



**I
N
A
O
E**

Metodología de Desacople para Antenas de Parche con Aplicación en Sistemas de Imagenología.

Por:

Ing. Joan Alonso Buitrago Molina

Tesis sometida como requisito parcial para obtener el grado de Maestro en Ciencias en la Especialidad de Electrónica en el Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica.

Supervisada por:

Dr. Alonso Corona Chávez

Dr. José Luis Olvera Cervantes

Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica

Tonantzintla, Puebla, México.

Agosto del 2012

©**INAOE 2012**

Derechos Reservados

El autor otorga al INAOE el permiso de reproducir y distribuir copias de esta tesis en su totalidad o en partes mencionando la fuente.



*Dedicado a mi familia: Alonso, Luz Eida y Sandra, quienes me forjaron,
y a mi novia Roxana por su incesante soporte durante esta importante
etapa de mi vida.*

Agradecimientos

Por medio de estas líneas quisiera expresar mi más sincero y profundo agradecimiento a todas aquellas personas que colaboraron en la realización de esta tesis, en especial a los Doctores Alonso Corona Chávez y José Luis Olvera Cervantes por su constante orientación, supervisión y seguimiento de ésta investigación, resaltando la motivación y apoyo recibido a lo largo de este año.

Especial reconocimiento al INAOE por hacer posible la realización de mi Maestría, al CONACyT por la beca otorgada para mi manutención durante mis estudios.

Quisiera hacer extensiva mi gratitud a las personas que me brindaron un momento para discutir puntos de vista durante mis dos años de estadía en México.

También a mis compañeros de Maestría por los gratos momentos vividos, a mis amistades mexicanas que me abrieron su corazón, haciendo para mí una estadía placentera en este país.

Un agradecimiento muy especial a mi familia y a mi pareja, por la comprensión y el ánimo incondicional recibidos, porque sin ellos no sería quien soy en este momento, ni habría alcanzado las metas que me he propuesto hasta hoy.

A todos ellos, gracias de corazón.

Resumen

Debido al variado uso de arreglos de antenas en sistemas de imagenología, es de vital importancia conocer la interacción entre un par de antenas como elementos básicos del arreglo para disminuir la distancia entre ellas por medio del desacoplamiento. Por tanto, en esta tesis se propone una metodología para desacoplar dos antenas de parche contiguas, dichas antenas son implementadas como resonadores de $\lambda/2$.

Con el fin de buscar una solución eficiente para reducir el acoplamiento, se estudian diferentes métodos en el desacoplamiento de antenas, buscando proponer una metodología eficiente en el desacoplamiento. La metodología propuesta, se basa en el ingreso de estructuras en forma de U, para cambiar el signo en el acoplamiento entre los parches, ya que, en el cambio de signo del acoplamiento es necesario pasar por el acoplamiento cero, siendo este el objetivo principal de este trabajo; la metodología consta de 8 etapas con las cuales se logra como resultado final un desacoplamiento entre antenas de parche en tecnología de microcinta. Con dicha metodología se analizan un par de antenas, diseñadas a la frecuencia de 5.2 GHz sobre un substrato Rogers RO4003C. Los resultados obtenidos mediante simulaciones y experimentos al aplicar la longitud óptima de las estructuras en U son: 3dB de ganancia en el punto máximo de radiación, reducción de la separación de antenas de un 59% y reducción en el área del substrato del 22.6% para un par de antenas.

Abstract

Due to the wide use of antenna arrays in microwave imaging systems, it is important to know the interaction of each pair of antennas that conforms them. Therefore, in this thesis, a methodology to decrease the mutual coupling between two patch antennas is proposed.

Different decoupling methods are studied, in order to find an efficient solution to reduce coupling. The proposed methodology is based on the entry of the U-shaped structures to change the sign of the coupling, in the change of the sign, the coupling needs to cross by zero, and so then the minimum coupling has reach. The methodology consists of 8 steps and at the end the decoupling between two patch antennas in microstrip technologies is achieved. Finally, the proposed methodology was tested by means of simulations and experiments. For this, a pair of antennas at 5.2 GHz were designed and fabricated over a RO4003C Rogers substrate. The obtained results were: an increase of 3dB around the peak of radiation between the two antennas, a 59% reduction in the required separation, that finally leads to a 22.6% reduction in the substrate's area.

Contenido

Agradecimientos 3

Resumen..... 4

Abstract..... 5

Lista de Figuras..... 8

Lista de Tablas 10

1. Introducción 11

2. Prólogo..... 14

 2.1 Motivación del trabajo 14

 2.2 Objetivos 15

 2.2.1 Objetivo General. 15

 2.1.1 Objetivos Específicos:..... 15

 2.3 Justificación 16

3.0 Ingeniería de microondas 17

 3.1 Líneas de transmisión 18

 3.1.1 Líneas de Microcinta..... 21

 3.2 Parámetros S 23

 3.3 Antenas 26

 3.3.1 Antenas de Parche en Tecnología Microcinta..... 30

 3.3.2 Diseño antenas Microcinta de parche rectangular 34

4.0 Conceptos Básicos de Imagenología..... 37

 4.1 Métodos para Imagenología..... 38

 4.2 Antenas para Imagenología..... 38

 4.3 Procesamientos para Imagenología..... 41

 4.3.1 Dispersión Inversa (Inverse Scattering)..... 41

 4.3.2 Radar 44

 4.3.3 Enfoques 49

 4.3.4 Diferencias Finitas en el Tiempo (FDTD) 50

5.0 Método de desacoplamiento Propuesto..... 55

 5.1 Acoplamiento entre antenas. 55

5.2	Desacoplamiento entre Antenas.....	59
5.3	Metodología propuesta para Desacoplamiento entre Antenas.	62
6.0	Resultados.....	68
6.1.1	Desacoplamiento de antenas de Parche mediante estructuras en U.....	72
	Conclusiones.....	88
	Bibliografía.....	90

Lista de Figuras

Figura 1.1. Sistema de Imagenología.....	11
Figura 3.1. Línea de Transmisión	18
Figura 3.2. Tipos de Líneas de Transmisión.....	19
Figura 3.3. Línea Microcinta	21
Figura 3.4. Líneas de campo Eléctrico.....	22
Figura 3.5. Red de dos puertos. [10].....	23
Figura 3.6. Parámetros S.....	25
Figura 3.7. Antena.....	26
Figura 3.8. Patrón de Radiación.....	27
Figura 3.9. Steradián [9].	28
Figura 3.10. Directividad (dB).....	28
Figura 3.11. Ancho de lóbulo de potencia media.....	30
Figura 3.12. Antena Microcinta.....	31
Figura 3.13. Línea de Transmisión abierta en sus extremos, con pérdidas, y distribuciones de voltaje para $n=1$, $n=2$	32
Figura 3.14. Línea de transmisión. a) Conectada al aire en sus extremos. b) Acoplada al aire con fuente de alimentación.	34
Figura 3.15. Longitud física y efectiva del parche radiador.	35
Figura 4.1. Campo Dispersado.....	37
Figura 4.2. Métodos para Imagenología.....	38
Figura 4.3. Antenas de Banda angosta.....	39
Figura 4.4. Antenas de Banda Ancha.....	40
Figura 4.5. Geometría de Radar [12].	45
Figura 4.6. Sistema <i>GPR</i> . [24].....	48
Figura 4.7. Posiciones de los componentes E y H.	53
Figura 5.1. Parches cuadrados con alimentación coaxial.....	56
Figura 5.2. Acoplamiento entre antenas.....	57
Figura 5.3. Acoplamiento vs Distancia.....	58
Figura 5.4. Métodos de desacoplamiento.....	59
Figura 5.5. Elementos concentrados representación.....	60
Figura 5.6. Elementos concentrados para desacople de antenas. [33]	60
Figura 5.7. Elementos Distribuidos para desacople de antenas.	60
Figura 5.8. Desacoplamiento de antenas con acoplador híbrido. [47]	61
Figura 5.9. Acoplador de anillo en metamaterial. [48]	61
Figura 5.10. Estructura de banda electromagnética para el desacople, vistas lateral y superior. [50].....	62
Figura 5.11. Factor de acoplamiento. [55].....	63
Figura 5.12. Configuración para medición de acoplamiento entre parches resonantes.	65

Figura 5.13. Cálculo coeficiente K.	66
Figura 6.1. Factor K sin U.	68
Figura 6.2. Coeficiente de Acoplamiento K vs Largo U.....	70
Figura 6.3. Cruce por cero del Coeficiente de acoplamiento vs Largo U.	70
Figura 6.4. Factor K con U=6mm.	71
Figura 6.5. Antenas con estructuras U.	72
Figura 6.6. Acoplamiento vs Tamaño U.	74
Figura 6.7. Comparación de parámetros S para distancias de 9.75mm sin U y 4mm con U. 75	
Figura 6.8. Ampliación en frecuencia de resonancia de la Comparación de parámetros S para distancias de 9.75mm sin U y 4mm con U.	76
Figura 6.9. Fotografías de la construcción del arreglo de antenas.	77
Figura 6.10. Respuesta en Frecuencia sin U.	78
Figura 6.11. Respuesta en Frecuencia con U.	79
Figura 6.12. Comparación de máximos de S_{21} , con U y sin U.....	80
Figura 6.13. Comparación de máximos de S_{21} con U y sin U, en frecuencia de resonancia. .	81
Figura 6.14. Comparación simulado con construido.	82
Figura 6.15. Variación coeficiente K y S_{21} vs Largo U.	83
Figura 6.16. Configuración para medir patrón de radiación del arreglo con U, y compararlo sin U.....	84
Figura 6.17. Patrón de Radiación Arreglo con U.....	85
Figura 6.18. Patrón de Radiación 3D simulado.	86
Figura 6.19. Arreglo lineal de Antenas.	86

Lista de Tablas

Tabla 3.1. Líneas de Transmisión.	20
Tabla 5.1. Acoplamiento vs Distancia.	57
Tabla 5.2. Valores de variables en Resonadores.	65
Tabla 6.1. Coeficiente K con sus valores de Largo de la U.	69
Tabla 6.2. Valores de las variables en antenas.	73
Tabla 6.3. S_{21} simulado con variación de Tamaño U.	73
Tabla 6.4. Máximos de radiación en el plano XZ.	85
Tabla 6.5. Máximos de radiación en el plano YZ.	85

1. Introducción

Las radiaciones electromagnéticas encontradas en el universo pueden ser caracterizadas a través de su frecuencia o longitud de onda. De acuerdo a esta caracterización se define el espectro electromagnético. Este espectro descrito en función de la longitud de onda, contiene básicamente 7 tipos de radiación electromagnética: radio, microondas, infrarrojo, visible, ultravioleta, rayos X y rayos gamma; siguiendo un orden de mayor a menor longitud de onda [1].

Entre los 7 tipos de radiación mencionados, las microondas son bastante usadas en sistemas de radar, sistemas *MIMO* (*Multiple In Multiple Out*), sistemas satelitales, *GPS*, telefonía celular, imagenología, etc.

En los sistemas de imagenología, se busca medir dispersiones de campo electromagnético generadas por un objeto, para posteriormente visualizarlo mediante procesamiento. Una de las grandes ventajas de la imagenología, es el diagnóstico no invasivo y no ionizante [2], en el que las mediciones son realizadas a través de radiaciones de microondas controladas. Un esquema básico de un sistema de imagenología, como se muestra en la Figura 1.1, consta de un transmisor (Tx) el cual se encarga de iluminar al objeto con una señal de alta frecuencia mediante una antena de alta frecuencia, un receptor (Rx) que detecta el campo dispersado mediante una antena receptora y una unidad de control y procesamiento que permiten visualizar el objeto.

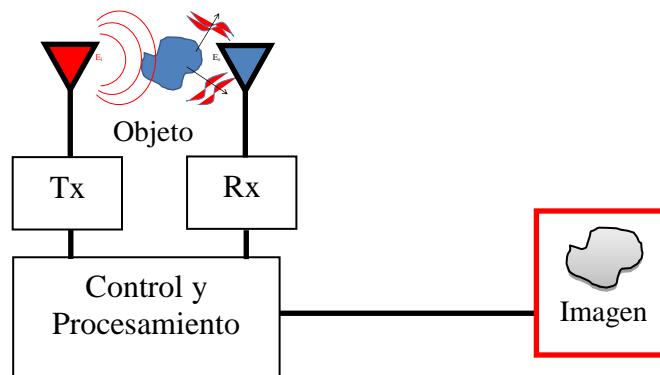


Figura 1.1. Sistema de Imagenología.

Existen múltiples sistemas de imagenología reportados en la literatura, los cuales han sido aplicados para detección de tumores, seguridad, y aplicaciones militares. En cada uno de estos sistemas se requiere el uso de antenas o arreglos de antenas para radiar y detectar la señal de alta frecuencia que incide o se dispersa desde el objeto. Entre los tipos de antenas usados por los arreglos se tienen las planares [2] y las de banda ancha [3], entre otras. En el caso de usar antenas planares, específicamente las de *slot*, en un sistema basado en el método de enfoque, se puede mejorar la calidad de la imagen si se introducen más antenas en el arreglo, sin embargo, esto implicaría aumentar el acoplamiento entre antenas próximas [2]. Basados en este hecho, en esta tesis se presenta una metodología que permite disminuir el acoplamiento entre antenas, aumentando la cantidad de antenas sobre la misma área y mejorando así la calidad de la imagen [4] [5].

La metodología propuesta en la tesis se resume en 8 etapas o pasos. En la primera etapa mediante simuladores de onda completa se verifica el signo del acoplamiento entre dos resonadores de $\lambda/2$. En la segunda etapa, se calcula el coeficiente de acoplamiento y su signo, en la etapa 3, con el fin de lograr cambios en el acoplamiento entre dos resonadores próximos se incluyen unas estructuras en forma de U entre los resonadores y se calcula el coeficiente de acoplamiento K definido mediante una relación de frecuencias. En la etapa 4 se varía la longitud de las estructuras en U y se vuelve a calcular el factor K para diferentes longitudes tal como se indica en la etapa 2. Para la etapa 5, se tabulan los coeficientes K, y en esta etapa se determina el valor de la longitud de las estructuras en U que dan un coeficiente K más cercano a cero, garantizando el acoplamiento mínimo entre los dos resonadores. En la etapa 6 los resonadores son convertidos en configuración de antena, para lo cual, a cada parche se le acopla un puerto de alimentación. Para la siguiente etapa, la 7, en la configuración de antena se ingresan las estructuras en U con las dimensiones encontradas en la etapa 5, situándolas entre un par de caras resonantes para lograr el desacoplamiento deseado. Se puede con la etapa 8 corroborar el desacoplamiento que tiene la U, mediante simulaciones.

La tesis está estructurada de la siguiente manera: En los capítulos 1 y 2 se presentan la introducción y el prólogo de la tesis, en los cuales se dan a conocer los objetivos y la motivación del trabajo. En el capítulo 3 se presentan los conceptos básicos de la ingeniería de microondas necesarios para desarrollar la tesis. En el capítulo 4 se introducen los conceptos básicos de imagenología que permiten explicar los elementos que intervienen en la obtención de una imagen a través de campo dispersado. En el capítulo 5 se muestra la metodología propuesta para desacoplar antenas. Finalmente en el capítulo 6 se presentan los resultados de esta tesis.

2. Prólogo

2.1 Motivación del trabajo

Los sistemas de alta frecuencia que operan a frecuencias de microondas utilizan antenas para enviar o recibir señales electromagnéticas que viajan por el ambiente. Un tipo de antena muy usada desde su invención en los 70's son las antenas en tecnología de microcinta (*Microstrip*), puesto que son económicas, compactas y conformes a la superficie, facilitando su construcción en un circuito impreso.

Por tales razones, las antenas de parche son utilizadas con gran éxito en los sistemas de imagenología, los cuales son una herramienta importante al permitir generar diagnósticos visuales en diversos campos, entre los cuales estarían la detección de tumores en tejidos humanos (cáncer), detección de fallas en estructuras civiles, o también medidas de densidades en materiales, entre otras aplicaciones.

En los sistemas de imagenología se ingresa una señal de microondas a una antena o a un arreglo de antenas para iluminar un objeto. Al interactuar el objeto con la onda incidente, se produce la dispersión del campo, el cual es medido a través de una o varias antenas receptoras y posteriormente procesado para generar una imagen.

Por tal razón, las antenas o arreglos de antenas de alta frecuencia son uno de los eslabones principales en los sistemas de imagenología, lo que hace necesario aumentar su rendimiento, en este caso en la imagenología.

2.2 Objetivos

2.2.1 Objetivo General.

Proponer una metodología eficiente para el desacople de antenas de parche de $\lambda/2$ en tecnología de microcinta para disminuir la distancia de separación entre antenas y el uso en área del sustrato, comprobando los resultados mediante simulación y experimento.

2.1.1 Objetivos Específicos:

- ✓ Proponer una metodología para disminuir el acoplamiento entre dos antenas de parche cercanas basada en el estudio de la interacción entre dos antenas y de acuerdo a los parámetros de dispersión.

- ✓ Aplicar la metodología propuesta a un par de antenas diseñadas a la frecuencia de 5.2 GHz.

- ✓ Verificar los resultados de la aplicación de la metodología propuesta mediante simulación y en experimento.

2.3 Justificación

La imagenología trabaja con base en la dispersión electromagnética de los objetos, la cual es medida por medio de antenas, siendo éstas un elemento primordial en los sistemas de imagenología. Es por esto que los esfuerzos de esta tesis se concentrarán en las antenas, en particular en las antenas en tecnología de microcinta implementadas a través de resonadores de parche de $\lambda/2$.

Cualquier antena al ser organizada en un arreglo, como lo hacen los sistemas de imagenología en sus grillas de medición, generan interacciones indeseadas entre las antenas próximas, por esto se hace necesario generar una metodología para desacoplar dos antenas de parche $\lambda/2$ próximas.

Con el desacople de antenas próximas, se desea obtener mejoras en las prestaciones de las antenas. Una de las mejoras deseadas, sería aumentar la cantidad de antenas en una grilla para imagenología, obteniendo un mayor número de mediciones del campo dispersado por un objeto y mejorando así la resolución de la imagen a obtener [4]. Este aumento implicaría un crecimiento significativo en el tamaño total del arreglo, siendo el área mayor, o un incremento en el acoplamiento entre antenas si se usara la misma área.

El aumento del acoplamiento entre antenas podría llevar a un problema, en el que la imagen sería deformada en su reconstrucción[5]. Dicho problema debe ser atacado, ya que de ser lograda la disminución del espaciamiento entre antenas, se puede conseguir el aumento en la resolución, logrando en un mismo espacio incrementar la cantidad de antenas evitando el acoplamiento entre éstas [5], mejorando la calidad en la imagen dado que mayor cantidad de antenas implicaría mejor resolución [4].

En síntesis, en esta tesis se presenta una metodología que logra la reducción de espacio, disminución de acoplamiento y como un extra un aumento de radiación en su punto máximo entre un par de antenas de parche de $\lambda/2$ contiguas.

3.0 Ingeniería de microondas

Se consideran microondas a las oscilaciones electromagnéticas comprendidas en el rango de frecuencia: 300MHz a 300GHz con una correspondencia en longitud de onda eléctrica de 1m a 1mm respectivamente [6]. Dichas oscilaciones se desplazan en el aire a la velocidad de la luz $c \approx 3 \times 10^8$ m/s. Así se puede establecer una relación como se ve en la ecuación 3.1 entre la frecuencia f y la longitud de onda λ , a través de c .

$$\lambda = \frac{c}{f} \tag{3.1}$$

Las microondas tienen una amplia gama de aplicaciones en el mundo actual dentro de las siguientes áreas:

- ✓ Telecomunicaciones vía radiofrecuencia
- ✓ Telemetría
- ✓ Imagenología

Para estas aplicaciones de la Ingeniería de Microondas son necesarios sistemas funcionales y efectivos a la hora de transmitir, recibir, y procesar información. Por ello es necesario comprender los fenómenos físicos que comprende esta Ingeniería, y así establecer los parámetros bajo los cuales deben funcionar los sistemas que trabajan en la banda de microondas.

En los sistemas microondas entran en operación básicamente los siguientes componentes:

- ✓ Líneas de transmisión.
- ✓ Antenas
- ✓ Sistemas de procesamiento de señal

De los anteriores componentes nos centraremos en este capítulo en las líneas de transmisión y Antenas.

3.1 Líneas de transmisión

Las líneas de transmisión son elementos usados para transmitir energía de un punto a otro. Estas líneas de transmisión constan de conductor y un dieléctrico. En el caso de transmitir microondas, el rango de frecuencias usado hace que se necesite un modelo físico apropiado para la frecuencia a transmitir, por ello el modelo físico que se usa para las líneas de transmisión en la banda de microondas es el de elementos distribuidos [7]. Como se observa en la Figura 3.1 el modelo usa parámetros distribuidos a lo largo de su longitud dz ; éste modelo se usa, ya que los tamaños de las líneas de transmisión son comparables a la longitud de onda de la señal, la longitud de onda de la señal se puede obtener de la ecuación 3.1.

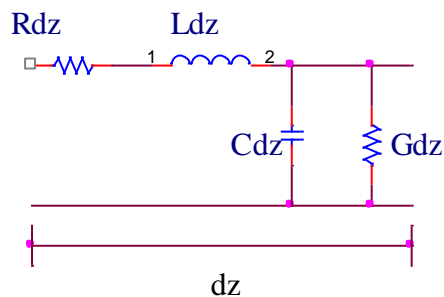


Figura 3.1. Línea de Transmisión

De la Figura 3.1 se observa que la línea de transmisión contiene elementos distribuidos listados a continuación.

- ✓ Resistencia por unidad de longitud Rdz ; (Ω/m).
- ✓ Inductancia por unidad de longitud Ldz ; (H/m).

- ✓ Capacitancia por unidad de longitud Cdz ; (F/m).
- ✓ Conductancia por unidad de longitud Gdz ; (S/m).

Los parámetros distribuidos se pueden determinar a partir de las propiedades de los materiales de las líneas de transmisión y su geometría. En la Figura 3.2 se observan algunos tipos de líneas de transmisión en el siguiente orden: coaxial, bifilar, placas paralelas, hilo con plano de tierra, microcinta (*microstrip*). Posteriormente el cálculo de sus parámetros se presenta en la Tabla 3.1.

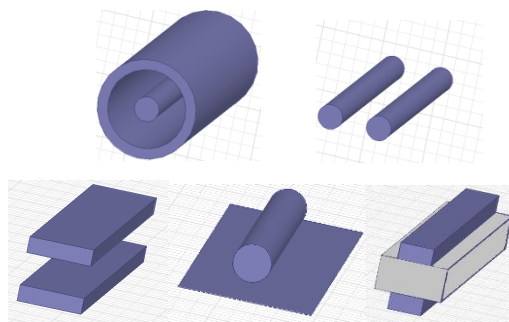


Figura 3.2. Tipos de Líneas de Transmisión.

En los gráficos de la Tabla 3.1 se observa cómo son obtenidos los parámetros de las líneas de transmisión. Se debe tener en cuenta la frecuencia a la que se va a operar y las características eléctricas de los materiales, las cuales son listadas a continuación:

- ✓ σ_c =Conductividad de los conductores.
- ✓ ϵ = Permitividad eléctrica del material entre conductores.
- ✓ μ =Permeabilidad magnética de los conductores.

Con estos datos se pueden obtener los parámetros distribuidos de las líneas de transmisión. Para completar el modelo de la línea de transmisión se incluye una nueva propiedad, esta propiedad es la impedancia característica Z_0 (ver ecuación (3.2)). Dicha propiedad se obtiene por medio de un análisis de las leyes de Kirchhoff

para voltaje y corriente, dando como resultado la impedancia característica (Z_0) de la línea, completando el modelo físico de la misma [8].

A continuación se dibujan algunos tipos de líneas de transmisión y las ecuaciones para calcular sus parámetros en la Tabla 3.1, posteriormente se encuentra la ecuación 3.2 que define la impedancia característica.

