

**ESCUELA POLITÉCNICA DEL EJÉRCITO**

**DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y  
ELECTRÓNICA**

**CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA  
Y TELECOMUNICACIONES**

**PROYECTO DE GRADO PARA LA OBTENCIÓN  
DEL TÍTULO DE INGENIERÍA**

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN PROTOTIPO  
DE ANTENA DIRECTIVA DE MICROLÍNEA EN LA  
BANDA DE 2.4 GHZ.**

**JORGE IVÁN ARGÜELLO SANTILLÁN  
LUIS DAVID ARIAS TORRES**

**Sangolquí – Ecuador**

**2009**

## **CERTIFICACIÓN**

Certificamos que el presente proyecto de grado titulado: **“Diseño e Implementación de un prototipo de Antena Directiva de Microlínea en la Banda de 2.4 GHz.”** ha sido desarrollado en su totalidad por el **Sr. Jorge Iván Argüello Santillán** con CI: 171658478-2 y por el **Sr. Luis David Arias Torres** con CI: 180353290-0, bajo nuestra dirección.

---

**Ing. David Andrade T.**  
**DIRECTOR**

---

**Ing. Diego Loor F.**  
**CODIRECTOR**

*"Los conceptos y principios fundamentales de la ciencia son invenciones libres del espíritu humano."*

**Albert Einstein**

*"La misión del conocimiento no es iluminar a un alma que es oscura de por sí ni hacer ver a un ciego. Su misión no es descubrir los ojos del hombre, sino guiarlo, gobernarlo y dirigir sus pasos a condición de que tenga piernas y pies para caminar."*

**Montaigne**

## RESUMEN

El actual proyecto presenta un análisis teórico de antenas simples y arreglos de antenas, poniendo énfasis en la tecnología de microlínea. Definir parámetros importantes como son: Parámetros S, VSWR, Ancho de Banda, Ganancia, Patrón de Radiación y Frecuencia de Resonancia ha sido considerado un importante requisito para el diseño de antenas de microlínea.

El estudio de materiales: sustratos (dieléctricos), conectores, acopladores y cables, es fundamental para el correcto desempeño de cualquier tipo de antena, y más aun, la importancia del uso de materiales de fácil obtención en el mercado local tanto para el diseño como para la implementación.

El diseño de antenas de microlínea se basa en 3 partes principales: Diseño del Parche (Elemento Radiante), Diseño del Arreglo (Configuración) y Diseño de la BFN (Red de Alimentación); todas y cada uno de estas fue aplicada en el diseño de los distintos prototipos a simular.

El software IE3D permite al usuario obtener resultados de simulación confiables, sobre todo para antenas de microlínea, basándose en el Método de los Momentos. Su uso permite sentar una base teórica para la comparación con los resultados prácticos, y elegir el mejor prototipo a implementar.

El prototipo de antena fue implementado mediante el uso de la Prototipadora existente en el DEE, y las pruebas correspondientes se realizaron con el analizador vectorial ANRITSU que permitió obtener datos reales de la aplicación: Impedancia, VSWR y Parámetros S.

## DEDICATORIA

*A mi Madre que con la ayuda de Dios me ha conducido con paciencia por la vida en base al trabajo duro y honesto. A mi Abuelita, sin cuyo amor y soporte nunca hubiera culminado mi carrera. A mis Hermanos, sin cuya preocupación y abnegación no me hubiera sido posible seguir adelante. Y a mi Familia y Amigos, sin cuyas risas, ocurrencias y apoyo no podría ser lo que soy ahora.*

*Luis Da*

*A Dios, quien me dio vida, salud y fortaleza durante estos años de arduo trabajo. A mis Padres por el sacrificio realizado para encaminarme por la senda del bien y la responsabilidad. A mis hermanas quienes con su cariño inmenso tuvieron siempre una palabra de consuelo cuando pasaba por momentos duros. A mi familia por que depositaron su fe en mí. A mi Natha quien sabe y me enseñó el verdadero significado de amor y dedicación, Y a mis amigos con los cuales viví momentos de grandes alegrías y de profunda tristeza pero para todos esos instantes ellos estuvieron a mi lado.*

*George*

## AGRADECIMIENTO

*“Por más corto que sea el camino,  
Quien pisa fuerte deja huella”  
Anónimo*

Hay personas que dejaron su huella en el proceso de formación y culminación de la carrera, personas a quienes debemos dar gracias porque sin su valioso apoyo este objetivo hubiese sido mucho más difícil de alcanzar

Agradecemos a Dios en primer lugar, porque sin su eterna inmensidad y sin aquellos dones que puso sobre nosotros este momento no sería una realidad.

Agradecemos a nuestros progenitores, Inés e Irene e Iván y Clarita, pues por su inmenso amor, apoyo y comprensión, estamos plasmando nuestro anhelado sueño de ser profesionales dignos y responsables

Reconocemos a nuestros hermanos, por un lado Diego y Daniela y por el otro Karla, Cristina, Natalia y María Teresa, pues su cariño hace que este sueño se comparta entre todos y se vuelva un soporte familiar

Agradecemos con mucho aprecio a nuestro Director y Codirector, Ing. David Andrade e Ing. Diego Loor, y a todos nuestros Profesores, porque más que orientadores se convirtieron en amigos preocupados por nuestro bien y cumplimiento de nuestras obligaciones.

Y sobre todo damos las gracias a nuestros amigos, con quienes compartimos no solo los mismos retos sino también las mismas experiencias de vida, llegando a convertirse en nuestro apoyo más cercano e incondicional.

## PROLOGO

El avance tecnológico se ve reflejado en las aplicaciones, es por eso que el desarrollo de antenas no deja de ser importante en muchos países, sin embargo en el Ecuador la investigación, estudio y desarrollo de tecnología es muy pobre, tomando en cuenta que hay gente muy capaz que tiene que salir del país para explotar de mejor manera sus capacidades.

Las antenas de microlínea, en nuestro medio son utilizadas, en muchas aplicaciones cotidianas, como por ejemplo las antenas de telefonía celular, las redes inalámbricas de comunicación de datos, WiFi, bluetooth, etc. Ya que por su naturaleza y forma ayudan a la optimización de los sistemas, sin embargo toda esa tecnología es importada, haciendo ver nuevamente la deficiencia en la creación de nuevos procesos en el país.

La propuesta de construir una antena de microlínea, además de incentivar la manera de investigar y crear, está orientada a la utilización de materia prima propia del mercado, es decir utilizar materiales fáciles de conseguir en el medio y a costos reducidos, también es importante mencionar que el presente trabajo es una continuación del proyecto denominado “Medición de la constante dieléctrica y tangente de pérdidas de materiales, utilizando el analizador vectorial AGILENT 8714ES; controlado en un entorno LAN, a través de una interfaz HMI” dirigido por el Ing. David Andrade y el Ing. Patricio Vizcaíno E. Este proyecto ha permitido construir una base de conocimiento en relación a materiales dieléctricos que son la materia prima en la elaboración de elementos de microlínea.

Durante el transcurso de este proyecto, se busca diseñar, simular e implementar una antena microlínea en la banda de frecuencia de 2.4 GHz, con base

en previos estudios de fundamentos y parámetros que son cruciales en el diseño de una antena. Además, el prototipo de antena será diseñado de forma que presente un comportamiento directivo, es decir, que dicha antena tenga un área de cobertura limitada a una dirección, para lo cual se buscará y estudiará métodos de diseño especialmente enfocados en antenas direccionales o directivas.

El estudio se fundamentará principalmente en las distintas variables que influyen en el comportamiento de una antena, tomando muy en cuenta los parámetros de los materiales de construcción que afectan el desempeño de la antena misma.

El modelamiento y simulación de la antena serán de vital importancia en este proyecto, ya que el resultado final será comparado con los datos obtenidos de programas como IE3D y otros utilitarios como Matlab.

Herramientas más técnicas como la Prototipadora existente en el DEE facilitarán la fabricación de los prototipos de antenas, logrando de esta manera una investigación completa la cual podrá ser utilizada como guía de referencia hacia nuevos desarrollos de elementos de microlínea.

La antena será construida únicamente con materia prima del mercado local, es decir, se buscará exclusivamente materiales que sean de fácil adquisición en nuestro país.

Por último, las pruebas de los prototipos fabricados, se realizarán en base a parámetros importantes como: ganancia, frecuencia de trabajo, directividad, patrón de radiación, impedancia y su desempeño en la transmisión. Tomando en cuenta que, el prototipo que mejor se desenvuelva y cumpla con los parámetros de diseño, será escogido como el resultado final del proyecto.

# ÍNDICE DE CONTENIDO

RESUMEN .....	I
DEDICATORIA.....	II
AGRADECIMIENTO .....	III
PROLOGO.....	IV
GLOSARIO .....	O
<b>CAPITULO 1: INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>1</b>
<b>1.1. HISTORIA Y DESARROLLO DE LAS ANTENAS DE MICROLÍNEA.....</b>	<b>1</b>
<b>1.2. CARACTERÍSTICAS DE LAS ANTENAS MICROSTRIP.....</b>	<b>4</b>
1.2.1 Ventajas.....	4
1.2.2 Desventajas.....	5
1.2.3 Aplicaciones .....	6
<b>1.3. IMPORTANCIA .....</b>	<b>8</b>
<b>CAPITULO 2: FUNDAMENTOS DE ANTENAS.....</b>	<b>10</b>
<b>2.1. INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>10</b>
<b>2.2 ONDAS ELECTROMAGNÉTICAS.....</b>	<b>11</b>
2.2.1. Propagación de ondas electromagnéticas.....	11
2.2.2. Ecuaciones de Maxwell.....	12
2.2.3 Clasificación de las ondas electromagnéticas.....	14
<b>2.3. PARÁMETROS FUNDAMENTALES DE LAS ANTENAS .....</b>	<b>16</b>
2.3.1. Densidad de Potencia .....	17
2.3.2. Intensidad de radiación y Potencia de radiación.....	17
2.3.3. Directividad.....	18
2.3.4 Ganancia.....	19
2.3.6. Impedancia de entrada.....	20
2.3.7. Polarización.....	21
2.3.8. Parámetros S.....	21
2.3.9. VSWR .....	22
<b>2.4 GENERALIDADES SOBRE LAS ANTENAS.....</b>	<b>22</b>
2.4.1 Definición .....	22
2.4.2 Clasificación de las Antenas.....	24
2.4.3 Antenas Omnidireccionales .....	32
2.4.4 Antenas y Arreglos Directivos .....	46
<b>2.5. GENERALIDADES ANTENAS MICROLÍNEA .....</b>	<b>70</b>
2.5.1 Las antenas de Microlínea .....	70
2.5.2 Tipos de antenas de microlínea (Elementos Radiantes) .....	72
2.5.3 Beam Forming Network (BFN).....	81
2.5.4 Métodos de análisis y diseño de antenas de microlínea.....	87
<b>2.6. ARREGLOS DE ANTENAS DE MICROLÍNEA.....</b>	<b>93</b>

2.6.1 Configuraciones de Arreglos de Antenas de microlínea.....	94
2.7 CONECTORES, ACOPLADORES Y CABLES .....	99
2.7.1 Líneas de Transmisión.....	99
2.7.2 Conectores.....	106
2.7.3 Acopladores.....	111
<b>CAPÍTULO 3: ESTUDIO DE MATERIALES.....</b>	<b>112</b>
3.1 ESTUDIO Y SELECCIÓN DE LOS SUSTRATOS.....	113
3.1.1 Estudio de Sustratos .....	113
3.1.2 Selección de los Sustratos .....	119
3.2 SELECCIÓN DE MATERIALES COMPLEMENTARIOS: CONECTORES, ACOPLADORES Y CABLES.....	127
3.2.1 Selección de Conectores.....	127
3.2.2 Selección de Cable Coaxial (Línea de Transmisión).....	128
3.2.3 Selección de Acopladores.....	129
<b>CAPÍTULO 4: DISEÑO DE LA ANTENA DE MICROLÍNEA DIRECTIVA.....</b>	<b>130</b>
4.1 PRINCIPIOS DE DISEÑO .....	130
4.2 DISEÑO DEL PARCHE (ELEMENTO RADIANTE) .....	131
4.3 DISEÑO DEL ARREGLO .....	136
4.3 DISEÑO DE LA BFN (BEAM FORMING NETWORK) .....	140
4.3.1 Diseño #1 .....	143
4.3.2 Diseño #2 .....	147
4.3.3 Diseño #3 .....	150
4.3.4 Diseño #4 .....	153
4.3.5 Diseño #5 .....	155
<b>CAPITULO 5: SIMULACIÓN DE LA ANTENA DE MICROLÍNEA DIRECTIVA .....</b>	<b>159</b>
5.1 DISEÑO #1: SIMULACIÓN Y RESULTADOS .....	160
5.1.1 Simulación.....	160
5.1.2 Análisis de los Resultados .....	165
5.2 DISEÑO #2: SIMULACIÓN Y RESULTADOS .....	165
5.2.1 Simulación.....	165
5.2.2 Análisis de los Resultados .....	170
5.3 DISEÑO #3: SIMULACIÓN Y RESULTADOS .....	170
5.3.1. Simulación.....	170
5.3.2 Análisis de los Resultados .....	174
5.4 DISEÑO #4: SIMULACIÓN Y RESULTADOS .....	174
5.4.1 Simulación.....	174
5.4.2 Análisis de resultados .....	177
5.5 DISEÑO #5: SIMULACIÓN Y RESULTADOS .....	178
5.5.1 Simulación.....	178
5.5.2 Análisis de los Resultados .....	182

5.6 DISEÑO #6: DISEÑO, SIMULACIÓN Y RESULTADOS .....	183
5.6.1 Diseño .....	183
5.6.3 Análisis de los Resultados .....	188
5.7 ELECCIÓN DEL DISEÑO A IMPLEMENTAR .....	189
5.8 RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN COMPLETA .....	190
<b>CAPITULO 6: IMPLEMENTACIÓN, PRUEBAS Y RESULTADOS .....</b>	<b>200</b>
6.1 FABRICACIÓN DEL PROTOTIPO DE ANTENA POR LA PROTOTIPADORA.....	200
6.1.1. Introducción al capítulo .....	200
6.1.2. Descripción de la prototipadora .....	201
6.1.3 Utilización del Software y Prototipado .....	203
6.2. PROCESO DE REVELADO DE LA PLACA .....	208
6.3. COLOCACIÓN DE LA LÍNEA DE ALIMENTACIÓN .....	208
6.4. COSTO DE FABRICACIÓN DE LA ANTENA .....	209
6.5. PRUEBAS .....	210
6.5.1. Pruebas en el analizador vectorial .....	210
6.6. COMPARACIÓN DE RESULTADOS Y ANÁLISIS DE ERRORES.....	216
<b>CAPÍTULO 7: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES .....</b>	<b>217</b>
7.1 CONCLUSIONES .....	217
7.2 RECOMENDACIONES.....	221
<b>ANEXO I: PROGRAMA EN MATLAB PARA OBTENER LAS MAGNITUDES DEL PARCHÉ .....</b>	<b>223</b>
<b>ANEXO II: USO DEL IE3D COMO SOFTWARE DE SIMULACIÓN .....</b>	<b>225</b>
Generalidades acerca de IE3D .....	226
Iniciando el IE3D .....	226
Edición de forma y piezas de la antenna .....	228
Optimizando el Parche.....	239
<b>ANEXO III: DATASHEET Y PRECIO DE ANTENAS COMERCIALES .....</b>	<b>245</b>
<b>ANTENA PANEL HYPERLINK HG2409P 8 DBI 2.4 GHZ DIRECCIONAL .....</b>	<b>246</b>
<b>ESPECIFICACIONES.....</b>	<b>247</b>
<b>ANEXO IV: DATASHEET DEL ANALIZADOR VECTORIAL ANRITSU .....</b>	<b>251</b>
<b>REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS.....</b>	<b>266</b>

# ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 1.1. PARTES DE UNA ANTENA MICROLÍNEA .....	2
FIGURA. 1.2 INTERIOR DE UNA ANTENA PATCH PARA APLICACIONES WIRELESS .....	3
FIGURA. 1.3. APLICACIÓN DE LAS ANTENAS MICROLÍNEA EN TELEFONÍA CELULAR .....	7
FIGURA 1.4. ARREGLO ANTENA MICROLÍNEA DE APERTURA PARA RADAR.....	8
FIGURA 2.1. DISTRIBUCIÓN DE CAMPO ELÉCTRICO Y MAGNÉTICO DE FORMA PERPENDICULAR, Y PROPAGACIÓN DE ONDA EN FORMA PERPENDICULAR A ESTOS .....	12
FIGURA 2.2. CLASIFICACIÓN DE ONDAS POR FRECUENCIA .....	15
FIGURA 2.3. DISTRIBUCIÓN DE CAMPO ELÉCTRICO Y MAGNÉTICO EN UNA MICROLÍNEA.....	18
FIGURA 2.4. GRÁFICA DE RELACIÓN ENTRE LA DENSIDAD DE RADIACIÓN DE UNA ANTENA DIRECTIVA Y UN RADIADOR ISOTRÓPICO .....	19
FIGURA 2.5. UNA ONDA ELECTROMAGNÉTICA POLARIZADA. ....	21
FIGURA 2.6 PARTES DE UN SISTEMA DE ANTENA.....	23
FIGURA 2.7. ANTENAS DE HILOS: (A) DIPOLO, (B) CIRCULAR, (C) HÉLICE .....	25
FIGURA 2.8. ANTENAS DE APERTURA: (A) BOCINA CÓNICA, (B) GUÍA DE ONDA, (C) BOCINA PIRAMIDAL .....	26
FIGURA 2.10. ANTENA OMNIDIRECCIONAL, USADA PRINCIPALMENTE EN EXTERIORES. ....	27
FIGURA 2.12. ANTENA YAGI. EJEMPLO CARACTERÍSTICO DE LAS ANTENAS DIRECCIONALES. ....	27
FIGURA 2.13. UBICACIÓN DE LOS CUATRO GRUPOS DE ANTENAS SEGÚN SU MODO BÁSICO DE RADIACIÓN DEPENDIENDO DE LA BANDA DE FRECUENCIA Y DEL TAMAÑO DE LA ANTENA. ....	28
FIGURA 2.14. ANTENAS CON REFLECTOR: (A) FOCO PRIMARIO, (B) OFFSET, (C) LENTE DIELECTRICA. ....	29
FIGURA 2.15. ANTENAS PLANAS: (A) MICROSTRIP ARRAYS, (B) ANTENA DE APERTURA SINTÉTICA. ....	30
FIGURA 2.16. ANTENAS DE DIPOLOS: (A) ANTENA DE DIPOLO DOBLADO, (B) ANTENA LOGO PERIÓDICA. ....	30
FIGURA 2.17 CLASIFICACIÓN DE ANTENAS.....	31
FIGURA 2.18. DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE UNA ANTENA ISOTRÓPICA. ....	32
FIGURA 2.19. DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE UNA ANTENA OMNIDIRECCIONAL REAL.....	33
FIGURA 2.20. ANTENA DIPOLO HERTZIANO .....	34
FIGURA 2.21 DIPOLO MAGNÉTICO ELEMENTAL.....	36
FIGURA 2.22. ANTENA DIPOLO LARGO .....	38
FIGURA 2.23. DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTE A LO LARGO DE LÍNEAS ABIERTAS Y SUS CORRESPONDIENTES DIPOLOS DE DIFERENTES LONGITUDES. ....	38
FIGURA 2.24. PRINCIPIO DE SUPERPOSICIÓN PARA LA DETERMINACIÓN DE LOS CAMPOS RADIADOS POR LA ANTENA DIPOLO. ....	39
FIGURA 2.25. DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTE Y DE TENSIÓN A LO LARGO DEL DIPOLO DE MEDIA ONDA. ....	41
FIGURA 2.26. MODO PAR Y MODO IMPAR DEL DIPOLO DOBLADO. ....	43
FIGURA 2.27. MONOPOLO VERTICAL DE $\frac{1}{4}$ DE LONGITUD DE ONDA CON PLANO DE TIERRA ARTIFICIAL.....	45
FIGURA 2.28. ANTENA DIRECTIVA CON REFLECTOR PARABÓLICO. ....	46
FIGURA 2.29. EJEMPLO DE ARREGLOS DE ANTENAS .....	47
FIGURA 2.30. CLASIFICACIÓN DE LOS ARREGLOS DE ANTENAS.....	48
FIGURA 2.31. ARREGLO DE $N$ RADIADORES DE IGUALES CARACTERÍSTICAS.....	49
FIGURA 2.32. DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE UN ARREGLO DE DOS ELEMENTOS SIN SEPARACIÓN ENTRE ELLOS.....	52
FIGURA 2.33. DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE UN ARREGLO DE DOS ELEMENTOS SEPARADOS MEDIA LONGITUD DE ONDA.....	53
FIGURA 2.34. DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE UN ARREGLO DE DOS ELEMENTOS SEPARADOS UNA LONGITUD DE ONDA. ....	53
FIGURA 2.35. DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE UN ARREGLO DE DOS ELEMENTOS SEPARADOS UN CUARTO DE LONGITUD DE ONDA Y CON UN DESFASE DE $-\pi/4$ . ....	54
FIGURA 2.36. COMPARACIÓN ENTRE DIAGRAMAS TRIDIMENSIONALES DE UN ARREGLO DE DOS ELEMENTOS CON DISTINTA SEPARACIÓN Y DESFASE.....	56
FIGURA 2.37. ARREGLO LINEAL EN EL EJE X .....	57

FIGURA 2.38. FACTOR DEL ARREGLO $F(u)$ .....	59
FIGURA 2.39. REGIÓN VISIBLE DEL FACTOR DEL ARREGLO .....	60
FIGURA 2.40. ARREGLO DE RADIACIÓN LATERAL (FACTOR DEL ARREGLO) .....	61
FIGURA 2.41. PATRÓN DE RADIACIÓN (A) PATRÓN DE RADIACIÓN DEL FACTOR DEL ARREGLO; (B) PATRÓN DE RADIACIÓN DEL DIPOLO DE $\lambda/2$ ; (C) PATRÓN DE RADIACIÓN TOTAL DEL ARREGLO .....	62
FIGURA 2.42. ARREGLO DE RADIACIÓN LONGITUDINAL .....	64
FIGURA 2.43. ARREGLO SUPERDIRECTIVO .....	67
FIGURA 2.44. ARREGLO EN DOS DIMENSIONES.....	67
FIGURA 2.45. PARTES DE LA ANTENA DE MICROLÍNEA.....	71
FIGURA 2.46. PARTES DE LA LÍNEA DE ALIMENTACIÓN MICROSTRIP.....	71
FIGURA 2.47. DISTRIBUCIÓN DE CAMPOS .....	72
FIGURA 2.48. TIPOS DE PARCHES PARA ANTENA DE MICROLÍNEA .....	74
FIGURA 2.49. PARCHE RECTANGULAR CON PUNTO DE ALIMENTACIÓN (INSET-POINT) .....	79
FIGURA 2.50. FORMAS MICROSTRIP DE ONDA VIAJERA.....	80
FIGURA 2.51. ANTENAS TIPO RANURA CON AMBOS TIPO E ALIMENTACIÓN. ....	81
FIGURA 2.52. LÍNEA DE TRANSMISIÓN DE LONGITUD $X$ CON CARGA $Z_L$ .....	84
FIGURA 2.53. TRANSFORMADOR DE $\lambda/4$ (UN CUARTO DE LONGITUD DE ONDA).....	85
FIGURA 2.54. ESTRUCTURA DE UN TRANSFORMADOR DE $\lambda/4$ SECCIONAL BINOMIAL .....	86
FIGURA 2.55. MÉTODOS DE ANÁLISIS Y DISEÑO DE ANTENAS DE MICROLÍNEA.....	88
FIGURA 2.56. MODELO DE LÍNEA DE TRANSMISIÓN.....	88
FIGURA 2.58. MODELO DE LAS CAVIDADES .....	89
FIGURA 2.59. DISTRIBUCIÓN POR ALIMENTACIÓN EN SERIE IN- LINE .....	95
FIGURA 2.60. DISTRIBUCIÓN POR ALIMENTACIÓN EN SERIE <i>ON- LINE</i> .....	95
FIGURA 2.61. DISTRIBUCIÓN POR ALIMENTACIÓN EN PARALELO .....	96
FIGURA 2.62. DISTRIBUCIÓN POR ALIMENTACIÓN HÍBRIDA O MIXTA SERIE/ PARALELO.....	97
FIGURA 2.63. ARREGLO MULTICAPA PARA UNA ANTENA DE MICROLÍNEA.....	98
FIGURA 2.64. GUÍA DE ONDA CUADRADA. ....	100
FIGURA 2.66. ESTRUCTURA DEL CABLE COAXIAL. ....	104
FIGURA 2.67. ESTÁNDARES DE COMERCIALIZACIÓN DEL CABLE COAXIAL .....	105
FIGURA 2.68. CONECTOR BNC: (A) MACHO (B) HEMBRA .....	107
FIGURA 2.69. CONECTOR TCN: (A) MACHO (B) HEMBRA.....	107
FIGURA 2.70. CONECTOR TCN: (A) MACHO (B) HEMBRA.....	108
FIGURA 2.71. CONECTOR SMA: (A) MACHO (B) HEMBRA.....	109
FIGURA 2.72. CONECTOR SMA: (A) MACHO (B) HEMBRA.....	109
FIGURA 2.73. CONECTOR MCX: (A) MACHO (B) HEMBRA.....	110
FIGURA 2.74. ADAPTADORES (A) ADAPTADOR BNC-SMA (B) ADAPTADOR TIPO N DE MACHO-MACHO.....	111
FIGURA 3.1. (A) ÁTOMO EN AUSENCIA DE CAMPO ELÉCTRICO EXTERNO. (B) ÁTOMO EN PRESENCIA DE CAMPO ELÉCTRICO EXTERNO. (C) MOMENTO DIPOLAR ELÉCTRICO GENERADO. ....	114
FIGURA 3.2. CAPACITOR DE PLACAS PARALELAS.....	116
FIGURA 3.3. CAPACITOR DE PLACAS PLANAS CON MATERIAL DIELECTRICO ENTRE LAS PLACAS. ....	116
FIGURA 3.4. ESTRUCTURA MOLECULAR DE LA BAQUELITA.....	120
FIGURA 3.5. RADIO CONSTRUIDO CON PARTES DE BAQUELITA .....	121
FIGURA 3.6. CIRCUITO IMPRESO EN BAQUELITA ROGERS DE LA SERIE RO4000 .....	123
FIGURA 3.7. CONSTANTE DIELECTRICA VS. TEMPERATURA DE LA SERIE RO4000.....	124
FIGURA 3.8. CONSTANTE DIELECTRICA VS. FRECUENCIA DE LA SERIE RO4000 .....	125
FIGURA 3.9. PÉRDIDAS POR INSERCIÓN VS. FRECUENCIA DE LA SERIE RO4000.....	125

FIGURA 4.1. DIMENSIONES DEL PARCHÉ TEÓRICO .....	133
FIGURA 4.2. GRÁFICA DE PARÁMETROS S VS FRECUENCIA DEL PARCHÉ TEÓRICO .....	134
FIGURA 4.3. EFICIENCIA DEL PARCHÉ INDIVIDUAL OPTIMIZADO VS FRECUENCIA .....	138
FIGURA 4.4. ARREGLO DE 2x2 PARCHES RECTANGULARES .....	140
FIGURA 4.5. PRESENTACIÓN DEL UTILITARIO <i>LINEGAUGE</i> , DEL SOFTWARE IE3D.....	143
FIGURA 4.6. GEOMETRÍA DEL ARREGLO CON BFN EN PARALELO (DISEÑO #1). .....	144
FIGURA 4.7. CONFIGURACIÓN DEL PARCHÉ INDIVIDUAL CON INSET-POINT. ....	148
FIGURA 4.8. GEOMETRÍA DEL ARREGLO CON BFN EN PARALELO Y PARCHES CON INSET-POINT (DISEÑO #2).....	149
FIGURA 4.9. CONFIGURACIÓN DEL PARCHÉ INDIVIDUAL CON EL ANCHO EXTENDIDO A 55MM. ....	151
FIGURA 4.10. GEOMETRÍA DEL ARREGLO CON BFN EN PARALELO Y PARCHES CON ANCHO EXTENDIDO (DISEÑO #3).....	152
FIGURA 4.11. GEOMETRÍA DEL ARREGLO CON BFN HÍBRIDA IN-LINE (DISEÑO #1).....	153
FIGURA 4.12. GEOMETRÍA DEL ARREGLO CON BFN HÍBRIDA OUT-LINE (DISEÑO #1 .....	156
FIGURA 5.1. PARÁMETRO $S_{11}$ VS FRECUENCIA DEL ARREGLO DEL DISEÑO #1 SIN OPTIMIZAR .....	161
FIGURA 5.2. GANANCIA VS FRECUENCIA DEL ARREGLO DEL DISEÑO #1 SIN OPTIMIZAR.....	161
FIGURA 5.3. PARÁMETRO $S_{11}$ VS FRECUENCIA DEL ARREGLO DEL DISEÑO #1 OPTIMIZADO.....	162
FIGURA 5.4. GANANCIA VS FRECUENCIA DEL ARREGLO DEL DISEÑO #1 OPTIMIZADO .....	163
FIGURA 5.5. VSWR VS FRECUENCIA DEL ARREGLO DEL DISEÑO #1 OPTIMIZADO .....	163
FIGURA 5.6. IMPEDANCIA VS FRECUENCIA DEL ARREGLO DEL DISEÑO #1 OPTIMIZADO (REAL + IMAGINARIA) .....	164
FIGURA 5.7. PATRÓN DE RADIACIÓN EN 3D DEL ARREGLO DEL DISEÑO #1 OPTIMIZADO .....	165
FIGURA 5.7. PARÁMETRO $S_{11}$ VS FRECUENCIA DEL ARREGLO DEL DISEÑO #2 SIN OPTIMIZAR .....	166
FIGURA 5.8. GANANCIA VS FRECUENCIA DEL ARREGLO DEL DISEÑO #2 SIN OPTIMIZAR.....	166
FIGURA 5.9 PARÁMETRO $S_{11}$ VS FRECUENCIA DEL ARREGLO DEL DISEÑO #2 OPTIMIZADO.....	167
FIGURA 5.10 GANANCIA VS FRECUENCIA DEL ARREGLO DEL DISEÑO #3 OPTIMIZADO .....	168
FIGURA 5.12. IMPEDANCIA VS FRECUENCIA DEL ARREGLO DEL DISEÑO #2 OPTIMIZADO (REAL + IMAGINARIA) .....	169
FIGURA 5.13. PATRÓN DE RADIACIÓN EN 3D DEL ARREGLO DEL DISEÑO #2 OPTIMIZADO .....	170
FIGURA 5.14. PARÁMETRO $S_{11}$ VS FRECUENCIA DEL ARREGLO DEL DISEÑO #3 SIN OPTIMIZAR .....	171
FIGURA 5.15. GANANCIA VS FRECUENCIA DEL ARREGLO DEL DISEÑO #3 .....	171
FIGURA 5.16. VSWR VS FRECUENCIA DEL ARREGLO DEL DISEÑO #3 .....	172
FIGURA 5.17. IMPEDANCIA VS FRECUENCIA DEL ARREGLO DEL DISEÑO #3 (REAL + IMAGINARIA).....	173
FIGURA 5.18. PATRÓN DE RADIACIÓN EN 3D DEL ARREGLO DEL DISEÑO #3 .....	173
FIGURA 5.19. PARÁMETRO $S_{11}$ VS FRECUENCIA DEL ARREGLO DEL DISEÑO #4 SIN OPTIMIZAR .....	175
FIGURA 5.20 GANANCIA VS FRECUENCIA DEL ARREGLO DEL DISEÑO #4 SIN OPTIMIZAR.....	175
FIGURA 5.21 VSWR VS FRECUENCIA DEL ARREGLO DEL DISEÑO #4 SIN OPTIMIZAR.....	176
FIGURA 5.22. IMPEDANCIA VS FRECUENCIA DEL ARREGLO DEL DISEÑO #4 SIN OPTIMIZAR (REAL+IMAGINARIA).....	176
FIGURA 5.23. PATRÓN DE RADIACIÓN EN 3D DEL ARREGLO DEL DISEÑO #4 SIN OPTIMIZAR.....	177
FIGURA 5.24. PARÁMETRO $S_{11}$ VS FRECUENCIA DEL ARREGLO DEL DISEÑO #5 SIN OPTIMIZAR .....	178
FIGURA 5.25. PARÁMETRO $S_{11}$ VS FRECUENCIA DEL ARREGLO DEL DISEÑO #5 OPTIMIZADO.....	179
FIGURA 5.26. GANANCIA VS FRECUENCIA DEL ARREGLO DEL DISEÑO #5 OPTIMIZADO .....	180
FIGURA 5.27. VSWR VS FRECUENCIA DEL ARREGLO DEL DISEÑO #5 OPTIMIZADO .....	180
FIGURA 5.28. IMPEDANCIA VS FRECUENCIA DEL ARREGLO DEL DISEÑO #2 OPTIMIZADO (REAL+IMAGINARIA) .....	181
FIGURA 5.29. PATRÓN DE RADIACIÓN EN 3D DEL ARREGLO DEL DISEÑO #5 OPTIMIZADO .....	182
FIGURA 5.30. GEOMETRÍA DEL ARREGLO CON BFN HÍBRIDA OUT-LINE Y PARCHES DE ANCHO AMPLIADO (DISEÑO #6).....	184
FIGURA 5.31 PARÁMETRO $S_{11}$ VS FRECUENCIA DEL ARREGLO DEL DISEÑO #6 OPTIMIZADO.....	185
FIGURA 5.32 GANANCIA VS FRECUENCIA DEL ARREGLO DEL DISEÑO #6 OPTIMIZADO. ....	186
FIGURA 5.33 VSWR VS FRECUENCIA DEL ARREGLO DEL DISEÑO #6 OPTIMIZADO. ....	187
FIGURA 5.34. IMPEDANCIA VS FRECUENCIA DEL ARREGLO DEL DISEÑO #6 OPTIMIZADO (REAL+IMAGINARIA).....	187

FIGURA 5.35. PATRÓN DE RADIACIÓN EN 3D DEL ARREGLO DEL DISEÑO #6 OPTIMIZADO .....	188
FIGURA 5.36. PARÁMETRO $S_{11}$ VS FRECUENCIA DEL PROTOTIPO DE ANTENA A IMPLEMENTAR, CON CONSIDERACIONES DE SOFTWARE COMPLETAS. ....	192
FIGURA 5.37. GANANCIA VS FRECUENCIA DEL PROTOTIPO DE ANTENA A IMPLEMENTAR, CON CONSIDERACIONES DE SOFTWARE COMPLETAS. ....	193
FIGURA 5.38. VSWR VS FRECUENCIA DEL PROTOTIPO DE ANTENA A IMPLEMENTAR, CON CONSIDERACIONES DE SOFTWARE COMPLETAS. ....	194
FIGURA 5.39. DIRECTIVIDAD VS FRECUENCIA DEL PROTOTIPO DE ANTENA A IMPLEMENTAR, CON CONSIDERACIONES DE SOFTWARE COMPLETAS. ....	195
FIGURA 5.40. EFICIENCIA VS FRECUENCIA DEL PROTOTIPO DE ANTENA A IMPLEMENTAR, CON CONSIDERACIONES DE SOFTWARE COMPLETAS. (EFICIENCIA DE RADIACIÓN Y EFICIENCIA DE LA ANTENA) .....	196
FIGURA 5.41. CARTA DE SMITH CON LOS VALORES DE IMPEDANCIA DEL ARREGLO A IMPLEMENTAR.....	197
FIGURA 5.42 DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTE DEL ARREGLO A IMPLEMENTAR PARA LA FRECUENCIA DE RESONANCIA. ....	197
FIGURA 5.43. PATRÓN DE RADIACIÓN EN 2D DEL ARREGLO A IMPLEMENTAR PARA LAS FRECUENCIAS: MÍNIMA, DE RESONANCIA Y MÁXIMA. (A) COORDENADAS POLARES; (B) COORDENADAS CARTESIANAS .....	198
FIGURA 6.1 PROTOTIPADORA T-TECH QC-5000 .....	201
FIGURA 6.2 BROCAS ENDMILLS .....	202
FIGURA 6.3 BROCAS DRILL BITS .....	202
FIGURA 6.4 BROCAS ROUTERS.....	202
FIGURA 6.5 ANTENA DE MICROLÍNEA EN ISOPRO .....	204
FIGURA 6.6 CREACIÓN DE CAPA DE RUTEO DEL PROTOTIPO .....	204
FIGURA 6.7: VENTANA DE MOVIMIENTO DEL HUSO DE LA PROTOTIPADORA Y ACTIVACIÓN MANUAL DE LA BROCA .....	205
FIGURA 6.8: SUJECIÓN Y PUESTA A PUNTO DE LA PLCA SOBRE LA PROTOTIPADORA .....	206
FIGURA 6.9: PROTOTIPADO DE LA ANTENA .....	206
FIGURA 6.10. MODELO DE LA ANTENA SOBRE LA PLACA.....	207
FIGURA 6.11: CORTADO DE LA PLACA .....	207
FIGURA 6.11 REVELADO DE LA PLACA .....	208
FIGURA 6.12: ANALIZADOR VECTORIAL ANRITSU MASTER VNA MASTER 2024A .....	210
FIGURA 6.13 PARTES DEL VNA ANRITSU .....	211
FIGURA 6.14 RESULTADOS DE LOS PARÁMETROS $S_{11}$ .....	213
FIGURA 6.15 RESULTADOS DE LOS PARÁMETROS VSWR .....	214
FIGURA 6.16 CARTA DE SMITH CON LA ANTENA CONECTADA DIRECTAMENTE .....	215
FIGURA 6.17 CARTA DE SMITH CON LA ANTENA CONECTADA CON UN CABLE .....	215
FIGURA A2.1 CARPETA DE ZELAND .....	227
FIGURA A2.2 ZELAND PROGRAM MANAGER .....	227
FIGURA A2.3 CREACIÓN DE LA CAPA DE SUSTRATO DIELECTRICO .....	228
FIGURA A2.4 DIMENSIONES DEL PARCHE RECTANGULAR CENTRADO EN EL ORIGEN .....	229
FIGURA A2.5 PARCHE INSERTADO EN IE3D.....	229
FIGURA A2.6 CREACIÓN DE LA MICROTIRA DE ALIMENTACIÓN EN LINE GAUGE .....	230
FIGURA A2.7 COLOCACIÓN DE LA MICROTIRA DE ALIMENTACIÓN .....	230
FIGURA A2.8 CONFIGURACIÓN DE LA ENTRADA DE ALIMENTACIÓN DE LA ANTENA.....	231
FIGURA A2.9 ANTENA, LÍNEA DE ALIMENTACIÓN Y PUNTO DE ALIMENTACIÓN .....	232
FIGURA: A2.10 PROPIEDADES DE ENMALLADO .....	232
FIGURA A2.11 ENMALLADO DE LA ANTENA DE MICRSOTRIP .....	233
FIGURA A2.12 CONFIGURACIÓN DE LA SIMULACIÓN .....	233
FIGURA A2.13 CONFIGURACIÓN DE FRECUENCIAS .....	234

A.2.14 SE MUESTRA EL VSWR EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA .....	235
FIGURA A2.15 CARTA DE SMITH CON LAS PROPIEDADES DE LA ANTENA SIMULADA.....	235
FIGURA A2.16 DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTE .....	236
FIGURA A2.17 VENTANA DE VISOR DE PATRÓN DE RADIACIÓN .....	236
FIGURA A2.18 PATRÓN 3D .....	237
FIGURA A2.19 PATRÓN 2D .....	237
FIGURA A2.20 DIRECTIVIDAD VS FRECUENCIA .....	238
FIGURA A2.21 GANANCIA VS FRECUENCIA.....	238
FIGURA A2.22 EFICIENCIA.....	238
FIGURA A2.24 SELECCIÓN DE PUNTOS PARA OPTIMIZACIÓN .....	239
FIGURA A2.25 DEFINICIÓN DE VARIABLES DE OPTIMIZACIÓN.....	240
FIGURA A2.26 DEFINICIÓN DEL RANGO DE LAS VARIABLES.....	241
FIGURA A2.27 LISTA DE VARIABLES DEFINIDAS CON SUS RANGOS .....	242
FIGURA A2.28 OBJETIVO DE OPTIMIZACIÓN.....	242
FIGURA A2.29 DEFINICIÓN DEL OBJETIVO DE OPTIMIZACIÓN.....	243
FIGURA A2.30 VSWR DEL PARCHE OPTIMIZADO.....	244

## ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 2.1 ECUACIONES DE MAXWELL.....	13
TABLA 2.2 ECUACIONES DE MAXWELL (SITUACIONES ESPECIALES).....	14
TABLA 2.3 TABLA DE COEFICIENTES BINOMIALES.....	87
TABLA 2.4. DIMENSIONES DE GUÍAS DE ONDA.....	102
TABLA 3.1. CARACTERÍSTICAS FÍSICAS DE LA BAQUELITA COMÚN.....	122
TABLA 3.2. CARACTERÍSTICAS GENERALES DE LA BAQUELITA ROGERS RO4003C .....	126
TABLA 4.1. CONSIDERACIONES DE DISEÑO .....	131
TABLA 4.2. DIMENSIONES DEL PARCHE OPTIMIZADO .....	136
TABLA 4.3. MAGNITUDES Y COORDENADAS DE LOS ELEMENTOS DEL DISEÑO #1.....	147
TABLA 4.6. MAGNITUDES Y COORDENADAS DE LOS ELEMENTOS DEL DISEÑO #3.....	152
TABLA 4.7. MAGNITUDES Y COORDENADAS DE LOS ELEMENTOS DEL DISEÑO #4.....	155
TABLA 4.8 MAGNITUDES Y COORDENADAS DE LOS ELEMENTOS DEL DISEÑO #5.....	158
TABLA 5.1. COORDENADAS DE LA ANTENA PARA SU CONSTRUCCIÓN EN IE3D .....	162
TABLA 5.2. COORDENADAS DE LA ANTENA PARA SU CONSTRUCCIÓN EN IE3D .....	167
TABLA 5.3. COORDENADAS DE LA ANTENA PARA SU CONSTRUCCIÓN EN IE3D .....	179
TABLA 5.4 COORDENADAS DE LA ANTENA PARA SU CONSTRUCCIÓN EN IE3D .....	185
TABLA 5.5. COMPARACIÓN DE LOS DISEÑOS QUE PRESENTAN MEJORES CARACTERÍSTICAS .....	190
TABLA 5.6 RESUMEN DE CARACTERÍSTICAS DE LA ANTENA .....	194
TABLA 6.1 COSTO DE LA ANTENNA.....	209
TABLA 6.2 DATOS DE MEDICIÓN DE PARÁMETROS S .....	213
TABLA 6.3 DATOS DE MEDICIÓN DE VSWR .....	214
TABLA 6.4 DATOS DE MEDICIÓN EN LA CARTA DE SMITH .....	216
TABLA 6.4 DATOS COMPARATIVOS DE LA ANTENA DISEÑADA Y REAL .....	216

## GLOSARIO

**Ancho de Banda:** Para señales analógicas, el ancho de banda es la anchura, medida en Hz, del rango de frecuencias en el que se concentra la mayor parte de la potencia de la señal. Puede ser calculado a partir de una señal temporal mediante el análisis de Fourier.

Comúnmente, el ancho de banda que no es otra cosa que un conjunto de frecuencias consecutivas, es confundido al ser utilizado en líneas de transmisión digitales, donde es utilizado para indicar régimen binario o caudal que es capaz de soportar la línea.

**Baquelita:** La baquelita fue la primera sustancia plástica totalmente sintética, creada en 1909 y nombrada así en honor a su creador, el belga Leo Baekeland (el Premio Nobel en Química Adolf von Baeyer experimentó con este material en 1872 pero no completó su desarrollo). Se trata de un fenoplástico que hoy en día aún tiene aplicaciones de interés. Lo sintetizó a partir de moléculas de fenol y formaldehído. Este producto puede moldearse a medida que se forma y resulta duro al solidificar. No conduce la electricidad, es resistente al agua y los solventes, pero fácilmente mecanizable.

**BFN:** Beam Fforming Network. Red de alimentación, formada por líneas de transmisión que transmiten la energía hacia el o los elementos radiantes.

**Bluetooth:** Bluetooth es una especificación industrial para Redes Inalámbricas de Área Personal (WPANs) que posibilita la transmisión de voz y datos entre diferentes dispositivos mediante un enlace por radiofrecuencia segura y globalmente libre (2,4 GHz.). Los principales objetivos que se pretenden conseguir con esta norma son:

- Facilitar las comunicaciones entre equipos móviles y fijos.
- Eliminar cables y conectores entre éstos.
- Ofrecer la posibilidad de crear pequeñas redes inalámbricas y facilitar la sincronización de datos entre nuestros equipos personales.

Los dispositivos que con mayor intensidad utilizan esta tecnología son los de los sectores de las telecomunicaciones y la informática personal, como PDAs, teléfonos móviles, computadoras portátiles, ordenadores personales, impresoras y cámaras digitales.

**Broadside Array:** Arreglo de Radiación Lateral. Son arreglos de antenas que presentan un lóbulo de radiación principal en la dirección perpendicular al eje de ubicación de los elementos radiantes.

**Conductancia:** Se denomina Conductancia eléctrica (G) de un conductor a la inversa de la oposición que dicho conductor presenta al movimiento de los electrones en su seno, esto es, a la inversa de su resistencia eléctrica (R).

La conductancia eléctrica está relacionada, pero no se debe confundir, con la conducción, que es el mecanismo mediante el cual la carga fluye, o con la conductividad, que es una propiedad del material.

La unidad de medida de la conductancia en el Sistema internacional de unidades es el Siemens. Este parámetro es especialmente útil a la hora de tener que manejar valores de resistencia muy pequeños, como es el caso de los conductores eléctricos.

**Constante dieléctrica:** La constante dieléctrica o permitividad relativa de un medio continuo es una propiedad macroscópica de un medio dieléctrico relacionado con la permitividad eléctrica del medio.

El nombre proviene de los materiales dieléctricos, que son materiales aislantes o muy poco conductores por debajo de una cierta tensión eléctrica llamada tensión de rotura. El efecto de la constante dieléctrica se manifiesta en la capacidad total

de un condensador eléctrico o capacitor. Cuando entre los conductores cargados o paredes que lo forman se inserta un material dieléctrico diferente del aire (cuya permitividad es prácticamente la del vacío) la capacidad de almacenamiento de la carga del condensador aumenta.

Además el valor de la constante dieléctrica  $K$  de un material define el grado de polarización eléctrica de la sustancia cuando esta se somete a un campo eléctrico exterior. El valor de  $K$  es afectado por muchos factores, como el peso molecular, la forma de la molécula, la dirección de sus enlaces (geometría de la molécula) o el tipo de interacciones que presente.

Cuando un material dieléctrico reemplaza el vacío entre los conductores, puede presentarse la polarización en el dieléctrico, permitiendo que se almacenen cargas adicionales.

**Coupling:** Acoplamiento. Se define como la conexión entre dos o más objetos. En Microstrip, se conoce como Coupling al efecto que producen los elementos radiantes entre sí, es decir, la influencia que tiene un elemento radiante sobre los demás.

**dBi:** O decibelio isotrópico, es una unidad para medir la ganancia de una antena en referencia a una antena isótropa teórica. El valor de dBi corresponde a la ganancia de una antena ideal (teórica) que irradia la potencia recibida de un dispositivo al que está conectado, y al cual también transmite las señales recibidas desde el espacio, sin considerar ni pérdidas ni ganancias externas o adicionales de potencias.

**Dieléctrico:** Se denomina dieléctricos a los materiales que no conducen la electricidad, por lo que pueden ser utilizados como aislantes eléctricos.

Algunos ejemplos de este tipo de materiales son el vidrio, la cerámica, la goma, la mica, la cera, el papel, la madera seca, la porcelana, algunas grasas para uso

industrial y electrónico y la baquelita. Los dieléctricos se utilizan en la fabricación de condensadores, para que las cargas reaccionen. Cada material dieléctrico posee una constante dieléctrica  $k$ , que es conocida como a constante de proporcionalidad directa e inversamente proporcional hablando matemáticamente.

Normalmente un dieléctrico se vuelve conductor cuando se sobrepasa el campo de ruptura del dieléctrico. Es decir, si aumentamos mucho el campo eléctrico que pasa por el dieléctrico convertiremos dicho material en un conductor.

**Directividad:** Es un fenómeno característico de las ondas que nos proporciona información sobre el comportamiento de la radiación de la fuente en función de la dirección. Es un parámetro que se usa en el diseño de antenas como en el de transductores electroacústicos.

**Eficiencia:** La palabra eficiencia proviene del latín *efficientia* que en español quiere decir, acción, fuerza, producción.

Eficiencia tiene varios significados, aunque todos ellos están relacionados pues involucran una razón en la que el denominador representa la entrada, insumo o input en algún sistema, en tanto que el numerador representa la salida, producto u output del mismo.

En Microstrip, la Eficiencia es la relación entre la Ganancia y la Directividad de la antena.

**EFIE:** Electric Field Integral Equation. En español: Ecuación Integral del Campo Eléctrico.

**Éter:** El éter (del latín *aethēr* y a su vez del griego *αἴθήρ* *aithēr*) era una hipotética sustancia extremadamente ligera que se creía que ocupaba todos los espacios vacíos como un fluido. El término aparece tanto en la física aristotélica como en la antigua teoría electromagnética de finales del siglo XIX. El significado inicial de 'medio por el que viaja una señal' es el origen de la palabra Ethernet.

**Feed point:** Punto de Alimentación. En Microstrip, es el punto en cual se alimenta un elemento radiante, es decir, el punto exacto donde se unen la línea de transmisión con el parche; se conoce también como inset-point.

**Ganancia:** la relación de transferencia entre la salida y la entrada de un sistema electrónico. En el caso de Antenas, es el margen de enriquecimiento que obtiene una señal a transmitir en una dirección determinada.

**IE3D:** Software de simulación que permite obtener resultados representativos del comportamiento de una antena de microlínea, además de varios otros dispositivos circuitales e impresos.

**IEEE:** Corresponde a las siglas de The Institute of Electrical and Electronics Engineers, el Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos, una asociación técnico-profesional mundial dedicada a la estandarización, entre otras cosas. Es la mayor asociación internacional sin fines de lucro formada por profesionales de las nuevas tecnologías, como ingenieros eléctricos, ingenieros en electrónica, científicos de la computación, ingenieros en informática e ingenieros en telecomunicación.

**Impedancia:** Es una magnitud que establece la relación (cociente) entre la tensión y la intensidad de corriente. Tiene especial importancia si la corriente varía en el tiempo, en cuyo caso, ésta, la tensión y la propia impedancia se notan con números complejos o funciones del análisis armónico. Su módulo (a veces impropriamente llamado impedancia) establece la relación entre los valores máximos o los valores eficaces de la tensión y de la corriente. La parte real de la impedancia es la resistencia y su parte imaginaria es la reactancia. El concepto de impedancia generaliza la ley de Ohm en el estudio de circuitos en corriente alterna (AC). El término fue acuñado por Oliver Heaviside en 1886.

**Interferencia:** En las telecomunicaciones y áreas afines, la interferencia es cualquier proceso que altera, modifica o destruye una señal durante su trayecto en el canal existente entre el emisor y el receptor.

En la mecánica ondulatoria la interferencia es lo que resulta de la superposición de dos o más ondas, resultando en la creación de un nuevo patrón de ondas. Aunque la acepción más usual para interferencia se refiere a la superposición de dos o más ondas de frecuencia idéntica o similar.

El principio de superposición de ondas establece que la magnitud del desplazamiento ondulatorio en cualquier punto del medio es igual a la suma de los desplazamientos en ese mismo punto de todas las ondas presentes. Esto es consecuencia de que la Ecuación de onda es lineal, y por tanto si existen dos o más soluciones, cualquier combinación lineal de ellas será también solución.

Si la cresta de una onda se produce en el punto de interés mientras la cresta de otra onda está arriba de ese punto (es decir, si ambas ondas están en fase), ambas ondas se interferirán constructivamente, resultando en una onda de mayor amplitud.

Si por el contrario, las ondas están desfasadas (es decir, los máximos no coinciden en el tiempo), ambas ondas se interferirán destructivamente, resultando en una onda con amplitud menor o incluso nula.

En el caso más extremo, dos ondas de igual frecuencia y amplitud en contrafase (desfasadas  $180^\circ$ ), que se interfieren, se anulan (interferencia destructiva).

**Isolation:** Aislamiento. En Microstrip, es la magnitud que mide la independencia entre los elementos de un circuito impreso sobre los demás; es decir, la medida que permite evaluar el nivel de acoplamiento entre dos elementos ya sean estos elementos radiantes o líneas de transmisión.

**ISOPRO.-** Software que permite el manejo de la prototipadora T-Tech QC 5000, y facilita al usuario interactuar con la máquina para un prototipado de placas con precisión

**Isotrópico.-** Que tiene propiedades que son idénticas en todas direcciones. Se hace referencia a una antena ideal que irradia de la misma manera de forma esférica es decir en todas las direcciones.

**Longitud eléctrica.-** Es una unidad de medida que se usa en el estudio de líneas de transmisión de energía eléctrica. Normalmente se designa a esta magnitud con la letra  $\theta$ . Se define como el producto entre la constante de fase de la onda y la distancia a la que estamos separados de la carga

**Microondas.-** Ondas electromagnéticas definidas en un rango de frecuencias determinado; generalmente de entre 300 MHz y 300 GHz.

**Microlínea.-** Línea de alimentación o parche que conforman a los elementos radiantes en una antena plana realizada en base dicha tecnología

**Microstrip.-** traducida al español como microlínea o microtira

**MoM.-** Método de los momentos. Método numérico iterativo utilizado en el análisis de onda completa de las antenas de microlínea. Sirve para evaluar la magnitud de los campos tanto eléctrico como magnético y solucionar de manera muy aproximada un problema electromagnético.

**Nanotecnología.-** Es un campo de las ciencias aplicadas dedicado al control y manipulación de la materia a una escala menor que un micrómetro, es decir, a nivel de átomos y moléculas

**Narrow Band.-** Traducida al español significa banda estrecha, concepto asociado a un rango reducido de frecuencia en la que trabaja cierto elemento

**Omnidireccional.-** Que hace referencia a una distribución equitativa de las propiedades. En antenas se hace referencia a una antena real que emite o recibe potencia de todas las direcciones

**Onda electromagnética.-** Es la forma de propagación de la radiación electromagnética a través del espacio, y sus aspectos teóricos están relacionados

con la solución en forma de onda que admiten las ecuaciones de Maxwell. A diferencia de las ondas mecánicas, las ondas electromagnéticas no necesitan de un medio material para propagarse.

**Parámetros S.-** Son propiedades usadas en ingeniería eléctrica, ingeniería electrónica, e ingeniería de sistemas de comunicación y se utilizan para describir el comportamiento eléctrico de redes eléctricas lineales cuando se someten a varios estímulos de régimen permanente por pequeñas señales. También llamados parámetros de distribución.

**Patch.-** Parche de microlínea, se habla del elemento que irradiará la energía en una antena de microlínea es decir es el elemento activo de la antena de microlínea.

**Pencil-Bean.-** Forma ovalada de los lóbulos que conforman un patrón de radiación directivo en una antena

**Permeabilidad magnética.-** Capacidad de una sustancia o medio para atraer y hacer pasar a través suyo los campos magnéticos, la cual está dada por la relación entre la intensidad de campo magnético existente y la inducción magnética que aparece en el interior de dicho material.

**Prototipadora.-** Instrumento que facilita el ruteo de los diseños de precisión utilizados en la fabricación de las antenas de microlínea

**Sustrato.-** Material dieléctrico que actúa como cavidad resonante en una antena de microlínea, puede ser madera, vidrio, acrílico, baquelita, papel, etc.

**VSWR.-** Voltage Standing Wave Ratio. Medida del desacoplamiento de la línea de transmisión, mientras más cerca de la unidad, menor será el desacople

**Wi-fi.-** Es un sistema de envío de datos sobre redes computacionales que utiliza ondas de radio en lugar de cables, además es una marca de la Wi-Fi Alliance (anteriormente la WECA: Wireless Ethernet Compatibility Alliance), la

organización comercial que adopta, prueba y certifica que los equipos cumplen los estándares 802.11.

**Wireless.-** Inalámbrico. Término que hace referencia a las redes computacionales inalámbricas, sean estas redes de acceso personal como bluetooth, redes locales como wi-fi, o redes metropolitanas como wi-max

# **CAPITULO 1**

## **INTRODUCCIÓN**

### **1.1. HISTORIA Y DESARROLLO DE LAS ANTENAS DE MICROLÍNEA**

Dentro de los tipos de antenas que se han desarrollado en el campo de las telecomunicaciones tenemos a las antenas planas, de las cuales las más conocidas o utilizadas son las antenas Microstrip o antenas de microlínea. Este tipo de antena, como todo elemento ha tenido que ser estudiado y revisado hasta llegar a convencer a la comunidad afín a este tipo de tecnología.

Antes de entrar en detalles, y analizar directamente a la antena en sí, es importante conocer el origen, el desarrollo y la prospección de estos dispositivos, tomando en cuenta que las antenas motivo de nuestro estudio serán fabricadas con materiales propios del medio “tecnológico” en el que nos encontramos.

El inicio de los conceptos de microlínea se dan en la década de los 50's, cuando Deschamp, determina la existencia de radiación emanada por los circuitos impresos de los sistemas de ese entonces, cuyas características físicas eran bastante diferentes a las actuales, especialmente en el grosor de la base del circuito como las líneas metálicas, que, a partir de este momento serán conocidas como sustrato y parches o microlíneas respectivamente.

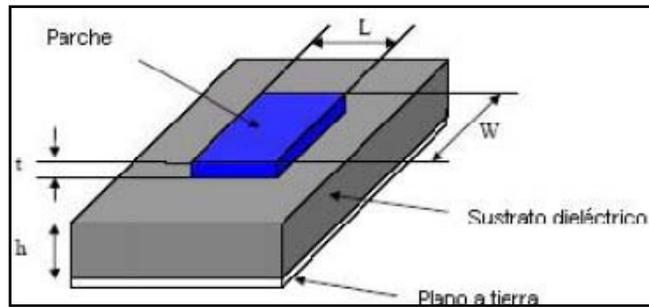


Figura1.1. Partes de una antena microlínea

A partir de las primeras patentes en el año 1955 a nombre de Gutton y Baissinot, se hizo notorio el abandono para dicha propuesta hasta los años 70, donde nuevas aplicaciones surgen por el desarrollo tecnológico, que conjuntamente con los estudios avanzados de los modelos matemáticos para realizar un diseño más técnico hechos por Byron, hacen surgir nuevamente el interés por el desarrollo de esta técnica novedosa de tecnología denominada microlínea. Es luego cuando Manson menciona el concepto de dipolo Microstrip, y complementando a este avance Sanford propone los arreglos de antenas de microlínea.

Desde la mitad de la década de los 80's hasta el nuevo siglo el desarrollo ha sido notorio ya que se lo ha hecho de manera integral, eso significa que, se han hecho avances en:

**Materiales:** Que dentro de sus características predominantes podemos mencionar la rigidez, constante dieléctrica, resistencia a altas temperaturas, manejables.

**Análisis matemático:** Ha llegado a un punto avanzando, que permite que el diseño de una antena de microlínea sea el más aproximado a la realidad en su forma implementada.

**Forma de fabricación de Elementos:** de gran importancia, para cometer el menor error físico y la antena funcione dentro del rango de valores establecidos en el diseño.

Sin embargo, ciertos limitantes aparecieron; al ser nuevos materiales, los datos necesarios en el diseño no se los tenía, para lo cual era preciso realizar investigaciones para obtener esa información; además del costo, pues su elaboración no era en principio económica. Otra limitación de importancia es que los análisis y métodos matemáticos necesitaban de una gran cantidad de procesos, los cuales debieron ser modelados en software, el cual no fue muy preciso en sus inicios y originaban errores en el diseño de las antenas. Cabe hacer la aclaración que a medida del avance del proyecto, se irá tomando la atención pertinente para solucionar dichos problemas.

Los problemas mencionados se han ido solucionando de a poco, por lo que al momento se pueden observar dispositivos electrónicos que cuentan con este tipo de antenas en su sistema electrónico, entre ellos los celulares, antenas patch, antenas wireless, etc.; pero el problema a futuro se centra en las nuevas aplicaciones que necesitan de mayor capacidad en:

- Ancho de banda
- Directividad y haz de exploración,
- Optimización de la onda (polarización)

Sin lugar a dudas estos limitantes serán superados, e infinidad de aplicaciones mejorarán, posicionando a esta tecnología en lugares principales y necesarios, por lo que dejará de ser considerada como tecnología alterna o suplementaria.

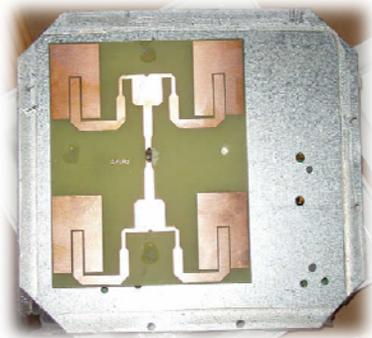


Figura. 1.2 Interior de una antena patch para aplicaciones wireless

## 1.2. CARACTERÍSTICAS DE LAS ANTENAS MICROSTRIP

Debido a las mejoras tanto en el desempeño de los materiales que forman una antena Microstrip así como en la tecnología de fabricación de las mismas; se vislumbran ciertas características que, aunque suelen otorgar amplias ventajas para algunos casos, muestran también ciertos inconvenientes en otros aspectos muy importantes en el correcto funcionamiento del dispositivo Microstrip o en su implementación.

Por estas razones, las antenas Microstrip tienen algunas ventajas que se acomodan muy bien para las aplicaciones, y además tomando en cuenta que su rango de frecuencia podría variar desde los 300 MHz hasta los 50 GHz, da una amplia capacidad de uso a dichas antenas como un elemento adicional a su, ya ventajosa, configuración plana.

### 1.2.1 Ventajas

Entre las ventajas de las antenas Microstrip en comparación con las antenas convencionales, se pueden nombrar las siguientes:

Dado su corto tamaño y pequeño volumen, pueden ser ubicadas en un lugar pequeño y compacto, lo que ha dado lugar a una amplia utilización en dispositivos electrónicos pequeños y de bolsillo como celulares, controles remotos, etc. Además dicha característica facilita su uso en aviones, misiles, etc. ya que el hecho de que la antena Microstrip es generalmente plana, no cambia las características aerodinámicas del medio a la que se encuentra sujeta.

Los avances en Microstrip Arrays (Arreglos de Antenas Microstrip), han dado lugar a la fabricación de distintas clases de antenas Microstrip, entre ellas: antenas directivas, antenas de banda ancha e incluso antenas de multifrecuencia, es decir, antenas que centran su frecuencia de trabajo en 2 o

más valores para extender así su uso en distintos tipos de transmisiones y recepciones simultáneas.

La facilidad con la que las antenas Microstrip pueden ser fabricadas, conllevan un bajo costo de producción al industrializar su elaboración, es decir, la tecnología de impresión de circuitos a nivel industrial reduciría aun más los costos de producción, y por tanto aumentaría ganancias, para las empresas que se dediquen a la implementación y venta de este tipo de tecnología.

Dado que la forma de los parches de los que están hechas este tipo de antenas no son meramente rectangulares, la polarización de dichos dispositivos puede ser tanto plana como circular; es decir, la forma del parche de la antena en sí, puede ser circular, triangular, rectangular, cuadrada, etc. Lo que da lugar a una diversidad de polarización sea esta vertical, horizontal o circular.

La impresión de las antenas Microstrip en sustratos facilita también la integración con otros circuitos impresos también en el sustrato, tal es el caso de filtros, conversores, circuitos de decisión, etc. Esta característica influye también en el tamaño del dispositivo electrónico del que la antena sería parte, volviéndolo más pequeño.

### **1.2.2 Desventajas**

Sin embargo, existen ciertos tipos de falencias en las antenas Microstrip que limitan su aplicación en cierto tipo de implementaciones:

- Son generalmente de banda estrecha (Narrow Band), lo cual limita su uso en varios tipos de aplicaciones que requieren transmisión en banda ancha. Se alcanza normalmente valores de ancho de banda entre 5 – 15%, sin embargo, investigaciones con Microstrip Arrays y con materiales y sustratos extremadamente puros, se han alcanzado porcentajes de hasta un 70%.
- El ancho de banda de la antena depende de forma inversamente proporcional al sustrato con el que se construye, tomando en

cuenta que mientras mayor sea la constante dieléctrica menor será el ancho de banda y por obvias razones disminuye también el factor Q (Factor de Calidad), limitando de cierta forma la aplicación de dicha antena.

- Las antenas Microstrip tienen una ganancia baja, de 6 a 9 dBi. dependiendo de la configuración de la antena es decir, si por ejemplo se construye una antena cuadrada cuya longitud del parche sea igual a la de un dipolo resonante equivalente, y con un soporte de dieléctrico totalmente plano, se puede crear una antena de 8 o 9 dBi. Sin embargo, como ya se ha mencionado antes, los arreglos de antenas Microstrip ayudan en el aumento de la ganancia, permitiendo ganancias superiores a los 15 dBi.
- Tienen baja capacidad de manejo de energía, debido a las altas pérdidas que produce la configuración en el sustrato. Y además, a diferencia de las antenas de guía de onda, las antenas Microstrip no se encuentran cerradas lo que las hace más susceptibles al ruido, relativamente.
- Tomando en cuenta este tipo de características, se puede notar que las antenas Microstrip se utilizan mayormente en ciertos tipos de aplicaciones, como ya se hizo referencia anteriormente, por lo que se ha optado por mencionar algunas de las aplicaciones de estos dispositivos.

### 1.2.3 Aplicaciones

Ventajas como la facilidad de construcción e implementación, tamaño y volumen, facilidad de ubicación, etc. han hecho de las antenas Microstrip las más usadas en dispositivos móviles; puesto que el usuario busca converger

todos los servicios de comunicaciones en un solo dispositivo que, a la vez, vaya constantemente disminuyendo de tamaño.

En general, las antenas Microstrip están desencadenando un amplio uso de estas en tecnología de microondas, que abarca desde aplicaciones militares en teledetección, altímetros de aviones y sistemas de navegación, hasta amplios usos en medicina como es su amplia utilización en ciertos aplicadores de calor usados para los tratamientos médicos de hipertermia.

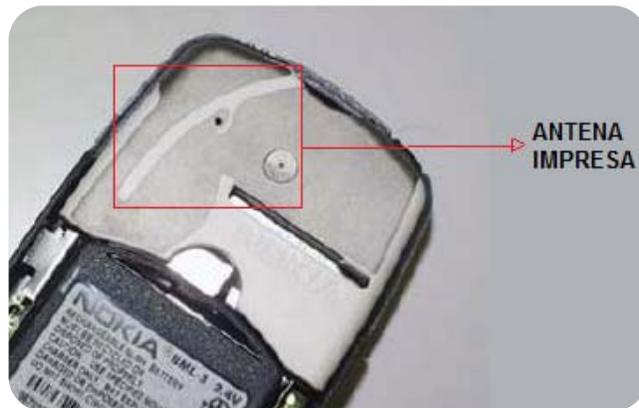


Figura. 1.3. Aplicación de las antenas microlínea en telefonía celular

En cuanto a aplicaciones comerciales, debido a las ventajas ya mencionadas, la penetración de las antenas Microstrip en el mercado es impresionante, especialmente los arreglos de antenas, que como ya se menciono levemente, son muy usados en comunicaciones celulares, satelitales, radares aéreos y marítimos, GPS, etc. Un ejemplo de aplicación es un sistema que usa una antena Microstrip formada de varios arreglos de antenas y se implementa en satélites pertenecientes al programa Iridium de Motorola para comunicaciones móviles satelitales. Este programa consta de 66 satélites y cada uno de estos está equipado con tres paneles compuestos de arreglos en fase configurados para la Banda L. Hay aproximadamente 165 parches Microstrip con módulos de T/R de GaAs en cada panel.

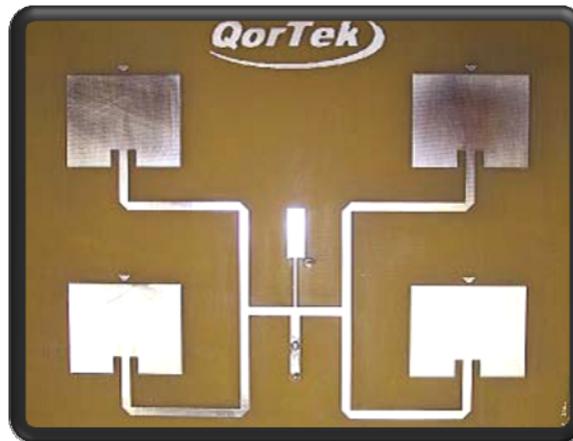


Figura 1.4. Arreglo antena microlínea de apertura para Radar

En cuanto a aplicaciones espaciales, los arreglos de antenas Microstrip son muy usados, tomando como algunos ejemplos los proyectos espaciales: ELMS (Earth Limb Measurement Satellite), SME (Solar Mesospheric Explorer), GEOSTAR y la Pathfinder de Marte, etc. Dichos proyectos han usado la tecnología en estudio en algunas aplicaciones cuyas frecuencias de uso se encuentran principalmente en la Banda L y/o en la Banda C. Generalmente, estas antenas son parte de sistemas de radar de apertura sintética, usadas para desempeñar funciones de detección remota y enviar los datos a la tierra, por lo que las antenas son generalmente de ganancia alta, por ejemplo la que se utilizó en la sonda de Marte tuvo una ganancia pico de 25 dBi.

En conclusión, la tecnología Microstrip tanto en antenas, filtros, acoplamientos, etc. están revolucionando la electrónica moderna, y con la ayuda de la nanotecnología, están dotando el mercado de dispositivos inalámbricos cada vez de menor tamaño y con mejores prestaciones.

### 1.3. IMPORTANCIA

El avance tecnológico se ve reflejado en las aplicaciones como se ha mencionado anteriormente, es por eso que desarrollar este tipo de elementos no deja

de ser importante en muchos países, sin embargo en el Ecuador la investigación, estudio y desarrollo de tecnología es muy pobre.

Las antenas de microlínea, en nuestro medio son utilizadas, en muchas aplicaciones cotidianas, como por ejemplo las antenas de telefonía celular, las redes inalámbricas de comunicación de datos, wi-fi, bluetooth, etc. Ya que por su naturaleza y forma ayudan a la optimización de los sistemas, sin embargo toda esa tecnología es importada, haciendo ver nuevamente la deficiencia en la creación de nuevos procesos en nuestro país

La propuesta de construir una antena de microlínea, además de incentivar la manera de investigar y crear, está orientada a la utilización de materia prima propia del mercado, es decir utilizar materiales fáciles de conseguir en el medio y a costos reducidos

En el presente proyecto, se diseñará e implementará una antena microlínea en la banda de frecuencia de 2.4 GHz, teniendo como base estudios previos de fundamentos y parámetros que son cruciales en el diseño de una antena. El estudio se fundamentará principalmente en las distintas variables que influyen en el comportamiento de una antena, tomando muy en cuenta los parámetros de los materiales de construcción que afectan el desempeño de la antena misma.

Las pruebas de los prototipos fabricados, se realizarán en base a parámetros importantes como: ganancia, frecuencia de trabajo, directividad, patrón de radiación, impedancia y su desempeño en la transmisión. Tomando en cuenta que, el prototipo que mejor se desenvuelva y cumpla con los parámetros de diseño, será escogido como el resultado final del proyecto.

## **CAPITULO 2**

### **FUNDAMENTOS DE ANTENAS**

#### **2.1. INTRODUCCIÓN**

Las comunicaciones inalámbricas hoy en día se han convertido en el centro de atención del desarrollo tecnológico, y esto se debe a la aplicabilidad y versatilidad de establecer un tipo de enlace que permita la comunicación y asociación al mundo de la información actual. Sin embargo al ser sistemas complejos están integrados por elementos individuales, que se han desarrollado independientemente, sin olvidar su aplicación en conjunto. Uno de estos elementos son las antenas.

Las antenas son los elementos encargados de emitir y recibir perturbaciones al espacio, las cuales son de tipo electromagnético y que las conocemos como ondas. Estas perturbaciones al contrario de lo que se piensa, son guiadas a través del vacío o espacio libre, tal como si existiese un medio físico conductor como un par de hilos de cobre por ejemplo, y esto debido a la utilización de las antenas.

Las antenas en un principio fueron consideradas como elementos secundarios en un sistema de comunicaciones inalámbrico, sin embargo gracias a los estudios de Maxwell sobre los campos eléctricos y campos magnéticos, al enorme aporte reflejado en su ecuaciones, a los desarrollos tecnológicos en las guerras mundiales y a la aparición de métodos numéricos como herramienta matemática, las antenas se convierten en elementos fundamentales dentro de un sistema inalámbrico de comunicación.

Se debe tomar en cuenta también que la fabricación de las antenas en la actualidad se realiza con un diseño previo, el cual evitará las fases de prueba y error, para lo cual se obtendrá el prototipo rápidamente sin ensayos intermedios.

Es importante considerar que el electromagnetismo pasa a ser el área donde se ha centrado el estudio del proyecto, de manera que es necesario revisar definiciones que se conviertan en la base teórica para el correcto desarrollo del tema. Es por esto que en la primera sección del presente capítulo se realizara una exploración de los conceptos básicos de ondas electromagnéticas y antenas, para luego en una segunda parte relacionarlos directamente con las antenas de microlínea y determinar las ecuaciones y procedimientos de diseño de los prototipos en cuestión.

## **2.2 ONDAS ELECTROMAGNÉTICAS**

### **2.2.1. Propagación de ondas electromagnéticas**

“La perturbación simultánea de un campo eléctrico y de una campo magnético en una misma región, que se hallen transversales entre si y en fase producen una onda electromagnética. La cual se propaga transversalmente a los campos antes descritos”. Esto quiere decir que las ondas electromagnéticas consisten en campos eléctricos y magnéticos oscilatorios que están en ángulo recto entre sí y también son perpendiculares a la dirección de propagación de la onda.

A mediados del siglo pasado, los científicos conocían sobre la propagación transversal de las ondas, sin embargo ignoraban que este tipo de ondas no necesitaba de un medio físico para propagarse a diferencia de las ondas mecánicas. Por lo que propusieron el concepto de éter (medio difuso invisible necesario para la propagación de ondas electromagnéticas), concepto que fue deslindado en parte por los estudios de Maxwell quien analizó matemáticamente la teoría de los campos electromagnéticos, y los estudios

prácticos de estas ecuaciones realizados por el científico Albert Michelson, quien concluyó que la velocidad de onda electromagnética es constante e igual a 299 792 Km/h y que si existiera el éter esta velocidad se vería afectada. Por lo tanto dichas perturbaciones no necesitan de un medio físico de propagación.

