

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 Y CONSTRUCCIÓN DE UNA ANTENA TIPO *PATCH*
EN LA BANDA DE 5.4 GHZ**

**SONIA ANGÉLICA VACA PARRA
BETTY PAOLA VENEGAS LÓPEZ**

SANGOLQUÍ – ECUADOR

2011

CERTIFICACIÓN

Certificamos que el presente proyecto de grado titulado: “**Diseño y Construcción de una Antena Tipo *Patch* en la Banda de 5.4 GHz**” ha sido desarrollado en su totalidad por la **Srta. Sonia Angélica Vaca Parra** con CI:060333416-0 y por la **Srta. Betty Paola Venegas López** con CI: 172098970-4, bajo nuestra dirección.

Ing. Fabián Sáenz E.
DIRECTOR

Ing. Patricio Vizcaíno E.
CODIRECTOR

“El sabio no se sienta para lamentarse, sino que se pone alegremente a su tarea de reparar el daño hecho.”

William Shakespeare

“Sabio no es aquel hombre que lo sabe todo y enseña; sabio es aquel hombre que aprende y pone atención.”

Anónimo

RESUMEN

Este proyecto se efectúa como respuesta para el desarrollo de la tecnología utilizada en diversos medios y por consiguiente, en el mundo de las telecomunicaciones, buscando la miniaturización y a su vez el alto rendimiento de los equipos diseñados para los diversos fines.

Se inicia con un análisis de teoría de antenas, poniendo énfasis en el tipo de antenas *patch*, características del sustrato como: constante dieléctrica, espesor y tangente de pérdidas y los parámetros para el diseño como: Parámetro S, VSWR, Ancho de Banda, Ganancia, Patrón de Radiación y frecuencia de Resonancia. Que han sido considerados importantes para el diseño de las antenas tipo *patch*.

Una vez realizado este estudio teórico, se procede al diseño de la antena basado en el siguiente procedimiento: Diseño del *patch*, Diseño de la antena y Diseño del tipo de alimentación.

Se utilizó el software IE3D para obtener resultados de simulación de las características de la antena y el cálculo de los diferentes parámetros que son necesarios para la construcción de la misma. Su aplicación ayuda a mejorar las medidas de diseño, dándonos una apreciación más real del comportamiento de la antena.

El propósito de construir este tipo de antena es utilizar materiales de fácil adquisición en nuestro medio y a costos reducidos, características de mayor importancia que motivaron al desarrollo del proyecto, ya que al construir estas antenas en una banda de 5,4 GHz, se puede brindar soluciones de banda ancha inalámbrica a bajos costos.

Para adquirir un resultado real del funcionamiento de la antena se efectuó las pruebas mediante la utilización del Analizador Vectorial Anritsu S362E, equipo perteneciente al DEEE capaz de soportar frecuencias altas hasta 6 GHz, mediante el cual se obtuvieron parámetros como VSWR, pérdida de retorno e impedancia.

Para obtener resultados ideales es necesario un ambiente libre de interferencias, por lo cual se utilizó la cámara anecoica del DEEE de la Escuela Politécnica del Ejército, que permitió comprobar el funcionamiento de la antena, evaluando a su vez el desempeño de la cámara anecoica a una frecuencia de 5,4 GHz.

Este proyecto es un aporte al desarrollo educativo de los estudiantes de niveles inferiores, incentivando el desenvolvimiento académico de una manera práctica.

DEDICATORIA

Me permito dedicar este proyecto a mi Dios por regalarme el milagro de la vida, protegerme con su infinita gloria y guiar mis pasos en el camino de la vida, y lograr levantarme de cada caída y enseñar algo primordial que me ayudará a salir adelante siempre," Nada Es Imposible Para Quien Tiene Fe".

A mi familia seres incondicionales que me han brindado su apoyo total y desinteresado en todo momento, en especial; mis padres Luis y Sonia quienes han estado junto a mí en cada paso de mi vida brindándome su apoyo y enseñándome grandes lecciones de vida, formando en mi la persona que ahora soy; mis hermanos José y Andrés que han sido ejemplos vivos de lucha y dedicación, quienes me han mostrado que todo esfuerzo tiene su recompensa, seres que con sus cuidados y enseñanzas han hecho de mi una persona fuerte y decidida; mi tía Zoilita ha llenado de amor y cariño mi vida, dándome fuerzas para salir adelante a pesar de cualquier problema; y de manera muy especial dedico este proyecto de grado a un ángel que desde el cielo yo se que esta siempre conmigo cuidado cada paso de mi largo caminar, a mi abuelita Obdulio Noroña.

Finalmente quisiera dedicar este logro a mis maestros y amigos quienes han compartido junto a mí durante estos años de estudio, siendo parte de las experiencias vividas y construyendo momentos que perduraran en mí.

Sonia

Quiero dedicar este proyecto a Dios, por haberme permitido llegar hasta este punto, brindándome salud para lograr mis objetivos, su infinito amor y misericordia.

A mi familia, quienes me han apoyado en todo momento, con amor, paciencia y entendimiento, dándome los mejores consejos, sus valores, su motivación que me ha permitido crecer como persona; en especial a mi madre Betty, con su ejemplo luchador y emprendedor me ha ayudado cada día a salir adelante, a mi padre Antonio por su dedicación que lo caracteriza y que me ha infundado siempre, por el valor mostrado para salir adelante y por su amor.

A mi hermano Tony por ser el ejemplo de un hermano mayor, un soporte incondicional en el trayecto de mi vida, a mi hermano Beto por su alegría, iluminando así los momentos difíciles de la carrera. A mi chiquita Nathy, quien me enseñó el verdadero significado del amor y dedicación, dándome un impulso para cumplir con las metas que me he propuesto.

A mis maestros y amigos por su gran apoyo y motivación para la culminación de mis estudios profesionales y para la elaboración de esta tesis.

Pao

AGRADECIMIENTO

Quisiéramos empezar dando gracias a Dios, por brindarnos la fortaleza para seguir adelante, y la sabiduría para tomar las decisiones acertadas, por ser Él quien guía nuestros pasos y acompañarnos siempre con su gloria divina.

Agradecer a nuestras familias por su apoyo infinito y su amor incondicional, estando presentes en nuestros triunfos y derrotas, conformando pilares fundamentales en nuestro desarrollo educativo y humano.

La culminación de este proyecto de grado es algo que nos llena de orgullo por el esfuerzo y dedicación que ha tomado, el cual no hubiese sido posible sin la ayuda y dirección de quien ha estado a nuestro lado desde el inicio del proyecto dejando lecciones en nuestras vidas mas allá de lo educativo, nuestro director de tesis el ingeniero Fabián Sáenz. Además agradecemos por el tiempo invertido y la colaboración brindada en este proyecto al Ingeniero Patricio Vizcaíno.

En general quisiera agradecer a todas y cada una de las personas que han sido parte de nuestro diario vivir en estos años de estudio que han sido testigos y participes del esfuerzo y dedicación, compartiendo una infinidad de experiencias que se han ganado una parte muy importante en nuestros corazones.

PRÓLOGO

En la actualidad, una de las tecnologías comúnmente utilizadas para la construcción de antenas tipo *patch* es la de *microstrip*, por ello se las conoce también como antenas *microstrip*, esta tecnología es utilizada para transmitir señales de microonda, su fabricación es sencilla, económica y de peso ligero.

Hoy en día existen más áreas donde es posible encontrar las antenas de *microstrip* como en aplicaciones gubernamentales y comerciales, es así, que las encontramos en radios móviles y en las comunicaciones inalámbricas, áreas que poseen similares especificaciones.

El bajo costo y la facilidad de instalación son las características de este tipo de antena de mayor importancia que motivaron al desarrollo de este proyecto, ya que al construirlas en una banda de 5,4 GHz, se puede brindar soluciones de banda ancha inalámbrica a bajos costos, en zonas donde el despliegue de cable o fibra por la baja densidad de población presenta unos costos por usuario muy elevados.

El propósito de construir este tipo de antena es utilizar materiales de fácil adquisición en nuestro medio y a costos reducidos. Además este proceso ha permitido adquirir conocimientos en cuanto a teoría de antenas, tipos y

características de sustratos, métodos de diseño, de alimentación, manejo de software que facilita el desarrollo del proyecto.

Durante la realización de este proyecto, se diseña, simula, construye y verifica el funcionamiento de una antena tipo *patch* en la banda de frecuencia de 5.4 GHz, en base a previos estudios de conceptos de antenas, así como, características y parámetros necesarios para el diseño de las mismas.

El estudio se fundamenta en un análisis del sustrato para la elección de un material adecuado y de fácil adquisición en el medio, una investigación de los métodos de diseño y alimentación; además una búsqueda de materiales para la construcción de la antena.

IE3D es un software de simulación de antenas tipo *patch* que es de gran importancia, ya que facilita la obtención de ciertos parámetros necesarios para la implementación de la antena, otra herramienta que simplifica el proceso matemático para el diseño es el software Matlab.

Se ha logrado un conocimiento del funcionamiento real de la antena mediante la ayuda del Analizador Vectorial Anritsu S362E equipo necesario para el análisis de los parámetros y características principales de la antena.

Por último, se verifica el funcionamiento de la antena en base a parámetros como: ganancia, frecuencia de trabajo, patrón de radiación y desempeño en la transmisión, en un espacio libre de interferencias como es la cámara anecoica perteneciente al DEEE de la Escuela Politécnica del Ejército; a su vez comprobar el funcionamiento de dicha cámara a una frecuencia de operación de 5.4 GHz

ÍNDICE DE CONTENIDO

RESUMEN	I
DEDICATORIA.....	III
AGRADECIMIENTO.....	V
PRÓLOGO	VI
GLOSARIO	0
CAPÍTULO 1INTRODUCCIÓN.....	41
1.1 APLICACIONES DE ENLACES INALÁMBRICOS PARA LA BANDA DE 5.4 GHZ...41	
1.1.1 Enlaces Inalámbricos.....	41
1.1.2 Estándar IEEE 802.11	2
1.1.2. Estándar Wi-Fi N ó 802.11n.....	3
1.1.3 Aplicaciones Wi-Fi	4
1.1.3. Ámbito Privado.....	5
1.1.3. Ámbito Público.....	6
1.1.4 Estándar IEEE 802.16.....	6
1.1.4. Estándar IEEE 802.16d	7
1.1.5 Aplicaciones WiMAX.....	8
1.2 CÁMARA ANECOICA.....	9
1.2.1 Conceptos y Definiciones.....	9
1.3 TEORÍA DE ANTENAS.....	11
1.3.1 Historia	11
1.3.2 Definición de Antena.....	13
1.3.3 Tipos de Antenas.....	15
1.4 PARÁMETROS.....	29
1.4.1 Densidad de Potencia Radiada	29
1.4.2 Directividad	32
1.4.3 Ganancia.....	34
1.4.4 Impedancia.....	35
1.4.5 Polarización.....	36
1.4.6 Parámetros S	40

1.4.7 VSWR.....	43
1.4.8 Adaptación.....	45
1.4.9 Área y Longitud Efectiva.....	46
CAPÍTULO 2 ANTENAS TIPO <i>PATCH</i>.....	47
2.1 ANTENAS TIPO <i>PATCH</i>.....	47
2.1.1 Historia.....	47
2.1.2 Conceptos y Definiciones.....	50
2.1.3 Características.....	53
2.1.3. Configuración.....	53
2.1.3. Ancho de banda.....	53
2.1.3. Factor de Calidad Q.....	54
2.1.3. Patrón de radiación.....	55
2.1.3. Ganancia.....	55
2.1.3. Directividad.....	56
2.1.3. Polarización.....	56
2.1.4 Influencia del Sustrato.....	58
2.1.4. Efecto de la Constante Dieléctrica ϵ_r	59
2.1.4. Tangente de pérdidas.....	59
2.1.4. Relación de la Constante Dieléctrica con la Tangente de Pérdidas.....	60
2.1.4. Estudio del Sustrato.....	64
2.1.4. Tipos de ondas en las líneas de <i>microstrip</i>	65
2.1.5 Características del <i>patch</i>	68
2.1.5. <i>Patch</i> Rectangular.....	69
2.1.6 Aplicaciones.....	70
2.1.7 Ventajas.....	71
2.1.8 Desventajas.....	72
2.2 TECNOLOGÍA <i>MICROSTRIP</i>.....	73
2.2.1 Introducción.....	73
2.2.2 Métodos de alimentación de antenas tipo <i>patch</i>	74
2.2.2. De contacto.....	75
2.2.2. Alimentación por línea <i>microstrip</i>	75
2.2.2. Alimentación por cable coaxial.....	77
2.2.2. Sin contacto.....	78

2.2.2. Acoplamiento Electromagnético.....	78
2.2.2. Alimentación por acoplamiento de proximidad.....	78
2.2.2. Alimentación por acoplamiento de apertura.....	79
2.2.3 Metodologías de diseño de antenas tipo <i>patch</i>	81
2.2.3. Modelo por línea de transmisión.....	81
2.2.3. Modelo de cavidad.....	88
2.2.4 Transformador de $\lambda/4$	89
CAPÍTULO 3 DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UNA ANTENA TIPO <i>PATCH</i> PARA UNA FRECUENCIA DE 5,4 GHZ.....	92
3.1 SELECCIÓN DE L SUSTRATO.....	92
3.1.1 Baquelita común.....	93
3.2 PRINCIPIOS DE DISEÑO Y CÁLCULOS.....	96
3.2.1 Principios de Diseño.....	96
3.2.2 Cálculos.....	97
3.2.2. Diseño del <i>Patch</i>	97
3.2.2. Diseño de la antena.....	99
3.2.2. Cálculo de la impedancia de entrada.....	99
3.2.2. Diseño de alimentación.....	101
3.3 SIMULACIÓN.....	101
3.3.1 Simulación del Diseño 1.....	103
3.3.1. Diseño con alimentación de línea <i>microstrip</i> con inserción (<i>inset-fed</i>). 103	
3.3.1. Diseño optimizado.....	107
3.3.2 Simulación del Diseño 2.....	112
3.3.2. Diseño original de la antena.....	112
3.3.2. Diseño con transformador de $\lambda/4$	113
3.3.2. Diseño optimizado.....	115
CAPÍTULO 4 CONSTRUCCIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS DE LA ANTENA.....	122
4.1 CONSTRUCCIÓN DE ANTENA PARA 5,4 GHZ.....	122
4.2 ESTUDIO DE MATERIALES.....	123
4.2.1 Sustrato.....	123
4.2.2 Cables.....	124
4.2.3 Conectores.....	127
4.2.3. SMA (<i>SubMiniature</i> versión A).....	127

4.2.3. BNC (<i>Bayonet Neill-Concelman</i>).....	129
4.2.3. Tipo N.....	131
4.2.4 Acopladores	132
4.3 PRUEBAS Y RESULTADOS	133
4.3.1 Mediciones	134
4.4 ANÁLISIS DE RESULTADOS CON EL CABLE RG58	156
4.5 ANÁLISIS DE RESULTADOS CON EL CABLE LMR400	172
4.5.1 Análisis del Diseño 1.....	172
4.5.2 Análisis del Diseño 2.....	186
4.6 DESCRIPCIÓN DE CÁMARA ANECOICA.....	188
4.6.1 Dimensiones de la cámara.....	190
4.6.2 Requerimientos del absorbente.....	190
4.6.3 Diseño de las pirámides.....	194
4.7 PRUEBAS OBTENIDAS CON LA CÁMARA ANECOICA.....	194
4.7.1 Primer Método.....	196
4.7.2 Segundo Método	196
4.8 DETERMINACIÓN DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN	196
4.8.1 Primera Medición.....	197
4.8.2 Segunda Medición.....	203
4.9 Determinación de la ganancia	212
4.9.1 Primer Sistema para hallar la Ganancia del Diseño 1	213
4.9.2 Segundo Sistema para hallar la Ganancia del Diseño 2	214
4.9.3 Resultados de Ganancia.....	215
4.10 COMPARACIÓN DE RESULTADOS	217
4.10.1 Parámetros de la antena	217
4.10.1. Patrón de Radiación.....	219
CAPÍTULO 5 ANÁLISIS DE COSTOS	223
5.1 DESCRIPCIÓN DE MATERIALES Y EQUIPOS PARA LA CONSTRUCCIÓN DE LA ANTENA.....	223
5.2 COSTOS DE MATERIALES Y EQUIPOS.....	224
5.2.1 Sustrato	224
5.2.2 Cable Coaxial.....	224
5.2.3 Conectores.....	225

5.2.4 Acopladores	226
5.2.5 Costo de la Antena	226
CAPÍTULO 6 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	234
6.1 CONCLUSIONES.....	234
6.2 RECOMENDACIONES.....	237
ANEXO I PROGRAMA EN MATLAB PARA DIMENSIONES DEL PATCH RECTANGULAR	238
ANEXO II USO DEL IE3D COMO SOFTWARE DE SIMULACIÓN.....	245
Zeland IE3D	246
Transformador de $\lambda/4$	262
Optimización del <i>patch</i>	266
ANEXO III MANUAL DE USUARIO DEL ANALIZADOR VECTORIAL ANRITSU S362E..	282
Introducción	283
Información general del instrumento.....	283
Descripción general del panel frontal	283
Indicadores LED.....	285
El conector de alimentación externa.....	286
Interfaz USB.....	286
Conector para auriculares.....	286
Conector para RF	287
RF In	287
RF Out	287
Conector de antena GPS	287
Configuraciones de Medición.....	288
Selección del modo de medición.....	288
Calibración del equipo.....	288
Ajuste de Frecuencia.....	289
Ajuste de Amplitud	290
Selección de Marcadores	290
Línea de Límite	290
Instalación de DTF	291
Selección de Medición.....	292
ANEXO IV USO DEL GENERADOR VECTORIAL DE SEÑALES ANRITSU MG3700A Y ANRITSU S362E.....	294

Uso del generador vectorial de señales <i>ANRITSU MG3700A</i> y Analizador vectorial <i>ANRITSU S362E</i>	295
Configuración generador vectorial de señales <i>ANRITSU MG3700A</i>	295
Configuración Analizador vectorial <i>ANRITSU S362E</i>	303
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	234

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla. 2.1. Constantes dieléctricas y tangentes de pérdidas.....	62
Tabla. 3.1. Características Físicas de la Baquelita Común.....	95
Tabla. 3.2. Parámetros de diseño.....	97
Tabla. 3.3. Magnitudes del diseño acoplado y optimizado.....	107
Tabla. 4.1. Parámetros de Baquelita Común utilizada	124
Tabla. 4.2. Tipos de cables coaxiales	125
Tabla. 4.3. Características eléctricas del conector SMA	128
Tabla. 4.4. Características eléctricas del conector BNC	130
Tabla. 4.5. Características eléctricas del conector N.....	131
Tabla. 4.6. Consideraciones para la medición 1	135
Tabla. 4.7. Resultados 1.....	135
Tabla. 4.8. Consideraciones para la medición 2	137
Tabla. 4.9. Resultados 2.....	137
Tabla. 4.10. Consideraciones para la medición 3.....	139
Tabla. 4.11. Resultados 3.....	140
Tabla. 4.12. Consideraciones para la medición 4.....	142
Tabla. 4.13. Resultados 4.....	142
Tabla. 4.14. Consideraciones para la medición 5.....	144
Tabla. 4.15. Resultados 5.....	145
Tabla. 4.16. Consideraciones para la medición 6.....	147
Tabla. 4.17. Resultados 6.....	148
Tabla. 4.18. Consideraciones para la medición 7.....	150
Tabla. 4.19. Resultados 7.....	151
Tabla. 4.20. Consideraciones para la medición 8.....	153
Tabla. 4.21. Resultados 8.....	154
Tabla. 4.22. Comparación de Resultados 1	156
Tabla. 4.23. Comparación de Resultados 2	157
Tabla. 4.24. Consideraciones para la medición 1	159
Tabla. 4.25. Resultados 1.....	159

Tabla. 4.26. Consideraciones para la medición 2.....	162
Tabla. 4.27. Resultados 2.....	163
Tabla. 4.28. Consideraciones para la medición 3.....	165
Tabla. 4.29. Resultados 3.....	166
Tabla. 4.30. Consideraciones para la medición 4.....	169
Tabla. 4.31. Resultados 4.....	169
Tabla. 4.32. Comparación de Resultados 1	172
Tabla. 4.33. Consideraciones para la medición 1	173
Tabla. 4.34. Resultados 1.....	173
Tabla. 4.35. Consideraciones para la medición 2.....	176
Tabla. 4.36. Resultados 2.....	176
Tabla. 4.37. Consideraciones para la medición 3.....	179
Tabla. 4.38. Resultados 3.....	179
Tabla. 4.39. Consideraciones para la medición 4.....	183
Tabla. 4.40. Resultados 4.....	183
Tabla. 4.41. Comparación de Resultados 1	186
Tabla. 4.42. Comparación de diseño 1 y 2.....	187
Tabla. 4.43. Puntos de referencia diseño1 - <i>Dlink DWL-8200AP AirPremier1</i>	198
Tabla. 4.44. Puntos de referencia diseño2 - <i>Dlink DWL-8200AP AirPremier1</i>	199
Tabla. 4.45. Puntos de referencia diseño1 – diseño 2	201
Tabla. 4.46. Puntos de referencia diseño2 – diseño 1	202
Tabla. 4.47. Puntos de referencia diseño 1 - <i>Dlink DWL-8200AP AirPremier 1</i>	204
Tabla. 4.48. Puntos de referencia diseño 1 - <i>Dlink DWL-8200AP AirPremier 2</i>	205
Tabla. 4.49. Puntos de referencia diseño 2 - <i>Dlink DWL-8200AP AirPremier1</i>	206
Tabla. 4.50. Puntos de referencia diseño 2 - <i>Dlink DWL-8200AP AirPremier 2</i>	208
Tabla. 4.51. Puntos de referencia diseño 1 -diseño 2	209
Tabla. 4.52. Puntos de referencia diseño 2 - diseño 1	210
Tabla. 4.53. Resultados de ganancia.....	216
Tabla. 4.54. Tabla Comparativa de Resultados del Diseño 1	217
Tabla. 4.55. Tabla Comparativa de Resultados del Diseño 2.....	218
Tabla. 5.1. Materiales para el diseño	223
Tabla. 5.2. Costo de Materiales de 2 antenas.....	227

Tabla. 5.3. Especificaciones Eléctricas.....	228
Tabla. 5.4. Especificaciones Eléctricas.....	229
Tabla. 5.5. Especificaciones Eléctricas.....	231
Tabla. 5.6. Especificaciones Eléctricas.....	231
Tabla. 5.7. Costo de Antenas Comerciales	233

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura. 1.1. Posicionamiento de estándares inalámbricos.....	2
Figura. 1.2. Clasificación del estándar IEEE 802.11.....	3
Figura. 1.3. Ámbitos de aplicación de la tecnología Wi-Fi	5
Figura. 1.4. Clasificación del estándar IEEE 802.16.....	6
Figura. 1.5. Cámara Anecoica	9
Figura. 1.6. Jaula de Faraday	10
Figura. 1.7. Parámetros de interés para la clasificación de las antenas	15
Figura. 1.8. Tipos de antenas por frecuencia y tamaño.....	16
Figura. 1.9. Tipos de antenas por estructura Antenas de Hilo	17
Figura. 1.10. Antenas de hilo: dipolo	17
Figura. 1.11. Antenas de hilo: circular	18
Figura. 1.12. Antenas de hilo: hélice	18
Figura. 1.13. Antenas de apertura: (a) bocina piramidal, (b) bocina cónica	19
Figura. 1.14. Antenas de apertura: guía de onda.....	19
Figura. 1.15. Arreglo de antenas.....	21
Figura. 1.16. Tipos de antenas por la directividad.....	21
Figura. 1.17. Diagrama de radiación de la antena isotrópica	22
Figura. 1.18. Diagrama de radiación de una antena omnidireccional real	24
Figura. 1.19. Diagrama de radiación de una antena direccional real.....	26
Figura. 1.20. Antena parabólica	27
Figura. 1.21. Tipos de antenas por el modo básico de radiación	28
Figura. 1.22. Tipos de antenas por construcción física.....	29
Figura. 1.23. Densidad de potencia radiada	30
Figura 1.24. Diagrama de radiación de la antena	33
Figura. 1.25. Polarización de una onda electromagnética	37
Figura. 1.26. Tipos de polarización	38
Figura. 1.27. Red Bipuerto.....	42
Figura. 1.28. Valores de VSWR en una onda estacionaria.....	44
Figura. 2.1. Diagrama de una línea stripline	48
Figura. 2.2. Estructura de antena tipo <i>patch</i>	51
Figura. 2.3. Patrón Típico de Radiación de una Antena Tipo <i>Patch</i>	52

Figura. 2.4. Configuración de antena <i>Patch</i>	53
Figura. 2.5. Patrón de radiación de una antena tipo <i>patch</i> . a) Campo Eléctrico (E) y b) Campo Magnético (H)	55
Figura. 2.6. Orientación de campo eléctrico (E) respecto a un plano	57
Figura. 2.7. Polarización de una antena. a) Polarización Lineal Vertical, b) Polarización Lineal Horizontal, c) Polarización Circular a la Derecha y d) Polarización Circular a la Izquierda	58
Figura. 2.8. Diagrama vectorial de la constante dieléctrica.....	61
Figura. 2.9. Formas comunes de <i>patches</i>	68
Figura. 2.10. Formas menos habituales de <i>patches</i>	68
Figura. 2.11. <i>Fringing Effects</i> en una antena de <i>patch</i> rectangular	70
Figura. 2.12. Alimentación por línea <i>microstrip</i> . a) Conexión directa de la línea <i>microstrip</i> a la antena y b) Conexión de línea <i>microstrip</i> con inserciones	76
Figura. 2.13. Alimentación por cable coaxial	77
Figura. 2.14. Alimentación por acoplamiento de proximidad.....	79
Figura. 2.15. Alimentación por acoplamiento de apertura.....	80
Figura. 2.16. Línea <i>Microstrip</i>	82
Figura. 2.17. Líneas de campo eléctrico.....	82
Figura. 2.18. Vista superior del <i>patch</i>	85
Figura. 2.19. Circuito equivalente.....	85
Figura. 2.20. Distribución de carga y creación de densidad de corriente en un <i>patch microstrip</i>	89
Figura. 2.21. Circuito con transformador de $\lambda/4$	91
Figura. 3.1. Estructura Molecular de la Baquelita.....	93
Figura. 3.2. Dimensiones teóricas del <i>Patch</i>	99
Figura. 3.3. Alimentación con inserción de línea de transmisión.....	105
Figura. 3.4. VSWR vs Frecuencia	105
Figura. 3.5. Impedancia de entrada del diseño acoplado	106
Figura. 3.6. VSWR vs Frecuencia del diseño acoplado.....	106
Figura. 3.7. VSWR vs Frecuencia	108
Figura. 3.8. Impedancia de entrada	108
Figura. 3.9. Parámetro S_{11} vs Frecuencia.....	109
Figura. 3.10. Ganancia vs Frecuencia.....	110
Figura. 3.11. Eficiencia vs Frecuencia.....	110

Figura. 3.12. a) Patrón de radiación en 2D en coordenadas polares y b) Patrón de radiación en 2D en coordenadas cartesianas.....	111
Figura. 3.13. a) Patrón de radiación en 3D vista superior, b) Patrón de radiación en 3D vista inferior	111
Figura. 3.14. VSWR vs Frecuencia	112
Figura. 3.15. Impedancia de entrada.....	113
Figura. 3.16. Impedancia de entrada del diseño acoplado	114
Figura. 3.17. VSWR vs Frecuencia del diseño acoplado	115
Figura. 3.18. VSWR vs Frecuencia	116
Figura. 3.19. Impedancia de entrada.....	117
Figura. 3.20. Parámetro S_{11} vs Frecuencia.....	117
Figura. 3.21. Ganancia vs Frecuencia.....	118
Figura. 3.22. Eficiencia vs Frecuencia.....	119
Figura. 3.23. a) Patrón de radiación en 2D en coordenadas polares y b) Patrón de radiación en 2D en coordenadas cartesianas.....	119
Figura. 3.24.a) Patrón de radiación en 3D, b) Vista superior del patrón de radiación, c) Vista inferior del patrón de radiación, d) Vista frontal del patrón de radiación, e) Vista posterior del patrón de radiación y f) Vista lateral del patrón de radiación	121
Figura. 4.1. Exportación del diseño a Autocad.....	123
Figura. 4.2. Cable Coaxial	125
Figura. 4.3. Conector RP SMA Hembra	128
Figura. 4.4. Familia BNC	130
Figura. 4.5. Conector tipo N. a) Macho y b) Hembra.....	131
Figura. 4.6. Acoplador SMA-Tipo N.....	132
Figura. 4.7. VSWR vs Frecuencia	135
Figura. 4.8. Impedancia característica.....	136
Figura. 4.9. Pérdidas de Retorno	137
Figura. 4.10. VSWR vs Frecuencia	138
Figura. 4.11. Impedancia característica.....	138
Figura. 4.12. Pérdidas de Retorno	139
Figura. 4.13. Pérdidas del cable	139
Figura. 4.14. VSWR vs Frecuencia	140
Figura. 4.15. Impedancia característica.....	141
Figura. 4.16. Pérdidas de retorno.....	142

Figura. 4.17. VSWR vs Frecuencia	143
Figura. 4.18. Impedancia característica.....	143
Figura. 4.19. Pérdidas de retorno.....	144
Figura. 4.20. Pérdidas del cable	144
Figura. 4.21. VSWR vs Frecuencia	145
Figura. 4.22. Impedancia característica.....	146
Figura. 4.23. Pérdidas de retorno.....	146
Figura. 4.24. Pérdidas del cable	147
Figura. 4.25. VSWR vs Frecuencia	148
Figura. 4.26. Impedancia característica.....	149
Figura. 4.27. Pérdidas de retorno.....	149
Figura. 4.28. Pérdidas del cable	150
Figura. 4.29. VSWR vs Frecuencia	151
Figura. 4.30. Impedancia característica.....	152
Figura. 4.31. Pérdidas de retorno.....	152
Figura. 4.32. Pérdidas del cable	153
Figura. 4.33. VSWR vs Frecuencia	154
Figura. 4.34. Impedancia característica.....	155
Figura. 4.35. Pérdidas de retorno.....	155
Figura. 4.36. VSWR vs Frecuencia	160
Figura. 4.37. Impedancia característica.....	161
Figura. 4.38. Pérdidas de retorno.....	161
Figura. 4.39. Ancho de banda en pérdidas de retorno.....	162
Figura. 4.40. Ancho de banda en VSWR.....	162
Figura. 4.41. VSWR vs Frecuencia	163
Figura. 4.42. Impedancia característica.....	164
Figura. 4.43. Pérdidas de retorno.....	164
Figura. 4.44. Ancho de banda en pérdidas de retorno.....	165
Figura. 4.45. Ancho de banda en VSWR.....	165
Figura. 4.46. VSWR vs Frecuencia	166
Figura. 4.47 Impedancia característica.....	167
Figura. 4.48. Pérdidas de retorno.....	167
Figura. 4.49. Pérdidas del cable	168
Figura. 4.50. Ancho de banda en pérdidas de retorno.....	168

Figura. 4.51. Ancho de banda en VSWR.....	169
Figura. 4.52. VSWR vs Frecuencia	170
Figura. 4.53. Impedancia característica.....	170
Figura. 4.54. Pérdidas de retorno.....	171
Figura. 4.55. Pérdidas del cable	171
Figura. 4.56. VSWR vs Frecuencia	174
Figura. 4.57. Impedancia característica.....	174
Figura. 4.58. Pérdidas de retorno.....	175
Figura. 4.59. Ancho de banda en pérdidas de retorno.....	175
Figura. 4.60. Ancho de banda en VSWR.....	176
Figura. 4.61. VSWR vs Frecuencia	177
Figura. 4.62. Impedancia característica.....	177
Figura. 4.63. Pérdidas de retorno.....	178
Figura. 4.64. Ancho de banda en pérdidas de retorno.....	178
Figura. 4.65. Ancho de banda en VSWR.....	179
Figura. 4.66. VSWR vs Frecuencia	180
Figura. 4.67. Impedancia característica.....	180
Figura. 4.68. Pérdidas de retorno.....	181
Figura. 4.69. Pérdidas del cable	181
Figura. 4.70. Ancho de banda en pérdidas de retorno.....	182
Figura. 4.71. Ancho de banda en VSWR.....	182
Figura. 4.72. VSWR vs Frecuencia	183
Figura. 4.73. Impedancia característica.....	184
Figura. 4.74. Pérdidas de retorno.....	184
Figura. 4.75. Pérdidas del cable	185
Figura. 4.76. Ancho de banda en pérdidas de retorno.....	185
Figura. 4.77. Ancho de banda en VSWR.....	186
Figura. 4.78. Diseño 1	188
Figura. 4.79. Diseño 2	188
Figura. 4.80. Tamaño básico de la cámara anecica	190
Figura. 4.81. Curvas para encontrar el espesor del absorbente.....	192
Figura. 4.82. Espesor del absorbente	192
Figura. 4.83. Esquema de conexión.....	196
Figura. 4.84. Patrón de Radiación del diseño 1 - <i>Dlink DWL-8200AP AirPremier1</i>	199

Figura. 4.85. Patrón de Radiación del diseño 2 - <i>Dlink DWL-8200AP AirPremier1</i>	200
Figura. 4.86. Patrón de Radiación del diseño 1 – diseño 2.....	202
Figura. 4.87. Patrón de Radiación del diseño 2 – diseño 1.....	203
Figura. 4.88. Patrón de Radiación del diseño 1 - <i>Dlink DWL-8200AP AirPremier 1</i>	205
Figura. 4.89. Patrón de Radiación del diseño 1 – antena <i>Dlink DWL-8200AP AirPremier 2</i>	206
Figura. 4.90. Patrón de Radiación del diseño 2 – antena <i>Dlink DWL-8200AP AirPremier 1</i>	207
Figura. 4.91. Patrón de Radiación del diseño 2 – antena <i>Dlink DWL-8200AP AirPremier 2</i>	209
Figura. 4.92. Patrón de Radiación del diseño 1 – diseño 2.....	210
Figura. 4.93. Patrón de Radiación del diseño 2 – diseño 1.....	211
Figura. 4.94. Patrón de radiación del diseño 1: a) Método 1 y b) Método 2.....	219
Figura. 4.95. Patrón de radiación del diseño 2: a) Método 1 y b) Método 2.....	220
Figura. 4.96. Patrón de radiación del diseño 1: a) Práctico y b) Simulado.....	221
Figura. 4.97. Patrón de radiación del diseño 2: a) Práctico y b) Simulado.....	221
Figura. 5.1. Antena Wireless LAN tipo <i>patch</i> L-com.....	228
Figura. 5.2. Antena compatible con el sector de 90° L-com.....	229
Figura. 5.3. Antena compatible con el sector de 90° Hyperlink.....	230
Figura. 5.4. Antena de banda ancha L-com.....	232
Figura. 5.5. Antena Panel L-com	233
Figura. A2.1. Carpeta con utilitarios de Zeland	247
Figura. A2.2. Zeland Program Manager	248
Figura. A2.3. Mgrid Parámetros Básicos	249
Figura. A2.4. Mgrid Parámetros Básicos	250
Figura. A2.5. Elección del <i>patch</i> rectangular	250
Figura. A2.6. Ingreso de dimensiones del <i>patch</i>	251
Figura. A2.7. Tamaño completo del <i>patch</i>	251
Figura. A2.8. Utilitario LineGauge	252
Figura. A2.9. a) Ingreso del primer vértice.....	253
Figura. A2.9. b) Ingreso del segundo vértice	253
Figura. A2.9. c) Ingreso del tercer vértice.....	254
Figura. A2.9. d) Formación de línea de alimentación	254
Figura. A2.10. Puerto de excitación	255

Figura. A2.11. Propiedades del puerto de excitación	255
Figura. A2.12. Diseño para proceso de enmallado	256
Figura. A2.13. Parámetros de enmallado	257
Figura. A2.14. Diseño listo para la simulación	257
Figura. A2.15. Rango de Frecuencias para la simulación.....	258
Figura. A2.16. Configuración de la simulación.....	259
Figura. A2.17. VSWR vs Frecuencia.....	259
Figura. A2.18. Parámetros S vs Frecuencia	260
Figura. A2.19. Carta de Smith	261
Figura. A2.20. Gráfico de Distribución de Corriente	261
Figura. A2.21. Utilitario LineGauge	262
Figura. A2.22. a) Eliminación de la línea de alimentación	263
Figura. A2.22. b) Eliminación de los vértices	263
Figura. A2.23. Carta de Smith	264
Figura. A2.24. VSWR vs Frecuencia.....	264
Figura. A2.25. Pérdidas de retorno vs Frecuencia	265
Figura. A2.26. Ganancia vs Frecuencia	265
Figura. A2.27. Eficiencia vs Frecuencia	266
Figura A2.28 Puntos seleccionados para optimizar	267
Figura A2.29 Puntos seleccionados para optimizar	268
Figura A2.30 Rango de la variable.....	268
Figura. A2.31. Variables definidas con sus rangos	269
Figura. A2.32. Objetivo de Optimización	270
Figura. A2.33. Definición de Objetivo de Optimización.....	270
Figura. A2.34. VSWR vs Frecuencia.....	271
Figura. A2.35. Carta de Smith	272
Figura. A2.36. Pérdidas de Retorno vs Frecuencia.....	272
Figura. A2.37. Ganancia vs Frecuencia	273
Figura. A2.38. Eficiencia vs Frecuencia	273
Figura. A2.39. Ingreso de dimensiones del <i>patch</i>	274
Figura. A2.40. <i>patch</i> rectangular.....	275
Figura. A2.41. a) Ingreso del primer vértice.....	275
Figura. A2.41. b) Ingreso del segundo vértice	276
Figura. A2.41. c) Ingreso del tercer vértice.....	276

Figura. A2.41. d) Formación de la parte izquierda de la estructura.	276
Figura. A2.42. Selección de la estructura izquierda	277
Figura. A2.43. a) Copia de la estructura izquierda	278
Figura. A2.43. b) Ubicación de coordenadas	278
Figura. A2.43. c) Estructura completa sin alimentación	279
Figura. A2.44. a) Ingreso del primer vértice.....	279
Figura. A2.44. b) Ingreso del segundo vértice	279
Figura. A2.44. c) Ingreso del tercer vértice	280
Figura. A2.44. d) Estructura con línea de alimentación	280
Figura. A2.45. Puerto de excitación	281
Figura. A3.1. Panel Frontal de Anritsu S362E	284
Figura. A3.2. Íconos gráficos del panel frontal	285
Figura. A3.3. Panel de Conectores de Anritsu S362E	287
Figura. A3.4. Calibración del Equipo	289
Figura A3.5. Línea de Límite	291
Figura. A3.6. Parámetros DTF	292
Figura. A3.7. Selección de Medición	293
Figura. A4.1. Diagrama de conexión entre generador y analizador.....	295
Figura. A4.2. Modo de uso de patrón, Definido.....	296
Figura. A4.3. Configuración de frecuencia de portadora y potencia	296
Figura. A4.4. Cargar patrón de forma de onda en memoria A	297
Figura. A4.5. Paquete GSM con el contenido del patrón guardado anteriormente.....	297
Figura. A4.6. Patrón BPSK_PN9 cargado al equipo.....	298
Figura. A4.7. Configuración de parámetros predeterminados	298
Figura. A4.8. Ajuste de parámetros I/Q	300
Figura. A4.9. Ajuste de nivel I/Q	300
Figura. A4.10. Configuración de menú avanzado	301
Figura. A4.11. Señal de modulación y RF encendidas	302
Figura. A4.12. Analizador de espectro en Full <i>span</i>	303
Figura. A4.13. Visualización de la señal ajustada frecuencia y <i>span</i>	304
Figura. A4.14. Traza suavizada por la función promedio.....	305
Figura. A4.15. Ajuste de <i>span</i> a 1 MHz	305
Figura. A4.16. Función de medición de potencia	306

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.

Generalmente, el ancho de banda es la cantidad de información o de datos que se puede enviar a través de una conexión de red en un período de tiempo dado. El ancho de banda se indica generalmente en bites por segundo (bps), kilobytes por segundo (Kbps), o megabytes por segundo (Mbps).

Cable bifilar: es una línea de transmisión en la cual la distancia entre dos conductores paralelos es mantenida constante gracias a un material dieléctrico.

Cavidad Resonante: es un dispositivo formado por un cierto espacio limitado por superficies dieléctricas, que utiliza la resonancia para seleccionar determinadas frecuencias del conjunto de ondas electromagnéticas que lo atraviesan.

La impedancia característica del cable bifilar depende exclusivamente del dieléctrico, del diámetro de los conductores y de la distancia entre ellos. La impedancia es mayor

cuanto más aumenta la distancia entre conductores. Los cables bifilares tienen unos coeficientes de velocidad que depende del dieléctrico de la cinta.

Otro parámetro importante de una línea bifilar es la constante de atenuación, expresada en dB/m, que describe la pérdida de potencia transmitida por metro lineal de cable. Los cables bifilares perfectos no irradian, ya que los campos magnéticos de los conductores paralelos son de sentido opuesto; al cancelarse, no emiten radiación electromagnética.

Colisión: Situación que ocurre cuando dos o más dispositivos intentan enviar una señal a través de un mismo canal al mismo tiempo. El resultado de una colisión es generalmente un mensaje confuso. Todas las redes de computadoras requieren algún mecanismo de ordenamiento para prevenir las colisiones o para recuperarse de estas cuando ocurren.

Conductancia: es la capacidad de un material para pasar electrones. Los factores que afectan la magnitud de la resistencia son exactamente los mismos para la conductancia, pero afectan a la conductancia de la manera opuesta. Por lo tanto, la conductancia es directamente proporcional a la superficie, e inversamente proporcional a la longitud del material. La unidad derivada del SI de la conductancia es el Siemens.

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.

Está determinada por la tendencia de un material a polarizarse ante la aplicación de un campo eléctrico y de esa forma anular parcialmente el campo interno del material. Está directamente relacionada con la susceptibilidad eléctrica.

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.

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.

Dipolo: es una antena con alimentación central empleada para transmitir o recibir ondas de radiofrecuencia.

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 electro acústico. La Directividad (D) de una antena se define como la relación entre la intensidad de radiación de una antena en la dirección del máximo y la intensidad de radiación de una antena isotrópica que radia con la misma potencia total.

Eficiencia: en microstrip, la eficiencia es la relación entre la ganancia y la directividad de la antena. La eficiencia será más alta cuanto más baja sea la resistencia de pérdidas en relación con la resistencia de radiación. La eficiencia depende de esta relación, así, una antena con 40 ohms de resistencia de radiación y 10 ohms de pérdidas, será tan eficiente como otra que posea 400 ohms de resistencia de radiación y 100 ohms de pérdidas.

Ethernet: Ethernet (también conocido como *estándar IEEE 802.3*) es un estándar de transmisión de datos para redes de área local que se basa en el siguiente principio:

Todos los equipos en una red Ethernet están conectados a la misma línea de comunicación compuesta por cables cilíndricos.

La Ethernet se tomó como base para la redacción del estándar internacional IEEE 802.3 Usualmente se toman Ethernet e IEEE 802.3 como sinónimos. Ambas se diferencian en uno de los campos de la trama de datos. Las tramas Ethernet e IEEE 802.3 pueden coexistir en la misma red.

Fringing Effects: estos efectos aparecen debido a la distribución de los campos en una antena tipo *patch* en los bordes, los mismos que forman líneas de radiación. Dependiendo de la frecuencia de operación así como de los sustratos utilizados para antenas los *fringing effects* se presentan de diferente forma para cada diseño; además debido a éstos efectos la longitud y ancho efectivos de la antena no son de igual valor que las dimensiones físicas.

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.

GPS: sistema de posicionamiento global, es un sistema global de navegación por satélite que permite determinar en todo el mundo la posición de un objeto, una persona, un vehículo o una nave, con una precisión hasta de centímetros (si se utiliza GPS diferencial), aunque lo habitual son unos pocos metros de precisión.

Guía de onda: es cualquier estructura física que guía ondas electromagnéticas, la cual opera en el rango de las frecuencias comúnmente llamadas como microondas (en el orden de GHz). Su construcción es de material metálico por lo que no se puede decir que sea un cable. El ancho de banda es extremadamente grande y es usada principalmente cuando se requiere bajas pérdidas en la señal bajo condiciones de muy alta potencia como el caso desde una antena de microondas a el receptor/transmisor de radio frecuencia.

Hipertermia: se considera hipertermia cuando la temperatura corporal rebasa los 41 °C. En la hipertermia el punto de ajuste hipotalámico no cambia, pero la

temperatura corporal sube superando los mecanismos de regulación de temperatura. Como consecuencia de esto se produce el llamado golpe de calor o insolación.

IE3D: software de simulación que permite obtener resultados representativos del comportamiento de una antena de microlínea, con la ayuda de algunos utilitarios como *LineGauge*, *Mgrid*, *Modua*, entre otros; los mismos que sirven para simular los diferentes parámetros de la antena.

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 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.

Interferencia: es cualquier proceso que altera, modifica o destruye una onda durante su trayecto en el medio en que se propaga. La palabra destrucción, en este caso, debe entenderse en el sentido de que las ondas cambian de forma al unirse con otras; esto es, después de la interferencia normalmente vuelven a ser las mismas ondas con la misma frecuencia. Los fenómenos de interferencia, junto a los de difracción, son los más característicos de las ondas y no están presentes en la dinámica de partículas.

Isotrópico: material que posee las mismas propiedades físicas en todas las direcciones. Se hace referencia a una antena ideal que irradia de la misma manera de forma esférica es decir en todas las direcciones.

Jaula de Faraday: Una jaula de *Faraday* es una caja metálica que protege de los campos eléctricos estáticos, su efecto provoca que el campo electromagnético en el interior de un conductor en equilibrio sea nulo, anulando el efecto de los campos externos. Esto se debe a que, cuando el conductor está sujeto a un campo electromagnético externo, se polariza, de manera que queda cargado positivamente en la dirección en que va el campo electromagnético, y cargado negativamente en el sentido contrario. Puesto que el conductor se ha polarizado, este genera un campo eléctrico igual en magnitud pero opuesto en sentido al campo electromagnético, luego la suma de ambos campos dentro del conductor será igual a 0.

LAN: red de área local, es la interconexión de varias computadoras y periféricos. Su extensión está limitada físicamente a un edificio o a un entorno de 200 metros, con repetidores podría llegar a la distancia de un campo de 1 kilómetro. Su aplicación más extendida es la interconexión de computadoras personales y estaciones de trabajo en oficinas, fábricas, etc.

Lóbulo de radiación: es la forma en que una antena emite la energía que recibe. Dicha energía la podemos transmitir en todas direcciones y en otros casos producir concentraciones en determinadas direcciones logrando en ellas una mayor intensidad de campo, lo que permite así enlaces a mayores distancias.

Longitud de Onda: es la distancia que recorre la onda en el intervalo de tiempo transcurrido entre dos máximos consecutivos.

La letra griega λ (lambda) se utiliza para representar la longitud de onda en ecuaciones. La longitud de onda es inversamente proporcional a la frecuencia de la onda. Una longitud de onda larga corresponde a una frecuencia baja, mientras que una longitud de onda corta corresponde a una frecuencia alta.

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 θ . Se define como el producto entre la constante de fase de la onda y la distancia a la que estamos separados de la carga. En las telecomunicaciones, la longitud eléctrica es cualquiera de: Un medio de la transmisión, su longitud expresada como múltiplo o submúltiplo de la longitud de onda de una señal electromagnética o eléctrica periódica que propaga dentro del medio.

MAN: Redes de Área Metropolitana. Es una versión de mayor tamaño de la red local. Puede ser pública o privada. Una MAN puede soportar tanto voz como datos. Una MAN tiene uno o dos cables y no tiene elementos de intercambio de paquetes o conmutadores, lo cual simplifica bastante el diseño.

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

Microondas: ondas electromagnéticas definidas en un rango de frecuencias determinado; generalmente de entre 300 MHz y 300 GHz. Las microondas pueden ser generadas de varias maneras, generalmente divididas en dos categorías: dispositivos de estado sólido y dispositivos basados en tubos de vacío. Los dispositivos de estado sólido para microondas están basados en semiconductores de silicio o arseniuro de galio, e incluyen transistores de efecto campo (FET), transistores de unión bipolar (BJT), diodos Gunn y diodos IMPATT.

Se han desarrollado versiones especializadas de transistores estándar para altas velocidades que se usan comúnmente en aplicaciones de microondas. Los dispositivos basados en tubos de vacío operan teniendo en cuenta el movimiento

balístico de un electrón en el vacío bajo la influencia de campos eléctricos o magnéticos, entre los que se incluyen el magnetrón, el Klistrón, el TWT y el girotrón.

MIMO: múltiple entrada múltiple salida. Se refiere específicamente a la forma como son manejadas las ondas de transmisión y recepción en antenas para dispositivos inalámbricos como enrutadores. En el formato de transmisión inalámbrica tradicional la señal se ve afectada por reflexiones, lo que ocasiona degradación o corrupción de la misma y por lo tanto pérdida de datos.

MIMO aprovecha fenómenos físicos como la propagación multicamino para incrementar la tasa de transmisión y reducir la tasa de error. En breves palabras MIMO aumenta la eficiencia espectral de un sistema de comunicación inalámbrica por medio de la utilización del dominio espacial.

Multipath: en comunicaciones inalámbricas, *multipath* es la propagación del fenómeno que se traduce en las señales de radio al llegar a la recepción de la antena por dos o más caminos; se produce por algunas causas como son: reflexión ionosférica, refracción y reflexión de los cuerpos de agua y los objetos terrestres como montañas y edificios.

Los efectos de *multipath* incluyen interferencia constructiva y destructiva, y el desplazamiento de fase de la señal.

Nodo: es un punto de conexión entre dos o más elementos de un circuito.

OFDM: multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales, es una multiplexación que consiste en enviar un conjunto de ondas portadoras de diferentes frecuencias, donde cada una transporta información, la cual es modulada en QAM o en PSK.

Omnidireccional: 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.

Ondas Electromagnéticas: 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; es decir, pueden desplazarse por el vacío, donde las ondas electromagnéticas viajan a una velocidad cercana a los 300.000 km/s.

Parámetro S: se utiliza para describir el comportamiento eléctrico de redes eléctricas lineales cuando se someten a varios estímulos de régimen permanente por pequeñas señales. 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.

Patch: parche de microlínea, es el elemento que irradiará la energía en una antena de microlínea es decir es el elemento activo de la antena de microlínea.

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. En el Sistema Internacional sus unidades, se miden en por lo general en Henrios por metro (H/m).

Polarización: es un fenómeno que puede producirse en las ondas electromagnéticas, como la luz, por el cual el campo eléctrico oscila sólo en un plano determinado, denominado plano de polarización. Este plano puede definirse por dos vectores, uno de ellos paralelo a la dirección de propagación de la onda y otro perpendicular a esa misma dirección el cual indica la dirección del campo eléctrico.

PWLAN: representa una oportunidad de negocio tanto para los fabricantes como para aquellas empresas que desarrollan un servicio de acceso a Internet en lugares de uso público.

Reflexión: es el fenómeno físico que explica la incidencia de las ondas contra un material y su curso posterior cuando el material sobre el cual incide no absorbe la onda.

Refracción: es el fenómeno físico que explica la incidencia de las ondas contra un material y su curso posterior cuando el material sobre el cual incide absorbe la onda.

Resonador es cualquier dispositivo o sistema que es capaz de entrar en resonancia o que tiene la capacidad de comportarse de manera resonante, lo cual quiere decir que oscila a unas determinadas frecuencias con una amplitud más grande que a las

otras. Los resonadores se utilizan tanto para generar ondas de frecuencias determinadas o para seleccionar frecuencias específicas de una señal.

Resonancia: es la tendencia de un sistema que oscila con mayor amplitud en algunas frecuencias que en otras. Estos son conocidos como frecuencias de resonancia del sistema. La resonancia se produce cuando un sistema es capaz de almacenar y transferir fácilmente la energía entre dos o más modos de almacenamiento diferente (como la energía cinética y energía potencial en el caso de un péndulo).

Susceptancia: es una expresión de la facilidad con que la corriente alterna (CA) pasa a través de una capacitancia o inductancia. La inversa de admisión es la reactancia y la parte real de ingreso es la conductancia. En el Sistema Internacional de unidades, susceptancia se mide en siemens.

Stripline: es un tipo de línea de transmisión para modos TEM (Transversal Electro-Magnéticos) utilizada en electrónica de comunicación.

Sustrato: es un 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 de desadaptación entre la impedancia del transmisor y de la antena. Se define como la razón de la magnitud del voltaje máximo en la línea a la magnitud del voltaje mínimo en la línea. A mayor VSWR se produce una peor adaptación; mientras que cuando el VSWR es igual a 1 se da una adaptación perfecta.

WAN: Redes de Amplia Cobertura. Son redes que cubren una amplia región geográfica, a menudo un país o un continente. Este tipo de redes contiene máquinas que ejecutan programas de usuario llamadas hosts o sistemas finales (*end system*). Los sistemas finales están conectados a una subred de comunicaciones. La función de la subred es transportar los mensajes de un host a otro.

Wi-Fi: una de las tecnologías de comunicación inalámbrica mediante ondas, 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 relacionados a redes inalámbricas de área local. En la actualidad podemos encontrar dos tipos de comunicación Wi-Fi:

- 802.11b, que emite a 11 Mb/seg, y
- 802.11g, más rápida, a 54 MB/seg.

De hecho, son su velocidad y alcance (unos 100-150 metros en *hardware* asequible) lo convierten en una fórmula perfecta para el acceso a internet sin cables.

WiMAX: es una norma de transmisión de datos que utiliza las ondas de radio en las frecuencias de 2,5 a 3,5 GHz La tecnología WiMAX será la base de las Redes Metropolitanas de acceso a Internet, servirá de apoyo para facilitar las conexiones en zonas rurales, y se utilizará en el mundo empresarial para implementar las comunicaciones internas.

Wireless: Se denomina *Wireless* a las comunicaciones inalámbricas, en las que se utilizan modulación de ondas electromagnéticas, radiaciones o medios ópticos. Estás

se propagan por el espacio vacío sin medio físico que comunique cada uno de los extremos de la transmisión.

WLAN: (*Wireless Local Area Network*), es un sistema de comunicación de datos inalámbrico flexible, muy utilizado como alternativa a las redes LAN cableadas o como extensión de éstas. Utiliza tecnología de radiofrecuencia que permite mayor movilidad a los usuarios al minimizar las conexiones cableadas. Las WLAN van adquiriendo importancia en muchos campos, como almacenes o para manufactura, en los que se transmite la información en tiempo real a una terminal central. También son muy populares en los hogares para compartir el acceso a Internet entre varias computadoras.

WMAN: se basan en el estándar *IEEE 802.16*. Los bucles locales inalámbricos ofrecen una velocidad total efectiva de 1 a 10 Mbps, con un alcance de 4 a 10 kilómetros, algo muy útil para compañías de telecomunicaciones.

INTRODUCCION

Una antena es un dispositivo diseñado con el objetivo de emitir o recibir ondas electromagnéticas hacia el espacio libre. Una antena transmisora transforma voltajes en ondas electromagnéticas, y una receptora realiza la función inversa.

Existe una gran diversidad de tipos de antenas, dependiendo del uso a que van a ser destinadas y sus características dependen de la relación entre sus dimensiones y la longitud de onda de la señal de radiofrecuencia transmitida o recibida. Si las dimensiones de la antena son mucho más pequeñas que la longitud de onda las antenas se denominan elementales o de microlínea tienen dimensiones del orden de media longitud de onda se llaman resonantes, y si su tamaño es mucho mayor que la longitud de onda son directivas.

En este trabajo se realizará el diseño, construcción y pruebas de una antena tipo *patch* a una frecuencia de resonancia de 5,4 GHz, mediante la tecnología *microstrip*. Su fabricación es sencilla, económica y de peso ligero, características de gran importancia que motivaron al desarrollo de este proyecto.

Se efectúa en el presente proyecto un estudio de conceptos de antenas, al igual que las características del sustrato, constante dieléctrica, espesor y tangente de

pérdidas y los parámetros como: Parámetro S, VSWR, Ancho de Banda, Ganancia, Patrón de Radiación y frecuencia de Resonancia.

Se efectúa el análisis del software de simulación que permita definir las características y los diferentes parámetros que son necesarios para la construcción de las mismas. En este proyecto se utilizó el software IE3D, debido a la facilidad de manejo, precisión de resultados;

Para la construcción de las antenas de prueba, se analiza y diseña los parámetros y características principales como: frecuencia de resonancia, ganancia, VSWR, pérdida de retorno, impedancia característica, ancho de banda y patrón de radiación.

Para la verificación del funcionamiento, se realizan las pruebas en dos ambientes diferentes: espacio exterior y cámara anecoica, para lo cual se utiliza un Analizador Vectorial *Anritsu S362E* y el Generador Vectorial de Señales *ANRITSU MG3700A*. Se comprueba el funcionamiento de la cámara anecoica a 5,4 GHz, la misma que a pesar de estar diseñada para un rango de frecuencia de hasta 3 GHz cumple con el requerimiento común de reflectividad en un rango de -30 dB a -40 dB para una frecuencia de 5.4 GHz.

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

1.1 APLICACIONES DE ENLACES INALÁMBRICOS PARA LA BANDA DE 5.4 GHZ

1.1.1 Enlaces Inalámbricos

Los enlaces inalámbricos se utilizan para la conexión de nodos sin necesidad de una conexión física o cables, ésta se da por medio de ondas electromagnéticas. Los enlaces inalámbricos sirven para aplicaciones fijas y móviles, para cubrir grandes distancias y para entornos que no admiten cableado.

Una de las principales ventajas de una red inalámbrica es notablemente en los costos, ya que se elimina todo el cable Ethernet y conexiones físicas entre nodos, pero también tiene una desventaja considerable ya que para este tipo de red se debe tener una seguridad mucho más exigente y robusta ya que entre sus limitaciones se tiene una alta tasa de errores (interferencias, *multipath*, etc.), incapacidad de detectar colisiones por parte del emisor y demoras en dispositivos en cambio emisión/recepción.

Existen diversos tipos de redes inalámbricas clasificados según su cobertura como se muestra en la Figura.1.1.

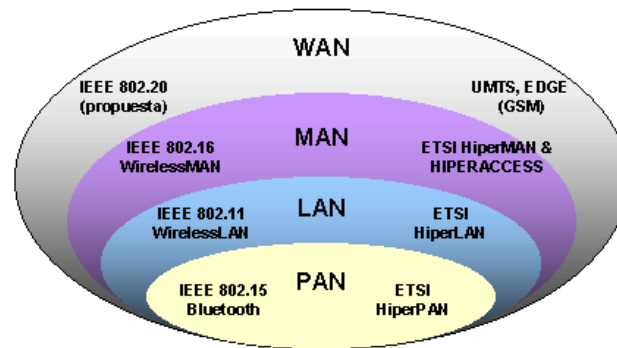


Figura. 1.1. Posicionamiento de estándares inalámbricos

Para conocer las aplicaciones de enlaces inalámbricos para la banda de 5.4 GHz analizaremos el estándar IEEE 802.11 que fue el primer estándar WLAN y el estándar IEEE 802.16, para WMAN. [1].

1.1.2 Estándar IEEE 802.11

Los estándares del IEEE no se configuran nunca de manera cerrada, es decir que se van mejorando mientras es posible, por eso a lo largo del tiempo van apareciendo nuevos sub estándares que implementan mejoras o variantes sobre algún aspecto. La nomenclatura que se sigue en estos casos consiste a ir añadiendo letras minúsculas detrás del número 802.11, que es el del estándar principal.

En cuanto a velocidad de transmisión de datos y de banda de frecuencia de uso, que de hecho son los dos parámetros principales del sistema, se han definido hasta ahora los sub-estándares siguientes:



Figura. 1.2. Clasificación del estándar IEEE 802.11

1.1.2. Estándar Wi-Fi N ó 802.11n

Este estándar es compatible con dispositivos basados en todas las ediciones anteriores de Wi-Fi, además es conveniente que trabaje en la banda de 5 GHz ya que ésta es menos congestionada.

El objetivo del nuevo estándar 802.11n es mejorar el alcance y sobre todo la anchura de lado de las redes Wi-Fi, de manera que sea comparable a las redes de

área local fijas, la velocidad real de transmisión podría llegar a los 600 Mbps, y debería ser hasta 10 veces más rápida que una red bajo los estándares 802.11a y 802.11g y 40 veces más rápida que una red bajo el estándar 802.11b. [2]

La solución utilizada en 802.11n consiste en aprovechar la desventaja de los sistemas sin hilos: las interferencias provocadas por las reflexiones de la señal en paredes, edificios, etc., que hacen que lleguen diversas copias de la misma señal ligeramente distorsionadas y retrasadas en el receptor. La gran innovación del 802.11n es el uso de más de una antena en cada punto de acceso y en cada terminal, de manera que se puedan aprovechar los "rebotes" y combinarlos para obtener una mejor señal. Al mismo tiempo, se puede enviar más de una señal a la vez.

Combinando ambos efectos se consigue una transmisión más eficaz y más robusta, y en definitiva, más anchura de lado para el usuario. Esta técnica se llama MIMO (*Multiple-input, Multiple-output*). [3]

1.1.3 Aplicaciones Wi-Fi

Wi-Fi ofrece toda una gama de aplicaciones que pueden extenderse a prácticamente todas las áreas.

A continuación se muestra en la Figura.1.3 los ámbitos de aplicación de la tecnología Wi-Fi.

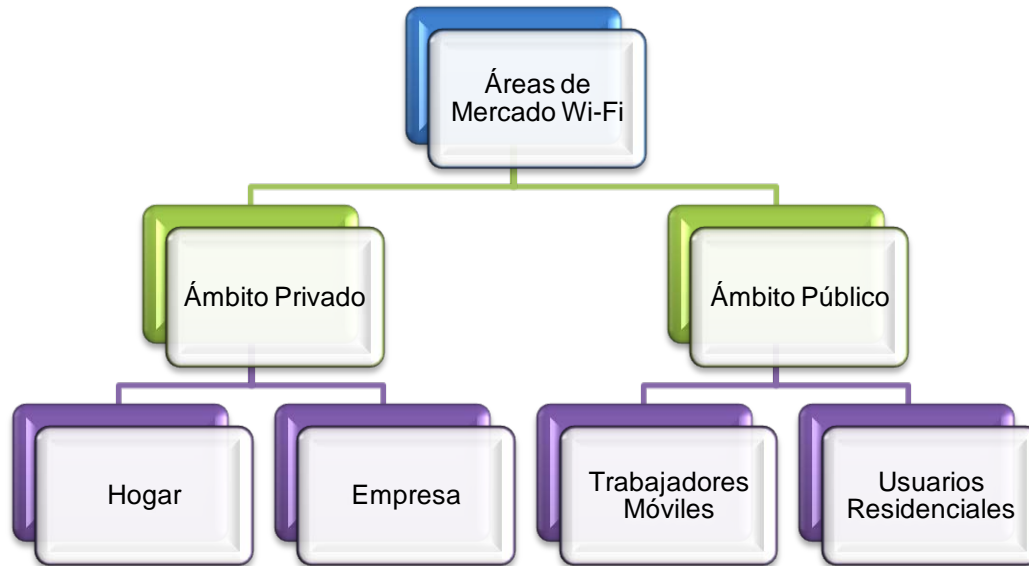


Figura. 1.3. Ámbitos de aplicación de la tecnología Wi-Fi

Como se indica, el desarrollo inicial del Wi-Fi fue pensado para su aplicación como LAN inalámbrica dentro de un ámbito privado, para hogares y empresas. El desarrollo posterior ha abierto expectativas en cuanto a la aplicación en entornos públicos.

1.1.3. Ámbito Privado

En este ámbito Wi-Fi se desarrolla en dos áreas; en el hogar, como una alternativa para el *Home Networking*, es decir su utilización permite la interconexión de diferentes dispositivos de forma inalámbrica bajo un mismo estándar y de una forma sencilla y económica, y en la empresa, como una solución de *Office Networking*, brindando: movilidad de equipos, ausencia de cableado, libertad en los cambios organizativos y acceso a la red independientemente del puesto de trabajo.

1.1.3. Ámbito Público

La aparición de los PWLAN (*Public Wireless Local Area Network*) representa una oportunidad de negocio tanto para los fabricantes como para aquellas empresas que desarrollan un servicio de acceso a Internet en lugares de uso público. En este sentido nos encontramos con las opiniones de aquellos que piensan que este nuevo negocio tendrá un enorme éxito, sobre la base de que los denominados “*mobile workers*” tienen una gran necesidad de comunicaciones en banda ancha y acceso a Internet y son usuarios capaces de pagar cualquier precio. Otros opinan que Wi-Fi se desplegará de forma masiva en cafeterías y restaurantes y que pronto veremos a los jóvenes navegando con sus PDAs Wi-Fi., Desarrollense la tecnología Wi-Fi en diversas áreas como son: en el teletrabajo, hoteles, en el área de seguridad, en la universidad e incluso en el ámbito hospitalario. [4].

1.1.4 Estándar IEEE 802.16

Este estándar caracteriza a la tecnología WiMAX, como el WiMAX es un estándar más reciente que el Wi-Fi, el número y la complejidad de los estándares es menor que en el caso precedente. Actualmente sólo hay dos estándares a tener en cuenta:

802.16d-2004	<ul style="list-style-type: none">• opera en la banda de 3.5 GHz y 5.8 GHz• WiMAX Fija
802.16e-2005	<ul style="list-style-type: none">• opera en la banda de 2.3 GHz y 2.5 GHz• WiMAX Móvil

Figura. 1.4. Clasificación del estándar IEEE 802.16

La gran diferencia entre WiMAX Fija y WiMAX Móvil, es que, con esta última, una conexión establecida con un equipo base se mantendrá cuando se salga del alcance de una base y se pase a otra. Similar a una comunicación celular.

Los perfiles del equipamiento que existen actualmente en el mercado; compatibles con WiMAX, son exclusivamente para las frecuencias de 2,5 y 3,5 GHz

Existe otro tipo de equipamiento (no estándar) que utiliza frecuencia libre de licencia de 5,4 GHz, todos ellos para acceso fijo.

1.1.4. Estándar IEEE 802.16d

Provee enlaces entre equipos fijos, es decir, un típico enlace de radio (microonda), pero a velocidades y anchos de banda superiores a enlaces tradicionales.

Utiliza frecuencias más bajas, lo cual permite funcionar sin visión directa y usar bandas sin licencia (2,4 y 5 GHz). Además usa técnicas de modulación más robustas que mejoran la inmunidad frente a interferencias, utiliza una modulación conocida como OFDM, que permite un uso más eficiente del espectro y por lo tanto permite extraer más velocidad de la misma anchura de lado. [5]

1.1.5 Aplicaciones WiMAX

WiMAX extiende el alcance de Wi-Fi y provee una seria alternativa o complemento a las redes.

Otra de sus aplicaciones encaja en ofrecer servicios a zonas rurales de difícil acceso, a las que no llegan las redes cableadas. Es una tecnología muy adecuada para establecer radioenlaces, dado su gran alcance y alta capacidad, a un costo muy competitivo frente a otras alternativas.

Los primeros productos serán unidades exteriores que funcionarán en aplicaciones con o sin línea de vista entre equipos, ofreciendo limitados anchos de banda y sin movilidad.

En este primer momento se contará con las mismas prestaciones de un acceso básico a Internet.

La segunda generación será para interiores, con módems auto instalables similares a los módems de cable o DSL.

En ese momento, las redes WiMAX ofrecerán movilidad para que los clientes lleven su computadora portátil o MODEM WiMAX a cualquier parte con cobertura. [6]

1.2 CÁMARA ANECOICA

1.2.1 Conceptos y Definiciones

Es una sala aislada del exterior y consta de unas paredes recubiertas con cuñas en forma de pirámide con la base apoyada sobre la pared, especialmente diseñada para absorber el sonido que incide sobre las paredes y las señales EM, el suelo y el techo de la misma cámara, anulando los efectos de eco y reflexión del sonido [7], como se ilustra en la Figura. 1.5.



Figura. 1.5. Cámara Anecoica

La cámara anecoica consta de dos partes fundamentales:

- La Jaula de Faraday
- Materiales absorbentes de ondas electromagnéticas

La jaula de Faraday es una estructura cerrada, formada por cubiertas metálicas o por un enrejado de mallas apretadas, con la que se consigue una atenuación de los campos incidentes, como se puede observar en Figura. 1.6.

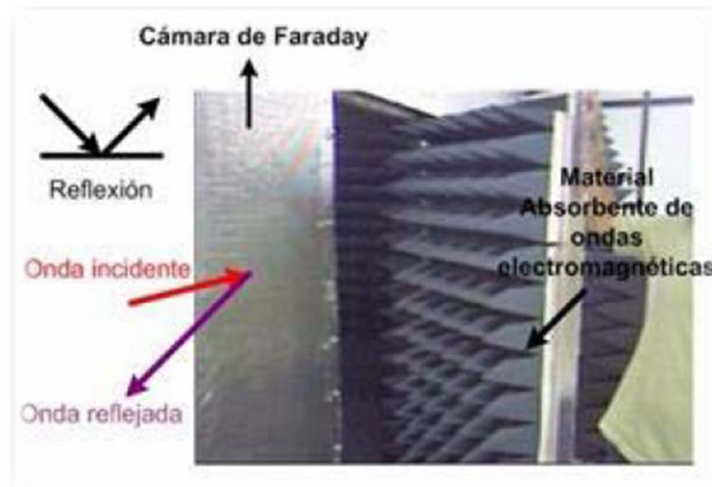


Figura. 1.6. Jaula de Faraday

Los materiales absorbentes tienen como función hacer transparentes las paredes de la cámara a los campos electromagnéticos, éstos pueden ser de tipo ferrita, con mejores coeficientes de reflectividad a bajas frecuencias entre 30 a 1000 MHz o tipo piramidal, con mejores reflectividades a altas frecuencias entre 1 a 40GHz.

Las cámaras anecoicas son empleadas para estudiar las reacciones humanas al silencio absoluto. [8]

1.3 TEORÍA DE ANTENAS

1.3.1 Historia

Las teorías de las antenas surgen a partir de los desarrollos matemáticos de James C. Maxwell, en 1854, corroborados por los experimentos de Heinrich R. Hertz, en 1887, y los primeros sistemas de radiocomunicaciones de Guglielmo Marconi en 1987.

En 1939 A. D. Blumlein patentó un cilindro ranurado excitado por una espira, o bien mediante la conexión directa de una línea bifilar a los extremos de la ranura. La polarización era perpendicular a la dimensión mayor de la ranura. Se propuso una agrupación lineal de ranuras. También se descubrieron los efectos de la carga inductiva serie y capacitiva paralelo.

Desde la invención de Marconi, hasta los años 40, la tecnología de las antenas se centró en elementos radiantes de hilo, a frecuencias hasta UHF. Inicialmente se utilizaban frecuencias de transmisión entre 50 y 100 KHz, por lo que las antenas eran pequeñas comparadas con la longitud de onda. Tras el descubrimiento del tríodo (válvula termoiónica de tres electrodos) por De Forest, se pudo empezar a trabajar a frecuencias entre 100KHz y algunos MHz, con tamaño de antenas comparables a la longitud de onda.