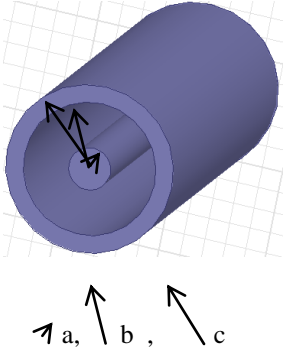
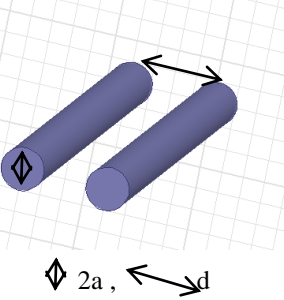
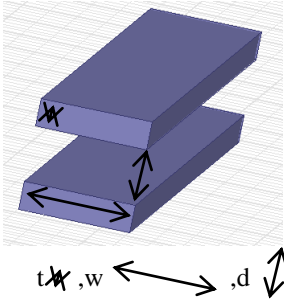
Línea de Transmisión	Parámetro / Ecuación
<p style="text-align: center;">Coaxial</p> 	<p>Rdz (Ω/m) $\frac{1}{2\pi\delta\sigma_c} \left[\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right]; (\delta \ll a, c - b)$</p> <p>Ldz (H/m) $\frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{b}{a}$</p> <p>Gdz (S/m) $\frac{2\pi\delta}{\ln \frac{b}{a}}$</p> <p>Cdz (F/m) $\frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{b}{a}}$</p>
<p style="text-align: center;">Línea Bifilar</p> 	<p>Rdz (Ω/m) $\frac{1}{\pi a \delta \sigma_c}; (\delta \ll a)$</p> <p>Ldz (H/m) $\frac{\mu}{\pi} \cosh^{-1} \frac{d}{2a}$</p> <p>Gdz (S/m) $\frac{\pi\sigma}{\cosh^{-1} \frac{d}{2a}}$</p> <p>Cdz (F/m) $\frac{\pi\epsilon}{\cosh^{-1} \frac{d}{2a}}$</p>
<p style="text-align: center;">Placas paralelas</p> 	<p>Rdz (Ω/m) $\frac{2}{w\delta\sigma_c}; (\delta \ll t)$</p> <p>Ldz (H/m) $\frac{\mu d}{w}$</p> <p>Gdz (S/m) $\frac{\sigma w}{d}$</p> <p>Cdz (F/m) $\frac{\epsilon w}{d}; (w \gg d)$</p>

Tabla 3.1. Líneas de Transmisión.

* $\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_c \sigma_c}}$ = Profundidad de piel del conductor; $\cosh^{-1} \frac{d}{2a} \approx \ln \frac{d}{a}$, sí $\left[\frac{d}{2a} \right]^2 \gg 1$.

La ecuación 3.2 define la impedancia característica de cualquier línea de transmisión:

$$\frac{v(z, t)}{i(z, t)} = Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (3.2)$$

Esta ecuación corresponde a la relación que tiene el voltaje y la corriente en cualquier línea de transmisión.

3.1.1 Líneas de Microcinta

Las líneas de microcinta, constan de: un substrato, el cual tiene un plano de tierra en la parte inferior, y una línea de conducción en la parte superior. Estos tipos de geometría han sido usados últimamente para circuitos impresos [7]. En la Figura 3.3 se observa tal geometría.

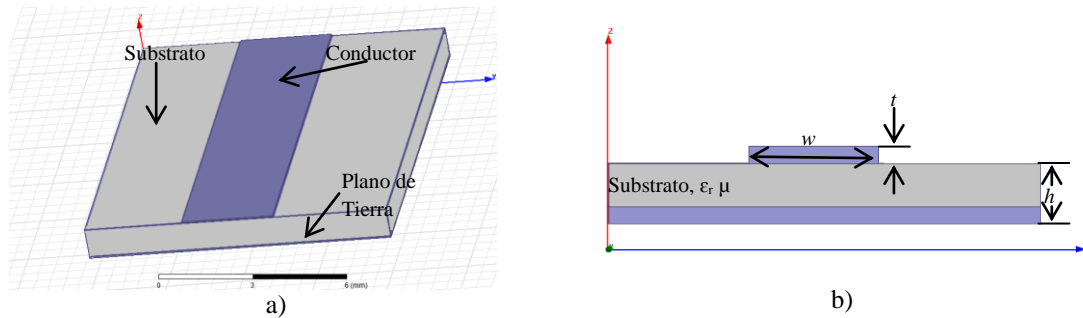


Figura 3.3. Línea Microcinta
a) Perspectiva. b) Vista Frontal.

De la Figura 3.3 es posible observar que el conductor superior está sobrepuesto al substrato, este substrato contiene una permitividad relativa ϵ_r , y una permeabilidad magnética μ . La distribución de los campos a lo largo de la microcinta se puede visualizar en la Figura 3.4 [9].

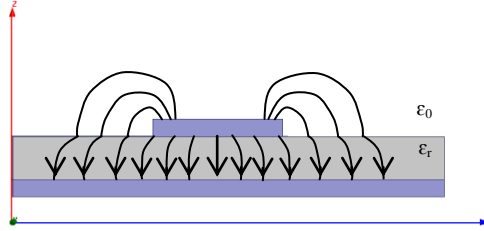


Figura 3.4. Líneas de campo Eléctrico.

Como se observa en la Figura 3.4, las líneas de campo están viajando en dos medios, uno es el aire o vacío y el otro es el sustrato; por lo tanto, es necesario encontrar una permitividad efectiva para la línea de microcinta.

Para calcular la permitividad efectiva y la impedancia característica se considerarán las siguientes ecuaciones [7]:

En estructuras con $w/h > 1$:

$$\epsilon_{eff} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} + \frac{(\epsilon_r - 1)}{2\sqrt{1 + 12h/w}} \quad (3.3)$$

Ahora la impedancia característica está dada por las formulas aproximadas escritas a continuación.

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln\left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{h}\right), & w/h \leq 1 \\ \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{120\pi}{[w/h + 1.393 + 0.667 \ln(w/h + 1.444)]}, & w/h > 1 \end{cases} \quad (3.4)$$

De la ecuación 3.4 se puede observar, que la impedancia de una microcinta angosta será alta, y la de una microcinta ancha será baja [7].

3.2 Parámetros S

Los parámetros S se simbolizan así por su sigla en inglés, *Scattering*, que traduce dispersión, y vienen en la teoría de redes de dos puertos. Esta teoría caracteriza la relación entre el comportamiento de entrada y salida para cualquier circuito eléctrico de dos puertos. En la Figura 3.5 se observa una red de dos puertos con sus variables de entrada y salida, voltaje y corriente en cada puerto.

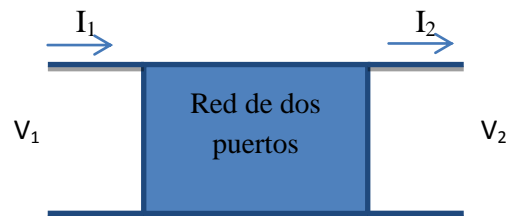


Figura 3.5. Red de dos puertos. [10]

Se obtiene de la Figura 3.5 un esquema para aplicar leyes de Kirchoff de corrientes y voltajes, para encontrarse las ecuaciones que involucran los dos puertos en función de sus corrientes y voltajes, dando así un sistema de ecuaciones de 2x2 para resolver [10]. Debido a las diversas combinaciones que se tienen para describir el sistema en función de las variables de entrada y salida, es posible obtener diferentes parámetros como caracterización, entre los cuales tenemos

- ✓ Parámetros Z (Impedancia)
- ✓ Parámetros S (o dispersión)

Como ejemplo se presenta a continuación el conjunto de ecuaciones obtenido observando la Figura 3.5, para posteriormente hallar los parámetros de impedancia:

$$v_1 = Z_{11}i_1 - Z_{12}i_2 \quad (3.5)$$

$$v_2 = Z_{21}i_1 - Z_{22}i_2 \quad (3.6)$$

De las ecuaciones (3.5 y (3.6 se obtiene una matriz de 2x2.

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ -i_2 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Con esto se pueden obtener los valores de los parámetros Z, a continuación se muestran:

$$\begin{aligned} Z_{11} &= \left[\frac{v_1}{i_1} \right]_{i_2=0} & Z_{12} &= - \left[\frac{v_1}{i_2} \right]_{i_1=0} \\ Z_{21} &= \left[\frac{v_2}{i_1} \right]_{i_2=0} & Z_{22} &= - \left[\frac{v_2}{i_2} \right]_{i_1=0} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Como se observa en la ecuación (3.8, para obtener los parámetros se hace necesario volver cero algunas de las variables de entrada, en este caso las corrientes. Esto implicaría dejar un circuito abierto en el puerto deseado. Si fuere necesario volver cero el voltaje, un corto circuito sería suficiente. Las anteriores condiciones dependen del tipo de parámetro que se desee hallar y son válidas para redes con dispositivos concentrados. A medida que es incrementada la frecuencia de alimentación del circuito y se cumple que las dimensiones del mismo son comparables a la longitud de onda de alimentación, ya no es posible generar un corto circuito o un circuito abierto, porque ya se tendría que trabajar con el modelo de parámetros distribuidos explicado al principio de este capítulo. Por tanto, es necesario cambiar el modelo de corrientes y voltajes aplicados por uno diferente. En este modelo, se aplicaría una señal incidente a en uno de los puertos y posteriormente se mediría la señal reflejada b en el puerto deseado; con esto serían determinados los Parámetros S.

A continuación se aplica de forma análoga el proceso usado para encontrar los parámetros Z, tomando en cuenta que las entradas a la red son las señales incidentes y las salidas son la señales reflejadas. Esto con el fin de encontrar las ecuaciones que definen una red de dos puertos en función de sus parámetros de dispersión (S).

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (3.9)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (3.10)$$

De las dos ecuaciones anteriores es posible plantear la matriz resultante 2x2, ecuación (3.11), que nos permitirá encontrar nuestros parámetros de dispersión.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Con esto se calculan los parámetros de dispersión, mostrados en la ecuación 3.12.

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left[\frac{b_1}{a_1} \right]_{a_2=0} & S_{12} &= \left[\frac{b_1}{a_2} \right]_{a_1=0} \\ S_{21} &= \left[\frac{b_2}{a_1} \right]_{a_2=0} & S_{22} &= \left[\frac{b_2}{a_2} \right]_{a_1=0} \end{aligned} \quad (3.12)$$

Como se observa en los parámetros S, ahora es necesario hacer cero el valor de la señal incidente, lo que implica no inyectar potencia en el puerto indicado por el subíndice, y medir las señales reflejadas en el puerto correspondiente. Teniendo el método de obtención de los parámetros S, en la Figura 3.6 se representa gráficamente todos los parámetros de dispersión, estos serían cuatro en total para una red de dos puertos.

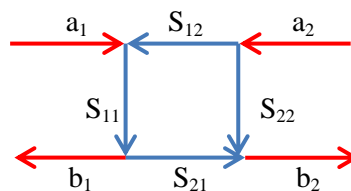


Figura 3.6. Parámetros S.

- ✓ S_{11} = Reflexión en el puerto 1.
- ✓ S_{12} =Transmisión del puerto 2 al puerto 1.

- ✓ S_{21} =Transmisión del puerto 1 al puerto 2.
- ✓ S_{22} = Reflexión en el puerto 2.

3.3 Antenas

Las antenas son transductores electromagnéticos que acoplan circuitos eléctricos al medio que los rodea, permitiendo así a las ondas electromagnéticas ser radiadas al medio (véase Figura 3.7). Las antenas tienen la propiedad de reciprocidad, lo que implica que una antena transmisora posee las mismas características que una receptora [9].

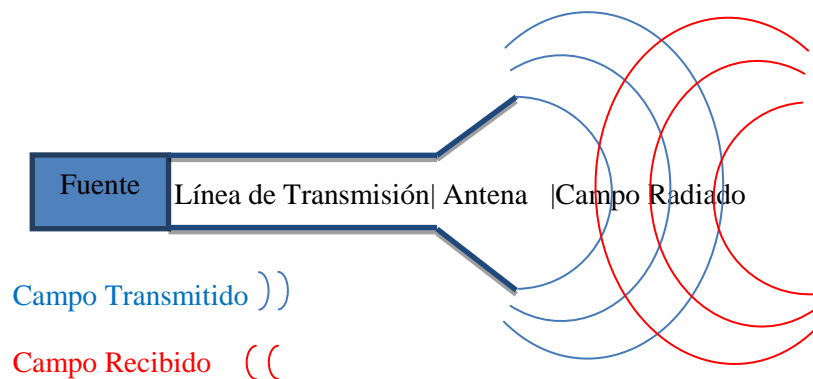


Figura 3.7. Antena

Existen diferentes tipos de antenas entre los cuales se enlistan:

- ✓ Antenas de alambre.
- ✓ Antenas de Apertura.
- ✓ Antenas Microcinta (*Microstrip*).
- ✓ Antenas de Reflector.
- ✓ Antenas de lente.

Como se observa en la Figura 3.7, la antena adapta la señal eléctrica para ser transmitida a través de un medio no guiado, o puede recibir la señal emitida por otra antena. Se observa de la Figura 3.7 los siguientes elementos, Fuente: éste elemento produce la perturbación del sistema, en este caso genera ondas eléctricas. Línea de

Transmisión: es una guía para la energía generada por la fuente. Antena: es el acoplador que permite a la onda guiada salir al medio que lo rodea, es decir la onda eléctrica se convierte en una onda radiada.

Cada antena puede ser caracterizada siguiendo los patrones descritos a continuación, estos patrones terminarán definiendo por completo las características físicas de las mismas.

Patrón de Radiación: Este es la forma que tiene la distribución de la potencia radiada por la antena, es una representación espacial de la magnitud de potencia, esta representación puede ser expresada bien sea en coordenadas cartesianas o como se observa en la Figura 3.8 en coordenadas polares.

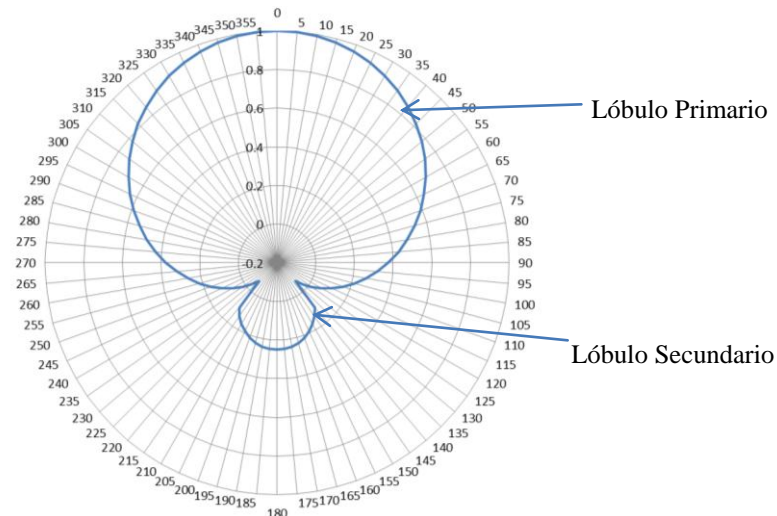


Figura 3.8. Patrón de Radiación.

Intensidad de Radiación: Es una medida de potencia que se toma a lo lejos de la antena por unidad de ángulo sólido, véase ecuación 3.13.

$$U = r^2 W_{rad} \tag{3.13}$$

Donde U es la intensidad de radiación, r^2 es la unidad de ángulo sólido, y W_{rad} es la densidad de radiación. La unidad de ángulo sólido es definida en la Figura 3.9 donde se observa que el área del círculo es el radio visto al interior de la esfera al cuadrado; esta unidad también es conocida como steradián.

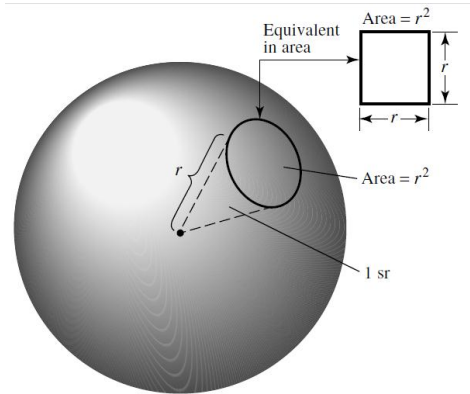


Figura 3.9. Steradián [9].

Directividad y Ganancia: La directividad es la potencia máxima en una dirección comparada con la potencia promedio radiada en las demás direcciones.

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}}$$

(3.14)

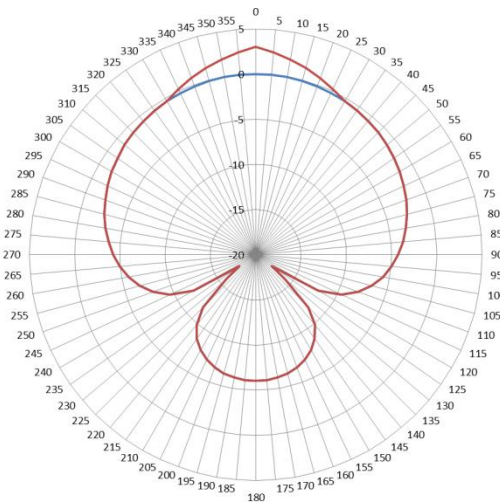


Figura 3.10. Directividad (dB).

Donde U es intensidad de radiación, U_0 es la intensidad de radiación promedio de un radiador isotrópico y P_{rad} es la potencia radiada. Como se observa en la Figura 3.10 la línea roja es más directiva en el ángulo cero, comparada con la línea azul. También podemos obtener la Ganancia de la antena, ésta se logra, de la relación de potencia que se obtiene en una dirección, comparada con una antena referencia, por lo regular se compara con la antena isotrópica (esta radia de igual forma en todo el plano polar).

De la Figura 3.10 podemos observar si se toma la línea azul como referencia, una ganancia de +3 dB en la dirección de 0°.

Área Efectiva Máxima: Es una medida usada en las antenas para determinar la cantidad de energía que se está recibiendo de una onda incidente a la antena. Este cálculo se hace mediante la comparación de la energía por unidad de área entregada por la onda, y el área efectiva que tiene la antena, a continuación se describe su formulación matemática.

$$A_{em} = \frac{|V_T|^2}{8W_i} \left[\frac{1}{R_r + R_L} \right] \quad (3.15)$$

De (3.15) se tiene que V_T es el voltaje inducido al transmisor, W_i es la potencia de la onda incidente, R_r es la resistencia de radiación de la antena, R_L es la resistencia de carga de la antena.

Eficiencia de Radiación de la Antena: Es la relación establecida entre la energía entregada al puerto de alimentación, y la energía radiada al espacio libre; se representa como se ve en la siguiente ecuación

$$e_{cd} = \frac{R_r}{R_r + R_L} \quad (3.16)$$

Donde R_r Resistencia de Radiación de la antena y R_L Resistencia de pérdidas de la antena.

Ancho de lóbulo de potencia media: Se define como la distancia en grados entre los puntos donde la potencia radiada alcanza el 50% del máximo, observamos en la Figura 3.11, cómo se puede definir este ancho del patrón de radiación de la antena.

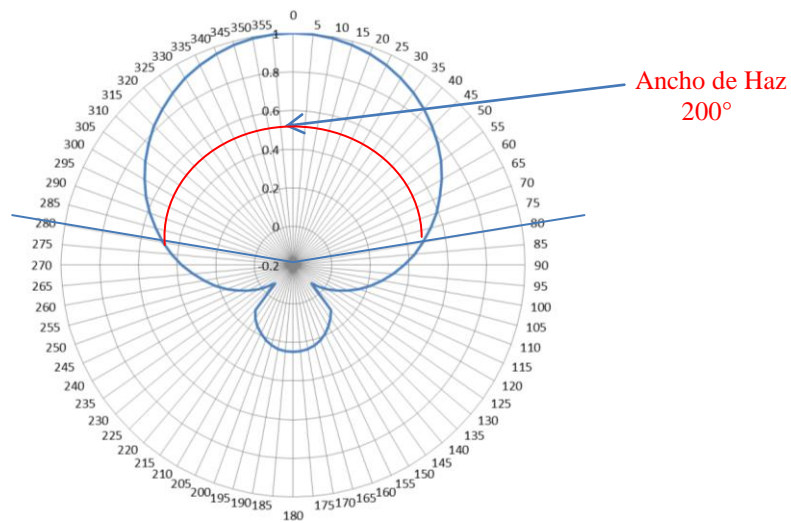


Figura 3.11. Ancho de lóbulo de potencia media.

Se puede observar que el ancho de potencia media del patrón de radiación presentado es de 200° .

Polarización: Es la variación del campo eléctrico que induce la onda electromagnética a transmitir desde la antena hacia el medio que la rodea. La polarización puede ser clasificada como: Lineal, Circular, Elíptica. Si el vector que describe el campo eléctrico en un punto en el espacio como función del tiempo, siempre está en línea recta, el campo se dice que está linealmente polarizado; en general se podría definir la polarización, dependiendo de las figuras formadas por el campo eléctrico, como lo serían un círculo o una elipse a través del tiempo. Para los casos de polarización circular o elíptica pueden ser denominadas de acuerdo al sentido en que gira el vector, estos son en dirección de las manecillas del reloj o en contra, siendo estas polarizaciones de mano derecha o de mano izquierda respectivamente [9].

3.3.1 Antenas de Parche en Tecnología Microcinta

Estas son antenas fabricadas en una microcinta, que consta de un plano de tierra, un substrato y un conductor.

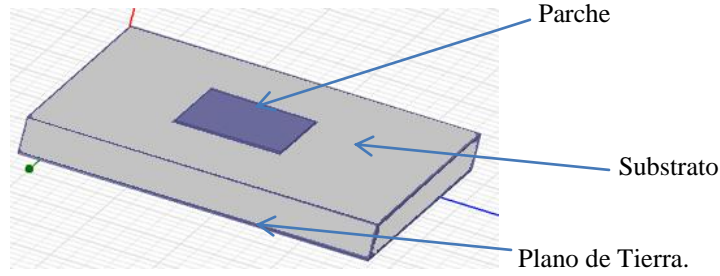


Figura 3.12. Antena Microcinta.

Este tipo de antena es básicamente una línea de transmisión excitada a través de un acoplamiento a una determinada frecuencia, produciendo una resonancia dependiente de las condiciones de frontera que tiene el parche a radiar. ¿Cuándo se logra la resonancia en el parche?, esto se verá siguiendo las siguientes afirmaciones.

Se podrá observar a continuación las condiciones de frontera en la Figura 3.13; tomaremos una línea de transmisión de longitud $\lambda/2$ abierta en sus dos extremos, su impedancia de entrada Z_{in} está determinada por la siguiente ecuación. Si no se consideraran pérdidas $\alpha = 0$. Con α constante de atenuación, β constante de propagación, ω_0 frecuencia de resonancia en radianes, $\Delta\omega$ cambio de frecuencia [6].

$$Z_{in} = Z_0 \coth(\alpha + j\beta)l = Z_0 \frac{1 + j \tan \beta l \tanh \alpha l}{\tanh \alpha l + j \tan \beta l} \quad (3.17)$$

Se tiene que $l = \lambda/2$ a $\omega = \omega_0$, y $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$, ahora,

$$\beta l = \pi + \frac{\pi \Delta\omega}{\omega_0} \quad (3.18)$$

Y entonces

$$\tanh \beta l = \tan \frac{\Delta\omega \pi}{\omega} \cong \frac{\Delta\omega \pi}{\omega_0} \quad (3.19)$$

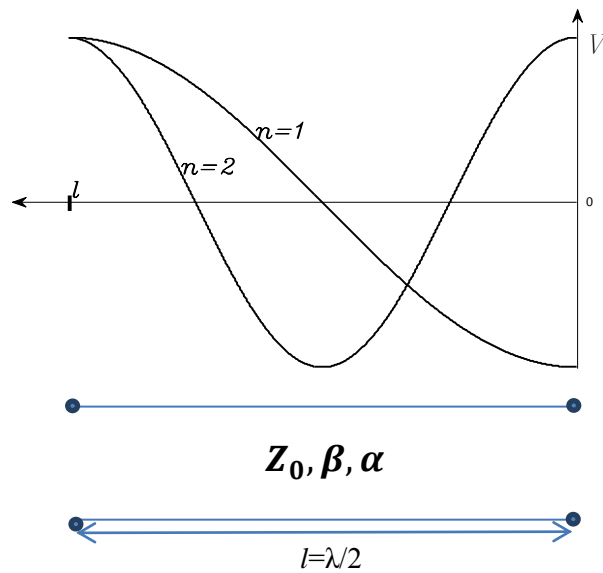


Figura 3.13. Línea de Transmisión abierta en sus extremos, con pérdidas, y distribuciones de voltaje para $n=1$, $n=2$.

