

HECTOR FABIO BERMUDEZ OROZCO



EFFECTO DEL ACOPLAMIENTO MUTUO EN ARREGLOS DE
ANTENAS TIPO PARCHE EN LA BANDA DE 2.4 GHz

Universidad del Cauca
Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones
Maestría en Electrónica y Telecomunicaciones

Popayán
2010

HECTOR FABIO BERMUDEZ OROZCO

EFECTO DEL ACOPLAMIENTO MUTUO EN ARREGLOS DE
ANTENAS TIPO PARCHE EN LA BANDA DE 2.4 GHz

Tesis presentada a la Facultad de Ingeniería
Electrónica y Telecomunicaciones de la Universidad
del Cauca para la obtención del Título de

Magister en
Electrónica y Telecomunicaciones

Director:
Ms.C. Aldemar Holguín Rojas

Popayán
2010

Agradecimientos

Dios, gracias por darme la suficiente sabiduría y dedicación para afrontar todos los retos impuestos en el transcurso de la maestría. A mi esposa Nasly Cristina y mi hija Sofia, por su apoyo y compañía incondicional. A mis padres y hermanos, a los profesores y compañeros de estudio por sus permanente apoyo y solidaridad.

Resumen

La tecnología de microcintas ha tenido un gran avance a través de los años y se ha constituido en una alternativa de solución de bajo costo y de dimensiones pequeñas, la cual exhibe una gran importancia para la implementación de sistemas de comunicaciones inalámbricas y sistemas compactos en diversas áreas mediante la construcción de dispositivos electrónicos tales como antenas, acopladores, filtros, divisores de potencia, entre otros; aprovechando la técnica de circuito impreso sobre sustratos especiales.

En este documento se consignan las experiencias de estudio de un sistema de antenas y arreglos lineales uniformes de dipolo tipo parche, enfocando de una manera especial el comportamiento de los parámetros de impedancia de entrada y patrón de radiación cuando dicho sistema se somete a la presencia de elementos parásitos. El estudio del sistema se realiza a través del análisis numérico, específicamente con el método de los momentos – MoM, que permite dar solución de la ecuación integral de campo eléctrico EFIE. El modelamiento de los elementos radiantes y parásitos se realiza mediante la técnica propuesta por Rao-Wilton-Glisson, la cual es conocida como RWG.

Palabras claves: Dipolo, arreglos, microcintas, elementos parásitos, patrón de radiación, impedancia de entrada.

Abstrac

Microstrip technology has been a great progress through the years and it has become an alternative solution for low cost and small size, which exhibits a great importance for the implementation of wireless communication systems and compact systems in various areas through the construction of electronic devices such as antennas, couplers, filters, power splitters, among others, taking advantage of the technique of the printed circuit on special substrata.

This document contains the experiences of studying a system of antennas and uniform linear arrays of dipole type patch, especially one focusing on the behavior of the parameters of input impedance and radiation pattern when the system is subjected to the presence of parasitic elements. The study of the system is performed through the numerical analysis, specifically the method of moments - MoM, which allows to solve the electric field integral equation EFIE. The modeling of the radiating elements and parasites is done by the technique proposed by Rao-Wilton-Glisson, which is known as RWG.

Keywords: Dipole, arrays, microstrip, parasitic elements, radiation pattern, input impedance.

Contenido

<u>INTRODUCCIÓN</u>	<u>1</u>
<u>CAPITULO 1</u>	<u>3</u>
<u>1. FUNDAMENTOS Y ARREGLOS DE ANTENAS</u>	<u>3</u>
1.1 INTRODUCCIÓN	3
1.2 FUNCIONAMIENTO DE LA ANTENA.	3
1.3 PARÁMETROS FUNDAMENTALES DE UNA ANTENA	5
1.3.1 IMPEDANCIA DE LA ANTENA	6
1.3.2 PATRÓN DE RADIACIÓN DE UNA ANTENA	7
1.3.3 REGIONES DE CAMPO	10
1.3.4 TIPOS DE ANTENAS.	12
1.4 ANTENAS DE MICROCINTA	12
1.4.1 HISTORIA	13
1.4.2 DEFINICIÓN	14
1.4.3 ANTENAS DIPOLOS DE MICROCINTA	16
1.4.4 MÉTODOS DE ANÁLISIS	16
1.4.5 ALIMENTACIÓN DE ANTENAS DE MICROCINTA	17
1.4.6 SUSTRATOS DIELECTRICOS	17
1.5 ARREGLOS DE ANTENAS	21
1.5.1 ESTUDIO DE UN ARREGLO DE ANTENAS BÁSICO	22
1.5.2 ARREGLO DE ANTENA LINEAL UNIFORME (ULA)	24
1.5.3 ARREGLOS BROADSIDE	27
1.5.4 ARREGLOS END-FIRE	28
1.5.5 ARREGLOS ENFASADOS (SCANNING)	28
<u>CAPITULO 2</u>	<u>29</u>
<u>2. MÉTODOS NUMÉRICOS</u>	<u>29</u>
2.1 INTRODUCCIÓN	29

2.2	CLASIFICACIÓN DE LOS PROBLEMAS EM	30
2.2.1	REGIÓN DE LA SOLUCIÓN DEL PROBLEMA	30
2.2.2	CLASIFICACIÓN DE LAS ECUACIONES DIFERENCIALES	31
2.2.3	CONDICIONES DE CONTORNO	33
2.3	MÉTODOS NUMÉRICOS	33
2.3.1	ELEMENTOS DE LOS MÉTODOS COMPUTACIONALES	34
2.4	MÉTODO DE LA ECUACIÓN INTEGRAL	36
2.4.1	FORMULACIÓN DE LA EFIE	37
2.5	EL MÉTODO DE LOS MOMENTOS	39
2.5.1	MOM APLICADO AL CASO DE ANTENAS	40
2.6	CONFORMACIÓN DE LA FUNCIÓN BASE	41
2.6.1	FUNCIONES BASE DE DOMINIO DISCRETO O SUBDOMINIO	42
2.6.1.1	FUNCIONES BASE DE SUBDOMINIO DE UNA DIMENSIÓN	43
2.6.1.2	FUNCIONES BASE DE SUBDOMINIO DE DOS DIMENSIONES	46
2.6.2.1	FUNCIONES BASE DE DOMINIO ENTERO DE UNA DIMENSIÓN	49
2.6.2.2	FUNCIONES BASE DE DOMINIO ENTERO DE DOS DIMENSIONES	50
CAPITULO 3		51
<hr/>		
3.	IMPEDANCIA Y PATRÓN DE RADIACIÓN	51
<hr/>		
3.1	INTRODUCCIÓN.	51
3.2	IMPEDANCIA	51
3.2.1	ESTRUCTURA DE LA ANTENA	52
3.2.2	MATRIZ DE IMPEDANCIA	54
3.2.3	MÉTODO NUMÉRICO DE SUBDIVISIÓN DE BARICENTROS	56
3.2.4	VOLTAJE DE ALIMENTACIÓN	58
3.2.5	SOLUCIÓN DE LA ECUACIÓN DE MOMENTOS	59
3.2.6	IMPEDANCIA DE ENTRADA	60
3.3	PATRÓN DE RADIACIÓN	60
3.4	ALGORITMO PARA DIPOLO	63
3.5	DIPOLO DE MICROCINTA	63
3.5.1.	MODELO DIELECTRICO DE LA MICROCINTA.	64

CAPITULO 4	67
4. RESULTADOS EXPERIMENTALES Y ANÁLISIS	67
4.1 INTRODUCCIÓN.	67
4.2 DIPOLO DE LONGITUD FINITA	68
4.2.1 RESULTADOS OBTENIDOS CON EXPRESIONES ANALÍTICAS	68
4.2.2 RESULTADOS OBTENIDOS CON EL MÉTODO RWG.	69
4.2.2.1 DIPOLO DE 0.375 M DE LONGITUD.	72
4.2.2.2 DIPOLO DE 0.166 M DE LONGITUD.	73
4.2.2.3 DIPOLO DE 0.0625 M DE LONGITUD	75
4.2.2.4 DIPOLO DE 0.03M DE LONGITUD	76
4.3 ARREGLOS DE DIPOLOS DE MICROCINTA RWG.	77
4.4 ARREGLOS DE DIPOLOS DE MICROCINTA Y ELEMENTOS PARÁSITOS RWG	80
4.5 ANÁLISIS DE RESULTADOS.	83
4.5.1 DIPOLO	83
4.5.1.1 ANÁLISIS DE LA IMPEDANCIA	87
4.5.1.2 ANÁLISIS DE FRECUENCIA	89
4.5.1.3 ANÁLISIS DEL PATRÓN DE RADIACIÓN	90
4.5.2 ARREGLOS DE MICROCINTAS.	91
4.5.3 EFECTOS DE LA PRESENCIA DE PARÁSITOS EN DIPOLOS Y ARREGLOS DE MICROCINTA.	94
4.5.3.1 EFECTOS CAUSADOS AL DIPOLO DE MICROCINTA.	94
4.5.3.2 EFECTOS CAUSADOS A UN ARREGLO DE 3 DIPOLOS DE MICROCINTAS UBICANDO EL ELEMENTO PARÁSITO A LA DERECHA.	97
4.5.3.3 EFECTOS CAUSADOS A UN ARREGLO DE 3 DIPOLOS DE MICROCINTAS UBICANDO EL ELEMENTO PARÁSITO A LA IZQUIERDA.	100
4.5.3.4 EFECTOS CAUSADOS A UN ARREGLO DE 3 DIPOLOS DE MICROCINTAS UBICANDO 2 ELEMENTO PARÁSITO EQUIDISTANTES A LA IZQUIERDA Y DERECHA.	102
4.5.3.5 EFECTOS CAUSADOS A UN ARREGLO DE 5 DIPOLOS DE MICROCINTAS UBICANDO 1 ELEMENTO PARÁSITO A LA DERECHA.	105
4.5.3.6 EFECTOS CAUSADOS A UN ARREGLO DE 5 DIPOLOS DE MICROCINTAS UBICANDO 1 ELEMENTO PARÁSITO A LA IZQUIERDA.	107
4.5.3.7 EFECTOS CAUSADOS A UN ARREGLO DE 5 DIPOLOS DE MICROCINTAS UBICANDO 2 ELEMENTO PARÁSITO EQUIDISTANTES A LA IZQUIERDA Y DERECHA.	108

<u>CAPITULO 5</u>	<u>111</u>
<u>5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES</u>	<u>111</u>
5.1 CONCLUSIONES	111
5.2 RECOMENDACIONES	113
<u>BIBLIOGRAFÍA</u>	<u>115</u>
<u>ANEXO</u>	<u>121</u>
<u>1 CÁLCULO DE PARÁMETROS DE ANTENAS DE MICROCINTA</u>	<u>121</u>
<u>APENDICES</u>	<u>125</u>
<u>1 SOFTWARE</u>	<u>125</u>
1.1 DIPOLO A PARTIR DE EXPRESIONES ANALÍTICAS	125
1.2 DIPOLO A PARTIR CON TÉCNICA RWG	126
1.3 DIPOLO DE MICROCINTA A PARTIR CON TÉCNICA RWG	132
<u>2 GRÁFICOS OBTENIDOS DE SIMULACIONES</u>	<u>143</u>
2.1 DIPOLO FINITO	143
2.1.1 DIPOLO DE 0.375 M DE LONGITUD.	144
2.1.2 DIPOLO DE 0.166 M DE LONGITUD.	152
2.1.3 DIPOLO DE 0.0625 M DE LONGITUD	160
2.1.4 DIPOLO DE 0.03M DE LONGITUD	168
2.2 ARREGLOS DE DIPOLO DE MICROCINTA RWG	176
2.3 ARREGLOS DE DIPOLOS DE MICROCINTA Y ELEMENTOS PARÁSITOS RWG	179

Lista de tablas

TABLA 1-1 CARACTERÍSTICAS GENERALES DE LOS TIPOS DE ALIMENTACIÓN DE MICROCINTA.....	18
TABLA 1-2 COMPARACIÓN ENTRE DISTINTOS SUBSTRATOS DIELECTRICOS PARA ANTENAS.....	19
TABLA 1-3 ELECCIÓN DE LOS PARÁMETROS ÓPTIMOS DE SUBSTRATOS PARA EL DESEMPEÑO EN ANTENAS...	21
TABLA 4-1 VARIACIÓN DE PARÁMETROS EN DIPOLO DE 0,375 M Y $w=0,04M$	72
TABLA 4-2 VARIACIÓN DE PARÁMETROS EN DIPOLO DE 0,375 M Y $w=0,01M$	73
TABLA 4-3 VARIACIÓN DE PARÁMETROS EN DIPOLO DE 0,166 M Y $w=0,04M$	74
TABLA 4-4 VARIACIÓN DE PARÁMETROS EN DIPOLO DE 0,166 M Y $w=0,01M$	74
TABLA 4-5 VARIACIÓN DE PARÁMETROS EN DIPOLO DE 0,0625M Y $w=0,04M$	75
TABLA 4-6 VARIACIÓN DE PARÁMETROS EN DIPOLO DE 0,0625M Y $w=0,01M$	76
TABLA 4-7 VARIACIÓN DE PARÁMETROS EN DIPOLO DE 0,03M Y $w=0,04M$	76
TABLA 4-8 VARIACIÓN DE PARÁMETROS EN DIPOLO DE 0,03M Y $w=0,01M$	77
TABLA 4-9 DATOS OBTENIDOS PARA ARREGLOS DE DIPOLOS RWG	80
TABLA 4-10 DIPOLO Y ARREGLOS EN PRESENCIA DE ELEMENTOS PARÁSITOS	82
TABLA 4-11 ANÁLISIS DEL DIPOLO DE 0,357M Y $w=0,04M$	84
TABLA 4-12 ANÁLISIS DEL DIPOLO DE 0,357M Y $w=0,01M$	85
TABLA 4-13 ANÁLISIS DEL DIPOLO DE 0,166 M Y $w=0,04M$	85
TABLA 4-14 ANÁLISIS DEL DIPOLO DE 0,166 M Y $w=0,01M$	85
TABLA 4-15 ANÁLISIS DEL DIPOLO DE 0,0625M Y $w=0,04M$	86
TABLA 4-16 ANÁLISIS DEL DIPOLO DE 0,0625M Y $w=0,01M$	86
TABLA 4-17 ANÁLISIS DEL DIPOLO DE 0,03M Y $w=0,04M$	86
TABLA 4-18 ANÁLISIS DEL DIPOLO DE 0,03M Y $w=0,01M$	87

Lista de Figuras

FIGURA 1-1 ESQUEMA DE RADIACIÓN DE UNA ANTENA.	4
FIGURA 1-2 CIRCUITO EQUIVALENTE DEL GENERADOR Y LA ANTENA	6
FIGURA 1-3 (A) LÓBULOS DE RADIACIÓN Y ANCHO DE HAZ DE UN PATRÓN DE ANTENA. (B) ESQUEMA LINEAL DE UN PATRÓN DE POTENCIA.....	9
FIGURA 1-4 REGIONES DEL CAMPO	11
FIGURA 1-5 ANTENA DE MICROCINTA Y SISTEMA DE COORDENADAS	15
FIGURA 1-6 FORMAS REPRESENTATIVAS DE ELEMENTOS DE PARCHE DE MICROCINTA	15
FIGURA 1-7 TIPOS DE ALIMENTACIÓN DE ANTENAS DE MICROCINTA. (A) POR CONTACTO. (B) SIN CONTACTO	18
FIGURA 1-8 ANCHO DE BANDA EN FUNCIÓN DEL ESPESOR DEL DIELECTRICO.....	20
FIGURA 1-9 ANCHO DE BANDA EN FUNCIÓN DE LA CONSTANTE DIELECTRICA.....	20
FIGURA 1-10 CLASIFICACIÓN DE ARREGLOS DE ANTENA	22
FIGURA 1-11 CONFIGURACIÓN DE UN ARREGLO DE ANTENAS BÁSICO.	23
FIGURA 1-12 CONFIGURACIÓN DE UN ARREGLO LINEAL UNIFORME (ULA).....	25
FIGURA 1-13 DIRECCIÓN DE RADIACIÓN BROADSIDE Y END- FIRE PARA ARREGLOS LINEALES.....	27
FIGURA 2-1 REGIÓN DE LA SOLUCIÓN R CON CONTORNO S.	31
FIGURA 2-2 DISCRETIZACIÓN GEOMÉTRICA DEL DISPOSITIVO	35
FIGURA 2-3 ELEMENTOS O CELDAS BÁSICAS USADAS EN LA DISCRETIZACIÓN DE GEOMETRÍAS. A) UNA DIMENSIÓN. B) DOS DIMENSIONES. C) TRES DIMENSIONES	36
FIGURA 2-4 ANTENA CILÍNDRICA DE LONGITUD L Y RADIO A.....	42
FIGURA 2-5 FUNCIÓN BASE PULSO O VENTANA. A) FUNCIÓN PULSO. B) APROXIMACIÓN DE UNA FUNCIÓN USANDO LA FUNCIÓN PULSO	43
FIGURA 2-6 FUNCIÓN DE BASE TRIANGULAR. A) FUNCIÓN TRIANGULAR. B) APROXIMACIÓN LINEAL POR TROZOS DE UNA FUNCIÓN USANDO FUNCIÓN TRIANGULAR.	45
FIGURA 2-7 FUNCIÓN BASE DE TIRA	46
FIGURA 2-8 DENSIDAD DE CORRIENTE CON FUNCIÓN BASE DE SUBDOMINIO PULSO-PULSO.....	47
FIGURA 2-9 DENSIDAD DE CORRIENTE CON FUNCIÓN BASE DE SUBDOMINIO ROOF-TOP	48
FIGURA 2-10 DENSIDAD DE CORRIENTE CON FUNCIÓN BASE DE SUBDOMINIO PWS-PULSO	49
FIGURA 3-1 ELEMENTO DE BORDE RWG PARA UN DIPOLO	52
FIGURA 3-2 DIVISIÓN DEL PARCHE TRIANGULAR EN UN NÚMERO IDÉNTICO DE SUBTRIÁNGULOS. A) ÍNDICE DE SUBTRIÁNGULOS B) ÍNDICE DE VÉRTICES DE SUBTRIÁNGULOS.	56
FIGURA 3-3 MODELO ALIMENTACIÓN CON GAP.....	59
FIGURA 3-4 MODELO DEL DIPOLO PARA UNA CORRIENTE SUPERFICIAL CON RWG	62
FIGURA 3-5 DIAGRAMA DE FLUJO PARA LA SOLUCIÓN DE UN DIPOLO.	63
FIGURA 3-6 ESTRUCTURAS CONSTITUTIVAS DE UNA MICROCINTA	64
FIGURA 3-7 DISTRIBUCIÓN DE CAMPO ELÉCTRICO CUASI-ESTÁTICA EN UN SUSTRATO DIELECTRICO	65

FIGURA 4-1 PATRÓN DE RADIACIÓN DE DIPOLO DE $\lambda/2$ EN 2D EN EL PLANO E	68
FIGURA 4-2 PATRÓN DE RADIACIÓN DE DIPOLO DE $\lambda/2$ EN 3D	69
FIGURA 4-3 DIPOLO CON METODOLOGÍA RWG	70
FIGURA 4-4 PÉRDIDAS DE INSERCIÓN	71
FIGURA 4-5 IMPEDANCIA DE ENTRADA	71
FIGURA 4-6 PATRÓN DE RADIACIÓN EN EL PLANO H Y PLANO E	71
FIGURA 4-7 SEGMENTACIÓN USANDO MODELO RWG	78
FIGURA 4-8 CONSTRUCCIÓN DE ARREGLOS	79
FIGURA 4-9 ARREGLOS RWG Y UBICACIÓN DE ELEMENTOS PARÁSITOS	81
FIGURA 4-10 ANÁLISIS DE LA VARIACIÓN DEL VALOR DE DISCRETIZACIÓN Y ANCHO W DEL DIPOLO	84
FIGURA 4-11 COMPORTAMIENTO DE LA PARTE REAL DE LA IMPEDANCIA FRENTE AL ANCHO W DE LA CINTA Y EL NÚMERO DE PASOS DE SIMULACIÓN	87
FIGURA 4-12 COMPORTAMIENTO DE LA PARTE IMAGINARIA DE LA IMPEDANCIA FRENTE AL ANCHO W DE LA CINTA Y EL NÚMERO DE PASOS DE SIMULACIÓN.	88
FIGURA 4-13 ANÁLISIS DEL ERROR RELATIVO EN LA IMPEDANCIA DE RADIACIÓN	88
FIGURA 4-14 DESVIACIÓN ESTÁNDAR VRS. VARIACIÓN DE W Y NÚMERO DE PASOS	89
FIGURA 4-15 PARTE COMPLEJA DE LA IMPEDANCIA ANTE LA VARIACIÓN DE W Y NÚMERO DE PASOS	89
FIGURA 4-16 ANÁLISIS DE ERROR RELATIVO A DIFERENTES FRECUENCIAS, W Y NÚMERO DE PASOS	90
FIGURA 4-17 IMPEDANCIA DE ENTRADA DEL SISTEMA RADIANTE	91
FIGURA 4-18 FRECUENCIA Y PÉRDIDAS DE INSERCIÓN DEL SISTEMA RADIANTE	92
FIGURA 4-19 PATRÓN DE RADIACIÓN DE DIFERENTES ARREGLOS	93
FIGURA 4-20 EFECTO EN LA IMPEDANCIA CAUSADO POR UN ELEMENTO PARÁSITO EN UN DIPOLO DE MICROCINTA.	94
FIGURA 4-21 IMPEDANCIA OBTENIDA CON LA TÉCNICA RWG PARA UN DIPOLO DE MICROCINTA (SIMULACIÓN 98)	95
FIGURA 4-22 PATRÓN DE RADIACIÓN CON ELEMENTO PARÁSITO DESPLAZÁNDOSE A LA DERECHA	97
FIGURA 4-23 EFECTO EN LA IMPEDANCIA CAUSADO POR UN ELEMENTO PARÁSITO EN UN ARREGLO DE DIPOLOS DE MICROCINTA.	98
FIGURA 4-24 PATRÓN DE RADIACIÓN DE UN ARREGLO DE 3 DIPOLOS CON ELEMENTO PARÁSITO DESPLAZÁNDOSE A LA DERECHA	99
FIGURA 4-25 EFECTO EN LA IMPEDANCIA CAUSADO POR UN ELEMENTO PARÁSITO EN UN ARREGLO DE DIPOLOS DE MICROCINTA.	100
FIGURA 4-26 PATRÓN DE RADIACIÓN DE UN ARREGLO DE 3 DIPOLOS CON ELEMENTO PARÁSITO DESPLAZÁNDOSE A LA IZQUIERDA	102
FIGURA 4-27 EFECTO EN LA IMPEDANCIA CAUSADO POR DOS ELEMENTOS PARÁSITOS EN UN ARREGLO DE DIPOLOS DE MICROCINTA.	103
FIGURA 4-28 PATRÓN DE RADIACIÓN DE UN ARREGLO DE 3 DIPOLOS CON ELEMENTO PARÁSITO DESPLAZÁNDOSE A LA IZQUIERDA	104
FIGURA 4-29 EFECTO EN LA IMPEDANCIA CAUSADO POR UN ELEMENTO PARÁSITOS EN UN ARREGLO DE DIPOLOS DE MICROCINTA.	105

FIGURA 4-30 PATRÓN DE RADIACIÓN DE UN ARREGLO DE 5 DIPOLOS CON ELEMENTO PARÁSITO DESPLAZÁNDOSE A LA DERECHA.....	106
FIGURA 4-31 EFECTO EN LA IMPEDANCIA CAUSADO POR UN ELEMENTO PARÁSITOS EN UN ARREGLO DE DIPOLOS DE MICROCINTA.	107
FIGURA 4-32 PATRÓN DE RADIACIÓN DE UN ARREGLO DE 5 DIPOLOS CON ELEMENTO PARÁSITO DESPLAZÁNDOSE A LA IZQUIERDA.	108
FIGURA 4-33 EFECTO EN LA IMPEDANCIA CAUSADO POR DOS ELEMENTOS PARÁSITOS EN UN ARREGLO DE DIPOLOS DE MICROCINTA.	109
FIGURA 4-344 PATRÓN DE RADIACIÓN DE UN ARREGLO DE 5 DIPOLOS CON 2 ELEMENTOS PARÁSITOS DESPLAZÁNDOSE SIMULTÁNEAMENTE A IZQUIERDA Y DERECHA.....	110

Introducción

Los avances en las comunicaciones inalámbricas han propiciado un escenario en el cual los sistemas de radiación juegan un papel definitivo, llevándolos a alcanzar un grado de desarrollo tecnológico considerable, para lo cual se les han dotado de capacidad de procesamiento de información dentro de sus funciones básicas, lo que conlleva a que dichos sistemas sean muy robustos y sobre todo mucho más costosos y difíciles de construir que los sistemas de radiación convencionales. En este contexto, las antenas de microcinta son sistemas totalmente confiables y de gran utilidad para dichas aplicaciones, adicionalmente brindan una gran posibilidad en cuanto a reducción de costos, menor peso y bajo perfil para los requerimientos de sistemas modernos. Por lo anterior, se hace necesario conocer el comportamiento y los parámetros que poseen estos sistemas radiantes, lo cual permitirá manipularlos y obtener diseños más apropiados a las aplicaciones en comunicaciones que hoy en día es mucho más exigente en cuanto al manejo del espectro cada vez más saturado.

El presente estudio tiene como objetivo principal, observar el efecto producido en dos de los parámetros que presentan las antenas de microcinta, los cuales son: la impedancia de entrada y el patrón de radiación; cuando el sistema radiante se somete a la presencia de elementos parásitos. Dichos resultados son de gran importancia en el campo de investigación, ya que arrojan información de gran utilidad en el comportamiento de dichos parámetros para el diseño de antenas de microcinta.

En el capítulo uno del documento, se presentan los conceptos básicos y los principios generales de antenas y arreglos, enfatizando en los sistemas de radiación con tecnología de microcinta. En el capítulo dos, se enuncia diversas técnicas en la solución de problemas de campos electromagnéticos (EM). Este apartado se enfoca en los métodos numéricos como herramienta

para solucionar la ecuación integral de campo eléctrico – EFIE, específicamente en el método de los momentos - MoM. El capítulo tres presenta el algoritmo utilizado para calcular la matriz de impedancia y el patrón de radiación del sistema de antenas estudiado, dichos cálculos se realizan con la ayuda del programa Matlab. En el capítulo cuatro se consignan los datos encontrados con las simulaciones y se realiza el análisis de los mismo. Finalmente se presentan las conclusiones a las cuales se llegan con este estudio y se hacen las recomendaciones del caso. En la parte final del documento se muestran los anexos que contienen información adicional que complementan la temática tratada, especialmente el código en Matlab utilizado y las gráficas obtenidas con la simulación.

Capítulo 1

1. Fundamentos y arreglos de antenas

1.1 Introducción

En este capítulo, se describe brevemente los conceptos básicos, parámetros, características y los principios generales de arreglos de antenas. Finalmente, se hace énfasis en los sistemas de radiación con tecnología de microcinta tipo *patch* (parche) y arreglos.

1.2 Funcionamiento de la antena.

Una antena es una estructura metálica, diseñada para radiar y recibir energía electromagnética. Se define como una estructura asociada con la región de transición entre un dispositivo conductor (guía de onda o línea de transmisión) y el espacio libre, o viceversa (Krauss & Marhefka, 2001), (Balanis, 1997). El IEEE la define como: “Componente de un sistema

transmisor o receptor que es diseñado para radiar o recibir ondas electromagnéticas”¹.

La radiación de una antena se puede entender con ayuda de la Figura 1-1, en la cual hay una línea de transmisión compuesta de dos cables conectadas a una fuente de voltaje. Cuando un voltaje senoidal es aplicado a lo largo de la línea de transmisión, se genera un campo eléctrico de naturaleza senoidal debido a la creación de líneas de fuerza que son tangenciales al campo eléctrico, de lo agrupadas que estén estas líneas de fuerza depende la magnitud del campo eléctrico. Los electrones libres en los conductores se desplazan por las líneas de fuerza eléctrica cuyo movimiento de cargas provocan un flujo de corriente que a su vez induce la creación del campo magnético.

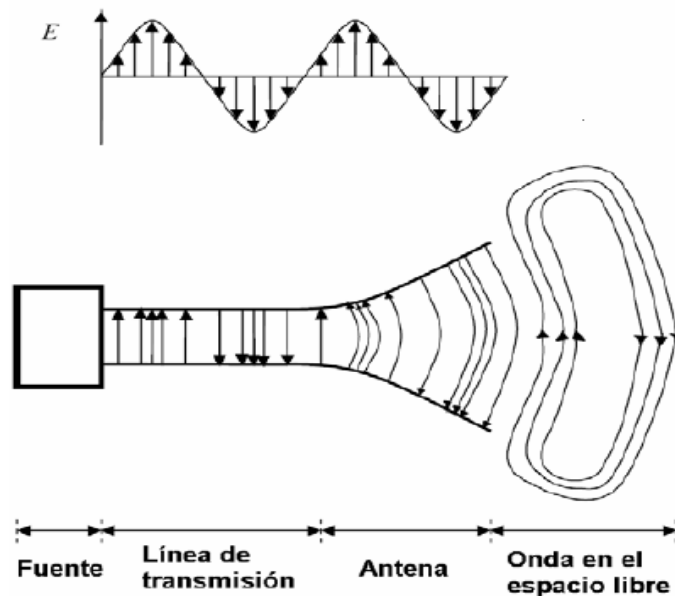


Figura 1-1 Esquema de radiación de una antena.

¹ *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vols. AP-17, No. 3, May 1969; AP-22, No. 1, January 1974; and AP-31, No. 6, November 1983.

Las ondas electromagnéticas que viajan entre los conductores se forman debido a las variaciones temporales de los campos eléctrico y magnético. Cuando dichas ondas se aproximan al espacio abierto, se generan ondas espaciales en las terminales abiertas de las líneas eléctricas. Dentro de la línea de transmisión y la antena, las ondas electromagnéticas existen debido a las cargas, pero cuando salen al espacio libre, se forman lazos cerrados y se radian. (Balanis, 1997).

1.3 Parámetros fundamentales de una antena

Los parámetros de las antenas son elementos que permiten tener un punto de comparación de las propiedades de radiación y los cuales permiten evaluar el efecto de la antena sobre un sistema de comunicaciones en general. Los parámetros de una antena se encuentran definidos en el estándar IEEE 145-1983, entre los más importantes tenemos:

- El patrón de radiación.
- La impedancia de entrada.
- Densidad de potencia de radiación
- Intensidad de radiación.
- La directividad.
- La ganancia.
- La eficiencia de la antena.
- El ancho de banda.
- Polarización.
- Longitud y área efectiva de la antena.
- Temperatura de la antena.

Dichos parámetros se definen con gran claridad y son estudiados a fondo en diferentes textos de antenas tales como: Balanis (1997), Krauss & Marhefka (2001), Elliott (2003), Stutzman & Thiele (1998), Hansen, (1998), Orfanidis (2006), entre otros. Para efectos de claridad en el presente informe de tesis,

se definen los parámetros de impedancia de entrada y patrón de radiación de la antena.

1.3.1 Impedancia de la Antena

La impedancia de la antena (Z_{Ant}) se define como la relación entre la tensión y la corriente en un par de terminales o la relación de las componentes apropiadas del campo eléctrico al magnético en un punto (Balanis, 1997). Cuando dichos terminales son los de entrada, se habla de la impedancia de entrada de la antena. Dicha impedancia es en general compleja. La parte real se denomina resistencia de antena, la cual está compuesta de dos partes, la resistencia de radiación R_r y las pérdidas resistivas R_L ; la parte imaginaria X_A es la reactancia de la antena que representa la energía almacenada en el campo cercano de la antena. En la Figura 1-2 se muestra el circuito equivalente del generador de señales y el de una antena.

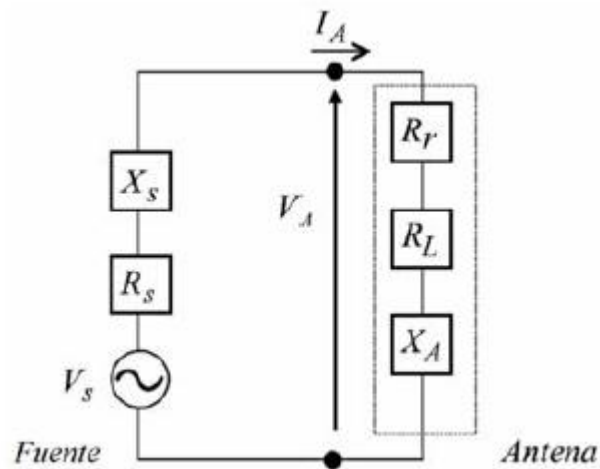


Figura 1-2 Circuito Equivalente del generador y la antena

$$Z_{Ant} = \frac{V_A}{I_A} = R_A + jX_A = (R_r + R_L) + jX_A \quad \Omega \quad (1.1)$$

Donde:

Z_{Ant} = Impedancia de la antena en el Terminal A (ohm).

R_A = Resistencia de la antena en el Terminal A (ohm).

R_r = Resistencia de radiación de la antena (ohm).

R_L = Resistencia de pérdida de la antena (ohm).

R_S = Resistencia de la impedancia del generador (ohm).

X_S = Reactancia de la impedancia del generador (ohm).

La potencia asociada con la resistencia de radiación, es la potencia radiada por la antena, mientras que las pérdidas resistivas disipan parte de la potencia total en forma de calor. Cuando la impedancia de la antena está adaptada a la impedancia del generador, la mitad de la potencia entregada por el generador es disipada por éste en su resistencia interna R_S y la otra mitad es entregada a la antena, esto solo sucede cuando se tiene adaptación conjugada. De la potencia entregada a la antena, una parte es radiada a través de los mecanismos proporcionados por la resistencia de radiación y la otra parte es disipada como calor; si la antena es sin pérdidas, el total de la potencia entregada por el generador es radiada por la antena.

La impedancia de entrada es generalmente una función de la frecuencia, por lo tanto la antena estará adaptada a un equipo de transmisión solo dentro del ancho de banda respectivo. Otros factores que influyen en la impedancia de entrada de una antena son: su geometría, el método de excitación y su proximidad a objetos circundantes, por todos estos factores, solo un limitado número de antenas prácticas han sido investigadas analíticamente; para muchas otras aplicaciones, la impedancia de entrada solo ha sido determinada experimentalmente. (Balanis, 1997)

1.3.2 Patrón de radiación de una antena

El patrón de radiación, se define como una función matemática que representa gráficamente las propiedades de radiación de la antena en

función de las distintas direcciones del espacio, a una distancia fija. Es el área en la cual la señal transmitida por una antena puede ser recibida. En la mayoría de los casos el patrón de radiación se determina en la región de campo lejano. Las propiedades de radiación incluyen: densidad de flujo de potencia, intensidad de radiación, directividad, fase o polarización. (Balanis, 1997)

El patrón de radiación puede graficarse en dos o tres dimensiones y de acuerdo a éste una antena se puede clasificar en: Isotrópica, direccional u omnidireccional.

- *Isotrópica*. Es definida hipotéticamente como una antena sin pérdidas que tiene igual intensidad de radiación en todas las direcciones. Por su definición, este tipo de radiador es ideal y no es físicamente realizable. Su utilidad está en su uso como referencia para expresar las propiedades directivas de diferentes antenas.
- *Direccional*. este tipo de radiador transmite o recibe ondas electromagnéticas con mayor eficiencia en alguna dirección específica.
- *Omnidireccional*. Es aquel que presenta un diagrama de radiación no direccional en un plano determinado (azimut) y un diagrama direccional en un plano ortogonal (elevación).

El funcionamiento de una antena frecuentemente se describe en término del patrón del plano E y patrón del plano H. El plano E se define como el plano que contiene el vector de campo eléctrico y la dirección de máxima radiación, el plano H se define como el plano que contiene el vector de campo magnético y la dirección de máxima radiación. (Balanis, 1997)

La Figura 1-3 muestra un patrón de campo donde r es proporcional a la intensidad de campo a una cierta distancia de la antena en la dirección θ , ϕ . El patrón tiene un lóbulo principal máximo en la dirección z ($\theta=0$) con lóbulos menores (a ambos lados) en otras direcciones. Entre los lóbulos hay nulos en la dirección de radiación cero o mínima.

Al dividir un componente de campo por su máximo valor, se obtiene el patrón de campo normalizado el cual es un número sin dimensiones con la unidad como valor máximo. El patrón de campo normalizado para la componente θ de campo eléctrico es dado por la siguiente ecuación:

$$E(\theta, \phi)_n = \frac{E(\theta, \phi)}{E(\theta, \phi)_{max}} \quad (\text{Sin dimensiones}) \quad (1.2)$$

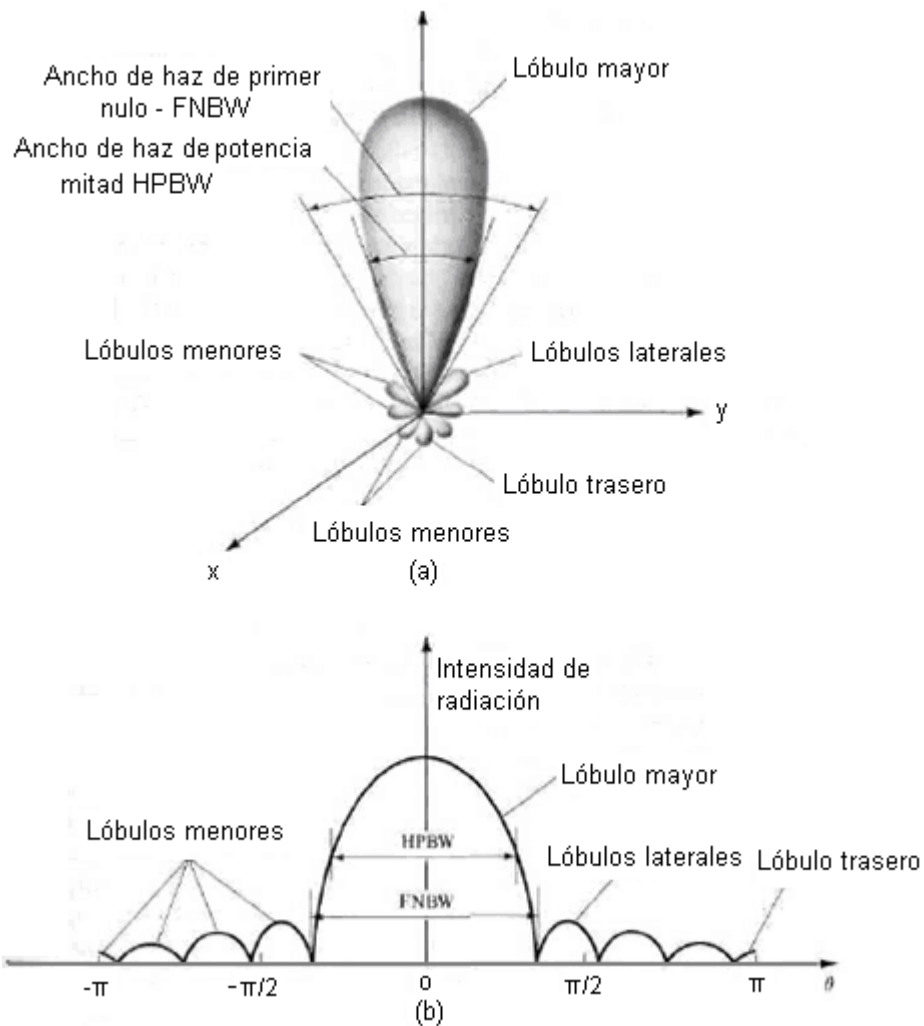


Figura 1-3 (a) Lóbulos de radiación y ancho de haz de un patrón de antenas
(b) Esquema lineal de un patrón de potencia

Los patrones también pueden ser expresados a una cierta distancia de la antena en términos de potencia por unidad de área (o vector de Poynting $S(\theta, \phi)$), el patrón normalizado de potencia esta dado por:

$$P_n(\theta, \phi) = \frac{S(\theta, \phi)}{S(\theta, \phi)_{max}} \quad (\text{Sin dimensiones}) \quad (1.3)$$

Donde:

- $P_n(\theta, \phi)$ = Patrón de potencia normalizado
- $S(\theta, \phi)$ = Vector de Poynting = $[E_\theta^2(\theta, \phi) + E_\phi^2(\theta, \phi)]/Z_0$, $W m^{-2}$
- $S(\theta, \phi)_{max}$ = Máximo valor de $S(\theta, \phi)$, $W m^{-2}$
- Z_0 = Impedancia intrínseca del espacio = 376.7Ω

Los patrones de campo o de potencia se pueden representar con coordenadas esféricas en 3 dimensiones, como el patrón de campo de la Figura 1-3-a, o con cortes de planos con respecto al eje del lóbulo principal (planos xz y plano yz) en 2 dimensiones.

Aunque las características de radiación de una antena involucran patrones de 3D, existen otras características, no menos importantes, que pueden ser expresadas en términos de cantidades escalares de un solo valor simple tales como: Ancho de haz de primer nulo (FNBW), ancho de haz de potencia mitad (HPBW), área de haz, área de haz de lóbulo principal, eficiencia del haz, directividad, ganancia, apertura efectiva, apertura de dispersión, eficiencia de apertura y altura efectiva. (Krauss & Marhefka, 2001) (Balanis, 1997)

1.3.3 Regiones de Campo

El espacio que rodea usualmente a una antena se divide en tres regiones, las cuales son: La región de campos cercanos, la región de campo cercano o de Fresnel y la región de campos lejanos o de Fraunhofer. En la primera

región predominan los campos reactivos; en la segunda región predominan los campos radiadores, además la distribución de campo angular es dependiente de la distancia y en la tercera región donde la distribución de campo angular es independiente de la distancia desde la antenna. Estas regiones se observan en la Figura 1-4. Las regiones de campos cercanos y de Fresnel se pueden calcular con las ecuaciones (1.4) y (1.5). (Krauss & Marhefka, 2001) (Balanis, 1997)

$$R_1 = 0.62\sqrt{D^3/\lambda} \quad (1.4)$$

$$R_2 = 2D^2/\lambda \quad (1.5)$$

Donde:

- R_1 = Región de los campos cercanos (m).
- R_2 = Región de Fresnel (m).
- D = Dimensión máxima de la antenna (m).
- λ = Longitud de onda en el espacio (m).

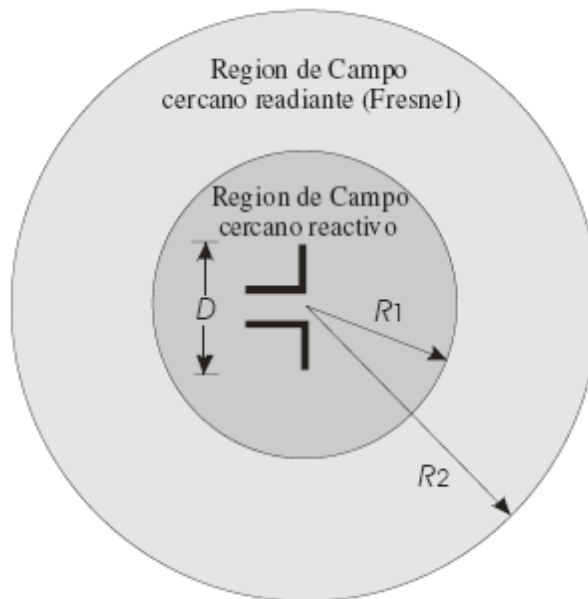


Figura 1-4 Regiones del Campo

1.3.4 Tipos de Antenas.

De acuerdo a su tipo, las antenas se pueden clasificar en: de alambre tales como: dipolos, monopolo, de lazo, helicoidales; de apertura tales como: horns piramidal, horns cónica, guía de onda rectangular; de elementos de parche de microcintas tales como: rectangular, cuadrada, dipolos, circular, elíptica, triangular, etc; de lente tales como: plano-convexas, convexa-convexa, convexa-cóncava, cóncava-convexa, etc. (Krauss & Marhefka, 2001) (Balanis, 1997) (Orfanidis, 2006) (Hansen, 1998). Cada tipo de antena posee diferentes formas, tamaños, material de fabricación y metodología de diseño que permitirá satisfacer las aplicaciones en las cuales se involucren como sistemas radiantes. En particular en este trabajo se utilizarán antenas de elementos de dipolos de microcinta, en los cuales se profundizará a continuación.

1.4 Antenas de microcinta

Las antenas de microcinta (*microstrip*) se han convertido en un tipo de tecnología que ha presentado una asombrosa evolución en los últimos años, quizás debido a sus ventajas y a las innumerables aplicaciones que en la actualidad requieren de sistemas de radiación discretos y de alto desempeño el cual es un escenario propicio para su maduración y perfeccionamiento.

Además de sus múltiples ventajas, las antenas de microcinta se pueden construir en superficies planares y no planares, su construcción es sencilla y de bajos costos cuando se utiliza tecnología moderna de circuitos impresos, son mecánicamente robustas y se pueden construir sobre superficies rígidas, son compatibles con diseños MMIC (*Circuitos integrados monolíticos de microondas*) además de ser muy versátiles en términos de frecuencia de resonancia, polarización, patrones de radiación e impedancia cuando la forma del parche y modo son bien seleccionados. (Krauss & Marhefka, 2001) (Balanis, 1997) (Richards & Lo, 1981) (Schaubert & Farrar, 1981) (Bhartia & Bahl, 1982).

Las mayores desventajas operacionales de las antenas de microcinta son su baja eficiencia, alto factor de calidad (Q), pobre pureza de polarización, bajo rendimiento, radiación de la alimentación, potencia baja y un muy estrecho ancho de banda el cual es típicamente una fracción de porcentaje. (Pozar & Schaubert, 1995).

1.4.1 Historia

Los primeros estudios sobre antenas de microcintas correspondían únicamente a los laboratorios especializados y a la comunidad científica en general. Los estudios iniciales sobre el tema datan de los años 50's cuando Deschamp (1953) en Estados Unidos definió el concepto de antenas de microcintas que posteriormente sería analizado y estudiado con gran profundidad a finales de los años 60's hasta la actualidad. Dentro de los estudios realizados en los años 70's y 80's se encuentra la descripción realizada por Byron (1970) de un radiador que consta de una cinta conductora separada del polo a tierra por un substrato especial. Poco tiempo después, Howell (1972) publicó la información correspondiente a los arreglos de antenas de microcintas básicos en forma rectangular y circular. Quizás la primera aplicación de una antena de microcintas la realizó Weinschel (1973) al utilizarla como parte de rockets y misiles en el campo militar.

El primer análisis matemático sobre las antenas de microcintas data de 1977 cuando Lo, Harrison, Solomon, Deschamps, & Ore, (1977) luego de compilar estudios anteriores construyeron un modelo matemático basado en la expansión modal para estudiar y analizar antenas de distinta forma como rectangular, circular, semicircular y triangular. A partir de ese instante, se han publicado distintos estudios con vista a mejorar el diseño, mejorar sus propiedades (Incremento del ancho de banda, entre otros) y utilizar las antenas de microcintas en distintas aplicaciones las cuales han sido aprovechadas por las compañías tecnológicas en el desarrollo de nuevos productos. Un buen ejemplo de las aplicaciones que tienen estos dispositivos se encuentran en los sistemas de Múltiple Entrada – Múltiple Salida (MIMO,

Multiple Input Multiple Output) (Kildal & Rosengren, 2005) que consisten en un arreglo de antenas de microcintas para construir sistemas inalámbricos de múltiples entradas y múltiples salidas, es decir, cada antena con su propio ancho de banda transmite y recibe información independientemente y el arreglo general constituye un sistema de buen ancho de banda usado en sistemas de comunicación inalámbrica de última generación.

1.4.2 Definición

Una antena de microcinta básica consiste en una delgada capa metálica (parche) sobre la superficie de un dieléctrico con un plano de tierra (Figura 1-5); la cual radia potencia en un haz perpendicular al plano de la antena y muestra una impedancia de entrada similar a un circuito resonante paralelo cerca de su frecuencia de operación.

Las antenas de parche están inherentemente polarizadas de forma lineal, aunque pueden ser hechas para radiar con polarización circular o elíptica, mediante la excitación de dos modos lineales ortogonales en cuadratura de fase. (Krauss & Marhefka, 2001) (Balanis, 1997) (Pozar & Schaubert, 1995)

Una antena parche puede tomar diferentes formas, de las cuales el parche rectangular es uno de los más populares. Sus dimensiones características son L , h y t ; en donde L es el largo del parche, usualmente su valor varía entre $0.3333\lambda_0 \leq L \leq 0.5\lambda_0$, donde λ_0 es la longitud de onda en el espacio libre; t es el grosor del parche ($t \ll \lambda_0$); h , es el espesor del dieléctrico, su valor varía entre $0.003\lambda_0$ y $0.05\lambda_0$; ϵ_r , es la constante dieléctrica del sustrato ($2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$). (Balanis, 1997)

Frecuentemente las antenas de microcinta son referenciadas como antenas parche. Los parches de radiación pueden tomar diferente forma, tales como: cuadrada, rectangular, cinta delgada (dipolo), circular, elíptica, triangular u otra configuración, tal como se aprecia en la Figura 1-6. (Balanis, 1997)

La forma de dipolos son más atractivos por poseer un mayor ancho de banda y ocupar menos espacio, por lo cual tienen mayor aplicación en la conformación de arreglos. (Uzunoglu, Alexopoulos, & Fikioris, 1979).

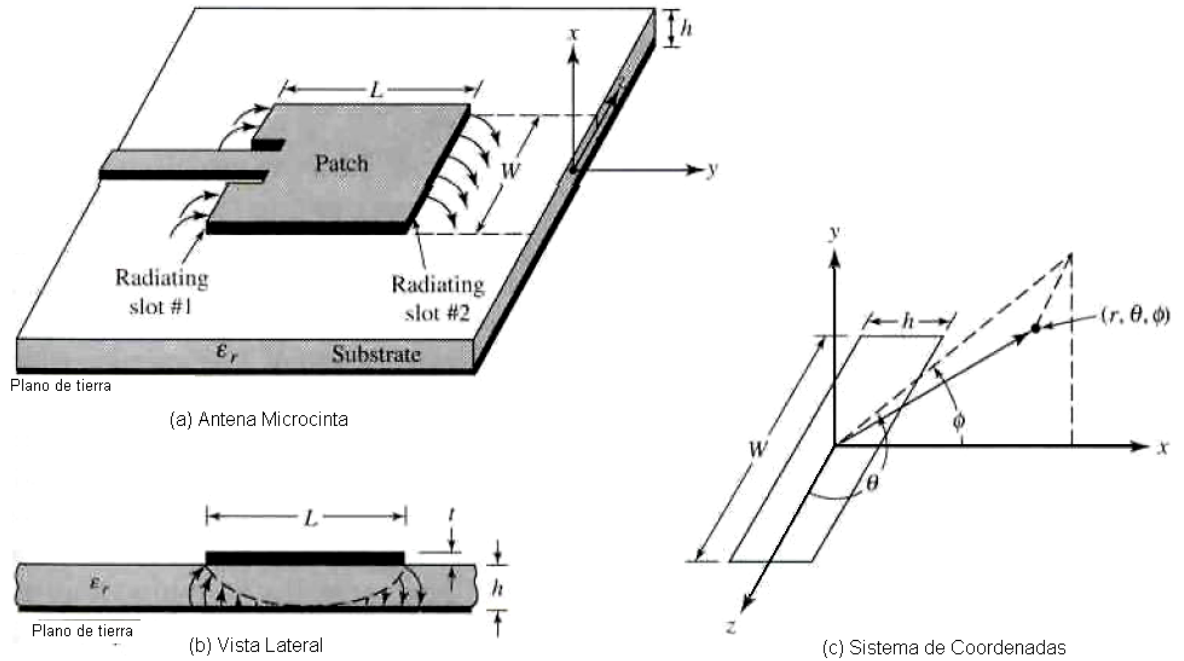


Figura 1-5 Antena de Microcinta y sistema de coordenadas

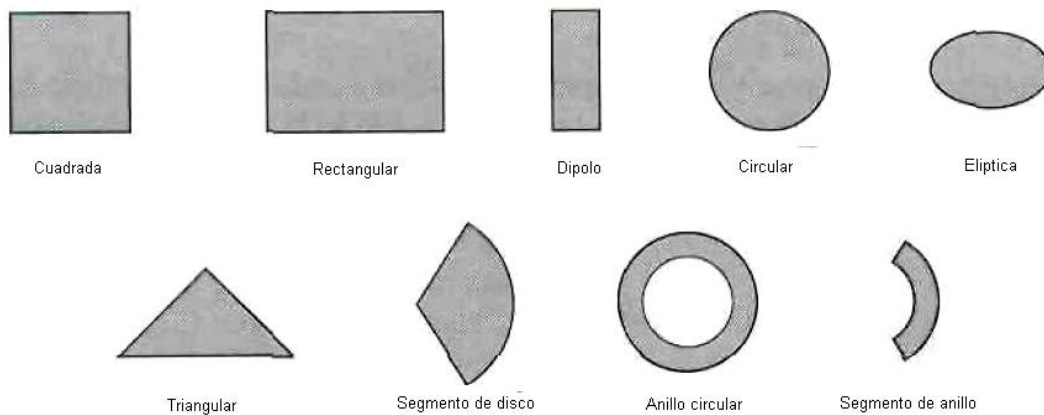


Figura 1-6 Formas representativas de elementos de parche de microcinta

1.4.3 Antenas dipolos de microcinta

Las antenas de dipolo impreso o también conocidas como antenas de microtira, se diferencian geométricamente de las antenas de parche rectangular en la relación alto - ancho. El ancho de un dipolo es, por lo general, menor a $0,05\lambda_0$. Los patrones de radiación de un dipolo y de un parche son similares debido a que poseen iguales distribuciones de corrientes longitudinales. Sin embargo, la resistencia de radiación, ancho de banda y radiación en polaridad cruzada difieren ampliamente. Los dipolos microstrip son los elementos preferidos por sus propiedades como reducido tamaño y polarización lineal. A demás son ideales para altas frecuencias en las que el sustrato puede ser eléctricamente denso y por lo tanto, poder alcanzar un ancho de banda significativo.

1.4.4 Métodos de análisis

Existen varios métodos de análisis para antenas de microcinta. Entre los modelos más utilizados tenemos: el de línea de transmisión, el de cavidad y el de onda completa (incluye ecuación integral de campos/ método de los momentos) los cuales se encuentran definidos y se aplican en una extensa bibliografía entre los cuales están: Balanis (1997), Krauss (2001), Stutzman & Thiele (1998), Elliott (2003), Orfanidis (2006), Pozar & Schaubert (1995), Carver & Mink (1981), James & Hall (1989), Rana & Alexopoulos (1981), Bailey & Deshpande (1982), Mosig & Gardiol (1985), Alexopoulos & Jackson (1984), Lui; Hessel & Shmoys (1988), Aberle & Pozar (1990), entre otras.

El modelo de línea de transmisión es el más sencillo de todos, presenta una buena explicación física, pero es menos exacto comparado con los otros dos. El modelo de cavidad es más exacto pero es más complejo comparado con el modelo de línea de transmisión. El modelo de onda completa presenta mayor exactitud, versatilidad que los anteriores, además de poder analizar

elementos simples, arreglos finitos e infinitos, elementos apilados, elementos de forma arbitraria y el acoplamiento entre ellos. (Balanis, 1997). Por las anteriores razones el modelo de onda completa se utilizará para el desarrollo del presente trabajo.

1.4.5 Alimentación de antenas de microcinta

Existen varias configuraciones que se pueden utilizar para alimentar antenas de microcinta, las cuales se pueden dividir en dos tipos: alimentación por contacto y alimentación sin contacto. En los métodos por contacto, la potencia de RF es transferida directamente al parche mediante elementos conectivos, entre los cuales los más comunes son la alimentación por acoplamiento coaxial y por línea microtira coplanar. El segundo grupo se compone de la alimentación por acoplamiento de proximidad, por acoplamiento de apertura y finalmente por guía de ondas coplanar, donde la transferencia de potencia se lleva a cabo a través del acoplamiento entre campos electromagnéticos. En la Figura 1-7 se pueden apreciar dichas configuraciones. Toda la teoría de los alimentadores ha sido suficientemente analizada en Krauss & Marhefka (2001), Balanis (1997), Richards & Lo (1981), Schaubert & Farrar (1981), Bhartia & Bahl (1982), entre otros.

En la Tabla 1-1 se presenta el resumen las características generales de los diferentes tipos de alimentación, el ancho de banda aquí referido que se logra cuando existe adaptación de impedancia.

1.4.6 Sustratos dieléctricos

Existe una gran variedad de materiales utilizados en la construcción de antenas de microcintas, entre lo más utilizados se tienen: Duroid, Alúmina, Poliflón y Ultralam, entre otros. Sus diferencias radican principalmente en costos, el valor de la constante dieléctrica relativa (ϵ_r), las pérdidas

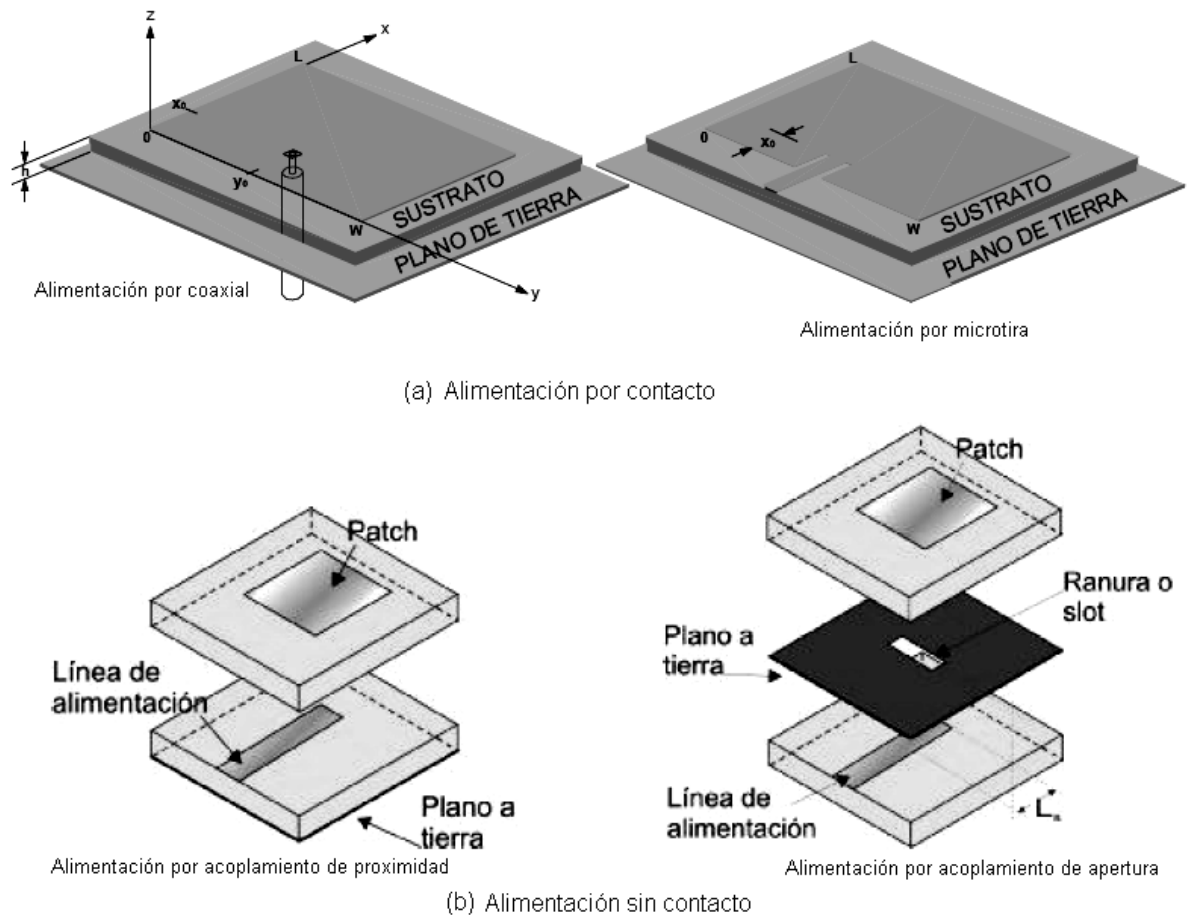


Figura 1-7 Tipos de alimentación de antenas de microcinta. (a) Por contacto.

(b) Sin contacto

Característica	Tipo de Alimentación			
	Línea de Microtira	Línea Coaxial	Acoplamiento de Apertura	Acoplamiento de proximidad
Radiación de alimentación no deseada	Mucha	Mucha	Menor	Mínima
Confiabilidad	Mayor	Pobre debido a soldadura	Buena	Buena
Facilidad de fabricación	Fácil	Requiere soldaduras y perforaciones	Se requiere buena alineación	Se requiere buena alineación
Adaptación de impedancia	Fácil	Fácil	Fácil	Fácil
Ancho de banda	2%-5%	2%-5%	2%-5%	13%

Tabla 1-1 Características generales de los tipos de alimentación de microcinta

tangenciales ($\text{Tan } \delta$), el espesor del sustrato ($h(\text{mm})$) y el grosor del conductor ($t(\mu\text{m})$). Las condiciones ideales del sustrato para poder diseñar una antena con un buen porcentaje de ancho de banda y alta ganancia, son que el sustrato tenga una constante dieléctrica relativamente baja, un espesor lo más grande posible y con pocas pérdidas tangenciales. En la Tabla 1-2 se pueden apreciar características de diferentes sustratos. (Windlin, 2005).

Substrato	ϵ_r	Tan δ	$h(\text{mm})$	$t(\mu\text{m})$
Poliflon	2.1	-	3.175	35
Polipropileno	2.18±0.05	0.0003	0.8±0.04	35
Polipropileno	2.18±0.05	0.0003	1.7±0.05	35
RT/Duroid 5880	2.2	-	0.7874	
RT/Duroid 5870	2.33±0.02	0.0012	0.254±0.018	17
RT/Duroid 5870	2.33±0.02	0.0012	0.51±0.018	17
RT/Duroid 5870	2.33±0.02	0.0012	1.57±0.018	17
RT/Duroid 5870	2.33±0.02	0.0012	1.57±0.018	35
Ultralam 2000	2.485±0.05	0.0018	0.76±0.03	17
Ultralam 2000	2.49±0.05	0.0028	0.76±0.03	17
RO 3003	3.0±0.04	0.0013	0.51±0.03	35
RO 3003	3.0±0.04	0.0013	0.76±0.03	35
RO 3003	3.0±0.04	0.0013	1.52±0.03	17

Tabla 1-2 Comparación entre distintos sustratos dieléctricos para antenas

En la Figura 1-8 se puede observar el comportamiento del ancho de banda de una antena con respecto al espesor de un sustrato con material tipo Teflón-Fibra de vidrio, en donde se puede apreciar que entre mayor sea el espesor del dieléctrico se incrementa su ancho de banda. En la Figura 1-9 se puede apreciar distintas constante dieléctricas, cuyo comportamiento es que entre más bajo sea su valor, se incrementa el ancho de banda, quedando el aire como la mejor. (Milligan, 2005).

Los parámetros para la elección de un sustrato se presentan en la Tabla 1-3, como se puede observar, los requerimientos son opuestos ya que no existe un sustrato ideal que brinde las condiciones ideales para contener líneas de

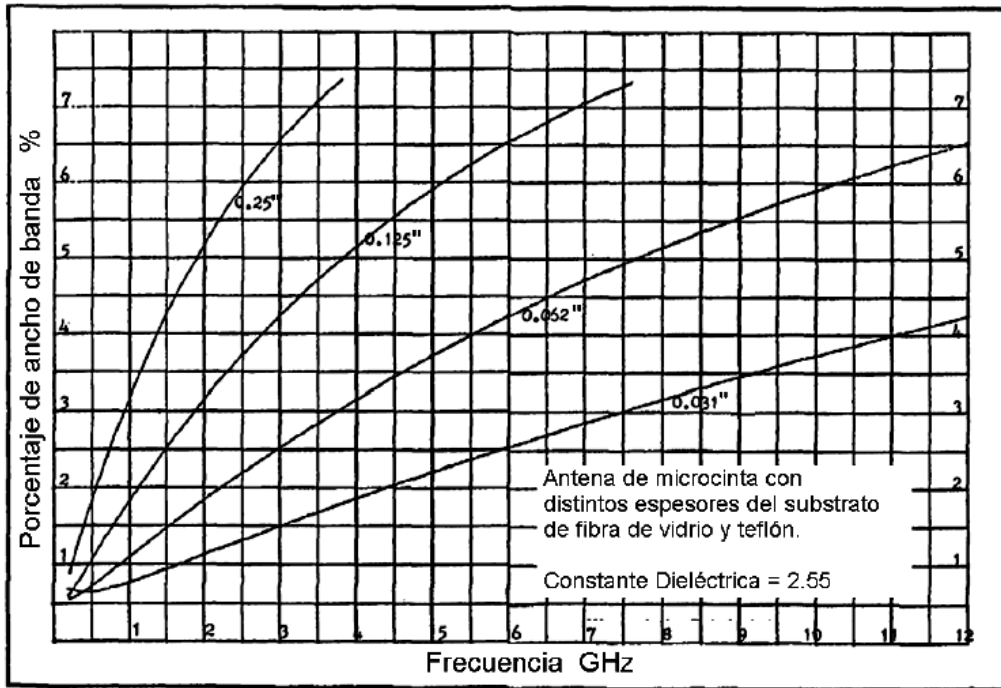


Figura 1-8 Ancho de banda en función del espesor del dieléctrico

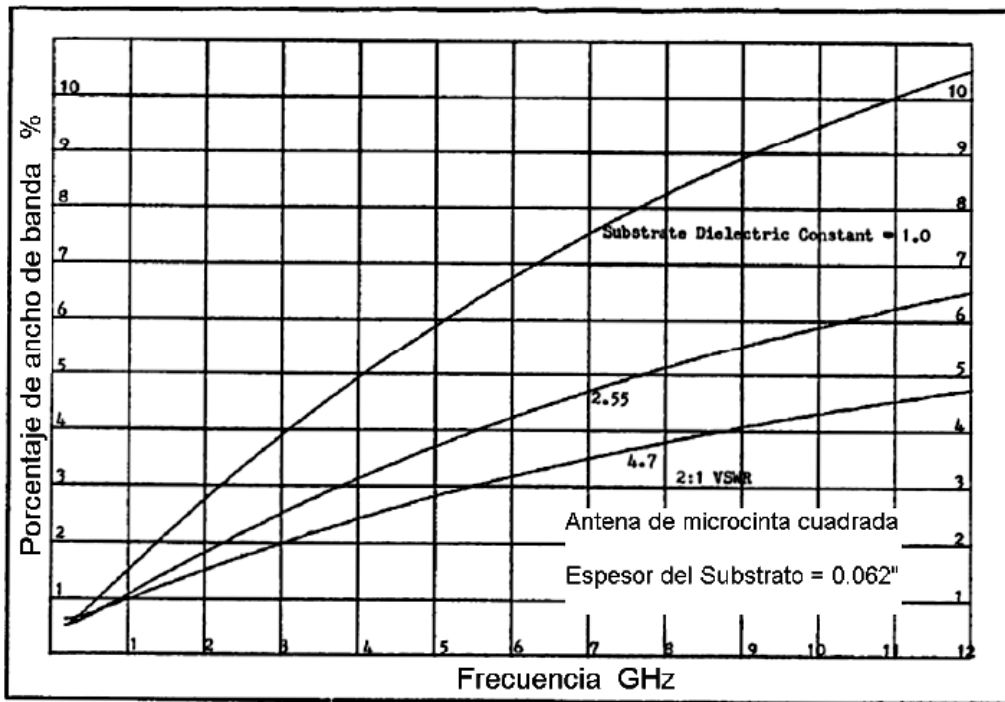


Figura 1-9 Ancho de banda en función de la constante dieléctrica

microcinta y parches en el mismo sustrato, el diseñador debe de escoger cuales valores le favorezcan para su diseño. (Milligan, 2005)

Requerimiento	Constante dieléctrica	Espesor del Substrato
Poca radiación de la alimentación	Alta	Delgado
Pocas ondas de superficie.	Baja	Delgado
Poco acoplamiento mutuo	Baja	Delgado
Pocas pérdidas en el arreglo	Alta	Delgado
Ancho de banda grande.	Baja	Grueso

Tabla 1-3 Elección de los parámetros óptimos de sustratos para el desempeño en antenas

1.5 Arreglos de antenas

Para ciertas aplicaciones en comunicaciones es necesario el uso de antenas de alta directividad (alta ganancia) lo cual no es posible de obtener con solo un elemento radiante. Lo anterior se puede lograr con el uso de arreglos, que son agrupaciones de elementos radiantes (antenas), generalmente del mismo tipo y que se encuentran orientadas en una misma dirección. Son acomodadas de una forma física determinada relativamente cercanas unas con otras y son capaces de concentrar la radiación en la dirección deseada. El campo total del arreglo es determinado por el vector suma de los campos radiados por los elementos individuales, asumiendo que esto sucede de igual forma en cada elemento que cuando se encuentra aislado, pero usualmente no es el caso y depende de la separación entre elementos. Para que se generen patrones muy directivos, es necesario que los campos de los diferentes elementos interfieran constructivamente en la dirección deseada. (Balanis, 1997) (Orfanidis, 2006) (Martínez Silva, 2006).

En la Figura 1-10 se presenta una clasificación de las antenas de acuerdo a la distribución geométrica de los elementos y forma de excitación.