La ecuación con la que se puede comprobar dicha ley es la siguiente:

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}$$

Donde:

$\mu_0$ : Permeabilidad magnética en el vacío igual a  $4\pi \times 10^{-7}$

$\epsilon_0$ : Constante dieléctrica del vacío igual a  $8.85 \times 10^{-12}$

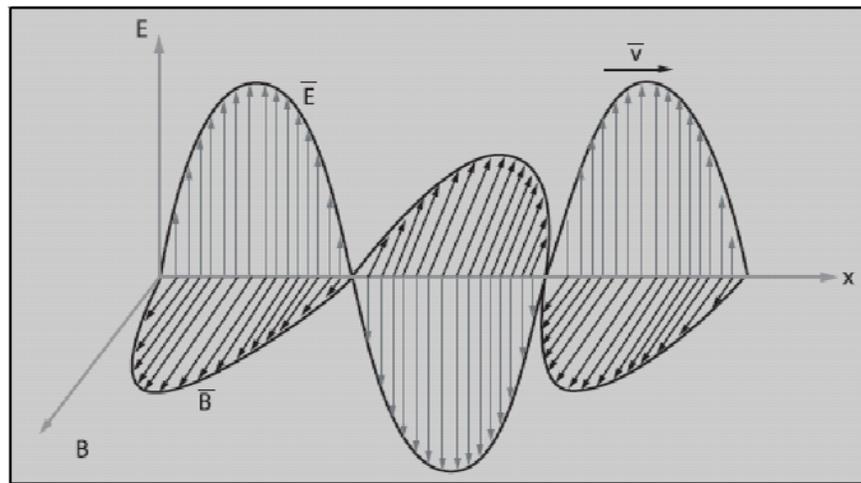


Figura 2.1. Distribución de campo eléctrico y magnético de forma perpendicular, y propagación de onda en forma perpendicular a estos

### 2.2.2. Ecuaciones de Maxwell

Como se mencionó anteriormente James Clerk Maxwell, fue quien con sus estudios matemáticos contribuyó de gran forma con los desarrollos del electromagnetismo, estos estudios se han resumido en las ecuaciones que se presenta a continuación:

Tabla 2.1 Ecuaciones de Maxwell

Ley	Ecuación
Ley Circuital de Ampere	$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$
Ley de Faraday	$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$
Ley de Gauss	$\nabla \cdot \vec{D} = \rho$
Ley de Gauss	$\nabla \cdot \vec{B} = 0$

**Simbología:**

$\vec{E}$  : Intensidad de Campo eléctrico [volt/m]

$\vec{H}$  : Intensidad de Campo magnético [Amp/m]

$\vec{D}$  : Densidad de Flujo de campo eléctrico [Coulomb/m<sup>2</sup>]

$\vec{B}$  : Densidad de Flujo de campo magnético [Tesla]

$\vec{J}$  : Densidad de corriente Eléctrica [Amp/m<sup>2</sup>]

$\rho$  : Densidad de carga Eléctrica [Coulomb/m<sup>3</sup>]

El desarrollo de las ecuaciones se ha efectuado a partir de la necesidad, y se han llegado a determinar expresiones mucho más específicas dependiendo de la aplicación o situación. Ecuaciones que al ser utilizadas simplificarían los cálculos en la elaboración del proyecto. Estas ecuaciones son descritas a continuación:

Tabla 2.2 Ecuaciones de Maxwell (situaciones especiales)

	Ley de Ampere	Ley de Faraday	Ley de Gauss	Ley de Gauss
<b>Caso General</b>	$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$	$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$	$\nabla \cdot \vec{D} = \rho$	$\nabla \cdot \vec{B} = 0$
<b>Espacio Libre</b>	$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$	$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$	$\nabla \cdot \vec{D} = 0$	$\nabla \cdot \vec{B} = 0$
<b>Armónica</b>	$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + (\sigma + j\omega)\vec{D}$	$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\vec{B}$	$\nabla \cdot \vec{D} = \rho$	$\nabla \cdot \vec{B} = 0$
<b>Estacionaria</b>	$\nabla \times \vec{H} = \vec{J}$	$\nabla \times \vec{E} = 0$	$\nabla \cdot \vec{D} = \rho$	$\nabla \cdot \vec{B} = 0$

### 2.2.3 Clasificación de las ondas electromagnéticas

La principal forma en que se han clasificado las ondas electromagnéticas depende de la frecuencia o longitud de onda, formando un rango de señales usadas para diferentes aplicaciones. Esta división se la conoce como espectro electromagnético, y se encuentra clasificado de la siguiente forma:

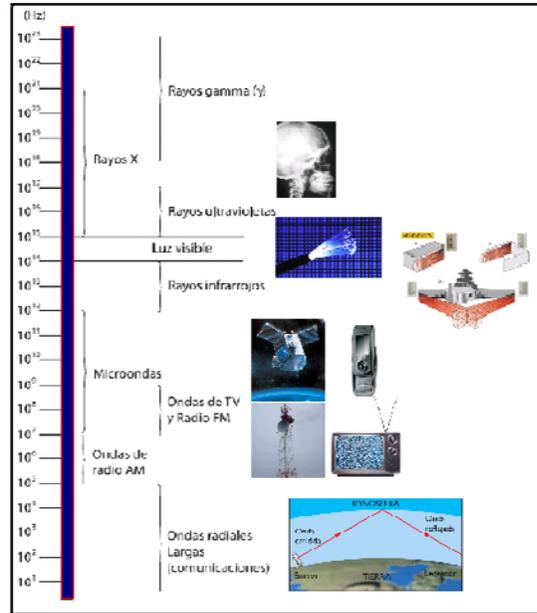


Figura 2.2. Clasificación de ondas por frecuencia

### Ondas de radio AM

Ondas que adquieren su nombre porque son empleadas en la radiodifusión de larga distancia, este tipo de onda es creada por circuitos oscilantes que generan los campos necesarios para su propagación. (son ondas que varían en amplitud), su longitud de onda está entre los 200 y 600 metros.

### Ondas de radio FM y TV

Son ondas similares a las anteriores sin embargo se diferencian por dos aspectos básicamente, en este tipo de ondas se varía la frecuencia en vez de la amplitud y la longitud de onda es mucho más pequeña a la anterior, esta se encuentra en el rango de los 10 a 50 metros

### Microondas

Son ondas electromagnéticas cuya frecuencia está en el orden de los  $10^8$  y  $10^{12}$  Hz, Las aplicaciones de comunicaciones inalámbricas actuales funcionan

en este rango de frecuencias como por ejemplo los móviles, comunicaciones satelitales, redes de área local inalámbricas WLAN, etc.

### **Rayos infrarrojos**

La radiación infrarroja se encuentra entre la luz visible y las ondas de radio del espectro radioeléctrico. La radiación infrarroja (IR) tiene longitudes de onda entre 1 milímetro y 750 nanómetros. La radiación infrarroja no se puede ver pero algunas veces la podemos sentir en forma de calor, es por esta característica que se la usa para hacer detecciones nocturnas donde la luz visible es insuficiente

### **Luz visible**

Es un tipo de onda electromagnética que está conformada por la asociación de diferentes ondas las cuales oscilan a diferentes frecuencias, formando así la gama de colores que es percibida por el ojo humano.

### **Rayos Ultravioleta**

Llamada también radiación UV, es un tipo de radiación electromagnética cuya longitud de onda está comprendida en el rango de los 400 nm ( $4 \times 10^{-7}$  m) y los 15 nm ( $1,5 \times 10^{-8}$  m). Es un tipo de radiación invisible al ojo humano.

## **2.3. PARÁMETROS FUNDAMENTALES DE LAS ANTENAS**

Esta sección permite definir e ilustrar los parámetros fundamentales que facilitan caracterizar el comportamiento de las antenas, y especialmente las de la tecnología de microlínea. De esta forma se va complementando la información que servirá como base en el desarrollo del proyecto.

### 2.3.1. Densidad de Potencia

Este parámetro se define como la potencia por unidad de superficie en determinada dirección. La cual puede ser calculada a partir de los valores eficaces tanto del campo eléctrico como magnético.

$$U(\theta, \phi) = \text{Re}(E \times H)$$

$$\frac{E}{H} = \eta$$

$$U(\theta, \phi) = \frac{E_{\theta}^2 + E_{\phi}^2}{\eta}$$

Donde U es la densidad de potencia y sus unidades están expresadas como (W/m<sup>2</sup>).

### 2.3.2. Intensidad de radiación y Potencia de radiación

Este parámetro se define como la cantidad de potencia radiada por ángulo sólido, en una dirección determinada, para lo cual la relación que se conoce entre la densidad de potencia y la intensidad de radiación es:

$$K(\theta, \phi) = U(\theta, \phi)r^2$$

Donde:

K es la intensidad de radiación

En el análisis de este parámetro para las antenas de microlínea se debe considerar la distribución de los campos sobre la estructura de la antena. Para eso se conoce que el campo eléctrico dentro del sustrato es normal a al parche o microstrip y el plano de tierra, mientras que el campo magnético es paralelo al borde entre la microlínea y el sustrato, lo antes explicado se puede visualizar en la siguiente figura 2.2.

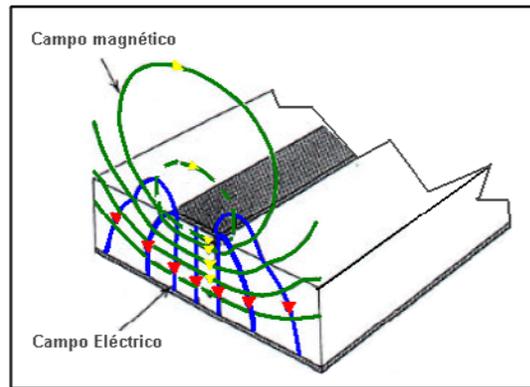


Figura 2.3. Distribución de campo eléctrico y magnético en una microlínea

De esta manera la ecuación de potencia de radiación se obtiene de integrar la intensidad de radiación con respecto al ángulo sólido ( $\Omega$ ).

$$P_r = \iint \frac{(E_\theta^2 + E_\phi^2)r^2}{\eta} d\Omega$$

$$P_r = \frac{1}{\eta} \iint (E_\theta^2 + E_\phi^2)r^2 \sin\theta d\theta d\phi$$

Por lo que las unidades definidas son (W/esterad), sin embargo el ángulo sólido es independiente, por lo que la potencia es expresada solamente en watos.

### 2.3.3. Directividad

Es la relación entre la densidad de potencia radiada en la dirección de máxima radiación, a una distancia  $r$  y la potencia total radiada por un radiador isotrópico a la misma distancia.

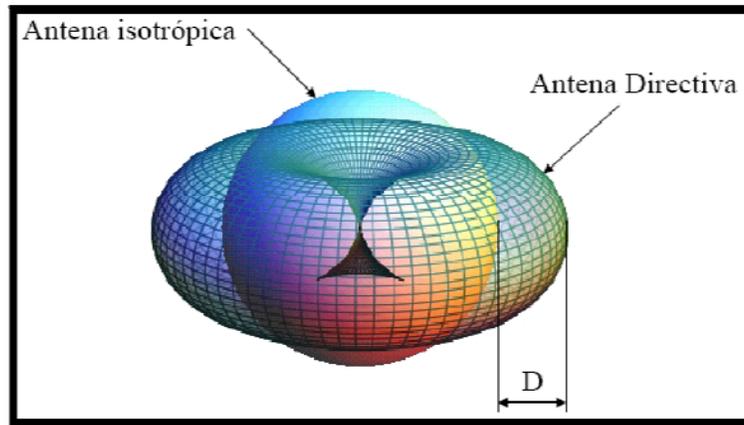


Figura 2.4. Gráfica de relación entre la densidad de radiación de una antena directiva y un radiador isotrópico

$$D(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P_{iso}}$$

$$P_{iso} = \frac{Wr}{4\pi r^2}$$

entonces :

$$D(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{\frac{Wr}{4\pi r^2}}$$

$$D = \frac{P_{max}}{\frac{Wr}{4\pi r^2}}$$

Se debe tomar en cuenta que la potencia es aquella que es emitida por el sistema.

### 2.3.4 Ganancia

Es la relación entre la densidad de potencia radiada en la dirección de máxima radiación, a una distancia  $r$  y la potencia total radiada por un radiador isotrópico a la misma distancia. Se debe tomar en cuenta que la potencia es aquella que se entrega al sistema.

$$G = \frac{P_{\max}}{\frac{W_{in}}{4\pi r^2}}$$

### 2.3.5 Eficiencia

Es la relación existente entre la potencia irradiada por la antena y la potencia entregada a la antena. Tomando en cuenta que las potencias mencionadas son parte del cálculo de los parámetros anteriores, se puede decir que la eficiencia es igual a la relación entre directividad y ganancia de la antena.

$$e = \frac{G}{D} \quad \text{ECUACIÓN 2. 1}$$

### 2.3.6. Impedancia de entrada

La impedancia de una antena se define como la relación entre la tensión y la corriente en sus terminales de entrada. Dicha impedancia es en generalmente compleja. La parte real se denomina resistencia de antena y la parte imaginaria, reactancia de antena.

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i}$$
$$Z = R + jX$$

Para el diseño de la antena microlínea se deberá considerar el tipo de alimentación, pues de esta depende mucho el valor de la impedancia de entrada.

### 2.3.7. Polarización

La polarización de una antena depende del tipo de polarización de la onda que esta antena emite. La polarización de onda es determinada mediante la figura resultante en el plano transversal de propagación que resulta de la variación del vector campo eléctrico con respecto del tiempo en una posición dada.

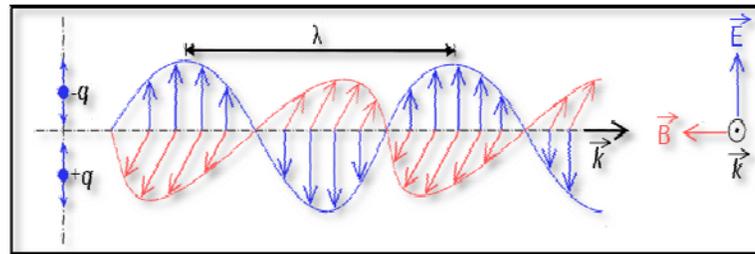


Figura 2.5. Una onda electromagnética polarizada.

### 2.3.8. Parámetros S

Los parámetros de Scattering o Dispersión son aquellos usados en circuitos que trabajan a altas frecuencias, y que permiten ubicar la frecuencia de resonancia del circuito. Dependen de varios aspectos, tomando en cuenta que existen varios tipos de estos parámetros: S11, S12, S21, etc. Cada uno representa una característica distinta.

En el caso de Microstrip, se analiza generalmente el parámetro S11, que se define como la potencia de entrada a la antena sobre la potencia reflejada. Es básicamente una medida de la reflexión de ondas, que permite obtener una referencia de las pérdidas que ocasiona el acoplar dos elementos, sea líneas de transmisión o elementos radiantes.

### 2.3.9. VSWR

El VSWR o Voltage Standing Wave Ratio, es un parámetro que permite obtener el grado de acoplamiento entre dos elementos. En este caso, entre líneas de transmisión Microstrip.

El VSWR se define como la razón de la magnitud del voltaje máximo en la línea a la magnitud del voltaje mínimo en la línea.

Si el acople entre impedancias entre dos líneas de transmisión es perfecto, el VSWR es igual a la unidad. A medida que se incrementa este valor, se incrementa también el grado de des-acoplamiento entre líneas.

## 2.4 GENERALIDADES SOBRE LAS ANTENAS

### 2.4.1 Definición

El IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) define a una antena<sup>1</sup> como: *“la parte de un sistema transmisor/receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas”*. Entonces, como se puede notar, una antena tiene dos funciones simples y básicas: transmitir y recibir, tomando en cuenta que el medio en el cual desempeña estas funciones es el vacío (aire).

De manera más formal, las ondas de radio-frecuencia radiadas por una antena transmisora viajan a través del espacio y son recolectadas por una o varias antenas receptoras, tomando en cuenta factores importantes como la frecuencia de trabajo, la polarización, la ganancia, la directividad, etc. parámetros que han sido descritos anteriormente.

En resumen, el proceso de trabajo de un sistema de transmisión/recepción con antenas es el siguiente:

---

<sup>1</sup> Estándar IEEE std. 145-1983

La energía de RF radiada por la antena transmisora, viaja a través del espacio en forma de campos eléctricos y magnéticos, esta antena debe ser lo más eficiente en cuanto a la potencia de radiación para así evitar pérdidas por una baja transferencia de potencia; a medida que los campos electromagnéticos arriban a la antena receptora, un voltaje se induce en dicha antena (conductor) y pasa al equipo receptor el cual se encarga de tomar la onda de RF y convertirla nuevamente en datos hábiles para la aplicación en curso.

Una antena es un sistema que consta de tres partes importantes:

- Alimentador.
- Dispositivo de Acoplamiento.
- La Antena o elemento radiante.

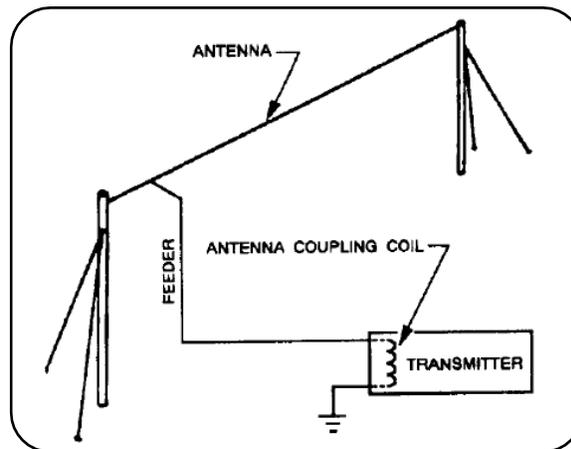


Figura 2.6 Partes de un sistema de Antena

Como podemos observar en la Figura 2.6, el dispositivo de acoplamiento conecta un transmisor al alimentador. Este alimentador es una línea de transmisión que lleva la señal hacia la antena. Y la antena es un elemento conductor que, como ya se mencionó, irradia la señal hacia el espacio libre.

Las dimensiones de una antena dependen casi en su totalidad de la frecuencia de trabajo debido a que esta propiedad da lugar al tamaño eléctrico de la misma, es decir, la relación entre su longitud ( $l$ ) y la longitud de onda ( $\lambda = c / f$ , siendo  $c$  la velocidad de la luz en el vacío  $3 \cdot 10^8$  m/s y  $f$  la frecuencia). El tamaño eléctrico o longitud eléctrica de la antena es un factor muy usado en el diseño de antenas de toda clase de aplicaciones, ya que dependiendo del valor que tome este parámetro, se obtiene la longitud real de la antena.

### 2.4.2 Clasificación de las Antenas

Las antenas son dispositivos que pueden ser clasificados según algunos parámetros de interés, como son su frecuencia y tamaño, estructura, directividad, modo básico de radiación e incluso desde un punto de vista práctico: lo que implica clasificar a las antenas tomando en cuenta su construcción y sus prestaciones tecnológicas.

- **Por la Frecuencia y Tamaño:**

Las antenas suelen ser clasificadas en base a la frecuencia de trabajo para las que son diseñadas. Como ya se mencionó anteriormente, la longitud eléctrica de la antena depende de la frecuencia de trabajo, y el tamaño real de la antena depende de la longitud eléctrica, lo que implica que las antenas deben ser diferentes en tamaño para radiar señales a la correcta longitud de onda.

Los tipos de antenas obedecen a las designaciones usuales de las bandas y se describen como:

- *Antenas de VLF.*
- *Antenas de LF.*
- *Antenas de MF.*
- *Antenas de HF.*
- *Antenas de UHF.*
- *Antenas de Microondas.*

Las antenas utilizadas para HF son diferentes de las antenas utilizadas para VHF, las cuales son diferentes de las antenas para microondas. En este caso estamos particularmente interesados en las antenas que trabajan en el rango de microondas, especialmente en las frecuencias de los 2,4 GHz., en la que la longitud de onda es 12,5cm.

- **Por la Estructura**

Las antenas en base a su estructura pueden ser clasificadas de la siguiente manera:

➤ *Antenas de Hilo:* Son aquellas cuya estructura se encuentra formada con hilos conductores que soportan las corrientes que dan origen a los campos radiados. Generalmente pueden ser sub-clasificadas así:

- *Hilos Rectos:* dipolos, monopolos, rombos, tipo V.
- *Espirales:* circular, cuadrada o cualquier forma arbitraria.
- *Hélices.*

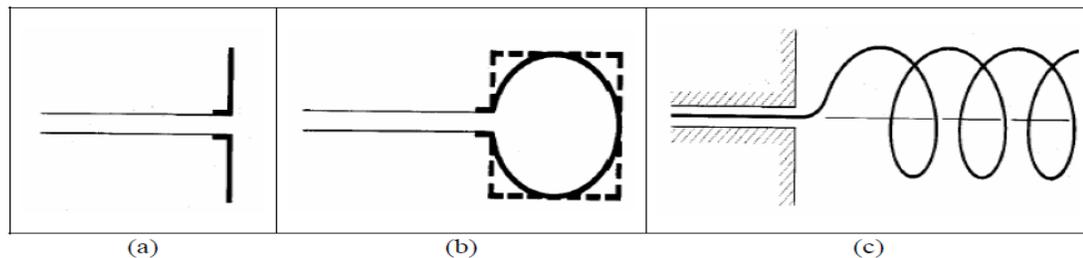


Figura 2.7. Antenas de Hilos: (a) Dipolo, (b) Circular, (c) Hélice

➤ *Antenas de Apertura:* En este tipo de antenas, las ondas radiadas se consiguen a partir de una distribución de campo soportada por la antena y suelen ser excitadas mediante el uso de guías de onda. Ejemplos de éstas son:

- *Bocinas:* piramidales y cónicas.
- *Aperturas sobre planos y ranuras sobre planos conductores.*
- *Antenas de guías de onda.*

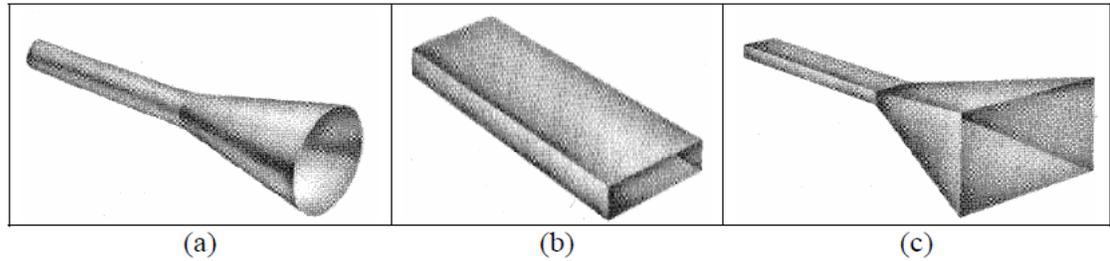


Figura 2.8. Antenas de Apertura: (a) Bocina Cónica, (b) Guía de Onda, (c) Bocina Piramidal

- **Agrupaciones o Arreglos de Antenas:** Son antenas que, debido a requerimientos de potencia o directividad que no pueden ser conseguidos con un solo elemento, se caracterizan por estar formadas por varios elementos (antenas) en una sola estructura.

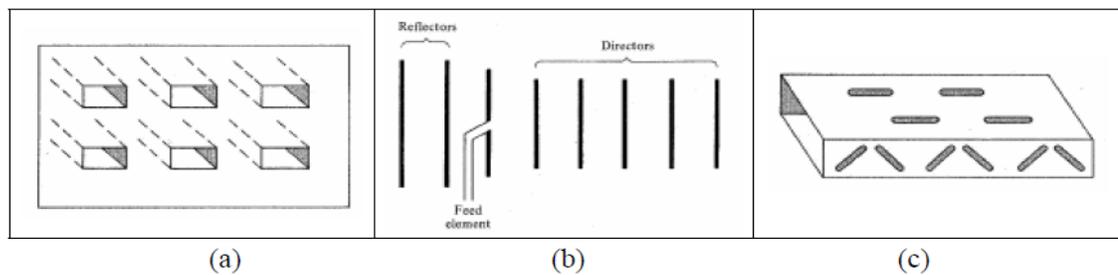


Figura 2.9: Arreglos de Antenas: (a) Arreglo de Aperturas, (b) Arreglo Yagi-Uda, (c) Guía de Ondas Ranuradas

- **Por la Directividad**

Las antenas según su directividad, pueden ser:

- **Antenas OMNIDIRECCIONALES:** irradian, prácticamente con la misma intensidad, en todas las direcciones del plano horizontal, es decir en los  $360^\circ$ . Los tipos más populares de antenas Omnidireccionales son los *dipolos* y las *de plano de tierra*.



Figura 2.10. Antena Omnidireccional, usada principalmente en exteriores.

➤ *Antenas SECTORIALES*: irradian principalmente en un área específica. El haz puede ser tan amplio como  $180^\circ$ , o tan angosto como  $60^\circ$ . Pueden ser consideradas como directivas.



Figura 2.11. Antena Sectorial con haz de  $120^\circ$ , usada en telefonía celular.

➤ *Antenas directivas*: son antenas en las cuales el ancho del haz es mucho más angosto que en las antenas sectoriales. Tienen una ganancia más alta y por lo tanto suelen ser utilizadas para enlaces a larga distancia. Tipos de antenas directivas son: *Yagi*, *biquad*, *bocina*, *hélice o helicoidales*, *arreglos patch*, *platos parabólicos*, y muchas otras.



Figura 2.12. Antena Yagi. Ejemplo característico de las antenas Direccionales.

- **Por el modo básico de Radiación.**

Según este aspecto, las antenas pueden dividirse en cuatro grupos:

- *De elemento corriente.*
- *De onda progresiva.*
- *Múltiples o Redes.*
- *De abertura*

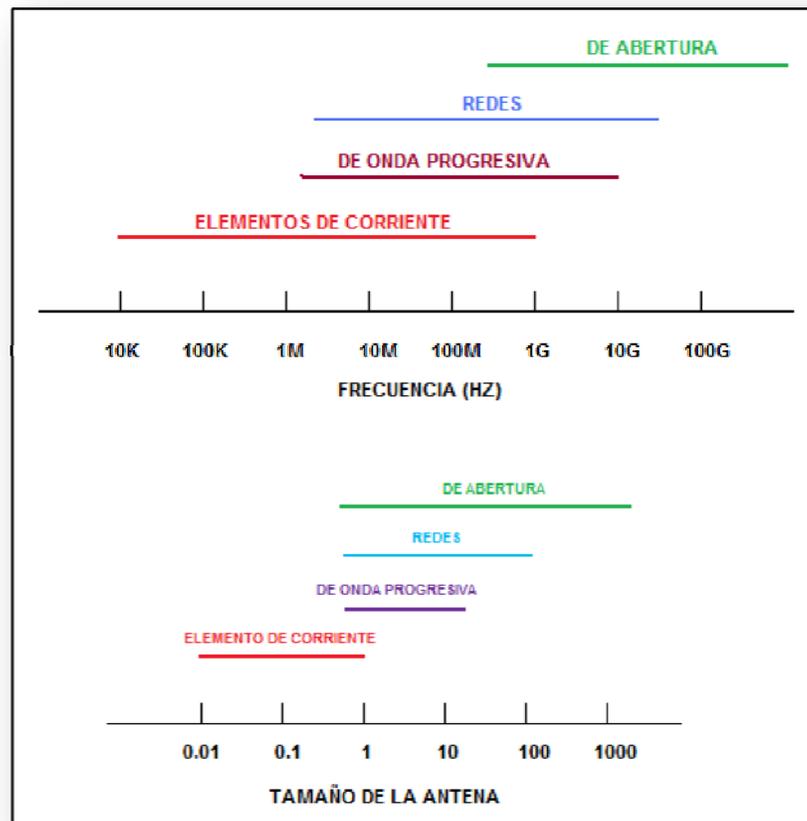


Figura 2.13. Ubicación de los cuatro grupos de antenas según su modo básico de radiación dependiendo de la banda de frecuencia y del tamaño de la antena.

Cada uno de los grupos puede ser distinguido en base al tamaño de la antena medida en longitudes de onda y a su vez se relacionan con las distintas regiones del espectro en las cuales se aplican las antenas, como se puede observar en la figura 2.13.

- **Por la Construcción física y Prestaciones.**

Las antenas pueden construirse de muchas formas diferentes, desde simples mallas, platos parabólicos, o latas de café, y dependiendo de esto cumplen distintas funciones específicas. Por esta razón, se ha dado a las antenas una clasificación “funcional”, como se menciona a continuación:

➤ *Antenas con reflector*: Son antenas que usan reflectores parabólicos para concentrar la energía de la señal en un punto denominado *foco*. Algunos ejemplos de este tipo de antenas son:

- *Foco Primario.*
- *Offset.*
- *Cassegrain.*
- *Bocinas.*
- *Lentes Dieléctricas.*

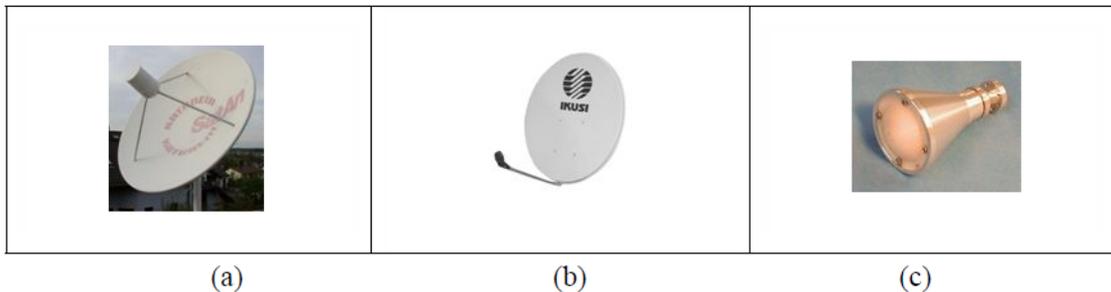


Figura 2.14. Antenas con Reflector: (a) Foco Primario, (b) Offset, (c) Lente Dieléctrica.

➤ *Antenas Planas*: Antenas cuya estructura es plana dado que generalmente se encuentran construidas sobre placas que pueden ser de cualquier tipo de sustrato. Algunos ejemplos son:

- *Antenas Microstrip.*
- *Antenas de Apertura Sintética SAR.*

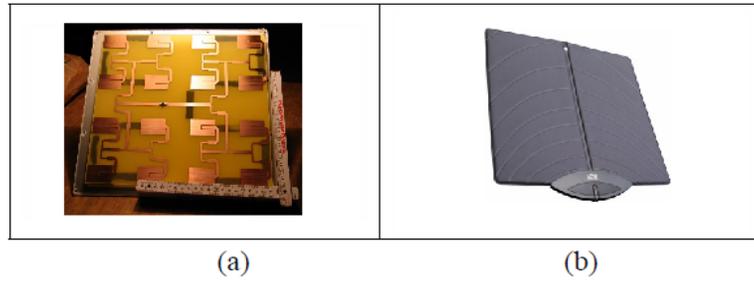


Figura 2.15. Antenas Planas: (a) Microstrip Arrays, (b) Antena de Apertura Sintética.

➤ *Antenas de Dipolos*: Una antena dipolo es una de las más simples desde el punto de vista teórico, se caracterizan por tener una alimentación central la cual se emplea para transmitir o recibir las ondas de radio frecuencia. Algunos ejemplos son:

- *Dipolo Corto.*
- *Dipolo de Media Onda.*
- *Dipolo Doblado.*
- *Antena Yagi (arreglo de dipolos).*
- *Antena Logarítmica Periódica (arreglo de dipolos).*

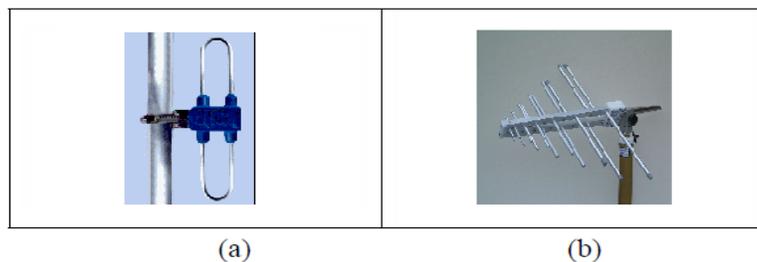


Figura 2.16. Antenas de Dipolos: (a) Antena de dipolo Doblado, (b) Antena logo periódica.

Todas y cada una de las clasificaciones mostradas son meras formas de observar a las antenas en base a sus características, sin embargo, es

importante mencionar que la forma de clasificar a las antenas no influye del todo en la práctica, aunque permite un mejor entendimiento de la teoría.

Se puede visualizar de una mejor forma las clasificaciones de las antenas en la figura 2.17:

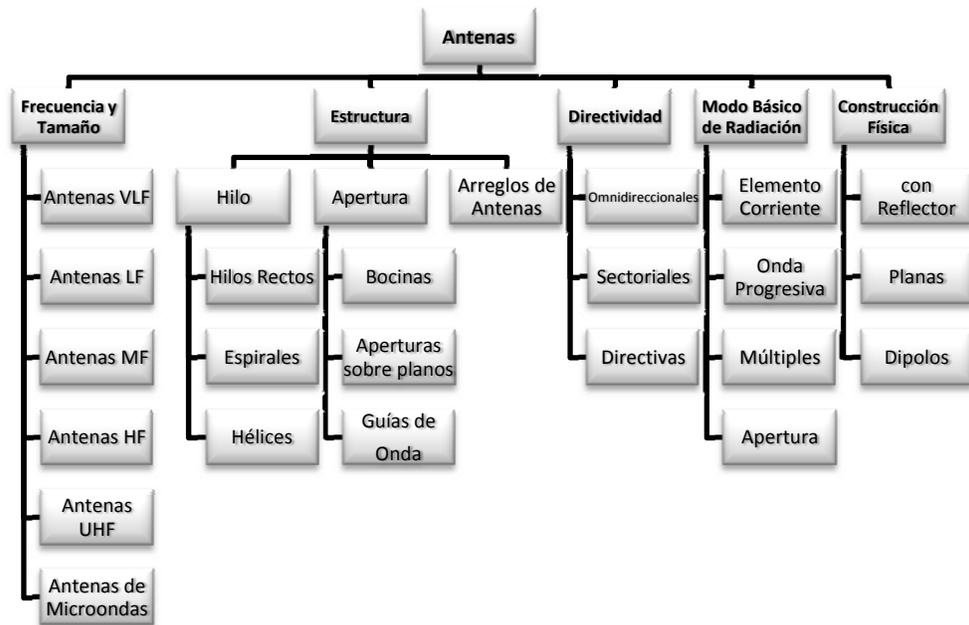


Figura 2.17 Clasificación de Antenas

Para el presente estudio, se ha decidido tomar la clasificación basada en la Directividad, puesto que, debido a su simplicidad, facilitará el entendimiento de elementos activos básicos (antenas simples) como el dipolo elemental. Además, otro aspecto importante es que en el presente proyecto se realizara el diseño y construcción de una antena directiva, por lo que es conveniente estudiar de manera más profunda a las antenas directivas.

### 2.4.3 Antenas Omnidireccionales

Una antena omnidireccional, es un elemento que es capaz de radiar energía en todas las direcciones, principalmente en el plano horizontal. Para entender mejor este tipo de antenas, es muy importante estudiar la definición de *Radiador Isotrópico*.

#### Radiador Isotrópico

Un radiador o antena isotrópica es una antena ideal, es decir, que no existe físicamente. Esta antena se caracteriza debido a que, la energía radiada por la misma, se distribuye equitativamente en todas las direcciones. De manera más técnica, se habla de un radiador isotrópico cuando la energía radiada en los planos verticales  $(x,z)$  y  $(y,z)$  así como en el plano horizontal  $(x,y)$  del diagrama de radiación, es de igual magnitud en todas direcciones (circular), como se muestra en la figura 2.18.

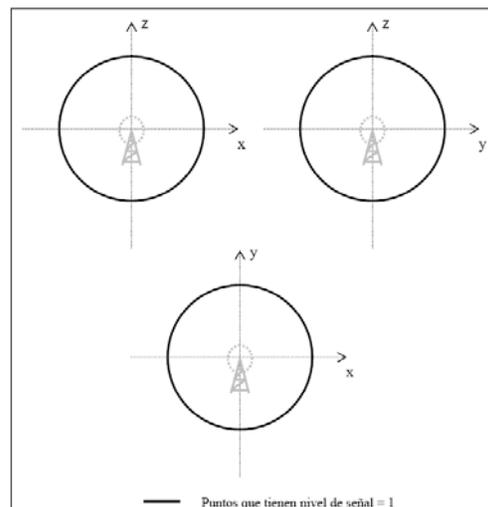


Figura 2.18. Diagrama de Radiación de una Antena Isotrópica.

Para comprender de mejor manera, visualice a un radiador isotrópico como un elemento puntual, adimensional, que se encuentra en el centro de una esfera, donde todos los puntos de la superficie reciben la misma

cantidad de energía. Esta es la razón por la que la antena isotrópica es solo ideal, ya que un punto dentro de una esfera no puede ser antena puesto que para radiar energía a cierta frecuencia, un elemento debe tener cierta longitud relacionada con la frecuencia de trabajo, y por lo tanto tendrá mayor radiación hacia ciertos puntos que a otros.

Como dato adicional, es muy importante mencionar que la unidad de medida de ganancia de las antenas es generalmente el dBi. Esta unidad se interpreta como los decibeles de ganancia que tiene una antena con respecto a un radiador isotrópico.

Ahora, una antena omnidireccional real, es aquella estructura que irradia energía equitativamente en determinadas zonas, principalmente en el plano horizontal. Se puede visualizar de mejor forma el comportamiento de una antena omnidireccional en la figura 2.19 donde se muestra el diagrama de radiación de una antena omnidireccional que se desempeña en el plano horizontal, ya que, como podemos observar, la cantidad de señal enviada hacia el plano Z es 0.

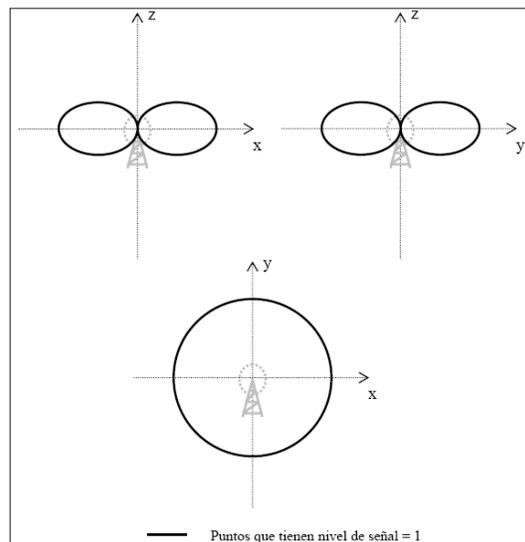


Figura 2.19. Diagrama de Radiación de una Antena Omnidireccional Real.

Existen diferentes tipos de elementos y arreglos considerados como antenas omnidireccionales, entre los cuales se pueden mencionar a los siguientes:

### Antenas Dipolo

Las antenas dipolo son consideradas como elementos simples, ya que son las más sencillas desde el punto de vista teórico y probablemente las más fáciles de construir. Se caracterizan porque son alimentadas por la parte central del hilo conductor.

Existen varias clases de dipolos, y como se verá más adelante, un arreglo de dipolos suele tener características muy importantes a la hora de transmitir y/o recibir una señal.

### Dipolo Eléctrico Elemental o Hertziano

Un dipolo elemental es una antena cuya longitud es muy pequeña comparada con la longitud de onda  $\lambda$  de su frecuencia de trabajo, y que se denota como  $dl$ , y a través de la cual se asume que circula una corriente que se mantiene constante en magnitud y fase a lo largo de su longitud.

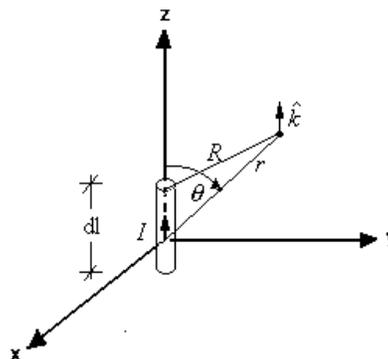


Figura 2.20. Antena dipolo Hertziano

El campo eléctrico y magnético en zonas apartadas para este tipo de

estructura es el siguiente:

$$\hat{E}_{F-F} = \frac{j\hat{I}dl}{4\pi r} \eta_o \beta_o \text{Sen}\theta e^{-j\beta_o r} \hat{\theta}$$

$$\hat{H}_{F-F} = \frac{j\hat{I}dl}{4\pi r} \beta_o \text{Sen}\theta e^{-j\beta_o r} \hat{\phi}$$

Donde:

$$\eta_o = \sqrt{\frac{\mu_o}{\epsilon_o}} \quad y \quad \beta_o = w\sqrt{\mu_o \epsilon_o}$$

El término  $\eta_o$  no es más que la impedancia característica del medio en el que se propagan las ondas, en este caso el vacío. Y también se define como:

$$\eta_o = \frac{|\hat{E}_{F-F}|}{|\hat{H}_{F-F}|}$$

El vector de Poynting o vector densidad media de potencia esta dado por:

$$S_{AV} = \frac{1}{2} \Re e(\hat{E} \times \hat{H}^*)$$

$$S_{AV} = \frac{\eta_o I^2 dl^2 \text{Sen}^2 \theta}{32\pi^2 r^2} \hat{r}$$

Puesto que  $\eta_o = 120\pi$ , entonces la potencia media total es:

$$P_{AV} = 10I^2 dl^2 \beta_o^2$$

$$P_{AV} = 40\pi^2 I^2 \left( \frac{dl}{\lambda_o} \right)^2$$

Y su resistencia de radiación es:

$$R_{\text{rad}} = 80\pi^2 \left( \frac{dl}{\lambda_o} \right)^2$$

### Dipolo Magnético Elemental

Este tipo de dipolo se define como un lazo conductor de radio “a”, cuya longitud total es sumamente pequeña comparada con la longitud de onda. A través de este lazo circula una corriente  $I$  que es igual en magnitud y fase a lo largo de todo el lazo.

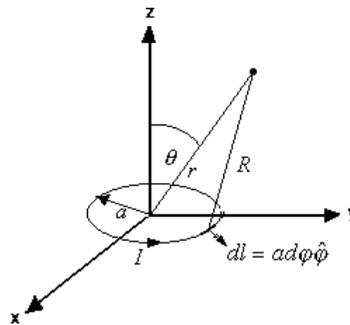


Figura 2.21 Dipolo magnético elemental

Las expresiones de los campos en zonas apartadas para esta estructura, tienen la siguiente forma:

$$\hat{H}_{F-F} = -\frac{\hat{I}a^2 \beta_o^2}{4r} \text{sen}\theta e^{-j\beta_o r} \hat{\theta}$$

$$\hat{E}_{F-F} = \frac{\eta_o \hat{I}a^2 \beta_o^2}{4r} \text{sen}\theta e^{-j\beta_o r} \hat{\phi}$$

El vector densidad media de potencia estará dado por:

$$S_{AV} = 1860I^2 \left( \frac{A}{\lambda_o^2} \right)^2 \frac{\text{Sen}^2\theta}{r^2} \hat{r}$$

Siendo  $A = \pi a^2$ .

La potencia media total radiada por esta estructura se obtiene de igual forma que en el caso anterior, integrando el vector de Poynting en toda la superficie esférica que rodea el lazo, y se obtiene:

$$P_{AV} = \frac{\eta_o \hat{I}^2 a^4 \beta_o^4}{32} (2\pi) \frac{4}{3}$$

Donde  $\eta_o = 120\pi$ , y  $\beta_o = \frac{2\pi}{\lambda_o}$ , entonces:

$$P_{AV} = 15585 I^2 \left( \frac{A}{\lambda^2} \right)^2$$

Siendo  $A$  es el área del lazo.

Y de esta expresión, de acuerdo a la definición de resistencia de radiación se tiene:

$$P_{AV} = I_{rms}^2 R_{rad}$$

Por lo tanto, la resistencia de radiación será:

$$R_{rad} = 31170 \left( \frac{A}{\lambda_o^2} \right)^2$$

Tanto el dipolo eléctrico elemental como el dipolo magnético, son antenas sumamente ineficientes ya que requieren de corrientes excesivamente altas para irradiar bajas potencias, o de muy altas potencias en el medio para inducir muy bajas corrientes, sin embargo las expresiones obtenidas para estas antenas, permiten simplificar el análisis de estructuras más complejas. Para el

caso particular de la antena dipolo magnético, esta se utiliza ampliamente a pesar de su baja eficiencia como antena receptora en la banda de radiodifusión AM, debido a las altas potencias radiadas en esta banda.

### Dipolo Largo

La antena dipolo largo o simplemente dipolo, está formada por un alambre delgado cuya longitud se compara a la longitud de onda, y cuya excitación se realiza en el punto medio del mismo.

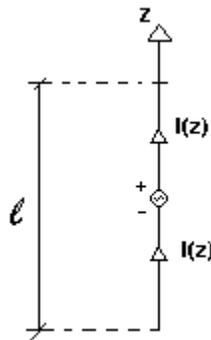


Figura 2.22. Antena dipolo largo

La distribución de corriente generalmente toman las formas que se indican en la figura 2.23 para diferentes longitudes del dipolo.

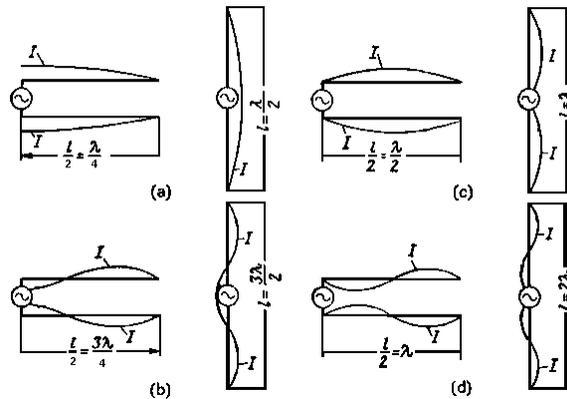


Figura 2.23. Distribución de corriente a lo largo de líneas abiertas y sus correspondientes dipolos de diferentes longitudes.

Se puede entonces predecir que la distribución de corriente tendrá la forma:

$$I(z) = I_m \text{Sen} \beta_o \left( \frac{l}{2} - z \right) \quad 0 \leq z < \frac{l}{2}$$

$$I(z) = I_m \text{Sen} \beta_o \left( \frac{l}{2} + z \right) \quad -\frac{l}{2} \leq z < 0$$

El vector potencial magnético y las expresiones de los campos eléctrico y magnético se obtienen en base a las ecuaciones de Maxwell, sin embargo lo que interesa es los campos en las zonas apartadas. Para esto se utiliza las expresiones obtenidas en el dipolo hertziano y se considera que el dipolo de longitud  $l$  está formado por varios dipolos hertzianos de longitud  $\delta l$ , como se observa en la figura 2.24. Se considera entonces el segmento infinitesimal  $\delta z'$ .

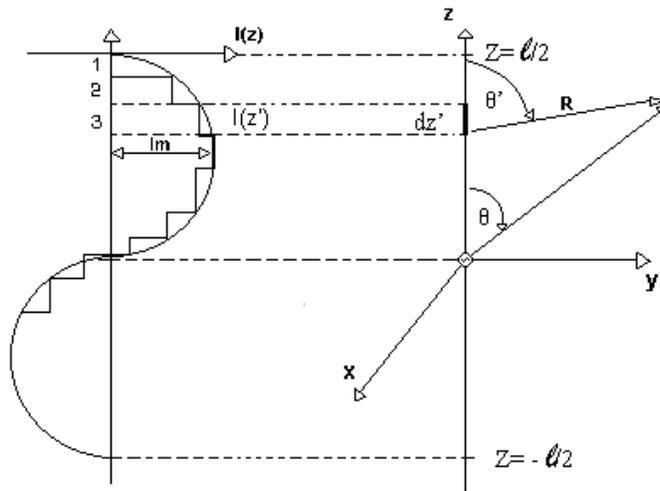


Figura 2.24. Principio de superposición para la determinación de los campos radiados por la antena dipolo.

En este caso el campo eléctrico F-F de un segmento diferencial será:

$$d\hat{E}_\theta = \frac{j\eta_o\beta_o I(z') dz' \text{Sen} \theta' e^{-j\beta_o R}}{4\pi R}$$

Después de realizar varios tipos de operaciones, y realizando distintas consideraciones para simplificar los valores de análisis, el campo eléctrico total en zonas apartadas será:

$$\hat{E}_\theta = \frac{j\eta_o I_m \text{Sen}\theta}{2\pi r} e^{-j\beta_o r} \left( \frac{\text{Cos}\left(\beta_o \frac{l}{2} \text{Cos}\theta\right) - \text{Cos}\left(\beta_o \frac{l}{2}\right)}{(\text{Sen}\theta)^2} \right)$$

Donde:

$$F(\theta) = \left( \frac{\text{Cos}\left(\beta_o \frac{l}{2} \text{Cos}\theta\right) - \text{Cos}\left(\beta_o \frac{l}{2}\right)}{(\text{Sen}\theta)} \right)$$

Y por lo tanto:

$$\hat{E}_\theta = \frac{j\eta_o I_m}{2\pi r} F(\theta) e^{-j\beta_o r}$$

Aplicando el mismo procedimiento para el campo magnético, se tiene que

$$\hat{H}_\phi = \frac{jI_m}{2\pi r} F(\theta) e^{-j\beta_o r}$$

Entonces, los campos radiados por la antena dipolo en zonas apartadas son:

$$\hat{E}_{F-F} = \frac{j\eta_o I_m}{2\pi r} F(\theta) e^{-j\beta_o r} \hat{\theta} \quad \text{y} \quad \hat{H}_{F-F} = \frac{jI_m}{2\pi r} F(\theta) e^{-j\beta_o r} \hat{\phi}$$

Una vez conocidos los campos radiados el vector densidad media de potencia será:

$$S_{AV} = \frac{\eta_o \text{Im}^2 F^2(\theta)}{8\pi^2 r^2} \hat{r}$$

La potencia media total radiada por la antena dipolo será:

$$P_{AV} = \frac{\eta_o I_m^2}{8\pi^2} (2\pi) \int_{\theta=0}^{\pi} F^2(\theta) \text{Sen}\theta \, d\theta \, d\varphi$$

Reemplazando el valor de la impedancia característica, la expresión queda:

$$P_{AV} = 30 I_m^2 \int_{\theta=0}^{\pi} F^2(\theta) \text{Sen}\theta \, d\theta \, d\varphi$$

Donde el integral de esta expresión no puede obtenerse en forma cerrada para ninguna longitud de la antena dipolo debiendo ser evaluado en forma numérica.

### Dipolo de Media Onda

El dipolo de media onda lineal, dipolo simple o dipolo de longitud resonante es una de las antenas más ampliamente utilizadas en frecuencias arriba de 2MHz. En frecuencias abajo de 2 MHz, la longitud física de una antena de media longitud de onda es prohibitiva. Al dipolo de media onda se le refiere por lo general como antena de Hertz.

Consiste en un hilo conductor de media longitud de onda a la frecuencia de trabajo, cortado por la mitad, en cuyo centro se coloca un generador o una línea de transmisión.

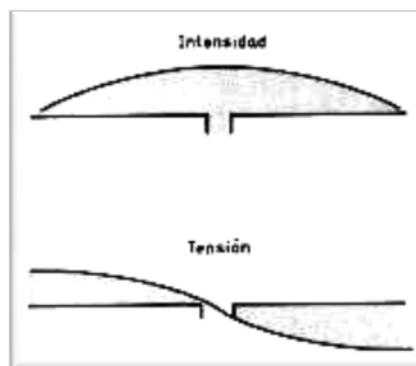


Figura 2.25. Distribución de corriente y de tensión a lo largo del dipolo de media onda.

La distribución de corriente y de tensión, como se observa en la figura 2.25, muestra muy claramente que en el centro (alimentación) se tiene una tensión muy reducida y una intensidad de corriente máxima, a diferencia de los valores que se tiene en los extremos.

La longitud del dipolo es considerada como:

$$L = \frac{150}{f_{MHz}}$$

Sin embargo, dado que el conductor termina en dos puntas que serán influenciadas por el efecto de borde, se considera disminuir la longitud calculada en un 5% (a excepción de antenas con frecuencias altas donde el diámetro y longitud del hilo tienen alta influencia), para evitar dicho efecto que es similar al del factor de propagación en las líneas de transmisión.

La potencia total radiada por la antena de longitud resonante será

$$P_{AV} = 30I_m^2 (1,2186)$$

$$P_{AV} = 36,5I_m^2 \text{ [W]}$$

En el espacio ideal y a una distancia de la tierra mayor a varias longitudes de onda, la impedancia del dipolo simple es de 73.128 Ohm, sin embargo, se normaliza a 75 Ohm.

La ganancia de este tipo de dipolo se calcula en 2.14 dBi.

### **Dipolo Doblado**

Un dipolo doblado es una estructura formada por dos dipolos paralelos, cortocircuitados en su extremo. Uno de ellos se alimenta en el centro con un generador.

Con este tipo de dipolo, se logra de aumentar la impedancia de una antena. Se suele emplear en antenas yagi, pero no es impedimento para ser usado como un simple dipolo.

El dipolo doblado se puede descomponer en: el modo par o modo antena, con la misma alimentación en los dos brazos, y el modo impar o modo línea de transmisión, con dos generadores con signos opuestos. Como se puede visualizar en la figura 2.26. Esto se realiza con motivos de análisis y cálculos de valores.

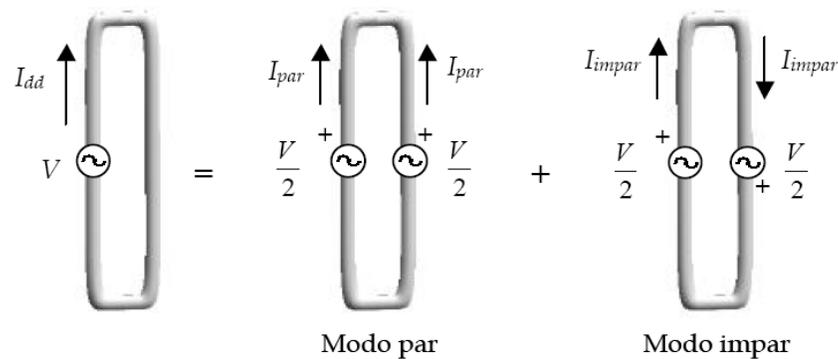


Figura 2.26. Modo Par y Modo Impar del dipolo doblado.

Las corrientes totales son la suma de las corrientes en los dos modos:

$$I_{dd} = I_{impar} + I_{par}$$

El modo impar equivale a dos líneas de transmisión en cortocircuito, alimentadas en serie. Aunque no contribuye a la radiación, sí afecta la impedancia a la entrada.

El modo par de la línea de transmisión equivale a dos dipolos paralelos, alimentados con la misma tensión.

Después de cierto tipo de análisis se obtiene que la corriente total es:

$$I_{dd} = \frac{V}{2Z_t} + \frac{V}{4Z_d} = V \left( \frac{1}{2jZ_0 \tan kH} + \frac{1}{4Z_d} \right)$$

Y con esto se puede obtener la impedancia del dipolo doblado:

$$Z_{dd} = \frac{V}{I_{dd}} = \frac{1}{\frac{1}{2Z_t} + \frac{1}{4Z_d}} = \frac{4Z_t Z_d}{2Z_d + Z_t}$$

Donde:

$Z_d$  es la impedancia de un dipolo aislado

$Z_t$  es la impedancia de una línea de transmisión de longitud  $H$ . y es igual a  $jZ_0 \tan kH$

En conclusión, un dipolo doblado de media longitud de onda, equivale, desde el punto de vista de radiación a un dipolo simple de  $\lambda/2$  con el doble de corriente, y cuatro veces su impedancia y su potencia de radiación. Por lo que la impedancia de este dipolo es de 292.5 Ohm siendo normalizada a 300 Ohm.

Existen varios tipos más de variantes de dipolos como son: dipolo corto, dipolo corto plegado, dipolo cónico, etc., que buscan que el dipolo economice espacio o cumpla otras características de ancho de banda, al costo de sacrificar eficiencia.

### **Antenas Monopolo**

Esta antena está formada por un conductor en posición vertical en presencia de un medio conductor que actúe como reflector en las proximidades de la antena, generalmente el plano de tierra. Es indispensable considerar las condiciones del conductor, es decir, su forma y material para que el momento de la implementación, los parámetros de la antena concuerden con los cálculos

de diseño. En ciertas ocasiones se expresa como monopolo a la antena vertical con un solo elemento activo. Aunque aparentemente y en su aspecto mecánico, algunas antenas consten físicamente de un solo elemento, considerando eléctricamente, siempre se encuentran dos elementos, aunque uno de ellos pueda ser estructuralmente distinto del otro, e incluso no aparecer claramente definido. Un buen ejemplo de monopolo es la antena vertical de  $1/4$  de onda con plano de tierra artificial, que se muestra en la figura 2.27.



Figura 2.27. Monopolo Vertical de  $1/4$  de longitud de onda con plano de tierra artificial.

Este tipo de antenas son ampliamente utilizadas en radiodifusión AM (500 a 1500 KHz.), puesto que es la antena pequeña más eficiente para estas grandes longitudes de onda, y también porque a estas frecuencias las ondas con polarización vertical sufren menos pérdidas de propagación que aquellas con polarización horizontal.

Las expresiones de los campos electromagnéticos se determinan utilizando el principio de las imágenes, donde se asume que el plano de tierra, se comporta como un perfecto conductor a la frecuencia de operación. Este principio consiste en que las ondas electromagnéticas de un radiador que inciden sobre una superficie conductora, inducen en ella corrientes, bajo la acción de las cuales, aparece una onda reflejada equivalente a la irradiada por la imagen eléctrica del radiador.

Utilizando este método, el análisis es exactamente igual que para el dipolo convencional, siendo los campos radiados exactamente iguales. Sin embargo, la radiación es solo en la semiesfera sobre el plano de tierra, por lo que la

potencia total radiada será la mitad que para el dipolo de  $\lambda/2$ , e igualmente, la resistencia de radiación será de 36,5 Ohm.

El patrón de radiación, es similar al de la antena dipolo, pero únicamente sobre el plano de tierra.

#### 2.4.4 Antenas y Arreglos Directivos

Una antena direccional o directiva es aquella que concentra toda la energía radiada en una dirección determinada, es decir, son diseñadas y construidas de forma que su lóbulo principal de radiación sea directivo y tenga mucha más energía que sus lóbulos secundarios. Sin embargo, puede darse el caso de que se desee una directividad en varias direcciones, por lo que también existen antenas directivas en más de una dirección.

Existen varias formas de proporcionar direccionalidad a una antena. La forma más conocida es colocando reflectores, generalmente parabólicos, para concentrar la energía de radiación en una sola dirección. Este tipo de antenas con reflectores: parabólicos, hiperbólicos, planos, de esquina, etc. son muy utilizados en varios sistemas de comunicaciones en la actualidad.



Figura 2.28. Antena directiva con reflector parabólico.

Otra forma para alcanzar esta característica de directividad, es mediante la implementación de arreglos de antenas. Un arreglo (*array*) de antenas es una estructura compuesta por un número de elementos radiadores, activos o parásitos, ordenados regularmente y alimentados de forma que se obtenga un diagrama de radiación predefinido.

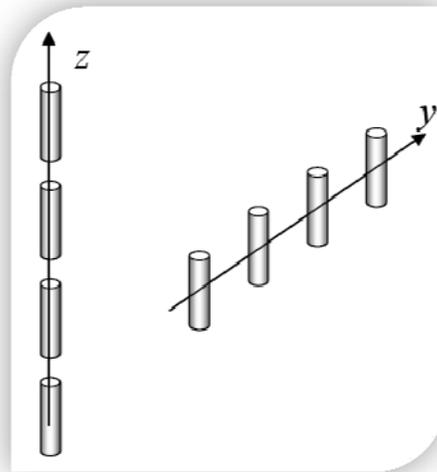


Figura 2.29. Ejemplo de Arreglos de Antenas

### Tipos de Arreglos de Antenas

Existen diversos tipos de arreglos de antenas, como se puede observar en la figura 2.30.

- Los arreglos lineales tienen los elementos dispuestos sobre una línea recta.
- Los arreglos planos son agrupaciones estructuradas en dos dimensiones cuyos elementos se encuentran dispuestos sobre un plano.
- Los arreglos conformados tienen una estructura de elementos ubicados sobre una superficie curva.
- Los arreglos de amplitud uniforme y no uniforme aparecen debido a la ventaja que tienen los arreglos de poder controlar la amplitud de las corrientes que llega a cada elemento, modificando el diagrama de radiación.
- Los arreglos de fase progresiva se usan gracias a la facultad de estas estructuras de controlar la fase de cada elemento, modificando también el diagrama de radiación de la antena.

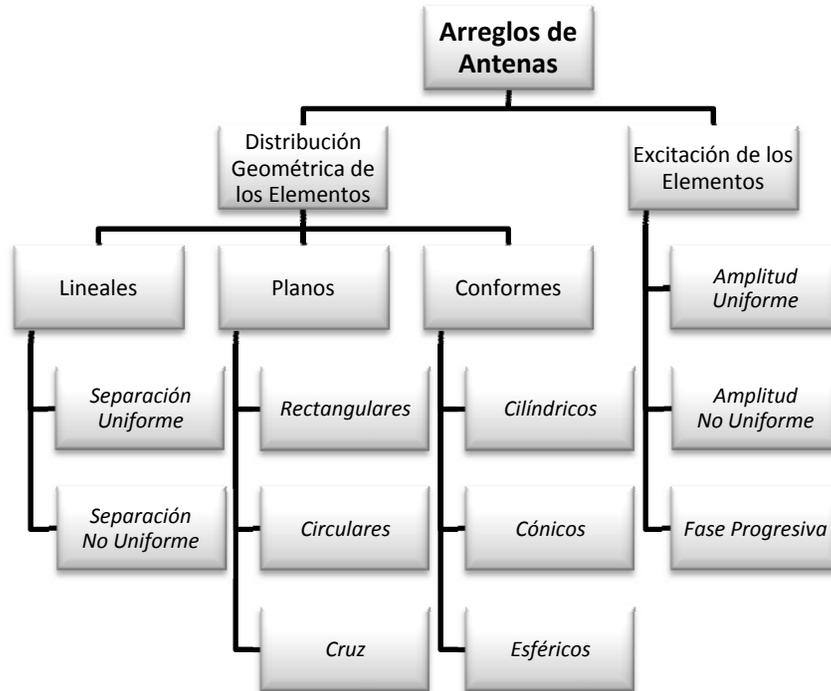


Figura 2.30. Clasificación de los Arreglos de Antenas

Existen también arreglos adaptativos, con los cuales se puede conseguir que los parámetros de la antena dependan de la señal de la misma a través de circuitos asociados a los elementos radiantes de la estructura, es así que nacen las antenas inteligentes. Los sistemas de antenas inteligentes proporcionan oportunidades para incrementar la capacidad del sistema, proporcionando calidad de servicio, control de potencia y mayor duración de las baterías de las unidades portátiles, para el caso de telefonía móvil. Una antena inteligente es la combinación de un arreglo de antenas con una unidad de Procesamiento Digital de Señales (DSP) que optimiza los diagramas de transmisión y recepción dinámicamente en respuesta a una señal de interés en el entorno. Es aquella que, en vez de disponer de un diagrama de radiación fijo, es capaz de generar o seleccionar haces muy directivos enfocados hacia el usuario deseado, e incluso adaptarse a las condiciones radioeléctricas en cada momento.

El hecho de hablar de arreglos de antenas, implica conocer ciertos términos que son necesarios en el diseño e implementación de dichas estructuras. Términos como la relación frente espalda y los lóbulos de radiación

son muy importantes. Sin embargo debemos definir un nuevo término que es básico para el diseño de antenas directivas, el factor del arreglo.

### Factor de Arreglo

El factor de arreglo o *array factor*, es el diagrama de radiación de una agrupación de elementos isotrópicos.

Cuando los diagramas de radiación de cada elemento del arreglo son iguales, y estos elementos están orientados hacia la misma dirección, se puede obtener el diagrama de radiación del arreglo multiplicando el diagrama de radiación del elemento simple por el factor de array.

En muchos sistemas de comunicaciones, existen aplicaciones que son punto a punto, y tener un lóbulo de radiación altamente directivo puede ser muy ventajoso para estas situaciones. Un lóbulo más directivo, implica también, que la antena tenga una alta ganancia, logrando obtener arreglos directivos de más de 15 dB de ganancia con respecto al dipolo resonante.

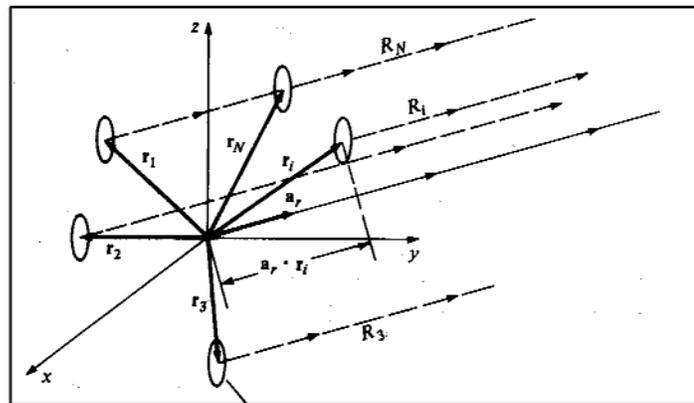


Figura 2.31. Arreglo de  $N$  radiadores de iguales características

El arreglo de la figura 2.31 está formado de  $N$  antenas con iguales características y la misma orientación, tomando en cuenta que su excitación se

basa en corrientes con amplitudes relativas  $C_i$  y fase  $\alpha_i$ , para la  $i$ ésima antena. La posición de la  $i$ ésima antena con respecto al eje de coordenadas se da por el vector  $r_i$ . Entonces, tomando como referencia el campo eléctrico radiado por una de las antenas, localizada en el origen, con un coeficiente de excitación unitario, se tiene que

$$\hat{E}(r) = f(\theta, \varphi) \frac{e^{j\beta_0 r}}{4\pi r}$$

Donde  $f(\theta, \varphi)$  describe el patrón de radiación de una antena del arreglo.

Haciendo varios tipos de consideraciones, y tomando en cuenta el diferente retardo de fase, y la diferente amplitud y fases de excitación, el campo eléctrico que es radiado por todas las antenas del arreglo se expresa de la siguiente forma:

$$\hat{E} = \sum_{i=1}^N C_i e^{j\alpha_i} f(\theta, \varphi) \frac{e^{-j\beta_0(\hat{r} - a_r \cdot \hat{r}_i)}}{4\pi R_i}$$

Para el caso de la amplitud puede aproximarse que  $\frac{1}{r} = \frac{1}{R_i}$ , ya que en punto lejano al arreglo, las distancias son consideradas iguales. Y se obtiene:

$$\hat{E} = f(\theta, \varphi) \frac{e^{j\beta_0 r}}{4\pi r} \sum_{i=1}^N C_i e^{j(\alpha_i + \beta_0 \hat{a}_r \cdot \hat{r}_i)}$$

La aproximación de  $r = R_i$  se toma en cuenta para la magnitud, pero no se debe tomar en cuenta para la fase; aunque  $r$  y  $R_i$  sean distintas por valores muy pequeños, representan fracciones de longitud de onda que ocasionan cambios en fase de  $0^\circ$  a  $360^\circ$ , por lo que el desfase es distinto para cada señal proveniente de cada uno de los elementos del arreglo. Estas diferencias de fase desde las varias antenas del arreglo son de fundamental importancia en el control de los efectos de interferencia que permiten que un haz directivo de radiación sea formado.

## Interferencia entre Ondas

La separación entre los elementos del arreglo juega un factor muy importante en el patrón de radiación de la antena. Más aun, si tomamos en cuenta que la separación de los elementos influye directamente en la magnitud de la corriente aplicada a los mismos y el desfase que existiría entre ellos, como ya se mencionó anteriormente.

Por esta razón, es correcto pensar que dichas variaciones de corriente y de fase producirán cierto tipo de comportamientos entre las ondas. Donde en algunos sectores las ondas esféricas radiadas por los elementos del arreglo se sumarán de forma constructiva, y en otros sectores existirá una cancelación total entre ellas.

Para analizar este efecto, se observara primeramente el comportamiento de un arreglo de dos elementos alimentados con la misma amplitud y la misma fase, que como podremos notar, es el arreglo más simple.

Entonces, si la amplitud de la onda total es proporcional a:

$$\frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2}$$

Para obtener la diferencia entre las rutas que siguen las ondas, asumimos que estamos lo suficientemente lejos de las fuentes y que el primer elemento está centrado en el origen de coordenadas, y obtenemos:

$$R_1 - R_2 = d \cos \theta$$

Después, podremos expresar a la amplitud total de la señal como el producto de una onda esférica por un factor, llamado factor de impedancia:

$$\frac{e^{-jkr}}{4\pi r} (1 + e^{jkd \cos \theta})$$

En base a esto se puede concluir que se produce interferencia constructiva cuando la diferencia de caminos sea igual a un múltiplo entero de la longitud de onda, duplicando la amplitud de la señal.

En cambio, cuando la diferencia de fases sea igual a un múltiplo impar de  $\pi$ , la interferencia será destructiva cancelando la señal.

Por otro lado, analizando la separación entre los elementos, se obtiene los siguientes resultados:

- Si no existe separación,  $d=0$ , no existirá desfase, obteniendo una señal prácticamente isotrópica en todas las direcciones del espacio.

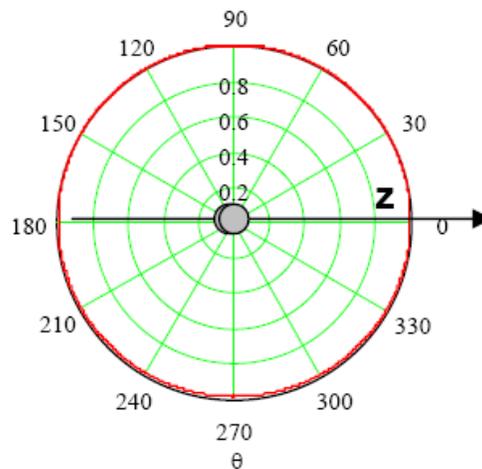


Figura 2.32. Diagrama de Radiación de un Arreglo de dos Elementos sin separación entre ellos.

- Si los elementos tienen una separación  $d = \lambda/2$ , se produce un máximo en la dirección perpendicular al eje que une sus posiciones y se obtiene un nulo de radiación en la dirección de dicho eje.

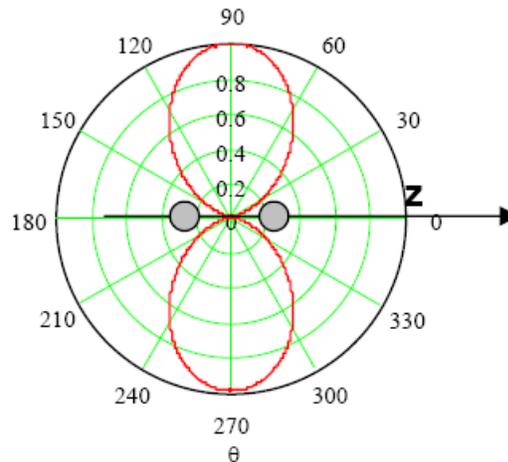


Figura 2.33. Diagrama de Radiación de un Arreglo de dos Elementos separados media longitud de onda.

- Si los elementos tienen una separación,  $d = \lambda$ , se producen máximos de radiación en la dirección del eje y perpendicular a esta, y se produce cancelación para un ángulo de  $60^\circ$  con respecto al eje de la agrupación, donde ambas señales se encuentran en oposición de fase.

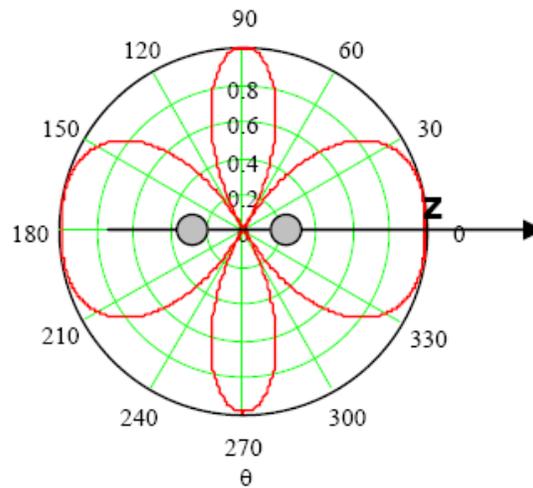


Figura 2.34. Diagrama de Radiación de un Arreglo de dos Elementos separados una longitud de onda.

- Si los elementos tienen una separación  $d = \lambda/4$  y una diferencia de fases de  $-\pi/4$ , las ondas tienen un máximo en la dirección z positivo (eje de la agrupación) y se interfieren destructivamente en la dirección -z.

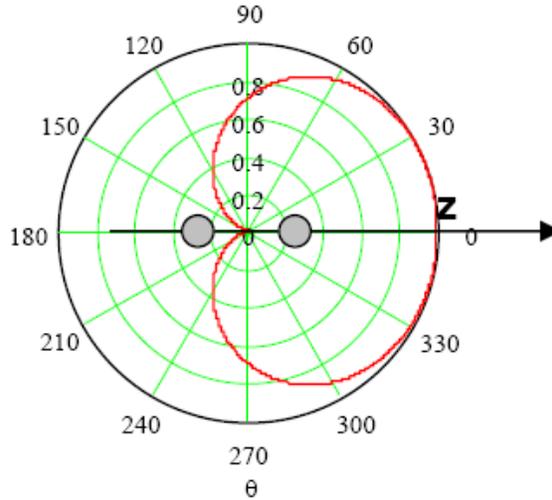


Figura 2.35. Diagrama de Radiación de un Arreglo de dos Elementos separados un cuarto de longitud de onda y con un desfase de  $-\pi/4$ .

Tomando en cuenta lo anterior, el vector de radiación del arreglo es el producto entre el vector de radiación del elemento simple y el factor del arreglo. Dicho teorema es denominado *Principio de Multiplicación de Patrones*.

### Principio de Multiplicación de Patrones

Si se examina la expresión:

$$\hat{E} = f(\theta, \varphi) \frac{e^{j\beta_0 r}}{4\pi r} \sum_{i=1}^N C_i e^{j(\alpha_i + \beta_0 \hat{a}_r \cdot \hat{r}_i)}$$

Se Puede observar que el campo de radiación desde la antena de referencia es multiplicado por un factor  $F(\theta, \phi)$ , que depende del arreglo, y se denomina *factor del arreglo* del cual se habló anteriormente, y está dado por

$$F(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^N C_i e^{j(\alpha_i + \beta_0 \hat{a}_r \cdot \hat{r}_i)}$$

Por lo tanto se puede expresar el campo eléctrico de la siguiente forma:

$$\hat{E} = \frac{e^{j\beta_0 r}}{4\pi r} f(\theta, \varphi) F(\theta, \varphi)$$

Sin embargo, el patrón de radiación ( $S_{av}$ ), y la ganancia directiva son directamente proporcionales al cuadrado del factor que es función de  $\theta$  y  $\phi$ . Por lo que se obtiene:

$$S_{AV} = \alpha f(\theta, \phi)^2 F(\theta, \phi)^2$$

$$D(\theta, \phi) = \alpha f(\theta, \phi)^2 F(\theta, \phi)^2$$

Esta relación enuncia que: *el patrón de radiación de un arreglo es el producto de la función patrón de una antena individual con la función patrón del arreglo*. Donde la función patrón del arreglo, depende de la localización de cada antena en el arreglo y de las amplitudes relativamente complejas de la alimentación.