Y $\tanh \alpha l \cong \alpha l$. Usando los resultados de la ecuación anterior se tiene

$$Z_{in} = \frac{Z_0}{\alpha l + j(\Delta\omega\pi/\omega_0)} \quad (3.20)$$

Esta impedancia de entrada es de la forma de un circuito resonante en paralelo [6], por lo tanto si se compara con dicho circuito se tendrían los valores siguientes del circuito equivalente en resonancia.

$$R = \frac{Z_0}{\alpha l} \quad (3.21)$$

La capacitancia.

$$C = \frac{\pi}{2\omega_0 Z_0} \quad (3.22)$$

La inductancia.

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C} \quad (3.23)$$

Desde que $l = \pi/\beta$ habría resonancia. Cabe notar que esta línea podrá resonar para $l = n\lambda/2$, con $n = 1, 2, 3 \dots$. Las distribuciones de Voltaje se muestran para $n = 1$, y, $n = 2$.

Así queda establecido los valores en frecuencia que el parche estaría resonando.

Ya descrita la condición para la resonancia es necesario alimentar el parche que funcionará como antena, a continuación se presentan los tipos de alimentación que son:

- ✓ **Directo:** Este se conecta directamente al parche radiante por medio de una línea de transmisión acoplada, el estándar dice que la línea de alimentación debe tener una impedancia característica de 50Ω .
- ✓ **Coaxial:** Se conecta el parche a un conector coaxial a 50 Ohms , el pin central o conductor interno se conecta a la superficie del parche microcinta, y el conductor externo es conectado con el plano de tierra.
- ✓ **Apertura:** Consta de una capa extra en la estructura microcinta, en la que al plano de tierra se le hace una cavidad, y en la capa extra de la microcinta es alimentado el circuito con una línea de transmisión a 50Ω .
- ✓ **Proximidad:** Es inducida la alimentación bien sea por acoplamiento capacitivo o inductivo sin tocar el parche.

Ahora que se tiene alimentado el parche a radiar, es necesario definir la condición en la cual la antena estaría acoplada con el aire, permitiendo así la transmisión de energía desde una fuente, hacia el medio, en este caso el aire. Es necesario definir la impedancia del aire como $\eta_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} = 120\pi \cong 378\Omega$ [9]. Si observamos la Figura 3.13, se tiene que la línea de transmisión que funcionará como antena está abierta en sus extremos, esto significaría adaptarle una impedancia con el valor de la impedancia del aire en sus extremos como se observa en la Figura 3.14 a).

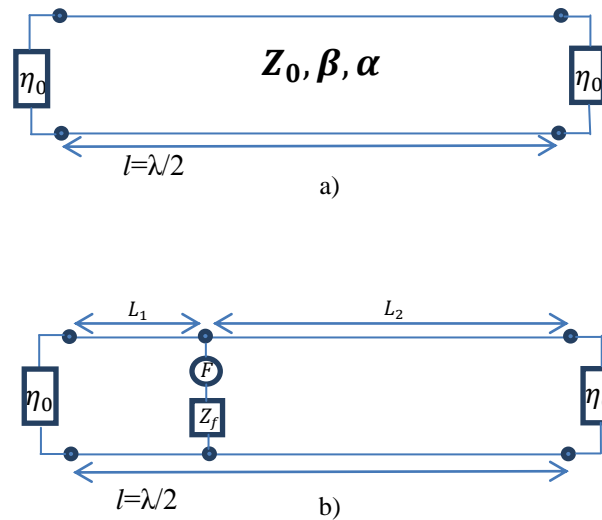


Figura 3.14. Línea de transmisión.

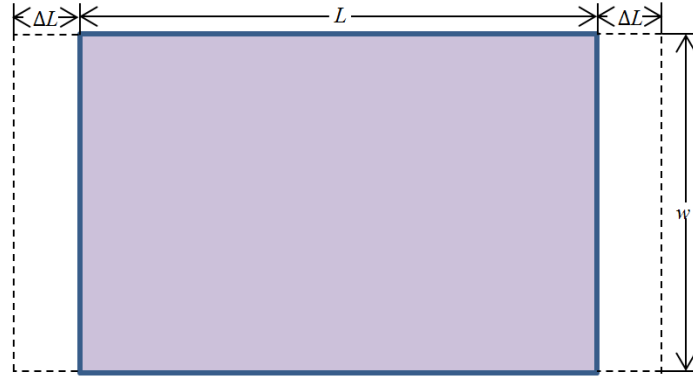
a) Conectada al aire en sus extremos. b) Acoplada al aire con fuente de alimentación.

En la Figura 3.14b), F es la fuente, Z_f es la impedancia de la fuente, $L_{1,2}$ son distancias. Ahora es necesario, para transmitir la onda eléctrica generada por la fuente al medio de transmisión, se debe acoplar la impedancia de la fuente, que por estándar son 50Ω , con la línea de transmisión conectada en sus extremos al aire. Para esto se debe encontrar el punto definido por las distancias L_1 y L_2 , en el cuál la energía contenida en la alimentación se transfiere a través de la línea de transmisión al aire. También es necesario notar que $L_1 + L_2 = \lambda/2$, para también cumplir con la condición de resonancia descrita anteriormente. Sí se logra cumplir con la condición de resonancia y el acoplamiento entre la fuente, la línea de transmisión y el aire, se tendría una antena radiando energía al aire.

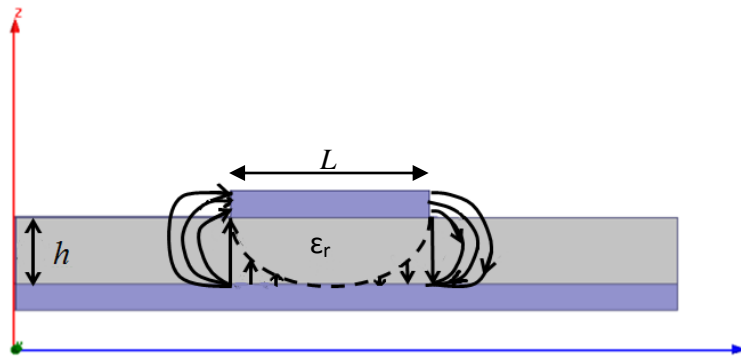
3.3.2 Diseño antenas Microcinta de parche rectangular

Lo que se busca con una antena de microcinta, es tener un transmisor de ondas electromagnéticas, para esto se debe cumplir con las condiciones de frontera descritas en la Figura 3.13. Con el modelo de línea de transmisión [9], se procede a encontrar las dimensiones del parche para la antena.

Debido a las líneas de campo producidas en los extremos del parche, ver Figura 3.15, la longitud efectiva del parche es mayor a la longitud física.



a)



b)

Figura 3.15. Longitud física y efectiva del parche radiador.
a) Vista Superior. b) Vista lateral.

Es definida la extensión ΔL de la siguiente forma [9].

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{w}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{w}{h} + 0.8\right)} \quad (3.24)$$

Ahora el largo se ha incrementado ΔL en cada lado, el largo efectivo sería ahora. [9]

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (3.25)$$

Para el modo dominante, la frecuencia de resonancia es función del largo del parche, se obtiene de la siguiente relación [9].

$$f_r = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.26)$$

Se tiene para un radiador efectivo [9]:

$$w = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (3.27)$$

Han sido descritas las ecuaciones de diseño, para una antena rectangular de parche, cabe anotar que la cara resonante terminará siendo L_{eff} . Existe la posibilidad de diseñar un parche cuadrado simplemente igualando $L_{eff} = w$; esto disminuiría el tamaño en área del parche.

4.0 Conceptos Básicos de Imagenología

La Imagenología de Microondas (*Microwave Imaging*), busca la generación de imágenes a partir del campo dispersado por un objeto, a través de radiaciones provenientes de antenas alimentadas en el rango de las microondas.

Esta tecnología busca detectar objetos inmersos en algún medio, ya sea para observar su posición y/o su tamaño, o detectar la composición del objeto a observar (ϵ_r).

Existen diversas técnicas para la generación de estas imágenes, para ello, hacen uso de implementaciones físicas y lógicas en su búsqueda. Las investigaciones presentan mejoras tanto en hardware como en software en la obtención de las imágenes. En ello se pueden encontrar algunas aplicaciones prácticas como lo son: encontrar tumores cancerígenos de seno en mujeres, detección de objetos en materiales transparentes para las microondas, como son posibles rupturas o fallas en estructuras civiles entre otros [2]-[5],[11],[12], [15]-[28].

El principio básico de la imagenología se puede observar en la Figura 4.1; éste consiste en inducir una onda electromagnética o frente de onda en un objeto, las propiedades físicas del mismo, harán reflejar y dispersar la energía recibida, logrando imprimir en dicha energía información concerniente a las características del objeto bajo prueba.

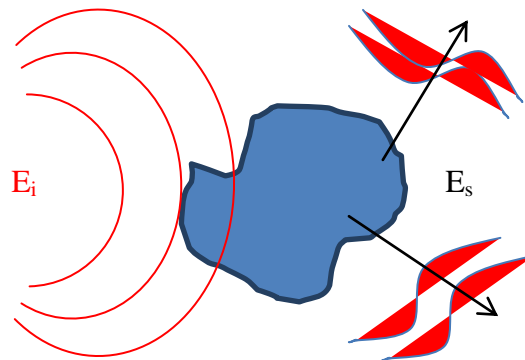


Figura 4.1. Campo Dispersado.

Como se observa en la Figura 4.1 se tiene un campo Incidente E_i y un campo dispersado E_s los cuales serían análogos a los transmisores y receptores en un sistema completo de imagenología.

4.1 Métodos para Imagenología

En la imagenología existen diversos métodos a aplicar en pro de la obtención de una imagen; algunos métodos dependientes del hardware a utilizar, serán resumidos en este apartado. Estos esquemas dependen de la cantidad de antenas a usar y sus características espaciales básicamente. A continuación veremos tres esquemas usados en la obtención de imágenes a frecuencias de microondas.

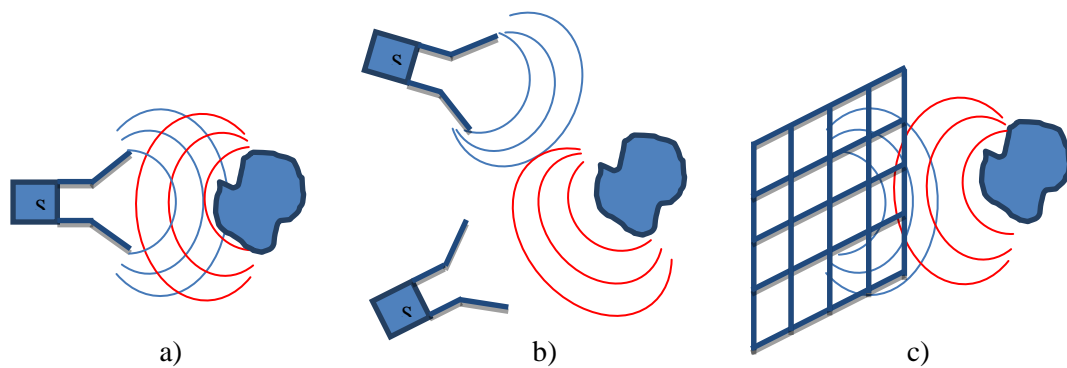


Figura 4.2. Métodos para Imagenología.
a) Monoestático b) Biestático c) Grilla de Medición.

4.2 Antenas para Imagenología

Las antenas son parte importante en un sistema de imagenología, por lo que estas son las encargadas de generar la excitación en el medio, y luego recibir el campo dispersado por el objeto a observar. Dependiendo la frecuencia o el ancho de banda en el que se diseña el sistema, así mismo es necesario encontrar la antena adecuada para las mediciones. Para esto existen antenas de ancho de banda reducido [11], o en el otro caso antenas de banda ancha [12] [13] [14]. Las antenas de banda angosta

contienen solo una frecuencia de resonancia que interactúa con el objeto, a diferencia de las de banda ancha, que contienen un amplio espectro de interacción con el objeto a observar.

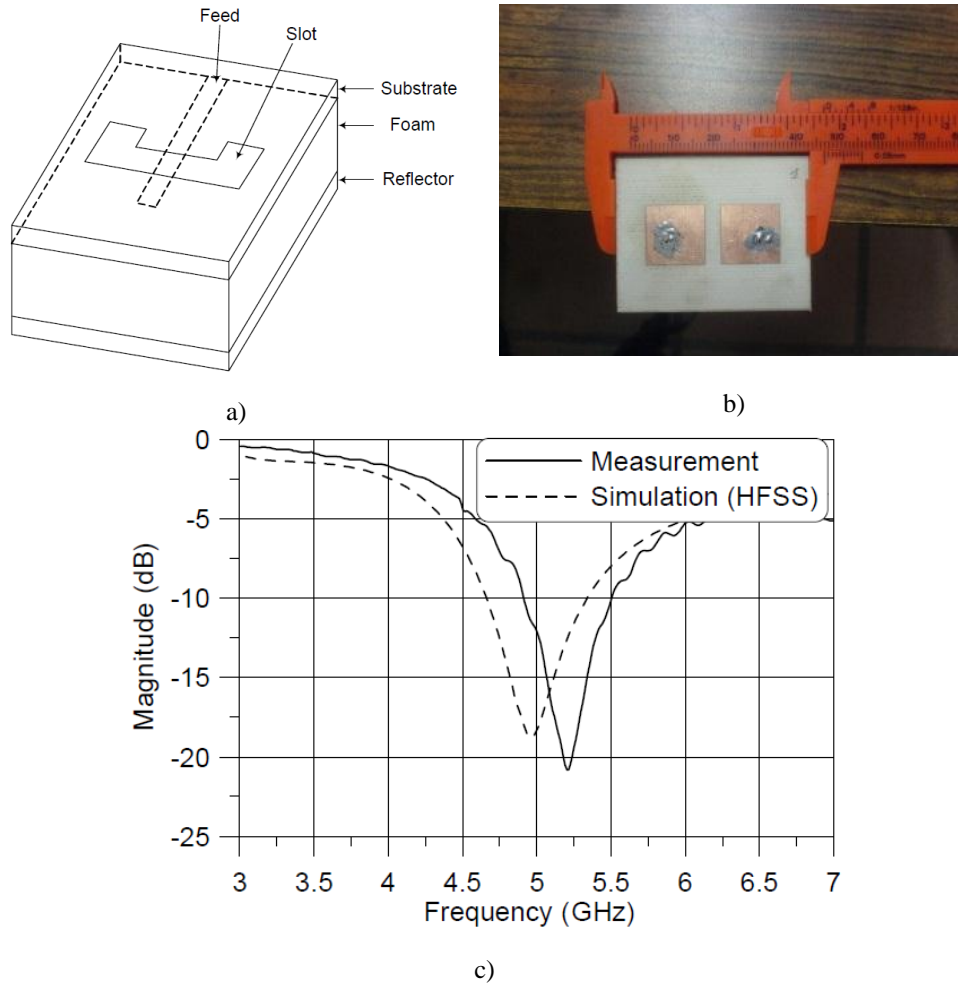


Figura 4.3. Antenas de Banda angosta.

a) *Slot antenna* [15] b) Antenas de parche construida c) Respuesta en frecuencia [16].

Como se observa en la Figura 4.3.c) su respuesta en frecuencia presenta una resonancia con un ancho de banda reducido por esto se llaman de banda angosta, cabe notar que la respuesta que se presenta, es de una antena de ranura en microcinta (*Slot antenna*) y es mostrada en la parte a) de la Figura 4.3.

Las antenas de banda angosta principalmente, son implementadas a partir de resonadores $\lambda/2$, estos tipos de antenas son frecuentemente parche de microcinta o de ranura en microcinta.

Con estas antenas se busca obtener una única frecuencia de resonancia con un buen acoplamiento al puerto de alimentación. Este acoplamiento está representado por el parámetro de red S_{11} , tomando como referencia máxima aceptable -10dB en su magnitud, esto implica que solo el 10% de la energía recibida por el puerto está siendo reflejada, y el 90% estaría siendo transmitido a la antena. Se pueden observar las respuestas de este tipo de antenas en la literatura en artículos como [11], [16].

Las antenas de banda ancha constan de modificaciones en la geometría del parche radiador para tener por varios GHz un parámetro de red $S_{11} < -10\text{dB}$, son usadas este tipo de antenas para imagenología, gracias a su ancho de banda conteniendo mayor información, en comparación a las de banda angosta. Como se observa en la Figura 4.4, se cuentan con antenas de borde elíptico, elíptico con ranuras, y antenas Vivaldi.

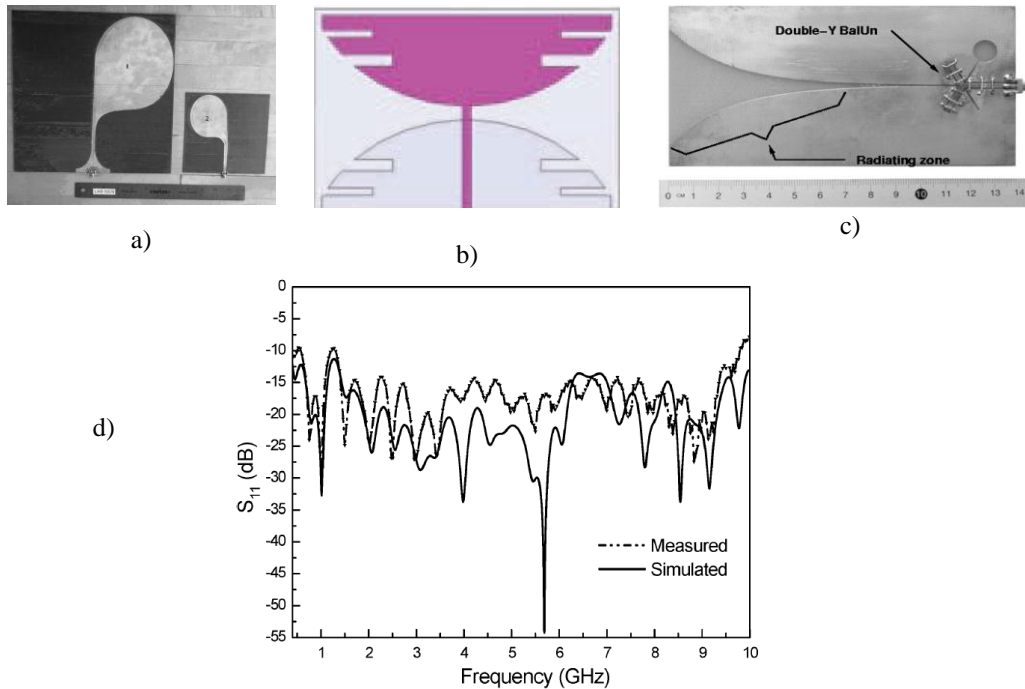


Figura 4.4. Antenas de Banda Ancha.

a) antena de banda ancha [13] b) tapered slot antenna [3] c) Vivaldi antenna [14] d) respuesta de antena [13].

De la Figura 4.4.d) se observa que la antena posee un ancho de banda de varios GHz, por lo que son llamadas antenas de banda ancha, en donde la literatura reporta básicamente estos tres tipos de antenas [3], [13] y [14].

Vistos algunos de los tipos de antena usados en la imagenología es conveniente darle una mirada a como son procesados los datos generados por los objetos a detectar.

4.3 Procesamientos para Imagenología

La imagenología de microondas, basa su funcionamiento en el análisis del comportamiento de los campos electromagnéticos a través de un medio [17]; este comportamiento puede ser predicho gracias a las ecuaciones de Maxwell [7]. Maxwell a través de sus ecuaciones, define el comportamiento electromagnético de una onda a través de un medio. Luego, gracias a esto se puede comparar el campo intuido, con el campo dispersado por un objeto, logrando ver en la comparación si hay o no objeto.

Existen métodos u algoritmos en los donde se procesa el campo dispersado por un objeto, este se mide con una antena y se procesa para su posterior visualización.

A continuación se explicarán los funcionamientos de algunas teorías vistas en la literatura.

4.3.1 Dispersión Inversa (Inverse Scattering)

El principal problema de la generación de imágenes, es procesar los datos obtenidos por las antenas, como resultado de la interacción del objeto en prueba con las ondas electromagnéticas que transmiten las antenas; para esto se proponen ecuaciones que ayuden a la solución de este problema, como se verá a continuación, son formuladas igualdades para ayudar a la solución de las ecuaciones de onda en pro de la solución de este problema. En un sistema de imagenología, el total del campo eléctrico se puede definir con:

$$E_T = E_i + E_s$$

(4.1)

Donde E_i es el campo eléctrico incidente, E_s es el campo eléctrico dispersado, ahora se tiene que el campo total satisface la ecuación integral de Lippmann-Scwinger

$$\begin{aligned} \vec{E}(\vec{r}) = & \vec{E}_i(\vec{r}) + k_0^2 \int_V \vec{E}(\vec{r}') [\tilde{\epsilon}_r(\vec{r}') - 1] G(\vec{r}, \vec{r}') dV + \\ & \int_V \nabla \{ \nabla \cdot \vec{E}(\vec{r}') [\tilde{\epsilon}_r(\vec{r}') - 1] \} G(\vec{r}, \vec{r}') dV \end{aligned} \quad (4.2)$$

Donde $\vec{r} \in R^3$ es la posición de un punto de observación, $\vec{r}' \in V$ es la posición de la fuente, $\tilde{\epsilon}_r = \epsilon_r(\vec{r}') - \frac{j\sigma(\vec{r}')}{\omega\epsilon_0}$, $\epsilon = \epsilon_r\epsilon_0$ representa la permitividad del espacio de prueba, $G(\vec{r}, \vec{r}')$ es la función de Green de espacio libre, que está dada por:

$$G(\vec{r}, \vec{r}') = e^{-jk_0|\vec{r}-\vec{r}'|} / (4\pi|\vec{r}-\vec{r}'|) \quad (4.3)$$

Definiendo la función de contraste $x(\vec{r}') = k_0^2[\tilde{\epsilon}_r(\vec{r}') - 1]$, es fácil observar la relación lineal entre el campo incidente y el dispersado, mientras que la relación de la función de contraste y el campo dispersado es no lineal. Ahora si el campo dispersado es débil lo suficiente, se puede ignorar, dando así la siguiente definición

$$\vec{E}(\vec{r}') \approx \vec{E}_i(\vec{r}') \quad (4.4)$$

La ecuación (4.4) es conocida como la aproximación de primer orden de Born, con esta aproximación la función de contraste y el campo dispersado tendrían una relación lineal así

$$\vec{E}_s(\vec{r}') = \vec{E}_{Born}(\vec{r}') = \int_V \vec{E}(\vec{r}') x(\vec{r}') G(\vec{r}, \vec{r}') dV' \quad (4.5)$$

Para tener un campo dispersado más preciso, ecuación (4.5) se reemplaza en (4.2), se obtiene

$$\vec{E}(\vec{r}) \approx \vec{E}_i(\vec{r}) + \int_V \vec{E}_i(\vec{r}') x(\vec{r}') G(\vec{r}, \vec{r}') dV' \quad (4.6)$$

La ecuación (4.6) es la aproximación de Born de segundo orden. De esta aproximación el campo dispersado quedaría así

$$\vec{E}_s(\vec{r}) = \vec{E}_{Born}^{(2)}(\vec{r}) = \int_V [\vec{E}_i(\vec{r}') + \vec{E}_{Born}(\vec{r}')] x(\vec{r}') G(\vec{r}, \vec{r}') dV' \quad (4.7)$$

Aproximación de Born de Segundo Orden:

Se considera un cilindro dispersor con una variable con permitividad dieléctrica $\varepsilon(x, y)$, la forma discreta de la ecuación (4.7) es

$$E_{scatt(2BA)}^v = \sum_{l=1}^N G_{m,l}^v \tau_l \cdot \left[E_{inc,l}^v + \sum_{n=1}^N G_{l,n}^v \tau_n \cdot E_{inc,l}^v \right] \quad (4.8)$$

$$G_{m,l}^v = jk_0^2 \int_{S_1} H_0^2(k_0 \rho(x_m^v, y_m^v, x', y')) dx' dy' / 4 \quad (m = 1, \dots, M; l = 1, \dots, N; v = 1, \dots, V) \quad (4.9)$$

Donde v es el v -enésimo ángulo incidente, m es el m -enésimo punto de medida, τ_p es la cantidad desconocida del p -enésimo subdominio dado por $\tau = [\varepsilon(x, y)/\varepsilon_0 - 1]$ y es tomado como una constante en un elemento. k_0 es el número de onda del medio externo, ρ está dado por $\rho(x_m^v, y_m^v, x', y') = \sqrt{(x_m^v - x')^2 + (y_m^v - y')^2}$, $H_0^2(k_0 \rho)$ es la función de Hankel de orden cero de segundo tipo, N es el número total de elementos de las mallas, V es el número total de ángulos incidentes, M es el número total de puntos de medida.