Marconi construyó un enlace de 25 Km, a la frecuencia de 600 MHz entre el Vaticano y Castelgandolfo con antenas parabólicas con alimentadores coaxiales.

Desde el punto de vista teórico destaca el análisis de las antenas cilíndricas realizado por King en 1937 y Hallen en 1938. La formulación integral propuesta se sigue utilizando en la actualidad.

Durante la segunda guerra mundial hubo un considerable esfuerzo de desarrollo de antenas de microondas, para aplicación a los sistemas de radar.

Por fin se pudieron usar los reflectores, lentes, bocinas, que ya se habían diseñado a finales del siglo XIX, para demostrar las teorías de Maxwell. El período de la postguerra destaca por los desarrollos en las ranuras, espiras y dipolos.

John D. Kraus descubrió en 1946, en la Universidad de Ohio State, la antena hélice. Se aplicó a la construcción de un radiotelescopio en 1951. La banda de funcionamiento era de 200 a 300 MHz

Uno de los avances más significativos de la época lo constituyó el desarrollo de las antenas independientes de la frecuencia y de banda ancha. Rumsey estableció que la impedancia y diagrama de una antena serán independientes de la frecuencia si la antena está definida solamente por ángulos. John D. Dyson construyó una antena espiral plana y posteriormente una cónica.

En la universidad de Illinois Raymond DuHamenl y Dwight Isbell crearon un nuevo tipo de antena con características logo periódicas. En 1960 D. Isbell construyó el primer arreglo logo periódico de dipolos. En 1961 Carrel sistematizó los cálculos de dichas antenas.

En las décadas de 1960 a 1980 los avances en arquitectura y tecnología de computadores tuvieron un gran impacto en el desarrollo de la moderna teoría de antenas. En el pasado las antenas eran una parte secundaria en el diseño de un sistema, en la actualidad juegan un papel crítico.

Asimismo en la primera mitad del siglo XX se utilizaban métodos de prueba y error, mientras que en la actualidad se consigue pasar del diseño teórico al prototipo final sin necesidad de pruebas intermedias. [9-11]

1.3.2 Definición de Antena

Una antena es un dispositivo cuya misión es difundir y/o recoger ondas radioeléctricas. Las antenas convierten las señales eléctricas en ondas electromagnéticas viajando por el espacio libre y viceversa.

Existen antenas de distintos tipos, pero todas ellas cumplen la misma misión: servir de emisor-receptor de una señal de radio. Cuando la comunicación fluye en ambas direcciones, se denomina bidireccional. Si dicha comunicación no se efectúa simultáneamente, sino alternativamente, se denomina comunicación semidúplex.

La función de las antenas es facilitar que las señales electromagnéticas que viajan dentro de la guía de onda se escapen hacia el espacio libre con la mayor eficiencia posible. Podemos ver la antena como un acoplador o adaptador entre el medio de propagación limitado de la guía de onda y el espacio libre.

Una antena transmisora es la que se conecta a la salida de un transmisor para distribuir al espacio la señal de la radiofrecuencia generada mientras que una antena receptora es un componente destinado a la captación de las ondas electromagnéticas procedentes de una antena transmisora más o menos lejana.

En ambos casos, el principio de funcionamiento es el mismo. A pesar de esa reciprocidad de empleo, las antenas transmisoras se construyen con una estructura algo diferente de las receptoras. Esto se debe a los motivos que a continuación se indican y son comprensibles fácilmente.

En primer lugar las antenas emisoras al recibir toda la potencia que suministra el transmisor deben realizarse de modo que toleren fuertes corrientes y tensiones. Por el contrario, esta condición no es necesaria para las antenas receptoras que solo son atravesadas por señales muy débiles determinadas por los campos magnéticos presentes en el espacio y generados, muchas veces a grandes distancias.

En segundo lugar, los transmisores suelen funcionar a una sola frecuencia, por lo tanto, las dimensiones de sus antenas se calculan expresamente y con precisión para obtener el máximo rendimiento a la frecuencia de emisión. En cambio, los receptores deben captar señales dentro de una amplia gama de frecuencias, por lo que las antenas de recepción no se prevén, salvo excepciones, para una frecuencia concreta, sino de manera que proporcionen un buen rendimiento sobre una amplia gama.

1.3.3 Tipos de Antenas

Existen varios tipos de antenas las cuales se pueden clasificar tomando en cuenta algunos parámetros de interés, como son los que se muestran en la Figura 1.7:

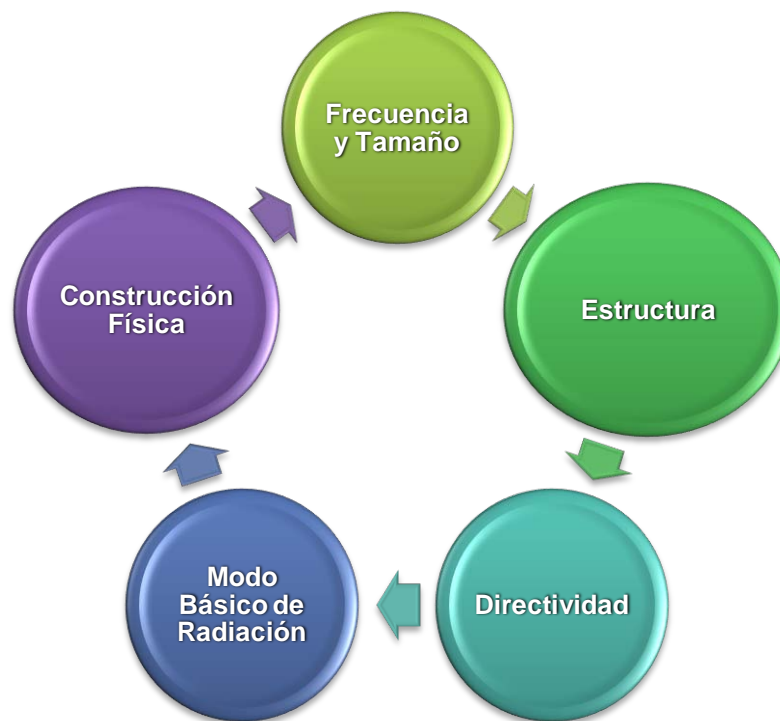


Figura. 1.7. Parámetros de interés para la clasificación de las antenas

- **Tipos de Antenas por Frecuencia y Tamaño**

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:

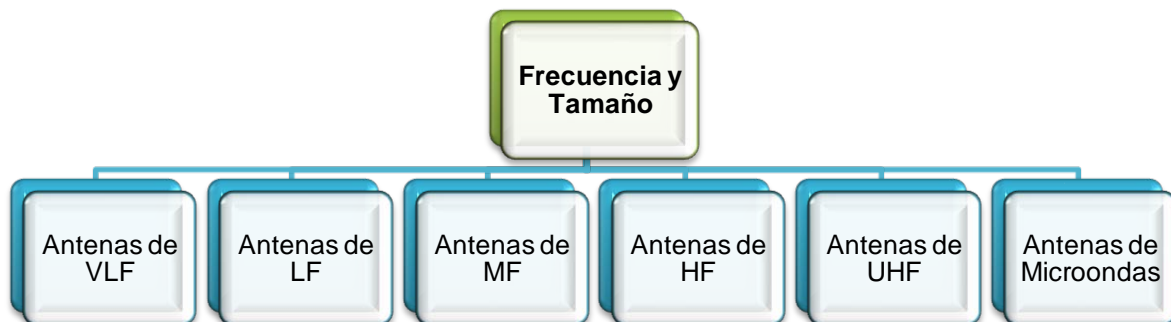


Figura. 1.8. Tipos de antenas por frecuencia y tamaño

Las antenas utilizadas para HF 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 la frecuencia de 5 GHz, las cuales tienen una longitud de onda de 6cm.

- **Tipos de Antenas por Estructura**

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



Figura. 1.9. Tipos de antenas por estructura

❖ Antenas de Hilo

Las antenas de hilo son antenas cuyos elementos radiantes son conductores de hilo. Las dimensiones suelen ser como máximo de una longitud de onda.

Se utilizan extensamente en las bandas de MF, HF, VHF y UHF. Se pueden encontrar agrupaciones de antenas de hilo, por ejemplo:

- Hilos Rectos: dipolos, monopolos, rombos, tipo V.

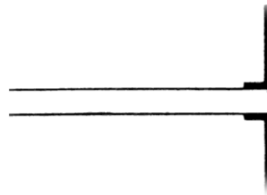


Figura. 1.10. Antenas de hilo: dipolo

- Espirales: compuesta de al menos una espira de un conductor

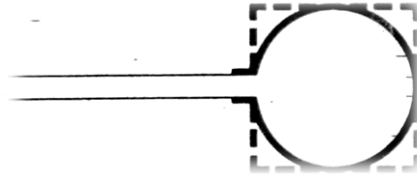


Figura. 1.11. Antenas de hilo: circular

- Hélices: se usa principalmente en VHF y UHF

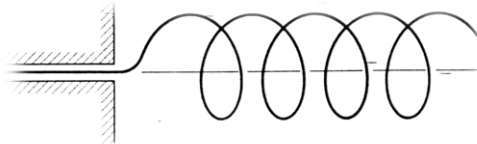


Figura. 1.12. Antenas de hilo: hélice

❖ **Antenas de Apertura**

Las antenas de apertura son aquellas que utilizan superficies o aperturas para direccionar el haz electromagnético de forma que concentran la emisión y recepción de su sistema radiante en una dirección.

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. Hay varios tipos de antenas de apertura como son:

- Bocinas: el área de la sección se va incrementando progresivamente hasta un extremo abierto.

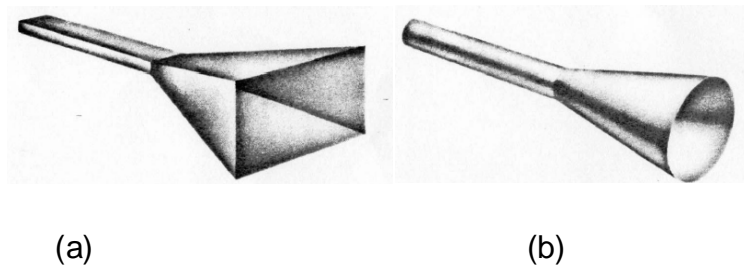


Figura. 1.13. Antenas de apertura: (a) bocina piramidal, (b) bocina cónica

- Aperturas sobre planos y ranuras sobre planos conductores.
- Antenas de guías de onda.

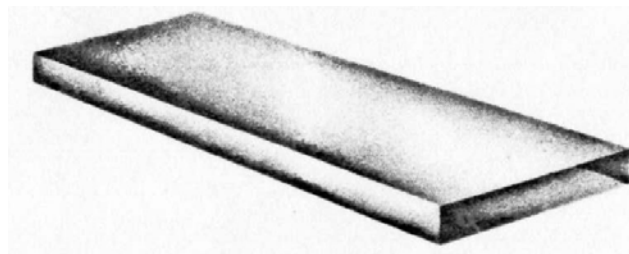


Figura. 1.14. Antenas de apertura: guía de onda

❖ **Arreglo de Antenas**

Los arreglos de antenas están formados por un conjunto de dos o más antenas idénticas distribuidas y ordenadas de tal forma que en su conjunto se comportan como una única antena con un diagrama de radiación propio.

La característica principal de los arreglos de antenas es que su diagrama de radiación es modificable, pudiendo adaptarlo a diferentes aplicaciones/necesidades. Esto se consigue controlando de manera individual la amplitud y fase de la señal que alimenta a cada uno de los elementos del arreglo.

Atendiendo a la distribución de las antenas que componen un arreglo podemos hacer la siguiente clasificación:

- Arreglos lineales: Los elementos están dispuestos sobre una línea.
- Arreglos Planos: Los elementos están dispuestos bidimensionalmente sobre un plano.
- Arreglos conformados: Los elementos están dispuestos sobre una superficie curva.

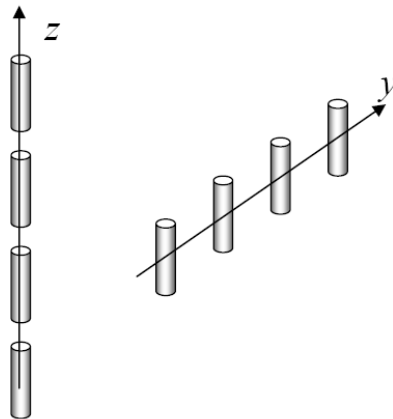


Figura. 1.15. Arreglo de antenas

- **Tipos de Antenas por la Directividad**

Las antenas según su directividad se clasifican en:



Figura. 1.16. Tipos de antenas por la directividad

❖ Omnidireccionales

Definimos una antena omnidireccional como aquella que es capaz de radiar energía prácticamente en todas direcciones.

Si analizamos esta antena veremos que en los planos verticales (x, z) e (y, z) la cantidad de energía radiada es exactamente la misma en todas las direcciones. Tenemos lo mismo para el plano horizontal (x, y) . Esto nos indica que esta antena podrá enviar o recibir señal con las mismas condiciones esté en la posición que esté. Esta antena recibe el nombre de antena isotrópica.

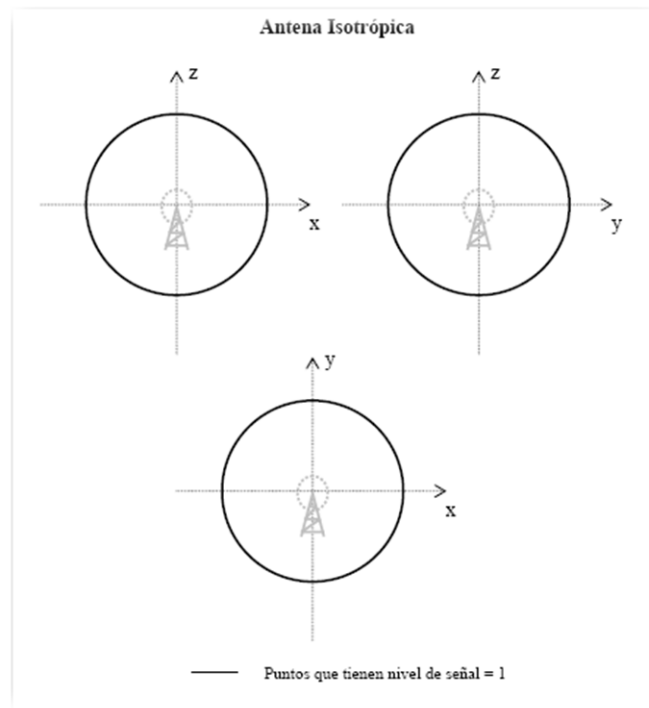


Figura. 1.17. Diagrama de radiación de la antena isotrópica

- **Antenas omnidireccionales reales**

El uso habitual hace que una antena omnidireccional no emita exactamente en todas direcciones, sino que tiene una zona donde irradia energía por igual.

Por ejemplo no nos puede interesar emitir o recibir señal de la parte que está exactamente encima de la antena.

Imaginémonos la antena de radio del coche: difícilmente tendremos la fuente de señal exactamente encima de la antena, así que favorecemos la emisión o recepción en otras direcciones, como puede ser el plano horizontal, en detrimento de otras.

Debemos tener en cuenta también que en el plano horizontal el comportamiento es totalmente omnidireccional.

En el siguiente esquema podemos observar este comportamiento, fijémonos que la cantidad de señal enviada en dirección z es 0, en cambio la que se envía en las direcciones x e y es máxima, y entre los dos límites hay una graduación.

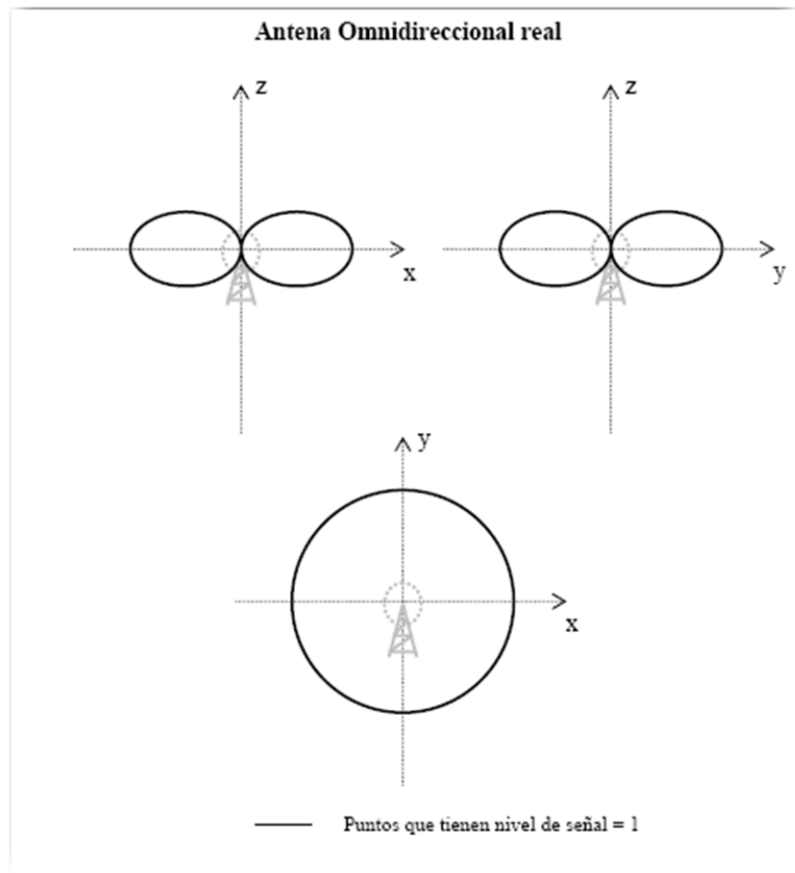


Figura. 1.18. Diagrama de radiación de una antena omnidireccional real

❖ **Direccionales**

Las antenas direccionales son aquellas que han sido concebidas y construidas para favorecer que la mayor parte de la energía sea radiada en una dirección en concreto. Puede darse el caso en que se desee emitir en varias direcciones, pero siempre estaremos hablando de un número de direcciones determinado donde se encontrarán el lóbulo principal y los secundarios.

- **Antena direccional normal**

Con las antenas direccionales descubrimos el término de lóbulo principal, se trata de la dirección donde se proyectará la mayor parte de la energía.

Como es imposible hacer una antena que radie en una sola dirección nos interesará saber qué rango de direcciones recibirá el mayor porcentaje de energía. Nos interesará que el lóbulo principal sea lo más estrecho posible, así ganamos en direccionalidad, pero esto repercute directamente en el coste económico de la antena.

También se tendrá, debido a que se trabaja en un medio físico no ideal, un número determinado de lóbulos secundarios.

Estos lóbulos proyectarán energía en direcciones que no son la deseada, o en caso de recepción nos captarán señales que no provienen directamente de nuestra fuente, captando ecos y reflexiones o interferencias de otras fuentes.

Nos interesa una relación entre el lóbulo principal y los secundarios lo más grande posible.

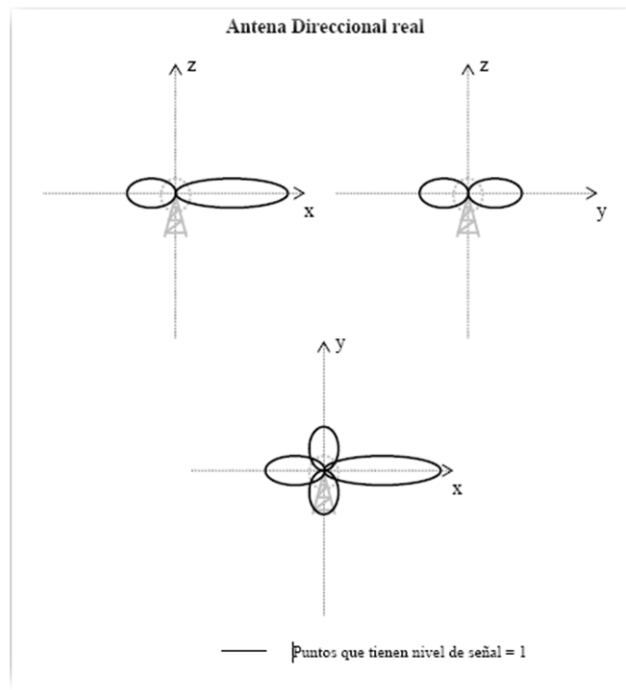


Figura. 1.19. Diagrama de radiación de una antena direccional real

Otra de las finalidades de las antenas direccionales es la confidencialidad. Si se difunde la información en todas se corre peligro de que nuestros datos confidenciales puedan ser captados por alguien que no sea de interés.

Otra aplicación importante es para evitar la saturación de frecuencias, ya que si se usa una frecuencia en un camino muy recto entre dos antenas direccionales lo que se consigue es dejar el resto de espacio disponible para usar esa misma frecuencia.

- **Antena Direccional parabólica**

Un caso especial dentro de las antenas direccionales son las antenas parabólicas. Su topología las hace muy adecuadas para una gran direccionalidad y para evitar la debilitación de la señal en la distancia.

Usando un reflector con forma parabólica se consigue que la señal que se radia de forma radial pase a ser una onda plana, así desaparece la dispersión de la energía en la distancia. El esquema nos muestra cómo se consigue este efecto:

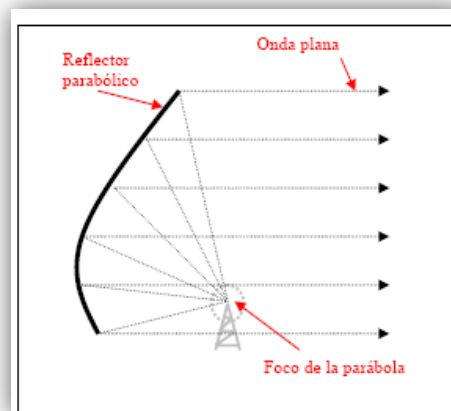


Figura. 1.20. Antena parabólica

- **Tipos de Antenas por el Modo Básico de Radiación**

Las antenas según estas características pueden dividirse en los siguientes grupos:

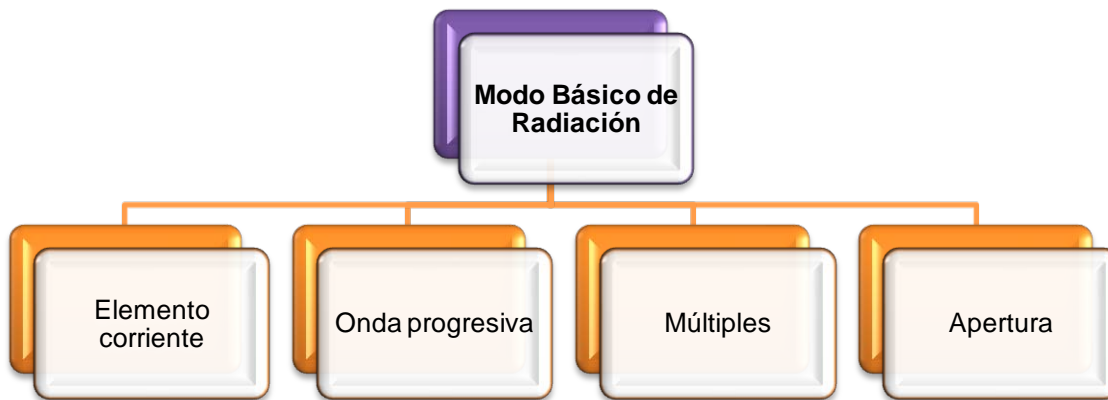


Figura. 1.21. Tipos de antenas por el modo básico de radiación

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.

- **Tipos de Antenas por su Construcción Física**

Las antenas pueden construirse de muchas formas diferentes, desde simples mallas, platos parabólicos, o latas de café.

Esta clasificación es desde un punto de vista práctico: una catalogación de las antenas desde el punto de vista de sus prestaciones y tecnología, casos de uso concretos y discusiones acerca de los parámetros de ingeniería que ayuden al entendimiento de su funcionamiento. [12]

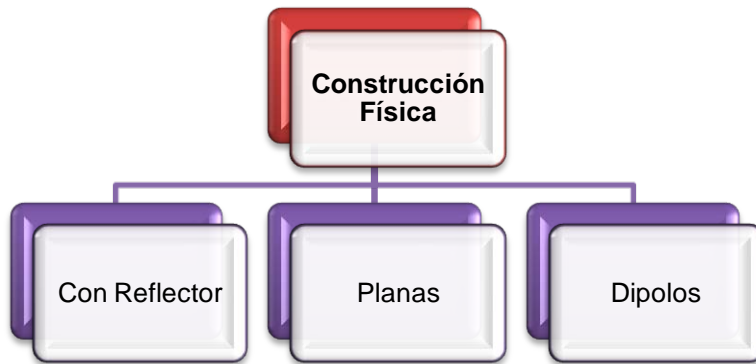


Figura. 1.22. Tipos de antenas por construcción física

1.4 PARÁMETROS

1.4.1 Densidad de Potencia Radiada

La densidad de potencia radiada se define como la potencia por unidad de superficie en una determinada dirección, como se muestra en la Figura 1.23.

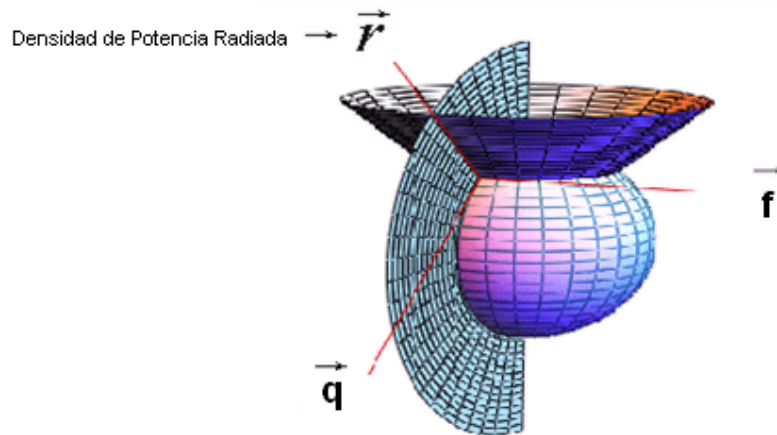


Figura. 1.23. Densidad de potencia radiada

Las unidades son vatios por metro cuadrado. Se puede calcular a partir de los valores eficaces de los campos como.

$$P(q, f) = \text{Re}(E H^*)$$

ECUACIÓN 1.1

La relación entre el módulo del campo eléctrico y el módulo del campo magnético es la impedancia característica del medio.

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

ECUACIÓN 1.2

Por lo tanto, la densidad de potencia radiada también se puede calcular a partir de las dos componentes del campo eléctrico.

$$\vec{P}(q, f) = \frac{E_q^2 + E_f^2}{\eta} \quad \text{ECUACIÓN 1.3}$$

La potencia total radiada se puede obtener como la integral de la densidad de potencia en una esfera que encierre a la antena.

$$W_r = \iint \vec{P}(q, f) \cdot \vec{ds} \quad \text{ECUACIÓN 1.4}$$

La intensidad de radiación es la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una determinada dirección. Las unidades son vatios por estereoradián. Dicho parámetro es independiente de la distancia a la que se encuentre la antena emisora.

La relación entre la intensidad de radiación y la densidad de potencia radiada es.

$$K(q, f) = P(q, f)r^2 \quad \text{ECUACIÓN 1.5}$$

La potencia total radiada se puede calcular integrando la intensidad de radiación en todas las direcciones del espacio. [13]

$$W_r = \iint K(q, f)d\Omega = \iint K(q, f) \sin q dqdf \quad \text{ECUACIÓN 1.6}$$

1.4.2 Directividad

La Directividad de una antena se define como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección, a una distancia, y la densidad de potencia que radiaría a la misma distancia una antena isotrópica, a igualdad de potencia total radiada.

$$D(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{\frac{W_t}{4\pi r^2}} \quad \text{ECUACIÓN 1.7}$$

Si no se especifica la dirección angular, se sobreentiende que la directividad se refiere a la dirección de máxima radiación.

$$D(\theta, \phi) = \frac{P_{max}}{\frac{W_t}{4\pi r^2}} \quad \text{ECUACIÓN 1.8}$$

La directividad se puede obtener en general a partir del diagrama de radiación de la antena en el cual uno de los parámetros más importantes es la dirección de apuntamiento, que es la de máxima radiación (Directividad), como se muestra en la Figura 1.24.

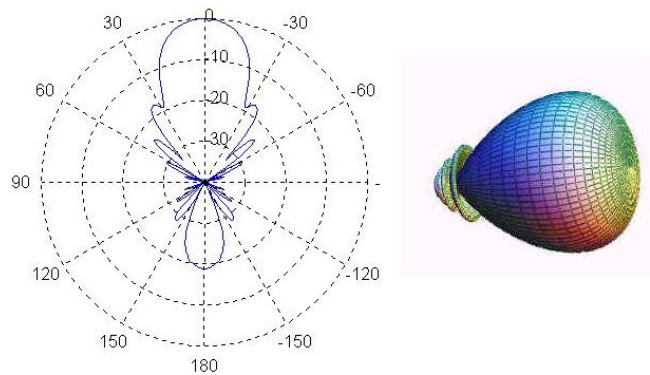


Figura 1.24. Diagrama de radiación de la antena

Para encontrar la directividad se utiliza la ecuación 1.9

$$D = \frac{P_{max}}{\frac{\iint P(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi}{4\pi r^2}} \quad \text{ECUACIÓN 1.9}$$

Simplificando términos, resulta:

$$D = \frac{4\pi}{\frac{\iint \frac{P(\theta, \phi)}{P_{max}} \sin(\theta) d\theta d\phi}{\Omega_e}} = \frac{4\pi}{\Omega_e} \quad \text{ECUACIÓN 1.10}$$

Ω_e Se define como el ángulo sólido equivalente.

Para antenas directivas, con un solo lóbulo principal y lóbulos secundarios de nivel despreciable, se puede obtener una directividad aproximada considerando que se produce radiación uniforme en el ángulo sólido definido a partir de los anchos de haz a -3dB en los dos planos principales del diagrama de radiación. [14]

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_e} = \frac{4\pi}{\theta_1\theta_2} \quad \text{ECUACIÓN 1.11}$$

1.4.3 Ganancia

La ganancia de una antena se define como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección y la densidad de potencia que radiaría una antena isotrópica, a igualdad de distancias y potencias entregadas a la antena.

$$G(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{\frac{W_e}{4\pi r^2}} \quad \text{ECUACIÓN 1.12}$$

Si no se especifica la dirección angular, se sobreentiende que la ganancia se refiere a la dirección de máxima radiación.

$$G(\theta, \phi) = \frac{P_{max}}{\frac{W_e}{4\pi r^2}} \quad \text{ECUACIÓN 1.13}$$

En la definición de Directividad se habla de potencia radiada por la antena, mientras que en la definición de ganancia se habla de potencia entregada a la antena. La diferencia entre ambas potencias es la potencia disipada por la antena, debida a pérdidas óhmicas.

La eficiencia se puede definir como la relación entre la potencia radiada por una antena y la potencia entregada a la misma. La eficiencia es un número comprendido entre 0 y 1.

La relación entre la ganancia y la directividad es la eficiencia.

$$G(q, f) = G_d(q, f)\eta \quad \text{ECUACIÓN 1.14}$$

Si una antena no tiene pérdidas óhmicas, la Directividad y la Ganancia son iguales. [15]

1.4.4 Impedancia

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 general compleja. La parte real se denomina resistencia de antena y la parte imaginaria, reactancia de antena.

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = R_a + jX_a \quad \text{ECUACIÓN 1.15}$$

Se define la resistencia de radiación como la relación entre la potencia total radiada por una antena y el valor eficaz de la corriente en sus terminales de entrada, elevada al cuadrado.

Se define la resistencia óhmica de una antena como la relación entre la potencia disipada por efecto de pérdidas resistivas y la corriente en sus terminales al cuadrado.

Por lo tanto la resistencia de antena la podemos considerar como la suma de la resistencia de radiación y la resistencia óhmica.

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = R_a + jX_a = (R_r + R_\Omega) + jX_a \quad \text{ECUACIÓN 1.16}$$

La eficiencia de una antena se puede obtener a partir de las resistencias de radiación y óhmicas, teniendo en cuenta que es la relación entre la potencia total radiada y la potencia entregada a la antena. [16]

$$\eta = \frac{W_t}{W_e} = \frac{W_t}{W_t + W_\Omega} = \frac{I^2 R_r}{I^2 (R_r + R_\Omega)} = \frac{R_r}{R_r + R_\Omega} \quad \text{ECUACIÓN 1.17}$$

1.4.5 Polarización

La polarización de una antena se refiere a la orientación del campo eléctrico radiado desde ésta. Una antena puede polarizarse en forma lineal (horizontal o vertical), en forma elíptica o circular.

Las oscilaciones de los campos eléctrico y magnético son perpendiculares entre sí y perpendiculares a la dirección de propagación. Las oscilaciones del campo

eléctrico sólo se producen en el plano de polarización, como se muestra en la Figura 1.25.

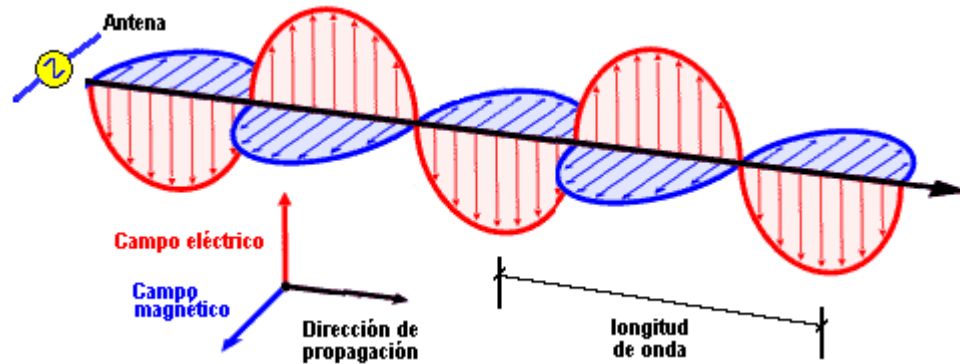


Figura. 1.25. Polarización de una onda electromagnética

La polarización de una onda es la figura geométrica determinada por el extremo del vector que representa al campo eléctrico en función del tiempo, en una posición dada.

Para ondas con variación sinusoidal dicha figura es en general una elipse. Hay una serie de casos particulares.

Si la figura trazada es una recta, la onda se denomina linealmente polarizada, si es un círculo circularmente polarizado.

El sentido de giro del campo eléctrico, para una onda que se aleja del observador, determina si la onda está polarizada circularmente a la derecha o a la izquierda. Si el sentido de giro coincide con las agujas del reloj, la polarización es circular derecha.

Si el sentido de giro es contrario a las agujas del reloj, la polarización es circular a izquierdas. El mismo convenio aplica a las ondas con polarización elíptica, como se muestra en la Figura 1.26.

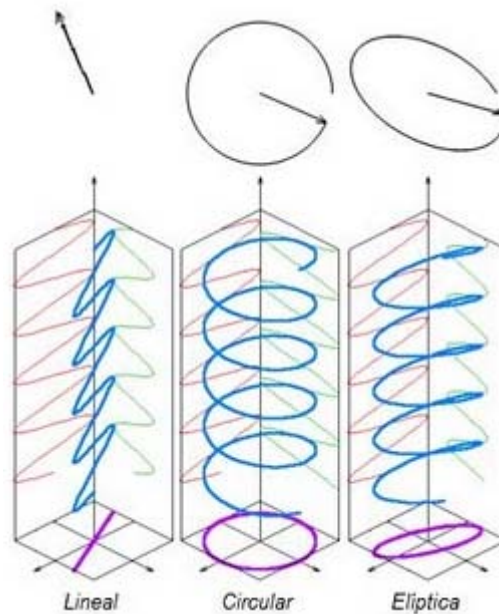


Figura. 1.26. Tipos de polarización

Se define la relación axial de una onda polarizada elípticamente, como la relación entre los ejes mayor y menor de la elipse de polarización. La relación axial toma valores comprendidos entre 1 e infinito. [17]

Los campos se pueden representar en notación fasorial. Para determinar la variación temporal es suficiente con determinar el valor real de cada una de las componentes. Los ejemplos que se citan a continuación son para ondas planas que se propagan en la dirección del eje z .

Las expresiones siguientes representan campos con polarización lineal.

$$\vec{E} = \hat{x}e^{j(\omega t - kz)} \quad \text{ECUACIÓN 1.18}$$

$$\vec{E} = \hat{x} + 0.5\hat{y}e^{j(\omega t - kz)} \quad \text{ECUACIÓN 1.19}$$

Las expresiones siguientes representan campos con polarización circular, la primera a izquierdas y la segunda a derechas.

$$\vec{E} = (\hat{x} + j\hat{y})e^{j(\omega t - kz)} \quad \text{ECUACIÓN 1.20}$$

$$\vec{E} = (\hat{x} - j\hat{y})e^{j(\omega t - kz)} \quad \text{ECUACIÓN 1.21}$$

Finalmente los siguientes ejemplos corresponden a polarizaciones elípticas.

$$\vec{E} = (2\hat{x} + j\hat{y})e^{j(\omega t - kz)} \quad \text{ECUACIÓN 1.22}$$

$$\vec{E} = ((1 + j)\hat{x} - j\hat{y})e^{j(\omega t - kz)} \quad \text{ECUACIÓN 1.23}$$

Se produce una polarización lineal cuando las fases de dos componentes ortogonales del campo eléctrico difieren un múltiplo entero de “p” radianes. Se

produce polarización circular cuando las amplitudes son iguales y la diferencia de fase entre las componentes es $\pi/2$ o $3\pi/2$. La polarización es elíptica en los demás casos.

Cualquier onda se puede descomponer en dos polarizaciones lineales ortogonales, sin más que proyectar el campo eléctrico sobre vectores unitarios orientados según dichas direcciones. Aplicando el mismo principio, cualquier onda se puede descomponer en dos ondas polarizadas circularmente a derechas o izquierdas. [15]

1.4.6 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.

En altas frecuencias, es importante el concepto de línea de transmisión y de potencia.

Una línea de transmisión se define básicamente como un medio o guía por donde viajan ondas electromagnéticas que contienen la información que se desea transmitir.

La potencia se obtiene a estas altas frecuencias en función de las señales entrantes o incidentes con la ecuación 1.24 y salientes o reflejadas con la ecuación 1.25 del sistema y de la impedancia característica de la línea de transmisión.

$$a_n = \frac{V_n^+}{\sqrt{Z_o}}, V_n^+ = V_n + I_n Z_o \quad \text{ECUACIÓN 1.24}$$

$$b_n = \frac{V_n^-}{\sqrt{Z_o}}, V_n^- = V_n - I_n Z_o \quad \text{ECUACIÓN 1.25}$$

Al obtener el cuadrado del módulo de ambos, se obtiene la potencia, es decir, la relación entre la tensión al cuadrado (incidente en el caso de la ecuación 1.24, reflejada en el caso de la ecuación 1.25) con respecto a la impedancia característica de la línea.

En una red bipuerto, se puede relacionar las potencias incidentes y reflejadas a través de los parámetros S con las ecuaciones 1.26 y 1.27.

$$b_1 = a_1 s_{11} + a_2 s_{12} \quad \text{ECUACIÓN 1.26}$$

$$b_2 = a_1 s_{21} + a_2 s_{22} \quad \text{ECUACIÓN 1.27}$$

Además, cada uno de esos parámetros S tiene su propia definición en la red bipuerto, como se muestra en la Figura 1.27.

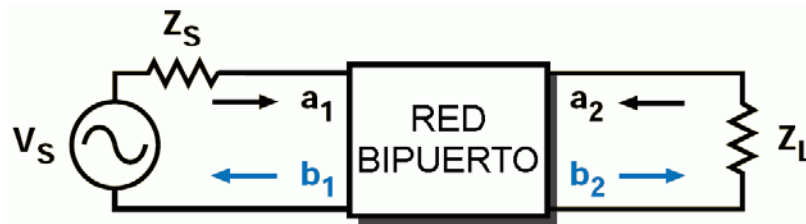


Figura. 1.27. Red Bipuerto

Existen varios tipos de estos parámetros: S_{11} , S_{12} , S_{21} , etc. Cada uno representa una característica distinta.

S_{11} es el coeficiente de reflexión a la entrada, con la salida terminada en carga adaptada, es decir, $Z_L = Z_0$ (la impedancia de carga es igual a la impedancia característica de la línea). Si la carga no está adaptada, la definición del coeficiente de reflexión a la salida está dada en la ecuación 1.28.

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}$$

ECUACIÓN 1.28

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

Con Γ_{in} como el coeficiente de reflexión a la entrada y Γ_L como el coeficiente de reflexión de la carga.

S_{22} es el coeficiente de reflexión a la salida con la entrada terminada en carga adaptada, es decir, $Z_S = Z_0$ (la impedancia de fuente es igual a la impedancia

característica de la línea). Si la carga no está adaptada, la definición del coeficiente de reflexión está dada en la ecuación 1.29.

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S}$$

ECUACIÓN 1.29

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_o}{Z_S + Z_o}$$

Con Γ_{out} como el coeficiente de reflexión a la salida y Γ_S como el coeficiente de reflexión de la fuente.

S_{12} es la ganancia de transmisión directa con la salida terminada en carga adaptada. Indica la amplificación de la red en sentido directo.

S_{21} es la ganancia de transmisión inversa, con la entrada terminada en carga adaptada. Indica la amplificación de la red en sentido inverso. [18]

1.4.7 VSWR

Voltage Standing Wave Ratio. Se define como la razón de la magnitud del voltaje máximo en la línea a la magnitud del voltaje mínimo en la línea. En esencia es una medida de la falta de compensación entre la impedancia de carga y la impedancia característica de la línea de transmisión, es decir permite obtener el grado de acoplamiento entre dos elementos, como se muestra en la Figura 1.28.

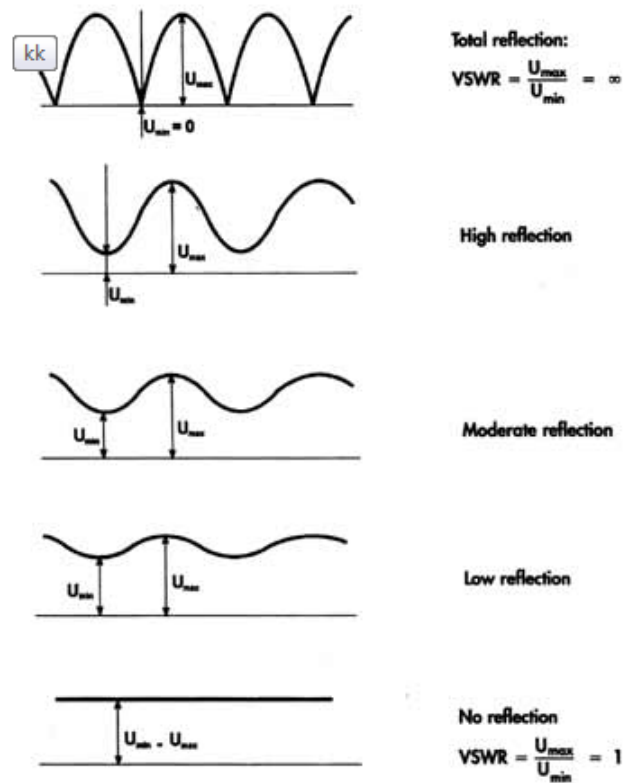


Figura. 1.28. Valores de VSWR en una onda estacionaria

Para encontrar el VSWR se tiene la ecuación 1.30:

$$\Gamma = \frac{SWR-1}{SWR+1}$$

ECUACIÓN 1.30

$$SWR = \frac{V_{max}}{V_{min}}$$

A mayor VSWR se produce una mala adaptación; mientras que cuando el VSWR es igual a 1 se da una adaptación perfecta. [19]

1.4.8 Adaptación

Las antenas receptoras tienen un circuito equivalente de *Thevenin*, con una impedancia de antena y un generador de tensión. La transferencia de potencia entre la antena y la carga es máxima cuando ambas impedancias son complejas conjugadas.

$$W_r^m = \frac{|V_a|^2}{4R_a} \quad \text{ECUACIÓN 1.31}$$

En general, si no hay adaptación, la potencia recibida por una carga $R_L + jX_L$ conectada a una antena de impedancia $R_a + jX_a$ se puede calcular como.

$$W_r = \frac{|V_a|^2 R_L}{(R_a + R_L)^2 + (X_a + X_L)^2} \quad \text{ECUACIÓN 1.32}$$

Se define el coeficiente de adaptación como la relación entre la potencia recibida y la potencia que se recibiría en el caso de máxima transferencia de potencia. Toma valores entre 0 y 1.

$$C_a = \frac{W_r}{W_r^m} = \frac{4R_a R_L}{(R_a + R_L)^2 + (X_a + X_L)^2} \quad \text{ECUACIÓN 1.33}$$

1.4.9 Área y Longitud Efectiva

El área efectiva se define como la relación entre la potencia recibida y la densidad de potencia incidente en una antena. La antena debe estar adaptada a la carga, de forma que la potencia transferida sea la máxima. La onda recibida debe estar adaptada en polarización a la antena.

$$A_{ef} = \frac{W_r}{P_i}$$

ECUACIÓN 1.34

La longitud efectiva de una antena linealmente polarizada se define como la relación entre la tensión inducida en una antena en circuito abierto y el campo incidente en la misma. [15]

$$l_{ef} = \frac{V_a}{E_i}$$

ECUACIÓN 1.35

CAPÍTULO 2

ANTENAS TIPO *PATCH*

2.1 ANTENAS TIPO *PATCH*

2.1.1 Historia

Los antecedentes de los circuitos *microstrip* se remontan a los años 50 donde los primeros circuitos impresos para microondas aparecieron con el nombre de *striplines*.

Un circuito con *stripline* está constituido por una tira plana de metal que se inserta entre dos líneas de tierra. El material aislante del sustrato forma un dieléctrico. El ancho de la tira, el espesor del sustrato y la permitividad relativa del sustrato determinan la impedancia característica de la tira, la cual constituye la línea de transmisión. Las líneas *stripline* no son dispersivas, y no tienen frecuencia de corte.

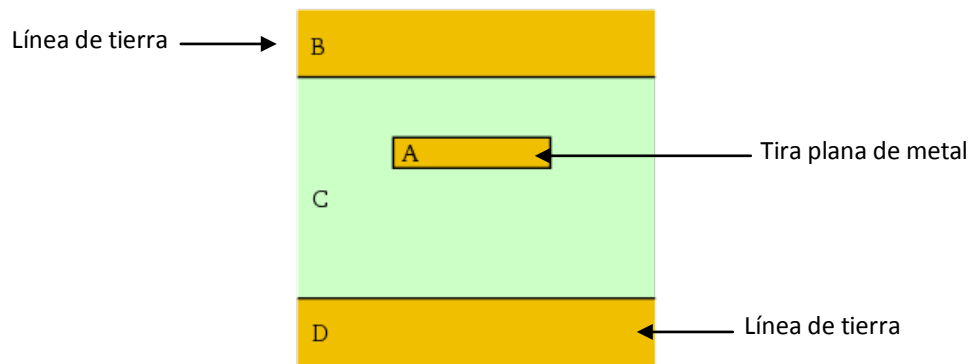


Figura. 2.1. Diagrama de una línea stripline

Como se ilustra en la Figura 2.1, el conductor central no tiene que ser equidistante entre las dos líneas de tierra. Además el material dieléctrico puede ser diferente por encima y por debajo del conductor central.

Las líneas de *microstrip* fueron publicadas por primera vez en 1952, cercanas a la aparición de las *striplines* en 1951. La diferencia en el nuevo modelo *microstrip* fue que se retiró la parte superior del sustrato, dejando la línea conductora en el exterior. A pesar de la cercanía de las fechas, la tecnología *microstrip* tardó más tiempo en ganar apogeo, pues aparecieron ciertos limitantes como: las estructuras al ser muy abiertas tienen amplias pérdidas por radiación y en especial cuando son utilizadas en sustratos de baja permitividad como los que se tenían en aquellos días, 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. [20-21]

A partir de años 70, gracias a la disponibilidad de buenos sustratos con bajas pérdidas y propiedades térmicas atractivas, mejores técnicas fotolitográficas y más modelos teóricos, se fabricaron las primeras antenas *patch*.

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

- **Materiales:** dentro de sus características se puede indicar la rigidez, constante dieléctrica, resistencia a altas temperaturas, etc.
- **Análisis y métodos matemáticos:** se ha desarrollado un avance, el mismo permite que el diseño de una antena de microlínea sea el más aproximado a la realidad en su forma implementada, con la finalidad de reducir errores.
- **Fabricación de elementos:** se ha realizado mejoras, para cometer el menor error físico y producir así el funcionamiento correcto de la antena dentro del rango de valores establecidos en el diseño.

Tiempo después Manson menciona el concepto de dipolo Microstrip, y complementando a este avance Sanford propone los arreglos de antenas de microlínea. [22]

Una de las tecnologías comúnmente utilizadas para la construcción de antenas tipo *patch* es la de *microstrip*, por ello se las conoce también como antenas *microstrip*, esta tecnología es utilizada para transmitir señales de microonda, su

fabricación es sencilla, económica y de peso ligero, su geometría procede una línea *microstrip* y se compone de las siguientes tres componentes: plano de masa inferior o plano de tierra, sustrato por encima de dicho plano de masa y un elemento radiante que se sitúa justo encima de dicho sustrato denominado Panel de Radiación.

Gracias a los arreglos de antenas *microstrip*, se ha podido fabricar diferentes clases de antenas de *microstrip* como antenas directivas, antenas de banda ancha y antenas de multifrecuencia.

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

Las antenas de microlínea en nuestro medio son utilizadas en algunas aplicaciones cotidianas como: antenas de telefonía celular, redes inalámbricas, etc., ya que debido a su naturaleza y forma ayudan a la optimización de sistemas.

2.1.2 Conceptos y Definiciones

Las antenas tipo *patch* también son conocidas como antenas *microstrip* ya que se basan en dicha tecnología. Son un tipo de antenas planas, se diseñan a partir de líneas de transmisión o resonadores sobre sustrato dieléctrico. Las dimensiones se eligen de forma que la estructura disipe la potencia en forma de radiación.

La estructura como se ilustra en la figura 2.2 consiste en un *patch* metálico (dimensiones comparables a λ), sobre un sustrato dieléctrico sin pérdidas. El grosor (h) oscila entre 0.003λ y 0.05λ . La constante dieléctrica (ϵ_r) puede tomar valores típicos de 2 a 12. En la parte inferior de la estructura se tiene un plano conductor perfecto.

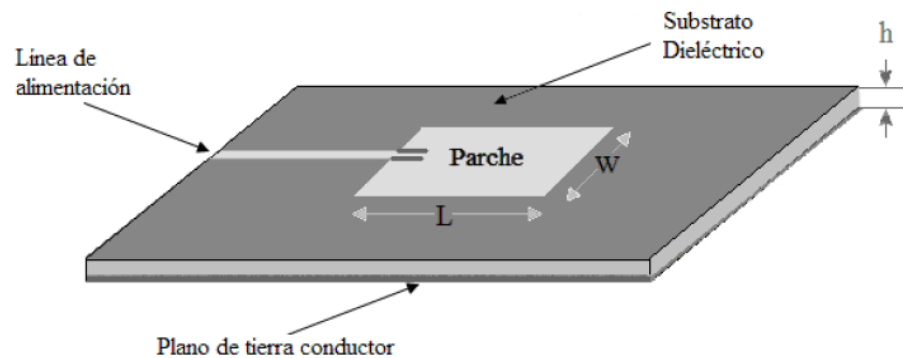


Figura. 2.2. Estructura de antena tipo *patch*

En el *patch* rectangular, la longitud L es típicamente mayor que la mitad de la longitud de onda del espacio libre. La onda incidente suministrada en la línea de alimentación crea una resonancia fuerte dentro del *patch* llevando a una distribución específica de los campos en la región del dieléctrico inmediatamente debajo del *patch*, en el cual los campos eléctricos son aproximadamente perpendiculares a la superficie del *patch* y los campos magnéticos paralelos a ella.

Los campos alrededor de las orillas del *patch* crean la radiación, con contribuciones de las orillas, agregando como si constituyeran un arreglo de cuatro elementos.

El patrón de radiación resultante puede ser variado sobre un rango amplio alterando la longitud L y el ancho W , pero un patrón típico es ilustrado en la Figura 2.3.

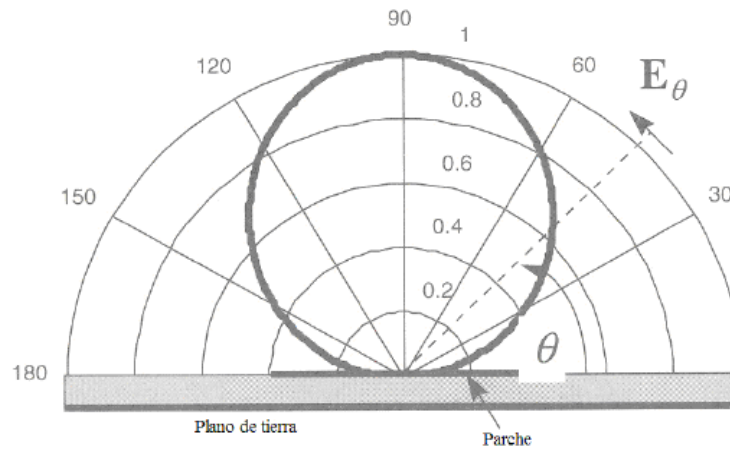


Figura. 2.3. Patrón Típico de Radiación de una Antena Tipo *Patch*

Estas antenas suelen estar montadas en aviones, naves espaciales o incorporadas a radios de comunicaciones móviles. Las antenas *microstrip* son baratas de construir gracias a su simple estructura.

Estas antenas también son utilizadas en UHF ya que el tamaño de las antenas es directamente proporcional al ancho de banda de la frecuencia de resonancia.

Una sola antena *microstrip* puede tener una ganancia de 6-9 dBi. Un arreglo de estas antenas consigue mayores ganancias que una sola antena *microstrip*. [23 – 24]

2.1.3 Características

2.1.3. Configuración

La antena tipo *patch* más simple usa un *patch* con una longitud que es la mitad de la longitud de onda y un soporte más largo. El flujo de la corriente va en la dirección del cable de alimentación, así el vector de potencia y el campo magnético siguen la misma dirección que la corriente, como se muestra en la Figura 2.4 [25]

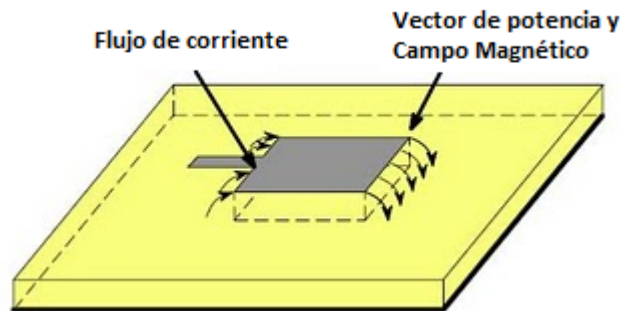


Figura. 2.4. Configuración de antena *Patch*

2.1.3. Ancho de banda

Las antenas *patch* irradian sobre debido a los campos que viajan entre el borde del *patch* y el plano de tierra. Para el buen funcionamiento de la antena, se sugiere un sustrato dieléctrico grueso, que tenga una constante dieléctrica baja. Esto proporciona una mejor eficacia, un ancho de banda más grande y una mejor radiación. Sin embargo, tal configuración lleva a un tamaño más grande de la antena; mientras que los sustratos delgados con alto valor de constante dieléctrica son

deseables para circuitería de microondas, porque ellos requieren firmes límites de campo para minimizar la no detección de radiación y acoplamiento, y conseguir de paso, reducción en el tamaño de los elementos; sin embargo, como producen gran pérdida, son menos eficientes y tienen relativamente menor ancho de banda. [26]

2.1.3. Factor de Calidad Q

Es una relación entre la energía almacenada y la potencia consumida por la antena.

El factor de Calidad Q es representativo de las pérdidas en radiación, conducción y dieléctrico en la antena; a medida que incrementa la constante dieléctrica del sustrato, el ancho de banda disminuye, lo que hace que disminuya también el factor Q. [27]

Este factor se define en la Ecuación 2.1.

$$Q = \frac{\text{Energía almacenada}}{\text{Potencia disipada}}$$

ECUACIÓN 2.1

El factor Q está relacionado con el grosor y la constante dieléctrica del sustrato, por lo que es conveniente utilizar dieléctricos gruesos con constante dieléctrica baja.

2.1.3. Patrón de radiación

El patrón de radiación de una antena tipo *patch* es omnidireccional, sin embargo la potencia radiada es emitida solamente hacia la parte superior de la antena en su forma ideal, ya que se considera un plano de tierra infinito, el mismo que bloquea la radiación hacia la parte inferior de la antena.

En la realidad puede existir una radiación hacia la parte inferior de la antena, ya que el plano de tierra es de dimensiones finitas, aunque los lóbulos posteriores son de pequeñas dimensiones en comparación con el lóbulo principal, por lo que pueden despreciarse. En la Figura 2.5 se ilustran los patrones de radiación característicos para una antena tipo *patch*.

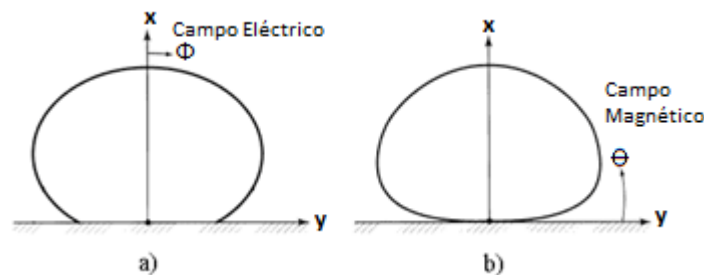


Figura. 2.5. Patrón de radiación de una antena tipo *patch*. a) Campo Eléctrico (E) y b) Campo Magnético (H)

2.1.3. Ganancia

La ganancia de una antena es la relación entre la potencia que entra en una antena y la potencia que sale de la misma. Esta ganancia es comúnmente referida

en dBi's. El dBi es una unidad para medir la ganancia de una antena, referida a una antena isotrópica teórica, es decir sin considerar pérdidas ni ganancias externas o adicionales de potencias.

Una sola antena tipo *patch* puede tener una ganancia de 6-9 dBi's, mientras que un arreglo de estas antenas consigue mayores ganancias.

2.1.3. Directividad

La directividad de la antena es una medida de la concentración de la potencia radiada en una dirección particular, es decir, es la capacidad de la antena para direccionar la energía radiada en una dirección específica. La unidad de Directividad son los dBi, en una antena tipo *patch* la directividad es media.

A partir de las *striplines* se inició la utilización de una nueva forma de circuitería de microondas, en las que sus principales aplicaciones son para realizar acopladores de líneas paralelos de alta directividad, debido a su naturaleza de acoplamiento intrínseca.

2.1.3. Polarización

Es la orientación de las ondas electromagnéticas al salir de la antena, es decir, la orientación del campo eléctrico respecto a un plano de tierra, como se ilustra en la Figura 2.6.

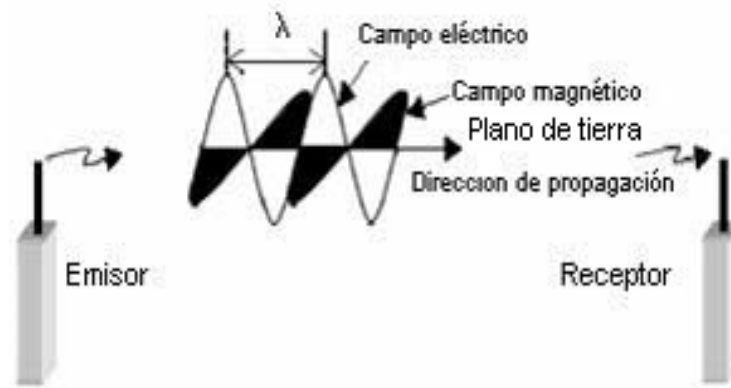
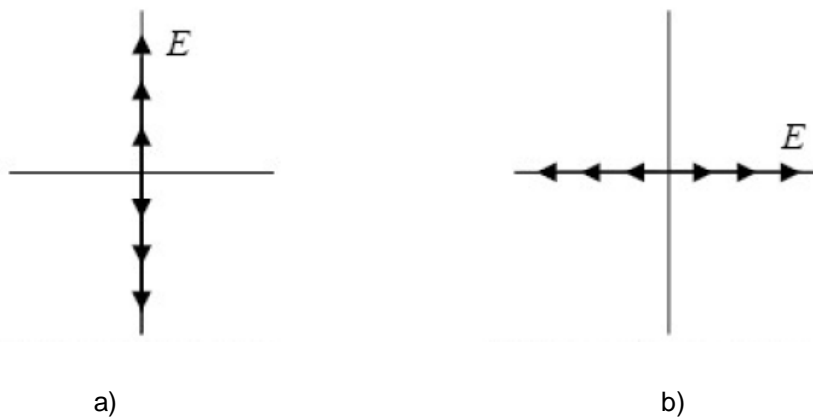


Figura. 2.6. Orientación de campo eléctrico (E) respecto a un plano

Hay dos tipos básicos de polarización que aplican a las antenas, como son:

- Lineal: incluye vertical, horizontal y oblicua.
- Circular: incluye circular derecha, circular izquierda, elíptica derecha, y elíptica izquierda.

La Figura 2.7 ilustra la polarización lineal y polarización circular.



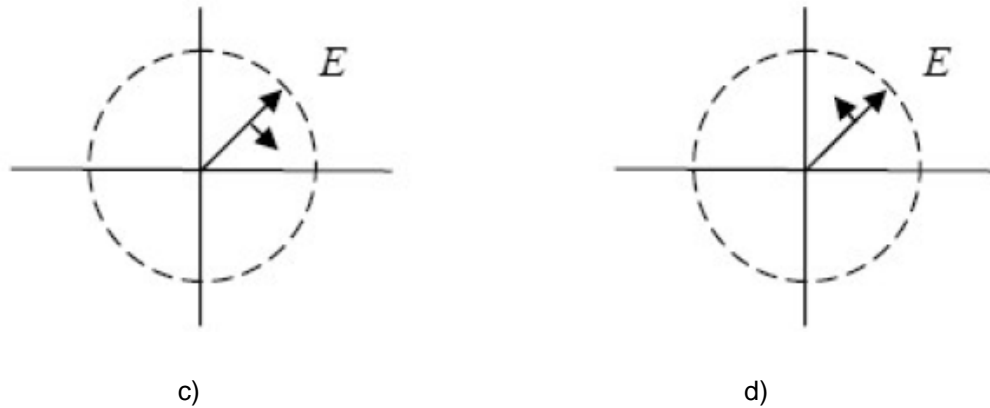


Figura. 2.7. Polarización de una antena. a) Polarización Lineal Vertical, b) Polarización Lineal Horizontal, c) Polarización Circular a la Derecha y d) Polarización Circular a la Izquierda

Por lo general las antenas tipo *patch* tienen polarización lineal, aunque en ciertas ocasiones también se puede utilizar la polarización circular. [28 – 29]

2.1.4 Influencia del Sustrato

El sustrato tiene dos características importantes:

- El espesor: un aumento del espesor produce un aumento de la eficiencia de radiación de la antena, de igual manera se produce un aumento de las pérdidas en el dieléctrico, así como un aumento de las ondas de superficie.

- La constante dieléctrica: bajas constantes dieléctricas tienen asociadas mejores eficiencias de radiación, menos pérdidas en el dieléctrico y una disminución de las ondas de superficie. [30]

2.1.4. Efecto de la Constante Dieléctrica ϵ_r

El efecto de la Constante Dieléctrica se manifiesta en la capacidad total de un capacitor. Cuando entre los conductores cargados o paredes que la 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. De hecho la relación entre la capacidad inicial C_i y la final C_f viene dada por la constante dieléctrica:

$$K = \frac{C_f}{C_i} = \epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} \quad \text{ECUACIÓN 2.2}$$

Donde:

$\epsilon \rightarrow$ Es la permitividad eléctrica absoluta del dieléctrico que se inserta

Existen numerosos sustratos que pueden ser usados para diseñar antenas tipo *patch* y sus constantes dieléctricas están normalmente en los rangos de $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$.

2.1.4. Tangente de pérdidas

La tangente de pérdidas está definida, en este caso; como el inverso de factor de calidad, mediante la siguiente expresión:

$$Q = \frac{2\pi * \text{energía almacenada en la cavidad}}{\text{pérdida de energía por ciclo}} \quad \text{ECUACIÓN 2.3}$$

Por lo tanto la tangente de pérdidas, a la cual se la denominará $\tan(\delta)$, queda representada de la siguiente manera:

$$\tan(\delta) = \frac{1}{Q} \quad \text{ECUACIÓN 2.4}$$

2.1.4. Relación de la Constante Dieléctrica con la Tangente de Pérdidas

Se debe tener en cuenta que ϵ_r es una magnitud compleja que la puede expresar de la forma:

$$\epsilon_r = \epsilon_r' - j * \epsilon_r'' \quad \text{ECUACIÓN 2.5}$$

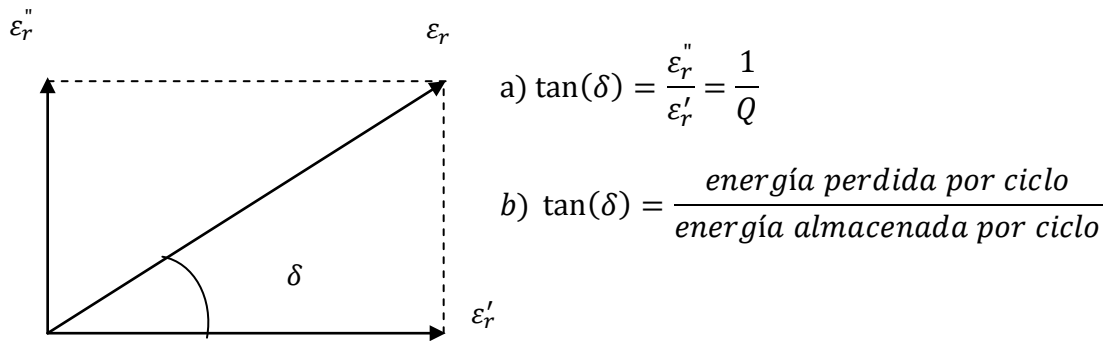
La parte real de la permitividad (ϵ_r') es una medida de cuanta energía de un campo eléctrico externo es almacenada en el material. La parte imaginaria de la permitividad (ϵ_r'') es llamada factor de pérdida y es una medida de cuanto disipa o pierde energía un material expuesto a un campo eléctrico externo. La parte imaginaria de la permitividad es siempre mayor a cero y usualmente mucho menor que la parte real. Estas dos magnitudes contienen información física del dieléctrico, pudiendo definirse también la tangente de pérdidas como:

$$\tan(\delta) = \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'}$$

ECUACIÓN 2.6

La tangente de pérdidas es una magnitud adimensional que refleja las pérdidas de energía en un dieléctrico. Esta interpretación es sencilla debido a que únicamente en el caso de que ε_r'' sea nula, la tangente de pérdidas también será nula; la cual no puede darse puesto que en tal caso se estaría tratando con un material ideal. Cuando la permitividad compleja es graficada como un diagrama vectorial simple, como lo ilustra la Figura 2.8., las componentes, real e imaginaria, están desfasadas 90° .

El vector resultante de la suma de dos vectores, forma un ángulo δ con el eje real (ε_r').



a) ECUACIÓN 2.7 b) ECUACIÓN 2.8

Figura. 2.8. Diagrama vectorial de la constante dieléctrica

Algunas veces el término factor de calidad (Q) es utilizado con respecto a un material electrónico para microondas, el cual es recíproco a la tangente de pérdidas.

A continuación se presenta la tabla 2.1, la cual contiene información acerca de algunos materiales con sus correspondientes valores de constante dieléctrica y tangente de pérdida.

Todos los valores que se muestran deben considerarse únicamente como valores referenciales y son válidos para condiciones normales de temperatura, presión, humedad y bajas frecuencias de audio. [31]

Se asume como condiciones normales a:

Temperatura: 20°C

Presión: 1 atm

Tabla 2.1. Constantes dieléctricas y tangentes de pérdidas [31]

Material	Permitividad Relativa (ϵ_r)	Tangente de pérdidas ($\tan(\delta)$)
Agua (20°C)	81	
Agua (Destilada)	80	0.04
Agua de Mar		4
Agua Deshidratada	1	0
Aire	1.00059	
Alcohol Etílico	25	0.1
Ámbar	2.7	0.002
Baquelita Común	3.6	0.005
Baquelita	3.8±0.05	0.0021 – 0.0027

ROGERS 4003C		
Cerámica	10 a 50000	
Cloruro de Sodio	5.9	0.0001
Cuarzo Fundido	3.8	0.00075
Dióxido de Carbono	1.001	
Dióxido de Titanio	100	0.0015
Esteatita	5.8	0.003
Ferrita	12.4	0.00025
Germanio	16	
Hielo	4.2	0.05
Hule	2.5 - 3	0.002
Madera (seca)	2 – 7	0.01
Mica	5.4	0.0006
Neopreno	6.9	0.011
Nieve	3.3	0.5
Nylon	3.5	0.02
Óxido de Aluminio	8.8	0.0006
Papel	1.6 – 3	0.008
Parafina	2.24	0.0002
Pentóxido de Tántalo	26	
Piranol	4.4	0.0005
Plexiglas	3.45	0.03
Policarbonato	3	
Poliestireno	2.56	0.00005
Polietileno	2.26	0.0002
Polipropileno	2.25	0.0003

Porcelana	7	0.014
PTFE (teflón)	2.1	0.003
PVC	3.2	
Pyrex	5.6	0.0006
Sílice o SiO_2 Fundida	3.8	0.00075
Silicio	12	
Styrofoam	1.03	0.0001
Tierra (seca)	2.8	0.05
Titanio de Bario	1200	0.013
Vacío	1	
Vidrio	3.7 – 10	0.002

2.1.4. Estudio del Sustrato

Desde hace mucho tiempo, los circuitos impresos han sustituido a los circuitos de hilo en el amplio predominio de aplicaciones. Un circuito impreso posibilita la producción económica y fiable de muchas copias de circuitos muy complicados, que ocupan un espacio relativamente pequeño.

El sustrato es un material dieléctrico que actúa como cavidad resonante en una antena de microlínea, puede ser madera, vidrio, acrílico, baquelita, etc.

La elección de sustrato es de gran importancia, ya que sus propiedades eléctricas afectan significativamente al rendimiento y eficacia del circuito, especialmente en frecuencias elevadas.

