



UNIVERSIDAD ESTATAL PENÍNSULA DE SANTA ELENA

FACULTAD DE SISTEMAS Y TELECOMUNICACIONES

CARRERA DE TELECOMUNICACIONES

TRABAJO DE INTEGRACIÓN CURRICULAR PREVIO A LA OBTENCIÓN

DEL TÍTULO DE

INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES

“DISEÑO DE ANTENA MICROCINTA DE BAJO PERFIL CON POLARIZACIÓN

CIRCULAR PARA AMPLIFICADORES 4G DE BAJO COSTO EN ZONAS

RURALES.”

AUTOR:

EMANUEL DILAN VILLACIS QUIÑONEZ

DOCENTE TUTOR:

ING. CARLOS EFRAÍN ANDRADE CAICHO, M.SC.

LA LIBERTAD–ECUADOR

2025-2

DECLARACIÓN DE DOCENTE TUTOR

En mi calidad de Docente Tutor del Trabajo de Integración Curricular, “**Diseño de antena microcinta de bajo perfil con polarización circular para amplificadores 4G de bajo costo en zonas rurales**”, elaborado por el señor **Emanuel Dilan Villacis Quiñonez**, estudiante de la Carrera de Telecomunicaciones, Facultad de Sistemas y Telecomunicaciones de la Universidad Península de Santa Elena, previo a la obtención del título de Ingeniero en Telecomunicaciones, me permito afirmar que, tras supervisar el desarrollo y estructura final de su trabajo, este cumple con los estándares académicos requeridos. En consecuencia, lo considero apto en todos sus aspectos y listo para ser evaluado por el docente especialista.

Atentamente



Ing. Carlos Efraín Andrade, M.sc.

DOCENTE TUTOR

DECLARACIÓN AUTORÍA DEL ESTUDIANTE

El presente trabajo de Integración Curricular, con el título “Diseño de antena microcinta de bajo perfil con polarización circular para amplificadores 4G de bajo costo en zonas rurales”, declaro que la concepción, análisis y resultados son originales a la actividad educativa en el área de Telecomunicaciones.

Atentamente,



Emanuel Dilan Villacis Quiñonez

C.I. 08035892

DECLARACIÓN DE DOCENTE ESPECIALISTA

En mi calidad de Docente Especialista del Trabajo de Integración Curricular, título **“Diseño de antena microcinta de bajo perfil con polarización circular para amplificadores 4G de bajo costo en zonas rurales”**, elaborado por el señor **Emanuel Dilan Villacis Quiñonez**, estudiante de la Carrera de Telecomunicaciones, Facultad de Sistemas y Telecomunicaciones de la Universidad Península de Santa Elena, previo a la obtención del título de Ingeniero en Telecomunicaciones, me permito afirmar que, tras supervisar el desarrollo y estructura de su trabajo, este cumple con los estándares académicos requeridos. En consecuencia, lo considero apto en todos sus aspectos y listo para la sustentación del trabajo.

Atentamente



Ing. Daniel Jaramillo Chamba, M.sc

DOCENTE TUTOR

TRIBUNAL DE GRADO



Ing. Ronal Rovira Jurado, Ph.D.

DIRECTOR DE LA CARRERA



Ing. Daniel Jaramillo Chamba, M.Sc.

DOCENTE ESPECIALISTA



Ing. Carlos Efraín Andrade, M.sc.

DOCENTE TUTOR GUÍA



Ing. Corina Gonzabay De la A, Mgtr.

SECRETARIA

DECLARATORIA DE RESPONSABILIDAD

Quien suscribe, **Emanuel Dilan Villacis Quiñonez** con C.I. 0803589258, estudiante de la carrera de Telecomunicaciones que presento el trabajo de titulación denominado **“Diseño de antena microcinta de bajo perfil con polarización circular para amplificadores 4G de bajo costo en zonas rurales”** pertenece y es exclusivamente del autor y pertenece al patrimonio intelectual de la Universidad Estatal Península de Santa Elena.

Atentamente,




Emanuel Dilan Villacis Quiñonez

C.I. 0803589258

CERTIFICACIÓN ANTIPLAGIO

Certifico que después de revisar el documento final del trabajo de titulación denominado “ **Diseño de antena microcinta de bajo perfil con polarización circular para amplificadores 4G de bajo costo en zonas rurales**”, presentado por el estudiante **Emanuel Dilan Villacis Quiñonez**, mostrando un porcentaje de similitud correspondiente al 3%, por lo que se aprueba el trabajo para que continúe con el proceso de titulación.

 **CERTIFICADO DE ANÁLISIS**
magister

Tesis_Completa_APA_COPIA

3%
Textos sospechosos


- 90% Similitudes (ignorado)
 - 1% similitudes entre comillas
 - 0% entre las fuentes mencionadas
- 7% Idiomas no reconocidos (ignorado)
- 3% Textos potencialmente generados por la IA

Nombre del documento: Tesis_Completa_APA_COPIA.docx
ID del documento: bcd80f19e2d33d99c2e42b1d7f771d1bed16426a
Tamaño del documento original: 6.22 MB

Depositante: CARLOS EFRAIN ANDRADE CAICHO
Fecha de depósito: 1/12/2025
Tipo de carga: interface
fecha de fin de análisis: 1/12/2025

Número de palabras: 32.983
Número de caracteres: 219.775

Ubicación de las similitudes en el documento:



Ing. Carlos Efraín Andrade, M.sc.