Asumiendo lo anterior, el problema de dispersión inversa es puesto en la minimización del problema de (4.10).

$$\zeta = \sum_{v=1}^V \sum_{m=1}^M \left| E_{scat,m}^v - \sum_{l=1}^N G_{m,l}^v \tau_l \cdot \left[E_{inc,l}^v + \sum_{n=1}^N G_{l,n}^v \tau_n \cdot E_{inc,l}^v \right] \right|^2 \quad (4.10)$$

$$E_{inc,l}^v(x, y) = \exp\{j[x \cos v_{inc}^v + y \sin v_{inc}^v]\},$$

$$v = 1, \dots, V \quad (4.11)$$

Donde $E_{scat,m}^v$ es el campo eléctrico medido, el ángulo incidente está dado por

$$v_{inc}^v = 2\pi v - (v - 1)/V \quad (v = 1, \dots, V) \quad (4.12)$$

Dado este análisis la respuesta que se busca está concentrada en resolver la ecuación (4.10), para esto es necesario implementaciones software con las que se podrían obtener imágenes. Esto se haría para la detección de algún objeto puesto en un ambiente controlado [17] [18].

4.3.2 Radar

Es una de las técnicas usadas en principio por los militares para detectar objetivos a larga distancia. Radar proviene de las siglas en inglés *Radio Detection and Ranging* que traduciría radio determinación [19] [20]. Éste funciona emitiendo un pulso que es enviado por la antena y luego recibe el eco de este pulso para almacenarlo en un arreglo, en donde son guardados la posición y el retardo de la señal del eco. Posteriormente son implementados esquemas software para extraer los datos de las mediciones, en algunos casos se hacen en tiempo real. [5],[12], [21] – [23].

4.3.2.1 SAR (Radar de Apertura Sintética)

Este es un esquema de implementación de Radar, en el cuál por medio del procesado de medidas tomadas por varias antenas (dos o más) del campo disperso por un objeto se pueden generar imágenes.

A continuación serán escritas ecuaciones básicas para proyectar una imagen basada en lecturas de radar.

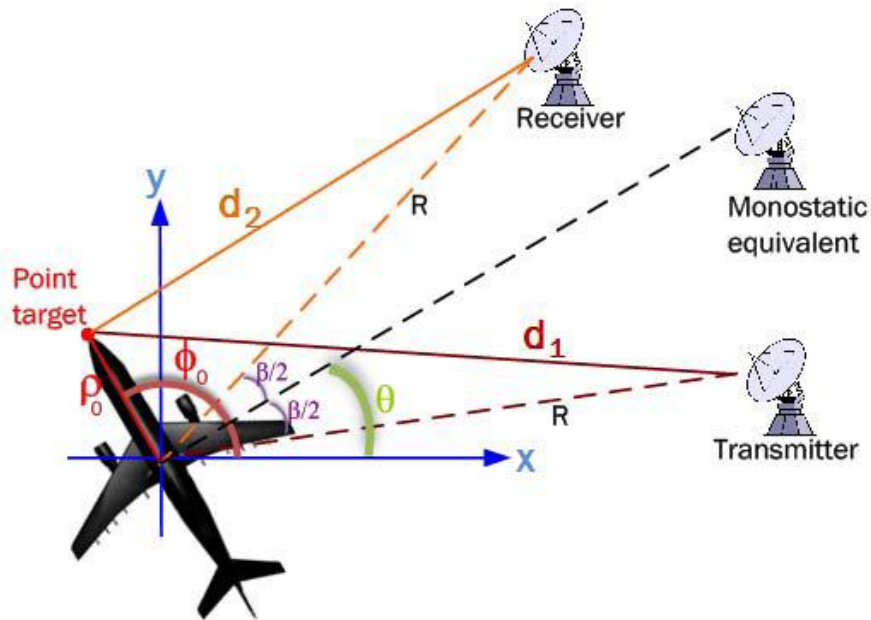


Figura 4.5. Geometría de Radar [12].

Las distancias del transmisor y receptor pueden obtenerse por la ley de los cosenos de la Figura 4.5. Geometría de Radar., también se asume que el transmisor y receptor se encuentran en campo lejano ($R \gg \rho_0$), ahora la distancia del objeto entre el transmisor y receptor se puede obtener así

$$d_1 = R - \rho_0 \cos\left(\varphi_0 - \theta + \frac{\beta}{2}\right) \tag{4.13}$$

$$d_2 = R - \rho_0 \cos\left(\varphi_0 - \theta + \frac{\beta}{2}\right) \tag{4.14}$$

Ahora, el campo eléctrico dispersado desde el punto del objeto puede ser escrito así

$$E_s(f, \theta) = Ae^{-jk(d_1+d_2)} \quad (4.15)$$

Donde A es la reflectividad electromagnética del punto dispersor y $k = \frac{2\pi f}{c}$ es el número de onda. Sustituyendo las ecuaciones (4.13) y (4.14) en (4.15), se tiene

$$E_s(f, \theta) = Ae^{-jk(2R-\rho_0[\cos(\varphi_0-\theta+\frac{\beta}{2})+\cos(\varphi_0-\theta+\frac{\beta}{2})])} \quad (4.16)$$

Ahora usando la expansión del coseno el campo puede ser reescrito así

$$E_s(f, \theta) = Ae^{-jk2R} \cdot e^{jk2\rho_0 \cos(\beta/2) \cos(\varphi_0-\theta)} \quad (4.17)$$

Ahora, $E_{sc}(f, \theta) = e^{-jk2R} E_s(f, \theta)$ representa el campo cuya fase centro es seleccionada como el origen. Ahora aplicando de nuevo la expansión del coseno, esta fase centrada en el campo en ecuación (4.17) se puede obtener

$$E_{sc}(f, \theta) e^{jk2\rho_0 \cos(\beta/2)[\cos \varphi_0 \cos \theta + \sin \varphi_0 \sin \theta]} \quad (4.18)$$

Para simplicidad, si la posición inicial del ángulo de la vista mono estática θ_0 es fijada en 0° entonces $\theta = \theta_0 + \Delta\theta = \Delta\theta$ y ecuación (4.18) sería más atractiva así

$$E_{sc}(f, \theta) = e^{jk2\rho_0 \cos(\beta/2)[\cos \varphi_0 \cos \Delta\theta + \sin \varphi_0 \sin \Delta\theta]} \quad (4.19)$$

En este punto se ha asumido que el ancho de banda de la señal transmitida es pequeño tal que $BW_f = f_c$ donde f_c es la frecuencia central y la variación del ángulo de vista $\Delta\theta$ es también pequeño tal que $\sin \Delta\theta \approx \Delta\theta$ y $\cos \Delta\theta \approx 1$. Asumiendo lo anterior lo reemplazamos en ecuación (4.19), ahora se obtiene

$$E_{sc}(f, \theta) = Ae^{jk2 \cos(\beta/2)\rho_0 \cos \varphi_0} e^{jk2 \cos(\beta/2)\rho_0 \sin(\varphi_0)\Delta\theta}$$

(4.20)

Ahora escribiendo en coordenadas cartesianas $x_0 = \rho_0 \cos \varphi_0$, $y_0 = \rho_0 \sin \varphi_0$ del punto dispersor en ecuación (4.20), se tiene

$$E_{sc}(f, \theta) = A e^{jk^2 \cos(\beta/2)x_0} \cdot e^{jk^2 \cos(\beta/2)y_0 \Delta \theta} \quad (4.21)$$

Se hace un cambio de variables tal que;

$$X = \frac{2f}{c} \cos(\beta/2) ; Y = \frac{2f}{c} \Delta \theta \cos(\beta/2) \quad (4.21)$$

Entonces la ecuación (4.20) puede ser reescrita con una nueva función $E_{sc}(X, Y)$ como sigue;

$$E_{sc}(X, Y) = e^{j2\pi[Xx_0 + Yy_0]} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} A \delta(x - x_0, y - y_0) e^{j2\pi[xX + yY]} dx dy \quad (4.22)$$

Viendo la ecuación (4.22), se puede dar cuenta que E_{sc} no es sino la transformada espacial de Fourier de la reflectividad del dispersor. Para obtener la imagen de reflectividad, se puede simplemente tomar la Transformada inversa de Fourier de los datos dispersados. Primero para esta Transformada inversa, los datos necesitan ser retomados uniformemente en una posición rectangular en el plano X,Y. Sin embargo esta interpolación puede ser descartada bajo las aproximaciones de ángulo pequeño y ancho de banda pequeño, el caso general para el Radar Biestático sería

$$A \delta(x - x_0, y - y_0) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E_{sc}(X, Y) e^{-j2\pi[Xx + Yy]} dXdY \quad (4.23)$$

Mediante el modelado del objeto como una suma de centros de dispersión; por ejemplo $\sum_{i=1}^N A_i \delta(x - x_i, y - y_i)$, las reflexiones representadas por A_i pueden

convertirse en imágenes, primero centrando en el origen el objeto a observar y posteriormente aplicar la Transformada inversa de Fourier de 2 dimensiones. [12]

4.3.2.2 GPR (Ground Penetrating Radar)

Esta es una técnica de radar usada para identificar objetos bajo la superficie cercana del suelo, es una técnica geofísica, dependiente del tiempo la cual provee pseudo imágenes en 3D de la superficie del suelo.

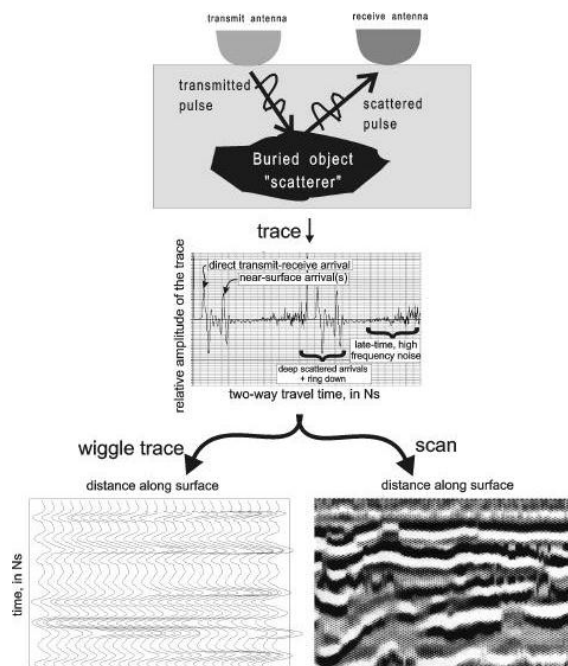


Figura 4.6. Sistema GPR. [24]

De la Figura 4.6 se observa que los pulsos dispersados por un objeto son almacenados para su posterior procesamiento, y son generadas imágenes de superficie (GPR). Esta técnica puede ser comparada con el Radar de Apertura Sintética, la diferencia básica es que esta se usa bien sea para encontrar objetos bajo la superficie, o determinar las características físicas de los suelos [24] [14].

4.3.3 Enfoques

La base de este tipo de procesamiento sigue siendo la solución de las ecuaciones de Maxwell para determinar las características del medio en el que se desplaza la onda electromagnética. Mas sin embargo, hacen el uso de coeficientes para enfocar, esto quiere decir, que dependiendo de la ubicación de las antenas estás tendrán un peso en el software implementado, para así generar la imagen; se definen los campos electromagnéticos que genera un objeto iluminado por una corriente inducida por una fuente puntual.

El factor de enfocado puede ser obtenido simplemente tomando el inverso del campo que está siendo inducido. Se sabe para el caso de fuentes puntuales, el campo está definido por la ecuación de *Green*, $e^{-jk_e r}/r$. Así, el campo incidente en $\mathbf{r}_i(x_i, y_i, z_i)$ cuando son enfocados desde cualquier punto transmisor $\mathbf{r}_{Tkl}(x_{Tkl}, y_{Tkl}, z_{Tkl})$ en el punto de reconstrucción $\mathbf{r}_f(x_f, y_f, z_f)$ puede expresarse

$$E_i(x_i, y_i, z_i) = \sum_{l=1}^{N_l} \sum_{k=1}^{N_k} I_{Tkl}(x_f, y_f, z_f) \cdot \frac{e^{-jk_e |\mathbf{r}_{Tkl} - \mathbf{r}_i|}}{|\mathbf{r}_{Tkl} - \mathbf{r}_i|} \quad (4.24)$$

Donde $I_{Tkl}(x_f, y_f, z_f)$, el operador de enfoque, está dado por $|\mathbf{r}_{Tkl} - \mathbf{r}_f|/e^{-jk_e |\mathbf{r}_{Tkl} - \mathbf{r}_f|}$.

El campo dispersado medido en $\mathbf{r}_{Rmn}(x_{Rmn}, y_{Rmn}, z_{Rmn})$, de un objeto puesto en $\mathbf{r}_0(x_0, y_0, z_0)$ es

$$E_s(x_{Rmn}, y_{Rmn}, z_{Rmn}) = E_i(x_0, y_0, z_0) \cdot I_{Obj} \cdot \frac{e^{-jk_e |\mathbf{r}_{Rmn} - \mathbf{r}_0|}}{|\mathbf{r}_{Rmn} - \mathbf{r}_0|} \quad (4.25)$$

Donde I_{Obj} es una constante para cada objeto conteniendo sus características electromagnéticas macroscópicas.

Cuando se enfoca el campo recibido en $\mathbf{r}_{Rmn}(x_{Rmn}, y_{Rmn}, z_{Rmn})$ en el punto de interés $\mathbf{r}_f(x_f, y_f, z_f)$, la imagen electromagnética de $E_f(x_f, y_f, z_f)$ en $\mathbf{r}_f(x_f, y_f, z_f)$ puede expresarse como

$$E_f(x_f, y_f, z_f) = \sum_{n=1}^{N_n} \sum_{m=1}^{N_m} E_s(x_{Rmn}, y_{Rmn}, z_{Rmn}) \cdot I_{Rmn}(x_f, y_f, z_f) \quad (4.26)$$

Donde $I_{Rmn}(x_f, y_f, z_f)$, el operador de enfoque, está dado por $I_{Rmn}(x_f, y_f, z_f) = |\mathbf{r}_{Rmn} - \mathbf{r}_f| / e^{-jk_e |\mathbf{r}_{Rmn} - \mathbf{r}_f|}$.

Finalmente, se puede definir el proceso entero como:

$$E_f(x_f, y_f, z_f) = \sum_{n=1}^{N_n} \sum_{m=1}^{N_m} \left[I_{Rmn}(x_f, y_f, z_f) \cdot \sum_{p=1}^{N_0} \left\{ I_{Obj,p} \cdot \frac{e^{-jk_e |\mathbf{r}_{Rmn} - \mathbf{r}_{0,p}|}}{|\mathbf{r}_{Rmn} - \mathbf{r}_{0,p}|} \cdot \sum_{l=1}^{N_l} \sum_{k=1}^{N_k} I_{Tkl}(x_f, y_f, z_f) \cdot \frac{e^{-jk_e |\mathbf{r}_{Tkl} - \mathbf{r}_{0,p}|}}{|\mathbf{r}_{Tkl} - \mathbf{r}_{0,p}|} \right\} \right] \quad (4.27)$$

De la ecuación (4.27) se podría obtener la imagen eléctrica del objeto puntual que dispersa la señal del campo incidente. [2] [15] [16] [25]

4.3.4 Diferencias Finitas en el Tiempo (FDTD)

Esta técnica es usada para resolver las ecuaciones de Maxwell en forma diferencial, este método fue propuesto por Kane Yee [26], consta de un algoritmo con el cuál se encuentra la forma en la que una onda electromagnética interactúa con un medio. Esta técnica comúnmente es usada para comparar la respuesta medida por las antenas en un ambiente de prueba, y la respuesta en la solución de las ecuaciones de Maxwell. Con esto es posible encontrar si un objeto se encuentra dentro de la prueba [27] [4].

Ahora veremos las ecuaciones de Maxwell, y el planteamiento hecho por Yee [26] [28].

$$\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} + \nabla \times \mathbf{E} = 0 \quad (4.28)$$

$$\frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} - \nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} \quad (4.29)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (4.30)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (4.31)$$

Y también las siguientes relaciones

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (4.32)$$

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E} \quad (4.33)$$

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \quad (4.34)$$

Donde \mathbf{B} es el campo magnético, \mathbf{E} es el campo eléctrico, \mathbf{D} es la densidad de flujo eléctrico o vector de desplazamiento, \mathbf{H} es la inducción magnética, \mathbf{J} es la densidad de corriente eléctrica, se tienen los operadores divergencia $\nabla \cdot$, y rotacional $\nabla \times$. Propiedades de los materiales como lo son: μ permeabilidad magnética, ε permitividad eléctrica y σ conductividad eléctrica.

Las propiedades de los materiales y \mathbf{J} son consideradas como funciones de espacio y tiempo.

En coordenadas rectangulares las ecuaciones (4.28) y (4.29) serían equivalentes a las siguientes ecuaciones

$$-\frac{\partial B_x}{\partial t} = \frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z}$$

$$-\frac{\partial B_y}{\partial t} = \frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (4.35)$$

$$\frac{\partial B_z}{\partial t} = \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} \quad (4.36)$$

$$\frac{\partial D_x}{\partial t} = \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - J_x \quad (4.37)$$

$$\frac{\partial D_y}{\partial t} = \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - J_y \quad (4.38)$$

$$\frac{\partial D_z}{\partial t} = \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - J_z \quad (4.39)$$

$$(4.40)$$

Donde se tomó $A = (A_x, A_y, A_z)$, ahora se denota una cuadrícula en el espacio

$$(i, j, k) = (i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z) \quad (4.41)$$

Y para una función en tiempo y espacio

$$F(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = F^n(i, j, k) \quad (4.42)$$

Ahora se define un conjunto de ecuaciones de diferencia finitas entre (4.35) - (4.40), es conveniente hallarlas para una frontera de conducción perfecta como sigue.

Para (4.35) se tendría

$$\begin{aligned} & \frac{B_x^{n+1/2} \left(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2} \right) - B_x^{n-1/2} \left(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2} \right)}{\Delta t} \\ &= \frac{E_y^n \left(i, j + \frac{1}{2}, k + 1 \right) - E_y^n \left(i, j + \frac{1}{2}, k \right)}{\Delta z} \\ & - \frac{E_z^n \left(i, j + 1, k + \frac{1}{2} \right) - E_z^n \left(i, j, k + \frac{1}{2} \right)}{\Delta z} \end{aligned}$$

(4.43)

Las ecuaciones en diferencias finitas para (4.36) y (4.37) salen de forma análoga.

Para (4.38) se tiene

$$\begin{aligned} & \frac{D_x^n \left(i + \frac{1}{2}, j, k \right) - D_x^{n-1} \left(i + \frac{1}{2}, j, k \right)}{\Delta t} \\ &= \frac{H_z^{n-1/2} \left(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k \right) - H_z^{n-1/2} \left(i + \frac{1}{2}, j - \frac{1}{2}, k \right)}{\Delta y} \\ & - \frac{H_y^{n-1/2} \left(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2} \right) - H_y^{n-1/2} \left(i + \frac{1}{2}, j, k - \frac{1}{2} \right)}{\Delta z} \\ & + J_x^{n-1/2} \left(i + \frac{1}{2}, j, k \right) \end{aligned} \tag{4.44}$$

Las ecuaciones que corresponden a (4.39) y (4.40) pueden ser construidas similarmente.

Las posiciones de la cuadrícula, en el caso 3D sería como lo muestra la siguiente imagen.

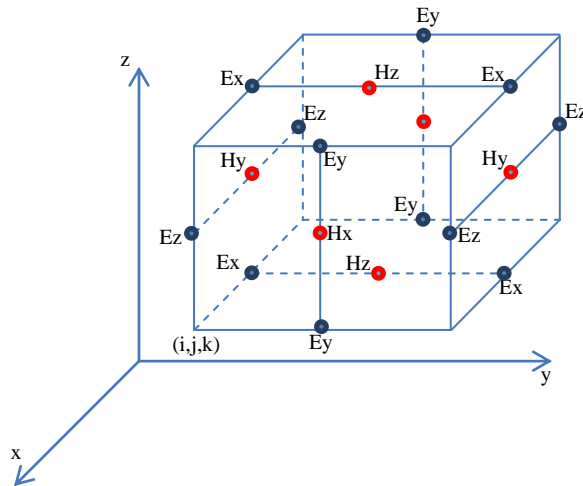


Figura 4.7. Posiciones de los componentes E y H.

El procedimiento propuesto por Yee, establece también la necesidad de especificar las condiciones de frontera y que la cuadrícula tenga tamaño determinado siguiendo un criterio de estabilidad. [26] [27] [4].

5.0 Método de desacoplamiento Propuesto.

Se escoge una frecuencia de resonancia de 5.2 GHz, ya que esta es una frecuencia apta para aplicaciones en imagenología, por lo que es necesario designar la frecuencia de operación, para ver los efectos del acoplamiento a esta frecuencia.

Ahora para poder encontrar el método que se describirá en la sección 5.3, fue necesario conocer la interacción entre las antenas, y estudiar los métodos reportados en la literatura encontrando el apropiado para su aplicación.

5.1 Acoplamiento entre antenas.

Cuando dos líneas de transmisión están lo suficientemente cerca, una porción de la señal en una línea estaría presente ahora en la segunda línea [8]. Como se dijo anteriormente, las antenas de microcinta son líneas de transmisión con las condiciones de frontera necesarias para resonar.

Analizando, esto significaría que al asignarles a dos antenas un puerto a cada una, el parámetro S_{21} se incrementaría, puesto que la energía inyectada en una línea estaría viajando hacia la otra línea. Recordemos la ecuación (3.12), el parámetro $S_{21} = b_2/a_1$, $a_2 = 0$, nos dice que la señal reflejada en el puerto dos, sobre la señal incidente en el puerto 1 sin inyectar señal en el puerto dos, sería la transmisión desde el puerto 1 hasta el puerto 2, cabe notar, que en una red simétrica los parámetros S_{21} y S_{12} son iguales.

Para dos parches de microcintas cuadrados el acoplamiento dependerá de la separación que tengan sus bordes, a continuación se muestra la Figura 5.1 con la disposición que se tendrá para comprobarlo.

Cabe notar que al ser resonadores $\lambda/2$ tienen un ancho de banda angosto. Con esta configuración, se busca observar la variación del parámetro S_{21} con respecto a la distancia de separación entre los parches resonantes.

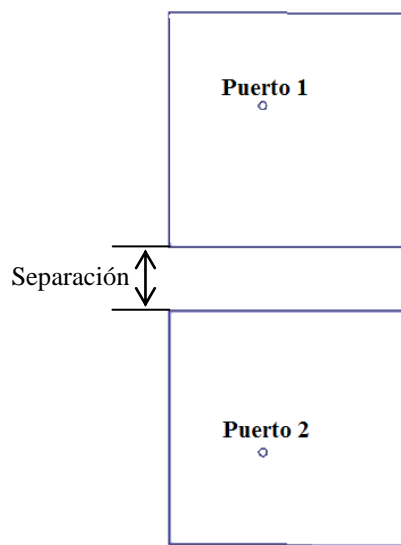


Figura 5.1. Parches cuadrados con alimentación coaxial.

Se observa que los parches, tienen puntos denominados como puerto 1 y puerto 2 respectivamente, estos son los puertos asignados a las alimentaciones coaxiales que tienen cada antena, la simulación se implementa en el software *Ansoft HFSS* calculador de onda completa.

Realizada la simulación, variando la distancia de separación desde 1mm hasta 23 mm, en pasos de 1mm, y como referencia de acoplamiento máximo una distancia de 0.25mm entre bordes; se observa que a medida que la distancia de separación aumenta, la transmisión entre las dos antenas disminuye, esto se puede corroborar viendo la Figura 5.2.