Este principio de multiplicación de patrones, asume que todas las antenas del arreglo tienen el mismo patrón de radiación, aunque no necesariamente es verdadero; como podremos notar, las antenas de los extremos no son perturbadas por la misma magnitud de corriente que las más cercanas al origen, sin embargo, la modificación en el patrón de radiación de las antenas es mínima, por lo que es despreciada. El comportamiento general de los arreglos, puede ser establecido con buena precisión asumiendo que el principio de multiplicación de patrones es válido.

En el análisis de arreglos directivos de antenas, la atención se enfoca principalmente en el factor del arreglo, ya que en un arreglo con alta directividad, las antenas individuales generalmente tienen un patrón muy abierto y la mayor contribución a la directividad la da el mismo factor del arreglo.

Para tener una mejor idea de la influencia de los factores anteriores en el patrón de radiación de un arreglo de antenas, observemos la figura 2.36, donde encontramos diferencias notorias entre cada uno de los diagramas

tridimensionales de un arreglo de dos radiadores isotrópicos de la misma amplitud, en función de la separación entre ellos y de sus desfases:

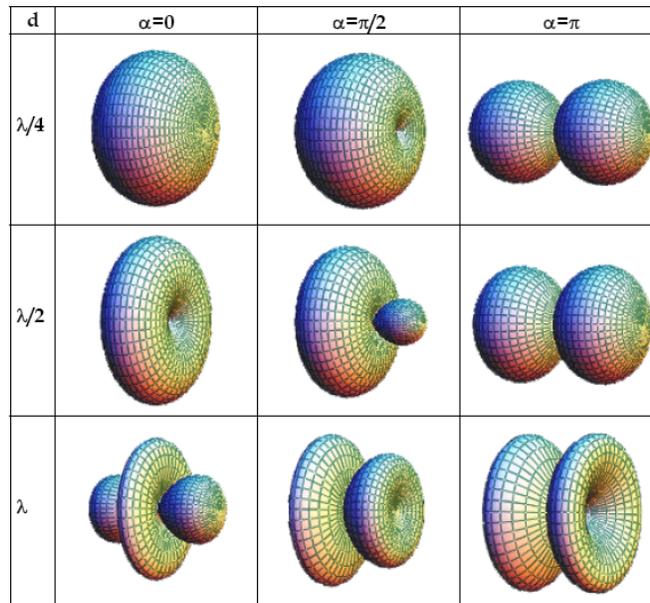


Figura 2.36. Comparación entre diagramas tridimensionales de un arreglo de dos elementos con distinta separación y desfase.

### Arreglos Lineales

Un arreglo lineal, es un conjunto de  $N+1$  antenas cuya configuración está dispuesta a lo largo de un eje longitudinal, sea el caso del eje  $X$  como se muestra en la figura 2.37, en el que por motivos de análisis se asumen dipolos de longitud resonante con una separación  $d$  entre ellos, y que se encuentran excitados con una corriente de amplitud constante  $C_i = I_0$ , y con un cambio progresivo de fase  $\alpha d$  de elemento a elemento, por lo que  $\alpha_i = i\alpha d$ .

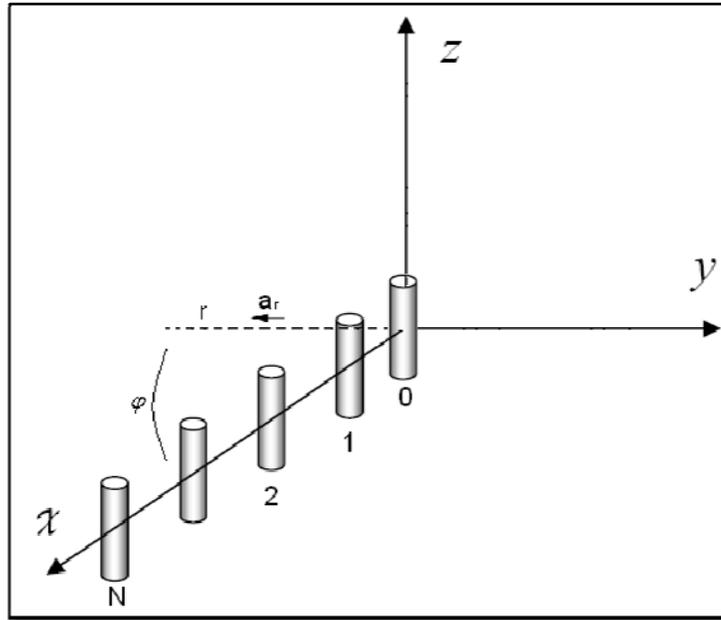


Figura 2.37. Arreglo lineal en el eje X

El campo eléctrico total, en zonas apartadas, que irradia el arreglo está dado por:

$$\hat{E} = \frac{e^{j\beta_0 r}}{4\pi r} f(\theta, \varphi) F(\theta, \varphi)$$

Donde el factor del arreglo  $F(\theta, \varphi)$  es el siguiente:

$$F(\theta, \varphi) = \sum_{i=0}^N C_i e^{j(\alpha_i + \beta_0 \hat{a}_r \cdot \hat{r}_i)} = I_0 \sum_{i=0}^N e^{j i a d + j \beta_0 i a d \cos \phi}$$

$\Phi$  es el ángulo entre el vector unitario  $\hat{a}_r$  y el vector posición del  $i$ ésimo radiador  $\hat{r}_i$ , donde:

$$\hat{r}_i = i d \hat{i}$$

$$\hat{a}_r = \sin \theta \cos \varphi \hat{i} + \sin \theta \sin \varphi \hat{j} + \cos \theta \hat{k}$$

y se obtiene que:

$$\hat{a}_r \cdot \hat{r}_i = id \cos \phi = id \sin \theta \cos \varphi$$

Así, se obtiene que el factor del arreglo es:

$$F(\theta, \varphi) = I_o \sum_{i=0}^N e^{j i \alpha d + j \beta_o i \alpha d \sin \theta \cos \varphi}$$

Ahora, si se expresa al factor del arreglo como una progresión geométrica de la forma:

$$\sum_0^N W^n = \frac{1 - W^{N+1}}{1 - W}$$

y realizando el respectivo proceso matemático, se reduce el factor del arreglo a:

$$F(\theta, \varphi) = I_o \frac{\sin\left(\frac{N+1}{2}(\alpha d + \beta_o d \sin \theta \cos \varphi)\right)}{\sin\left(\frac{\alpha d + \beta_o d \sin \theta \cos \varphi}{2}\right)} e^{j \frac{N}{2}(\alpha d + \beta_o d \sin \theta \cos \varphi)}$$

La expresión anterior, es la expresión completa del factor del arreglo  $F(\theta, \varphi)$ , y es de la forma:

$$F(\theta, \varphi) = A e^{\alpha}$$

Donde  $A$  corresponde a la magnitud del factor y  $e^{\alpha}$  corresponde a la fase.

Sin embargo, la contribución del factor del arreglo al patrón de radiación y a la directividad, es exclusivamente del módulo del mismo, por lo que el estudio de arreglos enfoca el análisis del módulo del arreglo, en nuestro caso  $A$ . Esto es:

$$|F(\theta, \varphi)| = I_o \left| \frac{\sin\left(\frac{N+1}{2}(\alpha d + \beta_0 d \sin \theta \cos \varphi)\right)}{\sin\left(\frac{\alpha d + \beta_0 d \sin \theta \cos \varphi}{2}\right)} \right|$$

Para simplificar el análisis de la expresión anterior, se introduce la variable “ $u$ ” y la constante “ $u_0$ ”:

$$u = \beta_0 d \cos \phi, \text{ donde } \cos \phi = \sin \theta \cos \varphi$$

$$u_0 = \alpha d$$

De donde se expresa a  $F(\theta, \varphi)$  como  $F(u)$ , y se define de la siguiente forma:

$$|F(u)| = I_o \left| \frac{\sin\left[\frac{N+1}{2}(u_0 + u)\right]}{\sin\left(\frac{u_0 + u}{2}\right)} \right|$$

La función anterior tiene un comportamiento muy similar a la función  $\frac{\sin u}{u}$ , con la diferencia de que es periódica, como se puede visualizar en la figura 2.38.

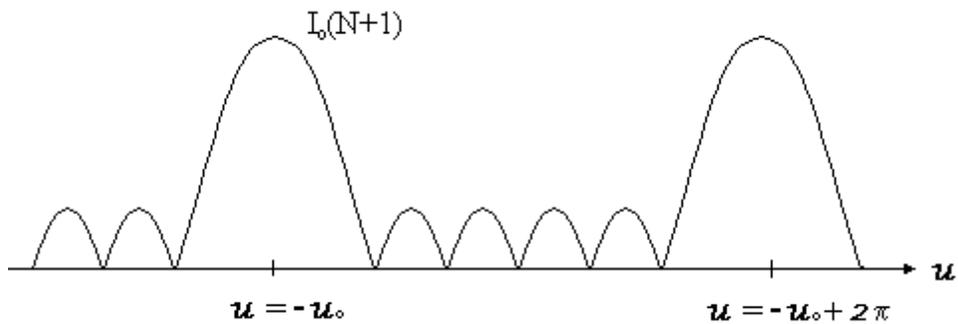


Figura 2.38. Factor del arreglo  $F(u)$

Puede observarse que la función consta de lóbulos principales; y lóbulos laterales o secundarios que son mucho más pequeños (apenas el 21% de la amplitud del lóbulo principal, por lo que generalmente se desprecian), los cuales existen en un número de  $N-1$  entre cada dos lóbulos principales.

El máximo de  $F(u)$  en el lóbulo principal ocurre cuando:

$$u = -u_o$$

y cuando:

$$\frac{u + u_o}{2} = m\pi ,$$

Siendo  $m$  un entero, y toma un valor  $|F(u)|_{\max} = I_o(N+1)$  que corresponde a una adición en fase de los campos radiados desde todos los  $N+1$  dipolos. El patrón del arreglo se repite cada  $2\pi$  unidades a lo largo del eje  $u$  como se observa en la figura 2.38.

Es importante mencionar que, en la práctica es conveniente tener un solo lóbulo principal en el espacio físico real o “región visible” (Figura 2.39). Esta región oscila entre  $-\beta_o d \leq u \leq \beta_o d$ , que corresponde a un valor de  $\pm 2\pi d / \lambda_o$  a cada lado de  $u = 0$ . Razón por la cual es importante escoger un valor adecuado de la distancia de espaciamiento  $d$  que sea la correcta para este propósito.

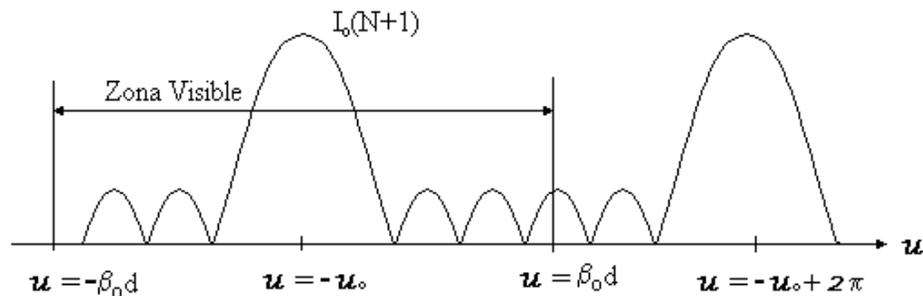


Figura 2.39. Región visible del factor del arreglo

Dentro de los arreglos uniformes en una dimensión, es importante mencionar a los arreglos: *broadside array* (de radiación lateral) y *end-fire array* (de radiación longitudinal).

### Arreglo de Radiación Lateral (*Broadside Array*)

En este tipo de arreglos, el máximo se encuentra en la dirección perpendicular a la agrupación, si se fija que la fase progresiva sea  $\alpha = 0$ , luego  $u_o = 0$  y el lóbulo principal toma lugar en  $u = 0$ , por lo que la radiación máxima ocurre lateralmente al eje del arreglo.

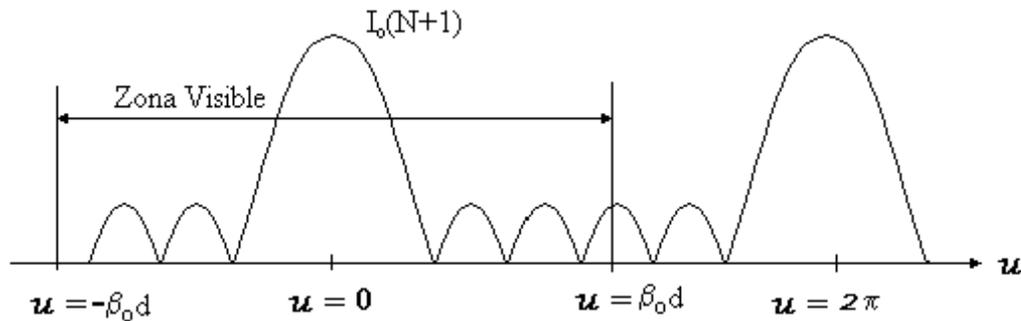


Figura 2.40. Arreglo de radiación lateral (Factor del arreglo)

Normalmente interesa el ancho angular entre el máximo de radiación y los ceros de este, ya que es una medición de la concentración que logra determinado haz. Los ceros ocurrirán cuando el argumento de la función seno del numerador de  $|F(u)|$ , sea igual a  $\pm\pi$ :

$$\left(\frac{N+1}{2}\right)\beta_o d \cos \phi = \pm\pi$$

$$\cos \phi = \frac{\pm 2\pi}{(N+1)\beta_o d} = \frac{\pm \lambda_o}{(N+1)d}$$

Entonces, si en la expresión anterior, N es muy grande consecuentemente  $\cos\phi$  es pequeño, derivando en que  $\phi$  se acerca a  $\lambda/2$ :

$$\cos\left(\frac{\pi}{2} \pm \Delta\phi\right) = \frac{\pm 2\pi}{(N+1)\beta_o d} = \sin(\pm\Delta\phi)$$

$$\frac{\pm 2\pi}{(N+1)\beta_o d} = \pm \sin \Delta\phi$$

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{(N+1)\beta_o d} = \frac{2\pi}{(N+1)\frac{2\pi}{\lambda_o} d} = \frac{\lambda_o}{(N+1)d}$$

El ancho del haz (BW: beam wide) es por lo tanto:

$$BW = 2\Delta\phi = \frac{2\lambda_o}{(N+1)d}$$

$$BW = \frac{2\lambda_o}{L}$$

Siendo  $L = (N+1)d$  aproximadamente la longitud del arreglo.

La amplitud del factor del arreglo como un patrón se muestra en la figura 2.41 (a) como función de  $\theta$  y  $\phi$  (máximo para  $\phi = \pi/2$  e independiente de  $\theta$ ).

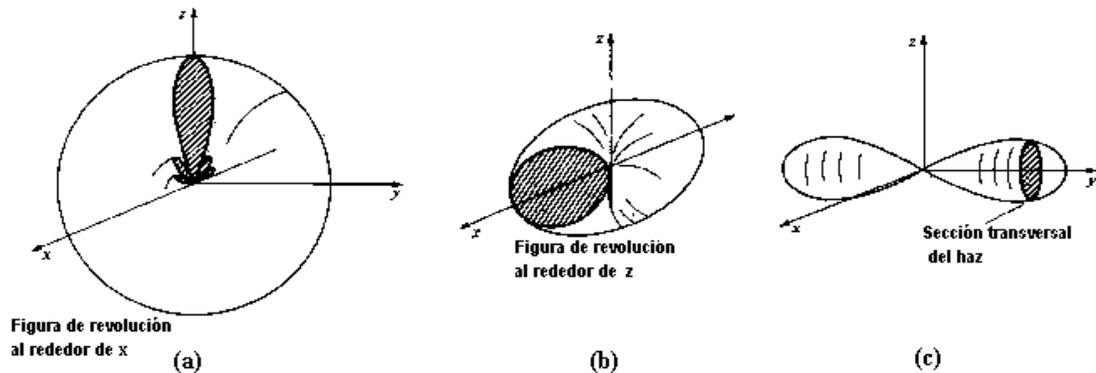


Figura 2.41. Patrón de radiación (a) Patrón de radiación del factor del arreglo; (b) Patrón de radiación del dipolo de  $\lambda/2$ ; (c) Patrón de radiación total del arreglo.

Para citar un ejemplo gráfico, y sabiendo que el patrón de radiación total del arreglo es el producto del factor del arreglo (Figura 2.41 (a)) por el patrón del elemento simple, en este caso, dipolo de media onda (Figura 2.41 (b)), se obtiene el patrón de la figura 2.41 (c).

Nótese que los ceros a lo largo del eje  $z$ , del patrón del dipolo produce dos lóbulos orientados a lo largo del eje  $\pm y$ , juntamente con los lóbulos menores y lóbulos laterales.

Es generalmente difícil calcular el valor absoluto de la directividad para un arreglo, especialmente por la dificultad que el patrón del arreglo ocasiona en la evaluación de la potencia total radiada.

Sin embargo, existen muy buenas aproximaciones del valor de la Directividad para la frecuencia de resonancia; como se puede observar en la ecuación 2.2:

$$D \cong 2 \cdot N \cdot \left( \frac{d}{\lambda} \right) \quad \text{ECUACIÓN 2. 2}$$

Donde:  $N$  es el número de elementos del arreglo

$d$  es la distancia entre elementos radiantes

$\lambda$  es la longitud de onda de resonancia

### **Arreglo de Radiación Longitudinal (*Endfire Array*)**

Para este tipo de arreglos se toma en cuenta que  $u_0 = -\beta_0 d$ , por lo que un lóbulo máximo ocurre cuando:

$$u = -u_0 = \beta_0 d = \beta_0 d \cos \phi$$

Lo que implica que  $\phi = 0$ , y significa que el haz está a lo largo del eje del arreglo. El cambio de fase progresivo  $ad$  a lo largo del arreglo es  $-\beta_0 d$ , y es

una cantidad que mantiene en cero el avance de propagación de fase de elemento a elemento en la dirección X.

En el factor del arreglo y patrón resultante del arreglo que se muestran en la figura 2.42, puede observarse que se requiere un espaciamiento  $d < \lambda_0 / 2$  para evitar tener un segundo lóbulo principal dentro de la zona visible. El patrón del arreglo es nuevamente una figura de revolución alrededor del eje del arreglo.

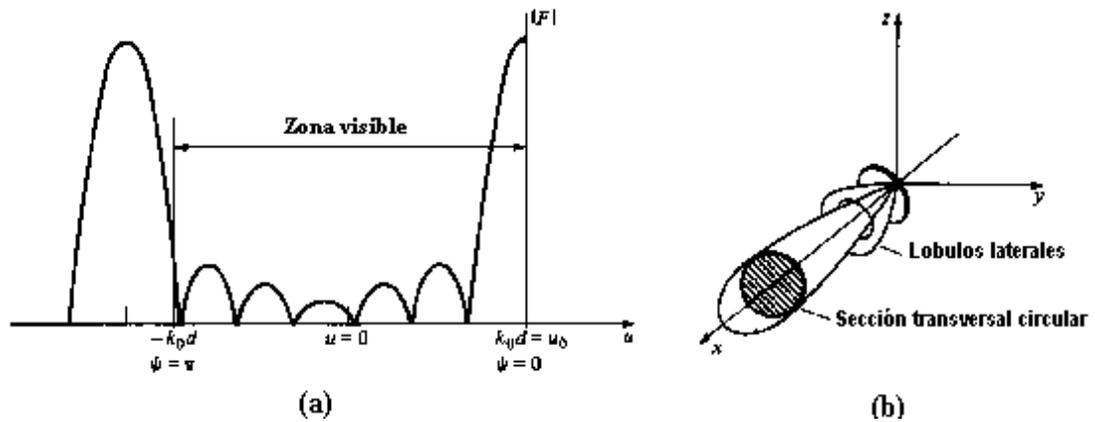


Figura 2.42. Arreglo de radiación longitudinal

Para este tipo de arreglo, el factor del arreglo estará dado por

$$|F(\theta, \phi)| = I_o \left| \frac{\sin\left(\frac{N+1}{2} \beta_o d (\cos \phi - 1)\right)}{\sin\left(\frac{\beta_o d (\cos \phi - 1)}{2}\right)} \right|$$

Los ceros del lóbulo principal aparecerán cuando el argumento de la función seno del numerador sea  $\pm \pi$ , esto es

$$\frac{N+1}{2} \beta_o d \cos(\Delta\phi - 1) = \pm \pi$$

$$\cos(\Delta\phi - 1) = \frac{\pm 2\pi}{(N+1)\beta_o d} + 1$$

En la expresión anterior, si  $N$  es grande, consecuentemente  $\Delta\phi$  es pequeño, razón por la cual dicha función se aproxima por los dos primeros términos de su serie infinita de la forma:

$$\cos(\Delta\phi - 1) \cong 1 - \frac{(\Delta\phi)^2}{2}$$

Y despejando se obtiene que:

$$\Delta\phi = \left( \frac{2\lambda_o}{(N+1)d} \right)^{\frac{1}{2}}$$

Entonces, el ancho angular del haz se determina así:

$$BW = 2\Delta\phi = 2 \left( \frac{2\lambda_o}{(N+1)d} \right)^{\frac{1}{2}} = 2\sqrt{2} \left( \frac{\lambda_o}{L} \right)^{\frac{1}{2}}$$

A diferencia del arreglo de radiación lateral, el ancho del haz está limitado en dos planos, siendo así compensado por la limitación en los planos E y H.

Para este arreglo, la directividad también puede ser estimada como en el caso anterior, esto es, la relación del ángulo sólido total ocupado por la esfera, para el ángulo sólido ocupado por el haz.

El ancho angular de media potencia, que para este arreglo, es el mismo en el plano vertical y en el plano horizontal, y se determina como:

$$\Delta\phi_{\frac{1}{2}} = 1,63 \left( \frac{\lambda_o}{(N+1)\pi d} \right)^{\frac{1}{2}}$$

El patrón de radiación en este tipo de arreglo es simétrico en los planos E y h, y puede determinarse mediante la integración del diferencial de ángulo sólido entre cero y  $\Delta\phi_{\frac{1}{2}}$ :

$$\Omega_B = \int_0^{2\pi} \int_0^{\Delta\phi} \sin\theta \, d\theta \, d\phi = 2\pi (\cos\Delta\phi_{\frac{1}{2}} - 1) \cong \pi (\Delta\phi_{\frac{1}{2}})^2$$

$$\Omega_B = \pi (1,63)^2 \left( \frac{\lambda_o}{(N+1)\pi d} \right)$$

De esta manera, podemos obtener una aproximación muy buena de la directividad respecto de los valores exactos que se calculan con integración numérica:

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_B} = \frac{4\pi(N+1)\pi d}{\pi(1,63)^2 \lambda_o}$$

$$D = 4,73 \frac{(N+1)d}{\lambda_o} \quad \text{Ecuación 2. 3}$$

### Arreglos Superdirectivos

Existen algunas formas para conseguir que los arreglos directivos tengan características superdirectivas, una de ellas es aplicando un retardo de fase progresivo conocido como condición de Hansen-Woodward, a lo largo del arreglo y sin cambiar las dimensiones del mismo.

$$\alpha d = u_0 = -\beta_0 d - \frac{\pi}{N}$$

Dicha aplicación sitúa al máximo en:

$$u = -u_0 = \beta_0 d + \frac{\pi}{N}$$

$$\beta_0 \cos\theta = +\beta_0 d + \frac{\pi}{N}$$

Lo que requiere que  $\cos\phi > 1$  . Como se observa en la figura 2.43.

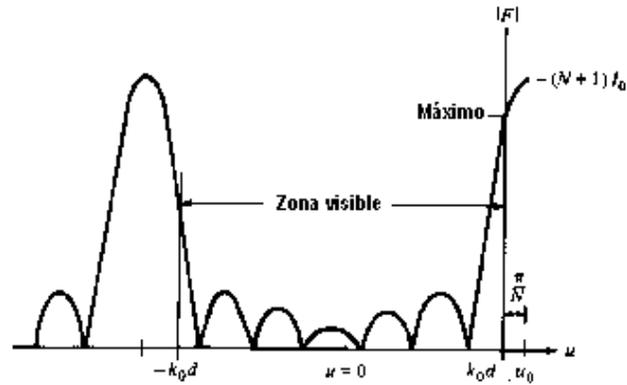


Figura 2.43. Arreglo Superdirectivo

### Arreglos Planos

Los elementos radiantes pueden ser situados linealmente, como se ha podido estudiar anteriormente, sin embargo, los arreglos también tienen elementos ubicados en los puntos de una rejilla rectangular formando así un Arreglo Plano o Bidimensional.

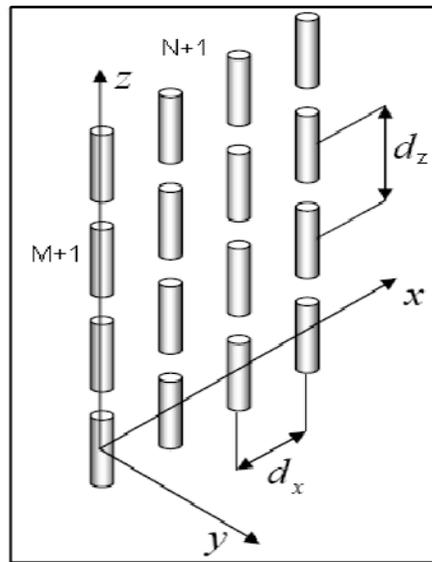


Figura 2.44. Arreglo en dos dimensiones

La figura 2.44 muestra un arreglo plano compuesto de dipolos de media onda, y consiste de  $N+1$  dipolos a lo largo del eje  $X$  y  $M+1$  dipolos a lo largo del eje  $Z$ , lo que nos da un total de  $(N+1)(M+1)$  dipolos. Estos dipolos tienen

idealmente la misma amplitud de excitación y un cambio de fase progresivo en ambos ejes, donde obtenemos que la fase de la corriente en el  $MN$ -avo elemento es  $e^{jn\alpha_x d + jm\alpha_z d}$ .

El arreglo plano, generalmente se describe como un arreglo de arreglos, es decir, un arreglo de  $M+1$  arreglos lineales compuestos por  $N+1$  elementos radiantes. Entonces, se entiende que para encontrar el factor del arreglo se puede aplicar el *principio de multiplicación de patrones*, con el factor del arreglo de las  $M+1$  antenas a lo largo del eje  $z$  con el factor del arreglo de las  $N+1$  antenas a lo largo del eje  $x$ :

$$|F(\theta, \phi)| = I_o \left| \frac{\sin\left(\frac{N+1}{2}(\alpha_x d + \beta_0 d \sin\theta \cos\phi)\right)}{\sin\left(\frac{\alpha_x d + \beta_0 d \sin\theta \cos\phi}{2}\right)} \right| \times \left| \frac{\sin\left(\frac{M+1}{2}(\alpha_z d + \beta_0 d \cos\theta)\right)}{\sin\left(\frac{\alpha_z d + \beta_0 d \cos\theta}{2}\right)} \right|$$

Donde se definen variables y constantes de la siguiente manera:

$$\hat{a}_r \cdot \hat{a}_x = \beta_0 d \sin\theta \cos\phi$$

$$\hat{a}_r \cdot \hat{a}_z = \beta_0 d \cos\theta$$

$$u = \beta_0 d \sin\theta \cos\phi \qquad u_o = \alpha_x d$$

$$v = \beta_0 d \cos\theta \qquad v_o = \alpha_z d$$

Obteniéndose:

$$|F(u, v)| = I_o \left| \frac{\sin\left(\frac{N+1}{2}(u_o + u)\right)}{\sin\left(\frac{u_o + u}{2}\right)} \right| \times \left| \frac{\sin\left(\frac{M+1}{2}(v_o + v)\right)}{\sin\left(\frac{v_o + v}{2}\right)} \right|$$

El máximo principal ocurre cuando  $u = -u_o$ ,  $v = -v_o$ , lo que define la dirección del lóbulo principal en el espacio, si  $\alpha_x = \alpha_z = 0$  la dirección del lóbulo

es perpendicular al plano del arreglo, en este caso a lo largo del eje Y. Sin embargo, se pueden modificar los valores de  $\alpha_x$  y  $\alpha_z$  para orientar el lóbulo hacia una dirección deseada; este tipo de antenas son conocidas como arreglos de fase cambiante.

El ancho angular del lóbulo en los planos "XY" y "YZ" se obtiene cuando el argumento de las funciones del numerador de los factores parciales es:

$$\frac{N+1}{2}u = \pm\pi \qquad \frac{M+1}{2}v = \pm\pi$$

Y análogo a los arreglos lineales, el ancho angular en cada plano es:

$$BW_{xy} = \frac{2\lambda_o}{(N+1)d}$$

$$BW_{yz} = \frac{2\lambda_o}{(M+1)d}$$

Los anchos angulares de media potencia están dados por las expresiones:

$$(BW_{\frac{1}{2}})_{xy} = \frac{2,65\lambda_o}{(N+1)\pi d}$$

$$(BW_{\frac{1}{2}})_{yz} = \frac{2,65\lambda_o}{(M+1)\pi d}$$

Con lo que, obtenemos una aproximación de la directividad dada por:

$$D = \frac{4\pi}{2(BW_{\frac{1}{2}})_{xy}(BW_{\frac{1}{2}})_{yz}} = \frac{8,83(N+1)(M+1)d^2}{\lambda_o^2}$$

$$D = 8,83 \frac{A}{\lambda_o^2}$$

Donde se ha reemplazado  $(N+1)(M+1)d^2$  es el área  $A$  ocupada por el arreglo.

Sin embargo, y tomando en cuenta que un arreglo espacial es también visto como  $M$  arreglos lineales de  $N$  elementos, se puede aproximar la directividad del arreglo espacial como:

$$D = \pi \cdot D_x \cdot D_y \quad \text{ECUACIÓN 2.4}$$

Donde  $D_x$  y  $D_y$  son las directividades de cada arreglo lineal en las dimensiones  $X$  y  $Y$ . Esta aproximación es la mayoría de veces, en arreglos *broadside*, muy acertada, y suele ser utilizada en los procesos de diseño.

## 2.5. GENERALIDADES ANTENAS MICROLÍNEA

### 2.5.1 Las antenas de Microlínea

Se han revisado los parámetros y teoría general que se deben tomar en cuenta cuando se analiza y estudia cualquier tipo de antenas incluida la de microlínea, motivo del presente proyecto de grado, sin embargo es extremadamente importante el conocer lo que es una antena de microlínea, de que está conformada, cuales son los parámetros específicos en los que deberá centrarse el diseño, la propagación, y la configuración del parche y de las línea de transmisión, la ubicación de los mismos; es decir se deberán conocer los aspectos generales que encierra la tecnología de microlínea, lo que la han consolidado como alternativa viable como elemento de telecomunicación.

### Constitución de la antena de Microlínea

Las antenas de microlínea basan su construcción en las técnicas de circuitos impresos, la placa de la antena está formada por un *strip* de metal o parche de emisión que reposa sobre una base de material con constante

dieléctrica alta conocida como sustrato y en la parte posterior está el plano de tierra que tiene la característica de ser del mismo material del que está compuesto el *microstrip line*.

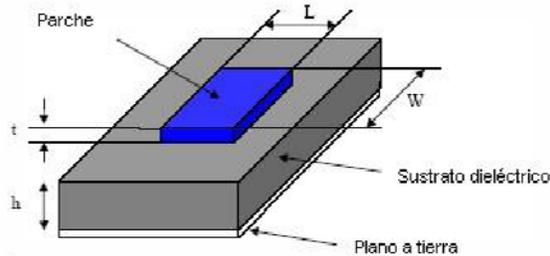


Figura 2.45. Partes de la antena de microlínea

Para el diseño de la antena se deben considerar las proporciones de las partes del elemento, especialmente el ancho del *strip* que desde este momento se denota como ( $W$ ), el largo del *strip* ( $L$ ), el espesor del *strip* ( $t$ ), el espesor del dieléctrico que denominado ( $h$ ), y factores importantes como la constante dieléctrica del sustrato ( $\epsilon_r$ ). Revisar la figura 2.45.

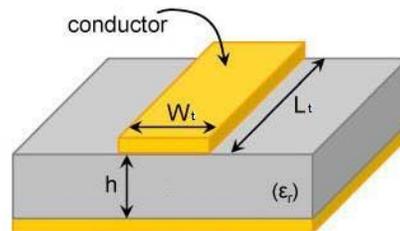


Figura 2.46. Partes de la línea de alimentación Microstrip

Y en el caso de las líneas de alimentación Microstrip, será necesario tomar en cuenta los mismos parámetros del material, su longitud ( $L_t$ ), su impedancia ( $Z_t$ ) y en base a esta, su ancho ( $W_t$ ), como se muestra en la Figura 2.46.

### Radiación de campos en las antenas de microlínea

En las antenas de microlínea se presenta una particularidad en lo que a distribución de campos se refiere, los campos se propagan en el modo TEM

(*transverse electromagnetic*), pero no puede ser considerado completamente en este tipo de patrón por que los campos electromagnéticos no están completamente contenidos en el sustrato, sino que también pasan al aire, haciendo que la velocidad de fase varíe.

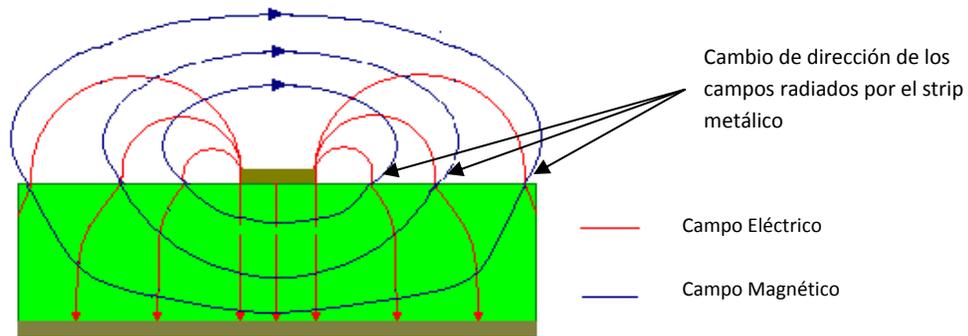


Figura 2.47. Distribución de campos

El campo eléctrico generado está formado por una componente normal y una tangencial, al momento de llegar al borde de la interfaz entre el aire y el sustrato la componente normal es afectada por la condiciones de borde, mientras que la componente tangencial se mantiene paralela a la interfaz. Este cambio del campo eléctrico origina una modificación en el campo magnético, pues como sabemos ambos se encuentran relacionados en base a la segunda ecuación de Maxwell:  $-E = dB/dt$

### 2.5.2 Tipos de antenas de microlínea (Elementos Radiantes)

Dentro del estudio de antenas de microlínea encontramos que existe gran variedad de formas y tipos de antenas, dividiéndose principalmente en dos grandes grupos: Las antenas de microlínea planas o planares y las antenas de microlínea no planares.

Tomando en cuenta que el diseño se basa en una antena plana podemos distinguir tres subgrupos importantes:

- Antenas de microlínea de parche o *patch*
- Antenas de microlínea de onda viajera
- Antenas de microlínea de ranura o *slot*

A continuación se verá una descripción general de cada una de las antenas planares mencionadas.

### **Antenas *Patch***

Hablar de este tipo de antenas es básicamente describir la forma básica de una antena microlínea, en donde un parche metálico normalmente de oro o cobre y con cualquier forma geométrica, sea esta regular o irregular, es colocado sobre un sustrato dieléctrico que a su vez reposa sobre una base metálica o plano de tierra. De todas las figuras utilizadas para la realización de este tipo de antenas las formas más usadas son los parches rectangulares circulares y en anillo. Las principales características de este tipo de antenas es que brindan una ganancia entre 5 a 7 dB y la apertura del haz de radiación compromete un ángulo entre los 70° a 90°; la principal desventaja es que el tamaño del sustrato es considerablemente grande respecto a otros tipos de antenas de la misma tecnología.

Una derivación de este tipo de antenas es la antena de microlínea dipolo en cuyo parche se hace notoria la diferencia de dimensiones entre el largo y el ancho, generalmente las medidas del ancho ( $w$ ) del parche ya que el dipolo *microstrip* tiene una dimensión aproximada a  $0.5\lambda_0$ , esto radica en cambios de tamaño de la antena, mucho más pequeños, lo que implica que se pueda trabajar con altas frecuencias donde si el sustrato es lo suficientemente denso, eléctricamente, hay una mejoría muy notoria en el aumento de ancho de banda.

A continuación se muestran algunos tipos de parche utilizados para la elaboración de antenas de microlínea.

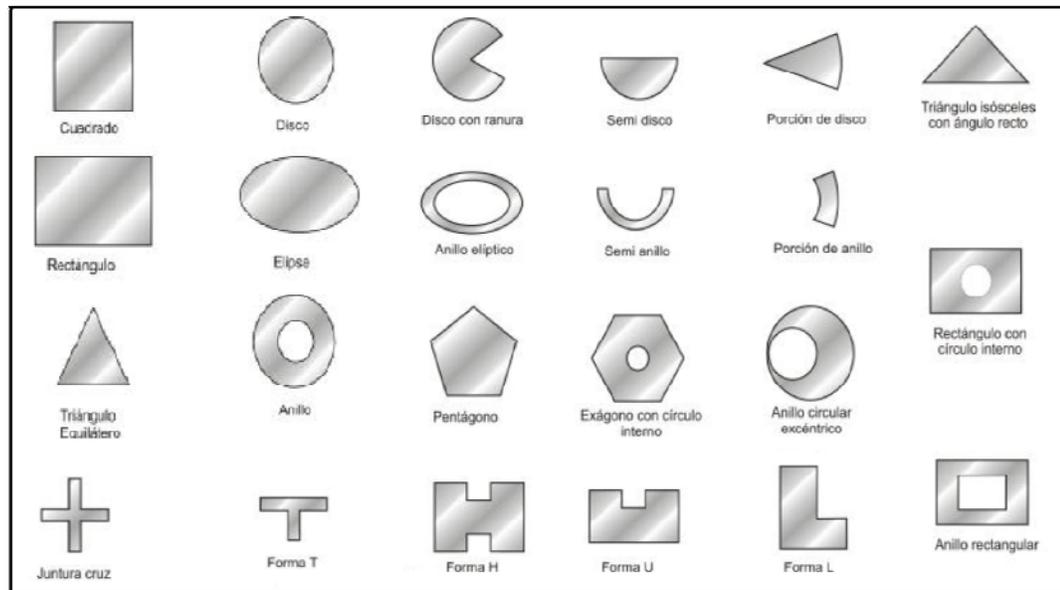


Figura 2.48. Tipos de Parches para antena de microlínea

Generalmente, los tipos de antenas patch más utilizadas con las cuadradas o rectangulares y las circulares. Pero se pondrá énfasis en las antenas patch o parches rectangulares.

### Antenas Patch Rectangulares

El parche (antena patch) rectangular, es el tipo de elemento radiante de microlínea más usado para la implementación. Es el más simple de analizar utilizando cualquier método, y los cálculos de sus dimensiones son muy sencillos.

Sin embargo, es muy importante mencionar que, debido a las longitudes finitas de las dimensiones de los parches, existe un efecto que debe ser tomado en cuenta en el cálculo de las mismas. El efecto denominado *fringing* (borde), implica que los campos radiados a los

bordes del parche experimentan un comportamiento distinto al esperado, causando que el parche no resuene a la frecuencia deseada.

Por este motivo, el ancho y longitud de los parches deben ser calculados de manera efectiva, tomando en cuenta que las dimensiones **reales** del parche se ven afectadas por un factor de compensación que depende de varios factores.

El ancho del parche viene dado por:

$$W_e = \frac{c}{2f} \sqrt{\frac{2}{E_r + 1}} \quad \text{ECUACIÓN 2. 5}$$

Donde:  $c$  es la velocidad de la luz en el espacio

$f$  es la frecuencia de resonancia

$E_r$  es la constante dieléctrica del sustrato

El factor de compensación del ancho del parche se determina así:

$$\Delta W = h \cdot \frac{\ln(4)}{\pi} \quad \text{ECUACIÓN 2. 6}$$

Donde:  $h$  es el grosor del sustrato

Entonces, el ancho real del parche se obtiene de la siguiente forma:

$$W = W_e - 2\Delta W \quad \text{ECUACIÓN 2. 7}$$

De manera análoga, la longitud del parche se calcula mediante la siguiente ecuación:

$$L_e = \frac{c}{2f\sqrt{E_{eff}}} \quad \text{ECUACIÓN 2. 8}$$

Donde:  $c$  es la velocidad de la luz en el espacio  
 $f$  es la frecuencia de resonancia  
 $E_{eff}$  es la constante dieléctrica efectiva del sustrato

El concepto de constante dieléctrica efectiva se utiliza para obtener una mejor aproximación de la constante dieléctrica del sustrato no solo en función del material que lo compone, sino también del grosor y de la frecuencia de trabajo, para un elemento de microlínea con un ancho determinado, ya sea línea de transmisión o elemento radiante. Es decir, es un valor de constante dieléctrica que se aproxima mucho más al valor de aplicación, dependiendo del tipo de elemento en análisis (ancho) y de otros factores como frecuencia de resonancia y ancho del material.

Para el cálculo de la longitud del parche, en este caso, la constante dieléctrica efectiva se obtiene así:

$$E_{eff} = \frac{E_r + 1}{2} + \frac{E_r - 1}{2\sqrt{1 + 12 \cdot \frac{h}{W}}} \quad \text{ECUACIÓN 2. 9}$$

Donde:  $h$  es el grosor del sustrato  
 $W$  es el ancho real del elemento (parche)  
 $E_r$  es la constante dieléctrica del material

El factor de compensación para la obtención de la longitud efectiva del parche es:

$$\Delta L = 0.412 \cdot h \cdot \frac{(E_{eff} + 0.3) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(E_{eff} - 0.258) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad \text{ECUACIÓN 2. 10}$$

Por consiguiente, la longitud real del parche es:

$$L = L_e - 2\Delta L \quad \text{Ecuación 2. 11}$$

Para procesos de diseño, es indispensable conocer el valor de la impedancia del parche, y sobre todo el valor real de la misma, es decir la resistencia de entrada del parche. El cálculo se realiza de la siguiente manera:

$$R_{in} = \frac{1}{2G_{in}} \quad \text{ECUACIÓN 2. 12}$$

Donde:  $G_{in}$  es la conductancia de entrada del parche

Para obtener  $G_{in}$  se procede a resolver la siguiente ecuación:

$$G_{in} = \frac{I_1}{120\pi^2} \quad \text{Ecuación 2. 13}$$

Siendo  $I_1$ :

$$I_1 = \int_0^\pi \left[ \frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta \quad \text{ECUACIÓN 2. 14}$$

Donde:  $k_0$  es una constante definida como la división entre la longitud de onda de resonancia y la longitud real del parche:  $\lambda_0/L$

$W$  es el ancho real del parche

Este valor de resistencia es meramente referencial, sin embargo se aproxima bastante a la realidad.

Muchas de las veces, es necesario controlar de cierta forma el valor de impedancia del parche, para mejorar el diseño de la red de alimentación del mismo. Existen varias maneras de aumentar o disminuir la resistencia del parche:

- Trabajar con un sustrato con constante dieléctrica más baja.
- Trabajar con un sustrato con mayor grosor, aunque modelos de análisis más recientes han mostrado que el cambio no es sustancial.
- Aumentar el ancho del parche, que como se observa en las ecuaciones anteriores, es inversamente proporcional a la resistencia. Para esto es muy importante mantener una relación  $W/L$  no mayor a 2 ( $W/L < 2$ ), ya que la eficiencia de la antena empieza a decaer a medida que aumenta la frecuencia de trabajo.
- Insertar un punto de alimentación (*inset-feed*) al parche para controlar su resistencia.

De entre las opciones anteriores, las tres primeras no necesitan mayor explicación.

Por otro lado, la cuarta opción merece mayor atención, ya que implica cierto tipo de cálculos para su correcto diseño y desempeño.

### Inserción del Punto de Alimentación al Parche Rectangular

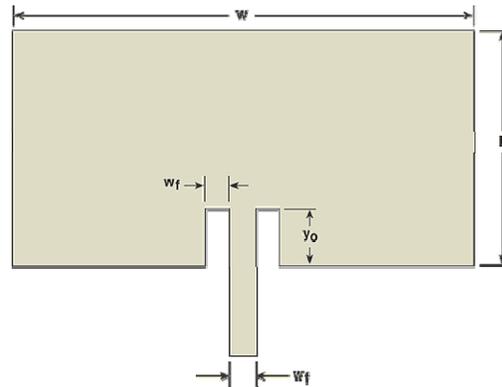


Figura 2.49. Parche Rectangular con Punto de Alimentación (Inset-Point)

Observando la Figura 2.49, la inserción de un punto de alimentación cuya distancia  $y_0$  desde el borde del parche (en el eje longitudinal) obedece a la ecuación 2.15, permite disminuir la resistencia de entrada del parche.

$$R_{in}(y = y_0) = R_{in}(y = 0) \cdot \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) \quad \text{Ecuación 2. 15}$$

Donde:  $R_{in}(y=0)$  es la resistencia del parche alimentado en el borde.

$L$  es la longitud del parche

$y_0$  es la distancia del punto de alimentación desde el borde inferior del parche.

La ecuación anterior muestra que la resistencia en el punto de alimentación varía con respecto al coseno cuadrado de una relación entre la distancia del punto de alimentación y la longitud del parche. Esto demuestra claramente, que si  $y_0$  es igual a la mitad de la longitud del parche, entonces la resistencia del parche es 0.

En la figura 2.49 se puede observar que el punto de alimentación requiere de una línea de transmisión Microstrip para alimentar dicho punto. El ancho  $W_f$  de la línea mencionada depende de la impedancia de la misma, y como es obvio suponer, la impedancia de la línea Microstrip toma el valor de la resistencia del parche en el punto de alimentación, es decir la obtenida con la ecuación 2.15. Para el cálculo de  $W_f$ , es necesario aplicar las ecuaciones correspondientes a líneas de transmisión Microstrip.

### Antenas de Onda Viajera

Este tipo de antenas se caracteriza por su parche continuo distribuido sobre el sustrato de manera periódica, haciendo que soporte el modo transverso eléctrico, TE. Lo que hace que esta antena sea llame de onda viajera, es porque a un extremo del conductor metálico es acoplada una carga resistiva que tiene por objeto, eliminar la onda estacionaria. Este tipo de antenas son diseñadas para que el haz principal se sitúe en cualquier dirección desde el costado hasta el extremo distante

Algunas configuraciones se muestran a continuación:

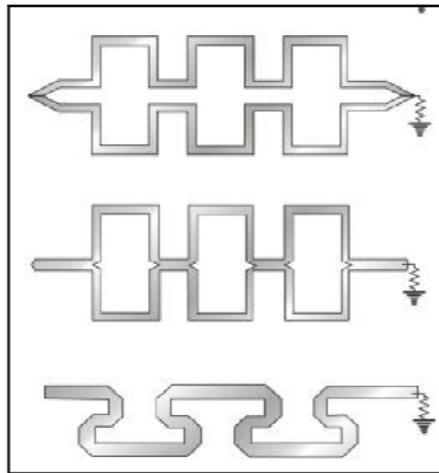


Figura 2.50. Formas Microstrip de onda viajera

### Antenas de ranura o tipo *slot*

Las antenas de microlínea de este tipo se caracterizan por tener una ranura en el plano de tierra, haciendo sobresalir el sustrato en dicha ranura, estas ranuras pueden tomar la forma de cualquier tipo de los parches que se observó anteriormente para las antenas tipo patch, y son alimentadas de igual forma que las otras antenas de microlínea, ya sea por línea de transmisión o por guía de onda (acoplamiento coaxial).

La característica principal de las antenas tipo ranura es que la radiación se la hace en forma bidireccional, es decir a ambos lados de la antena para lo cual se recomienda el uso de reflectores si se desea irradiar en una sola dirección.

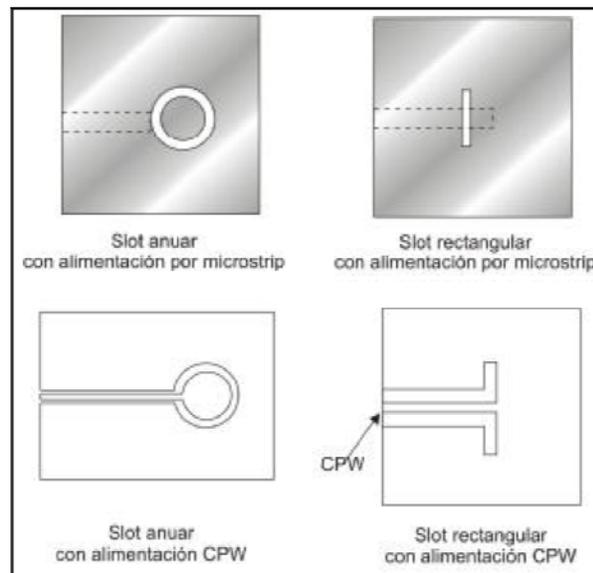


Figura 2.51. Antenas tipo ranura con ambos tipo e alimentación.

### 2.5.3 Beam Forming Network (BFN)

La BFN o red de alimentación, se define como el conjunto de líneas de transmisión necesarias para la correcta alimentación del elemento radiante. En otras palabras, la BFN tiene que ver en el caso del actual proyecto, con el uso de distintos dispositivos Microstrip entre ellos: líneas de transmisión, transformadores de impedancia, y divisores de potencia; que son usados con el

fin de acoplar la entrada de la señal (en la mayoría de los casos coaxial) hacia el elemento radiante.

Eventualmente, y dependiendo de la aplicación, el diseño de la BFN parte del sentido común; es decir, en un principio el diseñador asume de manera lógica la forma en que va a alimentar el o los elementos radiantes (en el caso de un arreglo de antenas).

### Líneas de Transmisión Microstrip

Como se puede observar en la figura 2.46, una línea de transmisión Microstrip o *Microstrip line* es un medio por el cual se transmite la onda de entrada hacia los elementos radiantes que tiene una impedancia, longitud y ancho definidos.

Si la línea Microstrip es usada meramente como línea de transmisión, la longitud de la misma es generalmente irrelevante. Sin embargo, es muy importante su impedancia.

En el caso de la tecnología de microlínea, el ancho de la línea Microstrip depende fundamentalmente de la impedancia característica de la misma. La ecuación 2.16, permite el cálculo de la impedancia de la línea Microstrip en base del ancho de la misma.

$$Z_t = \begin{cases} \frac{60}{\epsilon_{eff}} \ln\left(8 \frac{h}{W} + \frac{W}{4h}\right) & \text{si } \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[ \frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \cdot \ln\left(\frac{W}{h} + 1.444\right) \right]} & \text{si } \frac{W}{h} > 1 \end{cases} \quad \text{Ecuación 2. 16}$$

Donde:  $W$  es el ancho de la línea Microstrip

$h$  es el grosor del sustrato

$\epsilon_{eff}$  es la constante dieléctrica efectiva del material. Se obtiene de la ecuación 2.9

En base a la impedancia deseada, es posible despejar la ecuación, en cualquiera de sus 2 casos siempre y cuando se cumpla con la condición especificada al momento de calcular  $W$ , para obtener el ancho de la línea.

Sin embargo, es muy importante tomar en cuenta que el valor de la impedancia del parche depende también del grosor  $t$  del conductor, en este caso la capa de cobre. Es por eso que al igual que en las antenas *patch*, es necesario obtener el ancho efectivo real de la línea Microstrip insertando un factor de corrección. Para esto se utiliza la siguiente ecuación:

$$W_e = \begin{cases} W + \frac{t}{\pi} \left[ 1 + \ln \left( \frac{2h}{t} \right) \right] & \text{si } \frac{W}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \\ W + \frac{t}{\pi} \left[ 1 + \ln \left( \frac{4\pi W}{t} \right) \right] & \text{si } \frac{W}{h} < \frac{1}{2\pi} \end{cases} \quad \text{Ecuación 2. 17}$$

Generalmente, el diseño de una BFN depende de la ubicación e impedancia del elemento radiante. Si se toma en cuenta un arreglo de antenas, la BFN debe ser diseñada de manera que exista un buen acople de impedancias entre: la línea de entrada, las líneas de transmisión y los elementos radiantes. Por este motivo, es importante conocer formas de acoplar impedancias.

La forma más utilizada para este tipo de acople, es el transformador de  $\lambda/4$  (lambda cuartos).

### Transformador de $\lambda/4$

Debido a la diferencia de impedancias entre una línea de transmisión y otra, o entre una línea de transmisión y una antena; es necesario realizar

ciertos procesos que permitan un acople de impedancias para garantizar la máxima transferencia de potencia y la menor cantidad de ondas reflejadas.

El transformador de un cuarto de longitud de onda ( $\lambda/4$ ), permite realizar este tipo de acople. Dependiendo de su longitud, una línea de transmisión con una carga (real o imaginaria) puede representar una impedancia diferente para el generador, como se observa en la figura 2.52.



Figura 2.52. Línea de transmisión de longitud  $X$  con carga  $Z_L$

Después de varios análisis, se llegó a la conclusión de que para una longitud  $X$  igual a un cuarto de longitud de onda, la impedancia de entrada depende solamente de la impedancia característica de la línea de transmisión y de la resistencia de entrada de la carga así:

$$Z(x) = Z(\lambda / 4) = Z_e = \frac{Z_0^2}{Z_L}$$

Como es muy sencillo construir una línea de transmisión con una impedancia característica deseada (revisar: Líneas de Transmisión Microstrip), lo que se hace es construir una línea de transmisión cuya longitud eléctrica sea de  $90^\circ$  o  $\lambda/4$ , que este conectada de manera que la impedancia de entrada de la línea sea idéntica a la de la carga; permitiendo así un buen acople de impedancias.

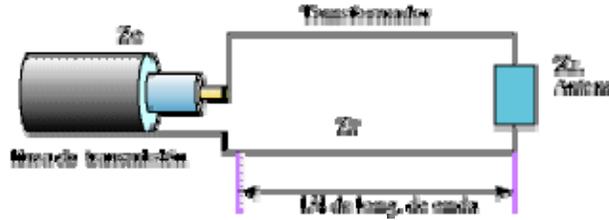


Figura 2.53. Transformador de  $\lambda/4$  (un cuarto de longitud de onda)

Como se puede observar en la figura 2.53, la impedancia del transformador generalmente se denomina  $Z_t$ . Las impedancias de acople, tanto de carga como de la línea de transmisión se denominan  $Z_0$  y  $Z_L$ . El cálculo de  $Z_t$  es lo que interesa para el diseño del transformador, y se obtiene utilizando la ecuación 2.18.

$$Z_t = \sqrt{Z_0 \cdot Z_L} \quad \text{ECUACIÓN 2. 18}$$

Una vez que se obtuvo la impedancia del transformador, se procede a obtener el ancho del mismo. Dado que el transformador es básicamente una línea de transmisión de longitud eléctrica igual a  $\lambda/4$  y de impedancia característica igual a  $Z_t$ , el cálculo del ancho del transformador se realiza utilizando las ecuaciones 2.16 y 2.17.

Como regla general en el diseño de la BFN para antenas de microlínea, es indispensable evitar saltos bruscos de impedancia, generalmente mayores a 2, ya que este aspecto limita fuertemente el ancho de banda.

Existen casos en los que la transición de impedancia del transformador de  $\lambda/4$  a la impedancia de carga presenta un salto mayor a 2, debido a que la diferencia entre la impedancia de la línea de transmisión y de la carga es bastante grande; por esta razón es importante conocer que es posible realizar el correcto acople de impedancias mediante el uso de transformadores seccionales; es decir, dos o más transformadores de

$\lambda/4$  ubicados en cascada de modo que se evite los altos saltos de impedancia mencionados.

Existen varios tipos de transformadores seccionales de impedancia entre estos:

- Transformadores Binomiales
- Transformadores de Chebyshev

Ambos cumplen con la misma función, sin embargo, los transformadores binomiales son mucho más simples de diseñar. Debido a esto, se estudiará solamente este tipo de dispositivos.

### Transformadores Seccionales Binomiales

Como ya se ha mencionado, este tipo de transformadores no son nada más que varios transformadores de  $\lambda/4$  ubicados en cascada, como se muestra en la figura 2.54. Su principal aplicación se da cuando se requiere un acople de impedancias bastante riguroso y que no afecte en gran medida al ancho de banda.

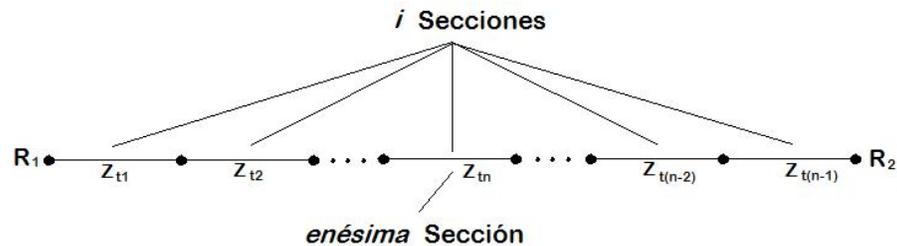


Figura 2.54. Estructura de un Transformador de  $\lambda/4$  seccional Binomial

En este tipo de transformadores, la impedancia característica de la enésima sección depende de los denominados “coeficientes binomiales”, que se observan en la tabla 2.3. Con esta tabla, se puede calcular la

impedancia de la enésima sección de un transformador de  $i$  secciones, utilizando la ecuación 2.19.

Tabla 2.3 Tabla de Coeficientes Binomiales

$i$	$n$	1	2	3	4	5	6	7
1		$\frac{1}{2}$						
2		$\frac{1}{4}$	$\frac{3}{4}$					
3		$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{7}{8}$				
4		$\frac{1}{16}$	$\frac{5}{16}$	$\frac{11}{16}$	$\frac{15}{16}$			
5		$\frac{1}{32}$	$\frac{6}{32}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{26}{32}$	$\frac{31}{32}$		
6		$\frac{1}{64}$	$\frac{7}{64}$	$\frac{22}{64}$	$\frac{42}{64}$	$\frac{57}{64}$	$\frac{63}{64}$	
7		$\frac{1}{128}$	$\frac{9}{128}$	$\frac{29}{128}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{99}{128}$	$\frac{120}{128}$	$\frac{127}{128}$

$$Z_{t_n} = R_1 \cdot \left( \frac{R_2}{R_1} \right)^k \quad \text{Ecuación 2. 19}$$

Donde:  $Z_{t_n}$  es la impedancia de la línea correspondiente a la enésima sección

$R_1$  es la resistencia de la línea de transmisión que se desea acoplar

$R_2$  es la resistencia de la carga.

#### 2.5.4 Métodos de análisis y diseño de antenas de microlínea

Existen dos métodos que permiten modelar el comportamiento de las antenas de microlínea, para su análisis correspondiente, estos son métodos analíticos y métodos numéricos, estos últimos presentan aproximaciones a la realidad, cuyos errores son despreciables. Sin embargo cada uno de estos métodos tiene algunas variantes como se esquematiza en el siguiente gráfico:

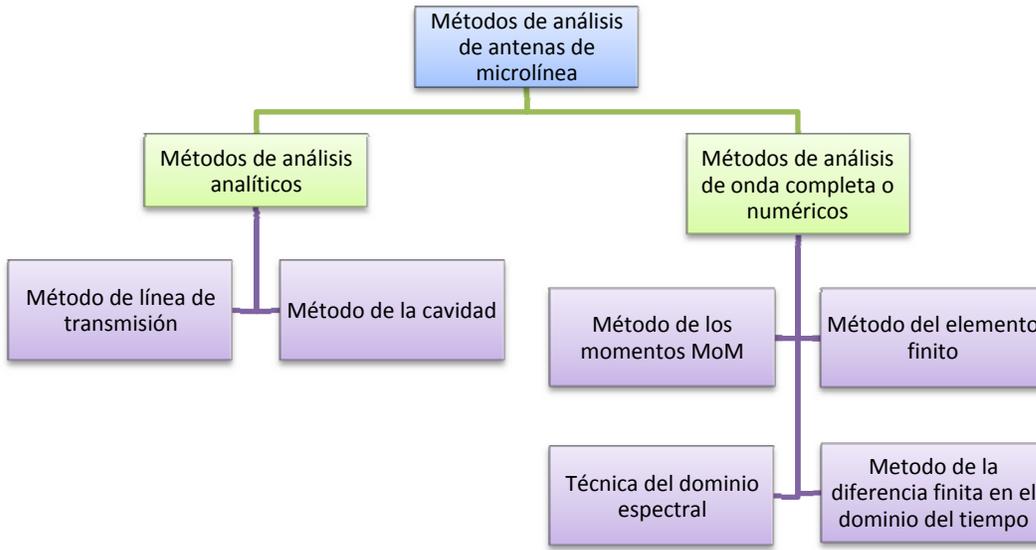


Figura 2.55. Métodos de Análisis y Diseño de Antenas de Microlínea

### Método de la línea de transmisión

Es un método en el que al elemento *microstrip* se lo considera como un resonador de línea de transmisión, el cual varía sus campos solamente en el sentido longitudinal y no transversal. Se representa al parche como dos ranuras de emisión, que están separadas una distancia igual a la longitud del parche, esta longitud además es escogida de tal manera que se produzca una inversión de fase es decir aproximadamente igual a la mitad de la longitud de onda.

La radiación aparece en las discontinuidades y en los circuitos o bordes abiertos del parche, tal y como se muestra en la figura 2.56:

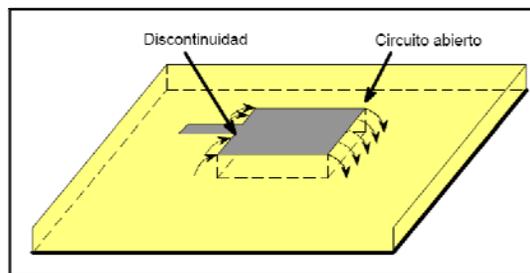


Figura 2.56. Modelo de línea de transmisión

### Modelo de las cavidades resonantes

El espacio comprendido entre el parche y el plano de tierra es considerado como una cavidad rodeado por paredes de campo eléctrico arriba y abajo, y magnético en las paredes transversales. Cuando se alimenta al parche se forma una distribución de cargas tanto arriba como debajo de este y también en plano de tierra, esa distribución es controlada por procesos de atracción y repulsión. La atracción se produce por cargas opuestas como se conoce, esto entre el parche y el plano de tierra, es decir dentro del sustrato comprendido entre estos dos elementos de la antena, lo que ayuda a mantener la concentración de carga bajo el parche. El proceso de repulsión se produce por cargas iguales las cuales se mueven desde la cara inferior del parche a la superior produciendo densidades de corriente.

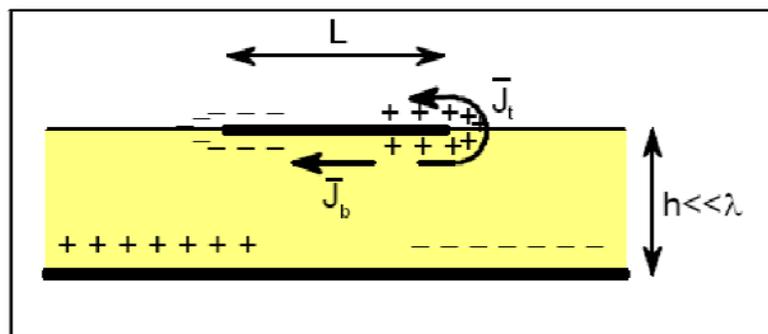


Figura 2.58. Modelo de las cavidades

### Método de los Momentos MoM

Es un método numérico que permite el análisis de antenas, mediante la discretización del problema, y la resolución del sistema de ecuaciones resultante. Este método es usado por casi todas las herramientas que facilitan el diseño de antenas de microlínea ya que permite hacer un estudio de las condiciones de borde entre el aire y el dieléctrico, la distribución de corriente sobre la superficie de los parches, el análisis de impedancia del parche y el acoplamiento de la red de alimentación en un arreglo de parches de microlínea.

El uso del método consiste en remplazar la superficie física del parche por superficies eléctricas equivalentes, y luego evaluar la continuidad de los campos eléctrico y magnéticos sobre dichas corrientes, Para encontrar el valor de los campos se requiere usar herramientas matemáticas que faciliten la discretización del problema, para lo cual son usadas las funciones de Green que representen la geometría del sustrato o dieléctrico.

A continuación explicaremos de manera general la solución de ecuaciones integrales utilizando el método de los momentos, para luego determinar cuál será la ecuación integral de campo que será evaluada.

Una ecuación integral tiene la siguiente forma:

$$Lu = v$$

Donde  $u$  y  $v$  son vectores que están relacionados en base al operador lineal  $L$ , que en términos simples vendría a ser el transformador que necesita el vector  $u$  para llegar a ser  $v$ . Además  $v$  en forma de función puede ser vista como  $v(r)$ , por lo que la forma de la ecuación integral ordinaria se podría representar de la siguiente forma:

$$v(r) = \int_V G(r, r') u(r') dv'$$

Donde  $G(r, r')$  es una función de Green, que en electromagnetismo representa el sistema comprendido entre los campos “ $v(r)$ ” y las fuentes iniciadoras de dichos campos “ $u(r')$ ”. En conclusión se tiene que

$$v(r) = \int_V G(r, r') u(r') dv' = L[u(r')]$$

Como se ha mencionado anteriormente el método consiste en hacer que esta ecuación integral se representada en una forma numérica, para lo cual el siguiente proceso es necesario:

Se tiene una base del espacio vectorial  $U$  la cual llamaremos  $\{B_u\}$ , además se tiene las coordenadas del vector  $u$  respecto de  $\{B_u\}$  a las cuales las denominaremos  $\{C_u\}$ ,

Por lo que se puede decir que:

$$u = \sum C_u B_u$$

Y sumando el número suficiente de veces “ $N$ ” de elementos para realizar una buena aproximación se tiene que:

$$u = \sum_{n=1}^N C_u B_u$$

Por lo que se dice que  $u$  se ha expandido en una suma ponderada de sus funciones base.

Para continuar con el procedimiento y conociendo anticipadamente la expansión de  $u$ , se requiere establecer funciones de peso “ $F_p$ ” para y por medio de  $N$  productos internos se tenga la siguiente expresión

$$\langle F_p, L \sum_{n=1}^N C_u B_u \rangle = \langle F_p, v \rangle \quad p = 1, 2, 3 \dots, N$$

Que operando matemáticamente llega a constituirse en:

$$\sum_{n=1}^N C_u \langle F_p, L B_u \rangle = \langle F_p, v \rangle \quad p = 1, 2, 3 \dots, N$$

Esta expresión puede ser representada de manera matricial:

$$[Z][C] = [V]$$

Donde:

$Z = \langle F_p, LB_u \rangle$  matriz de dimensiones NxN (matriz de impedancias)

$C = \sum_{n=1}^N C_u$  matriz de dimensión Nx1 (matriz de incógnitas)

$V = \langle F_p, v \rangle$  matriz de dimensiones Nx1 (matriz de valores conocidos)

Y aplicando propiedades de matrices se tiene que:

$$[C] = [Z]^{-1}[V]$$

La relación expuesta es solamente un tipo de ecuación integral, pero es necesario conocerla pues de este mismo tipo es la ecuación de campo eléctrico conocida como EFIE, que es precisamente la ecuación utilizada en nuestro simulador para determinar el campo eléctrico sobre el trazado físico de la antena.

La EFIE luego de un proceso matemático que parte de las ecuaciones de Maxwell y pasa por identidades electromagnéticas se define de la siguiente manera:

$$E = -j\omega\mu \int_V J(r') \cdot G(r, r') dr'$$

Que, para este caso la función de Green es definida como

$$G(r, r') = \frac{1}{4\pi} \left( I + \frac{\nabla\nabla}{k^2} \right) \frac{e^{-jk(r-r')}}{|r - r'|}$$

### **Método del elemento finito FEM**

Este método es utilizado para configuraciones volumétricas, en este método la región de interés es dividida en un número finito de superficies o volúmenes dependiendo si la estructura es plana o volumétrica. Sin embargo se presenta un problema al resolver las ecuaciones resultantes del análisis, ya que

da como consecuencia una ecuación no homogénea, precisamente por la desigualdad de las condiciones de borde.

### **Método de dominio espectral**

Al igual que los otros dos métodos, este también es un método numérico en el cual se utiliza la transformada de Fourier a lo largo de los dos ejes ortogonales sobre el plano del sustrato, Las distribuciones de corriente sobre el *patch* son desarrolladas mediante ecuaciones de referencia. En base a los resultados dados por la solución de dicha ecuación se evalúan los parámetros de las antenas.

### **Método de la diferencia finita en el dominio del tiempo.**

Es método de análisis que permite modelar muy bien estructuras tanto regulares como irregulares, además que puede dar una predicción de funcionamiento de la antena sobre un amplio ancho de banda. Es un buen método para usarlo en términos de simulación, más presenta pocos detalles de los parámetros propios de la antena a diseñar. Es un método más de prueba que de diseño en sí.

## **2.6. ARREGLOS DE ANTENAS DE MICROLÍNEA**

Como se pudo ver anteriormente los arreglos de antenas permiten aprovechar de mejor manera la energía irradiada así como la recibida, ya que en términos básicos un arreglo permite aumentar la ganancia de la antena. Sin embargo el hecho de crear un arreglo implica más espacio y más material, haciendo que el elemento sea poco manejable y más costoso, es por eso que la tecnología microlínea nuevamente aparece como una alternativa viable, ya que supera estos inconvenientes, logrando tener un equipo más pequeño y muy barato respecto a los que se tenían anteriormente.

Los inconvenientes que presentan los arreglos de antenas de microlínea son principalmente: un pequeño ancho de banda, que existen pérdidas en las líneas de alimentación y que manejan potencias relativamente bajas, de ahí la importancia de establecer buenos parámetros, métodos y técnicas de diseño para lograr minimizar estas desventajas y hacer que los arreglos de microlínea funcionen de mejor manera satisfaciendo las necesidades de la aplicación.

Como se ha visto, los métodos indicados, permiten analizar antenas de microlínea, y establecer los parámetros más adecuados de acuerdo al funcionamiento deseado de la antena. Uno de los métodos más utilizados en el análisis de antenas de microlínea y de arreglos, es el Método de los Momentos (MoM), el cual da la información sobre la ubicación de los elementos (parches adicionales) de la antena, factor de acoplamiento de impedancia, ganancia de la antena, etc.,

### **2.6.1 Configuraciones de Arreglos de Antenas de microlínea**

Los tipos de arreglos dependen de algunos factores tales como la forma y distribución del arreglo, también de los parámetros propios de diseño, sean estos, ganancia, ancho de banda, ángulo del haz, tipo de material, constante dieléctrica, impedancia, etc.

Es importante describir los tipos de configuración existentes en cuanto a la distribución, para que en la etapa de diseño se pueda contar con la información necesaria referente ya al prototipo que se desea diseñar.

La distribución de los parches, se las realiza de acuerdo al tipo de alimentación de cada parche, y como se ubican, ya sean de forma lineal sobre un plano o sobre múltiples planos o también conocidos como multicapas, cada una con características propias, de esta manera tenemos entonces

- Arreglos alimentados en serie
- Arreglos alimentados en paralelo

- Arreglos híbridos serie/paralelo
- Arreglos en capa simple
- Arreglo multicapa

### Arreglos alimentados en serie

Cada uno de los parches es alimentado unos tras otro, por una línea de transmisión, la cual puede cruzar a través de los *patch (in-line)* o paralelamente a los *patch (out-line)*. La diferencia radica en que en la alimentación en serie tipo *in-line*, ocupa menor espacio y por tanto existe menor inserción de pérdidas, pero tiene un ancho de banda más estrecho y un menor control de polarización, condiciones superadas por el tipo de alimentación *out-line*.

Las antenas de onda viajera, pertenecen al tipo de arreglos *in-line*, tomando en cuenta que al final de la línea de transmisión estas tienen acoplada una resistencia. Si la antena no consta de una impedancia acoplada al final de la línea es considerado un arreglo de antena resonante.

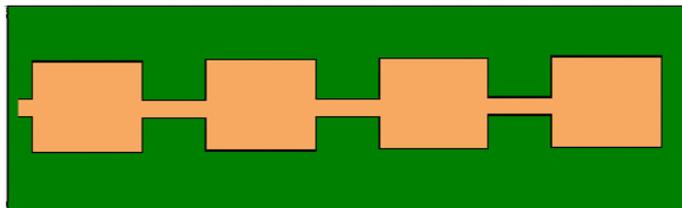


Figura 2.59. Distribución por alimentación en serie in- line

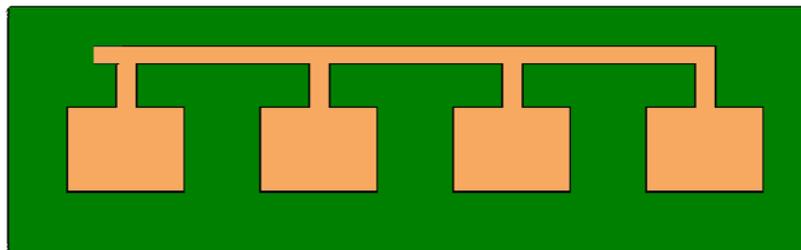


Figura 2.60. Distribución por alimentación en serie on- line

### Arreglos alimentados en paralelo

En esta forma de distribución la diferencia está en la forma en cómo se alimenta cada uno de los elementos de la antenna, pues la línea de transmisión de alimentación se va bifurcando hasta llegar a cada uno de ellos. Esto se puede apreciar en la siguiente figura.

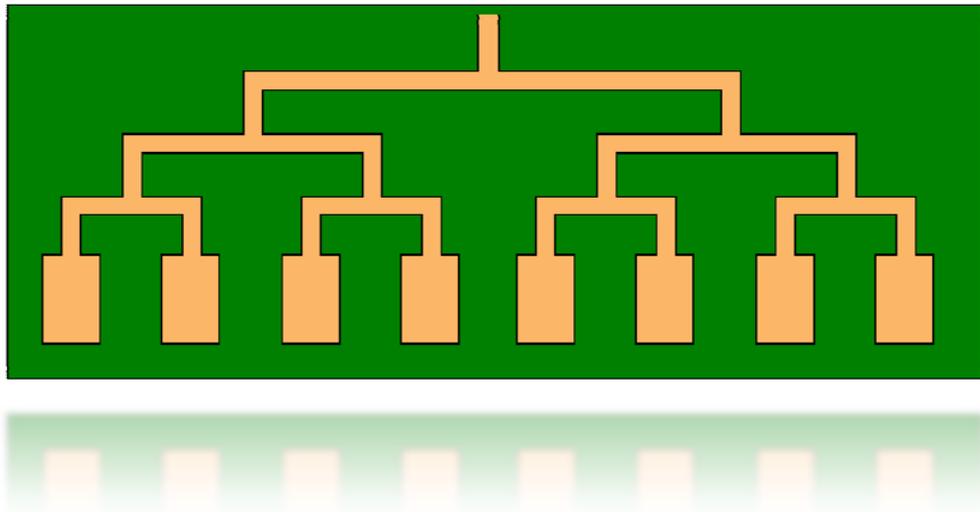


Figura 2.61. Distribución por alimentación en paralelo

La ventaja que presenta un arreglo en paralelo frente a un arreglo en serie es la optimización del ancho de banda, ya que los arreglos en serie utilizan de 1% a 5% de ancho de banda, mientras que estos utilizan de 15% a 20% de ancho de banda. La desventaja es que al existir mayor longitud y número de líneas de transmisión las pérdidas son mayores.