Figura 1-10 Clasificación de arreglos de antena

En un arreglo de elementos idénticos, existen cinco controles que pueden ser utilizados para formar los patrones de la antena: (Balanis, 1997)

- La configuración geométrica del arreglo (lineal, circular, rectangular, cuadrada, hexagonal, etc.).
- La distancia relativa entre elementos.
- La amplitud de excitación de cada elemento.
- La fase de excitación de cada elemento.
- El patrón relativo de cada elemento.

1.5.1 Estudio de un arreglo de antenas básico

Un arreglo de antenas básico se muestra en la Figura 1-11, en la que el campo eléctrico E en una posición arbitraria (r, θ, ϕ) es dado por la suma de campo eléctrico E_i de cada elemento que compone el arreglo (asumiendo que no hay acoplamiento entre los elementos).

$$E(r, \theta, \phi) = E_1(r, \theta, \phi) + E_2(r, \theta, \phi) + E_3(r, \theta, \phi) + \dots + E_N(r, \theta, \phi) \quad (1.6)$$

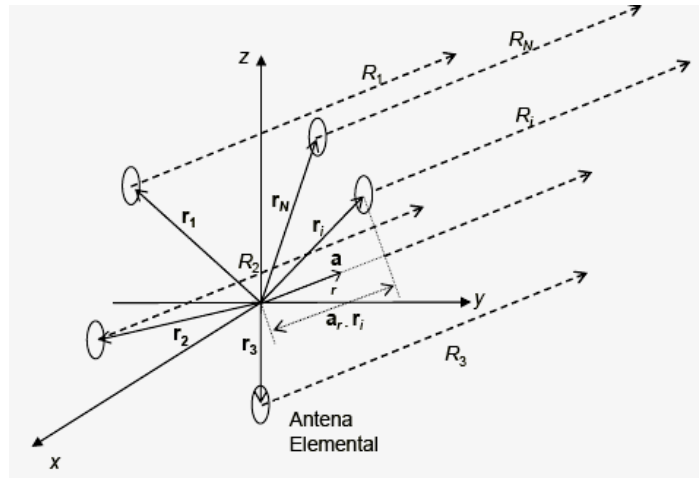


Figura 1-11 Configuración de un arreglo de antenas básico.

Si consideramos que una antena ubicada en el origen, produce en la región de campo lejano un campo dado por:

$$E_0(r, \theta, \phi) = KI_0 f(\theta, \phi) \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \quad (1.7)$$

Si se tiene el campo producido por una antena en una posición arbitraria, por lo cual, se tiene como otro término una fase multiplicando de la siguiente manera:

$$E_0(r, \theta, \phi) = K(I_i e^{j\beta_i}) f(\theta, \phi) \frac{e^{-jk_0 r + jk_0 a_r \cdot r_i}}{4\pi r} \quad (1.8)$$

Para un arreglo de N elementos:

$$E_0(r, \theta, \phi) = \left(KI_0 f(\theta, \phi) \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \right) \sum_{i=1}^N \left| \frac{I_i}{I_0} \right| e^{j(k_0 a_r \cdot r_i + \beta_i)} \quad (1.9)$$

Teniendo en cuenta el teorema de multiplicación de patrones y reemplazando la ecuación (1.9), el campo eléctrico se puede expresar como:

$$E(r, \theta, \phi) = E_0(r, \theta, \phi) AF(r, \theta, \phi) \quad (1.10)$$

Donde AF es el factor de arreglo, el cual indica la variación del patrón de radiación y la relación con los ceros en el plano imaginario, de la ecuación (1.9) se puede deducir que:

$$AF(r, \theta, \phi) = \sum_{i=0}^N \left(\frac{I_i}{I_0} \right) e^{j(k_0 a_r r_i + \beta_i)}$$

$$AF(r, \theta, \phi) = a_1 e^{j(k_0 a_r r_1 + \beta_1)} + a_2 e^{j(k_0 a_r r_2 + \beta_2)} + \dots + a_N e^{j(k_0 a_r r_N + \beta_N)} \quad (1.11)$$

Donde:

$$a_i = \left| \frac{I_i}{I_0} \right|$$

$$\beta_i = \arg(I_i) - \arg(I_0)$$

El factor de arreglo AF, es el que modifica el E_i con respecto al E_0 y al variar E el patrón de radiación se modifica.

Donde:

N corresponde a cada uno de los elementos radiantes del arreglo.

I_i corresponde a la corriente de cada uno de los elementos.

I_0 es la corriente del elemento inicial.

K_0 corresponde a $\frac{2\pi}{\lambda}$

β_i es la fase entre las corrientes de los elementos.

Para una configuración física arbitraria, un factor de arreglo puede ser ajustado por medio de la selección de las fases y magnitudes de excitación. (Angel & Tisnés, 2007)

1.5.2 Arreglo de antena lineal uniforme (ULA)

Un arreglo uniforme se define como un arreglo en donde todos los elementos son idénticos con igual magnitud y cada uno es alimentado con una fase progresiva (Balanis, 1997). Por ser el arreglo de antenas lineal el más estudiado y analizado, se toma como base para realizar el estudio de otro tipo de configuraciones tales como el arreglo no

uniforme, arreglos planares y circulares. A partir de la configuración geométrica de la Figura 1-12 y tomando las amplitud iguales y las fases β progresiva, se realiza el estudio del comportamiento de este sistema de elementos radiantes a partir del desarrollo del factor de arreglo (AF) correspondiente. Partiendo del desarrollo de arreglo de antenas donde $d_1=d_2=d_3\dots=d_i$, siendo d_i la distancia al i -ésimo elemento, donde el punto de partida es $E_0(r, \theta, \phi)$.

Retomando el factor de arreglo encontrado en la sección 1.5, se tiene que para el caso específico del ULA el factor de arreglo será:

$$AF(r, \theta, \phi) = \sum_{i=0}^N \left(\frac{I_i}{I_0} \right) e^{j(k_0 \hat{a}_r r_i + \beta_i)} \quad (1.12)$$

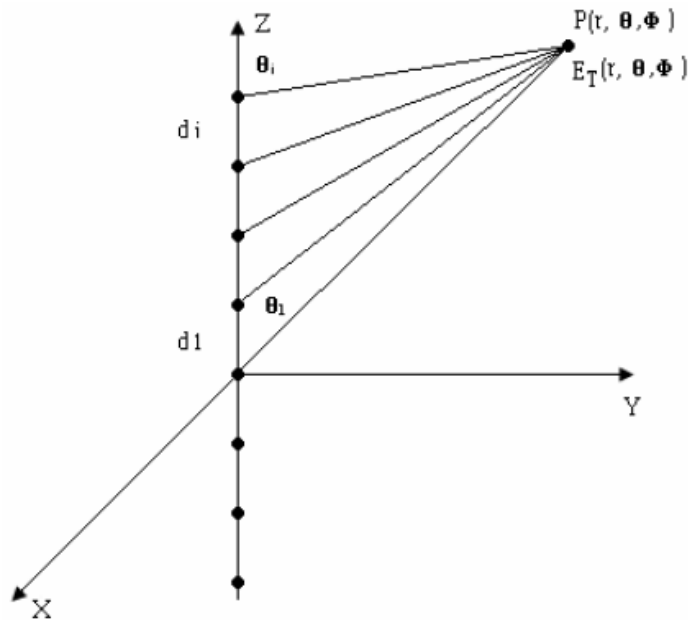


Figura 1-12 Configuración de un arreglo lineal uniforme (ULA)

El término $\hat{a}_r r_i$ se obtiene de la siguiente forma:



$$\cos \theta_i = \frac{\hat{a}_r \cdot r_i}{d_i}$$

$$\hat{a}_r \cdot r_i = d_i \cos \theta_i$$

Y reemplazando en la ecuación (1.12) se tiene que el factor de arreglo de un arreglo de antenas lineal es el siguiente (Martinez, 2006) (Angel & Tisnés, 2007):

$$AF(r, \theta, \phi) = \sum_{i=1}^N \left| \frac{I_i}{I_0} \right| e^{j(K_0 d_i \cos \theta_i + \beta_i)} \quad (1.13)$$

Manipulando la ecuación (1.13), el factor de arreglo se puede expresar como:

$$AF(r, \theta, \phi) \approx \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\frac{N}{2}\psi} \right] \quad (1.14)$$

Donde N es el número de elementos y:

$$\psi = K_0 d_i \cos \theta_i + \beta_i$$

Con este tipo de arreglo, se obtiene una antena altamente direccional simple, que consiste de un arreglo lineal de pequeños elementos de antena radiantes, cada uno alimentado con señales idénticas (igual amplitud) desde un transmisor. Con el incremento del ancho total del arreglo, el haz central se hace más estrecho, y con el aumento del número de elementos, los lóbulos laterales se harán más pequeños. Así mismo, si se incrementa la distancia entre los elementos de la antena de un arreglo lineal aparecerá un mayor número de lóbulos laterales, y el haz central se hará aún más estrecho (la longitud de la antena se incrementa).

Para evitar la aparición de los lóbulos laterales y estrechar el haz central se debe aumentar la longitud de la antena pero manteniendo una distancia pequeña entre elementos, es decir, aumentando su número.

Los arreglos lineales de antenas permiten la generación de patrones de radiación que no se pueden obtener con antenas simples. (Angel & Tisnés, 2007) (Martínez Silva, 2006).

1.5.3 Arreglos Broadside

Se tiene un arreglo Broadside (Figura 1-13) cuando la máxima radiación del arreglo es normal al eje del arreglo, (en términos de ángulo azimutal, $\theta = 90^\circ$ ó 270°). Este tipo de arreglo puede ser controlado únicamente por el espaciamiento de los elementos del arreglo. (Makarov, 2002)

Para conseguir este tipo de radiación, de la ecuación (1.14):

$$\psi = K_0 d_i \cos \theta_i + \beta_i |_{\theta=90^\circ, 270^\circ} = 0 \quad (1.15)$$

Por lo tanto es necesario que todos los elementos tengan la misma fase de excitación, y se manipula su separación. Para asegurar que no se presenten lóbulos laterales en otras direcciones, la máxima separación entre los elementos debe ser menor que λ . (Balanis, 1997)

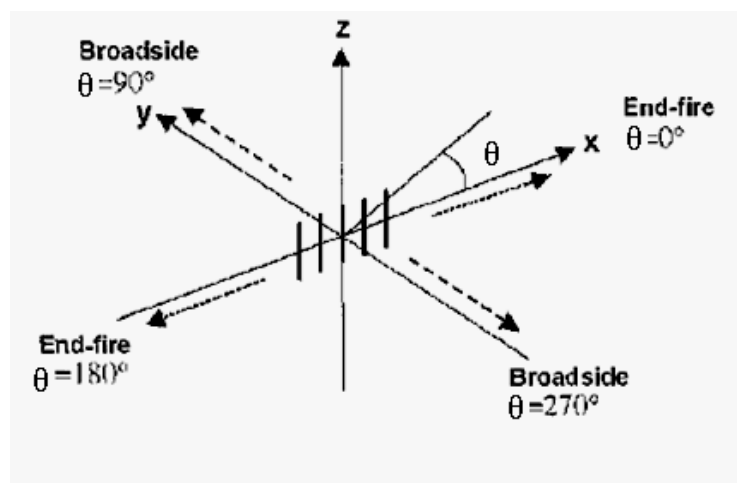


Figura 1-13 Dirección de radiación Broadside y End- Fire para arreglos lineales.

1.5.4 Arreglos End-Fire

Se tiene un arreglo End-Fire (Figura 1-13) cuando la máxima radiación del arreglo es dirigida a lo largo del eje del arreglo, (en términos de ángulo azimutal, $\theta = 0^\circ$ ó 180°). Contrario al arreglo Broadside, en este arreglo existe un incremento progresivo de la fase en cada elemento mientras su espaciado es fijo.

La radiación end-fire se obtiene cuando de la ecuación (1.14) el término $\beta = -kd$ (para $\theta = 0^\circ$) ó $\beta = kd$ (para $\theta = 180^\circ$). Si la separación entre los elementos es $d = \lambda/2$, se presenta radiación end-fire en ambas direcciones ($\theta = 0^\circ$ y $\theta = 180^\circ$). Si el espaciado es un múltiplo de la longitud de onda ($d = n\lambda$, $n = 1, 2, \dots$), tendrá además de la radiación end-fire en ambas direcciones, máximos de radiación en dirección broadside. Para que el arreglo tenga solo un máximo en la dirección end-fire, y evitar cualquier lóbulo lateral, el máximo espaciado entre elementos debe ser menor de $\lambda/2$. (Balanis, 1997) (Makarov, 2002).

1.5.5 Arreglos Enfasados (scanning)

Se tiene un arreglo enfasado cuando la máxima dirección de radiación se pueda orientar en cualquier dirección ($0^\circ \leq \theta_o \leq 180^\circ$). Para obtenerlo, la fase de excitación β entre los elementos de la ecuación (1.14) debe cumplir que:

$$\psi = K_o d_i \cos \theta + \beta |_{\theta=\theta_o} = kd \cos \theta_o + \beta = 0 \Rightarrow \beta = -kd \cos \theta_o \quad (1.16)$$

Controlando la diferencia de fase incremental o progresiva entre los elementos, se puede dirigir la máxima radiación en un ángulo deseado. Este es el principio básico de la operación electrónica de escaneo de arreglos enfasados. (Balanis, 1997) (Makarov, 2002).

Capitulo 2

2. Métodos Numéricos

2.1 Introducción

Existen diversas técnicas en la solución de problemas de campos electromagnéticos (EM). Las cuales se clasifican como experimentales, analíticas y numéricas. Las técnicas experimentales son costosas, requieren de mucho tiempo, algunas veces arrojan resultados absurdos y usualmente no permiten una buena flexibilidad en la variación de parámetros. Frecuentemente en la solución de problemas EM se usan técnicas analíticas; pero estas soluciones han sido aplicadas a una clase limitada de problemas. Los métodos numéricos amplían el espectro de las soluciones conocidas, que aunque son aproximadas, sus resultados calculados describen la realidad física del problema que se analiza. (Sadiku, 2000) (Valero, 1997)

Entre las técnicas analíticas y numéricas más utilizadas en problemas EM están:

- Métodos Analíticos (Solución exacta)
 - ✓ Separación de variables.

- ✓ Expansión de series.
- ✓ Mapeo conformal (conformal mapping).
- ✓ Solución integral. Ejemplo: Laplace y transformada de Fourier.
- ✓ Métodos de perturbación.
- Métodos numéricos (Solución aproximada)
 - ✓ Método de diferencias finitas- FDM.
 - ✓ Métodos de elementos finitos – FEM.
 - ✓ Método de pesos residuales.
 - ✓ Método de los momentos.- MoM.
 - ✓ Modelamiento de línea de transmisión.
 - ✓ Método de Monte Carlo.
 - ✓ Método de líneas.

2.2 Clasificación de los Problemas EM

La clasificación de un problema EM ayuda a seleccionar el mejor método para resolver un problema dado. Los problemas de continuidad se dividen dependiendo de la aplicación en particular, las cuales pueden ser:

- La región de la solución del problema.
- La naturaleza de la ecuación que describe el problema.
- Las condiciones de contorno asociadas.

2.2.1 Región de la solución del problema

Dependiendo de la región en donde se encuentre el dominio del problema, éste se puede dividir en un problema interior (también variable llamado interno, cerrado, o limitado), o un problema exterior (también variable llamado externo, abierto, o ilimitado).

La figura 2-1 muestra una región de solución R con contorno S . Si una parte de S o todo está en el infinito, R es exterior/abierto; si por el contrario, S no hace parte de la solución, R es interior/cerrado. Por ejemplo, una propagación de

ondas en una guía de onda es un problema interior, mientras una propagación de onda en espacio libre es un problema de exterior.

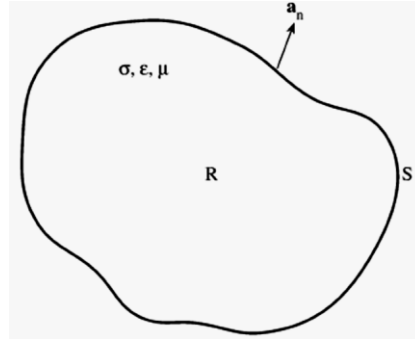


Figura 2-1 Región de la solución R con contorno S.

Un problema se puede también clasificar en términos de características eléctricas constitutivas (σ, ϵ, μ) de la región de la solución en: lineal si sus características son independientes de E y H , de lo contrario es no lineal; es homogéneo si dichas características no son funciones de variables espaciales, en caso contrario es no homogéneo; e isotrópico, si las mencionadas características son independientes de la dirección (escalares), en otro caso es anisotrópico. (Sadiku, 2000)

2.2.2 Clasificación de las ecuaciones diferenciales

Un problema es clasificado según los operadores que lo describen, los cuales pueden ser diferenciales, integrales o ambas. La gran mayoría de los problemas EM se pueden ubicar en términos del operador de su ecuación respectiva:

$$Fg = h \quad (2.1)$$

Donde F es el operador (diferencial, integral o integro-diferencial), h es la excitación o fuente conocida y g es la función desconocida. (Sadiku, 2000) (Valero, 1997).

En la solución de problemas EM se involucran ecuaciones diferenciales parciales (*PDE*) lineales de segundo orden, las cuales tienen por lo general la siguiente forma:

$$a \frac{\partial^2 g}{\partial x^2} + b \frac{\partial^2 g}{\partial x \partial y} + c \frac{\partial^2 g}{\partial y^2} + d \frac{\partial g}{\partial x} + e \frac{\partial g}{\partial y} + fg = h \quad (2.2)$$

O simplemente:

$$ag_{xx} + bg_{xy} + cg_{yy} + dg_x + eg_y + fg = h \quad (2.3)$$

Los coeficientes a, b y c son en general funciones de x y y , aunque dichos coeficientes pueden depender de g , en dicho caso se define la *PDE* como no lineal. En el caso que en una *PDE*, la función $h(x,y)=0$, se denomina homogénea, si $h(x,y) \neq 0$ es no homogénea. Se puede observar que la ecuación (2.1) y (2.3) tiene la misma forma, donde el operador F está definido como el diferencial lineal de segundo orden.

Una *PDE* en general puede tener tanto valores de frontera como valores iniciales. Las *PDE* en las cuales las condiciones de frontera son conocidas, se denominan ecuaciones de estado estable (*steady-state*). Si solo, los valores iniciales son definidos, se denominan ecuaciones transientes.

Dependiendo de la relación de los coeficientes a, b y c , cualquier *PDE* lineal de segundo orden puede ser clasificada como: elípticas, hiperbólicas o parabólicas.

$$\begin{aligned} b^2 - 4ac < 0 & \quad \text{Elíptica} \\ b^2 - 4ac > 0 & \quad \text{Hiperbólica} \\ b^2 - 4ac = 0 & \quad \text{Parabólica} \end{aligned} \quad (2.4)$$

Los casos anteriores se consideran como determinísticos, ya que los valores desconocidos se pueden encontrar directamente. En los problemas en donde los valores son encontrados indirectamente se denominan no determinísticos o de valores propios (*eigenvalue*) cuya forma es del tipo:

$$Fg = \lambda Mh \quad (2.5)$$

Donde F y M son los operadores lineales del problema EM, λ son los valores propios permisibles los cuales asocian algunas soluciones correspondientes g llamadas funciones propias. (Sadiku, 2000)

2.2.3 Condiciones de contorno

La solución de la gran mayoría de problemas EM consiste en encontrar la función desconocida g de una ecuación diferencial parcial. El hecho que g satisfaga la ecuación (2.1) para una determinada solución dentro la región R , g debe cumplir con ciertas condiciones de S (el contorno de R). Típicamente, esas condiciones de contorno son del tipo Dirichlet cuando se desea encontrar una función armónica sobre un dominio de R^n que tome valores prescritos sobre el contorno de dicho dominio, o Neumann cuando no se tiene en cuenta el contorno del dominio; o una mezcla de ambas. (Selfridge & Arnold, 2001) (Ulaby, 2006) (Cheng, 1989)

2.3 Métodos Numéricos

La solución al problema del valor del límite en electromagnetismo es una de las aplicaciones más comunes de los métodos numéricos. Por medio del cual se obtiene solución a la ecuación (2.1) mediante una representación matricial y vectorial que se obtienen en una función de espacio apropiada como se puede observar en la siguiente sección; dichas funciones de espacio consta de funciones de subdominio en la aplicación de un método de solución en particular que se pueda aplicar a una forma arbitraria, cuya exactitud en la solución depende del tamaño de los vectores, de la matriz asociada al problema y del recurso computacional, lo cual genera un análisis de estabilidad, convergencia y exactitud en la solución.

De una forma general, cualquier función desconocida se puede representar en forma de serie

$$g(r) = \sum_n g_n b_n(r) \quad (2.6)$$

En donde $b_n(r)$ representa la expansión o base conocida y g_n los coeficientes a ser determinados. Las variables desconocidas dependen de varios factores tales como: la forma geométrica, el material constitutivo del dieléctrico, frecuencia, alimentación y condiciones de frontera del dispositivo electromagnético; los diferentes métodos para encontrar la solución difieren de la selección de la función base y la forma en que se determinan los coeficientes.

2.3.1 Elementos de los métodos computacionales

Cuando se analiza un problema mediante el uso de métodos computacionales, se deben seguir en general los siguientes pasos:

1. Búsqueda de la ecuación que gobierna el problema: los diferentes métodos computacionales difieren en la forma de procesar las ecuaciones de Maxwell para obtener la ecuación que describe el problema. En el método de diferencias finitas en el dominio del tiempo - FDTD, las ecuaciones de Maxwell se expresa en forma de diferencias finitas en espacio y tiempo. En el método de diferencias finitas – FMD, la ecuación de onda o de Helmholtz emplea la forma de ecuación de onda escalar no homogénea para representar las formas de diferencias finitas que permiten obtener las ecuaciones algebraicas. En el método de elementos finitos -FEM, las ecuaciones de Maxwell o ecuaciones de Helmholtz son manipuladas para obtener la forma funcional o la forma débil de la ecuación de onda. En el Método de los momentos –MoM, las ecuaciones integrales son obtenidas de la ecuación de onda no homogénea.
2. Discretización del dominio del dispositivo en estudio: Este paso permite diferenciar los métodos computacionales de los métodos analíticos. Para solucionar la ecuación que gobierna un dispositivo de forma arbitraria con un dieléctrico no homogéneo, la geometría del dispositivo es discretizada en forma de celdas que no se traslapen, lo cual constituye la mesh o grid.

En la Figura 2-2 se muestra una mesh para un dispositivo en particular, en la cual los nodos son ubicados en la intersección de las líneas de la mesh.

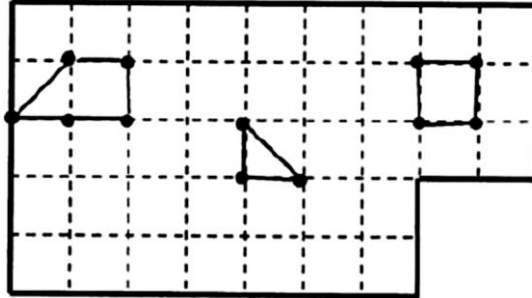


Figura 2-2 Discretización geométrica del dispositivo

Posteriormente los nodos se juntan mediante líneas rectas formando celdas, elementos o subdominios en forma de triángulos, rectángulos o cuadriláteros. La discretización se realiza de tal forma que el dieléctrico pasa de ser no homogéneo en el total del dispositivo a homogéneo en cada celda. El tamaño del subdominio es igual al tamaño de la celda; la celda básica o elementos usados en la discretización pueden ser de una dimensión, celdas de dos dimensiones de forma triangular o rectangular o celdas de tres dimensiones de forma de tetraedros o cubos como se puede apreciar en la Figura 2-3.

El proceso de discretización de la geometría del dispositivo en estudio, genera un sistema lineal de ecuaciones que pueden ser descritas por la ecuación de matriz:

$$[A][x] = [b] \quad (2.7)$$

Donde de tamaño de la matriz es igual al número de variables.

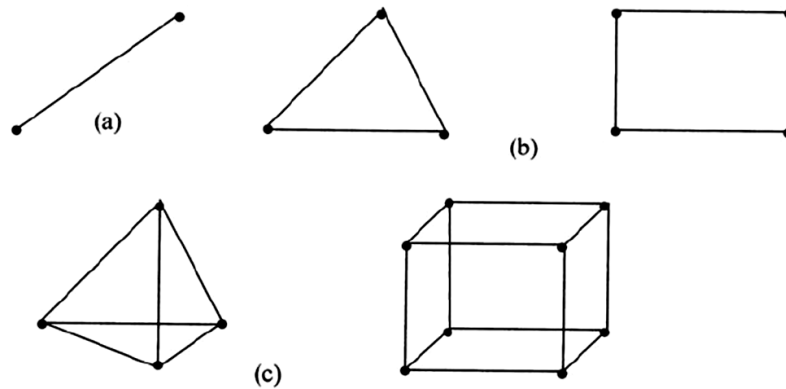


Figura 2-3 Elementos o celdas básicas usadas en la discretización de geometrías. a) Una dimensión. b) Dos dimensiones. c) Tres dimensiones

3. Solución de la ecuación matriz: Debido a que el tamaño de la matriz suele ser demasiado grande por la cantidad de elementos que ella maneja, es necesario escoger un algoritmo eficiente para su solución. Entre los métodos más utilizados se encuentran: Eliminación Gaussiana, Factorización L-U y el método del gradiente conjugado (Garg, 2008).
4. Procesamiento Final: Los datos obtenidos en el paso 3, se utilizan para obtener las características del dispositivo tales como: capacitancias e impedancia característica de la estructura, frecuencia de resonancia, parámetros S de los circuitos o antenas, patrones de radiación, etc.

La discretización de la geometría del dispositivo en un número de celdas o subdominios, es equivalente a la discretización de las funciones incógnitas $g(r)$ en un número de expansiones de subdominio o funciones base $b_n(r)$ como se representa en la ecuación (2.6).

2.4 Método de la ecuación integral

El objetivo del método de la ecuación integral (IE) para objetos radiadores o dispersores, es el de encontrar la solución de una densidad de corriente desconocida, la cual es inducida sobre la superficie del objeto en la forma de una ecuación integral, en donde la densidad de corriente inducida desconocida

hace parte de la integral. En la solución de la IE para la densidad de corriente desconocida se pueden utilizar técnicas numéricas tal como el Método de los Momentos (MoM). (Balanis, 1997) (Makarov, 2002)

Existen diversas formas de ecuaciones integrales, entre las cuales dos de las más populares son la Ecuación Integral de Campo Eléctrico (EFIE) y la Ecuación Integral de Campo Magnético (MFIE). La EFIE hace cumplir las condiciones del límite en el campo eléctrico tangencial mientras que la MFIE hace cumplir las condiciones del límite en las componentes tangenciales del campo magnético. Las EFIE se pueden aplicar en superficies abiertas y cerradas, mientras las MFIE solo son válidas para superficies cerradas. Estas ecuaciones integrales pueden ser utilizadas para describir problemas de radiación y de dispersión. Dentro de las EFIE cuando se trabaja en 3 dimensiones, especialmente para problemas de radiación existen dos ecuaciones frecuentemente usadas: la ecuación integro-diferencial de Pocklington y la ecuación integral de Hallén. Su utilización depende de la forma de alimentación del radiador, cuando se utiliza alimentación de una fuente de voltaje delta-gap es utilizada la ecuación de Hallén; por el contrario la ecuación integro-diferencial de Pocklington es usada para diversos tipos de fuente de alimentación. (Balanis, 1997) (Makarov, 2002) (Sadiku, 2000)

2.4.1 Formulación de la EFIE

Se asume una superficie S abierta o cerrada perfectamente conductora con unidad normal \hat{n} , sobre la cual incide un campo eléctrico E^i , el cual induce una corriente superficial J sobre S . Si S es abierto, J es el vector suma de la corriente superficial sobre los lados opuestos de S ; por lo tanto la componente normal de J desaparecerá sobre los límites de S . El campo eléctrico disperso E^s de la corriente superficial se puede encontrar como:

$$E^s = -j\omega\mathbf{A} - \nabla\phi \quad (2.8)$$

Donde \mathbf{A} es el vector potencial magnético definido por:

$$A(r) = \frac{\mu}{4\pi} \int_S J \frac{e^{-jkR}}{R} dS' \quad (2.9)$$

Y ϕ el potencial escalar definido por:

$$\phi(r) = \frac{1}{4\pi\epsilon} \int_S \sigma \frac{e^{-jkR}}{R} dS' \quad (2.10)$$

Se asume y se omite la dependencia armónica temporal $\exp(j\omega t)$, $k = \omega\sqrt{\mu\epsilon} = 2\pi/\lambda$, donde λ es la longitud de onda. μ y ϵ son respectivamente la permeabilidad y la permitividad del medio ambiente y $R = |r - r'|$ es la distancia entre un punto r de observación localizado arbitrariamente y un punto r' sobre S . Tanto r y r' son definidas con respecto a una coordenada origen O . La densidad de carga superficial σ se relaciona con la divergencia superficial de J mediante la ecuación de continuidad,

$$\nabla_s \cdot J = -j\omega\sigma \quad (2.11)$$

Se encuentra una ecuación para J y haciendo cumplir la condición del límite que $\hat{n} \times (E^i + E^s) = 0$ sobre S , se obtiene:

$$-E_{tan}^i = (-j\omega\mathbf{A} - \nabla\phi)_{tan}, \quad r \text{ en } S \quad (2.12)$$

La ecuación (2.9), junto con las ecuaciones (2.9) y (2.11) constituyen la ecuación integral de campo eléctrico. Además se observa la presencia de la derivada en la corriente en la ecuación (2.11) y en el potencial escalar en la ecuación (2.12), por lo tanto para su solución se sugiere tener en cuenta seleccionar una función de expansión o función base para el uso del método de los momentos. (Rao, Wilton, & Glisson, 1982)

2.5 El Método de los Momentos

El método de los momentos (MoM) es un procedimiento de análisis numérico presentado por Harrington (1968) y el cual se ha convertido en la herramienta computacional más utilizada en electromagnetismo en los últimos años. (Valero, 1997) (Sadiku, 2000). El MoM es un procedimiento general para encontrar la solución de la ecuación (2.1) con operadores integrales o diferenciales. De acuerdo a la ecuación (2.6), cualquier función desconocida se puede representar en forma de serie, por lo tanto, la función incógnita g se aproxima a una combinación lineal de funciones base, b_n

$$g \approx \sum_n^N g_n b_n \quad (2.13)$$

Donde g_n son muestras de la discretización de g , y además son las incógnitas del problema a resolver. Sustituyendo la ecuación (2.13) en (2.1) se tiene:

$$\sum_n g_n \cdot F(b_n) = h_a \approx h \quad (2.14)$$

La ecuación (2.13) continúa siendo una ecuación funcional donde la incógnita no es una función sino un conjunto discreto de valores numéricos g_n . Para obtener una mejor exactitud en la respuesta se debe de minimizar el error o residuo, por lo tanto se aproxima a h una combinación lineal de las funciones $F(b_n)$.

$$R = h - h_a = h - \sum g_n \cdot F(b_n) \quad (2.15)$$

La ecuación funcional (2.13) puede convertirse en un sistema de ecuaciones haciendo nulo el residuo, tras ponderarlo por unas funciones peso, w_m .

$$\langle w_m, R \rangle = 0 \quad (2.16)$$

La ponderación se realiza aplicando el producto simétrico definido como:

$$\langle G, H \rangle = \int_D G^* \cdot H dD \quad (2.17)$$

El sistema de ecuaciones resultante es:

$$\langle w_m, h \rangle = \sum_n^N g_n \langle w_n, b_n \rangle \quad (2.18)$$

Lo cual se puede expresar de forma matricial como:

$$b = Ax \quad (2.19)$$

Donde:

$$b = [\langle w_m, h \rangle]_{mx1}$$

$$x = [g_n]_{nx1} \quad (2.20)$$

$$A = [\langle w_m, b_n \rangle]_{m \times n}$$

2.5.1 MoM aplicado al caso de antenas

En antenas, uno de los principales desafíos es el de encontrar el parámetro de impedancia de entrada, para lo cual tradicionalmente existen diferentes métodos analíticos, entre ellos tenemos: el método del valor del límite, el método de línea de transmisión y el método del vector de Poynting. Al aplicar la técnica numérica del método de los momentos el objetivo es modelar la solución de la densidad de corriente desconocida, la cual es inducida sobre la superficie de una antena de transmisión o recepción, en forma de una ecuación integral, en donde la densidad de corriente inducida hace parte de la integral. (Balanis, 1997) (Elliott, 2003) (Valero, 1997). De la ecuación (2.13) la función b_n se escoge de tal forma que $F(b_n)$ pueda ser evaluada convenientemente, la expansión de la ecuación (2.13) genera una ecuación con N incógnitas, por lo tanto no es suficiente para resolver el sistema, razón por la cual se hace necesario tener N ecuaciones linealmente independientes, las cuales se

pueden obtener de evaluar (2.13) en diferentes puntos, por ende, la ecuación (2.13) toma la siguiente forma: (Balanis, 1997)

$$\sum_{n=1}^N g_n F(b_n) = h_m, \quad m = 1, 2, \dots, N \quad (2.21)$$

Como se demostró en la sección anterior, la ecuación (2.21) se puede representar en forma matricial como:

$$[Z_{mn}][I_n] = [V_m] \quad (2.22)$$

Donde:

$$Z_{mn} = F(b_n) \quad (2.23a)$$

$$I_n = g_n \quad (2.23b)$$

$$V_m = h_m \quad (2.23c)$$

Los coeficientes desconocidos de g_n se pueden encontrar solucionando las ecuaciones (2.17) y usando técnicas de inversión de matriz. (Balanis, 1997)

$$[I_n] = [Z_{mn}]^{-1}[V_m] \quad (2.24)$$

2.6 Conformación de la función base

Un paso definitivo para aplicar cualquier método numérico es el de escoger la función base que representa de forma previa y lo más aproximadamente posible la función desconocida, además de permitir un bajo costo computacional, precisión y eficiencia en el momento de su aplicación. El conjunto de funciones base ideal es aquel que más se asemeja a la función incógnita, proporcionando una solución convergente con el mínimo número de elementos de la expansión, y en el menor tiempo posible. (Balanis, 1997) (Valero, 1997)

En la sección 2.4.1 se obtiene la EFIE, además, para encontrar su solución se debe de encontrar una función de expansión o base para aplicar el MoM tratado en la sección 2.5.

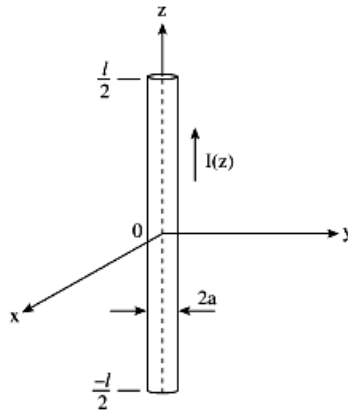


Figura 2-4 Antena cilíndrica de longitud l y radio a

Una antena según la fFigura 2-4, donde el flujo de corriente desconocido I_z es aproximadamente definido por la suma de un grupo finito de bases o expansión $b_n(z)$ con amplitudes desconocidas como:

$$I(z) = \sum_{n=1}^N I_n b_n(z) \quad (2.25)$$

Donde N es el número de funciones bases necesarias y I_n son los coeficientes de expansión. Estas bases se han dividido en dos grandes grupos: funciones de dominio discreto y funciones de dominio entero o completo.

2.6.1 Funciones base de dominio discreto o subdominio

El dominio del problema es dividido en varios subdominio de igual o diferente tamaño, donde cada subdominio es precisado por una función simple denominada función de subdominio. Las funciones base de subdominio están

definidas en un subdominio del operador integral y se anulan en el resto. (Sadiku, 2000) (Garg, 2008)

2.6.1.1 Funciones base de subdominio de una dimensión

✓ Función base de pulso o ventana

Si se considera un rango de interés o tamaño del dominio comprendido entre $0 \leq z \leq 1$, en donde dicho rango es dividido en $N + 1$ subdominios de ancho igual a:

$$h_z = \frac{1}{N+1} \quad (2.26)$$

Centrado sobre los puntos z_m definidos como:

$$z_m = \frac{m}{N+1}, \quad m = 1, 2, 3, \dots \quad (2.27)$$

Los subdominios y puntos z_m se muestran en la Figura 2-5a para $N=4$.

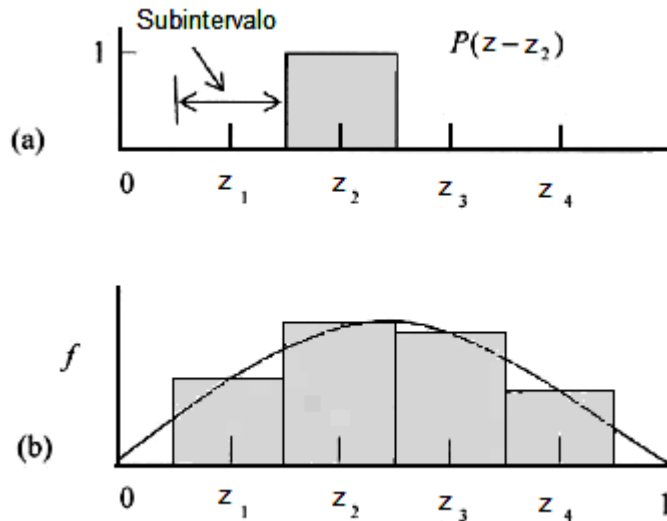


Figura 2-5 Función base pulso o ventana. a) Función pulso. b) Aproximación de una función usando la función pulso

Una función pulso o ventana la cual es diferente de cero solo sobre un subintervalo y centrada sobre z_m se define como:

$$P(z - z_m) = \begin{cases} 1 & \text{para } z_m - \frac{h_z}{2} \leq z \leq z_m + \frac{h_z}{2} \\ 0 & \text{en otros casos} \end{cases} \quad (2.28)$$

Una combinación lineal de la función pulso según la función $f(z) = \sum_{n=1}^N \alpha_n P(z - z_m)$, genera una gráfica aproximada en pasos como se observa en la Figura 2-5b. La función pulso es ortogonal, ya que no existe solapamiento de los pulsos. Además, este tipo de funciones solo se puede derivar una sola vez, por lo tanto no se puede emplear para aproximar funciones que requieran mayor grado de diferenciación. (Sadiku, 2000) (Lonngren & Savov, 2005)

✓ Función base triangular

Una función triangular o función lineal por trozos, se puede diferenciar dos veces y se define como:

$$T(z - z_m) = \begin{cases} \frac{z - z_{m-1}}{z_m - z_{m-1}}, & \text{para } z_{m-1} \leq z \leq z_m \\ \frac{z_{m+1} - z}{z_{m+1} - z_m}, & \text{para } z_m \leq z \leq z_{m+1} \\ 0 & \text{en otros casos} \end{cases} \quad (2.29)$$

Para $N=4$ la Figura 2-6a muestra la función triangular, y una combinación lineal de esta función genera una aproximación lineal por trozos como muestra la Figura 2-6b. Este tipo de funciones son aparentemente simples debido a la variación lineal y la integrabilidad resultante. Se puede observar que la función triangular existe en la intersección de dos subdominios, por lo tanto un subdominio es gobernado por dos funciones base. El parcial solapamiento entre ellos hace que este tipo de función sea no ortogonal. Este tipo de funciones base son las más utilizadas en problema de superficies conductoras o de dispersión. (Rao, Wilton, & Glisson, 1982) (Lonngren & Savov, 2005)

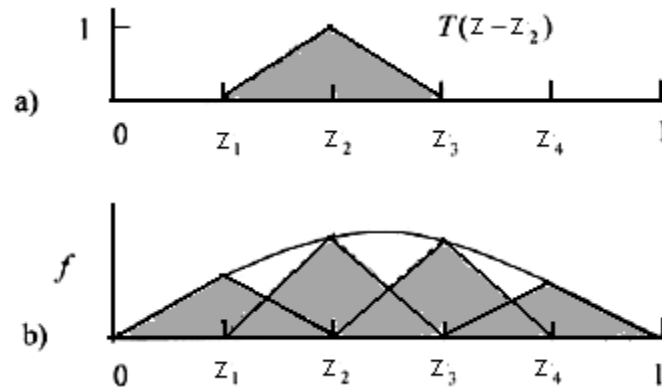


Figura 2-6 Función de base triangular. a) función triangular. b) aproximación lineal por trozos de una función usando función triangular.

✓ Función base de tira (*spline*)

Una tira de orden n tiene un polinomio de grado $n-1$, un orden cero constituye la función delta Dirac, un orden uno constituye una función pulso y un orden dos una función triangular. La función de tira de orden 3 es llamada tira cuadrática, la cual es continua y además, tiene su primera derivada continua, por lo tanto es más aplanada que la función triangular. Como se puede ver en la fFigura 2-7, la función base de tira es gobernada por tres subintervalos y cada subintervalo es gobernado por tres funciones base. Un caso particular de este tipo de función base es la función senoidal, la cual se define como:

$$S(z - z_m) = \begin{cases} \frac{\sin k(z - |z - z_m|)}{\sin k\Delta}, & z_{m-1} < z < z_{m+1} \\ 0, & \text{en otros casos} \end{cases} \quad (2.30)$$

Donde $\Delta = l/N$, se asumen subintervalos iguales.

Las bases de dominio discreto han tenido mayor uso debido a la facilidad que tienen para representar la geometría del problema, además de facilitar la evaluación de las ecuaciones integrales obtenidas, entre sus desventajas se encuentra que para la solución aparece un gran número de incógnitas. Por otro

lado, en las funciones de dominio completo es más compleja la evaluación de las integrales involucradas, además, requiere para su aplicación conocer a priori la naturaleza de la función que se va a representada. La unión de los dos tipos de funciones ha permitido compensar las desventajas que se tienen en una u otra. Actualmente se han incorporado nuevos enfoques en la elección de las funciones base, que buscan principalmente disminuir el costo computacional en la evaluación de las ecuaciones integrales, tal como el uso de la FFT, y la utilización de la transformada basada en wavelets. (Valero, 1997) (Sadiku, 2000) (Garg, 2008)

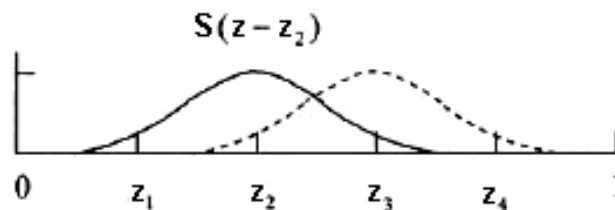


Figura 2-7 Función base de tira

2.6.1.2 Funciones base de subdominio de dos dimensiones

Si la función a determinar se puede expresar en función de dos variables independientes $f_1(x)$ y $f_2(y)$,

$$f(x, y) = f_1(x)f_2(y) \quad (2.31)$$

Donde:

$$f_1(x) = \sum_{m=1}^M a_m f_{1m}(x) \quad (2.32)$$

$$f_2(y) = \sum_{n=1}^N b_n f_{2n}(y)$$

Y si cada una de ellas se puede enunciar en función de subdominios de una dimensión, existen funciones de subdominio de dos dimensiones que las relacionan, entre las más populares se tienen:

✓ Función base pulso - pulso

Las funciones base pulso a lo largo del eje x y y , se definen como:

$$f_{1m}(x) = \begin{cases} 1 & \text{para } x_m - \frac{h_x}{2} \leq x \leq x_m + \frac{h_x}{2} \\ 0 & \text{otros casos} \end{cases} \quad (2.33)$$

$$f_{2n}(y) = \begin{cases} 1 & \text{para } y_n - \frac{h_y}{2} \leq y \leq y_n + \frac{h_y}{2} \\ 0 & \text{otros casos} \end{cases} \quad (2.34)$$

Donde $h_x = x_{m+1} - x_m$ y $h_y = y_{n+1} - y_n$ corresponden a las longitudes de los subdominios a lo largo de las direcciones x y y respectivamente. La Figura 2-8 muestra la función base de subdominio pulso-pulso para la densidad de corriente $J_x(x, y)$ definida sobre un par de celdas.

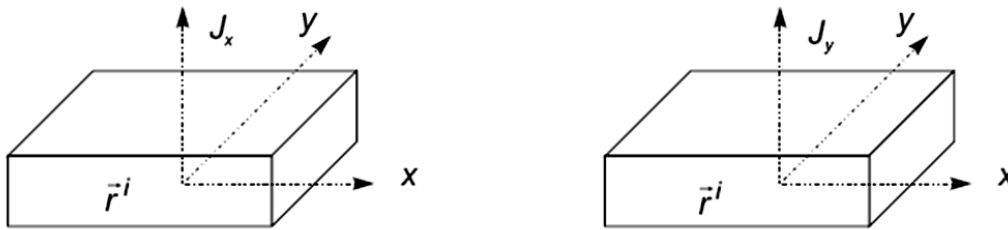


Figura 2-8 Densidad de corriente con función base de subdominio pulso-pulso

✓ Función base Roof-top (techo)

Esta función base de subdominio, es la combinación de una función lineal por pulso a lo largo de una dirección y la función pulso a lo largo de la otra. Para una función lineal por pulso a lo largo del eje x , la función corresponde a:

$$f_{1m}(x) = \begin{cases} (x - x_{m-1})/h_x & \text{para } x_{m-1} \leq x \leq x_m \\ (x_{m+1} - x)/h_x & \text{para } x_m \leq x \leq x_{m+1} \\ 0 & \text{otros casos} \end{cases} \quad (2.35)$$

La variación del pulso en la dirección y es dada por la ecuación (2.34). En la Figura 2-9 se puede observar la función base de subdominio roof-top para la densidad de corriente $J_x(x, y)$ y $J_y(x, y)$ definida sobre un par de celdas.

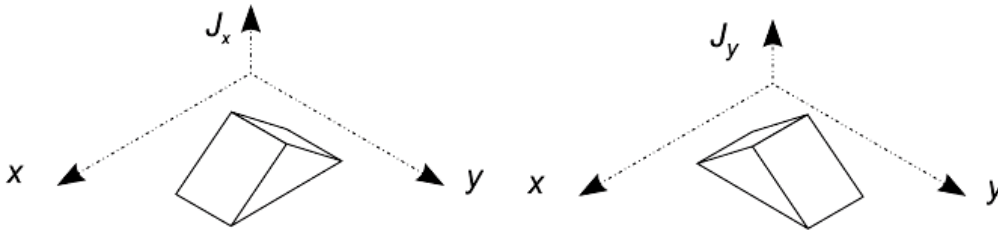


Figura 2-9 Densidad de corriente con función base de subdominio roof-top

✓ Función base PWS-pulso

Esta función base es la combinación de una función base senoidal por trozos (PWS) y una función base por pulso. Para una función PWS con variación a lo largo del eje x está definida por:

$$f_{1m}(x) = \begin{cases} \sin[k(x - x_{m-1})]/\sin(kh_x) & \text{para } x_{m-1} \leq x \leq x_m \\ \sin[k(x_{m+1} - x)]/\sin(kh_x) & \text{para } x_m \leq x \leq x_{m+1} \\ 0 & \text{otros casos} \end{cases} \quad (2.36)$$

Donde k es una constante. La variación pulso a lo largo del eje y es escrito por la ecuación (2.34). La Figura 2-10 muestra la función base de subdominio PWS-pulso para la densidad de corriente $J_x(x, y)$ y $J_y(x, y)$ definida sobre un par de celdas.

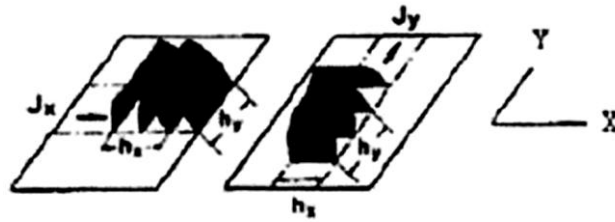


Figura 2-10 Densidad de corriente con función base de subdominio PWS-pulso

2.6.2 Funciones base de dominio entero

Las funciones de dominio entero son aquellas en la cual las funciones base se extienden a todo el dominio del operador integral, según la Figura 2-4 $-l/2 < z < l/2$. Las funciones base o de expansión que se utilizan en los métodos analíticos son las de dominio entero tales como funciones de Bessel, funciones de Legendre, polinomio de Chebichev y series de potencia (Hussein, 2007) (Lonngren & Savov, 2005). Las funciones de dominio entero se utilizan para realizar con mayor eficiencia el análisis, ya que solo la primera de algunas funciones es necesaria para aproximar $b_n(z)$ con la exactitud deseada. (Ulaby, 2006) (Sadiku, 2000)

2.6.2.1 Funciones base de dominio entero de una dimensión

✓ Expansión en series

La forma más general de representar una función en una expansión de serie es dada por la ecuaciones (2.6 y 2.13), en donde b_n se puede representar como una expansión en series de potencia.

$$b_n(z) = \left(\frac{z}{w}\right)^n, n = 0,1,2, \dots \quad (2.37)$$

Donde w es el tamaño del dominio. Para que la función base represente solo la distribución simétrica en z , únicamente se deben de seleccionar los valores

pares de n en (2.37). Esta función base puede ser fácilmente transformada a Fourier para ser usada por el método de transformada de Fourier.

1. Funciones base con singularidad de borde

Al considerar una cinta (*strip*) de metal infinitamente larga de ancho w , la distribución de carga sobre la cinta puede ser escrita por la siguiente función base.

$$b(x) = \begin{cases} \left(1 - \left(\frac{2x}{w}\right)^2\right)^{-1/2}, & \text{para } -\frac{w}{2} \leq x \leq \frac{w}{2} \\ 0 & \text{en otros casos} \end{cases} \quad (2.38)$$

La función $b(x)$ modela una distribución simétrica con la densidad de carga incrementándose hacia los bordes, $x = \pm w/2$. Este tipo de funciones son llamadas de singularidad de borde, y es debida a la fuerza de Coulomb de repulsión entre las cargas.

2.6.2.2 Funciones base de dominio entero de dos dimensiones

Las funciones bases de dos dimensiones se utilizan en el caso que exista la necesidad de describir la distribución sobre una superficie cuando ambas dimensiones son comparables con la longitud de onda. Un grupo completo de funciones base de dominio entero para formas regulares pueden ser obtenidas de los valores propios de la geometría, tal como: rectángulos, discos, anillos circulares, triángulos y secciones circulares y las cuales se describen en Lonngren & Savov (2005) y Garg (2008).

Capitulo 3

3. Impedancia y patrón de radiación

3.1 Introducción.

En el presente capítulo se presenta el algoritmo utilizado para calcular la matriz de impedancia y el patrón de radiación del sistema de antenas tratado. Inicialmente se consignan los conceptos utilizados en la construcción de dicho algoritmo con el método de bordes RWG. En la primera parte se comienza con el análisis del dipolo básico, posteriormente el dipolo de microcinta y arreglos. La herramienta anterior, permitirá realizar el análisis del efecto en los parámetros de impedancia y el patrón de radiación cuando antenas o arreglos tipo parche funcionen en presencia de un elemento parásito. Todos los cálculos se realizan con la ayuda del programa Matlab.

3.2 Impedancia

Para realizar el presente análisis, se utiliza el MoM basado en elementos de bordes RWG planteados por Rao-Wilton-Glisson (1982). En dicho estudio, se formula la EFIE y se plantea una función base para aplicar el MoM en la solución del sistema. Se considera en este trabajo el uso de cintas para representar el sistema en estudio, debido a que un dipolo de alambre como el analizado en la mayoría de textos de antenas tales como: Balanis (1997), Orfanidis (2006), entre otros, puede ser representado mediante el modelo de

una cinta delgada que tiene uno o dos elementos de borde RWG por ancho de la cinta, donde el ancho de la cinta debe ser de cuatro (4) veces el radio del alambre (Balanis, 1997) (Makarov, 2002).

3.2.1 Estructura de la antena

El primer paso en la solución del sistema de radiación en estudio, es el de modelar la superficie de la antena, para lo cual se selecciona la división en triángulos de dicha superficie, lo cual corresponde a una estructura de dos dimensiones, la anterior división permitirá trabajar con la función base propuesta en Rao-Wilton-Glisson (1982), en donde cada par de triángulos denotados T^+ y T^- , tienen un borde en común que conforma el elemento de borde RWG correspondiente como se muestra en la Figura 3-1. A cada elemento de borde se le asigna una función base $b_n(r)$, dada por:

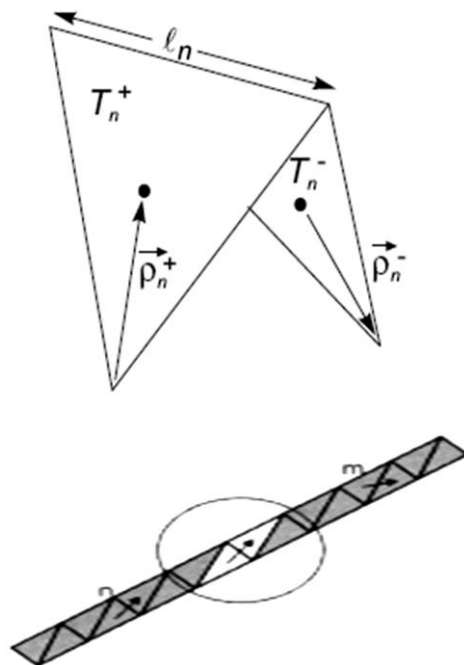


Figura 3-1 Elemento de borde RWG para un dipolo

$$\vec{b}_n(\vec{r}) = \begin{cases} \frac{l_n}{2A_n^+} \vec{\rho}_n^+ & \text{si } \vec{r} \in T_n^+ \\ \frac{l_n}{2A_n^-} \vec{\rho}_n^- & \text{si } \vec{r} \in T_n^- \end{cases}, \quad (3.1)$$

en donde l_n es la longitud del borde n y A_n^\pm representa el área del triángulo T_n^\pm . El vector ρ_n^+ une el vértice libre del triángulo T_n^+ con un punto de observación r , y el vector ρ_n^- une un punto de observación r al vértice libre del triángulo T_n^- . Es conveniente anotar que cada función base está asociada con un borde interno de la superficie de la antena y no con los bordes externos de la misma. Los puntos sobre T_n^\pm se pueden referenciar de acuerdo al vector r definido con respecto al punto de observación O , o por la posición ρ_n^\pm que se define con respecto a los vértices libres de T_n^\pm . La componente de \vec{j} normal a l_n se toma con signo positivo cuando fluye de T_n^+ a T_n^- , y con signo negativo en caso contrario. La suma de las contribuciones de la función base $b_n(r)$ sobre todos los elementos es usada para representar la corriente superficial sobre la antena, ya que $b_n(r)$ posee propiedades que la hacen única y adecuada para esta representación. (Rao, Wilton, & Glisson, 1982) (Cardama & Jofre, 2002). Esta función base de cada elemento de borde corresponde aproximadamente a un pequeño pero finito dipolo eléctrico de longitud $d = |r^{c^-} - r^{c^+}|$, en donde el subíndice c representa el centro del triángulo T_n^\pm . Por lo tanto la división de la estructura de la antena en elementos de borde RWG corresponde a la división de la antena en pequeños dipolos eléctricos elementales como se puede apreciar en la Figura 3-1. (Rao, Wilton, & Glisson, 1982). Por simplicidad, se utilizará el método de Galerking, definido en Sadiku (2000) y Cardama & Jofre (2002), en donde la función base y la función de prueba son las mismas; lo cual genera una matriz Z de impedancia simétrica.

En Matlab, esta estructura es obtenida mediante la función *delaunay*, la cual dividen la superficie de la antena en triángulos y entrega 2 arreglos que permiten describir las coordenadas de los bordes RWG y nodos dentro de la estructura.

En la Figura 3-1 se puede observar que un triangulo puede tener dos o más elementos de bordes con sus triángulos vecinos, por lo tanto, antes de realizar el cálculo de la matriz de impedancia, se deben de identificar todos los elementos de bordes de la estructura e identificar los dos triángulos que lo conforman.

3.2.2 Matriz de impedancia

La matriz de impedancia describe la interacción de los diferentes dipolos elementales que conforman una estructura en particular (Balanis, 1997), (Orfanidis, 2006); ya que dichos dipolos pueden ser tratados como elementos de borde, la matriz de impedancia Z_{mn} puede ser calculada en función de éstos como (Rao, Wilton, & Glisson, 1982):

$$Z_{mn} = l_m \left[j\omega \left(A_{mn}^+ \cdot \frac{\rho_m^{c+}}{2} + A_{mn}^- \cdot \frac{\rho_m^{c-}}{2} \right) + \phi_{mn}^- - \phi_{mn}^+ \right], \quad (3.2)$$

m y n representan los dos elementos de borde, l_m es la longitud del elemento de borde m , $\rho_m^{c\pm}$ representan los vectores de los vértices libres al centro de los dos triángulos T_m^\pm del elemento de borde m . A_{mn}^\pm y ϕ_{mn}^\pm representan el vector de potencial magnético y el potencial escalar, los cuales son redefinidos como:

$$A_{mn}^\pm = \frac{\mu}{4\pi} \int_S f_n(r') \frac{e^{-jkR_m^\pm}}{R_m^\pm} dS', \quad (3.3)$$

$$\phi_{mn}^\pm = -\frac{1}{4\pi j\omega\epsilon} \int_S \nabla'_s \cdot f_n(r') \frac{e^{-jkR_m^\pm}}{R_m^\pm} dS', \quad (3.4)$$

$$R_m^\pm = |r_m^{c\pm} - r'| \quad (3.5)$$

El voltaje se define en Rao, Wilton, & Glisson (1982) como:

$$V_m = l_m \left(E_m^+ \cdot \frac{\rho_m^{c+}}{2} + E_m^- \cdot \frac{\rho_m^{c-}}{2} \right), \quad (3.6)$$

donde:

$$E_m^\pm = E^i(r_m^{c\pm}). \quad (3.7)$$

Para una onda incidente plana, se define:

$$E^i(r) = (E_\theta \hat{\theta}_o + E_\phi \hat{\phi}_o) e^{jk \cdot r}, \quad (3.8)$$

donde se define el vector de propagación k como:

$$\mathbf{k} = k(\sin \theta_o \cos \phi_o \hat{\mathbf{x}} + \sin \theta_o \sin \phi_o \hat{\mathbf{y}} + \cos \theta_o \hat{\mathbf{z}}), \quad (3.9)$$

$\hat{\theta}_o, \hat{\phi}_o$ definen los ángulos de arribo de la onda plana en términos de coordenadas esféricas.

Una vez determinados los elementos de la matriz de momentos y del voltaje se puede resolver el sistema de ecuaciones lineales (ecuación 2.22) para las incógnitas del vector columna I . Los elementos de Z en la ecuación (2.22) pueden ser evaluados al obtener Z_{mn} directamente de la ecuación (3.2) para cada combinación de m y n . La evaluación numérica de las integrales de las ecuaciones (3.3 y 3.4) se puede realizar utilizando diferentes técnicas numéricas en cuadratura, especialmente desarrolladas para dominio de triángulos, como se describe en Rao, Wilton, & Glisson (1982) y Hussein, 2007).

A continuación, se analiza un método cuya finalidad es la de encontrar una alternativa de mayor eficiencia para evaluar computacionalmente las integrales de superficie que se presenta con la técnica de EFIE cuando se aplica el método de los momentos.

3.2.3 Método numérico de subdivisión de baricentros

El método de subdivisión de baricentros (Kamen & Shirman, 1998), permite que las integrales correspondientes se puedan evaluar numéricamente en términos de sumas finitas y se aproximen al punto medio de los subtriángulos. Dicha técnica evalúa las integrales correspondientes directamente en el plano cartesiano en lugar de realizar la transformación a coordenadas de área normalizada; se divide cada parche triangular de la superficie conductora en un número finito de triángulos más pequeños, lo cual permite que el total de las integrales dobles generadas con el método de evaluación inicial, sean remplazadas en menor número por sumas finitas, disminuyendo así considerablemente el tiempo computacional para obtener la distribución de corriente sobre la superficie en estudio, sin afectar la exactitud de los resultados.

Para aplicar dicho método, inicialmente un parche triangular de la estructura en estudio, se divide en un número idéntico de subtriángulos, como se puede ver en la Figura 3-2. Esto se logra dividiendo cada lado del triángulo inicial en s segmentos y trazando líneas paralelas a los lados del triángulo. Este procedimiento, divide el parche triangular en s^2 subtriángulos idénticos. (Hussein, 2007)

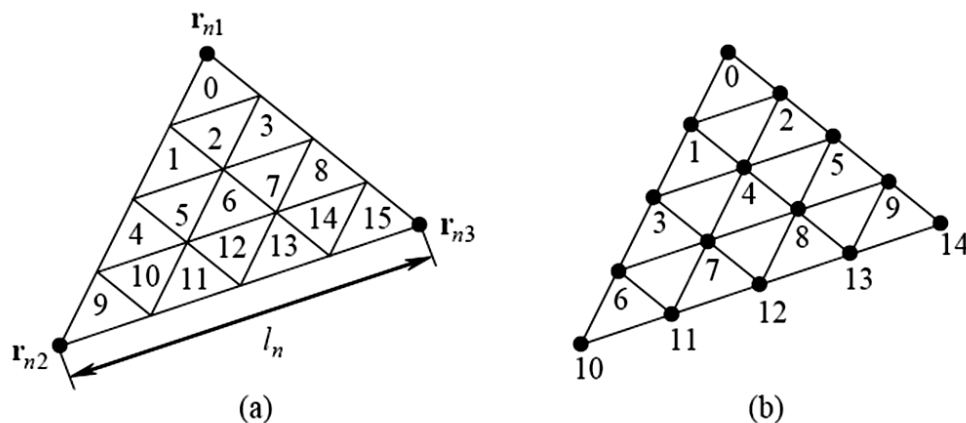


Figura 3-2 División del parche triangular en un número idéntico de subtriángulos. a) Índice de subtriángulos b) Índice de vértices de subtriángulos.

Este método asume que el integrando es constante dentro de cada subtriángulo, por lo tanto la integral de una función g sobre el triángulo general T_m está dada por:

$$\int_{T_m} g(r) dS = \frac{A_m}{s^2} \sum_{k=1}^{s^2} g(r_k^c) \quad (3.10)$$

donde los puntos r_k^c , $k = 1, 2, \dots, s^2$ corresponden a los puntos medios de los subtriángulos.

Teniendo en cuenta la anterior consideración, para el cálculo de la matriz de impedancia, las ecuaciones (3.3) y (3.4) toman la siguiente forma (Makarov, 2002):

$$A_{mn}^{\pm} = \frac{\mu}{4\pi} \left[\frac{l_n}{2A_n^+} \int_{T_n^+} \rho_n^+(r') g_m^{\pm}(r') dS' + \frac{l_n}{2A_n^-} \int_{T_n^-} \rho_n^-(r') g_m^{\pm}(r') dS' \right] \quad (3.11)$$

$$\phi_{mn}^{\pm} = -\frac{1}{4\pi j\omega\epsilon} \left[\frac{l_n}{A_n^+} \int_{T_n^+} g_m^{\pm}(r') dS' - \frac{l_n}{A_n^-} \int_{T_n^-} g_m^{\pm}(r') dS' \right] \quad (3.12)$$

Donde:

$$g_m^{\pm}(r') = \frac{e^{-jk|r_m^{c\pm} - r'|}}{|r_m^{c\pm} - r'|} \quad (3.13)$$

3.2.4 Voltaje de Alimentación

El voltaje de alimentación sobre una antena transmisora genera una densidad de corriente superficial que fluye sobre la superficie de la antena, esta densidad de corriente radia una señal electromagnética en el espacio libre. En el caso de una antena receptora, sucede el efecto inverso. En ambos casos, el objetivo es el de calcular la densidad de corriente inducida sobre la superficie de una antena debido a una onda incidente o a un voltaje aplicado en la alimentación de la antena. El algoritmo para cualquiera de los eventos es casi idéntico, solo es necesario definir cuál es el origen de la corriente superficial, ya sea por sonda de alimentación de la antena o por una onda electromagnética incidente. En el caso de una onda electromagnética incidente es necesario tener en cuenta la polarización de la señal incidente con respecto a la orientación del dipolo, para determinar el vector de polarización de la misma; para el caso de una antena transmisora es necesario conocer la fuente de voltaje aplicado sobre los terminales de la misma, con el cual se realizaran los cálculos pertinentes para la solución del sistema. (Burke & Poggio, 1981) (Rockway, Logan, D.W., & Li, 1988)

Los modelos utilizados para alimentar una antena pueden ser de voltaje magnético (*magnetic frill*) o delta gap, los cuales se encuentran definidos Balanis (1997), para efectos de la simulación se utiliza el modelo tipo gap, el cual es una línea de transmisión a través de dos terminales eléctricamente cerrados, lo cual representa un generador de voltaje ideal conectado a la antena a través de un gap con un ancho muy pequeño como se puede apreciar en la Figura 3-3, en donde las flechas negras muestran la dirección del campo eléctrico en el gap de alimentación y las flechas blancas indican la dirección de la corriente superficial sobre la superficie de la antena. (Makarov, 2002)

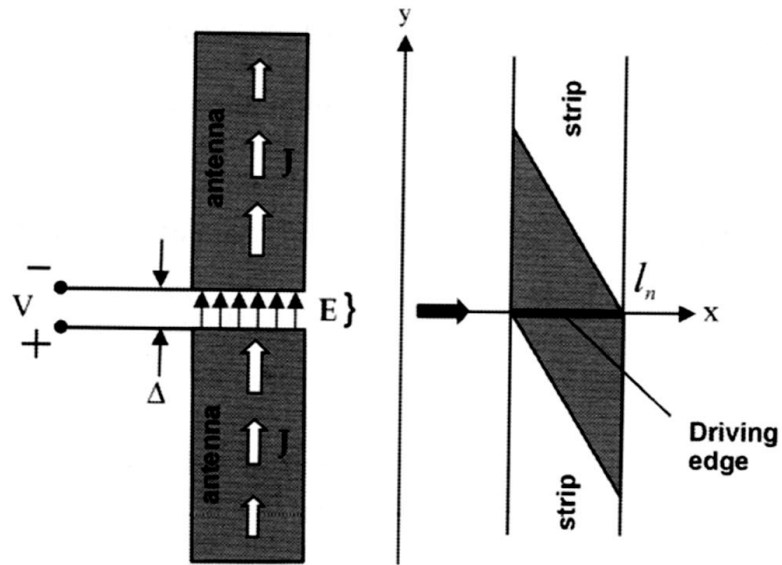


Figura 3-3 Modelo alimentación con Gap

Para la parte práctica, se asume que el voltaje de alimentación, V , es igual a 1 voltio. Lo cual indica que el voltaje de alimentación es una función temporal coseno con fase cero y amplitud igual a 1.

3.2.5 Solución de la ecuación de momentos

Con los resultados de la matriz de impedancia y la definición del voltaje de alimentación, es posible obtener los coeficientes de expansión desconocidos para la densidad de corriente superficial J sobre la superficie del dipolo, la cual se expresa como:

$$[I_n] = [Z_{mn}]^{-1}[V_m], \quad (3.14)$$

en donde la densidad de corriente superficial sobre el dipolo con el uso de la función base RWG sobre un borde M es dada por:

$$J = \sum_{m=1}^M I_m f_m, \quad f_m = \begin{cases} (l_m/2A_m^+) \rho_m^+(r), & r \text{ en } T_m^+ \\ (l_m/2A_m^-) \rho_m^-(r), & r \text{ en } T_m^- \\ 0, & \text{en otros casos} \end{cases} \quad (3.14a)$$

Los coeficientes de expansión I_m forman el vector I , el cual es la única solución de la siguiente ecuación de impedancia:

$$[Z_{mn}][I_n] = [V_m] \quad (3.14b)$$

Para el caso práctico, una alternativa para solucionar la ecuación (3.14) es mediante el cálculo de la inversa de la matriz de impedancia Z , lo cual a veces presenta inconvenientes ya que la matriz Z requiere de algunas especificaciones. Para optimizar el tiempo de procesamiento y obviar este paso, se utiliza el operador de división de matriz izquierda $I = Z \setminus V$, donde V debe ser un vector columna. De dicha forma, se obtiene la solución mediante el proceso de eliminación Gaussiana sin el cálculo de la inversa de Z . (Makarov, 2002)

3.2.6 Impedancia de entrada

La impedancia de entrada se define como la relación entre el voltaje y la corriente en los terminales de entrada de la antena (Balanis, 1997). De acuerdo al modelo de bordes RWG, la impedancia de entrada es la relación del voltaje de alimentación y la corriente normal en el borde de alimentación. Por lo anterior, de la ecuación (3.14a), se puede concluir que solo las funciones base RWG donde $f_{n=m}$ contribuirán al cálculo de la impedancia de entrada.

3.3 Patrón de radiación

La densidad de corriente superficial J sobre la superficie de la antena, radia una señal electromagnética en el espacio libre, dicha señal dependiendo del punto en el espacio en donde sea calculada o medida (en campo cercano o lejano) permitirá calcular el diagrama o patrón de radiación.

Para calcular el patrón de radiación, es necesario calcular el campo eléctrico, E , y el campo magnético, H , en un punto espacial. Si se hace en campo cercano, E y H son independientes y deben ser calculados por separado, lo

cual tomaría más tiempo para su solución. Una forma de encontrar el patrón de radiación independientemente de si el punto de observación está ubicado en campo cercano o lejano es mediante el modelo del dipolo propuesto en Makarov (2002). En dicho modelo, la distribución de corriente superficial para cada elemento de borde RWG contiene dos triángulos, los cuales son reemplazados por un dipolo infinitesimal, el cual tiene un momento de dipolo equivalente. La expresión analítica del campo radiado por dicho dipolo infinitesimal se encuentra en Balanis (1997). El campo radiado total se obtiene de la suma de las contribuciones de todos los dipolos infinitesimales.