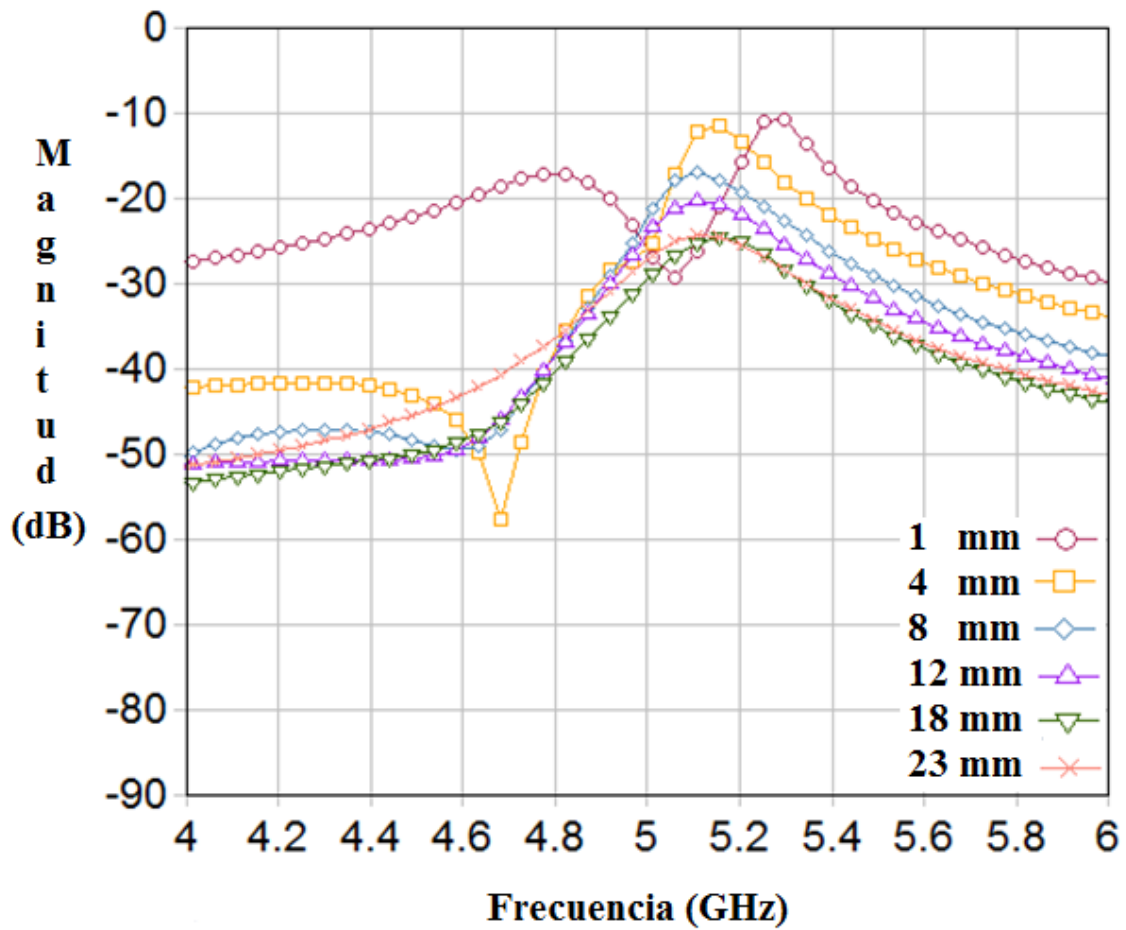


Figura 5.2. Acoplamiento entre antenas.

Una forma más gráfica de observarlo puede ser tomando los valores del parámetro de transmisión S_{21} y graficarlos en función de la distancia de separación.

Distancia (mm)	S_{21} dB	Distancia (mm)	S_{21} dB	Distancia (mm)	S_{21} dB
0.25	-10.91	8	-16.47	16	-22.74
1	-10.96	9	-18	17	-23.21
2	-11	10	-19.18	18	-23.38
3	-11.6	11	-20	19	-23.55
4	-12.5	12	-20.41	20	-23.68
5	-13.68	13	-21.31	21	-23.82
6	-14.78	14	-22.24	22	-24.22
7	-16	15	-22.3	23	-24.32

Tabla 5.1. Acoplamiento vs Distancia.

Con la Tabla 5.1, se organizan los datos en un cuadro cartesiano, como se observa en la Figura 5.3.

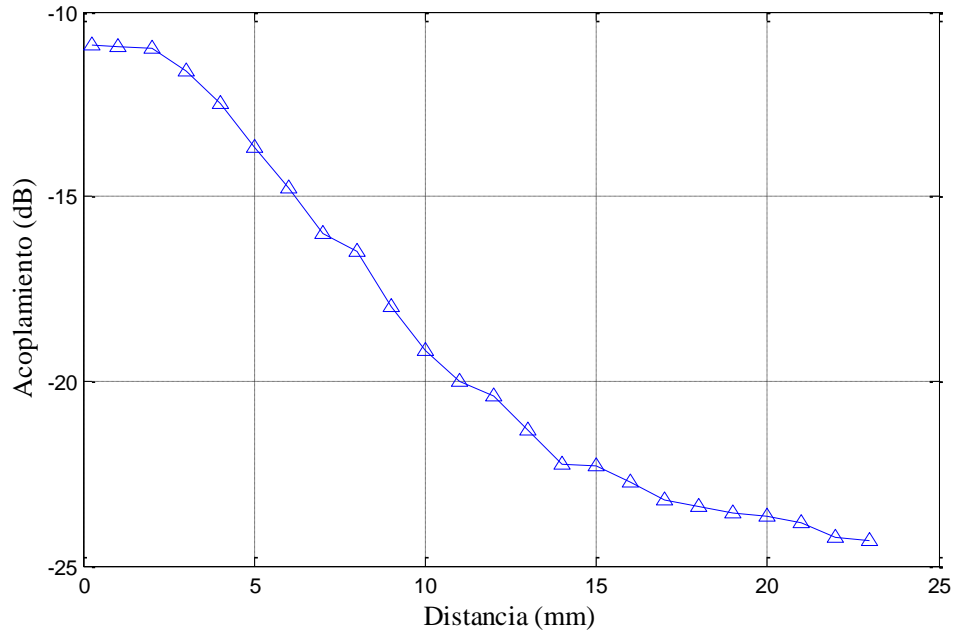


Figura 5.3. Acoplamiento vs Distancia.

Otra medida de acoplamiento es el coeficiente de correlación, este incluye tanto la transmisión entre los puertos como sus reflexiones (parámetros S), a continuación se presenta la ecuación de éste; el factor puede ser también calculado de los patrones de radiación de las antenas [29]:

$$\rho_{eij} = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}|^2}{(1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2)(1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}|^2)} \quad (5.1)$$

Un factor de correlación adecuado se toma como el estándar usado para comunicaciones inalámbricas $\rho_{eij} < 0.5$, donde éste ya es un valor aceptable entre dos antenas próximas [29].

5.2 Desacoplamiento entre Antenas.

Un acoplamiento alto entre antenas significaría una pérdida de alcance en radiación, debido a la energía transmitida de un parche al otro directamente. Este efecto es indeseado, para ello se han propuesto métodos para la disminución de este efecto. Los métodos incluyen redes de desacoplamiento con elementos concentrados, líneas de transmisión o barreras electromagnéticas, ver Figura 5.4.

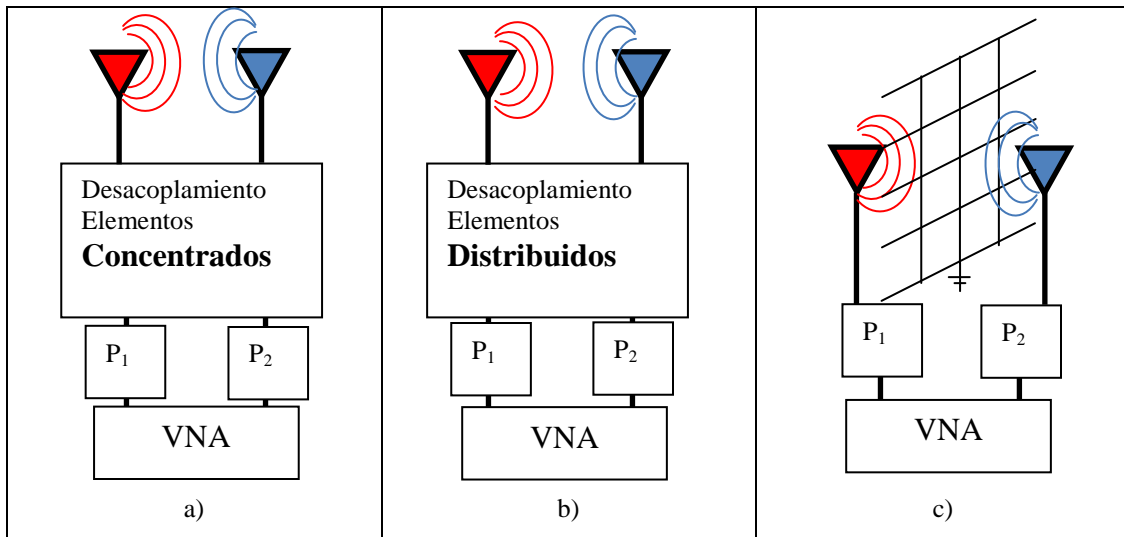


Figura 5.4. Métodos de desacoplamiento.

a) Elementos Concentrados. b) Líneas de Transmisión. c) Barreras Electromagnéticas.

El objetivo principal de los desacoplamientos, es reducir la interacción entre los puertos [30], en este caso su transmisión. Tanto los elementos concentrados como las líneas de transmisión y las barreras electromagnéticas, se encargan de ello, colaborando también con el acoplamiento de los puertos a la alimentación [29] – [54].

Los elementos concentrados se aplican en forma de chip soldado a líneas de transmisión, generalmente a 50Ω , estos elementos se usan para desacoplar la transmisión entre un puerto y otro; en la Figura 5.5 se observa los elementos concentrados en su representación de circuito.

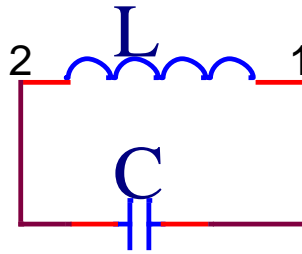


Figura 5.5. Elementos concentrados representación.

Como se puede observar la Figura 5.6 se tienen los elementos concentrados para lograr el desacople entre puertos, entre otros encontrados en la literatura.

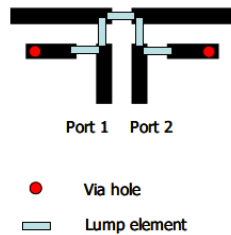


Figura 5.6. Elementos concentrados para desacople de antenas. [33]

El desacople logrado entre puertos es menor a -10dB, pero se están ingresando elementos como red extra al par de antenas que se desea desacoplar.

En el caso del uso de elementos distribuidos, se hace mediante líneas de microcinta, como se había visto antes, su dinámica está regida por la física de elementos distribuidos, a continuación se muestra el esquema de una línea de transmisión.

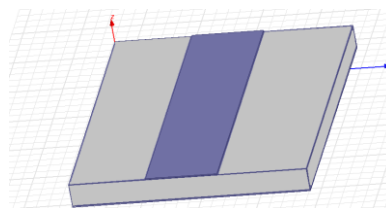


Figura 5.7. Elementos Distribuidos para desacople de antenas.

En el uso de elementos distribuidos principalmente se logran desacoplamientos mediante el uso de redes de acoplamiento de puertos y desacoplamientos de

impedancia de las antenas, a continuación se muestra una implementación con un desacoplamiento por medio de un acoplador híbrido.

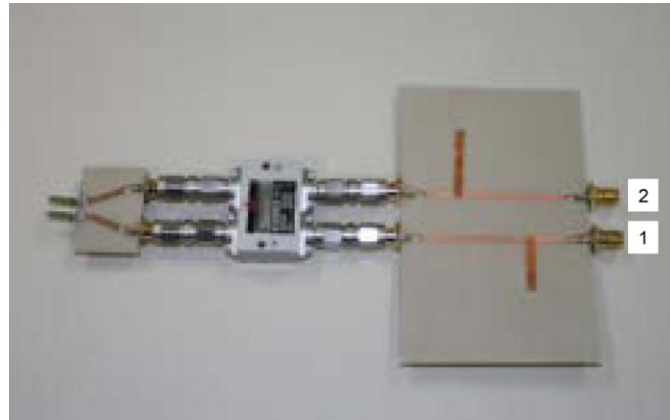


Figura 5.8. Desacoplamiento de antenas con acoplador híbrido. [47]

De izquierda a derecha se observan las antenas, el acoplador híbrido con sus cuatro conexiones, y una red de acoplamiento para los puertos 1 y 2. Son obtenidos acoplamientos entre los puertos menores a -10dB , pero como se observa los elementos distribuidos para la red de desacoplamiento ocupan gran espacio en el sistema.

Un caso particular de desacoplamiento con líneas de transmisión, es el uso de metamateriales, esto es un arreglo de microcintas empleado para lograr respuestas no lineales, contrario a la respuesta lineal de una sola microcinta [49]. Con este método logran desacoplar en determinadas bandas de frecuencia dos puertos respectivamente, a continuación se muestra un ejemplo de ello.

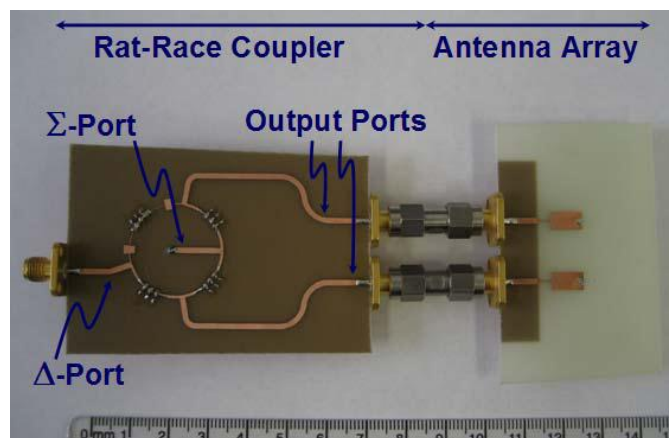


Figura 5.9. Acoplador de anillo en metamaterial. [48]

También como en los anteriores casos, es necesario el ingreso de buena cantidad de substrato y líneas de transmisión para lograr el desacoplamiento menor a -10dB entre puertos.

El último método es el uso de barreras electromagnéticas (*EBG* por sus siglas en inglés) éstas se definen como objetos artificiales, periódicos (a veces no) que previenen la propagación de ondas electromagnéticas para todos los diferentes ángulos de incidencia [50], logrando así un desacoplamiento entre antenas [51] – [54].

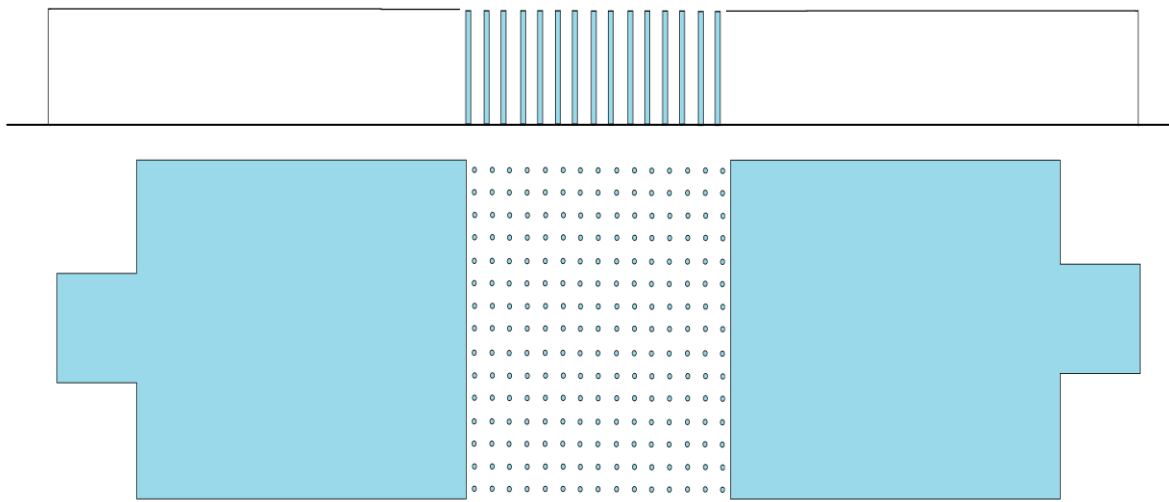


Figura 5.10. Estructura de banda electromagnética para el desacople, vistas lateral y superior. [50]

Como se puede ver la estructura de la Figura 5.10, es comparable con los parches resonantes, volviendo la estructura a implementar muy grande y difícil de fabricar, ya que los postes de la estructura de banda electromagnética van conectados a tierra.

5.3 Metodología propuesta para Desacoplamiento entre Antenas.

El fuerte acoplamiento que se tiene en dos antenas próximas es una pérdida considerable de eficiencia de trabajo, esto debido a que la energía se está entregando directamente a la antena o antenas cercanas al transmisor, dicha energía es representada por el parámetro de red S_{21} , transmisión desde el puerto 1 hacia el puerto 2 y es conocido también como acoplamiento mutuo. Este efecto se presenta debido a

la interacción de los campos electromagnéticos, es un efecto indeseado que se han tenido en sistemas con arreglos de antenas, entre los cuales se incluyen sistemas de imagenología, puesto que la energía que se transmite directamente a las antenas contiguas, es energía que se está dejando de radiar. Para esto es necesario emplear un método de desacople entre dos parches. El método que se propone en esta tesis se basa en el trabajo presentado por Guo et al. [55], el cuál utilizó estructuras en forma de U para disminuir el acoplamiento entre resonadores $\lambda/2$ en forma de espiral que forman filtros superconductores.

Guo et al. Demostraron, que el uso de la U entre resonadores, cambia de signo el acoplamiento, el cual es representado por el parámetro de red S_{21} en su fase. Al lograr este cambio de signo hay un punto cercano en el cuál idealmente se llega a un acoplamiento cero. Este es el principio en el que se basa el método propuesto en esta tesis.

Para lograr cambiar de signo un acoplamiento, es necesario pasarlo bien sea de inductivo a capacitivo, o viceversa. En el caso de dos resonadores de $\lambda/2$, el acoplamiento es principalmente inductivo, ya que el signo del acoplamiento es positivo, como se observa en la Figura 5.11a).

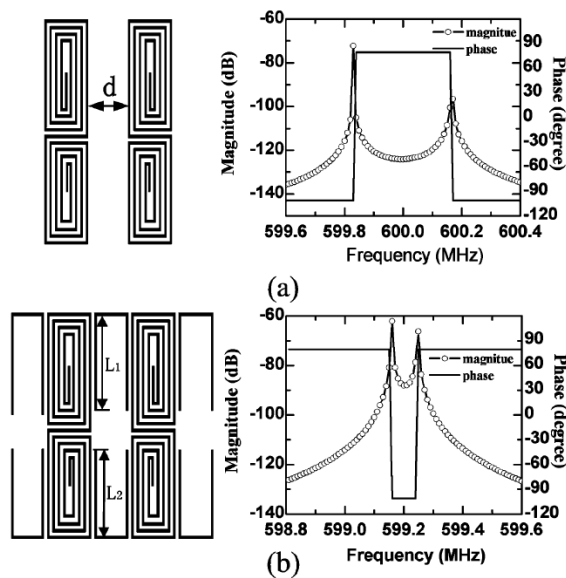


Figura 5.11. Factor de acoplamiento. [55]
a) Resonadores sin U. b) Resonador con U.

Al ingresar las estructuras en U, es posible cambiar el signo del acoplamiento, como se observa en la Figura 5.11b). Se sabe que al generar un cambio de signo es necesario cruzar por el valor “0 (cero)”, para saber en qué punto se da este valor, se varia la longitud de las U entre los resonadores, hasta encontrarlo. Si se llega a un valor cercano a cero, significa que el acoplamiento entre los resonadores es muy bajo, permitiendo reducir la distancia de separación que tenían originalmente.

Basado en lo anterior, se propone una metodología para el desacople entre antenas para aplicaciones en imagenología. La metodología propuesta se resume en los siguientes pasos:

Etapa 1: En esta etapa se calculan las dimensiones (ancho W y largo L) de las estructuras resonantes a la frecuencia deseada, mediante las ecuaciones presentadas en la sección 3.3.2. Posteriormente se acopla un par de estructuras resonantes arregladas como se indica en Figura 5.12 a) y se simulan sus parámetros de dispersión, mediante un simulador de onda completa. Es importante mencionar que los puertos deben estar débilmente acoplados para que el resultado arroje únicamente la interacción entre los resonadores $\lambda/2$.

Etapa 2. De los parámetros S, se determina el signo de la fase del parámetro S_{21} y de la ecuación (5.2) se calcula el coeficiente de acoplamiento K. En la ecuación (5.2) m_1 y m_2 , son obtenidas de la curva $S_{21}(\text{dB})$ vs Frecuencia, tal como se indican en la Figura 5.13, la cuál es una respuesta típica de la estructura analizada.

$$\text{Coef } K = \frac{m_2^2 - m_1^2}{m_2^2 + m_1^2} \quad [8] \quad (5.2)$$

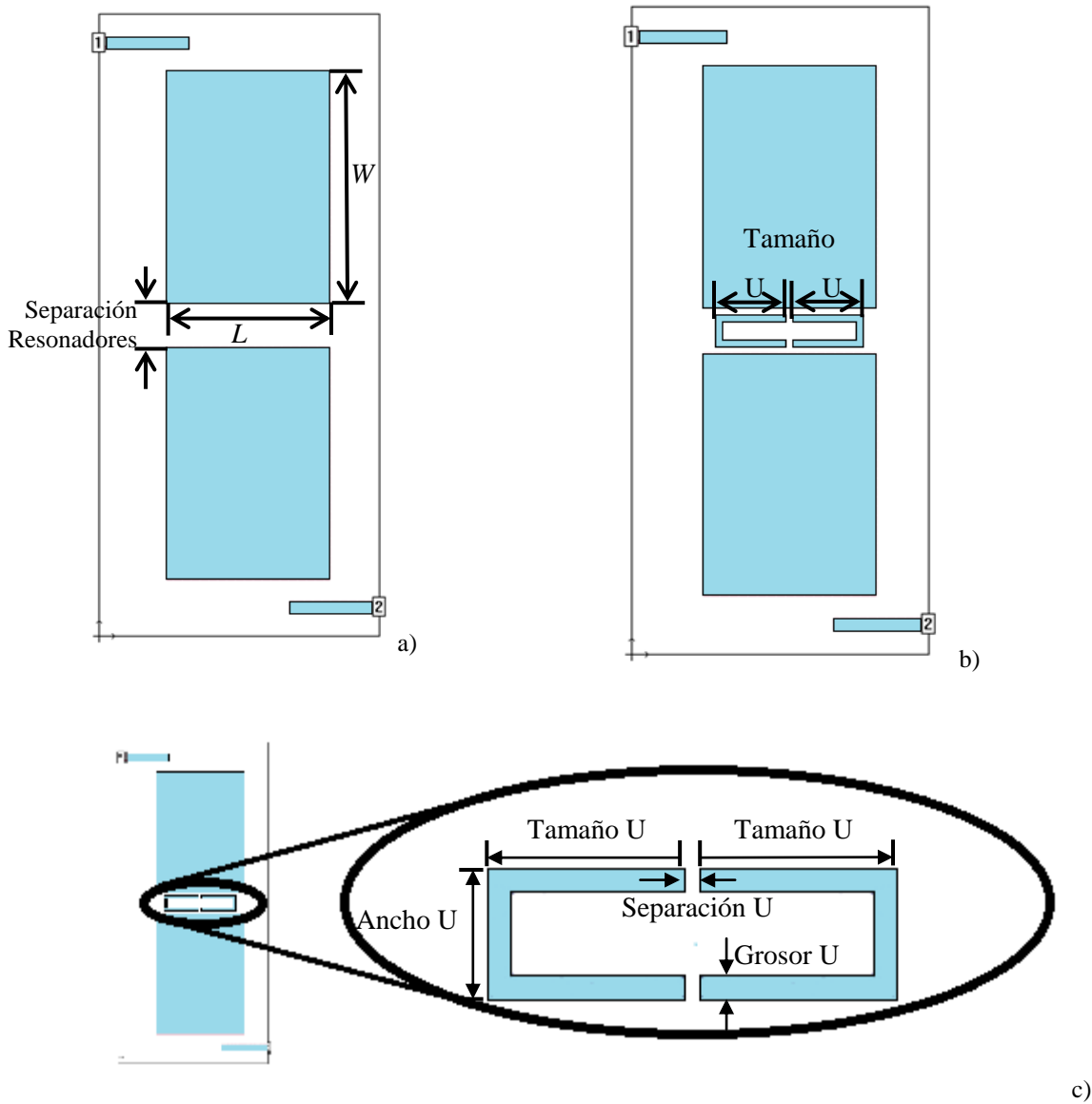


Figura 5.12. Configuración para medición de acoplamiento entre parches resonantes.

a) Resonadores sin U. b) Resonadores con U. c) Zoom Estructura en U.