DOCENTE TUTOR

AGRADECIMIENTO

Quisiera agradecer en primer lugar a Dios, por haberme dado la fortaleza de continuar con esta trayectoria académica, por no permitirme desfallecer a pesar de las dificultades, y mantenerme seguro de mis metas. Agradezco enormemente a toda mi familia, que a pesar de la distancia me ha brindado su apoyo y palabras de aliento. No puede faltar mi mentor académico, ingeniero Carlos Efraín Andrade Caicho, por sus grandes enseñanzas no solo en el área profesional, sino también como persona. Agradezco en conjunto a mis amigos y colegas, por aquellos momentos de ocio y estudio, especialmente a Fiorella, que me brindo su apoyo incondicional desde el inicio de esta aventura. Agradezco también a Tovi, compañero fiel que estuvo en todas las noches de desvelo y no descanso hasta ver la lampara apagada. Cada uno de ustedes ha representado un pilar importante para este logro, y por eso les estoy completamente agradecido, este logro no es solo mío, lo comparto con ustedes. Finalmente extendiendo mis agradecimientos a la Universidad Estatal Península de Santa elena, por extenderme sus puertas y recibirme en sus aulas llenas de conocimiento. Muchas gracias con todos.

Emanuel Dilan Villacis Quiñonez

DEDICATORIA

Nuevamente deseo mencionar a Dios para dedicarle este trabajo, por brindarme lucidez en mis horas de estudio y mantenerse siempre conmigo en todo este trayecto estudiantil. Le dedico este trabajo a mis padres, Elizabeth Quiñonez y Juan Villacis, por darme el ejemplo de perseverancia y enseñarme a cumplir mis objetivos. A mis hermanos Yahaira, Guillermo, Loures y Juan Carlos, que han sabido brindarme su apoyo y palabras de aliento desde pequeño, haciendo que sepa confiar en mis habilidades y mantenerme enfocado. A ti, Fiorella Pillasagua, te dedico mi trabajo de titulación con los ojos cerrados. Por saber acompañarme en cada momento, por regalarme tu sonrisa en los momentos escabrosos y tu amor incondicional. Finalmente, a mi fiel compañero Tovi, solo tu conoces cada noche de esfuerzo y dedicación.

Emanuel Dilan Villacis Quiñonez

RESUMEN

El despliegue de tecnología 4G en zonas rurales es escaso, por lo que se plantea el diseño matemático de una antena de bajo perfil con Polarización Circular a la frecuencia de 881.5MHz, que permita su funcionamiento en la banda 5 de LTE para repetidores 4G de bajo costo. La polarización seleccionada posee grandes ventajas de propagación con respecto a la polarización lineal u horizontal, de modo que se diseña la antena en base a esta polarización y con funcionamiento DL para esta banda.

Existen varias alternativas que pueden utilizarse para solventar las necesidades de comunicación en zonas rurales, pero el diseño de una antena de bajo perfil que utilice tecnología microcinta y un acoplador híbrido interno, es una solución puntual para la problemática de repetidores 4G que utilizan antenas de polarización Lineal. Que en vez de incluir en su diseño un desfase de 90° para general polarización Circular, se opta por ubicar 2 antenas separadas entre si posicionadas diagonalmente, y con un diseño grueso debido al apilamiento de sustratos para mejorar el ancho de banda.

Ya con las dimensiones halladas matemáticamente mediante el modelo de líneas de transmisión y de acoplamiento por ranura, se procede al diseño electromagnético de la antena de bajo perfil en software especializado que utilice el método de elementos finitos y simulación de onda completa, de modo que los parámetros de propagación puedan aproximarse con gran eficiencia a la realidad del entorno y se calcule eficientemente las ecuaciones de Maxwell para la representación de campos electromagnéticos. La simulación realizada confirma la eficiencia de la antena con los parámetros requeridos, por lo que se confirma la viabilidad de la propuesta en repetidores 4G.

Palabras clave: LTE, polarización, repetidor, antena, frecuencia, microcinta, acoplador, desfase, ranura, modelo, Maxwell.

ABSTRACT

The deployment of 4G technology in rural areas is limited, which motivates the mathematical design of a low-profile antenna with Circular Polarization at 881.5 MHz, enabling its operation in LTE Band 5 for low-cost 4G repeaters. The selected polarization offers significant propagation advantages compared to linear or horizontal polarization; therefore, the antenna is designed based on this polarization with downlink operation for this band.

Several alternatives can be used to address communication needs in rural zones; however, the design of a low-profile antenna that employs microstrip technology and an internal hybrid coupler is a specific solution to the challenges faced by 4G repeaters that rely on linearly polarized antennas. Instead of incorporating a 90° phase shift to generate Circular Polarization, the approach consists of placing two antennas diagonally separated, using a thick design derived from stacked substrates to enhance bandwidth.

With the dimensions obtained mathematically through the transmission-line model and aperture-coupling method, the electromagnetic design of the low-profile antenna is carried out using specialized software based on the finite element method and full-wave simulation. This allows propagation parameters to be efficiently approximated to real-world conditions while solving Maxwell's equations for the representation of electromagnetic fields. The simulation results confirm the antenna's efficiency under the required parameters, validating the feasibility of the proposed solution for 4G repeaters.

Keywords: LTE, polarization, repeater, antenna, frequency, microstrip, coupler, phase shift, slot, model, Maxwell.