El momento del dipolo \mathbf{m} equivalente, considerando un elemento RWG, con dos triángulos internos T_m^+ adyacentes al borde de longitud l_m , como se aprecia en la Figura 3-4, se obtiene mediante la integral de la corriente superficial, correspondiente al elemento de borde m , sobre el elemento de superficie

$$\mathbf{m} = \int_{T_m^- - T_m} I_m f_m(\mathbf{r}) dS = \int_{T_m^+ + T_m} f_m(\mathbf{r}) dS = l_m I_m (\mathbf{r}_m^{c-} - \mathbf{r}_m^{c+}) \quad (3.15)$$

Donde $f_m(r)$ corresponde a la función base RWG del elemento m . Los coeficientes de corriente superficial I_m , son conocidos y se encontraron en la solución de la ecuación de momentos. El producto $l_m I_m$ se asocia con la corriente del dipolo, mientras que la longitud efectiva del dipolo, l_m , es dada por $|\mathbf{r}_m^{c-} - \mathbf{r}_m^{c+}|$ como se puede apreciar en la Figura 3-4.

El campo eléctrico y magnético radiado por un dipolo infinitesimal localizado en el origen, es expresado en un punto r , utilizando notación vectorial, como:

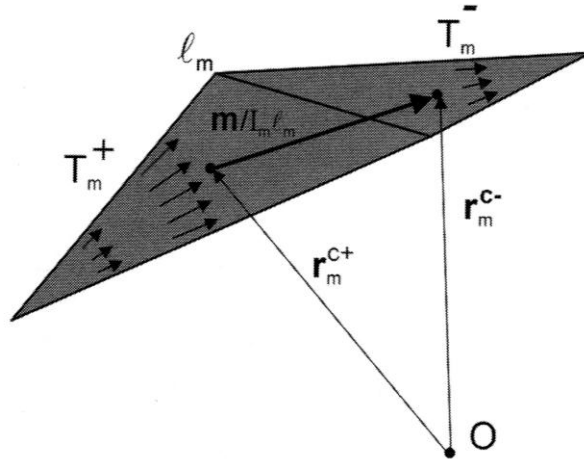


Figura 3-4 Modelo del dipolo para una corriente superficial con RWG

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}) = \frac{jk}{4\pi} (\mathbf{m} \times \mathbf{r}) C e^{-jkr}, \quad C = \frac{1}{r^2} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right], \quad (3.16)$$

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \frac{\eta}{4\pi} \left((\mathbf{M} - \mathbf{m}) \left[\frac{jk}{r} + C \right] + 2\mathbf{M}C \right) e^{-jkr}, \quad \mathbf{M} = \frac{(\mathbf{r} \cdot \mathbf{m}) \mathbf{r}}{r^2}. \quad (3.17)$$

Donde $r = |\mathbf{r}|$; $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon} = 377 \Omega$ que corresponde a la impedancia de espacio libre. Las ecuaciones (3.16) y (3.17) son las expresiones exactas, sin ningún tipo de aproximación para campo lejano, por lo tanto son validas tanto para campo cercano como lejano. El campo eléctrico y magnético total en un punto \mathbf{r} se obtiene como la suma:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \sum_{m=1}^M \mathbf{E}_m \left(\mathbf{r} - \frac{1}{2} (\mathbf{r}_m^{c+} + \mathbf{r}_m^{c-}) \right), \quad (3.18)$$

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}) = \sum_{m=1}^M \mathbf{H}_m \left(\mathbf{r} - \frac{1}{2} (\mathbf{r}_m^{c+} + \mathbf{r}_m^{c-}) \right). \quad (3.19)$$

La potencia media radiada del campo por unidad de área en cualquier punto \mathbf{r} , es obtenida mediante el vector de Poynting.

$$\mathbf{W}(\mathbf{r}) = \frac{1}{2} \mathbf{Re}[\mathbf{E}(\mathbf{r}) \times \mathbf{H}^*(\mathbf{r})], \quad (3.20)$$

con unidades W/m^2 .

3.4 Algoritmo para dipolo

A continuación se presenta el diagrama de flujo empleado en los algoritmos que calcula la matriz de impedancia, la densidad de corriente, la impedancia de entrada de un dipolo, dipolos y arreglos de microcintas con la ayuda de la herramienta de Matlab. Los algoritmos correspondientes son presentados en la sección de anexos.

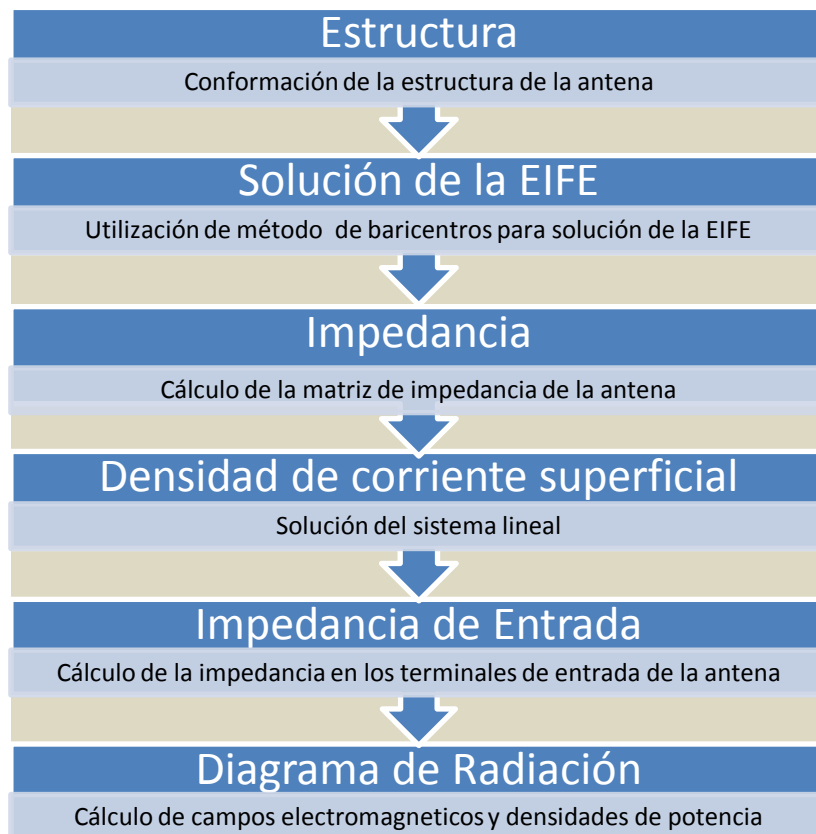


Figura 3-5 Diagrama de flujo para la solución de un dipolo.

3.5 Dipolo de Microcinta

Antes de crear una antena tipo parche o microcinta, es necesario definir la alimentación de la estructura a trabajar, en la sección 1.4.5 se definen varios tipos, de los cuales se utilizará el de alimentación por contacto con acoplamiento coaxial, como el mostrado en la Figura 1-7. Como se menciona en la sección

3.2 este segmento de línea coaxial puede ser representado mediante el modelo de cinta delgada con varios elementos de borde RWG.

Para modelar un parche o una antena de microcinta, es necesario considerar la interacción de tres (3) estructuras simultáneas que representan respectivamente el plano de tierra, la alimentación y el conductor, que son los elementos constitutivo de una estructura de microcinta como se define en la sección 1.4; los cuales son modelados mediante elementos de borde RWG. Para este propósito se define el arreglo EdgeIndicator que identifica a que estructura pertenece el elemento de borde RWG en cuestión. Además, es necesario definir a cuál de las estructuras pertenece el elemento RWG, ya que existe el caso en el cual dos elementos de borde tienen en común el borde l_m , como se aprecia en la Figura 3-6. Las anteriores apreciaciones se encuentran definidas en el código de Matlab elaborado (ver apéndice 1)

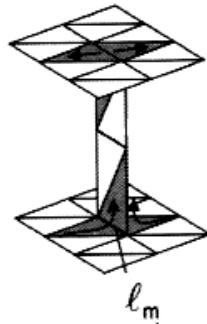


Figura 3-6 Estructuras constitutivas de una microcinta

3.5.1. Modelo dieléctrico de la microcinta.

Para un elemento de microcinta, al cual se le aplica el método de los momentos – MoM para encontrar su solución, se requiere que la formulación de la EFIE se realice considerando la estructura no como una superficie, como es el caso del dipolo elemental, sino como un volumen; en este caso, es necesario encontrar la corriente de polarización \mathbf{J} [A/m^2] del volumen equivalente, la cual se define Garg (2008) y Salman & McCowen (1996) como:

$$\mathbf{J} = j\omega\epsilon(\epsilon_R - 1)\mathbf{E} \quad (3.21)$$

Donde, ε es la permitividad dieléctrica del vacío, ε_R es la permitividad relativa, y \mathbf{E} es el campo eléctrico del segmento triangular. Para aplicar el método RWG, se divide el volumen total del dieléctrico en elementos de volumen triangulares como se observa en la Figura 3-7, se asume que el campo eléctrico dentro de cada elemento de volumen solo tiene una componente vertical; dicha componente vertical es definida por la carga superficial en la parte superior e inferior del parche para cada elemento de volumen como:

$$\mathbf{E} = \begin{cases} \hat{\mathbf{z}} \frac{1}{2\varepsilon} (\rho_s^+ - \rho_s^-) & \text{Entre plano de tierra y el parche (figura 3.7a)} \\ \hat{\mathbf{z}} \frac{1}{2\varepsilon} (\rho_s^+ - 0) & \text{Entre plano de tierra y el vacío (figura 3.7b)} \end{cases} \quad (3.22)$$

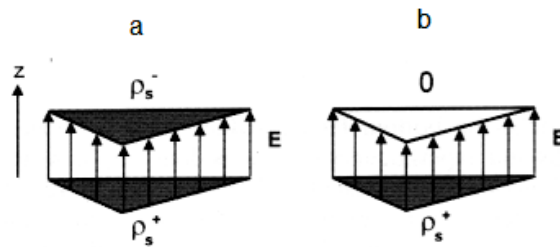


Figura 3-7 Distribución de campo eléctrico cuasi-estática en un sustrato dieléctrico

Donde, ρ_s^\pm es la densidad de carga superficial sobre el metal del plano de tierra y el metal del parche. La Ecuación (3.22) corresponde a la relación cuasi-estática para el capacitor de láminas paralelas. Esas son las densidades de carga para los elementos RWG sobre la superficie del metal.

La ecuación (3.14) del MoM para el dipolo elemental aplicada a un dipolo de microcinta, toma la siguiente forma: (Salman & McCowen, 1996) (T. K., S.M., & Djordjević, 1990)

$$\begin{bmatrix} Z_{SS} & -Z_{DS} \\ Z_{SD} & Z_{DD} - I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_S \\ \mathbf{I}_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{V} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Donde, \mathbf{I}_D es el vector de la corriente de volumen desconocida. Las matrices Z_{DS} y Z_{DD} (matriz de auto-iteración) son obtenidas usando el modelo del dipolo. El subíndice S se refiere al metal y el subíndice D al dieléctrico. El proceso de aplicar el MoM se muestra en el algoritmo presentado en el apéndice 1.

Cabe resaltar, que con dicho algoritmo, se pueden crear además, arreglos lineales uniformes – ULA; los cuales son orientados a lo largo del eje z, el eje del arreglo es x, y en los cuales es posible modificar la distancia de separación d de los dipolos.

Capítulo 4

4. Resultados Experimentales y Análisis

4.1 Introducción.

A continuación, se presenta los resultados obtenidos al aplicar el método de los momentos en el estudio de los efectos causados por elementos parásitos en antenas tipo parche modeladas con la técnica RWG. Inicialmente se realiza una comparación del comportamiento de un dipolo de longitud finita ($L > \lambda/10$) partiendo de sus expresiones analíticas y los resultados obtenidos con la aplicación del método planteado. La anterior comparación determinará el grado de exactitud del método, lo cual permitirá validar los resultados encontrados en el presente capítulo. Adicionalmente, dicha técnica es empleada en el análisis del comportamiento de la impedancia de entrada y el patrón de radiación de un dipolo y arreglos de microcinta en presencia de elementos parásitos, lo cual se considera como un aporte significativo en investigación en esta área, ya que no se conocen estudios referentes al comportamiento del patrón de radiación e impedancia en presencia de elementos parásitos.

4.2 Dipolo de longitud finita

En esta sección, se presenta la comparación de los resultados encontrados al aplicar la solución del dipolo de longitud finita mediante el uso de sus expresiones analíticas, las cuales representan el comportamiento real del mismo, y la solución numérica planteada con el método RWG. Con dicha comparación, se estima el grado de exactitud de la solución propuesta, lo que permitirá dar validez a los resultados encontrados cuando dicho método se utilice en el análisis del comportamiento de los dipolos de microcinta y arreglos en presencia de elementos parásitos.

4.2.1 Resultados obtenidos con expresiones analíticas

Los resultados presentados a continuación, son obtenidos de las expresiones analíticas del dipolo de $\lambda/2$, las cuales son tomadas de (Balanis, 1997), (Cardama & Jofre, 2002) y otros. Las Figura 4-1 y la Figura 4-2 muestran el patrón de radiación de dicho dipolo, estas figuras se obtienen con Matlab, el código es presentado en el anexo B.

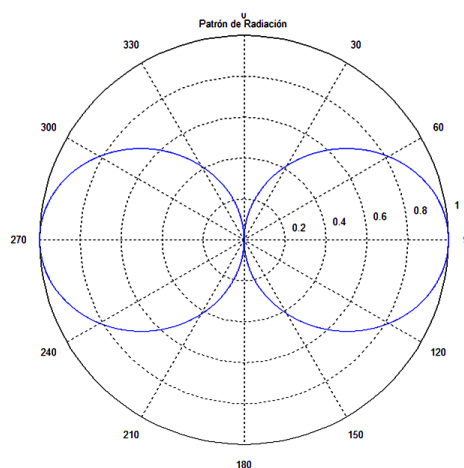


Figura 4-1 Patrón de radiación de dipolo de $\lambda/2$ en 2D en el plano E

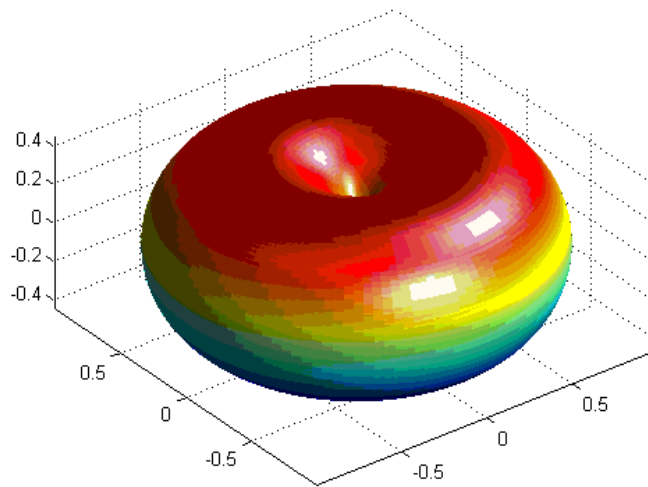


Figura 4-2 Patrón de radiación de dipolo de $\lambda/2$ en 3D

Se tiene, que a partir de la potencia total radiada para un dipolo de $\lambda/2$, en (Cardama & Jofre, 2002) el valor de la resistencia de radiación es de 73 ohm; este valor se toma como referencia para los resultados simulados.

4.2.2 Resultados obtenidos con el método RWG.

Los resultados aquí consignados son obtenidos con Matlab mediante el uso de código mostrado en el anexo B; para lo cual es necesario definir:

- El ancho del dipolo w , el cual se toma de acuerdo a la sección 3,2
- La longitud del mismo y su factor de discretización.
- Frecuencia de inicio y frecuencia de parada.
- El número de pasos de frecuencia a analizar.

Los dos primeros ítems son calculados de acuerdo a la frecuencia de resonancia del dipolo en estudio, en la Figura 4-3, se puede apreciar un dipolo de 0.04 m de ancho, 0.375 m de longitud con un parámetro de discretización de 5.

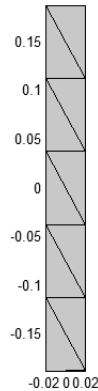


Figura 4-3 Dipolo con metodología RWG

A continuación se presentan los resultados obtenidos para dipolos de diferentes longitudes, a los cuales se le varía algunos parámetros, tales como el ancho w , el número de pasos de frecuencia y el valor de discretización en y . Al variar la longitud del dipolo, su frecuencia de resonancia también varía, se trabaja con dipolos a 400, 900, 2500 y 5000 MHz, por lo tanto, es necesario cambiar su frecuencia de inicio y parada en las diferentes simulaciones.

Los valores consignados en las siguientes tablas, son obtenidos de las gráficas generadas por la simulación correspondiente, de la siguiente forma:

- El valor de frecuencia de resonancia se obtiene del mínimo valor de pérdidas por inserción, como puede verse en la fFigura 4-4.
- La impedancia se toma dependiendo del valor de la frecuencia de resonancia en la figura 4-5.
- La simulación también presenta el patrón de radiación horizontal y vertical, como se observa en la figura 4-6.

Todas las figuras obtenidas de los diferentes procesos de simulación, son consignadas en el anexo C, en donde se pueden confirmar los valores de las tablas correspondientes.

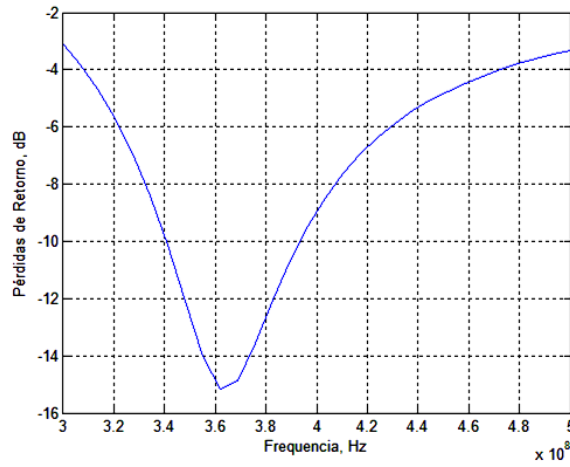


Figura 4-4 Pérdidas de Inserción

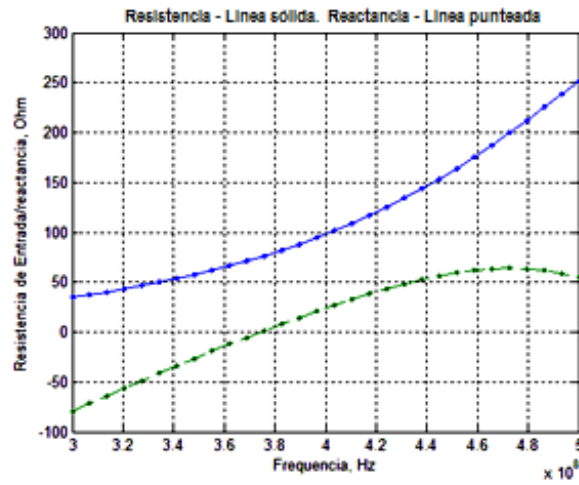


Figura 4-5 Impedancia de Entrada

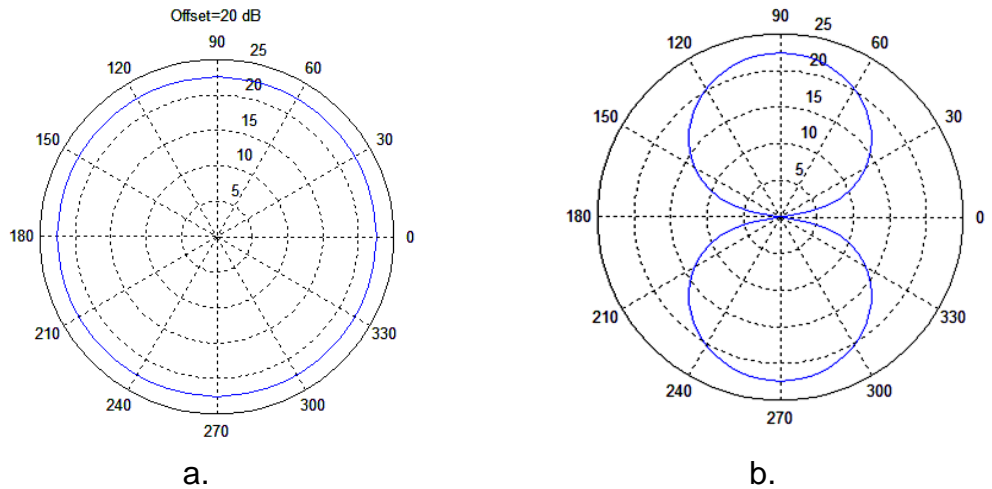


Figura 4-6 Patrón de Radicación en el plano H (a) y plano E(b)

4.2.2.1 Dipolo de 0.375 m de longitud.

La Tabla 4-1 muestra los resultados obtenidos para un dipolo de 0,375m de longitud, tomando un ancho w de 0.04 metros y al considerarlo como un dipolo de $\lambda/2$, su valor de frecuencia de resonancia teórico es 400 MHz; se realiza el análisis en el rango de 300 a 500 MHz. en la simulación.

Simulación	Discretización y	Número de pasos	Resonancia		
			Impedancia Ohm	Perdidas Inserción dB	Frecuencia MHz
1A	5	30	68,6 - 12,04i	-14,62	375,86
2A	5	60	67,6 - 13i	-14,65	374,58
3A	10	30	66.347 - 12,25i	-15,15	362,07
4A	10	60	67,9 - 9,89i	-15,22	364,4
5A	15	30	67,95 - 12,54i	-14,67	362,07
6A	15	60	67,1 - 13,53i	-14,65	361
7A	20	30	69,47 - 9,84	-14,80	362,07
8A	20	60	68,64 -10,9i	-14,83	3,61
9A	30	30	70,69 - 10,18i	-14,41	362,97
10A	30	60	66,85 - 14,2i	-14,54	357,6
11A	50	30	64,2 - 18,96	-13,78	355,17
12A	50	60	66,5 - 17,1i	-14,89	357,6

Tabla 4-1 Variación de parámetros en dipolo de 0,375 m y $w=0,04m$

Las columnas de las tablas presentan información sobre el número de la simulación respectiva, el número de elementos en que se divide el dipolo N_y (discretización en y), la impedancia de entrada, perdidas de inserción y frecuencia de resonancia.

La Tabla 4-2 muestra los resultados obtenidos con un dipolo de igual longitud, al cual se le ha variado el ancho w por un valor de 0,01 m. los demás parámetros se conservan. El cambio realizado en esta simulación, permitirá

observar el comportamiento del dipolo cuando el ancho w del mismo es modificado.

Simulación	Discretización en y	Número de pasos	Resonancia		
			Impedancia Ohm	Perdidas Inserción dB	Frecuencia MHz
1	5	30	72 - 0,4i	-14,96	382,76
2	5	60	67,4 - 11,5i	-15,04	381,3
3	10	30	72-0,4i	-15,08	375,86
4	10	60	70,25 - 5,15i	-15,20	374,5
5	15	30	72 - 0.1i	-14,89	375,86
6	15	60	70,4 - 6,38i	-15,01	374,5
7	20	30	72-0,1i	-14,77	375,86
8	20	60	68,8 - 9,09i	-15,12	371,19
9	30	30	68 - 12i	-14,78	368,97
10	30	60	69,15 - 8,5i	-15,11	371,8
11	50	30	68 -12i	-14,86	368,97
12	50	60	69,6 -7,59i	-15,11	371,15

Tabla 4-2 Variación de parámetros en dipolo de 0,375 m y $w=0,01$ m

4.2.2.2 Dipolo de 0.166 m de longitud.

La Tabla 4-3 muestra los resultados obtenidos para un dipolo de 0,166m de longitud, tomando un ancho w de 0.04 metros y al considerarlo como un dipolo de λ medio, su valor de frecuencia de resonancia teórico es 900 MHz; se realiza el análisis en el rango de 750 a 1050 MHz. en la simulación.

Simulación	Discretización en y	Número de pasos	Resonancia		
			Impedancia Ohm	Perdidas Inserción dB	Frecuencia MHz
13	5	30	64,07 - 19,18 i	-13,73	822,4
14	5	60	64,2 - 19,85i	-13,76	826,2
15	10	30	65,7 - 17,2i	-14,00	801,7

16	10	60	64,45 - 17,92	-14,04	800,8
17	15	30	61,7 - 24,03i	-12,61	791,38
18	15	60	62,19 - 23,99i	-12,59	796
19	20	30	61,1 - 25,8 i	-12,15	791,3
20	20	60	59,94 - 26i	-12,15	790,7
21	30	30	58,68 - 33,6i	-9,82	782,76
22	30	60	60,2 - 33,92i	-9,88	790,5
23	50	30	56,95 - 30,38i	-4,28	772.4
24	50	60	55,4 - 28,81i	-4,01	765,2

Tabla 4-3 Variación de parámetros en dipolo de 0,166 m y $w=0,04m$

La Tabla 4-4 muestra los resultados obtenidos con un dipolo de igual longitud, al cual se le ha variado el ancho w por un valor de 0,01m. los demás parámetros se conservan.

Simulación	Discretización en y	Número de pasos	Resonancia		
			Impedancia Ohm	Perdidas Inserción dB	Frecuencia MHz
25	5	30	69 - 10,45i	-14,79	855.1
26	5	60	66 - 12,48i	-15,20	851,5
27	10	30	66,6 - 6,30 i	-14,82	834,5
28	10	60	77,3 - 7,44i	-15,30	864,4
29	15	30	67,5 - 12,1 i	-14,87	824,1
30	15	60	68,9 - 9,75i	-14,94	831,3
31	20	30	68,7 - 9,1i	-15,14	824,1
32	20	60	66,88 - 12,6i	-15,13	826,2
33	30	30	69,65 - 7,93i	-15,04	824,1
34	30	60	69,5 - 8,39i	-15,05	826,2
35	50	30	70,64 - 7,35i	-14,83	824,1
36	50	60	68,5 - 10,75i	-14,90	821,2

Tabla 4-4 Variación de parámetros en dipolo de 0,166 m y $w=0,01m$

4.2.2.3 Dipolo de 0.0625 m de longitud

La Tabla 4-5 muestra los resultados obtenidos para un dipolo de 0,065m de longitud, tomando un ancho w de 0.04 metros y al considerarlo como un dipolo de λ medio, su valor de frecuencia de resonancia teórico es 2.400 MHz; se realiza el análisis en el rango de 2,1 GHz a 2,45 GHz en la simulación.

Simulación	Discretización en y	Número de pasos	Resonancia		
			Impedancia Ohm	Perdidas Inserción dB	Frecuencia MHz
37	5	30	67,42 - 12,3i	-14,85	2265,3
38	5	60	67,2 - 12,6i	-14,85	2263
39	10	30	68,3 - 8,85i	-15,31	2210,2
40	10	60	68,52 - 8,44i	-15,32	2212
41	15	30	68,7 - 10i	-14,94	2204
42	15	60	68,65 - 10,3i	-14,95	2204
43	20	30	69,2 - 8,25i	-15,13	2198
44	20	60	65,89 - 14,4i	-15,13	2170
45	30	30	68,7 - 9,77i	-15,03	2186
46	30	60	68,9 - 9,3i	-15,03	2187,9
47	50	30	69,5 - 9,35i	-14,86	2180
48	50	60	69,03 - 10,15i	-14,86	2181

Tabla 4-5 Variación de parámetros en dipolo de 0,0625m y $w=0,04$ m

La Tabla 4-6 muestra los resultados obtenidos con un dipolo de igual longitud, al cual se le ha variado el ancho w por un valor de 0,01 m. los demás parámetros se conservan.

Simulación	Discretización en y	Número de pasos	Resonancia		
			Impedancia Ohm	Perdidas Inserción dB	Frecuencia MHz
49	5	30	65,82 - 12,9i	-15,12	2284
50	5	60	66 - 12,75i	-15,12	2284,9
51	10	30	69,74 - 6,9i	-15,17	2247
52	10	60	69,9 - 6,48i	-15,17	2248
53	15	30	69,8 - 7,7i	-15,05	2253

54	15	60	70 - 7,28i	-15,04	2253
55	20	30	69,8 - 6,55i	-15,16	2247
56	20	60	70 - 6,2i	-15,17	2248
57	30	30	70,52 - 4,9i	-15,14	2253
58	30	60	70,3 - 5,4i	-15,14	2251
59	50	30	70,6 - 4,76i	-15,12	2253
60	50	60	70,45 - 5,28i	-15,12	2251,5

Tabla 4-6 Variación de parámetros en dipolo de 0,0625m y w=0,01m

4.2.2.4 Dipolo de 0.03m de longitud

La Tabla 4-7 muestra los resultados obtenidos para un dipolo de 0,03m de longitud, tomando un ancho w de 0.04 metros y al considerarlo como un dipolo de $\lambda/2$, su valor de frecuencia de resonancia teórico es 5 GHz; se realiza el análisis en el rango de 4,3 GHz a 5,1 GHz en la simulación.

Simulación	Discretización en y	Número de pasos	Resonancia		
			Impedancia Ohm	Perdidas Inserción dB	Frecuencia MHz
61	5	30	66,8 - 13,93i	-14,62	4657
62	5	60	66,48 - 14,23i	-14,62	4651
63	10	30	66,4 - 11,19i	-15,10	4524
64	10	60	67,33 - 11,35i	-15,10	4522
65	15	30	61 - 20,72i	-14,41	4439
66	15	60	67,3 - 14,35i	-14,41	4492
67	20	30	67 - 14,11i	-14,54	4463
68	20	60	67,2 - 13,9i	-14,54	4466
69	30	30	66,8 - 16,27i	-14,04	4453
70	30	60	66,42 - 16,7i	-14,04	4451
71	50	30	63,8 - 23,03i	-12,71	4453,1
72	50	60	64,08 - 22,9i	-12,71	4456

Tabla 4-7 Variación de parámetros en dipolo de 0,03m y w=0,04m

La Tabla 4-8 muestra los resultados obtenidos con un dipolo de igual longitud, al cual se le ha variado el ancho w por un valor de 0,01 m. los demás parámetros se conservan.

Simulación	Discretización en y	Número de pasos	Resonancia		
			Impedancia Ohm	Perdidas Inserción dB	Frecuencia MHz
73	5	30	66,5 - 12,65i	-15,01	4745
74	5	60	66,68 - 12,47i	-15,01	4747
75	10	30	69,59 - 6,52i	-15,26	4663
76	10	60	69,25 - 7,31i	-15,27	4656
77	15	30	69,35 - 8,48i	-15,06	4653
78	15	60	69,55 - 8,05i	-15,06	4656
79	20	30	69,72 - 6,78i	-15,19	4643
80	20	60	69,63 - 6,97i	-15,19	4641
81	30	30	71,4 - 3,08i	-15,15	4663
82	30	60	56,6 - 7,31i	-15,15	4631
83	50	30	69,72 - 7,38	-15,11	4622
84	50	60	69,07 - 8,89i	-15,11	4612

Tabla 4-8 Variación de parámetros en dipolo de 0,03m y $w=0,01$ m

4.3 Arreglos de dipolos de microcinta RWG.

A continuación se presenta los resultados obtenidos para diferentes arreglos de dipolos de microcinta con el método RWG. Su configuración geométrica será lineal, con una distancia constante entre los elementos, con igual amplitud de excitación para cada elemento y sin cambio de fase. Lo anterior corresponde a la clase de arreglos de antenas lineales uniformes – *ULA*, como se menciona en la sección 1.5.2; específicamente se trabajaran con arreglos *Broadside*, definidos en la sección 1.5.3.

Adicional a la sección 4.2, es necesario determinar algunos parámetros para simular un dipolo de microcinta con el método RWG; estos son:

- Longitud del plano de tierra(a lo largo del eje x) L .
- Ancho del plano de tierra(a lo largo del eje y) W .
- Parámetro de discretización (longitud) N_x .
- Parámetro de discretización (Ancho) N_y .
- Frecuencia de inicio y frecuencia de parada.
- El número de pasos de frecuencia a analizar.
- Separación entre plano de tierra y conductor h .
- Permitividad dieléctrica del sustrato.

Algunos de los parámetros mencionados, son mostrados en la fFigura 4-7.

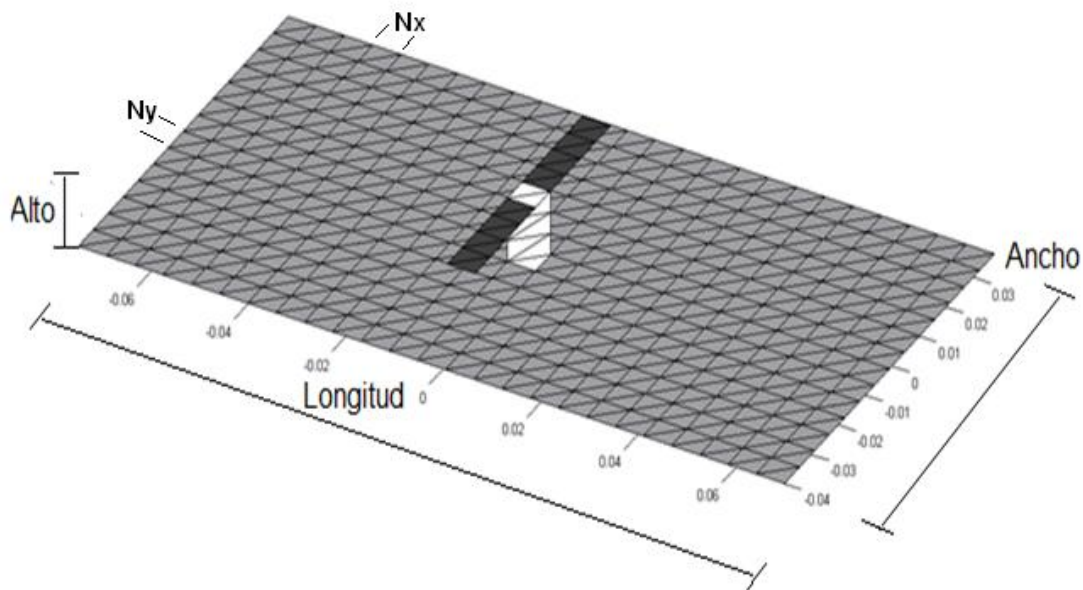


Figura 4-7 Segmentación usando modelo RWG

Los cálculos de estos valores son explicados en el anexo A.

Este estudio inicia con un dipolo de microcinta ubicado en el origen de las coordenada X y Y , luego se van adicionando dipolos a la derecha y la izquierda del dipolo origen, este procedimiento se muestra en la figura 4-8. Los resultados de cada arreglo se consignan en la Tabla 4-9, en donde se especifican los datos de pérdidas de inserción, impedancia de entrada, etc. También, en cada configuración se obtiene el patrón de radiación

correspondiente, los cuales son consignados en el anexo C con su respectivo número de simulación.

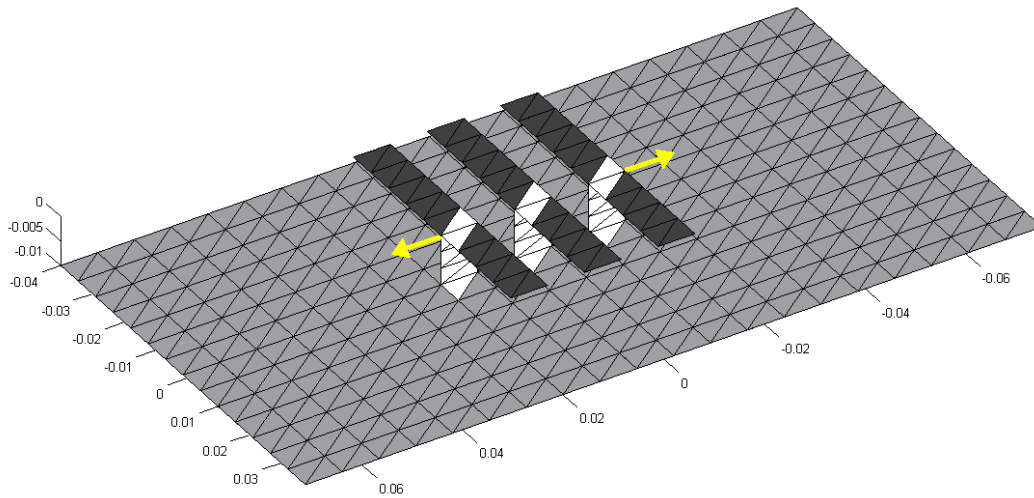


Figura 4-8 Construcción de arreglos

Parámetros para la simulación con el método RWG para arreglos:

- Longitud del plano de tierra $L=0,15$ m
- Ancho del plano de tierra $W=0,08$ m
- Longitud del dipolo $L_d=0,0073$ m
- Ancho del dipolo $W_d=0,05$ m
- Parámetro de discretización $N_x=20,5$
- Parámetro de discretización $N_y=14,4$
- Frecuencia de inicio y frecuencia de parada= 2GHz – 5 GHz.
- El número de pasos de frecuencia a analizar = 30
- Separación entre plano de tierra y conductor $h=0,01$ m
- Permitividad dieléctrica del sustrato=1

Simulación	Nro de elementos	ARREGLO		Resonancia		
		Izquier Da	Dere cha	Impedancia	Perdidas Inserción dB	Frecuen cia GHz
91	1	0	0	45 + 27i	-11,2	2,650
92	2	0	1	32,8+19,18i	-10,4	2,510
93	2	1	0	32,5 + 19i	-10,38	2,510
94	3	1	1	73,6 +34,5i	-9,58	3,340
95	4	1	2	67,07+5,51i	-16,3	3,480

96	4	2	1	68,6 + 6,18i	-15,62	3,480
97	5	2	2	53 + 2,23i	-28,76	3,482

Tabla 4-9 Datos obtenidos para arreglos de dipolos RWG

En la tabla, el campo número de elementos, presenta la información de la cantidad de dipolos de microcinta (activo y parásitos) que conforman el arreglo; el campo de arreglo informa sobre el número de elementos parásitos que se ubican a la izquierda o derecha del dipolo de microcinta, la demás campo presentan los datos obtenida de las simulación respectivas.

4.4 Arreglos de dipolos de microcinta y elementos parásitos RWG

En esta sección se consignan los resultados obtenidos para diferentes tipos de arreglos en presencia de elementos parásitos. La metodología para la construcción de los arreglos es igual a la usada en la sección precedente; los elementos parásitos se van ubicando a lado y lado del arreglo, como muestra la figura 4-9, y se desplazan a la derecha o la izquierda de acuerdo al caso en estudio. En la Tabla 4-10 se presentan los datos obtenidos para cada caso de simulación, en la cual, se muestra inicialmente los datos del efecto causado por elementos parásitos en un dipolo de microcinta (simulación 98-106), luego sobre arreglos de diferente número de elementos y ubicación.

Los parámetros usados en esta simulación son:

- Longitud del plano de tierra $L= 0,15$ m
- Ancho del plano de tierra $W=0,08$ m
- Longitud del dipolo $L_d= 0,0058$ m
- Ancho del dipolo $W_d= 0.05$ m
- Parámetro de discretización $N_x= 25,5$
- Parámetro de discretización $N_y=14,4$
- Frecuencia de inicio y frecuencia de parada= 2GHz – 5 GHz.
- El número de pasos de frecuencia a analizar = 30
- Separación entre plano de tierra y conductor $h= 0.01$ m
- Permitividad dieléctrica del sustrato=1

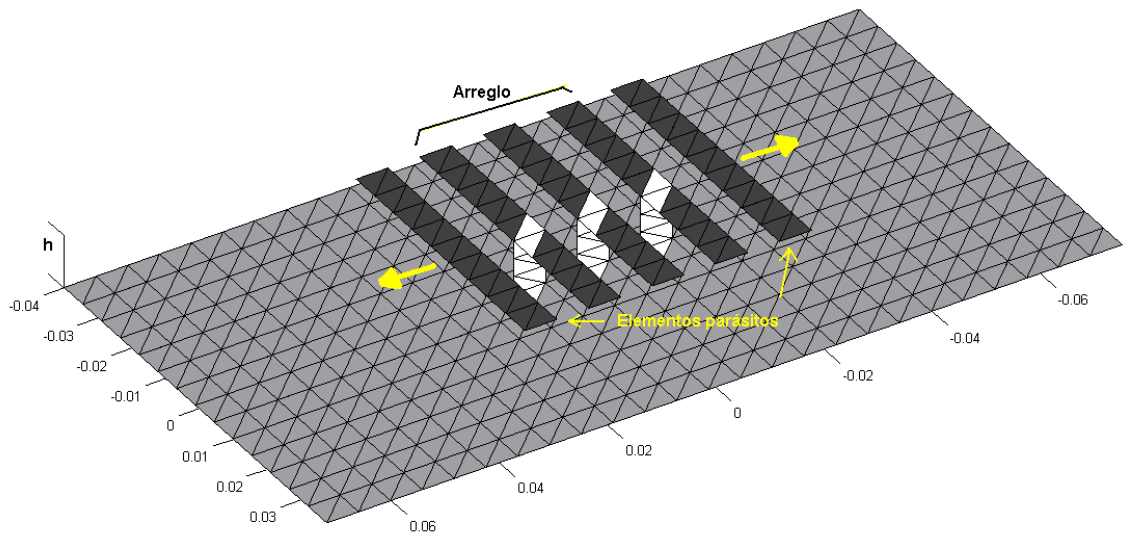


Figura 4-9 Arreglos RWG y ubicación de elementos parásitos

SIMULACION	ARREGLO		ELEMENTO PARASITO			Resonancia		
	Izquierda	Derecha	Separación	Izquierda	Derecha	Impedancia	Inserción dB	Frecuencia GHz
98	0	0	0	0	0	63,9 + 32,8i	-10,45	2,6500
99	0	0	0,0058	0	1	24,3 + 42i	-4,77	2,7930
100	0	0	0,0116	0	1	25 + 50i	-4,123	2,7930
101	0	0	0,0174	0	1	127 + 32,7i	-6,65	2,6550
102	0	0	0,0232	0	1	83,2 + 10,3i	-11,68	2,6550
103	0	0	0,029	0	1	66,6 + 17,11i	-13,87	2,6550
104	0	0	0,0406	0	1	61,2 + 23,46 i	-12,81	2,6550
105	0	0	0,0464	0	1	61 + 32,7 i	-10,5	2,6550
106	0	0	0,0464	1	0	61 + 32,7i	-10,5	2,6550
107	1	1	0	0	0	23,64 + 13,2i	-8	2,5170
108	1	1	0,0058	0	1	21,8 + 14,8i	-7,25	2,6400
109	1	1	0,0116	0	1	22,4 + 16,49i	-7,29	2,5140
110	1	1	0,0174	0	1	23,9 + 15,84i	-7,87	2,5170
111	1	1	0,0232	0	1	24,6 + 14,78i	-8,29	2,5172
112	1	1	0,0348	0	1	24,5 + 13,26i	-8,40	2,5170
113	1	1	0,0464	0	1	23,86 + 12,93i	-8,2	2,5172
114	1	1	0,0522	0	1	23,68 + 12,98i	-8,12	2,5172
115	1	1	0	0	0	23,64 + 13,2i	-8	2,5170

116	1	1	0,0058	1	1	26,15 + 23,58i	-6,45	2,655
117	1	1	0,0116	1	1	37,1 + 17,25i	-13,3	2,6550
118	1	1	0,0174	1	1	23,13 + 17,50i	-7,4	2,5172
119	1	1	0,0232	1	1	24,9 + 16,45i	-8,14	2,5172
120	1	1	0,029	1	1	25,66 + 14,86i	-8,64	2,5172
121	1	1	0,0348	1	1	25,41 + 13,5i	-8,72	2,5172
122	1	1	0,0464	1	1	24,1 + 12,6i	-8,328	2,5172
123	1	1	0,0522	1	1	23,66 + 12,74i	-8,148	2,5172
124	1	1	0	0	0	23,64 + 13,2i	-8	2,5170
125	1	1	0,0058	1	0	21,67 + 15,19i	-7,15	2,6550
126	1	1	0,0174	1	0	23,88 + 15,8i	-7,87	2,5172
127	1	1	0,029	1	0	24,7 + 13,84i	-8,42	2,5172
128	1	1	0,0348	1	0	24,47 + 13,26i	-8,39	2,5172
129	1	1	0,0522	1	0	23,65 + 12,98i	-8,11	2,5172
130	2	2	0	0	0	64,72 + 9,45i	-16,36	3,4820
131	2	2	0,0058	0	1	64,9 + 9,17i	-16,37	3,4828
132	2	2	0,0174	0	1	64,71 + 9,29i	-16,409	3,4828
133	2	2	0,029	0	1	64,67 + 9,41i	-16,387	3,4827
134	2	2	0,0058	1	0	64,9 + 9,13i	-16,37	3,4828
135	2	2	0,0174	1	0	64,71 + 9,32i	-16,401	3,4828
136	2	2	0,029	1	0	64,67 + 9,41i	-16,389	3,4828
137	2	2	0,0058	1	1	65,1 + 8,83 i	-16,38	3,4828
138	2	2	0,0174	1	1	64,69 + 9,20i	-16,439	3,4828
139	2	2	0,029	1	1	64,62 + 9,37i	-16,416	3,4828

Tabla 4-10 Dipolo y arreglos en presencia de elementos parásitos

En la tabla, la columna de arreglo, presenta la información del número de dipolos de microcinta activos a derecha y/o izquierda de un dipolo central que conforman el arreglo. La columna elemento parásito, presenta la información de la separación en milímetros de los elementos parásitos ubicados a derecha o izquierda del arreglo.

4.5 Análisis de resultados.

En esta sección se presenta el análisis de los diferentes resultados obtenidos en las secciones anteriores. Dicho análisis, se realizará con respecto a la impedancia de entrada de los datos consignados en las diferentes tablas y de los gráficos correspondientes al patrón de radiación obtenido en las diferentes situaciones de simulación como se plantea en el objetivo general del proyecto.

Inicialmente, se calcula el error relativo de un dipolo simulado mediante la técnica RWG, al igual que la varianza y la desviación estándar de los datos.

4.5.1 Dipolo

Teóricamente se conoce que la resistencia de radiación de un dipolo de $\lambda/2$ es de 73 ohmios (Cardama & Jofre, 2002) (Balanis, 1997). El error relativo se obtiene para la resistencia de radiación y la frecuencia de resonancia, ya que se conocen sus valores teóricos para la antena estudiada.

De los datos consignados en las tablas 4-1 a 4-8, se puede observar en la figura 4-10 que un valor alto de discretización de los elementos que conforman el dipolo, no implica necesariamente que se obtengan mejores resultados, por el contrario se puede observar que para valores bajos de discretización se obtienen valores más cercanos al valor teórico de la impedancia de radiación de un dipolo de $\lambda/2$ (73 Ohm).

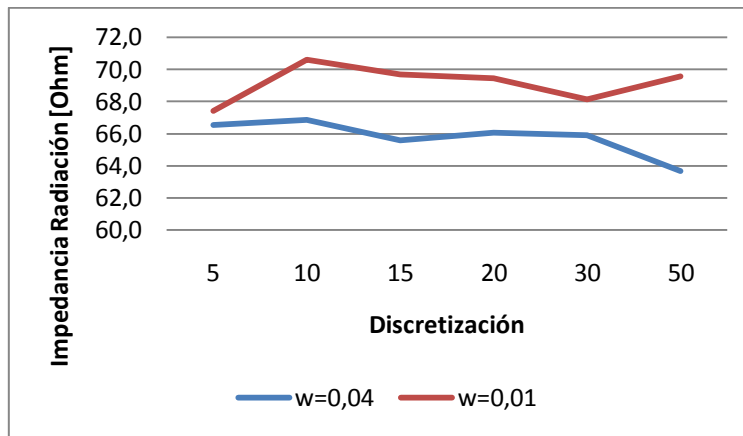


Figura 4-10 Análisis de la variación del valor de discretización y ancho w del dipolo

A continuación se obtienen algunos valores estadísticos, tales como: la media aritmética y la desviación estándar de los datos obtenidos en las tablas 4-1 a 4-8, lo cual permitirá calcular el error relativo en los datos obtenidos.

La Tabla 4-11 se obtiene a partir de la Tabla 4-1

Simulaciones		Impedancia				Frecuencia	
		Parte Real	Error Relativo	Parte Imaginaria	Pérdidas de inserción	Obtenida	Error relativo
30 pasos	Media Aritmética	67,88	7,02	-12,64	-14,57	363,37	9,16
	Desviación estándar	2,32	3,17	3,30	0,46	6,76	1,69
60 pasos	Media Aritmética	67,45	7,61	-13,10	-14,80	362,70	9,33
	Desviación estándar	0,78	1,07	2,55	0,24	6,35	1,59

Tabla 4-11 Análisis del dipolo de 0,357m y $w=0,04m$

La Tabla 4-12 se obtiene a partir de la Tabla 4-2.

Simulaciones		Impedancia				Frecuencia	
		Parte Real	Error Relativo	Parte Imaginaria	Pérdidas de inserción	Obtenida	Error relativo
30 pasos	Media Aritmética	70,67	3,20	3,83	-14,89	374,71	6,32
	Desviación	2,07	2,83	6,33	0,12	5,19	1,30

	estándar						
60 pasos	Media Aritmética	69,27	5,11	-8,04	-15,10	374,07	6,48
	Desviación estándar	1,10	1,51	2,22	0,07	3,86	0,97

Tabla 4-12 Análisis del dipolo de 0,357m y $w=0,01m$

La Tabla 4-13 se obtiene a partir de la Tabla 4-3

Simulaciones		Impedancia				Frecuencia	
		Parte Real	Error Relativo	Parte Imaginaria	Pérdidas de inserción	Obtenida	Error relativo
30 pasos	Media Aritmética	61,37	15,94	-25,03	-11,10	793,66	11,82
	Desviación estándar	3,26	4,46	6,31	3,66	17,16	1,91
60 pasos	Media Aritmética	61,06	16,35	-25,08	-11,07	794,90	11,68
	Desviación estándar	3,37	4,61	5,88	3,76	19,67	2,19

Tabla 4-13 Análisis del dipolo de 0,166 m y $w=0,04m$

La Tabla 4-14 se obtiene a partir de la Tabla 4-4

Simulaciones		Impedancia				Frecuencia	
		Parte Real	Error Relativo	Parte Imaginaria	Pérdidas de inserción	Obtenida	Error relativo
30 pasos	Media Aritmética	68,68	5,92	-8,87	-14,92	831,00	7,67
	Desviación estándar	1,46	1,99	2,13	0,14	12,52	1,39
60 pasos	Media Aritmética	69,51	6,74	-10,24	-15,09	836,80	7,02
	Desviación estándar	4,03	1,84	2,11	0,15	17,18	1,91

Tabla 4-14 Análisis del dipolo de 0,166 m y $w=0,01m$

La Tabla 4-15 se obtiene a partir de la Tabla 4-5

Simulaciones		Impedancia				Frecuencia	
		Parte Real	Error Relativo	Parte Imaginaria	Pérdidas de inserción	Obtenida	Error relativo

			o	a			
30 pasos	Media Aritmética	68,64	5,98	-9,75	-15,02	2207,25	8,03
	Desviación estándar	0,73	1,00	1,40	0,18	30,56	1,27
60 pasos	Media Aritmética	68,03	6,81	-10,87	-15,02	2202,98	8,21
	Desviación estándar	1,24	1,69	2,22	0,18	33,11	1,38

Tabla 4-15 Análisis del dipolo de 0,0625m y $w=0,04m$

La Tabla 4-16 se obtiene a partir de la Tabla 4-6

Simulaciones		Impedancia				Frecuencia	
		Parte Real	Error Relativo	Parte Imaginaria	Pérdidas de inserción	Obtenida	Error relativo
30 pasos	Media Aritmética	69,38	4,96	-7,29	-15,13	2256,17	5,99
	Desviación estándar	1,79	2,45	2,98	0,04	13,95	0,58
60 pasos	Media Aritmética	69,44	4,87	-7,23	-15,13	2256,07	6,00
	Desviación estándar	1,70	2,33	2,80	0,05	14,26	0,59

Tabla 4-16 Análisis del dipolo de 0,0625m y $w=0,01m$

La Tabla 4-17 se obtiene a partir de la Tabla 4-7

Simulaciones		Impedancia				Frecuencia	
		Parte Real	Error Relativo	Parte Imaginaria	Pérdidas de inserción	Obtenida	Error relativo
30 pasos	Media Aritmética	65,30	10,55	-16,54	-14,24	4498,18	10,04
	Desviación estándar	2,42	3,32	4,49	0,82	83,31	1,67
60 pasos	Media Aritmética	66,47	8,95	-15,57	-14,24	4506,33	9,87
	Desviación estándar	1,24	1,70	3,97	0,82	75,63	1,51

Tabla 4-17 Análisis del dipolo de 0,03m y $w=0,04m$

La Tabla 4-18 se obtiene a partir de la Tabla 4-8.

Simulaciones		Impedancia				Frecuencia	
		Parte Real	Error Relativo	Parte Imaginaria	Pérdidas de inserción	Obtenida	Error relativo
30 pasos	Media Aritmética	69,38	4,96	-7,48	-15,13	4664,83	6,70
	Desviación estándar	1,59	2,18	3,11	0,09	42,15	0,84
60 pasos	Media Aritmética	68,36	6,35	-8,50	-15,13	4657,17	6,86
	Desviación estándar	1,59	2,18	2,06	0,09	47,03	0,94

Tabla 4-18 Análisis del dipolo de 0,03m y $w=0,01m$

4.5.1.1 Análisis de la Impedancia

Las figuras 4-11 y 4-12 presentan en forma gráfica el resumen del comportamiento encontrado en las tablas anteriores para la impedancia de radiación al variar el ancho w de la cinta y el número de pasos de simulación.

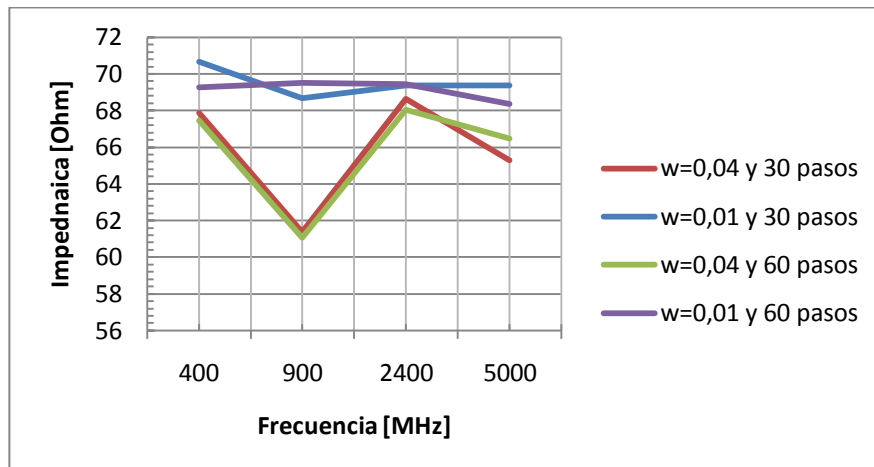


Figura 4-11 Comportamiento de la parte real de la impedancia frente al ancho w de la cinta y el número de pasos de simulación

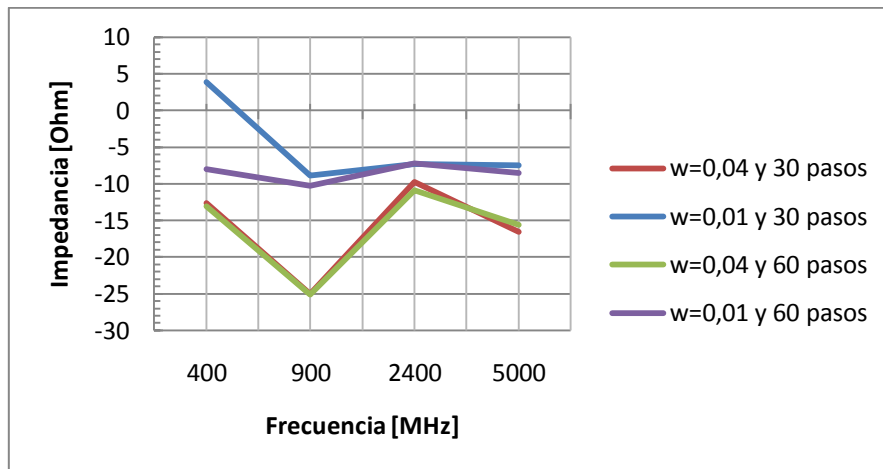


Figura 4-12 Comportamiento de la parte imaginaria de la impedancia frente al ancho w de la cinta y el número de pasos de simulación.

La figura 4-13 muestra para la impedancia de radiación los valores de error relativo calculados, como se puede apreciar, para 30 pasos de simulación, el promedio de error relativo es mucho más bajo, 4,76 comparado con 5,77; por lo tanto, las simulaciones con estos parámetros arrojan datos más confiables.

La figura 4-14 muestra la desviación estándar de los datos encontrados para la impedancia de radiación a diferentes frecuencias al variar el ancho w y el número de pasos de simulación.

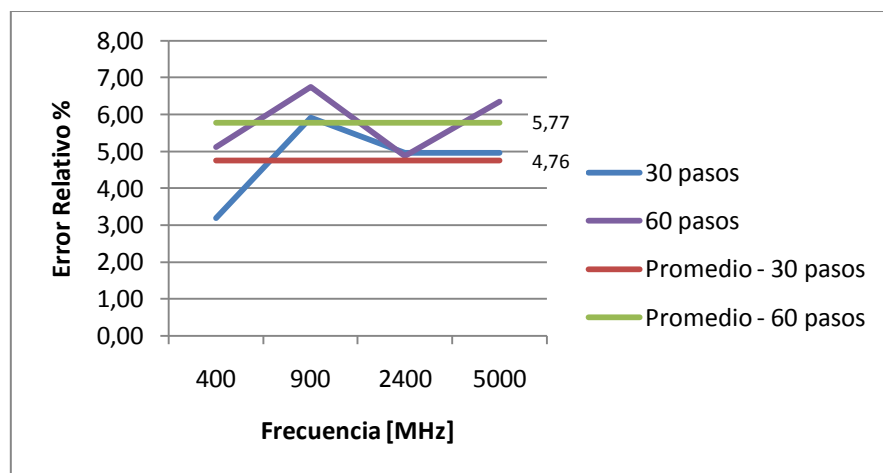


Figura 4-13 Análisis del error relativo en la impedancia de radiación

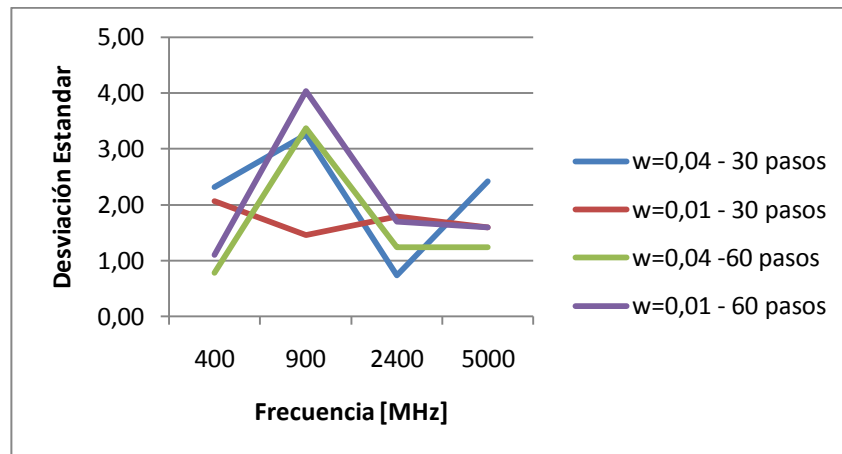


Figura 4-14 Desviación estándar vrs. variación de w y número de pasos

Con respecto a la parte imaginaria de la impedancia, la figura 4-15 muestra su comportamiento al variar la frecuencia, el ancho y número de pasos

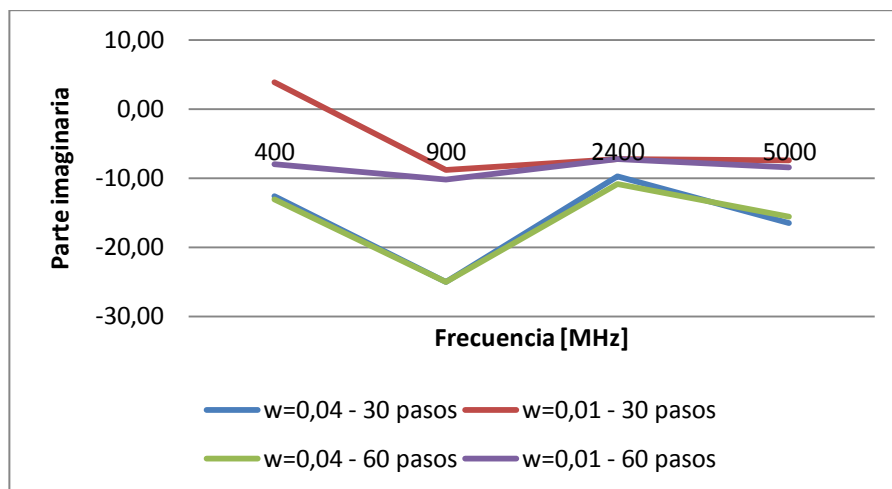


Figura 4-15 Parte compleja de la impedancia ante la variación de w y número de pasos

4.5.1.2 Análisis de frecuencia

La figura 4-16 muestra el error relativo de los datos para diferentes valores de frecuencia, cuando se varía el ancho w y el número de pasos.

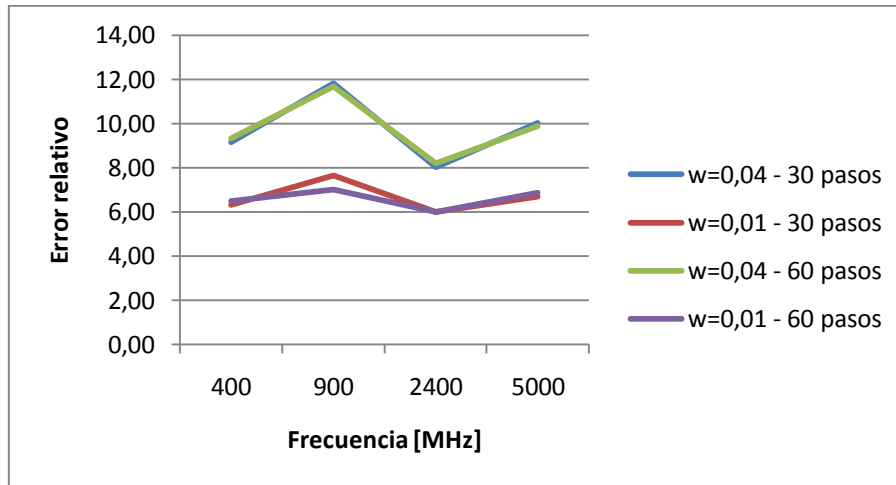


Figura 4-16 Análisis de error relativo a diferentes frecuencias, w y número de pasos.

De acuerdo a los datos encontrados en las gráficas anteriores, se puede deducir que el modelo RWG es altamente aceptable en la simulación de dipolos finitos; debido a que el error relativo estimado para el cálculo de la impedancia de radiación es del 4,77% y para la frecuencia de resonancia es del 6,63%, con 30 pasos de simulación, lo cual indica que la confiabilidad de los resultados tanto para la impedancia como para la frecuencia es superior al 93%.

4.5.1.3 Análisis del patrón de radiación

De la inspección visual del patrón de radiación mostrado en la figura 4-6 y en el anexo C y de los patrones obtenidos con el método analítico mostrados en las figuras 4-1 y 4-2, se puede deducir que el método es altamente efectivo, debido a que dichos patrones son claramente similares.

Los resultados anteriores comprueban que el comportamiento de un dipolo finito puede ser modelado mediante el MoM utilizando la técnica RWG, con una exactitud confiable.

4.5.2 Arreglos de microcintas.

A continuación se realiza el análisis de los datos consignados en la Tabla 4-9 de la sección 4,3. Inicialmente se ubica el origen un dipolo de microcinta, cuyas dimensiones se calculan para una frecuencia 2,4 GHz, posteriormente, se van adicionando elementos activos a lado y lado del dipolo origen, conformando el arreglo deseado.

Independiente del valor de los parámetros en estudio, de dicha tabla, se puede observar la presencia de un eje de simetría con respecto al elemento ubicado en el origen, donde el valor de los parámetros para un elemento ubicado a la derecha presenta una variación similar de sus parámetros cuando se ubica a igual distancia al lado izquierdo del mismo. Este resultado permite reducir considerablemente el número de simulaciones. Dicho comportamiento se evidencia para la impedancia de entrada, la frecuencia y las pérdidas de inserción en las figuras 4-17 y 4-18.

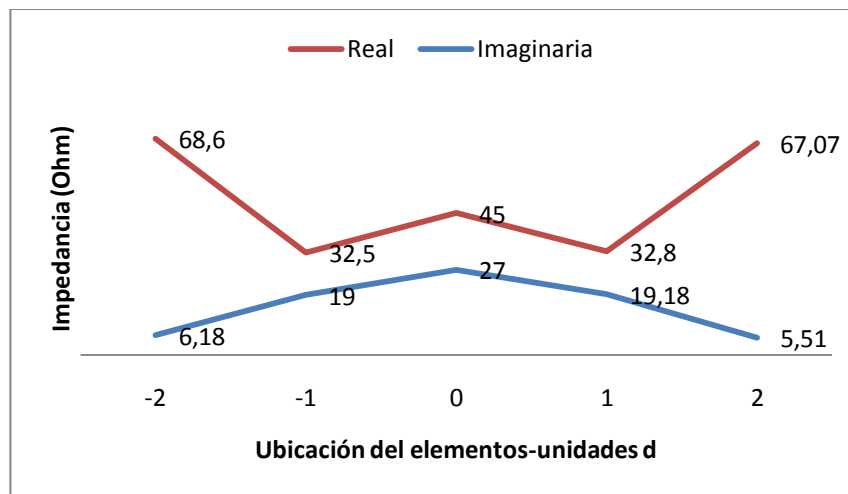


Figura 4-17 Impedancia de entrada del sistema radiante

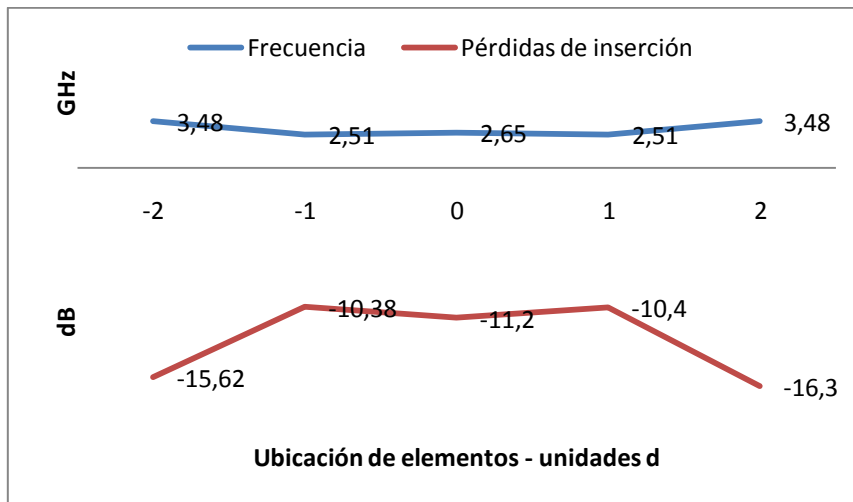
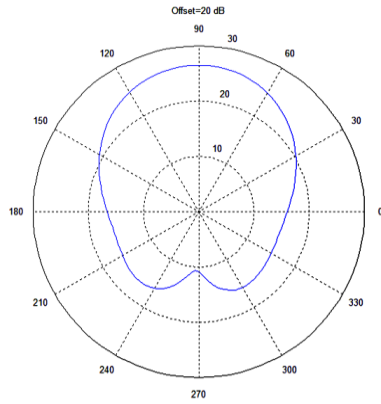
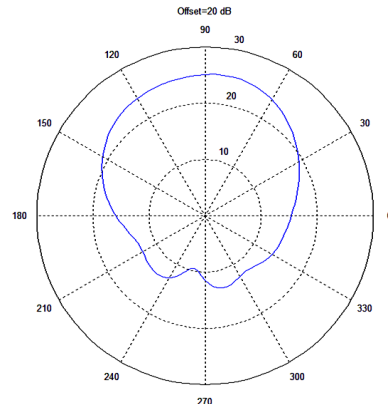


Figura 4-18 Frecuencia y pérdidas de inserción del sistema radiante

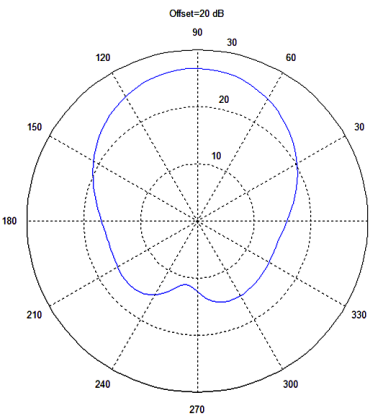
Con respecto al patrón de radiación, se escoge para el análisis el patrón horizontal, el comportamiento se puede apreciar en las gráficas de la figura 4.19 obtenidas de la simulaciones 91 a 97. Se puede apreciar en dichas gráficas, que el hecho de colocar elementos activos a lado y lado del dipolo de referencia (arreglos hasta de 5 elementos), no representa una variación significativa al patrón de radiación original.