### Arreglos híbridos o mixtos

Este tipo de arreglos surgen por la combinación de los dos tipos de arreglos anteriores, presentando características diferentes a aquellos, prácticamente haciendo un balance entre las ventajas y desventajas de cada una, es decir tiene un mayor ancho de banda, aproximadamente entre 9% a

13%, esto dependiendo del número de líneas de alimentación usadas en serie o en paralelo. De la misma forma la inserción de pérdida está dada precisamente por el mismo factor. Esto permitirá a los diseñadores presentar variedad de tipos de antenas con características únicas dependiendo de la aplicación. En la figura 2.62 se muestra una configuración híbrida paralelo/ serie.

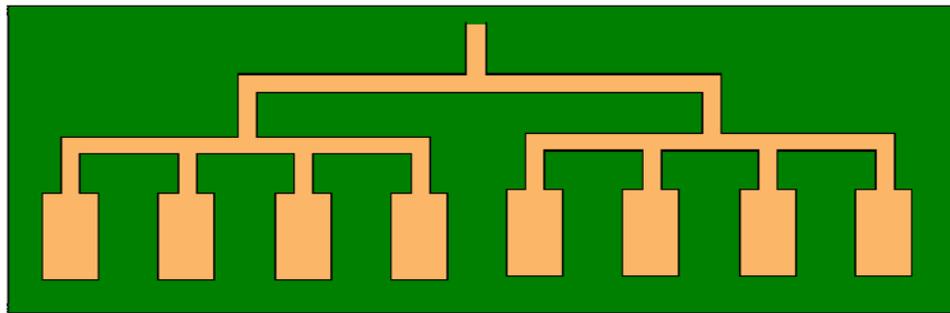


Figura 2.62. Distribución por alimentación híbrida o mixta serie/ paralelo

### Diseño de una capa y multicapa

Para determinar cuál es el diseño más conveniente se evalúan ciertos factores tales como complejidad de distribución, costos, polarización, ancho de banda. Si los parámetros son flexibles o no se necesita mucha precisión, un modelo de capa simple es suficiente pues todos los elementos de la antena pueden ir ubicados en el mismo plano o capa simplificando el diseño y optimizando costos. Más si yo necesito una antena con parámetros más selectivos, que esté estrictamente ubicados dentro de un rango, los modelos de multicapa son necesarios, pues así en cada plano se puede ubicar cada uno de los componentes de la antena, por ejemplo en la primera placa se ubican los parches, en otra los acopladores de impedancia y en la última, las líneas de

transmisión utilizadas para la alimentación. Así de esta manera el performance de la antena mejora y se ajusta mucho más a los parámetros.

Los arreglos multicapa, al permitir tener las líneas de alimentación en un plano propio para ellas omiten la utilización de acoplamientos coaxiales, reduciendo de esta manera notoriamente las pérdidas, que como se dijo en un principio es un objetivo en el diseño de arreglos de antenas de microlínea.

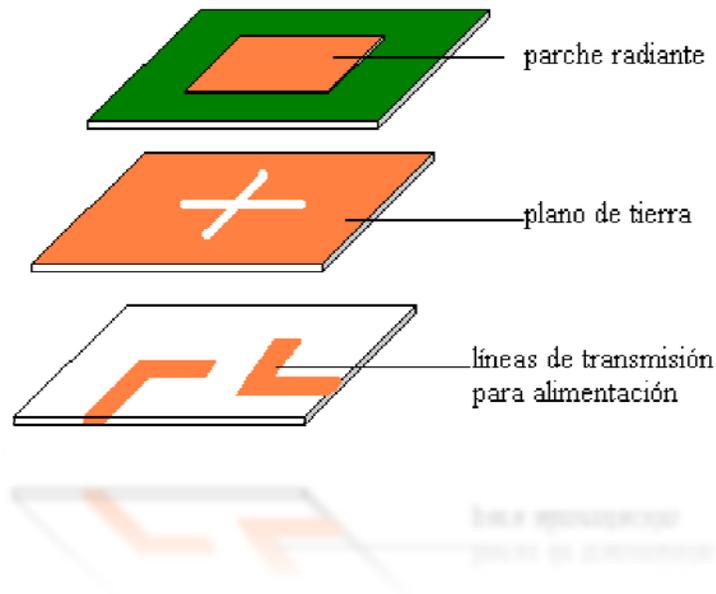


Figura 2.63. Arreglo multicapa para una antena de microlínea

Luego de haber revisado los tipos de configuración el siguiente paso es diseñar el tipo de parche a utilizar para obtener el prototipo de antena, sin embargo esta etapa se la realizará y describirá en el diseño propiamente dicho de la antena.

## 2.7 CONECTORES, ACOPLADORES Y CABLES

### 2.7.1 Líneas de Transmisión

Un sistema de transmisión inalámbrico muchas veces tiene componentes separados, es decir, el sistema que se encarga de generar la energía en RF se encuentra ubicado a cierta distancia de la antena, lo que obliga a la utilización de ***líneas de transmisión***:

Una línea de transmisión es una estructura material utilizada para dirigir la transmisión de en forma de ondas electromagnéticas, comprendiendo el todo o una parte de la distancia entre dos lugares que se comunican.

Es decir; en el lado de Tx, una línea de transmisión tiene como propósito transportar la energía de RF desde el equipo de Tx hacia la antena de la manera más eficiente posible. En el lado de Rx, la antena se encarga de captar las señales desde el aire y enviarlas hacia el equipo de Rx con la menor cantidad de distorsión posible, para así poder decodificar la señal.

Existen dos categorías principales que envuelven las líneas de transmisión: los cables y las guías de onda. En el caso de nuestro proyecto, ambos tipos son muy eficientes en el transporte de energía de RF a 2.4 GHz, que es lo que interesa.

#### **Guías de Onda**

A frecuencias mayores de 2 GHz, la longitud de onda es lo suficientemente corta como para permitir transferir energía de manera práctica y eficiente a través de distintos medios.

Se define a una guía de onda como una estructura física a manera de un tubo conductor, a través de la cual se transmite energía en forma de ondas electromagnéticas y dependiendo de la frecuencia de operación, las guías de onda pueden ser construidas con materiales conductores o dieléctricos.

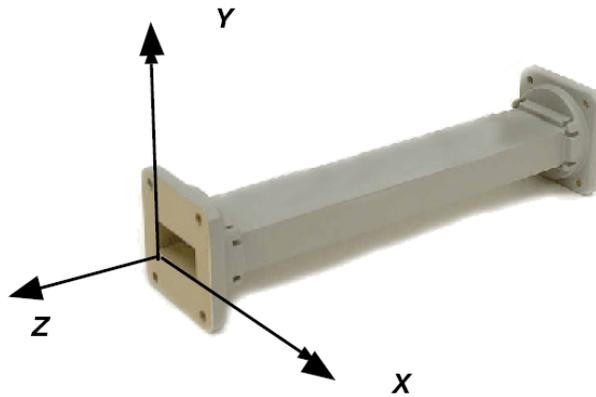


Figura 2.64. Guía de Onda Cuadrada.

El tubo actúa como una especie de contenedor electromagnético, confinando las ondas en un espacio cerrado, ya que el Efecto Faraday atrapa cualquier campo electromagnético fuera de la guía. Se considera que las paredes internas de la guía de onda son conductores perfectos, por lo que los campos electromagnéticos son propagados por medio de reflexiones en las paredes internas.

Las guías de onda son analizadas en base a las ecuaciones de Maxwell, las cuales tienen soluciones múltiples, que son conocidas como **modos**, los cuales determinan las formas en las cuales los campos eléctricos y magnéticos pueden organizarse en una guía de onda a frecuencias mayores a la frecuencia de corte.

Existen diversos tipos de modos:

- Modo Longitudinal: que es un tipo particular de onda estacionaria, la cual se forma por ondas que se encuentran confinadas en la cavidad.
- Modo transversal: que a su vez, tiene distintos tipos:
  - Modo Transversal Eléctrico (modo TE): en este modo, el campo eléctrico tiene una componente en el eje transversal de propagación, y su componente en la dirección de propagación es nula.

- Modo Transversal Magnético (modo TM): en este modo, el campo magnético tiene una componente en el eje transversal de propagación, y su componente en la dirección de propagación es nula.
- Modo Transversal Electromagnético (modo TEM): la componente tanto del campo eléctrico como del campo magnético es nula en la dirección de propagación.
- Modo Híbrido: tiene componentes del campo eléctrico y magnético en la dirección de propagación.

El modo de propagación generalmente se identifica por el modo seguido de dos subíndices numéricos, por ejemplo  $TE_{01}$ . El número de modos se incrementa con la frecuencia para un tamaño dado de guía de onda, generando así la aparición del **modo dominante**, el cual es el único modo en el que se puede transmitir a la frecuencia más baja soportada por la guía de onda. La aparición de modos superiores al dominante limita el ancho de banda, lo que conlleva a la modificación de la estructura de la guía dando lugar a nuevos tipos de guías de onda como la llamada *Double Ridge* cuya sección transversal tiene forma de H.

Las guías de onda más comúnmente usadas son la rectangular y la circular, y para su correcto funcionamiento se deben hacer algunas consideraciones:

En la guía de onda Rectangular, la dimensión  $X$ , que es la crítica, debe ser mayor a  $0.5\lambda$ , donde  $\lambda$  toma el valor de la frecuencia más baja a transmitirse. La dimensión  $Y$ , en la práctica, debe ser igual a  $0.5X$  para evitar la operación en otro modo que no sea el modo dominante.

En la guía de onda Circular, se aplican consideraciones similares a las de la rectangular.

Para una mejor observación de las dimensiones de las guías de onda, se puede verificar la siguiente tabla:

Tabla 2.4. Dimensiones de Guías de Onda

Tipo de Guía	Longitud de Onda de corte	Longitud de Onda máxima transmitida con poca atenuación	Longitud de Onda mínima antes de que se transmita el modo siguiente
Rectangular	$2X$	$1.6X$	$1.1X$
Circular	$3.41r$	$3.2r$	$2.8r$

Donde  $X$  es el ancho de la guía rectangular y  $r$  es el radio de la guía circular. Los valores de la tabla anterior se refieren a las dimensiones de la guía en base al modo dominante.

La energía puede ser introducida o extraída de la guía de onda a través de una línea coaxial, la cual puede ser acoplada utilizando su conductor interno o utilizando una espira. El punto en el cual se debe acoplar depende del modo de propagación de la guía, es decir, el acoplamiento es máximo si el dispositivo de acople se encuentra en el campo más intenso.

### Ventajas y Desventajas de las Guías de Onda

Entre las ventajas que presentan las guías de onda versus otras líneas de transmisión tenemos:

- Dado que no hay dieléctricos en las paredes internas, no hay pérdidas por dieléctrico.
- Tienen mayor capacidad en el manejo de potencia.
- Su construcción es más simple que la de un cable coaxial.
- Dado que solo se emplea un conductor, las pérdidas por conductor son menores.
- Tienen un blindaje total, lo que elimina pérdidas por radiación.

Entre las desventajas más importantes tenemos:

- La instalación y operación de las guías de onda son muy complejas.
- Debe mantenerse sujeta a presurización para mantener uniformes las condiciones del medio interior de la guía.
- Los radios de curvatura deben tener medidas considerables para evitar atenuación.
- La guía debe ser sujeta mediante soportes especiales considerando la dilatación y contracción de la estructura debido a la temperatura.

## Cables

Los cables utilizados en las implementaciones de HF (High Frequency) son generalmente y casi exclusivamente los cables coaxiales.

El cable coaxial, es un tipo especial de cable que tiene una estructura basada en dos conductores concéntricos:

1. El positivo o vivo, es el conductor central encargado de llevar la información,
2. La malla, pantalla o blindaje, que es el conductor exterior y de aspecto tubular, y sirve como referencia de tierra y retorno de las corrientes.

Entre los dos conductores, existe un dieléctrico o aislante de cuyas características depende la calidad del cable. Este aislante cumple la función de evitar la conexión eléctrica o corto circuito entre el vivo y la malla.

Finalmente, todo el conjunto suele estar protegido por una cubierta aislante o recubrimiento, generalmente de PVC y algunas veces de *plenum*, que son menos flexibles que los de PVC.

Hay que mencionar que el grosor del conductor central o vivo es muy importante en la transmisión de señales de RF, ya que las señales eléctricas de alta frecuencia viajan a través de la capa exterior del vivo, por lo que, mientras más grueso sea este conductor, mejor flujo tendrá la señal; efecto que se denomina “*efecto peculiar*”.

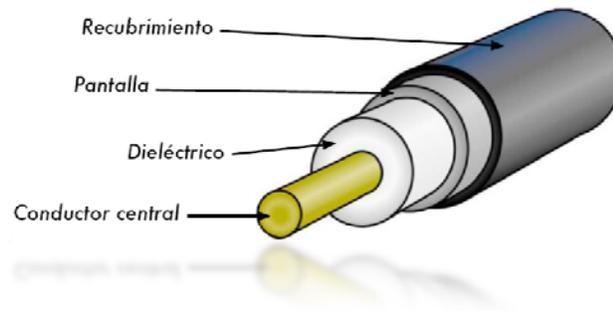


Figura 2.66. Estructura del cable coaxial.

Como es normal en la gran mayoría de las líneas de transmisión, el cable coaxial presenta cierta resistencia al flujo de energía, conocida más comúnmente como atenuación, lo que implica que la señal que viaja a través del cable vaya perdiendo intensidad conforme alcanza mayor distancia. La atenuación en las líneas de transmisión se mide en decibeles por metro (dB/m), y su coeficiente es función de la frecuencia de la señal y de la estructura del cable, por lo tanto la atenuación también aumentará a medida que la frecuencia de la señal aumenta. Las pérdidas por atenuación se reducen utilizando cables lo más cortos posible y que sean de muy buena calidad.

Otra característica importante de los cables coaxiales es su impedancia característica, que en base a los estándares de fabricación e implementación, generalmente toma valores de 50, 52, 75 o 93 Ohm, dependiendo de varios factores de la estructura. Por lo que para la industrialización y la comercialización, generalmente se toman en cuenta los siguientes estándares:

Tipo	Impedancia [Ω]	Núcleo	Dieléctrico			Diámetro		Trenzado	Velocidad
			tipo	[in]	[mm]	[in]	[mm]		
RG-6/U	75	1.0 mm	Solid PE	0.185	4.700	0.332	8.400	double	0.75
RG-6/UQ	75		Sólido PE			0.298	7.620		
RG-8/U	50	2.17 mm	Sólido PE	0.285	7.200	0.405	10.300		
RG-9/U	51		Sólido PE			0.420	10.700		
RG-11/U	75	1.63 mm	Sólido PE	0.285	7.200	0.412	10.500		0.66
RG-58/U	50	0.9 mm	Sólido PE	0.116	2.900	0.195	5.000	single	0.66
RG-59/U	75	0.81 mm	Sólido PE	0.146	3.700	0.242	6.100	single	0.66
RG-62/U	92		Sólido PE			0.242	6.100	single	0.84
RG-62A	93		ASP			0.242	6.100	single	
RG-174/U	50	0.48 mm	Sólido PE	0.100	2.500	0.100	2.550	single	
RG-178/U	50	7x0.1 mm Ag pltd Cu clad Steel	PTFE	0.033	0.840	0.071	1.800	single	0.69
RG-179/U	75	7x0.1 mm Ag pltd Cu	PTFE	0.063	1.600	0.098	2.500	single	0.67
RG-213/U	50	7x0.0296 en Cu	Sólido PE	0.285	7.200	0.405	10.300	single	0.66
RG-214/U	50	7x0.0296 en	PTFE	0.285	7.200	0.425	10.800	double	0.66
RG-218	50	0.195 en Cu	Sólido PE	0.660	16.760	0.870	22.000	single	0.66
RG-223	50	2.74mm	PE Foam	0.285	7.240	0.405	10.290	Double	
RG-316/U	50	7x0.0067 in	PTFE	0.060	1.500	0.102	2.600	single	
LMR-200 HDF-200 CFD-200	50	1.12 mm Cu	PF CF	0.116	2.950	0.195	4.950		0.83
LMR-400 HDF-400 CFD-400	50	2.74 mm Cu y Al	PF CF	0.285	7.240	0.405	10.290		0.85
LMR-600	50	4.47 mm Cu y Al	PF	0.455	11.560	0.590	14.990		0.87
LMR-900	50	6.65 mm BC tubo	PF	0.680	17.270	0.870	22.100		0.87
LMR-1200	50	8.86 mm BC tubo	PF	0.920	23.370	1.200	30.480		0.88
LMR-1700	50	13.39 mm BC tubo	PF	1.350	34.290	1.670	42.420		0.89

PE: Polietileno | PTFE: Politetrafluoroetileno | ASP: Espacio de Aire de Polietileno

Figura 2.67. Estándares de comercialización del cable coaxial.

## Ventajas y Desventajas del cable

Entre las ventajas que presenta el cable coaxial onda versus otras líneas de transmisión se puede postular:

- Son de bajo costo.
- Su instalación, bifurcación y operación son muy simples.
- Tienen un alcance bastante aceptable con bajas pérdidas.

Entre las desventajas más importantes con respecto a otras líneas de transmisión se puede nombrar:

- Dependiendo del tipo de cable, el acople con sus respectivos conectores debe ser sumamente precisa; de lo contrario, existirá una gran cantidad de pérdida.
- Aunque la malla y el revestimiento protegen de interferencias, muchas veces son muy inmunes al ruido, lo que podría mejorarse con filtros.
- El ancho de banda que pueden transportar se limita al 40% del total de carga para permanecer estable.

### **2.7.2 Conectores**

Las líneas de transmisión, en general, necesitan de cierto tipo de conectores especiales cuya función principal es la de servir de enlace entre dos componentes de radio frecuencia de distintas clases, sean estas líneas coaxiales, circuitos impresos, etc.

Existe en el mercado una gran cantidad de conectores que concuerdan con distintos tamaños, impedancias y clases de líneas coaxiales; a continuación se describen algunos de ellos:

#### **Conectores BNC (Bayonette Neill-Concelmam)**

Fueron resultado de la invención conjunta de dos grandes científicos Paul Neill y Carl Concelman, que a su vez inventaron los conectores tipo N y tipo C, respectivamente.

Son conectores del tipo miniatura, de conexión y desconexión rápida. Su estructura se basa en dos postes tipo bayoneta en el conector hembra, cuyo apareamiento se logra con solo un cuarto de vuelta de la tuerca de acoplamiento.



Figura 2.68. Conector BNC: (a) Macho (b) Hembra

Este tipo de conectores son ideales para terminar líneas coaxiales miniatura o sub-miniatura: RG-58 a RG-179, RG-316, etc. Su desempeño es muy aceptable pero solo hasta unos pocos cientos de MHz, por lo que han sido descartados totalmente en su uso en redes de datos.

Tienen diversos tipos de aplicaciones, incluyendo: sistemas de televisión y video, Circuito Cerrado de TV, equipos DVR (Digital Video Recorder), etc.

Existen varios tipos de conectores BNC, entre estos los soldables y los crimpables.

### Conectores TNC

Cuyas siglas significan Threaded Neill-Concelman. Al igual que los conectores BNC, fueron resultado de la invención conjunta de Paul Neill y Carl Concelman. Y prácticamente son conectores BCN pero en una versión roscada.

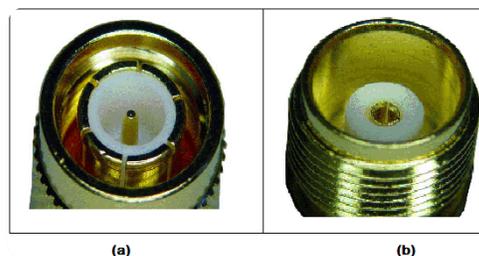


Figura 2.69. Conector TCN: (a) Macho (b) Hembra

Su característica principal provee una mejor conexión entre elementos de radio frecuencia, lo que deriva en un mejor desempeño a frecuencias mayores, llegando a trabajar hasta en frecuencias iguales a los 12GHz.

### Conectores Tipo N

Invencción del científico Paul Neill durante la segunda guerra mundial. Su intención era la de crear un conector lo suficientemente robusto resistente a la intemperie.

Tiene muy buenas prestaciones en frecuencia, trabajando hasta en la banda de 18GHz, por lo que se convirtió en el primer conector con buenas propiedades en microondas.



Figura 2.70. Conector TCN: (a) Macho (b) Hembra

Son fabricados para la gran mayoría de líneas coaxiales, en grados: comercial, industrial y militar. Existen dos tipos: estándar y corrugado, cada una con varios tipos de versiones: rectos y en ángulo, aéreos y de panel. Las uniones del cable al conector macho o hembra son totalmente impermeables, lo que provee un acople efectivo.

### Conectores SMA

Los conectores SMA (Sub-Miniature versión A), fueron creados en los años 60 como unidades sub-miniatura de precisión que otorgan excelentes prestaciones hasta más allá de los 18GHz.

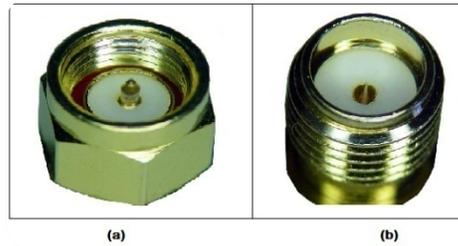


Figura 2.71. Conector SMA: (a) Macho (b) Hembra

Su característica principal es que son de tamaño muy compacto, además de contar con un acabado de oro por lo que presentan una gran durabilidad. Tienen generalmente una impedancia característica de 50 Ohm.

Son generalmente los más usados en la banda de 2.4GHz, donde habitualmente las antenas de WiFi llevan estos tipos de conectores para su mejor desempeño y acople.

### Conectores SMB

Los conectores SMB (Sub-Miniature versión B), son simplemente una variación de los SMA, cuya principal diferencia es que son mucho más compactos y funcionan con un acoplamiento a presión.

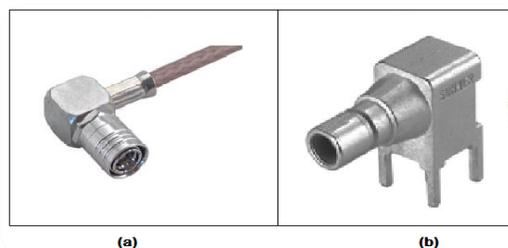


Figura 2.72. Conector SMA: (a) Macho (b) Hembra

Otra diferencia muy importante con los SMA, es que este tipo de conectores trabaja hasta los 4GHz.

## Conectores MCX

Los conectores MCX son un tipo de conector similar a los conectores SMB, ya que utilizan aislantes y contactos internos muy similares a los del SMB, aunque el diámetro exterior de la clavija es considerablemente más pequeño.

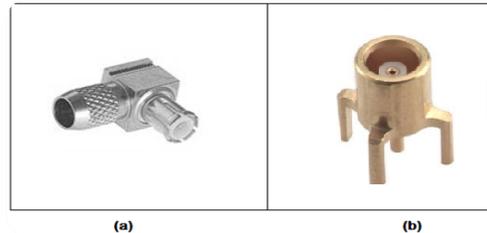


Figura 2.73. Conector MCX: (a) Macho (b) Hembra

Son muy usados en espacios físicos muy limitados, su diseño de conexión y acople es a presión, y trabajan aceptablemente hasta los 6GHz.

Además de estos conectores que son genéricos para las líneas coaxiales, existen varios tipos de conectores que han sido patentados para trabajar en la banda de 2.4GHz (tecnología WiFi). Este tipo de conectores, se acoplan generalmente, a los otros elementos de microondas mediante el denominado *pigtail*, que no es más que un cable delgado y corto con forma de látigo, y que convierte al conector no estándar en uno mucho más robusto y disponible. Entre estos conectores se puede mencionar:

- **RP-TNC:** Conector TNC con el género invertido. Sirven para conectar antenas a la tarjeta de radio, por ejemplo las antenas de un router inalámbrico.
- **MMCX:** Conectores micro-miniatura cuya característica principal es que son muy flexibles ya que permiten una rotación de 360°; se encuentran generalmente en tarjetas de radio PCMCIA.
- **MC-Card:** Son similares a los MMCX, aunque mucho más pequeños y frágiles.

- **U.FL** o **MHF**: Es el conector más pequeño que se utiliza actualmente en microondas, se usa generalmente para conectar tarjetas de radio a antenas o conectores más grandes.

### 2.7.3 Acopladores

Los acopladores o adaptadores, son instrumentos de microondas usados principalmente para acoplar dos elementos que no se pueden conectar directamente, ya sea porque son conectores de distinto género o porque son conectores de distinto tipo.

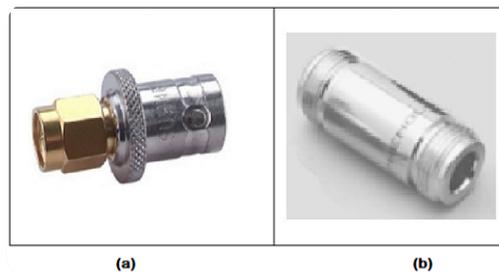


Figura 2.74. Adaptadores (a) Adaptador BNC-SMA (b) Adaptador tipo N de Macho-Macho

Por ejemplo, un adaptador puede ser usado para acoplar un conector SMA a un conector BNC como se muestra en la figura 2.74 (a); o también pueden ser usados para acoplar dos conectores Machos o dos conectores Hembras, como el que permite unir dos conectores machos tipo N, dicho conector tiene dos extremos hembra, figura 2.74 (b).

## **CAPÍTULO 3**

### **ESTUDIO DE MATERIALES**

El desempeño de una antena depende mucho de la forma en que fue construida, así como también el tipo de materiales que fueron usados para la fabricación de la misma.

Por esta razón, en el presente capítulo se estudiará y seleccionará los materiales que serán usados para la fabricación de la antena, objeto del presente proyecto.

Es muy importante mencionar que se tomará como referencia el proyecto de Grado titulado: “Medición de la constante dieléctrica y tangente de pérdidas de materiales, utilizando el analizador vectorial AGILENT 8714ES; controlado en un entorno LAN, a través de una interfaz HMI” dirigido por el Ing. David Andrade y el Ing. Patricio Vizcaíno y que fue aprobado para su inicio en Octubre del 2007 y culminado en Abril del 2008.

El proyecto mencionado sirve como fuente válida de información para tomar los valores de las constantes dieléctricas de los sustratos a utilizar como verdaderos, es decir, los coeficientes de constantes dieléctricas que tomaremos en cuenta para el diseño del prototipo de antena son los que se mencionan en dicho proyecto.

Los materiales que serán estudiados en este capítulo son principalmente:

- Sustratos
- Conectores, Líneas de Transmisión (Cables) y acopladores.

## 3.1 ESTUDIO Y SELECCIÓN DE LOS SUSTRATOS

### 3.1.1 Estudio de Sustratos

Los sustratos son materiales dieléctricos muy utilizados en electrónica como soporte para el montaje de un circuito electrónico; razón por la cual su estudio es fundamental en el presente proyecto, pues, debido a que, el prototipo de antena a construir es de clase “impresa”, los sustratos para la fabricación de la misma tienen un rol muy importante en su desempeño.

Debido a su naturaleza, los sustratos son generalmente conocidos como aislantes, sin embargo, es muy importante mencionar que los dieléctricos no necesariamente son aislantes, sino más bien son materiales muy poco conductores cuando se les aplica un voltaje por debajo de cierta tensión eléctrica denominada *tensión de ruptura*, característica de cada material.

### Dieléctricos

Hablando de manera estructural, los dieléctricos son materiales con muy pocos electrones libres, es decir, son materiales cuyos electrones están fuertemente ligados y que necesitarían de una tensión muy fuerte para ser desplazados (tensión de ruptura).

Los dieléctricos son materiales muy importantes en la electrónica moderna, dada su amplia aplicación en distintos tipos de tecnología como se mencionará posteriormente; y por dicha razón han sido objeto de un profundo estudio desde que Michael Faraday solicitara a William Whewel que estudiara este tipo de materiales considerando el efecto de los campos eléctricos alternantes en dicho material y así poder establecer una diferencia entre dieléctricos y aislantes, sin embargo se llegó a la conclusión de que los dieléctricos pertenecen a una clase especial de aislantes.

Desde entonces, los dieléctricos se han visto envueltos en varios tipos de análisis matemáticos a nivel atómico, envolviendo modelos físicos de cómo un campo eléctrico se comporta en el interior del material:

Si asumimos que un átomo tiene un centro puntual con carga positiva, y una carga negativa distribuida uniformemente en una nube esférica alrededor de esta carga puntual; podríamos considerar que es una estructura donde, en condiciones de equilibrio, el centro de carga positivo coincide con el centro de carga negativo, en ausencia de campos eléctricos actuantes sobre el átomo en cuestión, como se observa en la Figura 3.1 (a).

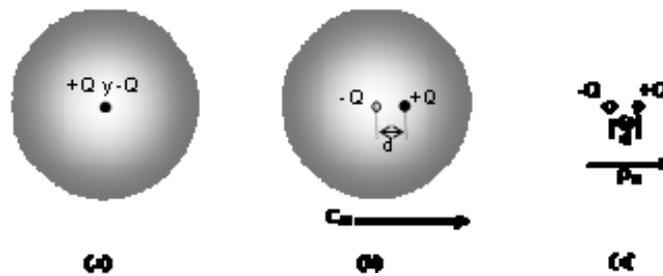


Figura 3.1. (a) Átomo en ausencia de campo eléctrico externo. (b) Átomo en presencia de campo eléctrico externo. (c) Momento dipolar eléctrico generado.

Ahora, si aplicamos un campo eléctrico externo  $E_m$  al material, los centros de cargas tanto positivo como negativo se separan, debido a que se ejercen fuerzas eléctricas sobre cada carga, produciendo un desplazamiento de la carga positiva hacia la dirección del campo eléctrico y un desplazamiento de la carga negativa en sentido contrario, como se muestra en la figura 3.1 (b). Sin embargo, el desplazamiento de los centros es muy pequeño, y la carga negativa sigue fuertemente ligada.

Esta nueva posición de equilibrio de las cargas, separadas una distancia  $d$ , se debe fundamentalmente al campo eléctrico aplicado; en estas condiciones, el material se encuentra eléctricamente polarizado, lo que implica

que cada átomo se ha convertido en un dipolo eléctrico, como se muestra en la figura 3.1 (c).

Cada uno de estos dipolos produce un nuevo campo eléctrico interno, el cual afecta al campo eléctrico externo aplicado. Esto es muy importante, ya que la intensidad con la que el campo eléctrico externo es afectado depende mucho de la distancia  $d$  entre las dos cargas de cada dipolo, es decir, cuanto mayor sea la separación entre las cargas elementales y su importancia dentro del material en cuestión, mayor será en consecuencia la constante dieléctrica del medio.

Por esta razón, lo que más interesa sobre los dieléctricos es su constante dieléctrica.

### **Constante Dieléctrica**

La permitividad relativa o comúnmente llamada constante dieléctrica de un material, es el factor de disminución de la fuerza de potencial de un material como consecuencia de la aplicación de un campo eléctrico. Para un mejor análisis del caso, si tomamos en cuenta la estructura de un capacitor de placas paralelas como en la figura 3.2, podemos observar que entre las dos placas metálicas solo existe aire (vacío), y si a esta estructura se le aplica un campo eléctrico lo suficientemente fuerte, el aire se ionizaría de tal forma que se convertiría en un conductor.

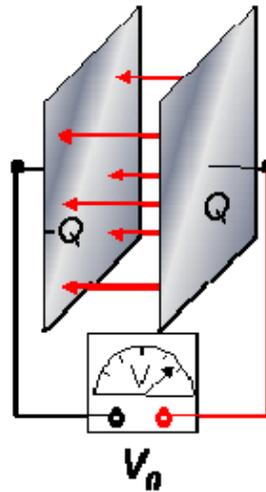


Figura 3.2. Capacitor de placas paralelas.

Es por eso que después de varias pruebas e investigaciones, y para mejorar el desempeño de dispositivos, como los capacitores, se descubrió que el usar dieléctricos entre las dos placas metálicas aumentaría el desempeño del dispositivo, debido a que este disminuye su campo eléctrico interior, y por lo tanto la **diferencia de potencial**, como consecuencia de la polarización en el dieléctrico y de la absorción de energía por parte de dicho material; este efecto se puede observar en la Figura 3.3.

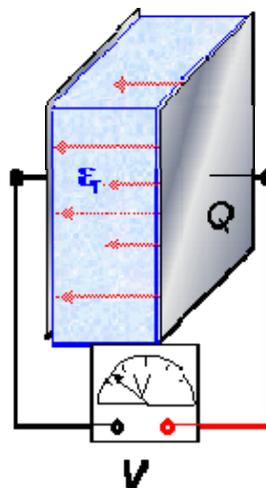


Figura 3.3. Capacitor de placas planas con material dieléctrico entre las placas.

Como se puede observar, el valor de la constante dieléctrica de un material determina el grado de polarización eléctrica del material cuando este es sometido a un campo eléctrico exterior. En otras palabras, la constante dieléctrica de un material influye en la cantidad de absorción de energía de un material cuando se le aplica un voltaje.

Ahora, la constante dieléctrica de un material varía según varias condiciones:

- Peso Molecular del material.
- Forma de la Molécula.
- Geometría de la Molécula (dirección de los enlaces de los dipolos).
- Tipo de interacciones moleculares.
- En medios no lineales, la constante dieléctrica puede depender de la magnitud del campo eléctrico exterior.

La constante dieléctrica  $\epsilon_r$ , o permitividad eléctrica relativa del material con respecto al vacío está dada por:

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0}$$

Donde  $\epsilon$  es la permitividad del material y  $\epsilon_0$  es la permitividad del vacío ( $\epsilon_0 = 8.8542 \times 10^{-12} \text{ [F} \cdot \text{m}^{-1}]$ ). Hay que tomar en cuenta que, la constante dieléctrica, es adimensional.

El valor de la constante dieléctrica es sumamente importante en nuestra aplicación, ya que, la antena generará campos eléctricos que seguramente serán absorbidos, en parte, por el dieléctrico sobre el cual está impreso el circuito de RF; es decir, la magnitud del campo eléctrico generado por la antena, será considerablemente reducido si se toma como sustrato un dieléctrico que tenga una permitividad relativa sumamente alta.

Por esta razón, existen ciertos tipos de sustratos que son generalmente utilizados en la implementación de antenas microlínea, los cuales tienen constantes dieléctricas que oscilan entre 2.2 y 12. Sin embargo, los sustratos más deseables para la elaboración de antenas Microstrip son sustratos gruesos cuyas constantes dieléctricas estén en los rangos más bajos dado que:

- Proveen mayor eficiencia
- Mayor ancho de banda
- Mejor desprendimiento del contorno de los campos hacia el espacio

Sin embargo, el uso de este tipo de sustratos, significaría en consecuencia, elementos con un tamaño mucho mayor al que se desea.

Para circuitos de microonda como: filtros, acopladores, líneas de transmisión, etc. (todos en tecnología Microstrip), son más deseables los sustratos delgados con constantes dieléctricas más altas, ya que este tipo de circuitos requiere:

- Contornos de campo más contiguos que ayuden a minimizar la radiación e incluso un acoplamiento indeseable.
- Conductores mucho más pequeños.

Sin embargo, usar este tipo de sustratos en elementos de radiación, hacen a la antena menos eficiente por las altas pérdidas y menor ancho de banda del que se desea.

Por esta razón, desde que la tecnología Microstrip integra circuitos de radiación con otro tipo de circuito microonda, es muy importante considerar un sustrato con características medias, para así cumplir con un desempeño aceptable tanto de la antena como del circuito adicional.

### 3.1.2 Selección de los Sustratos

En el proyecto de Grado: “Medición de la constante dieléctrica y tangente de pérdidas de materiales, utilizando el analizador vectorial AGILENT 8714ES; controlado en un entorno LAN, a través de una interfaz HMI”, se obtuvo el valor de la constante dieléctrica de distintos materiales, entre ellos:

- Vidrio
- Madera Seca
- Papel
- Baquelita

Los resultados obtenidos en dicho proyecto son muy importantes para distinto tipo de aplicaciones, sin embargo, la baquelita es el sustrato más común en la implementación de circuitos electrónicos en general. Por esta razón, nuestro estudio se centrará en los resultados obtenidos sobre este tipo de dieléctrico.

Los tipos de baquelita utilizados en el proyecto mencionado como referencia son:

- Baquelita común
- Baquelita de la firma ROGERS CORPORATION, Series 4000, RO4003C.

A continuación se desglosa con mayor profundidad las características de estos materiales, para un mejor entendimiento de su influencia en el resultado final de nuestro proyecto.

#### **Baquelita Común**

La baquelita es un material de tipo fenoplástico, cuyo nombre científico es *anhídrido glicoso de metileno y oxybenzone (oxybenzone methylene glycol anhydride)*, inventado por accidente en 1907 por el químico belga Dr. Leo

Hendrik Baekeland (1836-1944) en Nueva York, mientras intentaba mezclar Formaldehído y Acido Fénico bajo altas presiones.

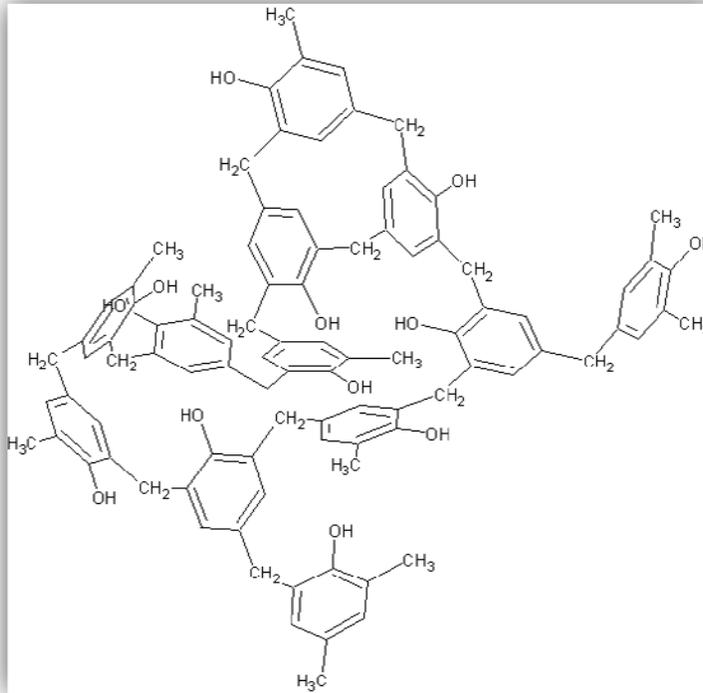


Figura 3.4. Estructura Molecular de la Baquelita

Este tipo de material es uno de los primeros plásticos hecho en base a componentes sintéticos. Sus primeras versiones eran de un color muy oscuro debido a una completa falta de refinamiento en el proceso de elaboración y a la necesidad de añadir cierto tipo de aditivos a la solución para proporcionar cierta robustez.

Una de las características más importantes de la baquelita es que se moldea a medida que se crea, y una vez que se solidifica no es posible volverla a moldear, es decir es altamente termoestable, ya que, como se puede observar en la figura 3.4, la estructura molecular de este material presenta un muy alto grado de entrecruzamiento. Esta característica diferencia a la baquelita de los polímeros termoplásticos, que si pueden moldearse y fundirse varias veces.

Presenta una elevada rigidez dieléctrica así como una alta resistencia mecánica. Es muy resistente al calor, al agua y a varios tipos de ácidos y solventes (alcohol, tetra cloruro de carbono, hidrocarburos aromáticos, petróleo, etc.). Soporta generalmente hasta temperaturas de 110°C y es difícilmente inflamable. Tiene un olor característico a ciertas temperaturas debido al formaldehído.

Desde que fue patentada en 1909, la baquelita ha sido usada en millares de aplicaciones que como por ejemplo se indican las siguientes:

- Como simple aislante eléctrico.
- Aplicación mecánica en distinto tipo de maquinarias: motores, etc.
- Aislamiento de alta tensión para transformadores.
- Soportes para carretes.
- Partes de radios, teléfonos y cámaras antiguas.
- Piezas de juegos de mesa: ajedrez, damas, domino, etc.



Figura 3.5. Radio construido con partes de baquelita

Sin embargo, su uso más común, y posiblemente su mejor aplicación, se da en los circuitos electrónicos, donde proveen un excelente desempeño de

los mismos y han permitido la reducción en costo y tamaño de una infinidad de implementaciones electrónicas, y entre ellas, las antenas Microstrip.

Entre las características físicas más importantes de la baquelita podemos nombrar:

Tabla 3.1. Características Físicas de la Baquelita Común

Propiedad	Valor	Unidad
Densidad	1.4	[g/cm <sup>3</sup> ]
Resistencia a la flexión M Pa 150	150	[M Pa]
Resistencia a la tracción	120	[M Pa]
Resistencia a la compresión	150	[M Pa]
<b>Prueba de voltaje a 1 minuto en aceite a 90°C</b>		
Perpendicular a las capas para 3mm de espesor	15	[Kw]
Paralela a las capas para distancias de 25mm	15	[Kw]
Absorción de agua, probeta de 4mm de espesor	125	[mg]
Clase Térmica	120	[°C]
Constante dieléctrica	3.6	[ ]
Tangente de Pérdidas	0.0058	[ ]

Como se puede observar, la constante dieléctrica de la baquelita común es de 3.6 según los fabricantes, sin embargo, en el proyecto de tesis de referencia, la baquelita común tiene un valor de constante dieléctrica de **3.36** y este es el valor referencial que se tomará como verdadero para el diseño del prototipo de antena fabricado.

### **Baquelita ROGERS CORPORATION, Series 4000, RO4003C**

Otra clase de baquelita estudiada es la baquelita tipo Rogers RO4003C. Material que es fabricado por la corporación Rogers y pertenece a la serie 4000.

Los materiales de la serie RO4000, son elaborados para circuitos de alta frecuencia, son de estructura laminada, de vidrio reforzado con cerámica / hidrocarburos (no son de PTFE: politetrafluoretileno); presentan un buen desempeño en ambientes y estructuras sensibles, y debido a sus características son usadas en un extenso número de aplicaciones.

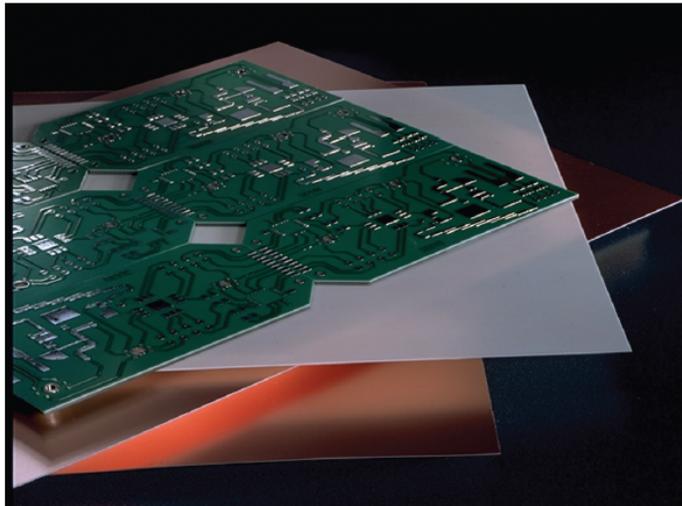


Figura 3.6. Circuito impreso en baquelita ROGERS de la serie RO4000

En cuanto a la parte electrónica, los laminados de la serie RO4000 han sido diseñados para un desempeño superior en aplicaciones con altas frecuencias con una reducción considerable en costos de implementación. Para este tipo de aplicaciones, se garantiza un bajo nivel de pérdidas y pueden ser utilizados en procesos para materiales estándar FR4.

Muchos de los diseñadores de circuitos electrónicos, aseguran que la gran variedad de estos laminados que están disponibles en el mercado

disminuyen significativamente su desempeño cuando se trabaja bajo frecuencias de operación superiores a los 500MHz. Sin embargo, este tipo de baquelita es muy utilizado por los diseñadores de circuitos RF por su correcto desempeño en frecuencias del rango de las microondas, además de que permiten una repetitividad en los diseños de circuitos anexos como: filtros y líneas de transmisión de impedancia controlada.

Esta clase de baquelita ha sido escogida por las siguientes razones:

- Comparando con otras clases de materiales, la constante dieléctrica de la baquelita Rogers no varía significativamente con la temperatura, como se muestra en la figura 3.7.

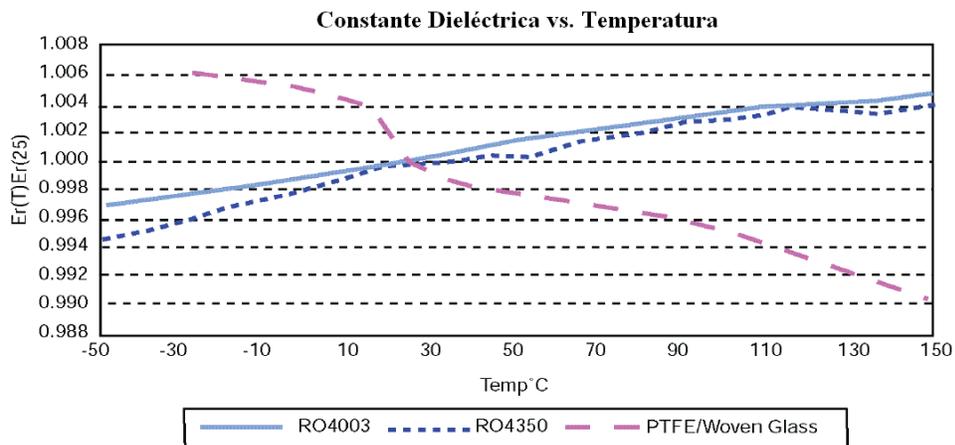


Figura 3.7. Constante Dieléctrica vs. Temperatura de la serie RO4000

- El sustrato trabaja excelentemente en un amplio rango de frecuencias, particularmente a 2.4 GHz, permitiendo su correcta aplicación en nuestra aplicación. Esto se puede visualizar claramente en la figura 3.8.

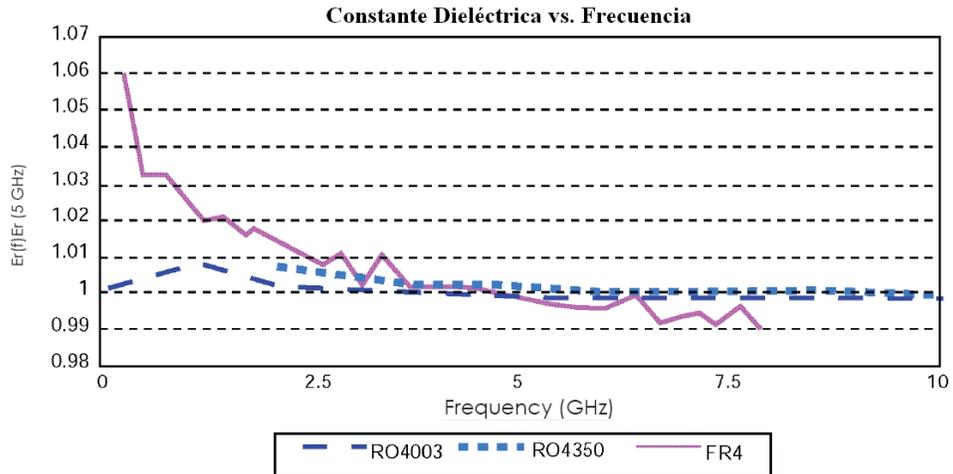


Figura 3.8. Constante Dieléctrica vs. Frecuencia de la serie RO4000

- Por último, este tipo de material es uno de los más utilizados en circuitos de microlínea, debido a sus bajas pérdidas por inserción en circuitos Microstrip, como se puede visualizar en la figura 3.9.

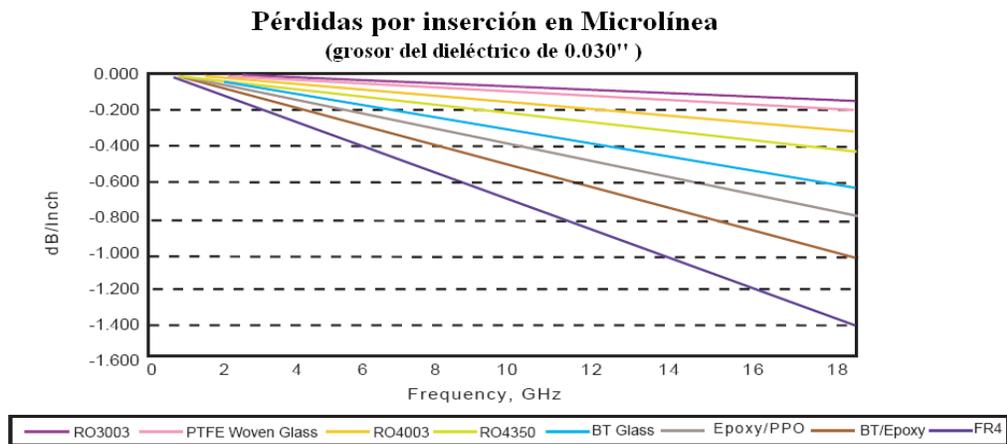


Figura 3.9. Pérdidas por inserción vs. Frecuencia de la serie RO4000

En los prototipos para el desarrollo del proyecto, se utilizará la baquelita **RO4003C**, la cual tiene las siguientes características:

Tabla 3.2. Características Generales de la Baquelita Rogers RO4003C

Propiedad	Condición	Valor	Unidad
Constante Dieléctrica $\epsilon_r$	10 GHz/23°C	3.38 ± 0.05	[ ]
Constante Dieléctrica $\epsilon_r$ (valor para diseño)	FSR/23°C	3.55	[ ]
Tangente de Pérdidas $\tan(\delta)$	10 GHz/23°C	0.0027	[ ]
	2.5GHz/23°C	0.0021	[ ]
Coefficiente de Temperatura de $\epsilon_r$	-100°C a 250°C	+40	[ppm/°C]
Resistividad Volumétrica	-	1.7 x 10 <sup>10</sup>	[MΩ•cm]
Resistencia Superficial	-	4.2 x 10 <sup>9</sup>	[MΩ]
Conductividad térmica	100°C	0.64	[W/m/°K]
Absorción de humedad	48 hrs de inmersión, 0.060", muestra Temperatura 50°C	0.06	[%]
Densidad	23°C	1.79	[gm/cm <sup>3</sup> ]
Fuerza de Penetración del Cobre (skin depth)	Después de soldadura flotante 1 oz. EDC Foil	1.05 (6.0)	[N/mm (pli)]

Aunque este tipo de baquelita presenta condiciones muy favorables para la implementación, uno de los objetivos del actual proyecto implica desarrollar la implementación con materiales del mercado local, y la baquelita de marca ROGERS solo podría ser usada acudiendo a la importación de la misma. Por este motivo, se ha descartado su uso para el presente proyecto.

## 3.2 SELECCIÓN DE MATERIALES COMPLEMENTARIOS: CONECTORES, ACOPLADORES Y CABLES

En el Capítulo 2 del presente proyecto, en el apartado 2.7: Conectores, acopladores y cables, se menciona que además de la antena en sí, otro tipo de materiales que son parte del prototipo son muy importantes en su desempeño.

Entre estos materiales, los conectores y las líneas de transmisión son esenciales en la construcción de antenas. Es por esta razón que a continuación indicaremos los materiales elegidos para la implementación y las razones del porque lo hemos hecho.

### 3.2.1 Selección de Conectores

La elección de los conectores depende de muchos factores, y tomando en cuenta varias de las opciones analizadas en el capítulo anterior, se ha optado por la elección del conector tipo **SMA**.

El conector SMA tiene características muy importantes en cuanto a microondas, es decir, su desempeño en frecuencias altas (especialmente a 2.4GHz) es muy alto en comparación con otras opciones, siendo prácticamente una de las mejores soluciones en el mercado.

El uso de los conectores depende mucho de la aplicación, frecuencia y potencia de trabajo; y para el presente proyecto, el conector SMA presenta un correcto desempeño en la banda de 2.4GHz y a potencias en el rango de los cientos de milliwatts, además de su corto tamaño, lo cual es una ventaja adicional.

Generalmente, y a manera estandarizada, se coloca los conectores macho en los extremos de los cables y los conectores hembra en los dispositivos de RF (antenas, transmisores, etc.), por esta razón se ha optado por lo siguiente:

- Se acoplará un conector tipo SMA Hembra, en la baquelita, con el fin de tener una interfaz de conexión entre el cable de transmisión y la antena propiamente dicha.
- En caso de necesitar otro tipo de conectores para el acople de la antena a los equipos de prueba, se mencionará su uso eventualmente.

La adaptación entre el conector SMA y la baquelita dependerá mucho del diseño del prototipo, y en base a esto se elegirá el tipo de conector SMA Hembra adecuado.

### **3.2.2 Selección de Cable Coaxial (Línea de Transmisión)**

Se ha escogido al cable coaxial para actuar como línea de transmisión, sobre las guías de onda por varios motivos, entre estos:

- Mejor relación calidad/costo.
- Mayor facilidad en instalación y manipulación.
- Mayor variedad de soluciones en el mercado nacional.

Como ya se ha mencionado anteriormente, las líneas de transmisión para frecuencias altas requieren necesariamente tener bajas pérdidas, ya que a frecuencias como 2.4 GHz, las pérdidas en un cable ordinario serían muy altas, derivando en un pésimo desempeño de la antena como un conjunto.

La elección del cable coaxial entonces, depende mucho de varios factores:

- Rango de frecuencias de trabajo
- Impedancia Característica
- Diámetro del conductor o vivo del cable
- Tipo de aislante dieléctrico; entre otros.

La mayoría de sistemas de comunicación llevan información en grupos de frecuencias, por lo que es de suma importancia que todas las frecuencias

en el punto de recepción sean simplemente una versión retardada de las frecuencias transmitidas, lo que implica que todo el rango de frecuencias transmitidas tenga la misma velocidad de fase.

Debido a que el actual proyecto se centra más en la implementación de antenas de microlínea, y que en caso de ser necesario el uso de una línea de transmisión externa, se ha optado por adquirir un *pigtail* coaxial que presente características correctas para la aplicación en curso, y que presente conectores SMA para el correcto acople con la antena.

### **3.2.3 Selección de Acopladores**

Los acopladores son muy importantes en el presente proyecto. Los equipos de prueba presentan conectores BNC y conectores tipo N. Por lo tanto es muy importante verificar la existencia de acopladores que permitan la integración entre los conectores mencionados y el conector SMA incorporado a la antena.

Generalmente, dichos acopladores vienen incluidos en los equipos; sin embargo, si el caso lo amerita, los acopladores necesarios serán adquiridos.

## **CAPÍTULO 4**

### **DISEÑO DE LA ANTENA DE MICROLÍNEA DIRECTIVA**

Después del análisis del fundamento teórico necesario para la implementación de antenas de microlínea, y habiendo estudiado los materiales requeridos para este objetivo, el presente capítulo involucra el diseño del prototipo de una antena directiva de microlínea en la banda de 2.4 GHz.

La banda de 2.4 GHz, es referida al estándar WiFi. Por esta razón, el prototipo será diseñado de manera que cumpla con los requerimientos de frecuencia de dicho estándar ( $f_{min}=2.4\text{GHz}$  y  $f_{max}=2.4835\text{GHz}$ ).

#### **4.1 PRINCIPIOS DE DISEÑO**

Para el proceso de diseño de cualquier tipo de antena, en general, son necesarios varios argumentos y consideraciones para obtener un punto de partida; el cual será mejorado en base a los requerimientos y al cumplimiento de las consideraciones mencionadas.

En el caso de este proyecto, la antena microlínea a diseñar es de clase directiva, lo que supone entonces una configuración especial de arreglo, de manera que se obtenga un patrón de radiación direccional.

El hecho de generar un arreglo directivo implica obtener una ganancia relativamente alta para el ancho de banda en el cual se va a trabajar.

Para diseñar un arreglo Microstrip es necesario tener en cuenta el siguiente proceso de diseño:

1. Diseño del elemento radiante (parche)
2. Diseño del Arreglo
3. Diseño de la BFN (Beam Forming Network)

Sin embargo, el cumplir con este proceso requiere de ciertas consideraciones iniciales, que son esenciales para la aplicación de las ecuaciones de diseño, y que dependen de la aplicación y del tipo de materiales a usar. Dichas consideraciones se muestran en la Tabla 4.1.

Tabla 4.1. Consideraciones de Diseño

	Variable	Valor	Unidades	Descripción
<b>Constantes de Diseño</b>	$\epsilon_r$	3.36	[-]	Constante dieléctrica del Sustrato
	$\Delta$	0.0058	[-]	Tangente de Pérdidas del Sustrato
	H	1.6	Mm	Espesor del Sustrato
	T	35	Um	Espesor de la Capa de Cobre en el Sustrato
	$Z_{in}$	50	Ohm	Impedancia de la línea Coaxial
	C	2.9979E+8	m/s	Velocidad de la Luz en el Vacío
	$\lambda$	122.77770	Mm	Longitud de Onda de Resonancia en WiFi
	$f_{min}$	2.4	GHz	Frecuencia Mínima de WiFi
	$f_{max}$	2.4835	GHz	Frecuencia Máxima de WiFi
	F	2.44175	GHz	Frecuencia de Resonancia de WiFi
	BW	83.50	MHz	Ancho de Banda de WiFi
G	9	dBi	Ganancia de la Antena	

## 4.2 DISEÑO DEL PARCHE (ELEMENTO RADIANTE)

El elemento radiante es esencial en cualquier tipo de arreglo. En este caso, el elemento radiante se basa en el parche Microstrip.

Como ya se ha mencionado en capítulos anteriores, el parche puede tener distintas formas (rectangular, circular, triangular, etc.). En este caso se ha optado por el uso del parche rectangular como elemento radiante, debido a su facilidad de diseño y a su buen desempeño en implementaciones de alta frecuencia.

El diseño del parche rectangular implica obtener los valores tanto de ancho como de longitud del mismo, en base a la frecuencia de resonancia y a los parámetros del sustrato en el que se va a implementar, parámetros listados en la Tabla 4.1. Se procede de la siguiente manera:

1. Aplicando la ecuación 2.5 se encuentra el ancho del parche:

$$W_e = \frac{2.9979 \cdot 10^8}{2 \cdot 2.44175} \sqrt{\frac{2}{3.36 + 1}}$$

$$W_e = 41.577777 \text{ mm}$$

2. Mediante la ecuación 2.6 se obtiene el error de ancho efectivo:

$$\Delta W = 1.6 \cdot \frac{\ln(4)}{\pi}$$

$$\Delta W = 0.306627 \text{ mm}$$

3. Luego, es necesario calcular la longitud efectiva del parche, mediante la ecuación 2.7:

$$W = 41.577777 - 2 \cdot 0.306627$$

$$W = 40.964524 \text{ mm}$$

4. Para calcular la longitud del parche, es necesario calcular la constante dieléctrica efectiva, utilizando la ecuación 2.9:

$$E_{eff} = \frac{3.36 + 1}{2} + \frac{3.36 - 1}{2 \sqrt{1 + 12 \cdot \frac{1.6}{40.964524}}}$$

$$E_{eff} = 3.1536788$$

5. Se procede a encontrar la longitud del parche utilizando la ecuación 2.8:

$$Le = \frac{2.9979 \cdot 10^8}{2 \cdot 2.44175 \cdot 10^9 \sqrt{3.1536788}}$$

$$Le = 34.56852mm$$

6. Como siguiente paso, es necesario aplicar la ecuación 2.10 y encontrar el error de longitud efectiva:

$$\Delta L = 0.412 \cdot 1.6 \cdot \frac{(3.1536788 + 0.3) \cdot \left(\frac{40.964524}{1.6} + 0.264\right)}{(3.1536788 - 0.258) \cdot \left(\frac{40.964524}{1.6} + 0.8\right)}$$

$$\Delta L = 0.770267mm$$

7. Finalmente, se obtiene la longitud efectiva del parche aplicando la ecuación 2.11:

$$L = 34.56852 - 2 \cdot 0.770267$$

$$L = 33.027985mm$$

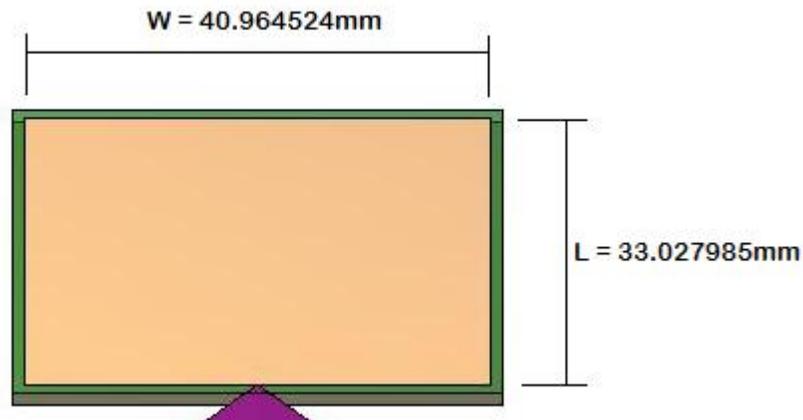


Figura 4.1. Dimensiones del Parche Teórico

Todos los valores mencionados han sido calculados manualmente, sin embargo, se ha elaborado un programa en Matlab que facilita el cálculo de las medidas de los parches rectangulares para la frecuencia de resonancia de 2.44175GHz. Dicho programa se presenta en el Anexo I.

Los valores de  $L$  y  $W$  son muy importantes en la implementación de la antena, sin embargo, los valores obtenidos mediante estas ecuaciones son solo tentativos y no cumplen a cabalidad con los requerimientos de resonancia, como se puede observar en la Figura 4.2, donde la frecuencia de resonancia del parche teórico toma un valor de 2.45428 GHz. Los verdaderos valores de  $L$  y  $W$  son encontrados tomando en cuenta los valores calculados como punto de partida, y realizando una posterior optimización en cualquier software de simulación Microstrip.

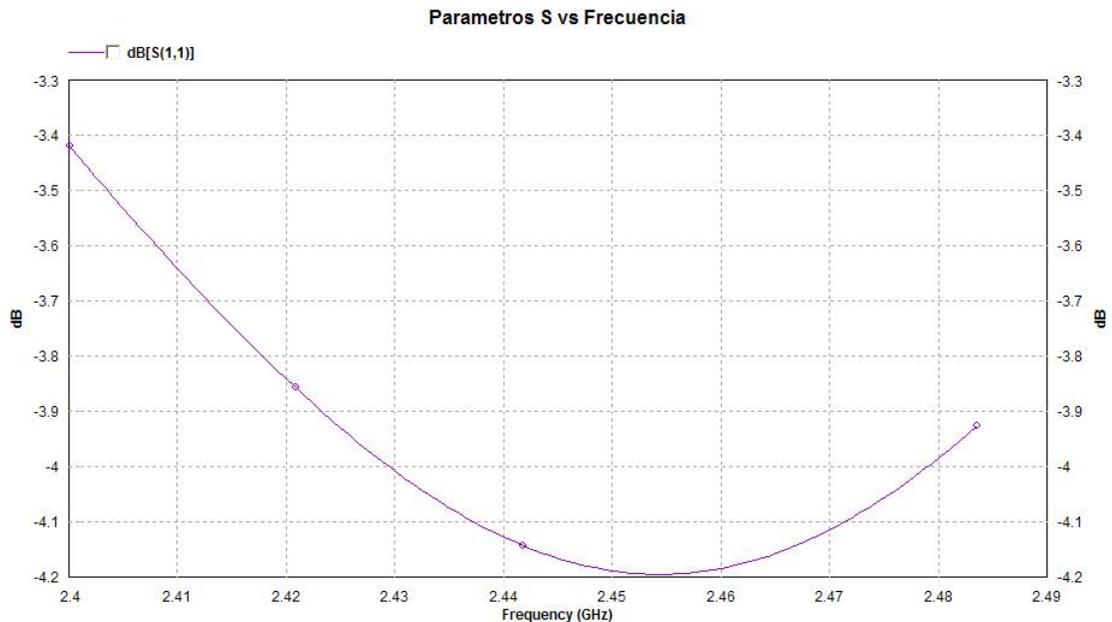


Figura 4.2. Gráfica de Parámetros S vs Frecuencia del Parche Teórico

Algo muy importante en el diseño del parche, es su impedancia de entrada. El valor real de la impedancia de entrada será usado posteriormente en el diseño de la BFN, por lo cual es muy importante encontrar un valor muy preciso de la misma.

Para obtener la resistencia de entrada del parche, primero se encuentra la conductancia aplicando la ecuación 2.14 y 2.13, de donde:

$$I_1 = \int_0^{\pi} \left[ \frac{\sin \left( \frac{0.1227777 \cdot 40.964524}{33.027985} \cdot \cos \theta \right)}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta$$

$$I_1 = 0.2431521035698$$

$$G_{in} = \frac{0.2431521035698}{120\pi^2}$$

$$G_{in} = 0.0002053038245$$

Por lo tanto, la impedancia de entrada del parche alimentado en el borde, aplicando la ecuación 2.12 es:

$$R_{in} = \frac{1}{2 \cdot (0.0002053038245)}$$

$$R_{in} = 243.541493305206\Omega$$

Sin embargo, y al igual que los valores de dimensionamiento, el valor de resistencia de entrada del parche obtenido mediante ecuaciones es solamente referencial. Por esta razón, es primordial utilizar la resistencia del parche que nos provee el simulador de Microstrip.

El simulador IE3D ha sido utilizado para encontrar los valores de dimensionamiento y de resistencia de entrada del parche, y su funcionamiento se explica con mayor detalle en el Anexo II.

Los valores finales del parche, después de la optimización para una frecuencia de resonancia de 2.44175GHz son:

Tabla 4.2. Dimensiones del Parche Optimizado

Variable	Valor	Unidades	Descripción
<b>W</b>	41.174167	M	Ancho Efectivo
<b>L</b>	33.197835	M	Longitud Efectiva
<b>Rin</b>	210.377	Ohm	Impedancia de Entrada

### 4.3 DISEÑO DEL ARREGLO

El arreglo directivo basa su comportamiento en varios parámetros a ser tomados en cuenta. En nuestro caso, se ha tomado como consideraciones los siguientes aspectos:

- En el caso de antenas de microlínea, el arreglo es diseñado asumiendo que el parche tiene un patrón de radiación isotrópico. El parche en si tiene un patrón de radiación ciertamente directivo, por lo que si el arreglo general cumple con las especificaciones de directividad deseadas, el arreglo de parches lo hará de mejor manera.
- El arreglo a desarrollar será del tipo *broadside*, es decir, será un arreglo de radiación lateral, con un patrón de radiación de tipo *Pencil-Beam*.
- El arreglo será de tipo espacial, cuadrado de NxN elementos, para facilitar los cálculos de diseño y obtener el patrón de radiación adecuado. Tendrá una separación inter-elementos de  $0.65\lambda$ , ya que es vital considerar los efectos de *coupling* entre los parches así como también el *crowding* de las líneas de transmisión de la BFN; para lo que la separación escogida permite tomar al *coupling* como un factor no muy determinante en el comportamiento del arreglo y permite también diseñar la BFN con libertad.

- El arreglo de antenas generalmente se considera como un proceso de ensayo/error, es decir, se debe arrancar sabiendo que la directividad es proporcional a las dimensiones del arreglo en longitudes de onda, y en base a optimizaciones se elegirá el que tenga el mejor desempeño en cuanto a los requerimientos de ganancia y de patrón de radiación.

Como se puede observar en la tabla 4.1, la ganancia ideal del arreglo debe ser de 9dBi. Sin embargo, para mejorar el desempeño del arreglo, se ha optado por incrementar la ganancia a 12dBi; tomando en cuenta que el patrón de radiación es de tipo Pencil-Beam y si definimos al ancho de banda como el rango de frecuencias en los que la ganancia disminuye en 3dB, entonces tanto la frecuencia mínima como la máxima deben presentar una ganancia de mínimo 9dBi. En otras palabras, con la definición de ancho de banda de ganancia mencionada, y asumiendo que el patrón de ganancia decrece simétricamente con respecto a la frecuencia de resonancia, obtendremos que:

	<b>Fmin</b>	<b>f</b>	<b>Fmax</b>
<b>Ganancia</b>	9dBi	12dBi	9dBi

Por lo tanto el arreglo será diseñado para una ganancia de 12dBi a la frecuencia de resonancia (2.44175GHz).

Para el diseño del arreglo, se procede de la siguiente manera:

1. Con el valor de ganancia considerado, se obtiene el valor de la directividad utilizando la ecuación 2.1. Sin embargo, y como se puede notar, es necesario obtener el valor de la eficiencia de radiación de la antena.

La eficiencia de radiación de la antena es un parámetro que depende netamente del parche, y generalmente se obtiene implementando el parche de manera individual. En este caso, se optó por simular el parche en el software

IE3D y mediante el uso del utilitario *Pattern View* de dicho software, se obtiene la gráfica de eficiencia de radiación del parche:

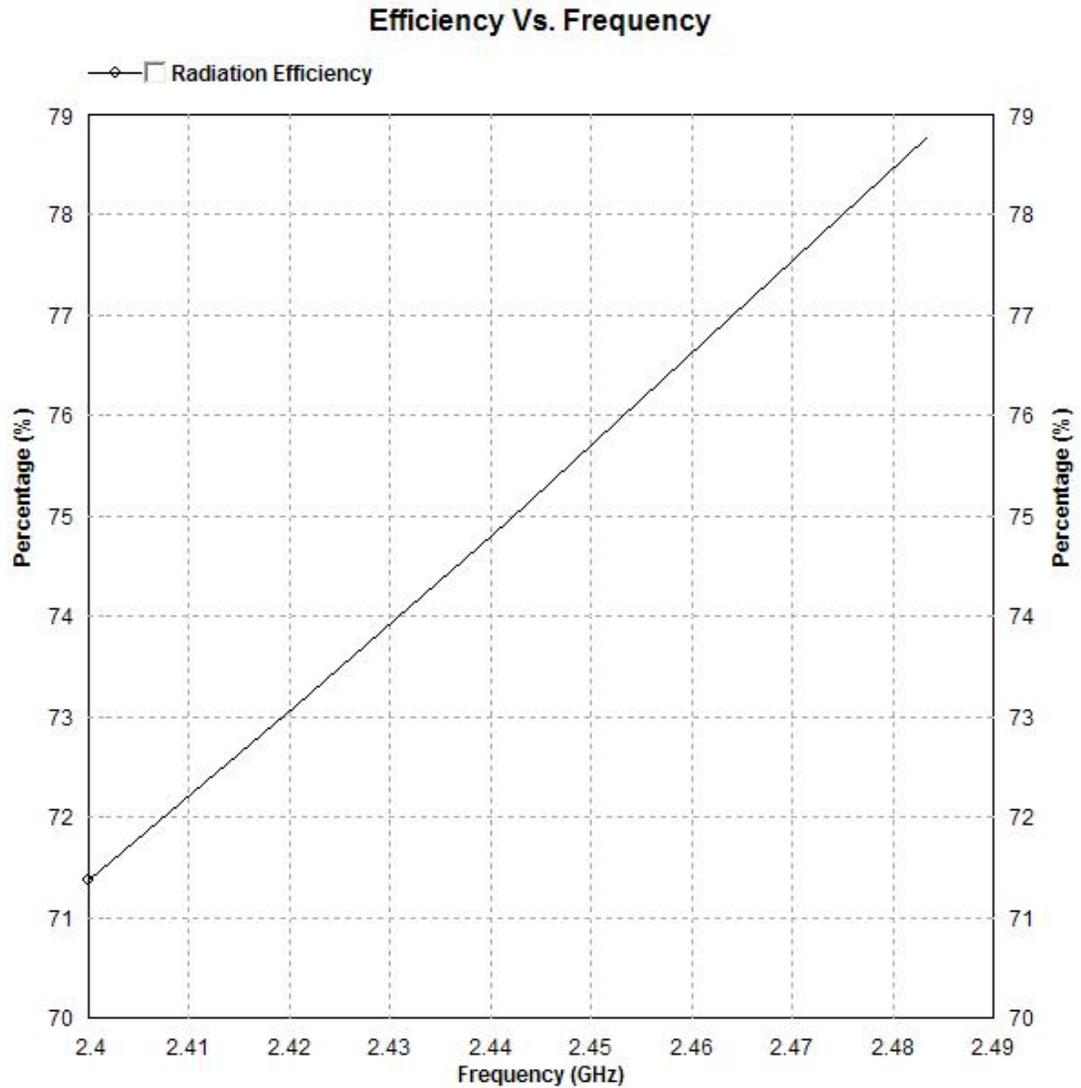


Figura 4.3. Eficiencia del Parche Individual Optimizado vs Frecuencia

De donde podemos obtener que la eficiencia del parche a la frecuencia de resonancia es del 74.9463720529%, lo que implica un factor de 0.7494637205.

Entonces, despejando la ecuación 2.1 obtenemos que la directividad (adimensional) es:

$$D = \frac{G}{e}$$

$$G = 10^{\frac{G_{dB}}{10}}$$

$$D = \frac{15.8489319246111}{0.7494637205}$$

$$D = 21.1470301911847$$

$$D_{dB} = 13.25249385 \text{ dB}$$

2. Como siguiente paso, es necesario obtener el número de elementos necesarios para el arreglo.

Si se observa la ecuación 2.4, es fácil notar que la directividad total del arreglo espacial es proporcional al producto de las directivades de los arreglos lineales en los ejes X y Y. Entonces, si despejamos las variables de la ecuación 2.4 basándonos en la ecuación 2.2, podremos obtener el número de elementos del arreglo tomando en cuenta que la distancia inter-elementos es de  $0.65\lambda$  y que el arreglo es de  $N \times N$  elementos (por lo tanto  $D_x = D_y$ ). De la siguiente forma:

$$D = \pi \cdot D_x \cdot D_y$$

$$D_x = \frac{2 \cdot N}{\lambda}$$

$$D_x = D_y$$

$$D = \pi \cdot D_x^2 = \pi \cdot \left( \frac{2 \cdot N \cdot d}{\lambda} \right)^2$$

$$N = \frac{\lambda}{2 \cdot d} \cdot \sqrt{\frac{D}{\pi}}$$

$$N = \frac{1}{2 \cdot 0.65} \cdot \sqrt{\frac{21.1470301911847}{\pi}}$$

$$N = 1.9957512226653$$

Y redondeando al inmediato superior, obtenemos que:

$$N \approx 2$$

3. Con un arreglo de 2x2 elementos, como se observa en la figura 4.4, obtenemos una ganancia teórica de aproximadamente 12.0185dBi.