Dependiendo de las aplicaciones que se requieran para una línea *microstrip* como líneas de transmisión y circuitos o antenas, las necesidades tanto del ancho del sustrato como de la permitividad eléctrica de éste son diferentes. Al variar estos parámetros se logra que un tipo de ondas sea predominante y se logre el comportamiento deseado para la línea de *microstrip*. [32]

2.1.4. Tipos de ondas en las líneas de *microstrip*

Existen 4 tipos de ondas en una línea de *microstrip*:

Ondas espaciales (*space waves*): son aquellas que son enviadas considerando un plano de elevación desde 0 hasta 180 grados fuera de la estructura. Es decir, son las ondas que son enviadas al espacio libre, pierden magnitud y se atenúan conforme aumenta la distancia. En el diseño de antenas, este tipo de ondas son las de mayor importancia puesto que son las ondas radiadas, mientras que si se habla de líneas de transmisión y circuitos estas ondas significan pérdidas en la aplicación buscada y por lo tanto tratan de eliminarse.

Ondas superficiales (*surface waves*): son aquellas que se presentan en dirección descendente y limitadas en los siguientes valores:

$$\pi/2 < \theta < \pi - \arcsin\left(1/\sqrt{\epsilon_r}\right)$$

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

Los efectos de las ondas superficiales son dañinos tanto para circuitos y líneas de transmisión como para el funcionamiento de las antenas de tal forma que siempre se debe buscar minimizarlas

Ondas de fuga (*leaky waves*): son parecidas a las ondas de superficie, con diferencia en que en el plano de elevación el ángulo tiene el siguiente rango:

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

Las ondas inicialmente son reflejadas en el plano de tierra viajan en el dieléctrico en dirección de la tira conductora, posteriormente, cuando las ondas alcanzan la entrecara del sustrato y el espacio libre, una parte de las ondas es reflejada nuevamente, mientras que otra se fuga al espacio libre. El proceso anterior se repite y como una parte sale al espacio libre, la magnitud de las ondas que se van

reflejando dentro del sustrato va decreciendo con la distancia hasta desaparecer después de cierto recorrido.

Las ondas de fuga pueden ser utilizadas en algunas estructuras como *patch* apilados para aumentar las dimensiones aparentes de las antenas y poder tener una ganancia más amplia.

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

Las antenas *patch* irradian sobre todo debido a los campos que viajan entre el borde del *patch* y el plano de tierra, para lograr un buen funcionamiento de la antena se requiere evitar que se concentre toda la energía en ondas guiadas, para esto, el sustrato debe ser grueso en comparación con la longitud de onda y la permitividad eléctrica debe ser baja. De esta forma se puede garantizar que las ondas que sean predominantes en estas estructuras sean las radiadas y se tenga el comportamiento de una antena. [33]

2.1.5 Características del *patch*

La forma del *patch* dependerá de la aplicación que se requiera. Las formas más comunes de los *patches* son: cuadradas, rectangulares, circulares y elípticas como se ilustra en la Figura 2.9, pero es posible cualquier forma.

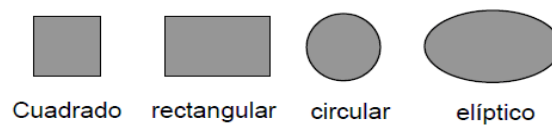


Figura. 2.9. Formas comunes de *patches*

Otras formas menos habituales son las triangulares o en forma de anillo, como se ilustra en la Figura 2.10.

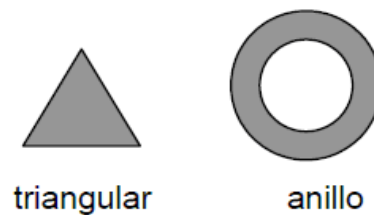


Figura. 2.10. Formas menos habituales de *patches*

Dependiendo de los requerimientos específicos para los cuales se construya una antena tipo *patch* de un solo elemento, se puede requerir varios tipos de configuraciones, los más conocidos son: dipolo (en su forma de media onda como de onda completa), cuadrado, rectangular, triangular, circular, disco con ranura, sector de disco, anillo, semi-disco, anillo elíptico, etc. [34]

Otro tipo particular de antena tipo *patch* que ha surgido recientemente es la llamada “antena f invertida plana” (*PIFA*, *Plannar Invertid F Antenna*) muy utilizada para unidades móviles, la cual es básicamente la mitad de una antena tipo *patch* cuadrada.

Las configuraciones descritas se refieren a antenas de un solo elemento, aunque, si la aplicación lo necesita y para obtener mejoras de las antenas tipo *patch*, se pueden utilizar arreglos de antenas con el fin de lograr progresos en las características.

2.1.5. *Patch* Rectangular

La configuración más común se realiza con el *patch* rectangular, debido a su facilidad de diseño y a su buen desempeño en implementaciones de alta frecuencia.

Para este tipo de *patch* en el diseño se debe considerar que la distribución de los campos en una antena de *patch* en los bordes presenta los llamados *fringing effects* que forman líneas de radiación como se ilustra en la Figura 2.11:

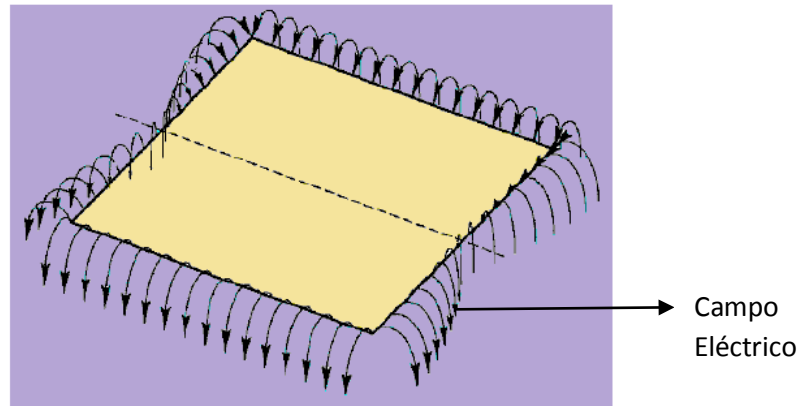


Figura. 2.11. *Fringing Effects* en una antena de *patch* rectangular

Debido a los *fringing effects* la longitud y ancho efectivos de la antena no es de igual valor que las dimensiones físicas. Es por esto que el ancho y la longitud del patch deben ser calculados de manera efectiva. A su vez los *fringing effects* se presentan en dos medios en una antena de *microstrip*: el aire y el sustrato dieléctrico utilizado para la antena por lo que se tienen dos permitividades eléctricas distintas y la distribución de los campos será diferente de un medio al otro.

2.1.6 Aplicaciones

El uso de las antenas tipo *patch* tiene un gran progreso para aplicaciones en las que el tamaño reducido es importante por ejemplo:

- Aeronáutica: como en altímetros de aviones.
- Antenas embarcadas en misiles.
- Antenas de exploración radar en satélites.

- Sistemas de posicionamiento global (GPS).
- Dispositivos móviles.
- Comunicaciones inalámbricas.
- Sistemas de Teledetección (sistemas de radar a bordo de satélites).
- Aplicadores de calor en tratamientos de hipertermia.

2.1.7 Ventajas

Algunas de las ventajas que este tipo de antenas pueden ofrecer son:

- Tendencia a la miniaturización al lograr dispositivos cada vez más pequeños y con componentes livianos.
- Fáciles de integrar tanto a superficies planas como no planas, sencillas, de fácil producción en masa.
- Fáciles de adaptar con circuitos integrados de microondas.
- Versátiles en términos de impedancia, patrón de radiación, polarización y frecuencia de resonancia.
- Fabricación sencilla y reducción de costos.
- Su estructura es robusta.
- Diversidad de polarización, tanto lineal como circular.

- Sencillez para la realización de arreglos.

2.1.8 Desventajas

Entre las principales desventajas de este tipo de antenas se pueden nombrar:

- Baja potencia de radiación (por su estructura no pueden soportar altas potencias en los componentes de una antena tipo *patch*).
- Baja eficiencia.
- Estructura resonante con ancho de banda angosto.
- Considerables pérdidas en el sustrato.
- Fácilmente afectadas por el factor térmico (sobre todo si se trabaja sobre sustratos flexibles).
- Pobre pureza de polarización.
- Alto Factor de Calidad Q.
- La radiación de las líneas puede modificar los parámetros de las antenas. [35]

2.2 TECNOLOGÍA *MICROSTRIP*

2.2.1 Introducción

La tecnología *microstrip* en la cual están basadas las antenas tipo *patch* es el efecto de un avance que desde sus inicios estuvo regido bajo el principio de realizar diseños de dimensiones reducidas, tanto en antenas como en líneas de transmisión que pudieran ser fácilmente acoplados a cualquier dispositivo.

La tecnología *microstrip* es una tecnología planar que permite guiar y radiar ondas electromagnéticas, mediante estructuras impresas en un sustrato dieléctrico totalmente metalizado por una de sus caras.

El *Microstrip* es un tipo de línea de transmisión eléctrica que pueden ser fabricados utilizando placa de circuito impreso, y se utiliza para transmitir señales de microondas.

Consiste en una franja de conducción separada de la franja de masa por una capa de sustrato dieléctrico. Componentes de Microondas, tales como antenas, acopladores, filtros, divisores, etc. pueden formarse a partir de *microstrip*, haciendo dicho componente como una metalización sobre el sustrato.

El *Microstrip* es más barato que la tecnología tradicional de guía de onda, además de ser mucho más ligero y compacto.

Las desventajas de *microstrip* en comparación con la guía de onda son:

- Su baja capacidad de manejo de energía.
- Tener mayores pérdidas.

Para abaratar costos, los *microstrips* pueden ser construidos sobre un sustrato ordinario. Sin embargo, se encontró que las pérdidas dieléctricas en un sustrato ordinario son demasiado elevadas a nivel de microondas, y que la constante dieléctrica no está suficientemente bien controlada.

Las líneas de *Microstrip* también se utilizan en diseños de placas de circuito impreso digitales de alta velocidad, donde las señales deben ser enrutadas de una parte a la otra con la mínima distorsión posible, evitando el ruido y las interferencias de radiación. [36]

2.2.2 Métodos de alimentación de antenas tipo *patch*

Al momento de diseñar una antena, es muy importante el esquema de alimentación que tendrá, ya que sin un arreglo eficiente de alimentación las antenas tipo *patch* no trabajarán correctamente.

Existen varios métodos para alimentar las antenas tipo *patch*. Estos métodos se clasifican en dos categorías:

- De contacto
- Sin contacto

En los métodos de contacto, la potencia de radio frecuencia RF, es transmitida directamente al *patch* mediante elementos conectivos como: líneas *microstrip*; también se encuentra el método a través del cable coaxial.

Los métodos sin contacto están los establecidos en transferencia de potencia mediante el acoplamiento de campos. Entre ellos se usa el acoplamiento por proximidad y el acoplamiento por apertura.

2.2.2. De contacto

Estos métodos de alimentación necesitan de un contacto directo entre la estructura de alimentación y la antena radiante. Existen dos principales métodos de alimentación en esta categoría: alimentación por línea *microstrip* y alimentación a través del cable coaxial.

2.2.2. Alimentación por línea *microstrip*

Esta técnica es sencilla de utilizar y consiste en conectar directamente el *patch* de la antena con una línea *microstrip*, la misma que es diseñada para conseguir la impedancia característica deseada.

Tiene la ventaja de que tanto la línea *microstrip* como el *patch* pueden ser fabricadas en el mismo material y sobre la misma estructura, lo cual le da ventajas constructivas importantes. Se suele dejar un pequeño espacio entre la línea y el *patch*, el cual hará de adaptador de impedancia, lo cual lo libera de tener que utilizar elementos adicionales para hacer adaptaciones; también se puede utilizar la alimentación por línea *microstrip* mediante inserciones en la antena, donde la profundidad de la inserción es la que proporciona el acoplamiento de la impedancia. A continuación se ilustra en la Figura 2.12 los casos de alimentación por línea *microstrip*.

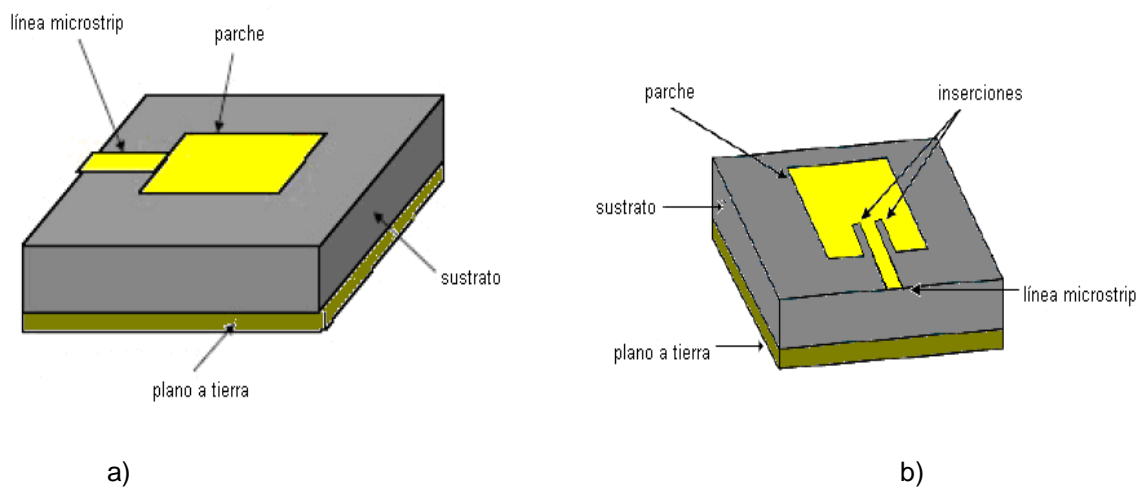


Figura. 2.12. Alimentación por línea *microstrip*. a) Conexión directa de la línea *microstrip* a la antena y b) Conexión de línea *microstrip* con inserciones

Este método tiene la desventaja de que si se usa un dieléctrico delgado, aumenta fuertemente la cantidad de onda superficial y la polarización de alimentación puede tener componentes no deseadas. Además su ancho de banda presenta poca eficiencia, pues se encuentra del 2 al 5%.

2.2.2. Alimentación por cable coaxial

En esta técnica, la punta del conector coaxial se extiende a través del dieléctrico y es soldada al *patch*, mientras que el conductor exterior del coaxial es conectado al plano a tierra, como lo ilustra la Figura 2.13.

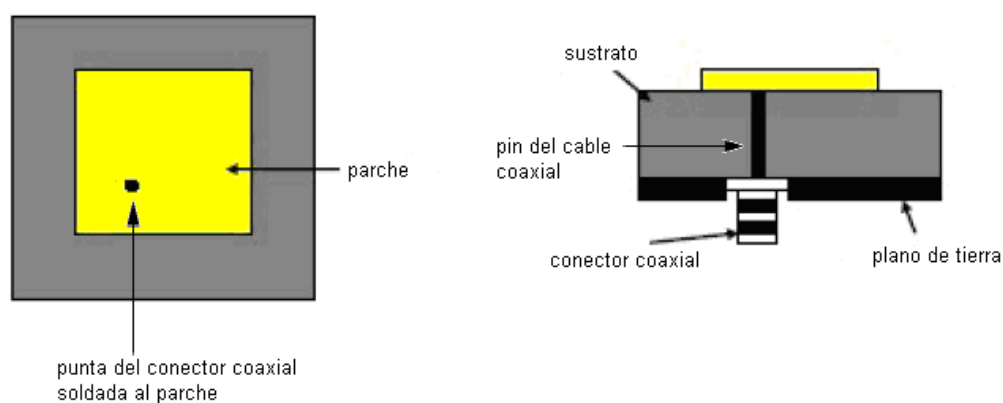


Figura. 2.13. Alimentación por cable coaxial

Es uno de los métodos más comunes de alimentación de antenas tipo *patch*, sin embargo presenta un grado de complejidad, ya que el pin conductor del cable coaxial debe perforar el sustrato y estar soldado a la antena para su correcto funcionamiento.

La mayor ventaja de este tipo de alimentación, es que la punta del coaxial puede ser colocada en cualquier parte del *patch*, de acuerdo a lograr un adaptador adecuado con la impedancia de entrada. Además, es relativamente fácil de fabricar y presenta bajas perturbaciones por radiación no deseada en comparación al método de alimentación por línea microstrip. Entre sus desventajas, se encuentra la dificultad

de ser modelado y el bajo ancho de banda que provee este método, pues está de 2 al 5%.

2.2.2. Sin contacto

Estos métodos de alimentación no necesita de un contacto entre la estructura de alimentación y la antena radiante, sino que el acoplamiento es electromagnético. Existen dos principales métodos de alimentación en esta categoría: alimentación por acoplamiento de proximidad y alimentación por acoplamiento de apertura.

2.2.2. Acoplamiento Electromagnético

2.2.2. Alimentación por acoplamiento de proximidad

En este método se tiene al *patch* sobre un sustrato dieléctrico y en la parte inferior de ésta estructura se tiene una línea de alimentación sobre otro sustrato dieléctrico con un plano tierra, como se ilustra en la Figura 2.14.

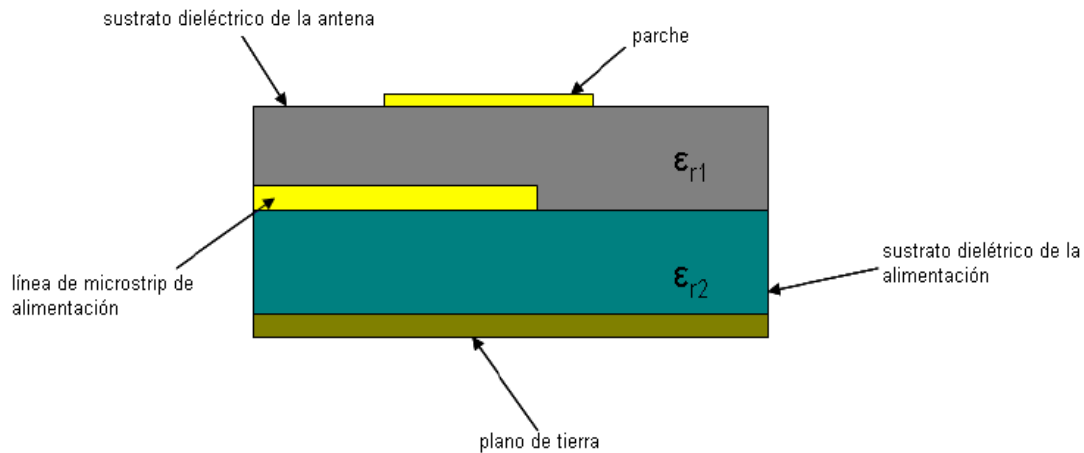


Figura. 2.14. Alimentación por acoplamiento de proximidad

Esta técnica tiene la ventaja de eliminar radiaciones indeseadas provenientes de la alimentación, y a la vez da un gran ancho de banda (sobre 13%), además existe la ventaja que el *patch* así como la estructura de alimentación pueden optimizarse por separado cuando se utilizan dos capas de sustratos dieléctricos: un sustrato dieléctrico para obtener las mejores características del *patch* (sustratos más anchos con permitividades eléctricas bajas) y de la alimentación (sustratos delgados y con permitividades eléctricas altas); su principal desventaja está en la dificultad de su construcción, ya que es multicapa, lo cual provoca un aumento de grosor de la antena.

2.2.2. Alimentación por acoplamiento de apertura

Este tipo de alimentación presenta semejanza con el método de proximidad, ya que también utiliza dos sustratos dieléctricos: sustrato dieléctrico de la antena y sustrato dieléctrico de la alimentación; generalmente, el sustrato de abajo tiene alta constante dieléctrica y el de arriba una baja constante dieléctrica para lograr una radiación óptima del *patch*.

La estructura de éste método se ilustra en la Figura 2.15 y es la siguiente: se tiene un *patch* sobre un sustrato dieléctrico y sobre un plano de tierra compartido seguido de otro sustrato dieléctrico (de la alimentación) y finalmente una línea de alimentación en la parte inferior de toda estructura.

El plano de tierra tiene una apertura, que es generalmente centrada bajo el *patch*, con lo cual se logra un nivel bajo de polarización cruzada, cuyas dimensiones y posición influyen en la impedancia y por ende en el acoplamiento de la antena. Una ventaja con respecto a la alimentación por proximidad es que en la alimentación por apertura, al estar la línea de alimentación en la parte inferior y separada de la antena por el plano de tierra, la radiación de esta es mínima en la dirección de radiación de la antena, con lo que se evita que haya interferencias, por otro lado la mayor dificultad de esta técnica es su construcción, ya que posee múltiples capas, además aumenta su grosor; otro inconveniente es que proporciona un ancho de banda limitado, pues tiene de 2 a 5%. [37]

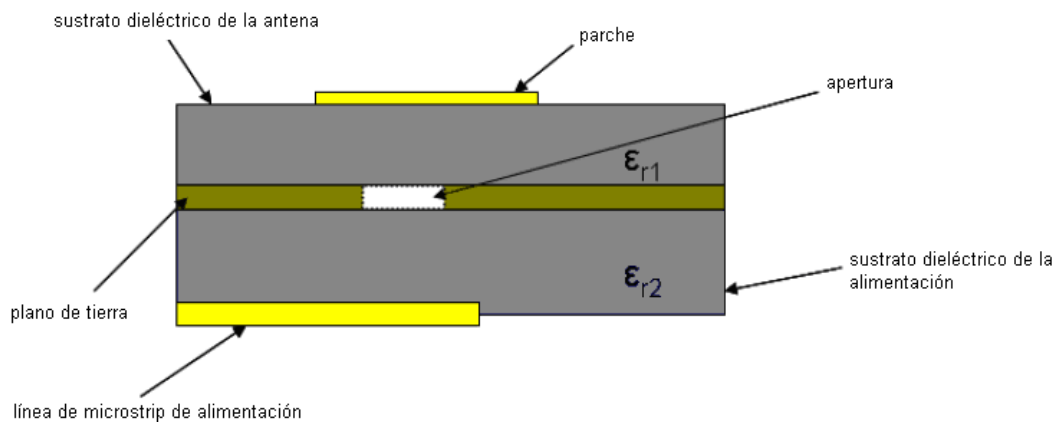


Figura. 2.15. Alimentación por acoplamiento de apertura

2.2.3 Metodologías de diseño de antenas tipo *patch*

El análisis de las antenas tipo *patch* para su posterior diseño se hace a través de modelos que simulan su comportamiento. Los modelos más utilizados son: modelo por línea de transmisión, modelo de cavidades y modelo de onda completa, el mismo que incluye ecuaciones integrales a través del método de los momentos.

El modelo como línea de transmisión es simple y da una buena interpretación física de lo que ocurre. El modelo de cavidades es más preciso, aunque, tiene alto costo computacional. Por último, el modelo de onda completa es mucho más complejo, pero tiene una gran precisión y es muy útil al momento de modelar distintas formas y arreglos de elementos.

2.2.3. Modelo por línea de transmisión

El modelo por línea de transmisión es empírico, por lo cual las expresiones matemáticas se las obtuvo a partir mediciones experimentales con sustratos comunes. Este modelo representa la antena tipo *patch* por dos ranuras, separadas por una línea de transmisión con impedancia Z_c y de longitud L .

Como las dimensiones del *patch* son finitas a lo largo de su longitud y ancho, los campos en las orillas del *patch* se van bordeando. La cantidad de bordes es función de las dimensiones del *patch* y de la altura del sustrato. Para el plano principal E (plano xy) los bordes son función de la razón de la longitud L del *patch* y la altura h del sustrato (L/h) y de la constante dieléctrica ϵ_r del sustrato. Ya que para las antenas tipo *patch* $L/h \gg 1$, el efecto de bordes es reducido; sin embargo, tiene

que ser tomado en cuenta porque influye en la frecuencia resonante de la antena. Lo mismo aplica para el ancho.

Para una línea de microstrip, que se ilustra en la Figura 2.16, las líneas típicas del campo eléctrico se ilustran en la Figura 2.17. Esta es una línea no-homogénea de dos dieléctricos, el sustrato y el aire.

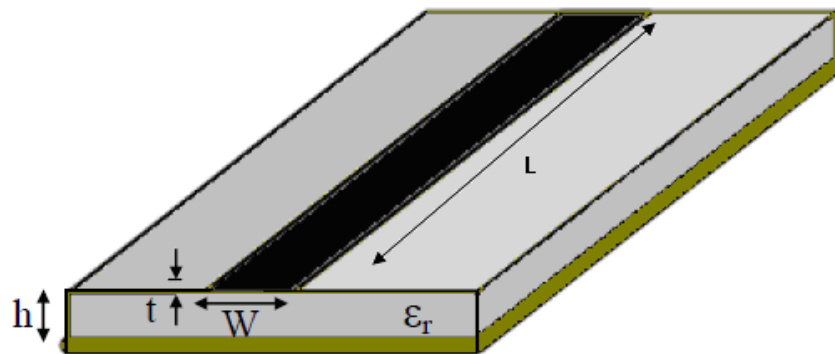


Figura 2.16. Línea Microstrip

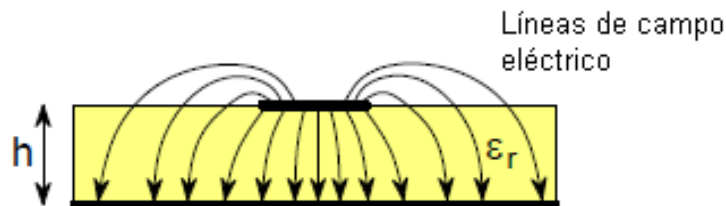


Figura 2.17. Líneas de campo eléctrico

Como se puede ver, casi todas las líneas del campo eléctrico residen en el sustrato y partes de las líneas existen en el aire. Así como $W/h \gg 1$ y $\epsilon_r \gg 1$, las líneas del campo eléctrico se concentran mayormente en el sustrato. Las discontinuidades hacen que la línea de *microstrip* se vea eléctricamente más angosta comparada con

sus dimensiones físicas. Ya que algunas de las ondas viajan en el sustrato y algunas en el aire, una constante dieléctrica efectiva ϵ_{reff} es introducida para tomar en cuenta las discontinuidades y la propagación de las ondas en la línea.

Para hallar esta constante dieléctrica efectiva es necesario calcular el ancho del *patch* rectangular el cual se obtiene mediante la siguiente ecuación:

$$W = \frac{1}{2f_0\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r+1}} \quad \text{ECUACIÓN 2.9}$$

Donde:

$W \rightarrow$ Ancho del elemento irradiador

$f_0 \rightarrow$ Frecuencia de operación de la antena en KHz

$\mu_0 \rightarrow$ Permeabilidad en el espacio libre ($4\pi * 10^{-7} \text{ H/m}$)

$\epsilon_0 \rightarrow$ Permitividad en el espacio libre ($8,854 * 10^{-12} \text{ F/m}$)

Para frecuencias bajas la constante dieléctrica efectiva es esencialmente constante.

A frecuencias intermedias sus valores comienzan a incrementarse y eventualmente comienzan a acercarse al valor de la constante dieléctrica del sustrato. Los valores iniciales de la constante dieléctrica efectiva son referidos como valores estáticos, y están dados por la siguiente ecuación:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \frac{1}{\sqrt{1+12\frac{h}{W}}} \quad \text{ECUACIÓN 2.10}$$

Donde:

$h \rightarrow$ Espesor del elemento dieléctrico (h del sustrato = 3,18mm)

Por efecto de bordes, eléctricamente el *patch* de la antena *microstrip* se ve más grande que sus dimensiones físicas. Para el plano principal E (plano xy), lo anterior está demostrado, y se ilustra en la Figura 2.18, donde las dimensiones del *patch* a lo largo de su longitud han sido extendidas en cada extremo por una distancia ΔL , la cual es función de la constante dieléctrica efectiva ϵ_{reff} y de la razón ancho-largo (W/h). La siguiente ecuación es una relación aproximada para la extensión normalizada de la longitud:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{eff}+0,3) \frac{W}{h}^{+0,262}}{(\epsilon_{eff}-0,258) \frac{W}{h}^{+0,813}} \quad \text{ECUACIÓN 2.11}$$

Así como la longitud del *patch* ha sido extendida ΔL en cada lado, la longitud efectiva (L_{eff}) del *patch* es expresada en la siguiente ecuación:

$$L_e = L + 2\Delta L \quad \text{ECUACIÓN 2.12}$$

Donde L_{eff} se expresa como:

$$L_e = \frac{1}{2f_0\sqrt{\epsilon_{eff}\mu_0\epsilon_0}} \quad \text{ECUACIÓN 2.13}$$

Despejando de la ecuación 2.13 se puede obtener la longitud real del *patch* (L)

$$L = L_e - 2\Delta L \quad \text{ECUACIÓN 2.14}$$

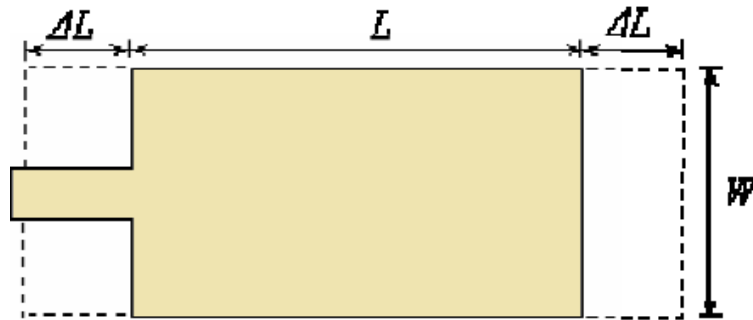


Figura 2.18. Vista superior del *patch*

Como se menciono anteriormente este modelo representa la antena tipo *patch* por dos ranuras, el cual posee un circuito equivalente formado por dos dipolos, como línea de transmisión como se muestra en la Figura 2.19.

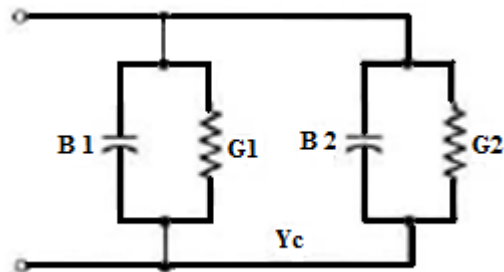


Figura 2.19. Circuito equivalente

La admitancia de cada dipolo está dada por la siguiente ecuación:

$$Y_1 = G_1 + jB_1 \quad \text{ECUACIÓN 2.15}$$

Donde:

Y_1 → Admitancia del dipolo 1

G_1 → Conductancia del dipolo 1

B_1 → Susceptancia del dipolo 1

Para lo cual se encuentra el valor de la conductancia determinado por la siguiente ecuación:

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2 \right] \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad \text{ECUACIÓN 2.16}$$

Donde

k_0 → constante definida como la división entre la longitud de onda de resonancia

y la longitud real del patch: $2\pi/\lambda_0 = 113,0973$

λ_0 → Constante definida como la división entre la velocidad de la luz en el vacío

y la frecuencia de operación $c/f_0 = 0,0556 m$

La susceptancia viene dada por la siguiente ecuación:

$$B_1 = \frac{W}{120\lambda_0} [1 - 0,636 \ln(k_0 h)] \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad \text{ECUACIÓN 2.17}$$

Siendo la ranura 1 igual a la ranura 2 el valor de la admitancia es el mismo para ambos

$$Y_2 = Y_1 \quad ; \quad G_2 = G_1 \quad ; \quad B_2 = B_1$$

Entonces, dado el carácter imaginario de la reactancia, si la separación de los dipolos es de media onda efectiva (condición de resonancia), la susceptancia del dipolo 2 se suma a la del dipolo 1 con una fase adicional de 180° por lo que se tiene:

$$B_2 = -B_1$$

Produciéndose una cancelación de las susceptancias y por lo tanto la admitancia total será expresada mediante la siguiente ecuación:

$$Y_{total} = Y_1 + Y_2 = (G_1 + jB_1) + (G_1 - jB_1) \quad \text{ECUACIÓN 2.18}$$

$$Y_{total} = 2G_1 \quad \text{ECUACIÓN 2.19}$$

El valor de la resistencia total del circuito (R_{in} de entrada) será la inversa de la conductancia total, es decir, mediante la siguiente ecuación:

$$R_{in} = \frac{1}{2G_1} \quad \text{ECUACIÓN 2.20}$$

2.2.3. Modelo de cavidad

Las antenas *microstrip* se asemejan a cavidades con cargas dieléctricas, y exhiben un mayor número de resonancias. Los campos normalizados dentro del sustrato dieléctrico (entre el *patch* y el plano de tierra) pueden ser encontrados más exactamente tratando esa región como una cavidad rodeada de conductores eléctricos y paredes magnéticas a lo largo del perímetro del *patch*. Este es un modelo aproximado, que en principio conduce a una impedancia de entrada reactiva, y que no irradia ninguna potencia.

A continuación se presenta una interpretación física de la formación de los campos dentro de la cavidad y la radiación a través de sus paredes laterales. Una antena tipo *patch* rectangular puede ser representada usando el modelo de cavidad como el arreglo de dos ranuras angostas y radiantes, cada una con un ancho W y una altura h , separadas por una distancia L . Cuando el *patch microstrip* es energizado, una distribución de carga es establecida en la parte superior e inferior del *patch*, así como en la superficie del plano de tierra, como se ilustra en la Figura 2.19. La distribución de carga es controlada por dos mecanismos, uno de atracción y

otro de repulsión. El mecanismo de atracción está entre las cargas opuestas correspondientes en el lado inferior del *patch* y del plano de tierra, que ayuda a mantener la concentración de carga en la parte inferior del *patch*. Y el mecanismo de repulsión está en medio como cargas en la superficie inferior del *patch*, lo que tiende a empujar algunas cargas de abajo del *patch*, alrededor de sus bordes, hacia su superficie. El movimiento de estas cargas crea densidades de corriente correspondientes J_b y J_t , en las caras superior e inferior del *patch*, respectivamente, como se ilustra en la Figura 2.20.

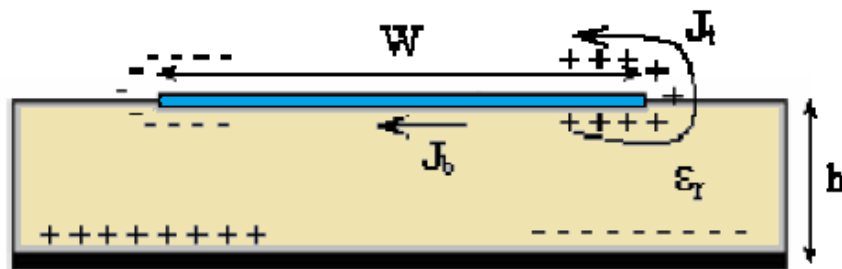


Figura. 2.20. Distribución de carga y creación de densidad de corriente en un *patch microstrip*

Cuando la razón ancho-largo es muy pequeña, el mecanismo de atracción predomina y la mayoría de la concentración de la carga y el flujo de corriente permanece por debajo del *patch*. Una pequeña cantidad de corriente fluye alrededor de los bordes del *patch* hacia su superficie. Sin embargo, este flujo e corriente disminuye conforme la razón ancho-largo decremente. [38 – 39]

2.2.4 Transformador de $\lambda/4$

El transformador de $\lambda/4$ es un circuito práctico para adaptación de impedancias, que es una técnica que consiste en la eliminación de las reflexiones que se producen en una línea de transmisión cuando ésta se encuentra terminada

con una carga de impedancia distinta de la impedancia característica de la línea; es necesario realizar ciertos procesos que permitan un acople de impedancias para asegurar la máxima transferencia de potencia y la menor cantidad de ondas reflejadas. [40]

La Figura 2.21 muestra un circuito que emplea un transformador de $\lambda/4$, la resistencia de carga R_L , y la impedancia característica Z_0 de la línea de alimentación. Estos dos componentes están conectados con un fragmento de línea de transmisión sin pérdidas de impedancia característica Z_0 y longitud $\lambda/4$.

La impedancia de entrada Z_{in} se puede encontrar mediante la ecuación 2.21

$$Z_{in} = Z_1 \frac{R_L + jZ_1 \tan \beta l}{Z_1 + jR_L \tan \beta l} \quad \text{ECUACIÓN 2.21}$$

Al evaluar esto para $\beta l = (2\pi/\lambda)(\lambda/4) = \pi/2$, podemos dividir el numerador y el denominador por $\tan \beta l$ y tomar el límite de cómo $\beta l \rightarrow \pi/2$ para obtener la ecuación 2.22.

$$Z_{in} = \frac{Z_1^2}{R_L} \quad \text{ECUACIÓN 2.22}$$

Para que $\Gamma = 0$, debemos tener $Z_{in} = Z_0$, que produce la impedancia característica Z_1 , como la ecuación 2.23.

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 R_L}$$

ECUACIÓN 2.23

Entonces no habrá ondas estacionarias en la línea de alimentación, aun que habrá ondas estacionarias en la sección correspondiente de $\lambda/4$. Además, la condición anterior se aplica sólo cuando la longitud de la sección correspondiente es $\lambda/4$, o un múltiplo de $(2n+1)$ de $\lambda/4$ de largo. [41]

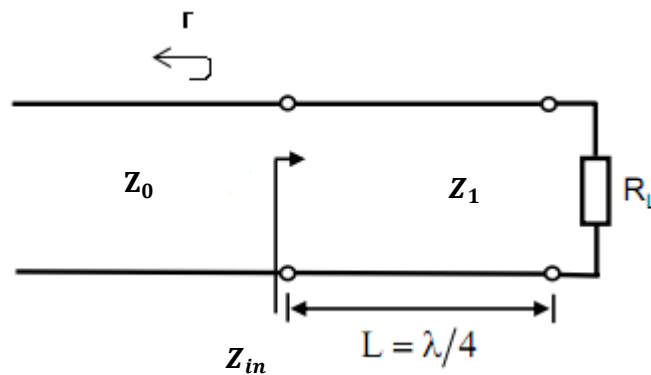


Figura. 2.21. Circuito con transformador de $\lambda/4$

CAPÍTULO 3

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UNA ANTENA TIPO *PATCH* PARA UNA FRECUENCIA DE 5,4 GHz

3.1 SELECCIÓN DEL SUSTRATO

La selección del sustrato es muy importante para el diseño, debido que dependiendo de las características de éste variarán las dimensiones del *patch*, las mismas que influyen en el funcionamiento de la antena.

Se ha escogido la baquelita común debido a su fácil adquisición y a sus propiedades que se encuentran dentro de los rangos permitidos para la construcción de este tipo de antenas.

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*.

3.1.1 Baquelita común

La baquelita es el sustrato más común en la implementación de circuitos electrónicos en general.

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 mesclar Formaldehido y Ácido Fénico bajo altas presiones.

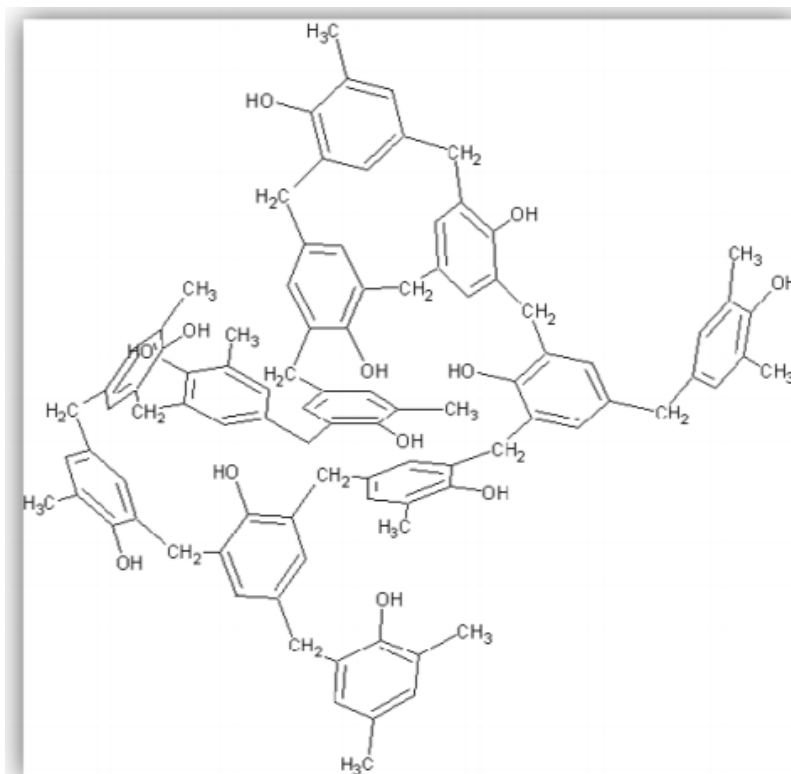


Figura. 3.1. Estructura Molecular de la Baquelita

Este tipo de material es uno de los primeros plásticos hechos 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 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 3.1, 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 a 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. [42]

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, dominó, etc.

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

3.2 PRINCIPIOS DE DISEÑO Y CÁLCULOS

3.2.1 Principios de Diseño

El presente capítulo trata del diseño de una antena tipo *patch* en la banda de 5,4 GHz, a partir del estudio teórico realizado y un análisis de los materiales requeridos para su implementación.

Según lo estudiado en el capítulo 2 existen diversos métodos de análisis para las antenas *microstrip*. Para la realización de este proyecto se utilizará el modelo de línea de transmisión debido a su gran facilidad de diseño, pues da una buena apreciación de la forma física, sin embargo es menos preciso que los otros métodos y solo puede ser utilizado en el diseño de antenas rectangulares y circulares.

Para diseñar este tipo de antenas se llevará a cabo el siguiente proceso de diseño:

- Diseño del *Patch*
- Diseño de la Antena
- Diseño de Alimentación

Las propiedades a considerar para el diseño de esta antena se ilustran en la tabla 3.2.

Tabla. 3.2. Parámetros de diseño

Propiedad	Valor Típico
Constante Dieléctrica (ϵ_r)	3.36
Tangente de Pérdidas ($\tan\delta$)	0.0058
Espesor del sustrato (h)	1.6 mm
Frecuencia de operación de la antena (F)	5.4 GHz

3.2.2 Cálculos

3.2.2. Diseño del *Patch*

1. Se determina el ancho efectivo del *patch* rectangular (W) mediante la ecuación 2.9

$$W = \frac{1}{2(5,4 * 10^6 \text{ KHz}) \sqrt{4\pi * 10^{-7} \text{ H/m} \cdot 8,854 * 10^{-12} \text{ F/m}}} * \sqrt{\frac{2}{3,36 + 1}}$$

$$W = 18,8007[\text{mm}]$$

2. Se obtiene la constante dieléctrica efectiva (ϵ_{eff}) mediante la ecuación 2.10

$$\epsilon_{eff} = \frac{3,36 + 1}{2} + \frac{3,36 - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12 \cdot 1,6}{18,8007}}}$$

$$\epsilon_{eff} = 3,0100$$

3. La longitud efectiva del *patch* rectangular (L_e), mediante la ecuación 2.13

$$L_e = \frac{1}{2(5,4 * 10^6 \text{ KHz}) \sqrt{3,0100 * 4\pi * 10^{-7} \text{ H/m} \cdot 8,854 * 10^{-12} \text{ F/m}}}$$

$$L_e = 16 \text{ [mm]}$$

4. El error de longitud efectiva (ΔL) mediante la ecuación 2.11

$$\Delta L = 0,412 * 1,6 \text{ mm} \frac{(3,0100 + 0,3) \frac{18,8007 \text{ mm}}{1,6 \text{ mm}} + 0,262}{(3,0100 - 0,258) \frac{18,8007 \text{ mm}}{1,6 \text{ mm}} + 0,813}$$

$$\Delta L = 0,7581 \text{ [mm]}$$

5. Se obtiene la longitud real del *patch* (L) mediante la ecuación 2.14

$$L = 16 - 2 * 0,7581$$

$$L = 14,4838 \text{ [mm]}$$

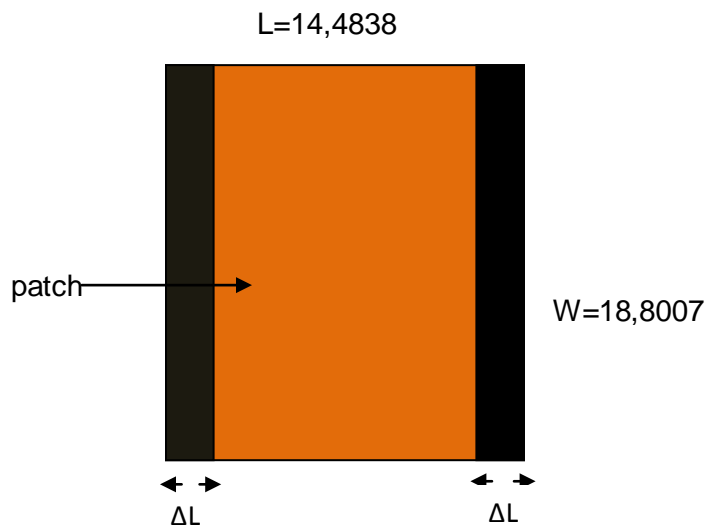


Figura. 3.2. Dimensiones teóricas del *Patch*

3.2.2. Diseño de la antena

3.2.2. Cálculo de la impedancia de entrada

Para calcular la impedancia de entrada se parte del circuito equivalente mostrado en la figura 2.18, donde se calcula la admitancia de cada dipolo mediante la ecuación 2.16.

Para lo cual se encuentra el valor de la conductancia determinado por la ecuación 2.16

$$G_1 = \frac{18,8007 * 10^{-3} \text{ m}}{120(0,0556 \text{ m})} \left[1 - \frac{1}{24} (113,0973 * 1,6 * 10^{-3})^2 \right] ; \frac{1,6 * 10^{-3}}{0,0556} < \frac{1}{10}$$

$$G_1 = 0,0028 \Omega^{-1}$$

La susceptancia viene dada por la ecuación 2.17.

$$B_1 = \frac{18,8007 * 10^{-3} \text{ m}}{120(0,0556 \text{ m})} [1 - 0,636 \ln (113,0973 * 1,6 * 10^{-3} \text{ m})] ; \frac{1,6 * 10^{-3}}{0,0556} < \frac{1}{10}$$

$$B_1 = 0,0059 \Omega^{-1}$$

Por lo tanto tenemos la admitancia del dipolo 1:

$$Y_1 = 0,0028 + j0,0059$$

La admitancia total será calculada mediante la ecuación 2.19

$$Y_{total} = 2(0,0028)$$

$$Y_{total} = 0,0056 \Omega^{-1}$$

El valor de la resistencia total se calcula mediante la ecuación 2.20.

$$R_{in} = \frac{1}{0,0056}$$

$$R_{in} = 177,5409 \Omega$$

3.2.2. Diseño de alimentación

Se ha escogido el método de alimentación por línea *microstrip*, el mismo que tiene dos maneras de alimentar a la antena, por lo cual se han realizado dos diseños:

Diseño 1: Conexión de línea *microstrip* con inserciones

Diseño 2: Conexión directa de la línea *microstrip* a la antena

3.3 SIMULACIÓN

Como paso previo para la construcción de la antena, se realiza la simulación de la misma para verificar su funcionamiento y cálculo de diversos parámetros como: ganancia, eficiencia, directividad, ancho de banda, pérdidas de retorno.

El software empleado para la simulación es el IE3D, se ha escogido este software debido a la facilidad de manejo, precisión de resultados; además presenta una opción bastante útil que es la optimización del *patch*, la misma que permite mejorar el funcionamiento de la antena, mediante diversos objetivos como: frecuencia de resonancia deseada, bajas pérdidas de retorno y un valor de VSWR adecuado.

Por otra parte este software posee varios utilitarios que son de gran ayuda para el diseño de antenas de tecnología *microstrip*, cálculo de su parámetros y visualización de resultados. Para este proyecto hemos utilizado los siguientes utilitarios:

Mgrid: este utilitario sirve para el diseño propiamente de la antena, ingresando las dimensiones del *patch*, características del sustrato y el tipo de *patch* a diseñar.

LineGauge: este utilitario es de gran ayuda, ya que facilita los cálculos complejos de diseño de líneas *microstrip* para acoplamiento de impedancias.

Modua: este utilitario permite la visualización de resultados gráficos como: VSWR vs frecuencia, pérdidas de retorno vs frecuencia, impedancia en la carta de Smith, entre otros.

PatternView: este utilitario es semejante al Modua, de igual manera presenta resultados gráficos como: Ganancia vs frecuencia, eficiencia vs frecuencia, directividad vs frecuencia, patrón de radiación en 2 y 3 dimensiones, entre otros.

El modo de uso de este software será explicado detalladamente en el Anexo II.

A continuación de acuerdo al diseño realizado se obtuvieron los siguientes resultados:

3.3.1 Simulación del Diseño 1

3.3.1.1. Diseño con alimentación de línea *microstrip* con inserción (*inset-fed*)

El *inset-fed* es otra forma de alimentar a la antena usando una línea *microstrip*, la cual consiste en insertar una línea de transmisión de impedancia característica deseada, en este caso de 50Ω en un punto específico del *patch* donde la impedancia sea la misma que de la línea *microstrip*, para así tener un acople de impedancias. La línea a insertar y su ubicación se calculan de la siguiente manera.

El ancho de la línea *microstrip* se calcula mediante la siguiente expresión:

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[\frac{W_0}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W_0}{h} + 1.444 \right) \right]} \frac{W_0}{h} > 1 \quad \text{ECUACIÓN 3.1}$$

Donde:

Z_c → Impedancia característica de la línea *microstrip* de alimentación

W_0 → Ancho de la línea *microstrip* de alimentación

Entonces, despejando W_0 se tiene:

$$W_0 = 3.37207 [mm]$$

Para calcular la longitud exacta para lograr la inserción de la impedancia de entrada de 50Ω de sustratos de dieléctrico de uso común se usa la siguiente expresión.

$$Y_0 = 10^{-4} \left\{ 0.001699 \varepsilon_r^7 + 0.13761 \varepsilon_r^6 - 6.1783 \varepsilon_r^5 + 93.187 \varepsilon_r^4 - 682.69 \varepsilon_r^3 + 2561.9 \varepsilon_r^2 - 4043 \varepsilon_r + 6697 \right\} \frac{L}{2} \quad \text{ECUACIÓN 3.2}$$

$$Y_0 = 4.0383 [mm]$$

De esta manera se obtiene el diseño de la línea inserción de la línea de alimentación como se muestra en la figura 3.3

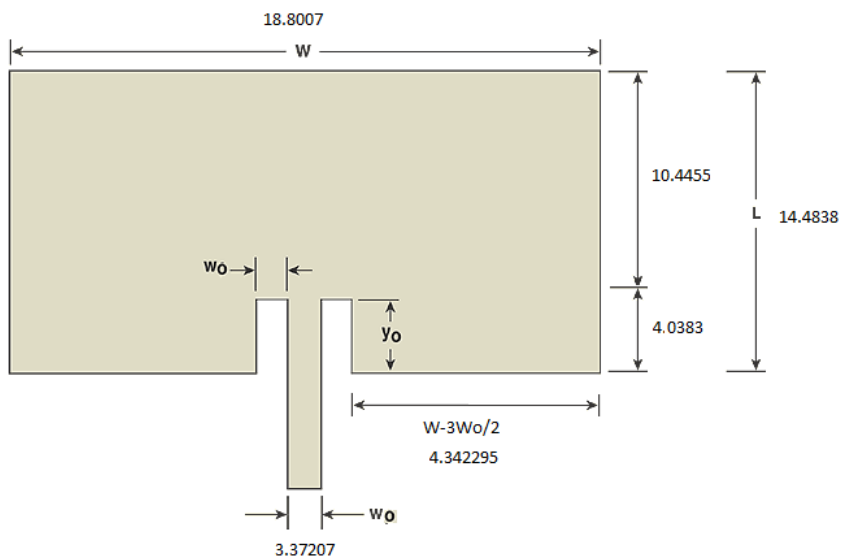


Figura. 3.3. Alimentación con inserción de línea de transmisión

- Con este diseño se obtiene un VSWR como se muestra en la Figura 3.4.

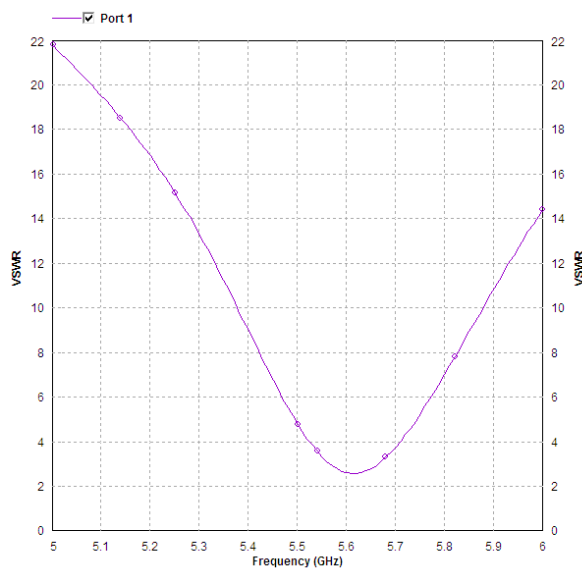


Figura. 3.4. VSWR vs Frecuencia

- Mediante este proceso se obtiene una impedancia característica, como se muestra en la Figura 3.5.

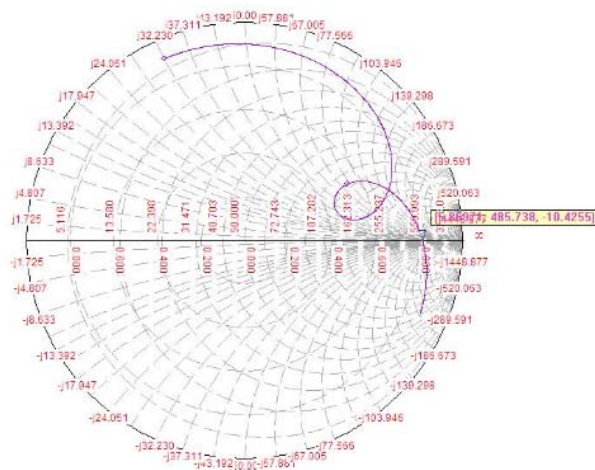


Figura. 3.5. Impedancia de entrada del diseño acoplado

Al tener un diseño acoplado, se consigue un valor de VSWR adecuado como se muestra en la Figura 3.6.

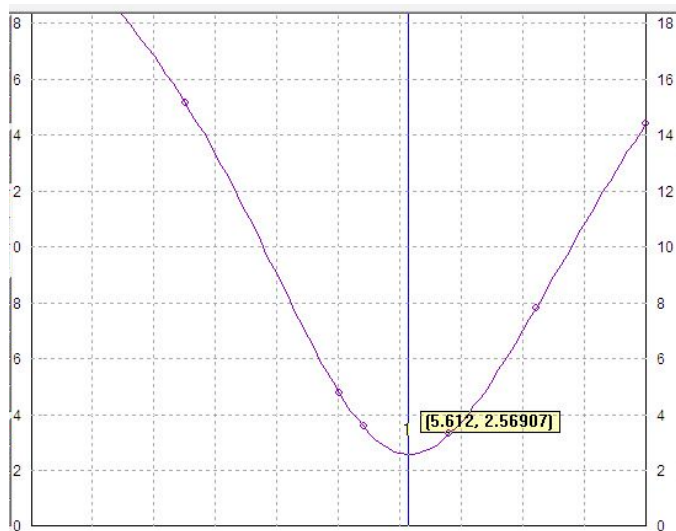


Figura. 3.6. VSWR vs Frecuencia del diseño acoplado

Como se observa en la gráfica anterior la frecuencia de resonancia no es la requerida, por lo que es necesario recurrir a la opción de optimización que nos brinda el software IE3D.

3.3.1. Diseño optimizado

Posterior al proceso de optimización, el nuevo diseño (manteniendo su estructura) presenta las magnitudes mostradas en la Tabla 3.3.

Tabla. 3.3. Magnitudes del diseño acoplado y optimizado

Diseño	Impedancia de entrada (Z) [Ω]	Ancho (W) [mm]	Ancho (Wo) [mm]	Longitud (L) [mm]	Longitud (L-Yo) [mm]	Longitud (Yo) [mm]
Acoplado	47.2707	18.8007	3.37207	14.4838	10.4455	4.0383
Optimizado	52	18.775	4.25	15.4	11.35	4.05

Como se puede observar en la tabla 3.4, el software modificó las magnitudes para obtener el valor de la frecuencia de resonancia requerida; consiguiendo los siguientes resultados:

- Un VSWR adecuado a la frecuencia requerida como se muestra en la Figura 3.7.

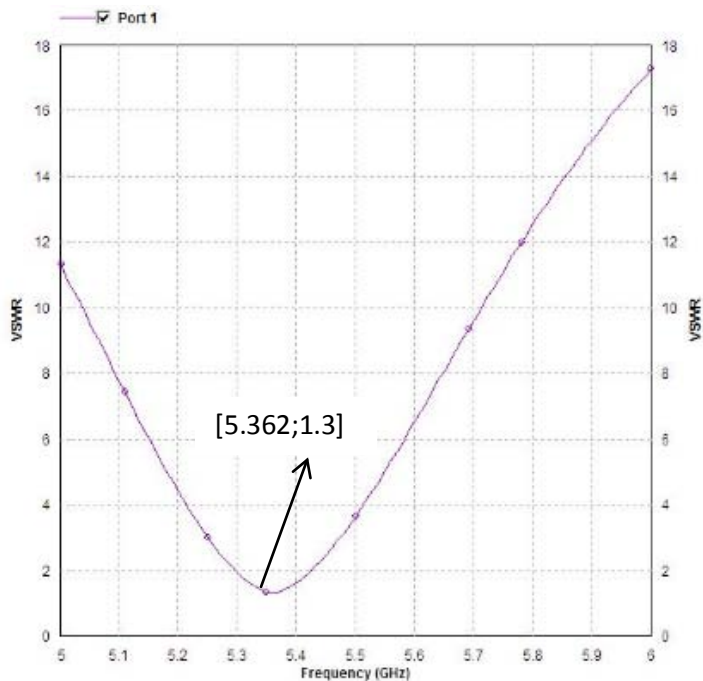


Figura. 3.7. VSWR vs Frecuencia

- Una impedancia de entrada acoplada adecuadamente, como se muestra en la Figura 3.8.

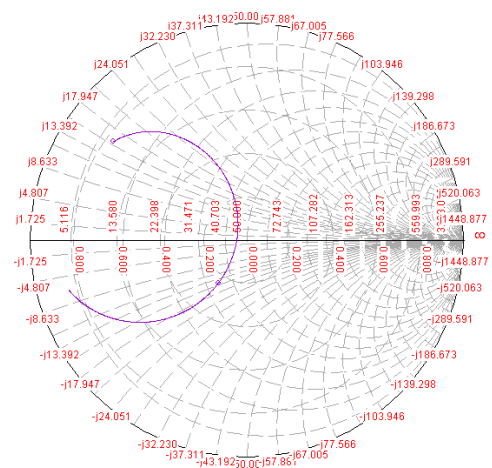


Figura. 3.8. Impedancia de entrada

- Con la frecuencia de resonancia adecuada se obtiene la gráfica del Parámetro S_{11} , como se muestra en la Figura 3.9.

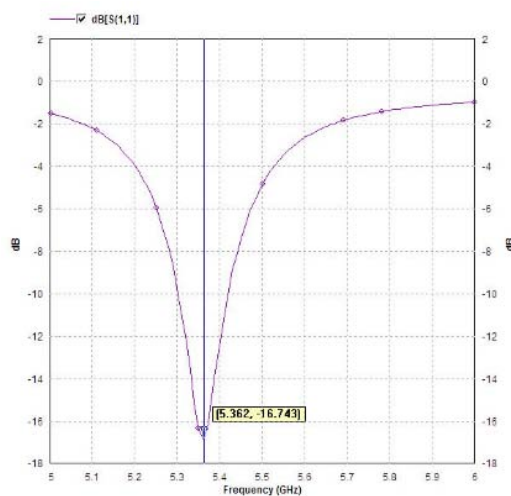


Figura. 3.9. Parámetro S_{11} vs Frecuencia

Con la ayuda del utilitario *PatternView* podemos obtener los resultados del funcionamiento de la antena como son:

- Se obtiene la gráfica de la ganancia de la antena como se muestra en la Figura 3.10.

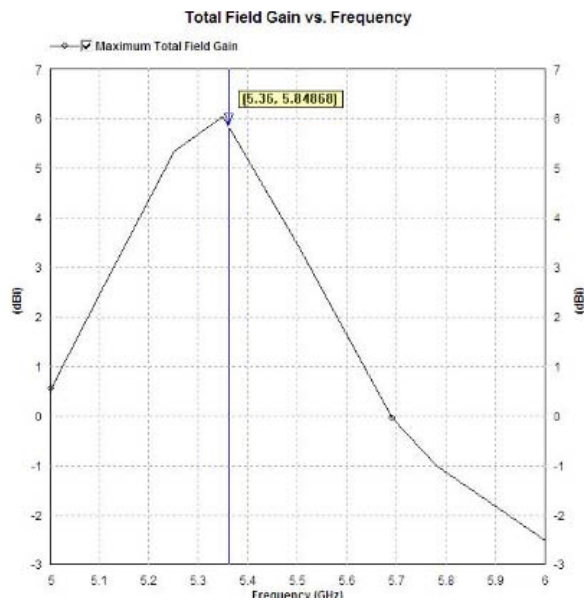


Figura. 3.10. Ganancia vs Frecuencia

- Se muestra la gráfica de eficiencia de la antena en la Figura 3.11.

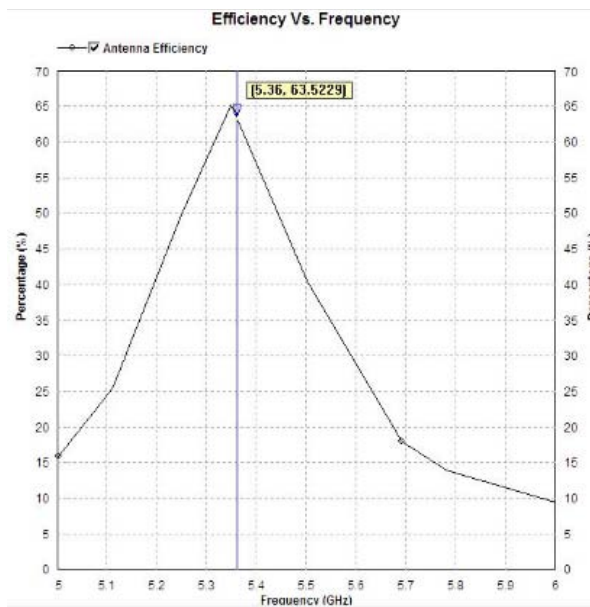


Figura. 3.11. Eficiencia vs Frecuencia

- Este utilitario nos proporciona la visualización del patrón de radiación en 2D y 3D, como se muestra en la Figura 3.12 y Figura 3.13 respectivamente.

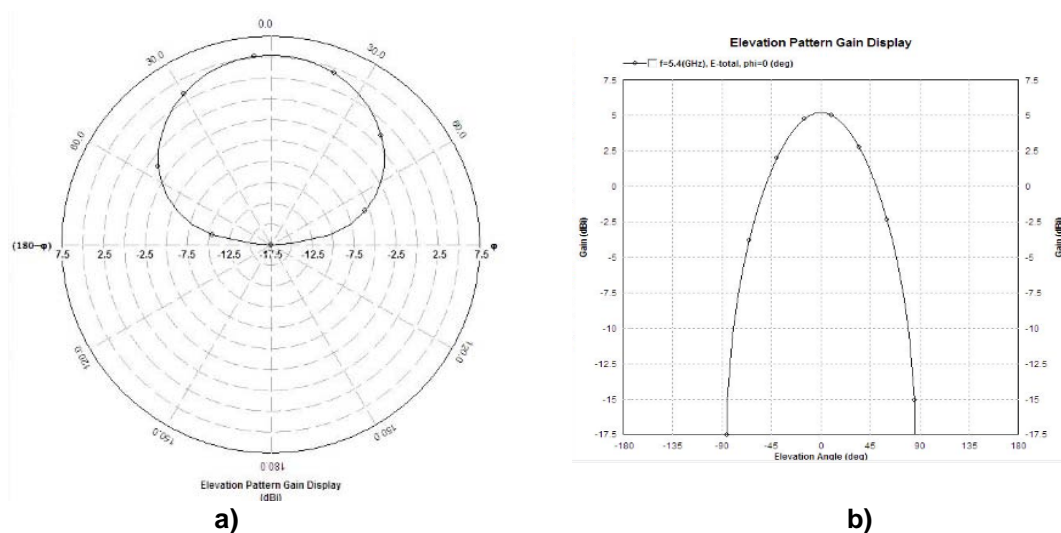


Figura. 3.12. a) Patrón de radiación en 2D en coordenadas polares y b) Patrón de radiación en 2D en coordenadas cartesianas

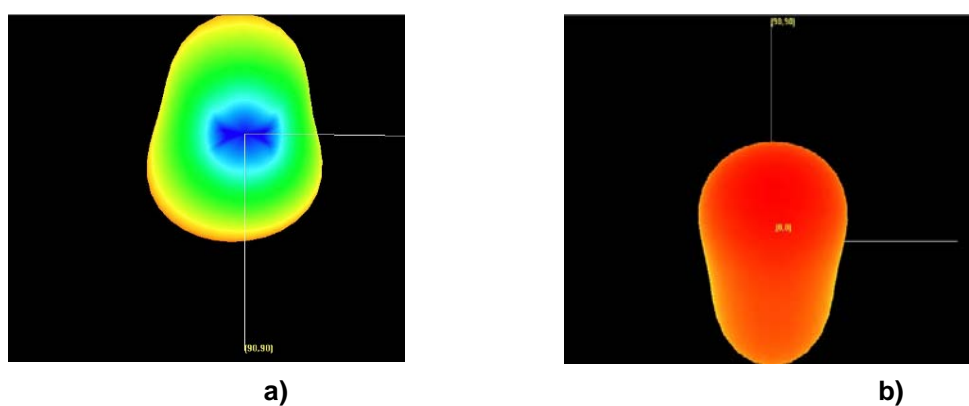


Figura. 3.13. a) Patrón de radiación en 3D vista superior, b) Patrón de radiación en 3D vista inferior

3.3.2 Simulación del Diseño 2

3.3.2. Diseño original de la antena

Se muestra el resultado del diseño original de la antena con una línea de alimentación de $50\ \Omega$, donde se observa un valor alto de VSWR, debido al desacople de impedancias que existe, además la frecuencia de resonancia no es la deseada, como se observa en la Figura 3.14.

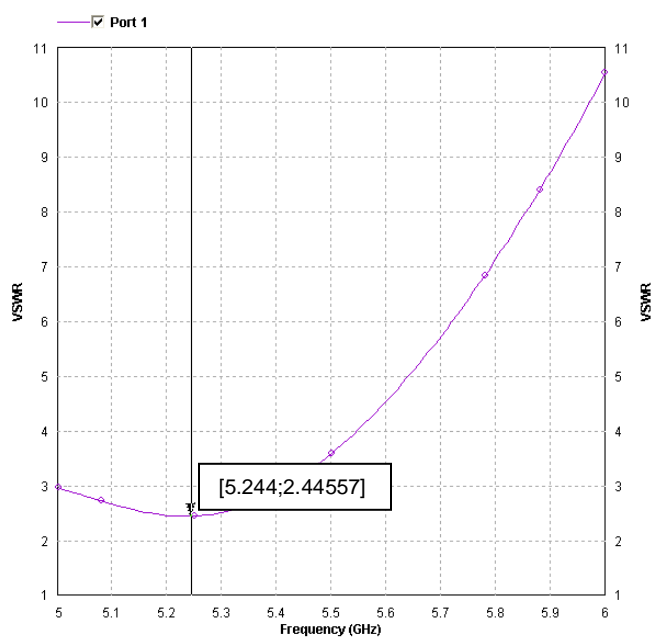


Figura. 3.14. VSWR vs Frecuencia

Este valor alto de VSWR se produce debido a la alta impedancia de entrada del diseño, como se observa en la Figura 3.15.

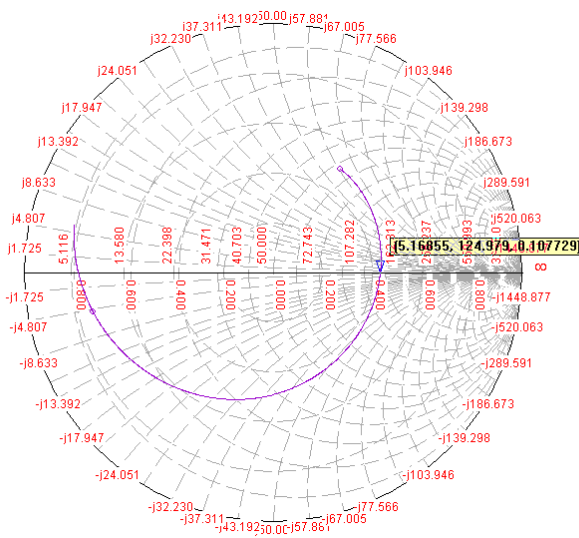


Figura. 3.15. Impedancia de entrada

Debido al alto valor de impedancia obtenido es necesario diseñar un transformador de $\lambda/4$, con el fin de acoplar el diseño a una impedancia de 50Ω .

3.3.2. Diseño con transformador de $\lambda/4$

Para utilizar el transformador de $\lambda/4$ se requiere una línea de transmisión de 90° con una impedancia característica Z_0 , para esto se necesita el dato de impedancia Z_{ant} obtenida con el marcador en la carta de smith de la Figura 3.15, utilizando la siguiente expresión:

$$Z_0 = \sqrt{50 * Z_{ant}}$$

ECUACIÓN 3.3

$$Z_0 = \sqrt{50 * 124.979}$$

$$Z_0 = 79.0503 \Omega$$

Con el valor de Z_0 calculado se emplea el utilitario *LineGauge*, obteniendo así la línea de transmisión que servirá para el acople de impedancias.

Mediante este proceso se obtiene un diseño acoplado, como se muestra en la Figura 3.16.

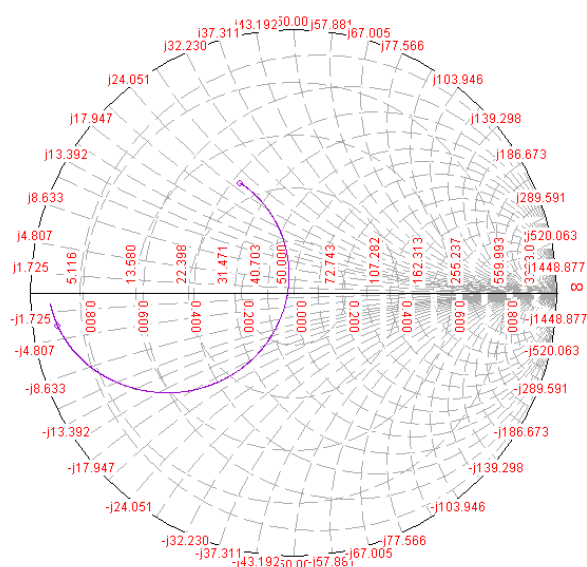


Figura. 3.16. Impedancia de entrada del diseño acoplado

Al tener un diseño acoplado, se consigue un valor de VSWR adecuado como se muestra en la Figura 3.17.