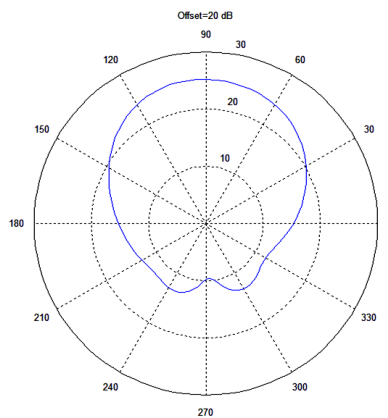
Simulación 91



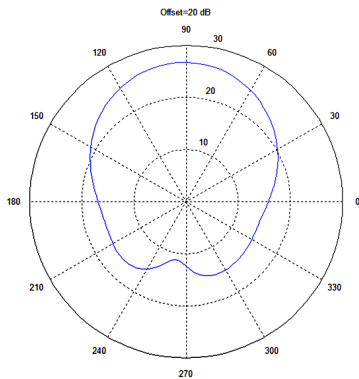
Simulación 95



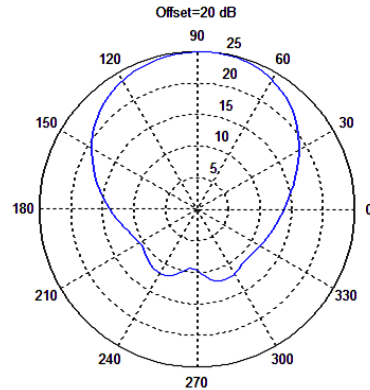
Simulación 92



Simulación 96



Simulación 93



Simulación 97

Figura 4-19 Patrón de radiación de diferentes arreglos

4.5.3 Efectos de la presencia de parásitos en dipolos y arreglos de microcinta.

A continuación se presenta el análisis de los resultados consignado en la Tabla 4-10. Inicialmente se realiza el análisis del efecto de la impedancia y el patrón de radiación en un dipolo en presencia de elementos parásitos, lo cual corresponde a las simulaciones 98 a 106; luego se realiza el análisis para un arreglo de tres elementos, para el cual se ubica el elemento parásito a la derecha y luego a la izquierda; posteriormente se utiliza un arreglo de 5 elementos. Los resultados son consignados en las simulaciones 107 a 139.

4.5.3.1 Efectos causados al dipolo de microcinta.

4.5.3.1.1 Impedancia

Con respecto a este parámetro, la figura 4-20 muestra el comportamiento de la impedancia cuando un elemento parásito se mueve a la izquierda o a la derecha del dipolo de microcinta en pasos de 5.58 mm, como se documenta en la Tabla 4-10.

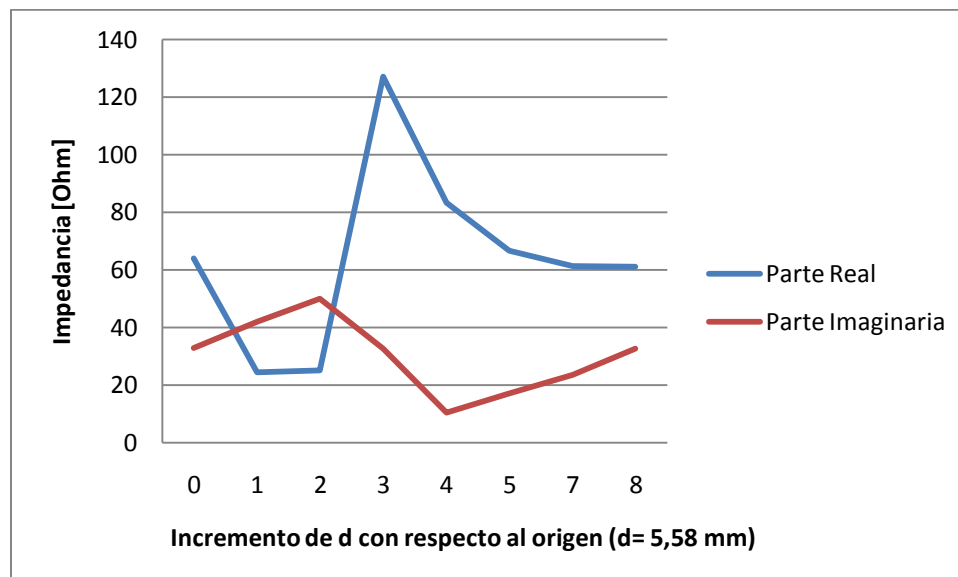


Figura 4-20 Efecto en la impedancia causado por un elemento parásito en un dipolo de microcinta.

La figura 4-21 muestra para un dipolo de microcinta el comportamiento de la impedancia de entrada cuando se realiza un barrido de frecuencia entre 1 y 5 GHz, las dimensiones del dipolo permite que éste resuene a 2,4 GHz; se puede apreciar que dicho comportamiento es similar al valor de la impedancia mostrado en la figura 4-20. Con base en lo anterior, se puede afirmar que para la impedancia de entrada de un dipolo de microcinta, existe una relación entre la frecuencia y la ubicación de un elemento parásito (frecuencia – espacio), con dicho comportamiento cabe la posibilidad de determinar la ubicación de un elemento parásito que permita obtener un valor particular en la impedancia de entrada de dicho elemento, la aplicación inmediata de estos resultados apunta a la adaptación de la impedancia de entrada de un elemento radiante, condición necesaria para alcanzar la máxima transferencia de potencia entre el sistema transmisor y el elemento radiante de un sistema de telecomunicaciones.

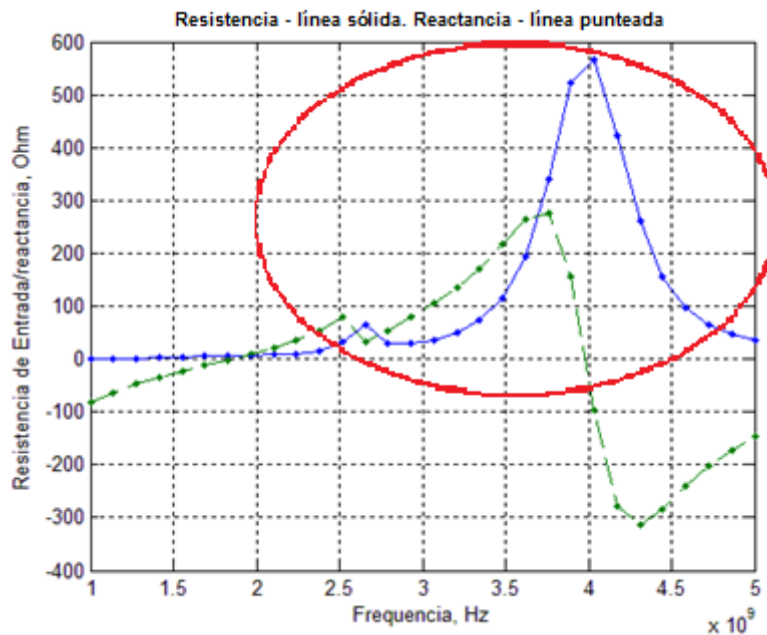
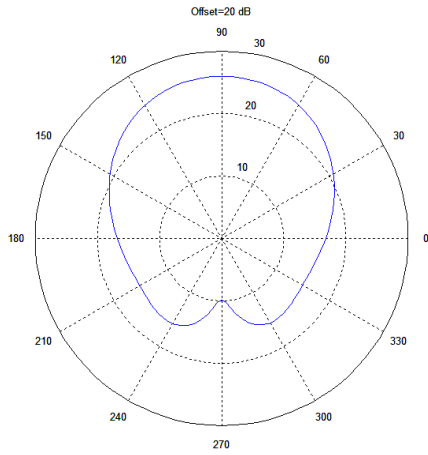


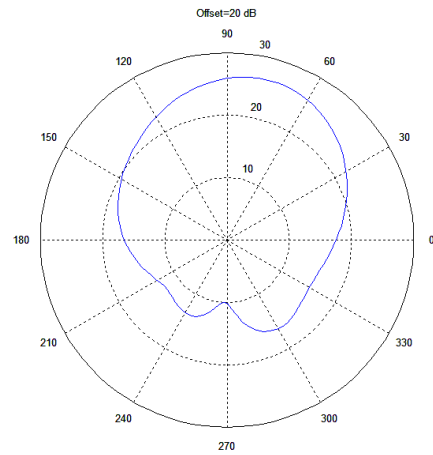
Figura 4-21 Impedancia obtenida con la técnica RWG para un dipolo de microcinta (simulación 98)

4.5.3.1.2 Patrón de radiación

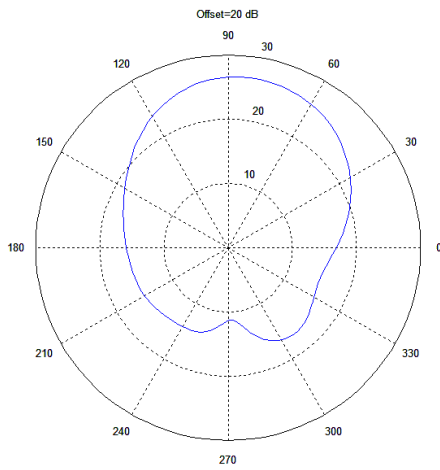
A continuación se analiza el efecto causado en el patrón de radiación cuando un dipolo es sometido a la presencia de un elemento parásito al cual se le varía su ubicación en pasos de d ($d= 5,58$ mm), el cual se puede apreciar en la figura 4-22.



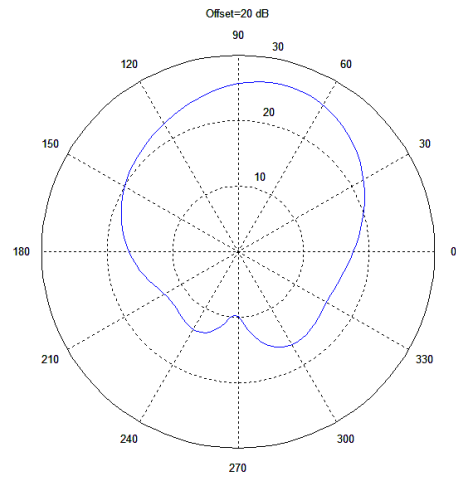
Simulación 98



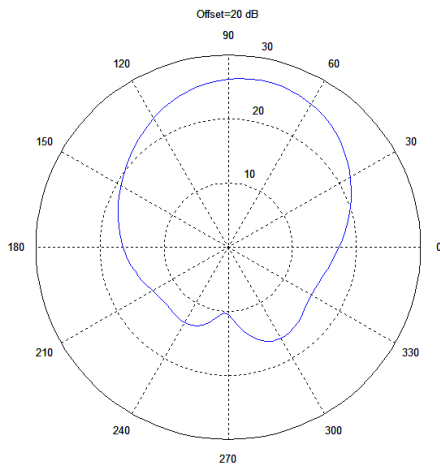
Simulación 101



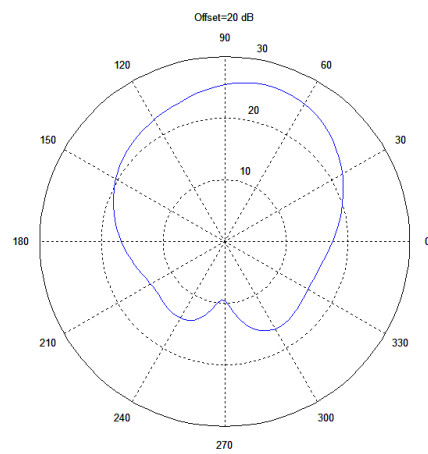
Simulación 99



Simulación 102



Simulación 100



Simulación 103

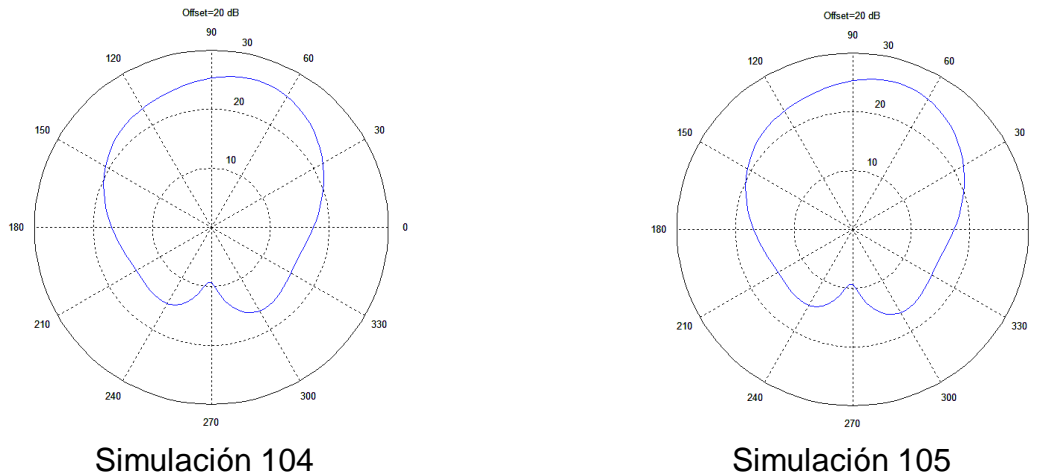


Figura 4-22 Patrón de radiación con elemento parásito desplazándose a la derecha

Se puede observar en las gráficas anteriores que se presenta un desplazamiento del patrón de radiación hacia el lado del dipolo sobre el cual se ubica el elemento parásito.

4.5.3.2 Efectos causados a un arreglo de 3 dipolos de microcintas ubicando el elemento parásito a la derecha.

4.5.3.2.1 Impedancia

Con respecto a este parámetro, la figura 4-23 muestra el comportamiento de la impedancia cuando un elemento parásito se mueve a la izquierda o a la derecha de un arreglo de 3 dipolos de microcinta en pasos de 5.58 mm, dichos resultados se encuentran en la Tabla 4-10 y su referencia de simulación es 107 a 114.

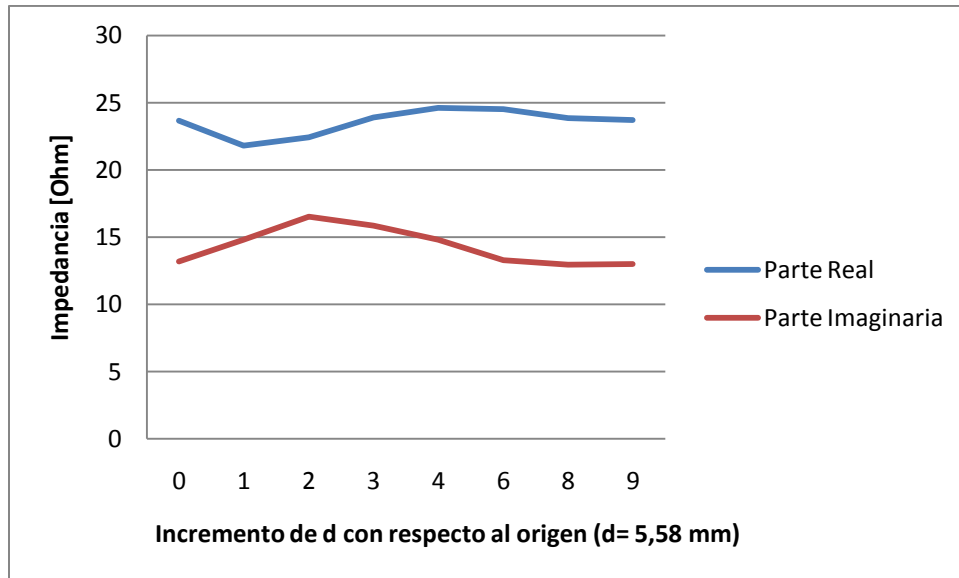
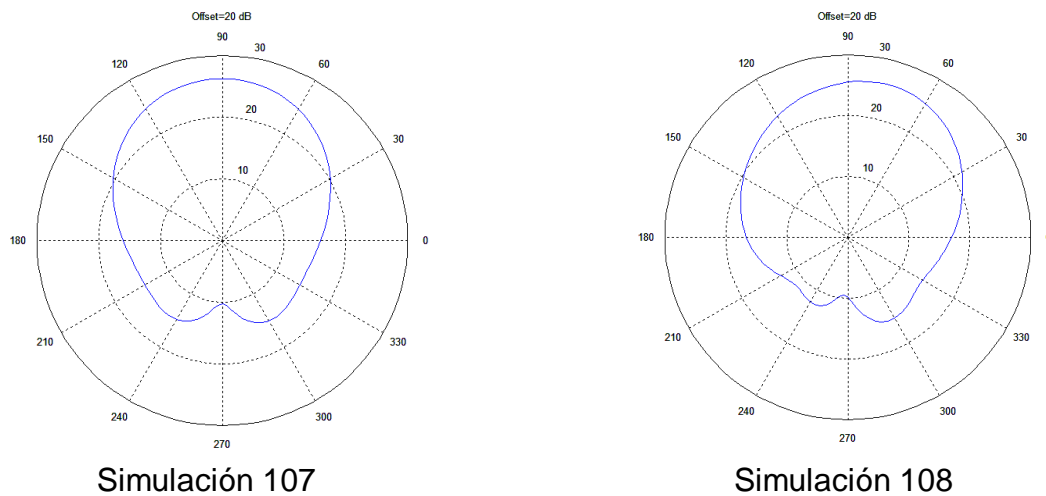


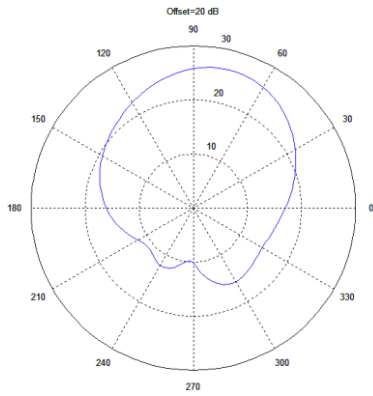
Figura 4-23 Efecto en la impedancia causado por un elemento parásito en un arreglo de dipolos de microcinta.

Según la gráfica anterior, se puede apreciar que el valor de la impedancia de este sistema arreglo – parásito presenta una leve variación con respecto al valor de la impedancia del arreglo cuando no hay presencia de elementos parásitos.

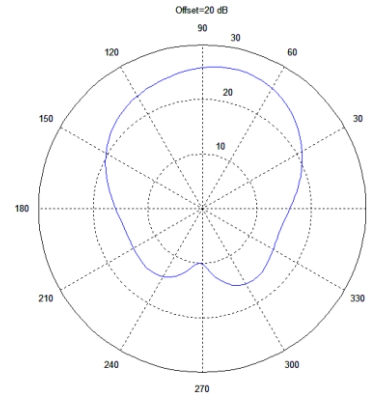
4.5.3.2.2 Patrón de radiación

A continuación se visualiza en la figura 4-24 el efecto sobre el patrón de radiación cuando un arreglo de 3 dipolos es sometido a la presencia de un elemento parásito al cual se le varía su ubicación en pasos de d ($d = 5,58$ mm).

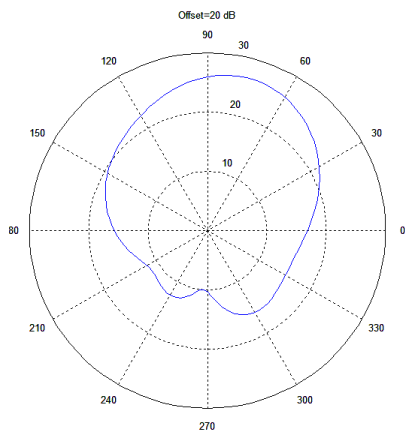




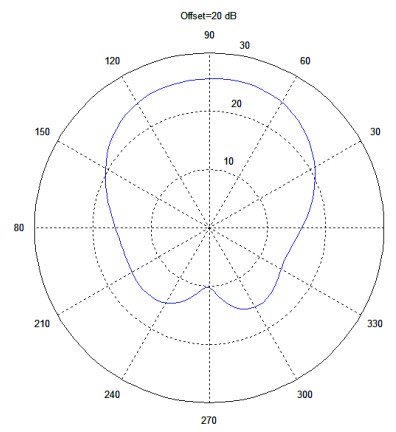
Simulación 109



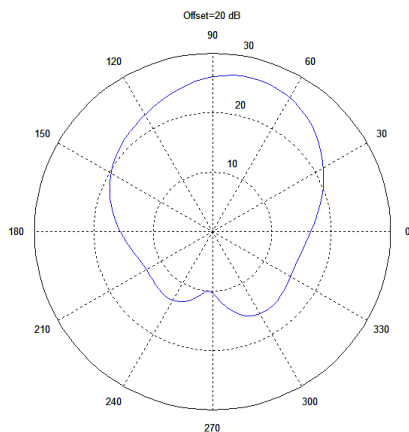
Simulación 112



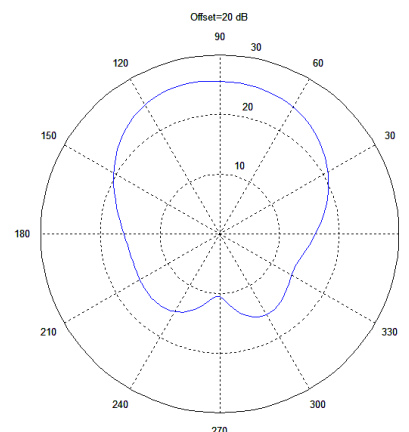
Simulación 110



Simulación 113



Simulación 111



Simulación 114

Figura 4-24 Patrón de radiación de un arreglo de 3 dipolos con elemento parásito desplazándose a la derecha

Al igual que la sección anterior, el elemento parásito causa un desplazamiento leve del patrón en la dirección en la cual se introduce el elemento parásito.

4.5.3.3 Efectos causados a un arreglo de 3 dipolos de microcintas ubicando el elemento parásito a la izquierda.

4.5.3.3.1 Impedancia

La figura 4-25 muestra el comportamiento de la impedancia cuando un elemento parásito se mueve a la izquierda de un arreglo de 3 dipolos de microcinta en pasos de 5.58 mm, los mencionados resultados se encuentran en la Tabla 4-10, y su referencia de simulación es 124 a 129.

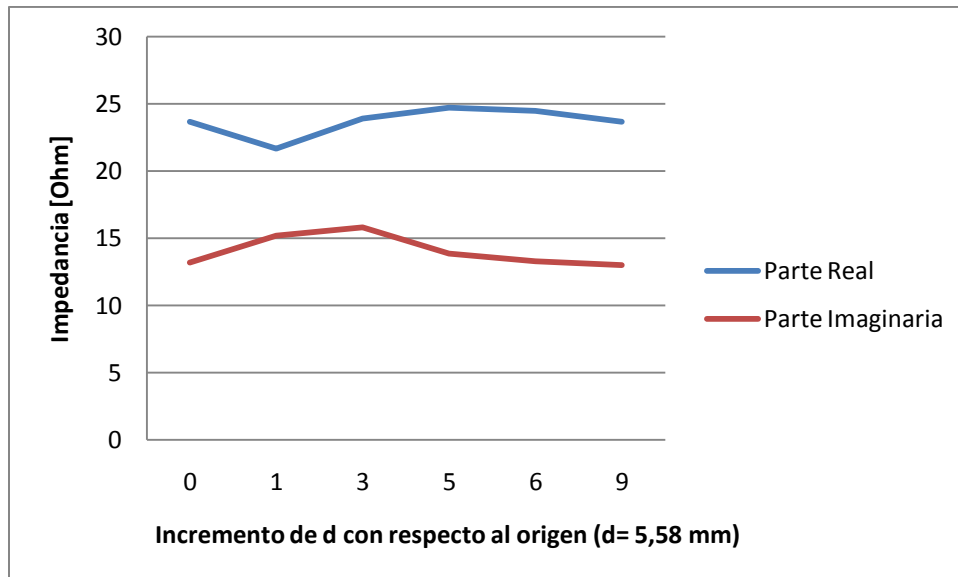
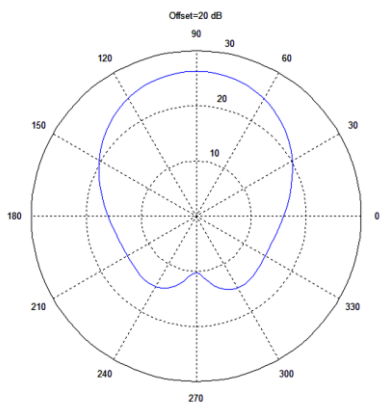


Figura 4-25 Efecto en la impedancia causado por un elemento parásito en un arreglo de dipolos de microcinta.

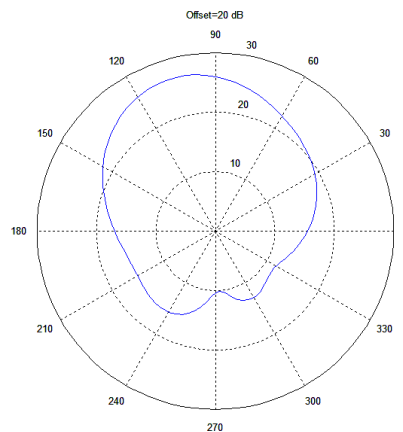
Se puede apreciar que el valor de impedancia para este tipo de arreglo no presenta una variación considerable cuando se involucra un elemento parásito en el sistema. Al comparar las figura 4-23 y la figura 4-25 se observa que son muy similares, lo anterior es debido a la presencia del eje de simetría que aparece alrededor del arreglo cuando se analizan elementos parásitos a la izquierda o a la derecha del mismo, lo cual se demostró en la sección 4.5.2..

4.5.3.3.2 Patrón de radiación

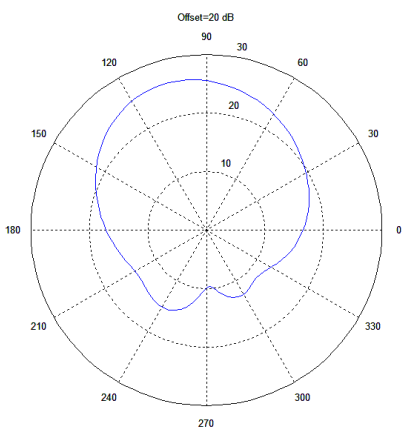
La figura 4-26 muestra el efecto sobre el patrón de radiación cuando un arreglo de 3 dipolos es sometido a la presencia de un elemento parásito al cual se le varía su ubicación a la izquierda en pasos de d ($d= 5,58$ mm). En dicha figura se puede observar como el patrón presenta un corrimiento hacia la izquierda, luego de varias unidades de d regresa a la posición inicial.



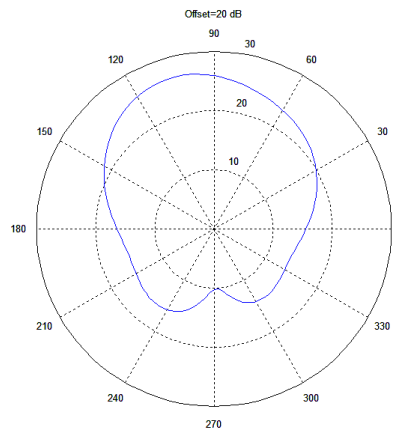
Simulación 124



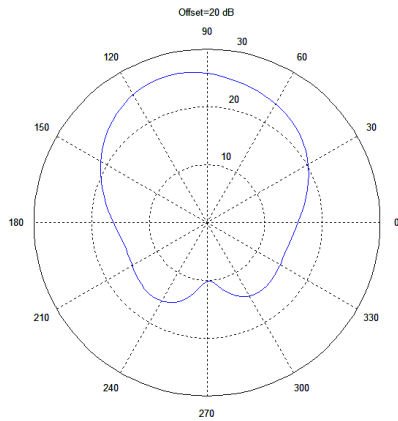
Simulación 126



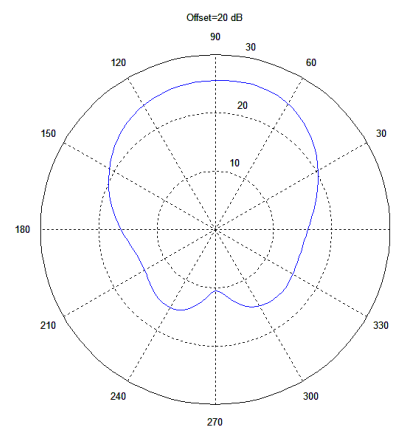
Simulación 125



Simulación 127



Simulación 128



Simulación 129

Figura 4-26 Patrón de radiación de un arreglo de 3 dipolos con elemento parásito desplazándose a la izquierda

4.5.3.4 Efectos causados a un arreglo de 3 dipolos de microcintas ubicando 2 elemento parásito equidistantes a la izquierda y derecha.

4.5.3.4.1 Impedancia

Con respecto a este parámetro, la figura 4-27 muestra el comportamiento de la impedancia cuando un elemento parásito se mueve a la izquierda de un arreglo de dipolos de microcinta en pasos de 5.58 mm, los mencionados resultados se encuentran en la Tabla 4-10, y su referencia de simulación es 115 a 123.

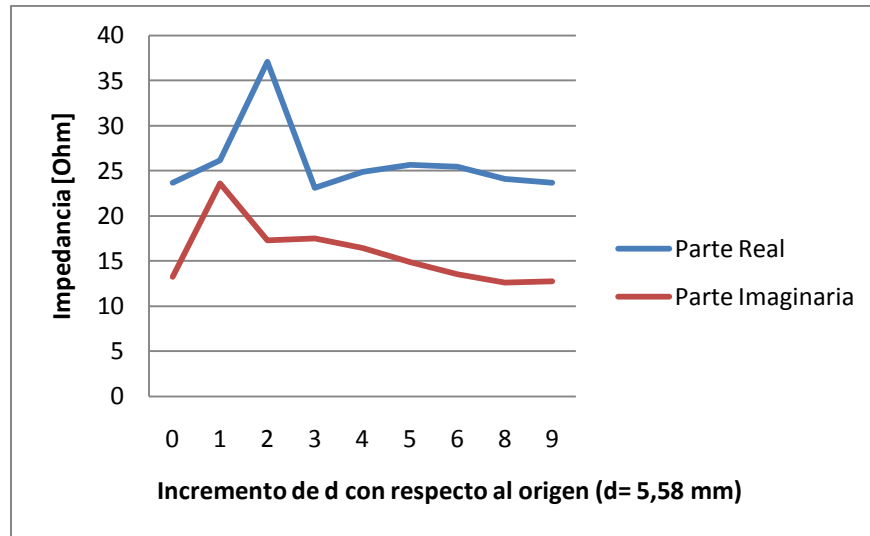
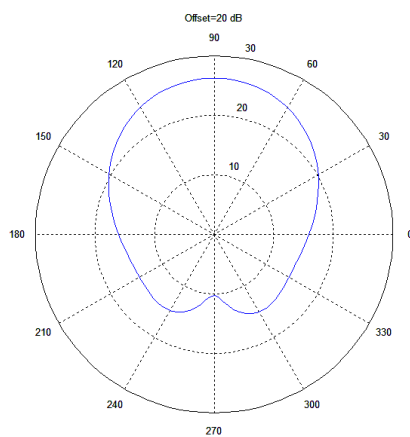


Figura 4-27 Efecto en la impedancia causado por dos elementos parásitos en un arreglo de dipolos de microcinta.

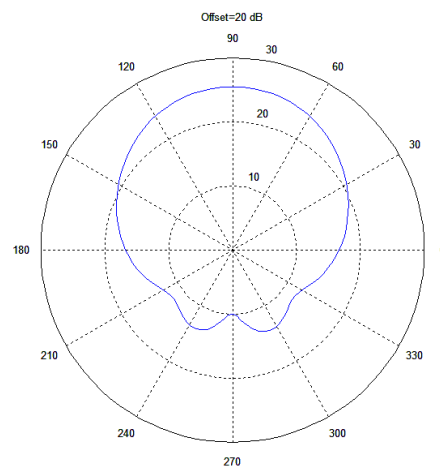
La figura 4-27 muestra una variación considerable cuando los elementos parásitos se ubican muy cerca del arreglo (hasta 3 d) de ese valor en adelante la variación es muy leve comparada con el valor inicial del arreglo.

4.5.3.4.2 Patrón de radiación

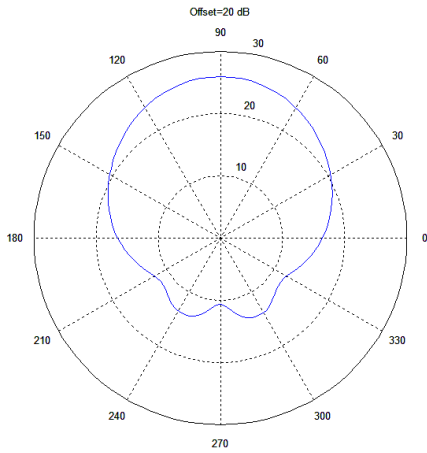
La figura 4-28 muestra el efecto sobre el patrón de radiación cuando un arreglo de 3 dipolos es sometido a la presencia de dos elementos parásitos equidistantes, y a los cuales se les varía su ubicación simultáneamente a la izquierda y derecha en pasos de d ($d= 5,58$ mm).



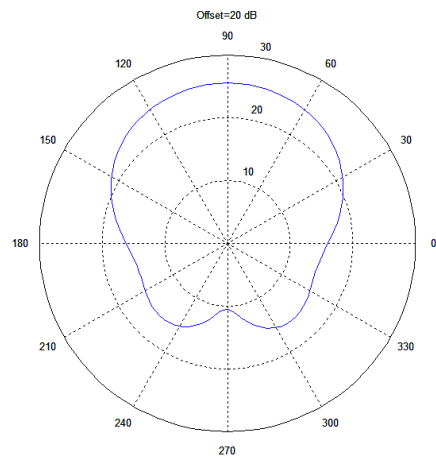
Simulación 115



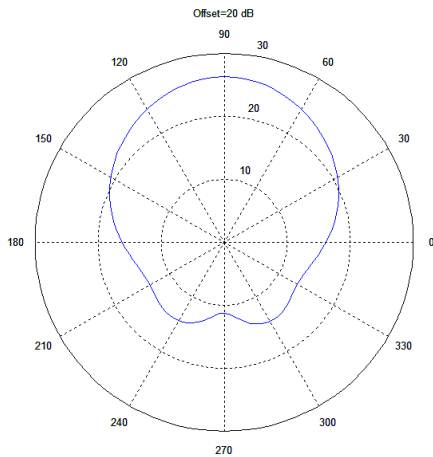
Simulación 116



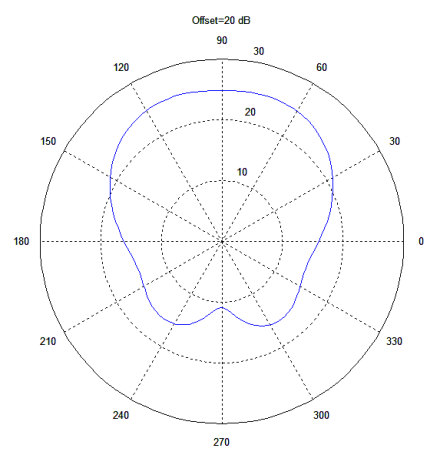
Simulación 117



Simulación 121



Simulación 119



Simulación 123

Figura 4-28 Patrón de radiación de un arreglo de 3 dipolos con elemento parásito desplazándose a la izquierda

En la figura anterior se puede observar que el patrón de radiación no varía su posición al ubicar elementos parásitos a ambos lados del arreglo. Este comportamiento se observó en la sección 4.5.2. Por otro lado, se puede apreciar un leve cambio en la forma del patrón al introducir elementos parásitos, los cuales desaparecen a medida que los elementos parásitos se alejan del arreglo.

4.5.3.5 Efectos causados a un arreglo de 5 dipolos de microcintas ubicando 1 elemento parásito a la derecha.

4.5.3.5.1 Impedancia

La figura 4-29 muestra el comportamiento de la impedancia cuando un elemento parásito se mueve a la derecha de un arreglo de 5 dipolos de microcinta en pasos de 5.58 mm, los mencionados resultados se encuentran en la Tabla 4-10, y su referencia de simulación es 130 a 133.

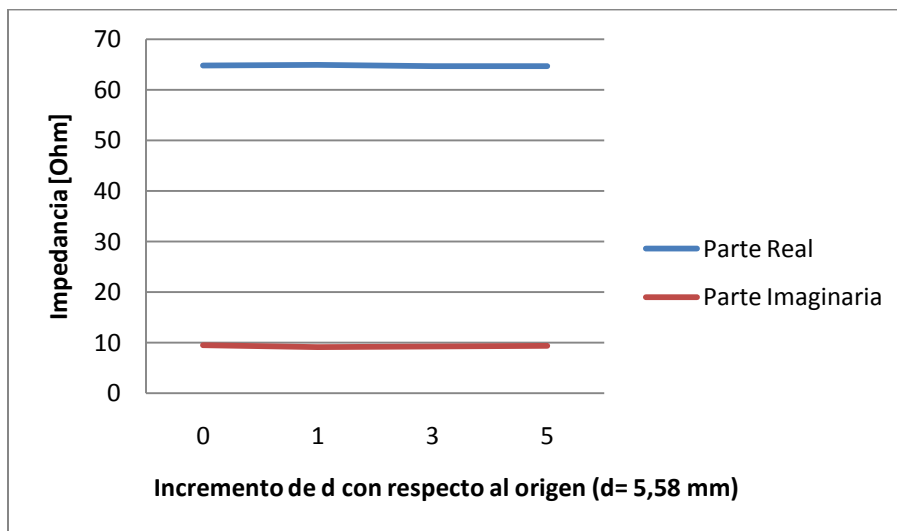
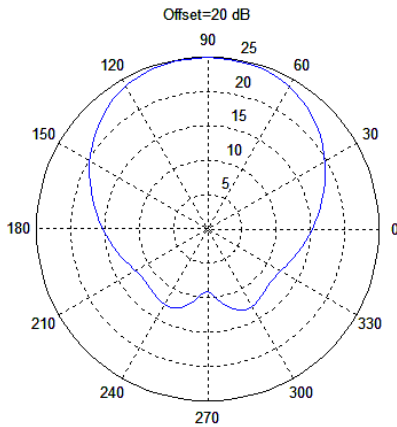


Figura 4-29 Efecto en la impedancia causado por un elemento parásitos en un arreglo de dipolos de microcinta.

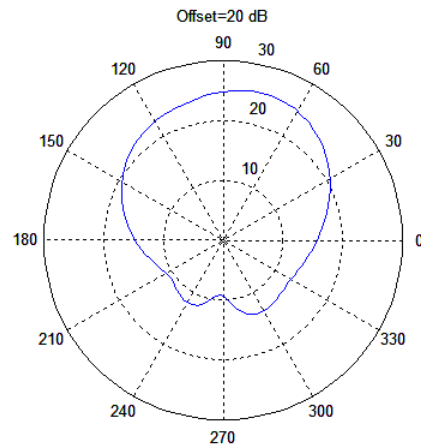
En la figura anterior se puede apreciar que el elemento parásito no causa un efecto apreciable en el valor de la impedancia. Debido al comportamiento simétrico observado en las simulaciones anteriores, el comportamiento observado se repite cuando la ubicación del elemento parásito es a la izquierda del arreglo, lo cual se puede apreciar en la tabla 4-12, simulaciones 134 a 136.

4.5.3.5.2 Patrón de radiación

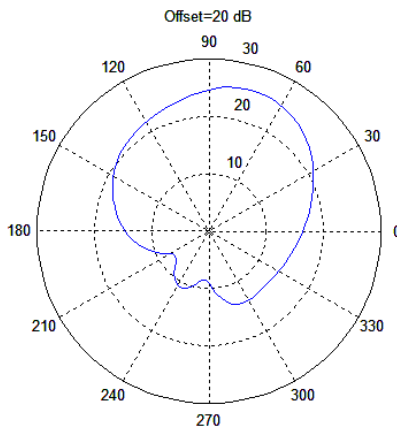
La figura 4-30 muestra el efecto sobre el patrón de radiación cuando un arreglo de 5 dipolos es sometido a la presencia de un elemento parásito, al cual se le varía su ubicación a la derecha en pasos de d ($d= 5,58$ mm).



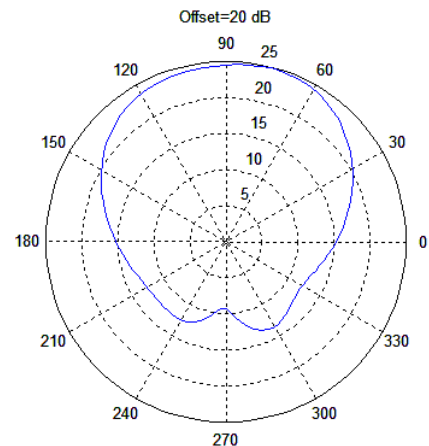
Simulación 130



Simulación 132



Simulación 131



Simulación 133

Figura 4-30 Patrón de radiación de un arreglo de 5 dipolos con elemento parásito desplazándose a la derecha.

En la figura anterior se puede observar que el patrón de radiación presenta un giro hacia la derecha, que es el lado hacia donde se desplaza el elemento parásito; luego retorna a su posición inicial después de una distancia kd , $k=0,1,2,3,\dots$. Además, se puede evidenciar un leve cambio en la forma del patrón, el cual es generado por la introducción del elemento parásito al sistema. Retomando el comportamiento observado en la sección 4.5.2 y 4.5.3, al introducir un elemento parásito a la izquierda, el patrón del sistema se desplaza hacia ese lado, como se puede apreciar en la siguiente sección.

4.5.3.6 Efectos causados a un arreglo de 5 dipolos de microcintas ubicando 1 elemento parásito a la izquierda.

4.5.3.6.1 Impedancia

La figura 4-31 muestra el comportamiento de la impedancia cuando un elemento parásito se mueve a la izquierda de un arreglo de 5 dipolos de microcinta en pasos de 5.58 mm, los mencionados resultados se encuentran en la Tabla 4-10, y su referencia de simulación es 134 a 136.

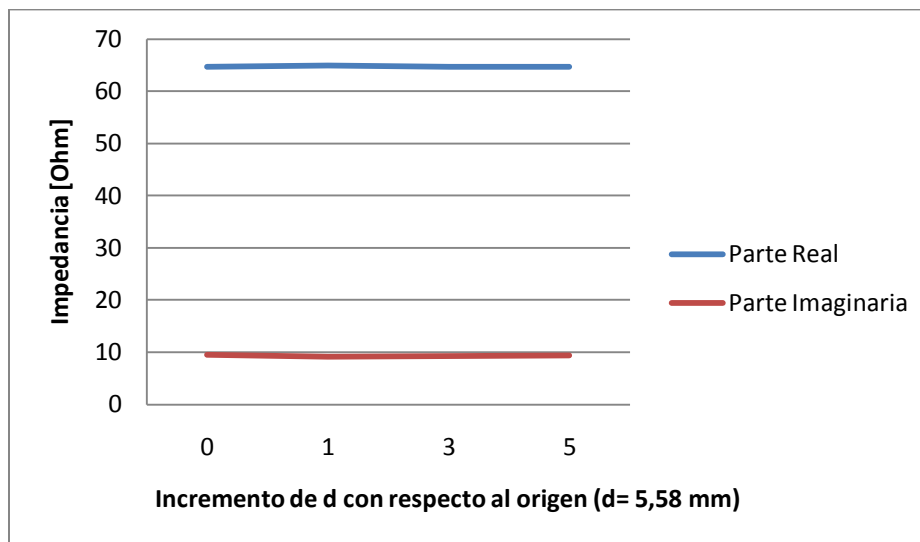
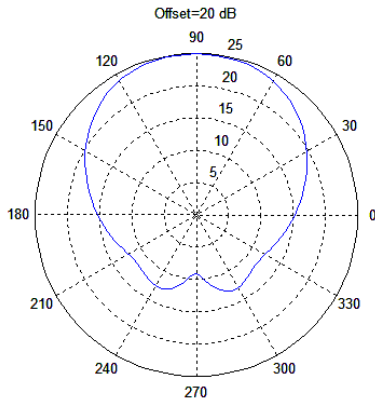


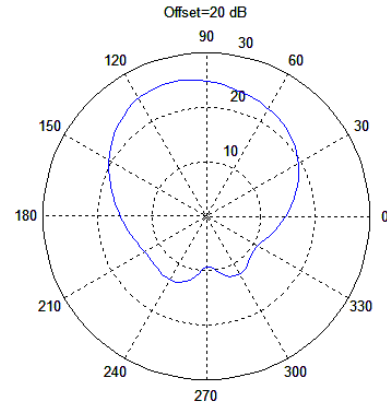
Figura 4-31 Efecto en la impedancia causado por un elemento parásitos en un arreglo de dipolos de microcinta.

4.5.3.6.2 Patrón de radiación

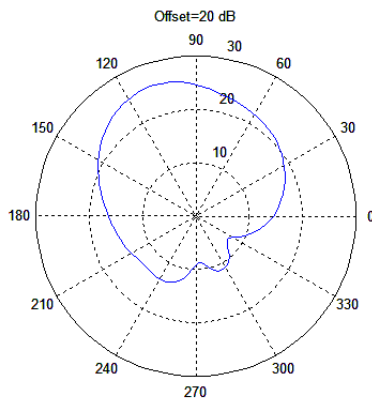
El la figura 4-32 se observa el comportamiento del patrón de radiación, cuando el elemento parásito se desplaza a la izquierda del arreglo de dipolos. Como era de suponerse, el patrón gira a la izquierda y luego después de una distancia kd , $k=0,1,2,3\dots$, retorna a su posición inicial, nuevamente se observa un leve cambio en la forma del patrón producto de introducir al parche el elemento parásito.



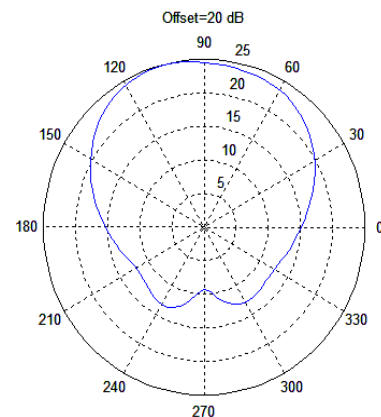
Simulación 130



Simulación 135



Simulación 134



Simulación 136

Figura 4-32 Patrón de radiación de un arreglo de 5 dipolos con elemento parásito desplazándose a la izquierda.

4.5.3.7 Efectos causados a un arreglo de 5 dipolos de microcintas ubicando 2 elemento parásito equidistantes a la izquierda y derecha.

4.5.3.7.1 Impedancia

La figura 4-33 muestra que cuando se introduce y se desplaza dos elementos parásitos equidistantes a un arreglo de 5 dipolos de microcinta, la impedancia no presenta una variación significativa, estos resultados se encuentran referidos en la Tabla 4-10, simulación es 137 a 139.

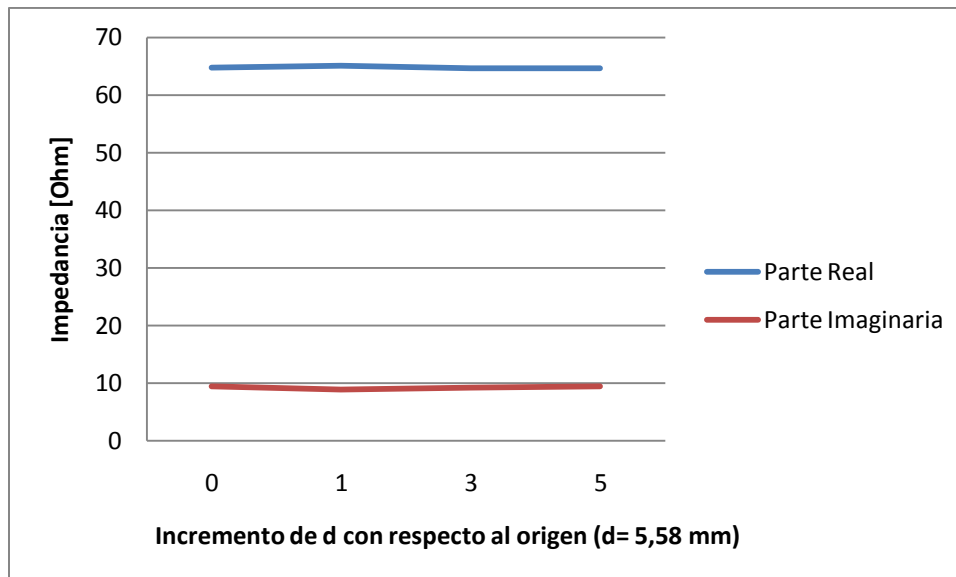
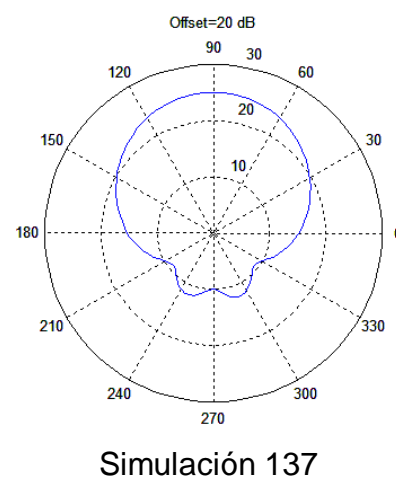
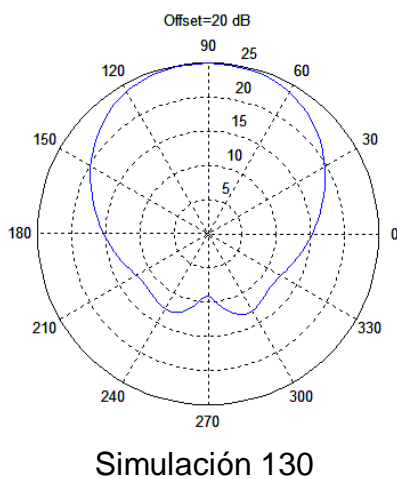
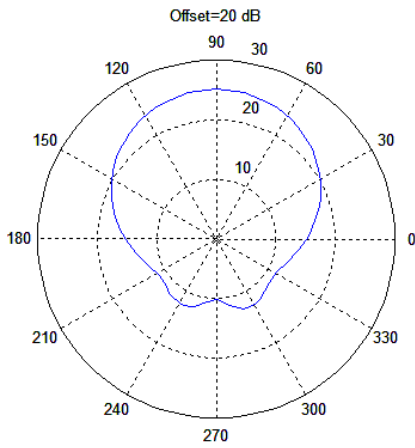


Figura 4-33 Efecto en la impedancia causado por dos elementos parásitos en un arreglo de dipolos de microcinta.

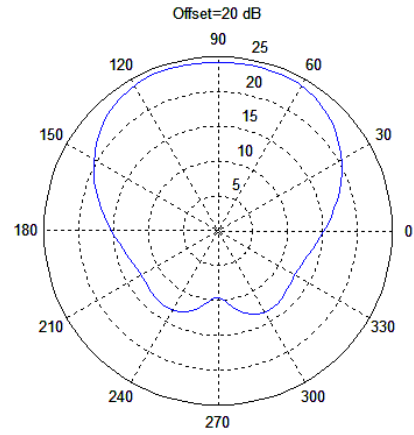
4.5.3.7.2 Patrón de radiación

La figura 4-34 muestra el comportamiento del patrón de radiación, cuando dos elementos parásitos equidistantes a un arreglo de 5 dipolos se desplazan a la izquierda y derecha del arreglo. Nuevamente se observa que el patrón no presenta ningún giro y solo se ve afectado en su forma por la incorporación al parche de estos dos elementos, pero a medida que los elementos parásitos se van alejando en múltiplos enteros de d , éste retoma nuevamente a su forma original.





Simulación 138



Simulación 139

figura 4-344 Patrón de radiación de un arreglo de 5 dipolos con 2 elementos parásitos desplazándose simultáneamente a izquierda y derecha.

Capítulo 5

5. Conclusiones y recomendaciones

5.1 Conclusiones

- Se observa en el comportamiento de la impedancia de entrada del dipolo de microcinta una dependencia entre el barrido en frecuencia del mismo y el desplazamiento espacial a derecha o izquierda de un elemento parásito de similares dimensiones que el elemento radiante. Cabe precisar que esta dependencia *frecuencia – espacio* se observa a partir de la frecuencia de resonancia del dipolo de microcinta sin la presencia de elementos parásitos. Dicho comportamiento se puede utilizar como un método alternativo para la adaptación de impedancia, ya que es posible, a partir de la gráfica de la impedancia de entrada en función de la frecuencia, determinar de una manera intuitiva la distancia a la cual se podría ubicar un elemento parásito que permita adaptarla para que el sistema radiante obtenga la condición de máxima transferencia de potencia.
- Analizando el comportamiento en la impedancia de entrada de los sistemas radiantes observados, se puede evidenciar que los elementos parásitos solo afectan de una manera considerable el valor de la impedancia cuando éstos se ubican muy cerca al dipolo o arreglo, de lo contrario dichos elementos no alteran de manera significativa la impedancia original obtenida en un elemento o arreglo de dipolos de microcinta, lo cual se puede observar en las figuras 4-20, figura 4-23, figura 4-25, figura 4-27, figura 4-29, figura 4-31 y la figura 4-33.

- El patrón de radiación ante la presencia de elementos parásitos presenta un giro a derecha o izquierda, el cual depende de la ubicación del elemento parásito dentro del sistema radiante. Se observa que el giro en mención, tiene una dependencia de la distancia d a la cual se encuentra ubicado el elemento parásito; para el presente trabajo, se fija dicha distancia $d = 5,58$ mm; presentándose un ángulo máximo de giro y luego el patrón retorna a su ubicación original. Representando en longitudes de onda la distancia d , donde $\lambda = 0,125$ m para la frecuencia de 2,4 GHz, se puede observar como el patrón de radiación alcanza el mayor ángulo a una distancia de $5d$, lo cual equivaldría aproximadamente a $\lambda/4$, al aumentar dicha distancia el patrón comienza a retornar a su posición original, lo cual se observa a una distancia de $9d$, que equivale aproximadamente a $\lambda/2$. Realizando una analogía con el comportamiento de una línea de transmisión, lo cual en últimas representa una antena, la distancia entre dos máximos o mínimos consecutivos es $\lambda/2$, por lo tanto, se podría augurar que el giro del patrón de radiación tendría ciclos de repetición con respecto a la ubicación del elemento parásito cada $(n+1) \lambda/4$ con $n = 0,1,2,\dots$, para n impar y el máximo ángulo de giro aparece cada $(n+1) \lambda/4$ para n par.
- El patrón de radiación no sufre ningún cambio significativo en su posición cuando al sistema radiante se le adicionan elementos parásitos a izquierda y a derecha con igual distancia d de un dipolo o arreglos de dipolos. Dicho comportamiento se puede observar en las figura 4-28 y la figura 4-34; en donde solo se presenta una leve variación en la forma del patrón de radiación alterando la relación delante-atrás (FBR) de la antena.
- Los valores encontrados utilizando el método de los momentos y la técnica RWG para la solución de un dipolo convencional tienen una aceptable exactitud, debido a que el error relativo en las simulaciones realizadas alcanza solo un valor del 4,11%. Estos resultados permiten validar el método utilizado, y por ende aprueba su utilización en sistemas de microcintas, ya que se obtendrán datos confiables y con un buen nivel de exactitud, lo cual avala la información consignada y los resultados encontrados en este trabajo de investigación.

- Se puede observar que para la simulación de elementos de antena tales como dipolo a través del modelo de cintas, es necesario crear la estructura que represente la antena, para lo cual se utiliza en este trabajo una estructura tipo triangular, la cual es tomada de acuerdo a lo planteado por Rao-Wilton-Glisson (RWG). En la bibliografía consultada, se recomienda que para simular un dipolo de alambre con una cinta, es necesario que su ancho w sea por lo menos 4 veces el radio del alambre del dipolo. En las figura 4-11, figura 4-12, figura 4-14, figura 4-15 y figura 4-16 se puede evidenciar que este planteamiento no es del todo correcto, ya que al simular una antena dipolo de alambre con una radio de 1 cm, se obtienen mejores resultados con un error relativo más bajo cuando se modela con una cinta de ancho $w=1$ cm en lugar de trabajar según la recomendación con un ancho w de 4 cm.
- Se establece en los diferentes casos de simulación que existe una simetría muy bien definida en los resultados obtenidos para la impedancia de entrada y el patrón de radiación. Lo cual se evidencia, para la impedancia de entrada, al obtener resultados similares cuando se introduce un elemento parásito a igual distancia a la izquierda o a la derecha del sistema radiante analizado. Dicho comportamiento se puede apreciar en las figuras 4-17 y 4-18. De igual forma para el patrón de radiación se observa una simetría en el giro del patrón. Esta apreciación, permite en cierta manera simplificar el número de simulaciones realizadas, ya que solamente basta con realizar la simulación a un lado del dipolo de microcinta o arreglo y se conocerá de antemano el comportamiento por simetría del otro lado equivalente al caso específico de simulación.

5.2 Recomendaciones

A continuación se presentan algunas recomendaciones y trabajos futuros que surgen del trabajo aquí presentado.

- 1 Se sugiere iniciar investigaciones de una mayor profundidad, nivel doctoral, que permita relacionar de una forma más cuantitativa la dependencia *frecuencia-espacio* observada en el desarrollo del presente trabajo, ya que

sería de gran utilidad a la hora de adaptar la impedancia de un sistema con estas condiciones.

- 2 A nivel doctoral, sería posible adelantar investigaciones que relacionen la utilización de otras posibles bases para generar la estructura del sistema radiante (mesh), apuntando al manejo en tres dimensiones.

Existen una multitud de temas a investigar en esta área tanto a nivel de maestría como a nivel de pregrado, entre los cuales se mencionan entre otros:

- 3 Comparación de diferentes métodos numéricos para resolver la ecuación integral de campo eléctrico – EFIE. Tal como el método de diferencias finitas – FDM, método de elementos finitos – FEM, el método de pesos residuales, entre otros.
 - Efecto de la variación del ancho w de la cinta para representar una antena de alambre tipo dipolo.
 - Realizar un estudio similar al presentado en este trabajo que involucre algunos de los parámetros de la antena tales como: densidad de potencia de radiación, intensidad de radiación, directividad, ganancia, eficiencia de la antena, polarización, longitud y área efectiva de la antena, y la temperatura de la antena.
 - Realizar un estudio similar al presentado que involucre otro tipo de arreglos, no solo los arreglos lineales uniformes, sino los no uniformes, no lineales, etc.

Bibliografía

Aberle, J., & Pozar, D. (1990). Analysis of infinite arrays of one and two probe-fed circular patches. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol AP-38, No. 4, April. , 421-432.

Alexopoulos, N., & Jackson, D. (1984). Fundamental superstrate (cover) effects on printed circuit antennas. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol AP-32, No. 8, August. , 807-816.

Angel, C., & Tisnés, J. (2007). *Diseño e Implementación de Arreglos de Antenas-Tesis de Grado*. Armenia.

Bailey, M., & Deshpande, M. (1982). Integral equation formulation of microstrip antennas. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol AP-30, No. 4, July , 651-656.

Balanis, C. (1997). *Antenna Theory Analysis and Design. Second edition*. New York: John Wiley and Sons Inc.

Bhartia, P., & Bahl, I. J. (1982). Frequency Agile Microstrip Antennas. *Microwave Journal October* , 67-70.

Bluck, M., Pocock, M., & Walker, S. (1997). An accurate method for the calculation of singular integrals arising in time-domain integral equation analysis of electromagnetic scattering. *IEEE Trans. Antennas Propagat. Vol. 45* , 1793–1798.

Botero, S., & Gómez, M. (2009). *Construcción y evaluación de un dipolo en la banda de 2.4GHz utilizando tecnología de microcintas*. Popayán: Trabajo de Grado -Universidad del Cauca.

Burke, J., & Poggio, A. (1981). Numerical Electromagnetic Code NEC - Method of moments. Part II. *Lawrence Livermore National Laboratory Report, UCIDI-1884* .

Byron, E. V. (1970). A new flush-mounted antenna element for phased array application. *Proc. phased-Array antenna symposium* , 187-192.

- Cardama, A., & Jofre, L. (2002). *Antenas*. Barcelona: Edicions UPC.
- Carver, K., & Mink, J. (1981). Microstrip antenna technology. *IEEE Trans. Antenas Propagat.* Vol. AP-29 No. 1. January , 2-24.
- Cheng, D. (1989). *Field and Wave Electromagnetics 2nd Edition*. New York: Pearson Education.
- Deschamps, G. A. (1953). Microstrip microwave antennas. *3rd. USAF Symposium on antennas* .
- Elliott, R. S. (2003). *Antenna Theory and Design, Revised Edition*. New Jersey: John Wiley & Sons. Inc. Hoboken.
- Garg, R. (2008). *Analytical and Computational Methods in Electromagnetics*. Boston: Artech House, INC.
- Hanninen, I., Taskinen, M., & Sarvas, J. (2006). Singularity subtraction integral formulation for surface integral equations with RWG rooftop and hybrid basis functions. *Progress In Electromagnetic Research, PIER 63* , 243–278.
- Hansen, R. C. (1998). *Phased Array Antennas*. New York: John Wiley & Sons, Inc.
- Harrington, R. (1968). *Field Computation by Moment Methods*. FL: Krieger: Malabar.
- Howell, J. (1972). Microstrip antennas. *Dig. Int. Symposium. Antennas Propagation. Soc, Williamsburg, VA. December* , 177-180.
- Hussein, k. (2007). Fast Computational Algorithm for EFIE. *Progress In Electromagnetics Research, PIER 68* , 339-357.
- James, J., & Hall, P. (1989). *Handbook of microstrip antennas. Vols 1 y 2*. London, UK.: Peter Peregrinus Ltd.

Kamen, Y., & Shirman, L. (1998). Triangle rendering using adaptative subdivision. *IEEE Computer Graphics and Application* , 95-103.

Kildal, P., & Rosengren, K. P. (2005). Correlation and Capacity of MIMO Systems and Mutual Coupling, Radiation Efficiency, and Diversity Gain of Their Antennas: Simultaions and Measurement in a Reverberation Chamber. *IEE, Microwaves, Optics and Antennas. Vol 152 No.1 February* , 7-16.

Krauss, J. D., & Marhefka, R. J. (2001). *Antennas for all applications*. New York: McGraw-Hill. Third Edition.

Lo, Y. T., Harrison, D. D., Solomon, D., Deschamps, G. A., & Ore, F. R. (1977). Study of microstrip antennas, microstrip phased arrays and microstrip feed networks. *Rome Air Development Center, Tech. Rep. TR-77-206, June*.

Lonngren, K., & Savov, S. (2005). *fundamentals of electromagnetics with Matlab*. Scitech publishing.

Lui, C., Hessel, A., & Shmoys, J. (1988). Performance of probe-fed rectangular microstrip patch element phased arrays. *IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol AP-36, No. 11, November.* , 1501-1509.

Lyness, J., & Cools, R. (1994). A Survey of Numerical Cubature over Triangles. *Mathematics and Computer Science Division, Argonne National Laboratory* .

Makarov, S. N. (2002). *Antenna and EM Modeling with Matlab*. New York : John Wiley & Sons, Inc.

Martínez Silva, M. (Mayo de 2006). Recuperado el 08 de 03 de 2009, de <http://exa.unne.edu.ar/depar/areas/informatica/SistemasOperativos/UDGDisenoArr eglosAntenas.pdf>

Martinez, M. J. (2006). Diseño de Arreglos de Antenas con Aplicación en Sistemas de Antenas Inteligentes. *Universidad de Guadalajara, Mexico D.F.*

Milligan, T. (2005). *Modern Antennas Design, 2nd ed.* New York: John Wiley and Sons.

Mosig, J., & Gardiol, F. (1985). General integral equation formulation for microstrip antennas and scatterers. *Proc. Inst. Elect. Eng., pt. H. Vol 132.* , 424-432.

Oliveira, S., Madureira, A., & Valentin, F. (2007). Weighted Quadrature Rules for Finite Element Methods. *Journal of Computational and Applied Mathematics* .
Orfanidis, S. ,. (2006). *Electromagnetic Waves and Antennas*. New Jersey: ECE Department Rutgers University. Piscataway.

Pozar, D. M., & Schaubert, D. H. (1995). Microstrip Antennas: The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays. *IEEE press* , 59.

Rana, I., & Alexopoulos, N. (1981). Current distribution and impedance of printed dipoles. *IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol AP-29, No. 1, January* , 99-105.

Rao, S., Wilton, D., & Glisson, A. (1982). Electromagnetic Scattering by Surface of Arbitrary Shape. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation. Vol AP30. No.3* , 409-418.

Rathod, H., Nagaraja, K., Venkatesudu, B., & Ramesh, N. (2004). Gauss Legendre quadrature over a triangle. *Indian Institute of Science* , 183-188.

Richards, W., & Lo, Y. (1981). An improved theory of microstrip antenna with application. *IEEE trans. Antenna propagates. Vol AP-29, No.1. January*.

Rockway, J., Logan, J., D.W., T., & Li, S. (1988). *The MiniNEC System: Microcomputer analysis of wire antennas*. Norwood: Artech House.

Sadiku, M. (2000). *Numerical Techniques in Electromagnetics. Second Edition*. New York: CRC Press LLC.

Salman, B. G., & McCowen, A. (1996). The CFIE technique applied to finite size planar an no-planar microstrip antenna. *Computation in Electromagnetics* , 338-341.

Schaubert, D., & Farrar, F. (1981). Microstrip antennas with frequency Agility and polarization diversity. *IEEE trans. Antenna propagate. Vol AP-29, No 1. , January , 118-123.*

Selfridge, R., & Arnold, D. (2001). *Electromagnetics.* clyde Building Brigham Young University.

Stutzman, W. L., & Thiele, G. A. (1998). *Antenna Theory and Design, 2nd ed.* New York.: John Wiley and Sons. Inc.

T. K., S., S.M., R., & Djordjević, a. R. (1990). Electromagnetic scattering and radiation from finites microstrip structures. . *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques , 1568 - 1575.*

Taylor, D. J. (2003). Accurate andefficient numerical integration of weakly singular integrals in Galerkin EFIE Solutions. *IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. 51 , 1630–1637.*

Ulaby, F. (2006). *Fundamentals of Applied Electromagnetics 5th edition.* New York: Person.

Uzunoglu, N., Alexopoulos, N., & Fikioris, J. (1979). Radiation properties of mocostrap dipoles. *IEEE Trans. Antennas propagate., Vol. AP-27, No. 6, November , 853-858.*

Valero, N. A. (1997). *Resolución de problemas electromagnéticos complejos mediante análisis circuital generalizado. Tesis Doctoral.* Valencia: Universidad Politécnica de Valencia.

Weinschel, H. (1973). Progress report on development of microstrip cylindrical arrays for sounding rockets. *Physic. And Sci. Lab., New Mexico State University, Las Cruces .*

Windlin, M. (2005). Microstrip Patch Antenna at 10.5 GHz for Automobile Obstacle Detection. *CICESE, Tesis de Maestría .*

Anexo

A Cálculo de parámetros de antenas de microcinta

Antes de realizar las simulaciones, es necesario calcular algunos parámetros dimensionales que permitan construir un dipolo de microcinta que trabaje a una determinada frecuencia.

Teniendo en cuenta el estudio realizado por Alexopoulos & Jackson (1984), se pueden utilizar unas expresiones aproximadas para la impedancia de entrada y la longitud del dipolo cuando este se encuentra en resonancia ($X_{in}=0$). Estas expresiones se aplican en las distintas configuraciones de alimentación mostradas anteriormente teniendo en cuenta que en el caso del dipolo finito, debe existir un acoplamiento perfecto entre la línea de alimentación y la línea del dipolo. La expresión de la resistencia de entrada o resistencia en resonancia ($R_{in}=R_r$) está dada por:

$$R_r \approx 120 \left(\frac{L_r}{\lambda_0} \right)^2 \frac{P_r}{15\pi^2/\lambda_0^2} \quad (\Omega) \quad (A.1)$$

Donde P_r es la potencia total producida por un punto excitado del dipolo y L_r es la longitud del dipolo en resonancia que está dada por:

$$\frac{L_r}{\lambda_0} \approx \frac{1}{\sqrt{2(\epsilon_r+1)}} - 2\Delta L \quad (A.2)$$

Siempre que $h \gg w$ y $w \ll \lambda$. La corrección en la longitud ΔL se calcula con la siguiente ecuación:

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{reff}+0.3)\left(\frac{w}{h}+0.264\right)}{(\epsilon_{reff}-0.258)\left(\frac{w}{h}+0.8\right)} \quad (A.3)$$

Donde:

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (A.4)$$

El primer paso para realizar el diseño es determinar el valor de w que corresponde al ancho de la línea del dipolo considerando que este debe ser mucho menor que λ . Una vez escogido w , se obtiene el valor de L_r al aplicar las ecuaciones anteriores.