*Los valores de las variables de la Figura 5.12 se encuentran en la tabla 5.2, el tamaño U es variable por tanto no se incluye.

Variable	Valor (mm)
L	14.5
W	29
Separación Resonadores	4
Ancho U	3
Grosor U	0.5
Separación U	0.5

Tabla 5.2. Valores de variables en Resonadores.

Etapa 3: Posteriormente para lograr cambios en el acoplamiento entre dos resonadores próximos, se incluye la estructura en forma de U entre los resonadores, como se indica en la Figura 5.12b), se simula la estructura, se analiza el signo de la fase del S_{21} y de la ecuación 5.2 se calcula el coeficiente de acoplamiento K. En el caso de que exista un cambio de signo en la fase significa un cruce por cero del acoplamiento.

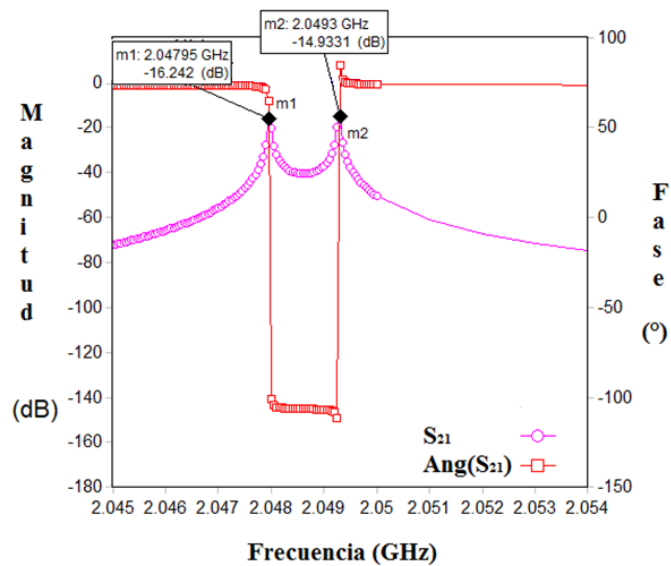


Figura 5.13. Cálculo coeficiente K.

Etapa 4: Se varia la longitud de la U definida como Tamaño U, ver Figura 5.12 c), se obtiene el signo de la fase del S_{21} y se vuelve a calcular el factor K para diferentes longitudes tal como se indicó en las etapas anteriores.

Etapa 5: Se tabulan los coeficientes K para las diferentes longitudes de la U y se determina el valor más cercano a cero, el cual garantiza el acoplamiento mínimo entre los dos resonadores.

Etapa 6: Los resonadores anteriores son convertidos en configuración de antena, para lo cual, a cada parche se le acopla un puerto de alimentación como se indica en la Figura 6.5. Los parches en la Figura 6.5 son cuadrados, esto con el fin de reducir el

tamaño de la antena. También es importante mencionar que la longitud de los lados del cuadrado es igual al valor L calculado en la etapa 1.

Etapa 7: En la configuración de antena mencionada se ingresa la estructura en U entre un par de caras resonantes como se indica en la Figura 6.5. Es importante mencionar que las dimensiones de la estructura en U son aquellas que mostraron mínimo acoplamiento en la etapa 4.

Etapa 8: Con la etapa 7 se garantiza el desacoplamiento, el cual mediante simulaciones se puede corroborar al comparar las antenas con la U y sin la U.

6.0 Resultados

Aplicando la metodología presentada en el capítulo anterior para el diseño de un arreglo de antenas a la frecuencia de 5.2 GHz, se obtuvieron los siguientes resultados.

De acuerdo con la primera etapa se diseñaron los parches rectangulares sobre un sustrato Rogers RO4003C cuya permitividad relativa y espesor del dieléctrico son $\epsilon_r = 3.55$ y $h=1.524\text{mm}$. Las dimensiones del parche rectangular fueron $L=14.5\text{mm}$ y $W=29\text{mm}$. Posteriormente se arreglaron los resonadores como se sugiere en la misma etapa, con una separación de 4mm y se obtuvieron los parámetros S mediante *Sonnet*.

En la etapa 2 se debe obtener el acoplamiento y signo del acoplamiento, mediante la ecuación (5.2) y mediante la gráfica de la fase del S_{21} contra la frecuencia. En este caso el signo es positivo y el factor de acoplamiento es 0.0095.

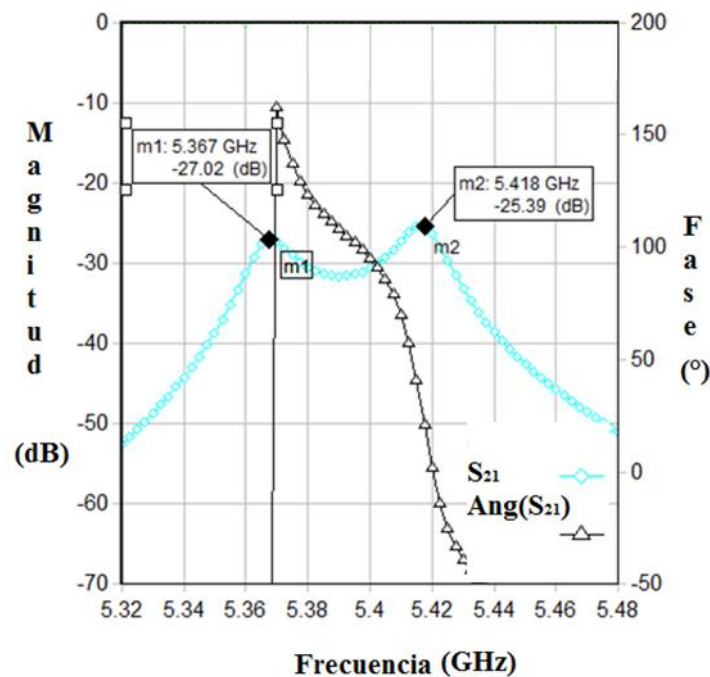


Figura 6.1. Factor K sin U.

Después, en la etapa 3 se ingresan las estructuras en U, cuyas dimensiones fueron 0.5mm el grosor de la microcinta que forma la U, el ancho de la misma 3mm, y su longitud variable nombrada Tamaño U, como se indica en la Figura 5.12 c). Posteriormente se calcula el factor de acoplamiento siguiendo la ecuación (5.2) cuyos parámetros m_1 y m_2 son obtenidos de la respuesta del S_{21} (dB) vs Frecuencia (GHz), como se indica en la Figura 6.1. Cabe mencionar que en la gráfica m_1 (GHz) y m_2 (GHz). El acoplamiento en esta etapa fue de 0.008876 y el signo positivo, lo cual significa que no hubo cruce por cero.

Para la etapa 4 se calcula el acoplamiento y se determina el signo para diferentes longitudes de las estructuras en forma de U. En este caso las variaciones fueron realizadas sobre el largo de la U y específicamente fueron analizadas variando el largo desde 1mm hasta 8mm, en pasos de 0.5mm.

En la etapa 5, se tabulan y grafican todos los valores obtenidos en la etapa anterior, como se muestra en la Tabla 6.1 y en la Figura 6.2, esto con el fin de encontrar las dimensiones para acoplamiento mínimo.

Largo U(mm)	K	Largo U(mm)	K
Sin U	0.009500	4.5	0.004462
1	0.008876	5	0.002600
1.5	0.008903	5.5	≈0
2	0.008719	6	-0.001681
2.5	0.008165	6.5	-0.009558
3	0.007795	7	-0.022829
3.5	0.006870	7.5	-0.048137
4	0.005945	8	-0.084318

Tabla 6.1. Coeficiente K con sus valores de Largo de la U.

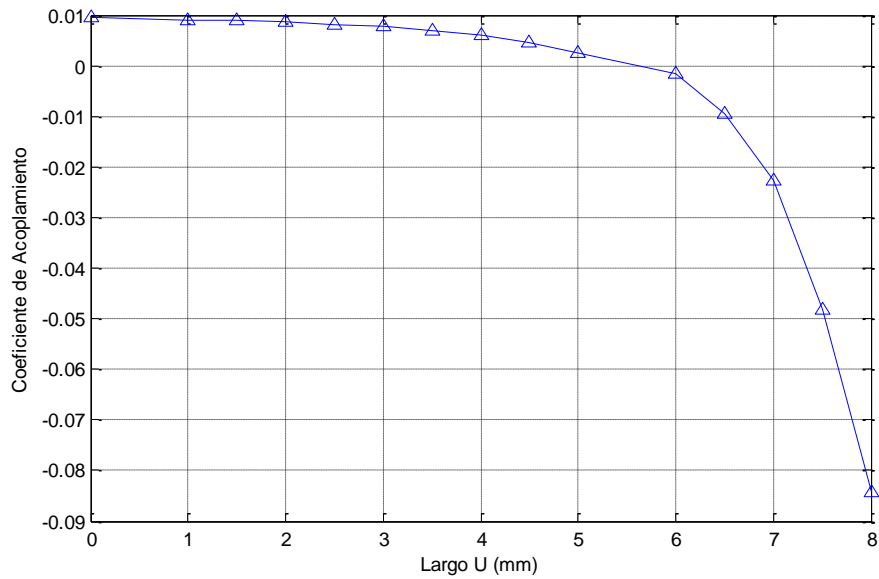


Figura 6.2. Coeficiente de Acoplamiento K vs Largo U

En la Figura 6.2 se puede ver que el signo del acoplamiento es positivo, cuando el largo de la U es menor a 5 mm y es negativo cuando el largo es mayor a 6mm, por lo tanto el cero se debe encontrar entre 5mm y 6 mm. Es necesario hacer un acercamiento a la región de acoplamiento cercana a 0 puesto que es la zona de interés en este trabajo.

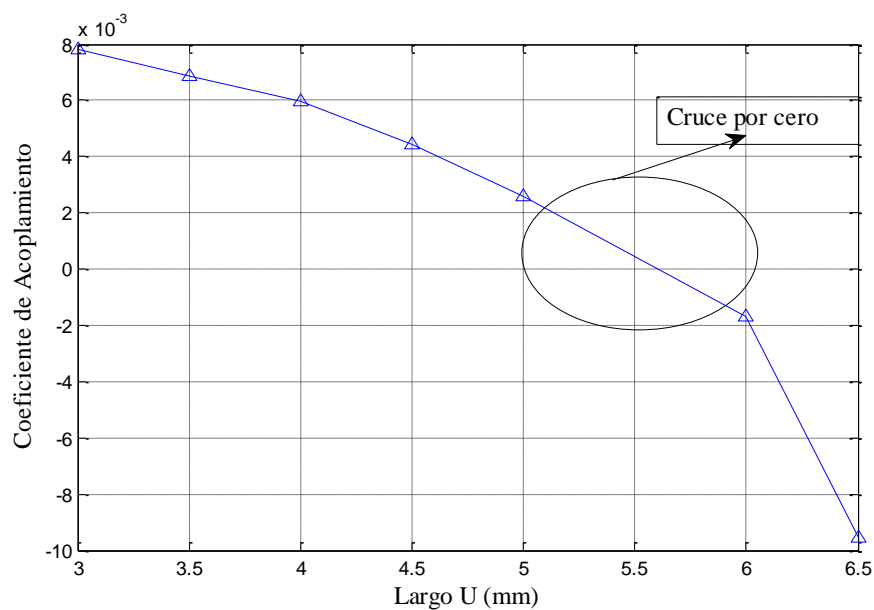


Figura 6.3. Cruce por cero del Coeficiente de acoplamiento vs Largo U.

Se observa el cruce por cero entre el largo de la U comprendido entre 5 mm y 6mm.

Se verifica que hubo cambio de signo durante la variación de la longitud de las estructuras U. Esto se puede verificar en la Figura 6.4.

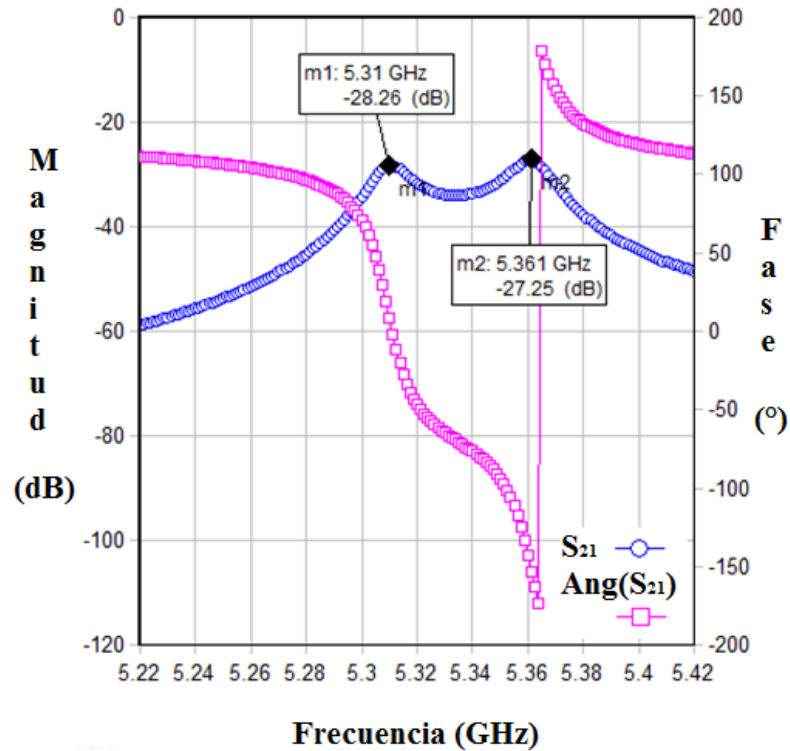


Figura 6.4. Factor K con $U=6$ mm.

Se observa el cambio de signo visto en la fase del parámetro S_{21} de la Figura 6.4. Así es comprobado que aplicando el procedimiento propuesto por [55] se puede cambiar el signo del acoplamiento en filtros, pasando por el acoplamiento cero.

En la sección siguiente serán expuestos los pasos restantes de la metodología, que son las etapas 6, 7 y 8.

6.1.1 Desacoplamiento de antenas de Parche mediante estructuras en U

Logrando un desacople para estructuras de $\lambda/2$ en el apartado anterior, es generada una inquietud; ¿Es posible desacoplar antenas mediante estructuras en U? Esta inquietud será respondida de forma afirmativa con las siguientes simulaciones y resultados. Serán a continuación seguidas las etapas faltantes de la metodología.

De la etapa 6, se toman los parches resonadores y se trasladan a dos antenas microcinta diseñadas a 5.2 GHz de frecuencia de resonancia, éstas antenas son cuadradas para minimizar las dimensiones del parche radiador por cuestiones de optimización de espacio, esto se puede observar en la Figura 6.5.

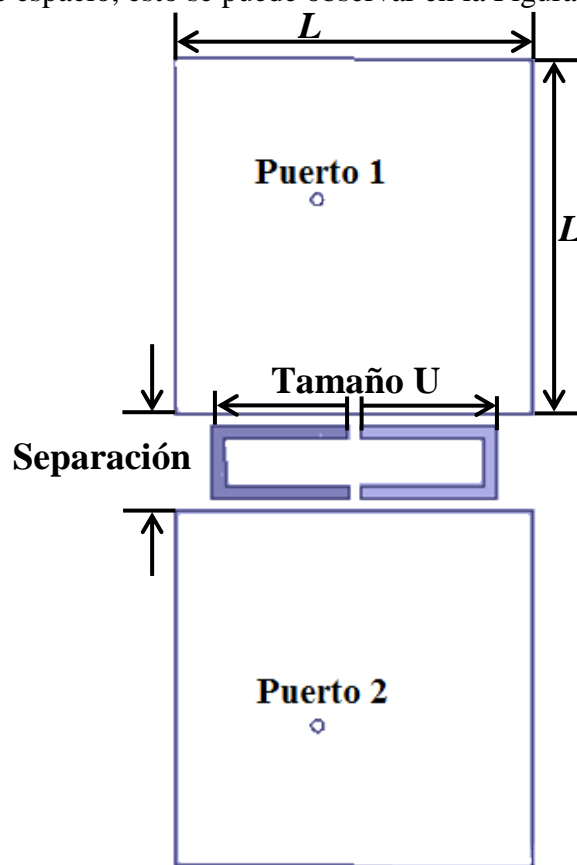


Figura 6.5. Antenas con estructuras U.

*Los valores de la Figura 6.5 se encuentran en la tabla 6.2.

Variable	Valor(mm)
L	14.5
Separación	4
Tamaño U	5.5

Tabla 6.2. Valores de las variables en antenas.

Siguiendo la metodología en la etapa 7, se pondría la U que marcó acoplamiento mínimo (véase Figura 6.5), y en la etapa 8 se corroboraría el desacoplamiento haciendo la comparación entre antenas con U y sin U. Por cuestiones argumentativas, para ver la relación entre el coeficiente de acoplamiento K y el parámetro de red S_{21} en antenas, se hace necesario ver la variación de acoplamiento entre estos parches en relación a la variación del tamaño de la U.

La separación entre parches se escogió de 4 mm entre bordes de resonadores, debido al acoplamiento mostrado, este se observa en la Figura 5.3. Acoplamiento vs Distancia., el valor del S_{21} sin estructuras U es de -12.5dB. A medida que se varió el tamaño de las estructuras U se obtuvo una variación de este parámetro indicado en la Tabla 6.3.

Tamaño U(mm)	S_{21} (dB)	Largo U(mm)	S_{21} (dB)
2.5	-11.59	5.5	-17.69
3	-12.68	6	-17.42
3.5	-13.27	6.5	-10.82
4	-14.07	7	-8.21
4.5	-15.04	7.5	-7.48
5	-16.55	8	-7.28

Tabla 6.3. S_{21} simulado con variación de Tamaño U.

De la Tabulación se obtiene la forma gráfica con que se dibuja la Figura 6.6.

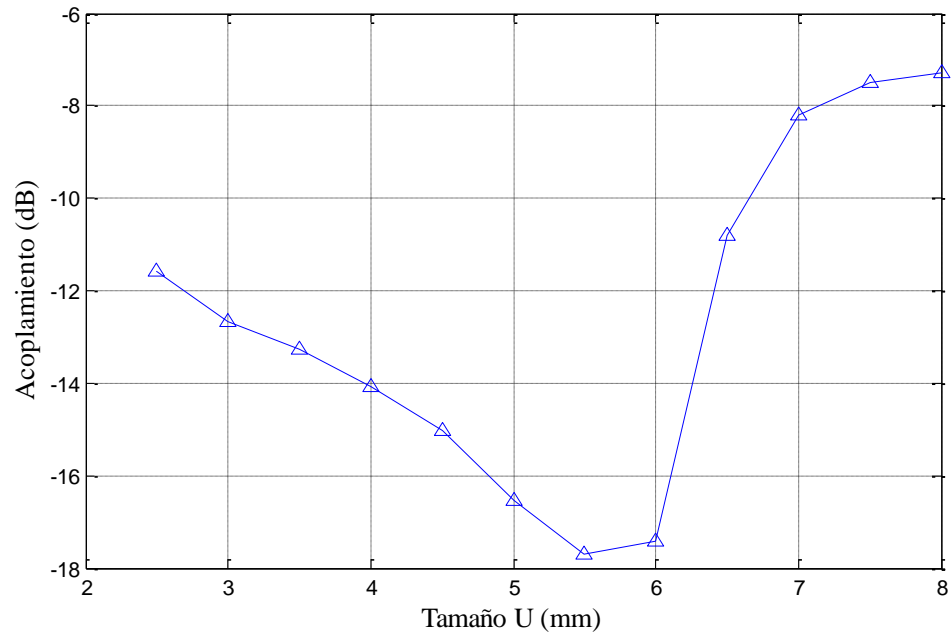


Figura 6.6. Acoplamiento vs Tamaño U.

De la Figura 6.6 se observa que se disminuyó el acoplamiento entre dos parches muy próximos; el desacoplamiento logrado, está por debajo del umbral de -15dB lo cual significa un factor de correlación de 0.3 [56].

Teniendo este desacoplamiento entre antenas de parche de microcinta con resonadores $\lambda/2$, es posible reducir en un 59% la distancia de separación entre bordes de resonadores.

Esto se demuestra en la Figura 6.7, se simula un par de antenas de parche con separación entre bordes de 9.75mm sin estructuras en forma de U, y otro par de antenas con separación entre bordes de 4mm con estructuras en forma de U, obteniéndose el mismo valor de desacoplamiento.

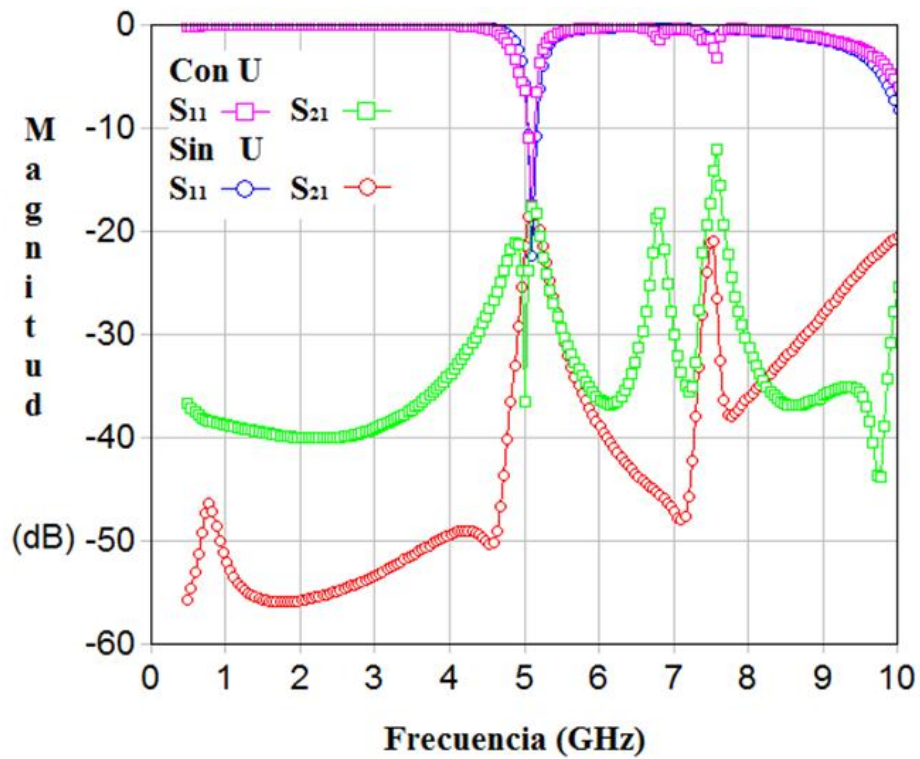


Figura 6.7. Comparación de parámetros S para distancias de 9.75mm sin U y 4mm con U.

Se observa de la Figura 6.7, la línea en verde muestra una resonancia alrededor de los 6.75 GHz, esta es debido a la adición de la U al circuito. Se hace un zoom alrededor de la frecuencia de resonancia simulada, para encontrar que se logra comparar correctamente la reducción en separación realizada gracias al desacoplamiento. Ver Figura 6.8.