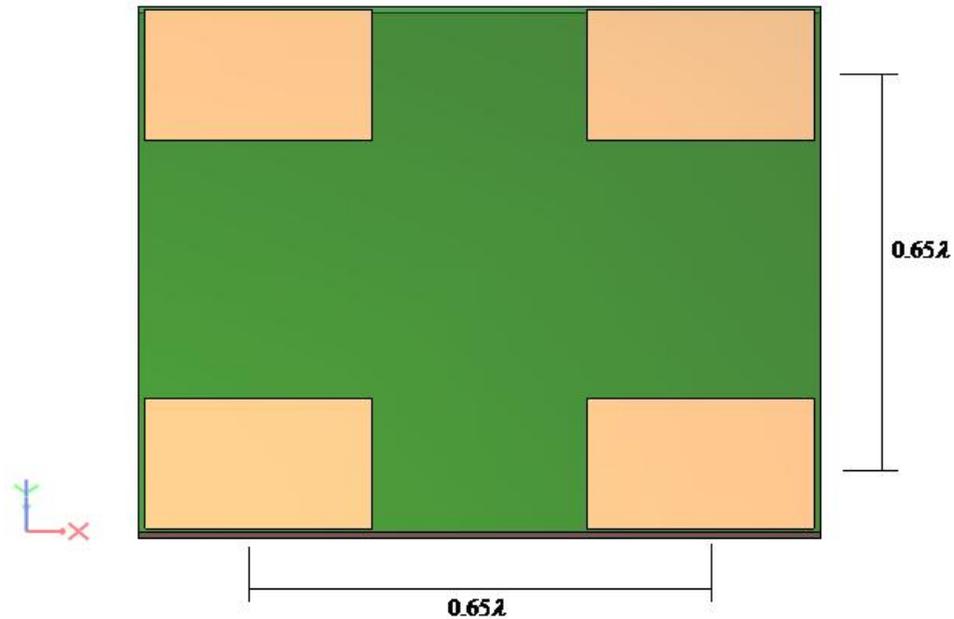


Figura 4.4. Arreglo de 2x2 Parches Rectangulares

La ganancia teórica real del arreglo, se obtendrá al final del proceso de diseño mediante simulación, ya que además del número de elementos del arreglo y de la separación entre ellos, los resultados dependen mucho del diseño de la BFN.

### 4.3 DISEÑO DE LA BFN (BEAM FORMING NETWORK)

El diseño del Arreglo es elemental para obtener las prestaciones de directividad y ganancia necesarias, sin embargo, la forma de alimentación de los parches es primordial para cumplir con las prestaciones de impedancia, VSWR y ancho de banda.

Generalmente, una BFN bien diseñada presenta un ancho de banda mayor que el del parche, y teóricamente se mantiene el desempeño en este sentido. Sin embargo, en la aplicación, la integración de la BFN al arreglo implica cierto tipo de efectos como desplazamiento de la frecuencia de resonancia y cierta reducción del ancho de banda.

Para contrarrestar con estos efectos, es necesario nuevamente realizar un proceso de optimización de la antena completa, buscando la correcta frecuencia de resonancia.

En cuanto al diseño de la BFN, es importante tener en cuenta lo siguiente:

- Conocer los efectos de las formas de alimentación de los elementos radiantes, es decir, tomar muy en cuenta las formas de alimentación: en Paralelo, en Serie e Híbridas.
- Mantener los saltos de impedancia lo más bajos posibles (muy cercanos a 1), evitando sobre todo el tener saltos de impedancia mayores a 2. Esto es muy importante debido a que el ancho de banda del VSWR generalmente se define como el rango de frecuencias en el que el valor de VSWR es menor a 2.
- Evitar el utilizar líneas de transmisión Microstrip muy delgadas o muy anchas, generalmente en un rango admisible de  $0.3\text{mm} < W < 3\text{mm}$ . Ya que líneas muy delgadas generarían problemas al momento de la implementación; y líneas muy anchas adoptarían parte de los campos electromagnéticos radiados por los parches, presentando cambios de amplitud y fase en las señales que transportan.

Para obtener los mejores resultados en el presente proyecto, se ha optado por desarrollar varios diseños de BFN distintas, y evaluar su desempeño en el arreglo en base a las simulaciones de los mismos. El análisis del desempeño de cada uno de los distintos prototipos, fijará el diseño final que será simulado (para obtener datos teóricos de comparación) e implementado; la elección del mejor diseño, dependerá de factores importantes como: Ancho de Banda, Ganancia, VSWR e Impedancia.

El proceso de diseño a considerar es el que se menciona a continuación, y cada paso del mismo será tomado en cuenta para el diseño de cada una de las BFN:

1. En base a la tabla 4.1, se conoce que la impedancia de la línea coaxial es de  $50\Omega$ , por lo que la impedancia de entrada de la antena debe ser de  $50\Omega$  para cumplir con la máxima transferencia de potencia y el mínimo VSWR.

2. Se realiza el diseño de las líneas de transmisión, tomando en cuenta la distribución elegida. Es decir, tomando como punto de partida un diseño rudimentario del Arreglo con BFN, se procede al cálculo de las distancias que deben poseer cada una de las líneas de alimentación.

3. Es importante el uso de divisores de potencia y de transformadores de  $\lambda/4$  para acoplar las impedancias de las líneas de transmisión entre ellas y para realizar el acople entre la BFN y los Parches. Las distancias de dichos transformadores no pueden variar, por lo que hay que calcular los valores de las líneas de transmisión ordinarias.

4. El cálculo del ancho de cada una de las líneas Microstrip se basa en las ecuaciones 2.16 y 217., pero al igual que con los casos anteriores, estos datos serían netamente referenciales.

Por esta razón, para evitar mayores inconvenientes tanto en la simulación como en la implementación y para agilizar los cálculos del proceso, se ha optado por utilizar el utilitario del software IE3D conocido como LineGauge (Figura 4.5), el cual permite calcular los parámetros mencionados, en base a ciertas especificaciones mostradas en la Tabla 4.1, entre ellas:

- Frecuencia de Resonancia en GHz.
- Constante dieléctrica del material.
- Ancho del Sustrato en mm.
- Ancho de la Capa de Cobre en mm.

- Impedancia de la línea de transmisión en ohm ( $\Omega$ ).
- Longitud eléctrica de la línea de transmisión en grados ( $^\circ$ ).

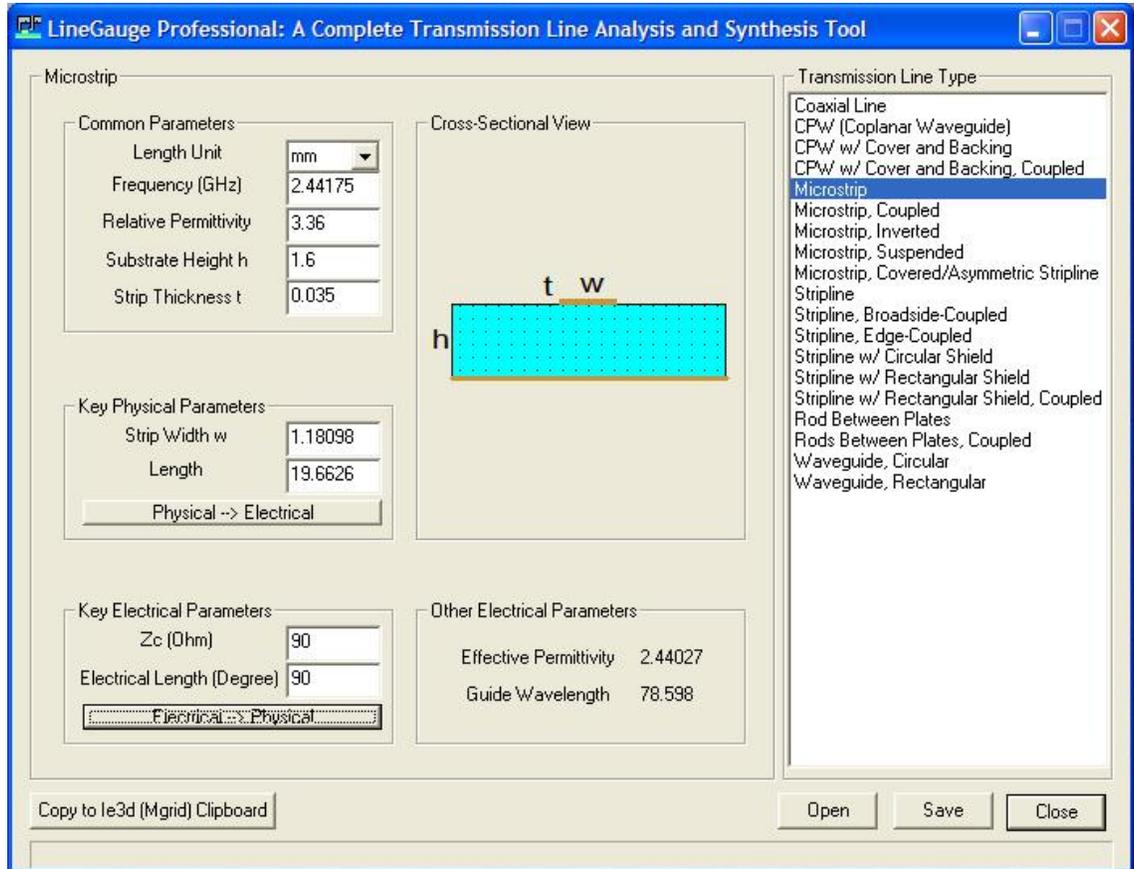


Figura 4.5. Presentación del Utilitario *LineGauge*, del software IE3D.

5. Por último, se realiza el respectivo proceso de optimización tanto de las líneas Microstrip como de las medidas del Parche, para que el arreglo total cumpla con las especificaciones deseadas.

#### 4.3.1 Diseño #1

Como punto de partida, y tomando en cuenta que el arreglo consta de 2x2 elementos, la alimentación en paralelo es una muy buena opción.

Entonces, el arreglo toma la siguiente configuración:

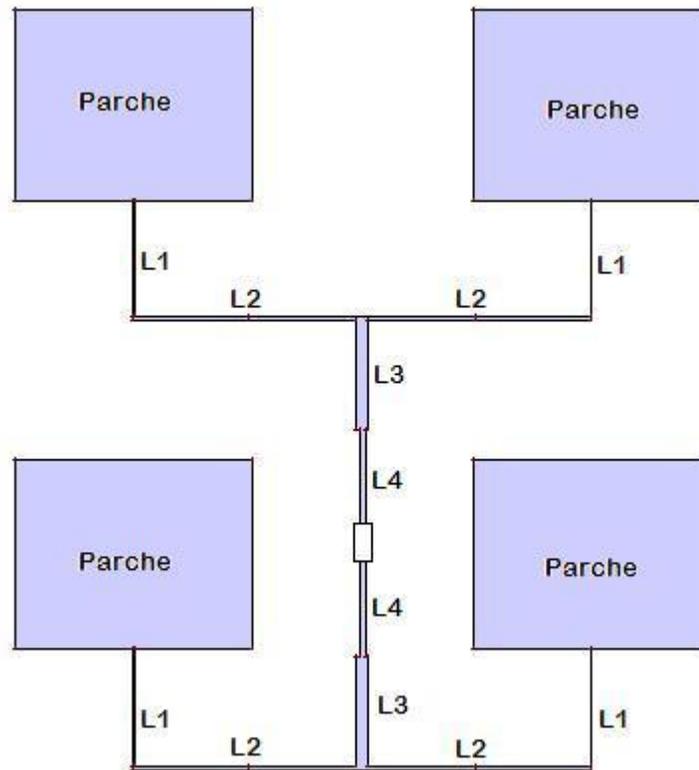


Figura 4.6. Geometría del Arreglo con BFN en paralelo (Diseño #1).

Previo al cálculo de las distancias, es necesario calcular las impedancias de cada línea y determinar la ubicación de los transformadores de  $\lambda/4$ . Mediante un análisis general del arreglo, se llegó a las siguientes conclusiones:

1. Dado que la entrada coaxial es de  $50\Omega$  y que la impedancia de entrada del arreglo depende de las impedancias de ambas líneas L4; entonces las líneas L4 deben tener una impedancia de  $100\Omega$  cada una, para que al momento de ser ubicadas en paralelo (como se muestra en la figura 4.6), la impedancia de entrada sea de  $50\Omega$ . Así:

$$\frac{1}{Z_{in}} = \frac{1}{Z_{L_4}} + \frac{1}{Z_{L_4}}$$

$$Z_{L_4} = 2 \cdot Z_{in} = 2 \cdot 50\Omega$$

$$Z_{L_4} = 100\Omega$$

2. Puesto que es necesario dividir la potencia desde la línea L4 hacia las líneas L2 de manera simétrica, las líneas L2 toman el valor de  $100\Omega$  al igual que L4.

3. Tomando en cuenta que ambas líneas L2 están en paralelo, la impedancia de entrada que ven las líneas L3 es de  $50\Omega$ , lo que implica que L3 debe ser un transformador de  $\lambda/4$  para dividir la potencia de la línea de transmisión L4 de  $100\Omega$  hacia ambas líneas L2 de también  $100\Omega$ . Entonces, aplicando la ecuación 2.18 para encontrar la impedancia de la línea L3 obtenemos que:

$$Z_t = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$$

$$Z_t = Z_{L_3} = \sqrt{100 \cdot 50}$$

$$Z_{L_3} = 70.7\Omega$$

4. Para acoplar la impedancia del parche (ver Tabla 4.2) con la línea de transmisión L2 de  $100\Omega$ , es necesario utilizar otro transformador de  $\lambda/4$ . Entonces, utilizando la ecuación 2.18 para obtener la impedancia de L1, obtenemos que:

$$Z_t = Z_{L_3} = \sqrt{100 \cdot 210.377}$$

$$Z_{L_3} = 145.04379\Omega$$

Lo que implicaría un salto de impedancia de 1.4504379, que es aceptable.

Sin embargo, dado que el diseño busca mantener la mejor eficiencia óhmica posible y que como se puede observar en la figura 4.6, la distancia de

L2 es relativamente extensa, se ha optado por utilizar transformadores seccionales de  $\lambda/4$  (2 secciones) para acoplar los  $100\Omega$  de L2 con la impedancia del parche y así cumplir con este objetivo.

Por lo tanto, la línea L2 se secciona en líneas L2' y L2'', así:

$$L2 = L2' + L2''$$

Donde L2' mantiene la impedancia de  $100\Omega$ , L2'' se convierte en la primera sección del transformador seccional binomial y L1 la segunda sección.

Tomando en cuenta la teoría de transformadores seccionales binomiales de  $\lambda/4$  estudiada en el Capítulo 2, utilizando la ecuación 2.19 y la tabla 2.1 para obtener los coeficientes binomiales, se calcula las impedancias de L1 y L2'' de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} Z_{L2''} &= 100 \cdot \left( \frac{210.377}{100} \right)^{\frac{1}{4}} & Z_{L1'} &= 100 \cdot \left( \frac{210.377}{100} \right)^{\frac{3}{4}} \\ Z_{L2''} &= 120.497\Omega & Z_{L1} &= 174.954\Omega \end{aligned}$$

5. Por lo tanto, las distancias de L1, L2'' y L3 presentarían una longitud eléctrica de  $90^\circ$ , debido a su comportamiento como transformadores de  $\lambda/4$ . Por otro lado, las distancias de las líneas L4 y L2' serán calculadas tomando en cuenta las distancias de L1, L2'' y L3 y la separación entre elementos de  $0.65\lambda$ .

En la Tabla 4.3, se presentan los parámetros necesarios para la estructuración del arreglo con el primer diseño de BFN, junto con las coordenadas de cada uno de los elementos (en sus puntos medios) para su correcta ubicación en el arreglo, tomando como punto de origen (0,0), al punto de alimentación de la línea coaxial.

Tabla 4.3. Magnitudes y Coordenadas de los elementos del Diseño #1

	Zt ( $\Omega$ )	W (mm)	L (mm)	X1 (mm)	Y1 (mm)	X2 (mm)	Y2 (mm)
<b>L4</b>	100	0.89989	19.54640	0	$\pm 9.7732$	-	-
<b>L3</b>	70.7	1.98089	19.08580	0	$\pm 29.0893$	-	-
<b>L2'</b>	100	0.89989	19.54640	$\pm 9.5429$	$\pm 38.6322$	-	-
<b>L2''</b>	120.4966	0.52360	19.78910	$\pm 29.44095$	$\pm 38.6322$	-	-
<b>L1</b>	174.9543	0.10737	20.36120	$\pm 39.28181$	48.8128	$\pm 39.28181$	-28.4516
<b>Parche</b>	210.377	41.17417	33.19784	$\pm 39.28181$	$\pm 75.59232$	$\pm 39.28181$	-1.67208

Con la formación de la tabla anterior, es posible estructurar la antena en el Simulador, para el proceso de optimización. Sin embargo, esto se realizará en el siguiente capítulo.

Por otro lado, y tomando en cuenta una de las condiciones generales del diseño de antenas microlínea, si se observa cuidadosamente el ancho de la línea L1, el valor de 0.10737mm no está dentro del rango admisible de anchos de la línea Microstrip; además, en la implementación sería extremadamente difícil rutear una línea de este espesor. Para evitar este efecto, se ha optado por usar técnicas para disminuir la impedancia del parche y así poder aumentar, en consecuencia, el ancho de las líneas de acople.

### 4.3.2 Diseño #2

Una de las técnicas para controlar la impedancia del parche, se obtiene mediante la inserción de un *inset-point* o punto de alimentación al parche. La distancia en el eje vertical desde el borde del parche hacia este punto de alimentación varía junto con la impedancia de entrada.

Una impedancia de  $120\Omega$  supondría una línea Microstrip de 0.531486mm de ancho, ancho que ya se encuentra dentro del rango admisible. Por esta razón, la impedancia del parche debe ser centrada a  $120\Omega$ .

Si se despeja la ecuación 2.15, el cálculo de la distancia  $y_0$  en base a la impedancia deseada se calcula de la siguiente forma:

$$y_0 = \frac{L}{\pi} \cdot \cos^{-1} \sqrt{\frac{Z_{in}(y = y_0)}{Z_{in}(y = 0)}}$$

$$y_0 = \frac{33.19784}{\pi} \cdot \cos^{-1} \sqrt{\frac{120}{210.377}}$$

$$y_0 = 7.553mm$$

De donde, el parche con una impedancia de entrada de  $120\Omega$  y que presente una frecuencia de resonancia de  $2.44175GHz$  presenta la siguiente configuración:

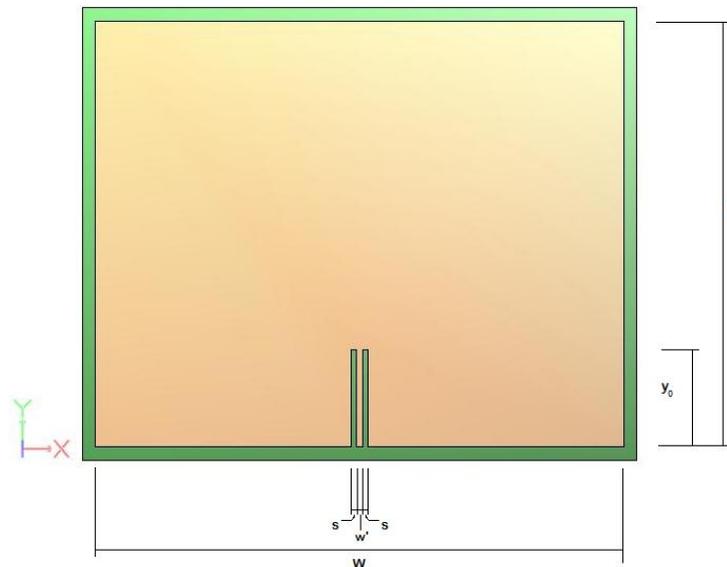


Figura 4.7. Configuración del Parche Individual con Inset-Point.

Donde:

Tabla 4.4 Magnitudes de los elementos del Parche Individual con Inset-Point

Variable	Valor	Unidad
L	33.19784	mm
W	41.17417	mm
$y_0$	7.553	mm
S	0.531486	mm
$w'$	0.531486	Mm

Entonces, manteniendo la configuración del arreglo y BFN del diseño #1 pero cambiando los valores de impedancia (y por consecuencia: longitud y ancho) de las líneas de transmisión Microstrip, el arreglo del actual diseño toma la siguiente configuración:

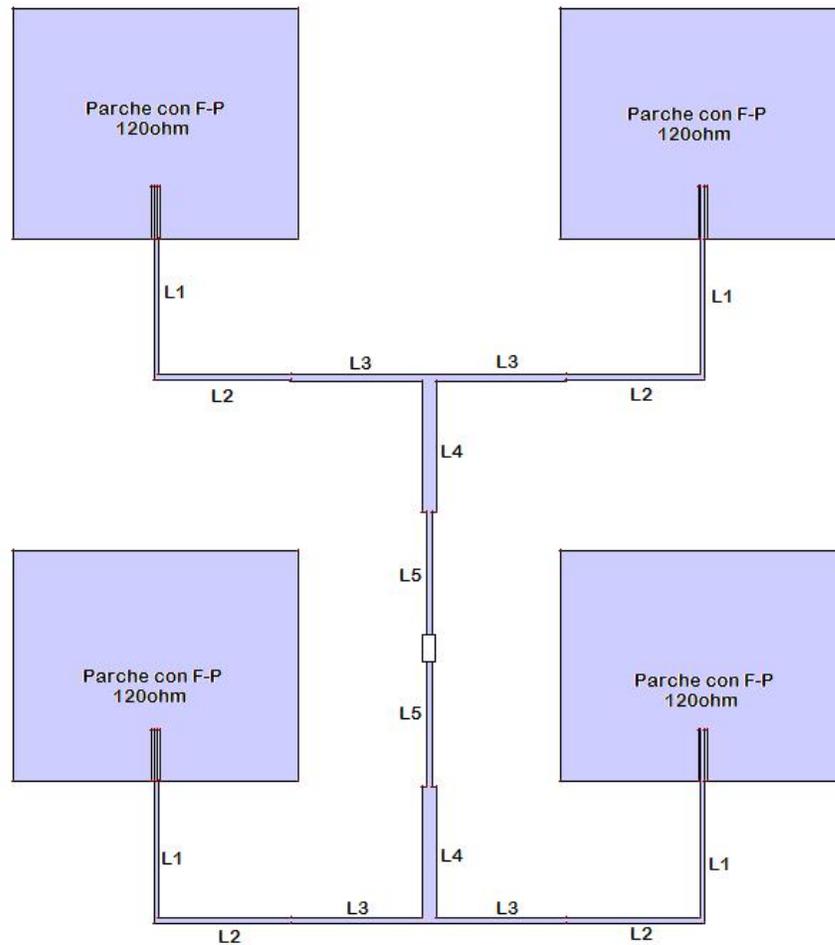


Figura 4.8. Geometría del Arreglo con BFN en paralelo y parches con Inset-Point (Diseño #2).

Donde, volviendo a calcular los valores de L1 y L2, se obtiene los valores de la Tabla 4.5, donde se muestra las longitudes, anchos e impedancias de las líneas de transmisión Microstrip que componen la BFN y de los parches con Feed-Point insertos a  $120\Omega$ ; así como también se muestran las coordenadas de

cada uno de los puntos medios de los elementos tomando como origen (0,0) el punto de alimentación coaxial.

Tabla 4.5. Magnitudes y Coordenadas de los elementos del Diseño #2

	Zt	W	L	X1	Y1	X2	Y2
<b>L5</b>	100	0.89989	19.54640	0	±9.7732	-	-
<b>L4</b>	70.7	1.98089	19.08580	0	±29.0893	-	-
<b>L3</b>	100	0.89989	19.54640	±9.5429	±38.6322	-	-
<b>L2</b>	104.6635	0.80037	19.64990	±29.41595	±38.6322	-	-
<b>L1</b>	114.6531	0.61344	19.76800	±39.28181	48.6057	±39.28181	-28.8377
<b>Parche</b>	120	41.17417	33.19784	±39.28181	±75.08862	±39.28181	-2.35478

Sin embargo, hay que tomar en cuenta que la inserción del *Inset-Point* puede implicar la presencia de cierta reactancia adicional en el parche, lo que supondría un valor de pérdidas mayor y también un acople asimétrico dentro del rango de frecuencias total, haciendo necesario el uso de *Stubs* para disminuir la reactancia.

### 4.3.3 Diseño #3

Otra forma de reducir la impedancia del parche consiste en aumentar el ancho del mismo, ya que la impedancia de entrada es inversamente proporcional a este factor.

Sin embargo, no es posible aumentar demasiado el ancho del parche debido a que un ancho mayor disminuiría la distancia entre los bordes de dos parches continuos lateralmente, lo que disminuye a su vez el espacio que puede ser ocupado por las líneas de transmisión de la BFN obligando a ubicarlas más cercanas entre sí (*crowding*); este efecto podría derivar en mayores pérdidas debido al poco aislamiento entre líneas de transmisión. Así mismo, un espacio menor entre los bordes de los parches, implica un efecto de *coupling* entre parches mucho mayor, dando lugar a corrientes parásitas que podrían disminuir el desempeño del arreglo.

Por lo tanto, se ha optado por aumentar al ancho del parche a 55mm, medida que aunque no altera mucho la distribución de las líneas de transmisión en la BFN (en este caso), permite disminuir de forma considerable la impedancia del parche.

Manteniendo la longitud del parche en su valor calculado y cambiando el ancho por 55mm, se logró simular el parche en el software IE3D. Posterior a un proceso de optimización, se obtuvo que el parche con el ancho extendido que tiene una frecuencia de resonancia a 2.44175GHz, y presenta la siguiente configuración:



Figura 4.9. Configuración del Parche Individual con el Ancho extendido a 55mm.

Este parche, presenta una impedancia de  $138.525\Omega$ , que en comparación al primer parche es bastante menor. Este valor de impedancia permitirá que el diseño de las líneas de acople en la BFN tomen una impedancia menor y por consecuencia un ancho mayor (dentro del rango admisible).

Una vez conocidas las magnitudes del nuevo elemento radiante, y manteniendo la configuración del Diseño #1, el actual arreglo presenta la siguiente configuración:

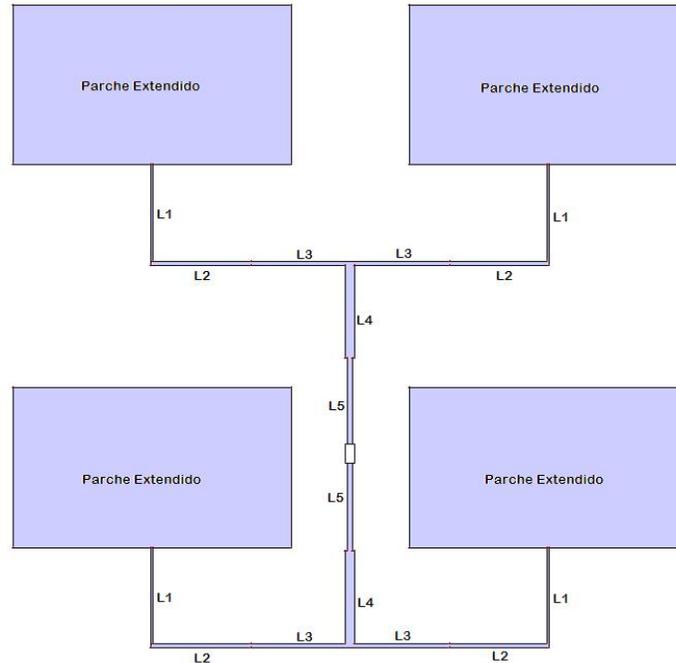


Figura 4.10. Geometría del Arreglo con BFN en paralelo y parches con ancho extendido (Diseño #3).

Al igual que en el caso anterior, las magnitudes de las líneas L1 y L2 deben ser calculadas nuevamente debido al cambio de impedancia del parche. Las nuevas magnitudes se visualizan en la Tabla 4.6.

Tabla 4.6. Magnitudes y Coordenadas de los elementos del Diseño #3

	Zt	W	L	X1	Y1	X2	Y2
<b>L5</b>	100	0.89989	19.54640	0	±9.7732	-	-
<b>L4</b>	70.7	1.98089	19.08580	0	±29.0893	-	-
<b>L3</b>	100	0.89989	19.54640	±9.5429	±38.6322	-	-
<b>L2</b>	108.4881	0.72721	19.74370	±29.51265	±38.6322	-	-
<b>L1</b>	127.6868	0.44072	19.95370	±39.16414	48.79685	±39.16414	-28.8432
<b>Parche</b>	138.525	55.00000	33.00042	±39.16414	75.27391	±39.16414	-2.36609

#### 4.3.4 Diseño #4

Para evaluar el desempeño de una BFN en paralelo en base a otras referencias, el actual diseño busca cambiar la configuración de la BFN añadiendo ciertas condiciones de los arreglos alimentados en serie.

El actual diseño presenta una combinación híbrida (serie-paralelo) in-line de alimentación. Los parches continuos longitudinalmente, son alimentados en serie como se puede observar en la figura 4.11, manteniendo siempre la separación de  $0.65\lambda$ .

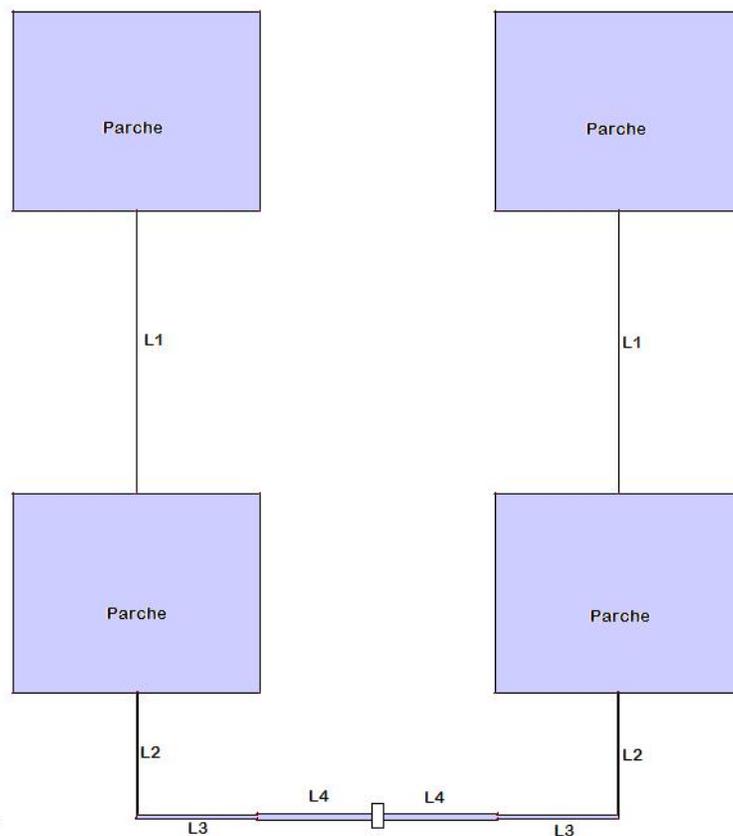


Figura 4.11. Geometría del Arreglo con BFN híbrida in-line (Diseño #1).

Al igual que en el Diseño #1, previo al cálculo de las longitudes y anchos de las líneas de transmisión Microstrip, es preciso calcular las impedancias de las mismas. Para esto es importante reconocer en qué lugar de la BFN van a

ser necesarios transformadores de impedancia. En base a las especificaciones ya mencionadas, se ha llegado a las siguientes conclusiones:

1. La línea coaxial presenta una impedancia de  $50\Omega$ , por lo que la impedancia de entrada del arreglo debe ser de  $50\Omega$  para cumplir con la máxima transferencia de potencia. En este caso, y al igual que en el Diseño #1, las dos líneas Microstrip L4 se encuentran en paralelo, y la impedancia de entrada se rige por el valor del paralelo entre estas líneas. Por esta razón, y conociendo ya los cálculos correspondientes, se llega a la conclusión de que las líneas Microstrip L4 presentan una impedancia de  $100\Omega$  cada una.

2. La longitud de las líneas L4 dependerá primordialmente de la longitud L3 y de la separación entre elementos.

3. Debido a que es necesario un acople de impedancias entre las líneas de  $100\Omega$  y los parches, las líneas L3 y L2 constituyen un transformador seccional binomial de  $\lambda/4$ ; donde, usando la ecuación 2.19 y la tabla 2.1, adoptan las siguientes impedancias:

$$\begin{aligned} Z_{L3} &= 100 \cdot \left( \frac{210.377}{100} \right)^{\frac{1}{4}} & Z_{L2} &= 100 \cdot \left( \frac{210.377}{100} \right)^{\frac{3}{4}} \\ Z_{L3} &= 120.497\Omega & Z_{L2} &= 174.954\Omega \end{aligned}$$

Las líneas mencionadas presentarán una longitud eléctrica de  $90^\circ$  o  $\lambda/4$ .

4. Las líneas L4, que son las que alimentan en serie a los parches superiores del arreglo, deben tomar el valor de la impedancia de entrada del parche, para tener un buen acople. Por esta razón, la impedancia de L4 será de  $210.377\Omega$  con una longitud acorde a la separación entre parches.

Luego de analizar los conceptos anteriores, se pudo obtener todas las magnitudes necesarias para elaborar la tabla 4.7, que nos presenta los valores necesarios para estructurar el arreglo con un sistema de coordenadas referenciado al punto de alimentación coaxial.

Tabla 4.7. Magnitudes y Coordenadas de los elementos del Diseño #4

	Zt	W	L	X1	Y1	X2	Y2
<b>L4</b>	100	0.89989	19.54640	±9.7732	0	-	-
<b>L3</b>	120.4341	0.52531	20.04590	±29.66375	0	-	-
<b>L2</b>	174.6822	0.10971	20.62000	±39.63185	±10.31	-	-
<b>L1</b>	210.377	0.03038	20.99990	±39.63185	64.31434	-	-
<b>Parche</b>	210.377	41.17417	33.19784	±39.63185	37.21892	±39.63185	91.41576

Al igual que en el diseño #1, existen anchos de líneas fuera del rango admisible. Por lo que, en caso de que el diseño actual presente mejor desempeño que las otras opciones (en las simulaciones), sería necesario bajar la impedancia de los parches con las técnicas ya mostradas en los Diseños #3 y #4, para obtener líneas Microstrip con anchos aceptables.

#### 4.3.5 Diseño #5

Otra alternativa para el diseño del arreglo con BFN híbrida, la parte alimentada en serie tomará en este caso una alimentación del tipo out-line.

El diseño actual presenta la siguiente configuración:

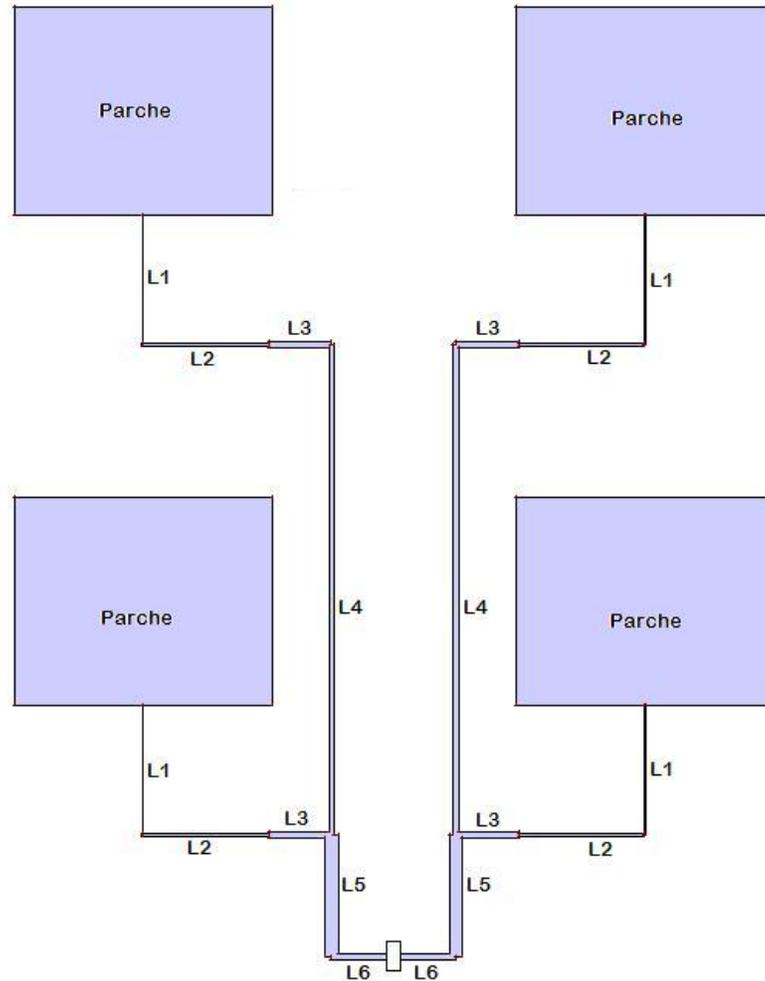


Figura 4.12. Geometría del Arreglo con BFN híbrida out-line (Diseño #1)

Como ya se mencionó en los diseños anteriores, antes de obtener el valor de impedancias, es necesario conocer que líneas van a comportarse como transformadores de impedancia, por esta razón se ha llegado a las siguientes conclusiones:

1. Con la misma consideración anterior de impedancia de entrada igual a  $50\Omega$ , las líneas L6 tomarán el valor de  $100\Omega$  cada una.
2. Las líneas L3 y L4 son solamente líneas de transmisión Microstrip, cuyo único propósito es comunicar los parches con el puerto de entrada. Por esta

razón, y para mantener la impedancia, las líneas L3 y L4 presentarán una impedancia de  $100\Omega$  cada una.

3. Si tomamos en cuenta los dos puntos anteriores, entonces es lógico suponer que las líneas L5 serán divisores de potencia. Es decir, serán transformadores de impedancia entre L6 y el paralelo entre L3 y L4 ( $L3||L4=50\Omega$ ). Por lo tanto, si aplicamos la ecuación 2.18, obtenemos que:

$$Z_i = Z_{L6} = \sqrt{100 \cdot 50}$$
$$Z_{L6} = 70.7\Omega$$

4. Como es necesario acoplar las impedancias de los parches con las impedancias de las líneas de transmisión, y manteniendo los conceptos de mejora en ancho de banda de los transformadores seccionales binomiales, entonces las líneas L2 y L1 constituirán las secciones de dicho transformador para acoplar los  $100\Omega$  de las líneas L3 hacia las respectivas impedancias de los parches.

5. Puesto que las líneas L1, L2 y L5 son transformadores de impedancia, cada una de estas presentará una longitud eléctrica de  $90^\circ$ , es decir  $\lambda/4$ .

6. Las líneas L3, L4 y L6 tomarán sus longitudes de acuerdo a la separación entre elementos, en este caso  $0.65\lambda$ .

Tomando en cuenta las conclusiones mencionadas, las magnitudes que toman las líneas de transmisión junto con sus respectivas coordenadas de ubicación en la estructura del arreglo, respecto a la referencia (0,0) de la entrada coaxial, son listadas en la tabla 4.8.

Tabla 4.8 Magnitudes y Coordenadas de los elementos del Diseño #5

	Zt	W	L	X1	Y1	X2	Y2
<b>L6</b>	100	0.89989	9.82040	±4.9102	0	-	-
<b>L5</b>	70.7	1.98089	19.08580	±9.8204	9.5896	-	-
<b>L4</b>	100	0.89989	77.93547	±9.8204	±58.14694	-	-
<b>L3</b>	100	0.89989	9.82040	±14.7306	19.1792	±14.7306	97.11467
<b>L2</b>	120.4341	0.52531	20.04590	±29.66375	19.1792	±29.66375	97.11467
<b>L1</b>	174.6822	0.10971	20.62000	±39.6867	29.4892	±39.6867	107.4247
<b>Parche</b>	120	41.17417	33.19784	±39.6867	56.39794	±39.6867	134.3334

Como se puede observar, en este caso también existen líneas con anchos fuera del rango admisible. Por lo que, al igual que en el Diseño #4, si el actual diseño presenta un desempeño superior al de las otras opciones, será necesario considerar una nueva solución aplicando cualquiera de las técnicas para mejorar la impedancia del parche y aumentar así el ancho de las líneas de transmisión Microstrip que no cumplen con las especificaciones.

*Todos los datos obtenidos mediante los cálculos mencionados en todos y cada uno de los diseños serán evaluados en el siguiente capítulo, donde el prospecto con mejor desempeño y que cumpla con los rangos admisibles de ancho de línea Microstrip, será implementado.*

## CAPITULO 5

### **SIMULACIÓN DE LA ANTENA DIRECTIVA DE MICROLÍNEA**

En el presente capítulo, y como paso previo a la implementación del prototipo de antena de microlínea directiva, se realizará la simulación de todos y cada uno de los diseños del capítulo anterior.

El propósito de este capítulo es básicamente simular todos los diseños para evaluar cuál de ellos presenta el mejor desempeño y convertirlo en la base utilizada para la implementación. Además, es muy importante generar una base teórica, que servirá como comparación con las pruebas realizadas a la antena implementada.

El software empleado, y que ya ha sido utilizado anteriormente para la optimización del parche individual, es el IE3D; dicho software presenta resultados muy confiables, y es uno de los más sencillos de utilizar comparado a otros como el "Microwave Office" o el "Microstrip40". El funcionamiento del software IE3D, junto con sus utilitarios, se describe en detalle en el Anexo II, y para las siguientes simulaciones solo se presentarán los resultados obviando los procesos de estructuración de cada diseño y de su posterior optimización.

Para escoger el diseño de mejor desempeño se evaluarán las siguientes condiciones:

1. El acople de impedancias debe ser el mejor posible, tomando en cuenta que el valor de VSWR en la frecuencia de resonancia debe ser menor en toda la banda de frecuencias de trabajo y debe ser lo más cercano a 1.

2. El diseño deberá presentar un ancho de banda aceptable, tomando en cuenta que se medirá el ancho de banda como el rango de frecuencias en el que el valor de VSWR sea menor o igual a 2.

3. El valor de ganancias, tanto para la frecuencia mínima y máxima (2.4GHz y 2.4835GHz respectivamente), debe ser mayor o igual a nueve; siendo un factor determinante para la elección, el diseño debe presentar una respuesta de ganancia aceptable.

4. Los valores de impedancia del arreglo deben presentar un patrón coherente, es decir, la gráfica de Impedancia vs Frecuencia debe presentar un máximo de impedancia a la frecuencia de resonancia y valores menores de impedancia a las frecuencias máxima y mínima; el valor de impedancia a la frecuencia de resonancia debe ser de  $50\Omega$ . Esto es muy importante, ya que al tener un arreglo con esta respuesta de Impedancia, se obtendrá un mejor acople de impedancias para frecuencias distintas de la frecuencia de resonancia

5. El patrón de radiación del arreglo debe ser del tipo Pencil-Beam y debe poseer lóbulos laterales nulos o con la menor ganancia posible.

## **5.1 DISEÑO #1: SIMULACIÓN Y RESULTADOS**

### **5.1.1 Simulación**

Tomando en cuenta la Tabla 4.1 se configuró los parámetros del software IE3D, dentro del utilitario Mgrid, de manera que cumpla con los parámetros del sustrato para el cual se va a realizar la simulación (baquelita común); y tomando en cuenta las magnitudes y coordenadas listadas en la Tabla 4.3, se estructuró el arreglo del Diseño #1 para su simulación, la cual produjo el siguiente resultado:

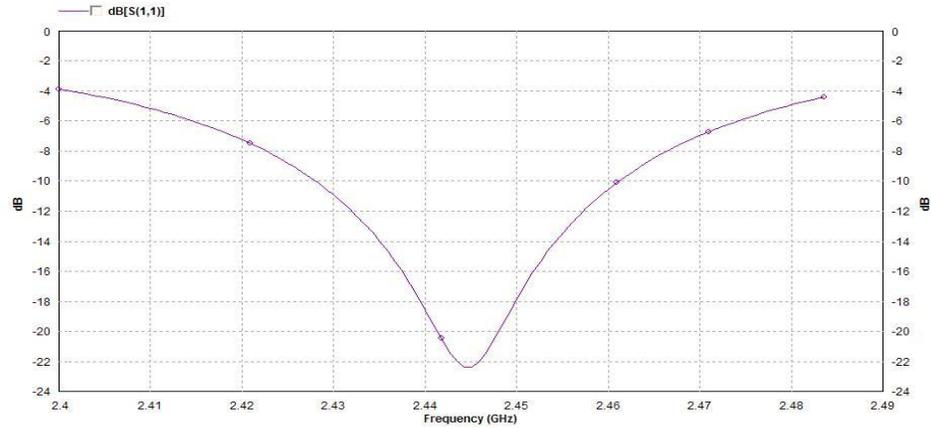


Figura 5.1. Parámetro  $S_{11}$  vs Frecuencia del arreglo del Diseño #1 sin optimizar

En la frecuencia de resonancia, el valor del Parámetro  $S_{11}$ , debe ser bajo. En este caso, y como la gráfica presenta unidades en dB, el valor de los Parámetros S para la frecuencia de resonancia debe presentar el mayor valor negativo de entre todo el rango de frecuencias. Además, el arreglo deberá tener la mayor ganancia en la frecuencia de resonancia, que como se puede observar en la figura 5.2, a pesar de que se cumple, es posible sintonizar el arreglo de mejor manera para que se cumpla esta condición.

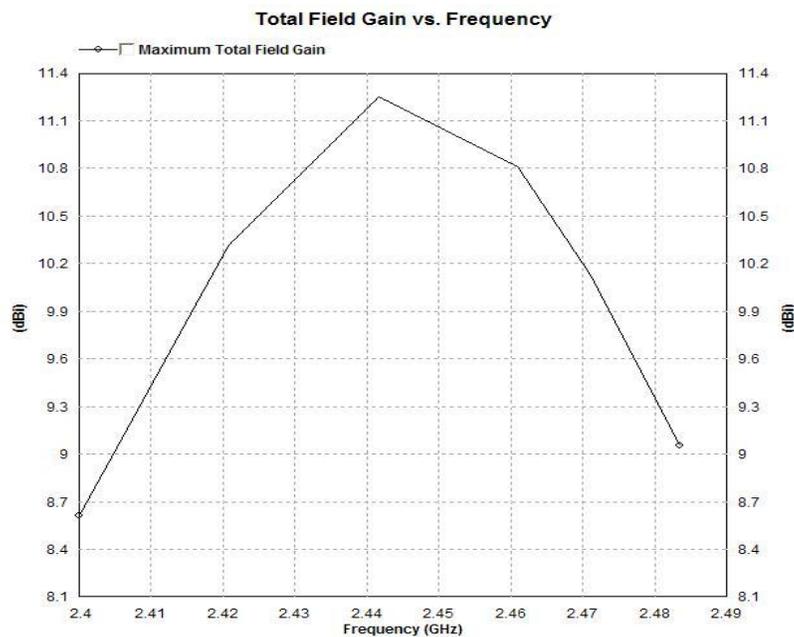


Figura 5.2. Ganancia vs Frecuencia del arreglo del Diseño #1 sin optimizar

Como se puede observar, el arreglo del diseño #1 tiene una frecuencia de resonancia de 2.44509GHz. Por lo que es necesario llevarlo a un proceso de optimización que nos permita alcanzar los 2.44175GHz como frecuencia de resonancia.

Posterior al proceso de optimización, el nuevo arreglo (manteniendo la estructura) presenta las siguientes magnitudes y coordenadas:

Tabla 5.1. Coordenadas de la antena para su construcción en IE3D

	Zt ( $\Omega$ )	W (mm)	L (mm)	X1 (mm)	Y1 (mm)	X2 (mm)	Y2 (mm)
<b>L4</b>	100	0.89989	19.54640	0	$\pm 9.7732$	-	-
<b>L3</b>	70.7	1.98089	19.08580	0	$\pm 29.0893$	-	-
<b>L2'</b>	100	0.89989	19.54640	$\pm 9.5429$	$\pm 38.6322$	-	-
<b>L2''</b>	120.4966	0.52360	19.78910	$\pm 29.44095$	$\pm 38.6322$	-	-
<b>L1</b>	174.9543	0.10737	20.36120	$\pm 39.28181$	48.8128	$\pm 39.28181$	-28.4516
<b>Parche</b>	210.377	40.55566	32.69671	$\pm 39.28181$	$\pm 75.34175$	$\pm 39.28181$	-1.92265

Como se puede observar, el software varió las magnitudes de cada uno de los parches para alcanzar la frecuencia de resonancia deseada.

El nuevo arreglo presento los siguientes resultados:

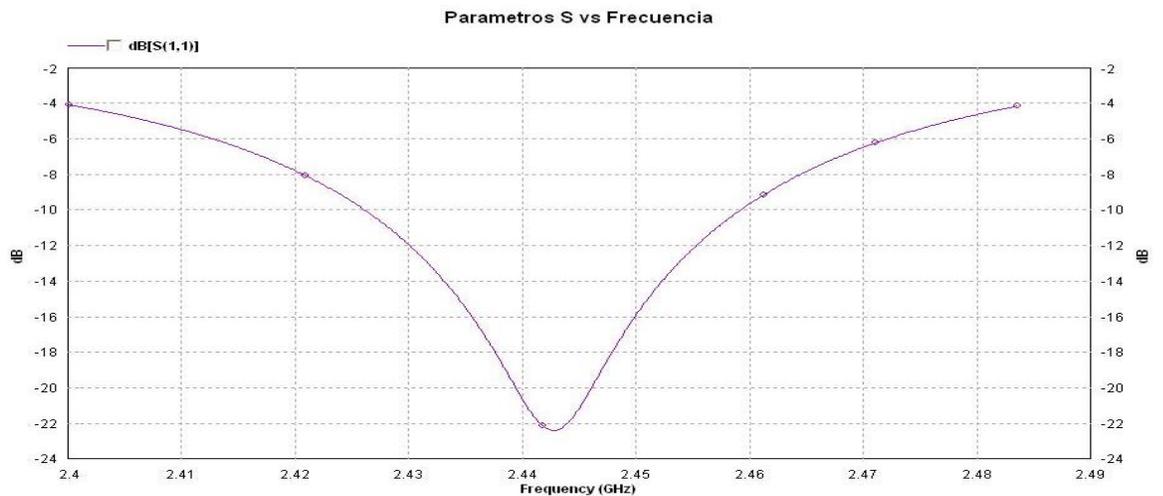


Figura 5.3. Parámetro S<sub>11</sub> vs Frecuencia del arreglo del Diseño #1 optimizado.

Aunque el valor del Parámetro  $S_{11}$  no sea óptimo, el arreglo sufrió una optimización en frecuencia que mejora el desempeño de la antenna.

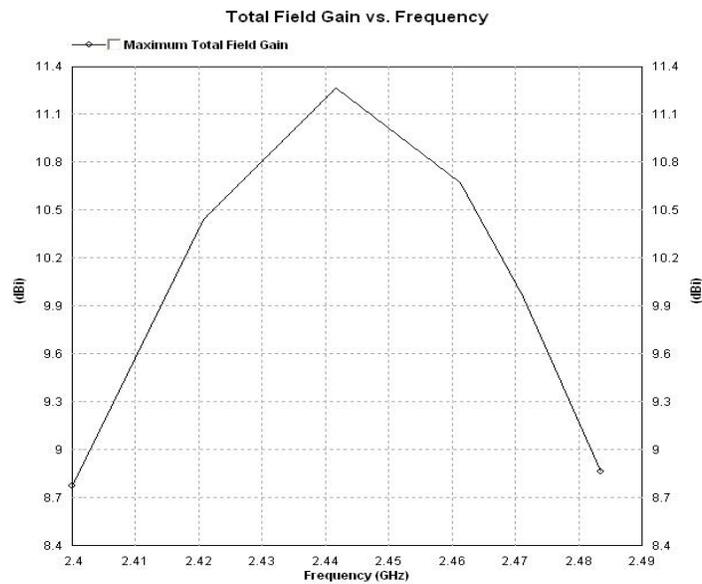


Figura 5.4. Ganancia vs Frecuencia del arreglo del Diseño #1 optimizado

En la figura 5.4 se observa un patrón de Ganancia más simétrico que el del arreglo sin optimizar, lo que implica una mejor respuesta de la frecuencia en cuanto a Ganancia.

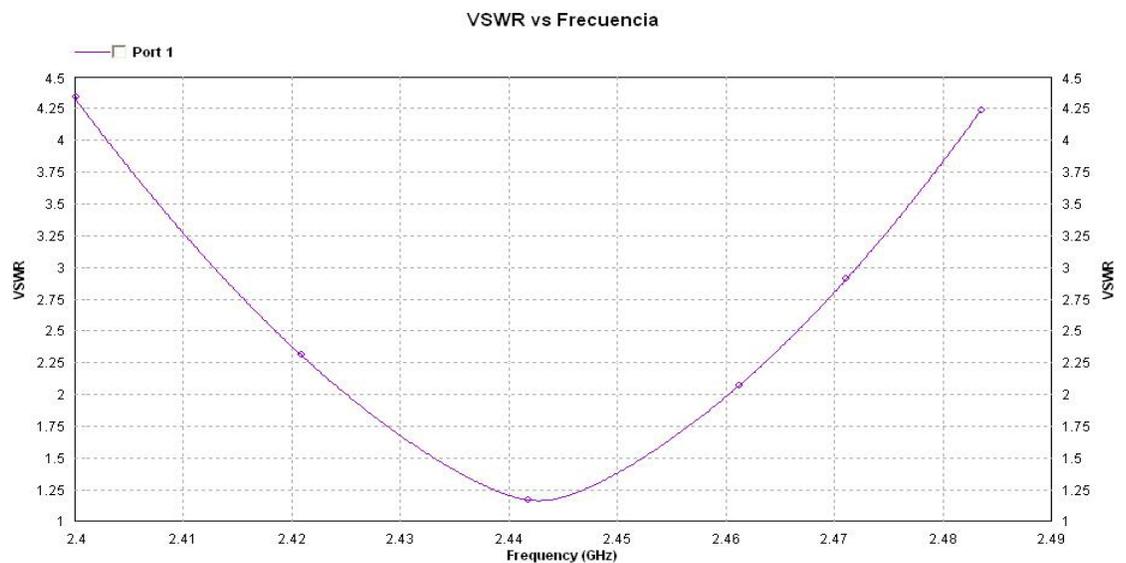


Figura 5.5. VSWR vs Frecuencia del arreglo del Diseño #1 optimizado

En la Figura 5.5 podemos observar los valores de VSWR del arreglo optimizado resultante del diseño #1, donde claramente se observa que los valores críticos de VSWR son:

Frecuencia	VSWR
2.4 GHz	4.33615
2.44175GHz	1.16433
2.4835 GHZ	4.23868

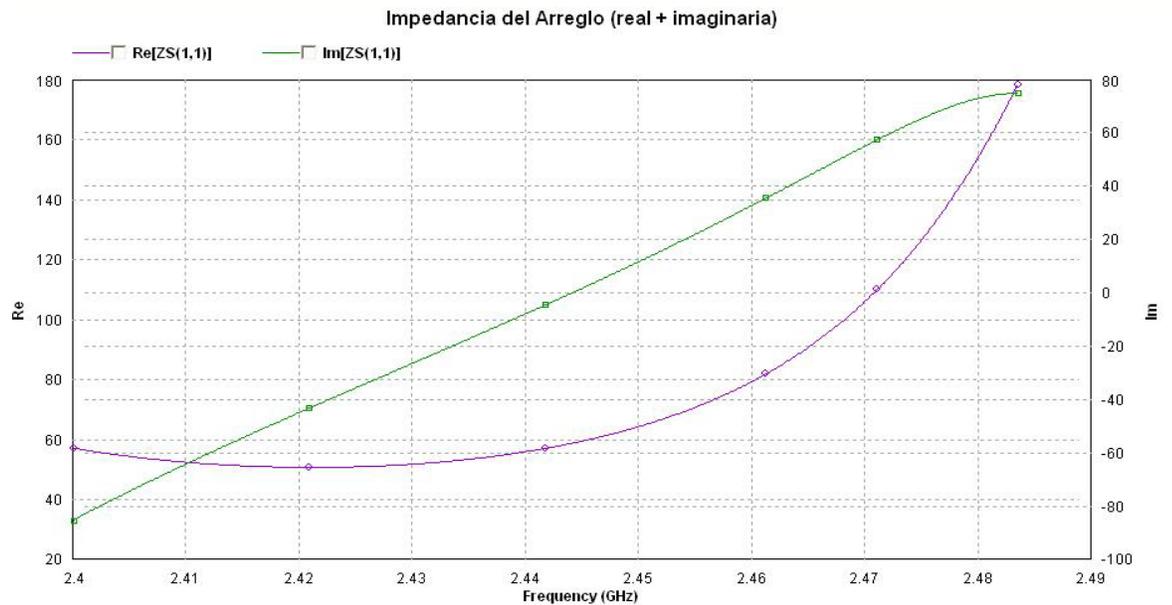


Figura 5.6. Impedancia vs Frecuencia del arreglo del Diseño #1 optimizado (Real + Imaginaria)

En la figura 5.6, podemos observar la respuesta del arreglo en Impedancia. En cuanto a los valores reales de Impedancia (Resistencia en  $\Omega$ ), los valores críticos son:

Frecuencia	Resistencia
2.4 GHz	57.1919
2.44175 Hz	57.0359
2.4835GHZ	178.391

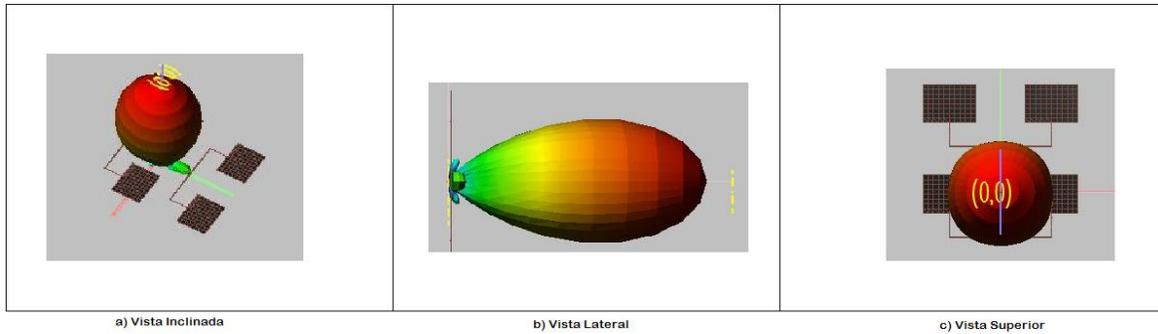


Figura 5.7. Patrón de Radiación en 3D del arreglo del Diseño #1 optimizado

En la figura 5.7 se puede observar el Patrón de Radiación tridimensional del arreglo producto del Diseño #1, el cual es del tipo Pencil-Beam y presenta lóbulos laterales mínimos con respecto al lóbulo principal.

### 5.1.2 Análisis de los Resultados

El Diseño #1 no cumple con las condiciones especificadas por las siguientes razones:

- Existen líneas de transmisión Microstrip con anchos fuera del rango admisible de implementación.
- La Ganancia en las frecuencias máxima y mínima no es mayor que 9dBi.
- Aunque el VSWR en la frecuencia de resonancia es cercano a 1, el acople es bajo ya que se podrían obtener valores menores con otras configuraciones.
- La respuesta de Impedancia del arreglo no presenta un máximo en la frecuencia de resonancia, y su valor no es muy cercano a los  $50\Omega$ .

Por lo tanto, dicho diseño no será implementado.

## 5.2 DISEÑO #2: SIMULACIÓN Y RESULTADOS

### 5.2.1 Simulación

Tomando en cuenta la Tabla 4.1 se configuró los parámetros del software IE3D, dentro del utilitario Mgrid, de manera que cumpla con los parámetros del

sustrato para el cual se va a realizar la simulación (baquelita común); y tomando en cuenta las magnitudes y coordenadas listadas en la Tabla 4.4, se estructuró el arreglo del Diseño #2 para su simulación, la cual produjo el siguiente resultado:

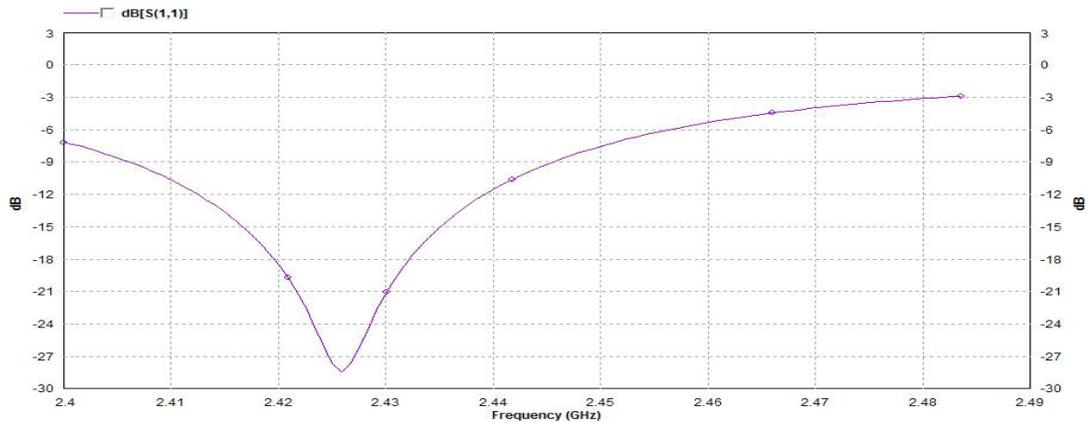


Figura 5.7. Parámetro  $S_{11}$  vs Frecuencia del arreglo del Diseño #2 sin optimizar

La frecuencia de resonancia en este caso es de 2.42589GHz como se observa en la Figura 5.7; y al igual que el diseño anterior, es necesario llevarlo a un proceso de optimización que nos permita alcanzar los 2.44175GHz como frecuencia de resonancia.

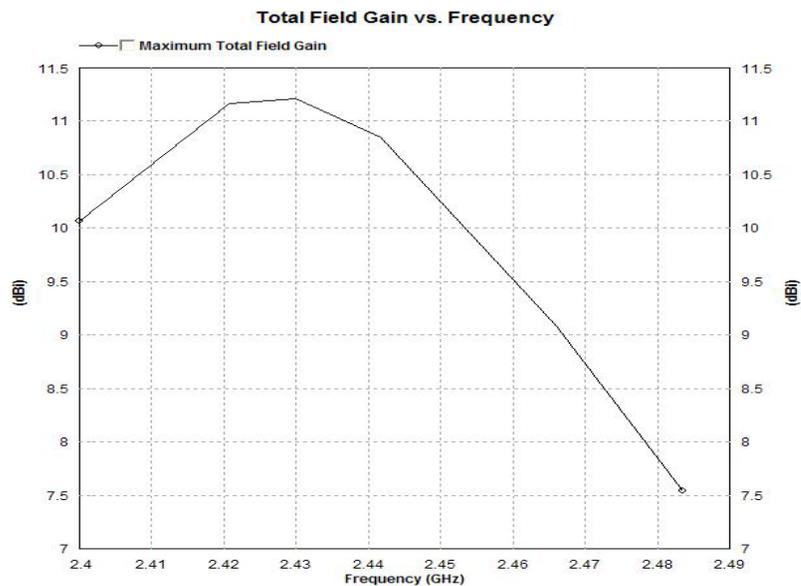


Figura 5.8. Ganancia vs Frecuencia del arreglo del Diseño #2 sin optimizar

La ganancia del arreglo original producto del diseño #2 no es la mayor a la frecuencia necesaria. Esta es otra razón importante para optimizar el diseño.

Posterior al proceso de optimización, el nuevo arreglo (manteniendo la estructura) presenta las siguientes magnitudes y coordenadas:

Tabla 5.2. Coordenadas de la antena para su construcción en IE3D

	Zt	W	L	X1	Y1	X2	Y2
<b>L5</b>	100	0.90575	19.591	0	±9.7732	-	-
<b>L4</b>	70.7	1.99075	19.13070	0	±29.15635	-	-
<b>L3</b>	100	0.90575	19.591	±9.7732	±38.7217	-	-
<b>L2</b>	104.6635	0.80037	19.64990	±29.41595	±38.7217	-	-
<b>L1</b>	114.6531	0.61344	19.76800	±39.93418	48.6057	±39.93418	-28.8377
<b>Parche</b>	120	40.60999	32.74073	±39.93418	±74.86006	±39.93418	-2.58334

Donde como se puede observar, el software varió las magnitudes de cada uno de los parches, así como también algunas longitudes y anchos de las líneas de transmisión Microstrip, para alcanzar la frecuencia de resonancia deseada.

El nuevo arreglo presenta los siguientes resultados:

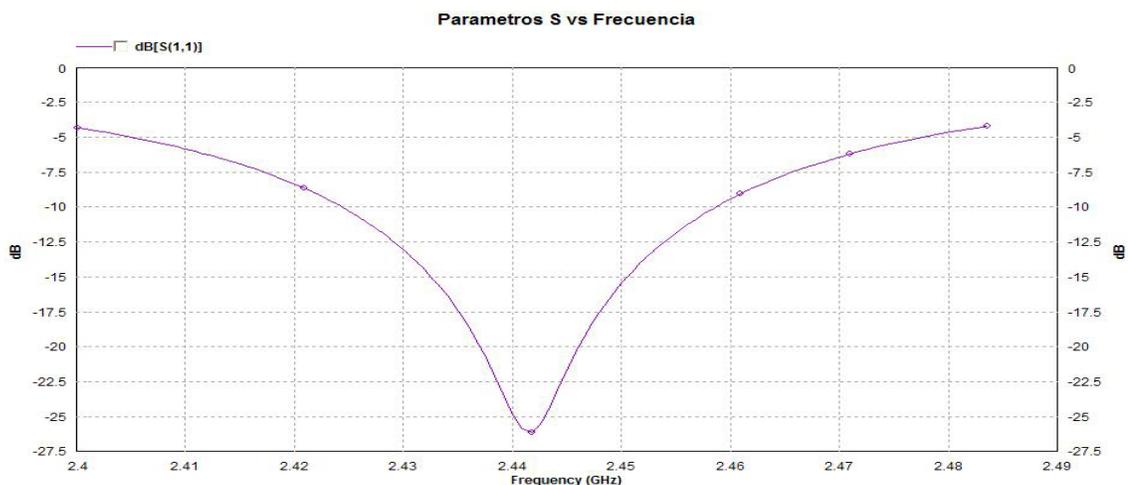


Figura 5.9 Parámetro S<sub>11</sub> vs Frecuencia del arreglo del Diseño #2 optimizado.

Como se observa en la Gráfica 5.9, el arreglo sufrió una optimización en frecuencia que mejora el desempeño de la antena para la frecuencia de resonancia de 2.44175GHz.

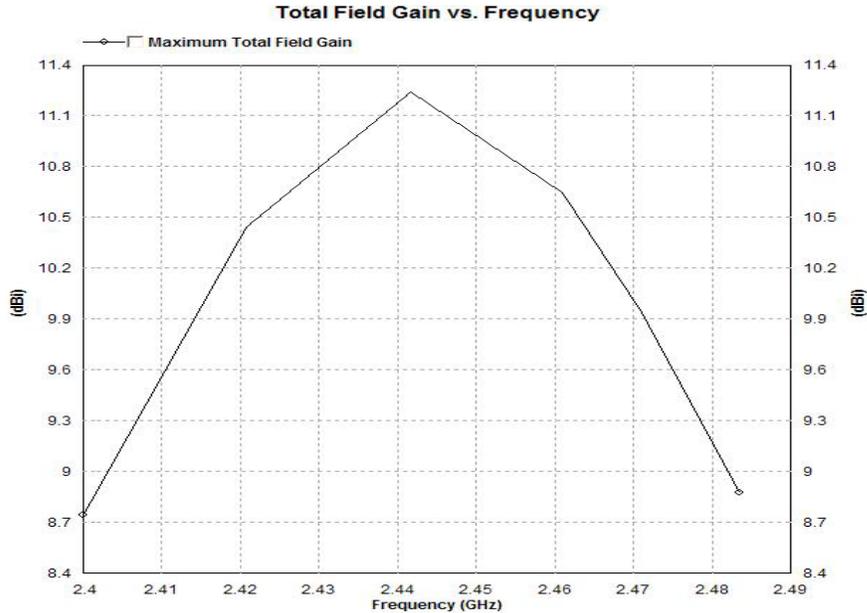


Figura 5.10 Ganancia vs Frecuencia del arreglo del Diseño #3 optimizado

En la figura 5.10 se observa un patrón de Ganancia más simétrico que el del arreglo sin optimizar, lo que implica una mejor respuesta de la frecuencia en cuanto a Ganancia. Además, el valor de ganancia para la frecuencia de resonancia es el mayor.

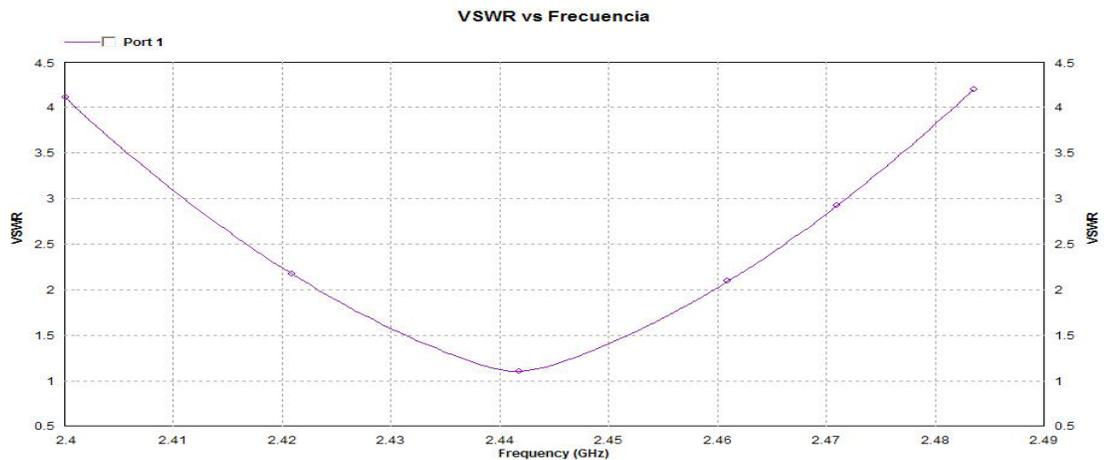


Figura 5.11. VSWR vs Frecuencia del arreglo del Diseño #2 optimizado

En la Figura 5.11 podemos observar los valores de VSWR del arreglo optimizado resultante del diseño #2, donde claramente se observa que los valores críticos de VSWR son:

### Frecuencia VSWR

2.4 GHz 4.11108

2.44175GHz 1.10375

2.4835 GHz 4.19815

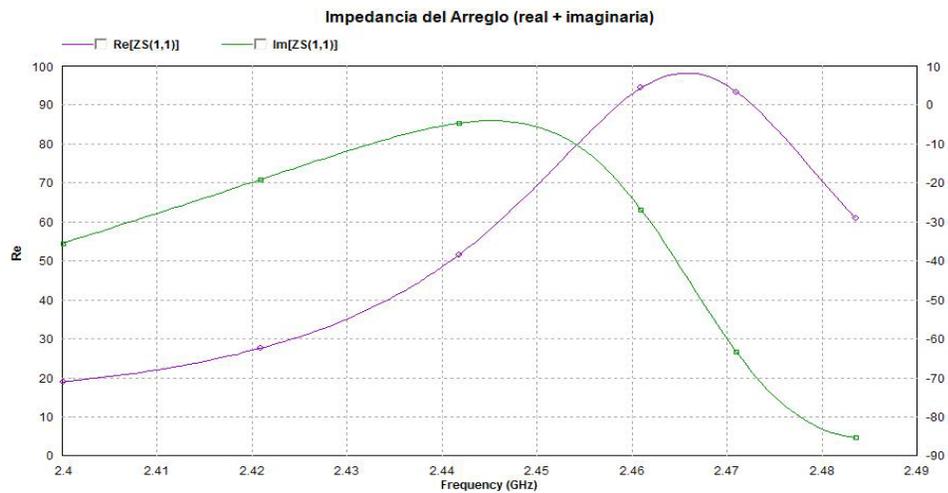


Figura 5.12. Impedancia vs Frecuencia del arreglo del Diseño #2 optimizado (Real + Imaginaria)

En la figura 5.12, podemos observar la respuesta del arreglo en Impedancia. En cuanto a los valores reales de Impedancia (Resistencia en  $\Omega$ ), los valores críticos son:

### Frecuencia Resistencia

2.4 GHz 18.9528

2.44175GHz 51.5109

2.4835 GHz 60.7572

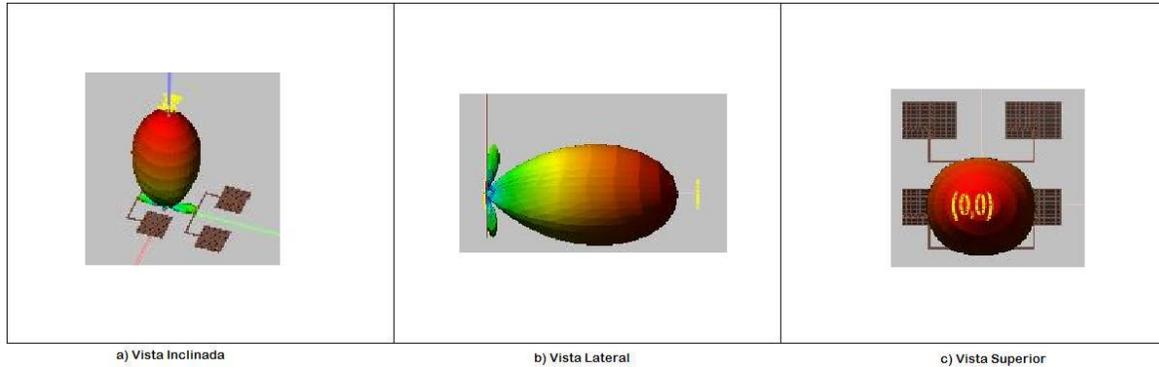


Figura 5.13. Patrón de Radiación en 3D del arreglo del Diseño #2 optimizado

En la figura 5.13 se puede observar el Patrón de Radiación tridimensional del arreglo producto del Diseño #2, el cual es del tipo Pencil-Beam y presenta lóbulos laterales mínimos con respecto al lóbulo principal.

### 5.2.2 Análisis de los Resultados

El Diseño #2 no cumple con las condiciones especificadas por las siguientes razones:

- La Ganancia en las frecuencias máxima y mínima no es mayor que 9dBi.
- Aunque el VSWR en la frecuencia de resonancia es cercano a 1, el acople es relativamente bajo ya que se podrían obtener valores menores con otras configuraciones.
- La respuesta de Impedancia del arreglo no presenta un máximo en la frecuencia de resonancia, aunque su valor es cercano a  $50\Omega$ .

Por lo tanto, dicho diseño no será implementado.