INDICE GENERAL

DECLARACIÓN DE DOCENTE TUTOR	II
DECLARACIÓN AUTORÍA DEL ESTUDIANTE.....	III
DECLARACIÓN DE DOCENTE ESPECIALISTA	IV
TRIBUNAL DE GRADO.....	V
DECLARATORIA DE RESPONSABILIDAD	VI
CERTIFICACIÓN ANTIPLAGIO	VII
AGRADECIMIENTO.....	VIII
DEDICATORIA	IX
RESUMEN	X
ABSTRACT	XI
INDICE GENERAL.....	XII
INDICE DE FIGURAS	XVIII
INDICE DE TABLAS	XXI
INDICE DE ABREVIATURAS	XXIII
INTRODUCCIÓN.....	27
CAPÍTULO 1. ANTEPROYECTO	29
1. Generalidades de la propuesta.....	29
1.1. Antecedentes.....	29
1.2. Planteamiento del problema.	32
1.3. Descripción del Proyecto.....	33
1.4. Objetivos.....	34
1.4.1. Objetivo General.....	34
1.4.2. Objetivos específicos	34
1.5. Justificación.....	34
1.6. Alcance del Proyecto.	36
1.7. Metodología.....	36

17.1.	Experimental.....	36
1.7.2.	Cuantitativa.....	37
1.8.	Resultados esperados.....	37
CAPITULO 2. MARCO TEÓRICO.....		39
2.	Fundamentos del diseño de una antena microcinta.....	39
2.1.	Principios de operación.....	39
2.2.	Estructura de antenas parche.....	42
2.3.	Tipos de alimentación.....	45
2.3.2.	Alimentación por línea microcinta.....	46
2.3.3.	Alimentación por acoplamiento de proximidad.....	47
2.4.	Parámetros de antenas.....	48
2.4.1.	Impedancia de la antena.....	48
2.4.2.	VSWR.....	49
2.4.3.	Ganancia.....	51
2.4.4.	Eficiencia.....	52
2.4.5.	Ancho de banda.....	54
2.5.	Modelo de acoplamiento por apertura.....	55
2.5.1	Circuito equivalente.....	56
2.5.2.	Diagrama de bloques del sistema.....	57
2.6.	Modelo de líneas de transmisión.....	59
2.6.1.	Parámetros geométricos.....	59
2.6.2.	Ecuaciones aplicadas.....	61
2.7.	Polarización circular en antenas microcinta.....	62
2.7.1.	Principio de polarización circular (CP).....	64
2.7.2.	Ventajas de la polarización Circular.....	66
2.7.3.	Métodos de implementación de PC para antenas microcinta.....	67
2.7.3.1.	Alimentación única.....	67

2.7.3.2.	Parche con slot diagonal	68
2.7.3.3.	Alimentación Dual (Dual-Fed).....	69
2.7.3.4.	Parche múltiple (stacked)	70
2.8.	Consideraciones ambientales y geográficas en zonas rurales.	72
2.8.1.	Condiciones típicas de la región.....	72
2.9.	Requerimientos de robustez mecánica y estabilidad.	73
2.10.	Relevancia de la ubicación y altura de instalación en zonas rurales	75
	MARCO CONCEPTUAL	77
2.11.	Cálculos analíticos de las dimensiones de la antena 4G.....	77
2.11.1.	Bandas 4G en entornos rurales	78
2.11.2.	Diseño de la antena microcinta con parche rectangular	80
2.11.2.1.	Resolución de las dimensiones del parche radiador a 881,5MHz:	81
2.11.2.2.	Resultados de los parámetros W y L	85
2.12.	Diseño asistido por computador de la antena.	89
2.12.1.	Introducción a Ansys Electronics Desktop y entorno HFSS.....	89
2.12.2.	HFSS: Método de Elementos Finitos (FEM)	90
2.12.3.	HFSS: resultados de onda completa	91
2.13.4.	Ventajas frente a otros entornos de simulación.....	91
2.14.	Configuración de materiales y condiciones de frontera.	92
2.14.1.	Configuración estructural	92
2.14.2.	Condiciones de frontera.....	96
2.15.	Método de alimentación por apertura.....	97
2.16.	Parámetros de antenas a considerar en la simulación.....	99
2.16.1.	Coefficiente de Reflexión (S11)	99
2.16.2.	Diagrama de radiación.....	101
2.16.3.	Ganancia	102
2.16.4.	Eficiencia	104

2.16.5. Relación Axial	105
CAPÍTULO 3: DISEÑO DE ANTENAS.....	107
3. Metodología.....	107
3.1. Requisitos de diseño y especificaciones técnicas.....	108
3.1.1. Frecuencia central y ancho de banda.....	108
3.1.2. Impedancia de entrada: 50Ω	109
3.1.3. Polarización circular: RHCP y LHCP	110
3.1.4. Ganancia: 3 - 5 dBi.....	111
3.1.5. Tamaño físico: bajo perfil	112
3.2. Selección de materiales y sus propiedades.....	113
3.2.1. Materiales dieléctricos y sus características: ABS y cobre	113
3.3. Proceso de diseño preliminar.....	114
3.3.1. Antena parche de bajo perfil con PL	115
3.3.1.1. Pasos para el diseño de la primera antena	115
3.3.1.2. Selección de la técnica de alimentación: línea microcinta	116
3.3.1.3. Geometría base	116
3.3.1.4. Diagrama estructural de la antena de PL	117
.....	117
3.3.2. Antena parche de bajo perfil con PC	123
3.3.2.1. Pasos para el diseño de la segunda antena.....	123
3.3.2.2. Selección de la técnica de PC: Acoplamiento por ranura más alimentación doble para desfase de 90°	124
3.3.2.3. Geometría base: Configuración estructural	125
3.3.2.4. Diagrama de configuración estructural.....	126
3.3.2.5. Ecuaciones y dimensiones teóricas de la antena	127
3.3.3. Método de Bisección	135
3.3.1. Permitividad relativa e Impedancia característica	137