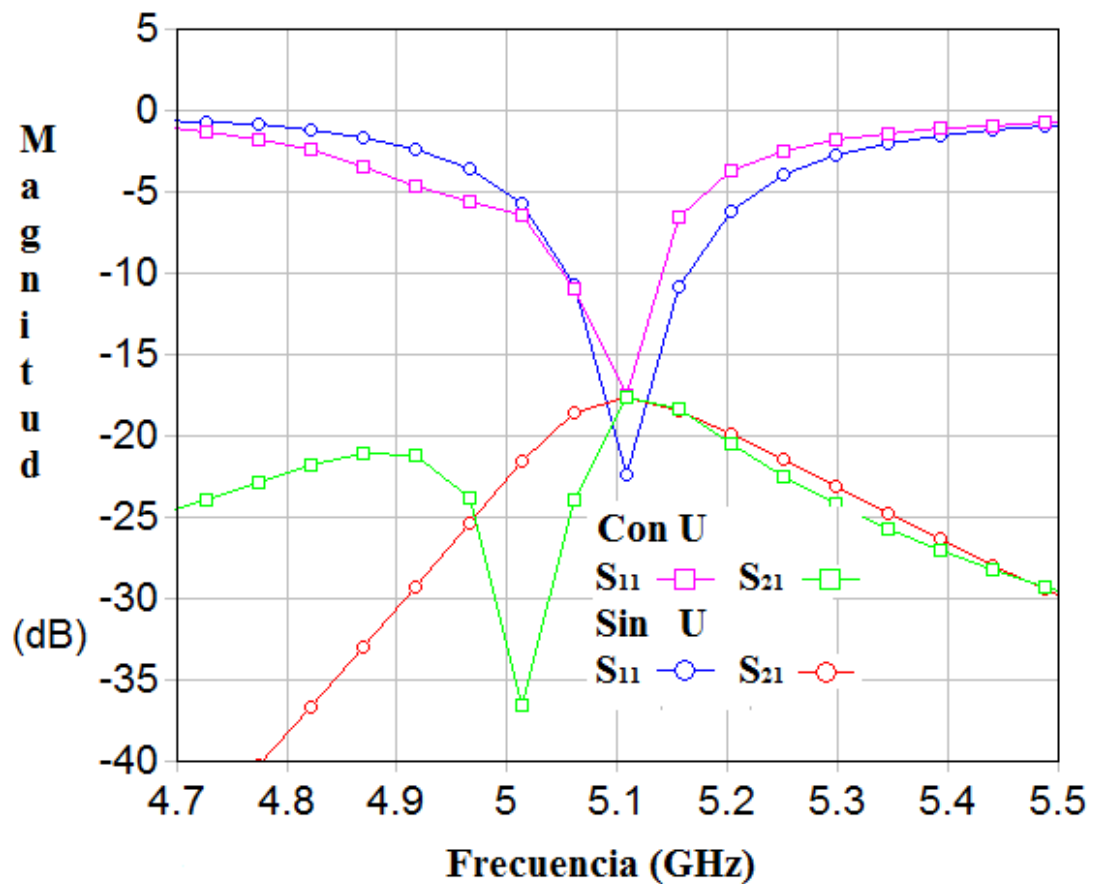


Figura 6.8. Ampliación en frecuencia de resonancia de la Comparación de parámetros S para distancias de 9.75mm sin U y 4mm con U.

Como se observa en la anterior figura se logró el mismo desacoplamiento en el valor del S_{21} , para dos distancias diferentes de separación, Con U curva en rojo la distancia fue de 4mm; Sin U la distancia fue de 9.75mm, demostrando el logro en desacople usando estructuras en U entre resonadores. También de la Figura 6.8, a pesar que el valor de transmisión S_{21} en la frecuencia de resonancia es prácticamente igual, el S_{11} si difiere entre la estructura con U y sin U, esto se debe al efecto que causa la misma estructura en el circuito, al cambiar el valor del acoplamiento entre los parches cambia también la reflexión en cuanto a los puertos de alimentación.

Posteriormente se construyeron un par de antenas de parche próximas a una separación de 4 mm en los laboratorios del INAOE, esto para validar las teorías anteriormente propuestas, se pueden observar los parches en la Figura 6.9.



a)



b)



c)

Figura 6.9. Fotografías de la construcción del arreglo de antenas.
a) Vista Frontal Con U. b) Vista Frontal Sin U. c) Vista Trasera alimentación coaxial.

Se obtuvieron los parches de resonancia a la frecuencia de resonancia propuesta; su alimentación fue de tipo coaxial como se observa en el apartado c) de la Figura 6.9.

El tamaño de la U fue de 6 mm para lograr el desacoplamiento mostrado.

Las respuestas de los parches son graficadas a continuación, por medio de los datos medidos con el VNA del laboratorio de Caracterización de Circuitos de RF, también en el INAOE.

La respuesta de los dos parches próximos a una distancia en sus bordes de 4mm sin U es presentada en la Figura 6.10.

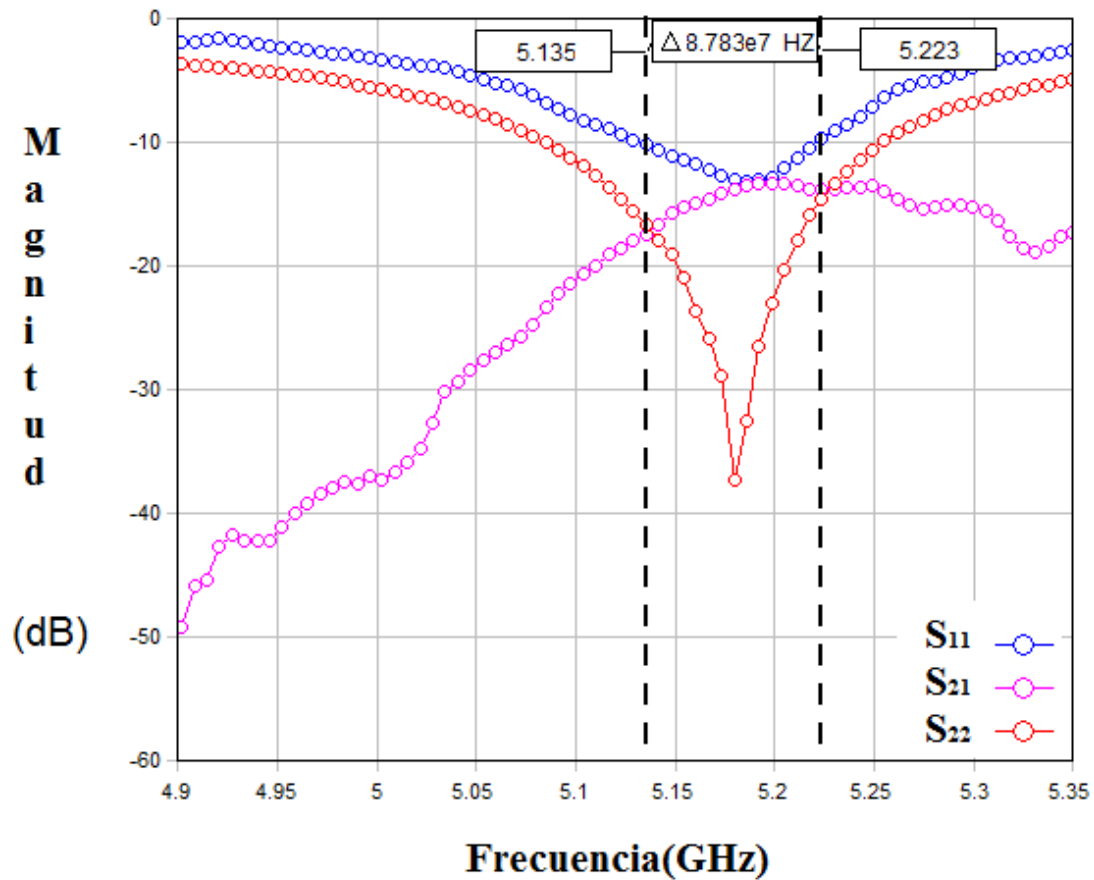


Figura 6.10. Respuesta en Frecuencia sin U.

Se observa en la Figura 6.10 un buen acoplamiento frente al puerto de entrada en la frecuencia de resonancia, este se puede observar en los parámetros S_{11} y S_{22} .

Posteriormente es medido el par de antenas de parche Con U entre sus bordes, observando una buena respuesta entre los puertos de alimentación. Es notoria una disminución por debajo del umbral de -15dB en su parámetro de acoplamiento entre parches, visto en la curva del S_{21} de la Figura 6.11.

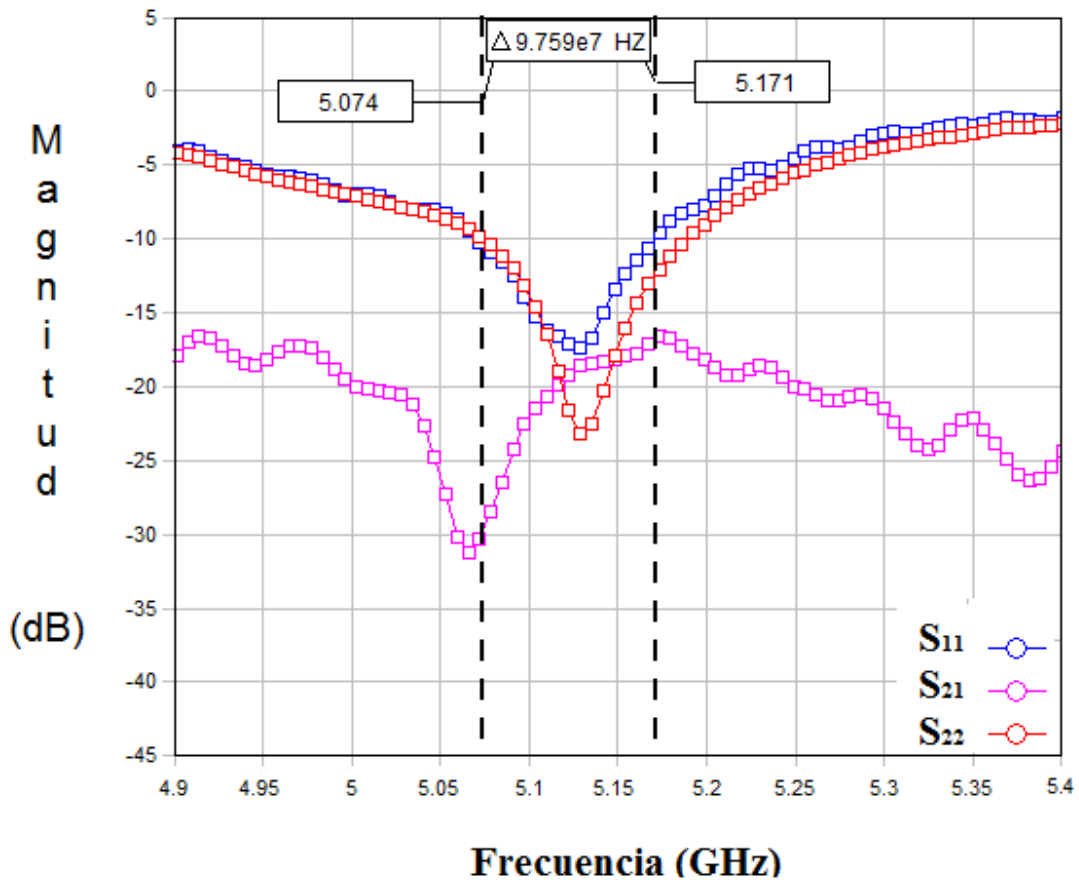


Figura 6.11. Respuesta en Frecuencia con U.

Son comparados los máximos descritos por las gráficas de las antenas Sin U, y con U respectivamente.

Se observa un cambio de 3.32dB entre las antenas con estructuras U, y sin estructuras U, siendo el menor proporcionado por el uso de estas estructuras entre los bordes de los resonadores utilizados, viendo la Figura 6.12.

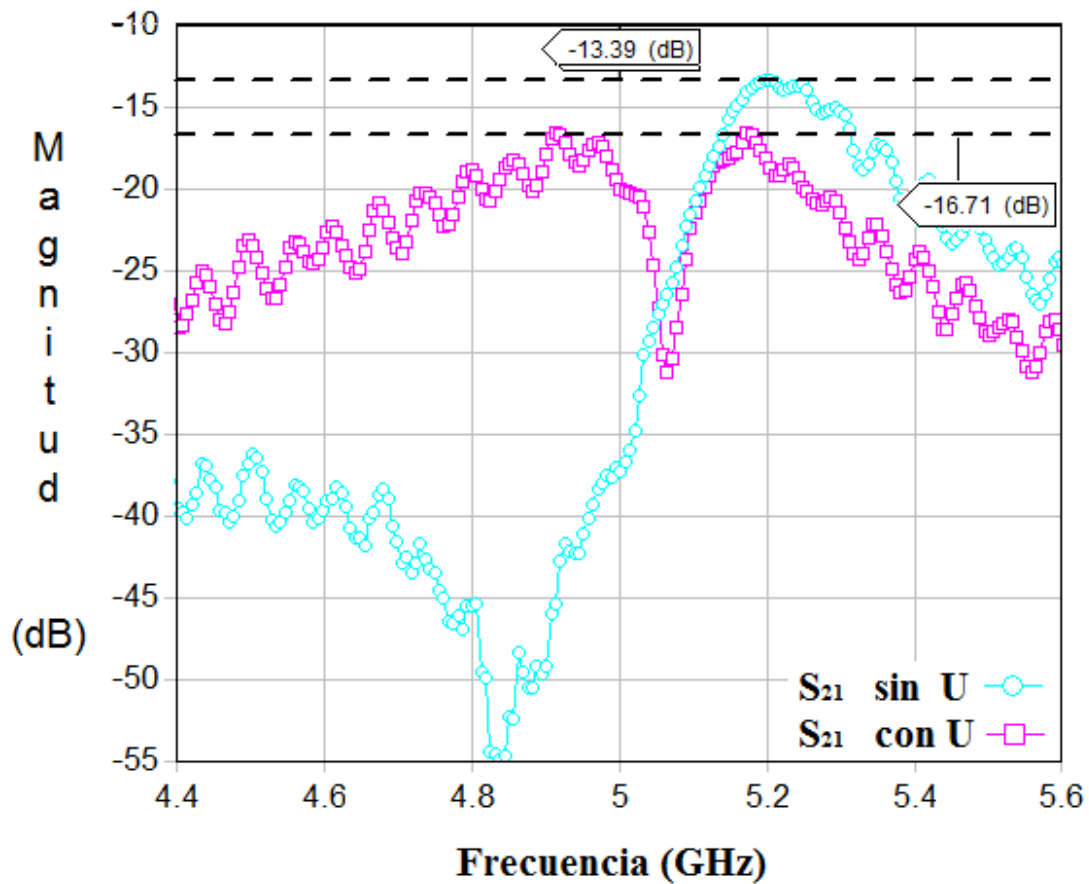


Figura 6.12. Comparación de máximos de S_{21} , con U y sin U.

Dado que las antenas diseñadas son de banda angosta, nuestro interés está centrado en el funcionamiento a la frecuencia de resonancia del sistema, por ello es necesario también, observar el acoplamiento al puerto descrito por el parámetro S_{11} el cual nos muestra la frecuencia de resonancia. Se presenta una comparación entre los puntos máximos a la frecuencia de resonancia, en la Figura 6.13.

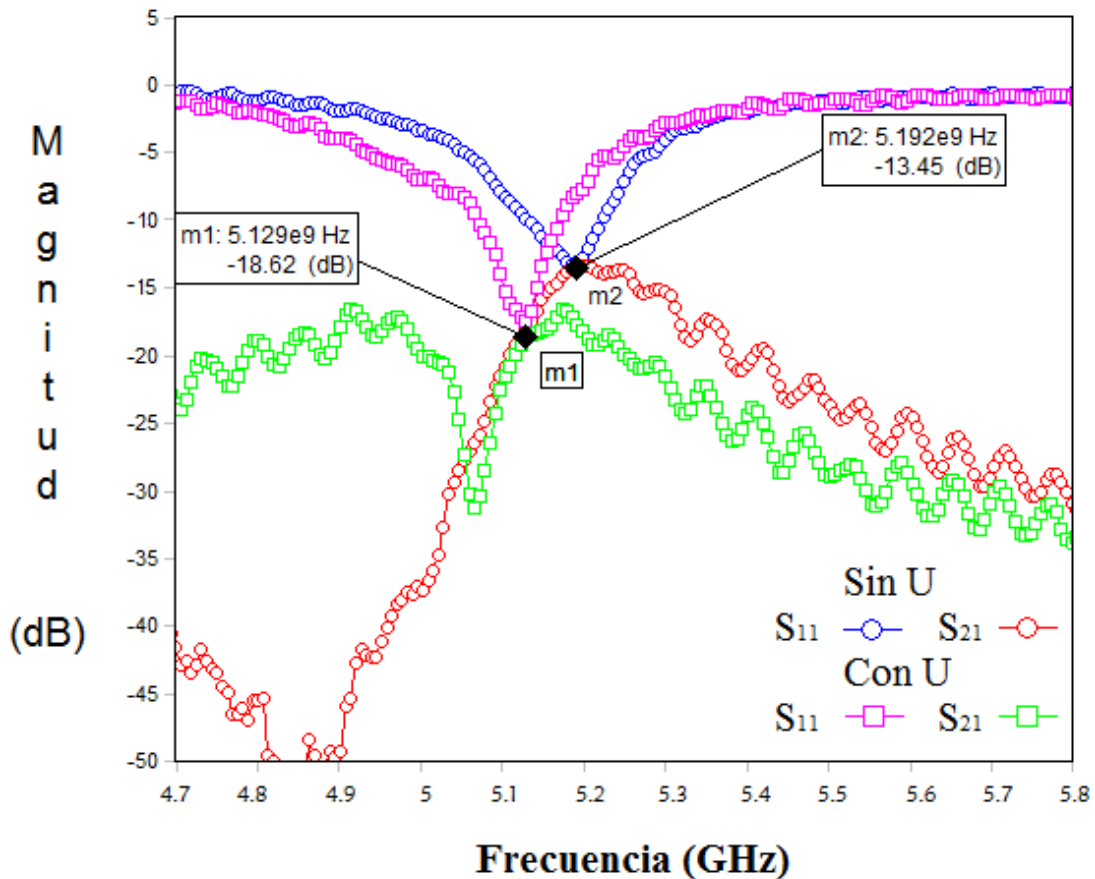


Figura 6.13. Comparación de máximos de S_{21} con U y sin U, en frecuencia de resonancia.

Se observa una variación en la frecuencia de resonancia, esta variación se debe al cambio de ϵ_{eff} ya que se tuvo un ingreso de estructuras U entre uno de los diseños a medir.

Se observa también que la diferencia de acoplamientos en el S_{21} a la frecuencia de resonancia logró un cambio de 5.2 dB, obteniendo mayor en aislamiento en el diseño Con U, en comparación al que no tiene U.

Son comparados los datos obtenidos mediante la construcción y la simulación en HFSS, en la Figura 6.14 se puede observar los datos Con U simulados y Datos Con U medidos.

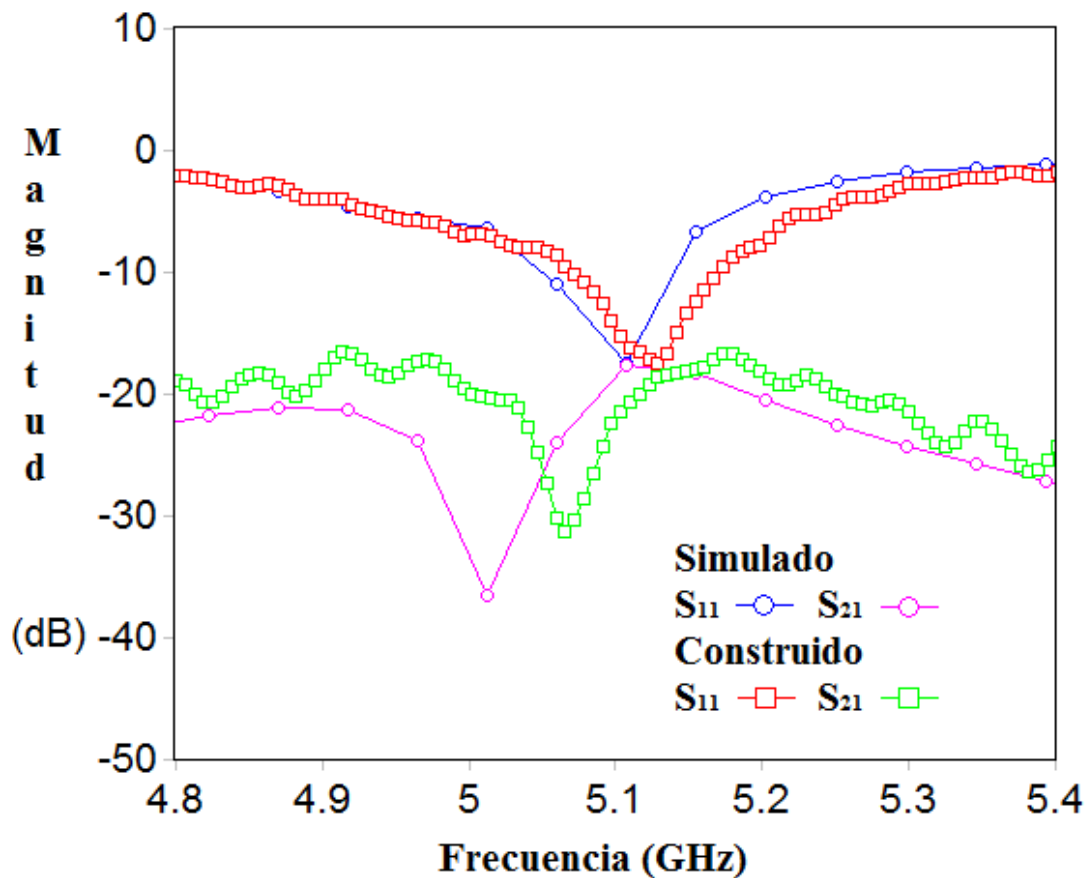


Figura 6.14. Comparación simulado con construido.

El valor obtenido entre construcción y simulación dista en aproximadamente 3.77%, en la frecuencia de resonancia. Los datos alcanzados mostraron buena concordancia entre lo diseñado, y lo construido.

La técnica de desacoplamiento usada nos demuestra gran similitud en el comportamiento tanto del parámetro de acoplamiento K para filtros, y el parámetro de acoplamiento S_{21} para antenas, puesto que las dos estructuras son básicamente resonadores de microcinta; esto se presenta en la Figura 6.15.

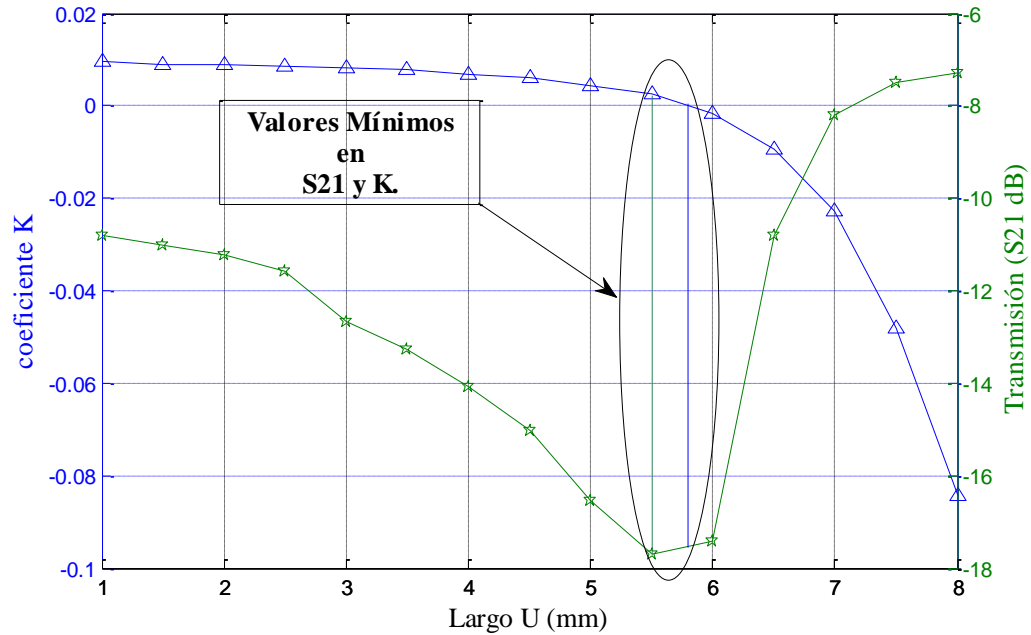


Figura 6.15. Variación coeficiente K y S_{21} vs Largo U.

Como se observa en la Figura 6.15, el cruce por cero del coeficiente de acoplamiento K en filtros, y el valor mínimo del parámetro de acoplamiento S_{21} para antenas, tienen sus respuestas en función del largo de la Estructura U muy similares.

Esto nos permite a través de la disminución del factor K en filtros, poder diseñar un desacoplamiento para implementarlo en antenas posteriormente.

También como mejora en el par de antenas fue incrementada la radiación del arreglo de antena con U, ya que en la medición de su patrón de radiación se obtuvieron valores de entrada mayores cuando se tenía la U, a cuando no se tenía.