Teniendo en cuenta que en la frecuencia de 2.4 GHz el valor de λ está dado por:

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_0[\text{MHZ}]} = \frac{300}{2400} = 12.5\text{cm} = 125\text{mm} \quad (\text{A.5})$$

Para un dipolo en el que el ancho de la línea es $w=0.48\text{mm}$, se utiliza la expresión A4 para obtener ϵ_{reff} :

$$\epsilon_{reff} = \frac{3.50+1}{2} + \frac{3.50-1}{2} \left[1 + 12 \left(\frac{1.52}{0.48} \right) \right]^{-\frac{1}{2}} = 10.0562475 \quad (\text{A.6})$$

Luego se calcula el ΔL con la ecuación A3:

$$\Delta L = 0.412 * 1.52 \frac{(10.0562475+0.3) \left(\frac{0.48}{1.52} + 0.264 \right)}{(10.0562475-0.258) \left(\frac{0.48}{1.52} + 0.8 \right)} = 0.34394016 \quad (\text{A.7})$$

Una vez calculado el ΔL , se determina el valor de L_r a partir de la expresión A.2 que corresponde a la longitud de la línea del dipolo:

$$L_r = \frac{125}{\sqrt{2(3.50+1)}} - 0.34394016 = 40.6348 \quad (\text{A.8})$$

Por último, se obtienen las dimensiones de la placa sobre la cual se va a imprimir el dipolo a partir de las siguientes expresiones:

$$Largo = 6h + L_r = 6(1.52) + 40.6348 = 49.7548\text{mm} \quad (\text{A.9})$$

$$Ancho = 6h + w = 6(1.52) + 0.48 = 9.6\text{mm} \quad (\text{A.10})$$

Realizando la corrección de las dimensiones mediante el MWO se determina que el dipolo a desarrollar tiene un $L_r=39.8\text{mm}$ y $w=0.48\text{mm}$. El largo y el ancho se mantienen en 50.3mm y 9.6mm respectivamente. Para efectos de análisis, se

establece que el eje x está relacionado con el largo, el eje y con el ancho y el eje z con el grosor del dispositivo.

A partir de los datos anteriores, se calculan los diferentes parámetros de discretización que utiliza el software utilizado.

Apéndices

1 Software

1.1 Dipolo a partir de expresiones analíticas

A continuación se presenta el código en matlab utilizado en la simulación de los parámetros de impedancia de entrada y patrón de radiación, para un dipolo a partir de sus expresiones analíticas.

```
% Análisis mediante expresiones analíticas para un dipolo de longitud finita(L>lambda/10).
% Expresiones tomadas de: Constantine A.Balanis, Antenna Theory Analysis And
% Design , 3rd Edition, page 145
```

```
clc
clear all
close all hidden
%F=input('Please Enter Frequency F(Hz)=\n');
F=400e6;
lambda=(3e8/F);
L=lambda/2;
I=1; % valores iniciales.
T=0;
i=I.*exp(j.*T);
w=2.*pi.*F;
B=2*pi/lambda;
etha=377;
r=0.025;
x=eps:0.001:2*pi;
q=eps:0.001:2*pi;
A=cos(B.*L/2);
p=cos(cos(x).*B.*L/2)-A;
m=p./sin(x);

%subplot(1,2,1)
polar(x,m,'b')
hold on
m=-p./sin(x);
polar(x,m,'b')
view(-270,-90)
title('Patrón de Radiación')

% Resistance density(Rr)=
rr=(0.5772+log(B*L))-cosint(B*L);
ro=rr+(1/2).*sin(B*L)*(sinint(2*B*L)-2*sinint(B*L));
Q=ro+(1/2).*cos(B*L)*(0.5772+log(B*L/2)+cosint(2*B*L)-2*cosint(B*L));
Rr=(etha/(2*pi)).*Q

figure
% 1.- 3-D Mesh: Azimut & Elevation
n_tehta = 130; % Samples on Elevation
```

```

n_phi = 130; % Samples on Azimut
[tehta,phi]=meshgrid(eps:pi./(n_tehta-1):pi,...
    0:2*pi./(n_phi-1):2*pi) ;
Bas = L/lambda; % Dipolo de lambda medios
Num = cos(pi*Bas*cos(tehta))-cos(pi*Bas);
Den = sin(tehta);
radio = Num./Den;
X=radio.*sin(tehta).*cos(phi);
Y=radio.*sin(tehta).*sin(phi);
Z=radio.*cos(tehta);
surf(X,Y,Z)
camlight right
light
shading interp
%colorbar
axis image
rotate3D on
TITLE('Patrón de Radiación en 3D')

```

1.2 Dipolo a partir con técnica RWG

Programa Principal

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%                               PROGRAMA PARA ANALISIS DE DIPOLO
%                               CON SOLUCION DEL MoM Y TECNICA RWG
%                               Ing. Héctor Fabio Bermúdez Orozco
%                               Maestria en el Area De Ingeniería
%                               UNIVERSIDAD DEL CAUCA
%                               2010
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% El siguiente programa sirve de herramienta para construir Antenas tipo dipolo
% de acuerdo al diagrama de flujo planteado en el capitulo 3 del informe final de maestría,
% en el cual se utiliza la siguiente metodología:
%       1. Generador.
%       2. EstructuraOptimizacion
%       3. solMoM
%       4. patron radiacion
%       5. ImpedanciaPerdidasRetorno
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clear all
tic;
segmentacion
Dipolo
Dipolo_PatrondeRadiacion
Dipolo_Impedancia
toc;

%SEGMENTACION -MESH de una Antena en el plano XY
clear all
W=0.04;           %Ancho de la antena para un radio de 1 cm(en el eje x)
L=0.166;         %Longitud de la antena (en el eje y) para f= 2.4 GHz

%W=input('Defina el ancho del dipolo = ');
%L=input('Defina la Longitud del dipolo= ');
Nx=1;           %Parámetro de discretización (Ancho)
Ny=30;         %Parámetro de discretización (longitud)

%Ajuste de vertices. Se crean los nodos en coordenadas correctas dependiendo de las
%dimensiones del objeto.
epsilon=1e-9;   %Se utiliza para que los nodos queden ubicados de tal forma que el algoritmo
delaunay triangule de forma homogenea y asigne los nodos consecutivamente

```

```

M=1;
for i=1:Nx+1
    for j=1:Ny+1
        X(M)=-W/2+(i-1)/Nx*W;
        Y(M)=-L/2+(j-1)/Ny*L+epsilon*X(M);
        M=M+1;
    end
end

%Uso de función Delaunay para la triangulación del dipolo

TRI = delaunay(X,Y);
t=TRI'; %arreglo del numero del nodo que conforma cada triangulo.
t(4,:)=1; %cuarta fila igual a 1
p=[X; Y; zeros(1,length(X))]; %Arreglo que identifica la ubicación de los nodos en
coordenadas cartesianas

%Guardar resultados
save cinta p t; %crea los vectores p y t que seran cargados en la solución

%visualizar el arreglo

Cut=find (t(4,*)>1);
t(:,Cut)=[];

for m=1:length(t)
    n=t(1:3,m);
    X1(1:3,m)=p(1,n)';
    Y1(1:3,m)=p(2,n)';
    Z1(1:3,m)=p(3,n)';
end
g=fill3(X1,Y1,Z1,'c');
axis('equal')
view([0,0,5])
rotate3d on;

% DIPOLO
% Código adaptado de makarov (2002), en donde se autoriza su uso, futuros desarrollo,
mejoras o % reemplazo de cualquier código en el libro por parte del lector.
% Cálculo de la Impedancia de Entrada en Función de la Frecuencia de un dipolo de lambda
% medios con la técnica del Método de Momentos, basándose en la estructura RWG y técnica
% numérica de Baricentro para la solución de la EFIE

% La salida son los siguientes arreglos:
%
% Número del primer borde del nodo m           Borde_(1,1:TotalBordes)
% Número del segundo borde del nodo m          Borde_(2,1:TotalBordes)
% Número de triangulos positivos                TrianguloP(1:TotalBordes)
% Número de triangulos negativos               TrianguloM(1:TotalBordes)
% Longitud del borde                           LongitudBorde(1:TotalBordes)
% Indicador de elemento de borde               IndicadorBorde(1:TotalBordes)
% Area de triangulo                            Area(1:TotalTriangulos)
% Centro del triangulo                         Centro((1:TotalTriangulos)
% Posición del vector rho_c_+ desde el vertice libre al centro del
% triangulo "+"                                RHO_P(1:3,1:TotalBordes)
% Posición del vector rho_c_- desde el centro del triangulo "-"
% al vertice libre                             RHO_M(1:3,1:TotalBordes)
% Punto central del los 9 subtriangles
% Centro_(1:3,1:9,1:TotalTriangulos)
% Posición del vectors rho_c_+ desde el vertice libre del
% triangulo "+" a los 9 puntos centrales de los subtriangulos
%                                             RHO__P(1:3,1:9,1:TotalBordes)
% Posicion del vectors rho_c_- desde el punto central de los 9 subtriangulos
% a cada vertice libre de los triangulos "-"
%                                             RHO__M(1:3,1:9,1:TotalBordes)

clear all;
load('cinta'); %se especificar la estructura de entrada, la MESH

```

```

%Eliminación de triangulos innecesarios
Remove=find(t(4,:)>1);
t(:,Remove)=[];
TotalTriangulos=length(t);

%Encuentra las areas separada de los triangulos
for m=1:TotalTriangulos
    N=t(1:3,m);
    Vec1=p(:,N(1))-p(:,N(2));
    Vec2=p(:,N(3))-p(:,N(2));
    Area(m) =norm(cross(Vec1,Vec2))/2;
    Centro(:,m)=1/3*sum(p(:,N),2);
end

%Encuentra todos los elementos de borde
Borde_=[];
n=0;
for m=1:TotalTriangulos
    N=t(1:3,m);
    for k=m+1:TotalTriangulos
        M=t(1:3,k);
        a=1-all([N-M(1) N-M(2) N-M(3)]);
        if(sum(a)==2) %triangles m and k que tienen borde comun
            n=n+1;
            Borde_=[Borde_ M(find(a))];
            TrianguloP(n)=m;
            TrianguloM(n)=k;
        end;
    end
end
TotalBordes=length(Borde_);

%Encuentra la longitud del borde
for m=1:TotalBordes
    LongitudBorde(m)=norm(p(:,Borde_(1,m))-p(:,Borde_(2,m)));
end

%Para solucionar las integrales se aproximan al punto medio de cada triangulo y se usa la
%técnica numérica de baricentro (integración sobre un triangulo) para la evaluación de la
EFIE. Se utiliza 9 subtriangulos.

%encuentra los puntos centrales de los 9 subtriangulos
IMT=[];
for m=1:TotalTriangulos
    n1=t(1,m);
    n2=t(2,m);
    n3=t(3,m);
    M=Centro(:,m);
    r1= p(:,n1);
    r2= p(:,n2);
    r3= p(:,n3);
    r12=r2-r1;
    r23=r3-r2;
    r13=r3-r1;
    C1=r1+(1/3)*r12;
    C2=r1+(2/3)*r12;
    C3=r2+(1/3)*r23;
    C4=r2+(2/3)*r23;
    C5=r1+(1/3)*r13;
    C6=r1+(2/3)*r13;
    a1=1/3*(C1+C5+r1);
    a2=1/3*(C1+C2+M);
    a3=1/3*(C2+C3+r2);
    a4=1/3*(C2+C3+M);
    a5=1/3*(C3+C4+M);
    a6=1/3*(C1+C5+M);
    a7=1/3*(C5+C6+M);
    a8=1/3*(C4+C6+M);
    a9=1/3*(C4+C6+r3);
end

```

```

    Centro_(:, :, m) = [a1 a2 a3 a4 a5 a6 a7 a8 a9];
end
%Triangulos Positivos
for m=1:TotalBordes
    NoPlus=TrianguloP(m);
    n1=t(1,NoPlus);
    n2=t(2,NoPlus);
    n3=t(3,NoPlus);
    if((n1~=Borde_(1,m)) & (n1~=Borde_(2,m))) NODE=n1; end;
    if((n2~=Borde_(1,m)) & (n2~=Borde_(2,m))) NODE=n2; end;
    if((n3~=Borde_(1,m)) & (n3~=Borde_(2,m))) NODE=n3; end;
    VerticeLibre=p(:,NODE);

    RHO_P(:,m) =+Centro(:,NoPlus)-VerticeLibre;
    %9 rho's de los triangulos "+"
    RHO__P(:, :, m) =...
        +Centro_(:, :, NoPlus)- repmat(VerticeLibre, [1 9]);
end
%Triangulos Negativos
for m=1:TotalBordes
    NoMinus=TrianguloM(m);
    n1=t(1,NoMinus);
    n2=t(2,NoMinus);
    n3=t(3,NoMinus);
    if((n1~=Borde_(1,m)) & (n1~=Borde_(2,m))) NODE=n1; end;
    if((n2~=Borde_(1,m)) & (n2~=Borde_(2,m))) NODE=n2; end;
    if((n3~=Borde_(1,m)) & (n3~=Borde_(2,m))) NODE=n3; end;
    VerticeLibre=p(:,NODE);

    RHO_M(:,m) =-Centro(:,NoMinus) +VerticeLibre;
    %nueve rho's de los triangulos Negativos
    RHO__M(:, :, m)=...
        -Centro_(:, :, NoMinus)+ repmat(VerticeLibre, [1 9]);
end

%Guardar resultados
save estruc p ...
    t ...
    TotalTriangulos ...
    TotalBordes ...
    Borde_ ...
    TrianguloP ...
    TrianguloM ...
    LongitudBorde ...
    Area ...
    RHO_P ...
    RHO_M ...
    RHO__P ...
    RHO__M ...
    Centro ...
    Centro_

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%      Calculo      de      impedancia      definiendo      pasos      de      frecuencia
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Parámetros del barrido de frecuencia de análisis

NumberOfSteps=input('Definir el número de pasos de frecuencia a analizar = ');
FreqStart =input('Defina la frecuencia de inicio en Hz = ');
FreqStop =input('Defina la frecuencia de parada en Hz= ');
step=(FreqStop-FreqStart)/(NumberOfSteps-1);

%Parámetros Electromagneticos
epsilon_ =8.854e-012; %Permitividad Dielectrica del vacio
%epsilon_R =1.0; %constante dielectrica del sustrato (Permitividad dielectrica
. relativa)
mu_ =1.257e-006; %Permeabilidad Magnetica
c_=1/sqrt(epsilon_*mu_); %velocidad de la luz

```

```

eta_ = sqrt(mu_/epsilon_); %Impedancia del espacio libre

%Variables - Matriz de impedancia metal (S)
for m=1:TotalBordes
    RHO_Pl(:, :, m) = repmat(RHO_P(:, m), [1 9]); %llenado de matriz
    RHO_Mi(:, :, m) = repmat(RHO_M(:, m), [1 9]); %llenado de matriz
end

%Análisis por pasos de Frecuencias
for FF=1:NumberOfSteps
    tic; FF
    f(FF) = FreqStart+step*(FF-1);
    omega = 2*pi*f(FF);
    k = omega/c_;
    K = j*k;

    Constant1 = mu_/(4*pi);
    Constant2 = 1/(j*4*pi*omega*epsilon_);
    Factor = 1/9;
    FactorA = Factor*(j*omega*LongitudBorde/4)*Constant1;
    FactorFi = Factor*LongitudBorde*Constant2;
    FactorA = FactorA.';
    FactorFi = FactorFi.';

    %Matriz de impedancia metal-metal SS)
    Z = maimp( TotalBordes, TotalTriangulos, ...
        LongitudBorde, K, ...
        Centro, Centro_, ...
        TrianguloP, TrianguloM, ...
        RHO_Pl, RHO_Mi, ...
        RHO_P, RHO_M, ...
        FactorA, FactorFi);

    %Guardar resultados
    FileName = 'impedance.mat';
    save(FileName, 'f', 'omega', 'mu_', 'epsilon_', 'c_', 'eta_', 'Z');

    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    %%
    %Solución de la ecuación de Momentos para el problema de Radiación
    %
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    %%

    FeedPoint = [0; 0; 0]; %punto de alimentación del dipolo

    for m=1:TotalBordes
        V(m) = 0;
        Distance(:, m) = 0.5*sum(p(:, Borde_(:, m)), 2) - FeedPoint;
    end

    [Y4, INDEX] = sort(sum(Distance.*Distance));
    Index = INDEX(1); % Para la alimentación desde la parte inferior

    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    %%%
    %
    % Solución de la ecuación de MoM
    %
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    %%%

    V(Index) = 1*LongitudBorde(Index);
    I = Z\V.'; % otros metodos LU. GMRES, Gradiente conjugado, multigrid ojo trabajos futuros
    CURRENT(:, FF) = I(:);

    %Impedancia de entrada
    GapCurrent(FF) = sum(I(Index).*LongitudBorde(Index)');
    GapVoltage(FF) = mean(V(Index)./LongitudBorde(Index));

```



```

clear all
load('current.mat');

%Dibuja la impedancia (parte real+imaginaria)
b=figure;
plot(f, real(Impedance),'.',f,imag(Impedance),'.');
hold on
plot(f, real(Impedance),f,imag(Impedance),'--');
xlabel ('Frecuencia, Hz')
ylabel('Resistencia de Entrada/reactancia, Ohm')
title('Resistencia-línea solida; reactancia-línea punteada')
%axis([200e6 400e6 -100 250])
grid on

c=figure;
%Dibuja el coeficiente de reflexión de entrada
Gamma=(Impedance-50)./(Impedance+50);
Out=20*log10(abs(Gamma));
plot(f, Out);
xlabel ('Frecuencia, Hz')
ylabel ('Pérdidas de Retorno, dB')
grid on
hold on

```

1.3 Dipolo de microcinta a partir con técnica RWG

Programa Principal

```

clc;
clear all;
disp('%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%')
disp('          PROGRAMA PARA ANALISIS DE ANTENAS Y ARREGLOS TIPO PARCHE  ')
disp('          CON SOLUCION DEL MoM Y TECNICA RWG')
disp('          Ing. Héctor Fabio Bermúdez Orozco')
disp('          Maestría en el Area De Ingeniería')
disp('          UNIVERSIDAD DEL CAUCA')
disp('          2010')
disp('%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%')

```

```

% El siguiente programa sirve de herramienta para construir Antenas y
% Arreglos tipo parche, de acuerdo al diagrama de flujo planteado en el
% capitulo 3 del informe final de maestría. Este programa principal hace un
% llamado a las siguientes programas:
%      1. Generadorparche.
%      2. EstructuraOptimizacion
%      3. solMoM
%      4. patronradiacion
%      5. ImpedanciaPerdidasRetorno
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

tic;
generadorparche
EstructuraOptimizacion
solMoM
patronradiacion
ImPeRe
toc;

```

```

% GENERADOR DE DIPOLOS Y ARREGLOS DE MICROCINTA
% Crea la estructura de antena tipo parche, usando el método de imágenes en el plano de %
tierra
% asume una mesh uniforme.
% Permite múltiple alimentación y parches parásitos.
% Usa la entrada del mouse en matlab (ginput);
%
% Es necesario especificar los siguientes parámetros antes de los
% calculos:
%
% altura del parche h
% Longitud del plano de tierra(a lo largo del eje x) L
% Ancho del plano de tierra(a lo largo del eje y) W
% Parámetro de discretización (longitud) Nx
% Parámetro de discretización (Ancho) Ny
% número de rectangulos de la cinta de alimentación Number
%
% Se maneja el siguiente esquema:
% t(4,:)=0 Triangulos que pertenecen al plano de tierra.
% t(4,:)=1 Triangulos que pertenecen al alimentador
% t(4,:)=2 Triangulos que pertenecen al parche
% t(4,:)=3 triangulos por encima de los límites del dielectrico (no se visualizan)
%
%
clear all
warning off

Color1=[1.00 1.00 1.00]; %dielectrico
Color2=[0.45 0.45 0.45]; %Plano de tierra
Color3=[0.70 0.70 0.70]; %Parche
Color4=[0.90 0.90 0.90]; %Alimentación

%Separación entre plano de tierra y parche
h=0.01; %en metros
%configuración del plano de tierra finito

L=0.15; %Longitud del plano (a lo largo del eje x)
W=0.08; %Ancho del plano (a lo largo del eje y)
Nx=25.86; %Parámetro de discretización (longitud)
Ny=14.4; %Parámetro de discretización (Ancho)

%numeros de rectangulos de la cinta de alimentación:
Number=3;

%Ajuste de los vertices del plano de tierra
epsilon=1e-6;
M=1;
for i=1:Nx+1
    for j=1:Ny+1
        X(M)=-L/2+(i-1)/Nx*L;
        Y(M)=-W/2+(j-1)/Ny*W-epsilon*X(M);
        M=M+1;
    end
end

%Uso de la función de triangulación "Delaunay"
TRI = delaunay(X,Y);
t=TRI'; t(4,:)=0;
p=[X; Y; -h*ones(1,length(X))];
save plano p t

%Identificación de los triangulos del parche
%el uso de la tecla RETURN detiene el proceso
PatchNumber=[];

```

```

visor plano; view(0,90); hold on
m=0;
while ~isempty(t)
    m=m+1;
    [xi,yi]=ginput(1);
    TriangleNumber = tsearch(X,Y,TRI,xi,yi);
    n=t(1:3,TriangleNumber);
    PatchNumber= [PatchNumber TriangleNumber];
    x= p(1,n);
    y= p(2,n);
    if isempty(xi|yi) break; end
    fill(x,y,Color4)
    clear xi yi
end
t(4,:)=3;
t(4,PatchNumber)=2;
save plano p t

%Identifica el borde(s) de la juntura
%El uso de la tecla RETURN detiene el proceso
hold off
visor plano; view(0,90); hold on
FeedingTriangle=[];
TRI=t(1:3,:)' ;
while ~isempty(t)
    [xi,yi]=ginput(1);
    TriangleNumber = tsearch(p(1,:),p(2,:),TRI,xi,yi);
    n=t(1:3,TriangleNumber);
    FeedingTriangle= [FeedingTriangle TriangleNumber];
    x= p(1,n);
    y= p(2,n);
    if isempty(xi|yi) break; end
    fill(x,y,Color4)
    clear xi yi;
end

%Crea la estructura Plano de tierra - Parche
tbase=t; pbase=p;
tbase(4,:)=0;
p(3,:)=p(3,:)+h;

T=[tbase t+length(pbase)];
T(4,:)= [tbase(4,:) t(4,:)];
P=[pbase p];
p=P; t=T;

%Crea la alimentación
FeedingTriangle=[FeedingTriangle FeedingTriangle+length(tbase)];
for n=1:length(FeedingTriangle)/4
    FT=[FeedingTriangle(2*n-1) FeedingTriangle(2*n)];
    N=t(1:3,FT(1));
    M=t(1:3,FT(2));
    a=1-all([N-M(1) N-M(2) N-M(3)]);
    Edge_B=M(find(a));
    Edge_T = [Edge_B'+length(pbase)];
    Edge_MM=Edge_B;
    for k=1:Number-1
        p(:,length(p)+1)=k/Number*(p(:,Edge_T(1))-p(:,Edge_B(1)))+p(:,Edge_B(1));
        p(:,length(p)+1)=k/Number*(p(:,Edge_T(2))-p(:,Edge_B(2)))+p(:,Edge_B(2));
        Edge_M=[length(p)-1,length(p)];
        tFeed1(:,k) = [Edge_MM(1);Edge_MM(2);Edge_M(2);1];
        tFeed2(:,k) = [Edge_MM(1);Edge_M(1);Edge_M(2);1];
        Edge_MM=Edge_M;
    end

    tFeed3 = [Edge_M(1);Edge_M(2);Edge_T(2);1];
    tFeed4 = [Edge_M(1);Edge_T(1);Edge_T(2);1];
    t=[t tFeed1 tFeed2 tFeed3 tFeed4];
end

save parche1 p t h FeedingTriangle

```

hold off

%ESTRUCTURA Y OPTIMIZACION

```

%
% Crea los elementos de borde para una estructura tipo parche (varias juntas) a estudiar,
% basada en el Metodo de Momentos,
% con aproximación numérica de baricentro para la solución de la EFIE
%
% Genera los siguientes arreglos de salida:
%
% Número del primer borde del nodo m      Edge_(1,1:EdgesTotal)
% Número del segundo borde del nodo m     Edge_(2,1:EdgesTotal)
% Número de triangulos positivos          TrianglePlus(1:EdgesTotal)
% Número de triangulos negativos          TriangleMinus(1:EdgesTotal)
% Longitud del borde                       EdgeLength(1:EdgesTotal)
% Indicador de elemento de borde           EdgeIndicator(1:EdgesTotal)
%
% Además calcula las áreas y los puntos-mitad de los triangulos de la estructura:
% Area de triángulos                       Area(1:TrianglesTotal)
% Centro de los triangulos                  Center(1:TrianglesTotal)
%
% Se maneja el siguiente esquema:
% t(4,:)=0 Triangulos que pertenecen al plano de tierra.
% t(4,:)=1 Triangulos que pertenecen al alimentador
% t(4,:)=2 Triangulos que pertenecen al parche
% t(4,:)=3 triangulos por encima de los límites del dielectrico (no se visualizan)
%
% Posición del vector rho_c_+ desde el vertice libre al centro del
% triangulo "+"                             RHO_Plus(1:3,1:EdgesTotal)
% Posición del vector rho_c_- desde el centro del triangulo "-"
% al vertice libre                           RHO_Minus(1:3,1:EdgesTotal)
% Punto central del los 9 subtriangles
%                                           Center_(1:3,1:9,1:TrianglesTotal)
% Posición del vectors rho_c_+ desde el vertice libre del
% triangulo "+" a los 9 puntos centrales de los subtriangles
%                                           RHO__Plus(1:3,1:9,1:EdgesTotal)
% Posicion del vectors rho_c_- desde el punto central de los 9 subtriangles
% a cada vertice libre de los triangulos "-"
%                                           RHO__Minus(1:3,1:9,1:EdgesTotal)
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clear all

load('parchel'); %se especifica la estructura de entrada, la MESH
[s1 s2]=size(p); %Ajuste de los vectores p (nodos cartesianos del arreglo) entregados por la
entrada
if(s1==2)
    p(3,:)=0; %Convierte de 2D a 3D
end

%Eliminación de triangulos innecesarios
Remove=find(t(4,:)>2); % solo se consideran los triangulos pertenecientes a la conformación
del parche
t(:,Remove)=[];
TrianglesTotal=length(t);

%Encuentra las areas separada de los triangulos
for m=1:TrianglesTotal
    N=t(1:3,m);
    Vec1=p(:,N(1))-p(:,N(2));
    Vec2=p(:,N(3))-p(:,N(2));
    Area(m) =norm(cross(Vec1,Vec2))/2;
    Center(:,m)=1/3*sum(p(:,N),2);
end

%Encuentra todos los elementos de borde "Edge_" con al menos dos triangulos
%adyacentes
Edge_=[];

```

```

n=0;
for m=1:TrianglesTotal
    N=t(1:3,m);
    for k=m+1:TrianglesTotal
        M=t(1:3,k);
        a=1-all([N-M(1) N-M(2) N-M(3)]);
        if(sum(a)==2) %triangulos m and k tienen dos puntos en común
            n=n+1;
            Edge_=[Edge_ M(find(a))];
            TrianglePlus(n)=m;
            TriangleMinus(n)=k;
        end;
    end
end
EdgesTotal=length(Edge_);

%Esta sección se utiliza para juntas T
%Permite solo dos elementos de borde por junta
Edge_=[Edge_(2,:); Edge_(1,:)];
Remove=[];
for m=1:EdgesTotal
    Edge_m= repmat(Edge_(:,m), [1 EdgesTotal]);
    Ind1=any(Edge_ -Edge_m);
    Ind2=any(Edge__ -Edge_m);
    A=find(Ind1.*Ind2==0);
    if(length(A)==3) %Existen formalmente tres elementos en una junta
        Out=find(t(4, TrianglePlus(A))==t(4, TriangleMinus(A)));
        Remove=[Remove A(Out)];
    end
end
Edge_(:,Remove) = [];
TrianglePlus(Remove) = [];
TriangleMinus(Remove) = [];
EdgesTotal=length(Edge_);

EdgeIndicator=t(4, TrianglePlus)+t(4, TriangleMinus);
% 0 - Plano de tierra
% 1 - Bordos de la parte inferior del alimentador
% 2 - Cinta de alimentación
% 3 - bordos de la parte superior del alimentador
% 4 - Parche

%Encuentra la longitud de los bordes
for m=1:EdgesTotal
    EdgeLength(m)=norm(p(:,Edge_(1,m))-p(:,Edge_(2,m)));
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Para solucionar las integrales se aproximan al punto medio de cada triangulo y
% se usa la técnica numerica de baricentro para la evaluación numérica de la EFIE. Se
% utiliza 9 subtriangulos.
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Divide cada triangulo en 9 y encuentra sus puntos centrales

IMT=[];
for m=1:TrianglesTotal
    n1=t(1,m);
    n2=t(2,m);
    n3=t(3,m);
    M=Center(:,m);
    r1= p(:,n1);
    r2= p(:,n2);
    r3= p(:,n3);
    r12=r2-r1;
    r23=r3-r2;
    r13=r3-r1;
    C1=r1+(1/3)*r12;
    C2=r1+(2/3)*r12;
    C3=r2+(1/3)*r23;
    C4=r2+(2/3)*r23;

```

```

C5=r1+(1/3)*r13;
C6=r1+(2/3)*r13;
a1=1/3*(C1+C5+r1);
a2=1/3*(C1+C2+M);
a3=1/3*(C2+C3+r2);
a4=1/3*(C2+C3+M);
a5=1/3*(C3+C4+M);
a6=1/3*(C1+C5+M);
a7=1/3*(C5+C6+M);
a8=1/3*(C4+C6+M);
a9=1/3*(C4+C6+r3);
Center_(:, :, m)=...[a1 a2 a3 a4 a5 a6 a7 a8 a9];
end
%Triangulos PLUS
for m=1:EdgesTotal
    NoPlus=TrianglePlus(m);
    n1=t(1,NoPlus);
    n2=t(2,NoPlus);
    n3=t(3,NoPlus);
    if((n1~=Edge_(1,m)) & (n1~=Edge_(2,m))) NODE=n1; end;
    if((n2~=Edge_(1,m)) & (n2~=Edge_(2,m))) NODE=n2; end;
    if((n3~=Edge_(1,m)) & (n3~=Edge_(2,m))) NODE=n3; end;
    FreeVertex=p(:,NODE);

    RHO_Plus(:,m) =+Center(:,NoPlus)-FreeVertex;
    %nueve rho's de los triangulos "plus"
    RHO__Plus(:, :, m) =...
        +Center_(:, :, NoPlus)-repmat(FreeVertex,[1 9]);
end
%triangulos MINUS
for m=1:EdgesTotal
    NoMinus=TriangleMinus(m);
    n1=t(1,NoMinus);
    n2=t(2,NoMinus);
    n3=t(3,NoMinus);
    if((n1~=Edge_(1,m)) & (n1~=Edge_(2,m))) NODE=n1; end;
    if((n2~=Edge_(1,m)) & (n2~=Edge_(2,m))) NODE=n2; end;
    if((n3~=Edge_(1,m)) & (n3~=Edge_(2,m))) NODE=n3; end;
    FreeVertex=p(:,NODE);

    RHO_Minus(:,m) =-Center(:,NoMinus) +FreeVertex;
    %Nueve rho's de los triangulos "minus"
    RHO__Minus(:, :, m)=...
        -Center_(:, :, NoMinus)+repmat(FreeVertex,[1 9]);
end

%Guarda los Resultados
save mesh1 p ...
    t ...
    TrianglesTotal ...
    EdgesTotal ...
    Edge_ ...
    TrianglePlus ...
    TriangleMinus ...
    EdgeLength ...
    EdgeIndicator ...
    Area ...
    RHO_Plus ...
    RHO_Minus ...
    RHO__Plus ...
    RHO__Minus ...
    Center ...
    Center_ ...
    h %altura

%IMPEDANCIA, solución al MoM
% Calcula la matriz de impedancia usando la función IMPMET, se soluciona la Ecuación de
MoM
% Usa como entrada el archivo mesh del proceso Estructuraoptimización.
% Incluye tres matrices de impedancia adicionales:

```

```

% Matriz de impedancia de Dielectrico-Dielectrico      ZDD
% Matriz de impedancia de Dielectrico-Metal           ZDS
% Matriz de impedancia de Metal-Dielectrico          ZSD
clear all
load('mesh1'); %carga la estructura -mesh- a analizar

%Parámetros del barrido de frecuencia de análisis
NumberOfSteps=100;
FreqStart =1e9;      %in Hz
FreqStop  =5e9;      %in Hz
% NumberOfSteps=input('Definir el número de pasos de frecuencia a analizar = ');
% FreqStart  =input('Defina la frecuencia de inicio en Hz = ');
% FreqStop   =input('Defina la frecuencia de parada en Hz= ');

step=(FreqStop-FreqStart)/(NumberOfSteps-1);

%Parámetros Electromagneticos
epsilon_ =8.854e-012; %Permitividad Dielectrica del vacio
epsilon_R =1.0;      %constante dielectrica del sustrato (Permitividad dielectrica
relativa)
mu_ =1.257e-006;    %Permeabilidad Magnetica
c_ =1/sqrt(epsilon_*mu_); %velocidad de la luz
eta_ =sqrt(mu_/epsilon_); %Impedancia caracteristica del medio

%Variables - Matriz de impedancia metal (S)
for m=1:EdgesTotal
    RHO_P(:, :,m)=repmat(RHO_Plus(:,m),[1 9]); %llenado de matriz
    RHO_M(:, :,m)=repmat(RHO_Minus(:,m),[1 9]); %llenado de matriz
end

%Variables - Matriz de impedancia dielectrico-metal
DP =find(t(4,:)==0); %vector t identifica que elemento de la 4 columna es diferente
de cero
M =length(DP); %Cantidad de triangulo que conforma solo la lamina del
dielectrico
delta =[0;0;1e-12]; %introduce 0/0 para evitar singularidad

Middle=[0; 0; h/2]; %mitad del alimentador
for m=1:M
    N=t(1:3,m);
    Point(:,m)=Center(:,m)+Middle; %campo radiado del dipolo o arreglo al punto de
observación
    IMT(:, :,m)=Center_(:, :,m)+repmat(Middle,[1,9]);
end

%Análisis por pasos de Frecuencias
for FF=1:NumberOfSteps
    tic; FF
    f(FF) =FreqStart+step*(FF-1);
    omega =2*pi*f(FF);
    k =omega/c_;
    K =j*k;

    Constant1 =mu_/(4*pi);
    Constant2 =1/(j*4*pi*omega*epsilon_);
    Factor =1/9;
    FactorA =Factor*(j*omega*EdgeLength/4)*Constant1;
    FactorFi =Factor*EdgeLength*Constant2;
    FactorA =FactorA.';
    FactorFi =FactorFi.';

    %Matriz de impedancia metal-metal SS)
    ZSS= maimp( EdgesTotal,TrianglesTotal,...
        EdgeLength,K,...
        Center,Center_,...
        TrianglePlus,TriangleMinus,...
        RHO_P,RHO_M,...
        RHO_Plus,RHO_Minus,...
        FactorA,FactorFi);
    ZSS=ZSS.';

```



```

%Matriz de impedancia Dielectrico-Dielectrico (DD)
ZDD = zeros(M,M)+j*zeros(M,M);
for m=1:M
    OP =Point(:,m)+delta;
    IP =Point;
    E =puntol(OP,K,k,Constant2,Area(1:M),h,IP);
    ZDD(m,:)=E(3,:); %Terminos no pertenecientes a la diagonal
    IP =IMT(:, :, m);
    E =puntol(OP,K,k,Constant2,ones(1,9)*Area(m)/9,h,IP);
    ZDD(m,m)=sum(E(3,:)); %Terminos de la diagonal
end
ZDD=j*omega*epsilon_*(epsilon_R-1)*ZDD; %Matriz no simetrica de áreas diferentes

%Matriz de Impedancia Dielectrico-metal (DS)
ZDS = zeros(EdgesTotal,M)+j*zeros(EdgesTotal,M);
for m=1:EdgesTotal
    OPPlus =Center(:,TrianglePlus(m))+delta;
    OPMinus =Center(:,TriangleMinus(m))+delta;
    EP =puntol(OPPlus,K,k,Constant2,Area(1:M),h,Point);
    EM =puntol(OPMinus,K,k,Constant2,Area(1:M),h,Point);
    ScalarPlus =sum(EP.* repmat(RHO_Plus(:,m), [1 M]));
    ScalarMinus =sum(EM.* repmat(RHO_Minus(:,m), [1 M]));
    ZDS(m,:) =EdgeLength(m)*(ScalarPlus/2+ScalarMinus/2);
end

%Matriz de impedancia Metal-Dielectrico (SD)
ZSD = zeros(M,EdgesTotal)+j*zeros(M,EdgesTotal);
C1=1/(2*epsilon_)/(-j*omega);
C2=j*omega*epsilon_*(epsilon_R-1);
C=C1*C2;
for m=1:M
    Q=sum(abs([Center(1,m)-Center(1,:); Center(2,m)-Center(2,:)]));
    T=find(Q<1.e-9); %Encuentra los triangulos superiores e inferiores
    for q=1:length(T)
        Plus =find(TrianglePlus-T(q)==0);
        Minus =find(TriangleMinus-T(q)==0);
        Ind =(-1)^(q+1);
        for k=1:length(Plus)
            n=Plus(k);
            Charge=EdgeLength(n)/Area(T(q));
            ZSD(m,n)=ZSD(m,n)+C*Ind*Charge;
        end
        for k=1:length(Minus)
            n=Minus(k);
            Charge=-EdgeLength(n)/Area(T(q));
            ZSD(m,n)=ZSD(m,n)+C*Ind*Charge;
        end
    end
end
end

for m=1:EdgesTotal
    V(m)=0;
end

%Para la alimentación desde la parte inferior
Index=find(EdgeIndicator==1);

%Solución de la ecuación de MoM
V(Index)=1*EdgeLength(Index);
%Matriz de impedancia Total
Z=[ZSS -ZDS; ZSD ZDD-eye(M,M)];
%Vector total de voltaje
V(EdgesTotal+1:EdgesTotal+M)=0;

I=Z\V.'; % otros metodos LU. GMRES, Gradiente conjugado, multigrid ojo trabajos
futuros

CURRENT(:,FF)=I(:);
%Impedancia de entrada

```

```

GapCurrent (FF) =sum(I (Index) .*EdgeLength (Index) ');
GapVoltage (FF) =mean(V (Index) ./EdgeLength (Index));
Impedance (FF) =GapVoltage (FF) /GapCurrent (FF);
FeedPower (FF) =1/2*real (GapCurrent (FF) *conj (GapVoltage (FF)));
Imp =Impedance (FF)
end

%Guarda Resultados
FileName='current1.mat';
save(FileName, 'f','NumberOfSteps','FreqStart','FreqStop','step',...
      'omega','mu','epsilon','c','eta',...

'CURRENT','GapCurrent','GapVoltage','Impedance','FeedPower','M','h','Point','Index');

```

Funciones utilizadas por B.1 y B.2

```

function [Z]=      maimp( EdgesTotal,TrianglesTotal,...
                        EdgeLength,K,...
                        Center,Center_,...
                        TrianglePlus,TriangleMinus,...
                        RHO_P,RHO_M,...
                        RHO_Plus,RHO_Minus,...
                        FactorA,FactorFi);

%
% Tomada y modificada de la página http://ece.wpi.edu (Visitada en Agosto de 2009)
% MAIMP Matriz de Impedancia -standar (Superficie definida)
%
% Retorna la matriz de impedancia compleja [EdgesTotal x EdgesTotal]
% Usa metodo numerico de subdivisión de baricentros para cada triangulo
% La matriz de impedancia es la suma de la contribución debido a
% triangulos separados
%
%Asignación de memoria
Z =zeros (EdgesTotal,EdgesTotal)+j*zeros (EdgesTotal,EdgesTotal);

%Lazos sobre la integración de los triangulos
for p=1:TrianglesTotal
    Plus      =find(TrianglePlus-p==0);
    Minus     =find(TriangleMinus-p==0);
    D=Center_-repmat(Center(:,p),[1 9 TrianglesTotal]); %[3 9 TrianglesTotal]
    R=sqrt (sum(D.*D));                                %[1 9 TrianglesTotal]
    g=exp(-K*R) ./R;                                   %[1 9 TrianglesTotal]
    gP=g(:, :, TrianglePlus);                         %[1 9 EdgesTotal]
    gM=g(:, :, TriangleMinus);                        %[1 9 EdgesTotal]
    Fi=sum(gP)-sum(gM);                               %[1 1 EdgesTotal]
    ZF= FactorFi.*reshape (Fi,EdgesTotal,1);          %[EdgesTotal 1]

    for k=1:length(Plus)
        n=Plus(k);
        RP=repmat(RHO_Plus(:, :,n),[1 1 EdgesTotal]); %[3 9 EdgesTotal]
        A=sum(gP.*sum(RP.*RHO_P))+sum(gM.*sum(RP.*RHO_M));
        Z1= FactorA.*reshape (A,EdgesTotal,1);
        Z(:,n)=Z(:,n)+EdgeLength(n)*(Z1+ZF);
    end
    for k=1:length(Minus)
        n=Minus(k);
        RP=repmat(RHO_Minus(:, :,n),[1 1 EdgesTotal]); %[3 9 EdgesTotal]
        A=sum(gP.*sum(RP.*RHO_P))+sum(gM.*sum(RP.*RHO_M));
        Z1= FactorA.*reshape (A,EdgesTotal,1);
        Z(:,n)=Z(:,n)+EdgeLength(n)*(Z1-ZF);
    end
end
end

```

```

function[EField, HField]=...
    point1(Point,eta_,K,DipoleMoment,DipoleCenter)

%POINT Radiated/scattered field at a point of a dipole array
% or a single dipole. Gives exact near- and far-fields. Outputs
% individual contribution of each dipole.
%
% Observation point                Point(1:3)
% Array of dipole moments          DipoleMoment(1:3,1:EdgesTotal)
% Array of dipole centers           DipoleCenter(1:3,1:EdgesTotal)
% E-field at the observation point  E(1;3,1:EdgesTotal)
% H-field at the observation point  H(1;3,1:EdgesTotal)
%

C=4*pi;
ConstantH=K/C;
ConstantE=eta_/C;

m=DipoleMoment;
c=DipoleCenter;
r      =repmat(Point,[1 length(c)]-c(1:3,:));
PointRM =repmat(sqrt(sum(r.*r)),[3 1]);
EXP      =exp(-K*PointRM);
PointRM2=PointRM.^2;
C=1./PointRM2.*(1+1./(K*PointRM));
D=repmat(sum(r.*m),[3 1])./PointRM2;
M=D.*r;
HField=ConstantH*cross(m,r).*C.*EXP;
EField=ConstantE*(M-m).*(K./PointRM+C)+2*M.*C).*EXP;

function[E]=point_(ObservationPoint,K,k,Constant2,Area,h,DipoleCenter)
%POINT_ Radiated electric field of volume current element(s)
% Replaces the volume current element by the equivalent
% finite-length dipole
%
% Observation point                ObservationPoint(1:3)
% Cross-section of the volume element Area(1:M)
% Center of the volume element     DipoleCenter(1:3,1:M)
% Height of the volume element     h
% E-field at the observation point  E
%
% Copyright 2002 AEMM. Revision 2002/03/17
% Chapter 10

c      =DipoleCenter;
r      =repmat(ObservationPoint,[1 length(c)]-c(1:3,:));
R      =sqrt(sum(r.*r));
G      =exp(-K*R)./R;

EZ=Constant2*k^2*h*Area.*G;

r      =repmat(ObservationPoint+[0; 0; h/2],[1 length(c)]-c(1:3,:));
R      =sqrt(sum(r.*r));
OverR  =1./R;
G      =exp(-K*R).*OverR;

Common=Constant2*Area.*G.*(OverR.*OverR+K.*OverR);
EXPlus=Common.*(-r(1,:));
EYPlus=Common.*(-r(2,:));
EZPlus=Common.*(-r(3,:));

r      =repmat(ObservationPoint+[0; 0; -h/2],[1 length(c)]-c(1:3,:));
R      =sqrt(sum(r.*r));
OverR  =1./R;

```

```
G      =exp(-K*R) .*OverR;

Common=Constant2*Area.*G.*(OverR.*OverR+K.*OverR);
EXMinus=Common.*(-r(1,:));
EYMinus=Common.*(-r(2,:));
EZMinus=Common.*(-r(3,:));