3.3.2.	Longitud guiada y Longitud a $\lambda/4$	138
3.3.4.	Métricas obtenidas para el diseño del acoplador híbrido	140
3.4.	Boceto de la antena propuesta para repetidor 4G.....	141
3.4.1.	Vista frontal de la antena	142
3.5.	Simulación electromagnética.....	143
3.5.1.	Herramienta utilizada y justificación.....	143
3.5.2.	Diseño basado en parámetros reales y no en parámetros ideales	144
3.5.2.1.	Diseño teórico de la antena de PC con parámetros ideales	145
3.5.2.2.	Diseño optimizado de la antena de PC con parámetros reales	147
3.5.3.	Parámetros de simulación.....	149
3.5.3.1.	Condiciones de borde	149
3.5.3.2.	Caja de radiación	149
3.5.3.3.	Excitación	150
3.5.3.4.	Mallado.....	151
3.5.3.5.	Rango de frecuencias.....	152
CAPÍTULO 4: RESULTADOS.....		154
4.	Resultados obtenidos de simulación de parámetros.	154
4.1.	Resultados de antena microcinta de PL.....	154
4.1.1.	Parámetro S (1,1).....	154
4.1.2.	Diagrama de radiación basado en ganancia total.....	156
4.2.	Resultados de antena microcinta de PC.....	157
4.2.1.	Parámetros S (1,1) y S (2,2)	157
4.2.2.	Diagrama de radiación basado en ganancia total.....	158
4.2.3.	Relación axial	159
4.3.	Análisis de los resultados de simulación.	161
4.3.1.	parámetros de antenas.....	161
4.3.2.	Dimensiones de diseño	161

4.3.3. Resumen teórico aplicado a los métodos de diseño	162
.....	163
CONCLUSIONES	165
RECOMENDACIONES	167
BIBLIOGRAFIA	169
ANEXOS	175
.....	176

INDICE DE FIGURAS

Ilustración 1 <i>Esquema de trabajo según metodología aplicada</i>	37
Ilustración 2 <i>Características del Parche Rectangular</i>	42
Ilustración 3 <i>Modelo de parche Circular</i>	43
Ilustración 4 <i>Fundamentos de Antenas Microcinta</i>	44
Ilustración 5 <i>Método de alimentación por cable coaxial</i>	45
Ilustración 6 <i>Método de alimentación por línea microcinta</i>	46
Ilustración 7 <i>Método de alimentación por acoplamiento de proximidad</i>	47
Ilustración 8 <i>Impedancia de entrada</i>	49
Ilustración 9 <i>Picos de voltaje de VSWR</i>	51
Ilustración 10 <i>Ancho de banda y frecuencia central</i>	54
Ilustración 11 <i>Circuito equivalente de antena parche acoplada por ranura</i>	56
Ilustración 12 <i>Diagrama de bloques de antena microcinta acoplada por ranura</i>	58
Ilustración 13 <i>Modelo de línea microcinta</i>	60
Ilustración 14 <i>Características de los tipos de polarización</i>	64
Ilustración 15 <i>Polarización de antenas</i>	65
Ilustración 16 <i>Parche casi rectangular</i>	67
Ilustración 17 <i>Parche de esquinas recortadas</i>	68
Ilustración 18 <i>Parche de slot diagonal</i>	68
Ilustración 19 <i>Acoplador Híbrido para antenas de PC</i>	69
Ilustración 20 <i>Antena patch 3D truncada con sonda Coaxial</i>	71
Ilustración 21 <i>Línea de vista y zona de Fresnel entre antenas</i>	76
Ilustración 22 <i>Efecto de borde en parche rectangular ΔL</i>	82
Ilustración 23 <i>Resultados de 3g-aerial.biz para 881.5MHz</i>	86
Ilustración 24 <i>Efectos del sustrato en antenas parche</i>	93

Ilustración 25 Puertos y conectores SMA hembra y macho.....	95
Ilustración 26 Alimentación por ranura	98
Ilustración 27 Analizado de Redes Vectoriales - VNA.....	99
Ilustración 28 Lóbulos de diagrama de radiación	101
Ilustración 29 Ganancia vista de forma Horizontal y Vertical.....	103
Ilustración 31 Proceso de diseño para la antena de bajo perfil con PL.....	115
Ilustración 32 Diagrama de configuración estructural de la antena de PL	117
Ilustración 33 Paramétrica de diseño para optimización del ancho de parche	120
Ilustración 34 Antena parche acoplada electromagnéticamente con PL	122
Ilustración 35 Proceso de diseño para la antena de bajo perfil con PC	123
Ilustración 36 Diagrama de la estructura de la antena parche de bajo perfil con PC	126
Ilustración 37 Secuencia de cálculo para el acoplador híbrido a $\lambda/4$	133
Ilustración 38 Medidas calculadas para el acoplador híbrido en la antena parche .	140
Ilustración 39 Bosquejo de la antena con PC alimentada mediante acoplador Híbrido y slot en cruz.....	141
Ilustración 40 Vista frontal de antena alimentada por acoplamiento por ranura.....	142
Ilustración 41 Vista superior de la antena diseñada con medidas teóricas.....	145
Ilustración 42 Resultados de Parámetros S (1,1) y S (2,2)	145
Ilustración 43 Ganancia total de la antena expuesta en el diagrama de radiación ..	146
Ilustración 44 Diseño optimizado de la antena parche en función de valores iniciales	148
Ilustración 45 Diseño de caja de radiación a $\lambda/4$ con condiciones de borde.....	150
Ilustración 46 Representación del mallado adaptivo a longitudes milimétricas del puerto 1.....	151