## 5.3 DISEÑO #3: SIMULACIÓN Y RESULTADOS

### 5.3.1. Simulación

Tomando en cuenta la Tabla 4.1 se configuró los parámetros del software IE3D, dentro del utilitario Mgrid, de manera que cumpla con los parámetros del sustrato para el cual se va a realizar la simulación (baquelita común); y tomando

en cuenta las magnitudes y coordenadas listadas en la Tabla 4.5, se estructuró el arreglo del Diseño #2 para su simulación, la cual produjo el siguiente resultado:

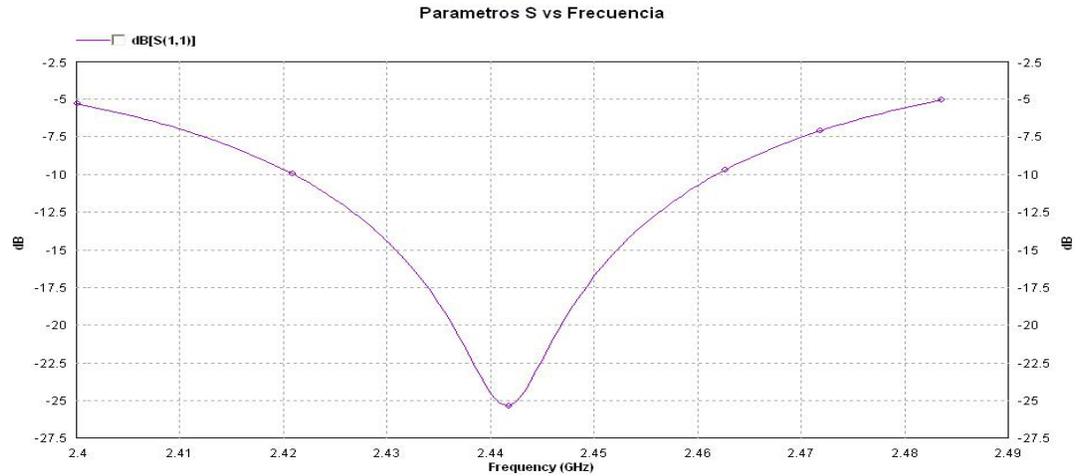


Figura 5.14. Parámetro  $S_{11}$  vs Frecuencia del arreglo del Diseño #3 sin optimizar

La frecuencia de resonancia en este caso es de 2.44175GHz como se observa en la Figura 5.14; como esa es la frecuencia deseada, este diseño no necesita proceso de optimización y se procede entonces al análisis de resultados.



Figura 5.15. Ganancia vs Frecuencia del arreglo del Diseño #3

En la figura 5.15 se puede apreciar un patrón de Ganancia simétrico, manteniéndose una mejor respuesta de la frecuencia en cuanto a Ganancia. Además, el valor de ganancia para la frecuencia de resonancia es el mayor (máximo) y los valores en las frecuencias máximas y mínimas son mayores que 9.8dBi.

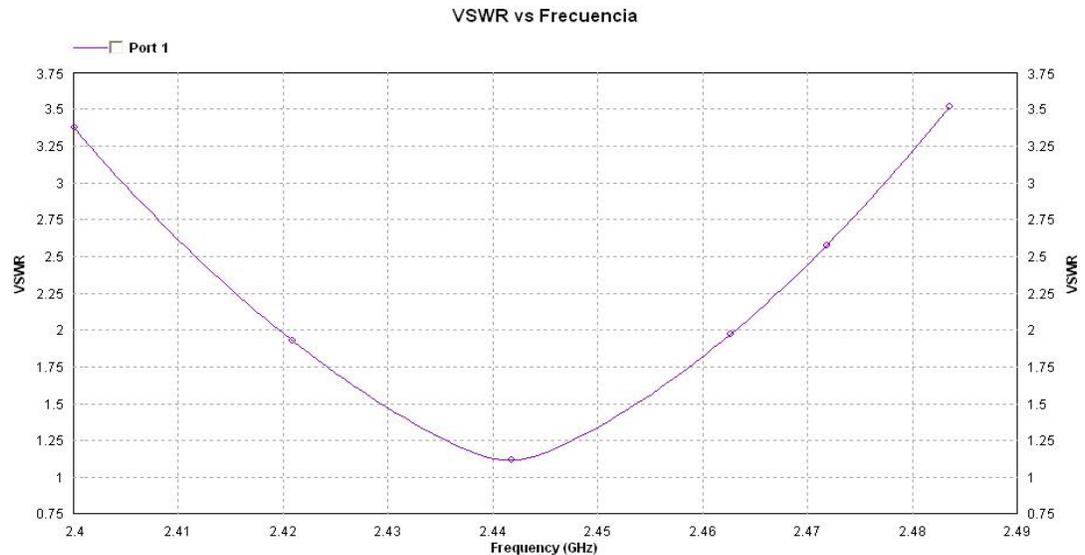


Figura 5.16. VSWR vs Frecuencia del arreglo del Diseño #3

Como se puede observar en la Figura 5.16, el mínimo valor de VSWR ocurre a la frecuencia de resonancia, claramente se aprecia que los valores críticos de VSWR son:

Frecuencia	VSWR
2.4 GHz	3.37315
2.44175GHz	1.11407
2.4835 GHZ	2.4835

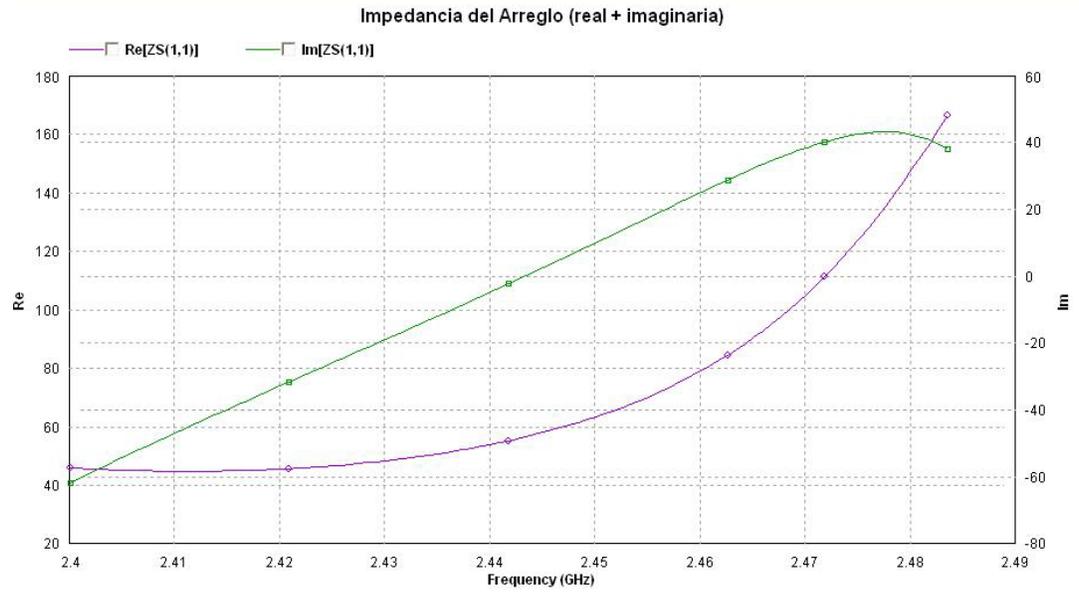


Figura 5.17. Impedancia vs Frecuencia del arreglo del Diseño #3 (Real + Imaginaria)

En la figura 5.17, se observa la respuesta del arreglo en Impedancia. En cuanto a los valores reales de Impedancia (Resistencia en  $\Omega$ ), los críticos son:

Frecuencia	Resistencia
2.4 GHz	46.0817
2.44175GHz	55.176
2.4835 GHZ	166.361

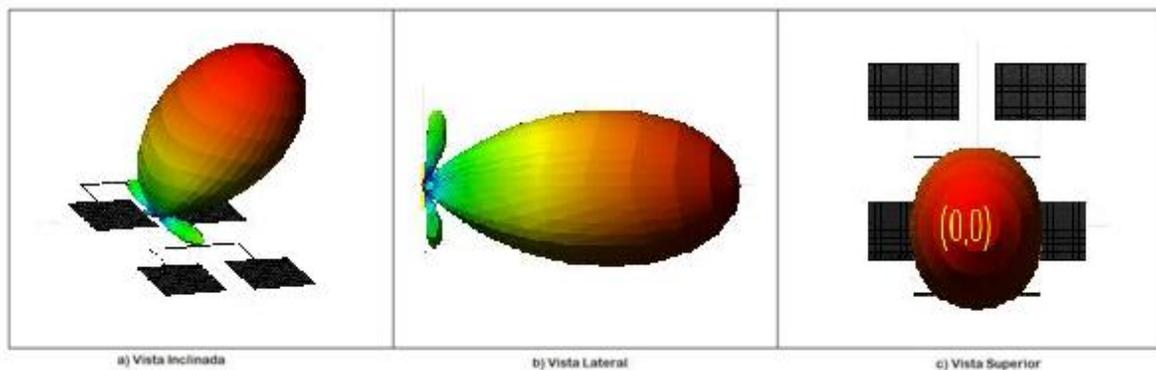


Figura 5.18. Patrón de Radiación en 3D del arreglo del Diseño #3

En la figura 5.18 se puede observar el Patrón de Radiación tridimensional del arreglo producto del Diseño #3, el cual es del tipo Pencil-Beam y presenta lóbulos laterales mínimos con respecto al lóbulo principal.

### 5.3.2 Análisis de los Resultados

El Diseño #3 cumple con las condiciones especificadas para la implementación por las siguientes razones:

- La Ganancia en las frecuencias máxima y mínima es mayor que 9.8dBi.
- El valor de VSWR en la frecuencia de resonancia es muy cercano a 1, lo que indica que el acople entre impedancias es aceptable.

La respuesta de Impedancia del arreglo no presenta un máximo en la frecuencia de resonancia, aunque su valor es muy cercano a  $50\Omega$ ; sin embargo, en posteriores trabajos, se podría adjuntar al arreglo algún tipo de configuración circuital para acoplar las impedancias de mejor manera y obtener una respuesta de Impedancia óptima.

Por lo mencionado anteriormente, el diseño #3 puede ser elegido para la implementación.

## 5.4 DISEÑO #4: SIMULACIÓN Y RESULTADOS

### 5.4.1 Simulación

Tomando en cuenta nuevamente la Tabla 4.1 se configuró los parámetros del software IE3D, dentro del utilitario Mgrid, de manera que cumpla con los parámetros del sustrato para el cual se va a realizar la simulación (baquelita común); y tomando en cuenta las magnitudes y coordenadas listadas en la Tabla 4.6, se estructuró el arreglo del Diseño #4 para su simulación, la cual produjo el siguiente resultado:

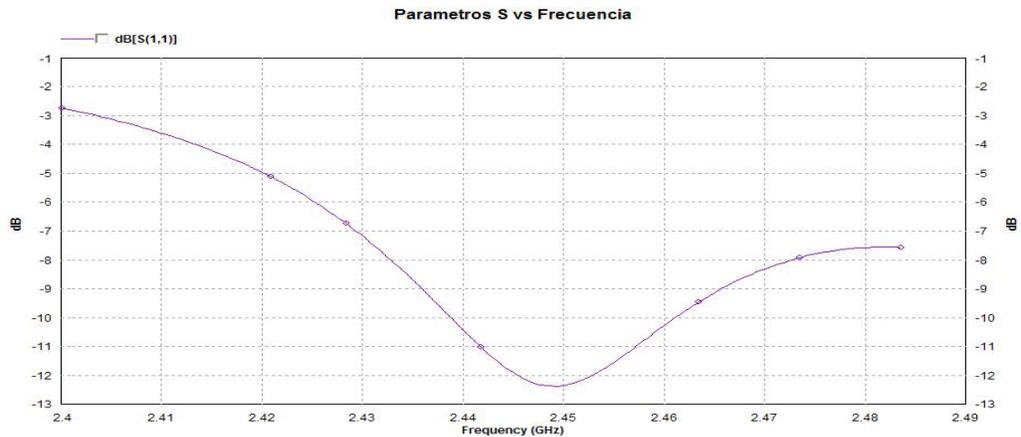


Figura 5.19. Parámetro  $S_{11}$  vs Frecuencia del arreglo del Diseño #4 sin optimizar

La frecuencia de resonancia en este caso es de 2.44927GHz como se observa en la Figura 5.19; y al igual que en diseños anteriores, es necesario llevarlo a un proceso de optimización que nos permita alcanzar los 2.44175GHz como frecuencia de resonancia.

Sin embargo, en base a un previo análisis de los resultados completos de la simulación de este Diseño, se ha optado por evitar el proceso de optimización, ya que desde un principio se sabe que el arreglo no va a cumplir con las condiciones para implementación. Los resultados del arreglo sin optimizar se muestran a continuación:

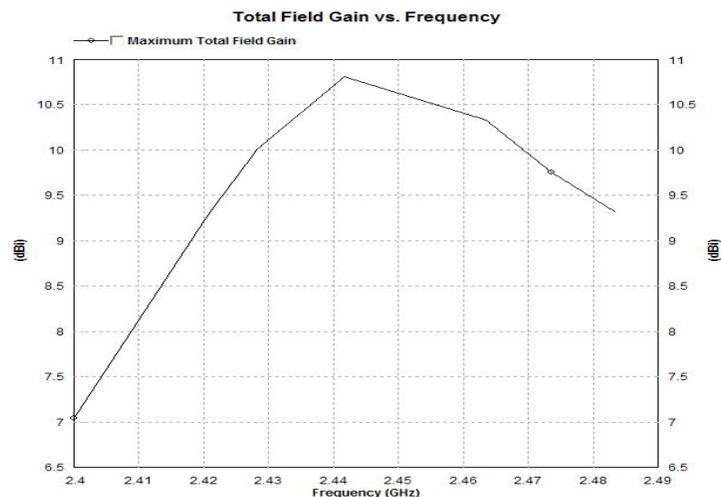


Figura 5.20 Ganancia vs Frecuencia del arreglo del Diseño #4 sin optimizar

El máximo de ganancia ocurre a la frecuencia de resonancia deseada para la implementación, sin embargo, como se observa en la figura 5.20, la ganancia para la frecuencia mínima es mucho menor que 9dBi.

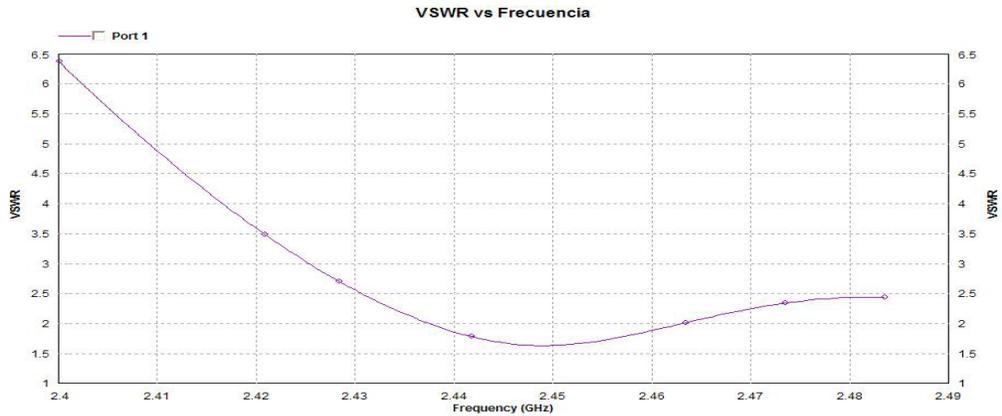


Figura 5.21 VSWR vs Frecuencia del arreglo del Diseño #4 sin optimizar

En la Figura 5.21 se puede visualizar los valores de VSWR del arreglo resultante del diseño #4, de donde se obtiene que los valores críticos de VSWR son:

Frecuencia	VSWR
2.4 GHz	6.37221
2.44927GHz	1.63394
2.4835 GHZ	2.43788



Figura 5.22. Impedancia vs Frecuencia del arreglo del Diseño #4 sin optimizar (Real+Imaginaria)

En la figura 5.22, podemos observar la respuesta del arreglo en Impedancia. En cuanto a los valores reales de Impedancia (Resistencia en  $\Omega$ ), los valores críticos son:

Frecuencia	Resistencia
2.4 GHz	36.2171
2.44175GHz	55.2346
2.4835 GHz	89.6008

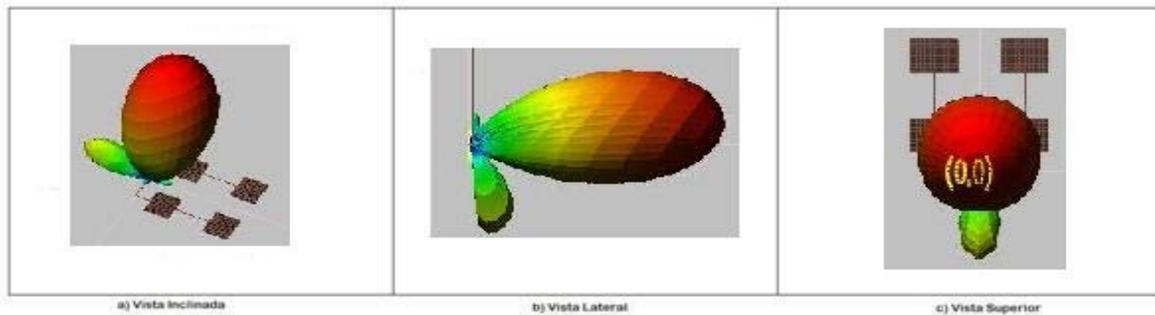


Figura 5.23. Patrón de Radiación en 3D del arreglo del Diseño #4 sin optimizar

En la figura 5.23 se puede observar el Patrón de Radiación tridimensional del arreglo producto del Diseño #4, el cual es del tipo Pencil-Beam. Sin embargo, y como se puede apreciar claramente, al patrón presenta un lóbulo de radiación longitudinal de aproximadamente 3.5dBi; que ya es una ganancia considerable.

#### 5.4.2 Análisis de resultados

El Diseño #4 no cumple con las condiciones especificadas por las siguientes razones:

- La Ganancia en la frecuencia mínima no es mayor que 9dBi, y aunque se someta al arreglo al proceso de optimización, tentativamente se puede observar que la ganancia no va a ser superior a los 8.5dBi.
- El valor menor de VSWR es de 1.63395, lo que supone un acople bajo para la aplicación en curso.
- La respuesta de Impedancia del arreglo no presenta un máximo en la frecuencia de resonancia, aunque su valor es cercano a  $50\Omega$ .

- La razón de mayor peso es que el patrón de radiación presenta un lóbulo lateral muy grande, de 3.5dBi aproximadamente, y dicha condición es muy importante, ya que una de las principales características del arreglo se basa en presentar los lóbulos secundarios lo más pequeños posible.

Debido a la presencia del lóbulo de radiación secundario, el cual seguiría presente en el caso de optimizar el diseño, se optó por obviar dicho proceso.

Tomando en cuenta las conclusiones anteriores, el diseño actual no será implementado.

## 5.5 DISEÑO #5: SIMULACIÓN Y RESULTADOS

### 5.5.1 Simulación

Al igual que en diseños anteriores, y tomando en cuenta la Tabla 4.1 se configuró los parámetros del software IE3D, dentro del utilitario Mgrid, de manera que cumpla con los parámetros del sustrato para el cual se va a realizar la simulación (baquelita común); y tomando en cuenta también las magnitudes y coordenadas listadas en la Tabla 4.7, se estructuró el arreglo del Diseño #5 para su simulación, la cual produjo el siguiente resultado:

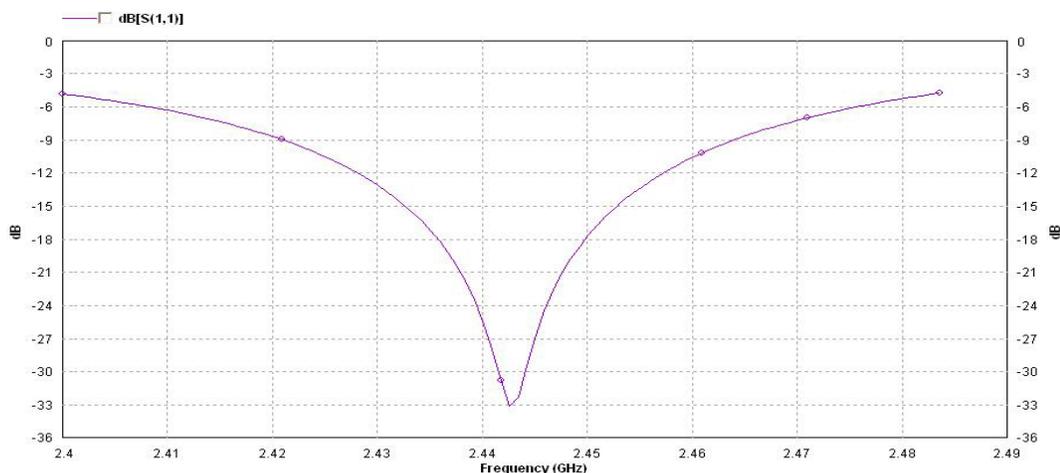


Figura 5.24. Parámetro  $S_{11}$  vs Frecuencia del arreglo del Diseño #5 sin optimizar

Como se observa en la Figura 5.24, en este caso la frecuencia de resonancia se centra en 2.44258GHz; y al igual que en casos anteriores, el actual diseño debe ser optimizado para alcanzar los 2.44175GHz como frecuencia de resonancia.

Posterior al proceso de optimización, el nuevo arreglo (manteniendo la estructura) presenta las siguientes magnitudes y coordenadas:

Tabla 5.3. Coordenadas de la antena para su construcción en IE3D

	Zt	W	L	X1	Y1	X2	Y2
<b>L6</b>	100	0.90575	9.82040	±4.9102	0	-	-
<b>L5</b>	70.7	1.98089	19.17920	±9.8204	9.5896	-	-
<b>L4</b>	100	0.90575	77.44823	±9.8204	±57.90331	-	-
<b>L3</b>	100	0.90575	9.82040	±14.7306	19.1792	±14.7306	96.62743
<b>L2</b>	120.8509	0.51945	19.8877	±29.58465	19.1792	±29.58465	96.62743
<b>L1</b>	176.49936	0.10349	20.4717	±39.5285	29.4892	±39.5285	107.4247
<b>Parche</b>	213.3	40.57236	32.71024	±39.5285	56.00602	±39.5285	133.45425

En este caso, se tuvo que re-calcular los anchos y longitudes de las líneas de transmisión para una frecuencia mayor (2.45175GHz), ya que existía un offset en frecuencia que el optimizador no pudo procesar correctamente. Posteriormente, el software varió las magnitudes de cada unos de los parches, para alcanzar la frecuencia de resonancia deseada.

El nuevo arreglo presento los siguientes resultados:

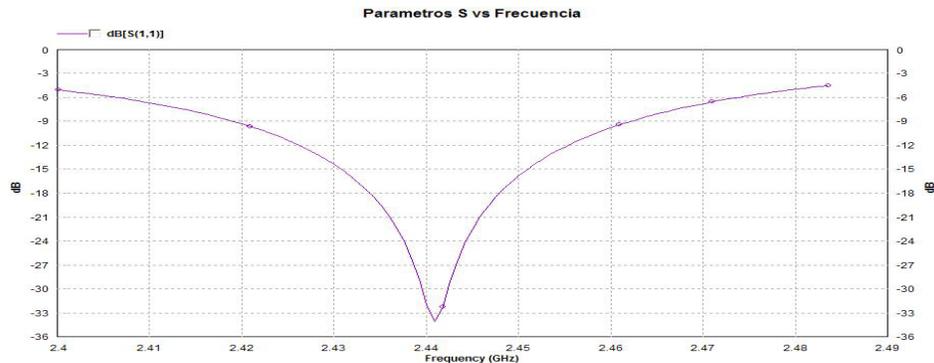


Figura 5.25. Parámetro S<sub>11</sub> vs Frecuencia del arreglo del Diseño #5 optimizado.

Como se observa en la Gráfica 5.25, aunque el valor mínimo de los Parámetros S no se registra para 2.44175GHZ, el arreglo sufrió una optimización en frecuencia que mejora el desempeño de la antena para la frecuencia de resonancia deseada.

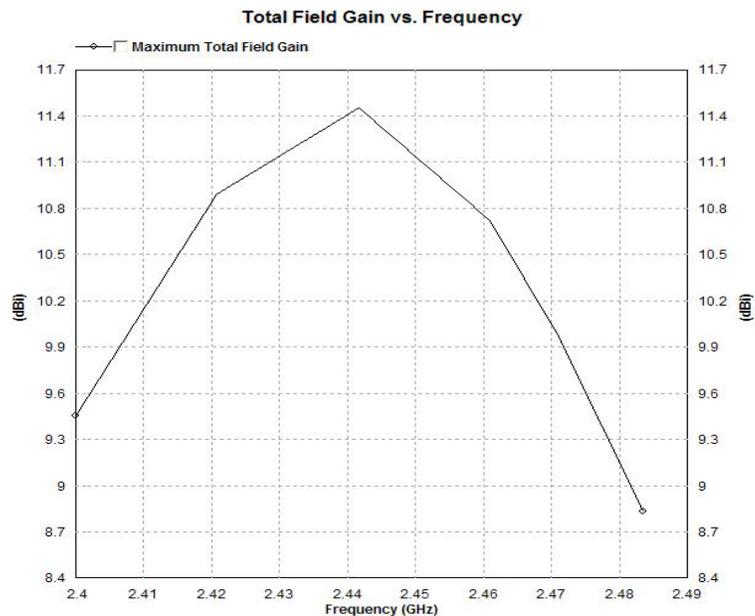


Figura 5.26. Ganancia vs Frecuencia del arreglo del Diseño #5 optimizado

En la figura 5.26 se observa un patrón de Ganancia no muy simétrico respecto a las soluciones anteriores. Por otro lado, el valor de ganancia para la frecuencia de resonancia es el mayor.

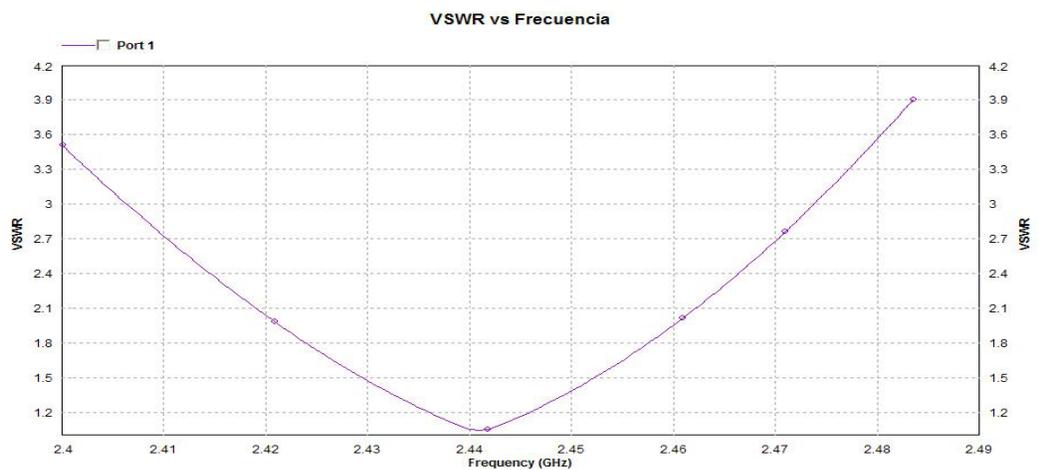


Figura 5.27. VSWR vs Frecuencia del arreglo del Diseño #5 optimizado

En la Figura 5.27 se visualiza la gráfica de VSWR vs Frecuencia del arreglo optimizado resultante del diseño #5, donde claramente se aprecia que los valores críticos de VSWR son:

Frecuencia	VSWR
2.4 GHz	3.50785
2.44175GHz	1.041064
2.4835 GHz	2.4835



Figura 5.28. Impedancia vs Frecuencia del arreglo del Diseño #2 optimizado (Real+Imaginaria)

En la figura 5.28, se observa la respuesta del arreglo en función de la Impedancia. En cuanto a los valores reales de Impedancia (Resistencia en  $\Omega$ ), los valores críticos son:

Frecuencia	Resistencia
2.4 GHz	16.9678
2.44175GHz	47.6884
2.4835 GHz	12.9056

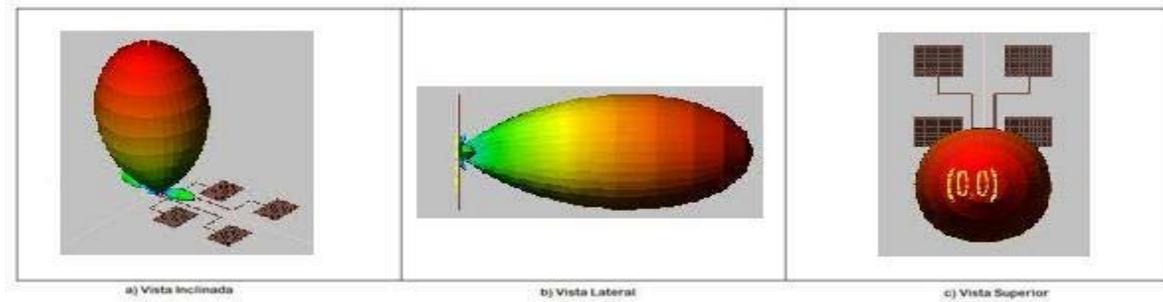


Figura 5.29. Patrón de Radiación en 3D del arreglo del Diseño #5 optimizado

En la figura 5.29 se puede observar el Patrón de Radiación tridimensional del arreglo optimizado producto del Diseño #5, el cual es del tipo Pencil-Beam y al igual que soluciones anteriores presenta lóbulos laterales mínimos con respecto al lóbulo principal.

### 5.5.2 Análisis de los Resultados

El Diseño #5 cumple con las condiciones especificadas para implementación por las siguientes razones:

- La Ganancia en la frecuencia mínima es mayor que 9.3dBi. Sin embargo, la ganancia en la frecuencia máxima es menor que 9dBi, pero si se procede a rediseñar la actual solución en base a una impedancia mayor, es posible que se obtenga una ganancia muy superior.
- El valor menor de VSWR es de 1.041064, que hasta el momento es menor de todas las soluciones.
- Los valores de VSWR en las frecuencias mínima y máxima son mucho menores que los de soluciones anteriores, algo que es muy importante, ya que aumenta el ancho de banda.
- La respuesta de Impedancia del arreglo presenta un máximo muy cercano a la frecuencia de resonancia, lo que involucra un buen comportamiento en eficiencia óhmica de la antena. Así mismo, se puede observar que la parte reactiva de la impedancia (imaginaria) es 0

en la frecuencia de resonancia, lo que es muy importante para evitar pérdidas.

El actual diseño podría ser un candidato a ser implementado, sin embargo, presenta líneas con anchos fuera del rango admisible.

Evaluando las condiciones y prestaciones del arreglo, se ha optado por realizar un 6to diseño con la misma estructura y con parches de menor impedancia, que mejoren la ganancia del arreglo y permitan líneas con anchos dentro del rango admisible.

## **5.6 DISEÑO #6: DISEÑO, SIMULACIÓN Y RESULTADOS**

### **5.6.1 Diseño**

El proceso de diseño de los arreglos ya ha sido explicado con detalle en el capítulo anterior, por lo que tomando en cuenta el diseño #5 y la técnica de expansión del ancho del parche para mejorar la impedancia, se obtuvo la siguiente configuración del arreglo:

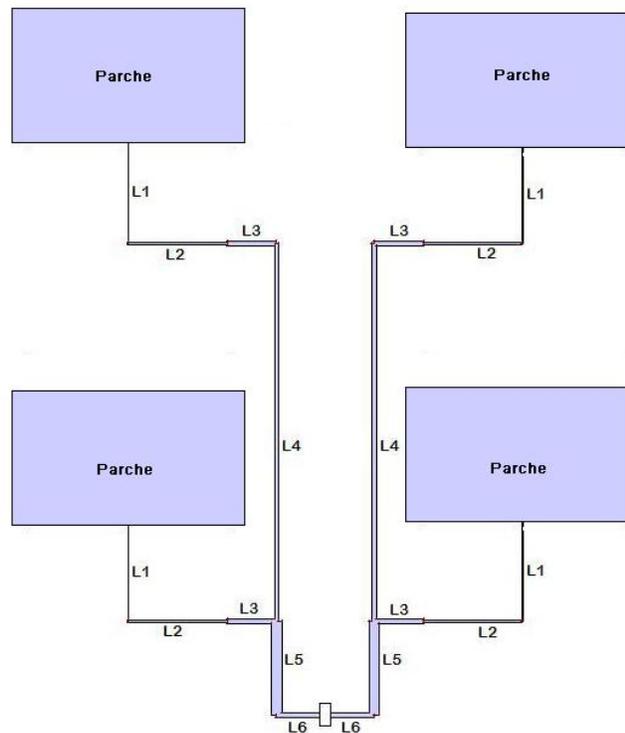


Figura 5.30. Geometría del Arreglo con BFN Híbrida out-line y parches de ancho ampliado (Diseño #6)

Al igual que en el Diseño #3, se ha optado por ampliar el ancho del parche a 55mm, obteniendo una impedancia de  $138.525\Omega$ .

Por otro lado, y como se puede observar en la figura 5.30, los parches están muy cercanos a las líneas Microstrip L4 debido al ensanchamiento, pudiendo producirse corrientes parásitas por la radiación. Para evitar esto, se disminuyó la longitud de L3 a la mitad, y esta distancia disminuida se adiciona a L6 para mantener el espacio inter-elementos. La razón por la que es posible realizar este proceso, es que tanto L3 y L6 son solo líneas de transmisión y no transformadores, por lo que pueden adoptar cualquier Longitud.

Como siguiente paso, es necesario calcular las impedancias de las líneas de la BFN para obtener sus respectivos anchos y longitudes. Tomando en cuenta las consideraciones realizadas en el proceso de diseño de la solución #3

pero con la nueva impedancia del Parche, se logró obtener las magnitudes de cada uno de los elementos.

Realizando el respectivo proceso de optimización al diseño actual, y al igual que en casos anteriores, se obtuvo variaciones de algunos de los elementos del arreglo; la tabla 5.4 presenta las magnitudes tanto de las líneas de transmisión Microstrip como de los Parches, al igual que sus respectivas coordenadas de acuerdo al punto de referencia (0,0) o punto de alimentación coaxial.

Tabla 5.4 Coordenadas de la antena para su construcción en IE3D

	Zt	W	L	X1	Y1	X2	Y2
<b>L6</b>	100	0.90575	4.9102	±2.4651	0	-	-
<b>L5</b>	70.7	1.98089	19.17920	±4.9102	9.5896	-	-
<b>L4</b>	100	0.90575	77.3071	±4.9102	±57.83275	-	-
<b>L3</b>	100	0.90575	14.7306	±12.2755	19.1792	±12.2755	96.4863
<b>L2</b>	108.27148	0.72721	19.7437	±29.51265	19.1792	±29.51265	96.4863
<b>L1</b>	126.92355	0.44072	19.9537	±39.3845	29.15605	±39.3845	106.463146
<b>Parche</b>	137.422	55.0000	32.56911	±39.3845	55.41745	±39.3845	132.72455

## 5.6.2 Simulación

La simulación del arreglo optimizado produjo los siguientes resultados:

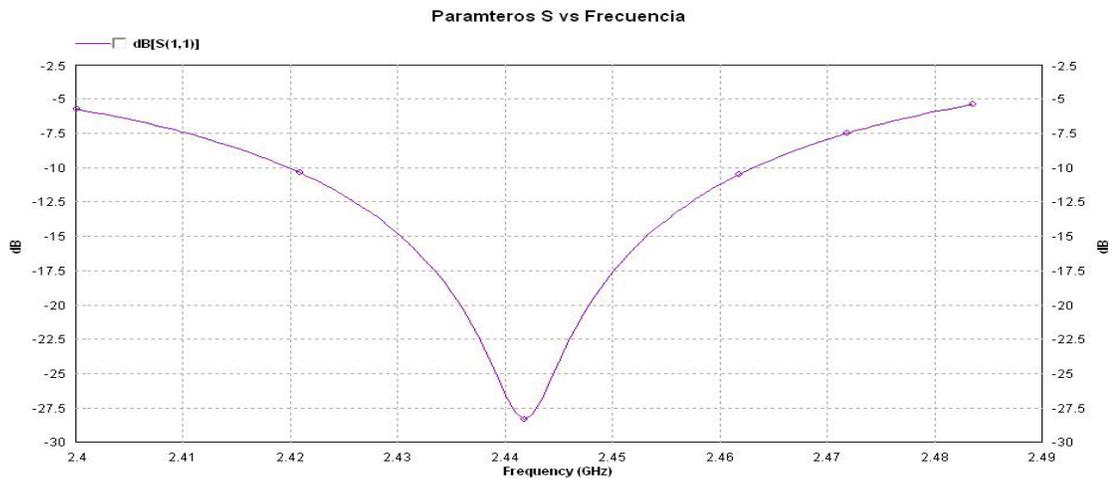


Figura 5.31 Parámetro S<sub>11</sub> vs Frecuencia del arreglo del Diseño #6 optimizado.

Como se puede apreciar en la gráfica 5.31, el menor valor de los parámetros S se presenta a la frecuencia de 2.44175GHz, que es la frecuencia de resonancia deseada. Algo importante que se debe mencionar, con respecto a los otros diseños, es que esta solución en particular presenta una gráfica del parámetro  $S_{11}$  de mejor proporción en cuanto al ancho de banda; es decir, la variación del parámetro  $S_{11}$  no es tan brusca como en otros diseños.

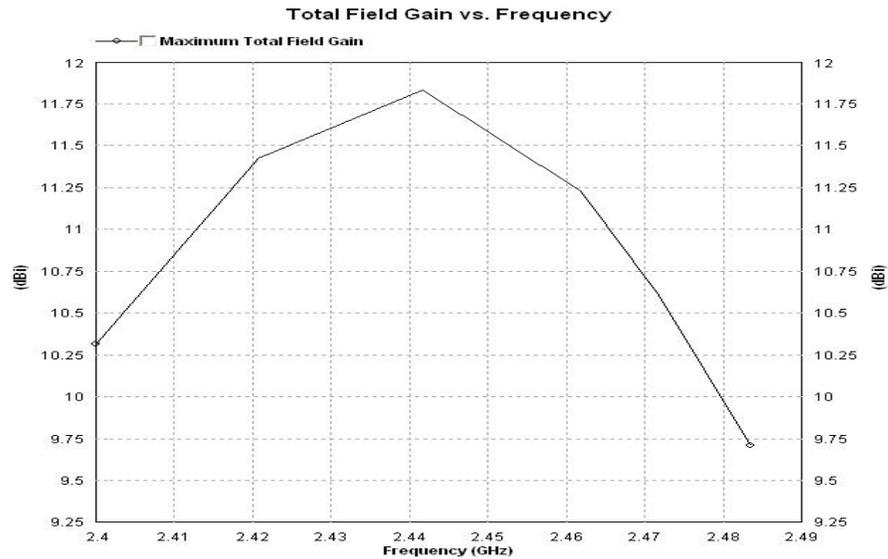


Figura 5.32 Ganancia vs Frecuencia del arreglo del Diseño #6 optimizado.

La figura 5.32 presenta la respuesta de Ganancia del arreglo optimizado para el caso del diseño #6. Como se puede apreciar, la ganancia para la frecuencia de resonancia es mayor a 11.75dBi, característica que no ha sido alcanzada por ninguna solución anterior; además, la ganancia para la frecuencia mínima y máxima toma valores superiores para el caso de diseños anteriores. Esto es muy importante, ya que al momento de la implementación, aspectos como conectores y fallas en el sustrato reducirían la ganancia de la antena en general, por lo que los dBi adicionales que se obtienen en este caso, producirán una banda de seguridad para cumplir con el objetivo de mantener la ganancia de la antena mayor a 9dBi en todo el rango de frecuencias.

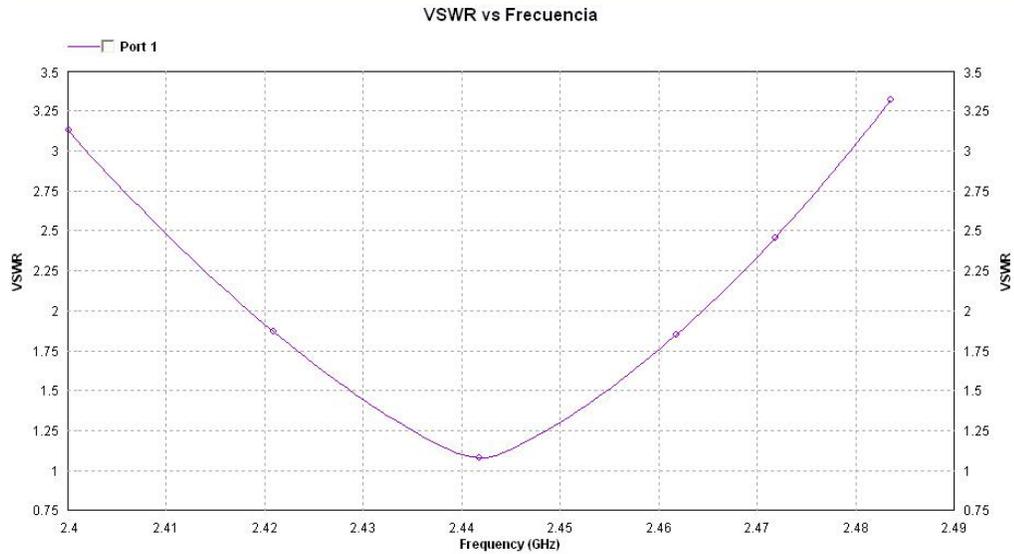


Figura 5.33 VSWR vs Frecuencia del arreglo del Diseño #6 optimizado.

En la figura 5.33 podemos apreciar los valores que toma el VSWR en todo el rango de frecuencias para la actual solución. Los valores críticos de VSWR son los siguientes:

Frecuencia	VSWR
2.4 GHz	3.12906
2.44175GHz	1.07967
2.4835 GHz	3.31741

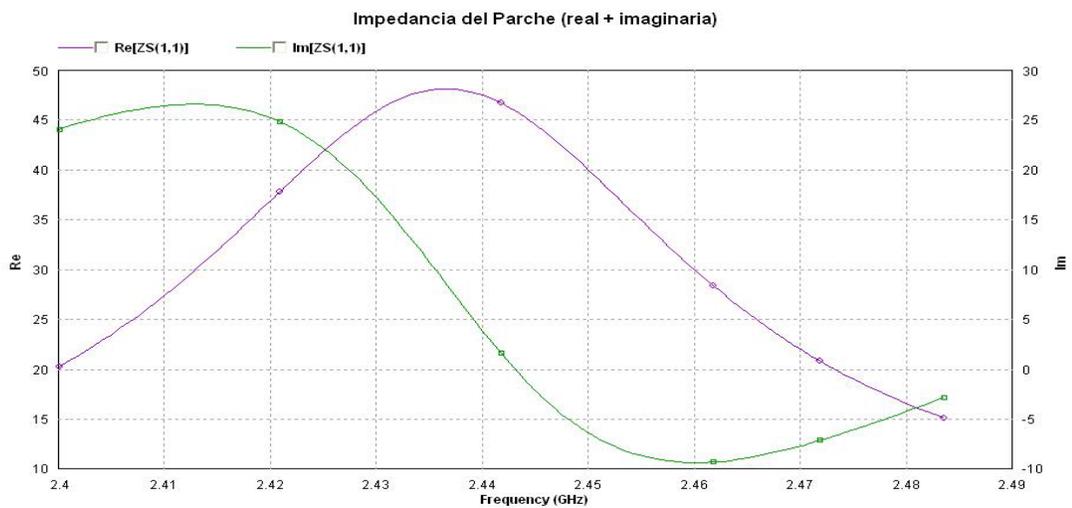


Figura 5.34. Impedancia vs Frecuencia del arreglo del Diseño #6 optimizado (real+imaginaria).

La respuesta de impedancia del arreglo, como se puede observar en la Figura 5.34, presenta un máximo de resistencia en un valor muy cercano a la frecuencia de resonancia. Por lo que, se puede considerar que la eficiencia óhmica del arreglo es más que aceptable. Los valores de resistencia para las frecuencias mínima, de resonancia y máxima son:

Frecuencia	Resistencia
2.4 GHz	20.2233
2.44175GHz	46.6721
2.4835 GHz	15.1254

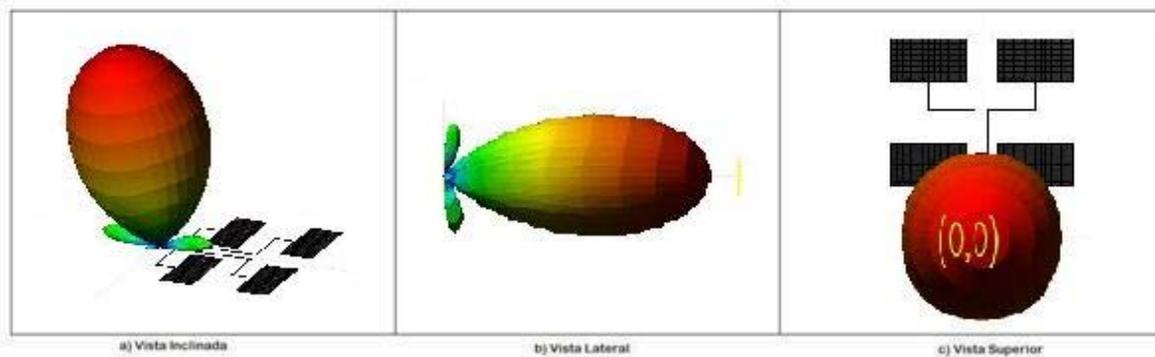


Figura 5.35. Patrón de Radiación en 3D del arreglo del Diseño #6 optimizado

El patrón de radiación del actual diseño, como se presenta en la Figura 5.35, es del tipo Pencil-Beam y no presenta lóbulos laterales con ganancias considerables.

### 5.6.3 Análisis de los Resultados

El Diseño #6 optimizado es un prototipo a ser considerado para implementación debido a las siguientes razones:

- La Ganancia en la frecuencia mínima es mayor que 10.25dBi, en la frecuencia máxima es mayor a 9.7dBi, y en la frecuencia de resonancia presenta un valor mayor a 11.75dBi. Valores que son

mayores a todos los presentados por las otras soluciones de diseño anterior.

- El valor menor de VSWR es de 1.07967, que es un valor más que aceptable para la implementación.
- Los valores de VSWR en las frecuencias mínima y máxima son menores que 3.4. Característica que mejora mucho el ancho de banda de la antena.
- La respuesta de Impedancia del arreglo presenta un máximo muy cercano a la frecuencia de resonancia, lo que significa que tiene una muy buena eficiencia óhmica. Así mismo, se puede observar que la parte reactiva de la impedancia (imaginaria) es cercana a 0 en la frecuencia de resonancia, lo que es muy importante para evitar pérdidas por reflexión.

## 5.7 ELECCIÓN DEL DISEÑO A IMPLEMENTAR

Del análisis de las simulaciones anteriores, se obtuvo dos soluciones que cumplen con las especificaciones necesarias para la implementación.

El diseño #3 y el diseño #6, presentan condiciones de ganancia, eficiencia óhmica, VSWR y patrón de radiación excelentes, tomando en cuenta las bases redactadas al principio del actual capítulo. En base a una comparación entre los dos diseños, se concluyó lo siguiente:

1. Ambos diseños presentan ganancias superiores a los 9dBi en los extremos de la banda de frecuencias, sin embargo, el diseño #6 presenta una ganancia mucho mayor a la frecuencia mínima que el diseño #3, como se puede observar en las figuras 5.15 y 5.32.
2. Si tomamos en cuenta el ancho de banda de recepción de ambas soluciones (rango de frecuencias donde  $VSWR \leq 2$ ), los diseños tienen un ancho de banda de:

Tabla 5.5. Comparación de los diseños que presentan mejores características

Solución	Ancho de Banda [MHZ]	Ancho de Banda [%]	VSWR	Frecuencia Mínima [GHZ]	Frecuencia Central [GHZ]	Frecuencia Máxima [GHZ]
Diseño #3	45.307	1.855513464	2	2.418663	2.44175	2.46397
Diseño #6	48.05	1.967850927	2	2.41734	2.44175	2.46539

Como se observa en la tabla 5.5, el arreglo del diseño #6 presenta un ancho de banda ligeramente mayor al del diseño #3; el valor de casi 2% del ancho de banda del arreglo #6 es muy bueno para este tipo de antenas tomando en cuenta que no se profundizó en la aplicación de técnicas para mejorar el ancho de banda.

3. La respuesta en impedancia del Arreglo del Diseño #6 es de la forma esperada, presentando un máximo de resistencia muy cerca de la frecuencia de resonancia, y disminuyendo su valor a medida que aumenta o disminuye la frecuencia. La respuesta en impedancia del Diseño #3 no presenta este comportamiento.

Con base en los análisis anteriores, el **Arreglo Directivo del Diseño #6** ha sido elegido para la implementación. Y el Capítulo 6 del actual proyecto tomará como referencia los cálculos y simulaciones de dicho diseño.

## 5.8 RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN COMPLETA

Los resultados de simulaciones que se ha venido analizando han sido generados en base a motores de simulación y parámetros básicos que producen resultados muy confiables pero que, sin embargo, pueden ser un poco más precisos.

Para obtener resultados más confiables, hay que tomar en cuenta dos parámetros que se obviaron para el proceso de simulación anterior:

1. El grosor de la lámina de cobre, que es la base del parche en el sustrato. Tomando en cuenta la tabla 4.1, el grosor de la lámina de cobre para la baquelita común es de 0.035mm; y este valor es ingresado al momento de crear el sustrato.
  
2. El simulador, en este caso el IE3D, asume un plano infinito de tierra; es decir, el software supone que tanto el sustrato, como el plano de tierra (capa de cobre inferior a la baquelita), tiene medidas infinitas. Por esta razón, y para obtener resultados más aproximados a la realidad, existe la opción de limitar las medidas del sustrato en el software, al costo de necesitar una cantidad de Memoria y de Disco sumamente altas para el proceso de simulación. La opción para limitar las medidas del sustrato se puede encontrar al momento de crear el mismo, previo al proceso de simulación.

Si se observa los valores de la tabla 5.4, y se toma en cuenta la configuración del diseño a ser implementado (figura 5.30), entonces la antena tiene las siguientes medidas:

$$\begin{aligned}
 Longitud &= \frac{W_{L6}}{2} + L5 + L4 + L1 + L_{parche} \\
 Longitud &= \frac{0.90575}{2} + 19.1792 + 77.3071 + 19.9537 + 32.56911 \\
 Longitud &= 149.461985\text{mm} = 14.9461985\text{cm} \\
 \\ 
 Ancho &= W_{parche} + 2L2 + 2L3 + 2L6 \\
 Ancho &= 55 + 2 \cdot 19.7437 + 2 \cdot 14.7306 + 2 \cdot 4.9102 \\
 Ancho &= 133.769\text{mm} = 13.3769\text{cm}
 \end{aligned}$$

Es importante dejar cierta cantidad de sustrato adicional al arreglo, es decir, no es recomendable cortar el sustrato justo al borde del arreglo; esto se realiza con el fin de evitar el efecto de *fringing* mencionado anteriormente. Por esta razón, se optó por

agregar un valor de 5cm a cada lado del arreglo, un valor de 5cm a la parte superior del arreglo y un valor de 1cm a la parte inferior del arreglo.

Entonces, las medidas del sustrato para la simulación del arreglo son de 20cm a lo largo y de 19cm a lo ancho.

Los resultados de la simulación completa, para el arreglo que será implementado, son los siguientes:

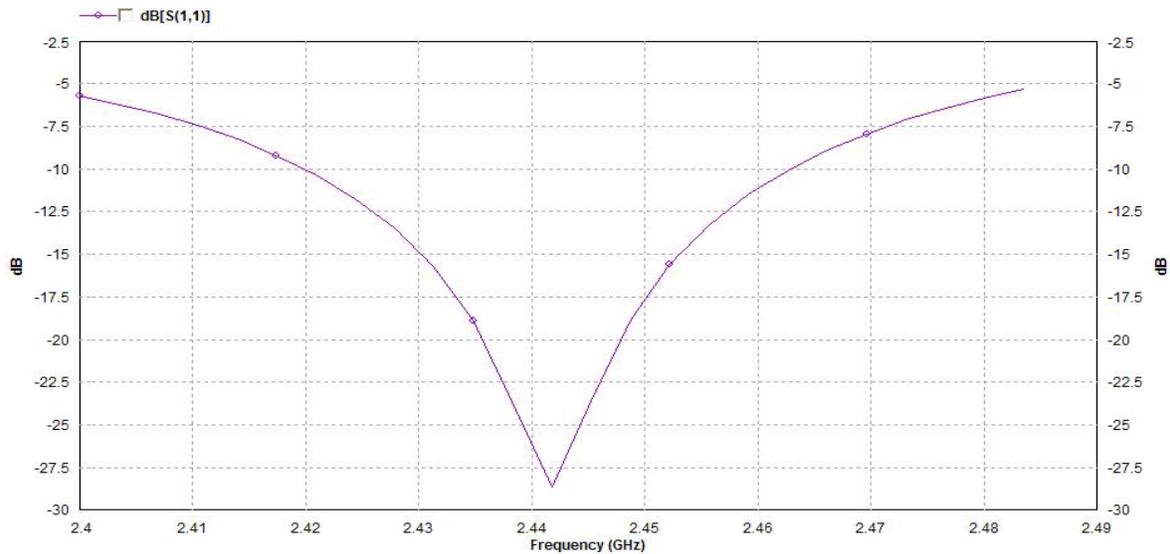


Figura 5.36. Parámetro  $S_{11}$  vs Frecuencia del prototipo de antena a implementar, con consideraciones de software completas.

La Figura 5.36 nos muestra el valor de los parámetros S dentro del rango de interés, como se puede observar, el menor valor ocurre a la frecuencia de resonancia deseada para el prototipo.

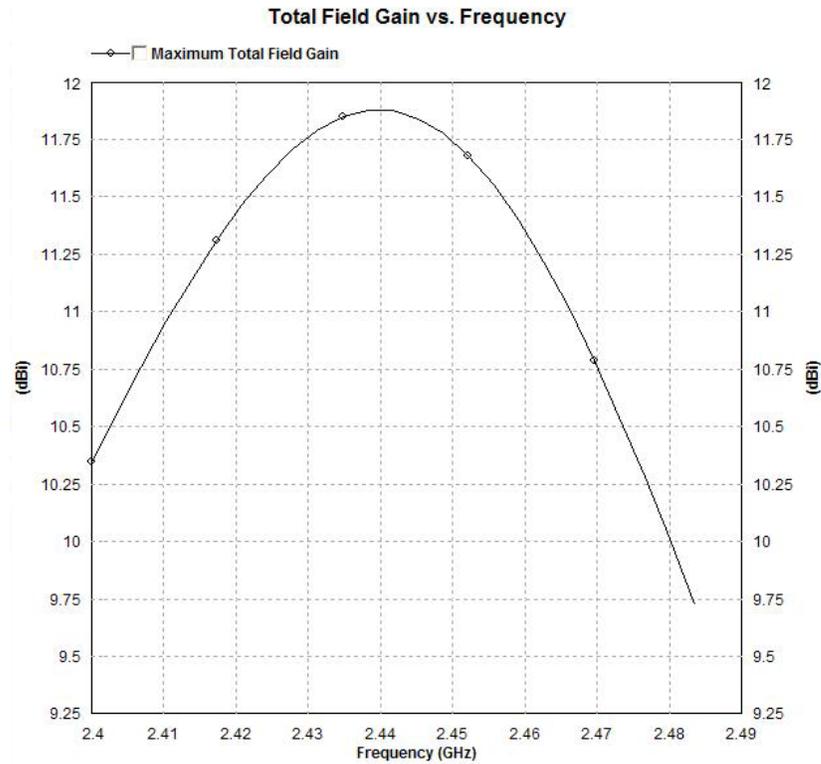


Figura 5.37. Ganancia vs Frecuencia del prototipo de antena a implementar, con consideraciones de software completas.

En la Figura 5.37, se observa claramente los valores de ganancia del arreglo a implementar dentro del rango de frecuencias de WiFi. Como se puede notar, la gráfica actual presenta una respuesta más simétrica y regular que la que se pudo visualizar en la figura 5.32, este comportamiento de ganancia se debe a las consideraciones para diseño mencionadas anteriormente. Los valores de ganancia para las frecuencias críticas (mínima, de resonancia, y máxima) son:

Frecuencia	Ganancia
2.4 GHz	10.3379 dBi
2.44175 GHz	11.8743 dBi
2.4835 GHz	9.72793 dBi

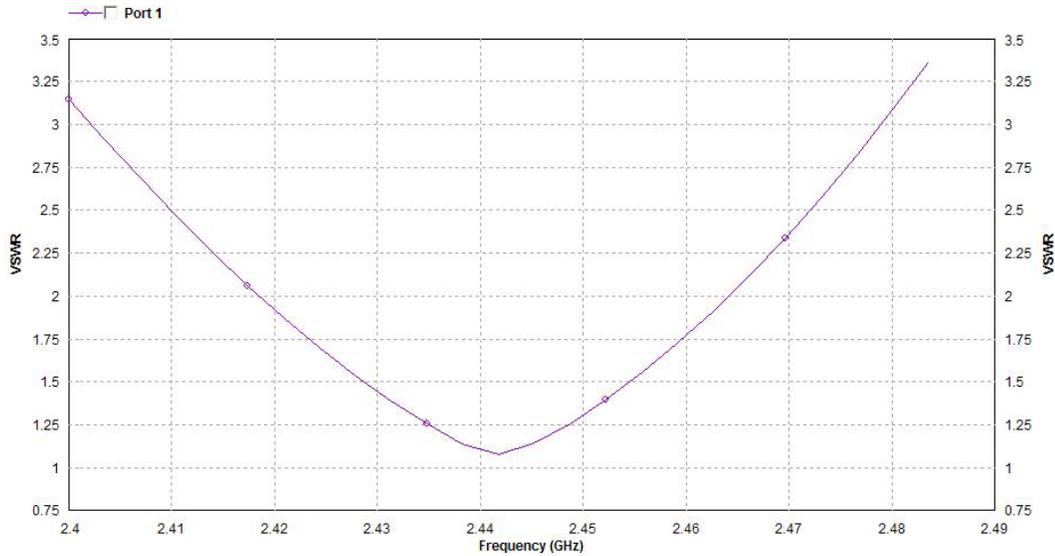


Figura 5.38. VSWR vs Frecuencia del prototipo de antena a implementar, con consideraciones de software completas.

Los valores de VSWR para el rango de frecuencias de interés se muestran en la figura 5.38, tomando en cuenta que el ancho de banda de VSWR se da en el rango en que dicho factor es  $\leq 2$ , los valores de VSWR para las frecuencias de interés se observan en la tabla 5.6; donde se puede apreciar que el arreglo tiene un ancho de banda de 48.7MHz o del 1.9945%.

Tabla 5.6 Resumen de Características de la antena

Frecuencia	VSWR	Ancho de Banda [MHZ]	Ancho de Banda [%]
2.4 GHz	3.1517	48.7	1.9945
2.4174 GHz	2		
2.44175 GHz	1.0767		
2.4661 GHz	2		
2.4835 GHz	3.3633		

Las gráficas de Impedancia y de Patrón de Radiación en 3D presentan los mismos resultados y valores que los mencionados para el prototipo del diseño #6.

Existen varios otros parámetros simulados por el software IE3D, que pueden ser documentados. Los más importantes son mostrados a continuación:

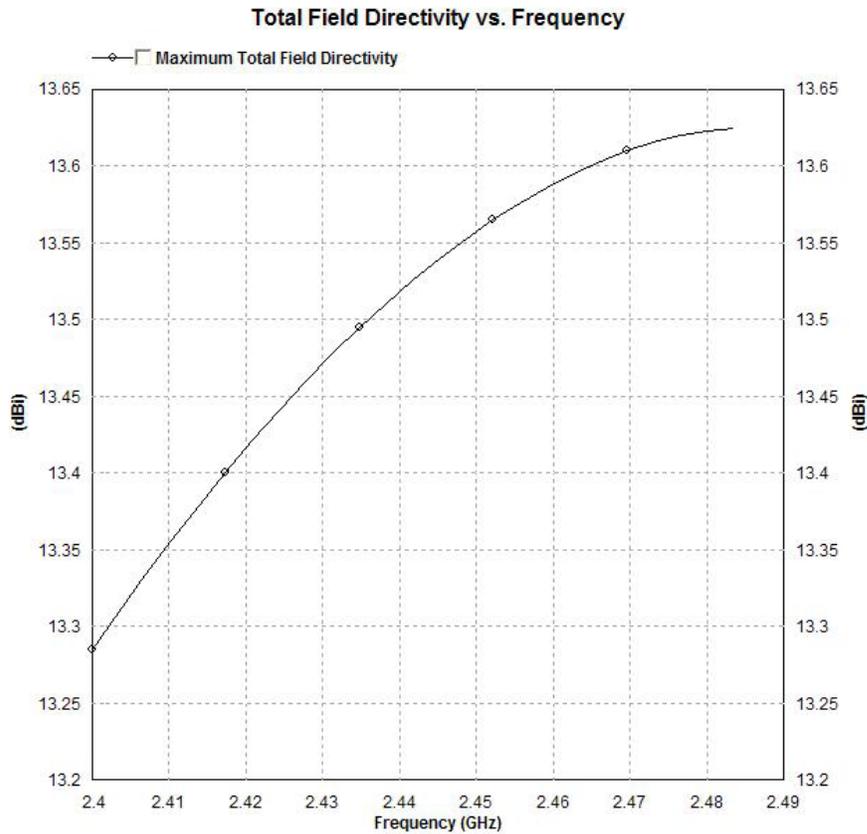


Figura 5.39. Directividad vs Frecuencia del prototipo de antena a implementar, con consideraciones de software completas.

La figura 5.39 nos proporciona los valores de Directividad del arreglo. En cuanto a los valores para frecuencias críticas, el arreglo presenta los siguientes:

#### Frecuencia Directividad

2.4 GHz	13.2845 dBi
2.44175Ghz	13.5255 dBi
2.4835 GHZ	13.6248 dBi

Como se puede apreciar, el arreglo presenta una directividad prácticamente constante para todo el rango de frecuencias. Es muy importante, que los valores de

directividad máxima, mostrados en la Figura 5.39, son obtenidos para un ángulo de  $0^\circ$  con respecto al eje de radiación lateral.

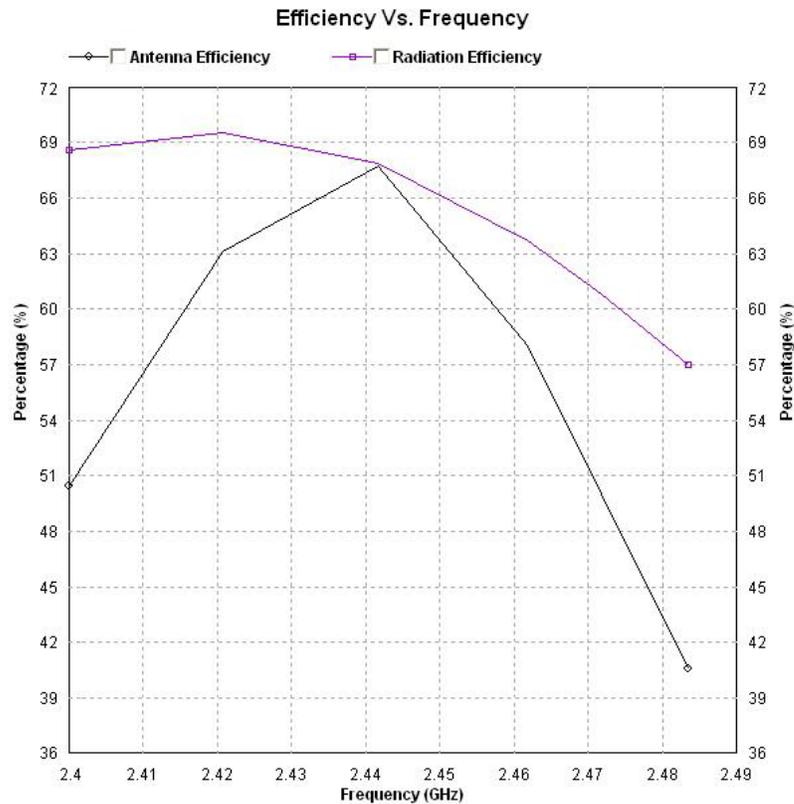


Figura 5.40. Eficiencia vs Frecuencia del prototipo de antena a implementar, con consideraciones de software completas. (Eficiencia de Radiación y Eficiencia de la Antena)

Los valores de directividad y de ganancia del arreglo permiten la obtención de la eficiencia de radiación del arreglo. La Figura 5.40 muestra la gráfica de Eficiencia, tanto de radiación como de la antena en general. El arreglo presenta una eficiencia media de aproximadamente 62%; condición aceptable para antenas de microlínea tomando en cuenta que el arreglo a implementar ha sido diseñado para baquelita común, la cual presenta una tangente de pérdidas de 0.0058, y que influye en la eficiencia de la antena.

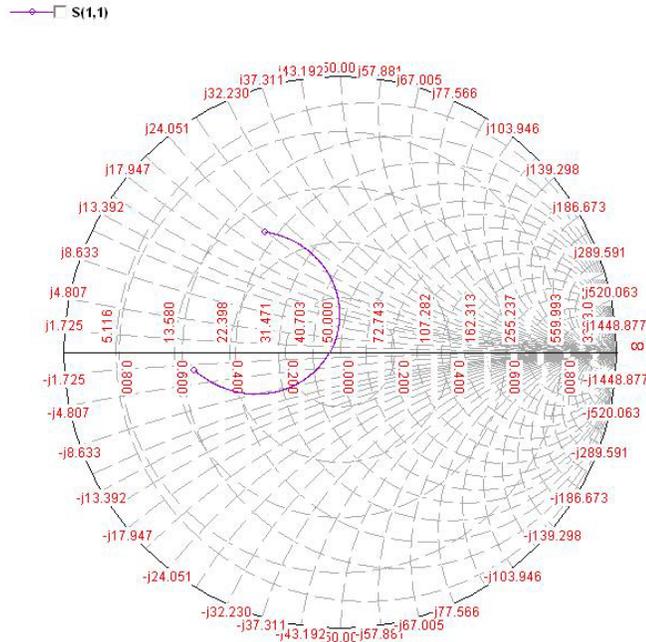


Figura 5.41. Carta de Smith con los valores de Impedancia del Arreglo a Implementar.

El software IE3D permite la visualización de la impedancia de la antena en la Carta de Smith. Como se observa en la Figura 5.41, el arreglo presenta una impedancia de aproximadamente 50Ω para la frecuencia de resonancia deseada.

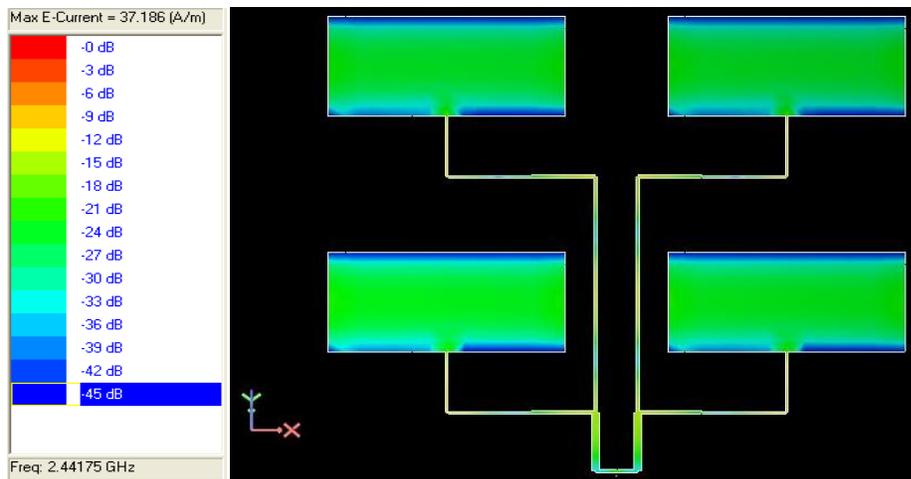


Figura 5.42 Distribución de Corriente del Arreglo a Implementar para la frecuencia de resonancia.

La figura 5.42 muestra la distribución de corriente del arreglo, a la frecuencia de resonancia. Como se puede observar, y manteniendo los principios de Microstrip, la corriente en los parches presenta un valor mucho mayor en el centro y el menor en los bordes; este comportamiento es lógico, ya que la mayor cantidad de corriente es radiada por cada parche. Si se toma en cuenta la escala de colores, se puede apreciar claramente que la corriente se divide de manera correcta desde el puerto de entrada (donde la corriente es máxima), lo que indica un buen acople de impedancias y que los divisores de potencia y transformadores trabajan correctamente.

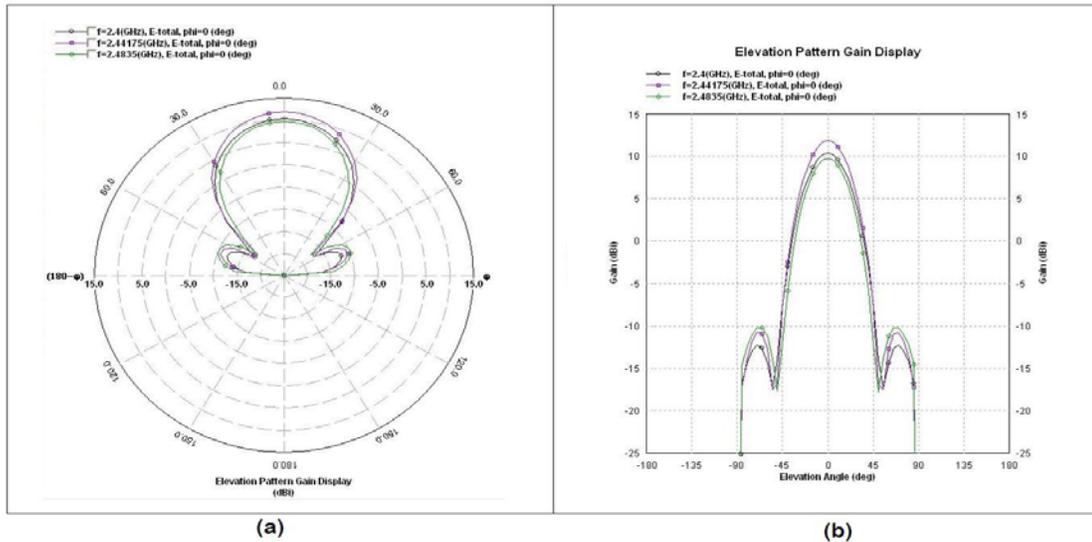


Figura 5.43. Patrón de Radiación en 2D del Arreglo a Implementar para las frecuencias: Mínima, de Resonancia y Máxima. (a) Coordenadas Polares; (b) Coordenadas Cartesianas

La Figura 5.43, permite observar los patrones de radiación del arreglo en 2D, tanto en coordenadas Polares como en coordenadas Cartesianas. Los valores de simulación permiten conocer el ancho del haz de media potencia, donde el valor angular en el que la ganancia disminuye en 3dB permite obtener el valor del parámetro mencionado. Los valores angulares son:

Frecuencia	Ganancia	Valor Angular
2.4 GHz	8.8743 dBi	-19.998
2.44175 GHz	11.8743 dBi	0
2.4835 GHz	8.8743 dBi	19.998

Por lo tanto, el ancho angular de media potencia del haz es de  $39.996^\circ$ .

Varios otros parámetros que proporciona el software de simulación no han sido considerados en este capítulo, ya que no proporcionarán una base teórica de comparación con las pruebas a realizar en el capítulo posterior.

## **CAPITULO 6 IMPLEMENTACION, PRUEBAS Y RESULTADOS**

### **6.1 FABRICACIÓN DEL PROTOTIPO DE ANTENA POR LA PROTOTIPADORA**

#### **6.1.1. Introducción al capítulo**

En los capítulos anteriores se describieron y analizaron algunos prototipos de arreglos de antenas de microlínea, y en base a las simulaciones se escogió el mejor modelo de antena para la implementación. Esta antena será probada y comparada frente a los datos teóricos obtenidos de dichas simulaciones, cumpliendo así con el objetivo principal del actual proyecto de tesis.

En los capítulos anteriores se describieron y analizaron algunos prototipos de arreglos de antenas de microlínea, y en base a las simulaciones se escogió el mejor modelo de antena para la implementación. Esta antena será probada y comparada frente a los datos teóricos obtenidos de dichas simulaciones, cumpliendo así con el objetivo principal del actual proyecto de tesis.

#### **Baquelita Común**

- Espesor de la Baquelita: 1.6 mm
- Espesor de las láminas metálicas: 0.035 mm c/u
- Constante dieléctrica: 3.36
- Tangente de pérdidas: 0.0058

### 6.1.2. Descripción de la prototipadora

Una vez que nos hemos familiarizado con el material base de la antena pasaremos a la fabricación del modelo mediante la prototipadora de placas y antenas, instrumento propiedad del Departamento de Eléctrica y Electrónica, el cual nos servirá para realizar el ruteo de la antena sobre la placa de baquelita común con poco margen de error pues esta herramienta presenta muy alta precisión.

A continuación se presentan los datos relevantes de la prototipadora:

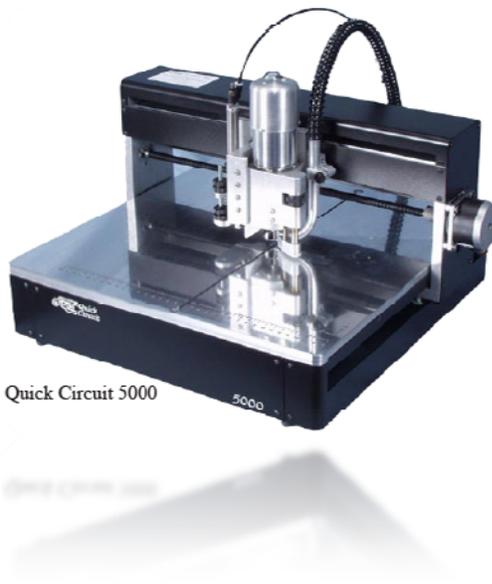


Figura 6.1 Prototipadora T-Tech QC-5000

**Marca:** T-Tech

**Modelo:** QC-5000

**Area de trabajo:** 33x24.5 cm

Compresor para fresado

**Brocas:**

- Removedora de precisión de capa metálica (Endmills)



Figura 6.2 Brocas endmills

- Perforadora de precisión de placa (Drill Bits)



Figura 6.3 Brocas Drill Bits

- Cortadora de precisión de placas (Routers)



Figura 6.4 Brocas Routers

**Software:** Isopro 2.0

La prototipadora posee además accesorios como microscopio portátil, lupa, llave de ajuste, entre otros.