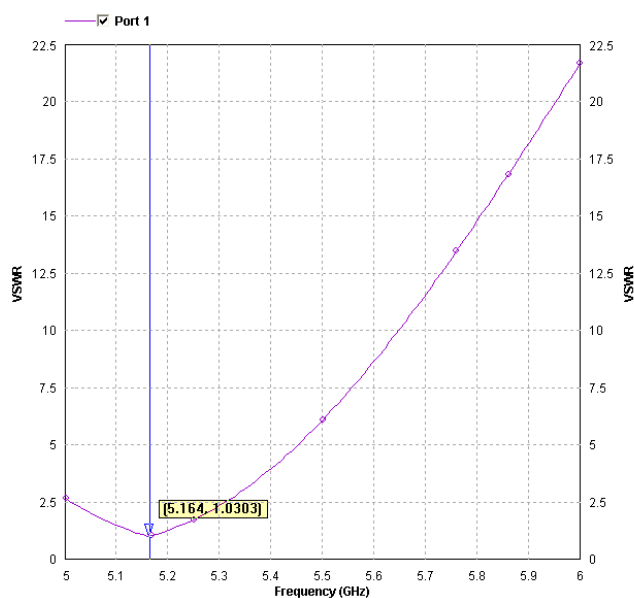


Figura. 3.17. VSWR vs Frecuencia del diseño acoplado

Como se observa en la gráfica anterior la frecuencia de resonancia no es la requerida, por lo que es necesario recurrir a la opción de optimización que nos brinda el software IE3D.

3.3.2. Diseño optimizado

El objetivo de optimización es que el valor de la frecuencia de resonancia sea de 5.4 GHz, para lo cual se realiza el proceso de optimizado explicado detalladamente en el Anexo II, consiguiendo el objetivo planteado. Posterior al proceso de optimización, el nuevo diseño (manteniendo su estructura) presenta las magnitudes mostradas en la Tabla 3.4.

Tabla. 3.4. Magnitudes del diseño acoplado y optimizado

Diseño	Impedancia de entrada (Z) [Ω]	Ancho (W) [mm]	Longitud (L) [mm]
Acoplado	47.2707	36	14.4838
Optimizado	45.081	35.9750	13.7750

Como se puede observar en la tabla 3.3, el software modificó las magnitudes para obtener el valor de la frecuencia de resonancia requerida; consiguiendo los siguientes resultados:

- Un VSWR adecuado a la frecuencia requerida como se muestra en la Figura 3.18.

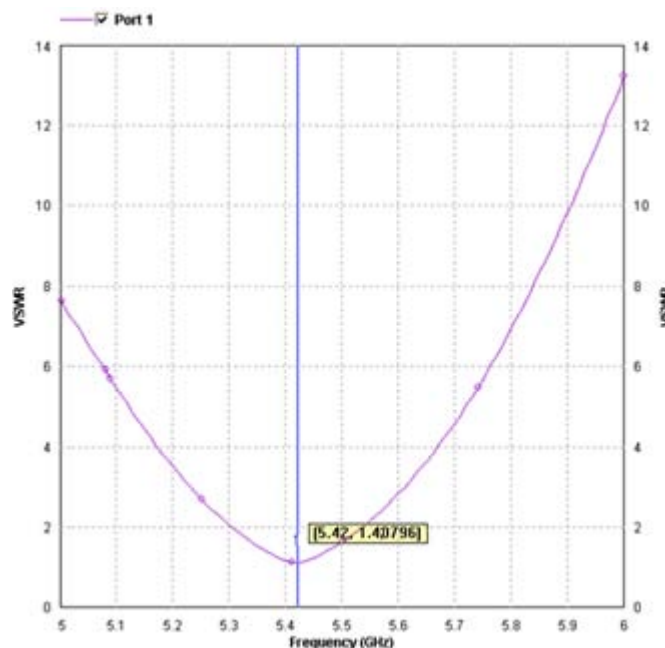


Figura. 3.18. VSWR vs Frecuencia

- Una impedancia de entrada acoplada adecuadamente, como de muestra en la Figura 3.19.

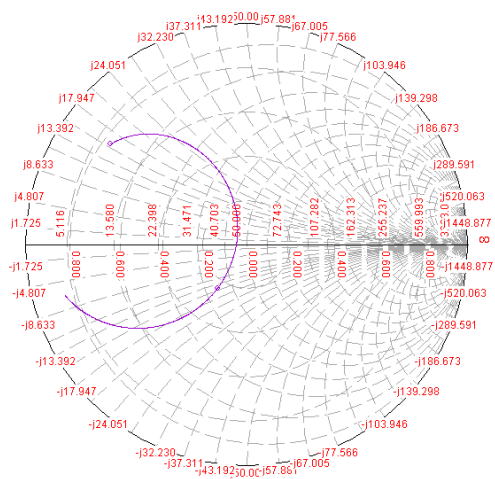


Figura. 3.19. Impedancia de entrada

- Con la frecuencia de resonancia adecuada se obtiene la gráfica del Parámetro S_{11} , como se muestra en la Figura 3.20.

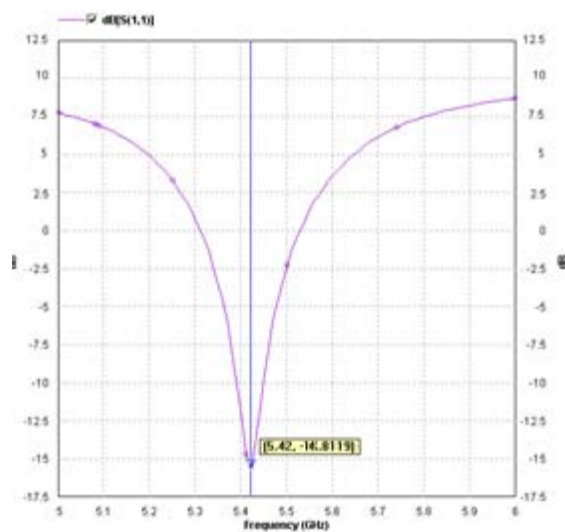


Figura. 3.20. Parámetro S_{11} vs Frecuencia

Con la ayuda del utilitario *PatternView* podemos obtener los resultados del funcionamiento de la antena como son:

- Se obtiene la gráfica de la ganancia de la antena como se muestra en la Figura 3.21.

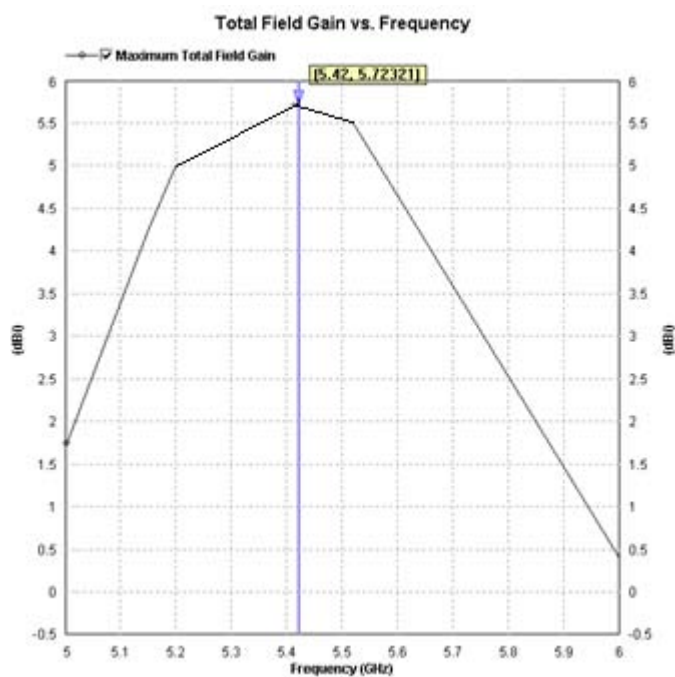


Figura. 3.21. Ganancia vs Frecuencia

- Se muestra la gráfica de eficiencia de la antena en la Figura 3.22.

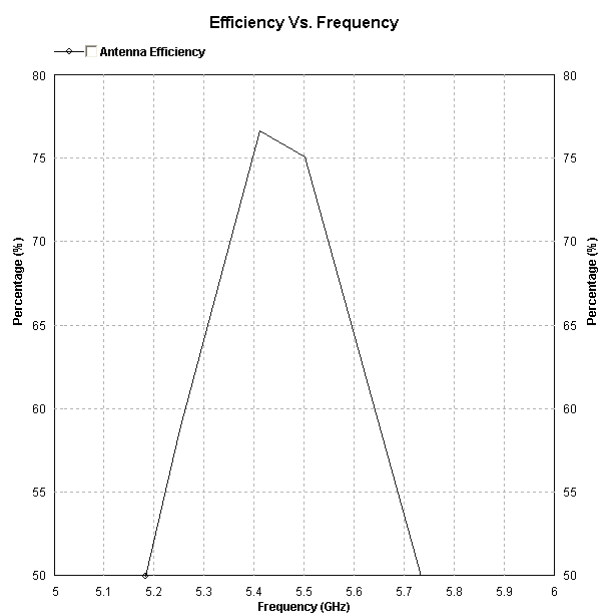


Figura. 3.22. Eficiencia vs Frecuencia

- Este utilitario nos proporciona la visualización del patrón de radiación en 2D y 3D, como se muestra en la Figura 3.23 y Figura 3.24 respectivamente.

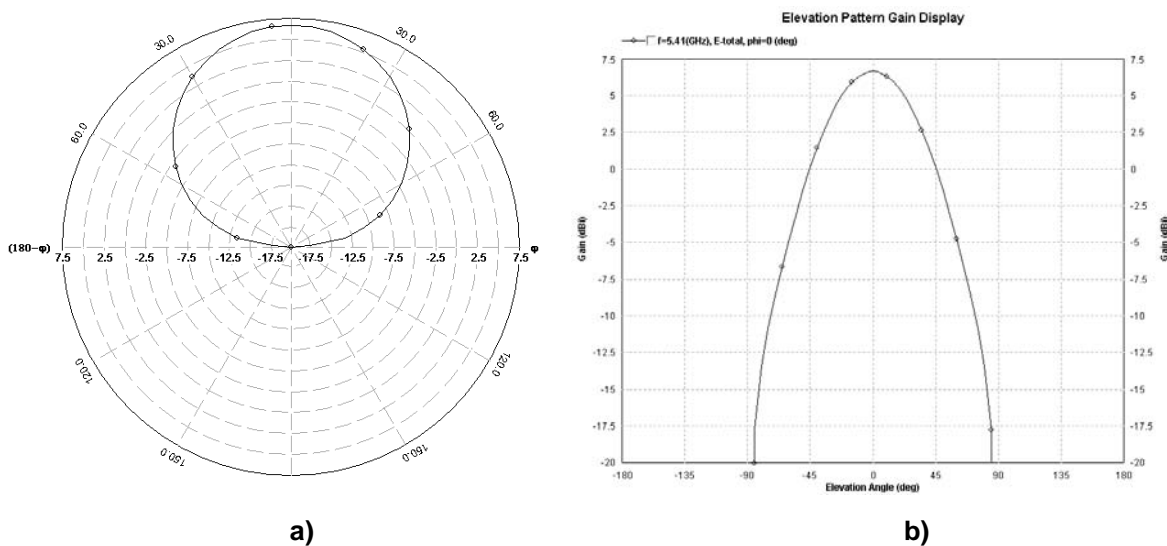
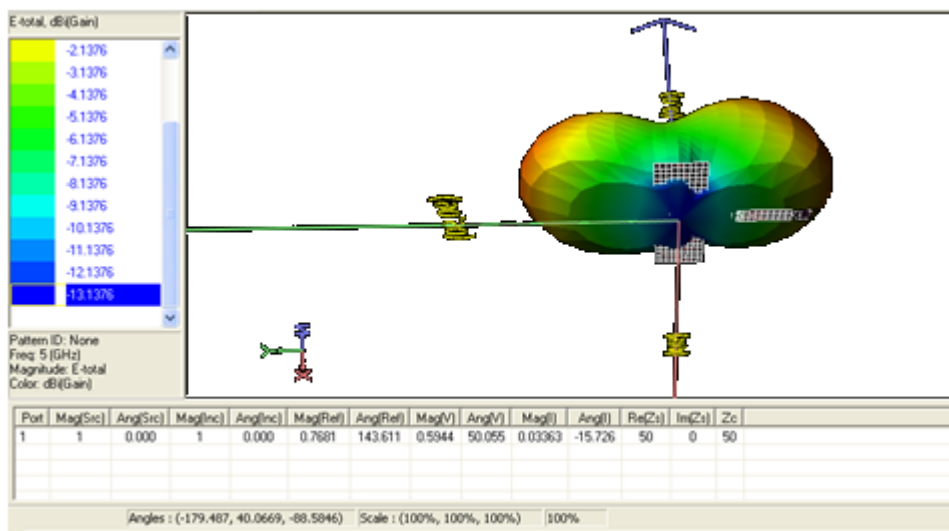
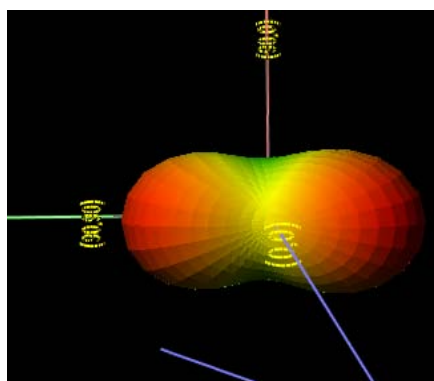


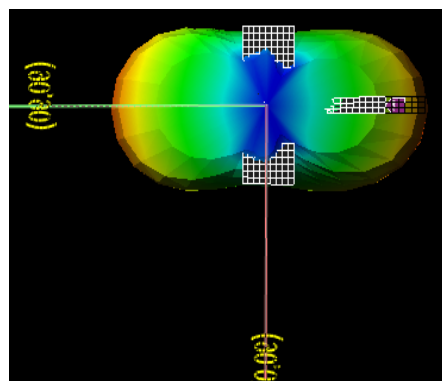
Figura. 3.23. a) Patrón de radiación en 2D en coordenadas polares y b) Patrón de radiación en 2D en coordenadas cartesianas



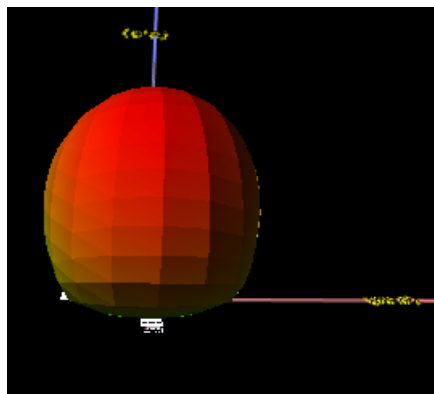
a)



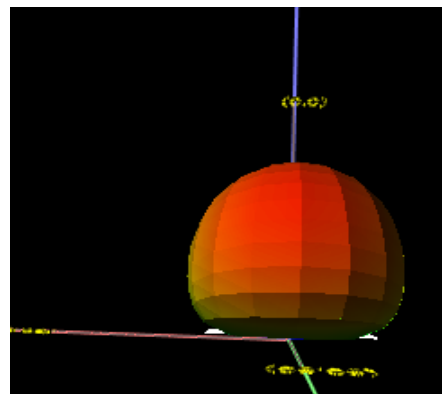
b)



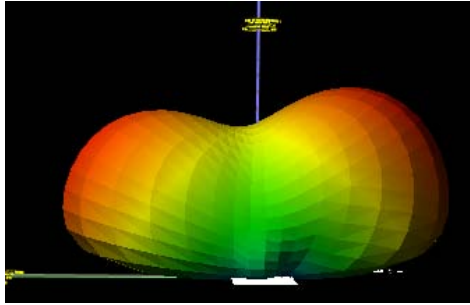
c)



d)



e)



f)

Figura. 3.24.a) Patrón de radiación en 3D, b) Vista superior del patrón de radiación, c) Vista inferior del patrón de radiación, d) Vista frontal del patrón de radiación, e) Vista posterior del patrón de radiación y f) Vista lateral del patrón de radiación

CAPÍTULO 4

CONSTRUCCIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS DE LA ANTENA

4.1 CONSTRUCCIÓN DE ANTENA PARA 5,4 GHZ

A partir de las simulaciones realizadas en el capítulo anterior, se ha escogido la simulación optimizado de los diseños 1 y 2, debido a que presentan el mejor desempeño de la antena.

Estos prototipos construidos servirán para realizar las pruebas de verificación del funcionamiento de la antena, que permitirá realizar una comparación con los valores teóricos obtenidos y a su vez comprobar los resultados en un ambiente ideal dentro de la cámara anecoica.

Para iniciar la construcción de la antena se realiza la impresión del circuito mediante el programa *Autocad*, exportando el diseño desde el software IE3D, como se muestra en la Figura 4.1.

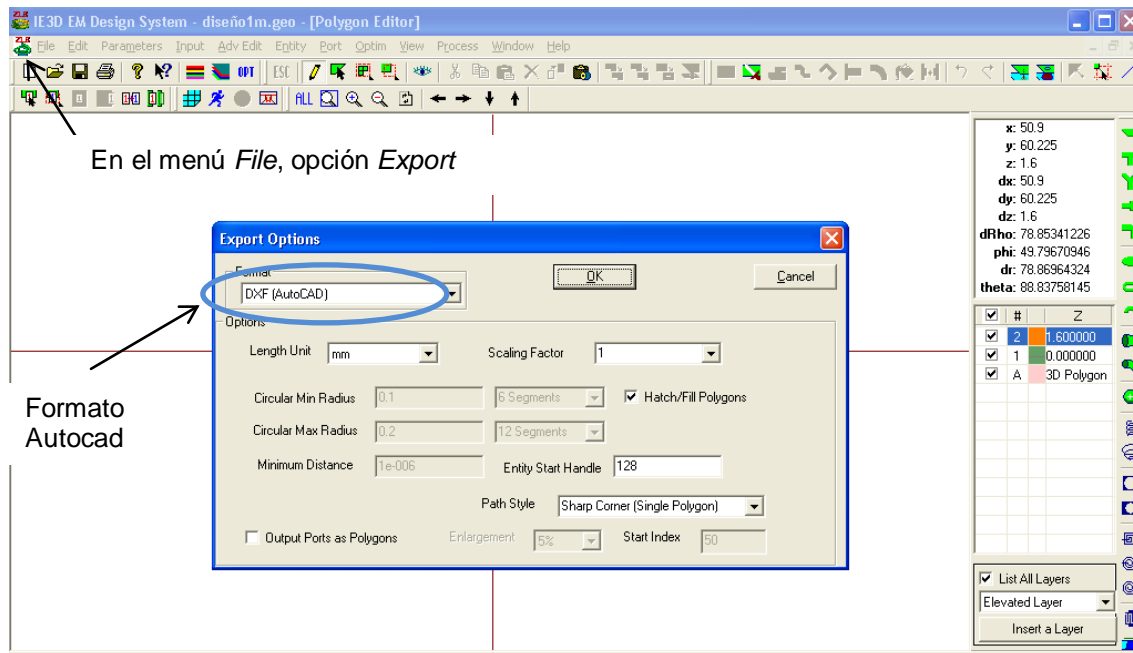


Figura. 4.1. Exportación del diseño a Autocad

4.2 ESTUDIO DE MATERIALES

4.2.1 Sustrato

Este material es de gran importancia, debido a la influencia que tienen sus características en el funcionamiento de la antena; gracias al estudio realizado en el capítulo 2 se ha elegido la baquelita común de doble lado como sustrato para el diseño, con los parámetros mostrados en la Tabla 4.1.

Tabla. 4.1. Parámetros de Baquelita Común utilizada

Material	Espesor	Espesor de Láminas Metálicas	Constante Dieléctrica	Tangente de Pérdidas
Baquelita Común	1.6 mm.	0.0035 mm c/u	3.36	0.0058

4.2.2 Cables

Para este tipo de implementaciones a altas frecuencias se usa generalmente los cables coaxiales.

El cable coaxial es utilizado para transportar señales eléctricas de alta frecuencia que posee dos conductores concéntricos, uno central, llamado vivo, encargado de llevar la información, y uno exterior, de aspecto tubular, llamado malla o blindaje, que sirve como referencia de tierra y retorno de las corrientes.

Entre ambos se encuentra una capa aislante llamada dieléctrico, de cuyas características dependerá principalmente la calidad del cable. [43]

Todo el conjunto suele estar protegido por una cubierta aislante, como se observa en la Figura 4.2.

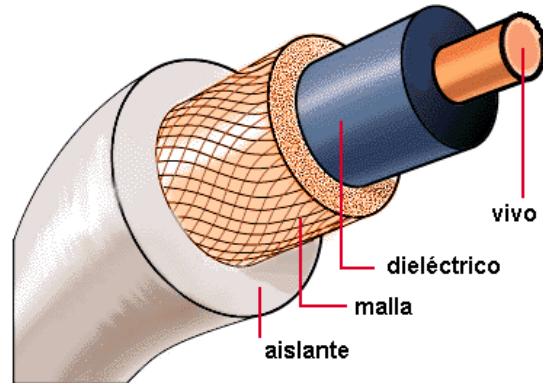


Figura. 4.2. Cable Coaxial

La mayoría de los cables coaxiales tienen una impedancia característica de 50, 52, 75, o 93 Ω . La industria de RF usa nombres de tipo para cables coaxiales.

Existen varios tipos de cables coaxiales, con diferentes características, como se muestra en la Tabla 4.2. [44]

Tabla. 4.2. Tipos de cables coaxiales

Cable	Díámetro (pulgadas)	Pérdida / pie 1 GHz dB	Pérdida / pie 6 GHz dB	Frecuencia Máxima Recomendada (GHz)	Factor de velocidad
RG58	0.195	0.15	0.42	1 GHz	0.77
RG174	0.11	0.34	0.9	3 GHz	0.66
RG178	0.08	0.45	NR	3 GHz	0.66
RG214	0.425	0.07	0.3	11 GHz	0.66

RG223	0.212	0.145	0.37	12.4 GHz	0.66
RG316	0.098	0.29	0.69	3 GHz	0.66
LMR200	0.200	0.105	0.27	6 GHz	0.83
LMR240	0.240	0.08	0.22	6 GHz	0.66
LMR400	0.400	0.04	0.11	10 GHz	0.85
LMR600	0.590	0.027	0.075	6 GHz	0.87
HF086	0.104	0.23	0.6	18 GHz	--
HF141	0.163	0.13	0.35	18 GHz	--

Ventajas del cable coaxial

- Tienen un bajo costo y simple instalación
- Banda ancha con una capacidad de 10 Mb/seg.
- Tiene un alcance de 1-10kms con bajas pérdidas

Desventajas del cable coaxial

- Ofrece poca inmunidad a los ruidos, puede mejorarse con filtros.
- El ancho de banda puede trasportar solamente un 40 % del total de su carga para permanecer estable.
- Dependiendo del tipo de cable el acople con sus respectivos conectores debe ser preciso, pues de lo contrario existirán pérdidas

Debido a la necesidad de manejar frecuencias cada vez más altas y a la digitalización de las transmisiones, en años recientes se ha sustituido paulatinamente el uso del cable coaxial por el de fibra óptica, en particular para distancias superiores a varios kilómetros, porque el ancho de banda de esta última es muy superior. [45]

4.2.3 Conectores

4.2.3. SMA (*SubMiniature* versión A)

Es un tipo de conector roscado para cable coaxial utilizado en microondas, se utiliza en frecuencia de hasta 33 GHz

Tienen una impedancia característica de 50Ω , llegando a una relación de onda estacionaria (VSWR) tan baja como 1:1.5, estos conectores generalmente llevan un acabado en oro para evitar la oxidación. [46]

Existen multitud de variaciones de este tipo de conector, para cable o para placa, con salidas rectas o en ángulo recto, acabado en oro o en acero.

Los conectores RP-SMA Macho son una subclase de los conectores SMA europeos y se le añade el prefijo RP que significa polaridad inversa por que modifican el pin interno de los conectores SMA, como se muestra en la Figura 4.3, a estos conectores generalmente se los encuentra en las antenas Wi-Fi. [47]



Figura. 4.3. Conector RP SMA Hembra

A continuación en la tabla 4.3 se muestra las características eléctricas de los conectores SMA.

Tabla. 4.3. Características eléctricas del conector SMA [48]

Características Eléctricas	
Impedancia	50 Ω
Rango de frecuencia	Cable semi rígido para 0.141" o 0.085" cubierto con una chaqueta de 0-18 GHz. Cable Flexible de 0-12.4 GHz.
Valores de voltaje	RG58, 141,142,223: 500 Vpico RG174, 188,316: 375 Vpico
Voltaje dieléctrico máximo	Grupo de cable 0.141" y RG58:1000V RMS Grupo de cable 0.085" y RG316:750V RMS
VSWR Conectores en GHz.	Grupo de cable semirígido 0.141":1.05+0.005f Grupo de cable RG58:1.15+0.01f Grupo de cable RG174: 1.15+0.02f Grupo de cable RG178: 1.20+0.025f
Resistencia de contacto	Centro:2 m Ω Cuerpo:2 m Ω Trenza al cuerpo:0.5 m Ω

Resistencia de aislamiento	5000 M Ω
Fugas RF	-90dB min. a 2 - 3 GHz
Pérdidas de inserción	dB max.=0.06 Frecuencia de prueba 6 GHz

4.2.3. BNC (*Bayonet Neill-Concelman*)

Es un tipo de conector usado con cables coaxiales y en aplicaciones de RF. Muy utilizado en equipos de radio de baja potencia, instrumentos de medición como osciloscopios, generadores, puentes, etc.

El conector tipo macho tiene un centro circular conectado al conductor del cable central y un tubo metálico conectado en el parte exterior del cable. Un anillo que rota en la parte exterior del conector asegura el cable mediante un mecanismo de bayoneta y permite la conexión a cualquier conector BNC tipo hembra. [49]

Existen varios tipos de BNC según la sujeción que proporcionan al cable. Los más destacados son los soldables y los corrugables. Para estos últimos existe una herramienta especial denominada “crimpadora”, que es una especie de tenaza que mediante presión, fija el conector al cable, también podemos mencionar la familia de BNC compuesta por:

- Conector de cable BNC: está soldado o incrustado en el extremo del cable.
- Conector en T BNC: conecta la tarjeta de red del equipo al cable de red.
- Alargador BNC: une dos cables coaxiales para hacer un cable más extenso.

- Terminadores BNC: ubicados en ambos extremos de un cable bus para absorber señales perdidas. Tiene la conexión a tierra. Una red de bus no puede funcionar sin ellos. Estaría fuera de servicio. [50]

Elementos que se muestran en la Figura 4.4.

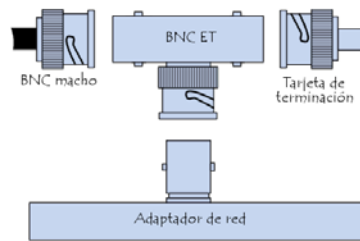


Figura. 4.4. Familia BNC

A continuación en la tabla 4.4 se muestra las características eléctricas de los conectores BNC.

Tabla. 4.4. Características eléctricas del conector BNC [51]

Características Eléctricas	
Impedancia	50 Ω
Rango de frecuencia	0-6 GHz.
Voltaje de trabajo	500 V RMS
Voltaje dieléctrico máximo	1500 V RMS
VSWR	1.3 max a 0-6 GHz.
Resistencia de contacto	Centro: 1.5 m Ω Exterior: 1 m Ω
Resistencia de aislamiento	5000 M Ω

4.2.3. Tipo N

Son conectores roscados para cable coaxial, operando con especificaciones hasta una frecuencia de 11 GHz, como se muestra en la Figura 4.5.

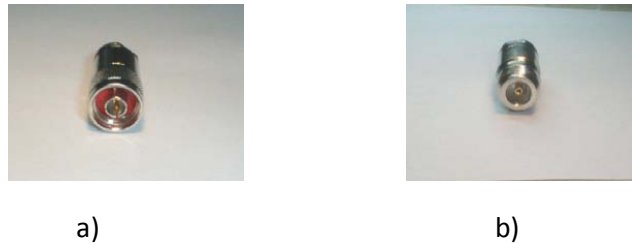


Figura. 4.5. Conector tipo N. a) Macho y b) Hembra

Se adapta a un amplio rango de cables coaxiales, medios y miniatura. Existe en grado comercial, industrial y militar y dos tipos: estándar y corrugado. Hay versiones de conectores rectos y en ángulo, aéreos y de panel.

En la tabla 4.5 se detalla las características eléctricas de los conectores tipo N. [52-53]

Tabla. 4.5. Características eléctricas del conector N

Características Eléctricas	
Impedancia	50 Ω
Rango de frecuencia	0-11 GHz.
Valores de Voltaje	1500 V RMS

Voltaje dieléctrico máximo	2500 V RMS
VSWR	1.3 max a 0-11 GHz.
Resistencia de contacto	Centro:1 mΩ Exterior:0.2 mΩ
Resistencia de aislamiento	5000 MΩ

4.2.4 Acopladores

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.

Por ejemplo, un acoplador puede ser usado para acoplar un conector SMA a un conector tipo N como se muestra en la Figura 4.6.



Figura. 4.6. Acoplador SMA-Tipo N

4.3 PRUEBAS Y RESULTADOS

Para conocer el funcionamiento real de la antena se han realizado varias mediciones en el analizador vectorial *Anritsu S362E*, cuyo manejo se explica detalladamente en el Anexo III; utilizando dos tipos de cables RG58 y LMR 400, variando sus longitudes y diversos conectores; además para extraer los gráficos del analizador, se utilizó el programa *ANRITSU MASTER SOFTWARE TOOLS*, permitiendo obtener los resultados en archivos *JPEG*.

Como se mencionó en el capítulo 3 se realizó dos diseños de antenas, variando el método de alimentación de línea de transmisión: conexión de línea microstrip con inserciones y conexión directa de la línea microstrip a la antena, los cuales de ahora en adelante solo se mencionarán como diseño 1 y diseño 2, respectivamente.

El cable coaxial RG58 sirve para transportar señales eléctricas de alta frecuencia, con una impedancia característica Ω de 50 y una velocidad de propagación del 77% y grandes pérdidas.

Es importante calcular la longitud real del cable en base a la ecuación 4.1, con lo cual se han obteniendo los siguientes resultados.

$$L_{\text{real}} = n * \left(\frac{\text{factor de velocidad} * c}{2 * f} \right) \quad \text{ECUACIÓN 4.1}$$

Donde:

$n \rightarrow$ número entero

$\text{factor de velocidad} \rightarrow$ característica del cable coaxial

$c \rightarrow$ velocidad de la luz ($3 * \frac{10^8 m}{s}$)

$f \rightarrow$ frecuencia de operacion

Diseño 2

4.3.1 Mediciones

Pruebas realizadas en el espacio exterior con un cable RG58 en el que se varía su longitud, el tipo de conector y la distancia de conexión.

En las mediciones mostradas a continuación las tablas que tengan el símbolo “---” indica que se realizó una conexión directa de la antena hacia el equipo, por lo cual el número entero para longitud real de cable, tipo de cable y perdidas de cable no se escribe.

- **Medición 1**

Tabla. 4.6. Consideraciones para la medición 1

Consideraciones para la medición				
Tipo de Conector	Tipo de Cable	Longitud de conectores(cm)	Entorno de medida	Número entero para longitud real del cable (n)
BNC	----	7	Espacio exterior	----

Tabla. 4.7. Resultados 1

Resultados					
Frecuencia de Resonancia (GHz)	VSWR	Pérdidas de Retorno (dB)	Pérdidas del cable (dB)	Impedancia Característica (Ω)	Polarización
5.697	1.21	20.48	----	59.85	Vertical

En la Figura 4.7 se muestra el valor de VSWR obtenido del resultado 1.

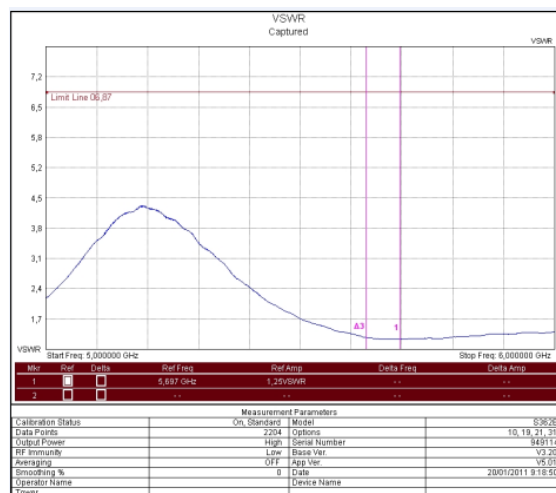


Figura. 4.7. VSWR vs Frecuencia

En la Figura 4.8 se muestra el valor de la impedancia característica obtenida del resultado 1.

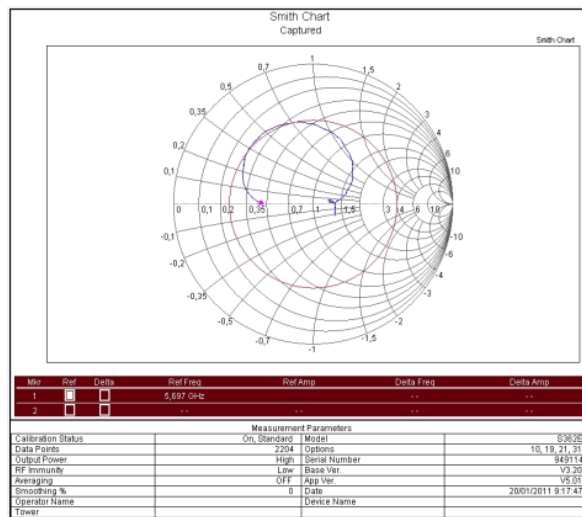


Figura. 4.8. Impedancia característica

En la Figura 4.9 se muestra el valor de las pérdidas de retorno obtenidas del resultado 1.

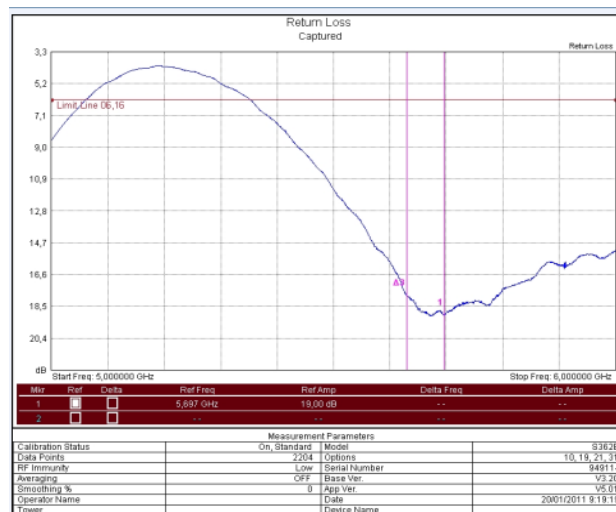


Figura. 4.9. Pérdidas de Retorno

- **Medición 2**

Tabla. 4.8. Consideraciones para la medición 2

Consideraciones para la medición				
Tipo de Conector	Tipo de Cable	Longitud del cable (cm)	Entorno de medida	Número entero para longitud real del cable (n)
BNC	RG58	21.39	Espacio exterior	10

Tabla. 4.9. Resultados 2

Resultados					
Frecuencia de Resonancia (GHz)	VSWR	Pérdidas de Retorno (dB)	Pérdidas del cable (dB)	Impedancia Característica (Ω)	Polarización
5.288	2.40	7.74	3.86	94.05	Vertical

En la Figura 4.10 se muestra el valor de VSWR obtenido del resultado 2.

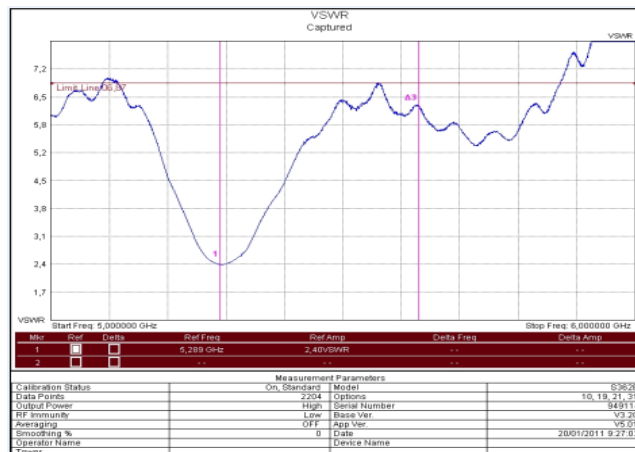


Figura. 4.10. VSWR vs Frecuencia

En la Figura 4.11 se muestra el valor de la impedancia característica obtenida del resultado 2.

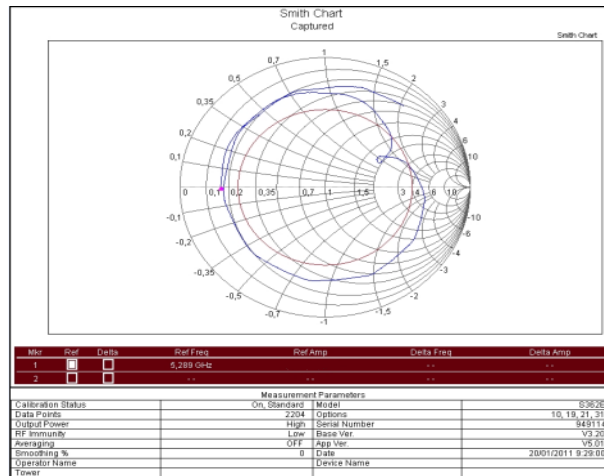


Figura. 4.11. Impedancia característica

En la Figura 4.12 se muestra el valor de las pérdidas de retorno obtenidas del resultado 2.

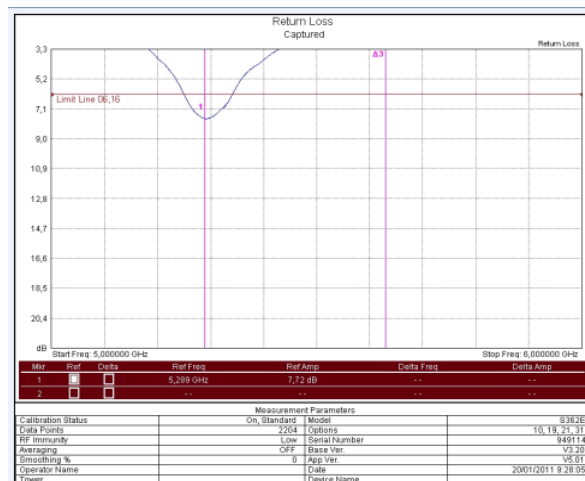


Figura. 4.12. Pérdidas de Retorno

En la Figura 4.13 se muestra el valor de las pérdidas del cable obtenidas del resultado 2.

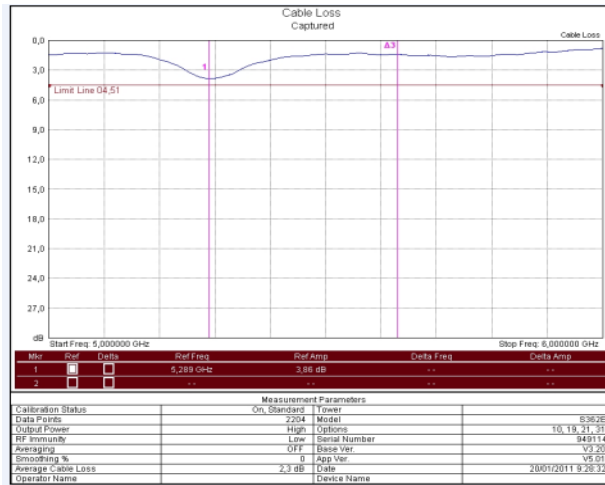


Figura. 4.13. Pérdidas del cable

Al variar la longitud del cable en 0.5 cm se obtuvieron los siguientes resultados.

- **Medición 3**

Tabla. 4.10. Consideraciones para la medición 3

Consideraciones para la medición				
Tipo de Conector	Tipo de Cable	Longitud del cable (cm)	Entorno de medida	Número entero para longitud real del cable (n)
BNC	RG58	21	Espacio exterior	----

Tabla. 4.11. Resultados 3

Resultados					
Frecuencia de Resonancia (GHz)	VSWR	Pérdidas de Retorno (dB)	Pérdidas del cable (dB)	Impedancia Característica (Ω)	Polarización
5.329	1.16	22.65	11.13	48.50	Vertical

En la Figura 4.14 se muestra el valor de VSWR obtenido del resultado 3.

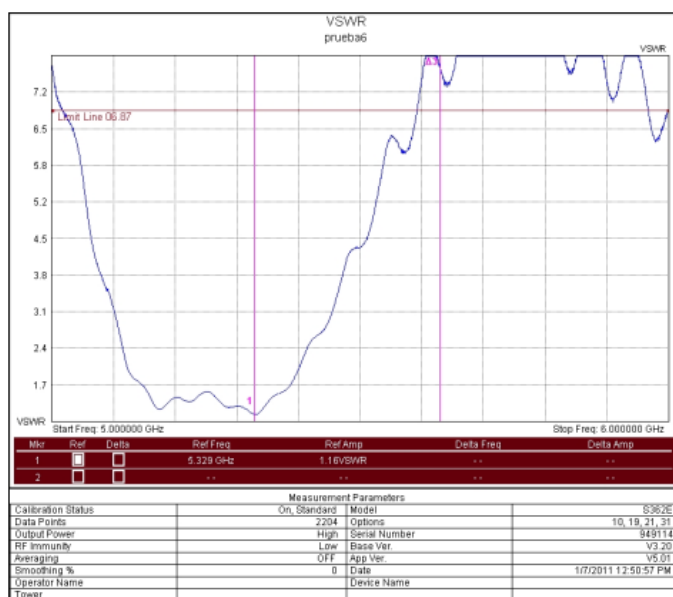


Figura. 4.14. VSWR vs Frecuencia

En la Figura 4.15 se muestra el valor de la impedancia característica obtenida del resultado 3.

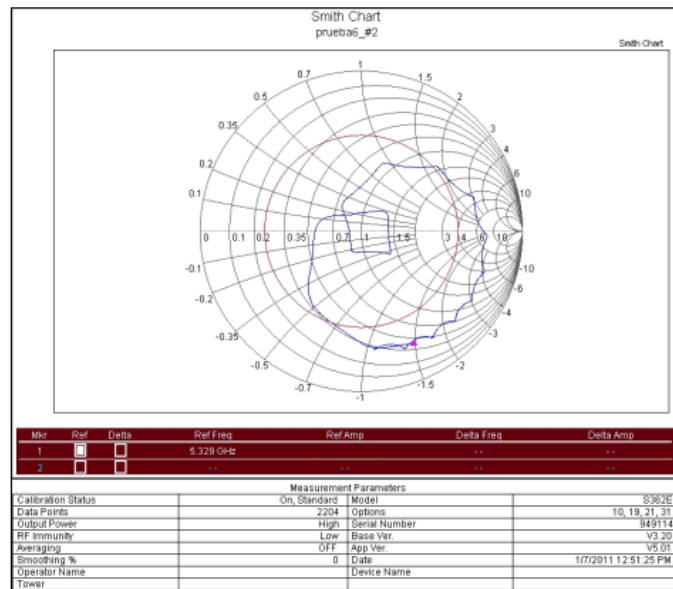


Figura. 4.15. Impedancia característica

En la Figura 4.16 se muestra el valor de las pérdidas de retorno obtenidas del resultado 3.

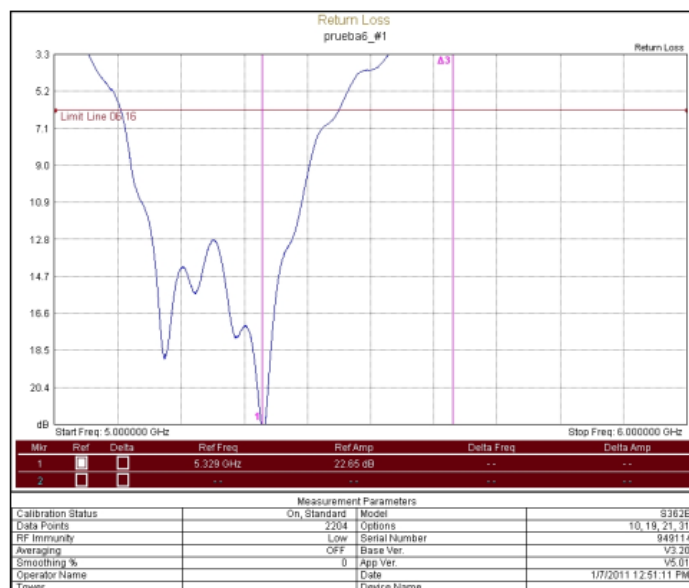


Figura. 4.16. Pérdidas de retorno

- Medición 4

Tabla. 4.12. Consideraciones para la medición 4

Consideraciones para la medición				
Tipo de Conector	Tipo de Cable	Longitud del cable (cm)	Entorno de medida	Número entero para longitud real del cable (n)
BNC	RG58	19.25	Espacio exterior	9

Tabla. 4.13. Resultados 4

Resultados					
Frecuencia de Resonancia (GHz)	VSWR	Pérdidas de Retorno (dB)	Pérdidas del cable (dB)	Impedancia Característica (Ω)	Polarización
5.283	2.67	6.83	3.42	38.89	Vertical

En la Figura 4.17 se muestra el valor de VSWR obtenido del resultado 4.

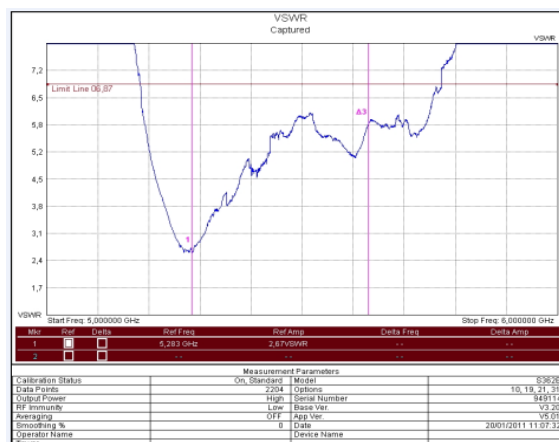


Figura. 4.17. VSWR vs Frecuencia

En la Figura 4.18 se muestra el valor de la impedancia característica obtenida del resultado 4.

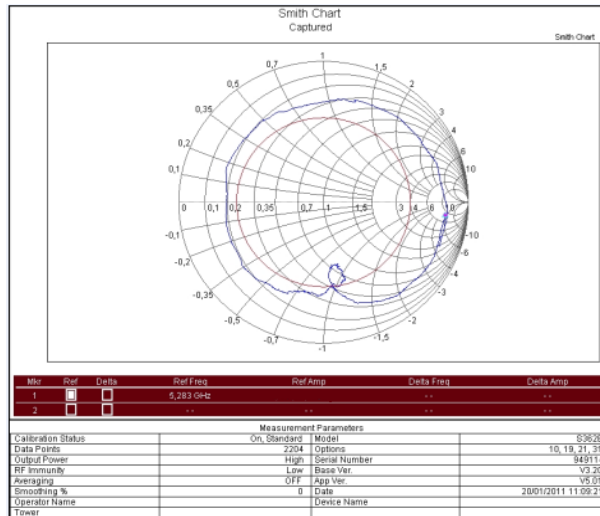


Figura. 4.18. Impedancia característica

En la Figura 4.19 se muestra el valor de las pérdidas de retorno obtenidas del resultado 4.

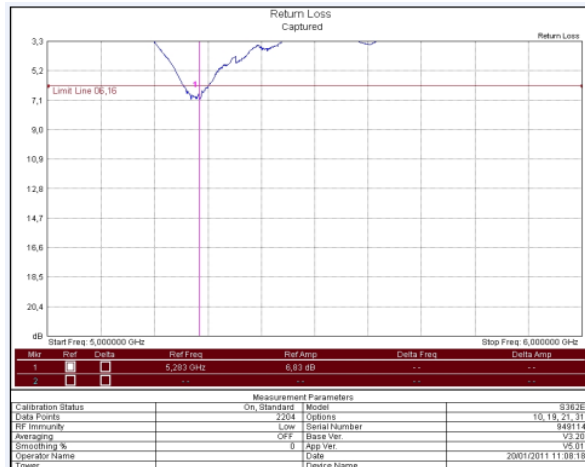
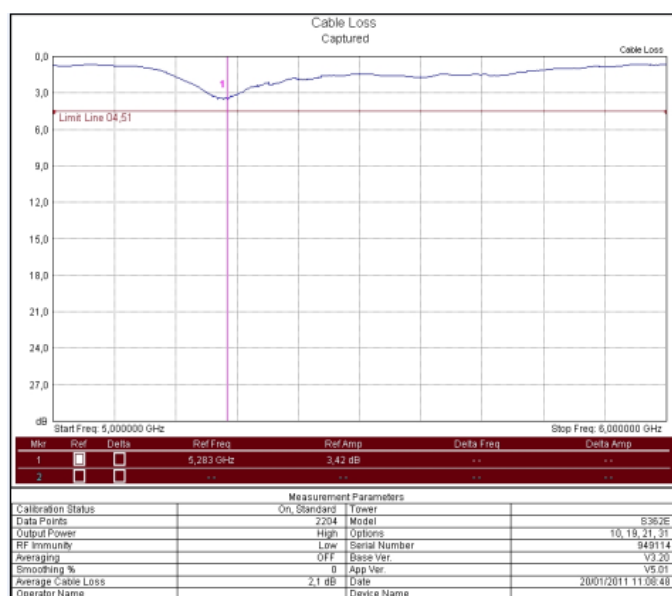


Figura. 4.19. Pérdidas de retorno

En la Figura 4.20 se muestra el valor de las pérdidas del cable obtenidas del resultado 4.

**Figura. 4.20. Pérdidas del cable**

- **Medición 5**

Tabla. 4.14. Consideraciones para la medición 5

Consideraciones para la medición				
Tipo de Conector	Tipo de Cable	Longitud del cable (cm)	Entorno de medida	Número entero para longitud real del cable (n)
BNC	RG58	17.11	Espacio exterior	8

Tabla. 4.15. Resultados 5

Resultados					
Frecuencia de Resonancia (GHz)	VSWR	Pérdidas de Retorno (dB)	Pérdidas del cable (dB)	Impedancia Característica (Ω)	Polarización
5.337	1.40	15.49	7.74	61.93	Vertical

En la Figura4.21 se muestra el valor de VSWR obtenido del resultado 5.

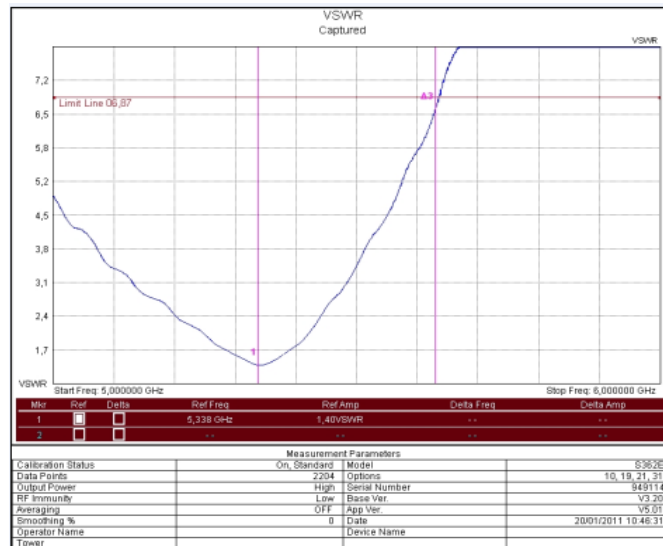


Figura. 4.21. VSWR vs Frecuencia

En la Figura4.22 se muestra el valor de la impedancia característica obtenida del resultado 5.

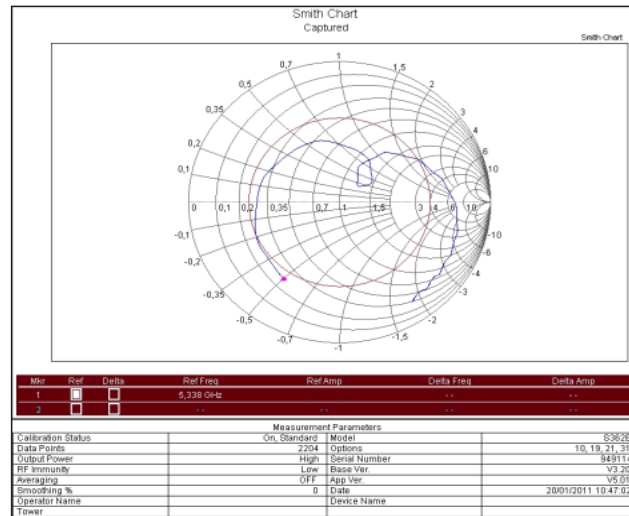


Figura. 4.22. Impedancia característica

En la Figura 4.23 se muestra el valor de las pérdidas de retorno obtenidas del resultado 5.

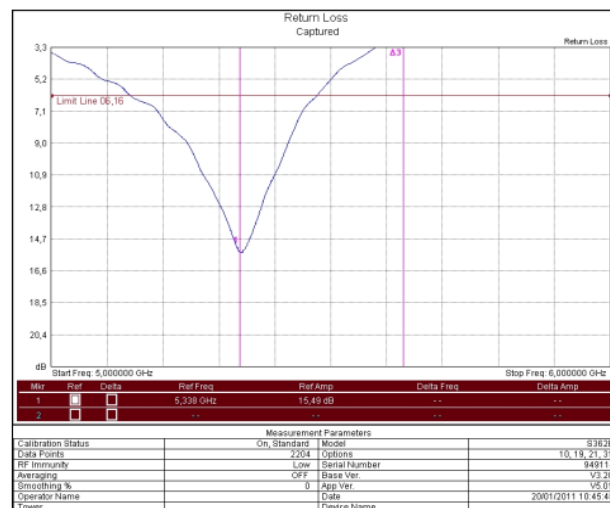


Figura. 4.23. Pérdidas de retorno

En la Figura 4.24 se muestra el valor de las pérdidas del cable obtenidas del resultado 5.

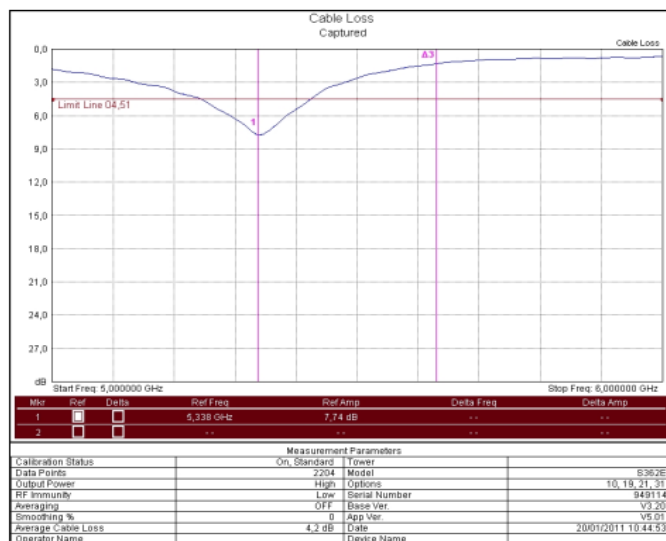


Figura. 4.24. Pérdidas del cable

- **Medición 6**

Tabla. 4.16. Consideraciones para la medición 6

Consideraciones para la medición				
Tipo de Conector	Tipo de Cable	Longitud del cable (cm)	Entorno de medida	Número entero para longitud real del cable (n)
BNC	RG58	14.97	Espacio exterior	7

Tabla. 4.17. Resultados 6

Resultados					
Frecuencia de Resonancia (GHz)	VSWR	Pérdidas de Retorno (dB)	Pérdidas del cable (dB)	Impedancia Característica (Ω)	Polarización
5.221	3.33	5.36	2.69	59.84	Vertical

En la Figura 4.25 se muestra el valor de VSWR obtenido del resultado 6.

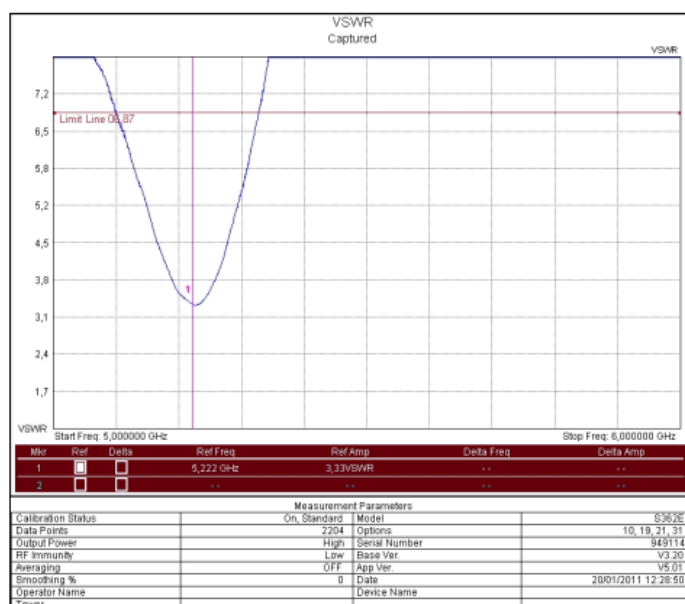


Figura. 4.25. VSWR vs Frecuencia

En la Figura 4.26 se muestra el valor de la impedancia característica obtenida del resultado 6.

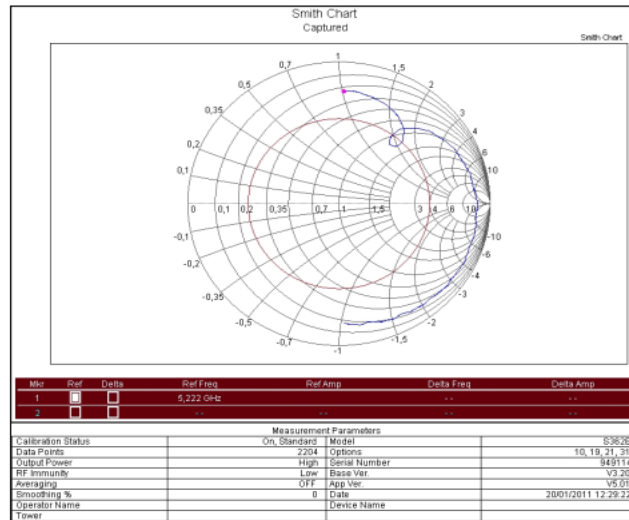


Figura. 4.26. Impedancia característica

En la Figura 4.27 se muestra el valor de las pérdidas de retorno obtenidas del resultado 6.

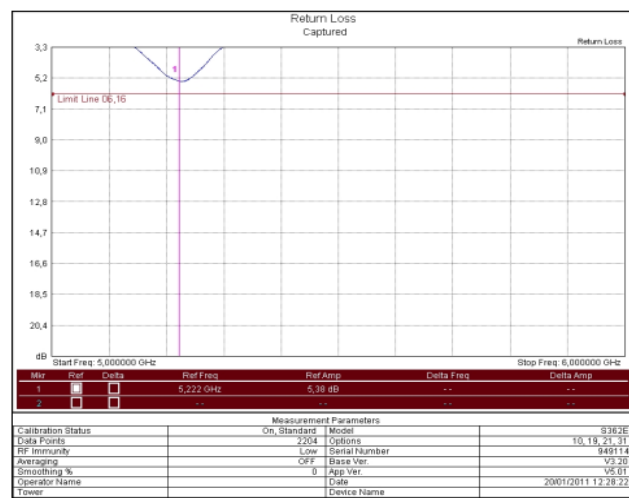


Figura. 4.27. Pérdidas de retorno

En la Figura 4.28 se muestra el valor de las pérdidas del cable obtenidas del resultado 6.

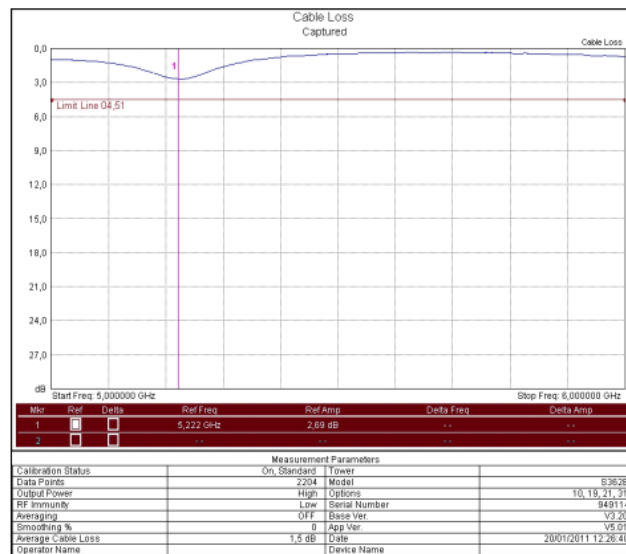


Figura. 4.28. Pérdidas del cable

- **Medición 7**

Tabla. 4.18. Consideraciones para la medición 7

Consideraciones para la medición				
Tipo de Conector	Tipo de Cable	Longitud del cable (cm)	Entorno de medida	Número entero para longitud real del cable (n)
BNC	RG58	12.83	Espacio exterior	6

Tabla. 4.19. Resultados 7

Resultados					
Frecuencia de Resonancia (GHz)	VSWR	Pérdidas de Retorno (dB)	Pérdidas del cable (dB)	Impedancia Característica (Ω)	Polarización
5.279	3.42	5.36	2.61	77.51	Vertical

En la Figura 4.29 se muestra el valor de VSWR obtenido del resultado 7.

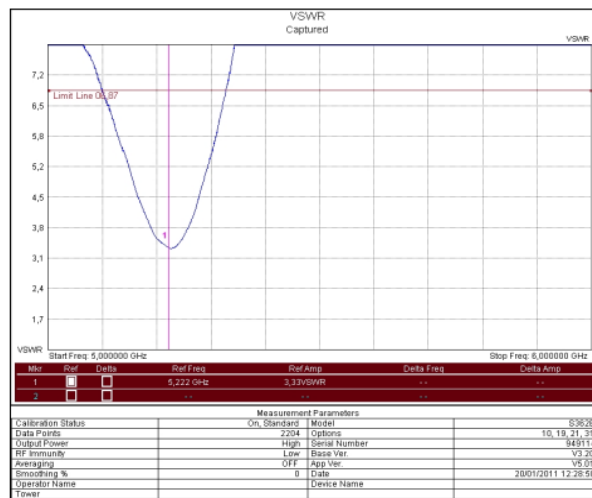


Figura. 4.29. VSWR vs Frecuencia

En la Figura 4.30 se muestra el valor de la impedancia característica obtenida del resultado 7.

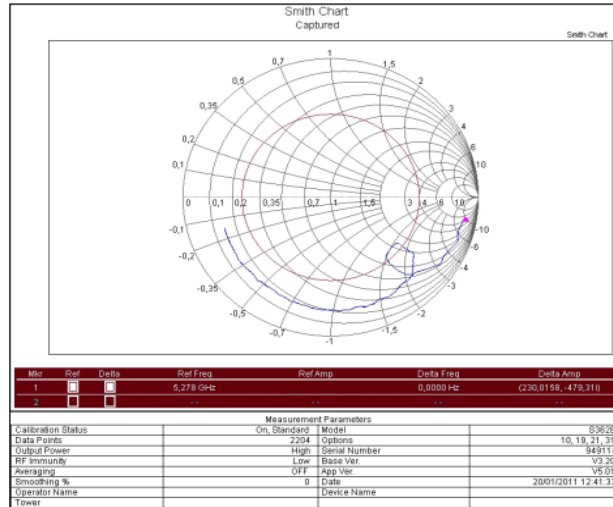


Figura. 4.30. Impedancia característica

En la Figura 4.31 se muestra el valor de las pérdidas de retorno obtenidas del resultado 7.

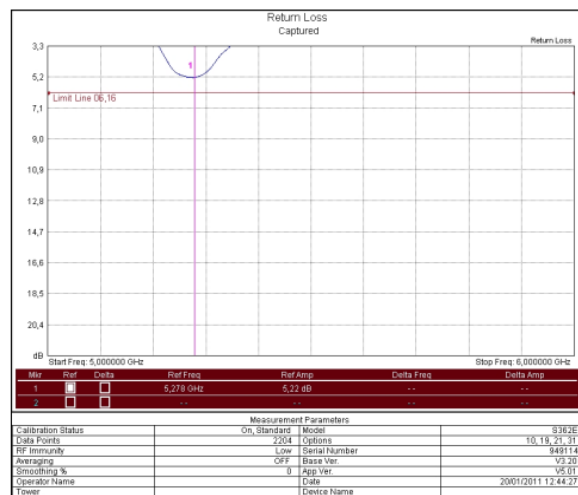


Figura. 4.31. Pérdidas de retorno

En la Figura 4.32 se muestra el valor de las pérdidas del cable obtenidas del resultado 7.

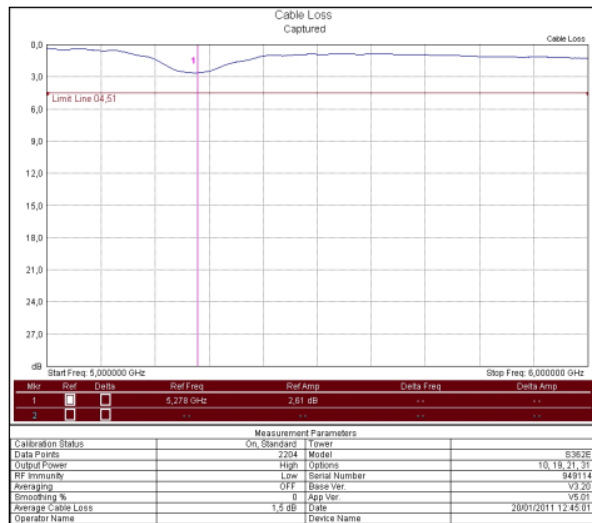


Figura. 4.32. Pérdidas del cable

A continuación se muestra los resultados obtenidos utilizando un conector Tipo N.

• **Medición 8**

Tabla. 4.20. Consideraciones para la medición 8

Consideraciones para la medición				
Tipo de Conector	Tipo de Cable	Longitud de conectores(cm)	Entorno de medida	Número entero para longitud real del

				cable (n)
N	RG58	5.5	Espacio exterior	----

Tabla. 4.21. Resultados 8

Resultados					
Frecuencia de Resonancia (GHz)	VSWR	Pérdidas de Retorno (dB)	Pérdidas del cable (dB)	Impedancia Característica (Ω)	Polarización
5.5835	1.20	20.99	----	53.60	Vertical

En la Figura 4.33 se muestra el valor de VSWR obtenido del resultado 8.

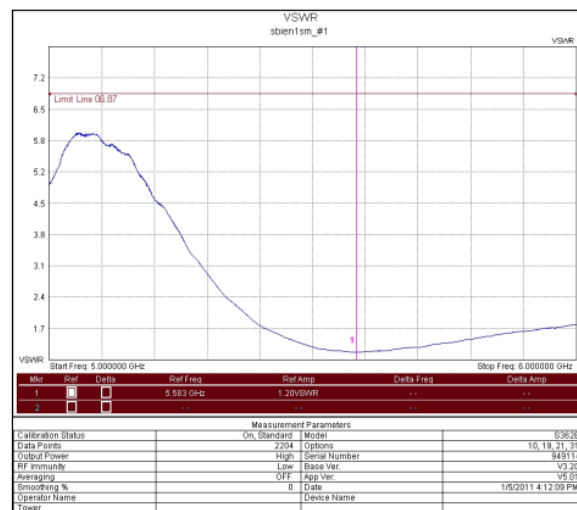


Figura. 4.33. VSWR vs Frecuencia

En la Figura 4.34 se muestra el valor de la impedancia característica obtenida del resultado 8.

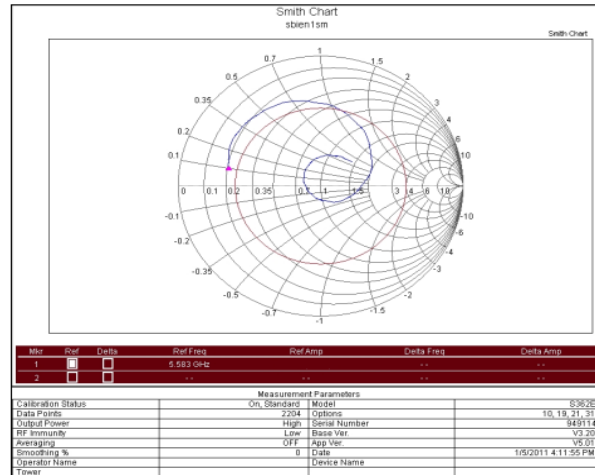


Figura. 4.34. Impedancia característica

En la Figura 4.35 se muestra el valor de las pérdidas de retorno obtenidas del resultado 8.

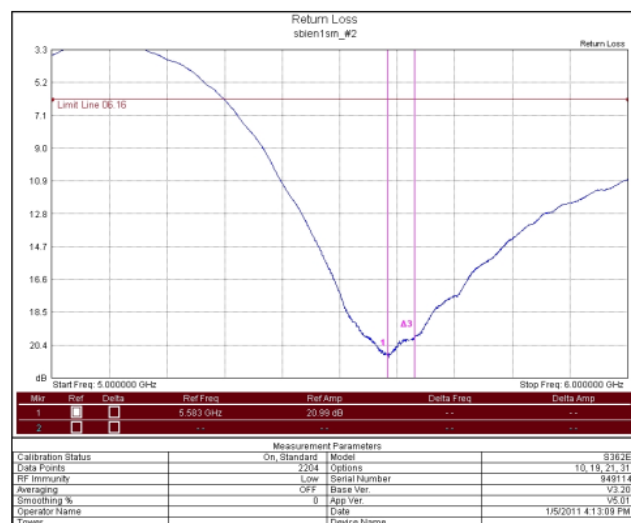


Figura. 4.35. Pérdidas de retorno

4.4 ANÁLISIS DE RESULTADOS CON EL CABLE RG58

Como se observa anteriormente se obtuvo diversos resultados de las características de la antena, esto se debe a la variación de la longitud del cable y la distancia entre conectores; es importante tomar en cuenta estas longitudes, cumpliendo con la ecuación 4.1, de lo contrario la frecuencia de resonancia no será la esperada.

Debido a la facilidad de adquisición estas primeras pruebas se realizaron con el cable RG58, el cual produce una gran cantidad de pérdidas, motivo por el cual las distancias con las que se trabaja son mínimas; además es importante escoger el tipo de conector y tener precaución en la colocación del mismo a la antena, ya que si uno de estos procesos falla influye sobre el desempeño de la antena, como el desacople de impedancias obtenido valores de VSWR no óptimos.

Luego de realizar varias pruebas, se han descartado algunas mediciones debido a que las características como frecuencia de resonancia o VSWR no han sido las deseadas, por los motivos mencionados anteriormente.