Ilustración 47 <i>Selección del intervalo de simulación</i>	152
Ilustración 48 <i>Parámetro S11 acoplado a 881.5MHz</i>	154
Ilustración 49 <i>Diagrama de radiación omnidireccional de 4.3dBi de ganancia total</i>	156
Ilustración 50 <i>Parámetro S (1,1) y S (2,2) acoplado a 903.11 MHz y 880.89MHz</i> <i>respectivamente</i>	157
Ilustración 51 <i>Diagrama de radiación omnidireccional de 2.9 dBi de ganancia total</i>	158
Ilustración 52 <i>Relación axial de la antena de PC alienada la frecuencia de operación</i>	159
Ilustración 53 <i>Análisis de resultados sobre los modelos de diseño de las antenas</i> <i>propuestas</i>	162

INDICE DE TABLAS

Tabla 1 <i>Despliegue de redes 4G</i>	78
Tabla 2 <i>Parámetros de Redes 4G</i>	79
Tabla 3 <i>Variables de cálculo para antena Parche</i>	81
Tabla 4 <i>Formulas del modelo de líneas de transmisión para W y L</i>	85
Tabla 5 <i>Comparativa de resultados por calculo y Software</i>	86
Tabla 6 <i>Contraste de métricas con antena comercial</i>	87
Tabla 7 <i>Ganancias de Antenas Parche</i>	104
Tabla 8 <i>Frecuencias de operación de antenas DL y UL</i>	109
Tabla 9 <i>PC del prototipo de la antena</i>	110
Tabla 10 <i>Dimensiones de antena parche (DL) aplicada al Repetidor 4G</i>	112
Tabla 11 <i>Propiedades dieléctricas del filamento ABS</i>	113
Tabla 12 <i>Constantes teóricas del modelo de acople por ranura de antenas parche</i> .	118
Tabla 13 <i>Medidas teóricas del modelo de acoplamiento por ranura</i>	120
Tabla 14 <i>Variables optimizadas de la antena microcinta de PL</i>	122
Tabla 15 <i>Intervalos para hallar el ancho del acoplador con el método de Bisección</i>	136
Tabla 16 <i>Calculo de iteraciones del método de Bisección para encontrar W/h acorde a la impedancia característica</i>	137
Tabla 17 <i>Ancho y largo de todos los elementos de la antena para diseño electromagnético</i>	140
Tabla 18 <i>Longitudes optimizadas del diseño de la antena parche de bajo perfil con PC</i>	147
Tabla 19 <i>Parámetros de simulación de antenas diseñadas</i>	161
Tabla 20 <i>Dimensiones del prototipo final de antenas de PL y PC</i>	161

INDICE DE ANEXOS

Anexo A <i>Acoplador hibrido diseñado</i>	175
Anexo B <i>Resultados de Parámetros S del acoplador</i>	175
Anexo C <i>Vista trasera de la Antena de bajo perfil con PC</i>	176
Anexo D <i>Slot en cruz con puntos de acoplamiento</i>	176
Anexo E <i>Vista frontal de toda la estructura (PL y PC)</i>	177
Anexo F <i>Variables de software utilizadas para la antena de PC</i>	177
Anexo G <i>Variables de software utilizadas para la antena de PL</i>	178

INDICE DE ABREVIATURAS

4G Cuarta generación de redes móviles basada en LTE.

LTE Long Term Evolution, tecnología dominante en sistemas 4G.

Bw Ancho de banda de operación de antenas o sistemas RF.

AR Axial Ratio; mide la calidad de polarización circular.

S₁₁ Parámetro de dispersión que indica el coeficiente de reflexión en los puertos de la antena.

TM Transverse Magnetic. Modo de propagación del campo magnético de forma transversal.

TM₁₀ Modo dominante antenas microcinta rectangulares, posee variación del campo eléctrico en el eje x.

E_z Componente del campo eléctrico en el eje z.

ϵ_{eff} Permitividad efectiva, toma en cuenta sustrato y entorno de propagación.

Z_a Impedancia de entrada de antenas.

R_A Resistencia de radiación de antenas.

X_A Reactancia de antenas.

VSWR Voltaje Standing Wave Ratio

ROE Relación de onda estacionaria, equivalente a VSWR en español.

Wi-Fi Wireless Fidelity, estándar de comunicación inalámbrico basado en IEEE 802.11.

RF Frecuencia de radiocomunicación

dBi Ganancia de antenas con respecto a una antena isotrónica.

dBd Ganancia de antenas con referencia a un dipolo de media onda

dBm Potencia expresada en decibelios de 1mW.

f_{max} Frecuencia máxima de trabajo.

f_{min} Frecuencia mínima de trabajo.

Z_0 Impedancia característica típica de 50 ohm.

n_a Eficiencia de la antena.

L_{ap} Componente de inductancia en modelo de circuitos de acoplamiento por ranura.

C_{ap} Componente de capacitancia en modelo de circuitos de acoplamiento por ranura.

R_{fring} Resistencias y capacitancias adicionales en modelo de circuitos de acoplamiento por ranura.

TEM Modo de propagación donde los campos E y H son completamente transversales, no existe componente longitudinal.

Cuasi TEM Modo real en líneas microcinta donde existe un componente longitudinal leve.

PCB Placa de circuito impreso.

ϵ_r Permitividad relativa del sustrato.

GPS Sistema de posicionamiento basado en satélites.

GSM Sistema celular de segunda generación.

PC Polarización circular.

PL Polarización lineal.

RHCP Polarización circular dextrógira.

LHCP Polarización circular levógira.

Dual-Fed Antena alimentada con dos puertos ortogonales para PC.

LOS Línea de vista, comunicación sin obstáculos en medio.