**6.1.3 Utilización del Software y Prototipado**

La prototipadora puede ser considerada como una impresora matricial, pero al contrario de dibujar las Figuras sobre una hoja de papel, lo hace sobre una placa. Al decir que es similar a una impresora decimos que se convierte en un periférico de salida del ordenador que se conecta por medio de un cable serial DB-9, y además consta de un software, el cual permite editar el modelo de la antena a ser prototipado. Este software trabaja bajo la plataforma de Windows y su nombre como se dijo anteriormente es ISOPRO en su versión 2.0

El ISOPRO consta de un editor gráfico, en donde se van dibujando o importando archivos por medio de capas las cuales serán prototipadas en orden. Para fabricar el modelo de la antena se siguieron los siguientes pasos:

1. Pasar el diseño de la antena desde IE3D a un formato compatible con el ISOPRO, puede ser tipo *gerber*, este proceso se lo puede hacer utilizando el software LINKCAD 5. Una vez realizado este proceso importamos el archivo *gerber* de la antena al ISOPRO, ver Figura 6.5

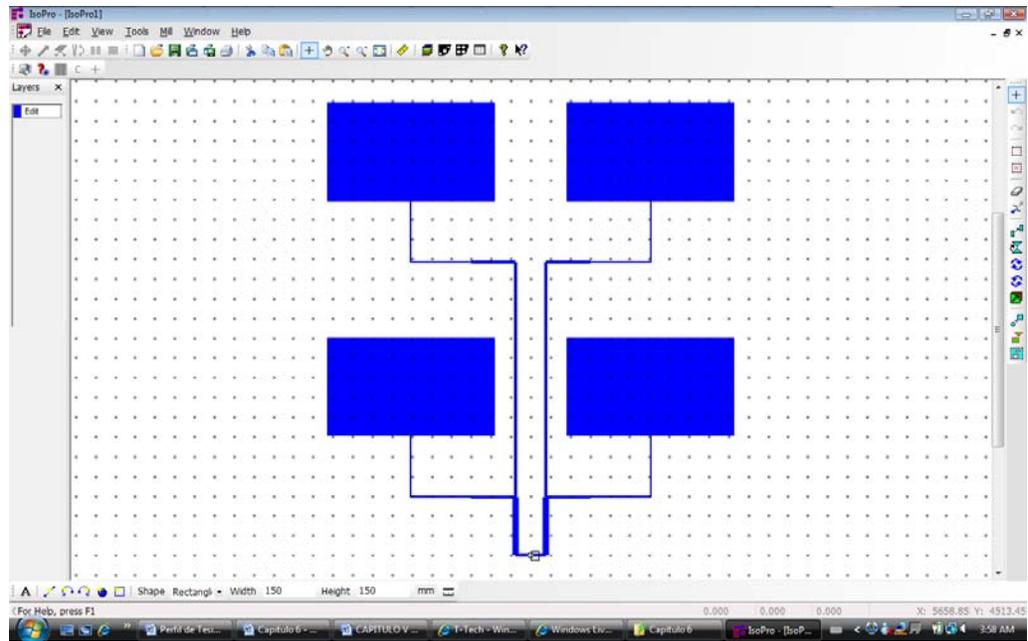


Figura 6.5 Antena de microlínea en ISOPRO

2. El diseño de la antena se crea como una capa, sin embargo es necesario crear otra capa para delinear el prototipo, de esta manera se puede crear el ruteo en la placa. Para crear dicha capa se da clic sobre el ícono de capas: , de esta manera se ejecuta la ventana donde se escoge la capa, se le da un nombre, el estado y el modo, como esta es la capa a rutear el estado debe ser “Edit” y el modo “Isolation”, se puede visualizar en la Figura 6.6.

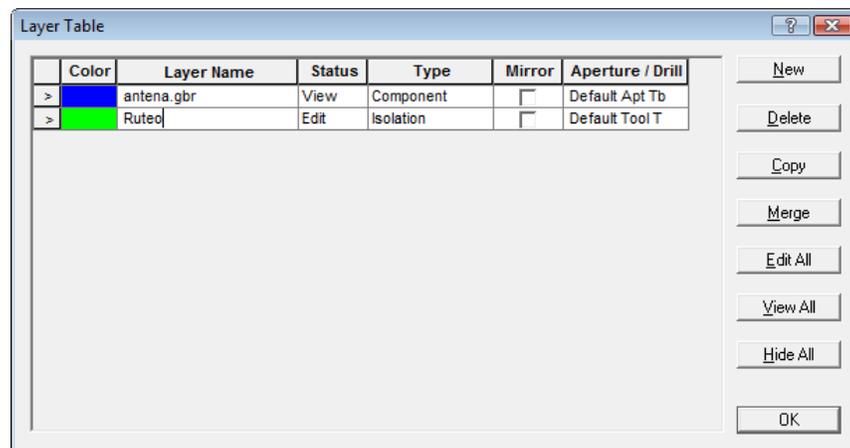


Figura 6.6 Creación de capa de ruteo del prototipo

3. Una vez que el prototipo se ha importado a ISOPRO, el siguiente paso es inicializar la prototipadora para lo cual se da clic sobre el menú “MILL”, y luego sobre la opción “initialize”
4. Procedemos a asegurar la placa para lo cual es necesario realizar dos perforaciones que junto a dos cuñas de metal proporcionarán fijeza de la placa sobre el área del trabajo. Para realizar estas perforaciones se coloca la broca “ Drill Bit 0.125” ”, se ejecuta la opción “jog” a lo cual tenemos una ventana similar a la que se muestra en Figura 6.7

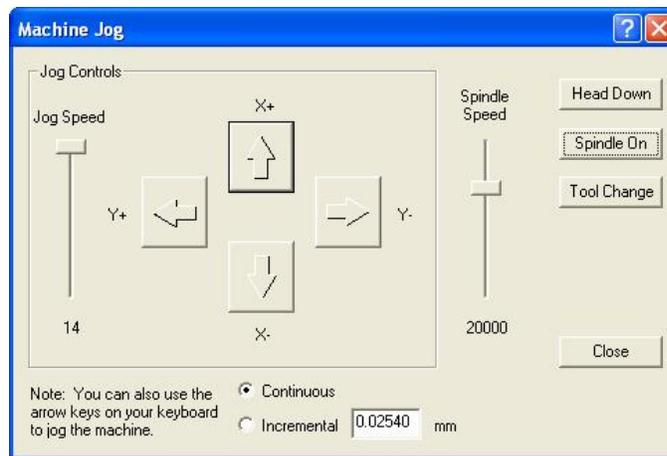


Figura 6.7: Ventana de movimiento del huso de la prototipadora y activación manual de la broca

Una vez calibrada la profundidad a la que entrará la broca se ejecuta el botón “Spindle on” y manualmente se baja el huso de la prototipadora sobre el lugar que se necesita perforar sobre la placa.

Al tener realizada las perforaciones se sujeta la placa ajustada al área de trabajo como se muestra en la siguiente figura



Figura 6.8: Sujeción y puesta a punto de la placa sobre la prototipadora

5. El siguiente paso es realizar el prototipado de la antena sobre la placa es la calibración, para lo que se necesita colocar la broca “Endmills 0,011””, junto con un calibrador y el pie (parte de calibración exacta de la prototipadora), se procede a establecer la posición exacta de la broca para que solo desgaste a la lámina metálica de la placa sin dañar el sustrato. Concluida la calibración se da clic derecho sobre la placa a rutear, y aparecerá un menú del cual se escogerá la opción Run layer, se selecciona la opción End mills en la siguiente ventana y se acepta, de esta manera la prototipadora empieza con el proceso de “imprimir” el modelo de la prototipadora sobre la placa



Figura 6.9: Prototipado de la antena

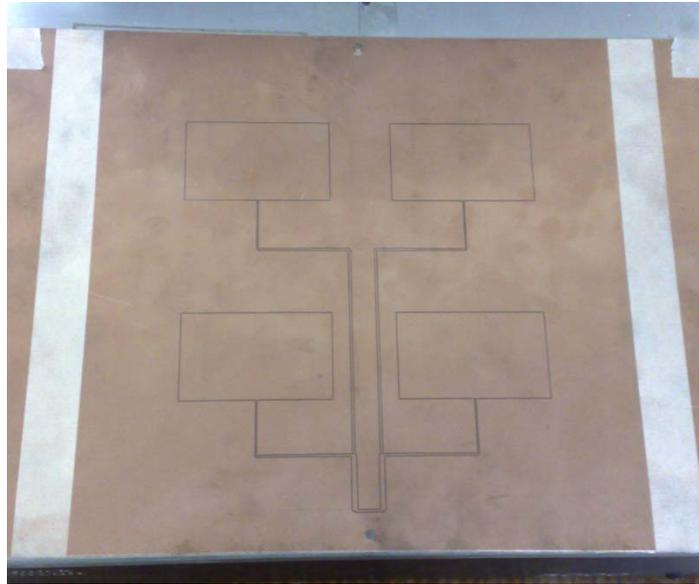


Figura 6.10. Modelo de la antena sobre la placa

6. Para culminar con la utilización de la prototipadora se debe cortar el exceso de placa, para lo cual se procede a crear una nueva capa como se indicó antes alrededor de la antena, se verifica que el estado y modo de la placa anterior estén en “View” y “Component” respectivamente y en la nueva capa los estados sean “Edit” e “Isolation”, se cambia la broca por una de tipo Router y se corre la capa como se indicó en el paso 5.

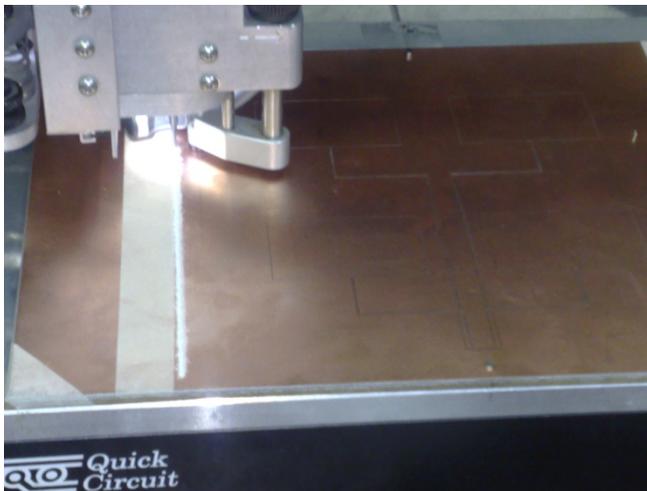


Figura 6.11: Cortado de la placa

## 6.2. PROCESO DE REVELADO DE LA PLACA

Una vez que se cuenta con el prototipo ruteado sobre la placa, el siguiente paso es quitar el exceso de cobre y dejar solamente a los elementos radiantes sobre el sustrato, este es un procedimiento muy delicado ya que se utilizan químicos que podrían afectar a los parches o líneas de transmisión de la antena, es por eso que son cubiertos en su totalidad por tinta indeleble y protegidos además por varias capas de sellador adhesivo, de esta manera se aísla el efecto del ácido sobre el cobre de los elementos de la antena.

Para este proceso se requiere de 750 ml de agua y tres porciones de ácido. el procedimiento se lo puede observar en la siguiente fotografía:

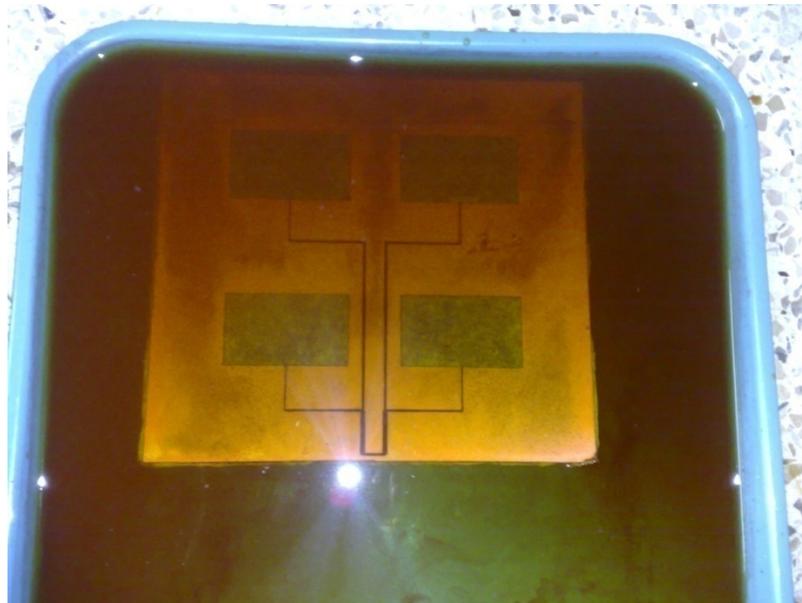


Figura 6.11 Revelado de la Placa

## 6.3. COLOCACIÓN DE LA LÍNEA DE ALIMENTACIÓN

Al igual que en los proceso anteriores, este paso debe ser sumamente preciso, ya que de esta manera se evita lo mejor posible el cometer errores, es por eso que para esta etapa se mandó a elaborar un soporte metálico, que permita sostener al conector fijamente, de esta manera el vivo (alimentación activa a la antena) queda bien acoplado a las líneas de transmisión, y la tierra

del conector haga un buen contacto con el plano correspondiente de la antena. De esta manera se conserva el acople de impedancia fijada en 50 ohm y los valores experimentales se acercarán más a los valores teóricos.

#### 6.4. COSTO DE FABRICACIÓN DE LA ANTENA

Es importante conocer el costo total de la antena, para de esta manera tener la idea de lo conveniente de utilizar componentes del mercado local utilizados en su fabricación.

Tabla 6.1 Costo de la antena

Elemento	Cantidad	Precio Unitario
Baquelita común doble lado	1	\$ 8.50
Conector SMA	1	\$ 2.50
Soporte de la Antena	1	\$ 14.00
Cubierta de la Antena	1	\$ 15.00
Total		<b>\$ 40</b>

Las antenas importadas en el mercado las podemos encontrar a partir de los 55 dólares hasta los 140 dólares aproximadamente, diferenciándose en la marca. Ver el Anexo 4

## 6.5. PRUEBAS

### 6.5.1. Pruebas en el analizador vectorial

- **Uso del Analizador vectorial Anritsu VNA Master 2024<sup>a</sup>**



Figura 6.12: Analizador vectorial Anritsu Master VNA MASTER 2024A

El Analizador Vectorial Anritsu 2024A, es una herramienta de medición que nos permitirá obtener resultados experimentales, que nos brindarán la información real referente al funcionamiento de la antena de microlínea implementada. Este instrumento nos permitirá verificar el acople mediante la medición del VSWR, y la distribución de los parámetros S, además de que nos brindará información relevante respecto al ancho de banda de la antena. De esta manera podemos contrastar con los datos obtenidos de las simulaciones realizadas en el capítulo anterior.

Antes de visualizar los resultados de las pruebas de la antena, es necesario conocer la utilización básica del VNA, para lo cual se mencionará una serie de procesos sencillos de iniciación, calibración y mediciones con dicha herramienta

- **Partes del VNA**

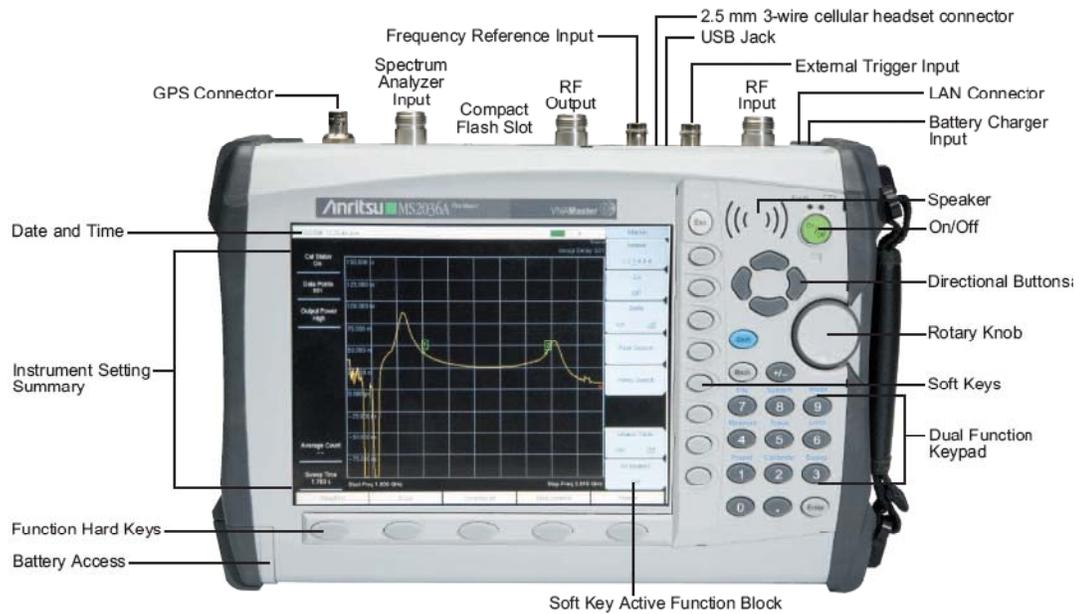


Figura 6.13 Partes del VNA Anritsu

- **Encendido e iniciación del VNA**

- Se conecta el instrumento a la energía y se presiona el botón de on-off, en este momento el analizador al igual que un computador inicializa su sistema operativo
- Se lo configura para que funcione como analizador vectorial, presionando el botón shift (azul) y la opción mode (9), y seleccionamos la opción Vector Network Analyzer, a continuación presionamos shift y posteriormente system, y seleccionamos la opción VNA

De esta manera el instrumento queda inicializado, sin embargo no está listo para ser usado ya que no se encuentra calibrado, por lo que los siguientes pasos son necesarios para dejar a punto al MASTER 2024 A

- **Calibración del VNA**

- En un principio se introducen las frecuencias, para lo cual se presiona el botón freq/dist y se configuran con los soft key del lado derecho de la pantalla las frecuencias tanto inicial y final, este VNA puede analizar frecuencias hasta los 6 GHz.
- Se presiona Shift + Calibrate y posterior “Comenzar Cal”, a lo cual el analizador procesa por un par de minutos y pide tres requerimientos que deben conectarse en la salida de RF. En una primera etapa pide un calibrador en estado abierto “open”, posterior el calibrador en estado de corto “short” y al fin pide el calibrador como carga “load”.

- **Mediciones con el VNA**

- Se conecta la antena en el conector de RF-out con un adaptador N – SMA, y se deja lo mas fija posible para que la medición sea lo más precisa
- Se presiona el botón de medición a lo cual se refleja un submenú del cual seleccionaremos “S11 Reflection”, y de igual manera se presentará otro submenú de donde podemos escoger:
  - Distribución logarítmica (Distribución de parámetros S11)
  - VSWR
  - Carta de Smith
  - Barrido completo de VSWR

- **Resultados de las pruebas de la antena en el Analizador vectorial**

Ahora que se tiene el prototipo de la antena terminado, el paso siguiente es medir la distribución de parámetros S11 y el VSWR en el Analizador de redes, una vez conectada la antena se obtienen los siguientes resultados:

**Resultados Parámetros S11**

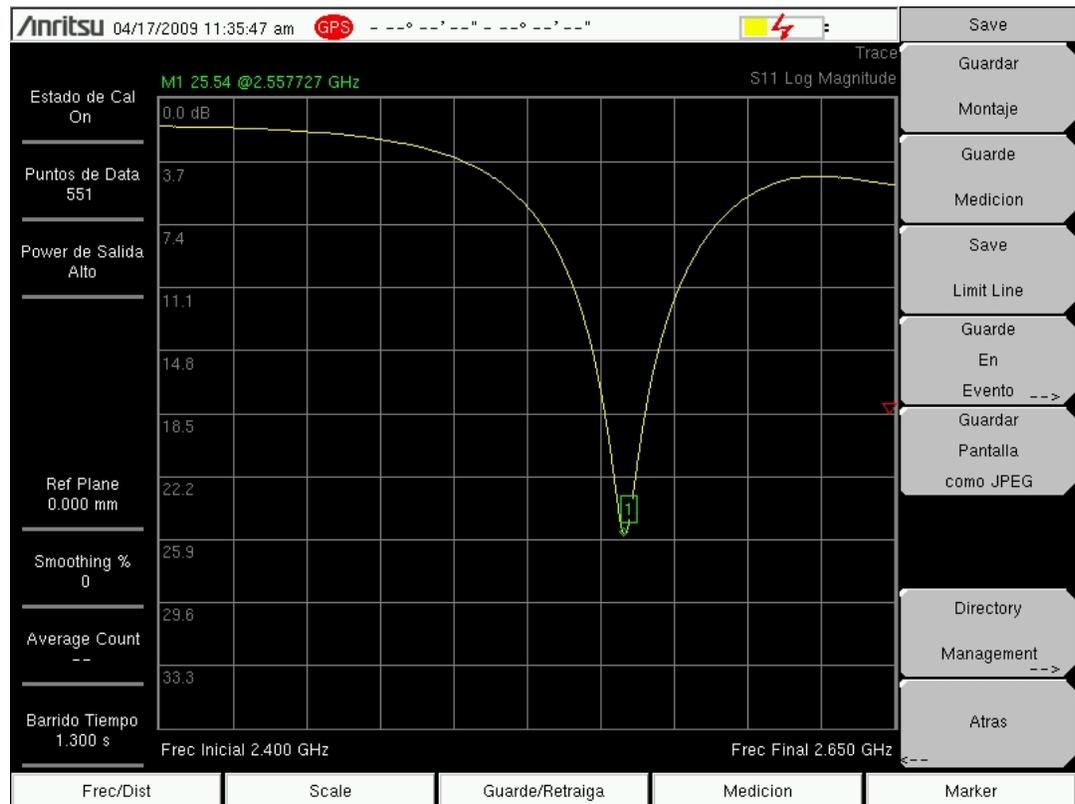


Figura 6.14 Resultados de los parámetros S11

Tabla 6.2 Datos de Medición de Parámetros S

	Frecuencia mínima 2.485 GHz.	Frecuencia óptima 2.552 GHz.	Frecuencia máxima 2.614GHz
<b>Valor del VSWR</b>	9.24 dB	25.54	9.64 Db

### Resultados VSWR

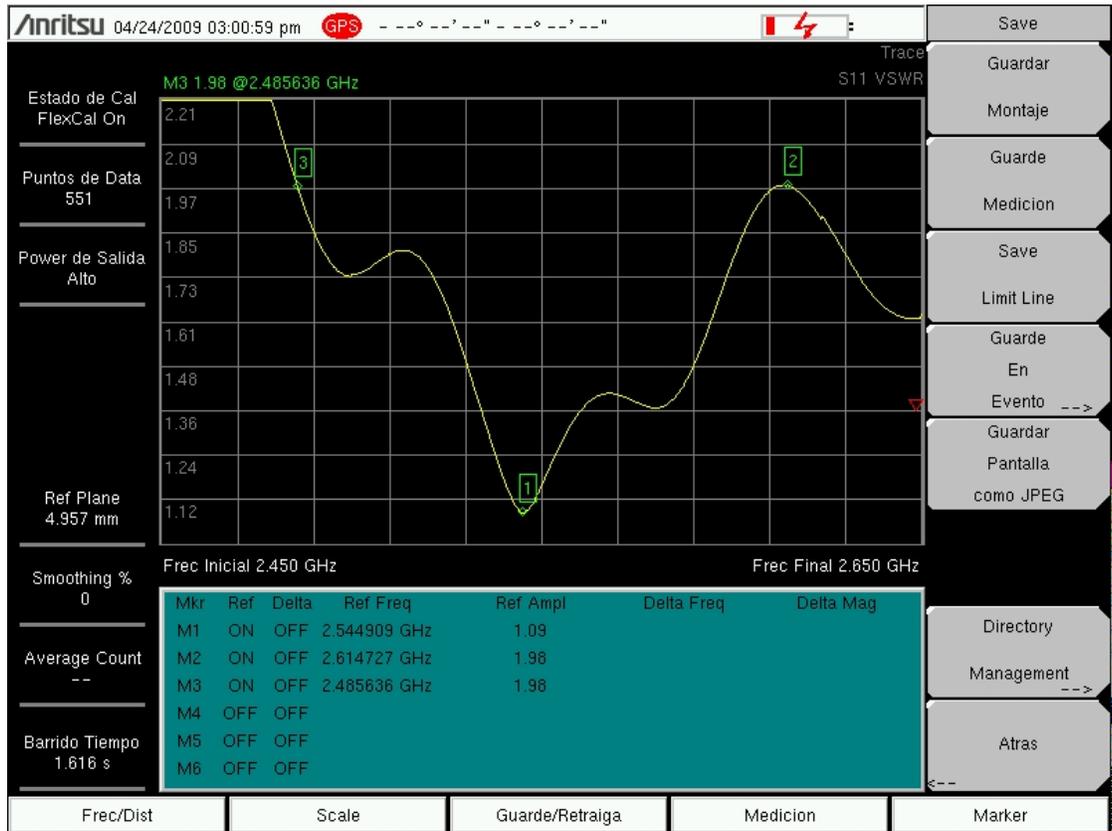


Figura 6.15 Resultados de los parámetros VSWR

Tabla 6.3 Datos de Medición de VSWR

	Frecuencia mínima 2.485 GHz.	Frecuencia óptima 2.542 GHz.	Frecuencia máxima 2.614 GHz.
<b>Valor del VSWR</b>	2	1.09	2

### Resultados Impedancia (Carta de Smith)

Para realizar estas mediciones se conectó la antena con un adaptador directo al analizador y también con un cable, para de esta forma obtener un promedio y tener un dato más valedero

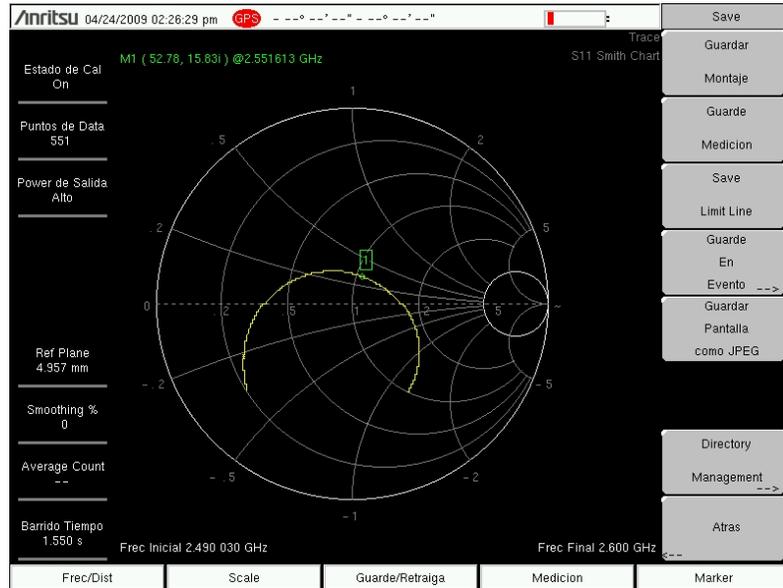


Figura 6.16 Carta de Smith con la antena conectada directamente

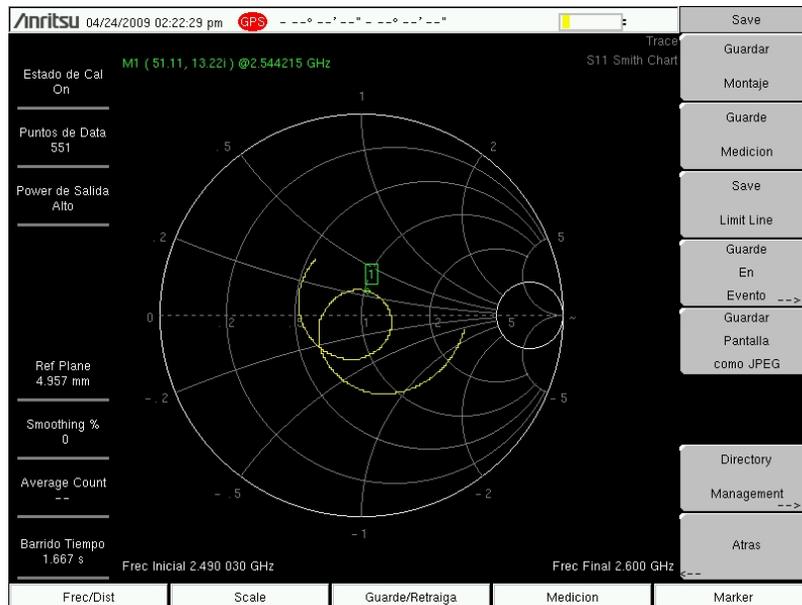


Figura 6.17 Carta de Smith con la antena conectada con un cable

Tabla 6.4 Datos de medición en la carta de Smith

Forma de conexión	Medición [ohm]
<b>Adaptador SMA</b>	52.78
<b>Cable SMA 50 ohm</b>	51.11
<b>Promedio</b>	<b>51.945</b>

## 6.6. COMPARACIÓN DE RESULTADOS Y ANÁLISIS DE ERRORES

A continuación presentamos la tabla de comparación de resultados obtenidos de la antena de microlínea simulada e implementada con su respectivo porcentaje de error

Tabla 6.4 Datos comparativos de la antena diseñada y real

Detalle de medición	Antena Simulada	Antena Implementada	Error [%] (Referencial)
Frecuencia de Trabajo	<b>2.45</b>	<b>2.54</b>	3.67347
Parámetros S (nivel de Reflexión)	-28 dB	-25.54 dB	8.785714
VSWR	1.07	1.09	1.86916
Ancho de Banda Tomando el límite de VSWR	48 MHz	129 MHz	168.75
Impedancia característica	49.6 Ohm	51.945	4.72782

## **CAPÍTULO 7**

### **CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES**

#### **7.1 CONCLUSIONES**

Una vez terminado el actual proyecto, se ha llegado a las siguientes conclusiones:

- Es fundamental tener un conocimiento preciso de los parámetros principales de las antenas en general. Es decir, tener muy en claro las definiciones de parámetros como: VSWR, Directividad, Ganancia, Eficiencia, Patrón de Radiación, etc., y como cuadripolo los Parámetros S a través de los cuales se determina el comportamiento de la antena permitiendo la comparación entre lo teórico y lo experimental.
- Las antenas están formadas por elementos radiantes: individuales y compuestos. Las antenas con elementos radiantes individuales presentan características de radiación poco directivas y con bajas ganancias. Las antenas con varios elementos radiantes o arreglos de antenas, presentan patrones de radiación directivos y ganancias muy altas dependiendo de la implementación.
- En la tecnología de microlínea, la elección del sustrato constituye una parte fundamental y decisiva para llegar a los objetivos de diseño e implementación. El sustrato en si presenta características que limitan el desempeño de la antena

como un conjunto, entre estas: Constante Dieléctrica, Tangente de Pérdidas, Grosor del material dieléctrico, Grosor del material conductor (cobre). De su correcta elección, depende el correcto funcionamiento del prototipo de antena implementado. El sustrato elegido se consigue fácilmente en cualquier Electrónica del mercado local.

- La elección de los materiales adicionales depende en gran parte de la aplicación. Tomando en cuenta la frecuencia de trabajo, el tamaño y la facilidad de implementación. Los conectores, acopladores y cables que se tomaron en cuenta para este proyecto, presentan un buen funcionamiento en la banda de 2.4GHz y son muy fáciles de conseguir en el mercado local; sin embargo, es muy importante realizar un correcto acople entre estos materiales y la antena para evitar posibles fallas en la medición.
- Los arreglos de antenas de microlínea requieren un diseño muy preciso, generado, en un principio, de manera separada, y que se basa en 3 parámetros fundamentales:
  1. Diseño del parche
  2. Diseño del Arreglo, ignorando la interacción entre los elementos.
  3. Diseño de la BFN (BEAM FORMING NETWORK)
- La frecuencia y el ancho de banda de una antena de microlínea son generalmente controlados por el parche individual. La frecuencia de resonancia depende de la longitud y ancho del parche, además de los parámetros del sustrato. El ancho de banda en una antena de microlínea es proporcional al volumen de la cavidad justo debajo del parche (medido en longitudes de onda cúbicas), por esta razón es correcto suponer que para aumentar el ancho de banda se puede optar por:
  1. Elegir un sustrato con una constante dieléctrica menor. Lo que aumenta el tamaño del parche. Si el tamaño de la antena en general es un limitante, no es factible utilizar esta opción.
  2. Elegir un sustrato con mayor grosor.

3. Aumentar el valor del ancho del parche, respecto del calculado. Sin embargo hay que tomar en cuenta que este aumento puede significar un mayor efecto de *coupling* entre parches y de *crowding* entre las líneas de la BFN.
- La directividad y el patrón de radiación es fundamentalmente controlada por la configuración, espaciamiento y número de elementos del arreglo. Si se tiene a la ganancia como parámetro de diseño y se desea obtener la configuración del arreglo en base a este valor, la eficiencia de la antena puede asumirse similar a la eficiencia del elemento individual; tomando en cuenta que la directividad depende de la eficiencia y de la ganancia.
  - La Impedancia y la eficiencia óhmica depende fundamentalmente del diseño de la BFN. Si la BFN se diseña correctamente, el VSWR presentado por la antena es prácticamente igual a 1 a la frecuencia de resonancia. Es importante evitar los saltos de impedancia mayores a 2 para mantener la eficiencia óhmica y la correcta transferencia de potencia.
  - El diseño preliminar de todos los elementos que componen el arreglo es simplemente un punto de partida. Es normal que el desempeño del arreglo diseñado no cumpla con las especificaciones requeridas, debido a que no se toma en cuenta varios efectos como: *coupling* entre elementos, *isolation* entre las líneas de transmisión y los elementos radiantes, efectos de carga, atenuaciones, etc. Por esta razón, es importante siempre tener un software de simulación confiable que permita realizar un proceso de optimización del diseño para cumplir con los parámetros impuestos.
  - El Software IE3D, utilizado para optimizar y simular la antena de microlínea en este proyecto, presenta una interfaz amigable al usuario. Permite obtener resultados como: Ganancia, Eficiencia, VSWR, Impedancia, Patrón de Radiación, etc. que constituyen una base teórica confiable para la comparación con los resultados de implementación.

- La medición de los parámetros S11 permiten tener un valor de potencia Reflejada, mientras menor sea la reflexión en dB, más eficiente será la antena. La antena de microlínea implementada frente a la antena simulada presenta un error del 8%, lo que implica que en la realidad se tiene más reflexión, esto se debe a que el comportamiento real de los parámetros físicos que intervienen en la irradiación de energía se ven afectados por el medio circundante, dicho valor podría decirse que está dentro de valores considerados normales por lo mencionado anteriormente.
- La medición del VSWR permite tener en cuenta el acoplamiento de impedancias de la antena, y por lo que es conocido es importante que este valor no sea mayor de 2 si es que se quiere que la antena actúe como radiador, y no mayor a 5 si la antena está dispuesta como receptor, en nuestro caso el rango de frecuencias se ubican siempre por debajo de  $VSWR = 2$ , por lo que es considerada como apta para emitir radiación
- El Rango de Frecuencias medios por debajo de  $VSWR = 2$  es extremadamente mayor al diseñado, sin embargo esta no es una dificultad, al contrario, al ser mayor presenta una mejor respuesta a diferentes frecuencias aumentando así su aplicabilidad ya que no se rige exclusivamente a los canales de frecuencia de la aplicación mencionada para el diseño. Es importante mencionar que si se desea exclusividad en ancho de banda se debe tomar en cuenta la forma de alimentación de los parches o cambiar por una forma de diseño más rígida y por supuesto más compleja.

## 7.2 RECOMENDACIONES

Tomando como referencia la experiencia obtenida en el presente proyecto, se sugiere:

- Iniciar el estudio de antenas de microlínea con libros de fácil entendimiento, como el libro de Constantine A. Balanis: "Antenna Theory: Analysis and Design", donde se puede encontrar un capítulo entero dedicado a este tipo de tecnología, explicado de forma muy simple.
- Como recomendación general de diseño de arreglos de antenas, es muy importante considerar varias configuraciones tanto de alimentación como de ubicación de elementos. Al realizar el proceso de simulación de cada una de las configuraciones efectuadas, se puede escoger el de mejor desempeño.
- Respecto a los instrumentos de implementación, mencionando a la prototipadora principalmente, es importante considerar el diámetro de las brocas, ya que al prototipar el modelo, estas se llevan parte del elemento radiante y de las líneas de transmisión cambiando así drásticamente los parámetros de la antena la cual debe tener dimensiones precisas para asegurar el comportamiento esperado.
- Es recomendable que si se va a diseñar la antena se considere medir previamente la constante dieléctrica del material, ya que aunque es una buena referencia la tesis mencionada sobre este tema el sustrato del mercado local puede variar entre baquelita común y fibra de vidrio, por lo que las características de diseño desde un principio pueden ser erróneas.
- Se recomienda que el acople de la antena sea lo más preciso posible, de esta manera los errores se acercarán a los valores de diseño, además considerar que la manipulación excesiva del conector puede ocasionar daños a este y de hecho cambiar las características de la antena
- En cuanto al diseño de la BFN, es sumamente importante evitar los saltos de impedancia muy altos, generalmente menores a 2. Sin embargo, un salto de impedancia cuyo valor es cercano a 2 genera una disminución del acople entre

líneas y por ende, del ancho de banda. Por esta razón, es recomendable utilizar transformadores de impedancia seccionales, que disminuyen significativamente este efecto.

- Se recomienda simular la BFN sin los elementos radiantes, con el fin de comprobar su correcto funcionamiento para la banda de frecuencias de interés. Dicha simulación es factible en el mismo IE3D, o en software de líneas de transmisión como Microwave Office.
- Cuando ya se dispone del diseño listo para la implementación, es recomendable simular la solución con todos los parámetros posibles, es decir: características de la capa de cobre del sustrato, y sobre todo, limitar el plano de tierra (medidas del sustrato). Al limitar las medidas del sustrato o truncarlo, se producirá un efecto similar al de una línea de transmisión truncada; existirá una onda reflejada por el truncamiento, que puede producir un cambio en la impedancia de carga de la antena.
- Se recomienda que, para futuros proyectos, se profundice en el estudio de técnicas para mejorar el ancho de banda de antenas de microlínea. Incluyendo temas como: mejora en el ancho de banda del parche y de las líneas de transmisión Microstrip
- Se recomienda para futuros proyectos la sintonización y filtrado de señal mediante tecnología de microlínea ya que es un campo extenso de investigación que tiene gran aplicabilidad en el mundo de las telecomunicaciones actuales.
- Se recomienda que el DEE adquiera las licencias necesarias para los software de simulación microstrip, ya que con licencias completas se pueden utilizar los utilitarios en su más amplia y capacidad.

## **ANEXO I**

**PROGRAMA EN MATLAB PARA OBTENER LAS MAGNITUDES DEL PARCHE Y  
SU IMPEDANCIA**

%%PROGRAMA PARA LA OBTENCIÓN DE LAS DIMENSIONES DEL PARCHE RECTANGULAR QUE OSCILE EN LA BANDA DE 2.4GHZ

```

clear all;
clc;

%defincion de constantes
fmax=2.4835*10^9;
fmin=2.4*10^9;
BW=fmax-fmin;
fo=(fmax+fmin)/2;
Er=input('ingrese el valor de la cte dielectrica (Er): ');
h= input('ingrese el valor del espesor del sustrato en milímetros (h): ');
t=input('ingrese el valor del espesor del parche metálico en micrometros (t): ');
c=2.99792458*10^8;
t=t*10^-6;
h=h*10^-3;

%% Cálculo del ancho
%cáculo del ancho eléctrico
We=(c/(2*fo))*sqrt(2/(Er+1));
%variación de ancho
AW=(log(4))*(h/pi);
%ancho del parche
W=(We-2*AW);

%% Calculo de la Cte dieléctrica Efectiva
Eeff=(Er+1)/2+(Er-1)/(2*sqrt(1+12*(h/W)));

%% Cálculo de la longitud
%Calculo de la longitud electrica
Le=c/(2*fo*sqrt(Eeff));
%variacion del largo
AL=0.412*h*(((Eeff+0.3)*(W/h+0.264))/((Eeff-0.258)*(W/h+0.8)));
%largo del parche
L=(Le-2*AL);

%%frecuencia de resonancia
'la frecuencia de resonancia del parche en GHz'
fo/(10^9)

%% Dimensiones del parche
'el ancho del parche en milímetros'
W*1000
'el largo del parche en milímetros '
L*1000

%% Impedancia del Parche
k=(c/fo)/L;
a=k*W;
l1=sin(2*a)/(2*a)+cos(2*a)+2*a*sign(a)-2; %resultado de la integral entre 0 y pi de la ecuación 2.14%
Gin=l1/(120*pi^2);
Rin=1/(2*Gin)/10;
'la impedancia del parche en ohmios'
Rin

```

## **ANEXO II**

### **USO DEL IE3D COMO SOFTWARE DE SIMULACION DE ANTENAS DE MICROLÍNEA**

## **Generalidades acerca de IE3D**

IE3D de Zeland es un simulador de fenómenos electromagnéticos basado en la forma de análisis de onda completa conocido como método de los momentos, por lo que se entiende que hace un análisis de la distribución de corriente sobre el elemento a simular, sean estos antenas de alambre, antenas parches (microstrip) u otras antenas utilizadas para aplicaciones de radiofrecuencia.

Dentro del presente trabajo de tesis, el IE3D, se convierte en una herramienta que nos ayuda no solo a construir nuestro diseño de antena, sino también que permite ver las características del elemento tales como ganancia, directividad, eficiencia, patrón de radiación, distribución de corriente, ancho de banda e impedancia. Además el programa permite al diseñador optimizar el diseño primario que es el resultado de las fórmulas pero que llegan a ser solamente buenas aproximaciones.

Es por estas prestaciones que el IE3D se ha considerado como la herramienta de apoyo fundamental para la fabricación de la antena de microlínea, debido a estas razones se presenta a continuación una guía básica de uso del software de simulación y ciertos utilitarios extras que vienen en el paquete de instalación.

## **Iniciando el IE3D**

El IE3D una vez instalado genera una carpeta donde se hallan los utilitarios ejecutables que permiten el uso del software, dentro de los cuales tenemos como principal archivo al administrador de programas y archivos Zeland. En la figura podemos apreciar la carpeta de Zeland

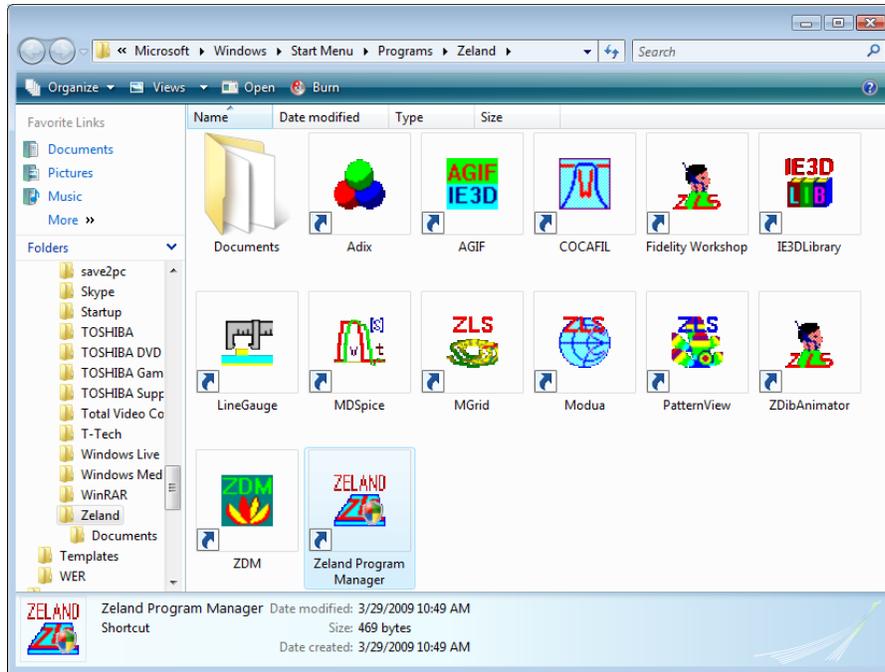


Figura A2.1 Carpeta de Zeland

Una vez que visualizamos la imagen anterior ejecutamos “Zeland Program Manager” que como se mencionó anteriormente: todos los programas del paquete de instalación de IE3D son vistos, dirigidos y solamente funcionan bajo la previa ejecución de este administrador. A lo cual tendremos la siguiente vista:

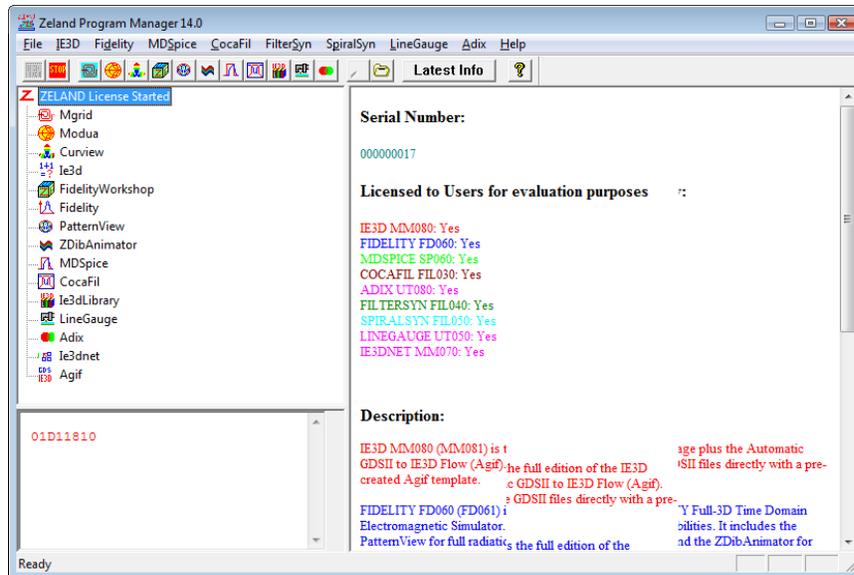


Figura A2.2 Zeland Program Manager

Una vez que se tiene abierto al administrador de programas de Zeland, y que se tengan las medidas primarias del parche a probar se ejecuta Mgrid, que es el editor gráfico de la antena donde se podrán crear capas de acuerdo al diseño de cada usuario.

### Edición de forma y piezas de la antena

En este caso insertaremos la capa del sustrato que utilizaremos, cuyas características principales son: constante dieléctrica, espesor del parche y tangente de pérdidas, en este sentido se tendrá la siguiente pantalla:

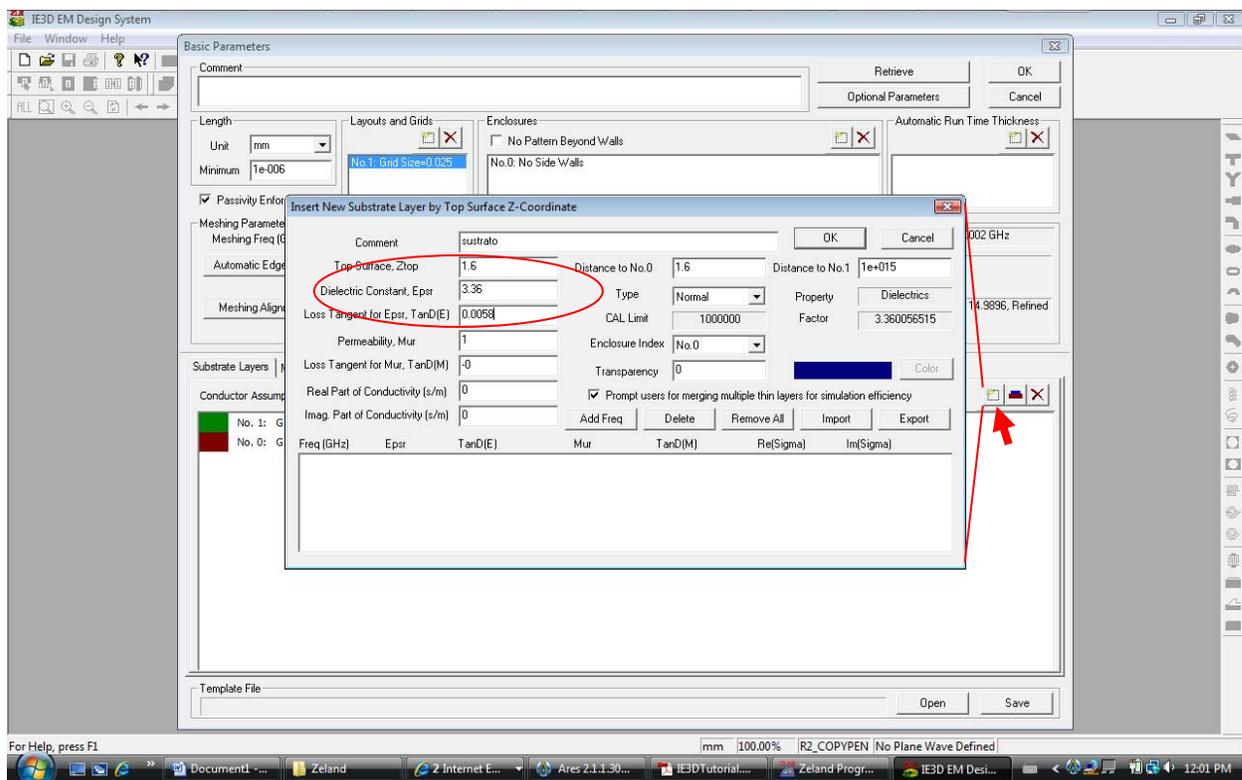


Figura A2.3 Creación de la capa de sustrato dieléctrico

Los datos insertados son:

Top Surface: 1.6 mm  
 Dielectric Constant: 3.36  
 Loss Tangent: 0.0058

Se aceptan estos parámetros y la capa es creada, el siguiente paso es crear la estructura de la antena. Para lo cual tenemos los datos siguientes

$$W= 40.8890$$

$$L= 33.6310$$

Se da clic sobre rectángulo:

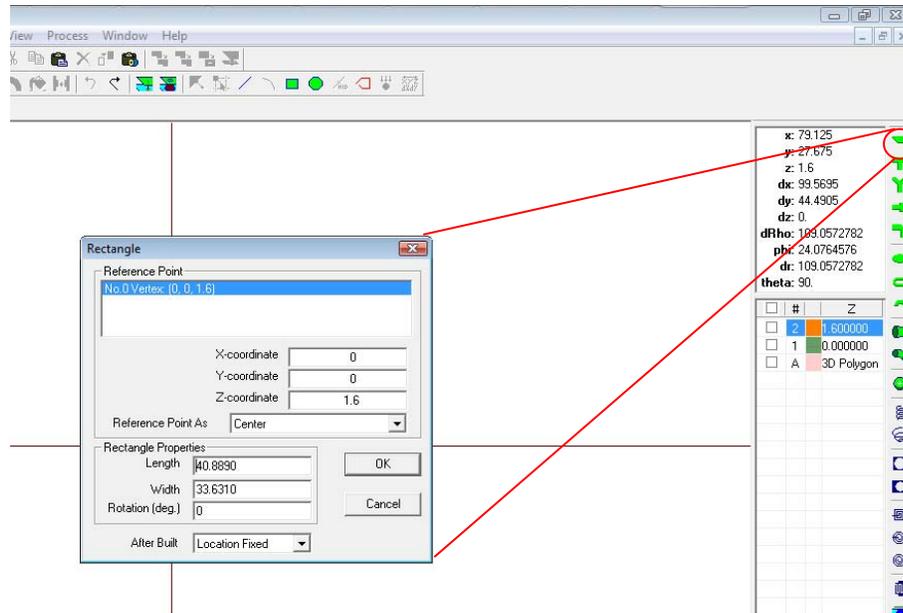


Figura A2.4 Dimensiones del parche rectangular centrado en el origen

Inmediatamente se inserta un rectángulo que para nosotros sería nuestro parche radiante.

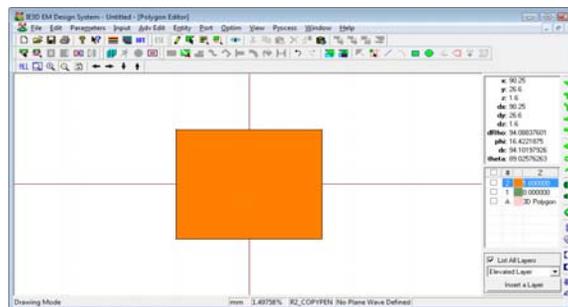


Figura A2.5 Parche insertado en IE3D

El siguiente paso es crear la línea de alimentación de la antena, para lo cual usaremos otro utilitario del Administrador de Zeland, llamado “Line Gauge” en donde

se configuran los datos del material, como la constante dieléctrica, el espesor del parche y el espesor de la capa metálica, también se especifica la frecuencia con la cual se va a trabajar y se generan los datos que necesitamos para editar otro rectángulo en el Mgrid de IE3D. Lo mencionado se observa en la siguiente figura

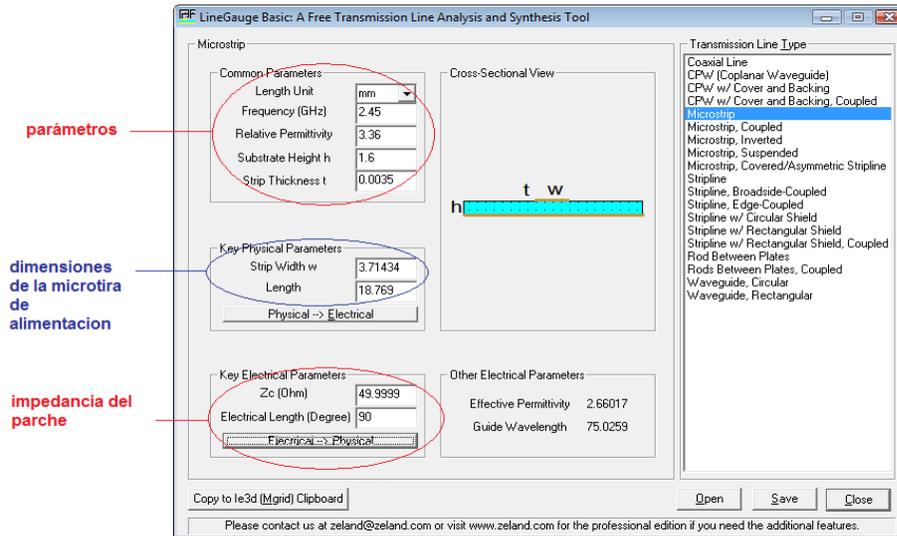


Figura A2.6 Creación de la microtira de alimentación en Line Gauge

Con dichos datos se crea la microtira de alimentación y se la ubica al límite del parche, de esta manera nuestra antena toma la siguiente forma:

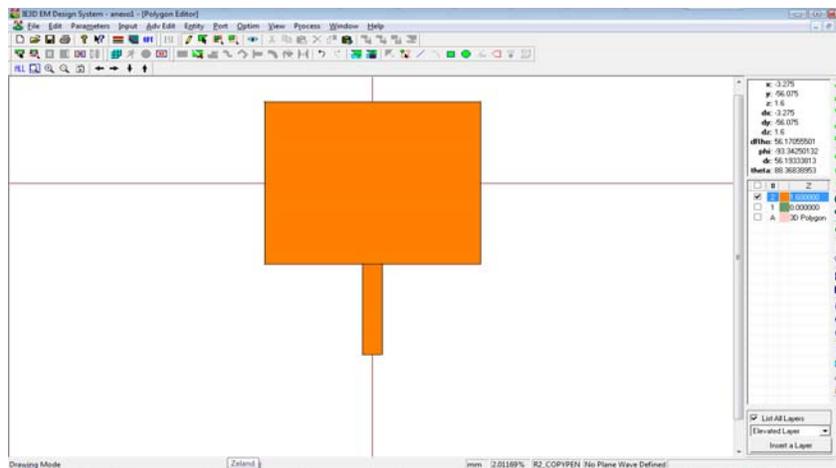


Figura A2.7 Colocación de la microtira de alimentación

Es necesario mencionar que estas tiras de alimentación deben cumplir estrictamente con la impedancia de la fuente y la impedancia que tiene el parche, para que de esta manera no se tengan pérdidas de energía por desacople. Cada antena tiene su propia línea y si se trata de una arreglo este tendrá una red de alimentación formada por múltiples microtiras que se van acoplando consecutivamente.

Completando con la primera etapa de utilización del software debemos colocar la línea de alimentación a la antena para lo cual se da clic sobre el botón: 

De donde tendremos la pantalla de configuración que se muestra en la figura A2.8, y se escoge la alimentación “Advanced Extension”. Es importante decir que la alimentación puede ser cambiada dependiendo de la aplicación de cada usuario.

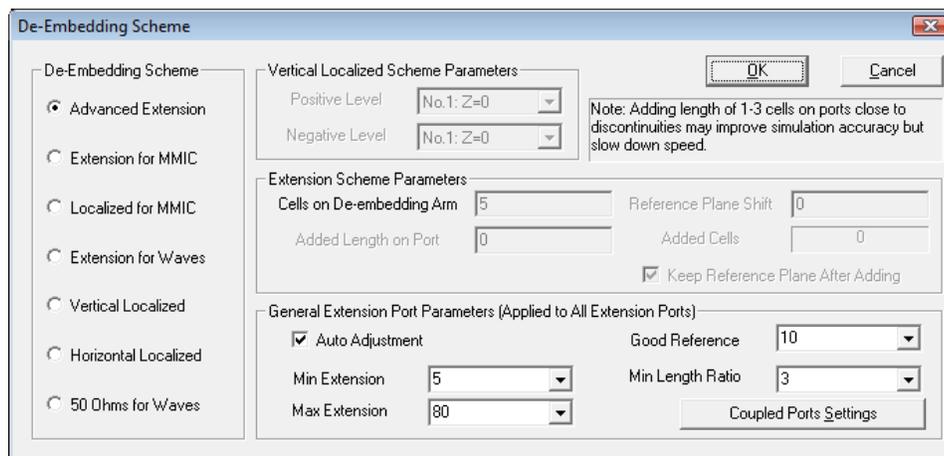


Figura A2.8 Configuración de la entrada de alimentación de la antena

Se acepta haciendo clic en OK y se prosigue con la ubicación del punto de alimentación en nuestra antena, para lo cual se selecciona el límite en donde queremos que se aplique el “feed point” y se lo ubica, se presiona la tecla ESC y la antena prácticamente está armada. Como se muestra en la figura A2.9:

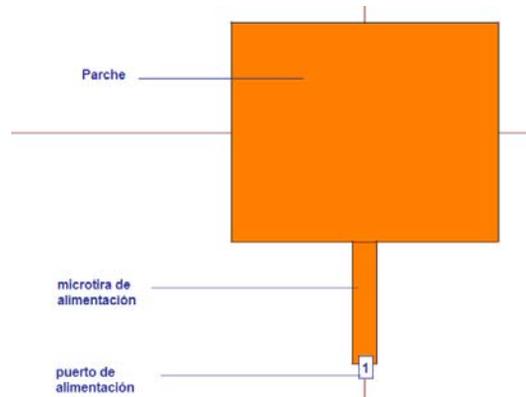


Figura A2.9 Antena, línea de alimentación y punto de alimentación

Los siguientes pasos nos indican la forma de simular el funcionamiento de la antena en el software, simulaciones de donde se obtienen resultados de patrón de radiación, ganancia, eficiencia, etc.

En primera instancia para la simulación se realiza un enmallado, en donde cada celda puede ser emulada como un dipolo, y de esta forma se aplica el método de los momentos en cada una de estos pseudo dipolos, así de esta manera tener una forma de análisis de onda completa más aproximada a la realidad, característica principal de este simulador.

Para realizar el enmallado se debe primero guardar la geometría de la antena y se prosigue dando clic en el siguiente botón de la barra de herramientas: , así se ejecutará la siguiente ventana:

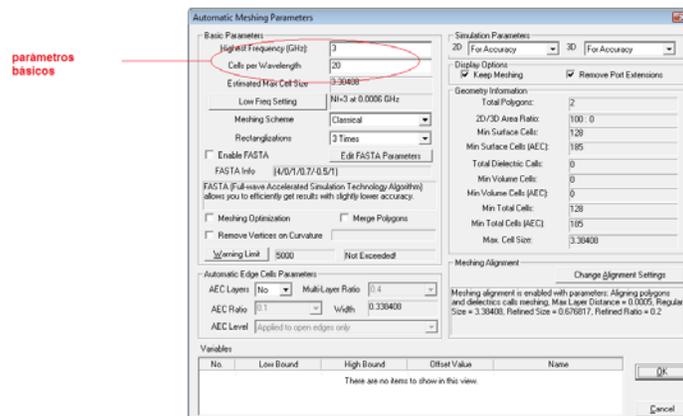


Figura: A2.10 Propiedades de enmallado

En la figura A2.10 configuramos unos parámetros básicos como la frecuencia máxima en la que se operará. Para nuestro ejemplo es suficiente con 3Ghz, y el número de divisiones, la dejaremos en 20, pues es un valor por default y no produce mucho procesamiento y hace que la simulación tenga la suficiente sensibilidad frente al comportamiento real.

La antena enmallada se notará entonces de esta manera:

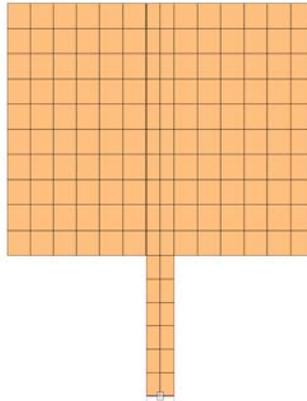


Figura A2.11 Enmallado de la antena de microstrip

En el momento en que se tiene el enmallado se puede mandar a simular el comportamiento de la antena, para lo cual hacemos clic en el ícono: , en ese momento aparecerá la siguiente ventana:

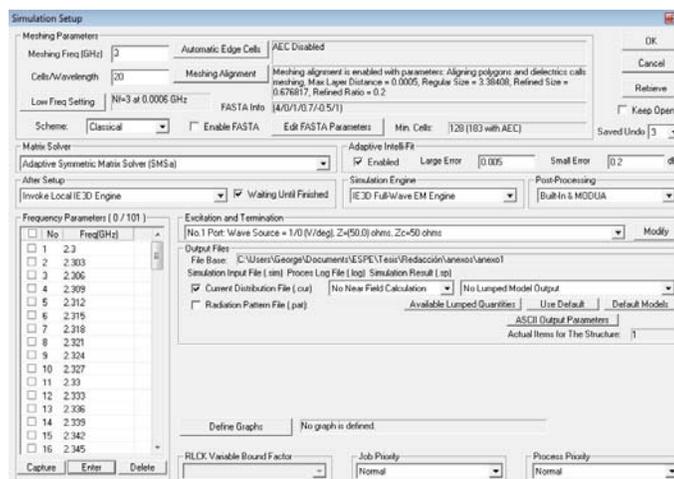


Figura A2.12 Configuración de la simulación

En esta ventana se puede configurar el rango de frecuencias y el espaciamiento entre ellas, para lo que debemos dar un clic en el botón “enter” de donde obtendremos la siguiente ventana.

En ella se configuran la frecuencia inicial y final y el número de frecuencias contenidas dentro de este rango de frecuencias

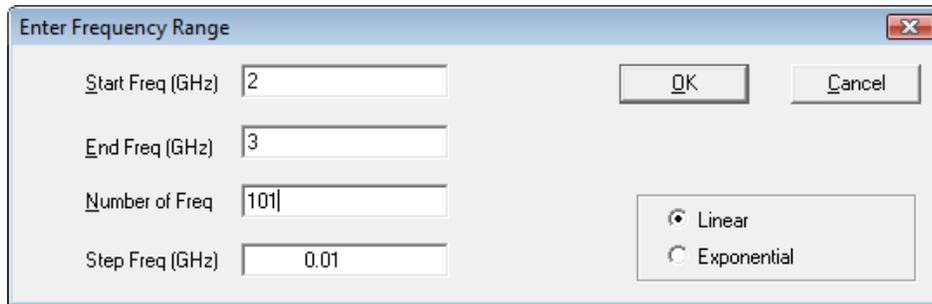


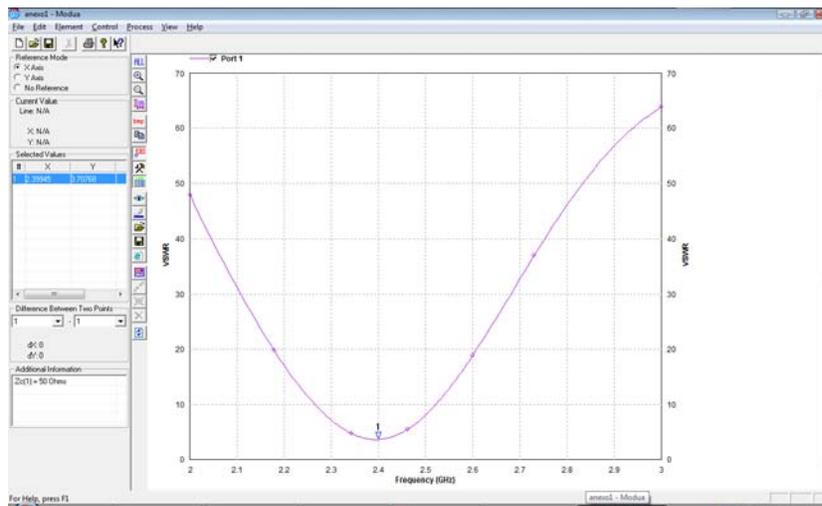
Figura A2.13 Configuración de frecuencias

En la figura A2.12 se puede escoger el método de análisis: casi estático o por onda completa, además hace un llamado al utilitario MODUA, que es el visualizador de los resultados de la simulación. Es importante que para tener una simulación más cercana a la realidad el método de análisis es el de onda completa o full wave, ya que como se mencionó anteriormente el simulador trabaja en base al método de los momentos y este es el método más exacto.

Si la opción “Adaptive Intelli- Fit” está activada ya que de esta manera la simulación no demorará mucho tiempo y el programa extrapolará los resultados en base a las primeras simulaciones basadas en MoM.

Se debe activar, en caso de ser necesario, las opciones de “Current distribution” y “Radiation Pattern” para que se creen los archivos que nos permitan visualizar la distribución de corriente sobre el parche de la antena y el patrón de radiación generado por la antena.

De esta manera se obtiene los resultados que se muestran en las siguientes pantallas que se muestran como se mencionó en el utilitario “Modua”



A.2.14 Se muestra el VSWR en función de la frecuencia

En el menú “Control” de “Modua” se visualiza la opción “Define Display Graph” donde se ubican gráficas que nos ayudarán a establecer de mejor manera como está actuando el elemento radiante. Como gráficas principales se pueden observar:

- Parámetros S vs frecuencia
- VSWR vs Frecuencia
- Carta de Smith (como se muestra en la siguiente figura)

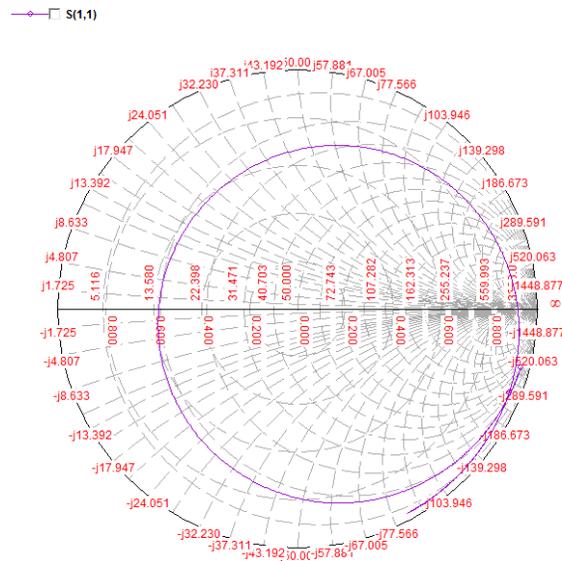


Figura A2.15 Carta de Smith con las propiedades de la antena simulada

Regresando a la ventana del utilitario MGRID, en el menú Proceso se puede encontrar los submenús donde se pueden ejecutar las vistas de los archivos de distribución de corriente y patrón de radiación. Ventanas que se muestran a continuación:

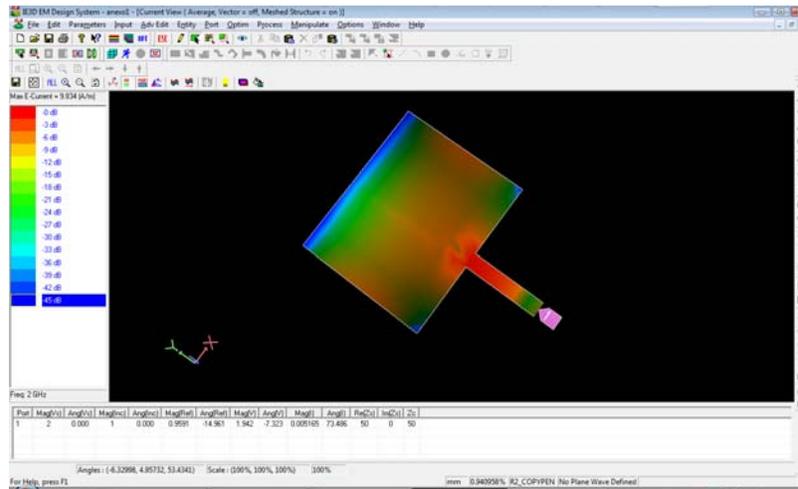


Figura A2.16 Distribución de corriente

Para obtener el patrón de radiación es necesario configurar nuevamente el tipo de simulación, para lo cual en la configuración de rango de frecuencias, tanto en la frecuencia final como inicial ponemos el valor central y dejamos como espaciado de frecuencias en 1. De esta forma obtendremos el patrón de radiación máximo de la antena.

En la figura se muestra que utilitario de patrón de radiación donde no solo se puede obtener una gráfica de los lóbulos sino también de la ganancia, la directividad y la eficiencia de la antena frente a la frecuencia

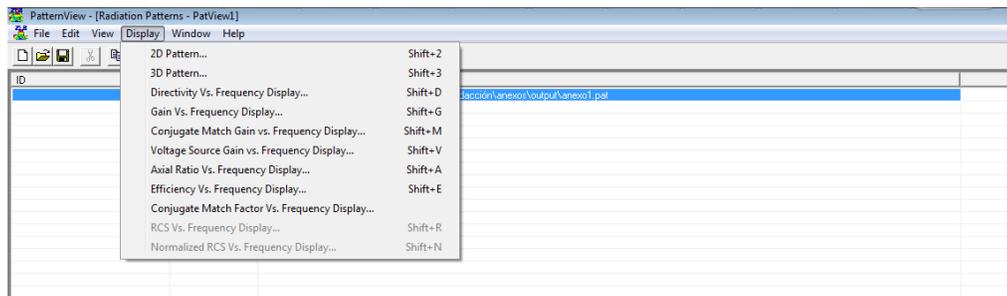


Figura A2.17 Ventana de visor de patrón de radiación

Se recomienda que el patrón de radiación sea visualizado en base a una sola frecuencia, mientras que las gráficas de directividad, ganancia y eficiencia sean visualizadas frente a un rango de frecuencia para tener graficas mucho más ilustrativas como por ejemplo las que se muestran a continuación:

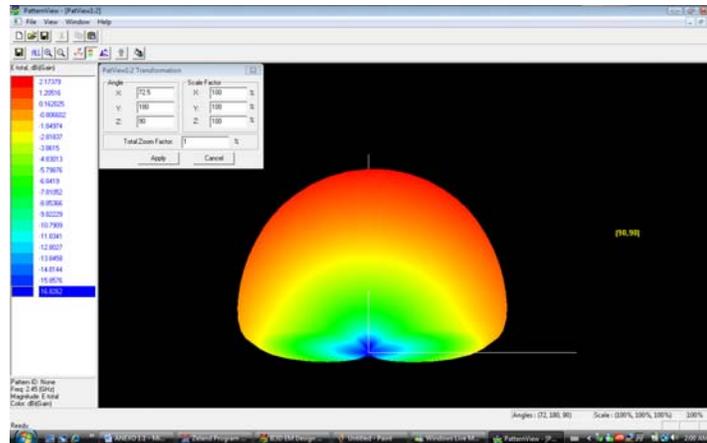


Figura A2.18 Patrón 3D

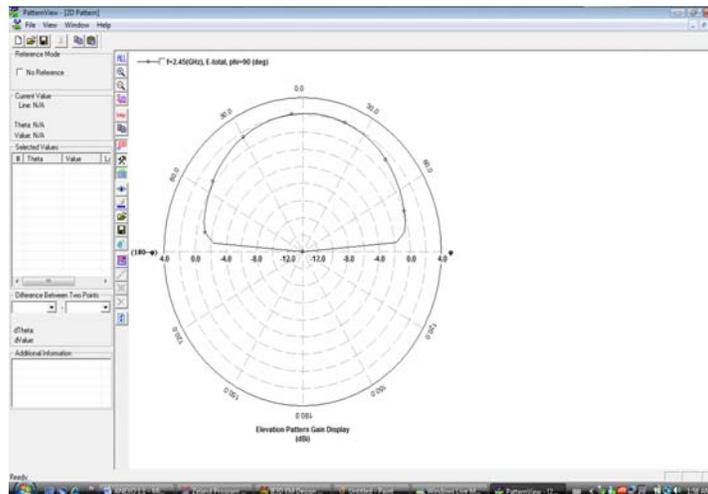


Figura A2.19 Patrón 2D

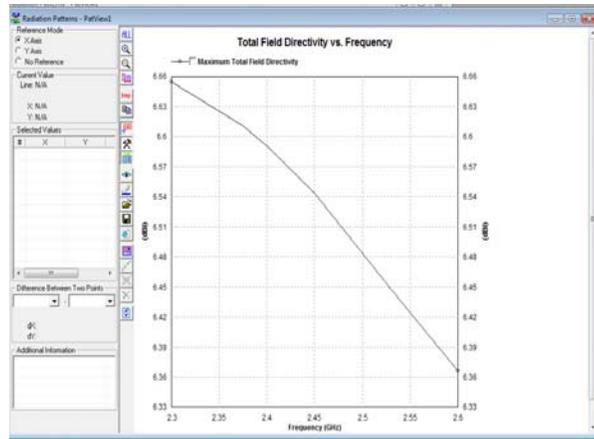


Figura A2.20 Directividad vs Frecuencia

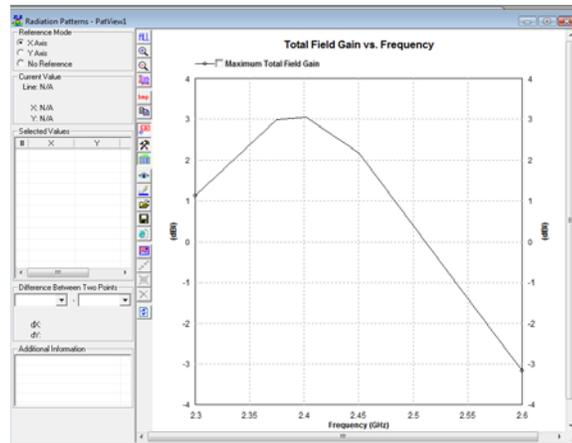
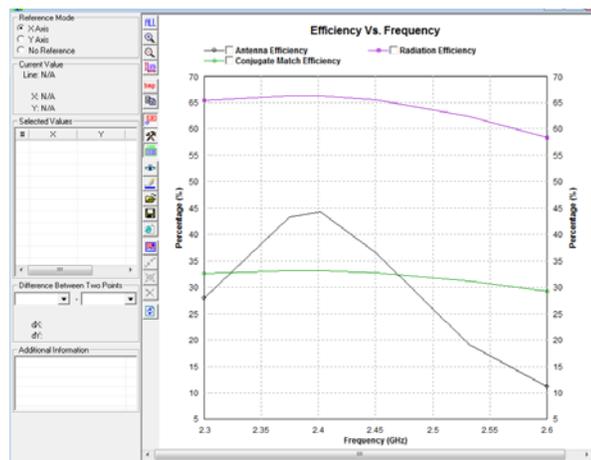


Figura A2.21 Ganancia vs Frecuencia



A2.22 Eficiencia

En la gráfica de eficiencia se pueden mostrar la eficiencia del acople, la eficiencia de radiación y la eficiencia de la antena a manera de porcentaje frente a el rango de frecuencia.