Para demostrar esto se ubicó la antena según se observa en la Figura 6.16.

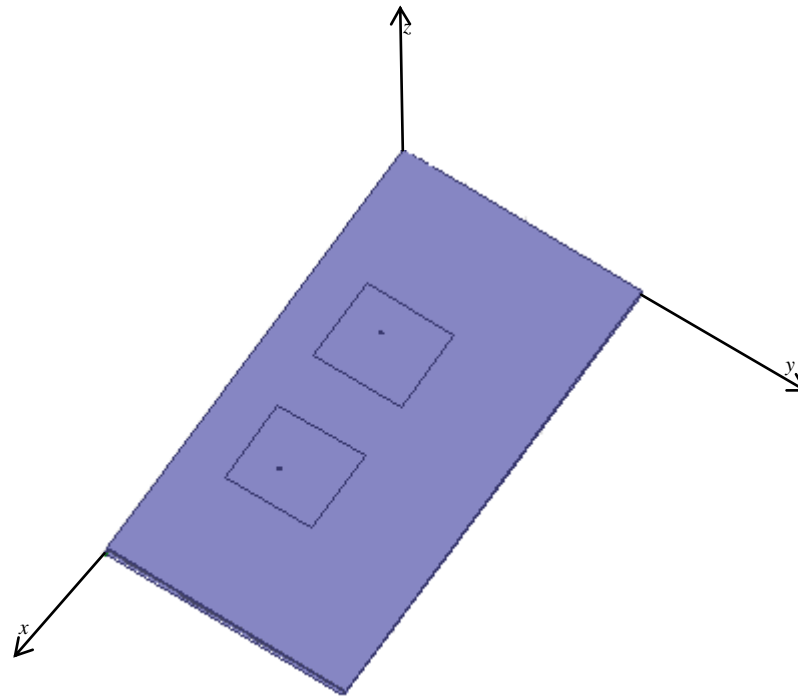


Figura 6.16. Configuración para medir patrón de radiación del arreglo con U, y compararlo sin U.

Para la medición fue conectada una antena Vivaldi para la señal transmitida con su máximo de potencia radiada apuntando sobre la dirección Z del arreglo propuesto, esta antena se alimentó con una potencia de -18dBm , con un generador de señal a la frecuencia de resonancia.

Para medir su parámetro de radiación, fue ubicada la antena a 3 metros de la fuente de radiación y se hizo un barrido angular para ver su diagrama de radiación.

Los barridos angulares se realizaron en el plano XZ, y en el plano YZ de la Figura 6.16. También se comparó la respuesta conectando una carga de $50\ \Omega$ en el parche contiguo al conectado al analizador de espectros; se denomina puerto acoplado en la situación de tener conectada la carga al parche vecino, y en la otra medición se dejó abierto el parche contiguo denominándolo puerto desacoplado.

Con lo anterior se obtuvieron los siguientes resultados en el máximo de potencia recibido:

Radiación Plano XZ			
Puerto Acoplado		Puerto Desacoplado	
Sin U	-44dBm	Sin U	-45dBm
Con U	-42dBm	Con U	-43dBm

Tabla 6.4. Máximos de radiación en el plano XZ.

Se obtiene un aumento de 2dB en cuanto a la potencia máxima radiada por el arreglo de antenas con U.

Radiación Plano YZ			
Puerto Acoplado		Puerto Desacoplado	
Sin U	-49dBm	Sin U	-47dBm
Con U	-46dBm	Con U	-46dBm

Tabla 6.5. Máximos de radiación en el plano YZ.

Se incrementa en 3dB la potencia máxima radiada por el arreglo con U, en el mejor caso.

Se toman los dos mejores casos de las tablas anteriores y se dibuja su patrón de radiación, siendo esta respuesta la medida con el puerto acoplado y estructuras U.

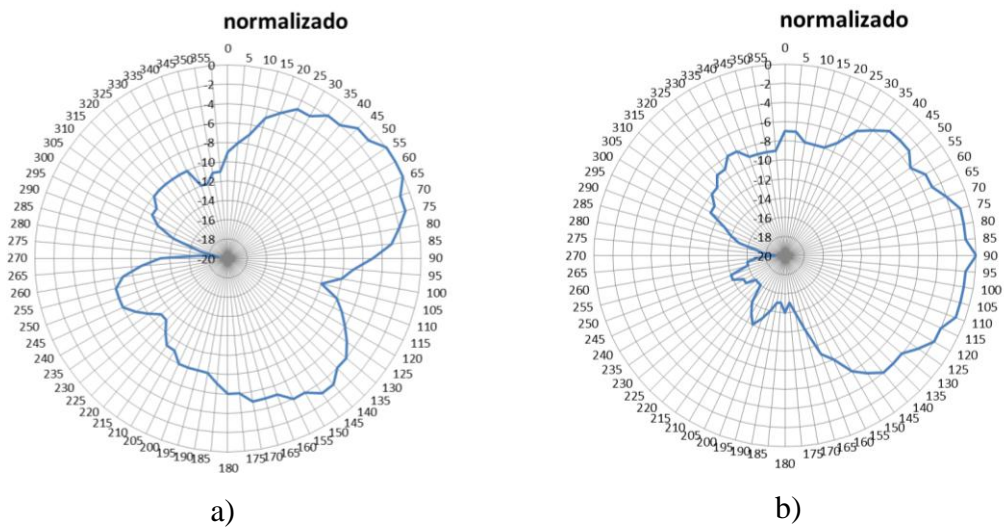


Figura 6.17. Patrón de Radiación Arreglo con U.
a) Plano XZ. b) Plano YZ.

También se comparó la medición con una simulación en *HFSS*, y se observa la similitud con el parámetro de radiación del par de antenas construidas, ya que hay un aumento en ganancia entre los parches sin U y los parches con U.

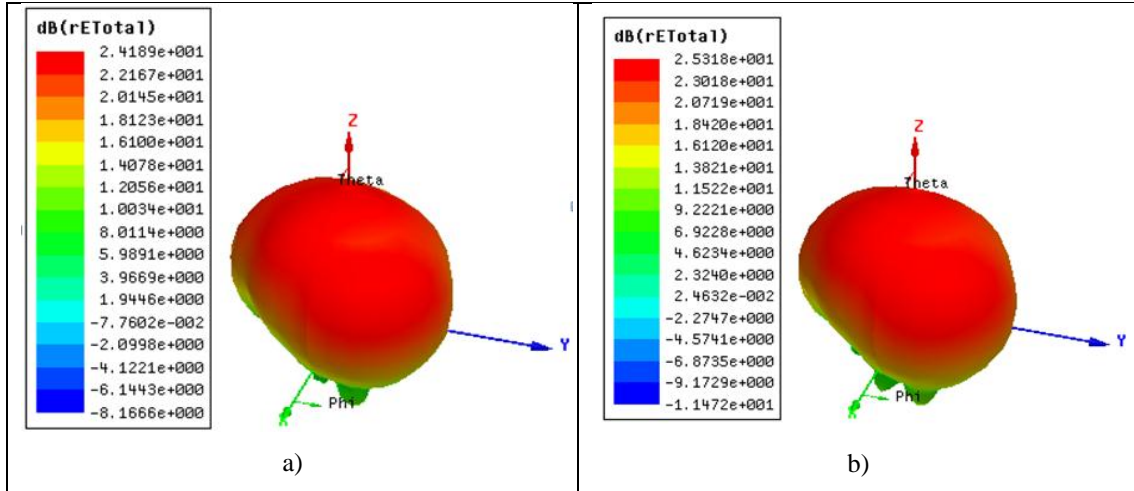


Figura 6.18. Patrón de Radiación 3D simulado.
a) Sin U. b) Con U

Con este desacoplamiento, también se puede obtener un arreglo lineal de antenas, a continuación se presenta un *layout* de cómo podrían ser implementadas.

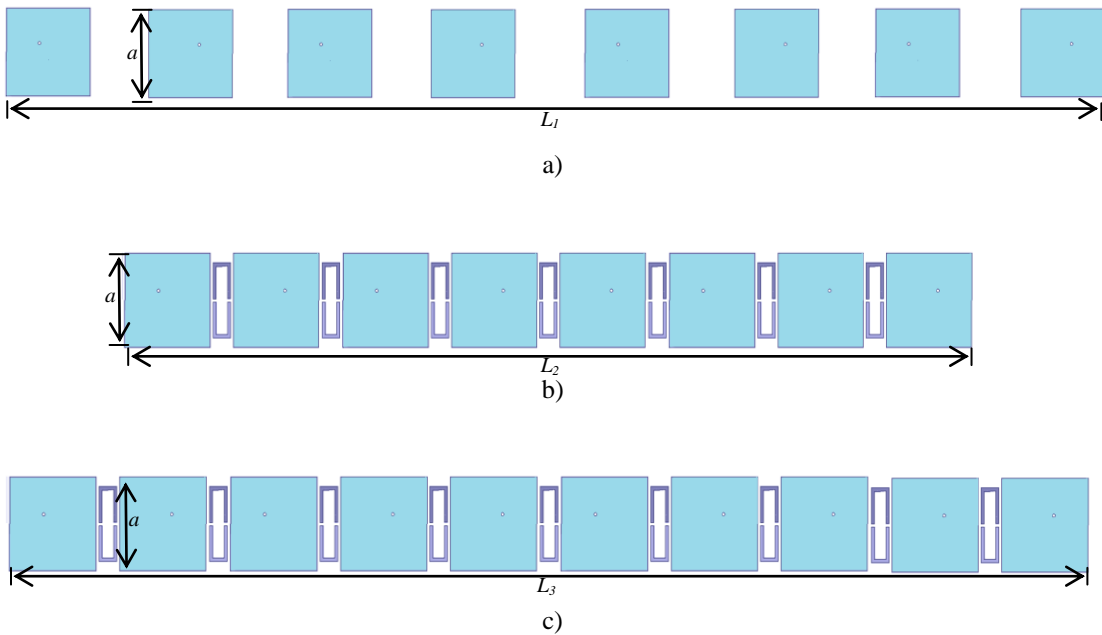


Figura 6.19. Arreglo lineal de Antenas.
a) Sin U. b) Con U. c) Incremento de antenas.

Se observa la reducción de espacio presentada por el uso de estructuras en U, para el desacoplamiento.

De la Figura 6.19, se tiene $L_1=186\text{ mm}$, $L_2=144\text{mm}$, $L_3=181\text{mm}$, $a=14.5\text{mm}$. De estos datos se tiene que la reducción lineal de espacio nos aportaría una reducción de área de substrato a utilizar; sin U el área es de 2697mm^2 y con U el área es de 2088mm^2 .

Estos datos implicarían una reducción en área de **22.6%**, volviendo más efectivo el uso del material. También como se ve en la Figura 6.19 c) es posible ingresar más antenas con U, cubriendo el mismo espacio que un número menor de antenas sin U. Es necesario anotar que mientras más grande sea el arreglo, el ahorro en espacio es acumulativo, por tanto mayor cantidad de antenas podrán ser ingresadas.

Conclusiones

En la investigación realizada durante el desarrollo de este trabajo fueron cumplidos los objetivos planteados en el capítulo 2, siendo presentada una metodología efectiva en el desacoplamiento de antenas, y corroborada mediante simulaciones y experimento, además de las siguientes conclusiones.

Se encontró una metodología gracias al análisis de la literatura en cuanto al desacople de resonadores, esto permitió encontrar un acoplamiento próximo a cero entre resonadores de parche de $\lambda/2$ en aplicación para filtros. Al encontrar un acoplamiento cercano a cero se decidió comprobar si el parámetro de red S_{21} en antenas podría tener un comportamiento similar al coeficiente K para filtros, logrando así desacoplar antenas. Fue comprobado un comportamiento similar entre estos dos parámetros, tanto el K como el S_{21} , ya que sus mínimos de acoplamiento se lograron mediante la inclusión de una estructura en U entre dos resonadores. Gracias al desacoplamiento logrado, fue obtenida una reducción del 59% en espaciamiento entre bordes de dos resonadores $\lambda/2$, tanto en aplicaciones de filtro como en antenas. Con la reducción de la separación entre resonadores, para dos antenas de parche cuadradas, se promueve una reducción de uso en área del substrato de 22.6%, permitiendo para arreglos de mayor cantidad de antenas, incrementar el número de antenas en un mismo espacio, comparado al espacio usado con antenas sin desacoplar.

El acoplamiento entre dos antenas próximas se bajó por debajo de los -15dB, esto implica un factor de correlación por abajo de $\rho_{ij} = 0.3$, mucho mejor que el estándar para sistemas MIMO máximo de $\rho_{ij} = 0.5$; con esto el desacoplamiento presentado tendría también aplicación en sistemas MIMO en antenas. Dado a que los datos anteriores se obtuvieron mediante la simulación de estructuras en simuladores de onda completa, se construyó un par de antenas de parche próximas. A este par de antenas construidas se les midieron sus parámetros de dispersión, conectándolas a un analizador vectorial de redes de dos puertos, con esto se comprobó que las antenas fueron desacopladas, también fue medido su diagrama de radiación en una cámara

anecóica, gracias a esta medición, fueron encontrados 3dB más de energía radiada con el par de antenas. Este aumento en radiación, y el reducimiento en espacio permitiendo ingresar más antenas, facilita el incremento en resolución en sistemas de imagenología, puesto que más antenas significaría más puntos de medida, y más radiación significaría más alcance, o inducir mayor dispersión generada por el objeto a observar.

Bibliografía

- [1] Wikipedia. (2012, Agosto) Wikipedia. [Online].
http://es.wikipedia.org/wiki/Espectro_electromagn%C3%A9tico
- [2] L. Jofre, F. De Flaviis, M.Q. Feng Y.J. Kim, "Microwave Reflection Tomographic Array for Damage Detection of Civil Structures," *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, vol. 51, no. 11, NOVEMBER 2003.
- [3] A.M. Abbosh, Y. Wang, D. Ireland, A. Abu Bakar, B.J. Mohammed M.E Bialkowski, "Microwave Imaging Systems Employing Cylindrical, Hemispherical and Planar Arrays of Ultrawideband Antennas," *Proceedings of the Asia-Pacific Microwave Conference*, 2011.
- [4] M.A Stuchly E.C. Fear, "CONFOCAL MICROWAVE IMAGING FOR BREAST TUMOR DETECTION: A STUDY OF RESOLUTION AND DETECTION ABILITY," *Proceeding of the 23rd Annual EMBS International Conference*, October 2001.
- [5] Y. Huang B. Cheeseman, "Imaging using a direct transform of a channel matrix," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, April 2010.
- [6] David M Pozar, *Microwave Engineering*.: Addison-Wesley Publishing Company, 1993.
- [7] Mathew N. O. Sadiku, *Elements of Electromagnetics - PDF*.
- [8] Brian C. Wadell, *Transmission Line Design Handbook*.: Artech House, 1991.
- [9] Constantine A. Balanis, *Antenna Theory*.: John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [10] Roberto S. Murphy Arteaga, *Teoría Electromagnética, apéndice B. Redes de dos puertos*.: Trillas, 2001.
- [11] M.A. Al-Joumayly, J.D. Shea, N. Behdad, S.C. Hagness S.M. Aguilar, "Design of a microwave breast imaging array composed of dual-band miniaturized antennas," *General Assembly and Scientific Symposium, 2011 URSI Conference*.
- [12] S. Demicri, B. Yilmaz, C. Ak, E. Yigit C. Ozdemir, "A new and practical formulation of bistatic Inverse Synthetic Aperture Radar imaging and verification of the formulation using numerical examples," *Electrical and Electronics Engineering, 2009. ELECO 2009 Conference*.

- [13] Y.M.M. Antar, A.P. Freundorfer, E.C. Smith, G.A. Morin, T. Thayaparan J.Y. Siddiqui, "Design of a ultrawideband Antipodal Tapered Slot Antenna Using Elliptical Strip Conductors," *IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS*, vol. 10, 2011.
- [14] G.L. Gragnani M. Chiappe, "Vivaldi Antennas for Microwave Imaging: Theoretical Analysis and Design Considerations," *IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT*, vol. 55, no. 6, DECEMBER 2006.
- [15] L. Jofre, F. De Flaviis, M. Q. Feng Y. J. Kim, "3D Microwave Imaging Technology For Damage Detection of Concrete Structures,"
<http://www.ece.uci.edu/rfmems/publications/papers/imaging/C066-SPIE03.pdf>.
- [16] L. Jofre, M. Q. Feng Y. J. Kim, "3D MICROWAVE IMAGING TECHNOLOGY USING ANTENNA ARRAY FOR DAMAGE ASSESSMENT OF CONCRETE STRUCTURES," *16th ASCE Engineering Mechanics Conference*, 2003.
- [17] S.L. Ho, Shiyong Yang, Weinong Fu Lin Yang, "Numerical Analysis of Inverse Scattering in Microwave Imaging," *IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS*, vol. 47, no. 5, MAY 2011.
- [18] P.M. Meaney, S.D. Geimer, A.V. Strelstov, K.D. Paulsen Qianqian Fang, "Microwave Image Reconstruction From 3-D Fields Coupled to 2-D Parameter Estimation," *IEEE TRANSACTIONS ON MEDICAL IMAGING*, vol. 23, no. 4, APRIL 2004.
- [19] http://smn.cna.gob.mx/index.php?option=com_content&view=article&id=14&Itemid=84, "Radares".
- [20] <http://webapp.ciat.cgiar.org/dtmradar/radar1.htm>, "Teoría de Radar".
- [21] P. Berens, "Introduction to Synthetic Aperture Radar (SAR),"
<http://ftp.rta.nato.int/public//PubFullText/RTO/EN/RTO-EN-SET-086///EN-SET-086-03.pdf>.
- [22] M.A. Abou-Khousa, S. Kharkovsky, R. Zoughi, D. Pommerenke M.T. Ghasr, "Portable Real-Time Microwave Camera at 24 GHz," *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, vol. 60, no. 2, FEBRUARY 2012.
- [23] Ammar S., Rameez T., Shabeeb S., Naveed I. Rao, Safwat I. Aamna M., "2D Beamforming for Through-the-Wall Microwave Imaging Applications," *International Journal of Video & Image Processing and Network Security*, vol. 10, no. 2.
- [24] J.J. Daniels, "Ground Penetrating Radar Fundamentals,"

<http://www.earthsciences.osu.edu/~jeff/Library/BASICS.PDF>, Nov. 2000.

- [25] L. Jofre, M. Ferrando, E. de los Reyes, Prof. J.Ch. Bolomey J.M. Gironés, "Microwave imaging with crossed linear arrays," *IEE PROCEEDINGS*, vol. 134, no. Pt H, No 3, June 1987.
- [26] K. S. Yee, "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equation in Isotropic Media," *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, vol. AP-14, no. 3.
- [27] T. Meyer, "Microwave Imaging of High-Contrast Objects," <http://diglib.uni-magdeburg.de/Dissertationen/2005/tobmeyer.pdf>.
- [28] A. Salvia, "Método de las Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo (FDTD)," <http://www.fing.edu.uy/inco/cursos/numerico/ed/final/FDTD.pdf>.
- [29] M.Z. Yusoff, N.Yahya A. Jamil, "Current issues and challenges of MIMO antenna designs," *Intelligent and Advanced Systems (ICIAS)*, Junio 2010.
- [30] H. Hass Rasmussen J. Bach Andersen, "Decoupling and Descattering Networks for Antennas," *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, Noviembre 1976.
- [31] J. Romeu, S. Blanch S. Dossche, "Decoupling and decorrelation of two closely spaced monopoles for optimum MIMO capacity," *Antennas and Propagation, 2006. EuCAP*.
- [32] B.K. Lau, A. Sunesson, S. He S. Zhang, "Closely located dual PIFAs with T-slot induced high isolation for MIMO terminals," *Antennas and Propagation (APSURSI), IEEE International Symposium on*, Julio 2011.
- [33] Y.S Wang, C.W. Ling, S.J. Chung S.C. Chen, "A new high isolation dual-antennas with miniature decoupling network design," *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Junio 2007.
- [34] Ch. Volmer, K. Blau, R. Stephan, M.A. Hein J. Weber, "Miniaturisation of antenna arrays for mobile communications," *Microwave Conference, European*, Octubre 2005.
- [35] W. Wu, Z. Shen S. Qi, "Port decoupling of two arbitrary antennas in close proximity through an Eigenmode feed network," *Antennas and Propagation Society International Symposium, APSURSI 09*, Junio 2009.
- [36] Y. J. Guo Y. Cai, "A Reconfigurable decoupling and matching network for a frequency agile

- compact array," *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Abril 2011.
- [37] Y.S. Wang, S.J. Chung C.Y. Lui, "Two nearby dual-band antennas with high port isolation," *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Julio 2008.
- [38] A. Artemenko, A. Sevastyanov, R. Maslennikov V. Ssorin, "Compact bandwidth-optimized two element MIMO antenna system," *Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 5th European Conference*, Abril 2011.
- [39] K.L. Wong H.C. Tung, "A compact dual-polarized aperture-coupled patch antenna for gsm1800 cellular system operation," *Proceedings of APMC2001*, 2001.
- [40] X. Wang H.J. Chaloupka, "Novel approach for diversity and MIMO antennas at small mobile platforms," *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC*, vol. 1, 2004.
- [41] S. Yi, S.O. Park R.A. Bhatti, "Compact antenna array with port decoupling for LTE-Standardized mobile phones," *IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS*, vol. 8, 2009.
- [42] Y.S. Wang, S.J. Chung S.C Chen, "A decoupling technique for increasing the port isolation between two strongly coupled antennas," *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, vol. 56, no. 12, Diciembre 2008.
- [43] J. Rodriguez, L. Jofre, S. Blanch, J. Romeu S. Dossche, "Decoupling of a two-element switched dual band patch antenna for optimum MIMO capacity," *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Julio 2006.
- [44] M. Han, C. Lee, J. Choi J. Kim, "Dual band MIMO antenna using a decoupling network for WLAN application," *Advanced Communication Technology (ICACT), 13th International Conference*, Febrero 2011.
- [45] T. Biedermann, "A Dual-Polarized Patch Antena with High Decoupling," *Antennas, INICA 07. 2nd International ITG Conference*, Marzo 2007.
- [46] J. Choi M.S. Han, "MIMO antenna using a decoupling network for next generation mobile application," *Communications and Information Technology, ISCIT. 9th International Symposium on*, Septiembre 2009.
- [47] T. Yamazaki, W. Ni N. Nakajima, "Mutual coupling cancellation for compact MIMO

- antenna with 3 dB hybrid," *Wireless Communication, Vehicular Technology, Information Theory and Aerospace & Electronic Systems Technology (Wireless VITAE). 2nd Conference on*, Marzo 2011.
- [48] J. Itoh, H. Morishita Y. Kim, "Decoupling method between two L-shaped folded monopole antenna for handsets using a bridge line," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, Julio 2009.
- [49] C.J. Lee, T. Itoh P.L. Chi, "A compact dual-band metamaterial-based rat-race coupler for a MIMO system application," *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International*, Junio 2008.
- [50] Yahya Rahmat-Sam Fang Yang, *Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering.*: Cambridge, 2008.
- [51] S.A. Tretyakov, J. Säily, X. Liangge, T. Mynttinen, M. Kaunisto I.S. Nefedov, "Application of wire media layers for coupling reduction in antenna arrays and microwave devices," *Antennas and Propagation Conference, Loughborough*, Abril 2007.
- [52] Y.E. Wang L.K. Yeung, "A decoupling technique for compact antenna arrays in handheld terminals," *Radio and Wireless Symposium (RWS) IEEE*, Enero 2010.
- [53] S. Costanzo, G. Di Massa, G. Guarnieri, S. Maci, G. Mauriello, I. Venneri F. Caminita, "Reduction of patch antenna coupling by using a compact EBG formed by shorted strips with interlocked branch-stubs," *IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS*, vol. 8, 2009.
- [54] E. Liakou, A.P. Feresidis T. Kokkinos, "Decoupling antenna elements of PIFA arrays on handheld devices," *Electronics Letters*, Diciembre 2008.
- [55] X. Guo, S. Jin, X. Zhang, H. Peng, M. Li, B. Wei, B. Cao X. Lu, "UHF band ultra-narrowband superconducting filter with double U-type secondary coupling structure," *IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS*, vol. 19, no. 11, Noviembre 2009.
- [56] V. Pathak, S. Rowson, L.Desclos G. Poilasne, "Internal antenna diversity for mobile phones at 850MHz," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE*, vol. 3, Junio 2003.