Mbps Megabits por segundo, unidad de transmisión.

SINR Relación señal/interferencia más ruido.

MHz Mega Hertz, unidad de frecuencia de 10^6 Hz.

L_{eff} Longitud eléctrica efectiva.

TLM Modelo de línea de transmisión.

HFSS Software de simulación electromagnético basado en FEM.

FEM Método de elementos finitos.

AEDT Ansys Electronics Desktop.

SMA Sub miniature versión A, tipo de conector coaxial para RF.

PEC Conductor eléctrico perfecto.

PMC Conductor magnético perfecto.

PML Capa absorbente que evita reflexiones.

VNA Analizador de redes vectorial.

UL Enlace ascendente.

DL Enlace Descendente.

ABS Material plástico para diseño de antenas.

FR4 Material de sustrato PCB.

λ_g Longitud de onda guiada en el sustrato.

λ_d Longitud de onda en el dieléctrico.

INTRODUCCIÓN

Hoy en día los servicios de telecomunicaciones se han vuelto una necesidad para el desarrollo tecnológico y social, desde una simple llamada por cobertura celular, hasta la conexión de múltiples redes con información de todo tipo. Es importante mencionar que, en el Ecuador si bien la mayoría de las ciudades principales cuenta con una cobertura celular adecuada, regiones con geografía compleja o zonas rurales presentan inconvenientes notables en cuanto a conectividad. Este proyecto tiene como finalidad el diseño de una antena microcinta con polarización circular, orientada directamente a solventar los inconvenientes de propagación de un prototipo repetidor 4G de bajo costo, que a su vez tiene como objetivo mejorar la cobertura celular en entornos rurales. Esta propuesta de trabajo esta delimitada a las comunicaciones inalámbricas, abarcando aspectos de diseño electromagnético y teoría aplicada de antenas microcinta.

El interés para el desarrollo de este trabajo surge ante la necesidad social de abordar un problema técnico de gran impacto local, como por ejemplo la escasa conectividad celular de las zonas rurales. Es sabido que existen soluciones planteadas a esta problemática, como el caso del prototipo repetidor 4G descrito en este proyecto, que amplifica la señal celular y mejora las condiciones de propagación de estos sectores. Pero presenta dificultades en cuanto al uso de antenas, ya que, debido a su posicionamiento diagonal y opuesto, generan conflictos de radiación como polarización cruzada e interferencias, estas limitantes técnicas impiden su implementación práctica como una solución viable, además de que se recurre al apilamiento de sustratos dieléctricos para ampliar las frecuencias de operación, lo que genera ruido electromagnético y aumenta el peso del sistema.

En este contexto, el diseño de una antena de bajo perfil con polarización circular representa una solución adecuada para el conflicto del prototipo repetidor 4G, ya que

mediante el uso de polarización circular es posible mejorar las características de propagación de las antenas, evitando posicionarlas de forma diagonal para combatir los problemas mencionados, y que trabaje adecuadamente bajo situaciones adversas como interferencias o trayectorias múltiples. Además de que, al realizar un diseño optimizado del sustrato se facilita la obtención de un amplio ancho de banda sin la necesidad de recurrir al apilamiento de estos.

El propósito de este proyecto es contribuir al cierre de la brecha digital en zonas rurales, mediante el diseño y validación de una antena compacta con óptimo rendimiento que solvete las necesidades del repetidor 4G descrito, de modo que pueda emplearse en contextos reales y mejore el estilo de vida de las comunidades afectadas. La importancia de este trabajo no radica exclusivamente en el aporte académico que brinda el estudio de antenas impresas, sino en el impacto social que representa mejorar la infraestructura de comunicaciones en las zonas rurales.

CAPÍTULO 1. ANTEPROYECTO

1. Generalidades de la propuesta.

En este capítulo, se abarcarán temas de vital importancia para la contextualización de este trabajo, desde los antecedentes de investigación, hasta el planteamiento del problema y objetivos, además de incluir la justificación, descripción del proyecto y finalmente el alcance de la propuesta.

1.1. Antecedentes

En Ecuador, la poca infraestructura en redes de telecomunicaciones representa un obstáculo avasallante para el desarrollo de las comunidades rurales. Mientras en las grandes ciudades el despliegue de cobertura 4G supera el 70%, en zonas rurales apenas se alcanza un 20% [1], lo que representa una marcada brecha digital que retrasa el desarrollo de áreas esenciales como; salud, educación y trabajo. Esta situación responde a las condiciones geográficas adversas, la desigualdad al acceso de redes, y los altos costos asociados a la instalación de estaciones base, superando valores de hasta \$180.000, lo que vuelve inviable una inversión en estos sectores de poca densidad poblacional.

El trabajo presentado en [2], propone mejorar la cobertura 4G en sectores rurales donde la conectividad celular es limitada, haciendo uso de un amplificador 4G de bajo costo, basado en antenas microcinta para la propagación electromagnética. Aunque este tipo de antenas son viables y económicas para este prototipo amplificador, el método para resolver las interferencias y polarización cruzada entre las antenas transmisoras y receptoras convierten al amplificador 4G en una solución poco práctica. Estas antenas están ubicadas de forma diagonal y opuesta para combatir las interferencias y polarización cruzada entre ellas, lo que limita la practicidad del amplificador 4G de bajo costo. Adicionalmente, estas antenas apilan varios sustratos para cubrir las bandas de frecuencia, lo que afecta al grosor y peso de las antenas. Por lo tanto, se necesita antenas microcinta

que tengan polarización circular para resolver las interferencias y polarización cruzada sin necesidad de ubicarlas de forma diagonal y opuesta, y que tengan un amplio ancho de banda sin necesidad de apilar varios sustratos.