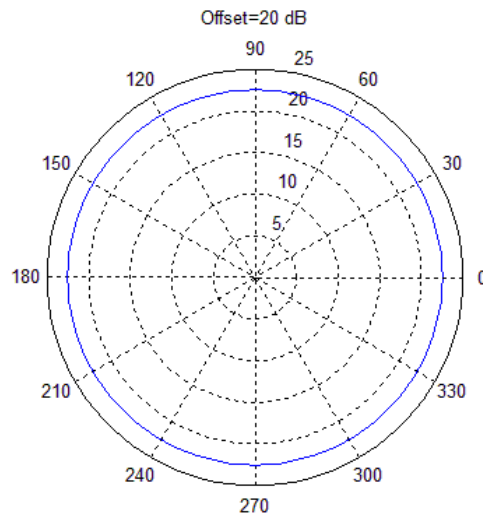
E(1,:)=EXPlus-EXMinus;
E(2,:)=EYPlus-EYMinus;
E(3,:)=EZPlus-EZMinus+EZ;
```

2. Gráficos obtenidos de simulaciones

A continuación se muestran en su orden, las gráficas de pérdidas de inserción, Impedancia de entrada y patrón de radiación. El número de referencia con la cual aparecen aquí consignadas, corresponde a la situación presentada en las tablas de datos mostradas en el capítulo 4.

2.1 Dipolo finito

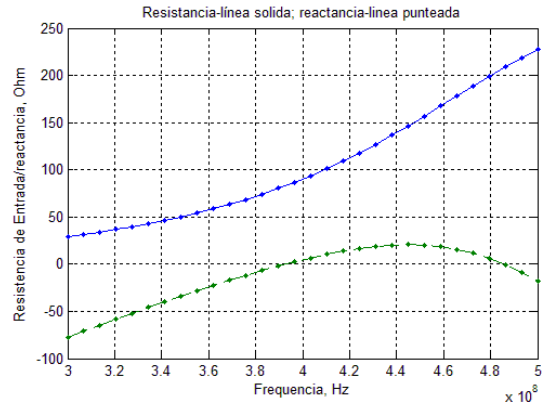
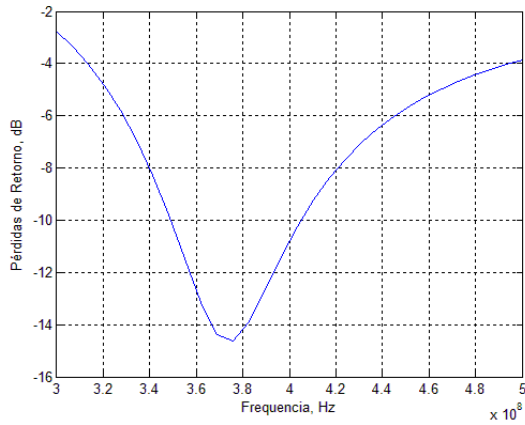
Con respecto a las gráficas del patrón de radiación, cabe aclarar, que es el mismo para todos los casos de simulación de un dipolo de $\lambda/2$ medios, sin importar su dimensión. A continuación se presenta;



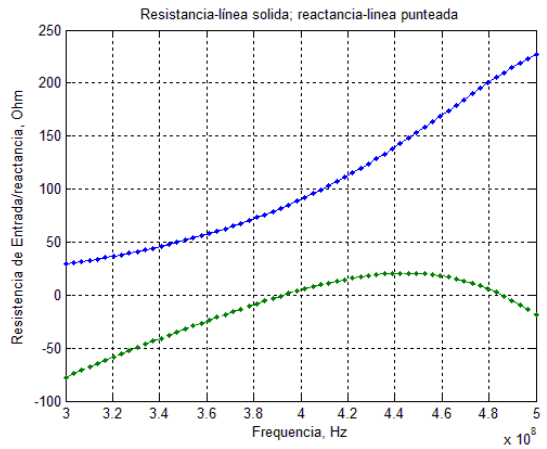
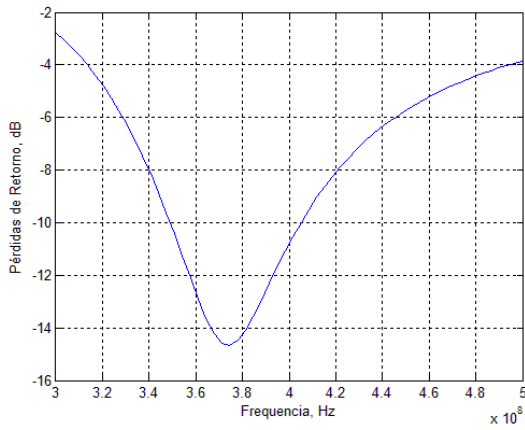
Patrón de radiación en el plano H para un dipolo de $\lambda/2$ medios

2.1.1 Dipolo de 0.375 m de longitud.

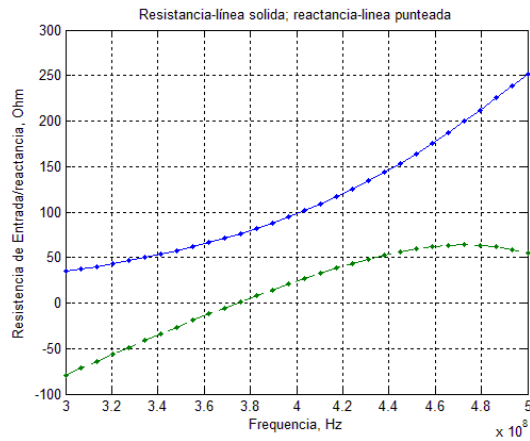
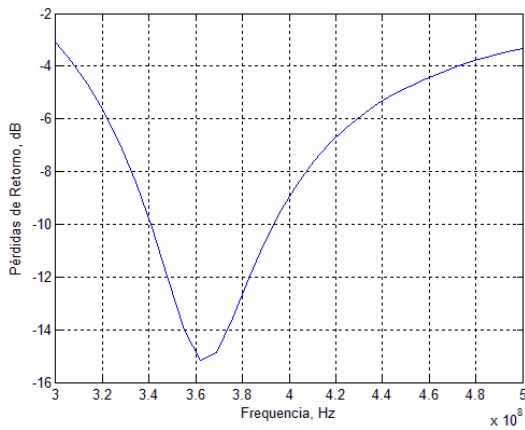
Simulación 1A



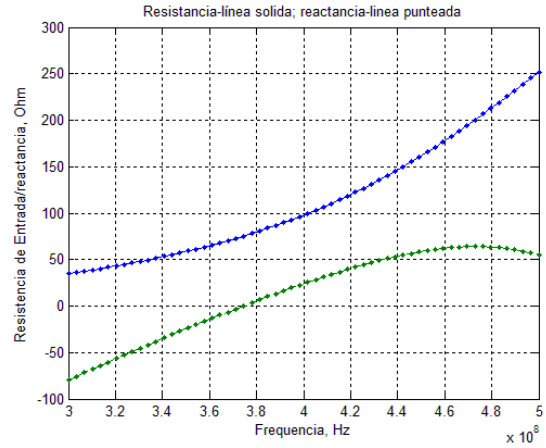
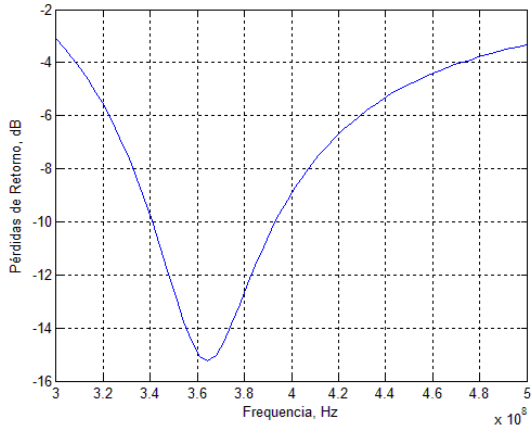
Simulación 2A



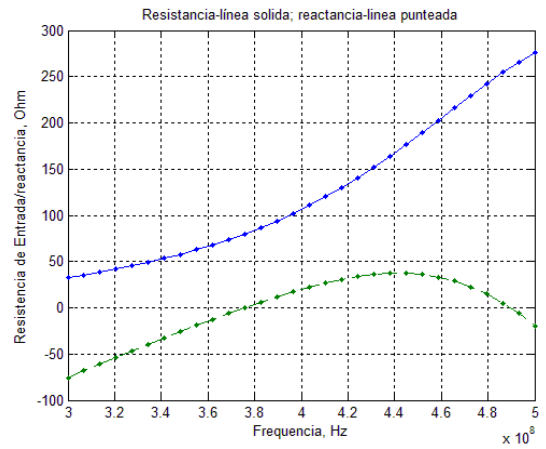
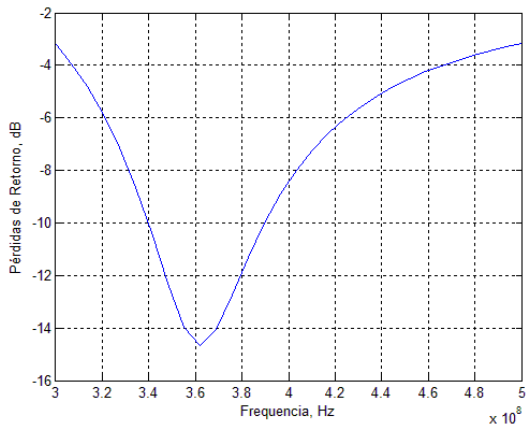
Simulación 3A



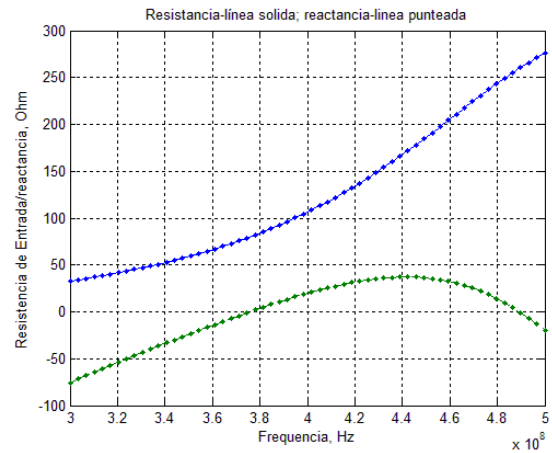
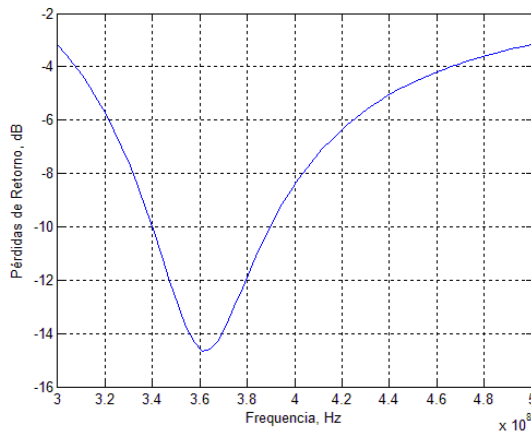
Simulación 4A



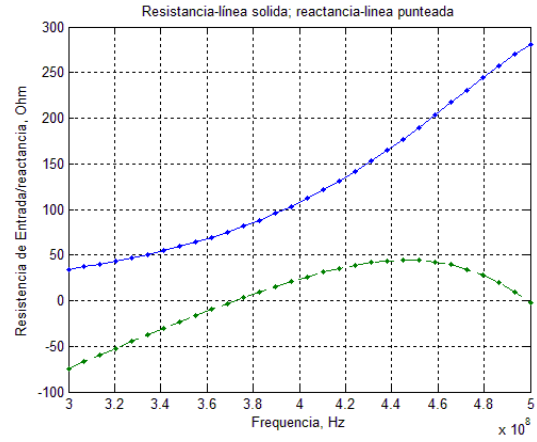
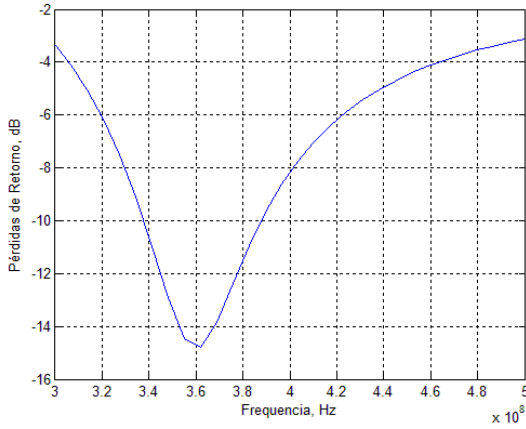
Simulación 5A



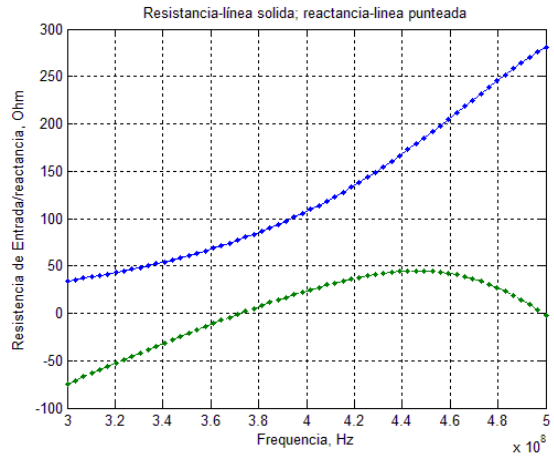
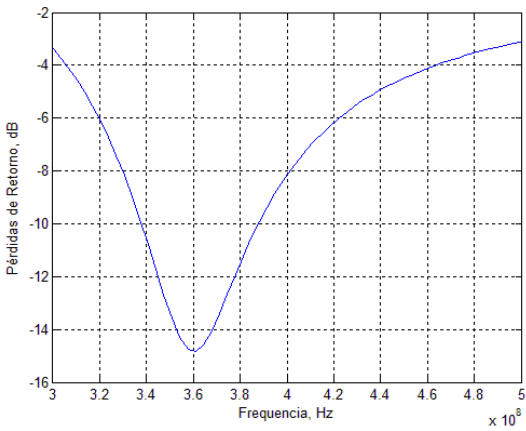
Simulación 6A



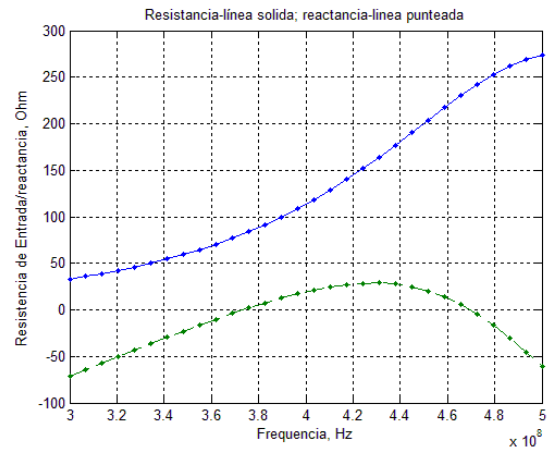
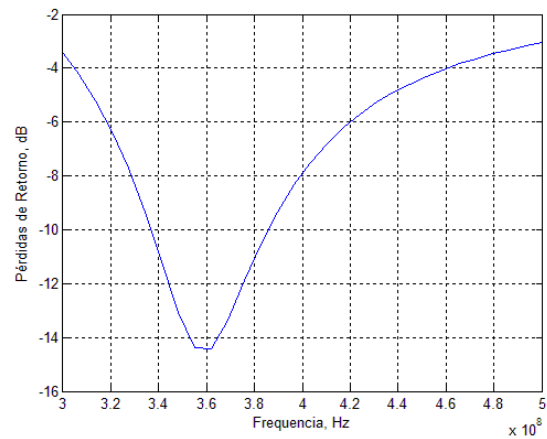
Simulación 7A



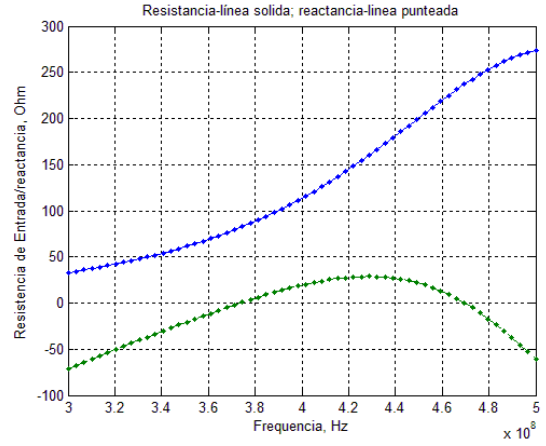
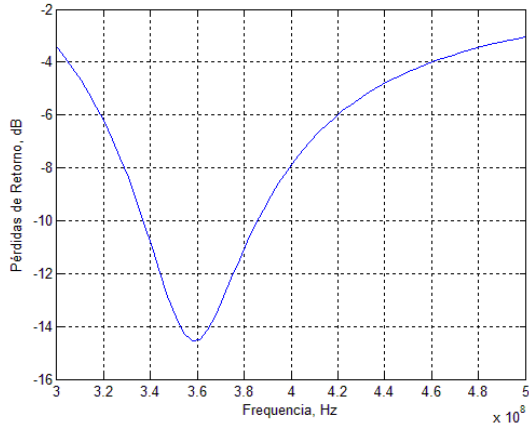
Simulación 8A



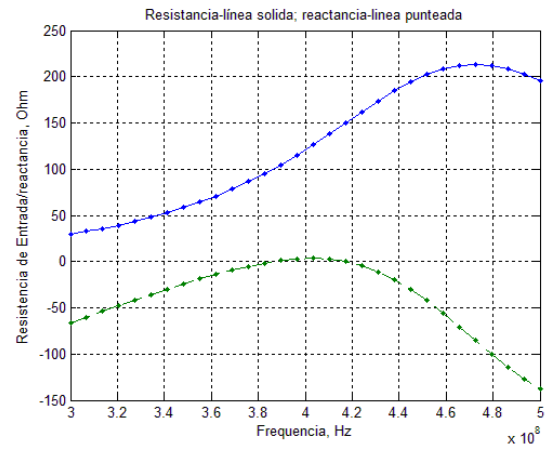
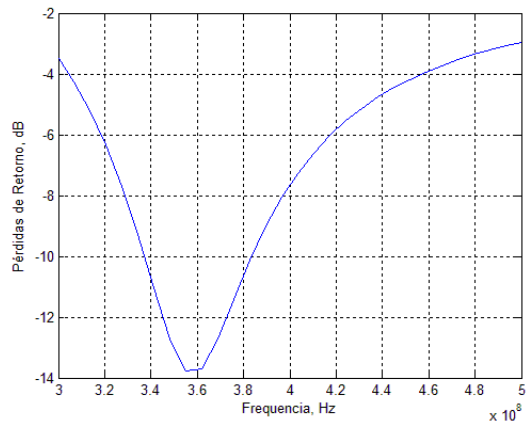
Simulación 9A



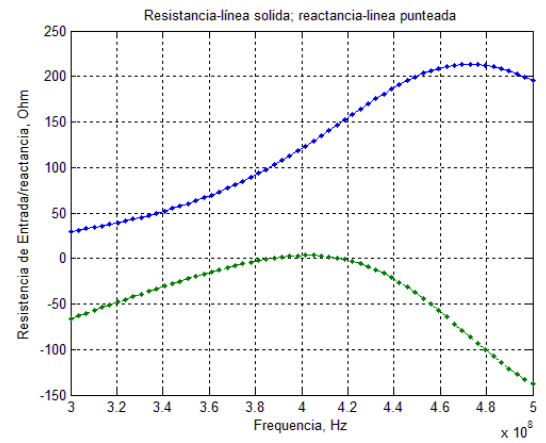
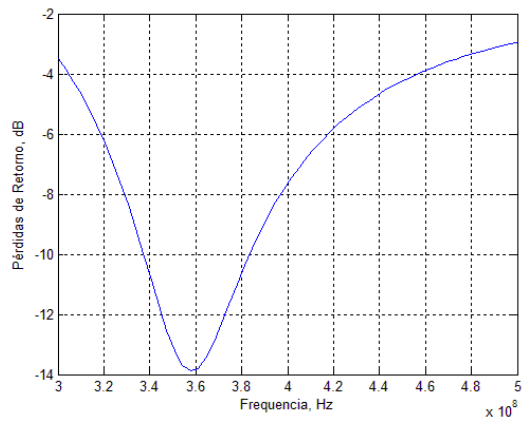
Simulación 10A



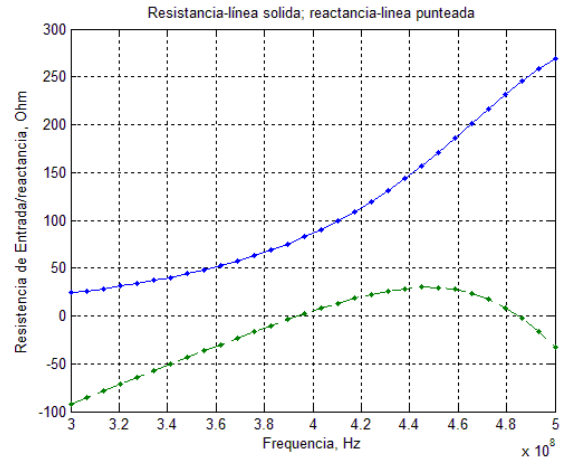
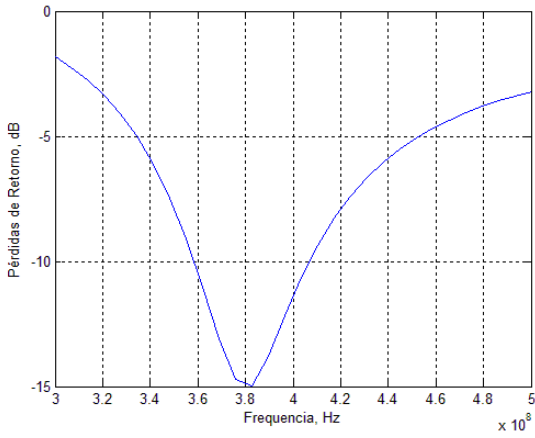
Simulación 11A



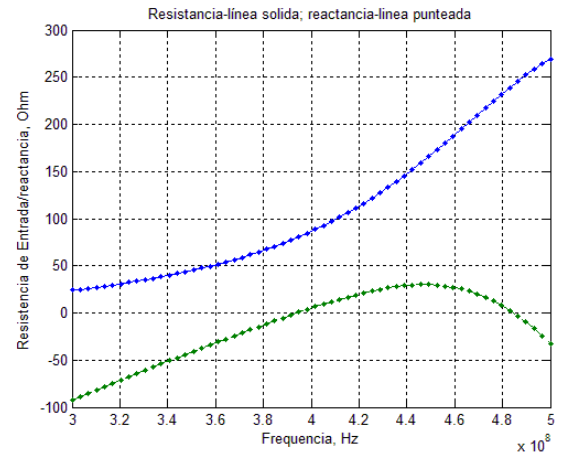
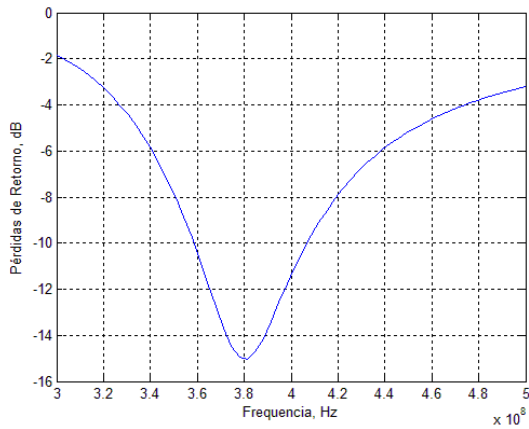
Simulación 12A



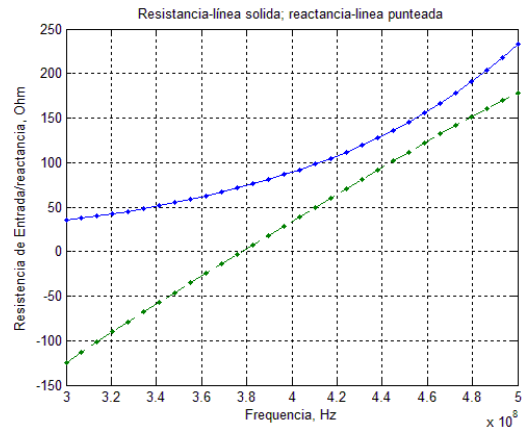
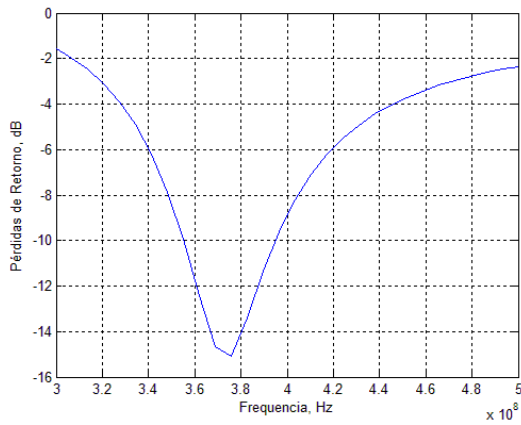
Simulación 1.



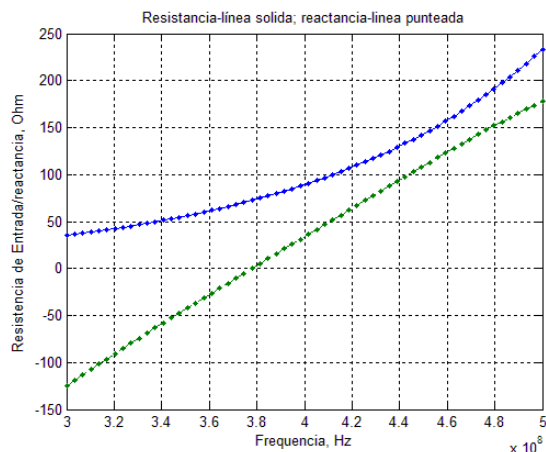
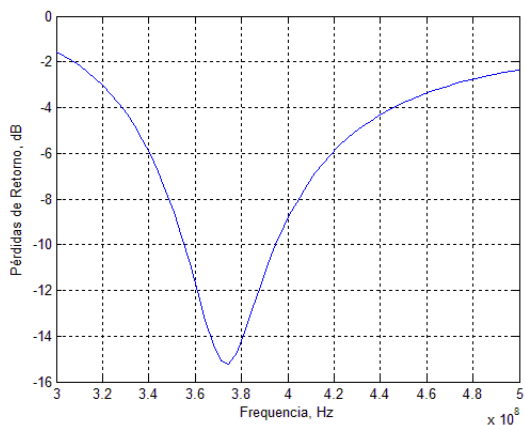
Simulación 2



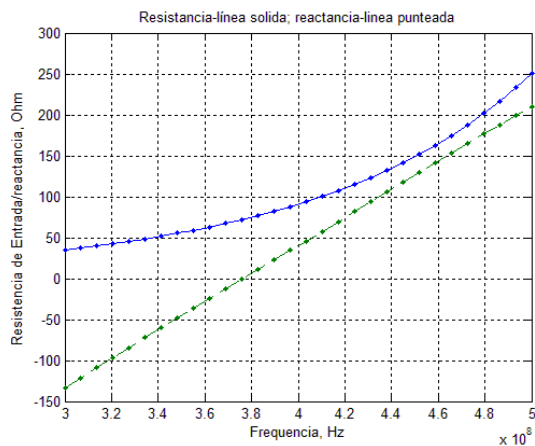
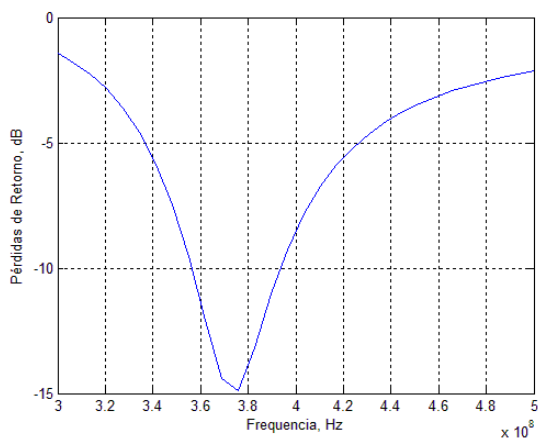
Simulación 3



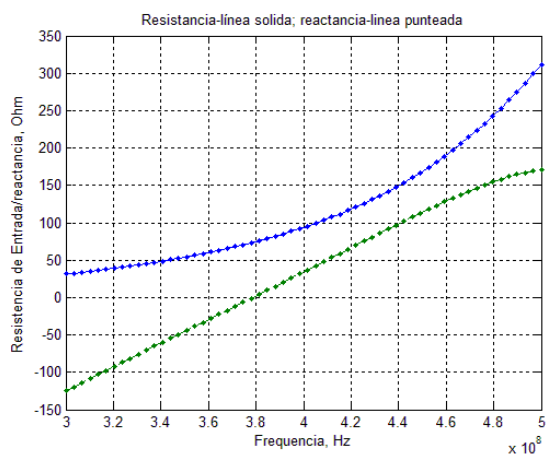
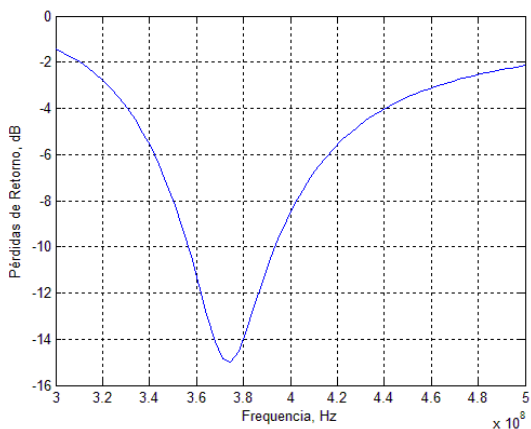
Simulación 4



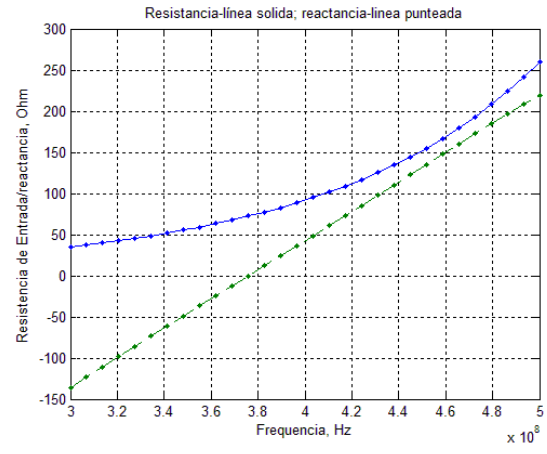
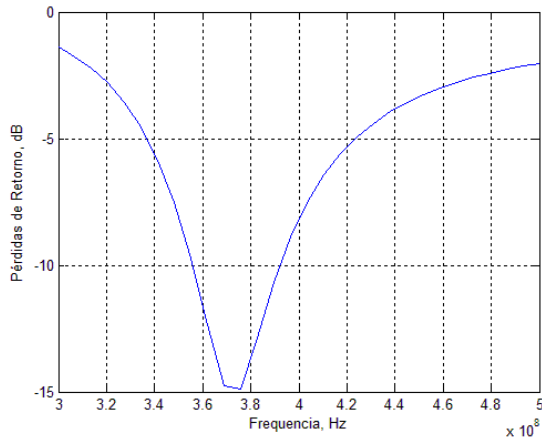
Simulación 5



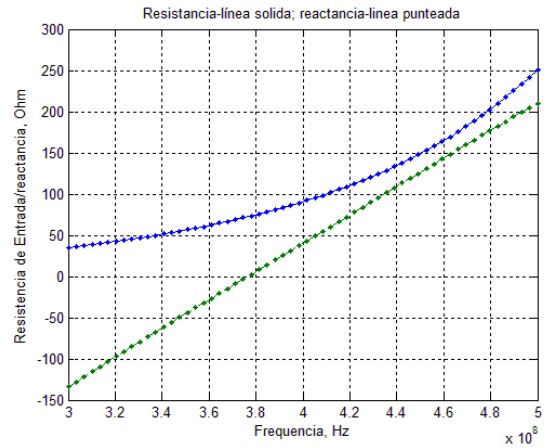
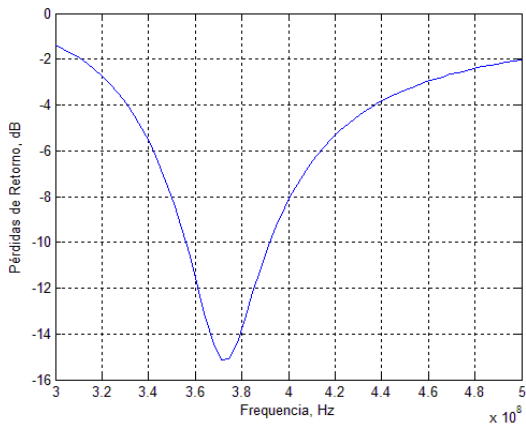
Simulación 6



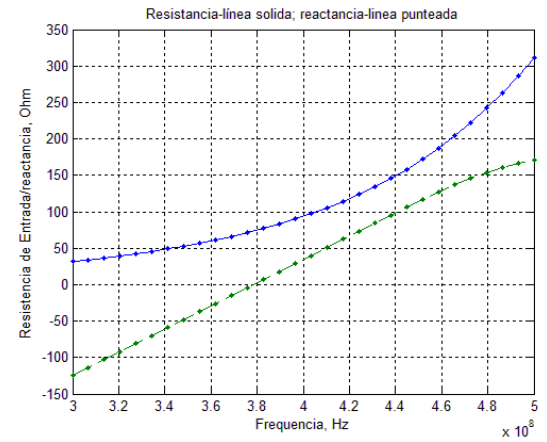
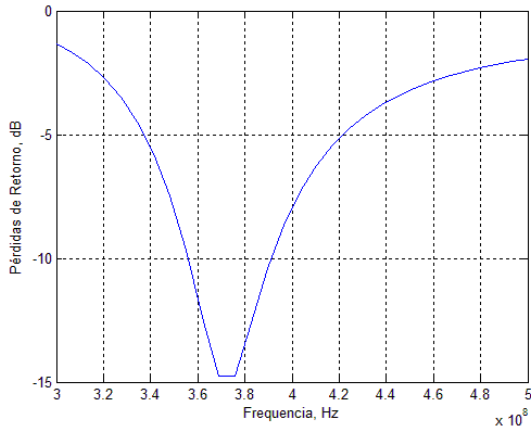
Simulación 7



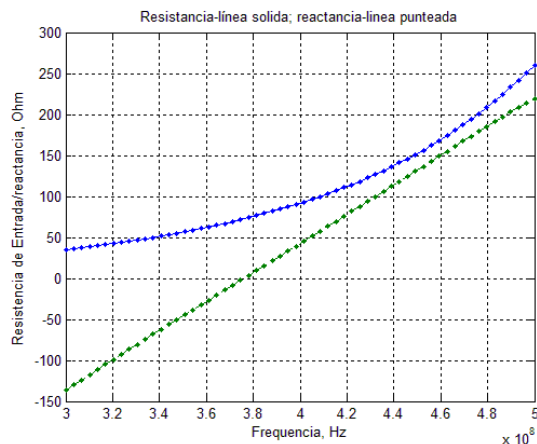
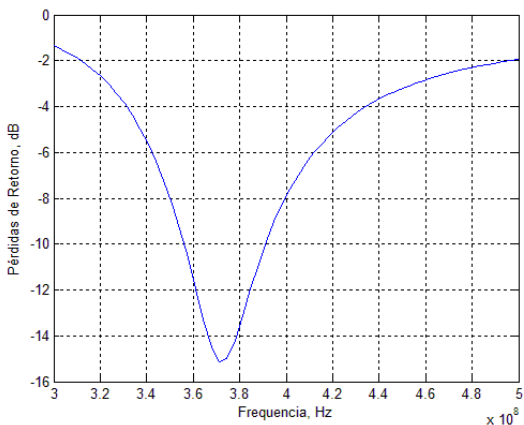
Simulación 8



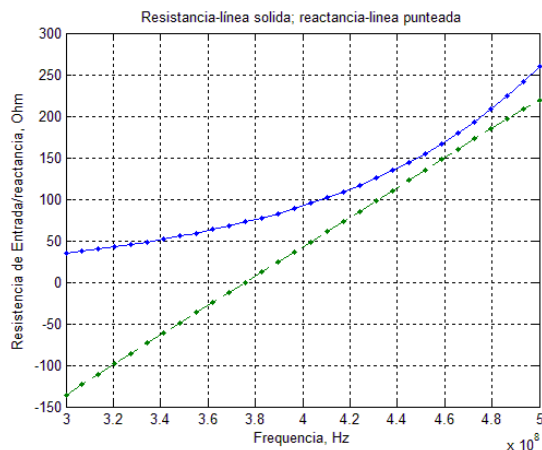
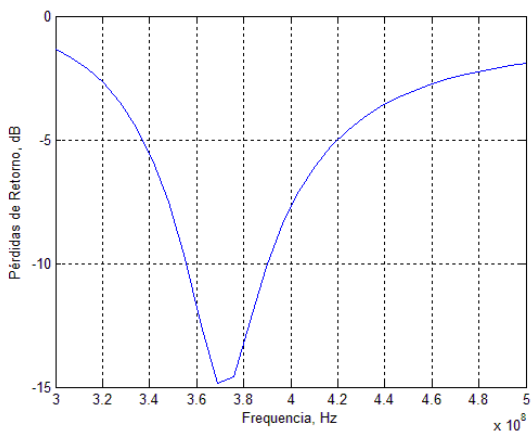
Simulación 9



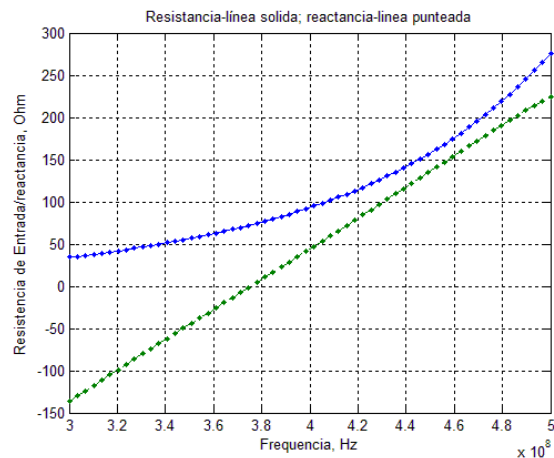
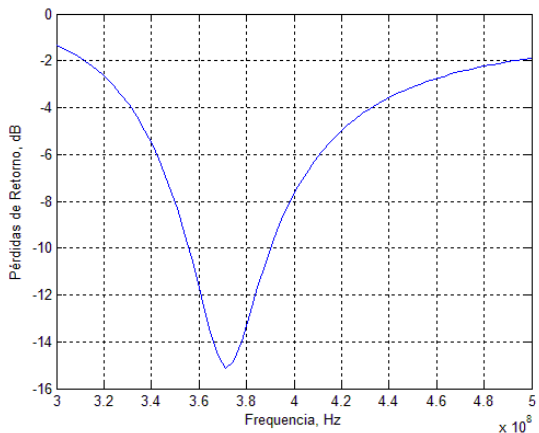
Simulación 10



Simulación 11

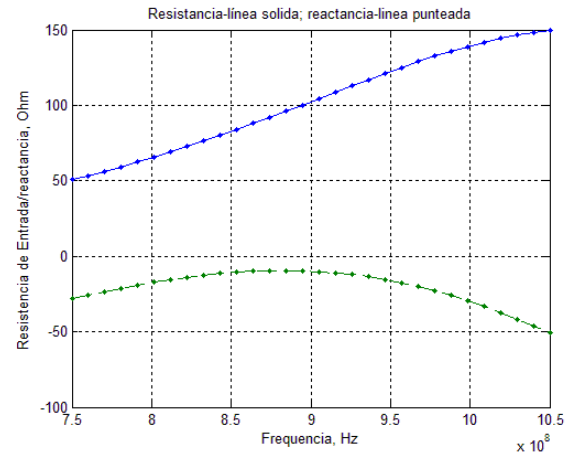
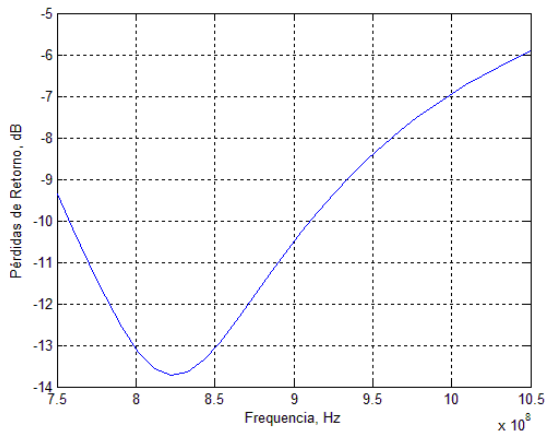


Simulación 12

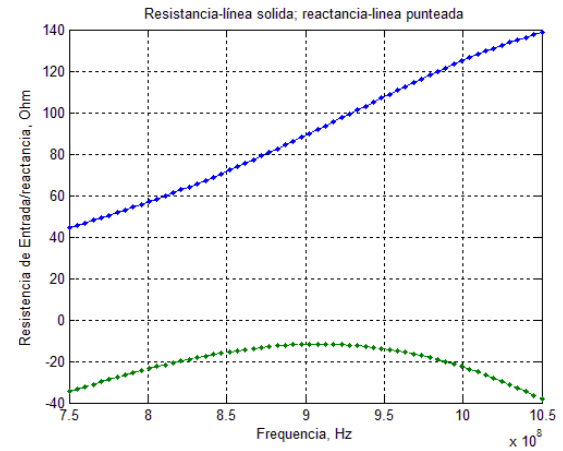
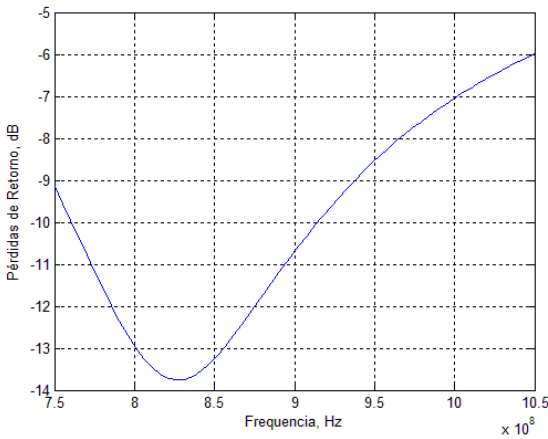


2.1.2 Dipolo de 0.166 m de longitud.

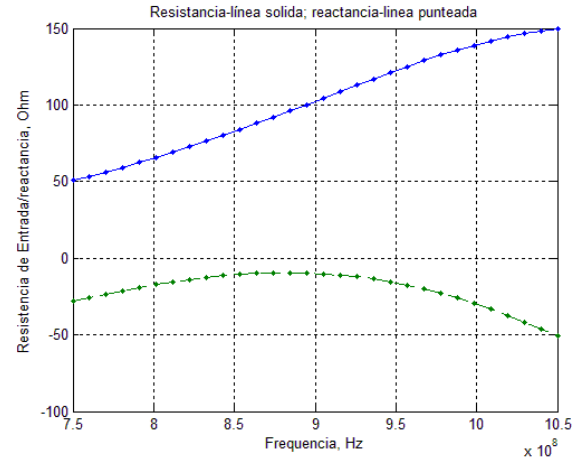
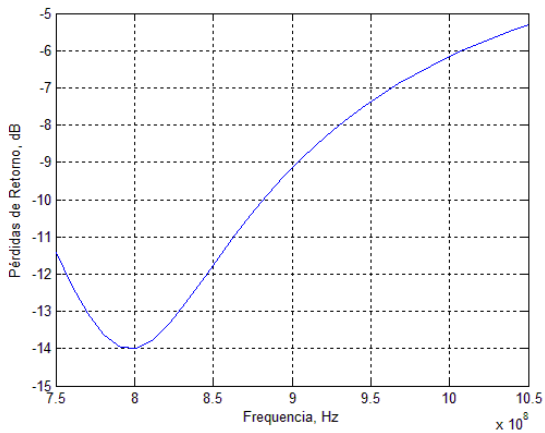
Simulación 13



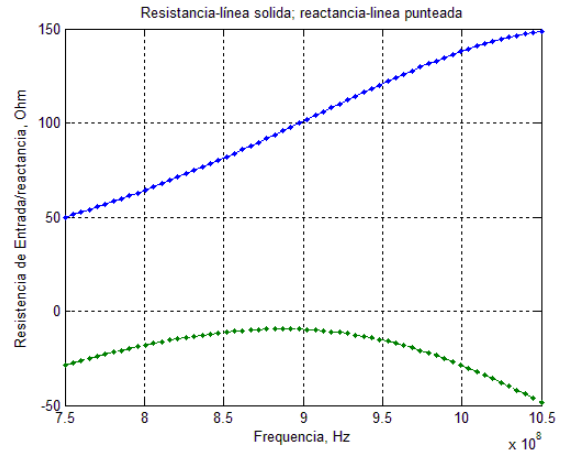
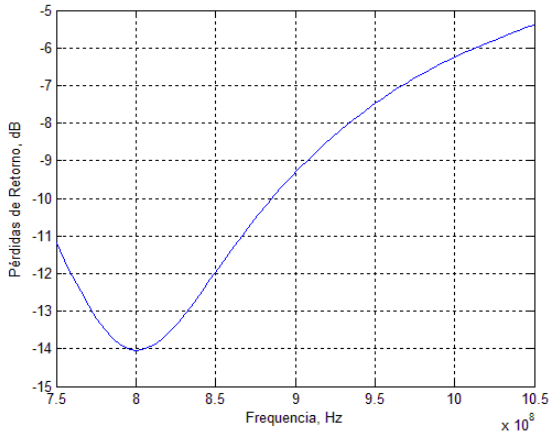
Simulación 14



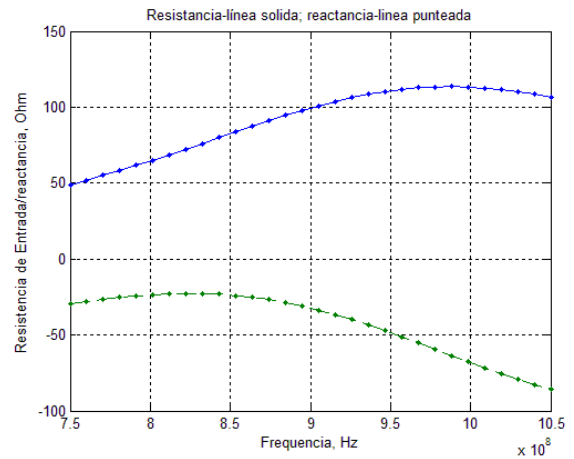
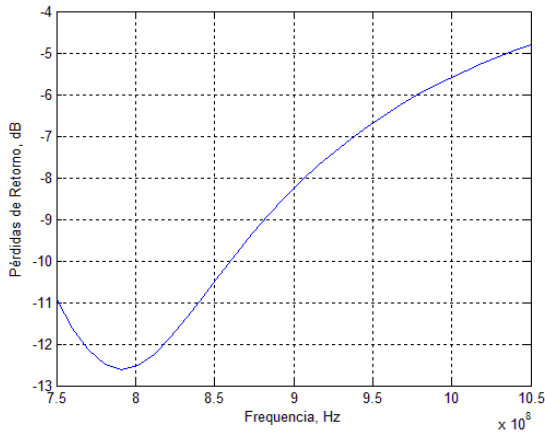
Simulación 15



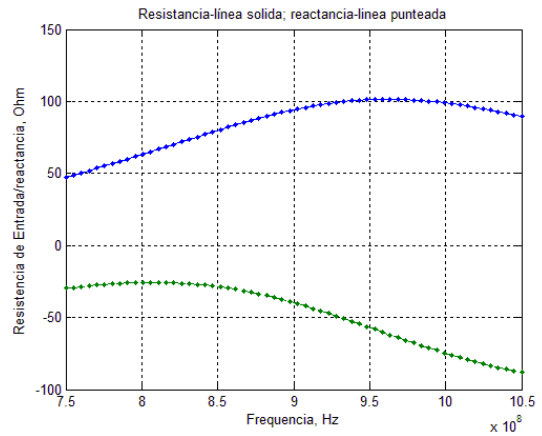
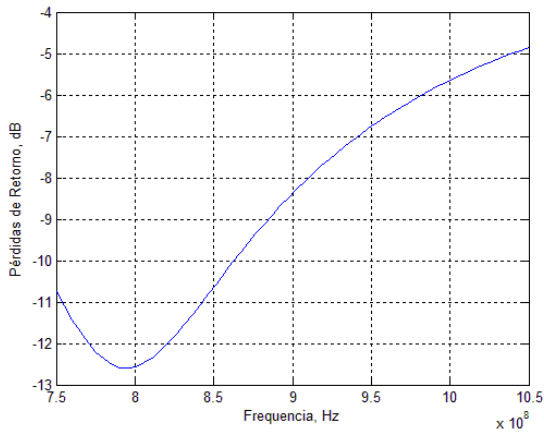
Simulación 16



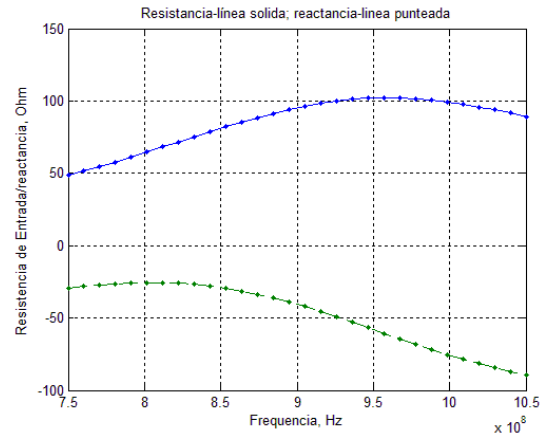
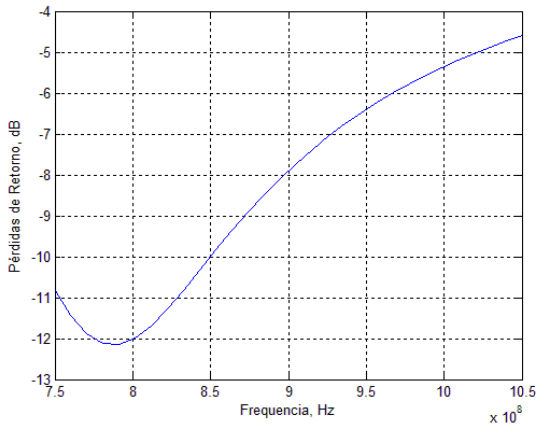
Simulación 17



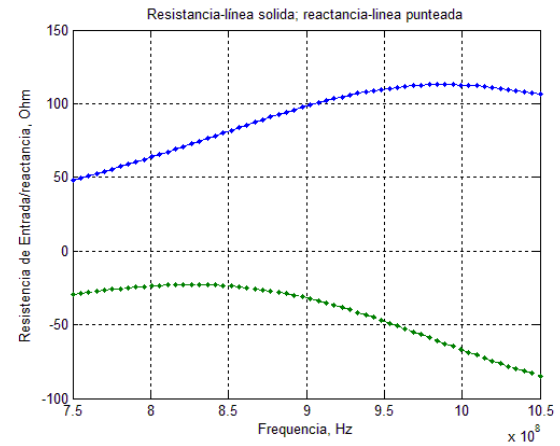
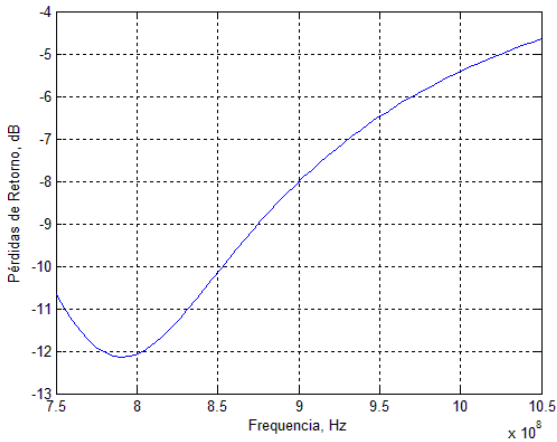
Simulación 18



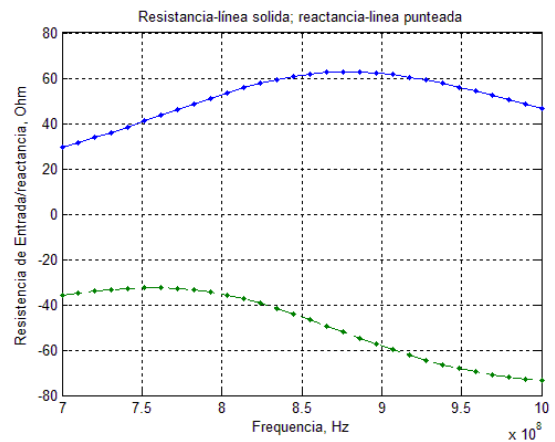
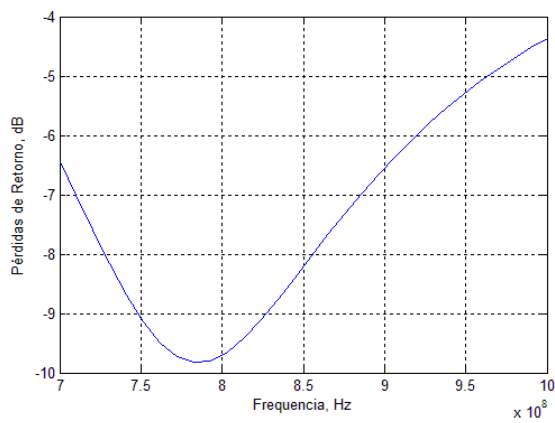
Simulación 19



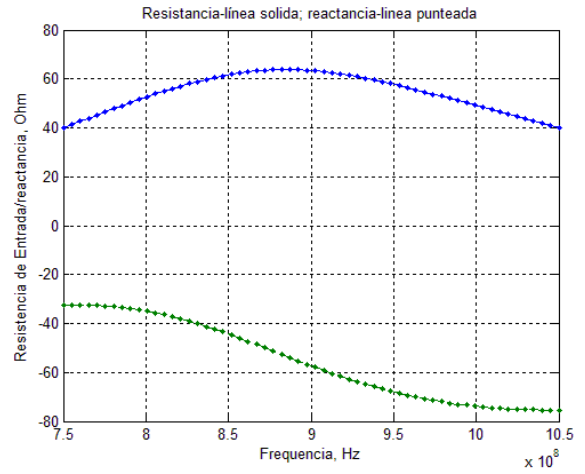
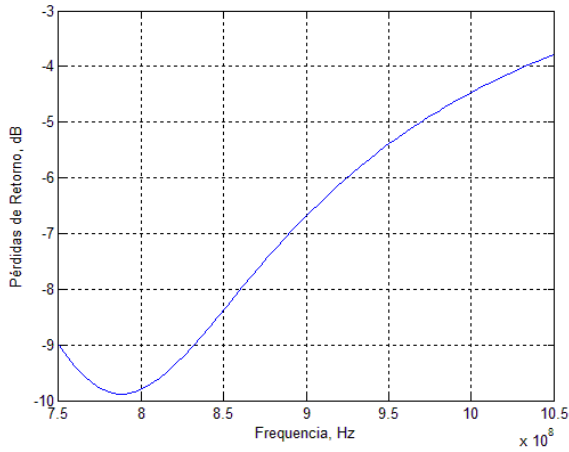
Simulación 20



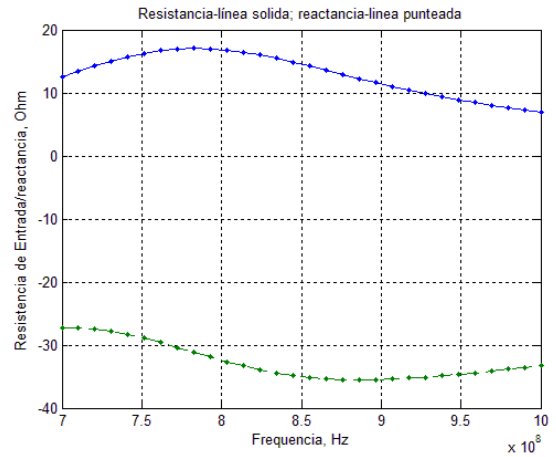
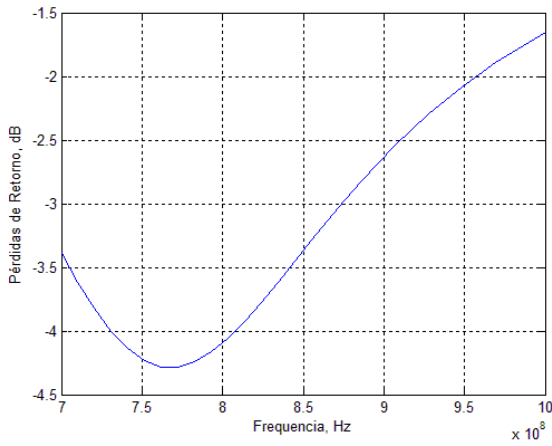
Simulación 21



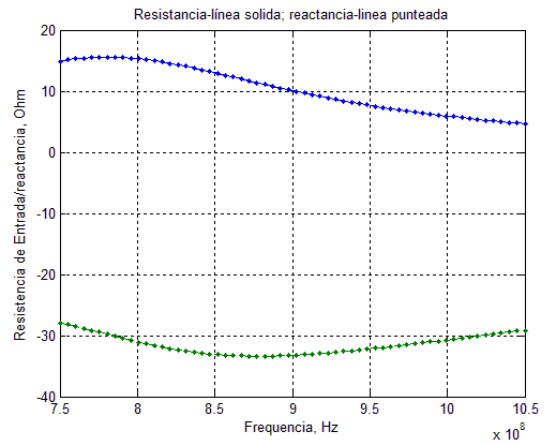
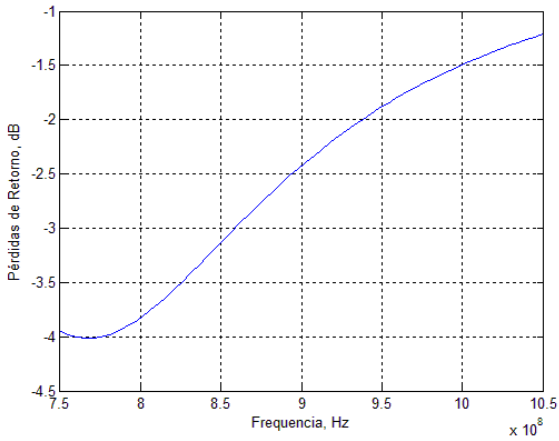
Simulación 22



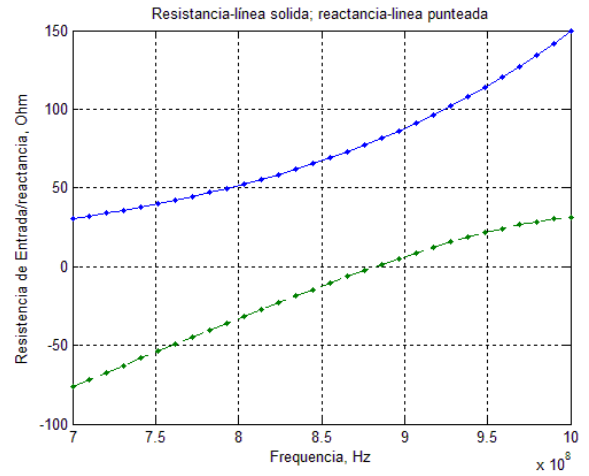
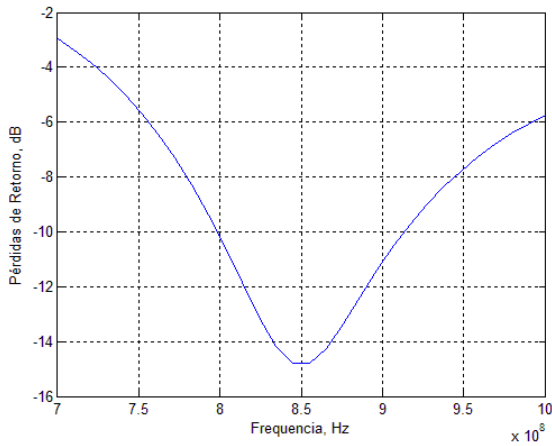
Simulación 23



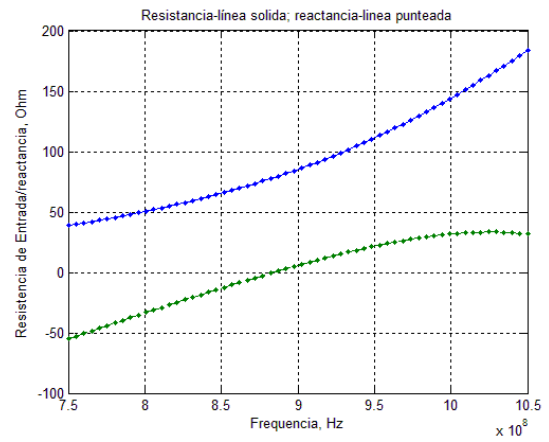
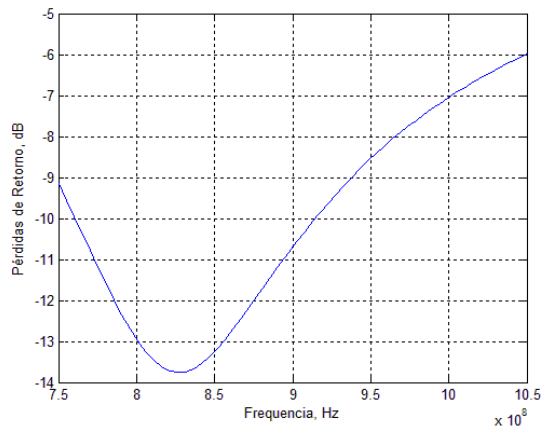
Simulación 24



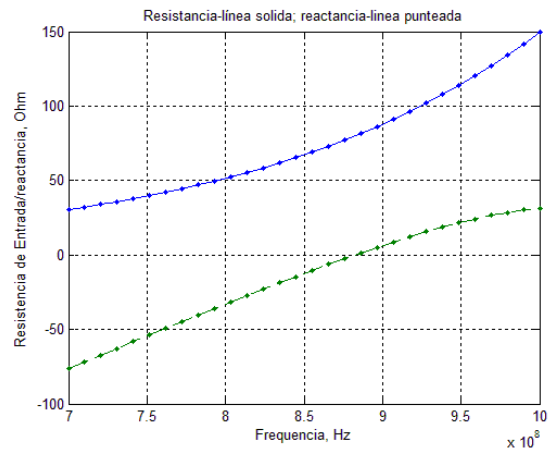
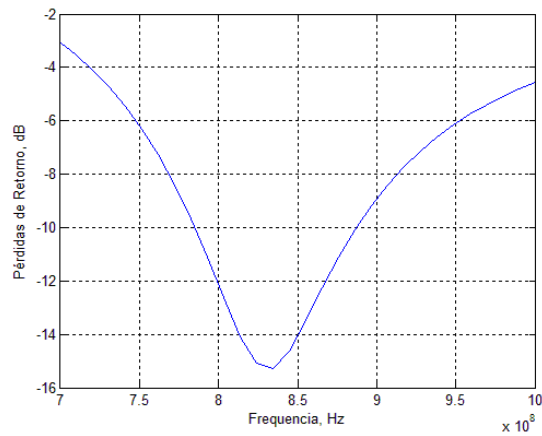
Simulación 25



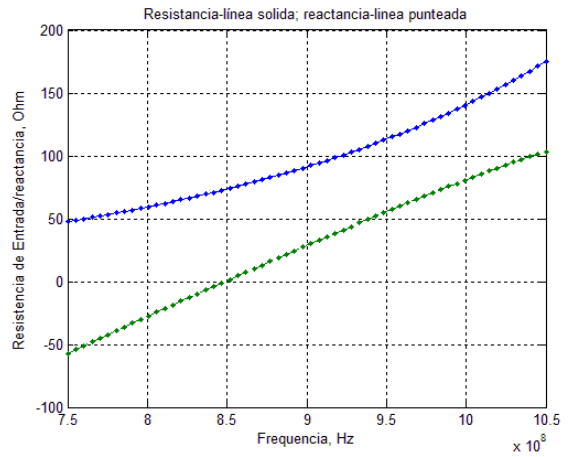
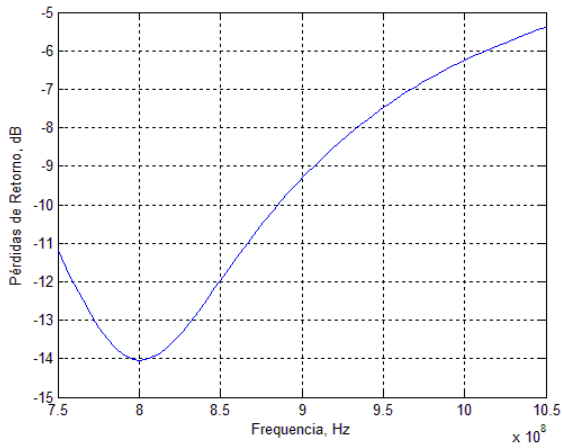
Simulación 26



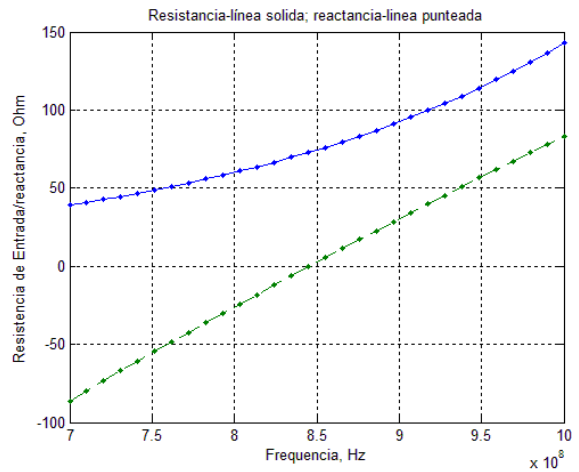
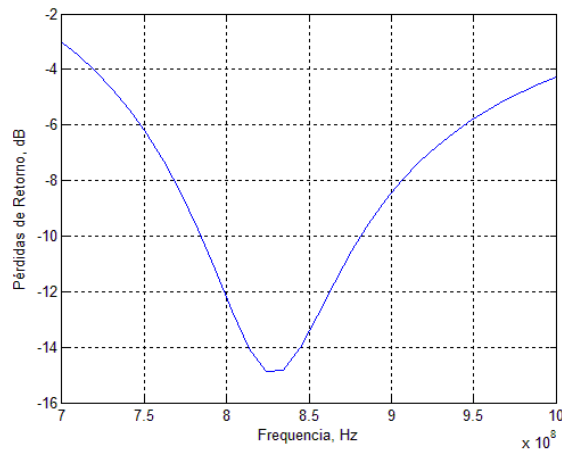
Simulación 27



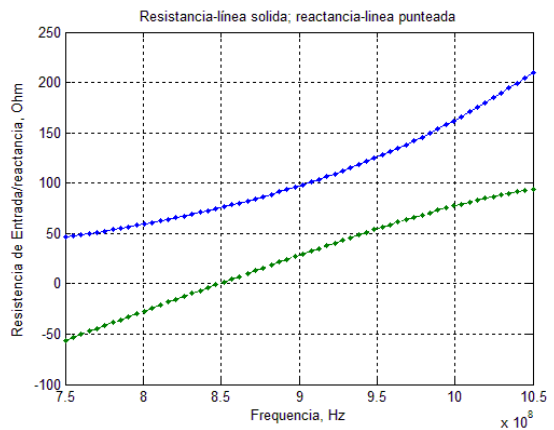
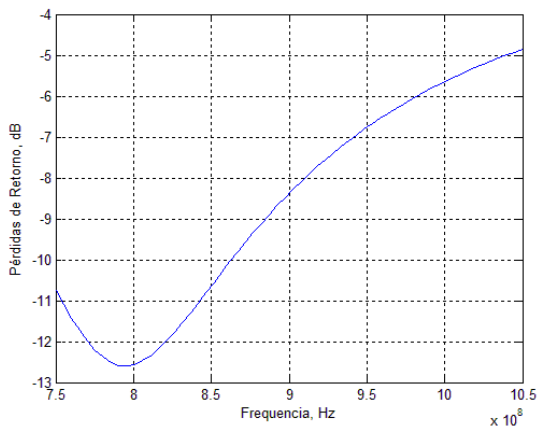
Simulación 28



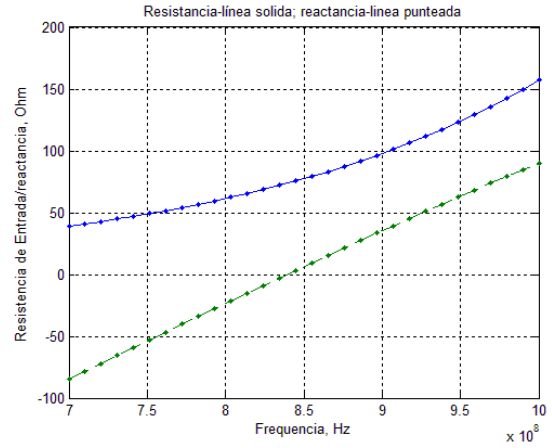
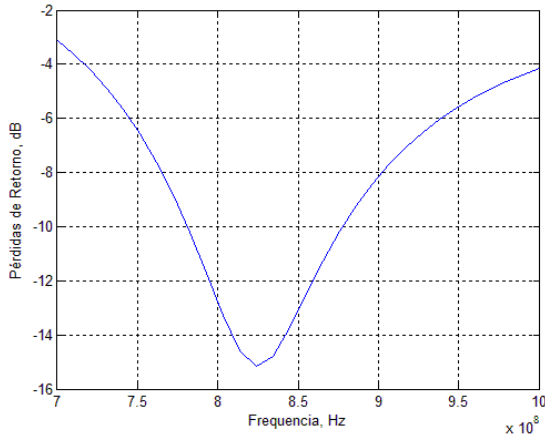
Simulación 29



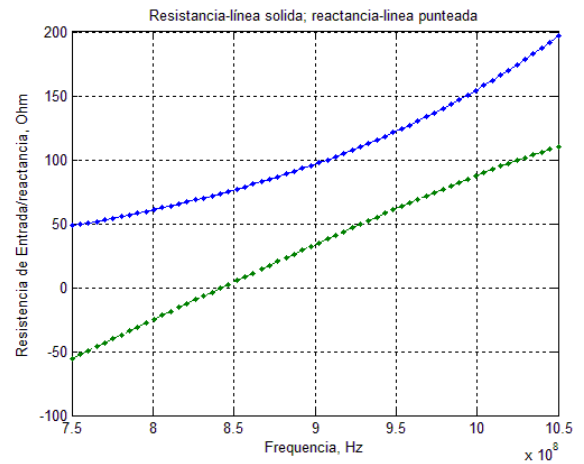
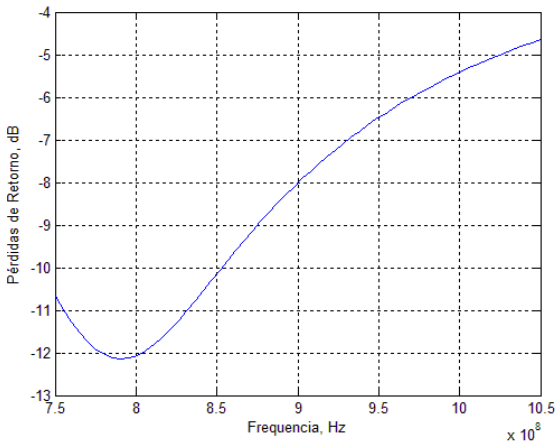
Simulación 30



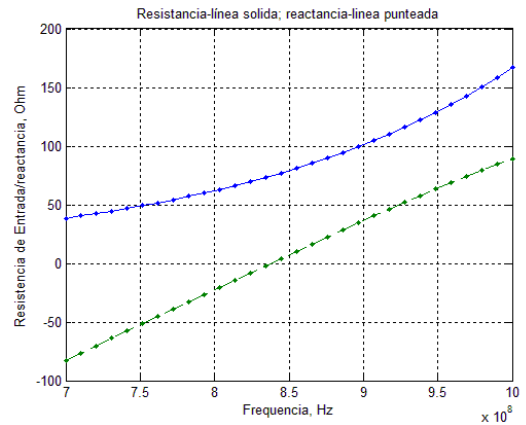