A continuación se realiza una comparación de resultados con las mediciones 3 - 5 y 1 - 8, las mismas que son una mejor aproximación a lo esperado.

Tabla. 4.22. Comparación de Resultados 1

Medición	3	5
Tipo de conector	BNC	BNC
Longitud del cable (cm)	21	17.11
Valor de n	----	8
Frecuencia de Resonancia (GHz)	5.329	5.337
VSWR	1.16	1.40
Impedancia Característica (Ω)	48.50	61.93
Pérdida de Retorno (dB)	22.65	15.49
Pérdida del cable (dB)	11.13	7.74

De acuerdo a la tabla 4.22 la medición 3 se realizó con una longitud de cable sin un cálculo previo, mientras que la medición 5 cumple con la ecuación 4.1, obteniendo una frecuencia de resonancia más cercana a la deseada, con esto se puede verificar que el cálculo de la longitud del cable es de gran importancia, la impedancia característica de los conectores es de 50Ω , por lo cual existe un acople adecuado de impedancias, obteniendo valores de VSWR deseados.

Como se mencionó anteriormente el cable RG58 es de grandes pérdidas, por lo cual a una mayor distancia se obtienen mayores pérdidas, como se observa en las mediciones 3 y 5.

Tabla. 4.23. Comparación de Resultados 2

Medición	Tipo de conector	Longitud del cable (cm)	Frecuencia de Resonancia (GHz)	VSWR	Impedancia Característica (Ω)	Pérdida de Retorno (dB)
1	BNC	7	5.697	1.21	59.85	20.48
8	N	5.5	5.5835	1.20	53.60	20.99

Como se puede observar en la tabla 4.23 la frecuencia de resonancia varía, dependiendo del tipo de conectores, al utilizar un conector tipo N es necesario un solo acoplador para la conexión de la antena con el equipo, mientras que con un conector tipo BNC es necesario el uso de dos acopladores, incrementando así la distancia entre el equipo y la antena; con la medición 8 se obtiene una distancia aproximada a la longitud de onda, lo cual produce un valor de frecuencia de resonancia más cercano que la medición 1.

Ambos conectores tienen una impedancia característica de 50Ω , es por ello que no se tiene problemas con el acople de impedancias y el resultado de VSWR es adecuado.

Existe una variación en las pérdidas de retorno, debido a la calidad de acopladores y conectores utilizados, es decir, los acopladores para el conector BNC tenían un acabado en oro, es por ello que a pesar de una mayor distancia de la conexión existe un menor valor de pérdidas de retorno.

Como se mencionó anteriormente se utilizaron dos tipos de cables para las mediciones, el LMR400 es un cable coaxial para altas frecuencias con un rango hasta 10 GHz, una impedancia característica de 50Ω , una velocidad de propagación de 85% y de bajas pérdidas; este cable es de gran importancia para realizar las pruebas, aunque la disponibilidad es complicada en el país y su costo es elevado, sin embargo su ventaja de proporcionar bajas pérdidas ha permitido trabajar con una distancia mayor a la del RG58, a continuación se muestran las pruebas realizadas con el cable coaxial LMR 400.

A partir de los resultados obtenidos es posible obtener el ancho de banda para el cual existen dos formas de encontrarlo:

- En la gráfica de pérdidas de retorno: Se ubica la referencia en un valor menor a 10 dB, cortando la gráfica en dos puntos, que al restar el mayor del menor da el valor del ancho de banda.
- En la gráfica del VSWR: Se ubica la referencia en un valor menor a 2, cortando la gráfica en dos puntos, que al restar el mayor del menor da el valor del ancho de banda.

Diseño 1

- **Medición 1**

Tabla. 4.24. Consideraciones para la medición 1

Consideraciones para la medición				
Tipo de Conector	Tipo de Cable	Longitud de conectores(cm)	Entorno de medida	Número entero para longitud real del cable (n)
SMA	LMR400	3	Espacio exterior	----

Tabla. 4.25. Resultados 1

Resultados					
Frecuencia de Resonancia (GHz)	VSWR	Pérdidas de Retorno (dB)	Pérdidas del cable (dB)	Impedancia Característica (Ω)	Polarización
5.53	1.48	14.28	----	52.70	Horizontal

En la Figura 4.36 se muestra el valor de VSWR obtenido del resultado 1.

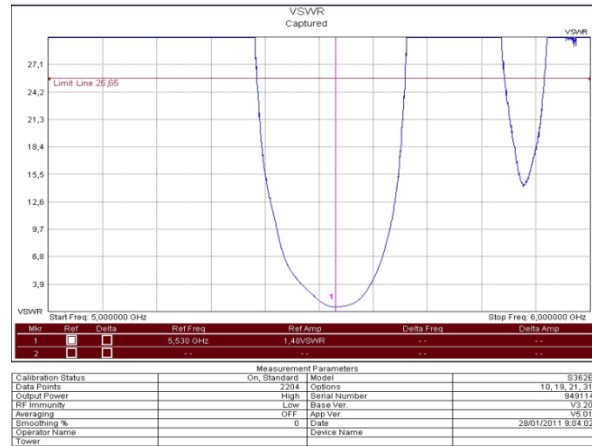


Figura. 4.36. VSWR vs Frecuencia

En la Figura 4.37 se muestra el valor de la impedancia característica obtenida del resultado 1.

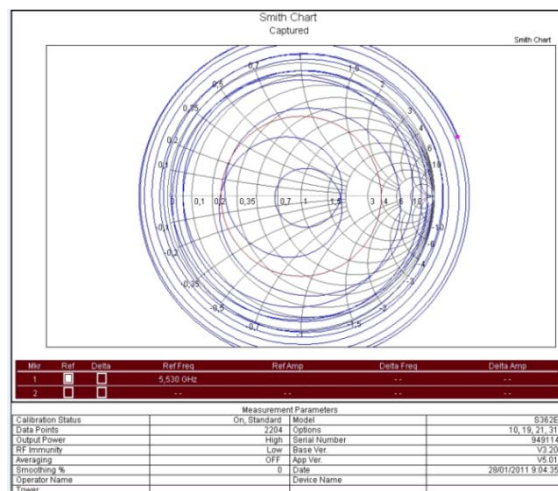
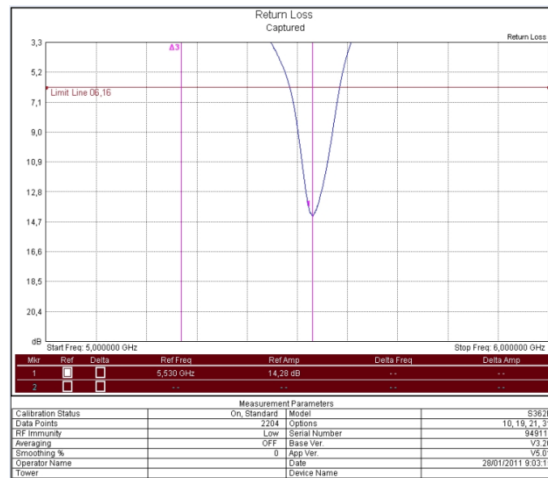


Figura. 4.37. Impedancia característica

En la Figura 4.38 se muestra el valor de las pérdidas de retorno obtenidas del resultado 1.

**Figura. 4.38. Pérdidas de retorno**

En las Figuras 4.39 y 4.40 se muestra el valor obtenido del ancho de banda del resultado 1.

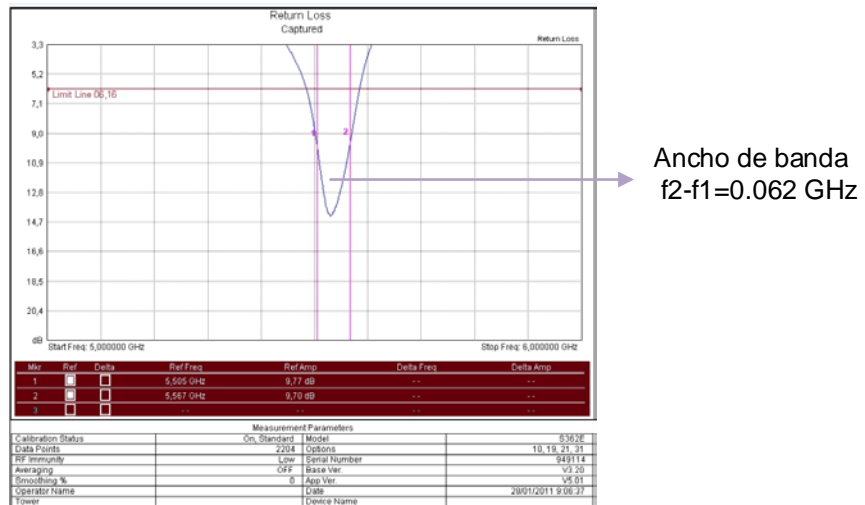


Figura. 4.39. Ancho de banda en pérdidas de retorno

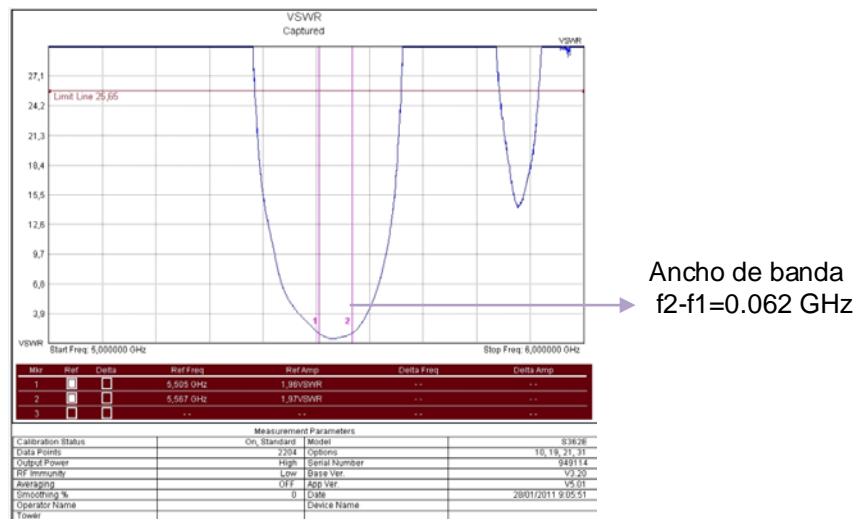


Figura. 4.40. Ancho de banda en VSWR

- **Medición 2**

Tabla. 4.26. Consideraciones para la medición 2

Consideraciones para la medición

Tipo de Conector	Tipo de Cable	Longitud de conectores(cm)	Entorno de medida	Número entero para longitud real del cable (n)
SMA	LMR400	3	Espacio exterior	----

Tabla. 4.27. Resultados 2

Resultados					
Frecuencia de Resonancia (GHz)	VSWR	Pérdidas de Retorno (dB)	Pérdidas del cable (dB)	Impedancia Característica (Ω)	Polarización
5.537	1.24	19.46	----	53.60	Vertical

En la Figura 4.41 se muestra el valor de VSWR obtenido del resultado 2.

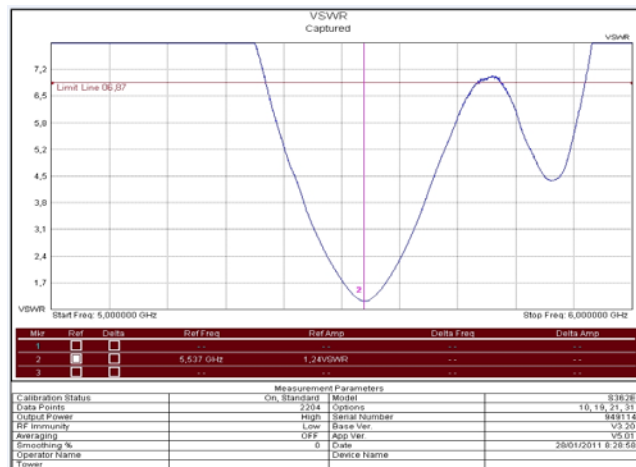


Figura. 4.41. VSWR vs Frecuencia

En la Figura 4.42 se muestra el valor de la impedancia característica obtenida del resultado 2.

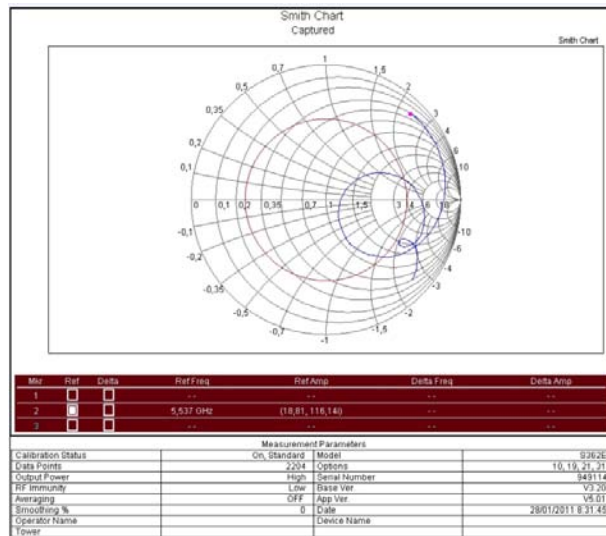


Figura. 4.42. Impedancia característica

En la Figura 4.43 se muestra el valor de las pérdidas de retorno obtenidas del resultado 2.

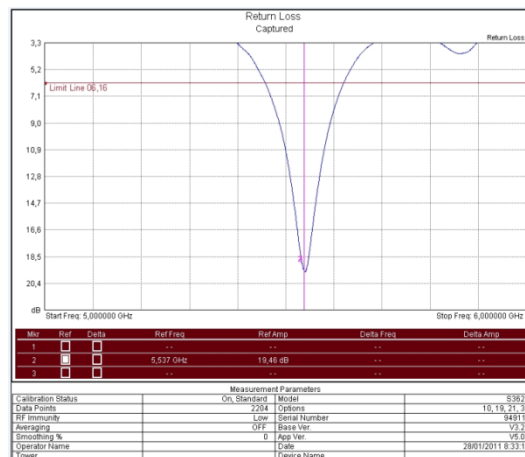
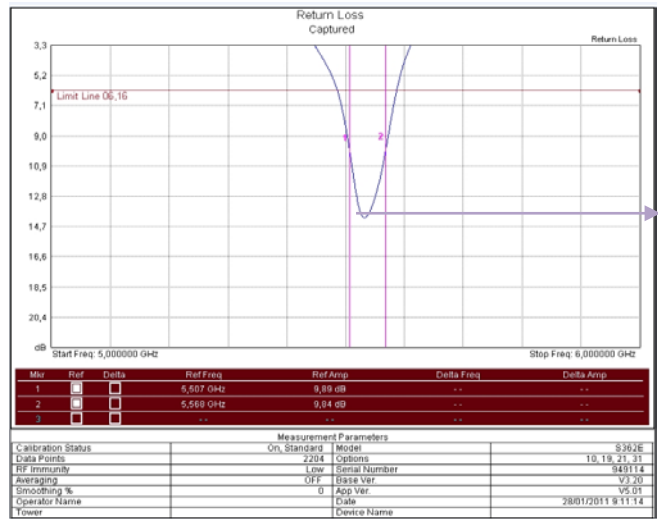


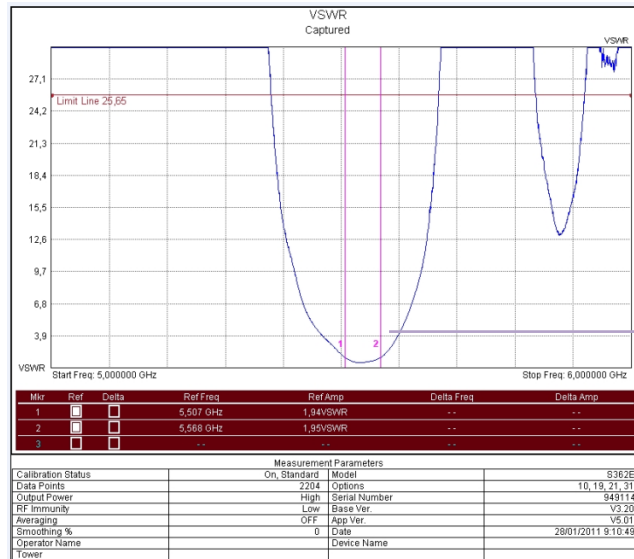
Figura. 4.43. Pérdidas de retorno

En las Figuras 4.44 y 4.45 se muestra el valor obtenido del ancho de banda del resultado 2.



Ancho de banda
f2-f1=0.061 GHz

Figura. 4.44. Ancho de banda en pérdidas de retorno



Ancho de banda
f2-f1=0.061 GHz

Figura. 4.45. Ancho de banda en VSWR

- Medición 3

Tabla. 4.28. Consideraciones para la medición 3

Consideraciones para la medición

Tipo de Conector	Tipo de Cable	Longitud del cable(m)	Entorno de medida	Número entero para longitud real del cable (n)
SMA	LMR400	1.25	Espacio exterior	53

Tabla. 4.29. Resultados 3

Resultados					
Frecuencia de Resonancia (GHz)	VSWR	Pérdidas de Retorno (dB)	Pérdidas del cable (dB)	Impedancia Característica (Ω)	Polarización
5.552	1.11	25.39	12.69	48.5	Horizontal

En la Figura 4.46 se muestra el valor de VSWR obtenido del resultado 3.

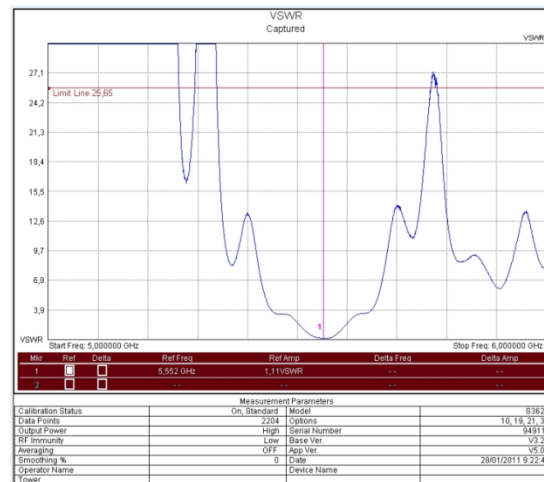


Figura. 4.46. VSWR vs Frecuencia

En la Figura 4.47 se muestra el valor de la impedancia característica obtenida del resultado 3.

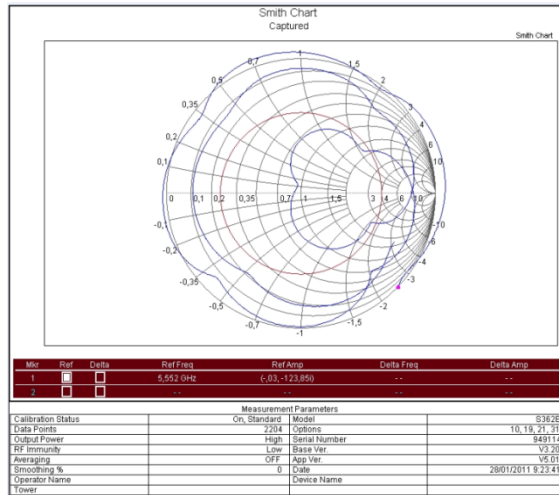


Figura. 4.47 Impedancia característica

En la Figura 4.48 se muestra el valor de las pérdidas de retorno obtenidas del resultado 3.

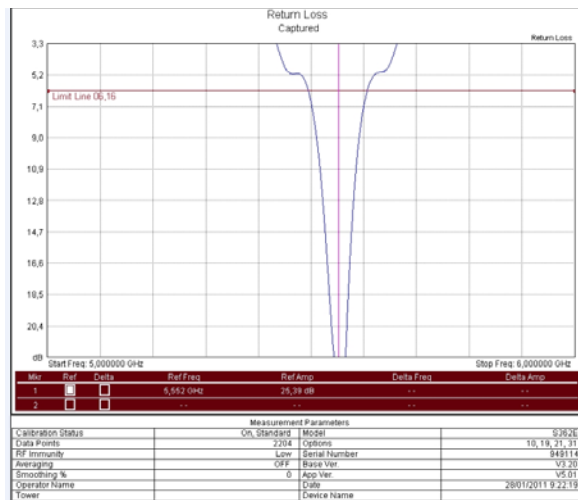


Figura. 4.48. Pérdidas de retorno

En la Figura 4.49 se muestra el valor de las pérdidas del cable obtenidas del resultado 3.

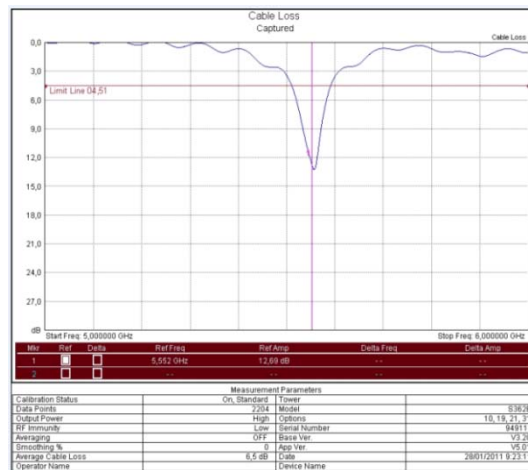


Figura. 4.49. Pérdidas del cable

En las Figuras 4.50 y 4.51 se muestra el valor obtenido del ancho de banda del resultado 3.

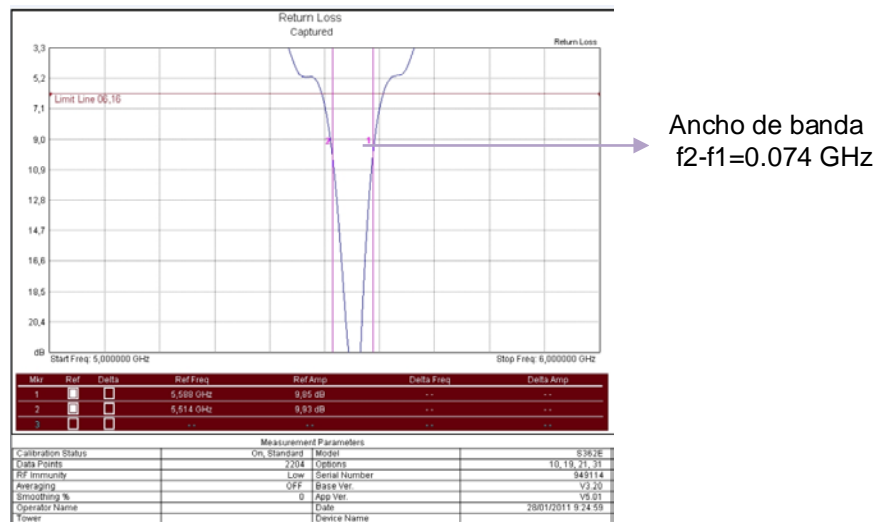


Figura. 4.50. Ancho de banda en pérdidas de retorno

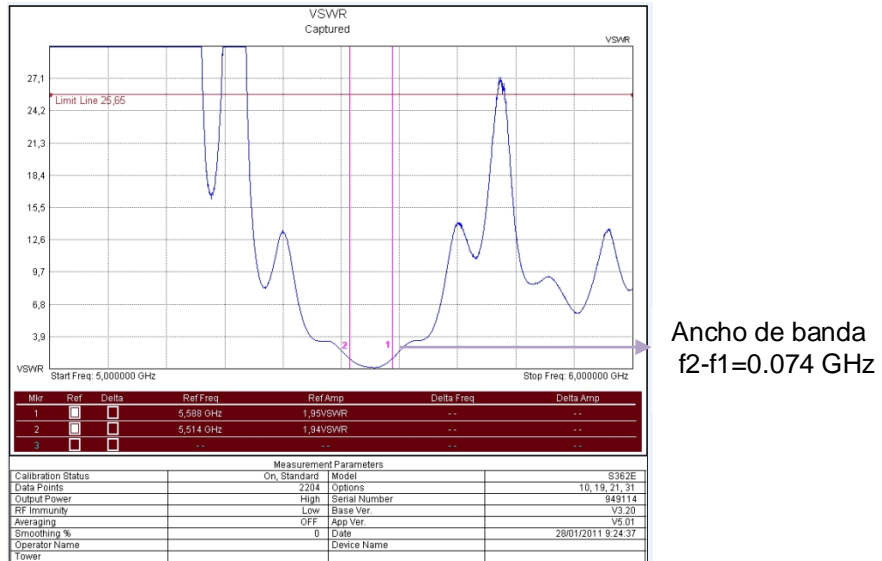


Figura. 4.51. Ancho de banda en VSWR

- Medición 4

Tabla. 4.30. Consideraciones para la medición 4

Consideraciones para la medición				
Tipo de Conector	Tipo de Cable	Longitud del cable(m)	Entorno de medida	Número entero para longitud real del cable (n)
SMA	LMR400	1.25	Espacio exterior	53

Tabla. 4.31. Resultados 4

Resultados					
Frecuencia de Resonancia (GHz)	VSWR	Pérdidas de Retorno (dB)	Pérdidas del cable (dB)	Impedancia Característica (Ω)	Polarización
5.552	1.09	27.93	13.97	47.2	Vertical

En la Figura 4.52 se muestra el valor de VSWR obtenido del resultado 4.

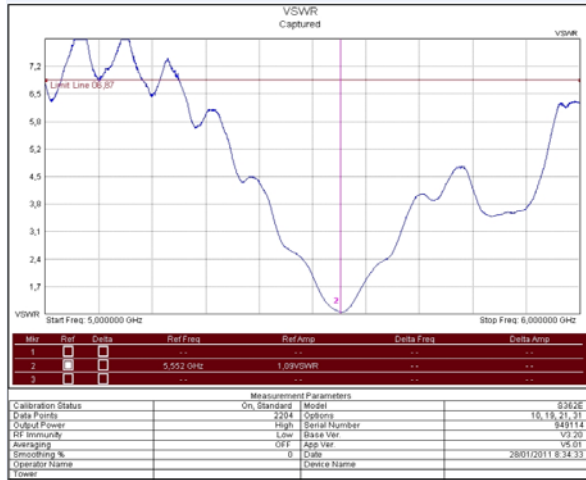


Figura. 4.52. VSWR vs Frecuencia

En la Figura 4.53 se muestra el valor de la impedancia característica obtenida del resultado 4.

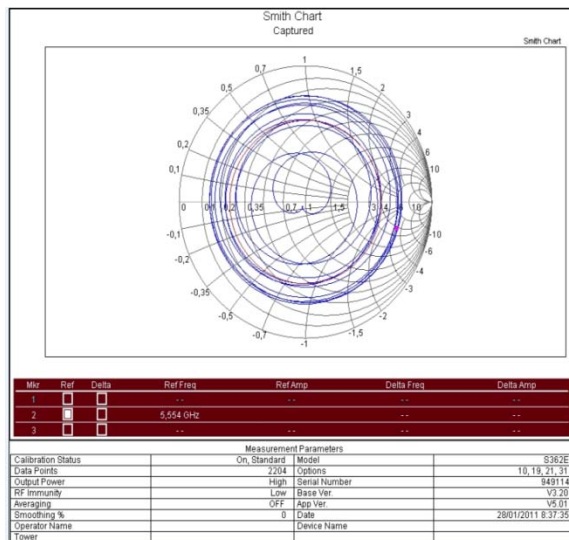


Figura. 4.53. Impedancia característica

En la Figura 4.54 se muestra el valor de las pérdidas de retorno obtenidas del resultado 4.

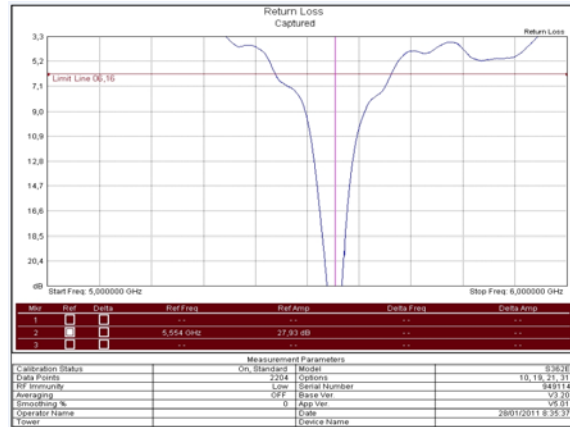


Figura. 4.54. Pérdidas de retorno

En la Figura 4.55 se muestra el valor de las pérdidas del cable obtenidas del resultado 4.

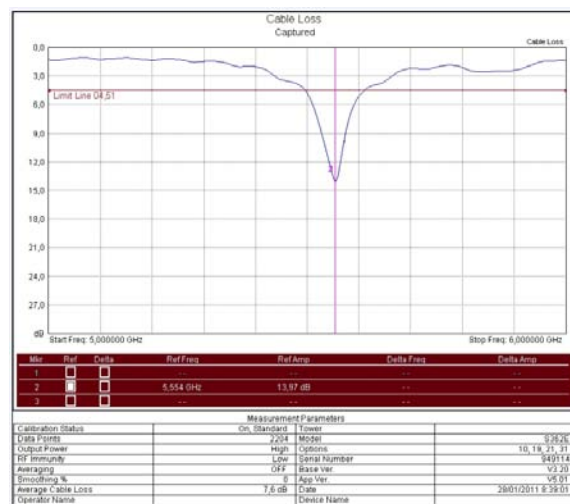


Figura. 4.55. Pérdidas del cable

4.5 ANÁLISIS DE RESULTADOS CON EL CABLE LMR400

4.5.1 Análisis del Diseño 1

Tabla. 4.32. Comparación de Resultados 1

Medición	2	4
Tipo de conector	SMA	SMA
Longitud del cable y/o conector(m)	0.03	1.25
Valor de n	----	53
Frecuencia de Resonancia (GHz)	5.537	5.552
VSWR	1.24	1.09
Impedancia Característica (Ω)	53.60	47.2
Pérdida de Retorno (dB)	19.46	27.93
Pérdida del cable (dB)	----	13.99

Como se observa en la tabla 4.32 al tener un valor de “n” alto con una distancia mayor, se tiene una influencia mínima en la frecuencia de resonancia, esto se debe a la calidad del cable utilizado y sus características mencionadas anteriormente.

El tipo de conector que se ha utilizado en estas mediciones es el SMA, con una impedancia característica de 50Ω , permitiendo un acople de impedancias adecuado, obteniendo valores de VSWR óptimos.

Los resultados obtenidos de las mediciones 2 y 4, son similares, con esto se demuestra que n puede tomar un valor entero cualquiera, si las características del cable son las adecuadas.

Diseño 2

- **Medición 1**

Tabla. 4.33. Consideraciones para la medición 1

Consideraciones para la medición				
Tipo de Conector	Tipo de Cable	Longitud del cable(m)	Entorno de medida	Número entero para longitud real del cable (n)
SMA	LMR400	----	Espacio exterior	----

Tabla. 4.34. Resultados 1

Resultados					
Frecuencia de Resonancia (GHz)	VSWR	Pérdidas de Retorno (dB)	Pérdidas del cable (dB)	Impedancia Característica (Ω)	Polarización
5.265	1.78	11	----	48.66	Horizontal

En la Figura 4.56 se muestra el valor de VSWR obtenido del resultado 1.

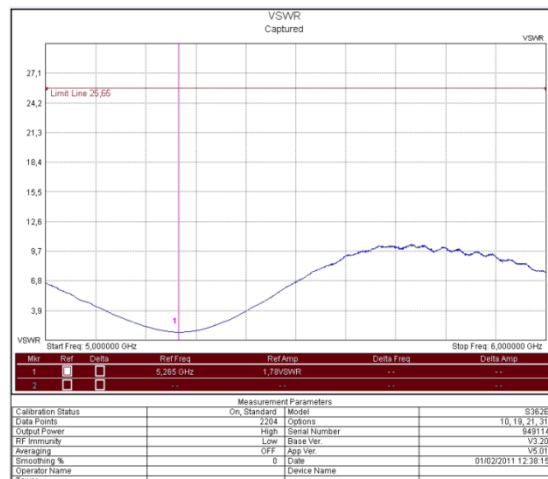


Figura. 4.56. VSWR vs Frecuencia

En la Figura 4.57 se muestra el valor de la impedancia característica obtenida del resultado 1.

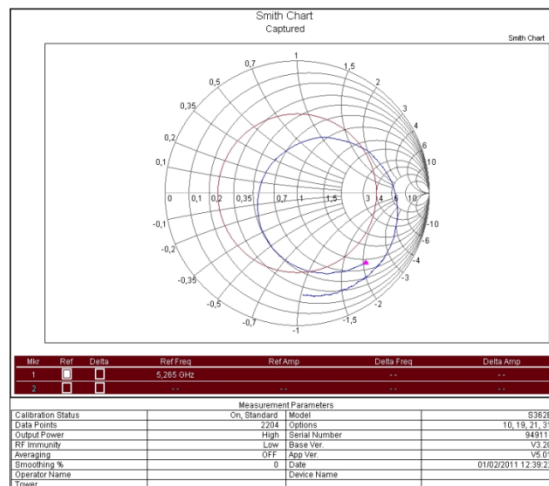


Figura. 4.57. Impedancia característica

En la Figura 4.58 se muestra el valor de las pérdidas de retorno obtenidas del resultado 1.

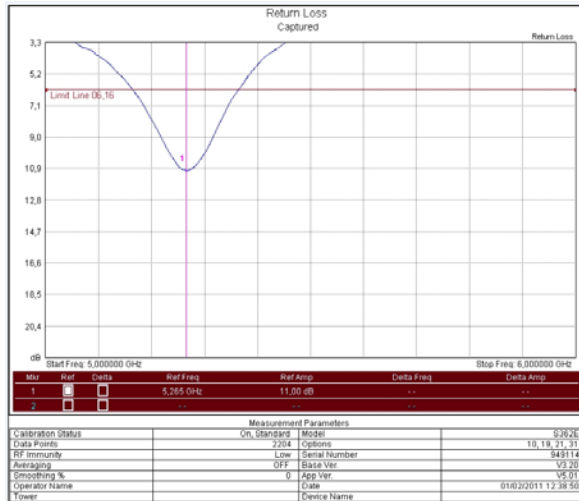
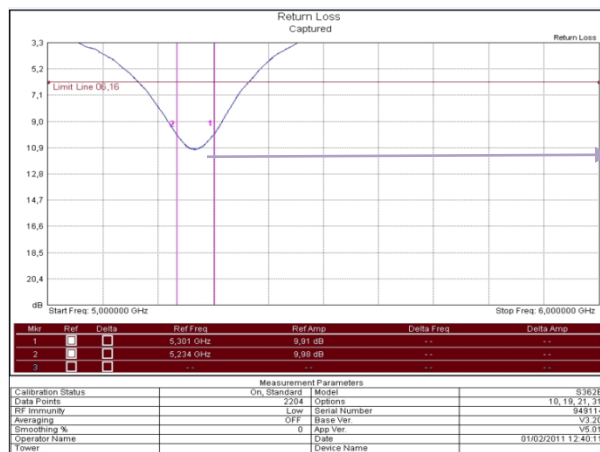


Figura. 4.58. Pérdidas de retorno

En las Figuras 4.59 y 4.60 se muestra el valor obtenido del ancho de banda del resultado 1.



Ancho de banda
f2-f1=0.067 GHz

Figura. 4.59. Ancho de banda en pérdidas de retorno

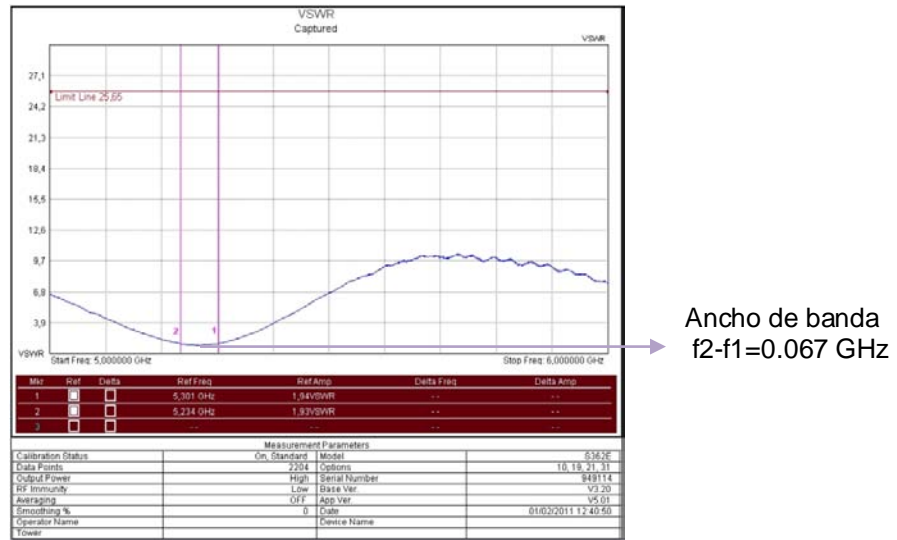


Figura. 4.60. Ancho de banda en VSWR

- **Medición 2**

Tabla. 4.35. Consideraciones para la medición 2

Consideraciones para la medición				
Tipo de Conector	Tipo de Cable	Longitud de conectores(m)	Entorno de medida	Número entero para longitud real del cable (n)
SMA	LMR400	0.03	Espacio exterior	----

Tabla. 4.36. Resultados 2

Resultados					
Frecuencia de Resonancia (GHz)	VSWR	Pérdidas de Retorno (dB)	Pérdidas del cable (dB)	Impedancia Característica (Ω)	Polarización
5.267	1.84	10.59	----	47.6	Vertical

En la Figura 4.61 se muestra el valor de VSWR obtenido del resultado 2.

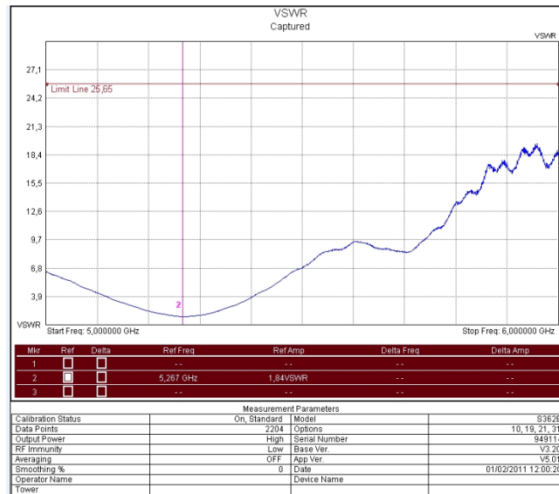


Figura. 4.61. VSWR vs Frecuencia

En la Figura 4.62 se muestra el valor de la impedancia característica obtenida del resultado 2.

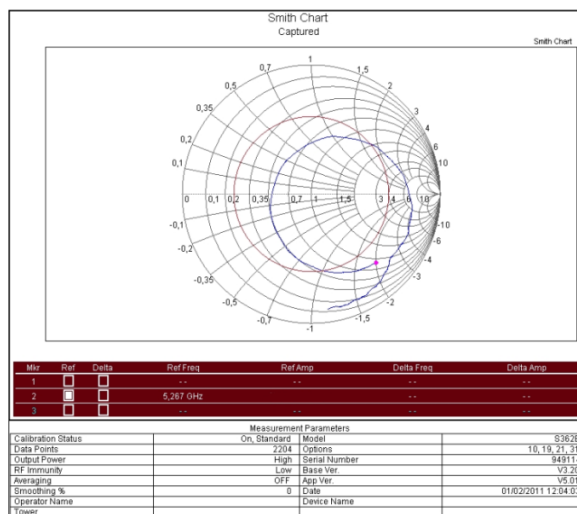


Figura. 4.62. Impedancia característica

En la Figura 4.63 se muestra el valor de las pérdidas de retorno obtenidas del resultado 2.

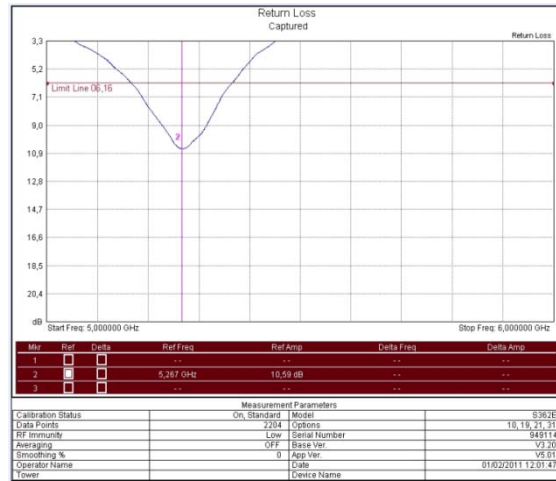


Figura. 4.63. Pérdidas de retorno

En las Figuras 4.64 y 4.65 se muestra el valor obtenido del ancho de banda del resultado 2.

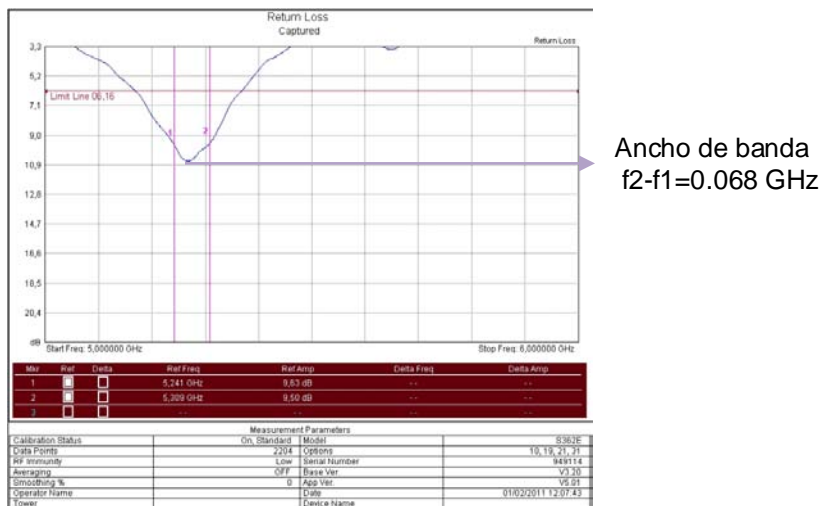


Figura. 4.64. Ancho de banda en pérdidas de retorno

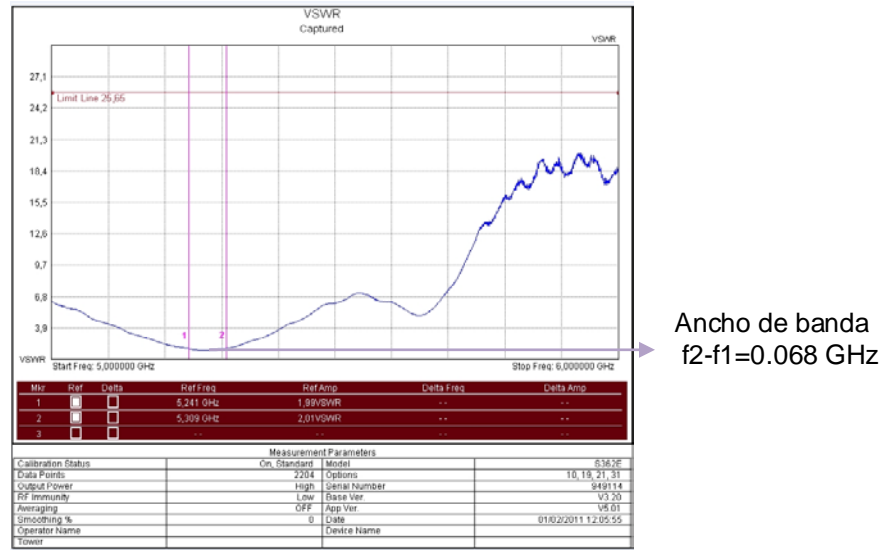


Figura. 4.65. Ancho de banda en VSWR

- Medición 3

Tabla. 4.37. Consideraciones para la medición 3

Consideraciones para la medición				
Tipo de Conector	Tipo de Cable	Longitud del cable(m)	Entorno de medida	Número entero para longitud real del cable (n)
SMA	LMR400	1.25	Espacio exterior	53

Tabla. 4.38. Resultados 3

Resultados					
Frecuencia de Resonancia (GHz)	VSWR	Pérdidas de Retorno (dB)	Pérdidas del cable (dB)	Impedancia Característica (Ω)	Polarización

5.312	1.65	12.25	6.12	68.42	Horizontal
-------	------	-------	------	-------	------------

En la Figura 4.66 se muestra el valor de VSWR obtenido del resultado 3.

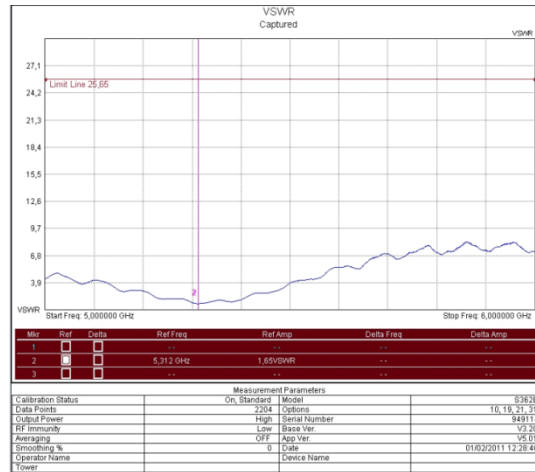


Figura. 4.66. VSWR vs Frecuencia

En la Figura 4.67 se muestra el valor de la impedancia característica obtenida del resultado 3.

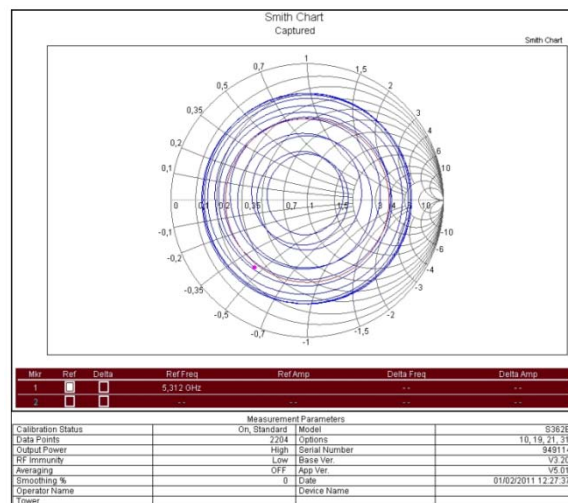


Figura. 4.67. Impedancia característica

En la Figura 4.68 se muestra el valor de las pérdidas de retorno obtenidas del resultado3.

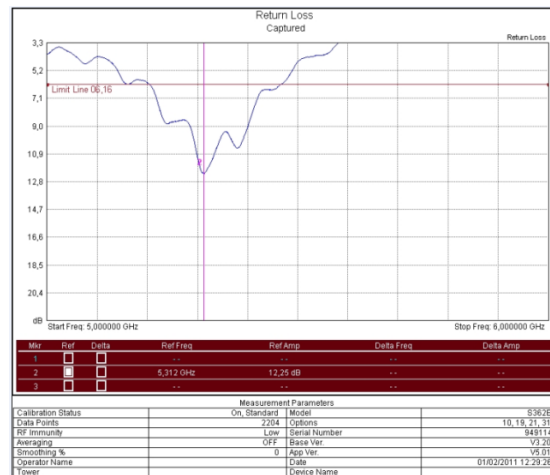


Figura. 4.68. Pérdidas de retorno

En la Figura 4.69 se muestra el valor de las pérdidas del cable obtenidas del resultado 3.

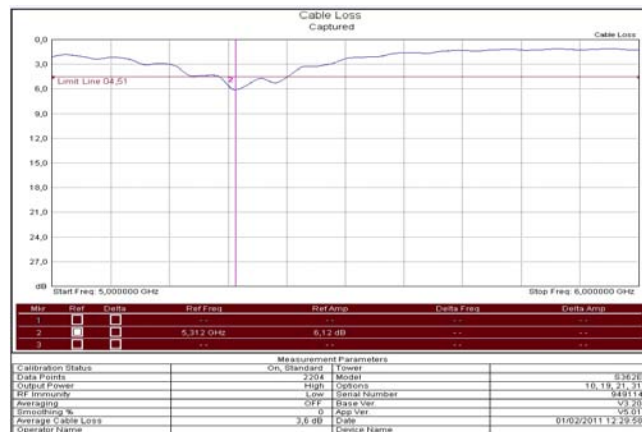


Figura. 4.69. Pérdidas del cable

En las Figuras 4.70 y 4.71 se muestra el valor obtenido del ancho de banda del resultado 3.

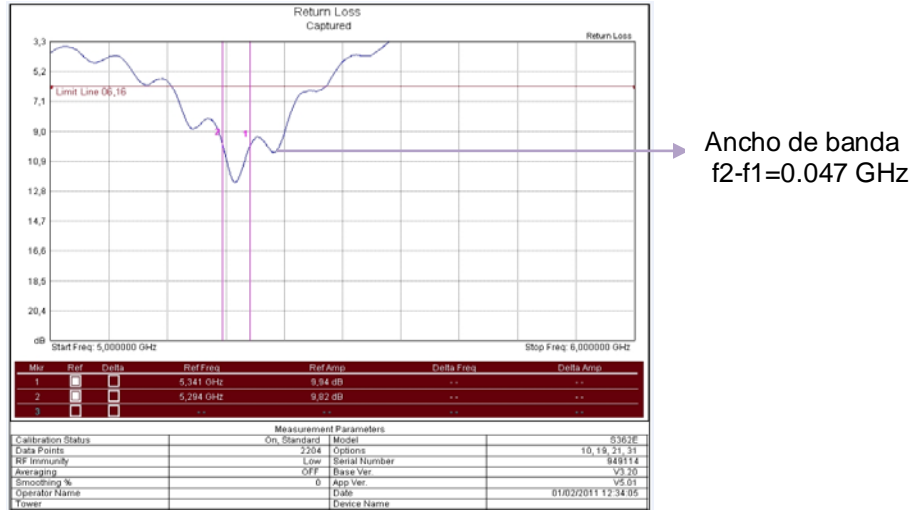


Figura. 4.70. Ancho de banda en pérdidas de retorno

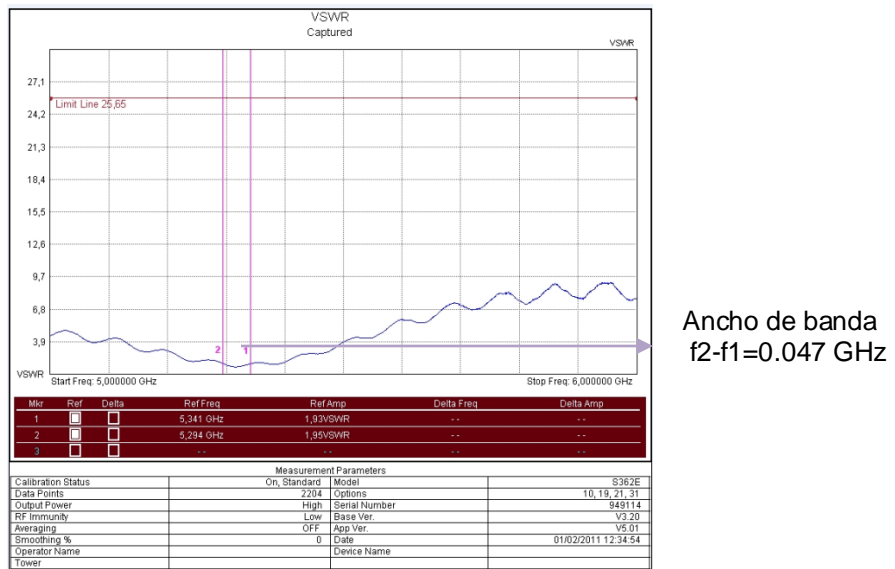


Figura. 4.71. Ancho de banda en VSWR

- Medición 4

Tabla. 4.39. Consideraciones para la medición 4

Consideraciones para la medición				
Tipo de Conector	Tipo de Cable	Longitud del cable(m)	Entorno de medida	Número entero para longitud real del cable (n)
SMA	LMR400	1.25	Espacio exterior	53

Tabla. 4.40. Resultados 4

Resultados					
Frecuencia de Resonancia (GHz)	VSWR	Pérdidas de Retorno (dB)	Pérdidas del cable (dB)	Impedancia Característica (Ω)	Polarización
5.305	1.52	13.72	6.86	55.91	Vertical

En la Figura 4.72 se muestra el valor de VSWR obtenido del resultado 4.

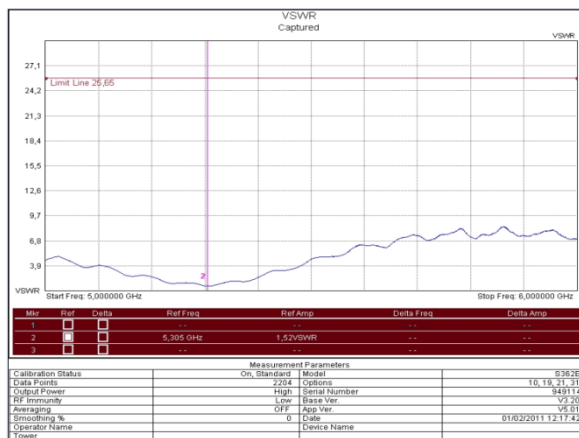


Figura. 4.72. VSWR vs Frecuencia

En la Figura 4.73 se muestra el valor de la impedancia característica obtenida del resultado 4.

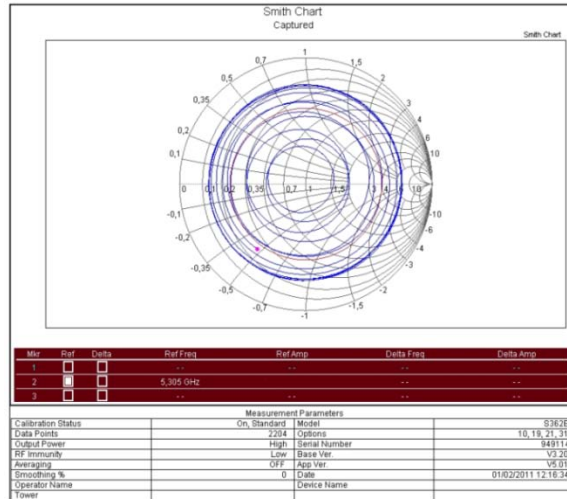


Figura. 4.73. Impedancia característica

En la Figura 4.74 se muestra el valor de las pérdidas de retorno obtenidas del resultado 4.

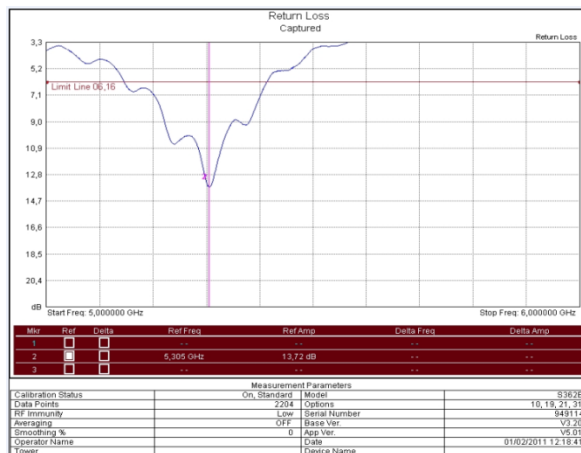


Figura. 4.74. Pérdidas de retorno

En la Figura 4.75 se muestra el valor de las pérdidas del cable obtenidas del resultado 4.

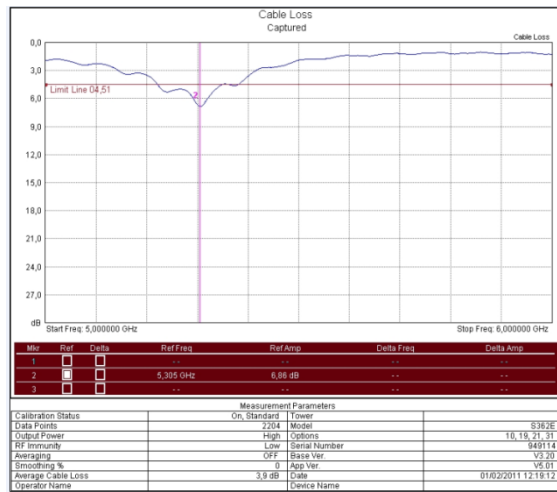
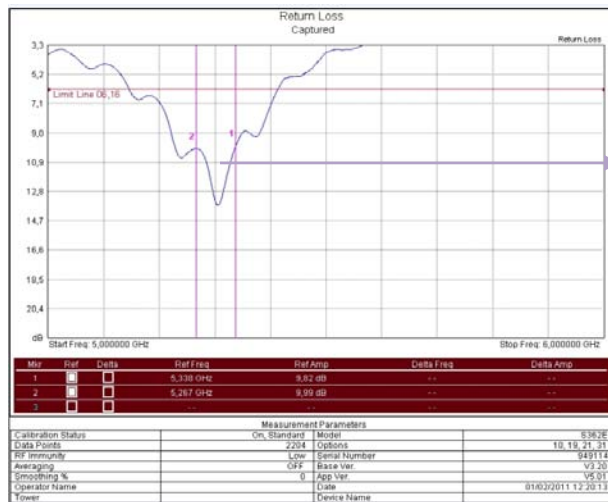


Figura. 4.75. Pérdidas del cable

En las Figuras 4.76 y 4.77 se muestra el valor obtenido del ancho de banda del resultado 4.



Ancho de banda
f2-f1=0.071 GHz

Figura. 4.76. Ancho de banda en pérdidas de retorno

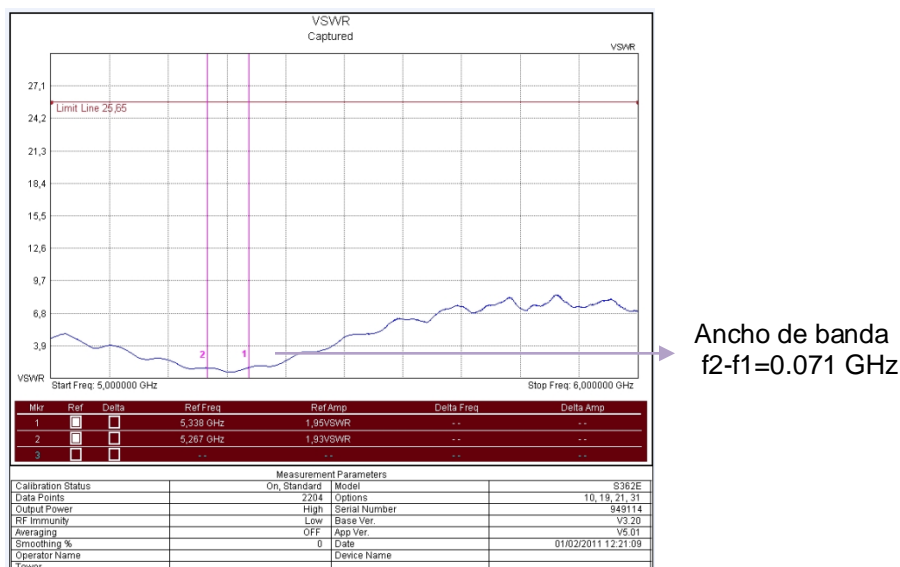


Figura. 4.77. Ancho de banda en VSWR

4.5.1 Análisis del Diseño 2

Tabla. 4.41. Comparación de Resultados 1

Medición	2	4
Tipo de conector	SMA	SMA
Longitud del cable y/o conector(m)	0.03	1.25
Valor de n	----	53
Frecuencia de Resonancia (GHz)	5.267	5.305
VSWR	1.84	1.52
Impedancia Característica (Ω)	47.6	55.91
Pérdida de Retorno (dB)	10.59	13.72
Pérdida del cable (dB)	----	6.86

Como se observa en la tabla 4.41 al igual que en el diseño 1 los resultados de las mediciones 2 y 4 son similares, debido a la calidad de conectores y cable utilizados.

A continuación en la tabla 4.42 se realiza una comparación entre los prototipos construidos:

Tabla 4.42 Comparación de diseño 1 y 2

Diseño	VSWR	Frecuencia de Resonancia (GHz)	Pérdida de retorno (dB)
1	1.09	5.552	27.93
2	1.52	5.305	13.72

Como se observa en la tabla 4.42, en el diseño 1 al realizar una inserción de la línea de alimentación en un punto de la antena donde la impedancia es de $10,5\Omega$ obtiene un mejor acople de impedancias, obteniendo un VSWR mejor que el diseño 2, aunque la frecuencia de resonancia y pérdidas de retorno son mayores que el diseño 2, ya que se modifica las dimensiones del *patch*.

En el diseño 2, el acople de impedancias se dificulta, debido a que se necesitan dos transformadores de $\lambda/4$, sin embargo se tiene la ventaja que no se modifica las dimensiones del *patch* rectangular, por lo cual se consigue una frecuencia de resonancia próxima a la diseñada.

En las figuras 4.78 y 4.79 se muestran los diseños 1 y 2 respectivamente.

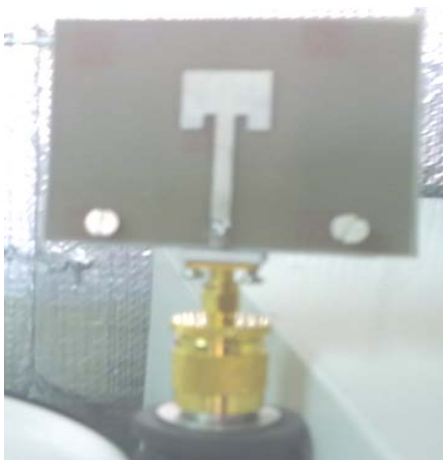


Figura. 4.78. Diseño 1



Figura. 4.79. Diseño 2

4.6 DESCRIPCIÓN DE CÁMARA ANECOICA

El lugar más propicio para realizar la medida de uno o varios parámetros de una antena o de un circuito de microonda es denominado campo abierto ideal, cuya sigla en inglés es OATS (*Open Area Test Site*). Este sitio es un lugar abierto, se caracteriza por ser de superficie plana, de terreno nivelado y limpio, que debe estar libre de interferencias, obstáculos, con excepción de los que se requieren para realizar la medida.

A pesar de que estas clásicas instalaciones de ensayo al aire libre sean una referencia de precisión de las medidas para un buen número de normas internacionales, sufren un problema frecuente como las interferencias.

Debido a la dificultad de encontrar una zona libre de interferencias e independiente de las condiciones climáticas, aparecen para solventar este problema las cámaras anecoicas, ya que generan con gran exactitud las condiciones de propagación en el espacio libre, evitando así las interferencias.

Por esto, se dice que las cámaras anecoicas tienen una misión bidireccional: atenuar las interferencias externas para evitar su influencia en el interior mediante el respectivo apantallamiento, y atenuar los campos generados en el interior, que podrían afectar la medición mediante materiales absorbentes a las ondas electromagnéticas. [54]

La cámara anecoica del DEEE tiene materiales absorbentes tipo piramidal que son fabricados de espumas (polímeros) impregnados con carbón.

4.6.1 Dimensiones de la cámara

Las dimensiones de la cámara se determinan en base al rango de frecuencia de trabajo y el tamaño de las antenas. En base al espacio disponible para la construcción de la cámara y por facilidad para colocar las planchas de poliestireno con las dimensiones disponibles en el mercado, se impusieron las dimensiones que se ilustran en la Figura 4.80, las mismas que cumplen con el requerimiento de diseño:

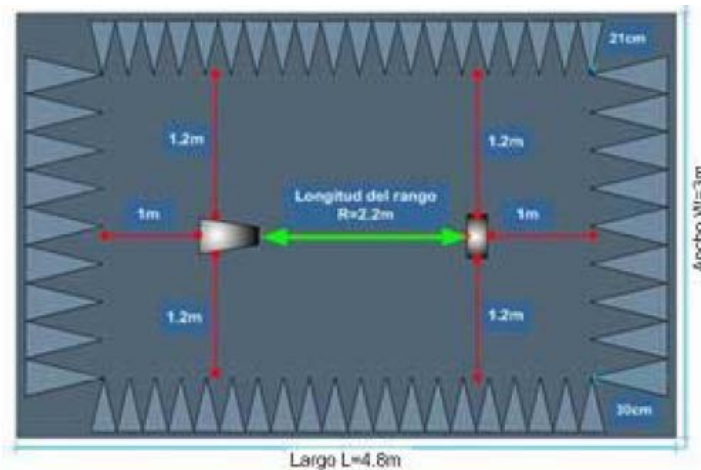


Figura. 4.80. Tamaño básico de la cámara anecoica

Frecuencia de operación mayor: 3 GHz

Frecuencia de operación menor: 2 GHz

Largo: $L=4.8m$

Ancho: $W=3m$

Alto: $A=2.6m$

4.6.2 Requerimientos del absorbente

Determinado el tamaño de la cámara, se debe determinar el forro anecoico requerido para alcanzar la reflectividad deseada o nivel de energía reflejada en la región de prueba. Un requerimiento común para cámaras de pruebas es que la reflectividad este en el rango de -30 dB a -40 dB.

Y conociendo el valor del ángulo de incidencia de 54.5° se acude a la Figura 4.81 para obtener el espesor del material absorbente.

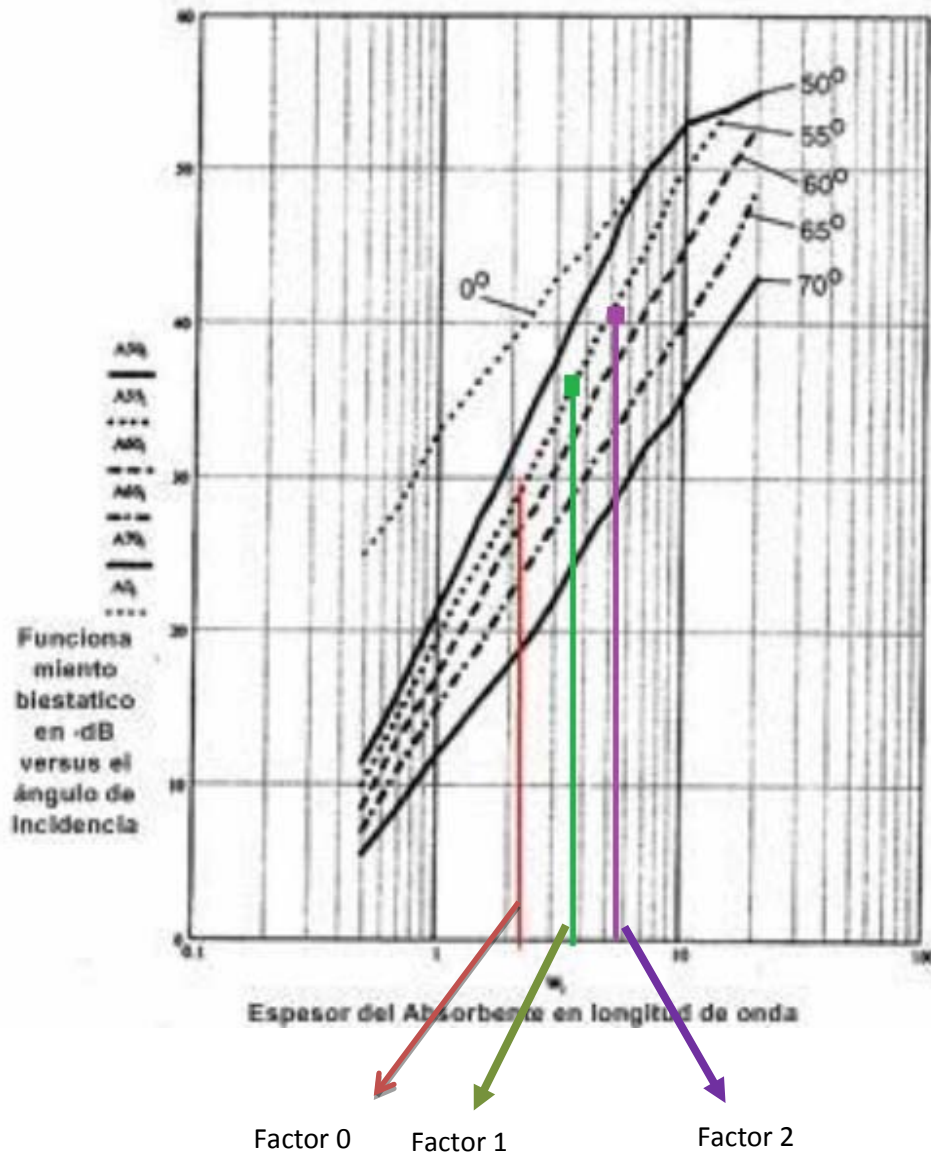


Figura. 4.81. Curvas para encontrar el espesor del absorbente

De la Figura 4.81, tenemos que el factor 0 es de 2.1λ . Para la frecuencia de operación alta tenemos un espesor1=21 cm, y para la frecuencia de operación menor un espesor2=30cm, los que se ilustran en la Figura 4.82. [54]

**Figura. 4.82. Espesor del absorbente**

Con dichos espesores se puede comprobar el funcionamiento de la cámara anecoica del DEEE para una antena en la banda de 5.4GHz. Según la ecuación 4.2:

$$x \cdot \frac{c}{f} = \text{Espesores}$$

ECUACIÓN 4.2

Factor 1

Factor 2

Donde:

$x \rightarrow$ factor que se desea determinar

$\lambda \rightarrow$ longitud de onda (c/f)

$c =$ velocidad de la luz ($3 * 10^8 m/s$)

$f \rightarrow$ frecuencia de trabajo (5.4 GHz)

Para el espesor 1:

$$x \cdot \frac{c}{f} = 21cm$$

$$x = \frac{0.21m * 5.4GHz}{300000000m/s}$$

$$x = 3.78 \text{ Factor para el espesor 1}$$

Para el espesor 2:

$$x \cdot \frac{c}{f} = 30cm$$

$$x = \frac{0.30m * 5.4GHz}{300000000m/s}$$

$$x = 5.4 \text{ Factor para el espesor } 2$$

Los factores obtenidos se ubican en la figura 4.81, dentro de -30 dB hasta el límite de -40dB, por lo que se decide utilizar la cámara anecoica en la frecuencia de operación de 5.4 GHz.

4.6.3 Diseño de las pirámides

Las planchas encontradas en el mercado tienen una densidad de 14 Kg³y las medidas de estas planchas son de 1.20m*1.20m*0.24m y de 1.20m*1.20m*0.33m, respectivamente.

Para 3 Ghz, el número de pirámides por pieza es de 72 y para 2 Ghz es de 32. Para los paneles de menor espesor el número de piezas es 144 y para los paneles de mayor espesor el número de piezas es 64.

4.7 PRUEBAS OBTENIDAS CON LA CÁMARA ANECOICA

Una vez determinados los parámetros de frecuencia de resonancia, VSWR, impedancia de entrada, pérdida de retorno de la antena en el espacio exterior, se procede a realizar las pruebas en un ambiente diferente, disminuyendo las

interferencias obteniendo un patrón de radiación cercano a la realidad, para esto se emplean los siguientes equipos:

Generador Vectorial de Señales *ANRITSU MG3700A*

Analizador Vectorial *Tektronics 2792*

Antena Referencial *Dlink DWL-8200AP AirPremier*

Antena *Patch* de prueba

La utilización de estos equipos se muestra detalladamente en el Anexo IV, tomado de la tesis “Laboratorio para Telefonía Celular utilizando el Generador Vectorial de Señales *ANRITSU MG3700A*”.