En la literatura se reportan varias antenas con polarización circular que podrían resolver el problema de las antenas del repetidor económico presentado en [2], sin embargo, existen algunas desventajas técnicas que no las hacen viables en este contexto:

En una investigación que se enfocó en el diseño de una antena microcinta con polarización circular para el laboratorio de antenas [3] se propuso la aplicación de polarización circular al diseño, donde se hizo una comparativa entre 2 tipos de alimentación; línea de transmisión y conector coaxial. Esto proporciona un entendimiento sobre los pros y contras del diseño de antenas con estas formas de alimentación. Es importante mencionar que, si bien se estudiaron 2 antenas microcinta, una con polarización circular y otra lineal, se emplea una técnica de cuadro casi rectangular para la primera antena y no se muestra como tal la relación axial de esta simulación, aspecto clave para determinar la polarización circular del dispositivo. Además de que su frecuencia de operación tiene un margen de banda estrecho, por lo que no es viable para operaciones de banda ancha.

En publicaciones de antenas parche [4], se habla de varios aspectos importantes en cuanto a la optimización del ancho de banda y la aplicación de la antena diseñada, se utilizan técnicas de acoplamiento electromagnético mediante inserciones en el parche circular, y se apoya de un acoplador desfasado para mejorar la polarización circular en conjunto con el parche. Si bien el diseño y optimización de la antena presenta resultados aceptables, tiene ciertas limitantes; el ancho de banda de su relación axial es del 5.86%, en entornos de interferencias o aplicaciones con más exigencia, esto no es suficiente, también el uso del sustrato en una sola capa compromete el ancho de banda del

dispositivo, especialmente en diseños compactos. Otro factor importante es que no se menciona el comportamiento angular y ganancia, lo que reduce una evaluación eficaz en escenarios reales.

Según [5], se exponen nuevas alternativas para sistemas de comunicación móvil, orientado en la implementación de antenas multibanda para aplicaciones de 4G/LTE, con un enfoque particular en su diseño esférico, capaz de ajustarse a varias configuraciones geométricas sin afectar a su rendimiento electromagnético. El trabajo se distingue por la compactación de la antena y operación multibanda, no obstante, se identifica una oportunidad de mejora con la implementación de polarización circular. Esta polarización es ventajosa particularmente en aplicaciones celulares, ya que puede mejorar el rendimiento del dispositivo frente a rotaciones o múltiples trayectorias. Un diseño adecuando esta polarización reduce pérdidas por desalineación y mejora la calidad del enlace, por lo que sería un parámetro clave al momento de su funcionamiento en entornos reales.

De acuerdo con el diseño y simulación de una antena parche con polarización circular [6], se usa un plano de tierra con ranura y una alimentación por línea microcinta. Se valen de un diseño de “rayo” y el ajuste de la ranura para lograr la polarización deseada. Esta forma particular brinda un buen acoplamiento a su frecuencia central, también se expone en sus parámetros una gran eficiencia gracias a las técnicas aplicadas. Un factor relevante es que se tiene un ancho de banda aceptable, pero puede mejorarse ajustando las dimensiones de la ranura y los parámetros de alimentación, un arreglo adecuado permitiría a la antena una ampliación de banda y hacerla funcional para frecuencias cercanas, proporcionando mayor flexibilidad para varias aplicaciones y volverla más compacta.

En el estudio de [7], se presenta gran cantidad de información clave referente a las antenas de microcinta, se proponen 3 alternativas con el fin de ser implementadas en un sector rural de México y reducir su brecha tecnológica. Este trabajo abarca a detalle el diseño, cálculo y estudio de las antenas parche para su implementación en sistemas móviles y de internet de bajo costo. Si bien se toman en cuenta estrategias para mejorar el acoplamiento y eficiencia de las antenas, la ausencia de polarización circular limita las capacidades de la antena en entornos dinámicos, especialmente en zonas rurales donde las condiciones geográficas afectan a la calidad de señal, este factor podría reducir la confiabilidad y el alcance de las conexiones. Incluir esta mejora permite al trabajo aprovechar al máximo las características de las antenas diseñadas y brindar una solución más eficiente para entornos de necesidad.

Según los antecedentes mencionados, se describen varios inconvenientes técnicos sobre las antenas parche con polarización circular que podrían usarse en el amplificador 4G descrito. Por tal motivo, este trabajo propone como solución viable al problema de las antenas del repetidor propuesto por [2], una antena parche con polarización circular alimentada por acoplamiento electromagnético y de bajo perfil, que permita diseñar un solo sustrato y evitar el apilamiento de varios sustratos para conseguir un ancho de banda más amplio. Las características de la antena propuesta solventarán las desventajas de las antenas del prototipo repetidor 4G, y así poder convertirlo en una solución práctica.

1.2. Planteamiento del problema.

La escasa cobertura celular 4G en zonas rurales de Ecuador representa un gran desafío para el flujo de información y conectividad digital. Dentro de las grandes ciudades del país, se sabe que la cobertura 4G sobrepasa el 70%, mientras que en zonas apartadas o campestres apenas se llega al 20% [1]. Esta desigualdad limita mucho las

comunicaciones y servicios, además de que perjudica a áreas clave como salud, educación y trabajo, dando como resultado un impacto directo en el desarrollo social y económico.

Una de las principales problemáticas de esta situación es la falta de infraestructura para telecomunicaciones, al igual que las dificultades del sector demográfico y la lejanía de las estaciones base. Por estas razones, las redes inalámbricas tradicionales no logran extender una cobertura estable, y menos aún mantener una comunicación eficiente.