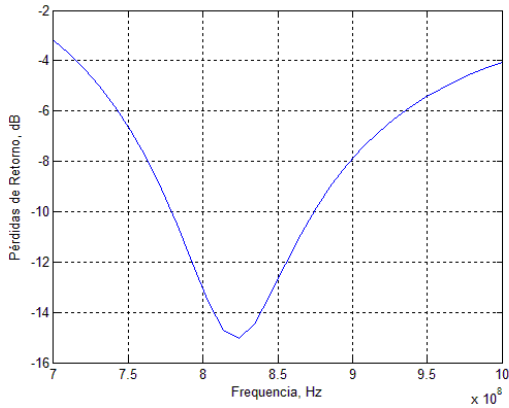
Simulación 31



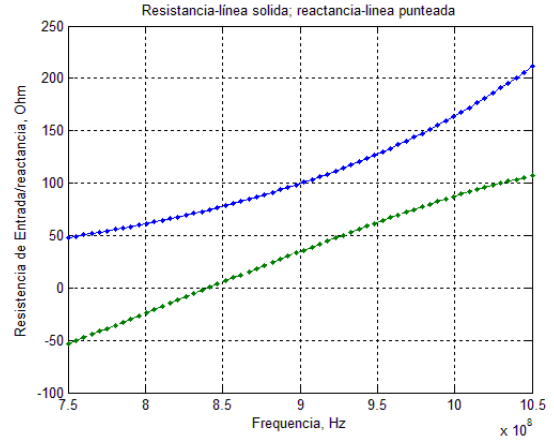
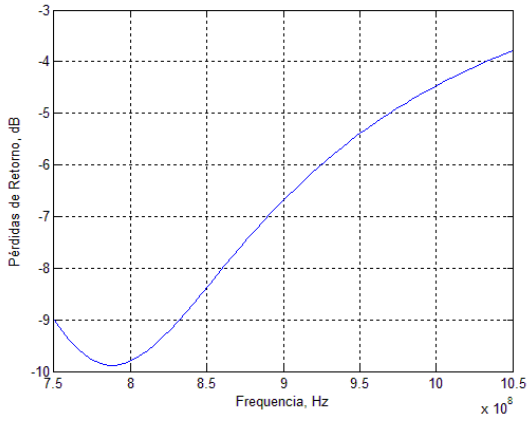
Simulación 32



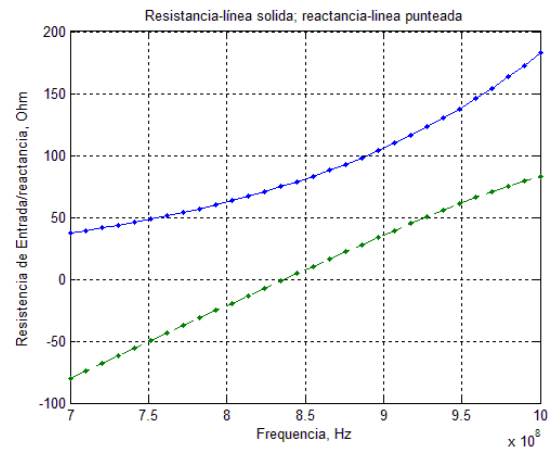
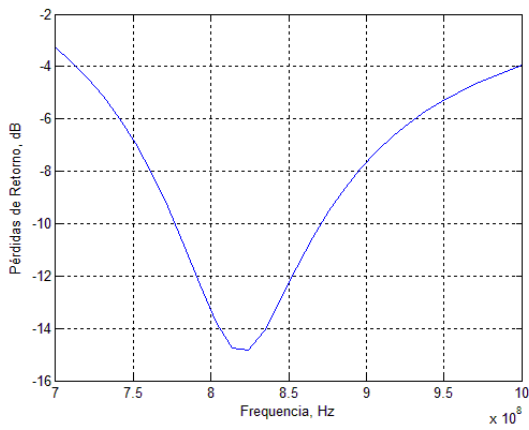
Simulación 33



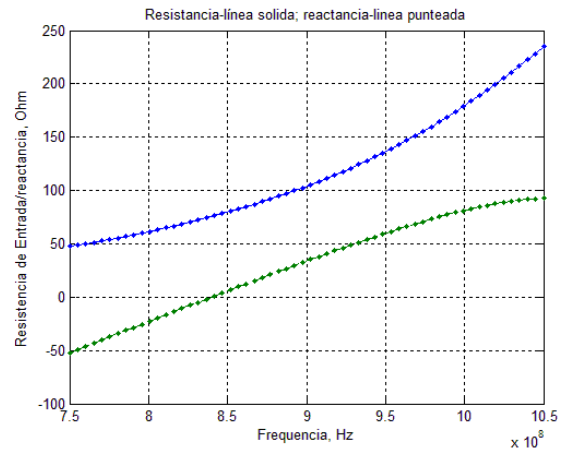
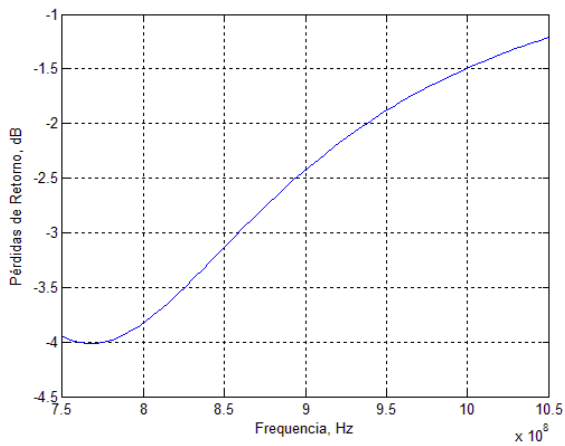
Simulación 34



Simulación 35

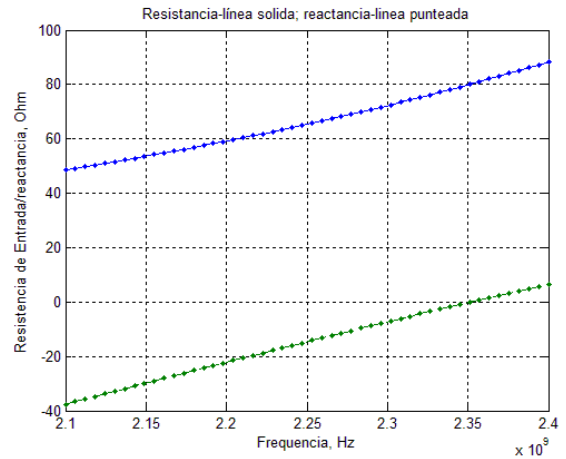
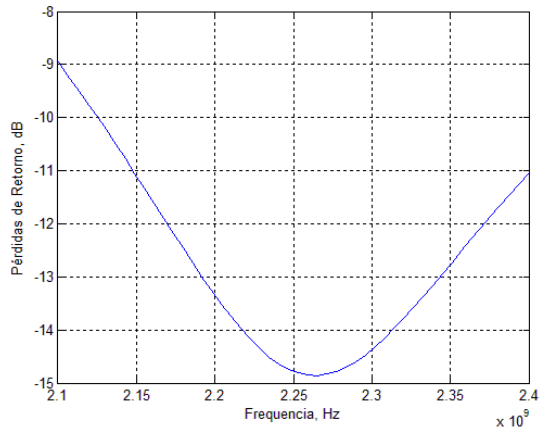


Simulación 36

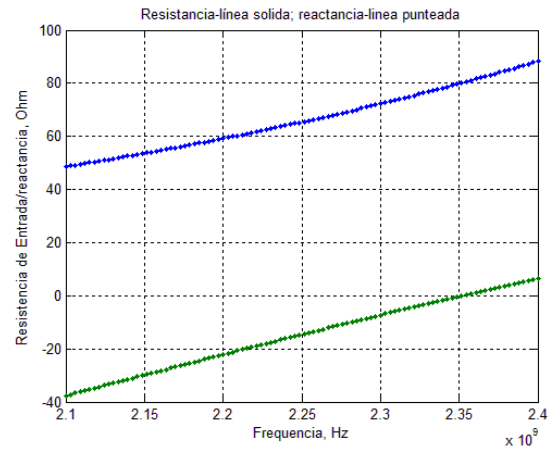
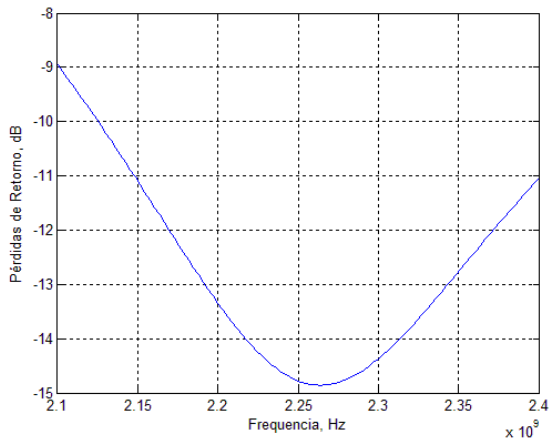


2.1.3 Dipolo de 0.0625 m de longitud

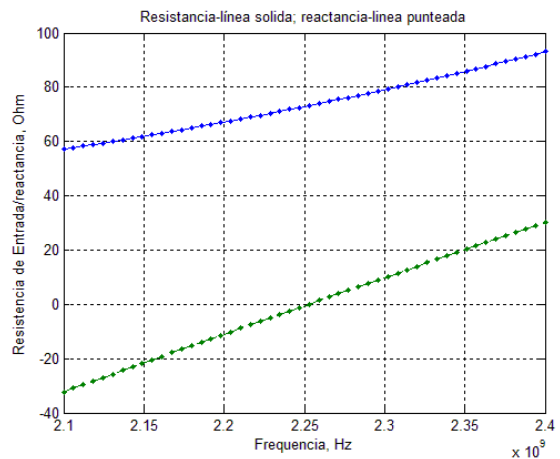
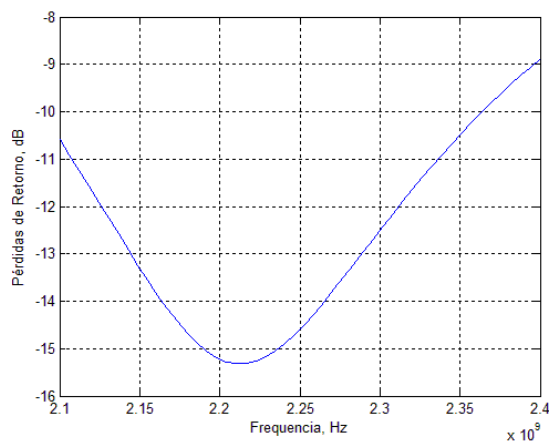
Simulación 37



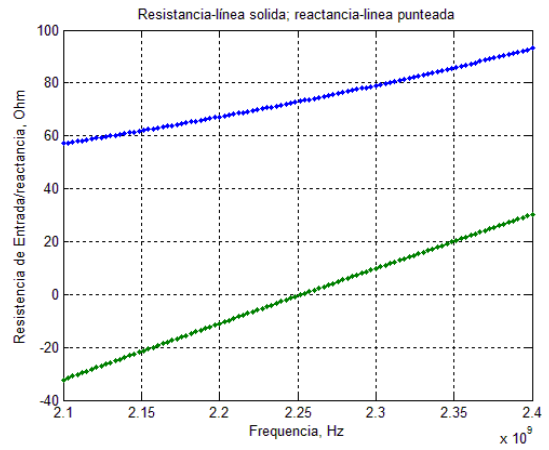
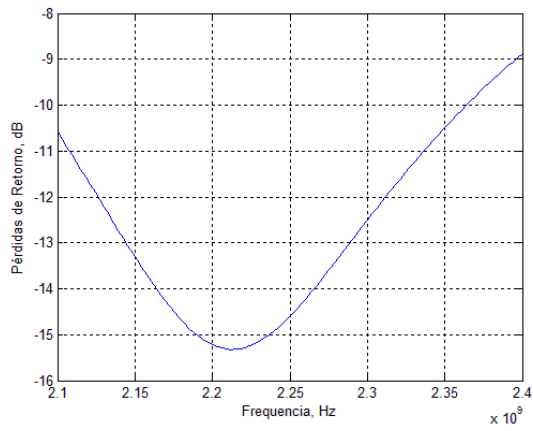
Simulación 38



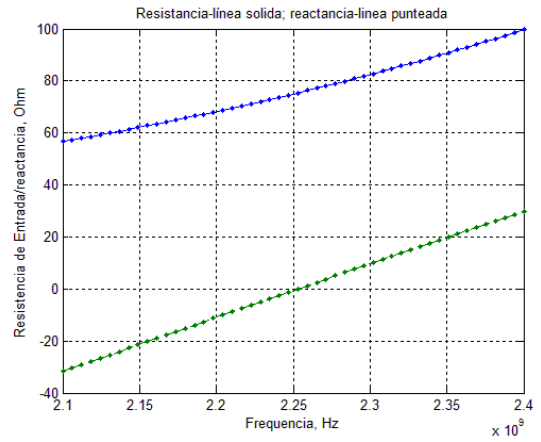
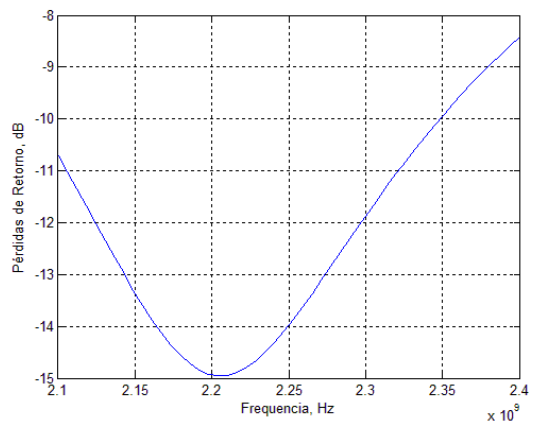
Simulación 39



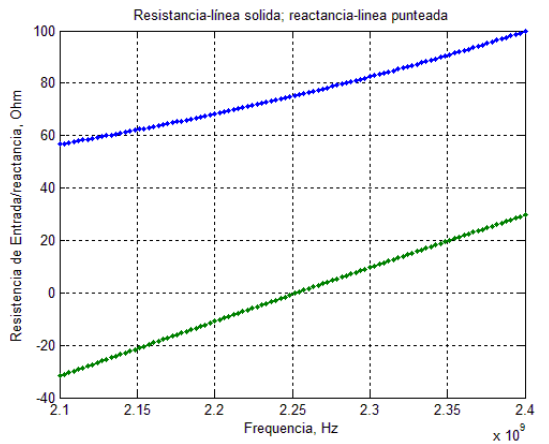
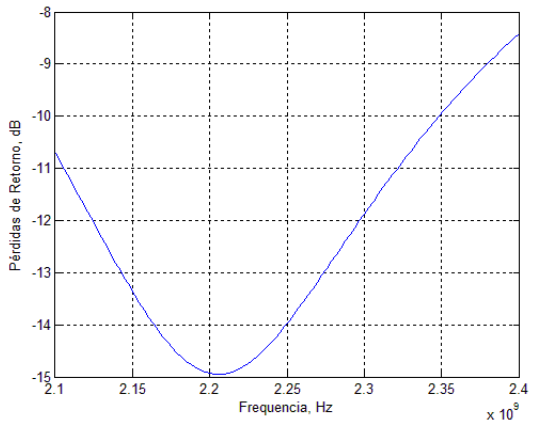
Simulación 40



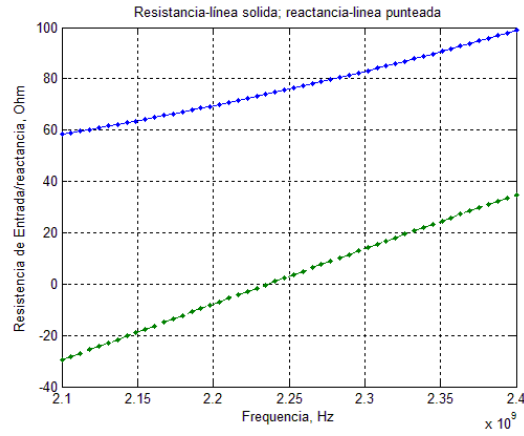
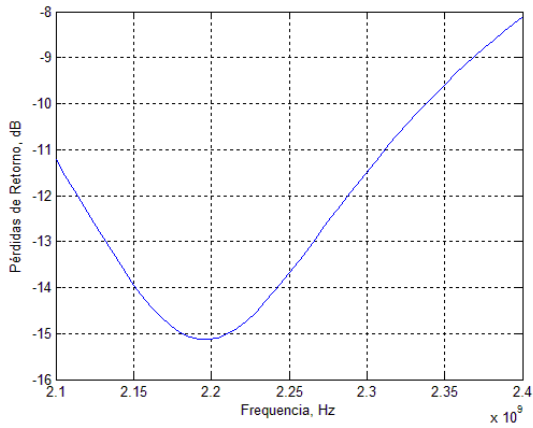
Simulación 41



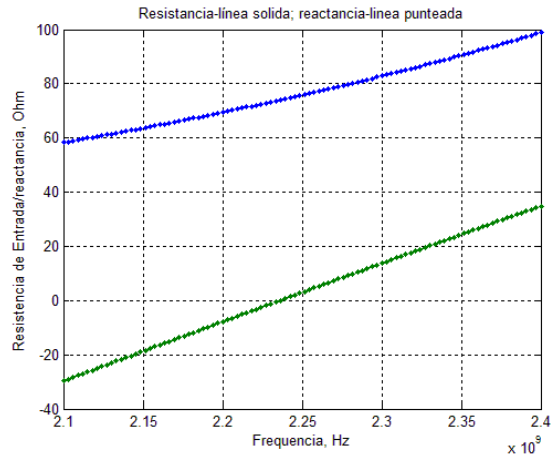
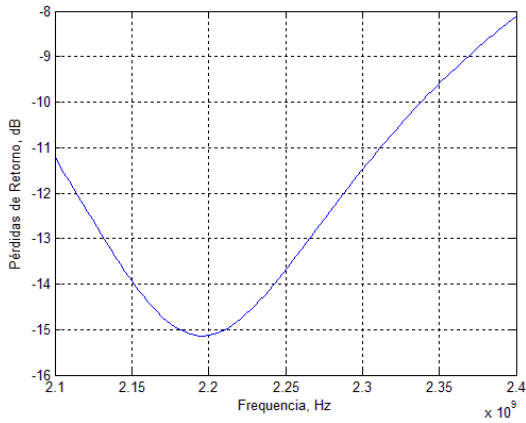
Simulación 42



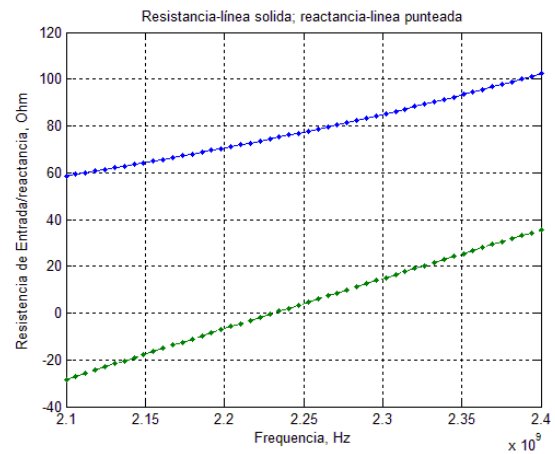
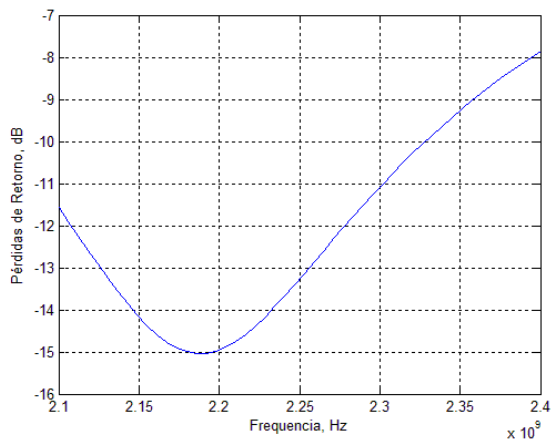
Simulación 43



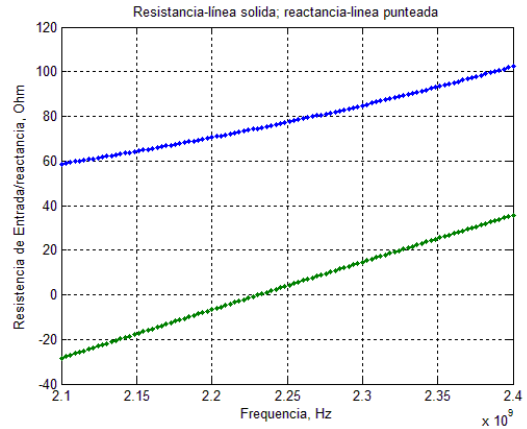
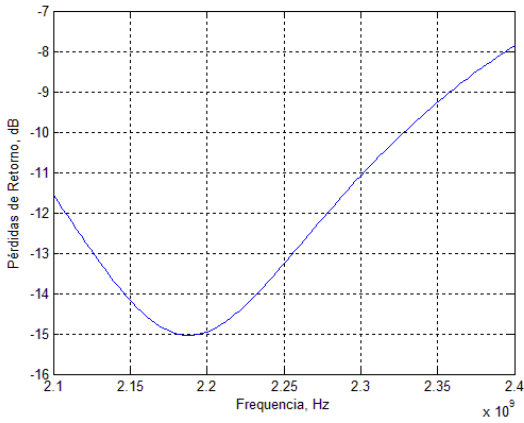
Simulación 44



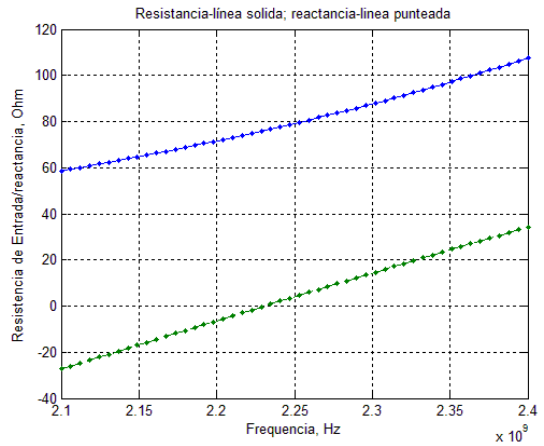
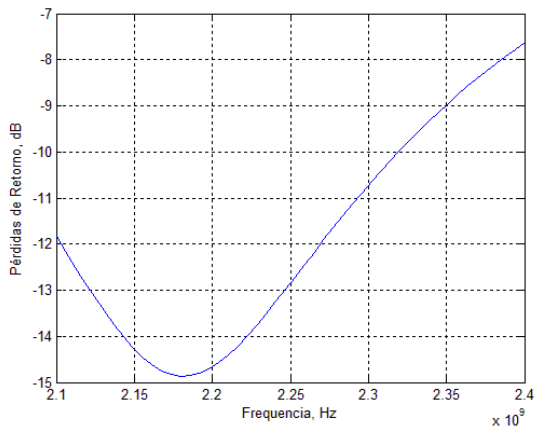
Simulación 45



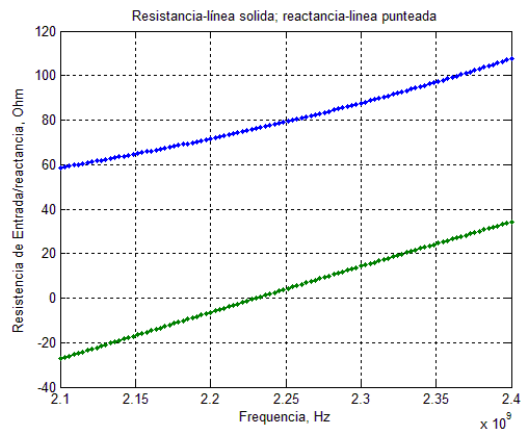
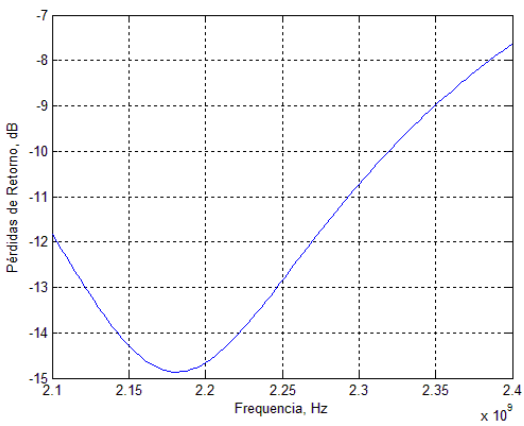
Simulación 46



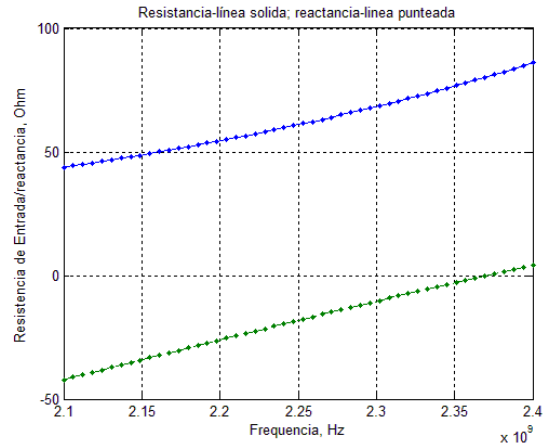
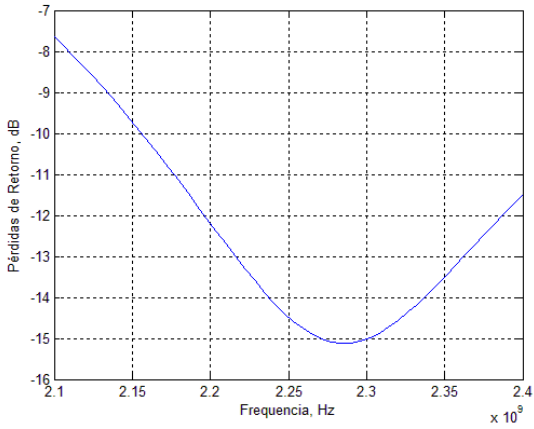
Simulación 47



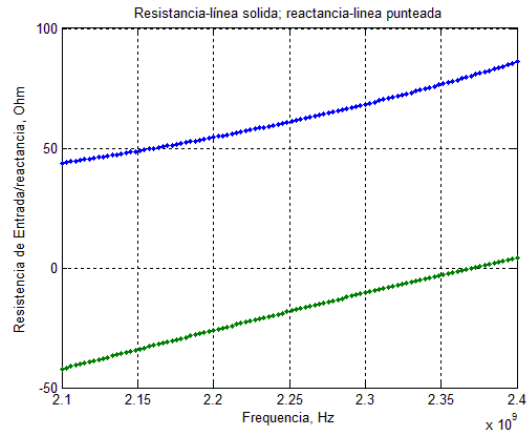
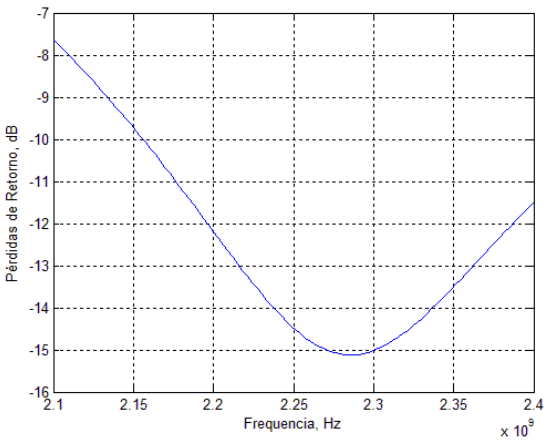
Simulación 48



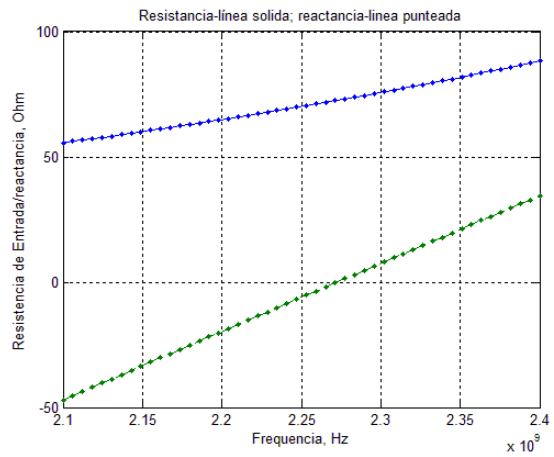
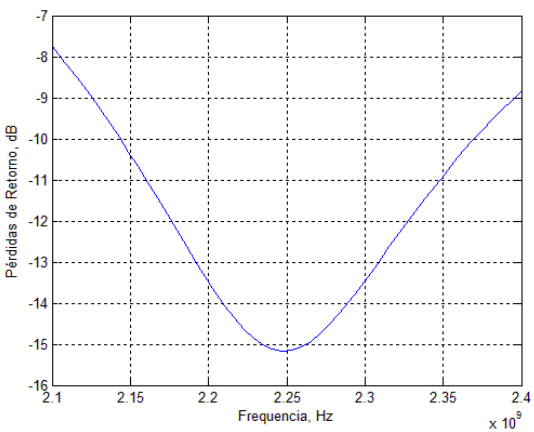
Simulación 49



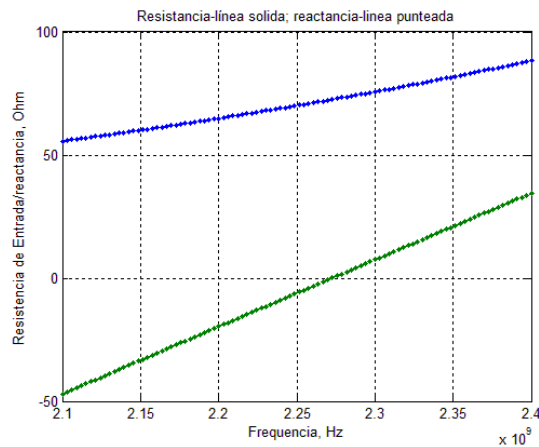
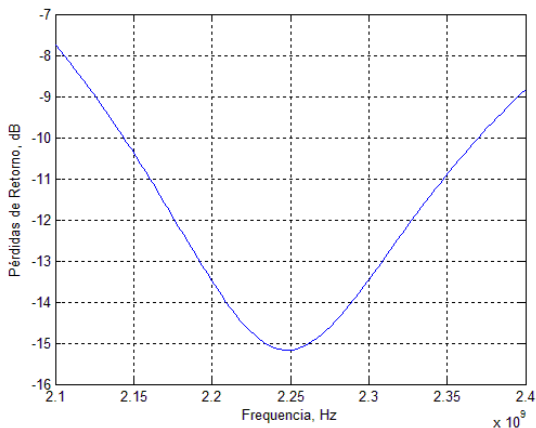
Simulación 50



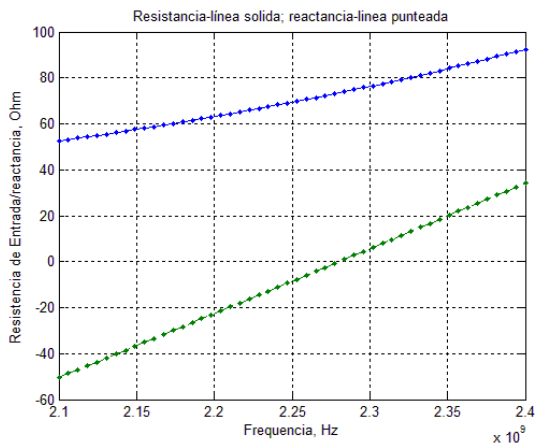
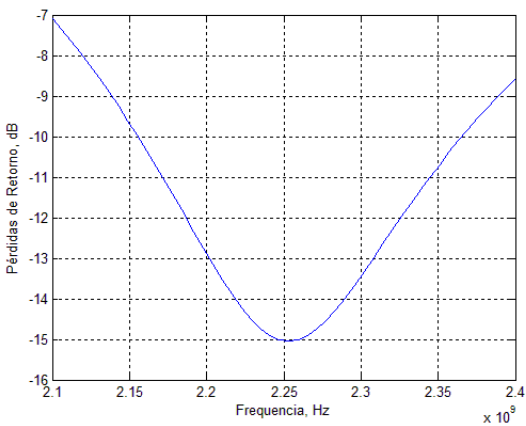
Simulación 51



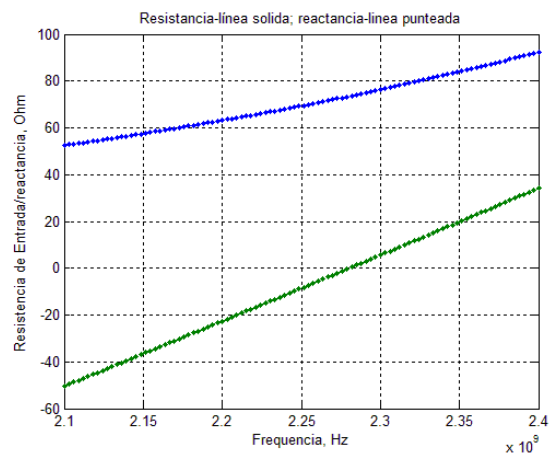
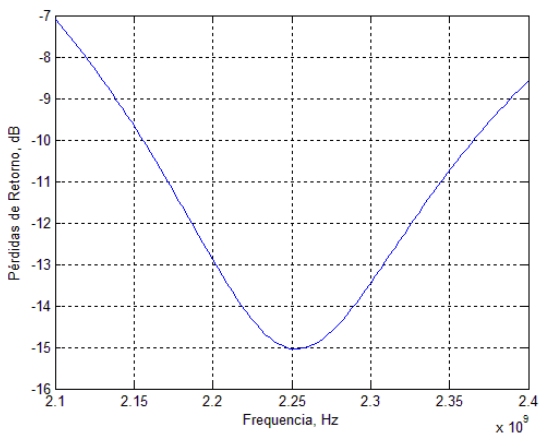
Simulación 52



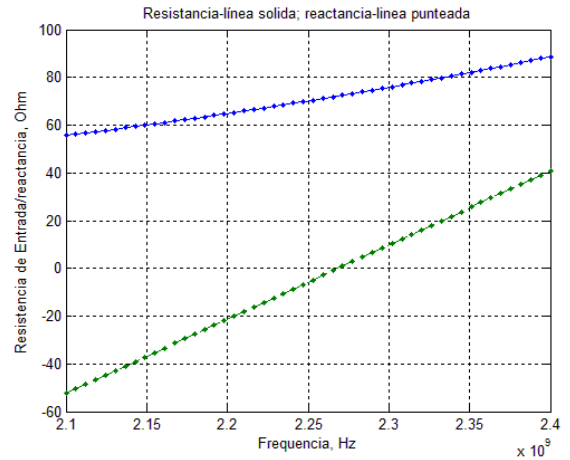
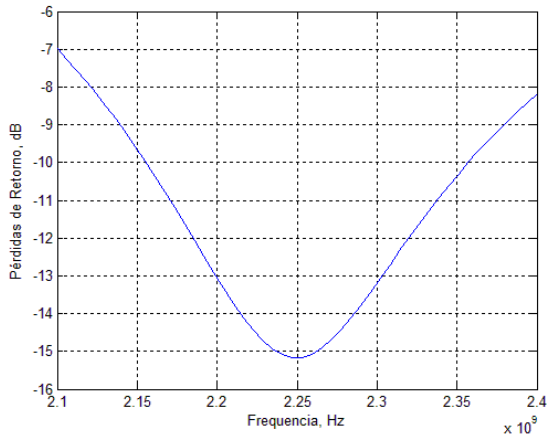
Simulación 53



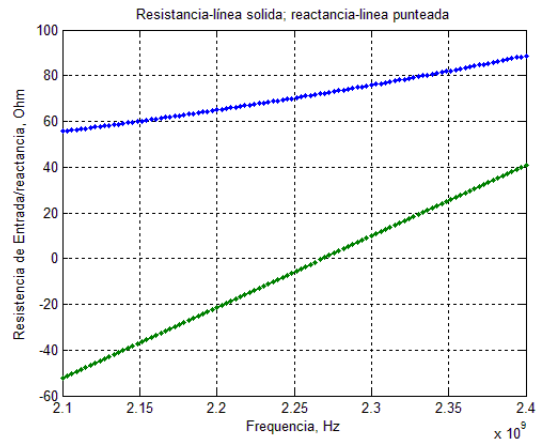
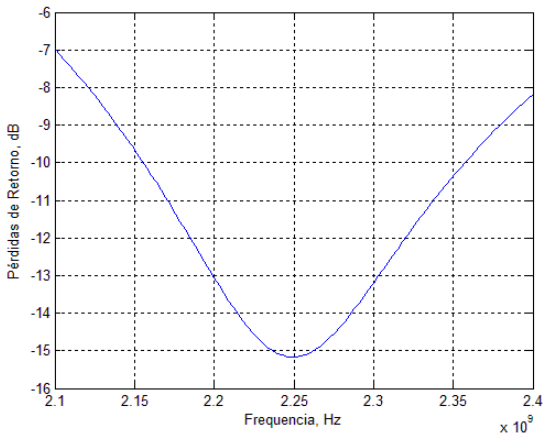
Simulación 54



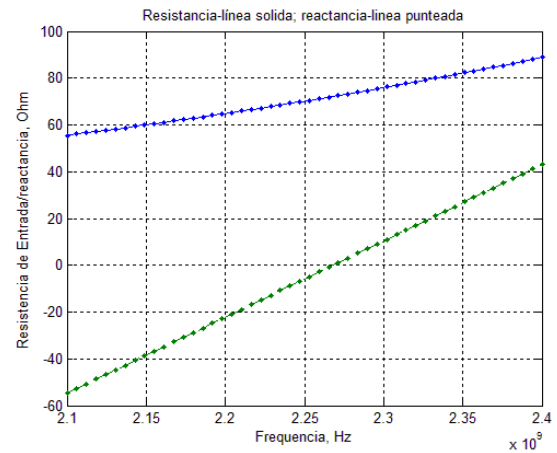
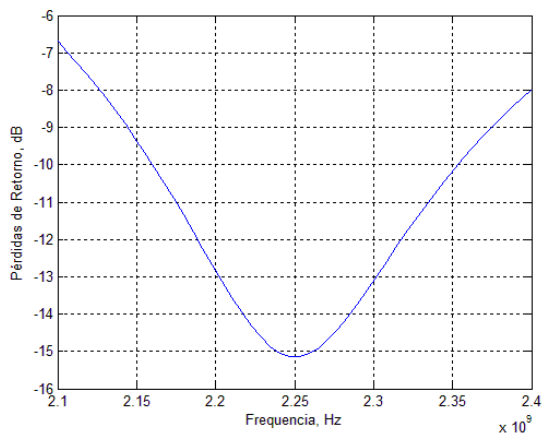
Simulación 55



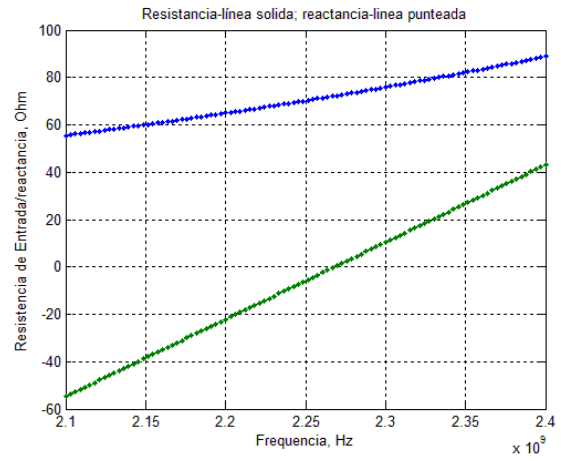
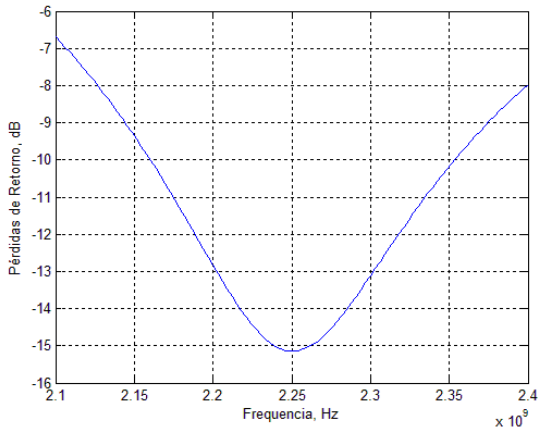
Simulación 56



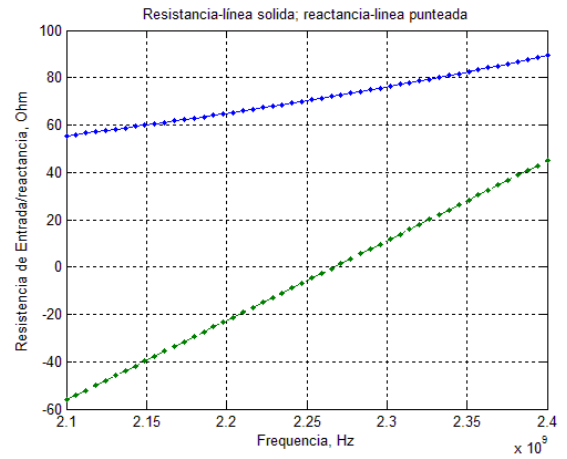
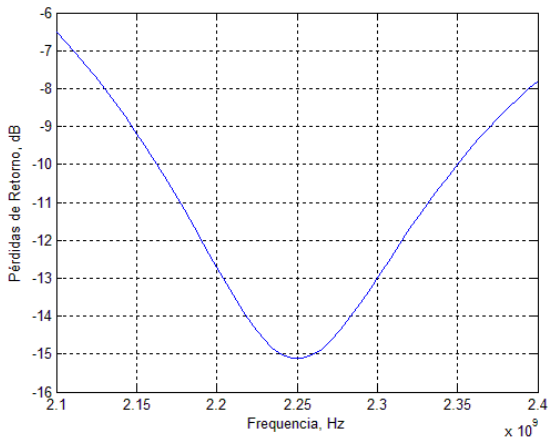
Simulación 57



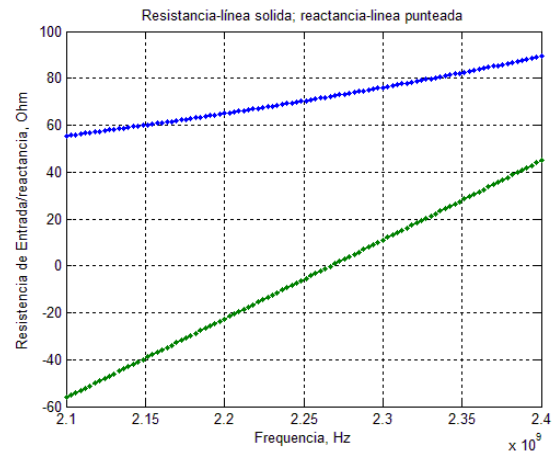
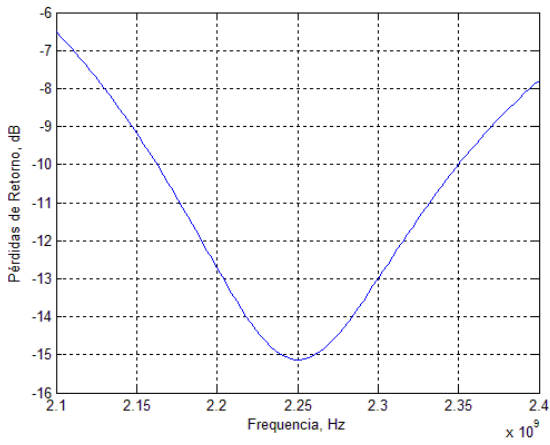
Simulación 58



Simulación 59

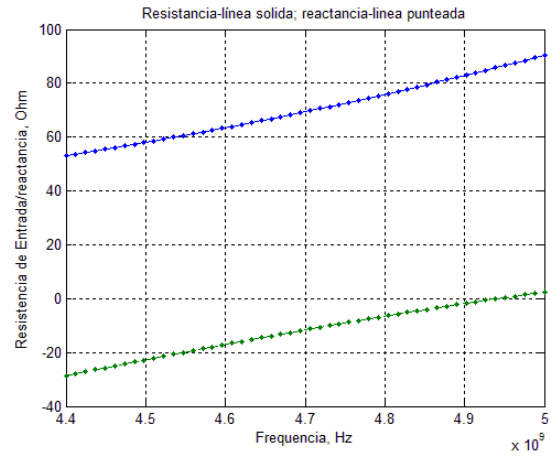
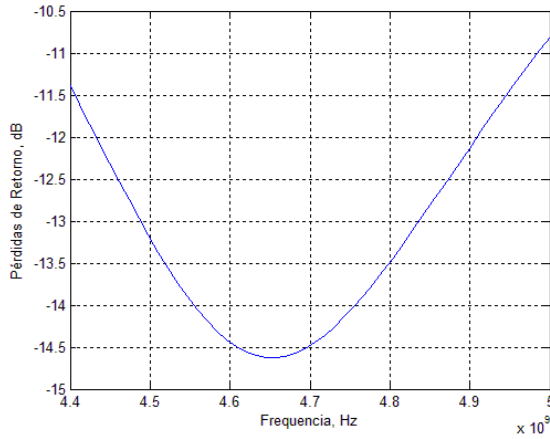


Simulación 60

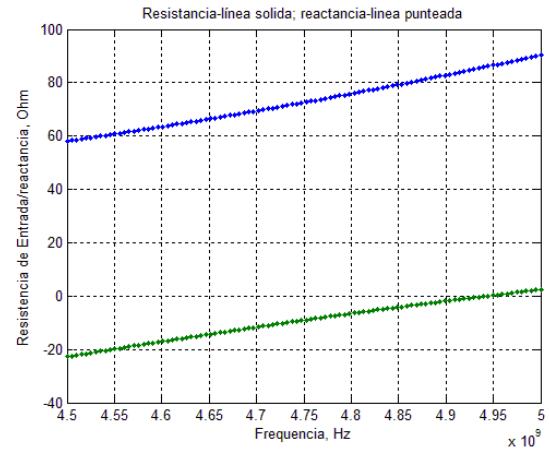
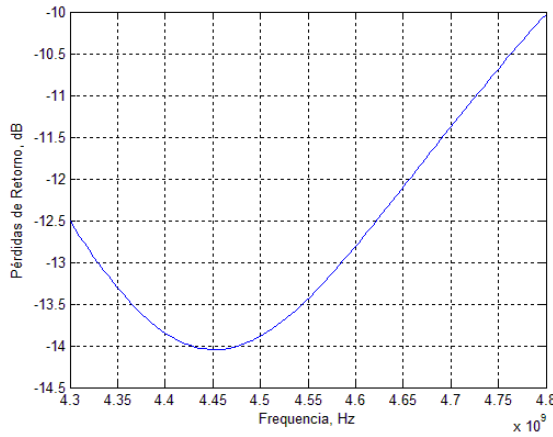


2.1.4 Dipolo de 0.03m de longitud

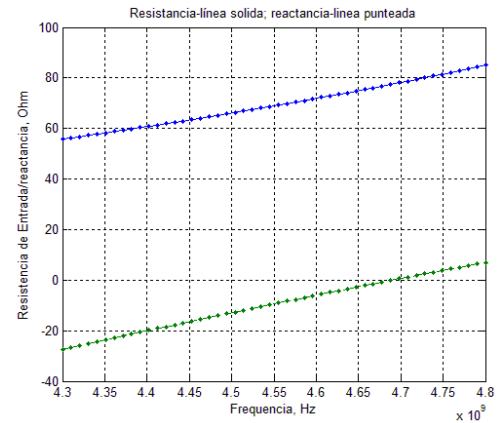
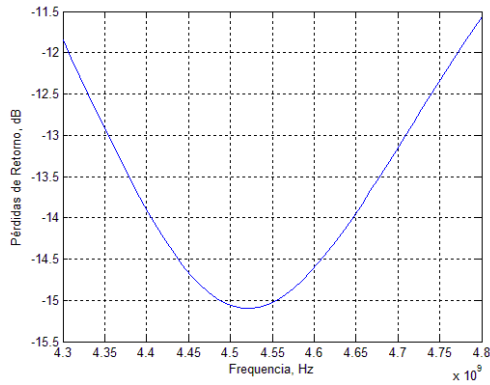
Simulación 61



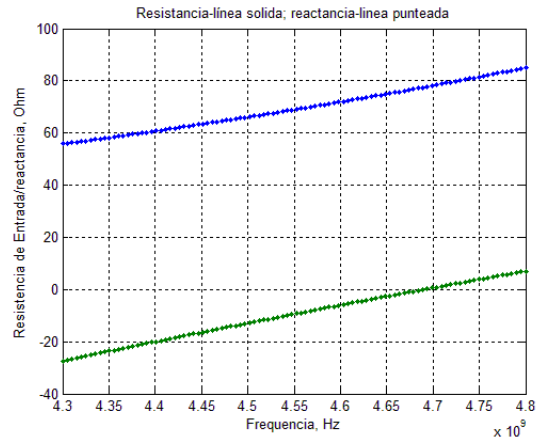
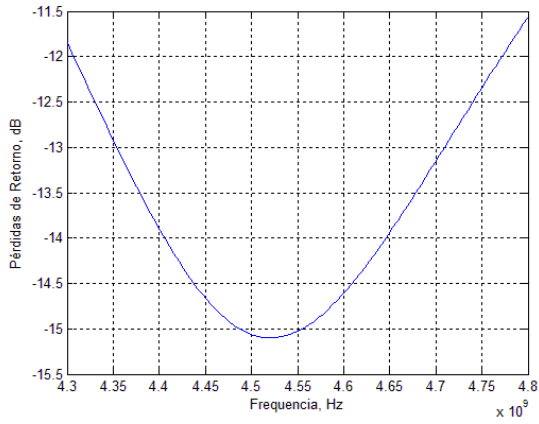
Simulación 62



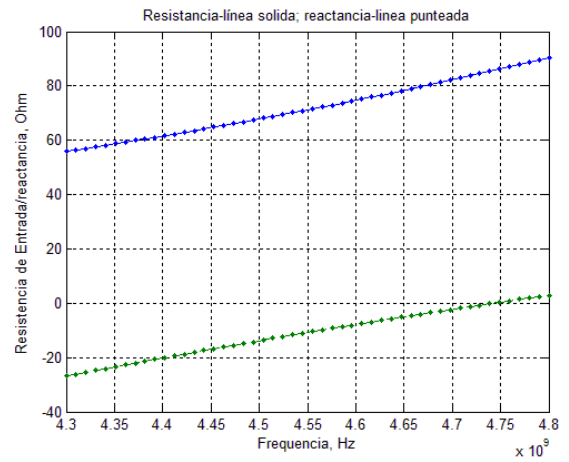
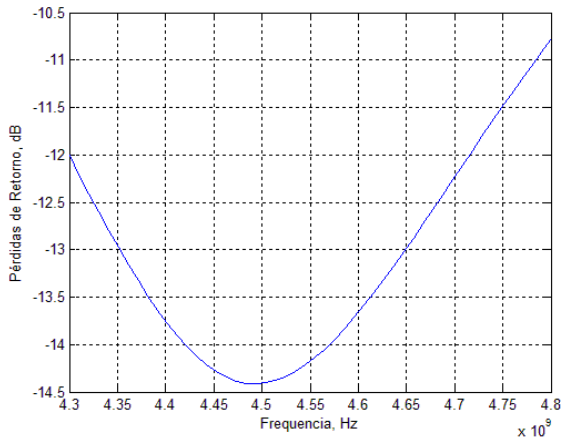
Simulación 63



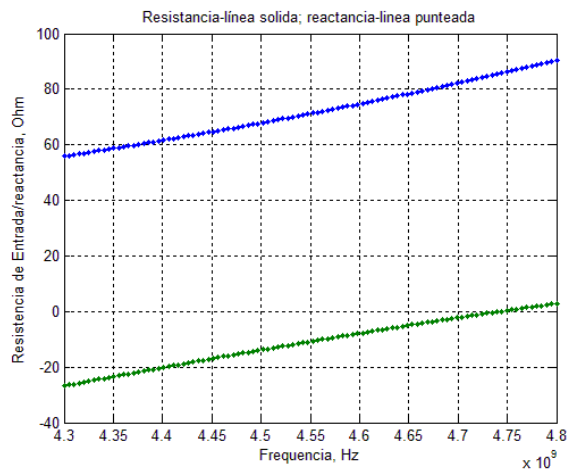
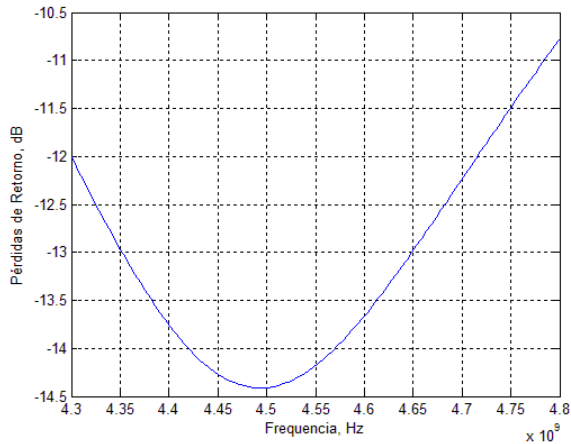
Simulación 64



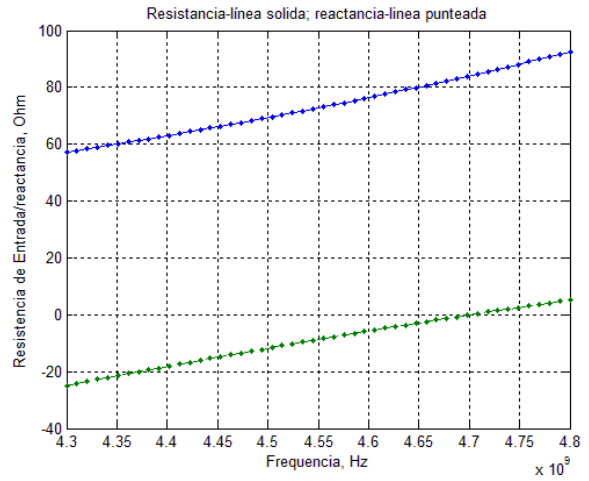
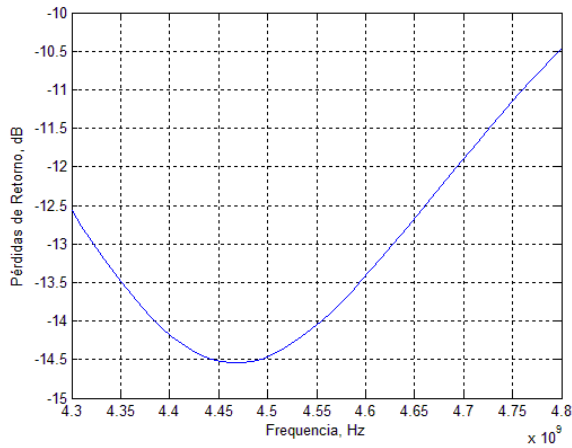
Simulación 65



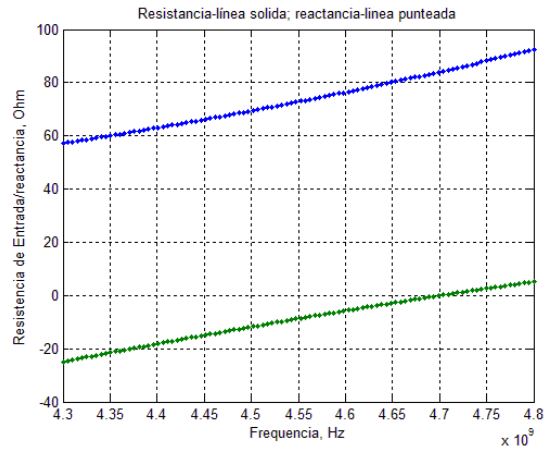
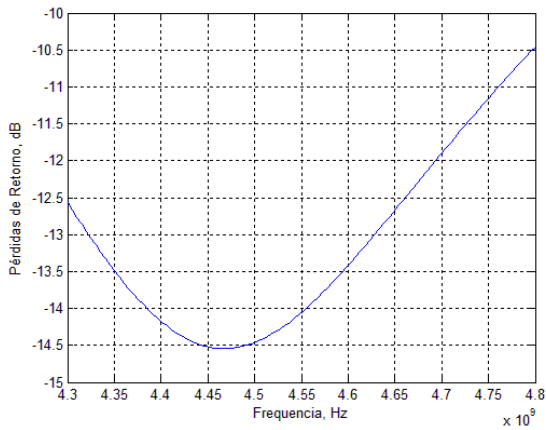
Simulación 66



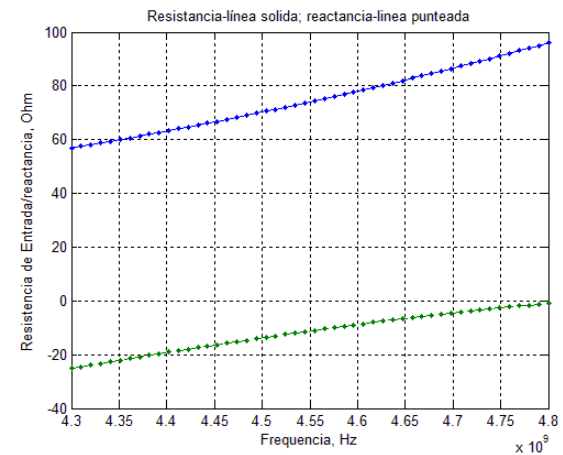
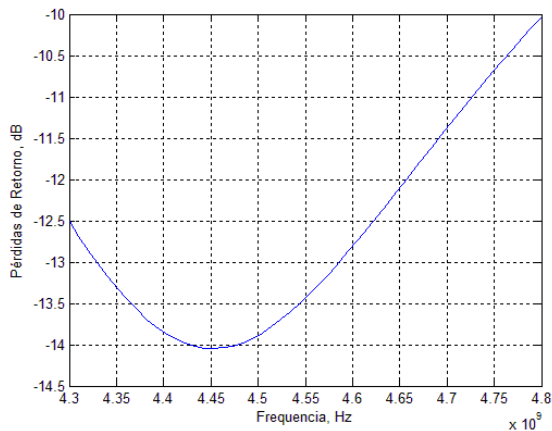
Simulación 67



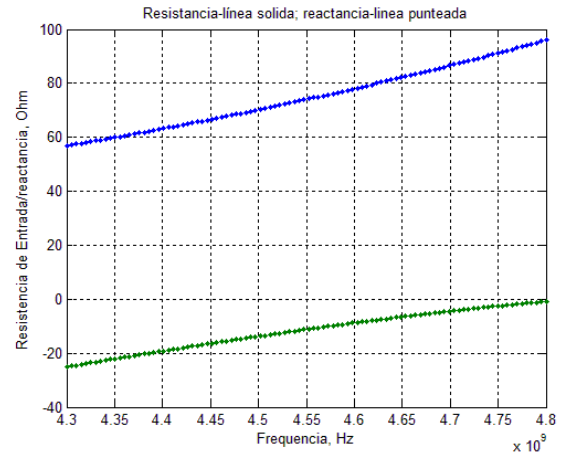
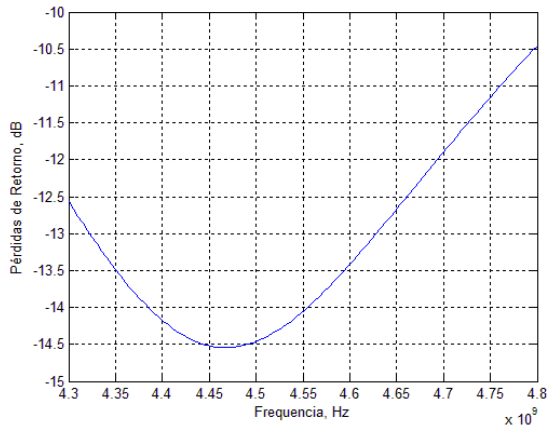
Simulación 68



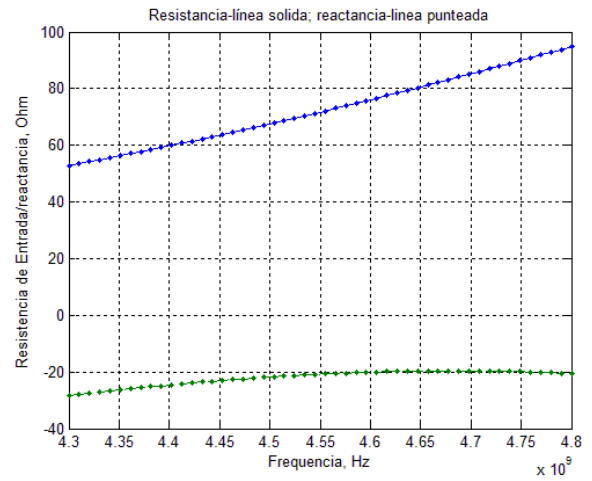
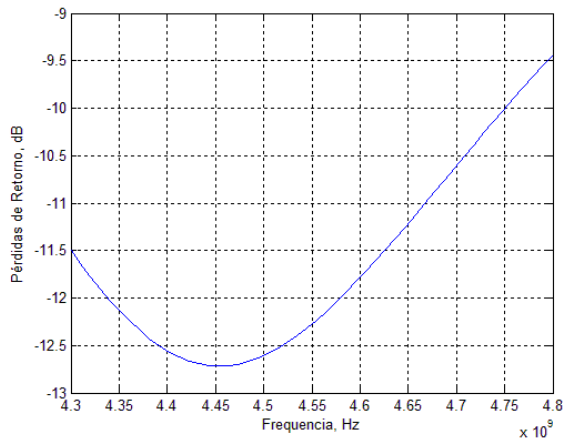
Simulación 69



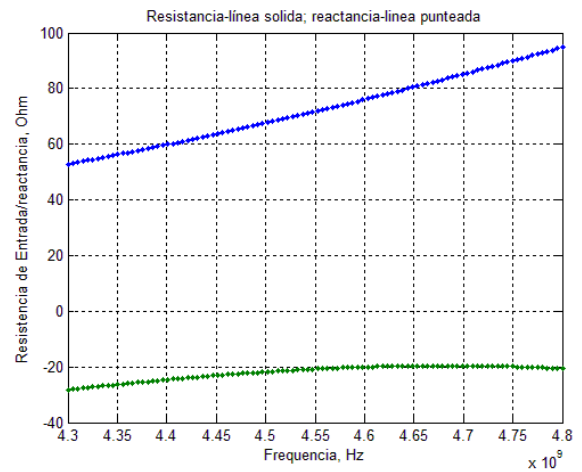
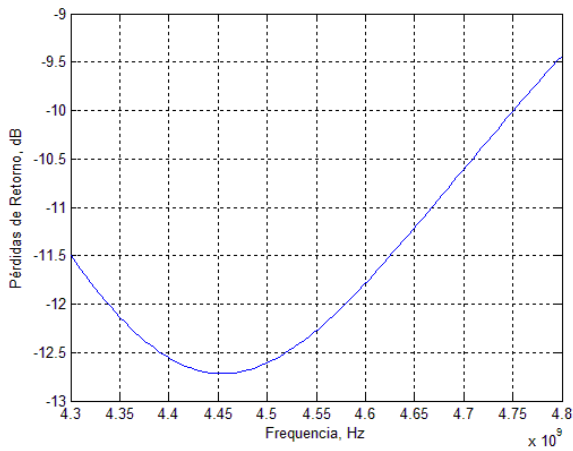
Simulación 70



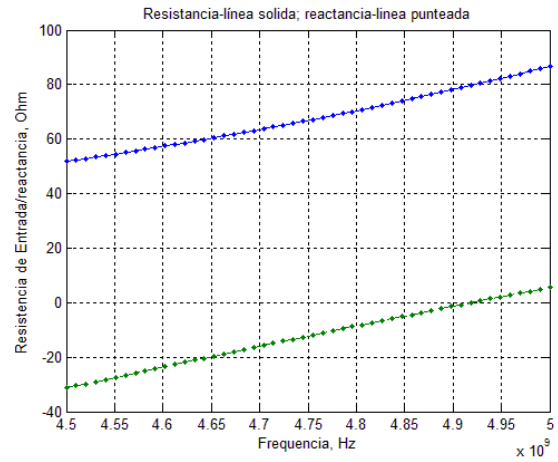
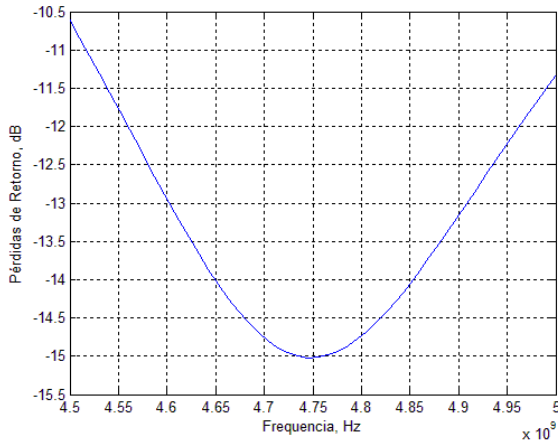
Simulación 71



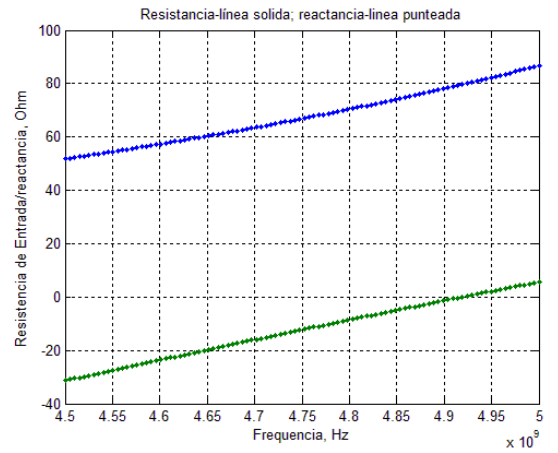
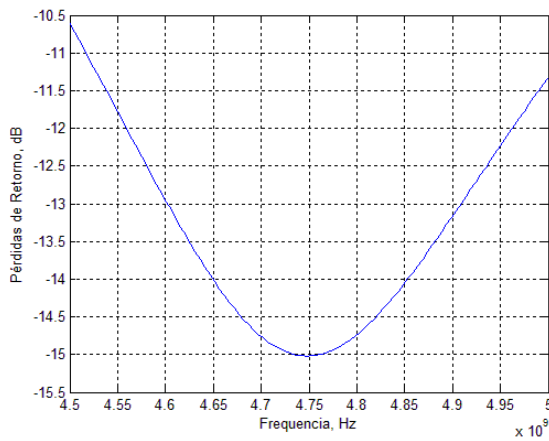
Simulación 72



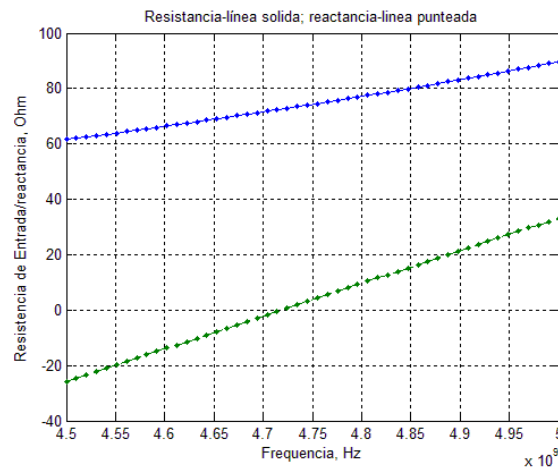
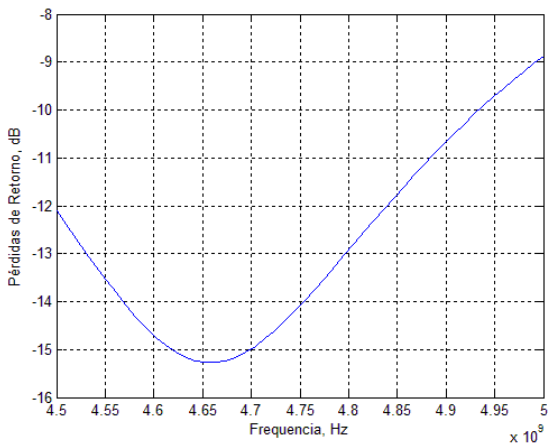
Simulación 73



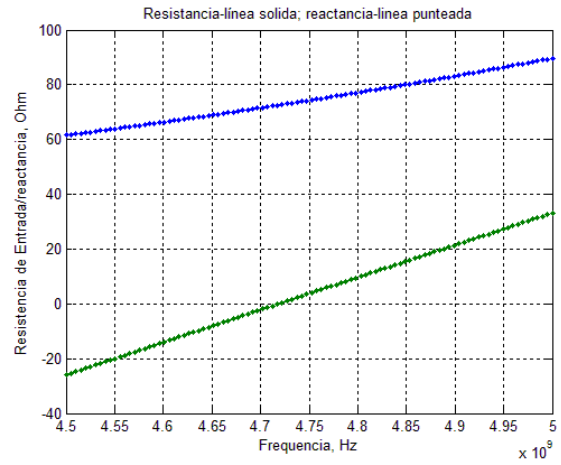
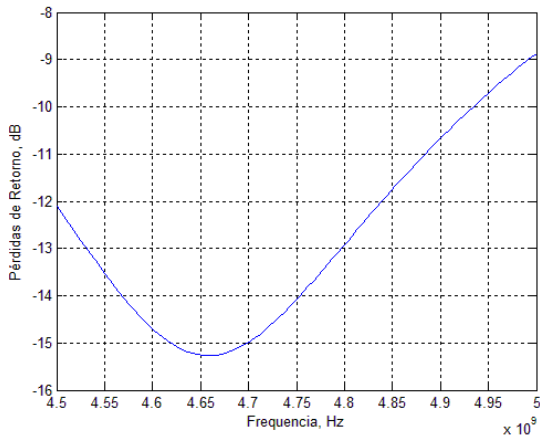
Simulación 74



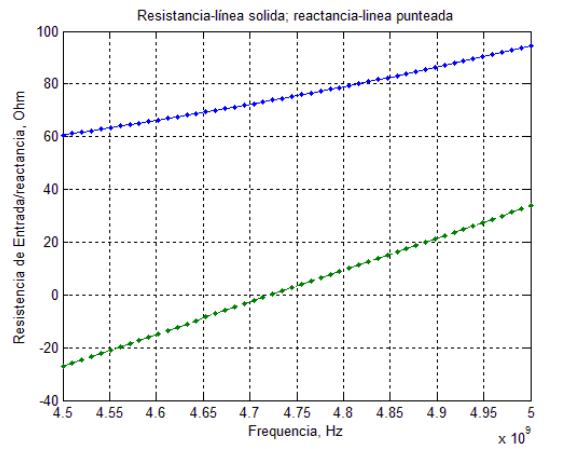
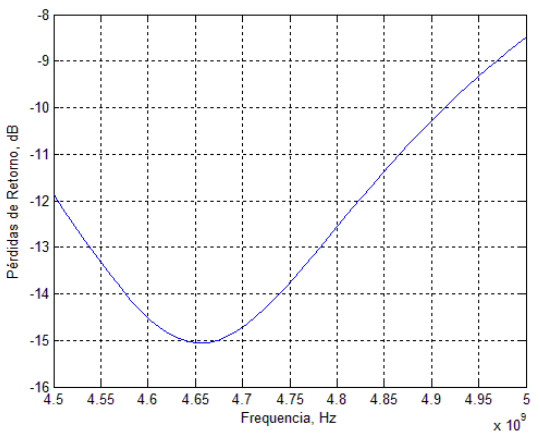
Simulación 75



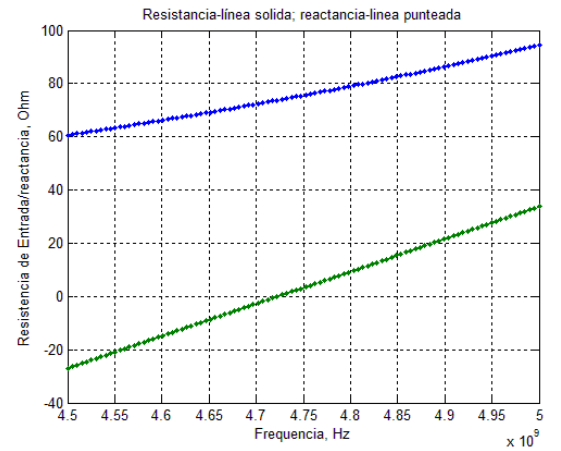
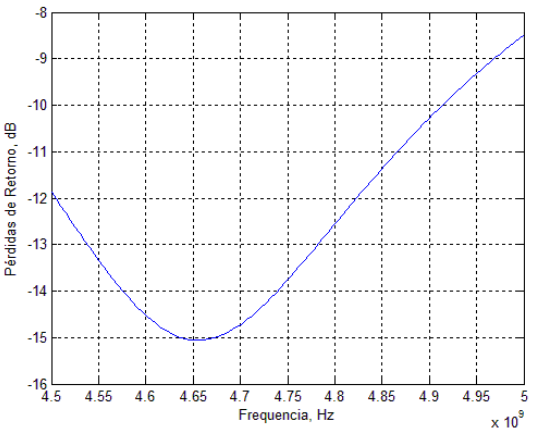
Simulación 76



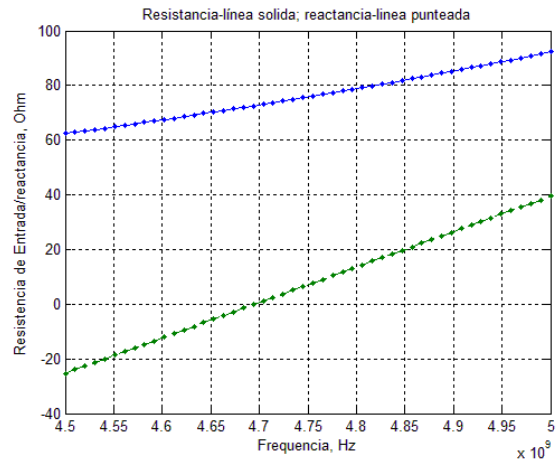
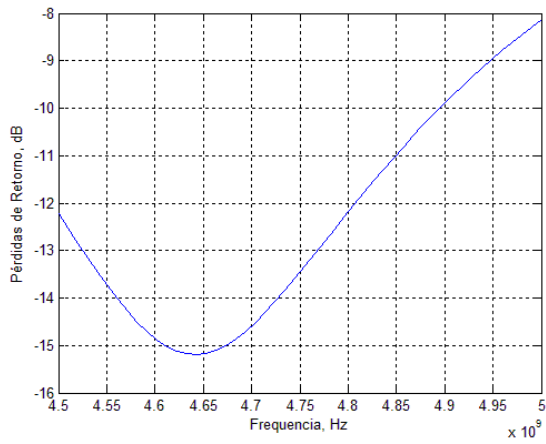
Simulación 77



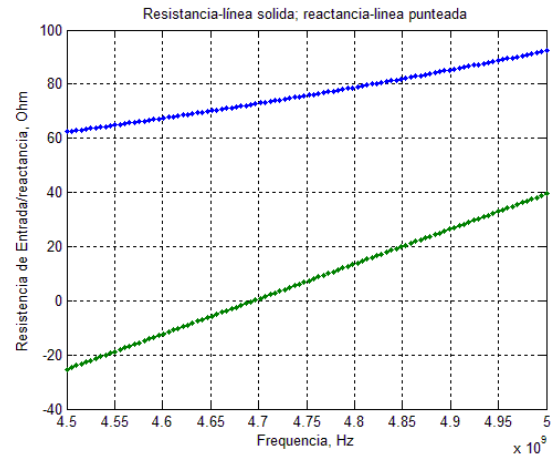
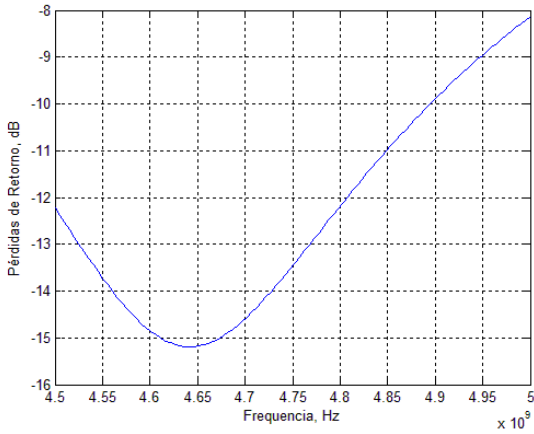
Simulación 78



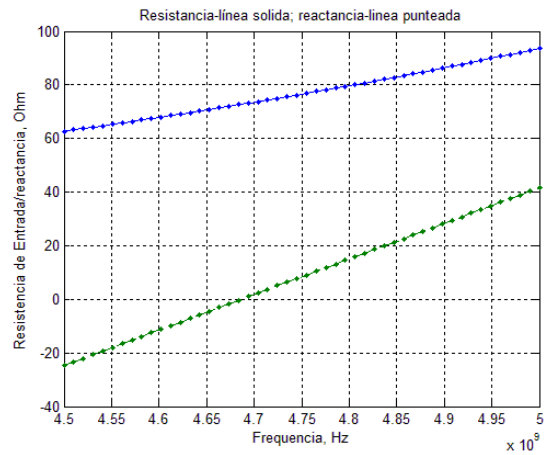
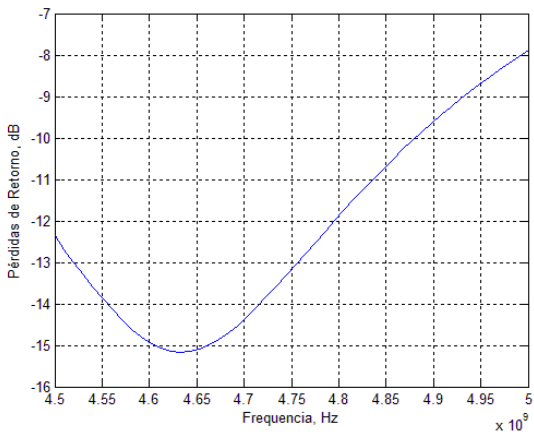
Simulación 79



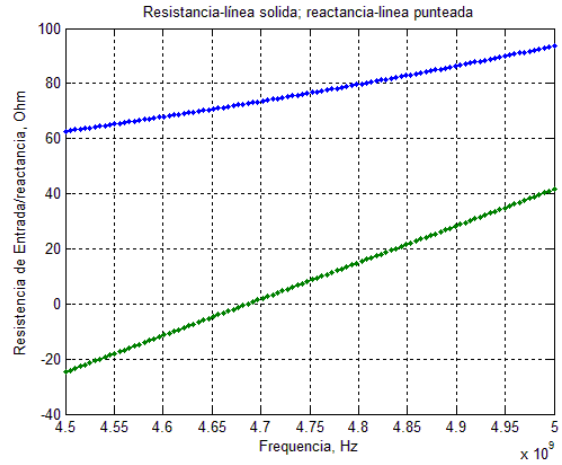
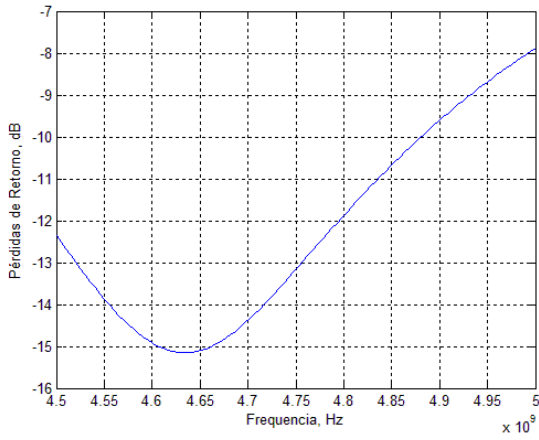
Simulación 80



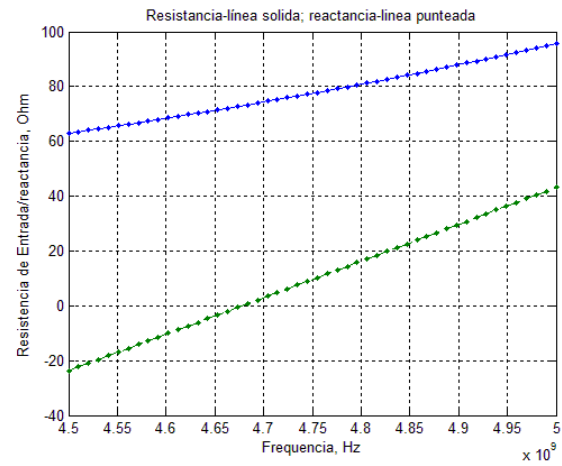
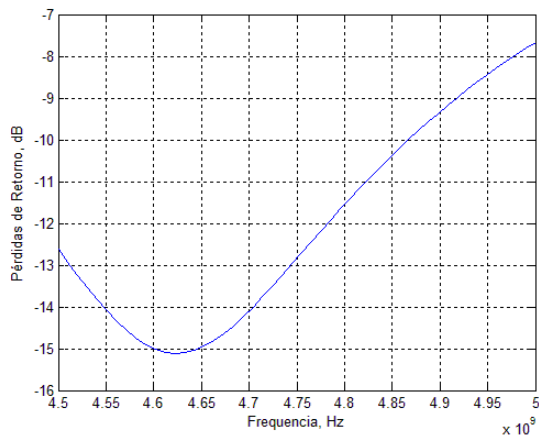
Simulación 81



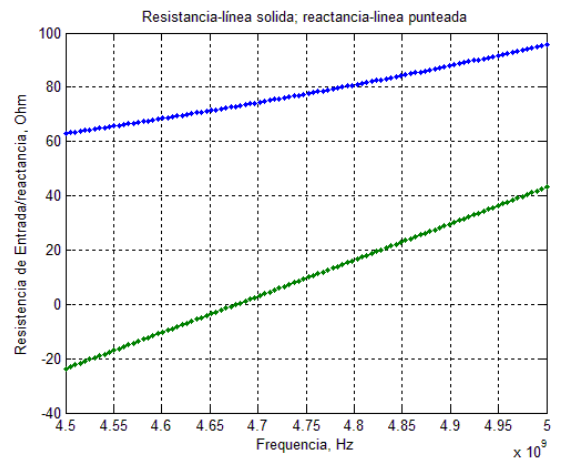
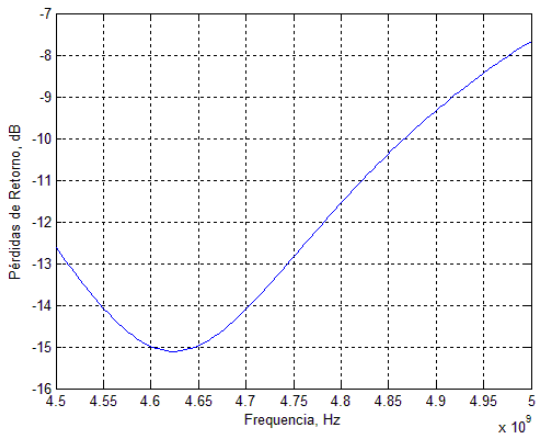