Antes de realizar las pruebas en la cámara anecoica es necesario verificar el buen estado de sus componentes como guías de onda y conectores.

A continuación en la Figura 4.83 se muestra el esquema de la conexión para realizar las mediciones:

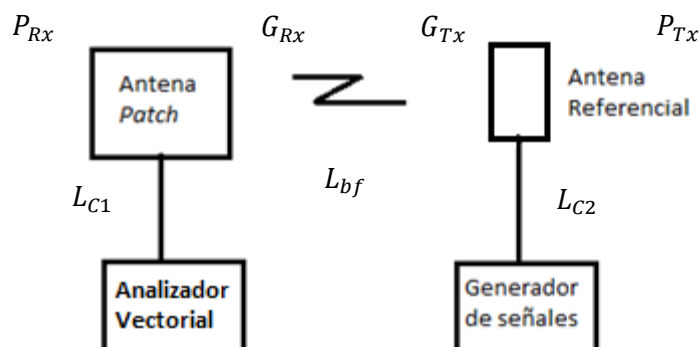


Figura. 4.83. Esquema de conexión

Los resultados obtenidos no fueron los esperados, debido a que el Generador Vectorial de Señales *ANRITSU MG3700* tiene una potencia máxima de 13 dBm, la misma que no es suficientemente fuerte, produciendo la pérdida de la señal en el sistema, por lo que se deciden dos métodos de medición:

Primer método: pruebas en el espacio libre.

Segundo método: pruebas en la cámara anecoica introduciendo los equipos.

4.7.1 Primer Método

Para la realización de las mediciones se buscó un espacio libre adecuado como es la terraza del DEEE, donde se verificó la no existencia de otro tipo de señales en un rango de 5 a 6 Ghz, se colocaron los equipos como se muestra en la figura 4.83, a una distancia de separación de 2.20 m, con una polarización vertical de las antenas.

4.7.2 Segundo Método

Para estas mediciones se introducen los equipos en la cámara anecoica con las debidas protecciones, siguiendo el esquema de la figura 4.83, a una distancia y polarización igual del primer método

4.8 DETERMINACIÓN DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN

El diagrama de radiación o patrón de radiación es una gráfica de la potencia de la señal transmitida en función del ángulo, en ellos podemos apreciar la ubicación de los lóbulos laterales y traseros, los puntos en los cuales no se irradia potencia (NULOS) y adicionalmente los puntos de media potencia. [55]

Para medir el diagrama de radiación de la antena, se desplaza otra antena x, a una distancia R constante (2,20m), y se van registrando las señales recibidas por la antena x en función de la posición angular, la representación de estas variaciones constituye el diagrama de la antena.

En la práctica la antena x se suele mantener fija y es la antena que se mide la que mediante un sistema de posicionamiento se hace rotar, como la antena que se quiere medir y la antena x son recíprocas, es independiente cual de ellas se emplee como transmisora y cual como receptora, ya que el diagrama es el mismo.

Dado que la medida del diagrama para todos los ángulos es imposible, se realiza un muestreo del diagrama normalmente para intervalos angulares constantes.

Para obtener el patrón de radiación se realizarán las pruebas de acuerdo al esquema mostrado en la Figura 4.83, enviando una potencia de 13 dBm, con una distancia de separación de las antenas de 2.20 m., variando la posición de la antena de prueba cada 15°, obteniendo así 25 puntos de referencia para la gráfica correspondiente del diseño 1 y 2.

4.8.1 Primera Medición

Esta medición se realizó con el primer método, es decir, en el espacio libre, con las antenas construidas mediante el diseño 1 y 2, las cuales son tomadas como antenas de prueba y con una antena de referencia tipo *Dlink DWL-8200AP AirPremier 1*, con lo cual se obtuvieron los resultados mostrados en las tablas 4.43 y 4.44, respectivamente.

Tabla. 4.43. Puntos de referencia diseño1 - *Dlink DWL-8200AP AirPremier1*

Ángulo	dBm
0	-60,8
15	-58,0
30	-61,6
45	-62,8
60	-68,4
75	-68,0
90	-68,0
105	-66,0
120	-60,0
135	-64,4
150	-61,2
165	-59,6
180	-65,6
195	-66,8
210	-66,0
225	-59,6
240	-61,2
255	-61,6
270	-58,8
285	-61,2
300	-64,0
315	-61,2
330	-63,2
345	-66,0
360	-61,6

Con los datos obtenidos, mediante el software *Matlab* se grafica el patrón de radiación del diseño 1 con la antena *Dlink DWL-8200AP AirPremier 1*, como se muestra en la Figura 4.84.

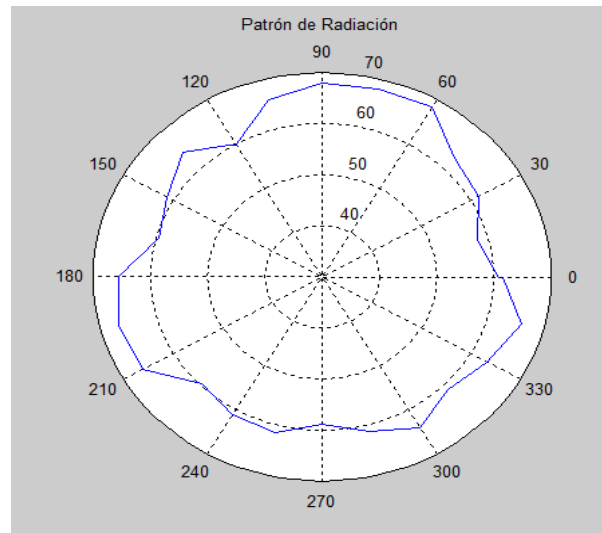


Figura. 4.84. Patrón de Radiación del diseño 1 - *Dlink DWL-8200AP AirPremier1*

Tabla. 4.44. Puntos de referencia diseño2 - *Dlink DWL-8200AP AirPremier1*

Ángulo	dBm
0	-54,8
15	-52,8
30	-56,0
45	-55,2
60	-61,2
75	-62,6
90	-61,6
105	-65,6
120	-66,1
135	-69,6
150	-62,8
165	-66,4
180	-58,4
195	-60,0

210	-62,8
225	-53,2
240	-56,8
255	-58,0
270	-58,8
285	-59,2
300	-58,4
315	-62,4
330	-58,4
345	-56,4
360	-53,2

De la misma manera se grafica el patrón de radiación del diseño 2 con la antena *Dlink DWL-8200AP AirPremier 1*, como se muestra en la Figura 4.85.

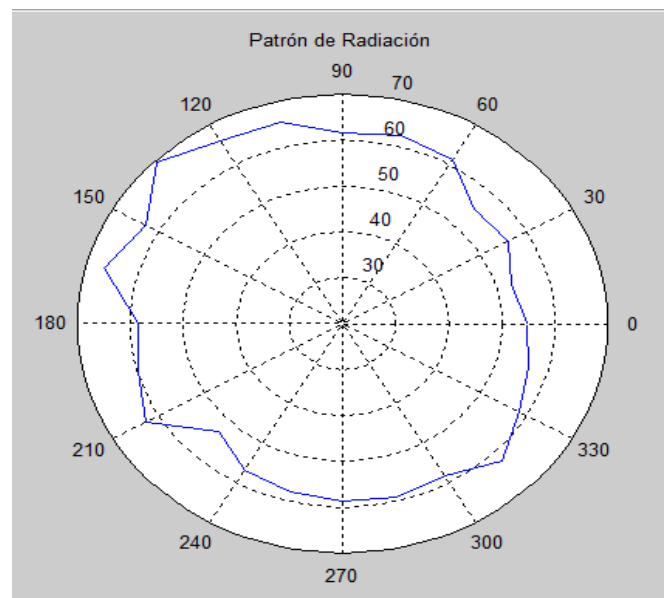


Figura. 4.85. Patrón de Radiación del diseño 2 - *Dlink DWL-8200AP AirPremier1*

De forma ideal el patrón de radiación de una antena *patch* considera un plano de tierra infinito, dicha consideración no puede ser tomada en la realidad, ya que el plano de tierra tiene dimensiones finitas, obteniendo un patrón de radiación, con un

lóbulo en la parte posterior, lóbulos laterales y su lóbulo principal donde se encuentra el punto máximo como podemos observar en las figuras 4.84 y 4.85.

De igual forma se verificó el patrón de radiación de las dos antenas construidas, tomando el diseño 1 como antena de prueba y el diseño 2 como antena de referencia y viceversa, como se muestra en las tablas 4.45 y 4.46, respectivamente.

Tabla. 4.45. Puntos de referencia diseño1 – diseño 2

Ángulo	dBm
0	-60,0
15	-67,2
30	-54,8
45	-61,6
60	-58,4
75	-64,4
90	-60,0
105	-61,2
120	-60,8
135	-56,4
150	-58,0
165	-63,6
180	-68,8
195	-54,8
210	-58,0
225	-55,2
240	-56,4
255	-56,8
270	-52,0
285	-55,2
300	-54,0
315	-61,2
330	-56,4
345	-59,6
360	-59,3

De la misma manera se grafica el patrón de radiación del diseño 1 con el diseño 2 como antena de referencia, como se muestra en la Figura 4.86.

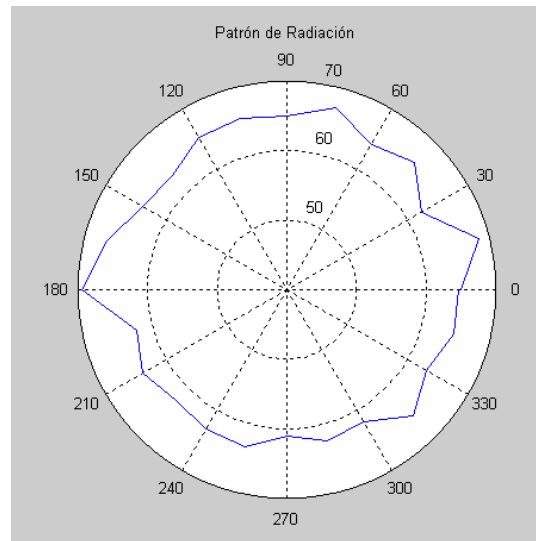


Figura. 4.86. Patrón de Radiación del diseño 1 – diseño 2

Tabla. 4.46. Puntos de referencia diseño2 – diseño 1

Ángulo	dBm
0	-53,2
15	-55,2
30	-56,0
45	-61,6
60	-68,0
75	-57,6
90	-56,8
105	-54,8
120	-52,0
135	-54,8
150	-59,6
165	-62,8
180	-61,6
195	-66,4
210	-58,8

225	-64,8
240	-69,2
255	-66,0
270	-68,0
285	-65,6
300	-65,2
315	-65,6
330	-61,6
345	-58,0
360	-54,4

De la misma manera se grafica el patrón de radiación del diseño 2 con el diseño 1 como antena de referencia, como se muestra en la Figura 4.87.

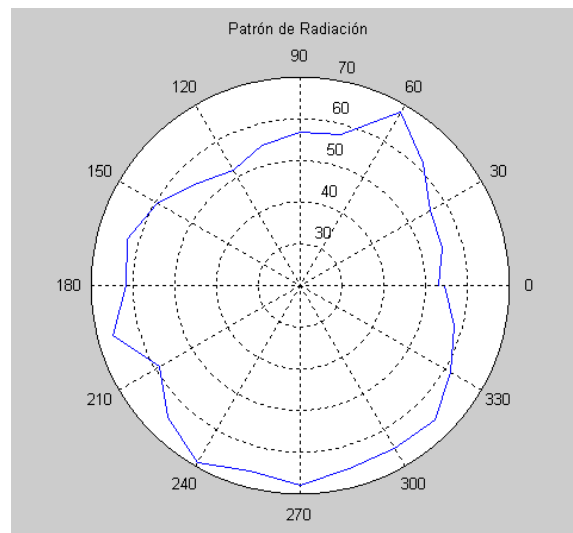


Figura. 4.87. Patrón de Radiación del diseño 2 – diseño 1

4.8.2 Segunda Medición

Estas mediciones se realizaron con el segundo método, es decir, en la cámara anecoica, con las antenas construidas mediante el diseño 1 y 2, las cuales son

tomadas como antenas de prueba y para este método se consideró dos antenas de referencia tipo *Dlink DWL-8200AP AirPremier*, con las cuales se realizan varias pruebas mostradas en las siguientes tablas:

Tabla. 4.47. Puntos de referencia diseño 1 -*Dlink DWL-8200AP AirPremier 1*

Ángulo	dBm
0	-54,4
15	-54,8
30	-52,4
45	-52,0
60	-54,8
75	-55,6
90	-58,0
105	-60,4
120	-59,6
135	-56,8
150	-59,6
165	-61,2
180	-55,6
195	-58,4
210	-56,8
225	-58,4
240	-61,2
255	-59,6
270	-61,6
285	-58,4
300	-56,0
315	-57,2
330	-53,6
345	-54,0
360	-53,8

A continuación se muestra la grafica del patrón de radiación del diseño 1 con la antena *Dlink DWL-8200AP AirPremier 1*, en la Figura 4.88.

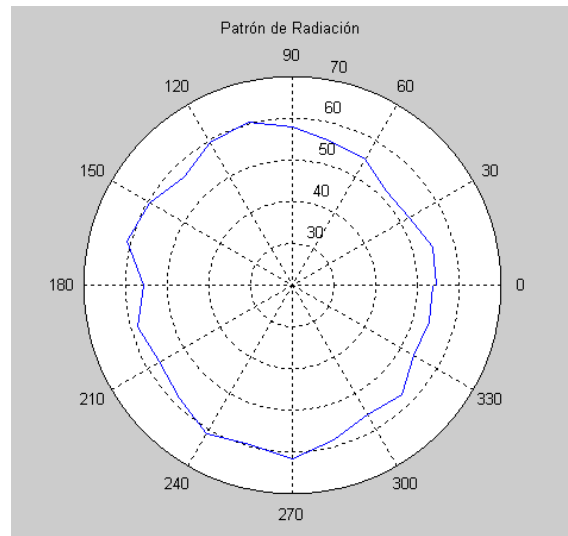


Figura. 4.88. Patrón de Radiación del diseño 1 -*Dlink DWL-8200AP AirPremier 1*

Tabla. 4.48. Puntos de referencia diseño 1 -*Dlink DWL-8200AP AirPremier 2*

Ángulo	dBm
0	-54,8
15	-54,3
30	-53,2
45	-52,7
60	-53,6
75	-56,2
90	-56,6
105	-59,8
120	-60,2
135	-55,8
150	-59,6
165	-62,2
180	-56,6
195	-59,2
210	-56,5
225	-56,6
240	-60,4
255	-59,6
270	-62,2
285	-55,8

300	-57,0
315	-56,8
330	-54,2
345	-54,6
360	-53,4

A continuación se muestra la grafica del patrón de radiación del diseño 1 con la antena *Dlink DWL-8200AP AirPremier 2*, en la Figura 4.89.

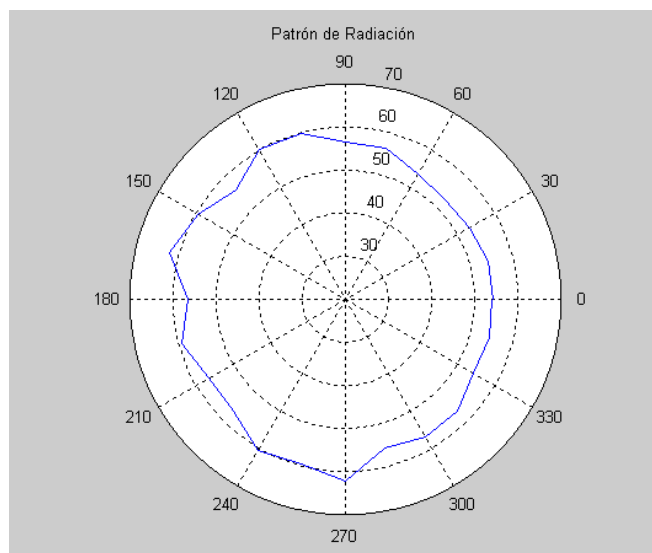


Figura. 4.89. Patrón de Radiación del diseño 1 – antena *Dlink DWL-8200AP AirPremier 2*

Tabla. 4.49. Puntos de referencia diseño 2 -*Dlink DWL-8200AP AirPremier1*

Ángulo	dBm
0	-53,6
15	-52,0
30	-49,2
45	-50,8
60	-54,4
75	-60,8
90	-58,8
105	-60,0
120	-63,6

135	-64,8
150	-62,4
165	-60,8
180	-63,2
195	-62,0
210	-61,7
225	-63,6
240	-61,2
255	-62,0
270	-55,6
285	-60,0
300	-63,2
315	-63,7
330	-51,2
345	-50,4
360	-53,2

A continuación se muestra la grafica del patrón de radiación del diseño 2 con la antena *Dlink DWL-8200AP AirPremier 1*, en la Figura 4.90.

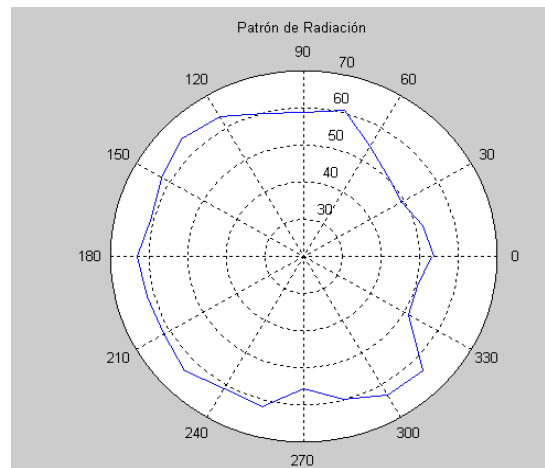


Figura. 4.90. Patrón de Radiación del diseño 2 – antena *Dlink DWL-8200AP AirPremier 1*

Tabla. 4.50. Puntos de referencia diseño 2 -Dlink DWL-8200AP AirPremier 2

Ángulo	dBm
0	-54,2
15	-52,5
30	-50,2
45	-49,8
60	-55,4
75	-62,1
90	-57,8
105	-61,4
120	-62,6
135	-65,2
150	-62,3
165	-61,3
180	-64,2
195	-62,6
210	-58,7
225	-64,6
240	-60,0
255	-63,2
270	-55,3
285	-61,2
300	-64,2
315	-63,3
330	-50,6
345	-50,4
360	-54,6

A continuación se muestra la grafica del patrón de radiación del diseño 2 con la antena *Dlink DWL-8200AP AirPremier 2*, en la Figura 4.91.

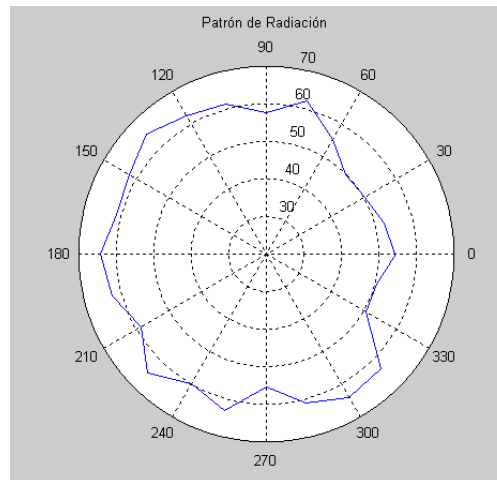


Figura. 4.91. Patrón de Radiación del diseño 2 – antena *Dlink DWL-8200AP AirPremier 2*

Adicionalmente se realizaron mediciones con las dos antenas construidas, siendo el diseño 1 como antena de prueba y diseño 2 como antena de referencia y viceversa, como se indica en las tablas 4.50 y 4.51 respectivamente.

Tabla. 4.51. Puntos de referencia diseño 1 -diseño 2

Ángulo	dBm
0	-52,6
15	-52,0
30	-52,8
45	-53,2
60	-54,4
75	-55,6
90	-56,8
105	-57,6
120	-56,0
135	-56,4
150	-57,6
165	-59,6
180	-57,6
195	-56,4
210	-58,4

225	-54,8
240	-58,4
255	-57,2
270	-59,6
285	-59,2
300	-56,4
315	-53,6
330	-56,4
345	-54,4
360	-53,2

A continuación se muestra la grafica del patrón de radiación del diseño 1 y 2, en la Figura 4.92.

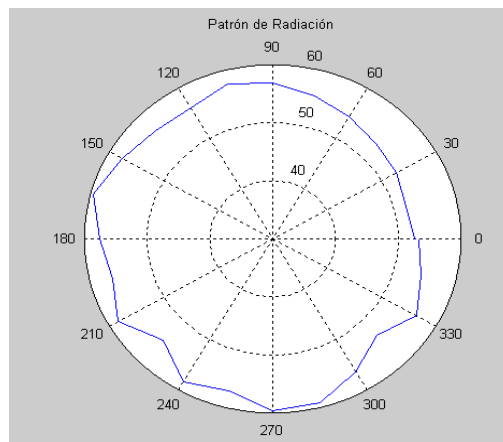


Figura. 4.92. Patrón de Radiación del diseño 1 – diseño 2

Tabla. 4.52. Puntos de referencia diseño 2 - diseño 1

Ángulo	dBm
0	-47,2
15	-48,0
30	-46,4
45	-50,8
60	-53,6
75	-55,6

90	-56,8
105	-58,4
120	-58,8
135	-59,2
150	-62,8
165	-61,2
180	-57,6
195	-61,6
210	-63,2
225	-61,6
240	-62,8
255	-63,2
270	-60,4
285	-59,6
300	-58,0
315	-57,6
330	-52,0
345	-48,8
360	-46,8

A continuación se muestra la grafica del patrón de radiación del diseño 2 y 1, en la Figura 4.93.

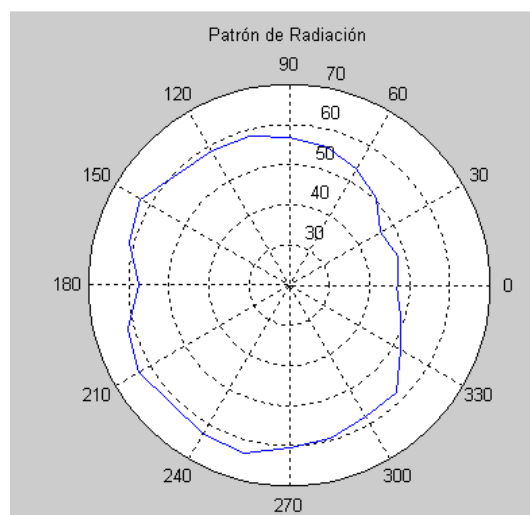


Figura. 4.93. Patrón de Radiación del diseño 2 – diseño 1

4.9 Determinación de la ganancia

Del lóbulo principal del patrón de radiación se toma el valor máximo, el cual es considerado para la obtención de la ganancia de la antena de prueba, cálculo que se realiza tomando como base la ganancia de la antena de referencia *Dlink DWL-8200AP AirPremier*. El dato de ganancia certificado de la antena *Dlink DWL-8200AP AirPremier* es 5 dBi.

Basados en el esquema de la figura 4.83, se tiene un sistema que cumple con la ecuación 4.3.

$$P_{Rx} = P_{Tx} - L_{C1} + G_{Rx} - L_{bf} + G_{Tx} - L_{C2} \quad \text{ECUACIÓN 4.3}$$

Donde:

P_{Tx} → Potencia de transmisión [dB]

P_{Rx} → Potencia de recepción(antena de referencia)[dB]

L_{C1} → Pérdidas del cable en la recepción

L_{C2} → Pérdidas del cable en la transmisión

L_{bf} → Pérdidas en el espacio libre

G_{Rx} → Ganancia de la antena de recepción [dBi]

G_{Tx} → Ganancia de la antena de transmisión (antena de referencia)[dBi]

En la ecuación 4.3 si G_{Tx} se reemplaza por $G_{Tx'}$ se tiene la ecuación 4.4.

$$P_{Rx'} = P_{Tx} - L_{C1} + G_{Rx} - L_{bf} + G_{Tx'} - L_{C2} \quad \text{ECUACIÓN 4.4}$$

Donde:

$P_{Rx'}$ → Potencia de recepción (antena de prueba) [dB]

$G_{Tx'}$ → Ganancia de la antena de transmisión (antena de prueba) [dBi]

Al restar las ecuaciones 4.3 y 4.4 se obtiene la ecuación 4.5 para calcular la ganancia de la antena de prueba.

$$G_{Tx'} = P_{Rx'} - P_{Rx} + G_{Tx} \quad \text{ECUACIÓN 4.5}$$

Siguiendo este procedimiento para obtener las ganancias del diseño 1 y 2 es necesario realizar dos sistemas:

4.9.1 Primer Sistema para hallar la Ganancia del Diseño 1:

Como antena de recepción el diseño 2.

Como antena de transmisión *Dlink DWL-8200AP AirPremier* y diseño 1 para antena de referencia y antena de prueba respectivamente.

Por lo tanto se realiza el cálculo de la ganancia para el método 1 y 2, como se muestra a continuación:

Para el método 1 se tiene un valor de $P_{Rx} = -69.6 \text{ dBm}$, de la tabla 4.43, con un $P_{Rx'} = -69.2 \text{ dBm}$, de la tabla 4.45, obteniendo un valor de ganancia de la antena de prueba a partir de la ecuación 4.5 igual a: $G_{Tx'} = 4.60 \text{ dBi}$.

Para el método 2, se utilizaron dos antenas de referencia, obteniendo los siguientes valores:

Con la antena de referencia *Dlink DWL-8200AP AirPremier 1* se tiene un valor de $P_{Rx} = -64.8 \text{ dBm}$, de la tabla 4.48, con un $P_{Rx'} = -63.2 \text{ dBm}$, de la tabla 4.51, obteniendo un valor de ganancia de la antena de prueba a partir de la ecuación 4.5 igual a: $G_{Tx'} = 3.40 \text{ dBi}$.

Con la antena de referencia *Dlink DWL-8200AP AirPremier 2* se tiene un valor de $P_{Rx} = -65.2 \text{ dBm}$, de la tabla 4.47, con un $P_{Rx'} = -63.2 \text{ dBm}$, de la tabla 4.51, obteniendo un valor de ganancia de la antena de prueba a partir de la ecuación 4.5 igual a: $G_{Tx'} = 3.0 \text{ dBi}$.

4.9.2 Segundo Sistema para hallar la Ganancia del Diseño 2:

Como antena de recepción el diseño 1.

Como antena de transmisión *Dlink DWL-8200AP AirPremier* y diseño 2 para antena de referencia y antena de prueba respectivamente.

Para el método 1 se tiene un valor de $P_{Rx} = -68.4 \text{ dBm}$, de la tabla 4.42, con un $P_{Rx'} = -68.8 \text{ dBm}$, de la tabla 4.44, obteniendo un valor de ganancia de la antena de prueba a partir de la ecuación 4.5 igual a: $G_{Tx'} = 5.40 \text{ dBi}$.

Para el método 2, se utilizaron dos antenas de referencia, obteniendo los siguientes valores:

Con la antena de referencia *Dlink DWL-8200AP AirPremier 1* se tiene un valor de $P_{Rx} = -61.6 \text{ dBm}$, de la tabla 4.46, con un $P_{Rx'} = -59.6 \text{ dBm}$, de la tabla 4.50, obteniendo un valor de ganancia de la antena de prueba a partir de la ecuación 4.5 igual a: $G_{Tx'} = 3.0 \text{ dBi}$.

Con la antena de referencia *Dlink DWL-8200AP AirPremier 2* se tiene un valor de $P_{Rx} = -62.2 \text{ dBm}$, de la tabla 4.47, con un $P_{Rx'} = -59.6 \text{ dBm}$, de la tabla 4.50, obteniendo un valor de ganancia de la antena de prueba a partir de la ecuación 4.5 igual a: $G_{Tx'} = 2.40 \text{ dBi}$.

4.9.3 Resultados de Ganancia

Al realizar varias pruebas, se obtuvieron algunos valores de ganancia, los cuales se resumen en la tabla 4.53.

Tabla. 4.53. Resultados de ganancia

Ambiente de medición	Tipo de Antena de Referencia	Ganancia Diseño 1 [dBi]	Ganancia Diseño 2 [dBi]
Método 1	<i>Dlink DWL-8200AP</i> <i>AirPremier 1</i>	4.60 <i>dBi</i>	5.40 <i>dBi</i>
Método 2	<i>Dlink DWL-8200AP</i> <i>AirPremier 1</i>	3.40 <i>dBi</i>	3.0 <i>dBi</i>
	<i>Dlink DWL-8200AP</i> <i>AirPremier 2</i>	3.0 <i>dBi</i>	2.40 <i>dBi</i>

De acuerdo a la tabla 4.53, los valores de ganancia del diseño 1 y 2, en el método 1 son mejores que los obtenidos en el método 2, a pesar de ser medidos en el espacio exterior, una causante de este resultado, es que en las pruebas realizadas con el método 2, se introdujeron los equipos en la cámara anecoica, que a pesar de tener sus debidas protecciones influyen en los resultados, obteniendo valores bajos de ganancia, por lo que se ha concluido que el valor real de la ganancia está en el método 1.

Además se observa que los valores de ganancia obtenidos con las antenas de referencia *Dlink DWL-8200AP AirPremier 1* y *2*, en el método 2, son aproximados, esto se debe a que dichas antenas tienen características similares, dichas pruebas se realizaron, con el fin de comprobar el funcionamiento de la antena de prueba; para obtener un valor total de ganancia por el método 2 se genera un promedio de las dos mediciones igual a: diseño 1 (3.20 dBi) y diseño 2 (2.70 dBi).

4.10 COMPARACIÓN DE RESULTADOS

4.10.1 Parámetros de la antena

Se realizará una comparación de resultados teóricos y prácticos, tanto del diseño 1 como del diseño 2 como se muestra en las tablas 4.54 y 4.55 respectivamente.

Tabla. 4.54. Tabla Comparativa de Resultados del Diseño 1

Parámetros	Teórico	Práctico
Frecuencia de Resonancia (GHz)	5.362	5.536
VSWR	1.30	1.24
Pérdidas de Retorno (dB)	-18.74	-19.46
Impedancia Característica (Ω)	54.02	53.60
Ganancia (dBi) Método 1	5.8487	5.60
Ganancia (dBi) Método 2		3.20

Como se puede observar en la tabla 4.54 existe una variación entre los resultados teóricos y prácticos, esto se debe a que en el diseño teórico se considera un ambiente ideal, lo cual no es posible obtener en la realidad.

El valor de pérdida de retorno práctico es mayor que el valor teórico, este resultado es evidente, ya que existe la influencia de factores como: pérdida de los materiales e interferencia en el ambiente.

La diferencia de la frecuencia de resonancia entre estos resultados, se debe a las mínimas variaciones de las dimensiones del *patch*, pues se necesita extrema precisión en la construcción, en especial a altas frecuencias.

Los resultados de ganancia obtenidos en la práctica son menores que los teóricos, esto debe a que en la realidad existen factores que influyen en el funcionamiento de la antena como materiales, ambientes de medición y métodos de medición.

Tabla. 4.55. Tabla Comparativa de Resultados del Diseño 2

Parámetros	Teórico	Práctico
Frecuencia de Resonancia (GHz)	5.42	5.305
VSWR	1.40	1.52
Pérdidas de Retorno (dB)	-14.81	-13.72
Impedancia Característica (Ω)	54.6	55.91
Ganancia (dB_i) Método 1		5.40
Ganancia (dB_i) Método 2	5.7732	3.70

De acuerdo a la tabla 4.55, se puede observar que el valor de pérdidas de retorno presenta un buen desempeño, la variación del valor de VSWR se debe a la colocación del conector que se realiza en la práctica, es por esto que se obtiene un mayor valor en el resultado práctico.

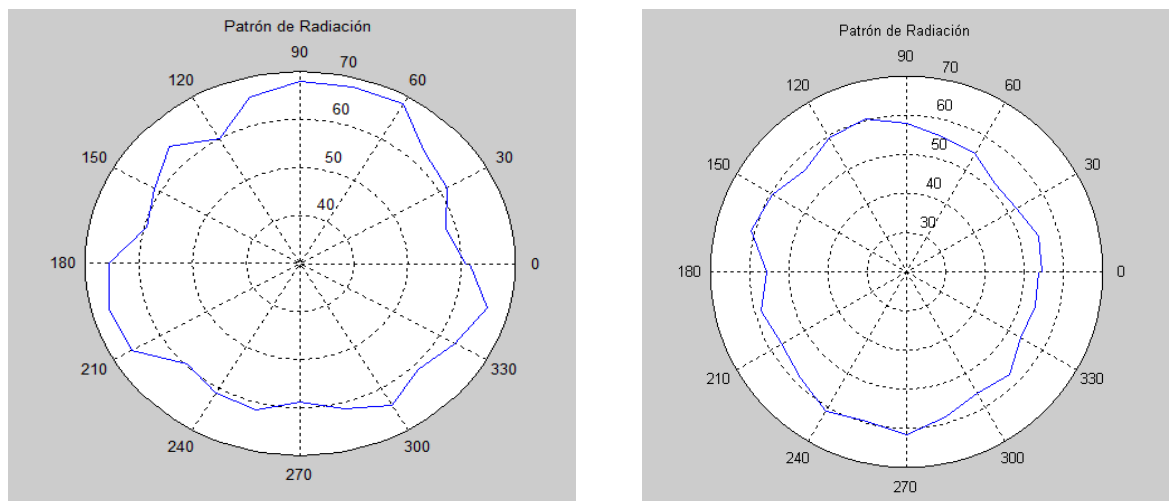
De igual manera que en el diseño 1 el valor de ganancia obtenido en los resultados prácticos es el esperado.

Las variaciones de frecuencia de resonancia se producen por diferencia de dimensiones del *patch* de la misma manera que en el diseño 1.

Los valores de ganancia del diseño 1 y 2, son aproximados, ya que fueron construidos con las mismas condiciones de diseño.

4.10.1. Patrón de Radiación

Se realizará una comparación entre los dos ambientes de medición, es decir, método 1 con método 2, para lo cual tomaremos el patrón de radiación obtenido del diseño 1 y 2, con la antena de referencia *Dlink DWL-8200AP AirPremier 1*, como se muestra en las figuras 4.94 y 4.95 respectivamente.



a)

b)

Figura. 4.94. Patrón de radiación del diseño 1: a) Método 1 y b) Método 2

Como se puede observar en la figura 4.91, los ambientes de medición son de gran importancia, ya que influyen notablemente en el funcionamiento de la antena, en el método 2, se obtiene una mejor potencia de recepción, debido a que se trabaja en un ambiente con menor interferencia como es la cámara anecoica.

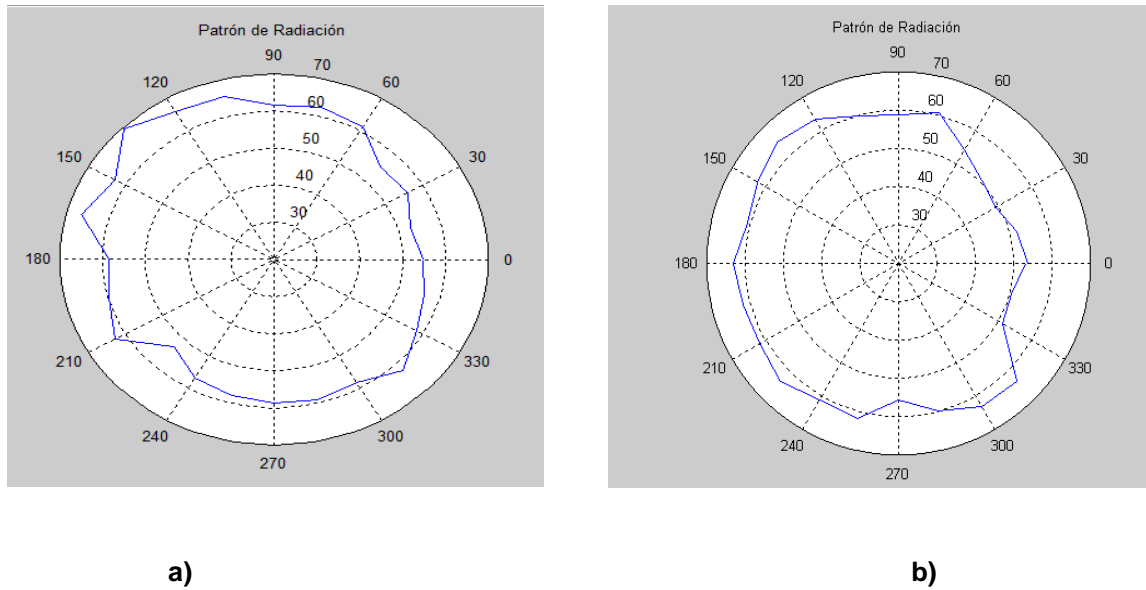
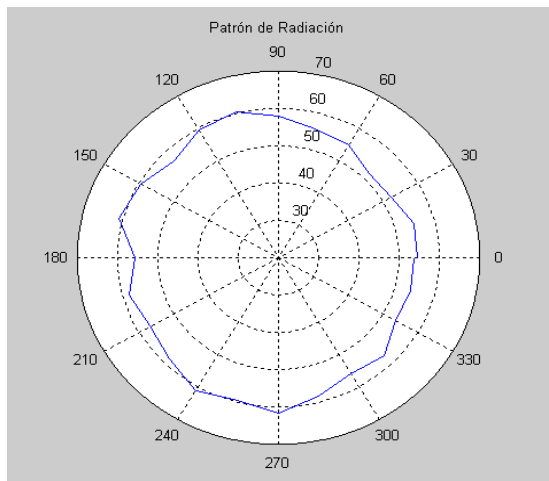


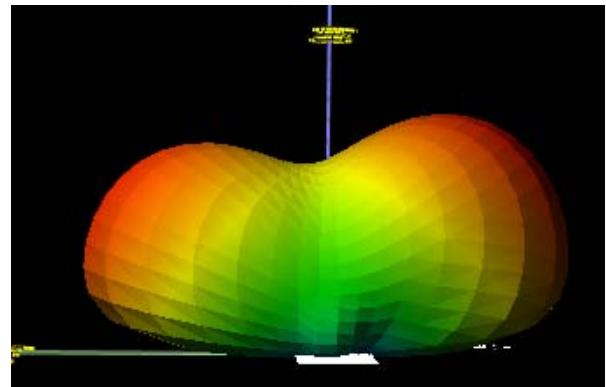
Figura. 4.95. Patrón de radiación del diseño 2: a) Método 1 y b) Método 2

De igual manera que en el diseño 1, se observa que en el ambiente del método 2, se recibe una mejor potencia, debido a las bajas interferencias.

A continuación se muestra una comparación entre los patrones de radiación obtenidos mediante la simulación y la práctica, con el diseño 1 y 2 en las figuras 4.96 y 4.97 respectivamente.

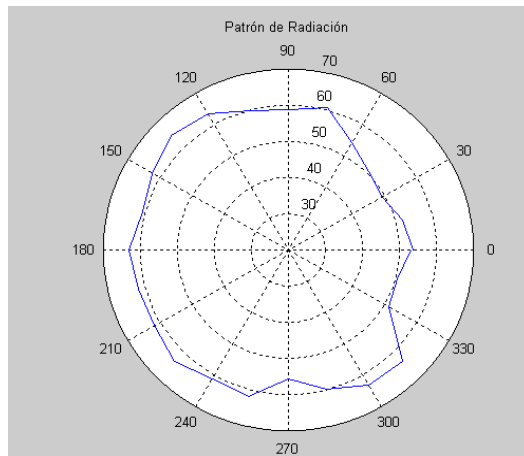


a)

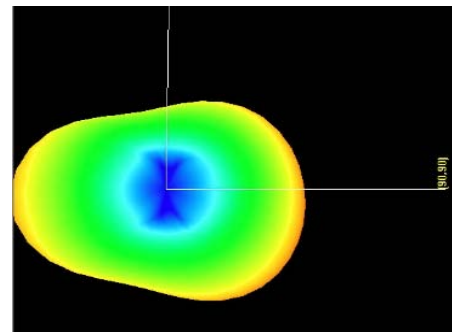


b)

Figura. 4.96. Patrón de radiación del diseño 1: a) Práctico y b) Simulado



a)



b)

Figura. 4.97. Patrón de radiación del diseño 2: a) Práctico y b) Simulado

Se observa que el patrón de radiación práctico comparado con el teórico, presenta algunas diferencias debido a que la variación del ángulo en las 25 mediciones se realizó de forma manual, además hay que considerar que el simulador supone un ambiente ideal con un plano de tierra infinito, lo cual no es posible obtener en la realidad, ya que existe pérdidas en los conectores, interferencia en el entorno de medición, produciendo así una variación de los resultados prácticos.

CAPÍTULO 5

ANÁLISIS DE COSTOS

5.1 DESCRIPCIÓN DE MATERIALES Y EQUIPOS PARA LA CONSTRUCCIÓN DE LA ANTENA

Con lo estudiado en el capítulo 4 se ha escogido los siguientes materiales para la construcción de la antena, mostrados en la Tabla 5.1.

Tabla. 5.1. Materiales para el diseño

Material	Tipo
Sustrato	Baquelita Común de doble lado
Cable	LMR 400
Conector	SMA

Estos materiales han sido elegidos debido a su posibilidad de adquisición en el medio y su costo reducido; además sus características cumplen con los parámetros de diseño requeridos.

5.2 COSTOS DE MATERIALES Y EQUIPOS

5.2.1 Sustrato

El costo de este material varía según sus dimensiones, es de fácil adquisición, en comparación con el material de fibra de vidrio es más económico y ofrece características apropiadas para el diseño de antenas tipo *patch*.

En este caso para diseño de antena de altas frecuencias el tamaño del diseño es reducido, abaratando así el costo del sustrato.

5.2.2 Cable Coaxial

Es importante la elección del tipo de cable coaxial, ya que se debe asegurar el rango de frecuencias de operación, considerar la velocidad de propagación, la impedancia característica y pérdidas del mismo.

Para este proyecto es fundamental utilizar un cable con una impedancia característica de 50Ω , que soporte frecuencias en el rango de trabajo de la antena, por esta razón se ha escogido el cable coaxial LMR 400.

Además es necesario considerar la longitud del cable, ya que a mayores distancias se produce grandes pérdidas, afectando así el funcionamiento de la

antena; por lo que es recomendable utilizar longitudes adecuadas. Para el cálculo de la longitud real debe cumplir con la ecuación 4.1

Realizando la operación según nuestros requerimientos se obtiene el siguiente resultado:

$$L_{\text{real}} = 52 * \left(\frac{0.85 * 3 * 10^8}{2 * 5.4 * 10^9} \right)$$

$$L_{\text{real}} = 1.25 \text{ m}$$

5.2.3 Conectores

La elección de los conectores depende de muchos factores como: potencia, aplicación y frecuencia de trabajo, y tomando en cuenta varias de las opciones analizadas en el capítulo anterior, se ha optado por la elección del conector tipo SMA, pues ofrece un correcto desempeño en la banda de 5.4 GHz y a potencias en el rango de los cientos de milliwatts, siendo una buena solución en el mercado para nuestra aplicación.

Una ventaja adicional es su corto tamaño, ya que presenta menores pérdidas en comparación de otros conectores.

De manera estandarizada, se coloca el conector macho en los extremos de los cables y los conectores hembra en los dispositivos de RF (antenas, transmisores, etc.), por esta razón se colocarán estos conectores de la siguiente manera:

- 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.
- En caso de necesitar otro tipo de conectores para el acople de la antena a los equipos de prueba, se mencionará posteriormente.

5.2.4 Acopladores

Los acopladores son muy importantes en este proyecto. Los equipos para realizar las pruebas tienen conectores tipo N; por lo que es necesario verificar la existencia de acopladores que permitan la conexión entre los diferentes conectores.

Generalmente dichos acopladores vienen incluidos en los equipos, sin embargo, si no existen los acopladores necesarios serán adquiridos.

5.2.5 Costo de la Antena

Se realiza una cotización de los materiales utilizados en la construcción, para dar a conocer el valor total de la antena, y estar al tanto de los costos del mercado local utilizados en su fabricación

A continuación en la Tabla 5.2 se indica los costos de los materiales utilizados realizando así una evaluación global del precio de construir una antena tipo *patch*.

Tabla. 5.2. Costo de Materiales de 2 antenas

Material	Cantidad	Precio por unidad
Baquelita Común de doble lado	2	\$ 2,80
Conector SMA	2	\$ 15,00
Conector N	2	\$4,50
Cable Coaxial LMR 400	1	\$ 17,00
Soporte de aluminio	2	\$15,00
TOTAL		\$ 91,60

Como podemos observar el costo de cada antena es \$45,80, valor económico en comparación con las antenas comerciales que tienen un costo a partir de 75 dólares en adelante, diferenciándose en la marca de cada una de estas, y en sus especificaciones.

Entre algunos tipos de antenas comerciales tenemos:

- Antena Wireless LAN tipo *patch*

Esta antena es ideal para aplicaciones IEEE 802.11a Wireless LAN, existen dos tipos de antenas con diversas especificaciones como se muestra en la Tabla 5.3. [56]

Tabla. 5.3. Especificaciones Eléctricas

Model	HG5408P	HG5411P
Frequency	5470 - 5725 MHz	
Gain	8 dBi	11 dBi
Horizontal Beam Width	75 degrees	30 degrees
Vertical Beam Width	60 degrees	60 degrees
Impedance	50 Ohm	
Max. Input Power	25 Watts	
VSWR	< 1.5:1 avg.	
Lightning Protection	DC Short	
Connector	Integral SMA-Female	

Esta antena se diferencia de las otras antenas comerciales por su marca L-com, como se muestra en la Figura 5.1.

**Figura. 5.1. Antena Wireless LAN tipo *patch* L-com**

- Antena compatible con el sector de 90°

Antena robusta y resistente a la intemperie, tiene una cúpula de plástico de alta resistencia.

Esta antena de radiofrecuencia es una opción ideal para el proveedor de Internet inalámbrica, sitios célula, ya que el tamaño de la celda se puede determinar fácilmente mediante el ajuste del ángulo de inclinación hacia abajo. La cobertura horizontal es de hasta 90 grados. [56]

Las especificaciones eléctricas de este tipo de antena se muestran en la tabla 5.4, esta antena pertenece al grupo L-com como se indica en la Figura 5.2.



Figura. 5.2. Antena compatible con el sector de 90° L-com

Tabla. 5.4. Especificaciones Eléctricas

Frecuencia	5470-5725 MHz
Gain	17 dBi
Horizontal Beam Width	90 degrees
Vertical Beam Width	8 degrees
Impedance	50 Ohm
Max. Input Power	100 Watts
Front to Back Ratio	> 25 dB
VSWR	< 1.5:1 avg.

Lightning Protection	DC Ground
Connector	N Female

- Antena compatible con el sector de 90°

Esta antena *patch* se presenta en una estructura sumamente solida de aleación de plásticos (polímero) que resiste sin problemas todo tipo de clima.

Con la misma se provee un kit de montaje con un dispositivo para regular la oscilación física de la antena, lo que brinda mayor versatilidad a la hora de enlazar con otro punto o un sector determinado. Es ideal para nodos o bases centrales de proveedores de Wi-Fi o telefonía móvil.[57]

Antena con características similares a la mencionada anteriormente como se muestra en la Tabla 5.5, con la diferencia de que esta pertenece a otro proveedor es decir es de otra marca como se muestra en la Figura 5.3.



Figura. 5.3. Antena compatible con el sector de 90° Hyperlink

Tabla. 5.5. Especificaciones Eléctricas

Frecuencia	5470-5725 MHz
Gain	17 dBi
Horizontal Beam Width	90 degrees
Vertical Beam Width	8 degrees
Impedance	50 Ohm
Max. Input Power	100 Watts
Front to Back Ratio	> 25 dB
VSWR	< 1.5:1 avg.
Lightning Protection	DC Ground
Connector	N Female

- Antena de banda ancha

Antena Wi-Fi es ideal para aplicaciones de banda 5.4GHz 802.11a, así como de 5.8GHz. Es adecuada tanto para aplicaciones interiores y exteriores, sus características se muestran en la Tabla 5.6.[56]

Tabla. 5.6. Especificaciones Eléctricas

Frecuencia	5470-5850 MHz
Gain	19 dBi
Horizontal Beam Width	16°
Vertical Beam Width	16°
Polarization	Vertical or Horizontal
Front to Back Ratio	>25 dB

Impedance	50 Ohm
Max. Input Power	50 Watts
VSWR	< 1.5:1 avg.
Lightning Protection	DC Short
Connector	Integral N-Female

Pertenece al grupo L-com, como se muestra en la Figura 5.4.



Figura. 5.4. Antena de banda ancha L-com

- Antena Patch

Combina alta ganancia con una gama de 90° de ancho del haz. Se trata de una calidad profesional debido a sus características, y a su robustez y resistencia a la intemperie debido a su cúpula de plástico resistente para el funcionamiento en todos los climas. [56]

Esta antena de radiofrecuencia es una opción ideal para los proveedores de Internet inalámbrico. Pertenece al grupo L-com, como se muestra en la Figura 5.5.



Figura. 5.5. Antena Panel L-com

Con esto se puede demostrar que existe una gran variedad de antenas comerciales, que se adquieren según los parámetros que cumplan con los requerimientos del usuario, pero a mayores costos que una antena construida con materiales del mercado local, la cual su funcionamiento depende del diseño realizado. A continuación se muestra un resumen de los costos de las antenas comerciales en la Tabla 5.7. [56]

Tabla. 5.7. Costo de Antenas Comerciales

Antena	Marca	Precio por unidad
5.4 GHz 11dBi Flat Patch Wireless LAN	L-com	\$ 49,99
5.4 GHz 17 dBi 802.11a Compatible 90 Degree Sector Panel	L-com	\$ 149,99
5.4 GHz to 5.8 GHz 19 dB Broadband Panel Antenna	L-com	\$ 49,99
5.4 GHz 17 dBi 802.11a Compatible 90 Degree Sector Panel	HyperLink	\$ 160,00
5.4 GHz to 5.8 GHz Panel	L-com	\$ 164,99

CAPÍTULO 6

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

6.1 CONCLUSIONES

- Es de gran importancia realizar un estudio sobre los parámetros principales de las antenas como ganancia, eficiencia, impedancia característica, VSWR, polarización, etc., lo cual permite un conocimiento amplio para elaborar un diseño eficiente y una correcta interpretación del funcionamiento de la misma.
- Es necesario efectuar un estudio de los materiales a utilizar para la construcción de la antena, con lo que se procede a una selección adecuada de los mismos, acorde a las características de la antena.
- Para la elección del sustrato, se eligió la baquelita común de doble lado debido a la facilidad de adquisición y a las características que cumplen con las condiciones de diseño previsto, como: que el grosor oscile entre 0.003λ y 0.05λ y la constante dieléctrica (ϵ_r) tiene valores típicos de 2 a 12.

- En los conectores, se escogió el tipo SMA, por cuanto posee una impedancia característica de 50Ω y un tamaño reducido, lo cual disminuye la distancia de conexión al equipo, evitando variaciones de los parámetros de diseño.
- Para el Cable Coaxial, se decidió el tipo LMR400, debido a que trabaja a altas frecuencias de operación, una impedancia característica de 50Ω principalmente por sus bajas pérdidas, adaptándose a las necesidades requeridas.
- Al utilizar la tecnología *microstrip* es fundamental considerar las características del sustrato como su espesor, constante dieléctrica y tangente de pérdidas, ya que influyen en los objetivos del diseño y construcción.
- Para obtener una adecuada medición, se debe tener en cuenta la distancia de conexión entre la antena y el equipo, lo cual incluye la longitud del cable y la de los conectores; esta distancia debe ser un valor de $(n\lambda/2)$, considerando la velocidad de propagación del cable y a "n" como número entero, que toma un valor dependiendo de las pérdidas del cable, con esto se logra mediciones reales de la frecuencia de resonancia.
- Las antenas *microstrip* requieren un diseño preciso y más si se trabaja a altas frecuencias, ya que la mínima variación produce severos cambios en su funcionamiento. El diseño se basa en tres partes fundamentales: Diseño del *patch*, Diseño de la antena y Diseño de alimentación.

- El patrón de radiación es un parámetro fundamental para verificar el funcionamiento de la antena, el cual es una gráfica de la potencia de la señal transmitida en función del ángulo, tomando así 25 mediciones cada 15° , para obtener una gráfica completa de este parámetro.
- La medición del VSWR permite tener en cuenta el acoplamiento de impedancias de la antena, y por lo que se conoce este valor no debe ser mayor de 2, es por ello que en nuestro caso se han escogido las pruebas en las que el rango de frecuencias se ubican siempre por debajo de este valor.
- Una característica de las antenas tipo *patch* es su baja ganancia, sin embargo dependiendo de la aplicación a este parámetro se lo puede incrementar realizando un arreglo de antenas basados en el diseño construido.
- Para la simulación y optimización de la antena, se ha empleado el software IE3D, el cual es de fácil manejo, con una interfaz amigable al usuario, permitiendo encontrar parámetros como: Ganancia, Eficiencia, VSWR, Impedancia Característica, Pérdidas de retorno y Patrón de Radiación, que sirven como resultados teóricos para poder realizar una comparación con los resultados prácticos.
- El desempeño de la antena diseñada satisface las especificaciones requeridas, sin embargo, las pequeñas diferencias son debido a parámetros externos como: pérdidas y características reales de los diversos materiales utilizados e interferencias en el ambiente; por lo que se realizó una comparación entre valores prácticos y teóricos.

- La cámara anecoica a pesar de cumplir con el requerimiento común de que la reflectividad esté en el rango de -30 dB a -40 dB para una frecuencia de 5.4 GHZ, sin embargo en la práctica no se obtuvo un funcionamiento adecuado, debido a que las guías de onda trabajan a diferente rango de frecuencia, produciendo una pérdida total de la señal y otro limitante fue que el generador de señales tenía una potencia de salida máxima de 13 dBm.

6.2 RECOMENDACIONES

- Se recomienda realizar un análisis previo de los equipos a utilizar, teniendo en claro su funcionamiento y las precauciones debidas, para evitar cualquier tipo de daño, por la importancia y alto costo que poseen.
- Al trabajar con altas frecuencias, se debe tener precisión al acoplar la antena con el conector, de lo contrario existirá variaciones en la frecuencia de resonancia y desacoples de impedancia, generando un valor de VSWR no adecuado.
- Al ser antenas de baja potencia, se recomienda utilizar conectores que no interfieran en el funcionamiento de la misma, para ello se escoge conectores con acabado en oro, que brindan una característica de bajas pérdidas.
- Se recomienda utilizar un cable de bajas pérdidas y de frecuencia de trabajo acorde a la diseñada en la antena, de lo contrario se obtendrá variaciones en la frecuencia de resonancia, desacople de impedancias, es decir, un mal

funcionamiento de la antena, a pesar de tener un diseño elaborado correctamente.

- Para obtener un diagrama de radiación con mayor definición se recomienda incrementar el número de mediciones a tomar, es decir variar la posición de la antena en un ángulo menor, por ejemplo cada 5 °.
- Es de gran ayuda contar con un software de simulación, que facilite el cálculo de ciertos parámetros para el diseño de la antena, visualizando un funcionamiento real de la misma, además se puede realizar diversas pruebas al modificar sus dimensiones, lo cual permite escoger el diseño de mejor desempeño para su implementación.
- Se recomienda utilizar una prototipadora para la construcción de este tipo de antenas, debido a la gran precisión que éstas poseen.

ANEXO I

**PROGRAMA EN *MATLAB* PARA DIMENSIONES DEL *PATCH*
RECTANGULAR**

```
%Programa en matlab para dimensiones del patch rectangular
```

```
clc, clear all;
```

```
%Calculo de los Parametros para la construccion de una Antena tipo Patch %a 5,4  
GHz
```

```
%Sonia Vaca
```

```
%Paola Venegas
```

```
%*****
```

```
%Datos de Diseño
```

```
%*****
```

```
%Frecuencia de operación de la antena
```

```
fo=5.4;
```

```
%Constantes de Diseño
```

```
Eo=8.854e-12; %F/m Permitividad en el espacio libre
```

```
Uo=4*pi*10^-7; %H/m Permeabilidad en el espacio libre
```

```
c=3e8 % velocidad de la luz
```

```
landa=c/(fo*10^9)%m
```

```
ko=(2*pi)/landa
```

```
%Caracteristicas del sustrato
```

```
Er=input('Ingrese la constante dieléctrica del sustrato: ');
```

```
h=input('Ingrese el espesor del sustrato en milímetros: ');
```

```

%*****

%Diseño del Patch Rectangular

%*****

%-----Calculo del ancho del patch-----


$$W = \frac{1}{2 \cdot f_0 \cdot 10^6 \cdot \sqrt{U_0 \cdot E_0}} \cdot \sqrt{2 / (E_r + 1)}$$


%-----Calculo de la constante dieléctrica efectiva (Eeff)-----


$$E_{eff} = \left( \frac{E_r + 1}{2} \right) + \left( \left( \frac{E_r - 1}{2} \right) \cdot \left( \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \cdot (h/W)}} \right) \right);$$


%-----Calculo de la longitud efectiva del patch rectangular (Le)-----


$$L_e = \frac{1}{2 \cdot f_0 \cdot 10^6 \cdot \sqrt{E_{eff} \cdot U_0 \cdot E_0}};$$


%-----Se calcula el error de longitud efectiva ( VL )-----


$$V_L = \frac{0.412 \cdot h \cdot (E_{eff} + 0.3) \cdot (W/h + 0.262)}{(E_{eff} - 0.258) \cdot (W/h + 0.813)};$$


%----- Cálculo de la longitud real del patch (L) -----


$$L = L_e - 2 \cdot V_L$$


%*****

%Cálculo de la impedancia de entrada

%*****

%-----Cálculo de la conductancia (G1) -----


$$G_1 = \left( \frac{W \cdot 10^{-3}}{120 \cdot \lambda_0} \right) \cdot \left( 1 - \left( \frac{1}{24} \right) \cdot \left( k_0 \cdot (h \cdot 10^{-3}) \right)^2 \right);$$


%-----Cálculo de la susceptancia (B1) -----


$$B_1 = \left( \frac{W \cdot 10^{-3}}{120 \cdot \lambda_0} \right) \cdot \left( 1 - 0.636 \cdot \log(k_0 \cdot h \cdot 10^{-3}) \right);$$


%-----Cálculo de la Admitancia total Ytotal-----

```

Ytotal=2*G1;

%-----Cálculo de la Resistencia de entrada Rin -----

Rin=1/(2*G1)

%-----

%Cálculo de Wo ancho de la línea de transmision

%-----

Wo=3.37207

Zc=(120*pi)/((sqrt(Eeff))*((wo/h)+1.393+(0.667*log((wo/h)+1.444))))

%Calculo de Yo longitud de la línea de inserción %-----

Yo=10^-4*(0.001699*Er^7+0.13761*Er^6-6.1783*Er^5+93.187*Er^4-682.69*Er^3+2561.9*Er^2-4043*Er+6697)*(L/2)

%*****

%Cálculo de la ganancia

%*****

%-----Ganancia en espacio libre -----

% Diseño 1

Prx=(10^(-69.6/10))/1000

Prx1=(10^(-69.2/10))/1000

Prxw=10*log10(1.0965e-10)

Prx1w=10*log10(1.2023e-10)

Gtotal=-abs(Prxw)+abs(Prx1w)+5

% Diseño 2

$$\text{Prx}_- = (10^{(-68.4/10)})/1000$$

$$\text{Prx1}_- = (10^{(-68.8/10)})/1000$$

$$\text{Prxw}_- = 10 * \log_{10}(\text{Prx}_-)$$

$$\text{Prx1w}_- = 10 * \log_{10}(\text{Prx1}_-)$$

$$\text{Gtotal}_- = -\text{abs}(\text{Prxw}_-) + \text{abs}(\text{Prx1w}_-) + 5$$

%-----Ganancia en la cámara anecoica -----

% Diseño 1 con antena *Dlink DWL-8200AP AirPremiery 1*

$$\text{Prx}_{_11} = (10^{(-64.8/10)})/1000$$

$$\text{Prx1}_{_11} = (10^{(-63.2/10)})/1000$$

$$\text{Prxw}_{_11} = 10 * \log_{10}(\text{Prx}_{_11})$$

$$\text{Prx1w}_{_11} = 10 * \log_{10}(\text{Prx1}_{_11})$$

$$\text{Gtotal}_{_11} = -\text{abs}(\text{Prxw}_{_11}) + \text{abs}(\text{Prx1w}_{_11}) + 5$$

% Diseño 1 con antena *Dlink DWL-8200AP AirPremiery 2*

$$\text{Prx}_{_12} = (10^{(-65.2/10)})/1000$$

$$\text{Prx1}_{_12} = (10^{(-63.2/10)})/1000$$

$$\text{Prxw}_{_12} = 10 * \log_{10}(\text{Prx}_{_12})$$

$$\text{Prx1w}_{_12} = 10 * \log_{10}(\text{Prx1}_{_12})$$

$$\text{Gtotal}_{_12} = -\text{abs}(\text{Prxw}_{_12}) + \text{abs}(\text{Prx1w}_{_12}) + 5$$

% Diseño 2 con antena *Dlink DWL-8200AP AirPremiery 1*

$$\text{Prx}_{_21} = (10^{(-61.6/10)})/1000$$

$$\text{Prx1_21}=(10^{(-59.6/10)})/1000$$

$$\text{Prxw_21}=10*\log_{10}(\text{Prx_21})$$

$$\text{Prx1w_21}=10*\log_{10}(\text{Prx1_21})$$

$$\text{Gtotal_21}=-\text{abs}(\text{Prxw_21})+\text{abs}(\text{Prx1w_21})+5$$

% Diseño 2 con antena Dlink DWL-8200AP AirPremiery 2

$$\text{Prx_22}=(10^{(-62.2/10)})/1000$$

$$\text{Prx1_22}=(10^{(-59.6/10)})/1000$$

$$\text{Prxw_22}=10*\log_{10}(\text{Prx_22})$$

$$\text{Prx1w_22}=10*\log_{10}(\text{Prx1_22})$$

$$\text{Gtotal_22}=-\text{abs}(\text{Prxw_22})+\text{abs}(\text{Prx1w_22})+5$$

ANEXO II

USO DEL IE3D COMO SOFTWARE DE SIMULACIÓN

Zeland IE3D

Zeland es una empresa líder de simulación y diseño de herramientas en el campo del desarrollo de alta frecuencia electromagnética.

El software IE3D de Zeland es un simulador basado en la forma de análisis de onda completa conocido como método de los momentos, que sirve para obtener soluciones aproximadas de ecuaciones.

Este software facilita el diseño de antenas, además permite visualizar características de la antena como: ganancia, eficiencia, directividad, impedancia, VSWR, pérdidas de retorno, patrón de radiación, entre otros; es por esto que este software es de gran importancia en el desarrollo de este proyecto.

Una de las ventajas de este software es que brinda la opción de optimizar el diseño ingresado, es decir, mejora las características de la antena mediante una aproximación del modelo original.

A continuación se detalla una guía de uso para la simulación de una antena tipo *patch* a 5.4 GHz en el simulador IE3D.

Inicialmente se debe descargar el programa de la página de Zeland, una vez finalizada la descarga se ejecuta el *set up*, antes de utilizar el software es necesario copiar los archivos *exe* y *license* en la carpeta principal de instalación para su correcto funcionamiento.

Al instalar el software se encuentra una carpeta con varios utilitarios, en la cual se debe seleccionar Zeland Manager, programa principal que contiene todos los paquetes de Zeland, como se muestra en la Figura A2.1.

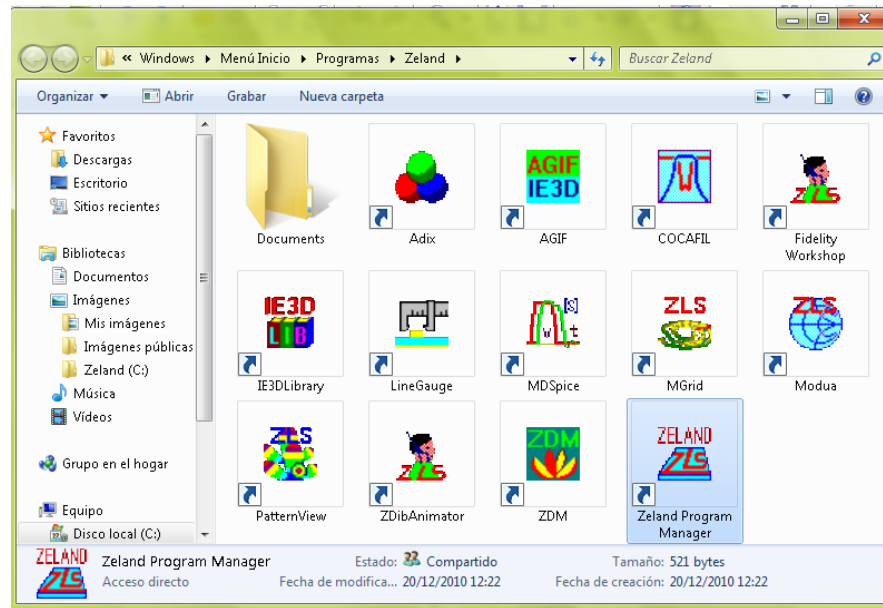


Figura. A2.1. Carpeta con utilitarios de Zeland

Al ejecutar el Zeland Program Manager, se escoge el utilitario Mgrid, como se muestra en la Figura A2.2, utilitario que se utiliza para crear el diseño de la antena.

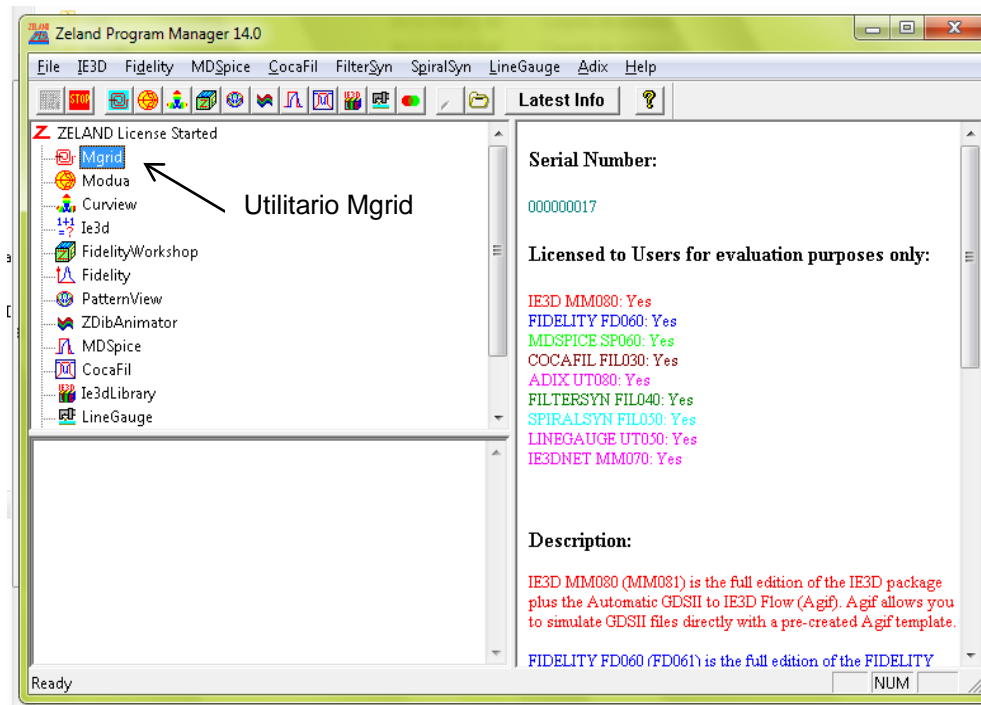


Figura. A2.2. Zeland Program Manager

Antes de crear el diseño es necesario definir las características del sustrato y los parámetros básicos del diseño, como se indica en la Figura A2.3.

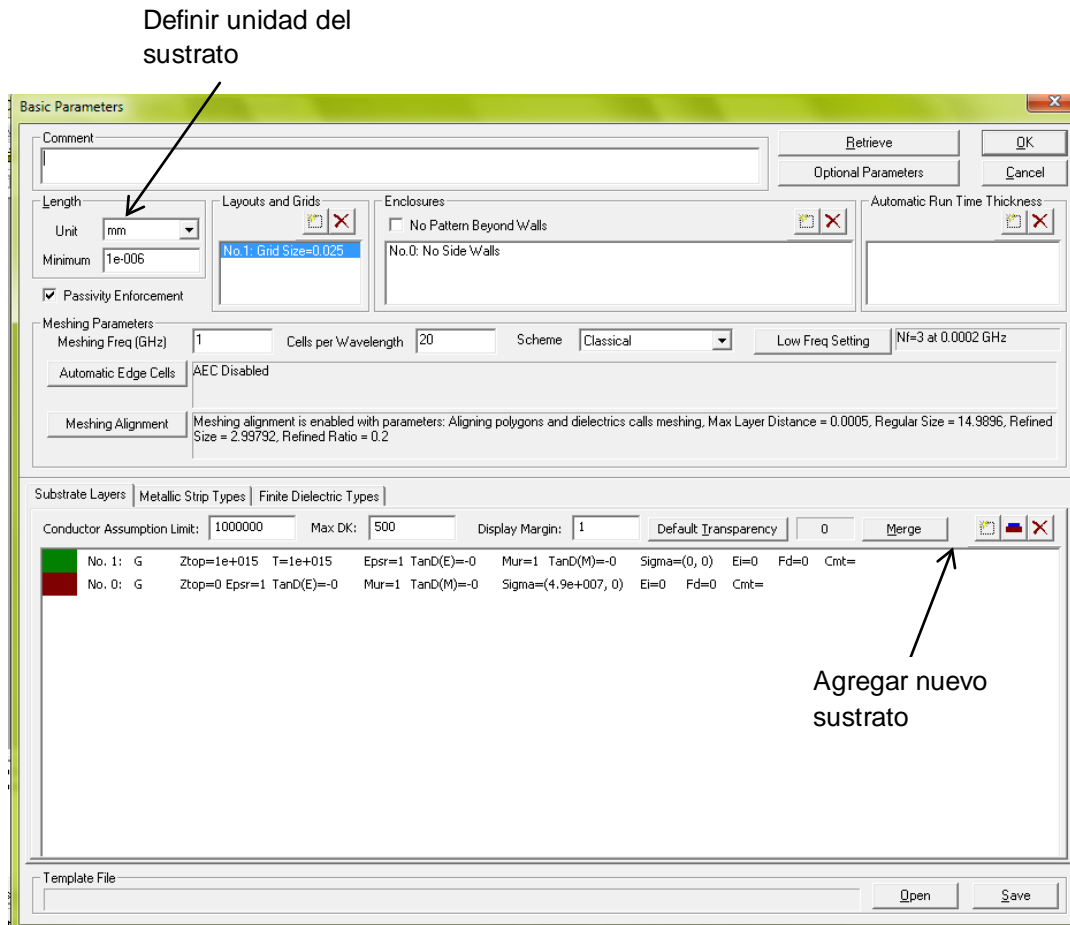


Figura. A2.3. Mgrid Parámetros Básicos

Al agregar un nuevo sustrato se ingresan las características del mismo como:

Top Surface (h): 1.6

Dielectric Constant (ϵ_r): 3.36

Loss Tangent (δ): 0.0058

Como se muestra en la Figura A2.4.

