0.0015		Unde
t_pal13	= 0.00035	0.00035		Unde
wpal13	= 0.0378*0.9426229508...	0.0356311		Unde
L_pal13	= 0.028501809090956*0...	0.0268665		Unde
Lgpal13	= 0.038795076908958*0...	0.0365691		Unde
Wgpal13	= 0.0468*0.9426229508...	0.0441148		Unde
W_linea	= 0.0027	0.0027		Unde
distancia_linea	= 0.0045*0.9426229508...	0.0042418		Unde
a	= 0.012*0.94262295081...	0.0113115		None
b	= 0.001	0.001		None
c	= 0.01*0.94262295081967	0.00942623		Unde
d	= 0.011571428571429*0...	0.0109075		None
< new variable >				

Anexo V Dimensiones de la antena con cambio de sustrato CST Microwave Studio

Name	Expression	Value	Description	Type
h_pal13	= 0.0015	0.0015		Undefined
t_pal13	= 0.00035	0.00035		Undefined
wpal13	= 0.0262	0.0262		Undefined
L_pal13	= 0.018522270729864	0.0185223		Undefined
Lgpal13	= 0.030404992379865	0.030405		Undefined
Wgpal13	= 0.0353	0.0353		Undefined
W_linea	= 0.0012	0.0012		Undefined
distancia_linea	= 0.0045	0.0045		Undefined
a	= 0.008	0.008		None
< new variable >				