Simulación 82



Simulación 83



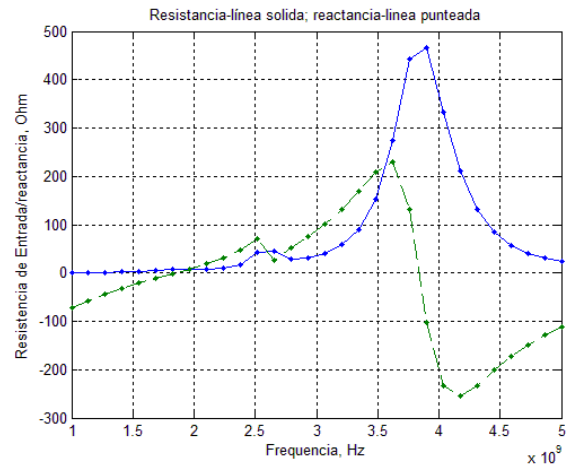
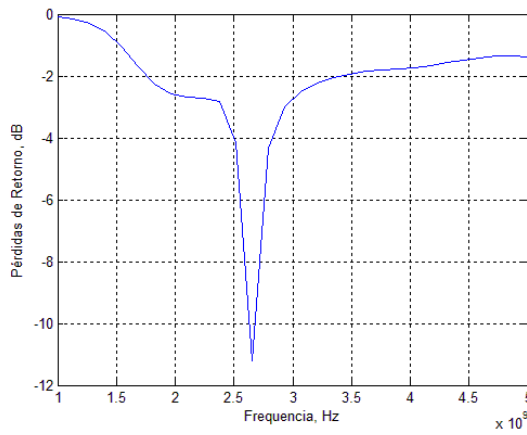
Simulación 84



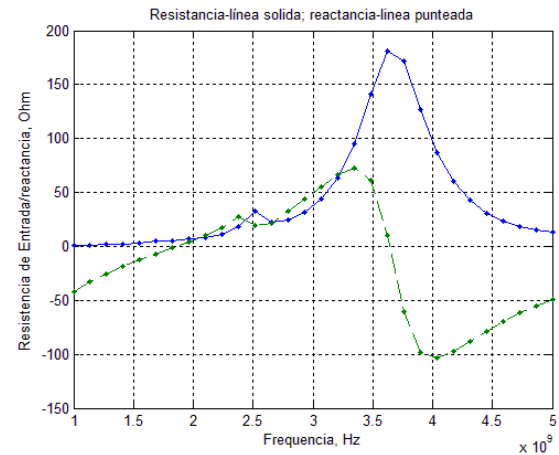
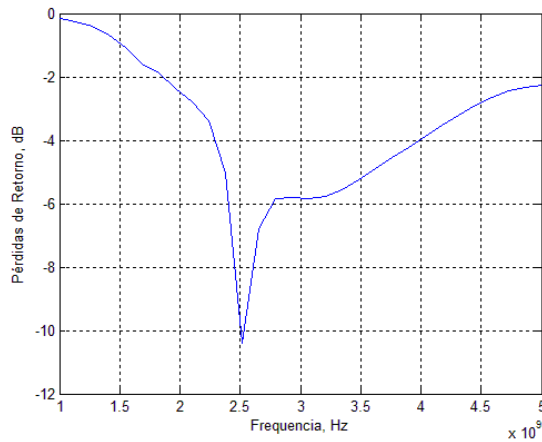
2.2 Arreglos de dipolo de microcinta RWG

A continuación se presentan las gráficas de las simulaciones correspondientes a las pérdidas por inserción y la impedancia de entrada, las graficas del patrón de radiación se encuentran en la sección 4.5.2.

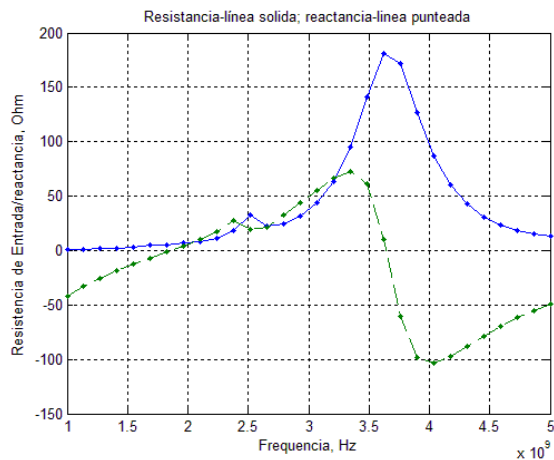
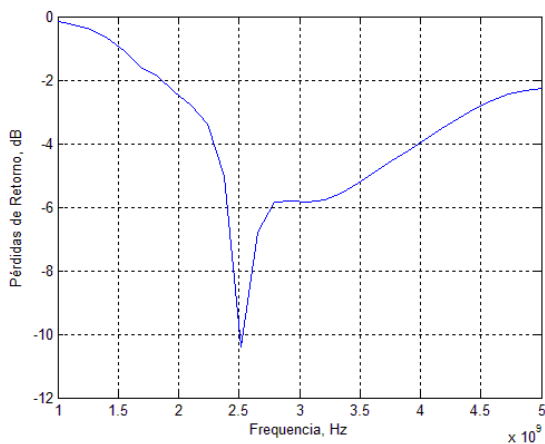
Simulación 91



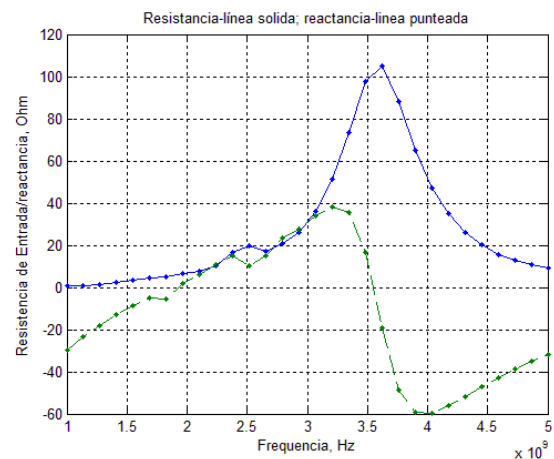
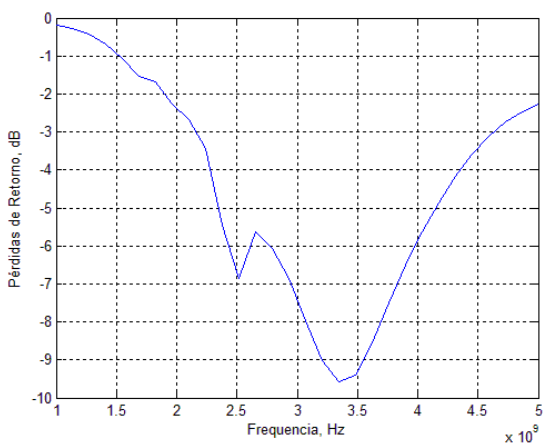
Simulación 92



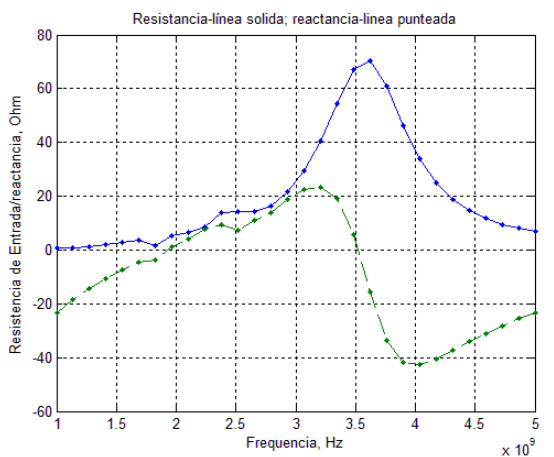
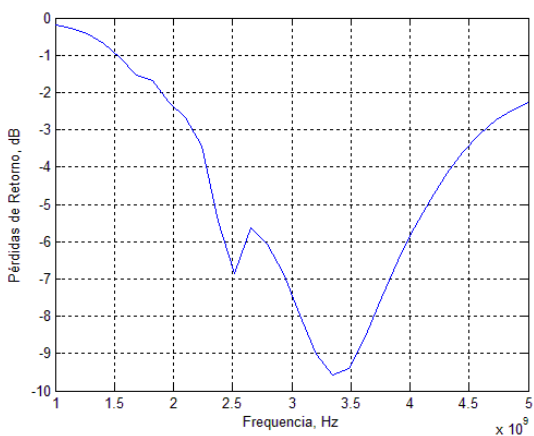
Simulación 93



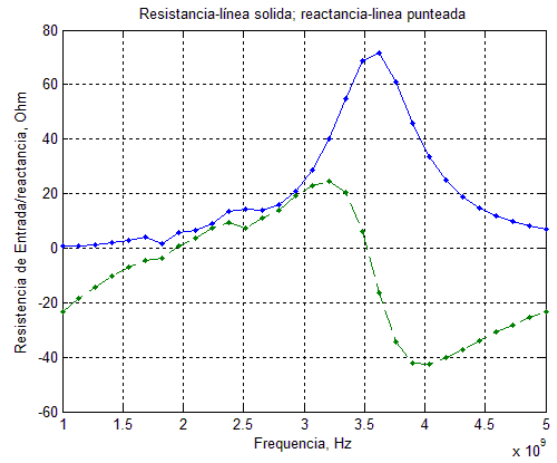
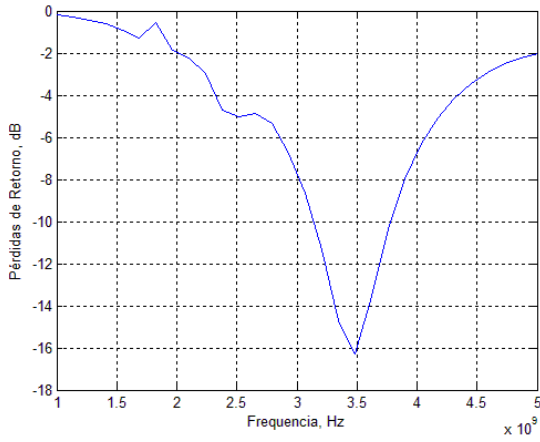
Simulación 94



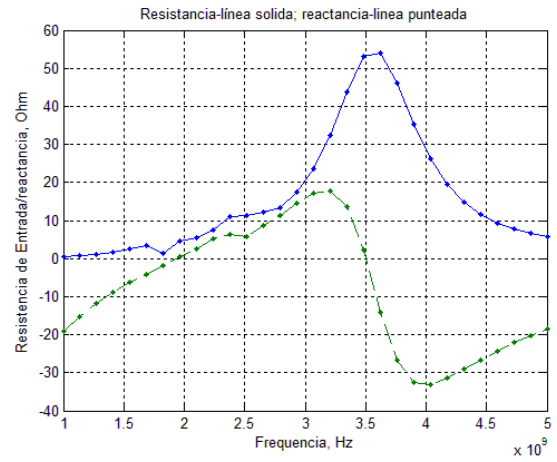
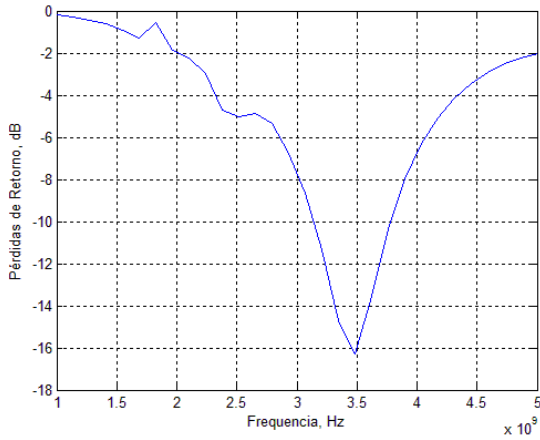
Simulación 95



Simulación 96

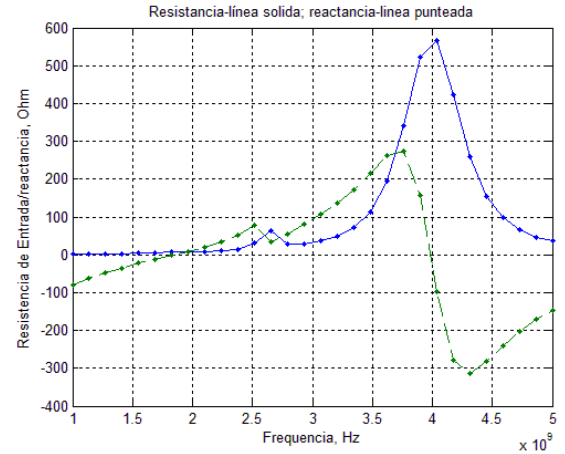
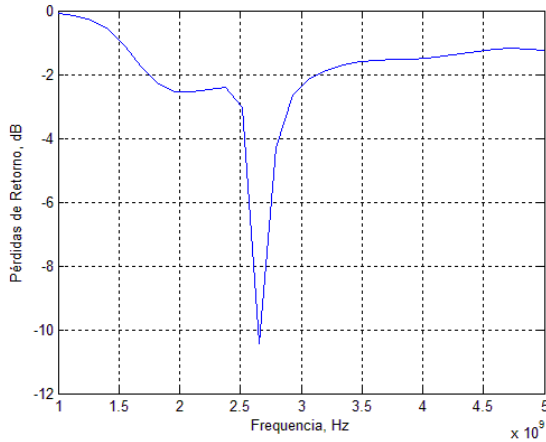


Simulación 97

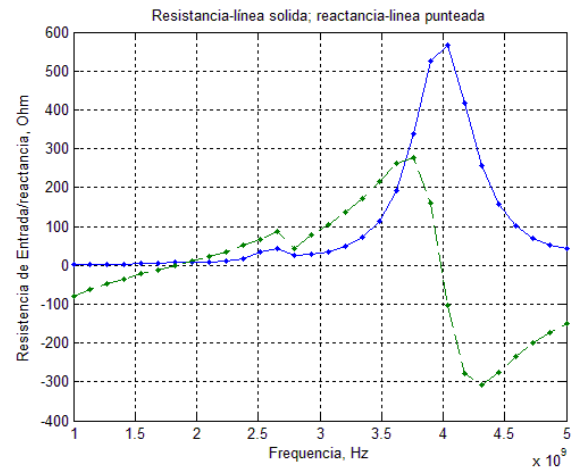
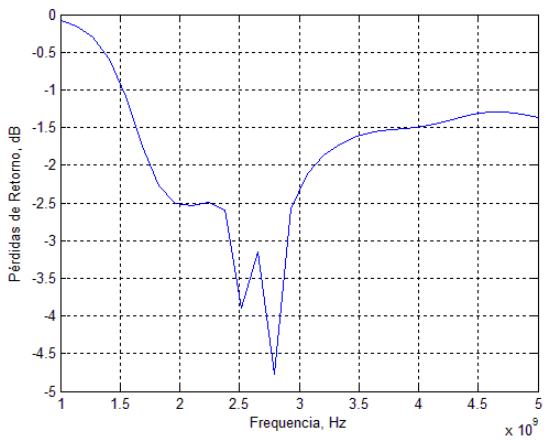


3.3 Arreglos de dipolos de microcinta y elementos parásitos RWG

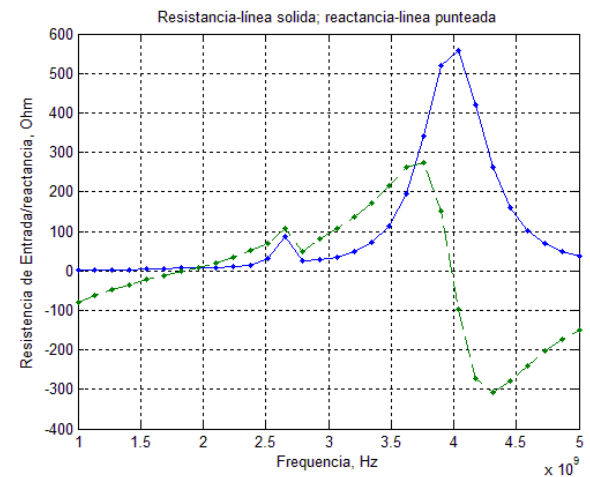
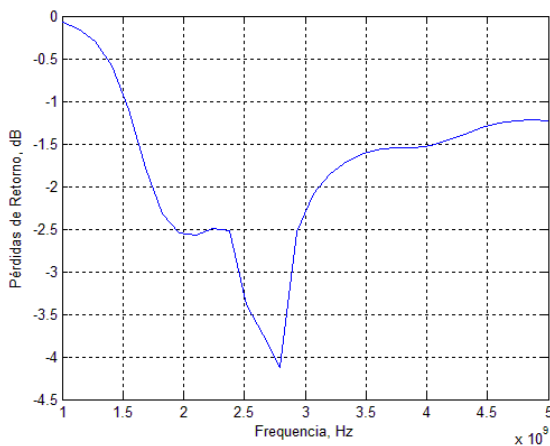
Simulación 98



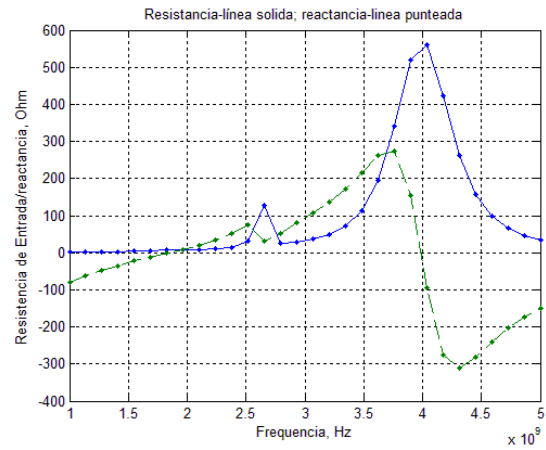
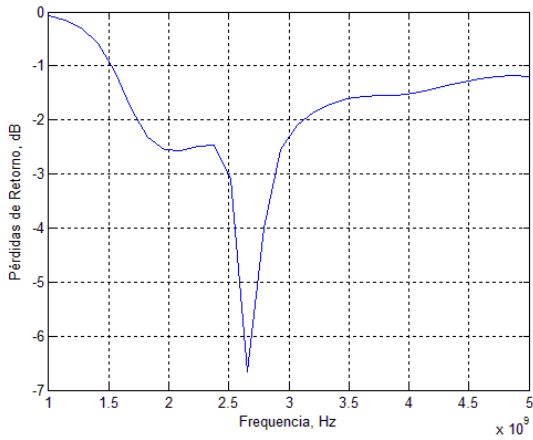
Simulación 99



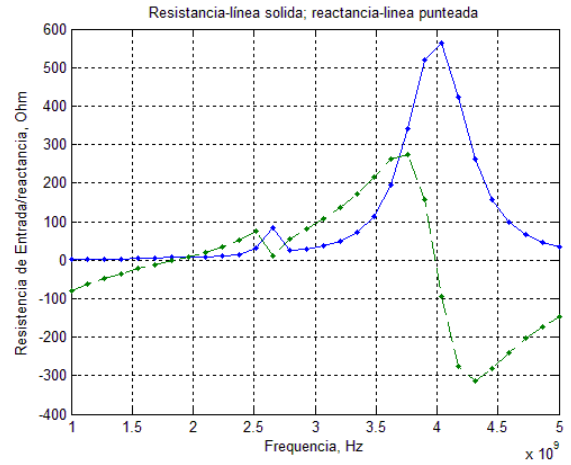
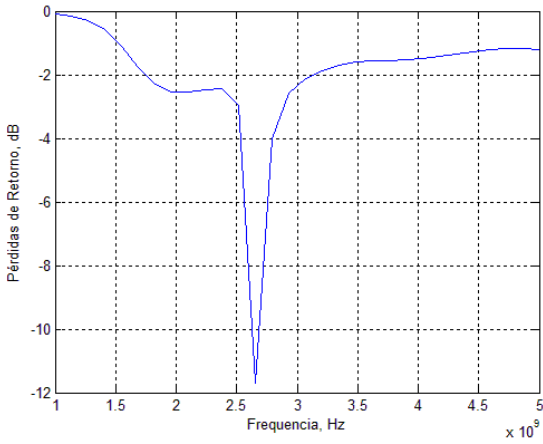
Simulación 100



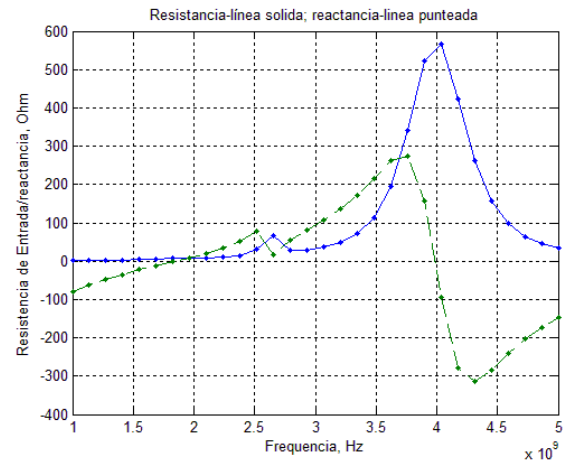
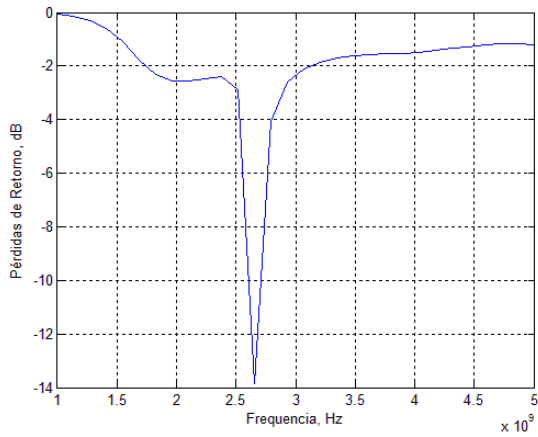
Simulación 101



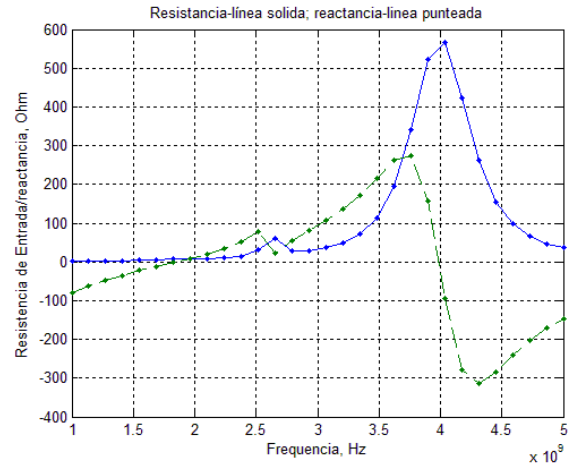
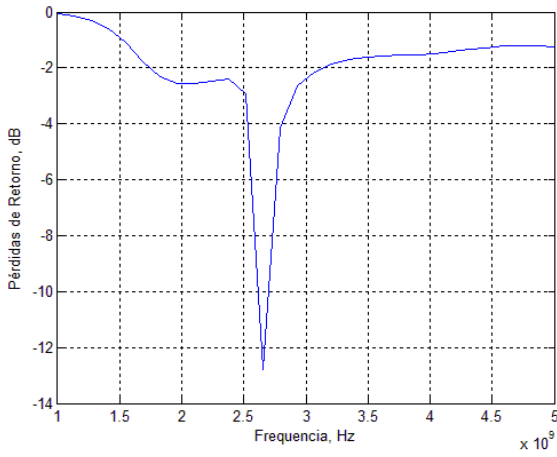
Simulación 102



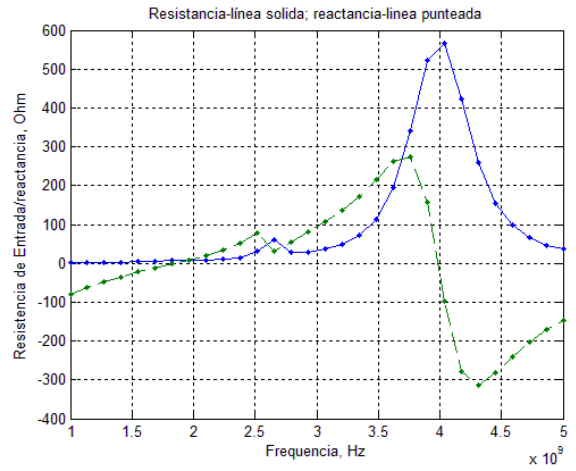
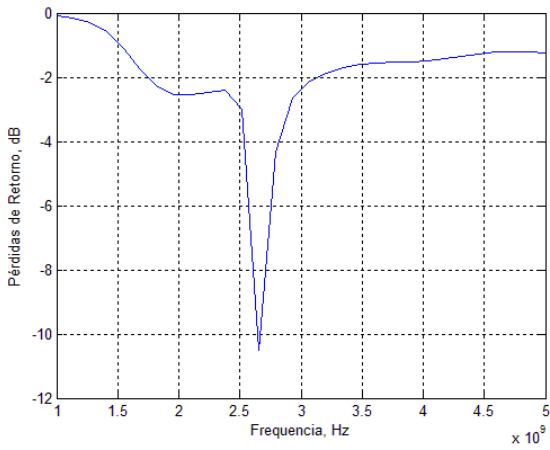
Simulación 103



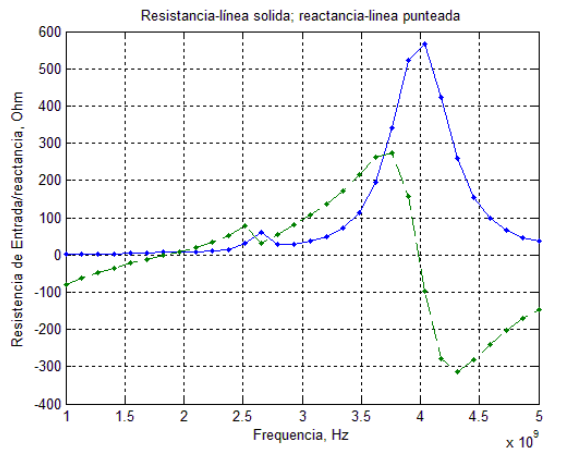
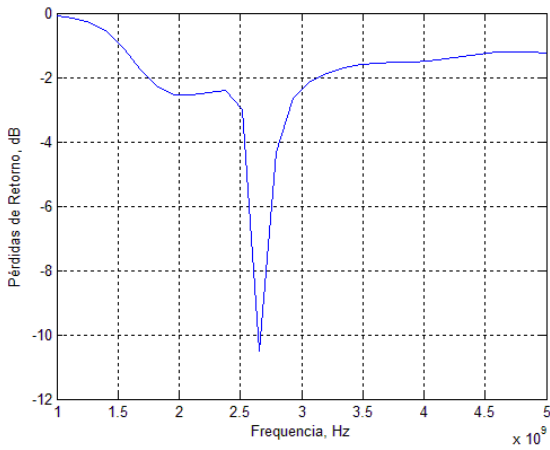
Simulación 104



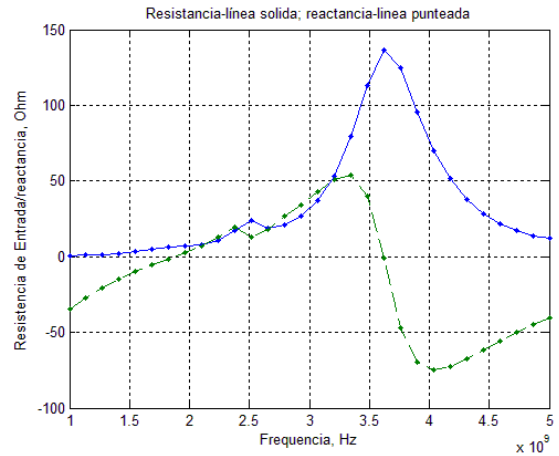
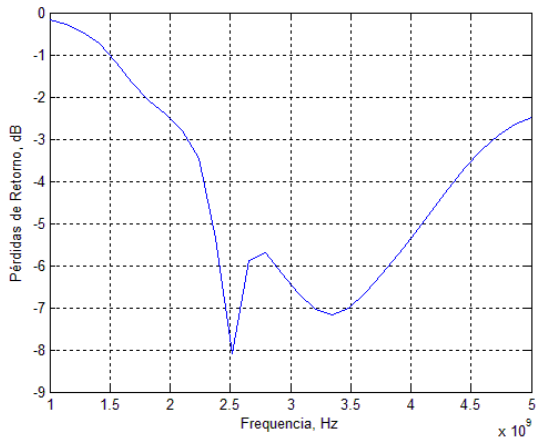
Simulación 105



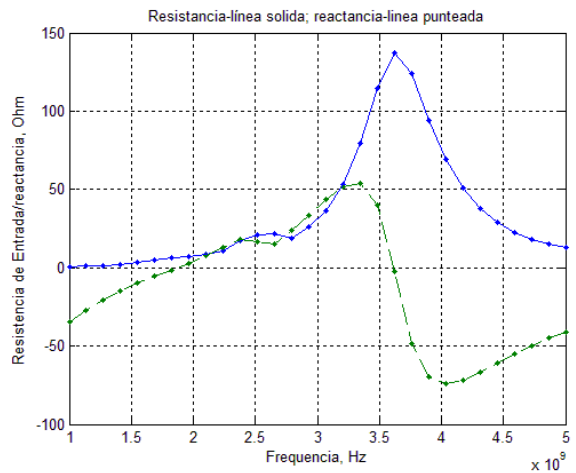
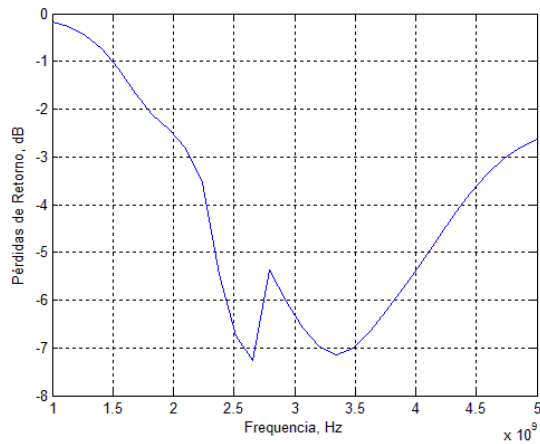
Simulación 106



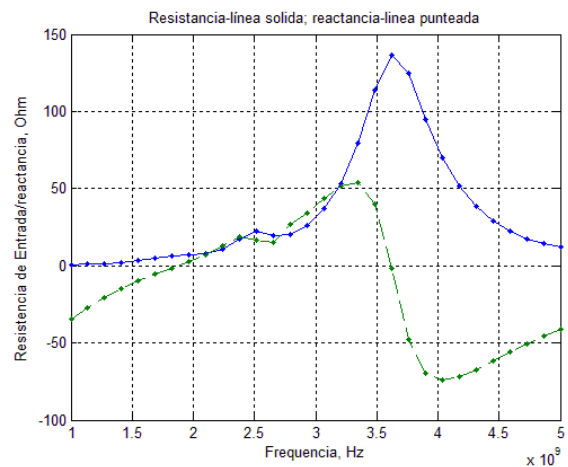
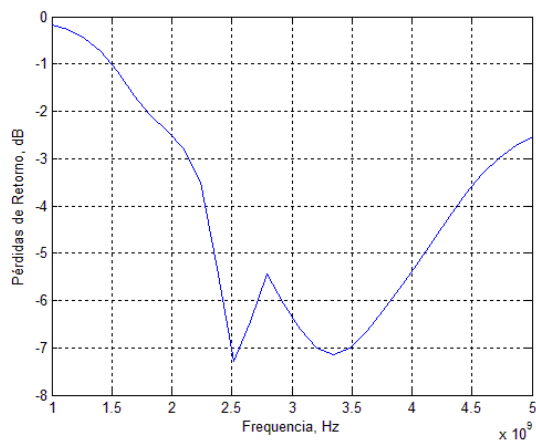
Simulación 107



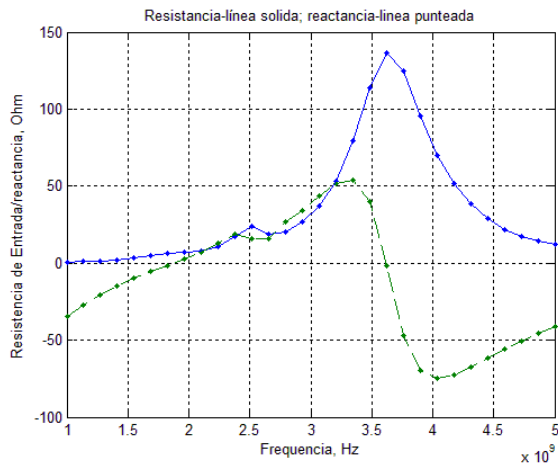
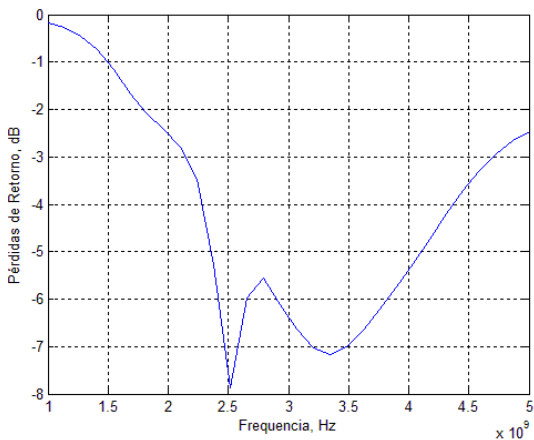
Simulación 108



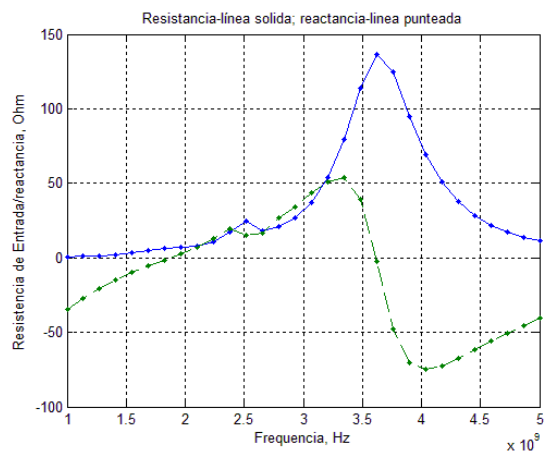
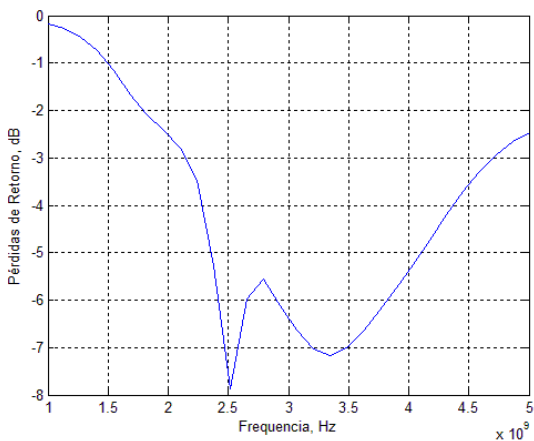
Simulación 109



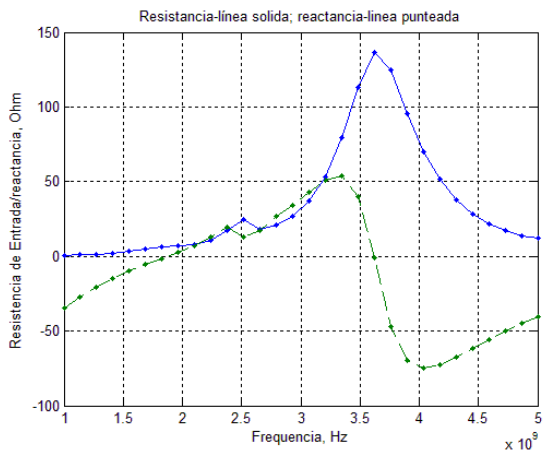
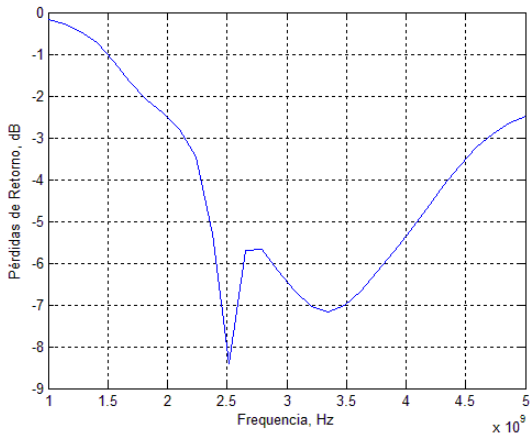
Simulación 110



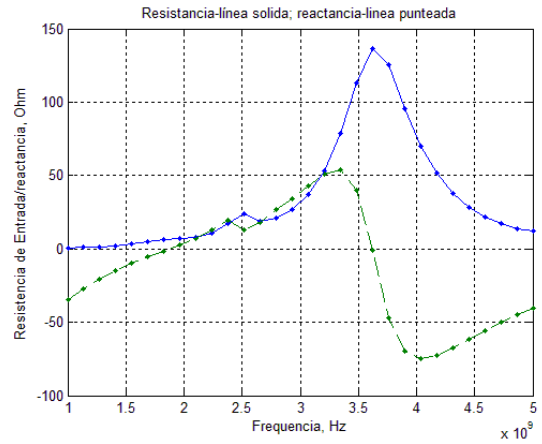
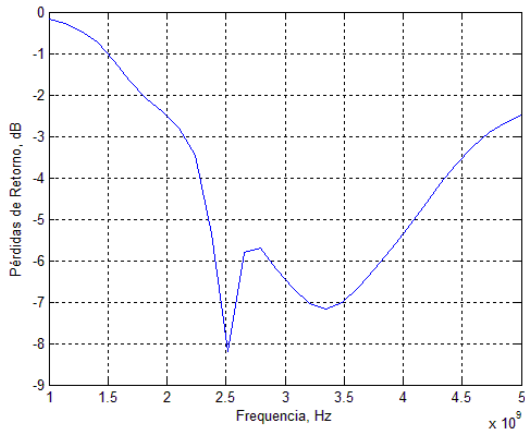
Simulación 111



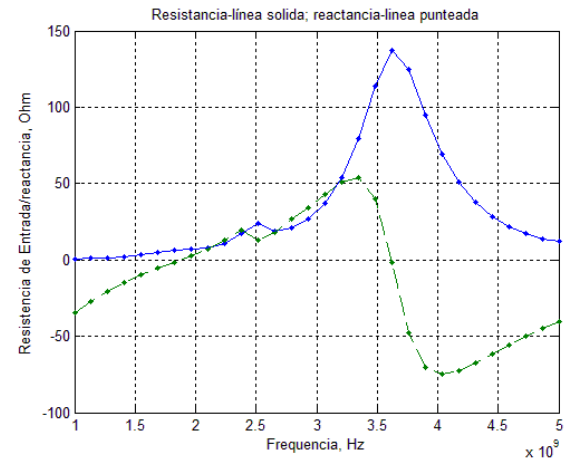
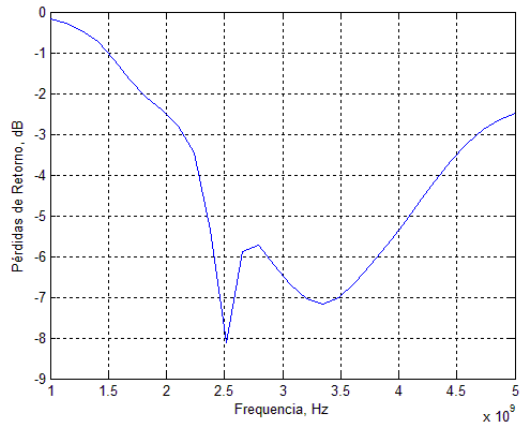
Simulación 112



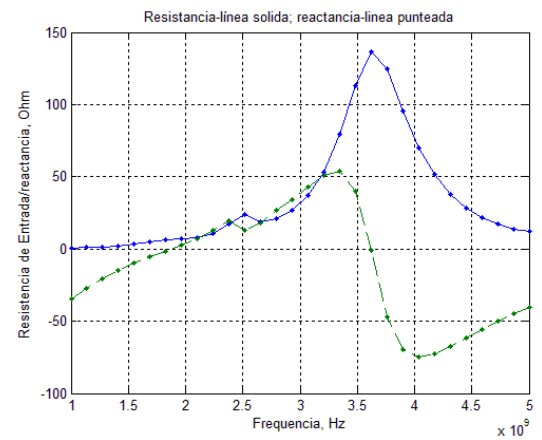
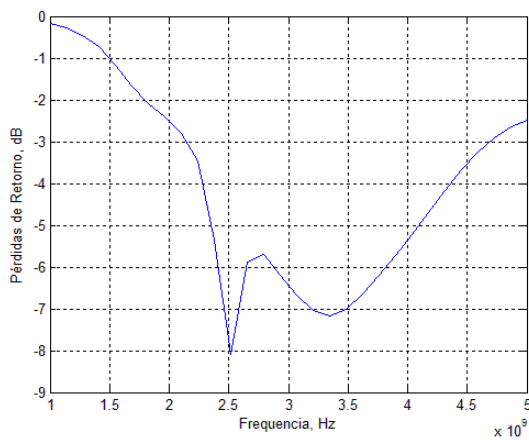
Simulación 113



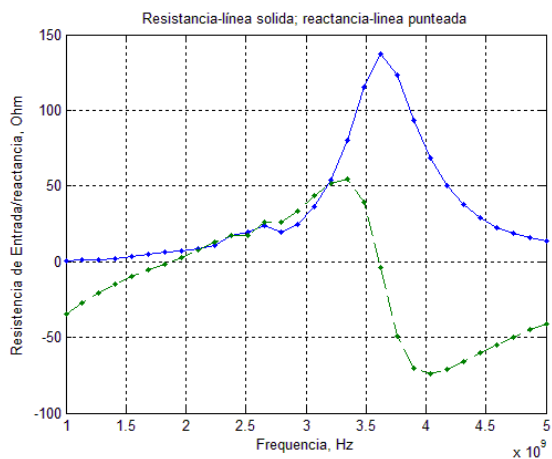
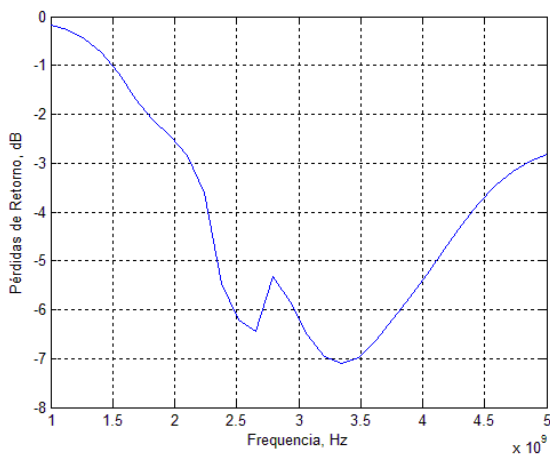
Simulación 114



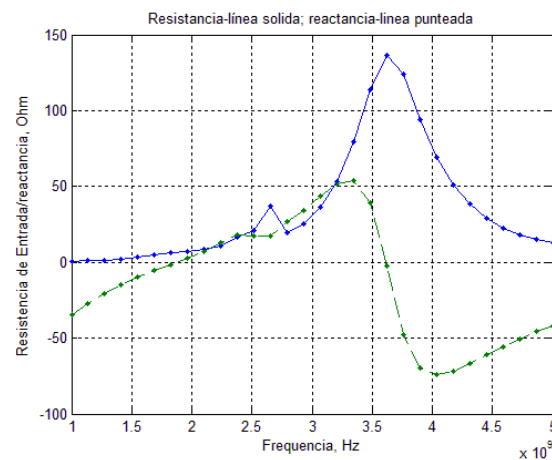
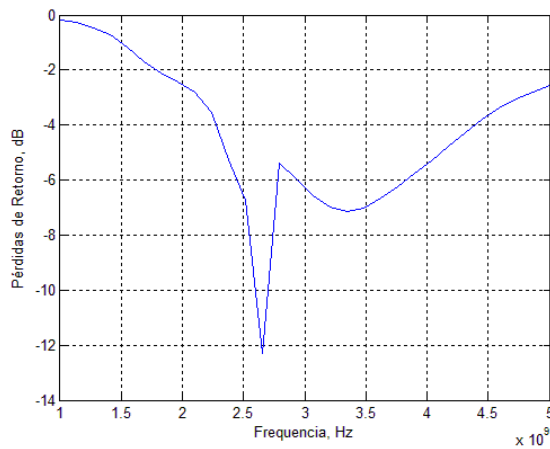
Simulación 115



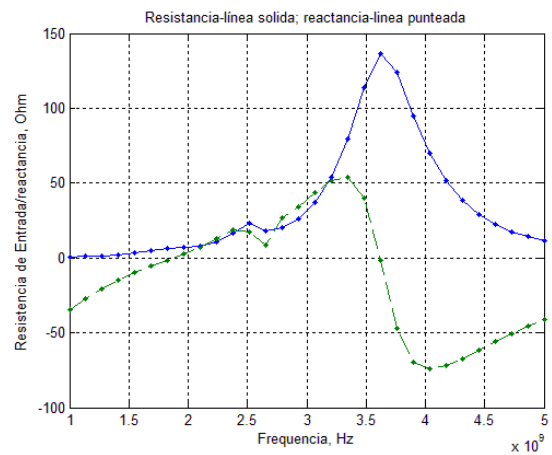
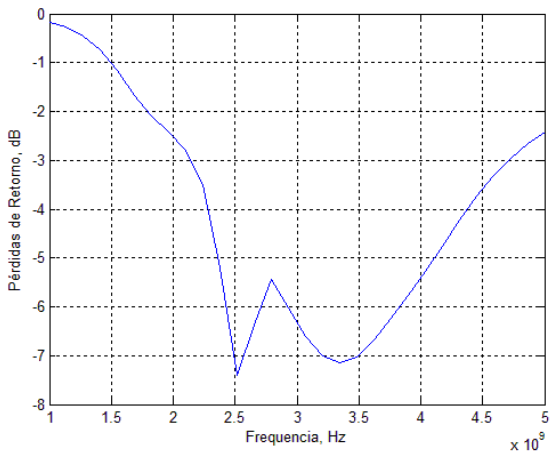
Simulación 116



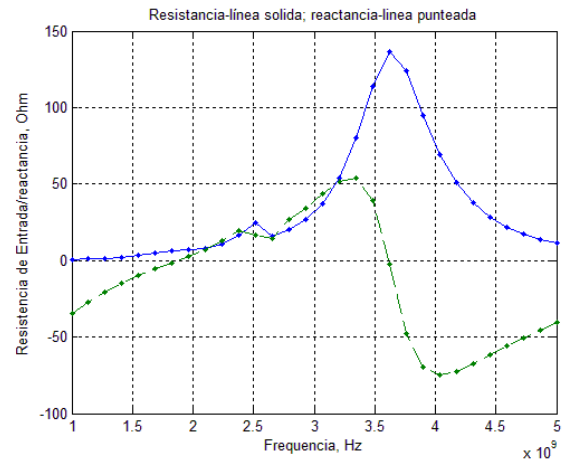
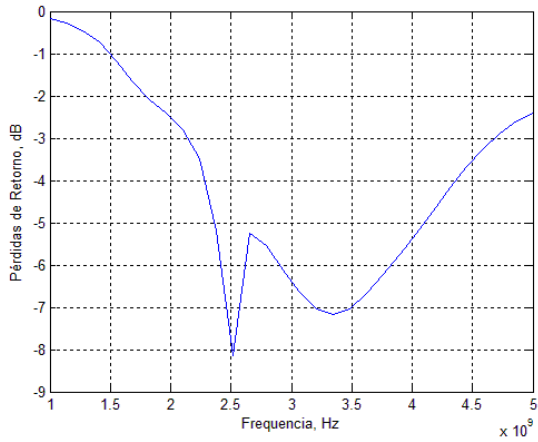
Simulación 117



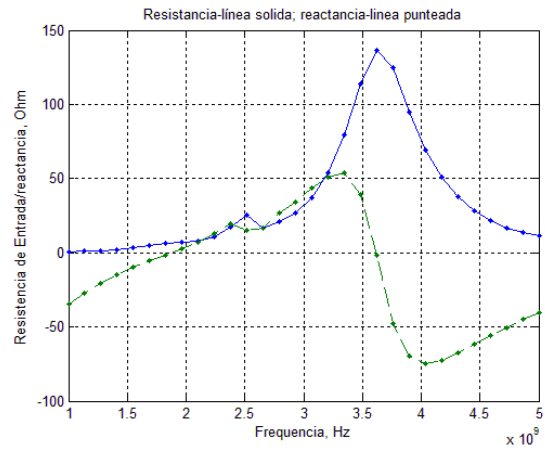
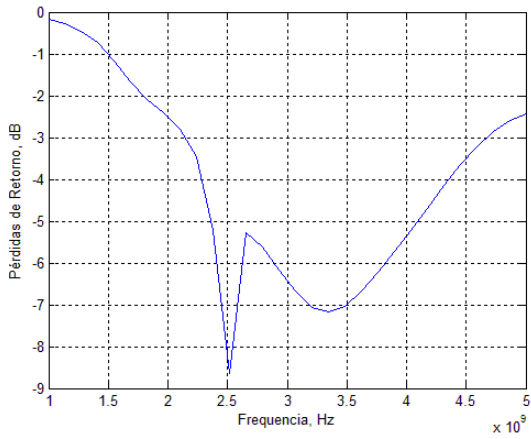
Simulación 118



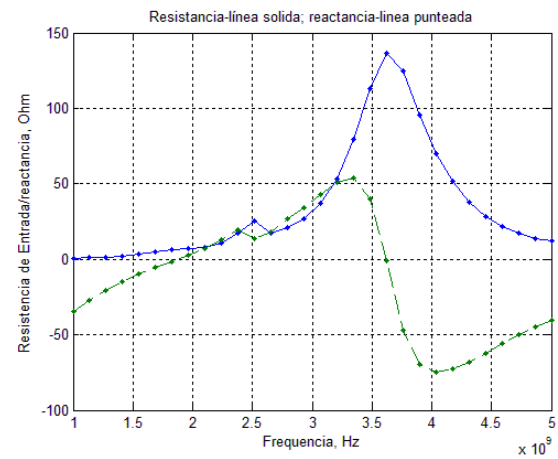
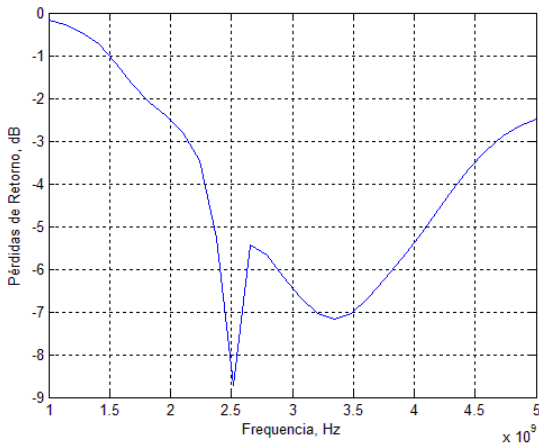
Simulación 119



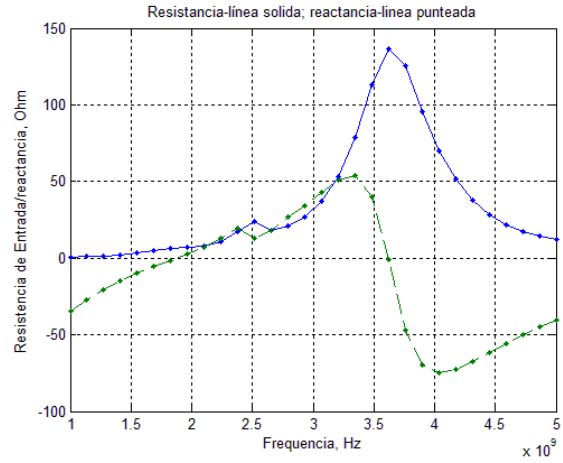
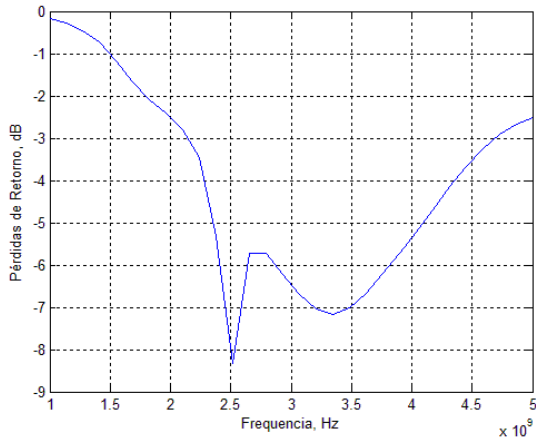
Simulación 120



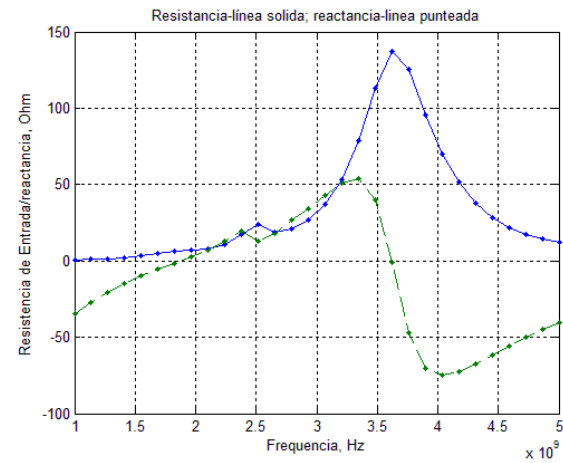
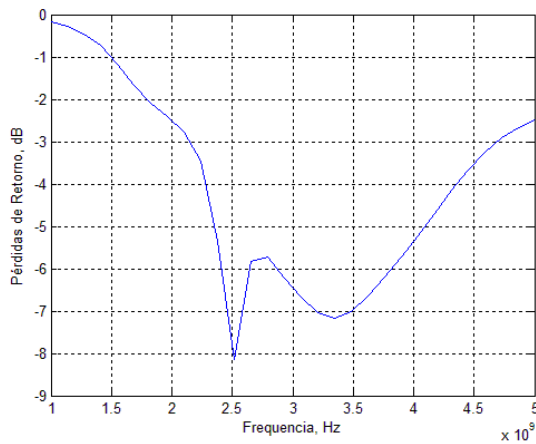
Simulación 121



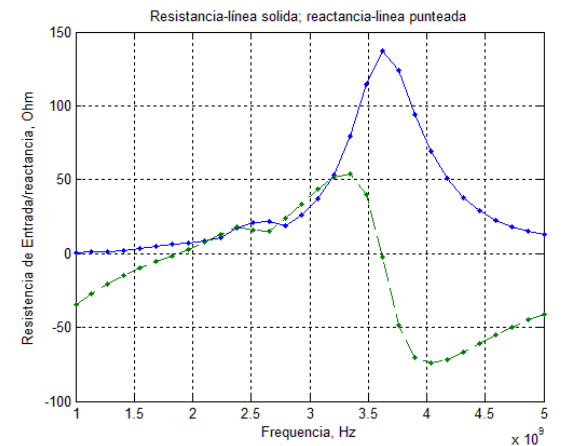
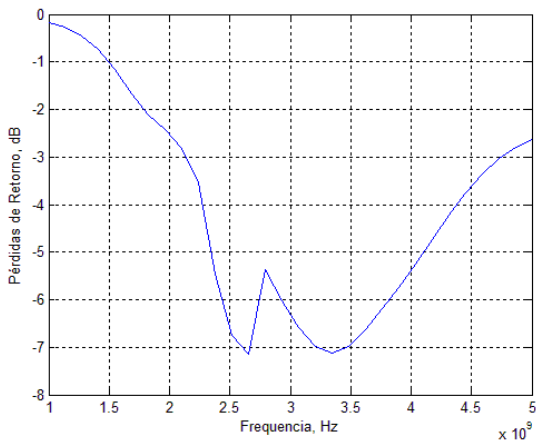
Simulación 122



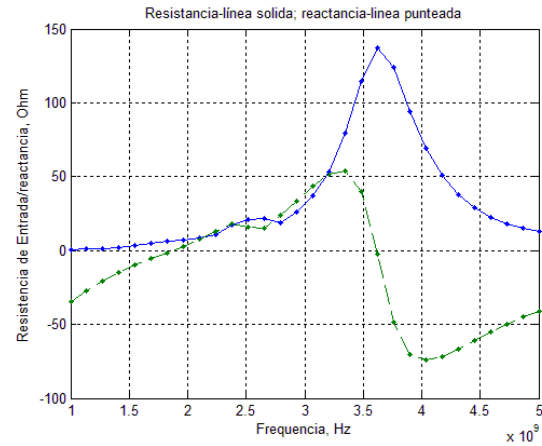
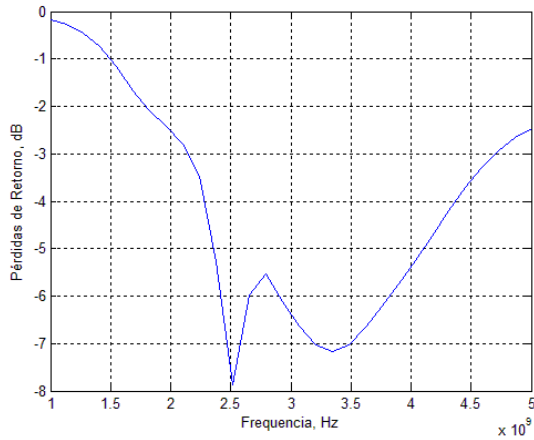
Simulación 123



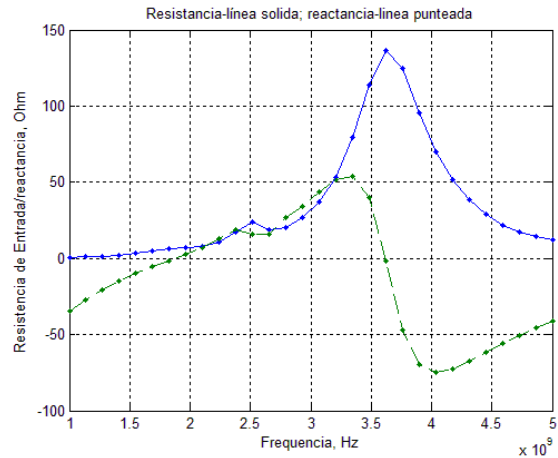
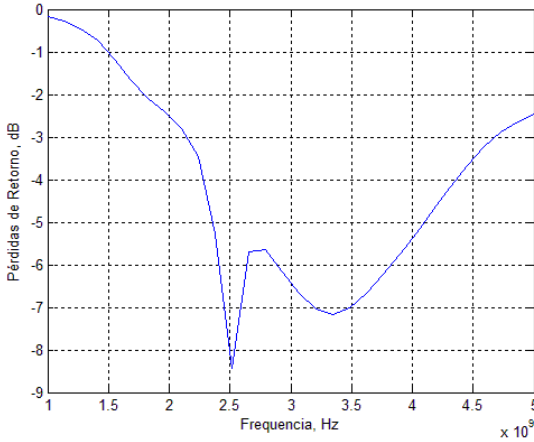
Simulación 124



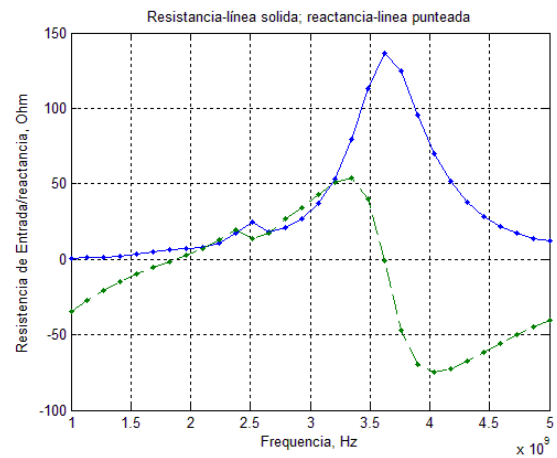
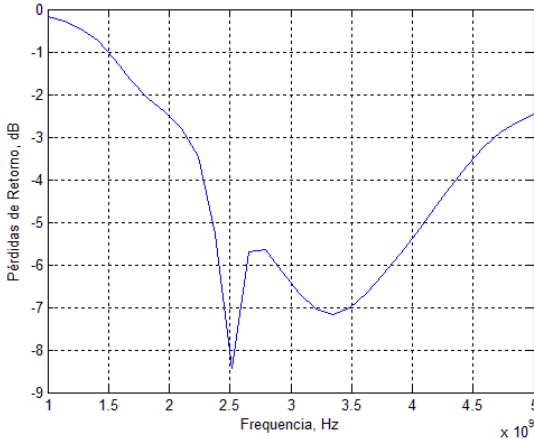
Simulación 125



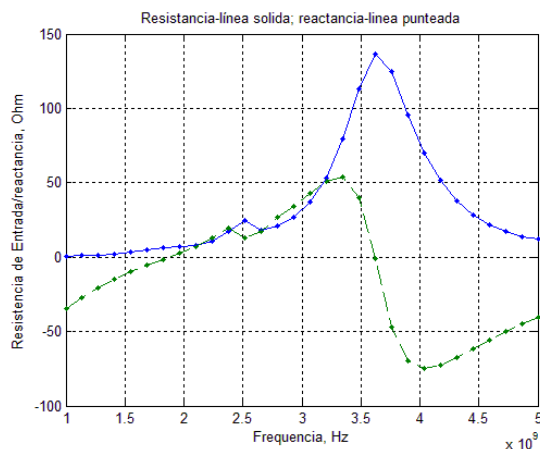
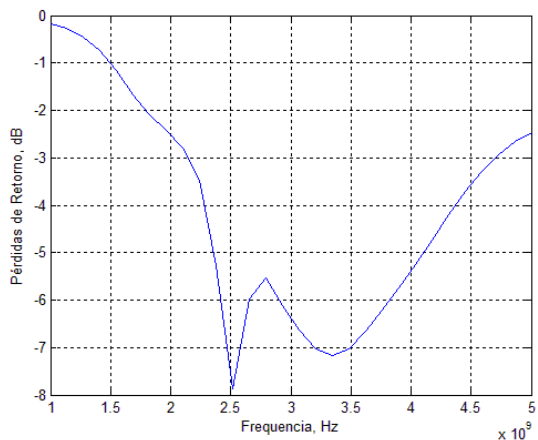
Simulación 126



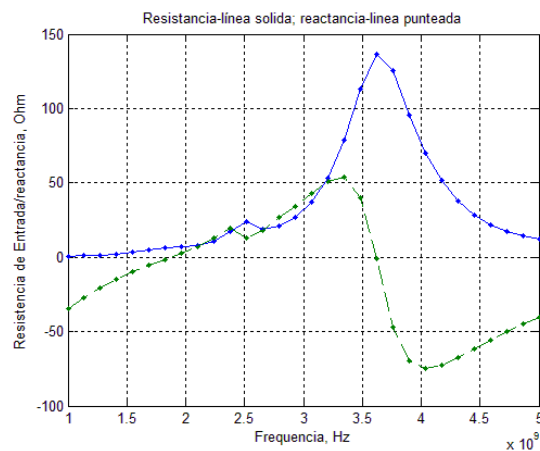
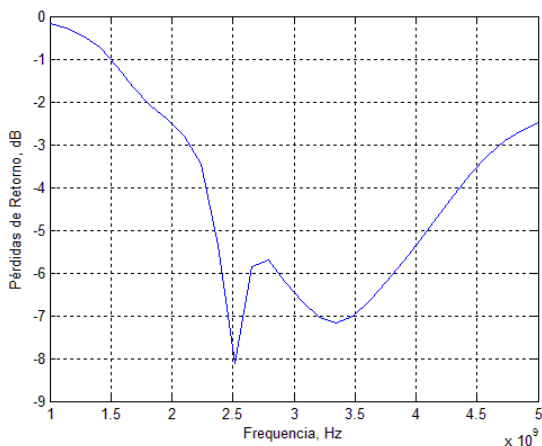
Simulación 127



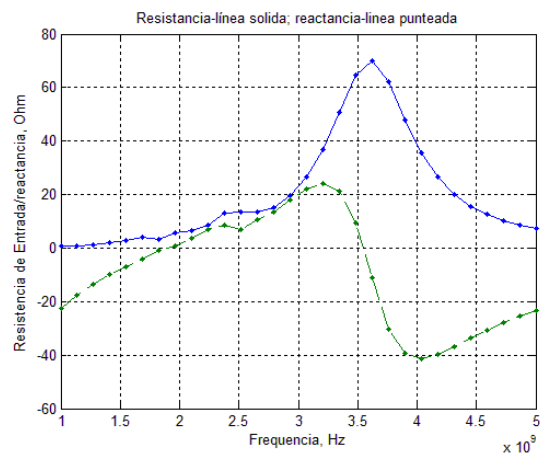
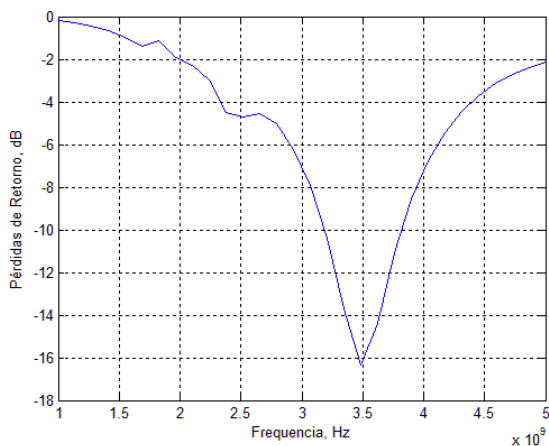
Simulación 128



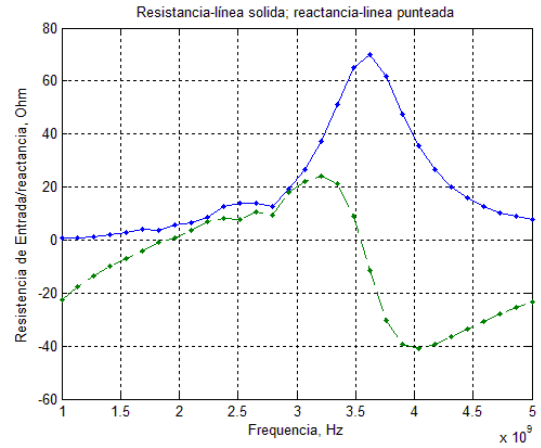
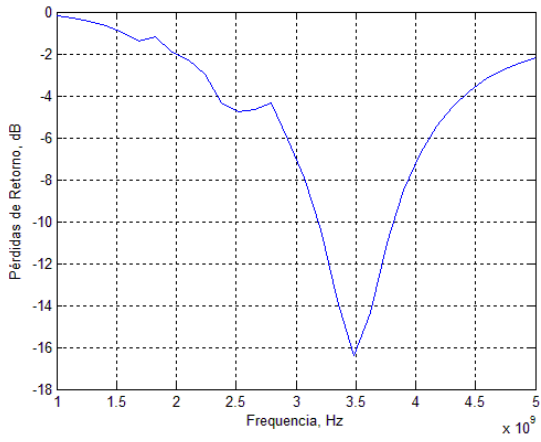
Simulación 129



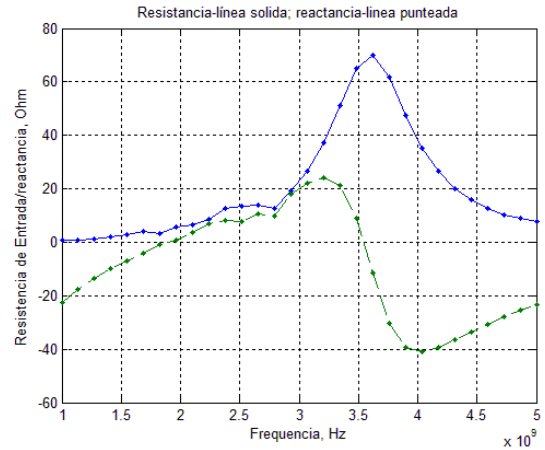
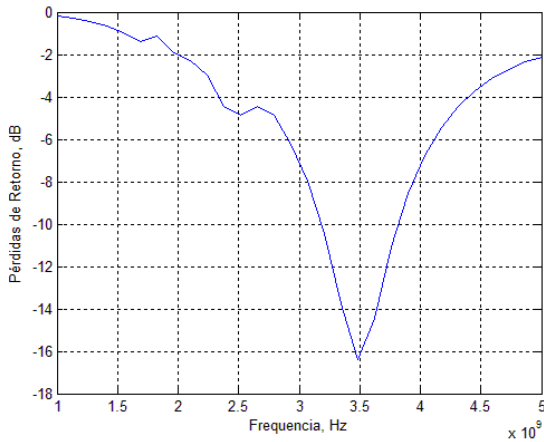
Simulación 130



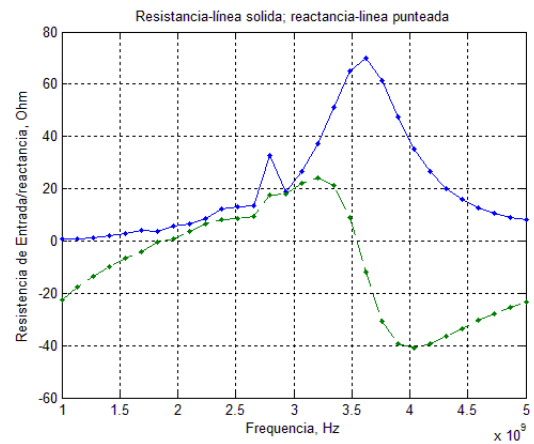
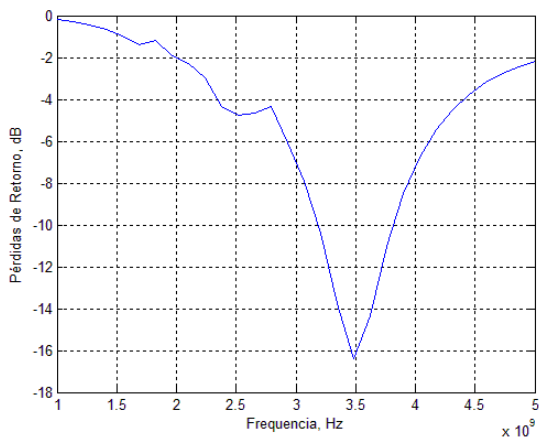
Simulación 131



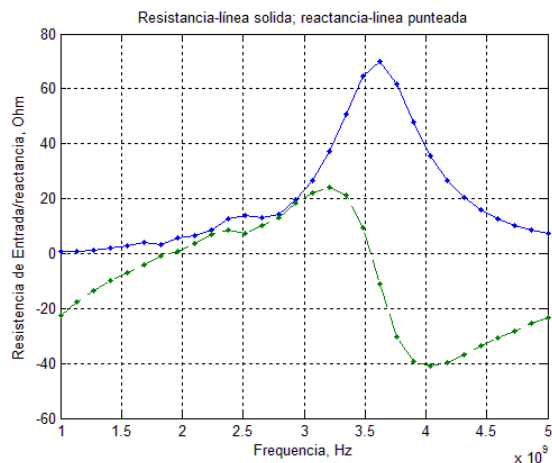
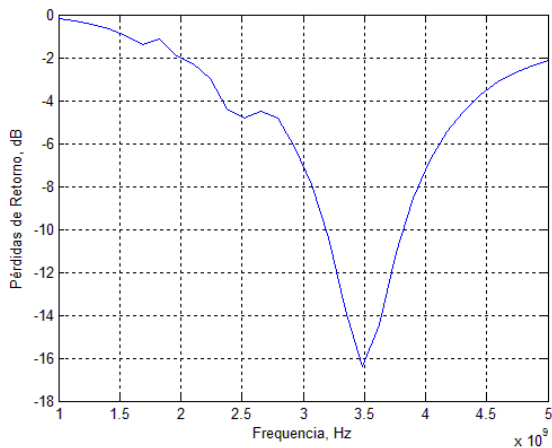
Simulación 132



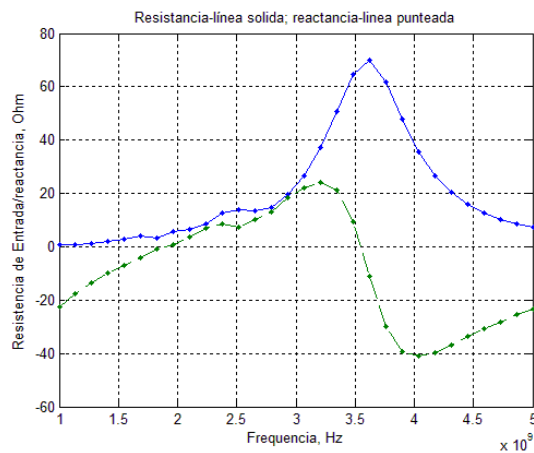
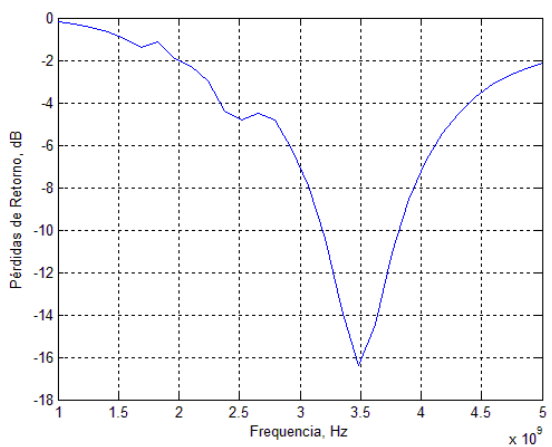
Simulación 133



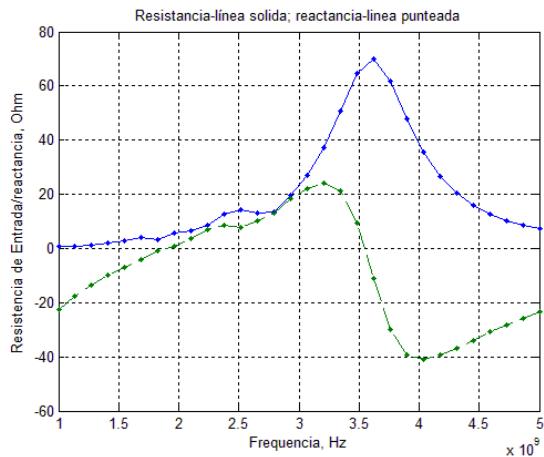
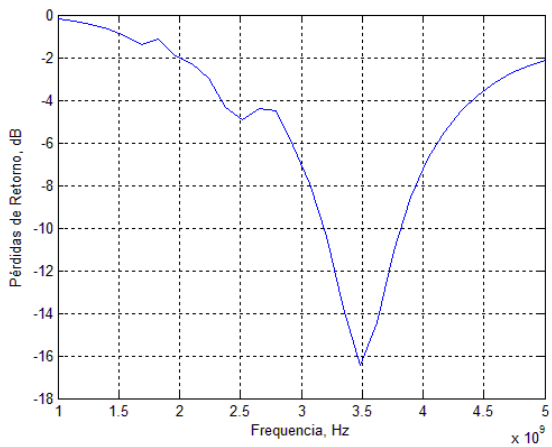
Simulación 134



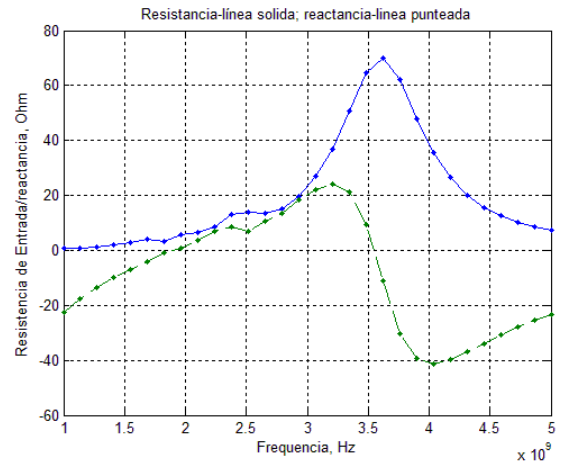
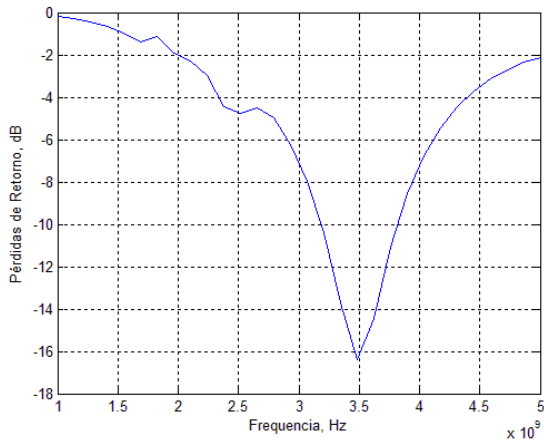
Simulación 135



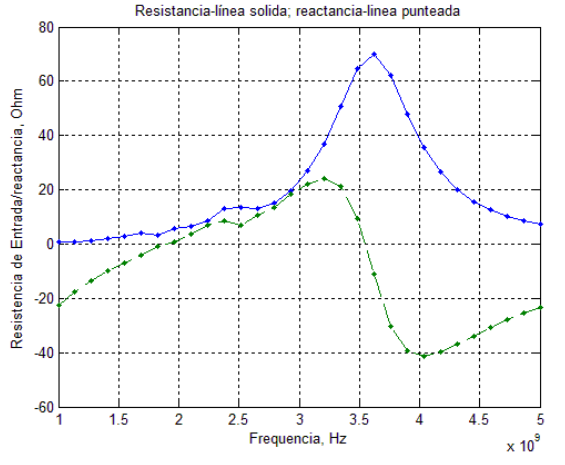
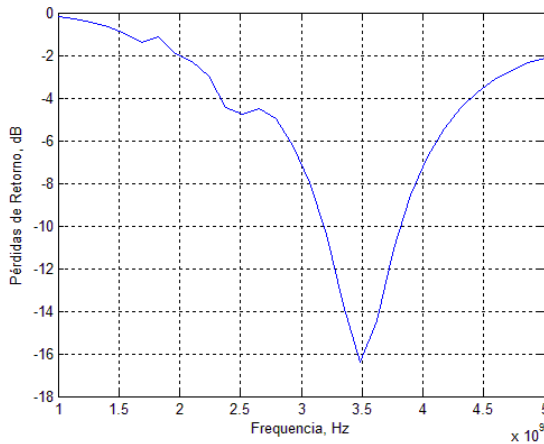
Simulación 136



Simulación 137



Simulación 138



Simulación 139