### Optimizando el Parche

En el caso de que el parche diseñado no trabaje correctamente, es decir, no resuene a la frecuencia de trabajo, el software IE3D permite realizar un proceso de optimización que permita al parche cumplir con esa característica. En síntesis, el software requiere definir variables dentro de un rango para simular el parche una y otra vez, cambiando las variables dentro del rango definido y continuar hasta que se cumpla con un objetivo también definido.

Básicamente, el proceso de optimización se basa en los siguientes pasos:

1. Se señalan los puntos que deben ser variados para la optimización. En el caso actual, asumimos que el parche debe resonar a la frecuencia de 2.44175GHz. Para esto, la variable a tomar en cuenta es la longitud del parche, por consiguiente, los puntos que deben ser señalados son aquellos de las esquinas superiores del parche, como se muestra en la figura A2.23.

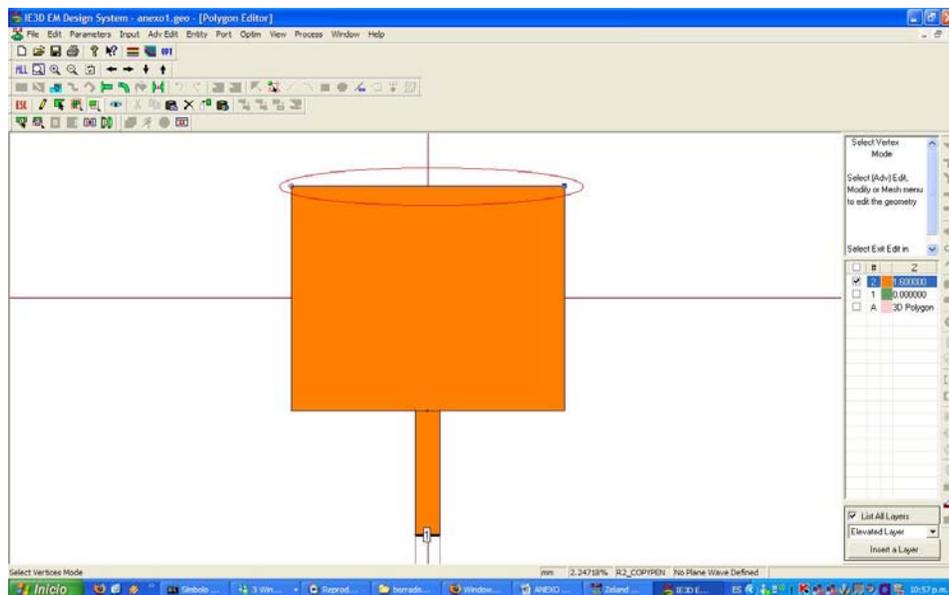


Figura A2.24 Selección de puntos para optimización

La selección de los puntos se realiza mediante el ícono , y se arrastra el mouse con el botón derecho aplastado para seleccionar los puntos de interés.

2. Los puntos seleccionados son las variables a optimizar. Para esto es importante definir la variable, el rango, y el ángulo de movimiento de la misma. Para definir la variable nos dirigimos al Menú “Optim”, y escogemos la opción “Variable for selected objects..” que es la única disponible si no se han definido otras variables anteriormente. Se abre una nueva ventana como se muestra en la figura A2.25.

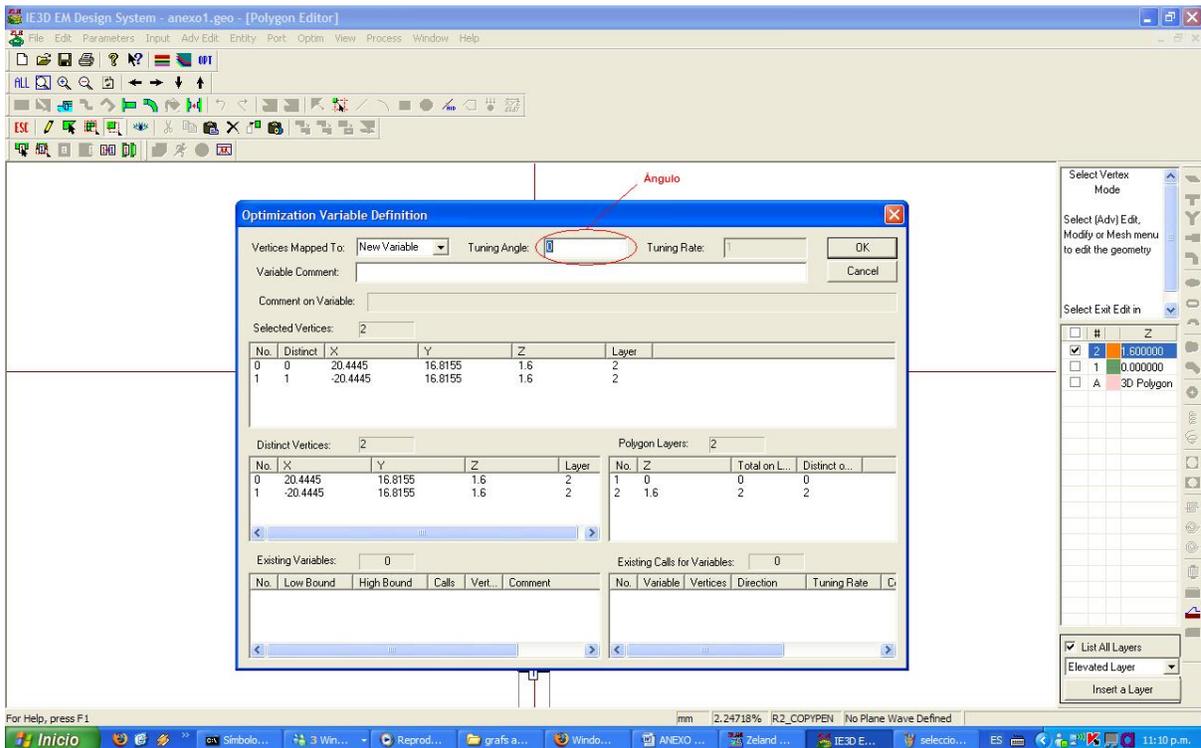


Figura A2.25 Definición de Variables de Optimización

En la nueva ventana de trabajo, se debe definir el ángulo de trabajo. En este caso, y dado que la longitud del parche se encuentra a lo largo del eje Y positivo, el ángulo será entonces de  $90^\circ$ . Presionamos “OK”.

3. Como siguiente paso se define el rango de la variable. Al momento de presionar OK en la ventana de trabajo de la figura A2.25, inmediatamente el software pide definir los límites tanto inferior como superior del rango. Como se muestra en la figura A2.26, primero se define el límite inferior ya sea gráficamente con el mouse o escribiendo el valor deseado en milímetros. De manera análoga, se procede con el límite superior. Cabe recalcar, que el límite inferior es siempre un valor negativo, y el superior es siempre un valor positivo.

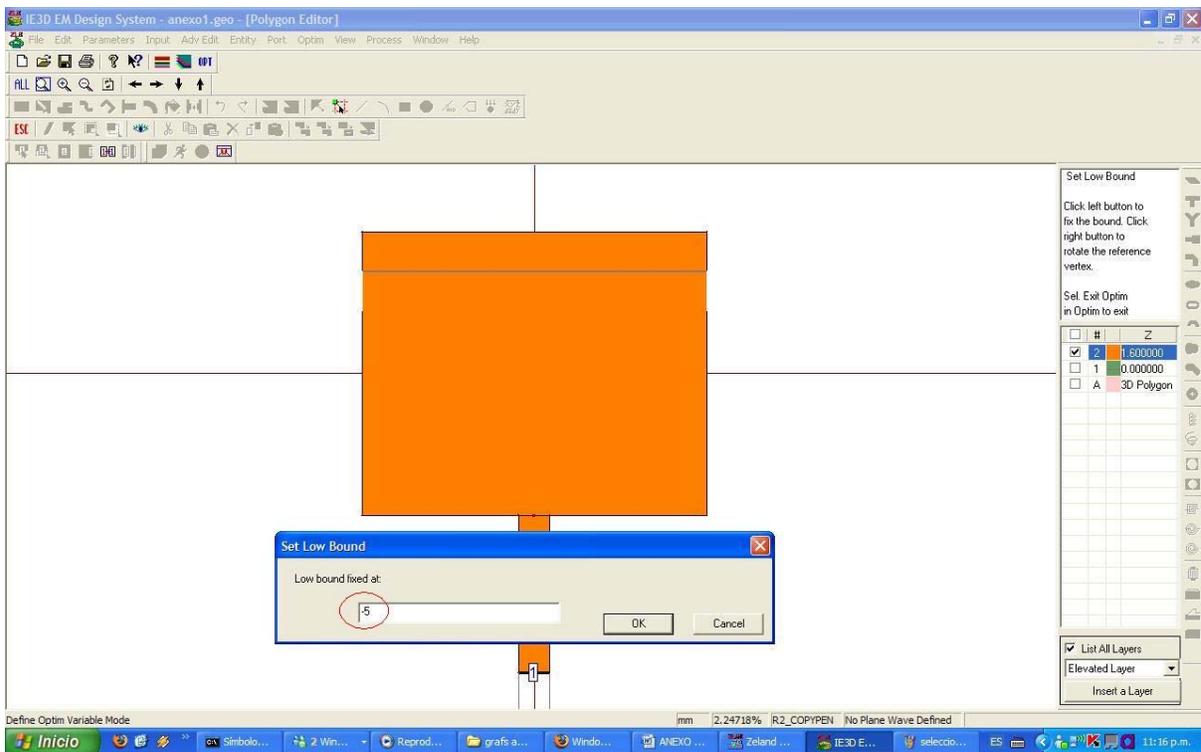


Figura A2.26 Definición del Rango de las Variables

4. Una vez definido el rango, el programa nos presenta una nueva ventana con una lista de las variables definidas con sus rangos, como se muestra en la figura A2.27. Presionamos “Continue without action” y continuamos.

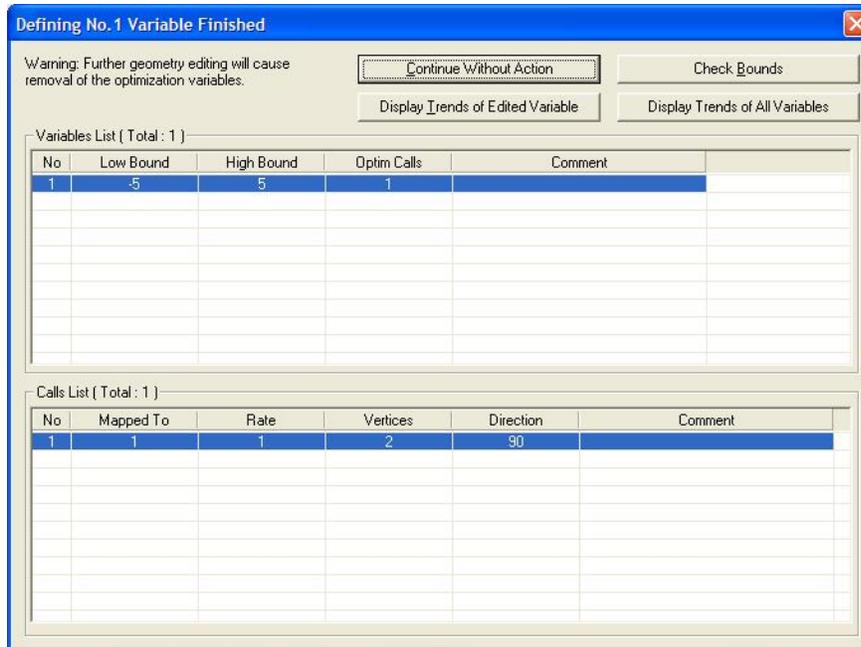


Figura A2.27 Lista de Variables Definidas con sus Rangos

5. Nos dirigimos al Menú “Process” y escogemos la opción “Optimize..”, que nos presentará una ventana de trabajo similar a la de la figura A2.12. Con la diferencia de que, la nueva ventana presenta una sección donde se debe definir el objetivo de optimización, como se muestra en la figura A2.28.

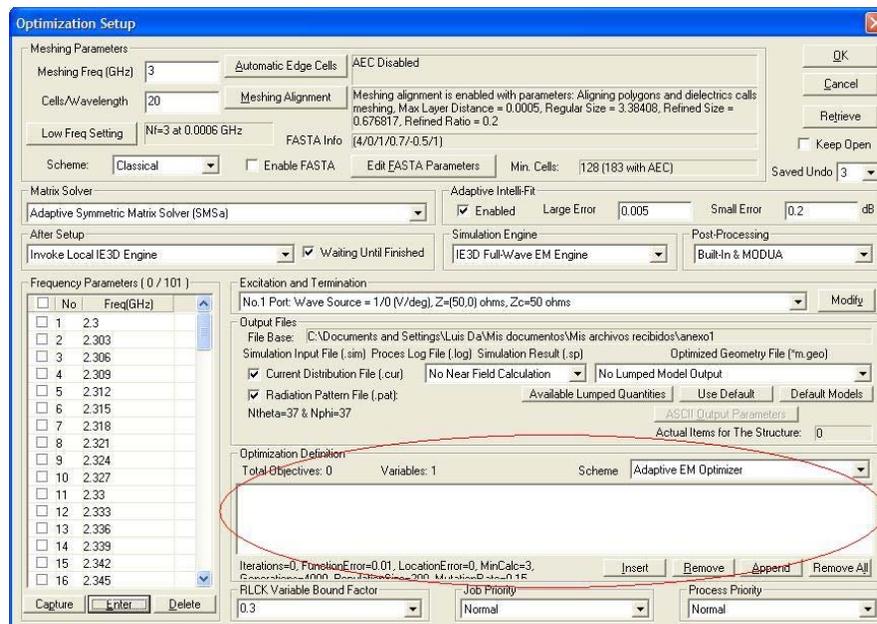


Figura A2.28 Objetivo de Optimización

Presionamos el botón “Insert”, que nos desplegará una nueva ventana de trabajo similar a la de la figura A2.29, y donde definiremos el objetivo de nuestra optimización.

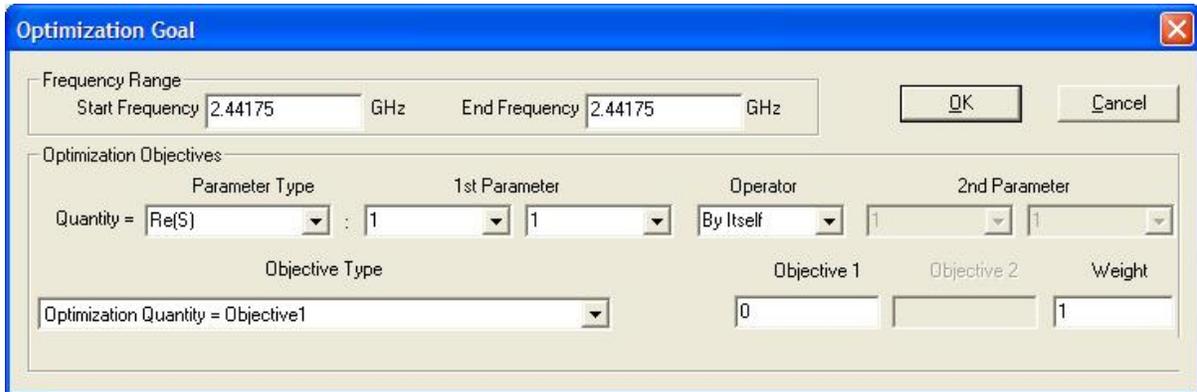


Figura A2.29 Definición del Objetivo de Optimización

La ventana en proceso, permite al usuario definir el rango de frecuencias para el que se desea cumplir el objetivo. Además, y lo más importante, permite definir el parámetro para optimización, que puede ser: ganancia, parámetros S, eficiencia, ancho del haz de media potencia, impedancia, etc. En el “tipo de objetivo”, se define si el resultado de la simulación debe ser igual, mayor o menor a la cantidad fijada en el cuadro de “Objetivo 1”.

En nuestro caso, dado que se desea que el parche resuene a 2.44175GHz, y conociendo que para que esto suceda el valor del VSWR debe ser igual a 1, entonces se fija el “objetivo 1” como 1, el parámetro como “VSWR” para la única frecuencia de 2.44175GHz, y el tipo de objetivo como “OptimizationQuantity=Objective1”.

El nuevo objetivo se inserta en la ventana de simulación de la figura A2.28 y procedemos a oprimir el botón de OK.

6. El software simulará el parche una y otra vez, variando la longitud del parche (variable) dentro del rango asignado, hasta conseguir el VSWR del parche sea igual a 1 para la frecuencia de 2.44175GHz, y una vez que obtenga el resultado, se generará un nuevo archivo con el nombre del archivo \*.geo en curso añadiendo la letra “m”, y que cumple con el objetivo fijado. En este caso, el archivo original es el “anexo.geo”, y el optimizado será “anexom.geo”.

Si visualizamos el resultado del parche optimizado en la figura A2.30, observamos que el resultado de la nueva simulación indica que el nuevo parche resuena a la frecuencia de 2.44175GHz (VSWR=1) como es el objetivo.

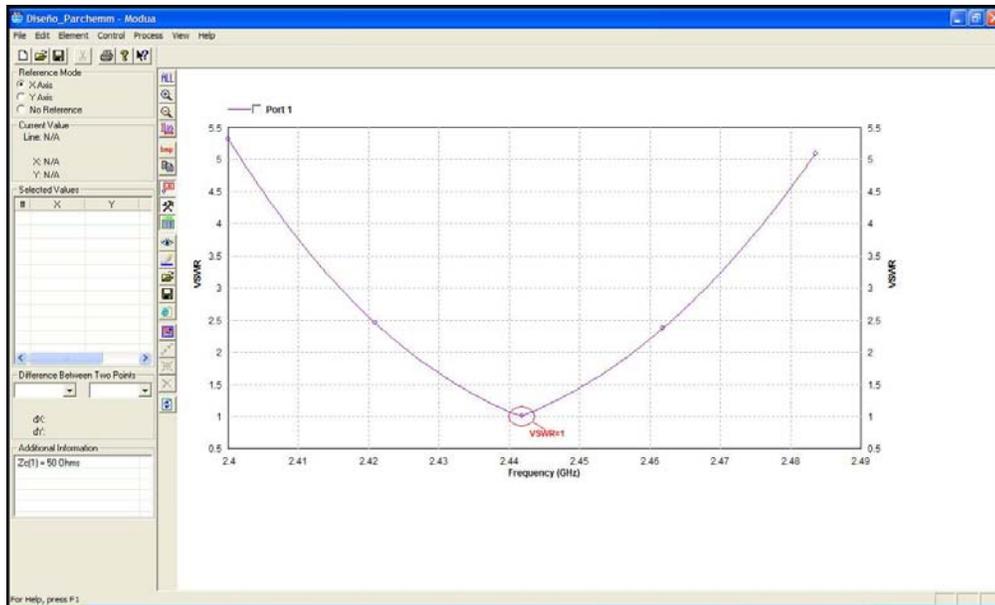


Figura A2.30 VSWR del Parche Optimizado

## **ANEXO III**

### **DATASHEET Y PRECIO DE ANTENAS COMERCIALES**

## ANTENA PANEL HYPERLINK HG2409P 8 dBi 2.4 GHZ DIRECCIONAL



**PRECIO \$55 INCLUIDO IVA CON FACTURA LEGAL**

### Aplicaciones

- *Enlace sus oficinas y negocios inalámbricamente sin necesidad de cables ni contrato de enlaces.*
- *Comparta su Internet, reduzca costos (cabinas, oficinas, condominios, universidades).*
- *Interconecte sucursales y oficinas de empresas públicas y privadas*
- *Conéctate a Hotspots Libres*
- *Antena para Conectar Directo a Routers, Access Points o Tarjetas Inalámbricas*
- *Proveer servicios de Internet inalámbrico (ISP inalámbrico)*
- *Aumenta la Calidad de tu Recepción*
- *Especialmente diseñada para captura y recepción de señales WiFi débiles y lejanas de hasta 500m*

### Performance Profesional

*La Antena de panel de alto desempeño HyperGain HG2409P provee 8 dBi de ganancia con un lóbulo de irradiación de 65 grados para aplicaciones direccionales de corta distancia.*

*Esta antena tiene un recubrimiento de aluminio fundido inoxidable para excelente fortaleza es compacta muy ligera en peso.*

## Ventajas

- *Conexiones Inalámbricas de hasta 500 metros de distancia.*
- *Opera en todo tipo de clima.*
- *Amplitud de onda 65°*
- *Ideal para aplicaciones punto a punto, multipunto de corto alcance outdoor e indoor.*
- *Fácil de armar.*
- *Compatible con todas las marcas de Access Point, Routers o Tarjetas de Red 802.11b/g/n como D-Link, QPCOM, TredNet, C-Net, etc.*
- *Compatible con aplicaciones IEEE 802.11n (Pre-N, Draft-N, MIMO)*
- *Compatible con WiFi, Bluetooth & Public Wireless Hotspot*
- *Fabricada en USA*

## Especificaciones

- *La antena HyperLink puede ser instalado en polarización horizontal o vertical.*
- *Durable a prueba de mal tiempo*
- *Puede ser instalada en la pared o techo*
- *Es apropiada tanto para aplicaciones en interiores o exteriores en la banda ISM de 2.4 GHz.*
- *La construcción de la antena ofrece elementos internos sellados y un estético domo protector de plástico ultravioleta (UV) en color blanco.*

### Especificaciones Eléctricas

Frecuencia	2.4 - 2.5 GHZ
Ganancia	8 dBi
Ancho de onda H-V	65 grados
Impedancia	50 Ohm
Máxima Potencia de entrada	25 Watts
VSWR	< 1.5:1 avg.

Conector N hembra con cable de 12?

### Especificaciones Mecánicas

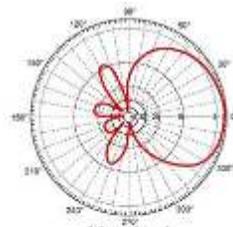
Peso: 0,4 lbs. (0.18 Kg)

Dimensiones: 114 x 114 x 23 mm

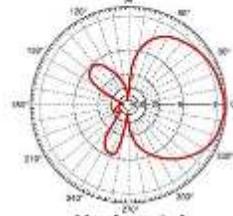
Polarización: Horizontal o Vertical

Temperatura de operación -40° C to 85° C

## Patrones de ganancia RF de la Antena



Vertical



Horizontal

## ANTENA D-LINK ANT24-0801



### ANT24-0801

#### 8.5 dBi Pico Cell Patch SMB Antenna

Extienda la cobertura de una red LAN SMB en ambientes Outdoor

#### Características principales

Opera en 2.4GHz

Montaje giratorio para orientación direccional

Resistente al agua y a la corrosión

#### Ficha técnica

Tipo de Antena Cell Patch

Tipo de Polarización Linear Vertical

Rango de Frecuencia 2.4 - 2.5000 GHz

Ganancia 8,5dBi

HPBW / horizontal 40°

HPBW / vertical 35°

Front to Back ratio 15dB

Impedancia 50 Ohm

Tipo de conector de la antena Tipo N (Female)

Lightning protection DC ground

#### Características Físicas

Velocidad de Viento Soportada 200Km/Hr

Temperatura de Operación -40 a 80°C

Humedad de Operación 100% No condensada a 25°C

Dimensión Antena 120 x 120 x 43 mm

Peso 300Gr.

**Al mejor precio \$ 134.99 !!!**

## **ANEXO IV**

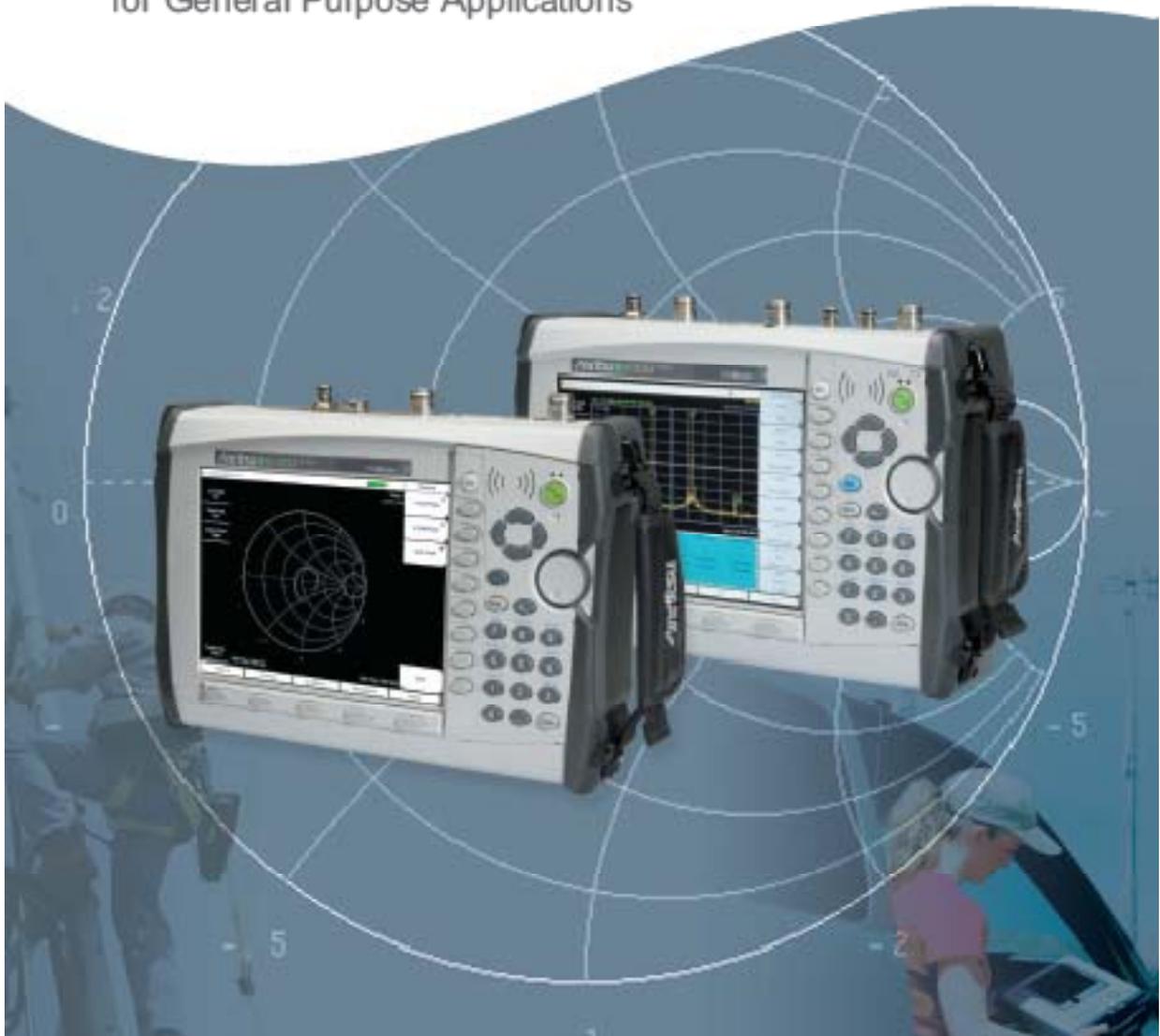
**DATASHEET DEL ANALIZADOR VECTORIAL ANRITSU: VNA  
Master™ MS2024A/MS2026A**

Product Brochure

Anritsu

# VNA Master<sup>TM</sup> MS2024A/MS2026A and MS2034A/MS2036A

Handheld Vector Network and Spectrum Analysis  
for General Purpose Applications



## Introducing VNA Master™ plus Spectrum Analysis

RF engineers and technicians in the field provide a valuable service as they support defense and general purpose communication systems around the world. They ensure radars on Navy ships are operational. They test antennas on Army vehicles. They perform flight-line test on Air Force and commercial jets. They maintain communication systems on Marine expeditionary fighting vehicles. They support VHF Omni-directional Range (VOR) in radio navigational systems throughout the world. They ensure direction finding (DF) reconnaissance systems precisely pinpoint threats.



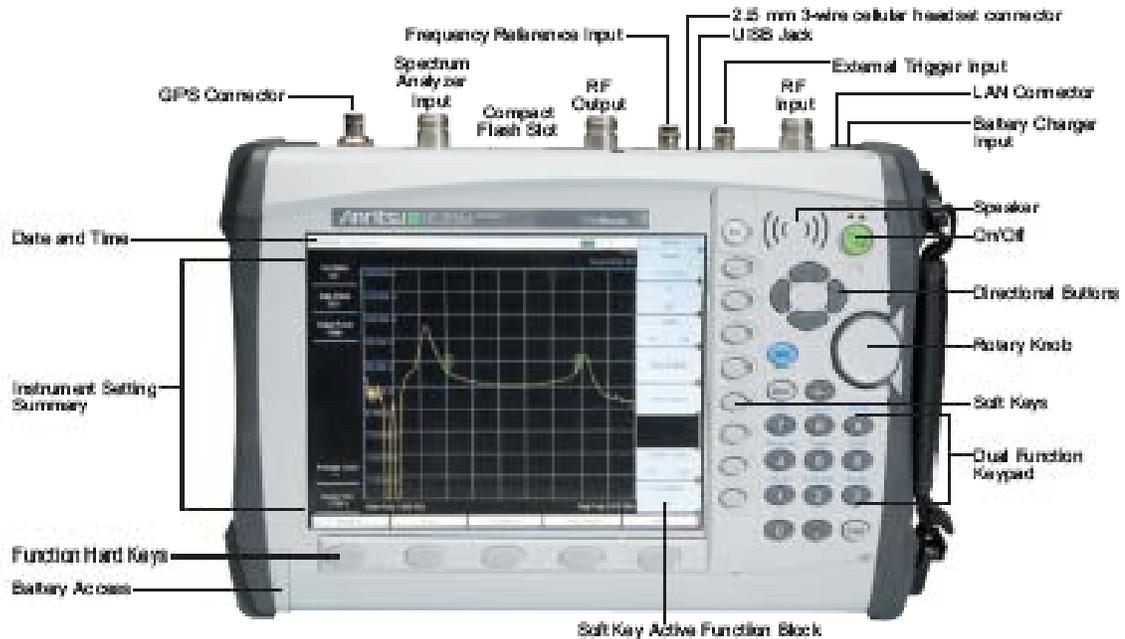
Equally valuable are the primary test instruments that serve these applications: vector network analyzer, spectrum analyzer, power meter, and vector voltmeter. In the factory, these handheld instruments are also especially attractive for lowering cost-of-test and minimizing capital equipment expenditures.



Anritsu introduces the MS202xA VNA Master and the MS208xA VNA Master plus Spectrum Analysis that offers these individual test capabilities in a handheld, battery-operated, rugged multi-function instrument. The VNA Master easily replaces bulky and obsolete bench-top instruments with a more efficient 4-in-1 handheld instrument so technicians can freely roam the sites they service. This freedom increases their productivity as they phase match cables, identify sources of interference, and troubleshoot transmitters. The VNA Master is so ideally suited for cable and antenna measurements in the field that it can also double as a low-cost alternative in manufacturing and R&D.

Feature	Models	Benefit
Two-port vector network analysis	ALL	Verify antennas, phase match cables, and find problems using Distance-to-Fault (DTF)
Broad spectrum analysis (9 MHz to 7.1 GHz)	MS208MA26A	Supports common aerospace, defense, and wireless communication standards
Broad power meter (10 MHz to 7.1 GHz)	MS208MA26A	Convenient power measurements without using external detector
Optional power monitor measurements (1 MHz to 20 GHz)	ALL	More accurately troubleshoot transmitters in the field using external detector
Optional high accuracy power meter, P51N50 and MA24106A, power sensors (20 MHz to 6 GHz)	ALL	Integrated power meter that rivals bench-top power meters
Optional Vector Voltmeter (VVM) mode	ALL	Replace obsolete instrument and external accessories with more turnkey solution
Ergonomically designed controls	ALL	Easy-to-learn and easy-to-use for optimizing operator productivity
Handheld battery-operated RF test solution	ALL	Freely roam the site without AC power

# Introducing the VNA Masters: MS2024A/MS2026A/MS2034A/MS2036A



Feature (MS202xA, MS203xA)	Benefit
Light weight (less than 4 kg, including battery) and rugged design	Convenient operation anywhere, anytime
Large 6.4 in. full-color TFT display screen	At-a-glance results and instrument settings improve operator productivity
Type N female RF connectors	Easy-to-connect with proven reliability in adverse environments
Soft keys, directional buttons, and rotary knob	Tactile feedback enables precise control of instrument settings
LAN and USB 2.0 (full-speed) connectors	Latest connections for data transfer, data archival, and firmware upgrades
Rechargeable and field-replaceable Li-Ion battery	Conduct measurements for >2.5 hours on a single charge
326 MB storage	Store and easily access more than 4,000 traces and 4,000 measurement setups
Remote programming via Ethernet	Increase productivity by automating repetitive or operator-intensive tasks

## Convenient VNA Measurements Anywhere, Anytime

Cables and antennas are a vital part of any communication system that unfortunately can degrade over time due to corrosion, water damage, or excessive deployment time. Phase matched cables are even more susceptible to these kinds of problems. Ideally, one can avoid the fix-after-failure scenario by routinely sweeping these critical components to detect earlier these potentially catastrophic problems. A field-friendly vector network analyzer can simplify this task.

The VNA Master is a 1-port and 2-port handheld vector network analyzer (VNA), which uses the superior Frequency Domain Reflectometry (FDR) approach instead of the DC pulse technique of older Time Domain Reflectometry (TDR) approaches. Using FDR, the VNA Master provides convenient 1-port measurements of return loss, VSWR, cable loss, Distance-To-Fault (DTF), and Smith Chart measurements in the field. Connect the VNA Master to a 2-port cable to measure cable loss, phase, and group delay. In other words, the VNA Master offers precise measurement capabilities for cables and antennas by simplifying S11 and S21 measurements in the field.

The VNA Master employs vector correction after an open-short-load calibration to ensure accuracy, repeatability, and overall quality of 1-port and 2-port measurements. As an improvement over traditional scalar measurement approaches, the VNA Master removes all the systematic errors associated with the 1-port reflection measurements, including directivity, source match, and reflection tracking. Additionally, the VNA Master removes transmission response errors and transmission source match errors (i.e., a 1-path, 2-port correction) when conducting 2-port transmission measurements. The vector correction of the VNA Master offers superior measurement accuracy for detecting problems or phase matching cables in a convenient handheld product so you can perform VNA measurements anywhere, anytime.



Feature (MS202xA, MS203xA)	Benefit
Two-port vector network analysis (2 MHz to 6 GHz)	Verify antennas, phase match cables, and find problems using Distance-to-Fault (DTF)
>42 dB directivity	Excellent dynamic range for precise 1-port measurements
<±1 dB uncertainty for  S11  <30 dB	Superior 1-port accuracy for return loss, VSWR, and cable loss measurements
<±0.5 dB uncertainty and <±61 degree uncertainty for  S21  <30 dB	Superior 2-port accuracy for gain, phase, and group delay measurements
>70 dB dynamic range	Ensures sufficient signal to noise ratio for accurate transmission measurements
Smith Charts, Phase, and Group Delay measurements	Convenient measurements for antenna measurements and phase matching cables

## Convenient VNA Master Plus Spectrum Analysis Anywhere, Anytime

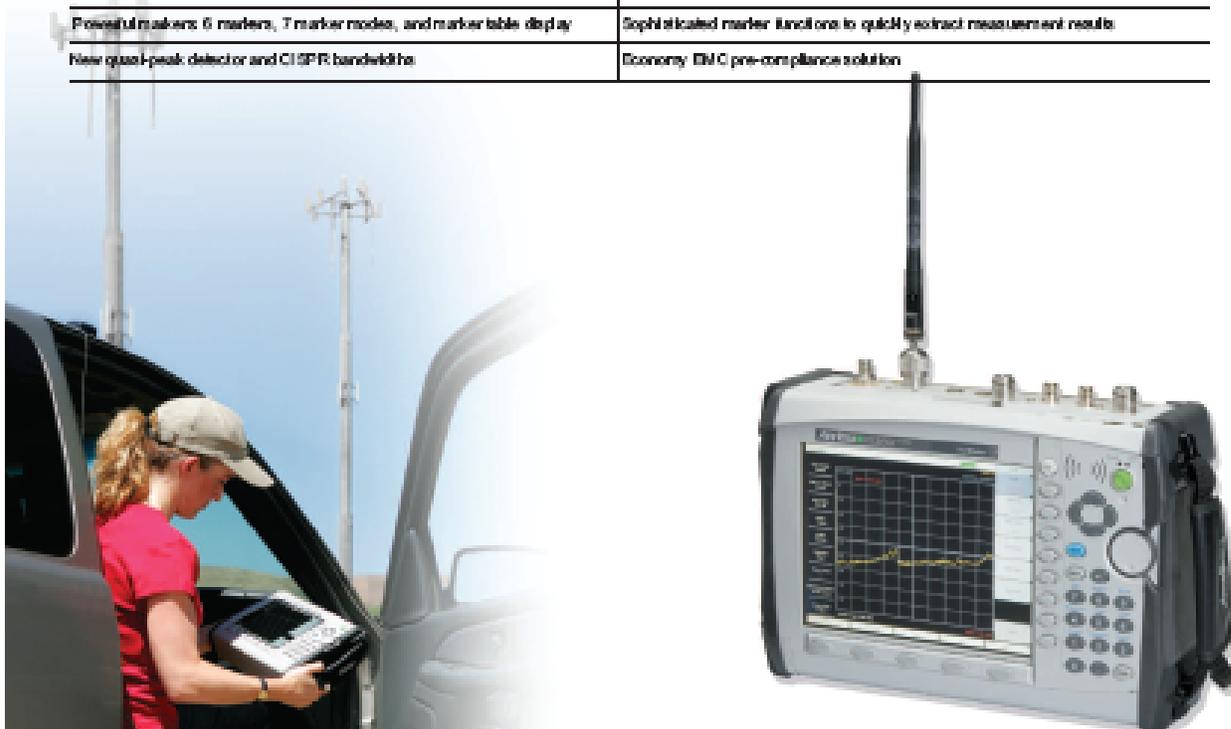
In addition to cables and antennas, the typical communication system also contains more sophisticated transmitters, receivers, and signal separation components. These additional components increase the complexity of the overall system, which becomes especially difficult to maintain when there is an intermittent problem. A field-friendly spectrum analyzer can simplify this task.

The VNA Master plus Spectrum Analysis (i.e., MS203xA) adds the capability to conduct spectrum analysis in the field to the already powerful MS202xA! Don't let the small footprint fool you, this instrument offers performance and features that rivals bench-top alternatives for simplifying spectrum monitoring, interference analysis, and other general purpose signal measurements in the field. The VNA Master offers broad spectrum analysis frequency coverage, impressive dynamic range, and excellent phase noise performance from 9 kHz to 7.1 GHz.



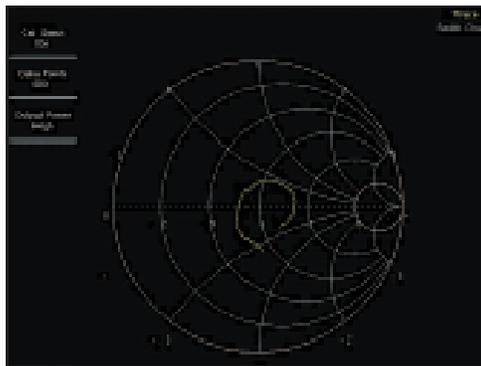
The VNA Master plus Spectrum Analysis includes many standard measurements. These measurements include field strength, occupied bandwidth, channel power, adjacent channel power ratio, and carrier to interference (C/I) ratio. In addition, the built-in AM/FM/SSB demodulator simplifies the task of identifying interfering signals. Overall, the VNA Master is a powerful handheld tool for general purpose spectrum analysis anywhere, anytime.

Feature (MS203xA)	Benefit
Broad spectrum analysis (9 kHz to 7.1 GHz)	Embraces a large number of wireless and defense communications standards
Wide dynamic range (100 dB typical)	Easily observe low-level spurious or interfering sources near sites
Excellent DANL (with preamp): -163 dBm in 1 Hz RBW	Reveals problematic signals near sites
Superior Single Side Band (SSB) Phase Noise of $\leq -100$ dBc/Hz at 10 MHz offset	Evaluate local oscillators and observe close-in performance of transmitters
Fast sweep speed of 200 ms in 10 MHz span	Real-time sweeps to detect intermittent signals
Powerful markers: 6 markers, 7 marker modes, and marker table display	Sophisticated marker functions to quickly extract measurement results
New quasi-peak detector and CISPR bandwidths	Economy EMC pre-compliance solution



## Typical Vector Network Analyzer Measurements at a Glance

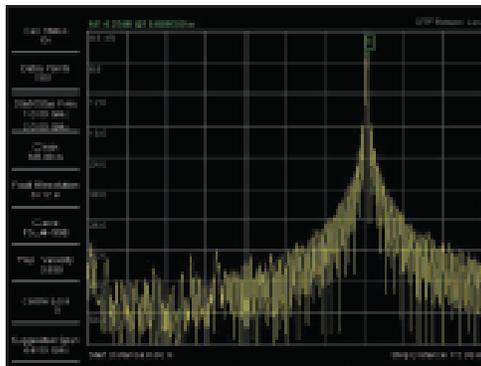
VNA Master performs a variety of RF measurements aimed at simplifying the task for the technician and engineer. VNA Master is the first handheld VNA to display 1-port and 2-port S-parameter measurements. A single key selection on the bottom hard keys brings up all the RF measurements you need, whether you are performing flight-line test, cable and antenna maintenance, or S-parameters in the lab.



S11 Smith Chart

### S11 Log Magnitude/Return Loss/VSWR/Smith Chart

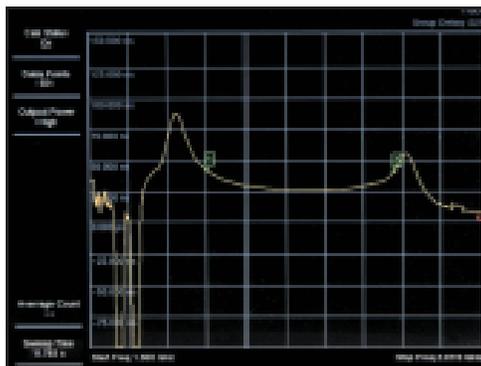
VNA Master's S11 measurements can be used in the lab or in manufac tuning to measure the match of attenuators, antennas, cables, filters, amplifiers, or any other passive and active components. In the field, Return Loss is used to characterize cable and antenna systems to ensure conformance to system specifications. Select VSWR display and view results in dB or linear scales. Choose Smith Chart to simplify impedance matching of transmission lines or to tune antennas.



Distance-To-Fault

### Distance-To-Fault (DTF)

VNA Master's Distance-To-Fault (DTF) measurement is used in the field to precisely locate faults within cable and feedline systems by displaying magnitude discontinuities in dB or VSWR over distance in meters or feet. The DTF display is obtained by performing a sweep in the frequency domain and then, by using the inverse Fast Fourier Transform, the data is converted to the time domain. Different windowing types (frequency filters) give the user the flexibility to trade off sidelobes for pulse width.



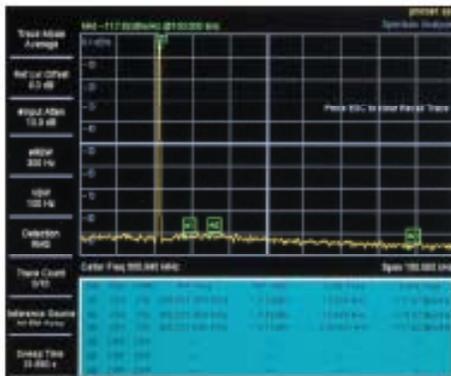
S21 Log Magnitude / Group Delay

### S21 Log Magnitude / Group Delay

VNA Master's 2-Port measurements feature different output power levels: "High" (0 dBm) and "Low" (-35 dBm). Use the "High" power setting to precisely measure the insertion loss of passive devices such as cables, filters, and attenuators. Alternatively, use the "Low" power setting to avoid saturating amplifiers during measurements. In addition to log magnitude measurements, display types of phase and group delay simplifies phase matching cables and overall system measurements.

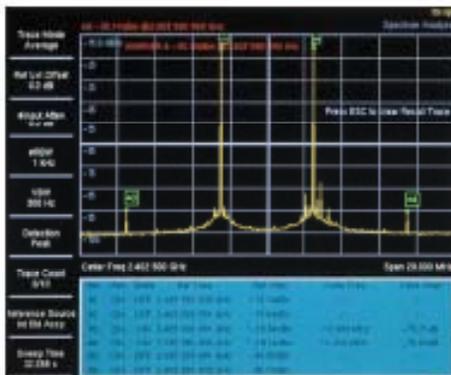
## Typical Spectrum Analyzer Measurements at a Glance

VNA Master plus Spectrum Analysis, the MS203xA series, performs a variety of RF measurements aimed at simplifying the task for the technician and engineer. A single key selection on the bottom hard keys brings up all the RF measurements you need, whether you are performing spectrum monitoring, interference analysis, or other general purpose signal measurements in the field.



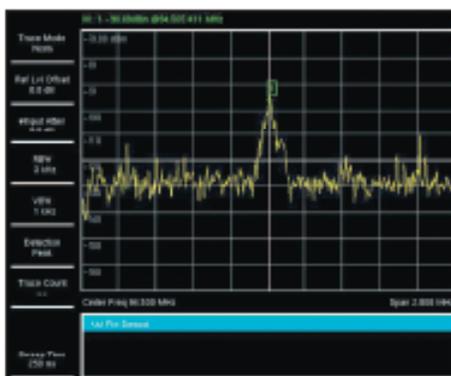
### Phase Noise

Connect to the MS203xA and observe the true spectral purity of your local oscillators and signals. The VNA Master, with typical phase noise of  $-110$  dBc/Hz at 10 kHz offset, conveniently verifies your most demanding phase noise specifications. Use flexible phase noise markers and convenient marker table features to further optimize, observe, and archive measurement results.



### Signal Measurements

The MS203xA's typical dynamic range of 100 dB allows the measurement of very small signals in the presence of much larger signals. Wide dynamic range also means you can use wider resolution bandwidths to increase the sweep speed of this normally time-consuming measurement. With six markers and an easy-to-read marker table, the VNA Master provides powerful measurement capabilities in the field.



### AM/FM/SSB Demodulation

A built-in demodulator for AM, narrowband FM, wideband FM and single sideband (selectable USB and LSB) allows a technician to easily identify interfering signals. The demodulated audio can be heard either through the built-in speaker or through a standard 3-wire headset. A demodulation marker is provided for easy tuning.

## Extend the Capabilities with Valuable Network Analysis Options

### Power Monitor (Option 5)

With the Anritsu 560 series detectors, technicians can accurately measure broadband power up to 50 GHz. These high precision detectors significantly help minimize mismatch uncertainty with detector flatness better than 0.5 dB up to 18 GHz.

The Power Monitor also features:

- Measurement range (-50 to +20 dBm)
- Display range (-80 to +80 dBm)
- Display formats: absolute power (dBm or Watts) and relative power (dB or %).
- Built-in auto averaging automatically reduces noise effects.
- Zeroing allows optimum measurement accuracy at low power levels.



The easy-to-view Power Monitor display minimizes keystrokes when testing in the field.



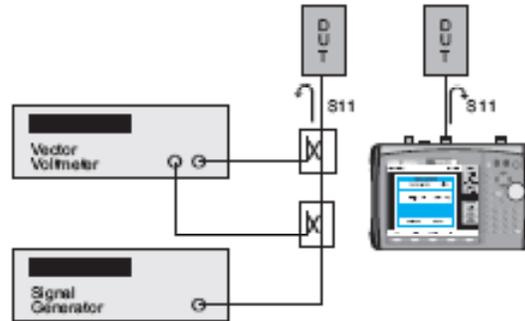
### Bias Tee (Option 10)

The integrated, variable Bias Tee is designed to supply bias to a tower mount amplifier (TMA) or other active device. This bias is supplied from the center conductor of the RF In port on the VNA Master, delivering a variable +12 to +24V in 3V steps.

### Vector Voltmeter (Option 15)

The VNA Master offers a field-friendly version of the popular vector voltmeter for phase matching cables. In this approach, the VNA Master provides an optional user interface with display types of impedance, dB, and VSWR for 1- and 2-port measurements.

The VNA Master contains the signal generator, couplers, phase measurement receiver, and now the user interface of this popular approach. Field engineers can now upgrade their tools without impacting existing maintenance procedures by adding this popular user interface to the already easy-to-learn VNA Master.



A side-by-side comparison shows how the VNA Master is a more convenient instrument for phase matching cables in the



High Accuracy Power Meter offers precise power measurements when using an external USB power sensor.

### High Accuracy Power Meter (Option 19)

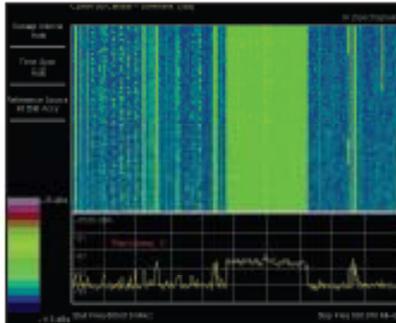
Anritsu's USB power sensors, either the PSN50 or MA24106A, offers high accuracy power measurements from 50 MHz to 6 GHz. This enables users to make precise measurements of CW and digitally modulated signals in the field.

Users will also find:

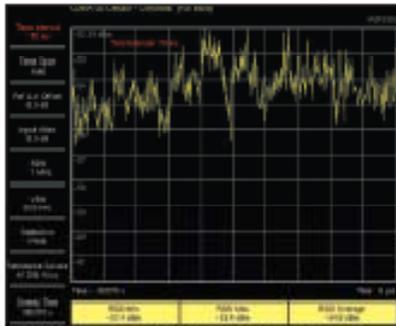
- Convenient connection via a USB A/mini-B cable
- Power displayed in both dBm and Watts
- Optional upper/lower limit activation during Pass/Fail measurements

Option 19 adds support for either the PSN50 or MA24106A USB Power Sensors, which must be purchased separately.

## Extend the Capabilities with More Valuable Spectrum Analysis Options



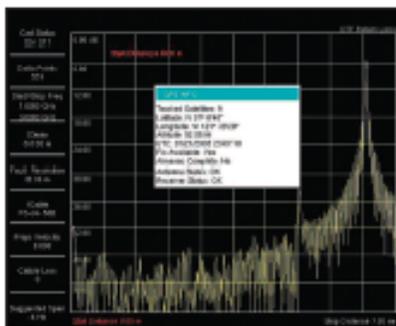
With Option 25, spectrogram measurements identifies intermittent interference.



With Option 25, RSSI measurement analyzes signal strength of a signal over time.



With Option 27, channel scanner measures power of multiple transmitters.



GPS Receiver

### Interference Analyzer (Option 25)

With its built-in low-noise preamplifier, the MS203xA with interference analyzer option provides the ability to identify and locate interfering signals down to the noise floor, allowing technicians to better address the quality issues that affect user service.

### Spectrogram

The Spectrogram display is a three dimensional display of frequency, power, and time of the spectrum. It is applicable for identifying intermittent interference and tracking signal levels over time. The MS203xA can save data for up to 72 hours.

### RSSI

The received signal strength indicator (RSSI) can be used to observe the signal strength of a single frequency over time. Data can be collected for up to 72 hours.

### Channel Scanner (Option 27)

The channel scanner option measures the power of multiple transmitted signals and is very useful for measuring channel power in up to 20 channels at the same time. Display data in graph or table format. In the custom setup menu each channel can be custom built with different frequency, bandwidth, or channels for convenient simultaneous analysis of a variety of different signal standards.

### GPS Receiver (Option 31)

Built-in GPS provides precise location (latitude, longitude, and altitude) and Universal Time (UT) information to help the user verify that measurements are taken at the right location. The VNA Master then stamps each trace and stores the GPS location information. The GPS option also includes a convenient magnet-mount antenna with a 15-foot (5m) cable for the car, truck or a my other useful surface.

## Master Software Tools and Remote Programming

Each VNA Master ships with a test assistant: a copy of Anritsu's Master Software Tools for Windows® 2000/XP/Vista. This allows an operator to add the processing capabilities of a PC and this software utility to the VNA Master to form a powerful and flexible measurement solution for both network and spectrum analysis. For automation, the VNA Master also supports remote programming via the Ethernet interface.



Connect VNA Master to a PC for archiving and additional analysis.

### Benefits of Master Software Tools (MST) and Remote Programming with VNA Master:

Feature	Benefit
Powerful data management tool for storing and organizing measurement results	MST simplifies transfers, printing, and archival of displays and setups
Connect to a PC using USB2.0 (full-speed), Ethernet LAN, or Direct Ethernet	Unleash powerful MST capabilities by using a variety of popular interfaces
Store an unlimited number of setups, traces, and JPEGs (limited only by PC memory)	Develop libraries of frequently used setups and typical results
Overlay traces and further optimize displays	Versatility to further optimize results without re-taking measurements
Add, edit, and manage limit lines using Master Software Tools	Powerful Pass/Fail assistant
Update VNA Master with the latest firmware	Easy access and upgrade to newest features from <a href="http://www.us.anritsu.com">www.us.anritsu.com</a>
Remote programming via Ethernet	Increase throughput by automating repetitive or operator intensive tasks

# Specifications

## Vector Network Analyzer Specifications

Frequency Range	2 MHz to 4 GHz (with MS2024A, MS2034A, operational down to 610 kHz) 2 MHz to 6 GHz (with MS2026A, MS2036A, operational down to 610 kHz)	
Frequency Accuracy	25 ppm	
Frequency Resolution	10 Hz	
Data Points	Low, Medium, High (137275551)	
Interference Immunity	On-Channel	+17 dBm
	On-Frequency	0 dBm (RF Out), +30 dBc (RF In)
1-Port Power	High:	0 dBm (typical)
2-Port Power	High:	0 dBm (typical)
	Low:	-35 dBm (typical)
Corrected Directivity	42 dB (2 MHz to 6 GHz)	
1-Port Accuracy	$= <0.44 + [20 \log(1 \pm 10^{-E/20})]$ dB, typical; EA = Directivity – Measured Return Loss	
Dynamic Range	70 dB, 2 MHz to 10 MHz 80 dB, 10 MHz to 3 GHz 70 dB, >3 GHz to 5.5 GHz 65 dB, >5.5 GHz to 6 GHz	
Return Loss	Range:	0 to 60 dB
	Resolution:	0.01 dB
VSWR	Range:	1 to 65
	Resolution:	0.01
Cable Loss	Range:	0 to 30 dB
	Resolution:	0.01 dB
1-Port Phase	Range:	-180° to +180°
	Resolution:	0.01°
Smith Chart	Resolution:	0.01
2-Port Gain	Range:	-120 to 100 dB
	Resolution:	0.01 dB
2-Port Phase	Range:	-180° to +180°
	Resolution:	0.01°
Distance-To-Fault	Fault Resolution (meters):	$(1.5 \times 10^3 \times v_p) / \Delta F$ ; $v_p$ is the propagation constant and $\Delta F$ is $F_2 - F_1$ in Hz
	Horizontal Range (meters):	0 to (data points-1) x Fault Resolution to a maximum of 1500m (4921 ft.) where datapoints = 137275551
	Vertical Range (Return Loss):	0 to 60 dB
	Vertical Range (VSWR):	1 to 65

## Spectrum Analyzer Specifications

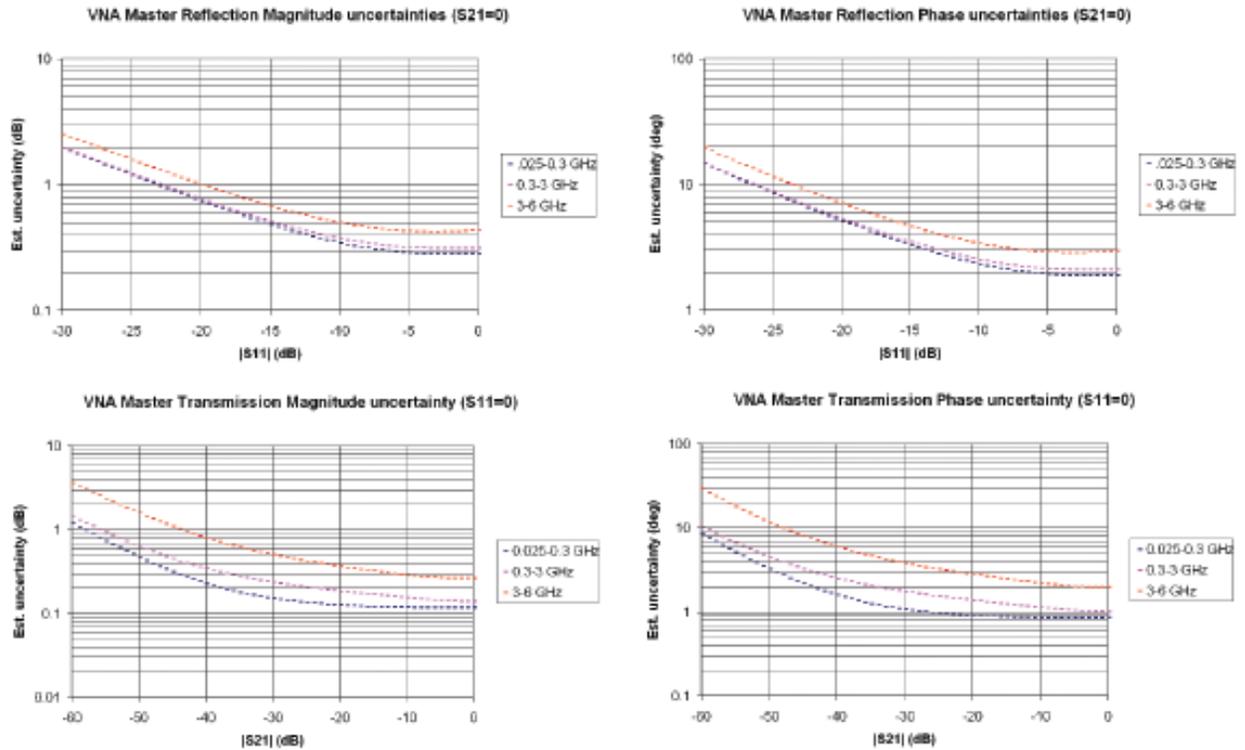
Frequency Range	9 kHz to 4 GHz (with MS2034A) 9 kHz to 7.1 GHz (with MS2036A)		
Maximum Continuous Input	+30 dBm		
Tuning Resolution	1 Hz		
Frequency Reference	Aging: $\pm 1$ ppm/10 years Accuracy: $\pm 0.3$ ppm ( $25^\circ\text{C} \pm 25^\circ\text{C}$ ) + aging		
Frequency Span	10 Hz to 7.1 GHz plus 0 Hz (zero span)		
Sweep Time	Minimum 100 ms, 10 $\mu\text{s}$ in zero span		
Sweep Trigger	Free run, Single, Video, External		
Resolution Bandwidth	(-3 dB width) 1 Hz to 3 MHz in 1-3 sequence $\pm 10\%$ ; 0-span, 1 Hz to 1 MHz 8 MHz demodulation bandwidth		
Video Bandwidth	(-3 dB width) 1 Hz to 3 MHz in 1-3 sequence		
SSB Phase Noise	-100 dBc/Hz max at 10, 20, and 30 kHz offset from carrier -102 dBc/Hz max at 100 kHz offset from carrier		
Amplitude Measurement Range	DANL to +30 dBm		
Absolute amplitude accuracy Power Levels > -50 dBm, >35 dB input attenuation, Preamp Off, -10° C to 55° C	9 kHz to <10 MHz, $\pm 1.5$ dB >10 MHz to 4 GHz, $\pm 1.25$ dB >4 GHz to 7.1 GHz, $\pm 1.75$ dB		
Displayed Average Noise Level (DANL in 1 Hz RBW, 0 dB attenuation, Reference level -50 dBm, preamp on)	Frequency	Max (Preamp On)	Max (Preamp Off)
	10 MHz to 1 GHz	-161 dBm	-137 dBm
	>1 GHz to 2.2 GHz	-159 dBm	-133 dBm
	>2.2 GHz to 2.8 GHz	-143 dBm	-125 dBm
	>2.8 GHz to 4.0 GHz	-159 dBm	-135 dBm
	>4.0 GHz to 7.1 GHz	-154 dBm	-127 dBm
Display Range	1 to 15 dB/div in 1 dB steps. Ten divisions displayed		
Amplitude Units Log Scale Modes	dBm, dBV, dBmV, dBuV		
Attenuator Range	0 to 65 dB		
Attenuator Resolution	5 dB steps		

# Specifications

## Power Meter Specifications

Frequency Range	10 MHz to 4 GHz (with MS2034A) 10 MHz to 7.1 GHz (with MS2036A)
Display Range	-80 dBm to +80 dBm
Measurement Range	-80 dBm to +30 dBm
Offset Range	0 to +60 dB
Accuracy	-40 dBm < Max <= +15 dBm 10 MHz - 4 GHz: ±1.25 dB 4 GHz - 7.1 GHz: ±1.75 dB  Max > +15 dBm 10 MHz - 6.5 GHz: ±1.75 dB 6.5 GHz - 7 GHz: ±2 dB  Max < -40 dBm 10 MHz - 4 GHz: ±1.5 dB 4 GHz - 7.1 GHz: ±1.75 dB
VSWR	1.5:1 typical
Maximum Power	+30 dBm (1W) without external attenuator

## Vector Network Analyzer Uncertainty Curves



The uncertainty graphs above provide measurement uncertainty at 23° C after vector correction for the standard N connector type. Errors are worse-case contributions of residual directivity, source match, frequency response, network analyzer dynamic range, and connector repeatability. For the 1-path 2-port measurements, transmission tracking, crosstalk and physical load match termination was added. OSLN50-1 calibration components were used.

# Specifications

## Power Monitor (Option 5) requires external detector

**Display Range:** -80 to +80 dBm (10 pW to 100 kW)

**Measurement Range:** -50 to +20 dBm (10 nW to 40 mW)

**Offset Range:** 0 to +60 dB

**Resolution:** 0.1 dB, 0.1 xW (x = n,  $\mu$ , m based on detector power)

**Accuracy:**  $\pm 1$  dB maximum for  $> -40$  dBm using 560-7N50B detector

**Power Monitor:** Detectors (see [www.anritsu.com](http://www.anritsu.com) for additional detectors)

### 560-7N50B:

**Frequency Range:** 0.01 to 20 GHz

**Impedance:** 50  $\Omega$

**Return Loss:** 15 dB, <0.04 GHz

22 dB, <8 GHz

17 dB, <18 GHz

14 dB, <20 GHz

**Input Connector:** N(m)

**Frequency Response:**  $\pm 0.5$  dB, <18 GHz  
 $\pm 1.25$  dB, <20 GHz

### 560-7S50B:

**Frequency Range:** 0.01 to 20 GHz

**Impedance:** 50  $\Omega$

**Return Loss:** 15 dB, <0.04 GHz

22 dB, <8 GHz

17 dB, <18 GHz

14 dB, <20 GHz

**Input Connector:** N(m)

**Frequency Response:**  $\pm 0.5$  dB, <18 GHz  
 $\pm 1.25$  dB, <20 GHz

## Bias Tee (Option 10)

**Voltage/Current:** +12V, 250, or 500 mA steady rate

+15V, 250, or 500 mA steady rate

+18V, 350 mA steady rate

+21V, 300 mA steady rate

+24V, 250 mA steady rate

## Vector Voltmeter (Option 15)

### CW Frequency Range:

2 MHz to 4 GHz (with MS2024A, MS2034A)

2 MHz to 6 GHz (with MS2026A, MS2036A)

**Measurement Display:** CW, Table (Five Entries, Plus Reference)

**Measurement Types:** Return Loss, Insertion

**Measurement Format:** dB/VSWR/Impedance

## High Accuracy Power Meter (Option 19)<sup>1</sup>

Option 19 supports both economy PSN50 and performance MA24106A USB Sensors. Refer to the following datasheets for more detailed performance specifications.

PSN50 datasheet is 11410-00414

MA24106A datasheet is 11410-00424

## Interference Analyzer (Option 25)

### Frequency Range:

9 kHz to 4 GHz (with MS2034A)

9 kHz to 7.1 GHz (with MS2036A)

**Strength of the Interferer:** Gives visual and aural indication of signal strength

**RSSI, Spectrogram:** Collect data up to 72 hours

## Channel Scanner (Option 27)

**Frequency Range:** 9 kHz to 4 GHz (with MS2034A)

9 kHz to 7.1 GHz (with MS2036A)

**Number of Channels:** 1 to 20 Channels

## GPS (Option 31) includes GPS antenna

### GPS Location Indicator:

Latitude, Longitude, Altitude, and Universal Time on display

Latitude, Longitude, Altitude, and Universal Time with trace storage

**GPS High Frequency Accuracy when GPS antenna is connected:**

$\pm 25$  ppb with GPS ON, three minutes after satellite lock

**Internal High Accuracy when GPS antenna is not connected:**

Better than  $\pm 50$  ppb for three days from a High Accuracy GPS Lock and within 0 to 50 degrees centigrade ambient temperature

## General Specifications

### Maximum Input (Damage Level) into Vector Network Analyzer:

Test Port, Type N: +23 dBm,  $\pm 50$  VDC

### Maximum Continuous Input into Spectrum Analyzer:

10 dB attenuation, +30 dBm,  $\pm 50$  VDC

### RF Input VSWR into Spectrum Analyzer:

2.0:1 maximum, 1.5:1 typical ( $\geq 10$  dB attenuation)

### Interfaces:

Type N female RF Connector

Type N female RF Out Port and RF In Port (50  $\Omega$ )

BNC female connectors for external references and external trigger

Reverse BNC connector for GPS antenna

RF Detector: Type N(m) 50  $\Omega$

RJ45 connector for Ethernet 10/100-Base T

2.5 mm 3-wire cellular headset connector

USB mini-A connector

### Environmental:

MIL-PRF-28800F Class 2

Operating:  $-10^{\circ}$  C to  $55^{\circ}$  C, humidity 85%

Storing:  $-51^{\circ}$  C to  $71^{\circ}$  C

Altitude: 4600 meters, operating and non-operating

**Safety:** Conforms to EN 61010-1 for Class 1 portable equipment

### Electromagnetic Compatibility:

Meets European Community requirements for CE marking

**Size:** 315 x 211 x 78 mm (12.4 x 8.3 x 3.1 in.) for MS202xA

315 x 211 x 97 mm (12.4 x 8.3 x 3.8 in.) for MS203xA

**Weight:** <2.9 kg (6.4 lbs) for MS202xA; 4 kg (9 lbs) for MS203xA

**Frequency Range:** 50 MHz to 6 GHz

**Input Connector:** Type N, male, 50  $\Omega$

**Max Input without Damage:** +33 dBm,  $\pm 25$  VDC

**Measurand:** True-RMS/Average Power

**Dynamic Range:**

PSN50 supports -30 dBm to +20 dBm

MA24106A supports -40 dBm to +23 dBm

**Measurement Speed, Typical:**

PSN50 offers 1 measurement per second

MA24106A offers 10 measurements per second<sup>2</sup>

**Input Return Loss:** 50 MHz to 2 GHz;  $\geq 26$  dB

2 GHz to 6 GHz;  $\geq 20$  dB

**System Measurement Resolution:** 0.01 dB

**System Offset Range:**  $\pm 60$  dB

**Total RSS Measurement Uncertainty (0° C to 50° C):**  $\pm 0.16$  dB<sup>3</sup>

**Continuous Digital Modulation Uncertainty:**

PSN50:  $\pm 0.06$  dB (+17 to +20 dBm)<sup>4</sup>

MA24106A:  $\pm 0.02$  dB, <+18 dBm<sup>4</sup>

$\pm 0.10$  dB,  $\geq +18$  dBm<sup>4</sup>

<sup>1</sup> Specifications apply after 30 minute warm-up

<sup>2</sup> One measurement per second is typical in high aperture time mode

<sup>3</sup> Excludes mismatch errors

Excludes noise, zero set, zero drift for levels < -20 dBm

Excludes digital modulation uncertainty between +17 and +20 dBm

<sup>4</sup> Measurement error with reference to a CW signal of equal power and frequency at 25° C

## REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] Balanis, Constantine A., *Antenna Theory: Analysis and Design*, Segunda Edición, Editorial: John Wiley & Sons, Inc., USA 1997
  
- [2] WILEY & SONS, JOHN, *ADVANCES IN MICROSTRIP AND PRINTED ANTENNAS*, Segunda Edición, New York, 1997
  
- [3] Johnson, Richard C., *Antenna Engineering Handbook*, Tercera Edición, Editorial: McGraw-Hill Inc., USA 1993
  
- [4] Kumar, Girish, *Broadband Microstrip Antennas*, Editorial: Artec House, USA 2003
  
- [5] James, Jim R., *Handbook of Microstrip Antennas*.
  
- [6] Gupta, K. C., *Microstrip Lines and Slot Lines*, Segunda Edición, Editorial: Artec House, USA 1996.
  
- [7] Andrade, David, *Folleto de Antenas*, Ecuador.
  
- [8] [www.montevideolibre.org/manuales:libros:wndw:capitulo\\_4:cables](http://www.montevideolibre.org/manuales:libros:wndw:capitulo_4:cables)
  
- [9] [www.upv.es/antenas/Documentos\\_PDF/Notas\\_clase/Agrupaciones\\_planas.pdf](http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Agrupaciones_planas.pdf)
  
- [10] [www.upv.es/antenas/Documentos\\_PDF/Notas\\_clase/Agrupaciones.pdf](http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Agrupaciones.pdf)
  
- [11] <http://members.fortunecity.com/freddylu/Proyectos/Antenas/Dise.htm>

- [12] <http://members.fortunecity.com/freddylu/Proyectos/Antenas/Dise.htm>
- [13] <http://espanol.geocities.com/elradioaficionado/antenas/antenas06.htm#directivas>
- [14] [http://es.wikipedia.org/wiki/Antena#Tipos\\_b.C3.A1sicos\\_de\\_antenas](http://es.wikipedia.org/wiki/Antena#Tipos_b.C3.A1sicos_de_antenas)
- [15] [http://www.montevideolibre.org/manuales:libros:wndw:capitulo\\_4:antenas\\_y\\_diagramas](http://www.montevideolibre.org/manuales:libros:wndw:capitulo_4:antenas_y_diagramas)
- [16] <http://www.todoantenas.cl/tipos-de-antenas.html>
- [17] <http://espanol.geocities.com/elradioaficionado/antenas/antenas02.htm>
- [18] <http://www.monografias.com/trabajos/antenas/antenas.shtml>
- [19] <http://antenasparatodos.blogspot.com/2008/05/antena-isotropica.html>
- [20] <http://members.fortunecity.es/unitec/antenas/antenas1.htm>
- [21] [http://es.wikipedia.org/wiki/Dipolo\\_\(antena\)#Dipolo\\_elemental](http://es.wikipedia.org/wiki/Dipolo_(antena)#Dipolo_elemental)
- [22] <http://antenasparatodos.blogspot.com/2008/05/antenas-de-hilo-o-dipolo-dipolo-corto.html>
- [23] [http://es.wikipedia.org/wiki/Dipolo\\_\(antena\)#Dipolo\\_elemental](http://es.wikipedia.org/wiki/Dipolo_(antena)#Dipolo_elemental)
- [24] [http://www.upv.es/antenas/Documentos\\_PDF/Notas\\_clase/Dipolo\\_doblado.pdf](http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Dipolo_doblado.pdf)
- [25] <http://www.virtual.unal.edu.co/cursos/sedes/manizales/4040050/Descargas/capseis/dipolosymonopolos.pdf>

- [26] [http://www.virtual.unal.edu.co/cursos/sedes/manizales/4040050/lecciones/capitulo seis/dipolosmono.html](http://www.virtual.unal.edu.co/cursos/sedes/manizales/4040050/lecciones/capitulo%20seis/dipolosmono.html)
- [27] <http://espanol.geocities.com/elradioaficionado/antenas/antenas06.htm#directivas>
- [28] <http://exa.unne.edu.ar/depar/areas/informatica/SistemasOperativos/UDGDisenoArreglosAntenas.pdf>
- [29] [http://www.geocities.com/uniteciec/guia\\_onda.htm](http://www.geocities.com/uniteciec/guia_onda.htm)
- [30] [http://es.wikipedia.org/wiki/Gu%C3%ADa\\_de\\_onda](http://es.wikipedia.org/wiki/Gu%C3%ADa_de_onda)
- [31] [http://es.wikipedia.org/wiki/Cable\\_coaxial](http://es.wikipedia.org/wiki/Cable_coaxial)
- [32] [http://www.angelfire.com/cantina/la\\_guayaba\\_asesina/coaxial.htm](http://www.angelfire.com/cantina/la_guayaba_asesina/coaxial.htm)
- [33] [http://www.areagratis.com/descargasmd/apuntes-trabajos/trabajos/tecnologia/descargar\\_cable\\_coaxial.pdf](http://www.areagratis.com/descargasmd/apuntes-trabajos/trabajos/tecnologia/descargar_cable_coaxial.pdf)
- [34] <http://personales.upv.es/jquiles/prffi/conductores/ayuda/hlpkdielectrica.htm>
- [35] [http://iteso.mx/~jorgeaguilar/cap03\\_02.htm](http://iteso.mx/~jorgeaguilar/cap03_02.htm)
- [36] <http://personales.upv.es/jquiles/prffi/conductores/ayuda/hlpkdielectrica.htm>
- [37] <http://fisica.colegio.fcaq.k12.ec/jfborja/cap.html>
- [38] <http://en.wikipedia.org/wiki/Dielectric>
- [39] <http://en.wikipedia.org/wiki/Bakelite>
- [40] [http://www.associatedcontent.com/article/36293/bakelite\\_collectible\\_plastic.html](http://www.associatedcontent.com/article/36293/bakelite_collectible_plastic.html)

- [41] <http://www.resopal.com/IT/ES/PT/Baquelita.htm>
- [42] <http://www.monografias.com/trabajos38/lineas-de-transmision/lineas-de-transmision2.shtml>
- [43] <http://www.forosdeelectronica.com/tutoriales/lineatx.htm>

## **FECHA DE ENTREGA**

El presente proyecto de grado fue entregado en la fecha.

Sangolquí, \_\_\_\_\_ 2009

Realizado por:

\_\_\_\_\_  
Jorge Iván Argüello Santillán

\_\_\_\_\_  
Luis David Arias Torres

\_\_\_\_\_  
Ing. Gonzalo Olmedo

COORDINADOR DE LA CARRERA DE TELECOMUNICACIONES