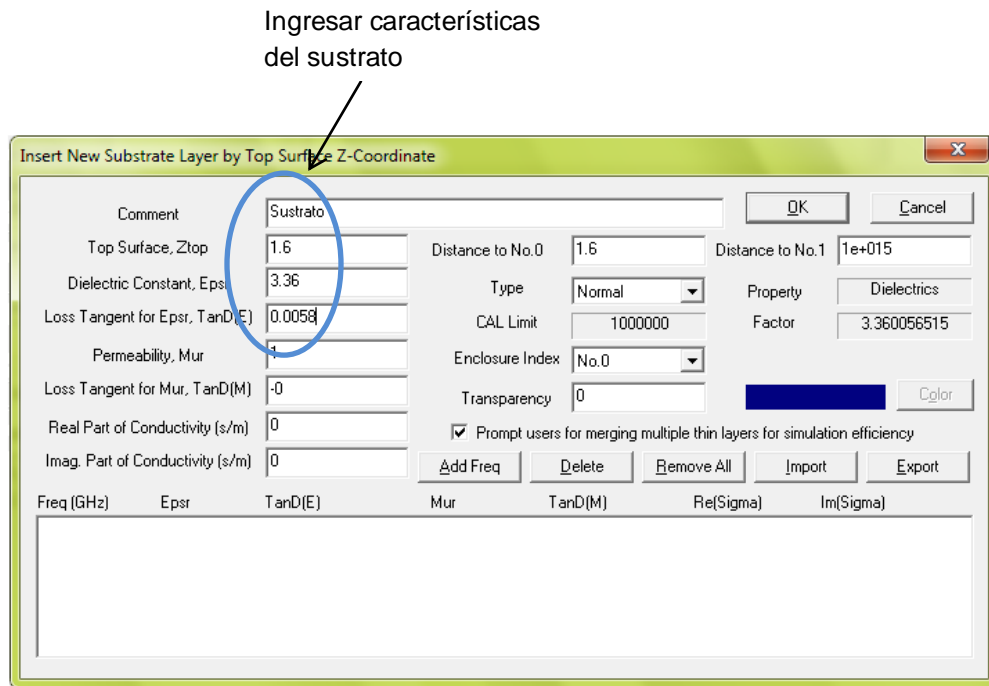


Figura. A2.4. Mgrid Parámetros Básicos

A continuación se elige el ícono de la figura rectángulo, debido a que el diseño es un *patch* rectangular, donde se ingresan las dimensiones del mismo, como se observa en las Figuras A 2.5 y A 2.6.

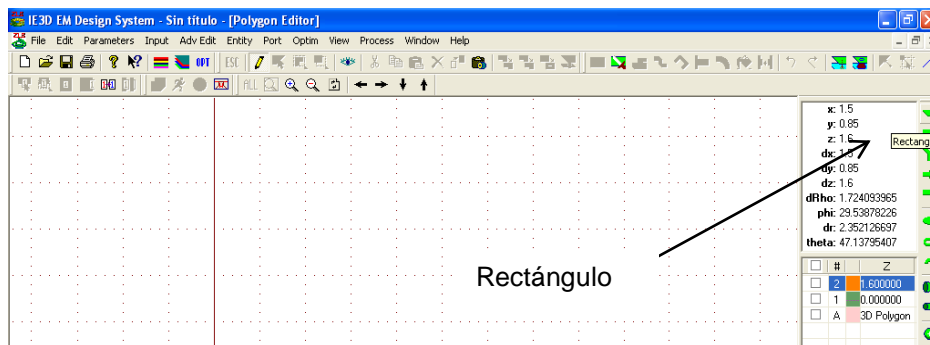


Figura. A2.5. Elección del *patch* rectangular

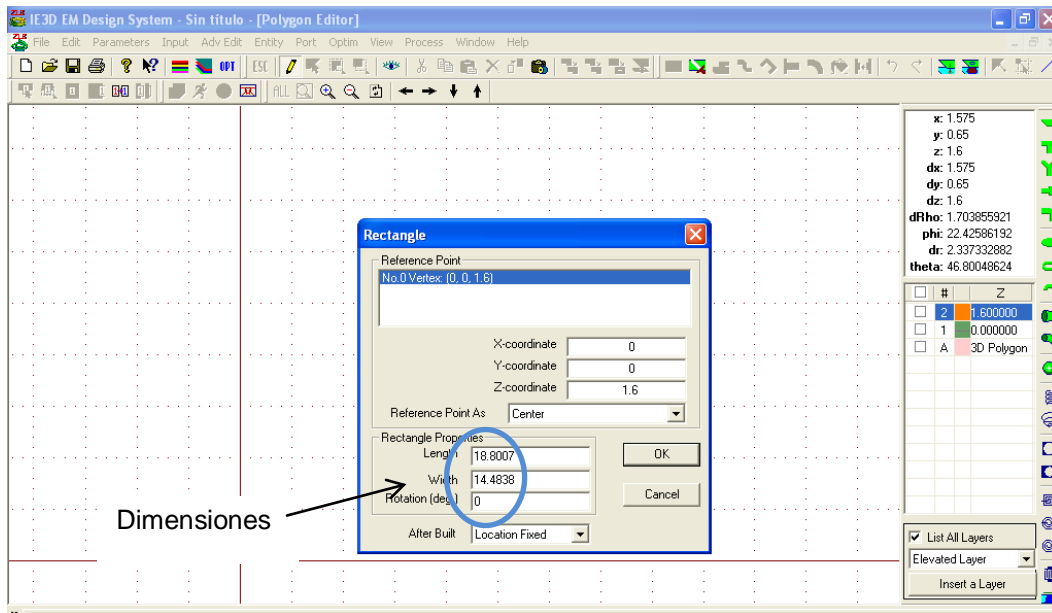


Figura. A2.6. Ingreso de dimensiones del *patch*

Para una mejor visualización del *patch*, en el menú *view* se encuentra la opción *whole structure*, la cual permite observar el *patch* en su tamaño completo, como se observa en la Figura A2.7

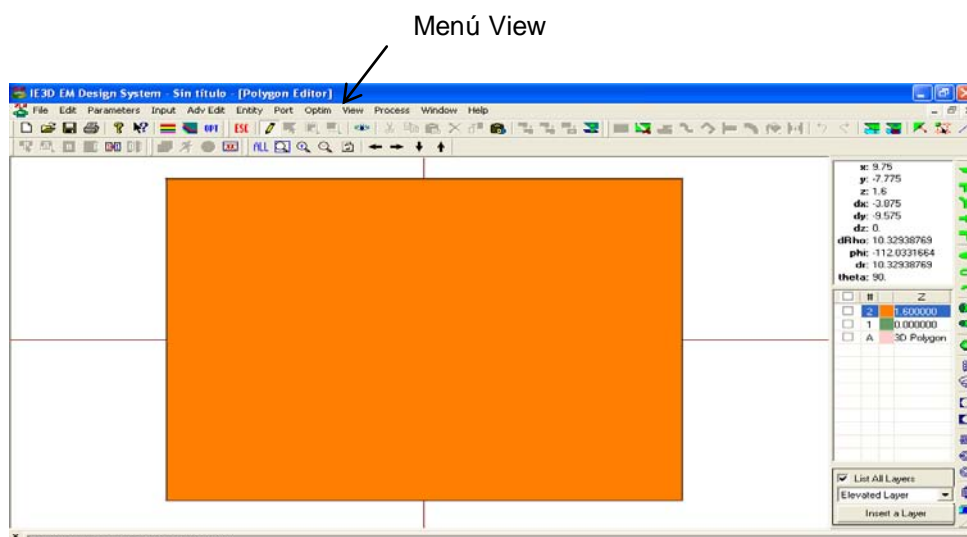


Figura.A2.7. Tamaño completo del *patch*

El próximo paso es dibujar la línea de alimentación, con una impedancia de 50Ω , para esto se utiliza el utilitario *LineGauge*, donde se elige la opción microstrip y se ingresan los siguientes parámetros:

Length Unit: mm

Frecuency (GHz):5.4

Relative Permittivity: 3.36

Substrate Height h: 1.6

Strip Thickness t: 0.0035

Como se muestra en la Figura A 2.8

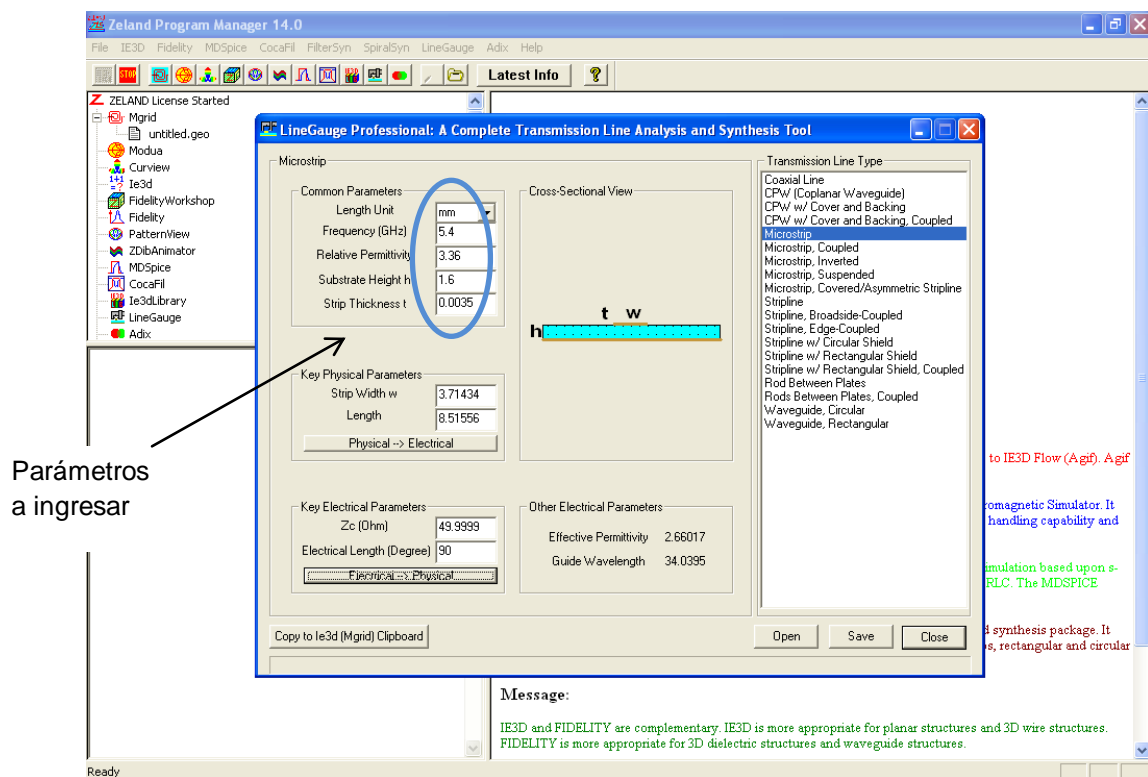


Figura. A2.8. Utilitario LineGauge

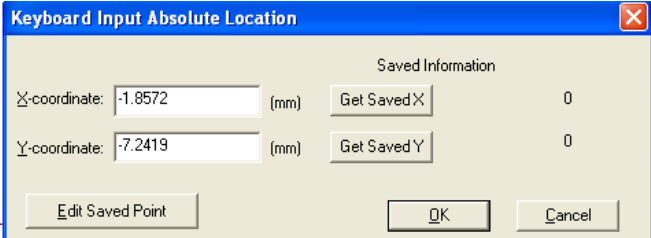
Para dibujar la línea de alimentación en el utilitario Mgrid se utilizan las medidas obtenidas en el utilitario *LineGauge*, ingresando las coordenadas de los vértices del rectángulo, con la siguiente secuencia:

Al pulsar Shift+A se ingresa el primer vértice

Al pulsar Shift+R se ingresa el segundo vértice

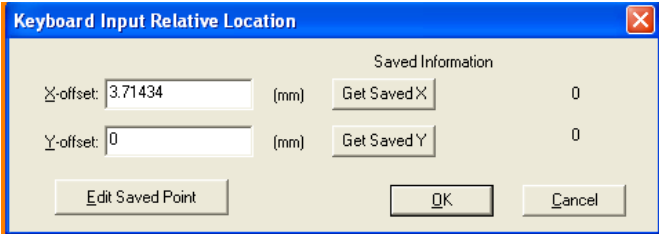
Al pulsar Shift+R se ingresa el tercer vértice

Una vez ingresadas las coordenadas de los tres vértices se pulsa Shift+F, para formar el rectángulo completo de alimentación, como se indica en la Figura A2.9.



Saved Information	
X-coordinate: -1.8572 (mm)	Get Saved X 0
Y-coordinate: -7.2419 (mm)	Get Saved Y 0

Figura. A2.9. a) Ingreso del primer vértice



Saved Information	
X-offset: 3.71434 (mm)	Get Saved X 0
Y-offset: 0 (mm)	Get Saved Y 0

Figura. A2.9. b) Ingreso del segundo vértice

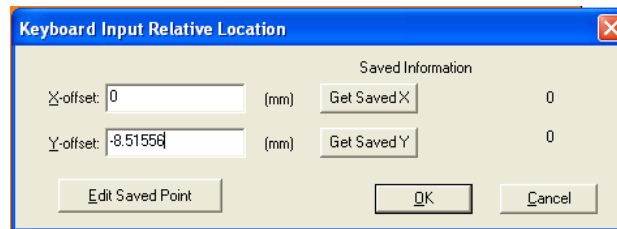


Figura. A2.9. c) Ingreso del tercer vértice

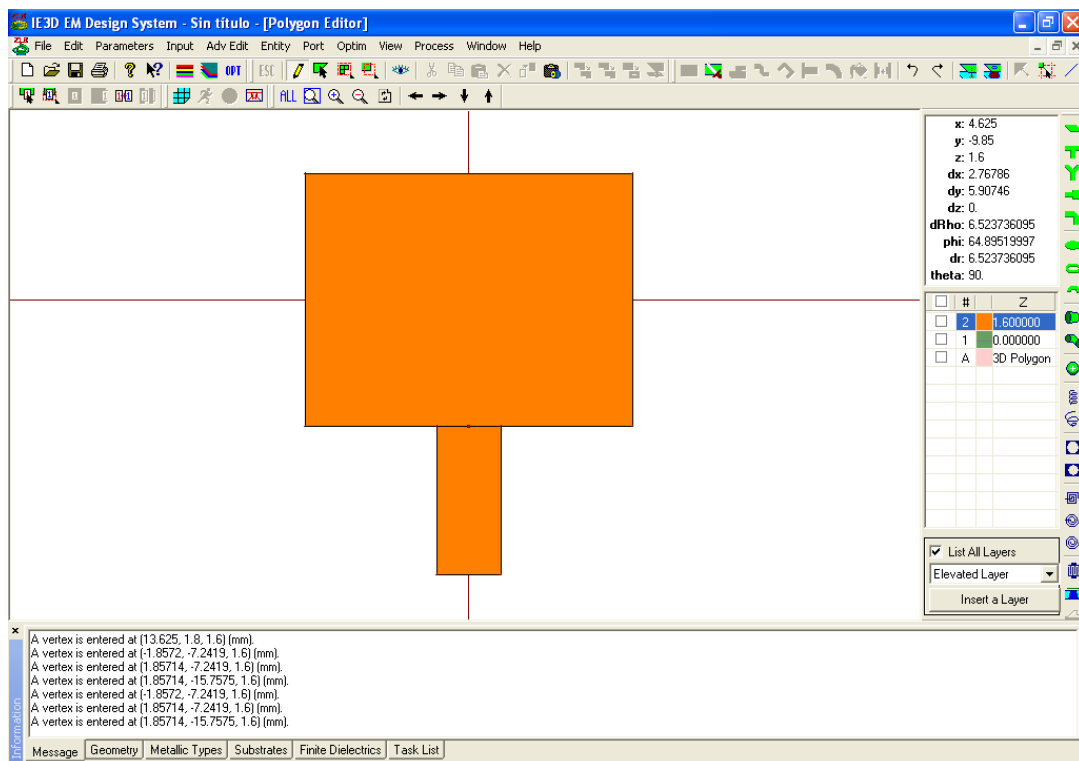



Figura. A2.9. d) Formación de línea de alimentación

El siguiente paso es definir un puerto de excitación de esta estructura, a través del ícono , dando click en el borde a ser excitado, a continuación se presiona Esc, para salir del modo de definición del puerto, como se indica en la Figura A 2.10.

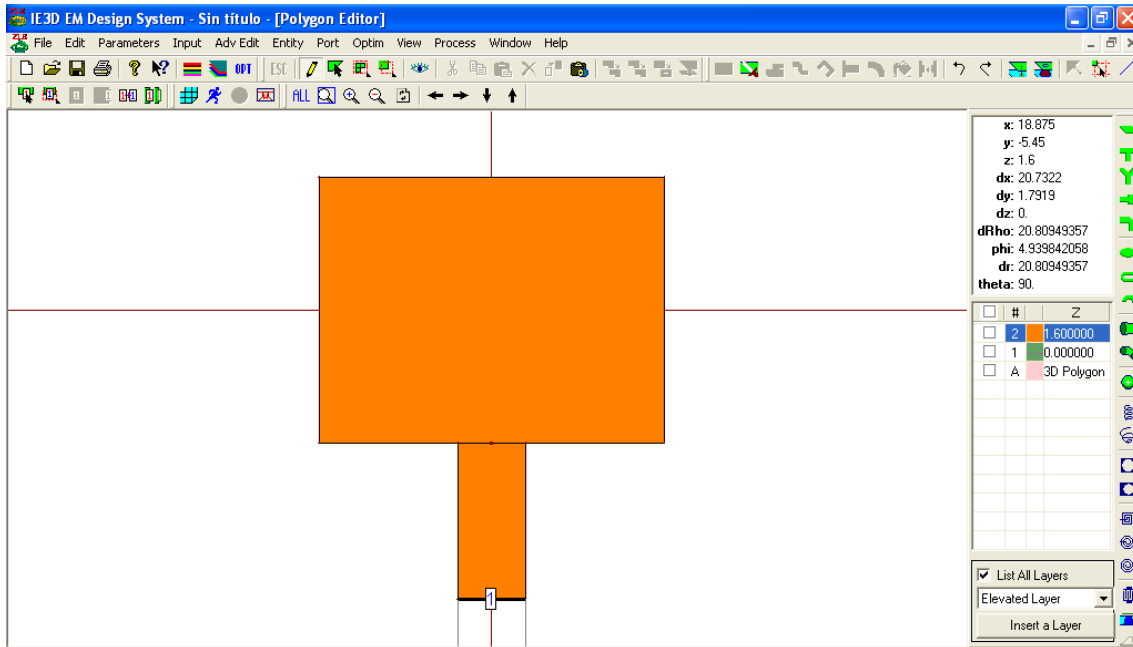


Figura. A2.10. Puerto de excitación

Luego en el menú *Port*, en la opción *PortsProperties* se ingresa la longitud de la línea de alimentación, con signo negativo, esto es para indicar que la longitud es desde el puerto hacia dentro de la estructura, como se muestra en la Figura A 2.11.

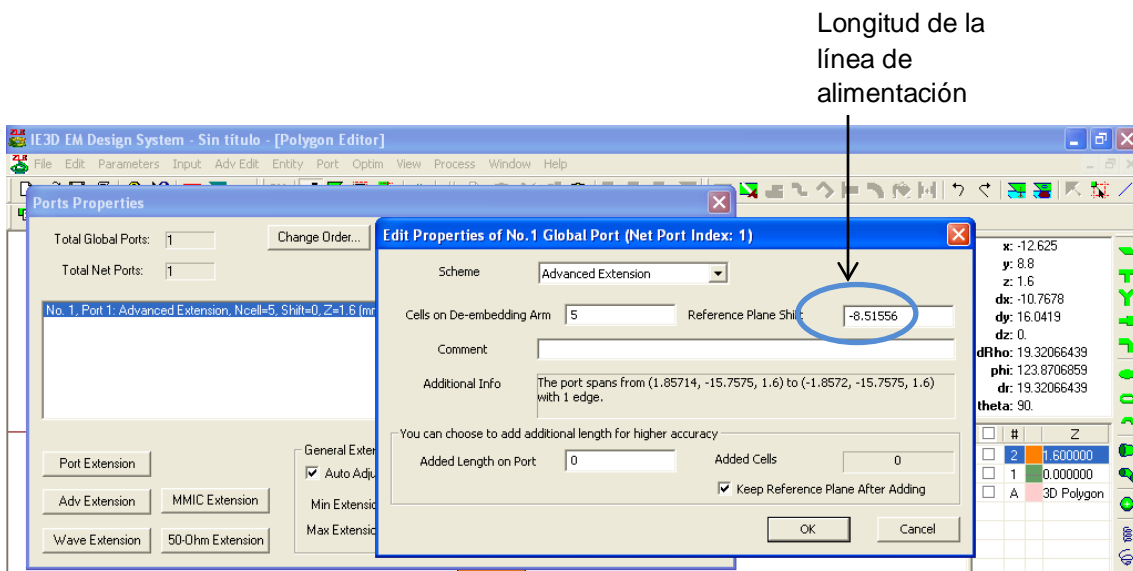


Figura. A2.11. Propiedades del puerto de excitación

De esta forma se tiene el diseño listo para el proceso de enmallada y luego proceder a la simulación, como se indica en la Figura A 2.12.

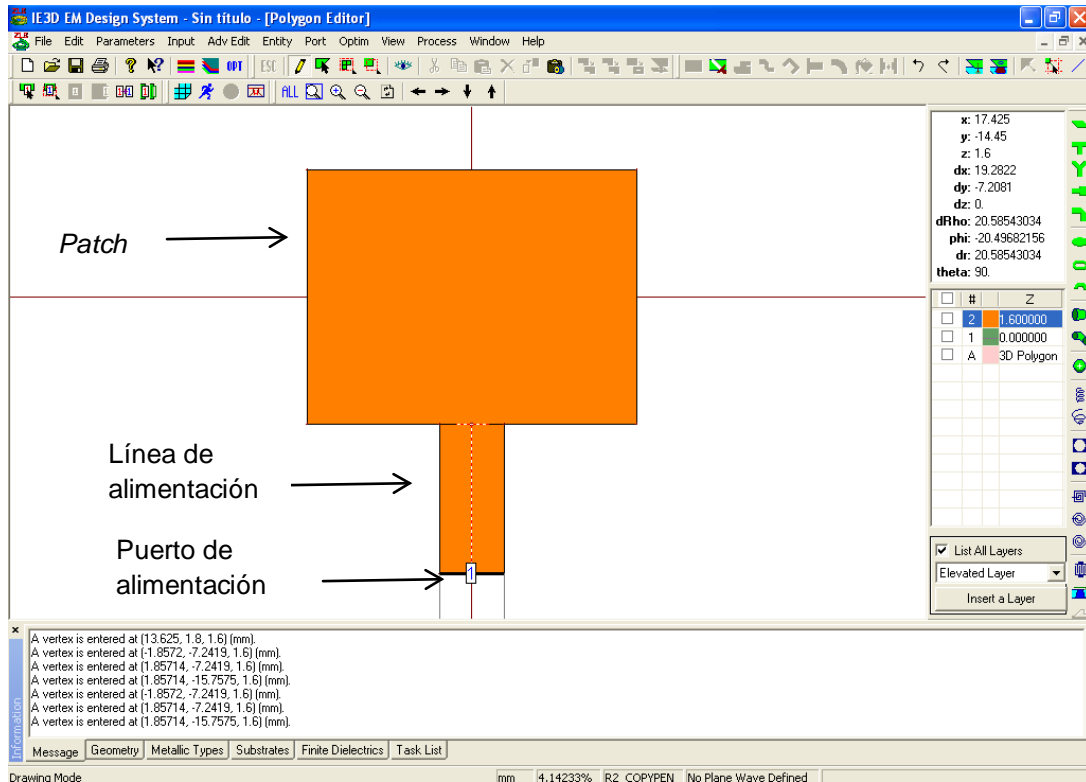



Figura. A2.12. Diseño para proceso de enmallado

Antes de iniciar la simulación, se debe guardar el archivo con una extensión .geo, que indica que se guarda como una geometría, después se debe definir los parámetros de enmallado, eligiendo el siguiente ícono del menú , ingresando la mayor frecuencia con la que la estructura es simulada, para este caso 6 GHz y el número de celdas por longitud de onda, parámetro relacionado con el método de los momentos, un valor típico con el que obtiene un resultado preciso es de 20 a 30, para este caso se ha escogido 20, como se muestra en la Figura A2.13.

Mayor Frecuencia y
Número de celdas

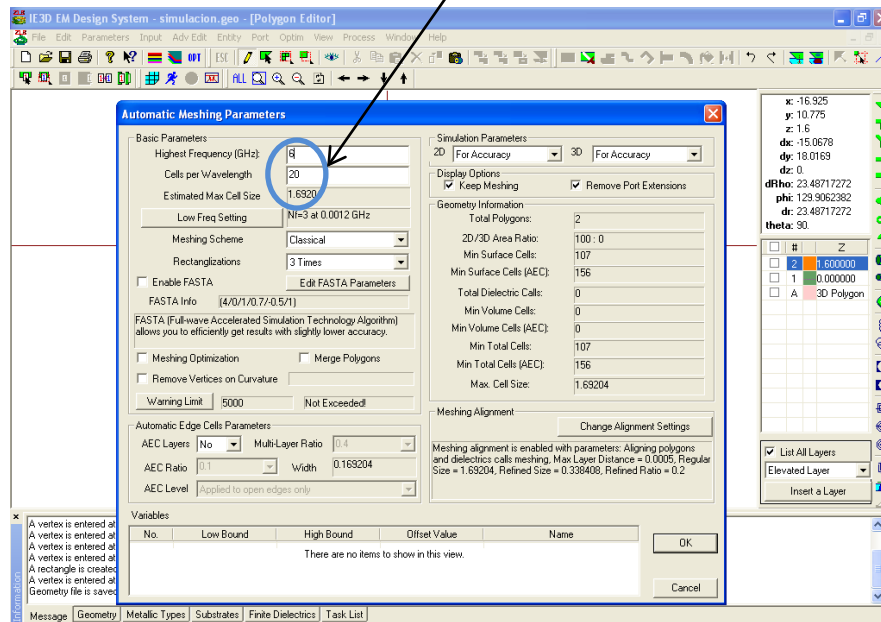


Figura. A2.13. Parámetros de enmallado

Una vez escogidos los parámetros de enmallado se obtiene el diseño listo para la simulación como se indica en la Figura A2.14.

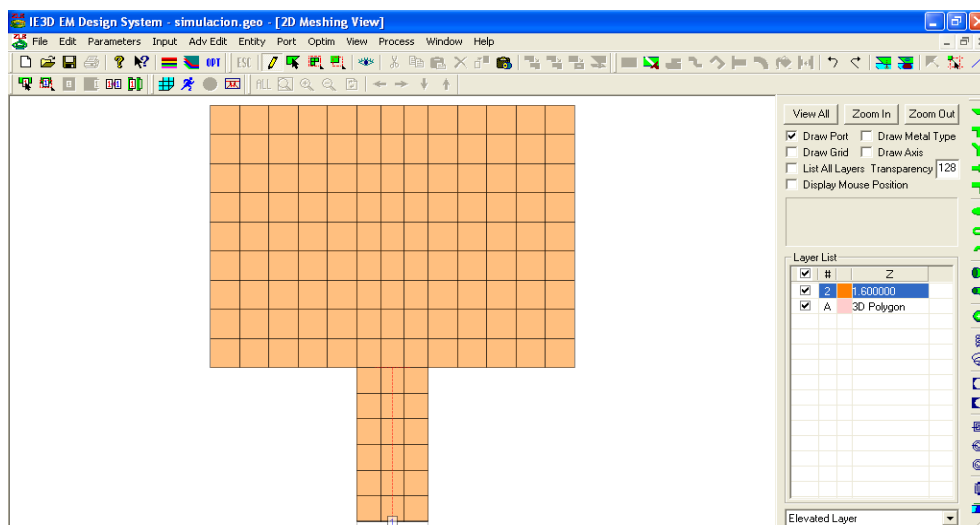



Figura. A2.14. Diseño listo para la simulación

Para iniciar la simulación se da click en el ícono  , ingresando los siguientes parámetros:

Rango de frecuencias: Start Frequency: 5 GHz

End Frequency: 6 GHz

Number of Freq: 101; como se indica en la figura A2.15

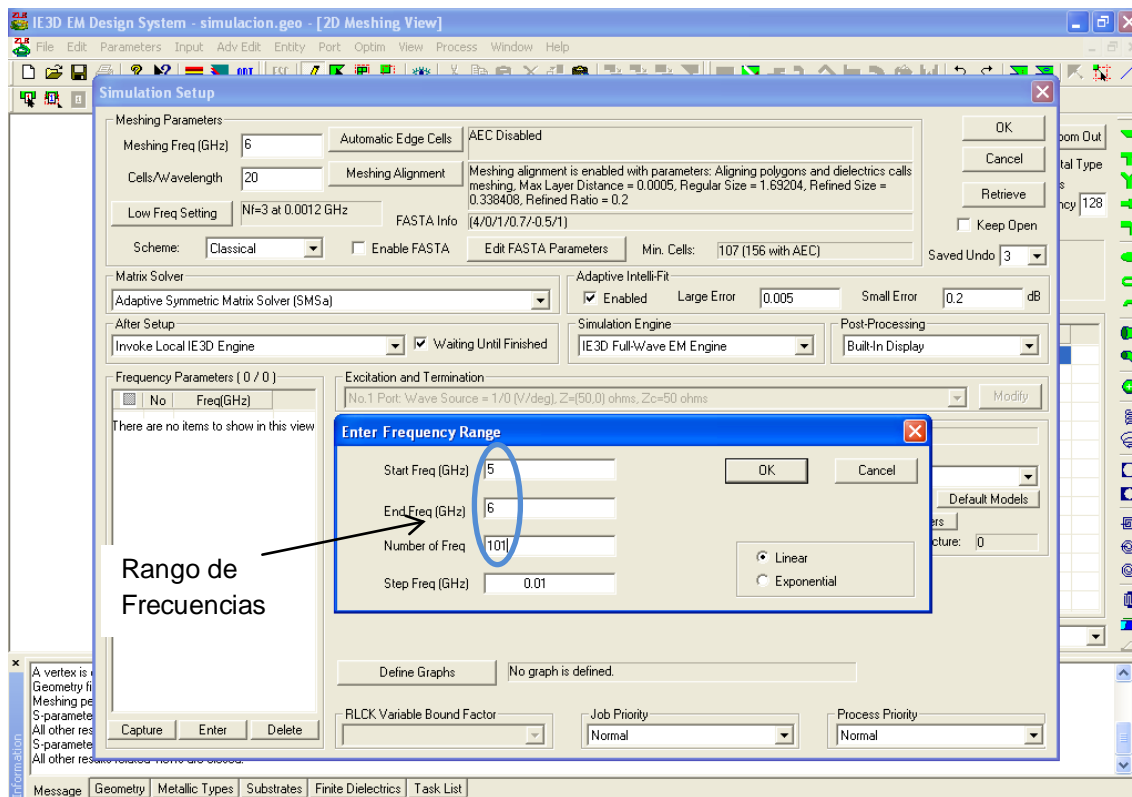


Figura. A2.15. Rango de Frecuencias para la simulación

Se elige en *Post-Processing*, la opción *Built-in & MODUA*, que es el visualizador de los resultados de la simulación; se debe activar el Current Distribution File y 0mn

Radiation Pattern File para observar los resultados de distribución de corriente y patrón de radiación, como se muestra en la Figura A2.16

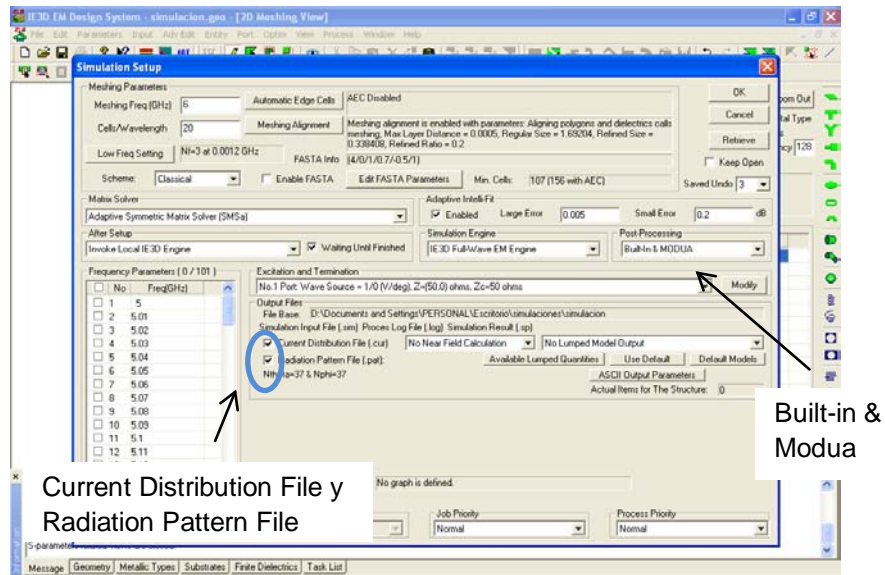


Figura. A2.16. Configuración de la simulación

De esta manera se obtienen los resultados que se muestra en la Figura A2.17, como se mencionó en el utilitario Modua.

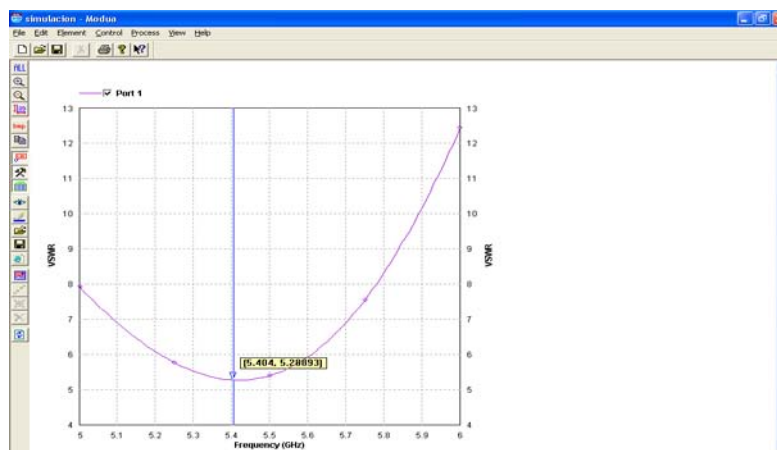


Figura. A2.17. VSWR vs Frecuencia

A continuación en el utilitario Modua, en el menú Control, mediante la opción Define Display Graph se obtienen gráficas que ayudan a visualizar de mejor manera el comportamiento de la antena, entre estas gráficas se encuentran:

Parámetros S vs Frecuencia

VSWR vs Frecuencia

Carta de Smith; como se muestran en las Figuras A2.18 y A2.19.

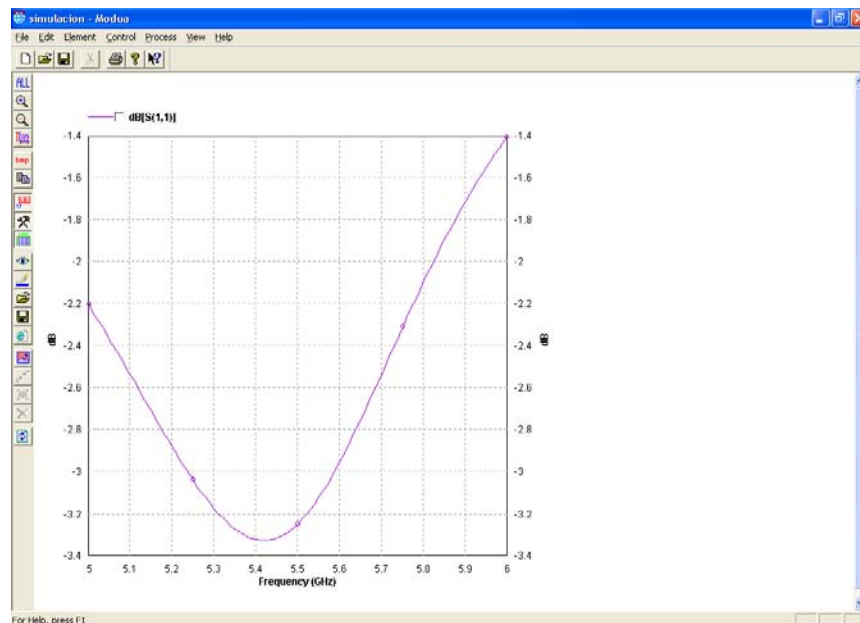


Figura. A2.18. Parámetros S vs Frecuencia

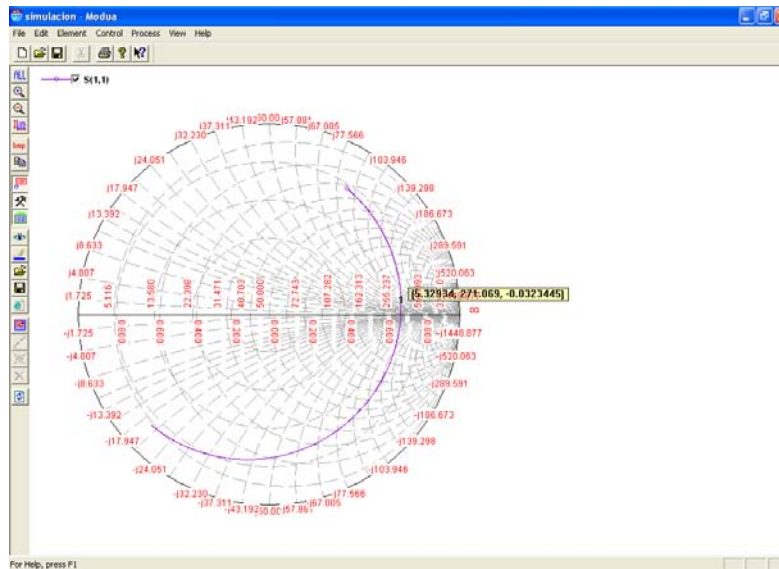


Figura. A2.19. Carta de Smith

Regresando al utilitario Mgrid, en el menú Process, en la opción Display se puede observar el gráfico de distribución de corriente, como se muestra en la Figura A2.20.

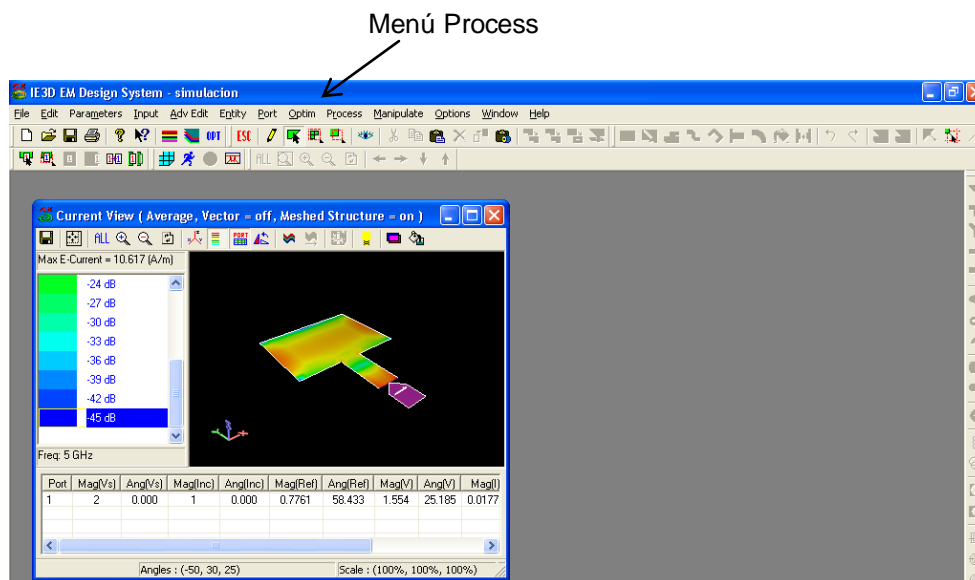


Figura. A2.20. Gráfico de Distribución de Corriente

En el utilitario PatternView, en el menú Display se puede obtener las gráficas del patrón de radiación, directividad, ganancia, eficiencia, entre otras de la antena simulada para observar su funcionamiento.

Transformador de $\lambda/4$

Se requiere diseñar una línea de transmisión de 90° y una impedancia característica Z_0 , para esto se necesita el dato de impedancia Z_{ant} obtenida con el marcador en la carta de smith de la simulación realizada, es decir con la siguiente expresión:

$$Z_0 = \sqrt{50 * Z_{ant}}$$

Con esta impedancia característica se emplea nuevamente el utilitario LineGauge, obteniendo los nuevos valores de ancho y longitud de la línea de transmisión como se ilustra en la Figura A2.21.

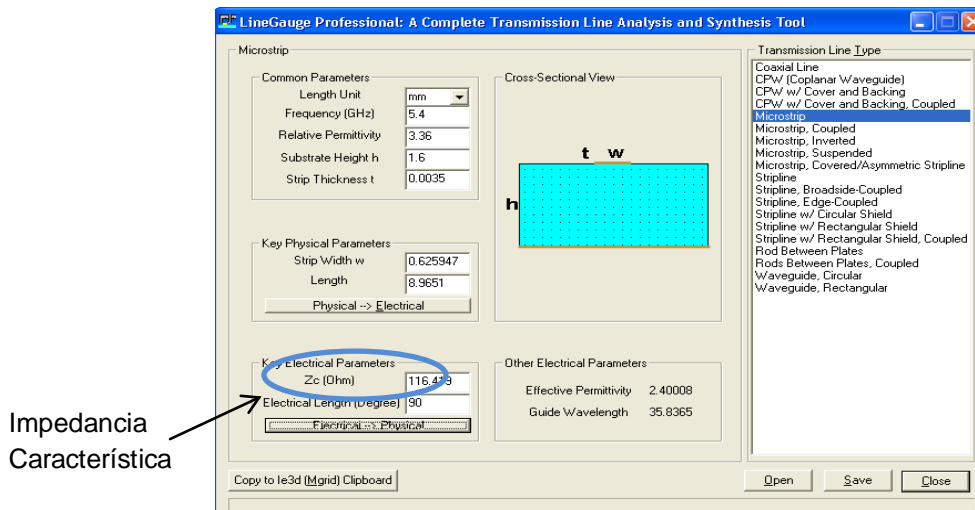



Figura. A2.21. Utilitario LineGauge

Para esto se borra la línea de alimentación, utilizando el ícono de polígono  y escogiendo la opción borrar, además con Shift se selecciona los vértices trazados para borrarlos y crear de la misma manera la nueva línea de transmisión, como se visualiza en la Figura A2.22.

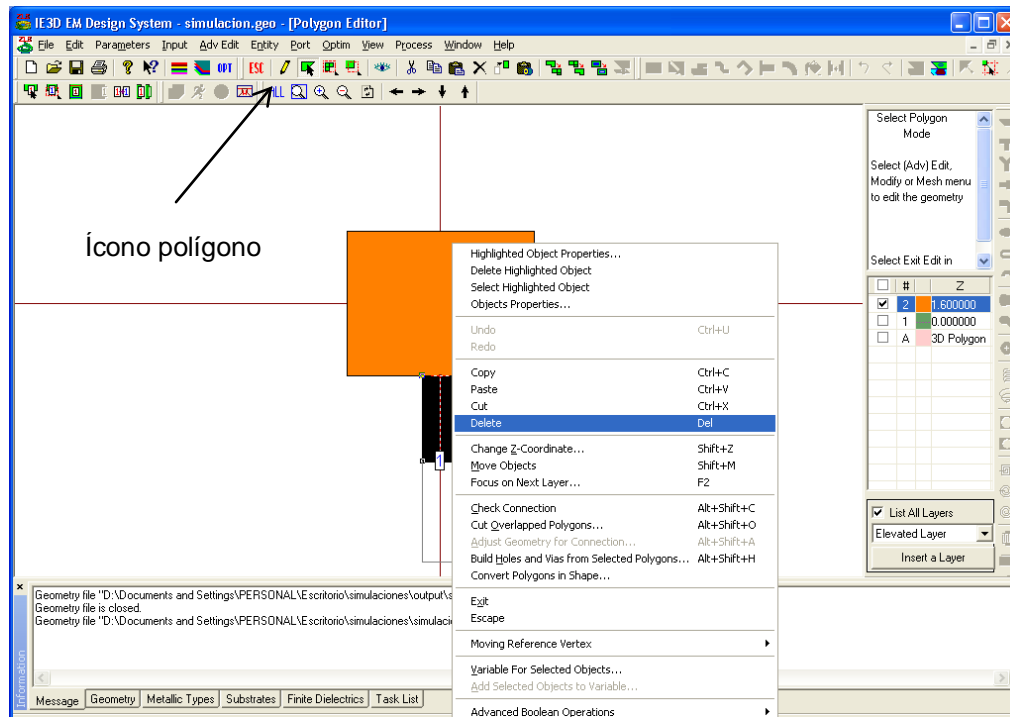


Figura. A2.22. a) Eliminación de la línea de alimentación

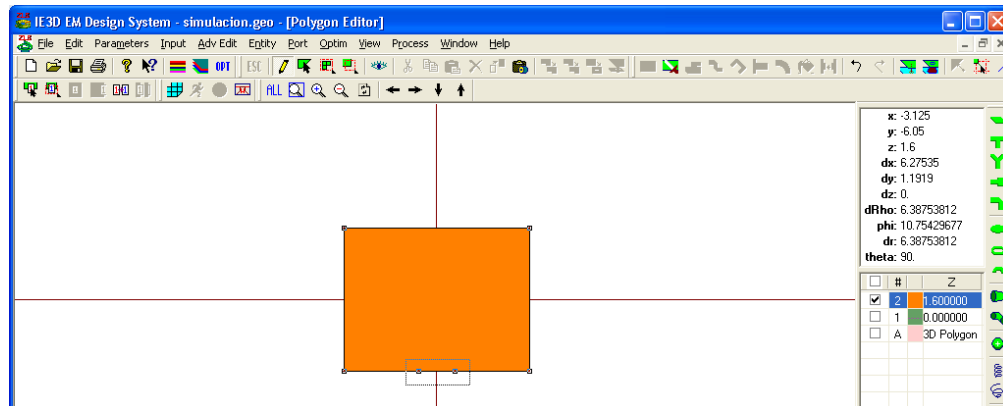


Figura. A2.22. b) Eliminación de los vértices

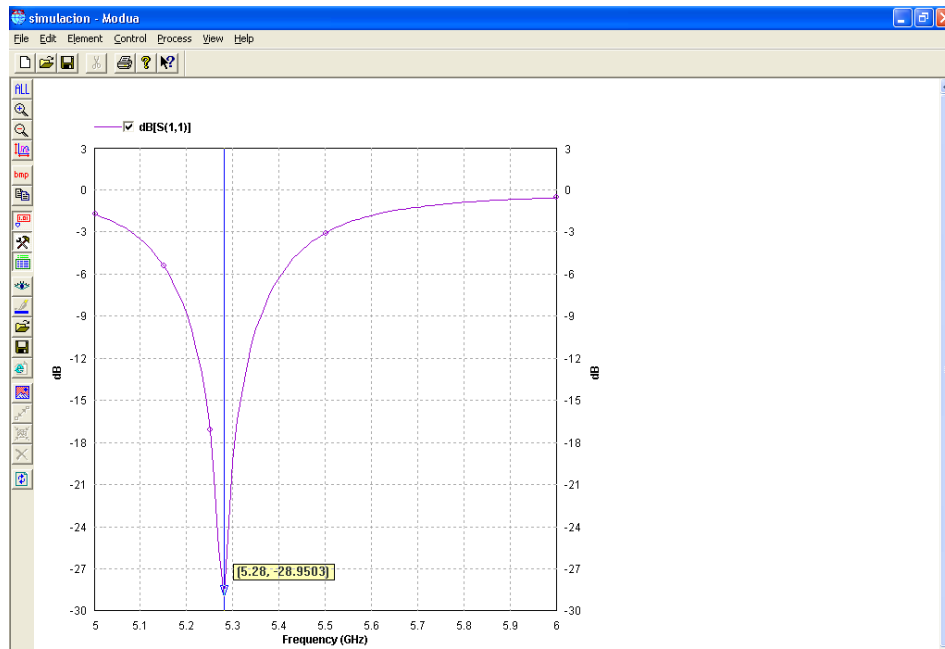


Figura. A2.25. Pérdidas de retorno vs Frecuencia

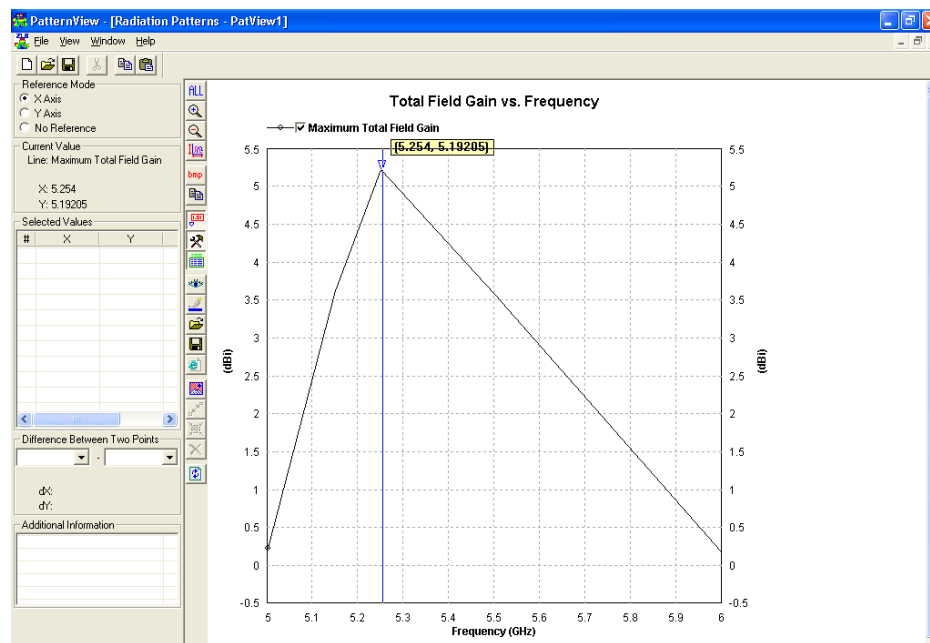


Figura. A2.26. Ganancia vs Frecuencia

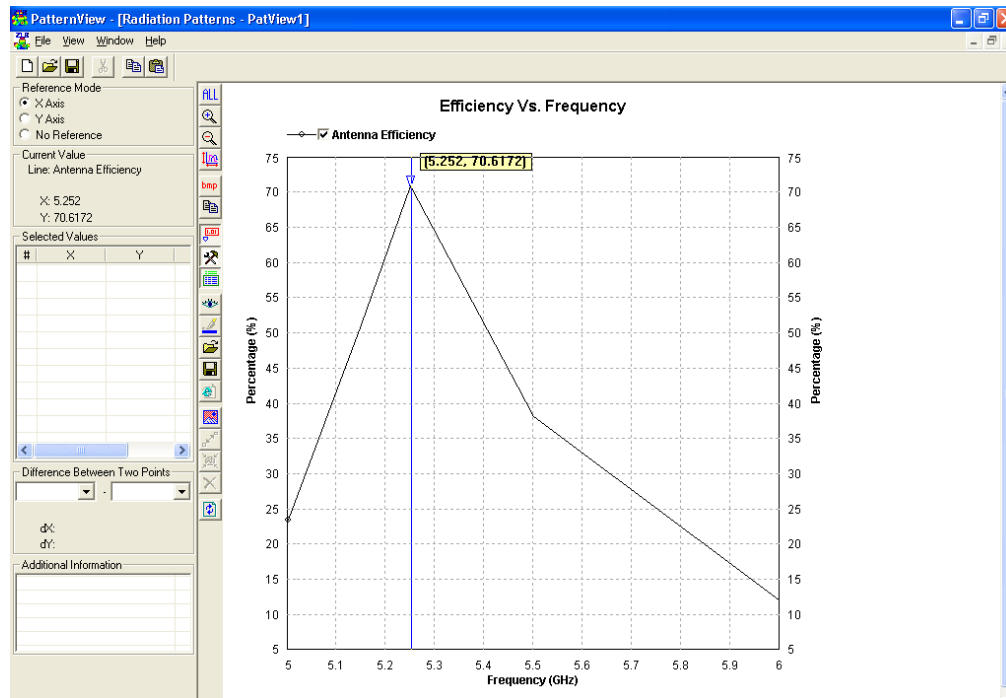


Figura. A2.27. Eficiencia vs Frecuencia

Optimización del *patch*

En caso que la antena diseñada no resuene a la frecuencia adecuada, el software IE3D permite realizar un proceso de optimización para mejorar los resultados obtenidos, es decir, el software requiere definir variables dentro de un rango para simular el *patch* varias veces hasta cumplir con el objetivo requerido.

Para realizar el proceso de optimización se siguen los siguientes pasos:

1. Señalar los puntos que deben variarse para la optimización, para este caso la variable seleccionada es la longitud del *patch*, por lo que los puntos

señalados corresponden a las esquinas superiores del *patch*, como se muestra en la Figura A2.28.

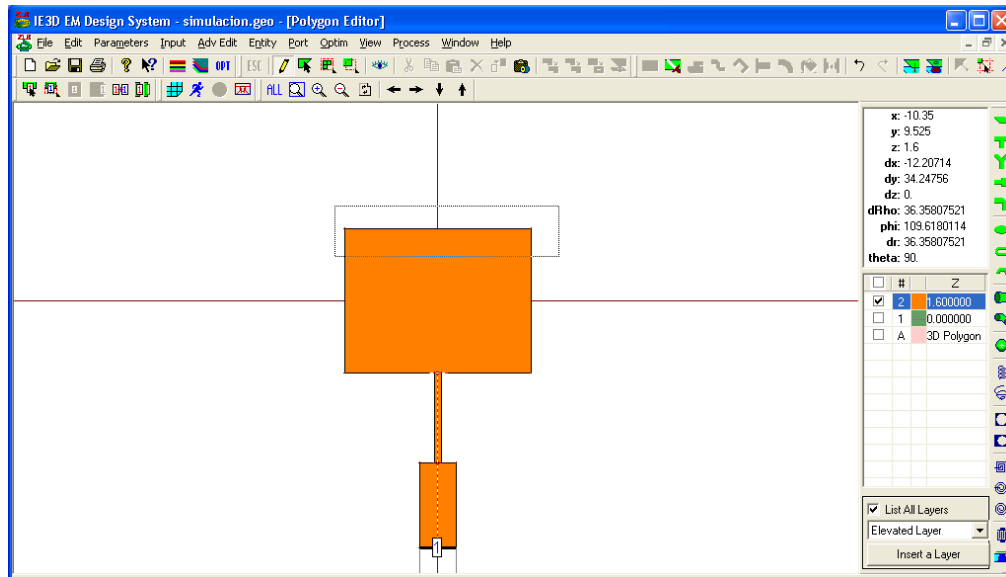


Figura A2.28 Puntos seleccionados para optimizar

2. Es importante definir la variable, el rango y el ángulo de movimiento de la misma; para definir la variable seleccionamos el menú *Optim* y se escoge la opción *Variable For Selected Objects*, con la que se despliega una nueva ventana, en la que se define el ángulo de trabajo, para este caso será de 90° , ya que la longitud del *patch* a lo largo del eje y positivo y se presiona OK, como se muestra en la Figura A2.29

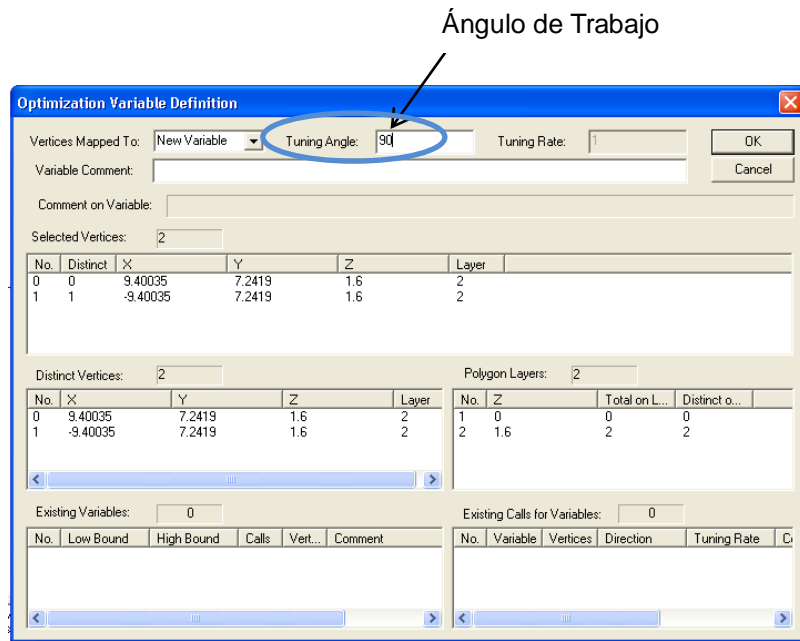


Figura A2.29 Puntos seleccionados para optimizar

3. A continuación se define el rango de la variable, es decir, los límites superior e inferior del rango, como se muestra en la Figura A2.30, primero se especifica el límite inferior, luego de la misma forma el límite superior.

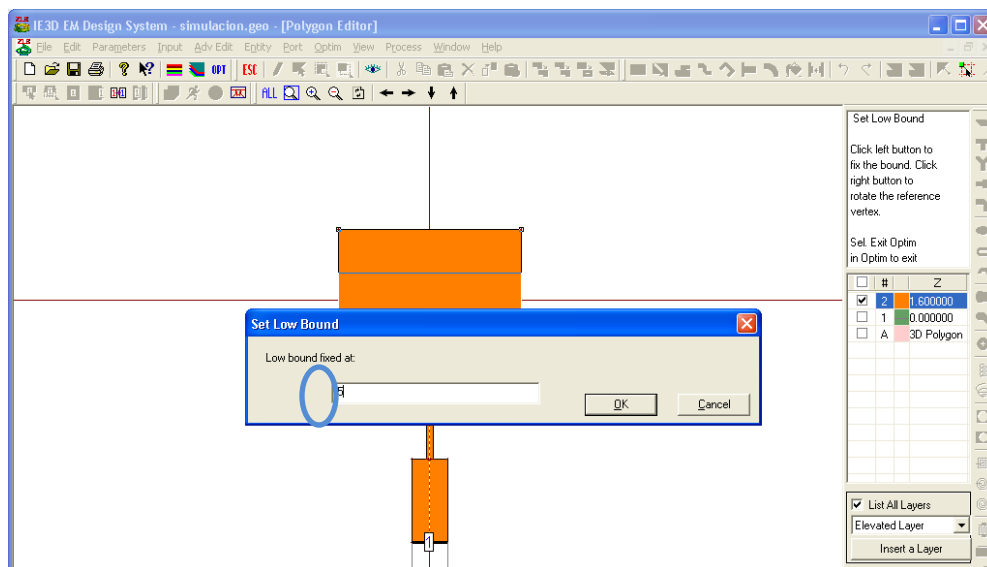


Figura A2.30 Rango de la variable

4. Una vez definido el rango, el programa presenta una nueva ventana con las variables definidas con sus rangos; en la que se presiona la opción *Continue Without Action*, como se muestra en la Figura A2.31.

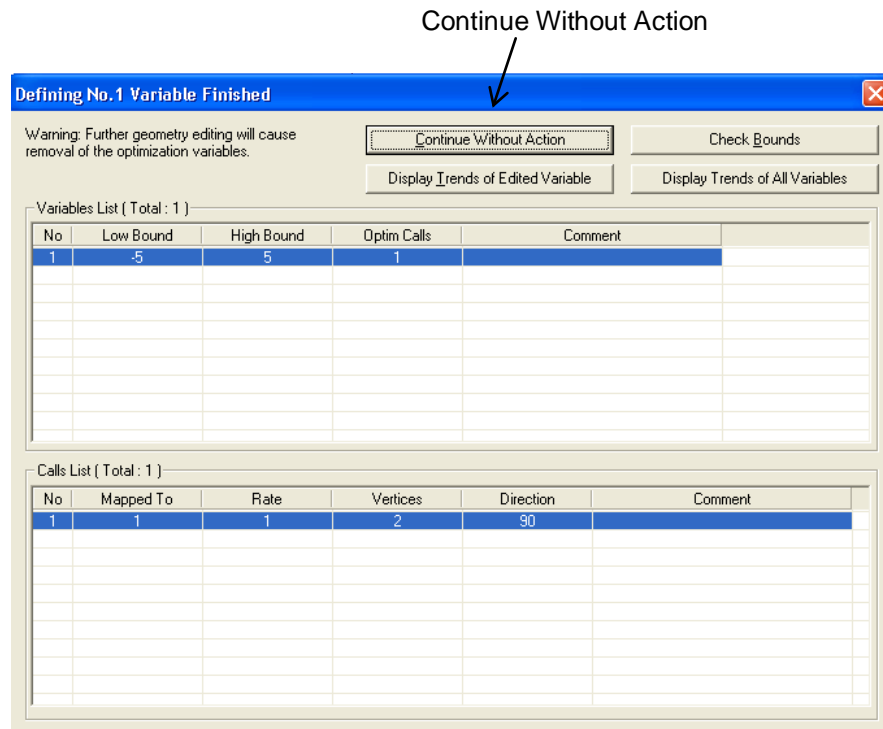


Figura. A2.31. Variables definidas con sus rangos

5. En seguida presionamos en el menú Process la opción *Optimize*, la cual presentará una nueva ventana similar a la del proceso de simulación, con la diferencia que la nueva ventana ofrece una sección donde se define el objetivo de optimización, como se muestra en la figura A2.32.

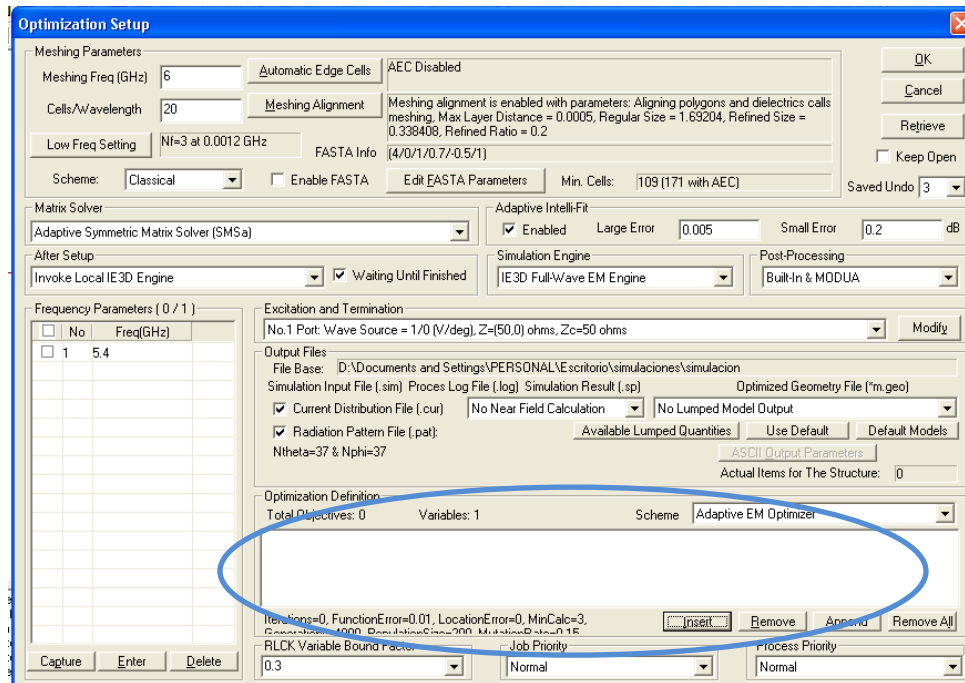


Figura. A2.32. Objetivo de Optimización

Se presiona el botón *Insert*, que presentará una nueva ventana, para definir el objetivo de nuestra optimización, como se muestra en la figura A2.33.

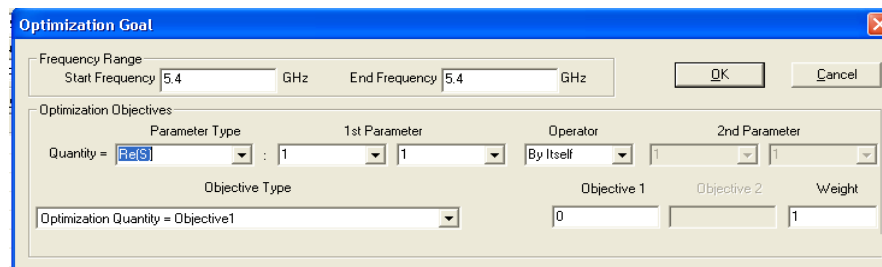


Figura. A2.33. Definición de Objetivo de Optimización

En esta ventana se define el rango de frecuencias que se tiene como objetivo, en este caso se desea q la antena resuene a 5.4 GHz y tenga un valor de VSWR aproximadamente de 1.

Posteriormente el software simulará varias veces, cambiando la longitud del *patch* dentro del rango asignado hasta conseguir el objetivo deseado, una vez que tenga el resultado se generará un nuevo archivo con el nombre del mismo agregado la letra m, es decir, si el archivo original es simulacion.geo, el optimizado será simulacionm.geo.

Finalmente se observa en la figuras A2.34, A2.35, A2.36, A2.37 y A2.38 el objetivo deseado con la optimización.

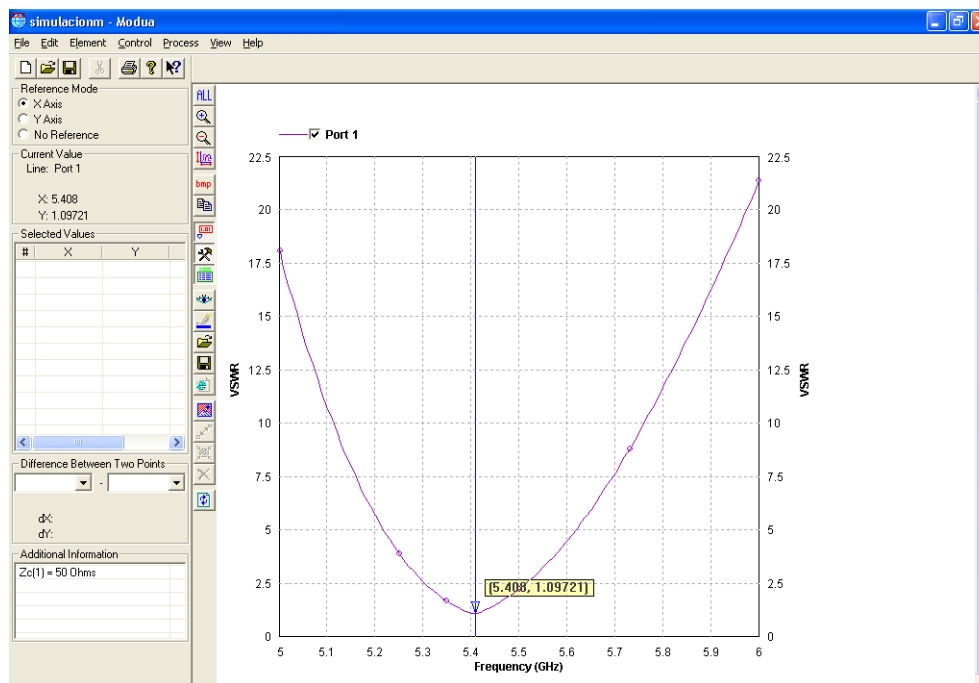


Figura. A2.34. VSWR vs Frecuencia

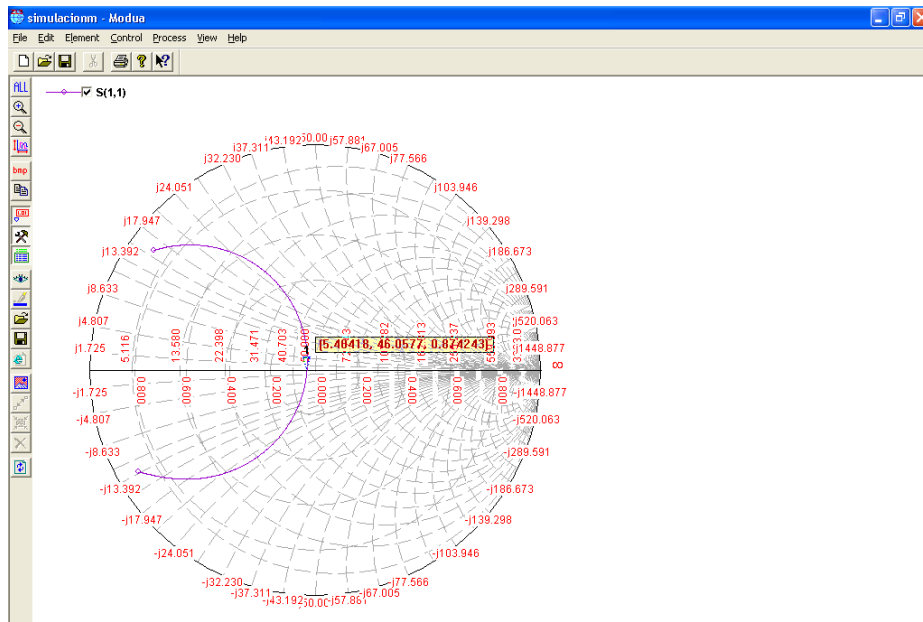


Figura. A2.35. Carta de Smith

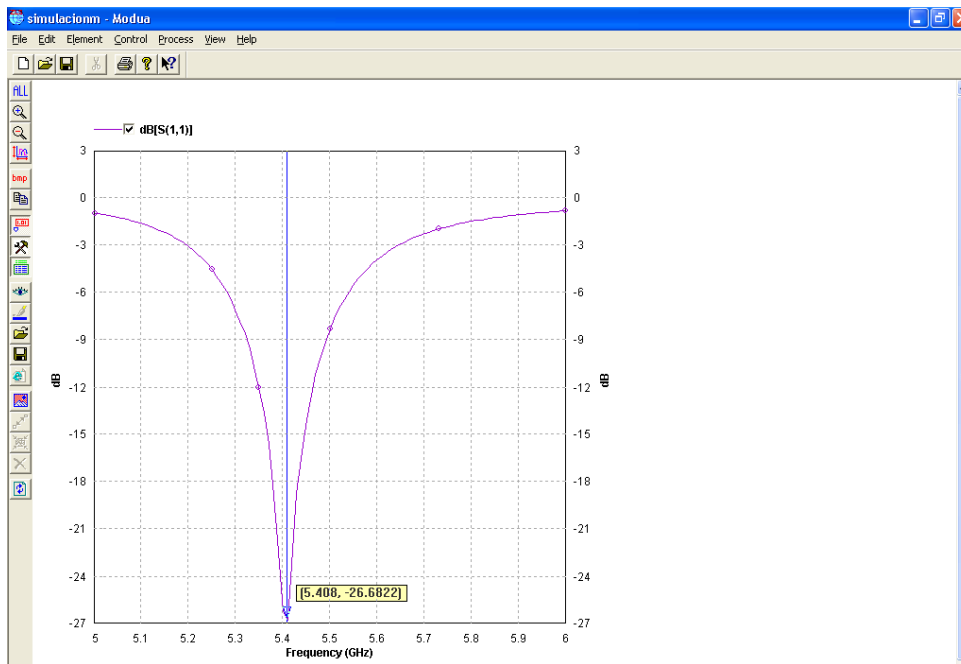


Figura. A2.36. Pérdidas de Retorno vs Frecuencia

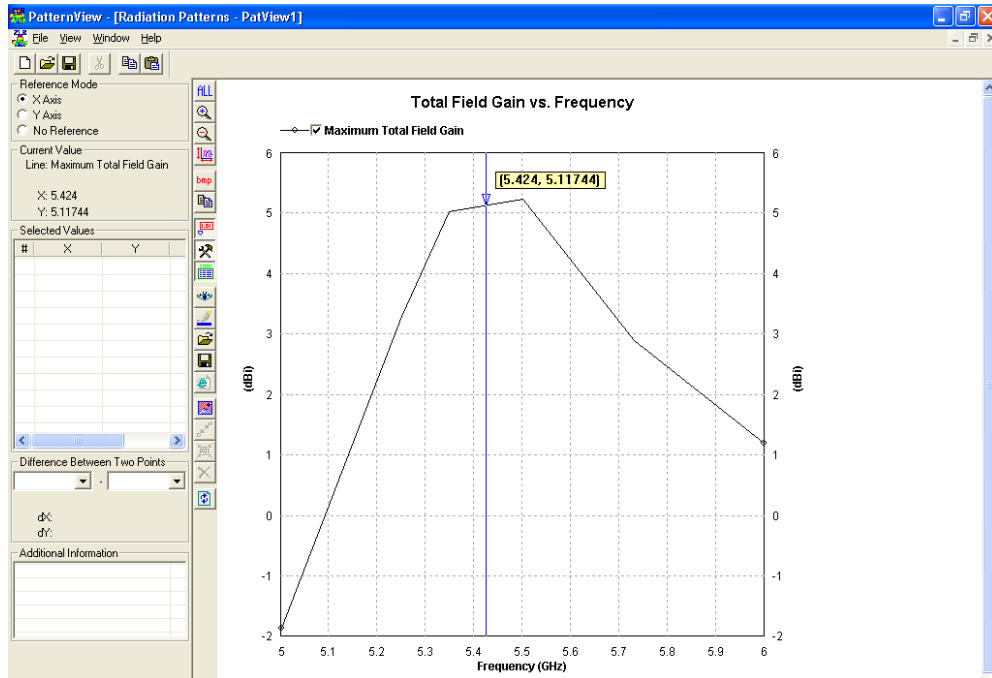


Figura. A2.37. Ganancia vs Frecuencia

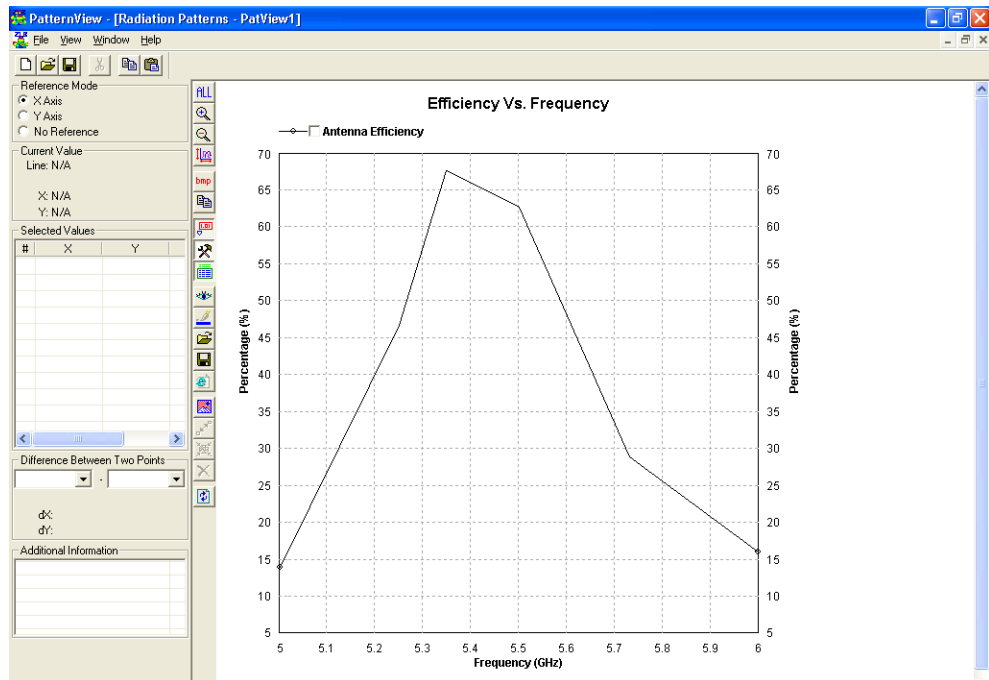


Figura. A2.38. Eficiencia vs Frecuencia

Como se ha hablado en capítulos anteriores que existen dos métodos de alimentación con línea *microstrip*: con transformador de $\lambda/4$ y con inserción de la línea de alimentación, para realizar el diseño en el software IE3D del segundo método se sigue los pasos ya antes mencionado hasta llegar a construir el *patch* rectangular con la diferencia que las dimensiones del mismo variarán como se observa en las Figuras A2.39 y A2.40

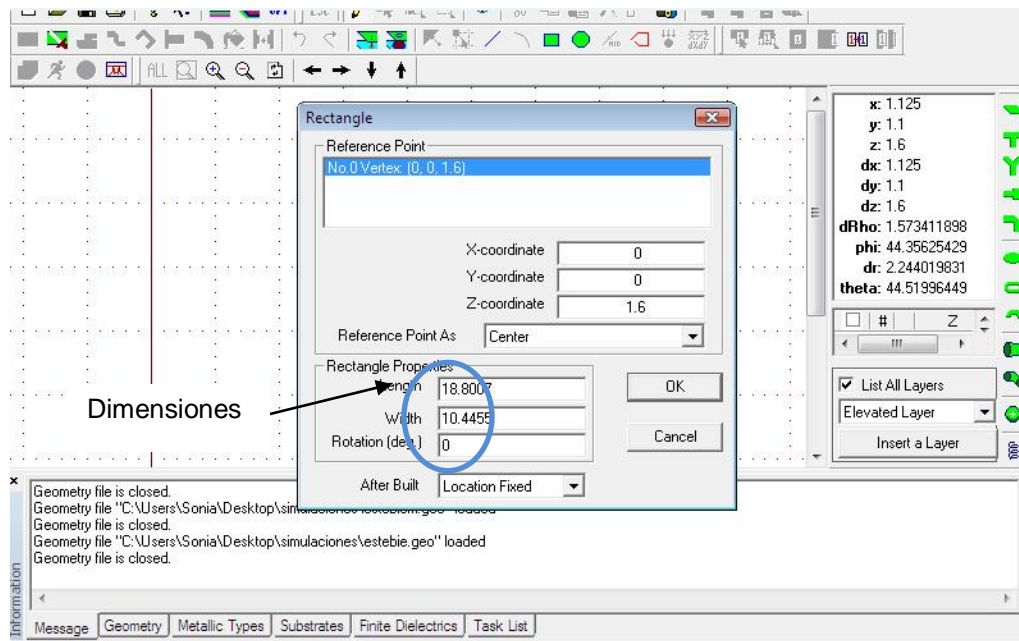


Figura. A2.39. Ingreso de dimensiones del *patch*

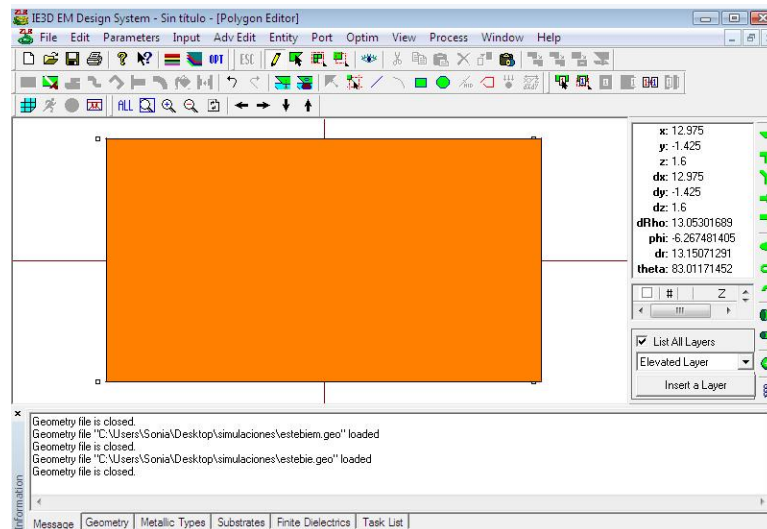


Figura. A2.40. patchrectangular

El siguiente paso es dibujar el resto de la estructura ingresando las coordenadas de los vértices del rectángulo, con la siguiente secuencia:

Al pulsar Shift+A se ingresa el primer vértice

Al pulsar Shift+R se ingresa el segundo vértice

Al pulsar Shift+R se ingresa el tercer vértice

Una vez ingresadas las coordenadas de los tres vértices se pulsa Shift+F, para formar el rectángulo completo de alimentación, como se indica en la Figura A2.41.

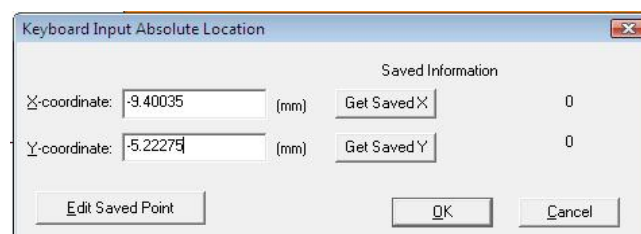


Figura. A2.41. a) Ingreso del primer vértice

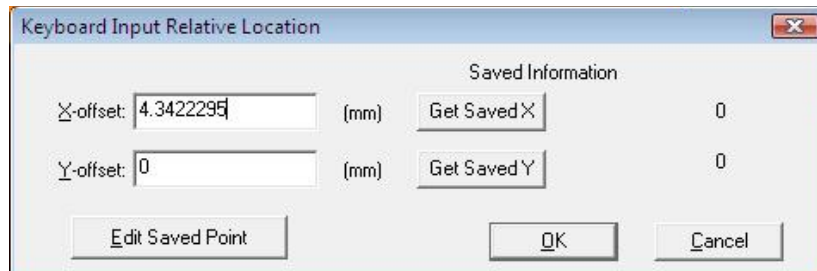


Figura. A2.41. b) Ingreso del segundo vértice

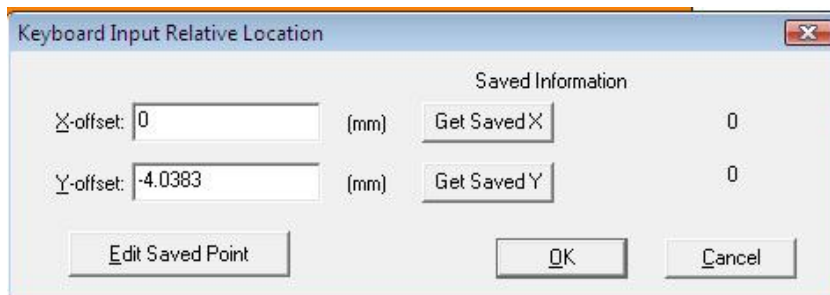


Figura. A2.41. c) Ingreso del tercer vértice

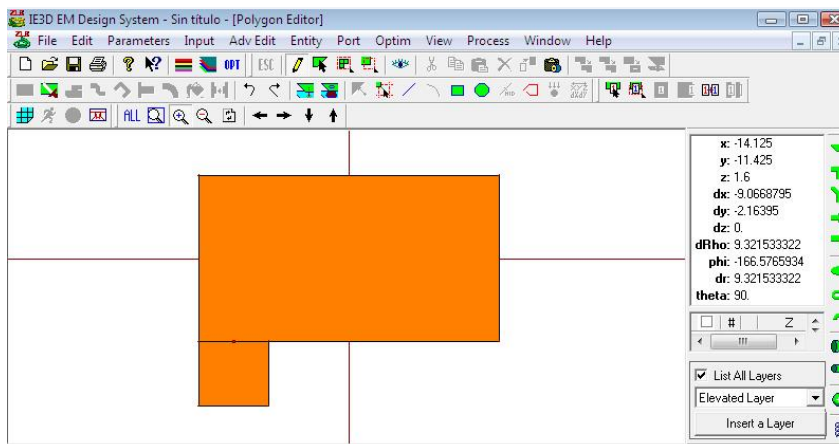



Figura. A2.41. d) Formación de la parte izquierda de la estructura.

Para culminar con la construcción de la estructura seleccionamos el botón polígono, representado de la siguiente forma  y seleccionamos la estructura izquierda como se muestra en la figura A2.42.

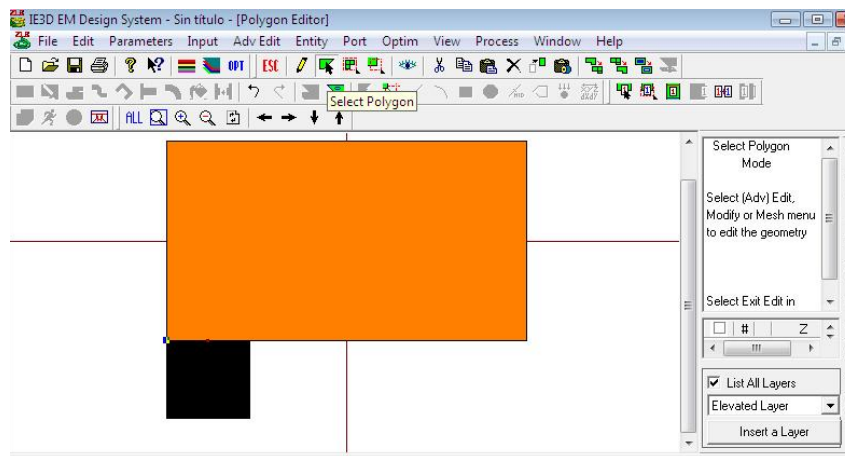


Figura. A2.42. Selección de la estructura izquierda

Una vez seleccionado el rectángulo pequeño con el mouse sobre este se ha activado la opción para copiar, cortar, mover dicho polígono, lo que se desea en esta ocasión es copiar y pegar este objeto para obtener uno igual en el lado derecho, esto se logra presionando Ctrl. C para copiar y Ctrl. V para pegar como se muestra en la Figura A2.43.

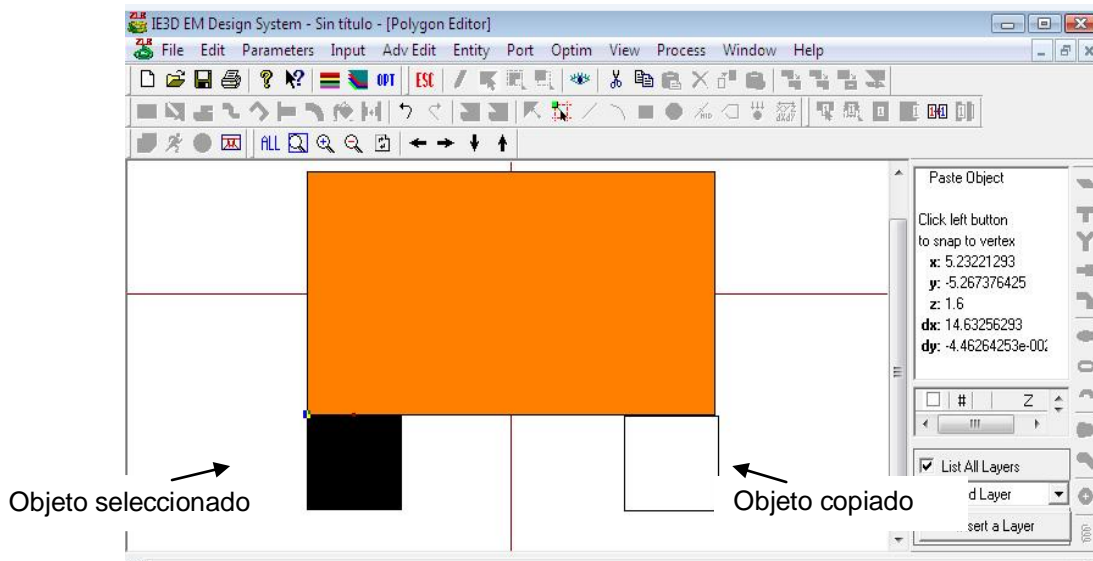


Figura. A2.43. a) Copia de la estructura izquierda

Para ubicar la figura copiada en el lugar deseado se mueve el cursores hasta el lugar de destino, para obtener una mayor precisión de la ubicación del objeto se da un clic izquierdo con el mouse donde aparecerá una pantalla para ingresar las coordenadas del destino del objeto ya si ubicarlo en el lugar deseado como se muestra en las Figuras A2.44 y A2.45.

Coordenadas de destino

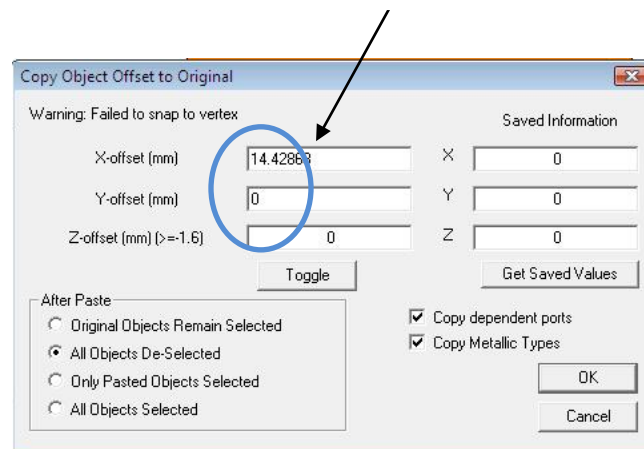


Figura. A2.43. b) Ubicación de coordenadas

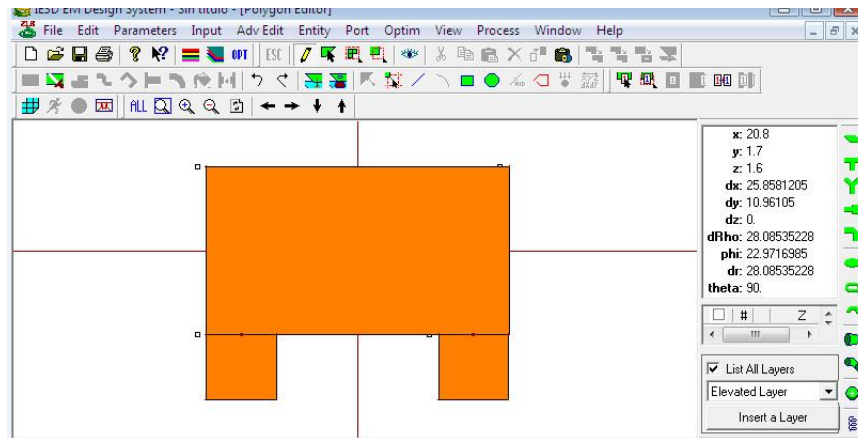


Figura. A2.43. c) Estructura completa sin alimentación

Para insertar la alimentación en la estructura se usa nuevamente el método de los vértices como se ha mencionado anteriormente como se muestra en la figura A2.44.

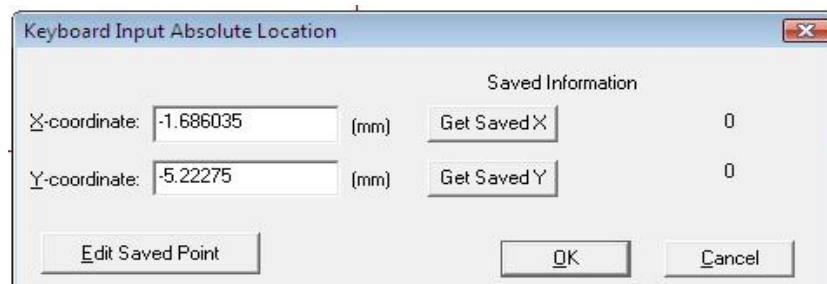


Figura. A2.44. a) Ingreso del primer vértice

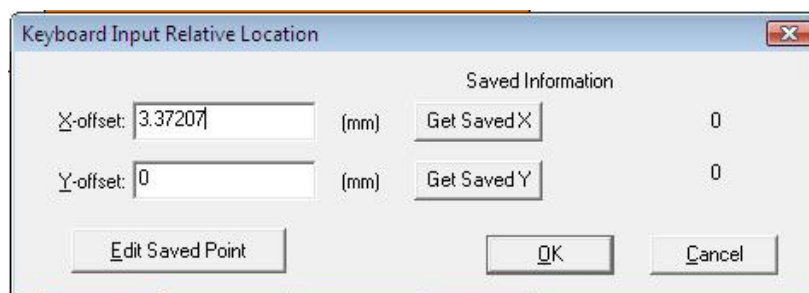


Figura. A2.44. b) Ingreso del segundo vértice

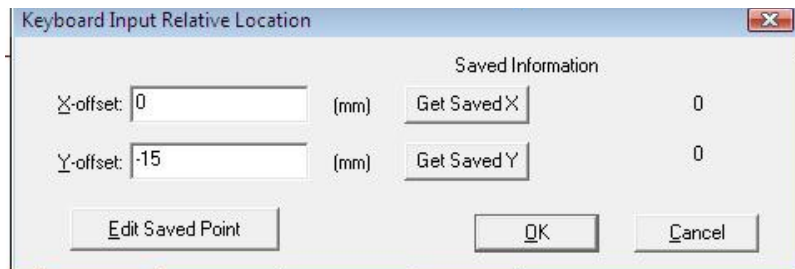


Figura. A2.44. c) Ingreso del tercer vértice

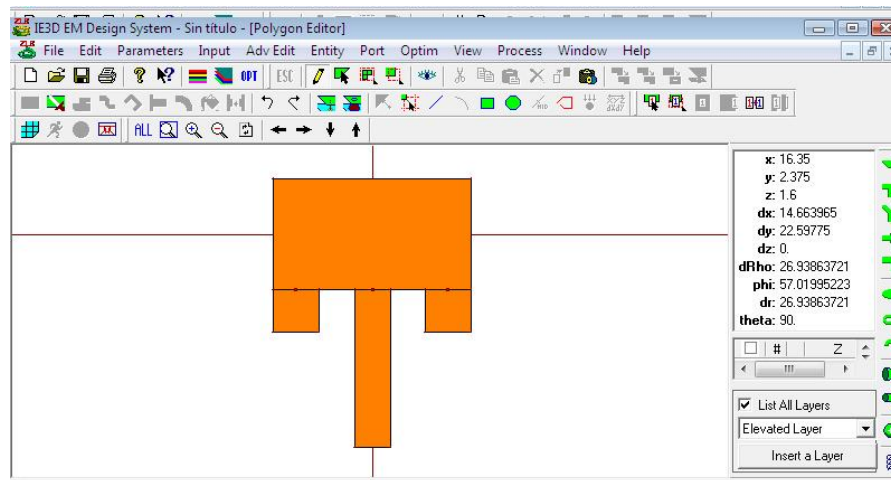



Figura. A2.44. d) Estructura con línea de alimentación

El siguiente paso es definir un puerto de excitación de esta estructura, a través del ícono , dando clic en el borde a ser excitado, a continuación se presiona Esc, para salir del modo de definición del puerto, como se indica en la Figura A 2.45.

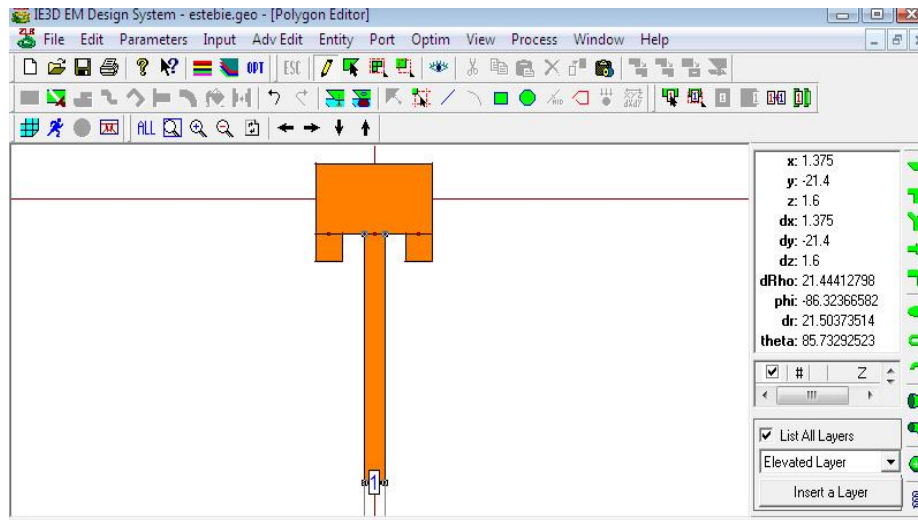


Figura. A2.45. Puerto de excitación

De esta manera se obtiene la estructura completa con una línea de alimentación insertada diseñada a través del software IE3D, la simulación de este diseño se lo realiza de la misma manera que se ha explicado anteriormente.

ANEXO III

**MANUAL DE USUARIO DEL ANALIZADOR VECTORIAL *ANRITSU*
*S362E***

Introducción

Se muestra una descripción general del equipo utilizado para las mediciones de la antena Anritsu S362E, La intención de este manual es familiarizar al usuario con el instrumento.

Información general del instrumento

Este modelo es capaz de operar continuamente aproximadamente tres horas, también puede ser operado con una fuente de 12 Vcc, que a su vez carga la batería.

Descripción general del panel frontal

Para la activación del equipo se pulsa el botón verde de encendido / apagado que se encuentra en el panel, se debe esperar aproximadamente sesenta segundos para utilizar el equipo adecuadamente.

El equipo posee:

- Un teclado para entrada de datos con teclas numéricas del 1 al 9, que son de doble propósito, dependiendo del modo actual de funcionamiento; estas teclas se etiquetan con funciones alternativas impresas de color azul por encima de cada una de las mismas, para acceder a sus funciones se requiere de la tecla Shift.

- Una pantalla táctil, en la que se encuentra cinco opciones en la parte inferior del menú y ocho opciones de sub-menú en la parte lateral derecha, las que varían dependiendo del modo de operación seleccionado.

La tecla Esc se utiliza para desertar la entrada de datos.

El mando rotatorio, las cuatro teclas de dirección, y el teclado se puede utilizar para cambiar el valor de un parámetro activo, se desplazan a través de elementos seleccionables de una lista, y mueven los marcadores.

En la Figura A3.1 se indican la ubicación de los elementos del equipo.

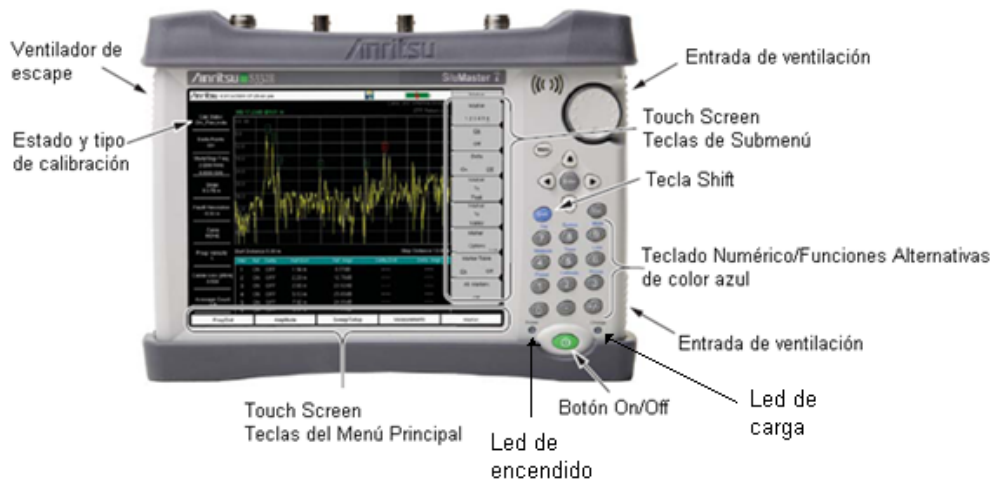


Figura. A3.1. Panel Frontal de Anritsu S362E

La tecla Menú muestra iconos gráficos de todos los modos de medición instalados, como se muestra en la Figura A3.2:

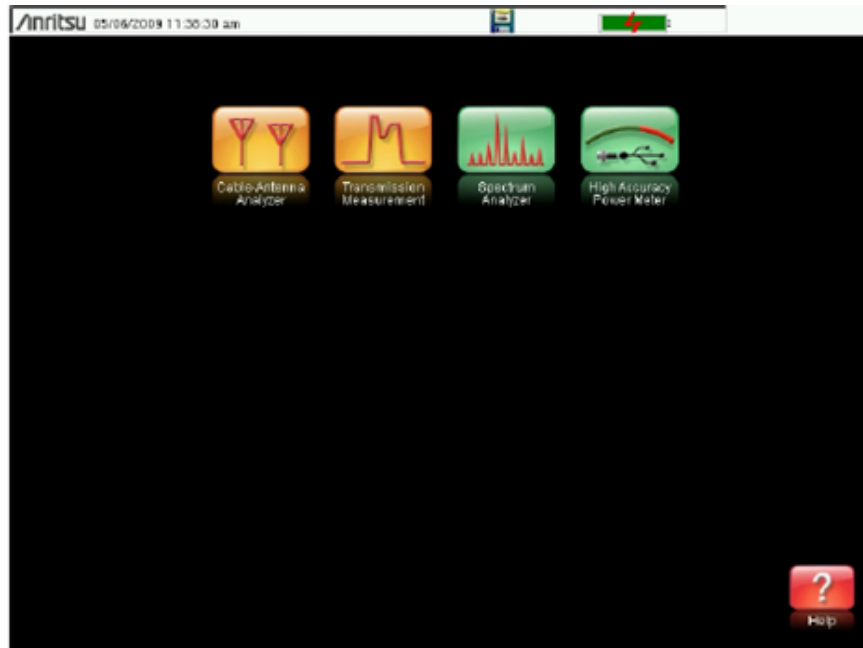


Figura. A3.2. Íconos gráficos del panel frontal

Indicadores LED

- Led de Encendido: ubicado a la izquierda de la tecla *On / Off* de color verde cuando la unidad está encendida.
- Led de carga: se encuentra a la derecha de la tecla *On / Off*, parpadea lentamente cuando la batería se está cargando y es de color verde cuando la batería está completamente cargada, como se indica en la Figura A3.1.

Descripción del panel de conectores

El conector de alimentación externa

Se utiliza para alimentar la unidad y para cargar la batería.

Interfaz USB

El equipo tiene dos conectores USB tipo A y tipo B:

- Tipo A: acepta dispositivos USB de memoria Flash para medidas de almacenamiento, datos de configuraciones, y las imágenes de pantalla.
- Tipo B: es de tipo mini-USB y se utiliza para conectar el equipo directamente a una PC. El CD-ROM que se suministra con el equipo contiene un controlador para Windows XP que se instala con las herramientas del Software del equipo.

Conector para auriculares

Proporciona una salida de audio de AM / FM / demodulador SSB para la prueba y reparación de sistemas de comunicación inalámbrica. El conector hembra acepta enchufe en miniatura de 2,5 mm de 3 hilos, como los de uso común con los teléfonos celulares.

Conector para RF

RF In

Conector hembra de 50 Ω Tipo-N: acepta una entrada máxima de 26 dBm a 50 VDC.

RF Out

Salida de RF, de 50 Ω de impedancia, para las mediciones de reflexión, con una entrada máxima de 23 dBm en \pm 50 VDC.

Conector de antena GPS

La conexión de la antena GPS en el equipo es de tipo SMA-hembra. La Figura A3.3 muestra el panel de conectores

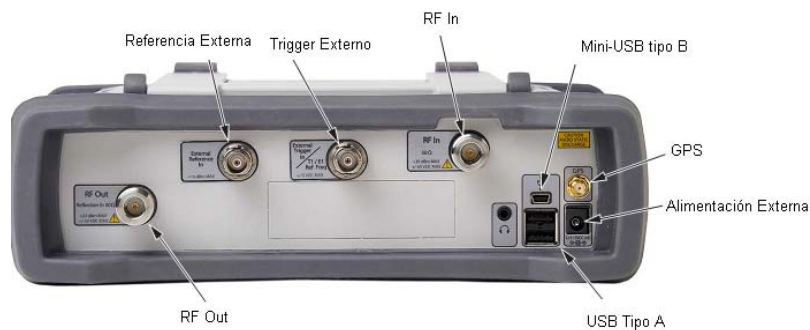


Figura. A3.3. Panel de Conectores de Anritsu S362E

Configuraciones de Medición

Selección del modo de medición

Con la tecla menú y utilizando la pantalla táctil se selecciona el ícono de medición adecuado.

En este proyecto se ha utilizado la opción Cable & Analizador de Antena.

Calibración del equipo

En la calibración del equipo es necesario ingresar el rango de frecuencias de operación, proceso que se indicará posteriormente en Ajuste de Frecuencia.

Para ingresar a la opción de calibración se pulsa la tecla Shift y el número 2 del teclado, se elige Inicio Cal en el sub-menú y se sigue las instrucciones de pantalla que son:

- Conecte la unidad de abierto en la salida de RF y pulse la tecla *enter*.
- Conecte la unidad en corto en la salida de RF y pulse la tecla *enter*.
- Conecte la unidad de carga en la salida de RF y pulse la tecla *enter*, como se indica en la Figura A3.4.

Se puede verificar que la calibración se ha realizado correctamente al desaparecer el mensaje de no calibrado de la pantalla.

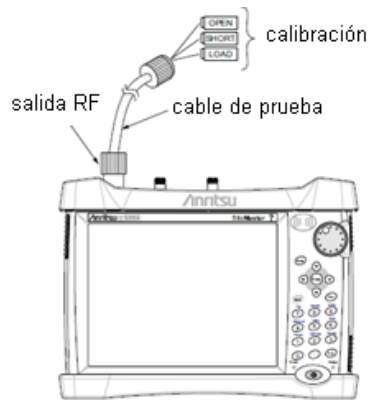


Figura. A3.4. Calibración del Equipo

Ajuste de Frecuencia

Para iniciar la medición se debe establecer el rango de frecuencias de operación, mediante la tecla Freq/Dist del menú principal; donde se despliega en el sub-menú las opciones de frecuencia de inicio y fin, valores que son ingresados con unidades como: el teclado, mando rotatorio o teclas de flecha.

Dichas unidades son utilizadas para ingresos de valores y movilización dentro de la pantalla táctil para todos los ajustes.

Ajuste de Amplitud

Se selecciona la tecla de amplitud del menú principal, donde se despliegan opciones del valor de escala superior e inferior de amplitud, además existe la opción de auto escala, siendo un ajuste automático, la cual es recomendable usar.

Selección de Marcadores

Se escoge la tecla *markers* del menú principal, donde aparece en el sub-menú los marcadores 1 2 3 4 5 6, a continuación se elige el número de marcador que se desea utilizar, el cual se muestra subrayado en la pantalla táctil.

El valor del marcador se muestra por encima de la esquina superior izquierda del gráfico.

Línea de Límite

Se elije la tecla Shift y a continuación el numero 6 del teclado que es la opción límite, con la que se activa esta opción para una mejor visualización de los resultados, como se puede observar en la Figura A3.3

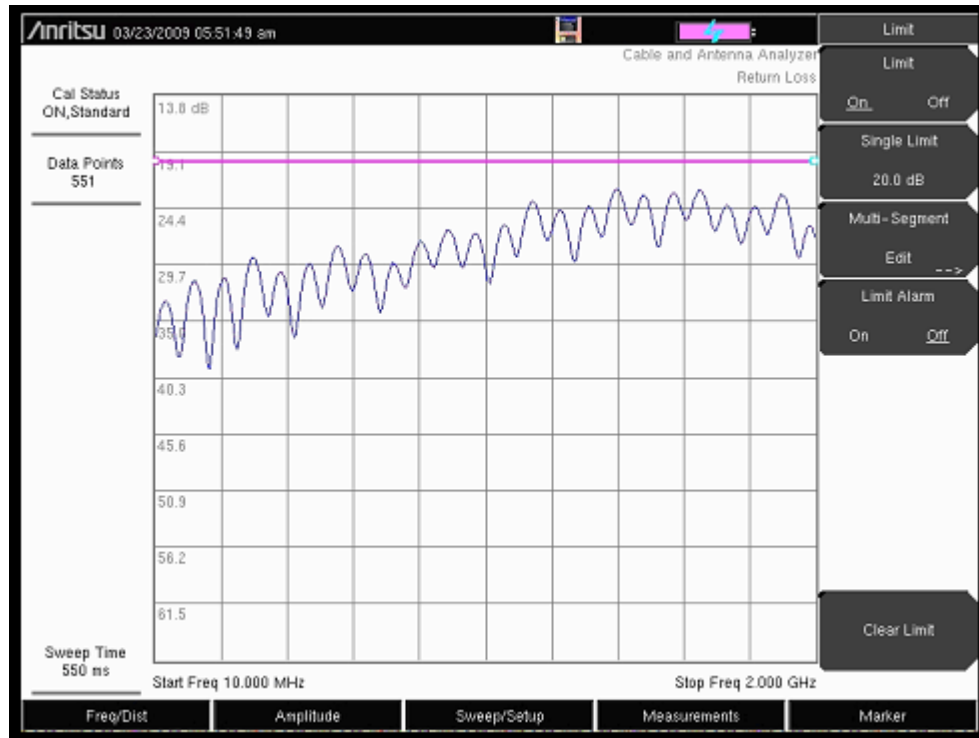


Figura A3.5. Línea de Límite

Instalación de DTF

Se debe pulsar la tecla de medición del menú principal y seleccionar la pérdida de retorno DTF o VSWR DTF.

A continuación se presiona la opción Freq/Dist del menú principal, donde se elige el sub-menú unidades para mostrar la distancia en metros o pies.

Posteriormente se pulsa la tecla DTF Aid para ingresar a todos los parámetros de DTF como:

- Distancia de inicio y fin en metros
- Frecuencia de inicio y fin en GHz
- Tipo de cable utilizado

En función de la elección de este último parámetro, el equipo calcula la velocidad de propagación y pérdidas del cable, como se indica en la Figura A3.6.

The screenshot displays the 'DTF Parameters' menu on an Anritsu device. The interface includes a title bar with the date and time '03/25/2009 12:56:31 am'. The main area contains several adjustable parameters, each with a cyan-colored input field: 'Start Distance (m): 0.00', 'Stop Distance (m): 20.00 (Dmax = 20.57m)', 'Start Frequency (MHz): 1800', 'Stop Frequency (MHz): 2000.000 (Fault Res. = 0.08m)', 'Data Points: 275', 'Cable: NONE', 'Propagation Velocity: 0.800', and 'Cable Loss (dB/m): 0.000'. A 'Continue' button is located at the bottom center. On the right side, there are 'Start Cal' and 'Back' buttons. The top right corner shows 'DTF Aid' and 'Units'. The bottom navigation bar has five tabs: 'Freq/Dist', 'Amplitude', 'Sweep/Setup', 'Measurements', and 'Marker'.

Figura. A3.6. Parámetros DTF

Selección de Medición

Se debe pulsar la tecla *Measurements* del menú principal, donde se despliegan varias opciones de medición en el sub-menú como con: VSWR, pérdidas de retorno, pérdidas del cable, pérdidas de retorno DTF, VSWR DTF; entre otras, como se muestra en la Figura A3.7.

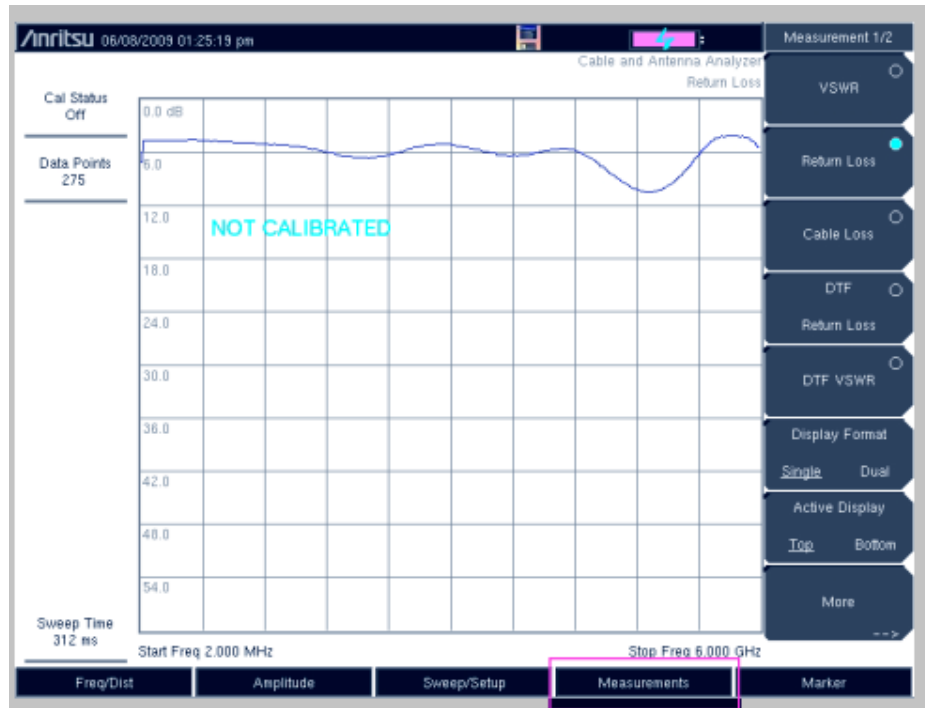


Figura. A3.7. Selección de Medición

ANEXO IV

**USO DEL GENERADOR VECTORIAL DE SEÑALES *ANRITSU*
*MG3700A Y ANRITSU S362E***

Uso del generador vectorial de señales **ANRITSU MG3700A** y Analizador vectorial **ANRITSU S362E**

Para observar cómo está compuesto el espectro de la señal generada, se usará un analizador de espectro. Para poder ver la portadora de cada señal de forma íntegra se conectará un cable coaxial entre el emisor (generador vectorial) y el receptor (analizador de espectro) para evitar pérdidas o filtración de otras señales que se encuentren en el aire. Como se muestra en la figura A4.1.

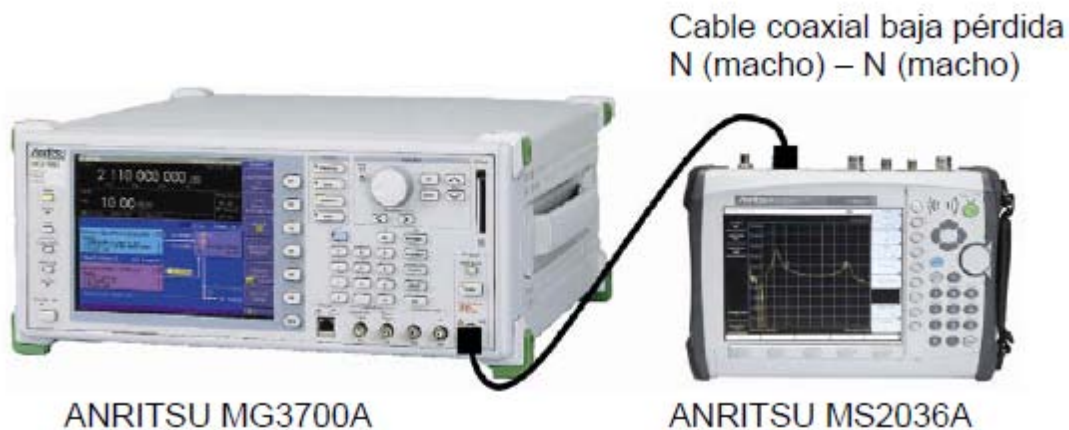


Figura. A4.1. Diagrama de conexión entre generador y analizador

Configuración generador vectorial de señales **ANRITSU MG3700A**

Antes de configurar parámetros de frecuencia, nivel de la señal y patrón escogido, se debe definir el modo de forma de onda que se va a utilizar. Es decir, modo Definido (*Defined*) o modo Edición (*Edit*). Para esto ingresará al menú de banda base Baseband y seguidamente presionando la tecla para verificar que la opción de Combinación de Patrón (*Combination Pattern*) esté en valor:

Definido (*Defined*), si no lo está, presionar la tecla **F5** y especificar el valor correcto.

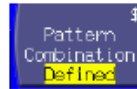


Figura. A4.2. Modo de uso de patrón, Definido

Configurar la frecuencia portadora del generador vectorial de señales a 200 MHz y -20 dBm de nivel de potencia.

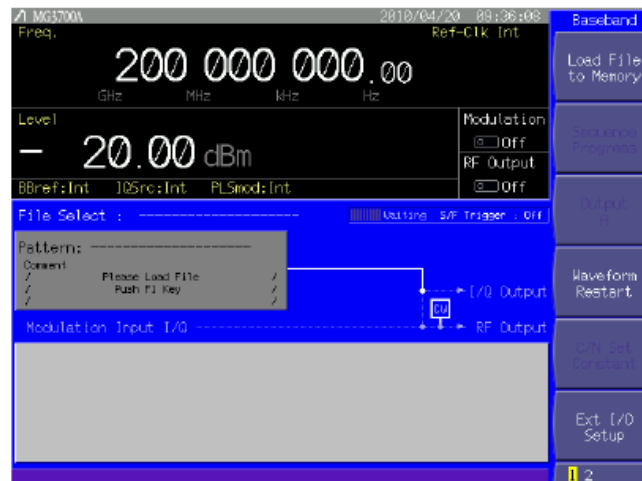


Figura. A4.3. Configuración de frecuencia de portadora y potencia

Se procede a cargar el patrón de señal a usar en la memoria del equipo. Como el objetivo es generar una señal *GSM-EDGE*, se debe cargar un patrón de señal con una modulación tipo 8-PSK. Se va a escoger el patrón de señal que viene incluido en el disco duro interno del equipo llamado 8PSK_PN9 en el paquete de GSM. Además

se va a configurar cargar el patrón en la memoria A. Si existía algún patrón cargado previamente en las memorias A y B, se debe borrarlo antes de cargar el patrón GSM.

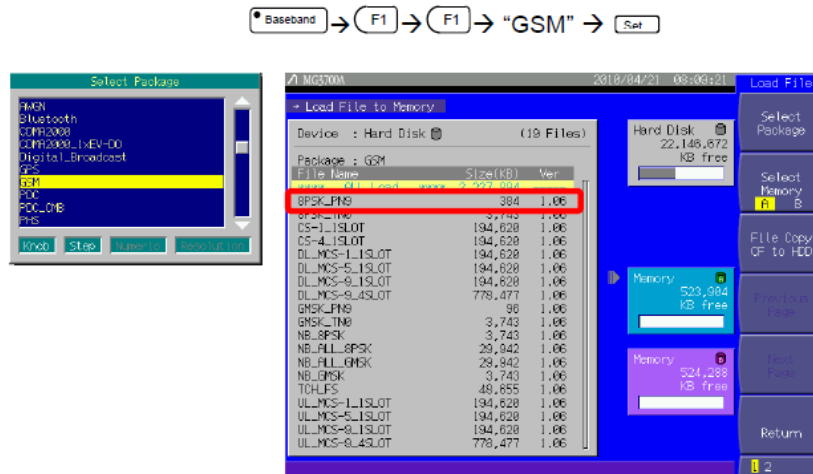


Figura. A4.4. Cargar patrón de forma de onda en memoria A

Al cargar el patrón en la memoria interna A y salir de la ventana principal el cursor de selección debe estar sobre la opción de "File Select". Cargar el patrón 8PSK_PN9 al equipo.

Set → "GSM" → "8PSK_PN9" → Set

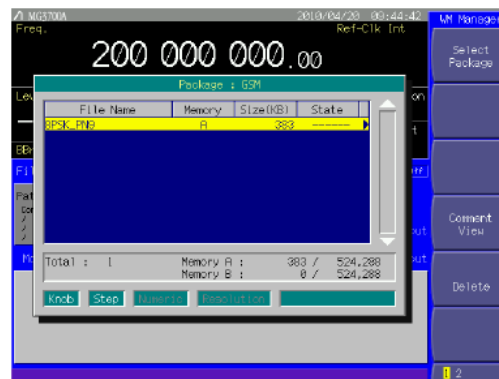


Figura. A4.5. Paquete GSM con el contenido del patrón guardado anteriormente

Al cargar el patrón 8PSK_PN9 en el equipo. En la pantalla principal se puede ver el patrón cargado sobre el cursor de selección.

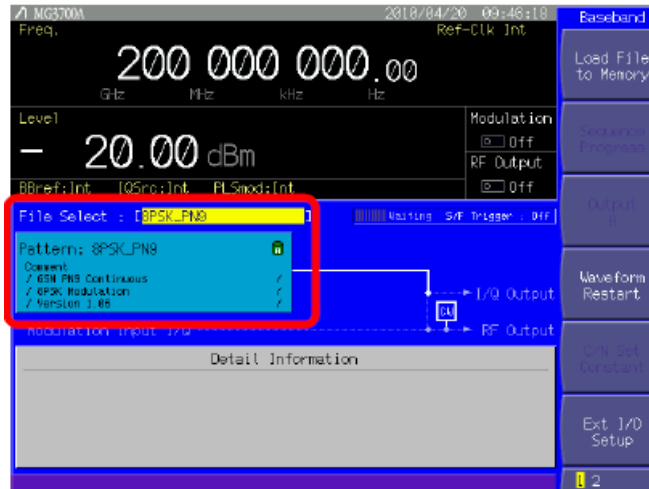


Figura. A4.6. Patrón BPSK_PN9 cargado al equipo

Presionar **F6** (*EXT I/O Setup*) para acceder al menú de configuración de salida o entrada externa. Los parámetros de configuración de en esta ventana son como muestra la Figura A4.7.

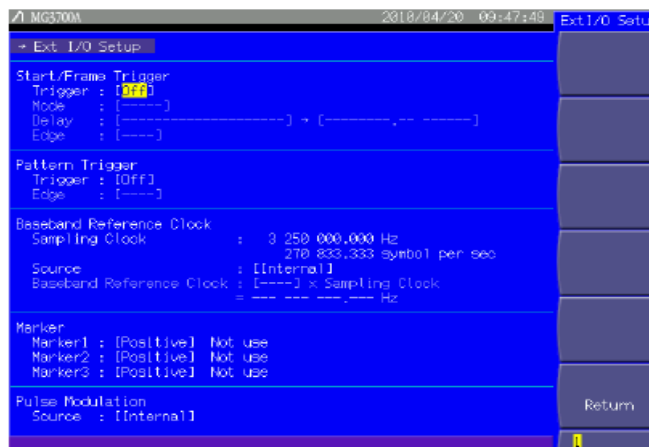


Figura. A4.7. Configuración de parámetros predeterminados

Strat/Frame Trigger: OFF

- *Pattern Trigger: OFF*
- *Baseband Reference Clock:*


Sampling Clock: 3 250 000 000 Hz

270 833.333 symbol per sec

Source: [Internal]

- *Pulse Modulation: [Internal]*

Las opciones de Marcadores (*Marker*), no están habilitadas en este patrón de onda.

Para aceptar la selección cerrar la ventana con la tecla  (*Return*) y retornar a la pantalla principal.

En la Figura A4.8 se presentan las señales de modulación de cuadratura I/Q que se encuentren apagadas y la fuente I/Q sea interna.

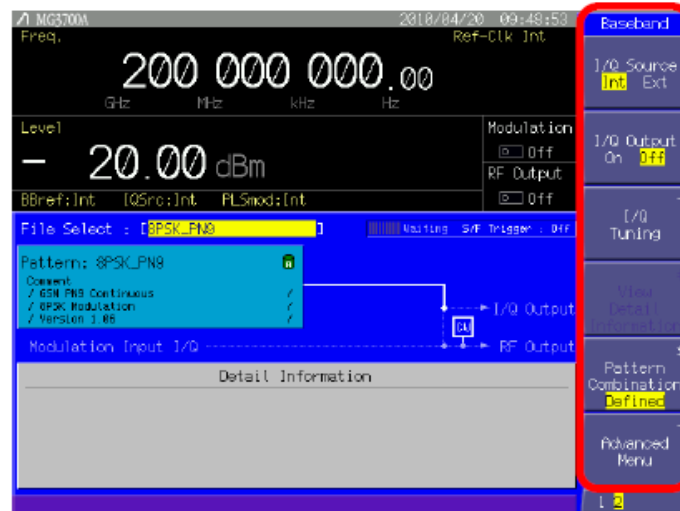


Figura. A4.8. Ajuste de parámetros I/Q

Acceder al menú avanzado de I/Q (*I/Q Tuning* **F3**) para configurar valores de voltaje y desfase de la señal. Los valores mostrados son los que se mantendrán para todas las prácticas de este capítulo. Si fuera el caso contrario, ajustar para obtener los resultados deseados (en prácticas I/Q).

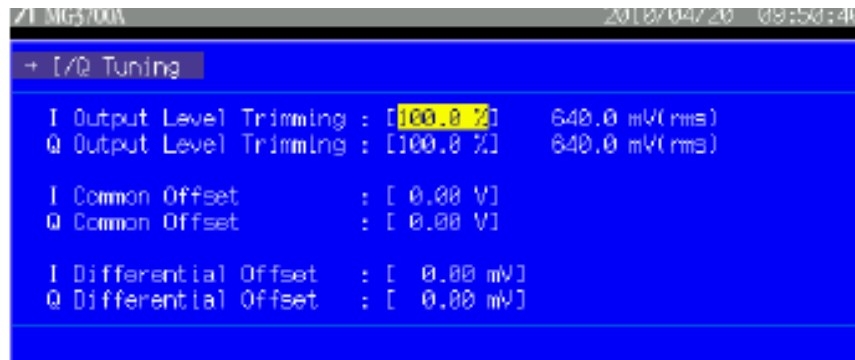


Figura. A4.9. Ajuste de nivel I/Q

I Output Level Trimming : [100%] 640.0 mV(rms)

Q Output Level Trimming : [100%] 640.0 mV(rms)

I Common Offset : [0.00 V]

Q Common Offset : [0.00 V]

I Differential Offset : [0.00 mV]

Q Differential Offset : [0.00 mV]

Para aceptar la selección, se cierra la ventana con la tecla **F6** (*Return*) y retornar a la pantalla principal.

Otro de los valores que no van a ser modificado son las configuraciones avanzadas del menú, “*Advance Menu*” con la tecla **F6**. Los valores predeterminados son como muestra la Figura A4.10. No se modificarán estos valores a lo largo de la práctica.

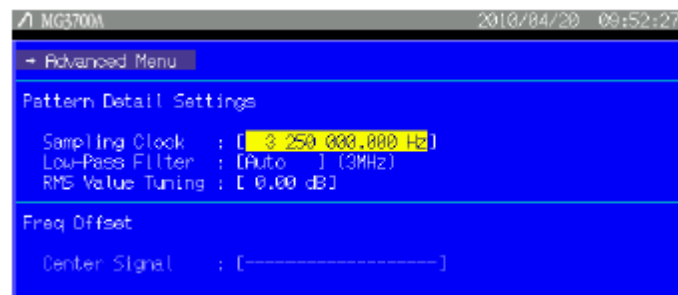


Figura. A4.10. Configuración de menú avanzado



Pattern Detail Settings

Sampling Clock : [3 250 000.000 Hz]

Low-Pass Filter : [Auto] (3MHz)

RMS Value Tuning : [0.00 dB]

Finalmente el generador vectorial de señales ha sido configurado. Para encender el equipo y la señal se debe presionar la tecla para encender la modulación

 seguidamente con la salida  (ambas luces de cada botón deben estar encendidos) respectivamente.

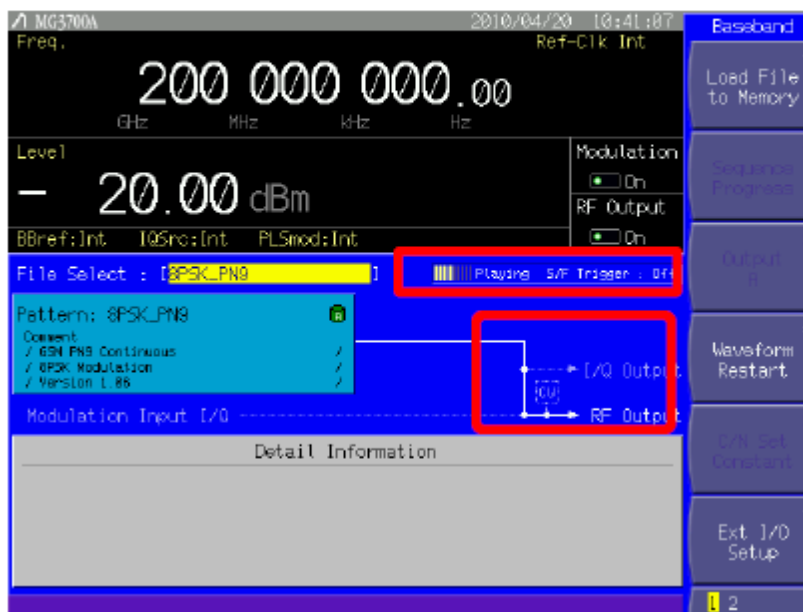
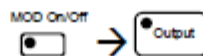


Figura. A4.11. Señal de modulación y RF encendidas

Configuración Analizador vectorial **ANRITSU S362E**

Para configurar al Analizador vectorial en el modo de analizador de Espectro se debe presionar **Shift** → **9**. Seguidamente se despliega una ventana de los modos de funcionamiento, escoger *Spectrum Analyzer* y aceptar la selección con la tecla **Enter**. Dentro del modo de analizador de espectro es necesario siempre empezar con la configuración predeterminada para evitar cualquier problema de medición, presionar **Shift** → **1** y escoger *Preset* del menú de teclas suaves. Con la señal del generador encendida, el resultado visto en pantalla será el mostrado en la figura A4.12.

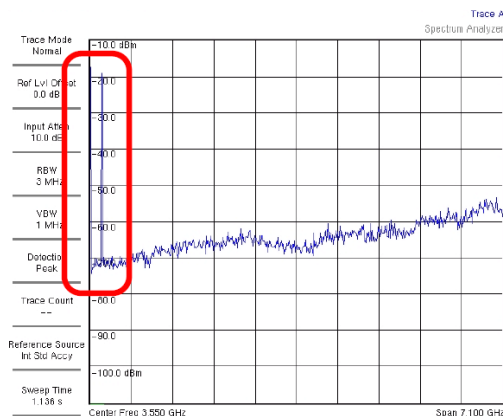


Figura. A4.12. Analizador de espectro en Full span

El pico mostrado es la señal GSM-EDGE que se ha producido a través del generador vectorial. No debe aparecer ningún otro pico de señal en este punto. En caso de no observar ninguna señal, verificar el cable RF de conexión o si la señal se encuentra presente (verificar

MOD On/Off y Output del generador).

Para ajustar la señal al analizador de espectro *ANRITSU S362E* seguir los siguientes pasos:

- Con la tecla del menú principal *Frequency* se procede a colocar al analizador en la frecuencia central de la señal generada, es decir 5.4 GHz.
- Ajustando el rango horizontal con la tecla de menú, *Span*, y colocarlo a 5 MHz, como se observa en la figura A4.13.

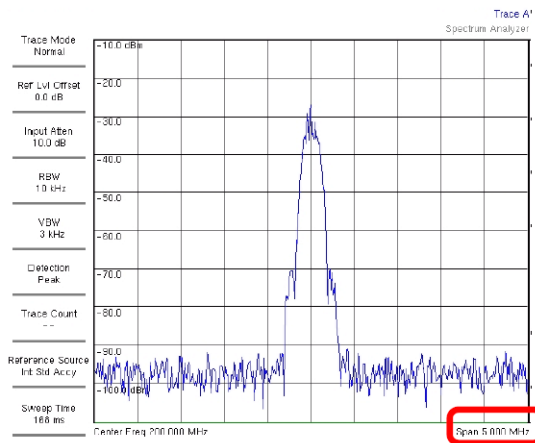


Figura. A4.13. Visualización de la señal ajustada frecuencia y *span*

- Usar la función de promedio de la señal (*Average*) para suavizar la traza. Para activar la función, se debe presionar **Shift** → **5** → *Trace A Operations*. Modificar el valor de número de promedios con la tecla *# of Averages* y colocar un valor de 32 muestras. Activar el modo *Average* en la misma ventana. Se puede ver en la parte izquierda en una columna la información de la traza, el valor de números de promedios y la función Promedio *Average* como método de trazo, en la figura A4.14.

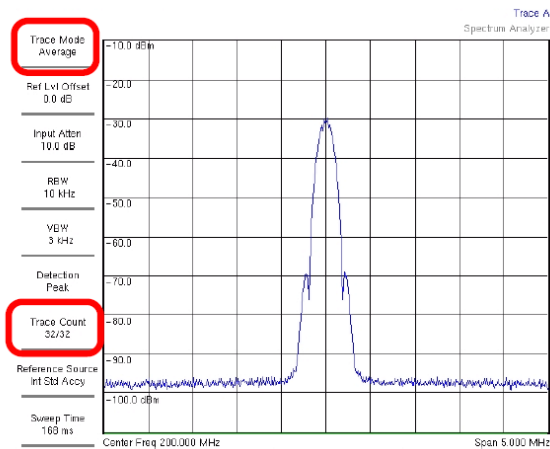


Figura. A4.14. Traza suavizada por la función promedio

- Ahora ajustar el valor de *Span* a 1MHz para ver la señal de mejor manera. Se reduce a 1MHz ya que el valor de 5 MHz es demasiado grande, se puede ver el resultado en la figura A4.15.

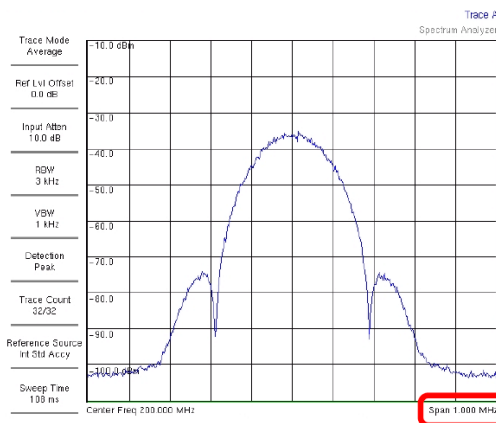


Figura. A4.15. Ajuste de *span* a 1 MHz

El nivel de amplitud se ha conservado original a la configuración predeterminada en el equipo. En caso de no obtener el resultado como la Figura A4.15, se debe ajustar la tecla del menú principal de amplitud *Amplitude*. La

configuración actual es de -10 dBm de nivel de referencia y de 10 dB por división vertical (10 dB/div).

- Usando la función de medición de potencia, *Channel Power*, del analizador de espectro configurar el ancho del canal a medir. Ya que al configurar los parámetros de potencia no activa la función de medición, activarla con la opción de *Measure: On* con la tecla de función suave.

Inmediatamente la medición aparece en la pantalla con dos marcadores verticales que delimitan el ancho del canal. Una pequeña ventana debajo de la gráfica muestra los valores de potencia de canal, densidad de potencia del canal y el ancho del mismo.

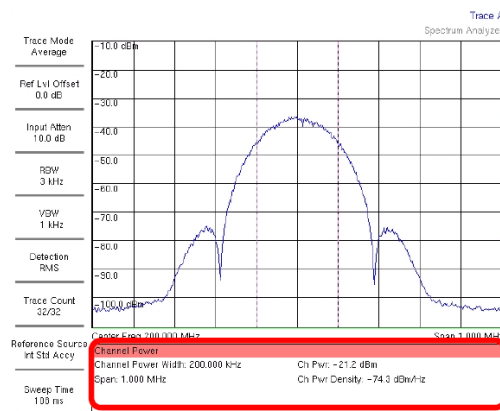


Figura. A4.16. Función de medición de potencia

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] <http://www.scribd.com/doc/42050390/TECNOLOGIAS-INALAMBRICAS>
- [2] <http://es.calameo.com/read/0000338968c31e37d06ef>
- [3] <http://www.buscarpdf.net/108529/desarrollando-el-estandar-ieee-802-11n--un-paso-adelante-en-wlan/>
- [4] <http://knol.google.com/k/wi-fi-utilidades-y-aplicaciones-en-nuestro-medio#>
- [5] <http://dspace.epn.edu.ec/bitstream/123456789/9178/2/T10456.pdf>
- [6] http://www.dip-badajoz.es/agenda/tablon/jornadaWIFI/doc/tecnologias_wifi_wmax.pdf
- [7] <http://www.aprendergratis.com/%C2%BFque-es-una-camara-anechoica.html>
- [8] <http://ciecfie.epn.edu.ec/JIEE/historial/XX%20JIEE/19%20Implementaci%C3%B3n%20de%20una%20c%C3%A1mara%20anechoica.pdf>
- [9] http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Historia_antenas.pdf
- [10] http://www.upv.es/antenas/Tema_1/postguerra_y_la_decada70.htm
- [11] https://www.u-cursos.cl/ingenieria/2005/1/EL55A/1/material_docente/objeto/64724
- [13] http://www.upv.es/antenas/Tema_1/Densidad_pot_radiada.htm
- [14] http://html.radiacion-y-radiocomunicacion_1.html
- [15] http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Tema_1.PDF

[16]

http://books.google.com.ec/books?id=AIQ8p2C4sCoC&pg=PA20&lpg=PA20&dq=o%09Aperturas+sobre+planos+y+ranuras+sobre+planos+conductores&source=bl&ots=5WGMnor3tF&sig=vrzZdQHm5V7JsbesUFIG1rGHLN4&hl=es&ei=bMkeTP7IHMH-8AarseDBDA&sa=X&oi=book_result&ct=result&resnum=3&ved=0CBsQ6AEwAg#v=onepage&q=o%09Aperturas%20sobre%20planos%20y%20ranuras%20sobre%20planos%20conductores&f=false

[12] Arias, Luis y Arguello, Jorge, "Diseño e implementación de un prototipo de antena directiva de microlínea en la banda de 2,4GHz", Capítulo 2, páginas 50

[17] <http://antenasparatodos.blogspot.com/2008/05/polarizacin.html>

[18] <http://vidateleco.wordpress.com/2009/02/16/parametros-s-y-carta-de-smith-parte-1/>

[19] <http://es.scribd.com/doc/47404457/Todo-sobre-las-lineas-de-Transmision>

[20] http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lem/hernandez_a_r/capitulo3.pdf

[21] David M. Pozar, "*Microwave Engineering*", Third Edition, John Wiley & Sons Inc

[22] Arias, Luis y Arguello, Jorge, "Diseño e implementación de un prototipo de antena directiva de microlínea en la banda de 2,4GHz", Capítulo 1, página 2.

[23] <http://conocimientosrfapplications.blogspot.com/2010/07/antenas-planas.html>

[24] http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Antenas_microstrip.pdf

[25] <http://s3.amazonaws.com/lcp/ing-electronica/myfiles/antenas.pdf>

[26] <http://sistemas-com.blogspot.com/2009/09/antena-patch-microstrip.html>

[27] http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Problemas/Tema_3/Dipolo_espira.pdf

[28] <http://ecvoip.biz/antenas.html>

[29]

http://www.wni.com.mx/index.php?option=com_content&view=article&id=62:antenassoporte&catid=31:general&Itemid=79

- [30] <http://www.antenna-theory.com/spanish/antennas/patches/patch.php>
- [31] Tandazo, Verónica, "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*"
- [32] http://www.espatentes.com/pdf/2204901_t3.pdf
- [33] http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lem/hernandez_a_r/capitulo3.pdf
- [34] <http://antenared.com/2009/02/tipos-de-parche-antena-microcinta-o-patch/>
- [35] <http://www.astronomos.cl/conocimientos/avanzado/Presentacion-antenas.pdf>
- [36] <http://www.esacademic.com/dic.nsf/eswiki/805526>
- [37] http://www.astronomos.cl/conocimientos/avanzado/antenas_pr%E1ctica.pdf
- [38] BALANIS, Constantine, "*Theory Analysis And Design*", Segunda Edición, Editorial: Jhon Wiley & Sons, Inc., USA 1997, Páginas 730 - 736
- [39] http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lem/sanchez_i_d/capitulo3.pdf
- [40]
http://www.diac.upm.es/acceso_profesores/asignaturas/TPO1/material/adaptacion_1.pdf
- [41] POZAR, David, "*Microwave Engineering*", Segunda Edición, Página 83.
- [42] Tandazo, Verónica, "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*"
- [43] http://es.wikipedia.org/wiki/Cable_coaxial
- [44]
http://www.fairviewmicrowave.com/microwave_rf_cables.htm?gclid=COu9xMPpnqYCFaRd7AodPnm_nw
- [45] <http://docente.ucol.mx/al003306/Teleprocesos2/cable%20coaxial.htm>
- [46] [http://es.wikipedia.org/wiki/SMA_\(conector\)](http://es.wikipedia.org/wiki/SMA_(conector))

- [47] <http://es.kioskea.net/contents/elec/connecteur-prise-bnc.php3>
- [48] http://www.amphenolkj.com.tw/akj/online_catalogue/SMA/sma-1.htm
- [49] <http://www.seguridadwireless.net/hwagm/galeria-conectores.html>
- [50] <http://es.wikipedia.org/wiki/BNC>
- [51] http://www.amphenolkj.com.tw/akj/online_catalogue/BNC/bnc-1.htm
- [52] http://es.wikipedia.org/wiki/Conector_N
- [53] http://www.amphenolkj.com.tw/akj/online_catalogue/N/n-1.htm
- [54] Brito, Paulina y López, Mónica, "Diseño y construcción de una cámara anecoica para la facultad de ingeniería electrónica", Capítulo IV, páginas 104-110.
- [55] http://www.eslared.org.ve/tricalcar/08_es_antenas_y_cables_guia_v01%5B1%5D.pdf
- [56] <http://www.l-com.com/home.aspx>
- [57] <http://www.ds3comunicaciones.com>

FECHA DE ENTREGA

El presente proyecto de grado fue entregado en la fecha.

Sangolquí, _____ 2011

Realizado por:

Sonia Angélica Vaca Parra

Betty Paola Venegas López

Dr. Gonzalo Olmedo

COORDINADOR DE LA CARRERA DE TELECOMUNICACIONES