Para las operadoras telefónicas la instalación de nuevas torres 4G conlleva una inversión abismal, además de ser poco viable debido a la baja densidad poblacional y escasos recursos económicos de estos lugares. Todos estos factores traen como consecuencia una discriminación digital hacia las comunidades rurales, manteniendo una brecha digital y vetándose del acceso a servicios digitales de primer orden.

1.3. Descripción del Proyecto.

El presente trabajo propone el diseño de una antena microcinta de bajo perfil con polarización circular como una alternativa eficiente y económica, que permita una implementación práctica del prototipo mencionado.

El diseño específico de la antena propuesta, soluciona condiciones técnicas clave en el trabajo de interés, que en conjunto con la alimentación por acoplamiento electromagnético y la polarización seleccionada, evita problemas como la polarización cruzada y las interferencias generadas. Estas dificultades se deben a que en la propuesta del amplificador 4G, el posicionamiento de las antenas parche es diagonal y contrario entre sí, lo que genera dificultades de propagación evidentes. También se realiza un apilamiento de sustratos para cubrir las bandas de operación, lo que agrega peso y grosor en las antenas, además de generar ruido entre los sustratos. La polarización circular juega un papel importante en estas condiciones, ya que permitirá trabajar en entornos de

propagación adversos como distorsiones e interferencias, mejorando gradualmente el desempeño del repetidor 4G.

En suma, el diseño de la antena mencionado es una solución viable y eficiente para solucionar la problemática del trabajo de [2], lo que contribuye positivamente al desarrollo de comunidades rurales y al progreso tecnológico del país.

1.4. Objetivos.

1.4.1. Objetivo General

- Prototipado de una antena microcinta con polarización circular para aplicaciones en repetidores 4G de bajo costo.

1.4.2. Objetivos específicos

- Determinar los requisitos para el diseño de la antena microcinta con polarización circular para su aplicación y uso en amplificadores 4G de bajo costo en zonas rurales.
- Modelar la antena microcinta de bajo perfil con polarización circular empleando el modelo de líneas de transmisión microcinta como base.
- Desarrollar el modelo electromagnético computacional de la antena mediante software de simulación electromagnética a altas frecuencias.
- Evaluar los parámetros de la antena modelada mediante simulación.

1.5. Justificación.

Según informes del estado, existen cerca de 14 millones de líneas activas de servicios móviles [8]. Teniendo en cuenta que solo el 70% de la población cuenta con este servicio en zonas urbanas, se tiene a un 20% de habitantes con problemas de conectividad en áreas rurales, hecho que describe un gran distanciamiento digital.

Impulsar la conectividad 4G en estas zonas de necesidad, es crucial para mejorar las comunicaciones y el acceso a servicios básicos como salud y educación. Si bien se han realizado varios trabajos conforme a resolver esta problemática, como el caso de Huamán [2] que describe el diseño de un prototipo de bajo costo para amplificar la cobertura celular, y se expone como una solución accesible para mejorar la conectividad en estas zonas de poca cobertura, presenta dificultades técnicas que impiden su implementación en entornos reales. Por lo que se mantiene presente la necesidad de brindar soluciones que permitan superar las deficiencias actuales de las antenas, además de proveer de tecnologías innovadoras adaptadas al contexto local.

Bajo estas circunstancias, el proyecto realizado tiene como propósito solventar las falencias del trabajo de Huamán [2] descritas en los antecedentes de este trabajo. Para ello se propone como solución el diseño de una antena con óptimo rendimiento, que supere las limitantes de propagación en el prototipo del repetidor 4G. Misma que será diseñada en un concepto de bajo perfil, haciendo uso de polarización circular y acoplamiento electromagnético por ranuras. De modo que proporcione buena estabilidad en la señal amplificada y se reduzca el tamaño del dispositivo, evitando el problema de polarización cruzada por el mal posicionamiento de las antenas.

En conclusión, este trabajo describe una problemática tecnológica y social decisiva para el desarrollo de las telecomunicaciones, siendo un factor clave para los avances tecnológicos en cualquier país. La propuesta de diseñar antenas eficientes para aplicaciones de comunicaciones 4G, brinda una solución viable para cualquier entorno que lo requiera, por lo que se traduce en un impacto positivo en distintas áreas como la socio económica y cultural. Además de fomentar sectores claves como educación, salud y trabajo para el desarrollo de todas las comunidades rurales. De tal forma que se fomenta

la innovación tecnológica y se reduce la brecha digital de las regiones donde este trabajo sea implementado.

1.6. Alcance del Proyecto.

El desarrollo de este trabajo consiste en el estudio de los fundamentos de antenas microcinta, para mediante el modelo de líneas de transmisión bosquejar una antena con características de propagación adecuadas para el repetidor 4G, de modo que con las dimensiones correctas pueda diseñarse una antena de bajo perfil que cumpla con los requisitos técnicos de la propuesta de [2]. El proyecto se enmarca dentro del campo de las telecomunicaciones inalámbricas, con el propósito de mejorar la conectividad en zonas rurales o de difícil acceso en el país. El alcance temporal se extiende desde el análisis teórico y diseño de la antena, hasta la verificación de resultados mediante software especializado.

Para el periodo de simulación, se hará uso del software Ansys Electronics Desktop, herramienta específica para modelado electromagnético, que facilita el diseño y optimización de los parámetros de radiación.

1.7. Metodología.

Para el desarrollo de este proyecto se toma en cuenta una metodología mixta, ya que requiere abarcar varios aspectos como el diseño y simulación, los cuales se basan en electromagnetismo aplicado.

17.1. Experimental

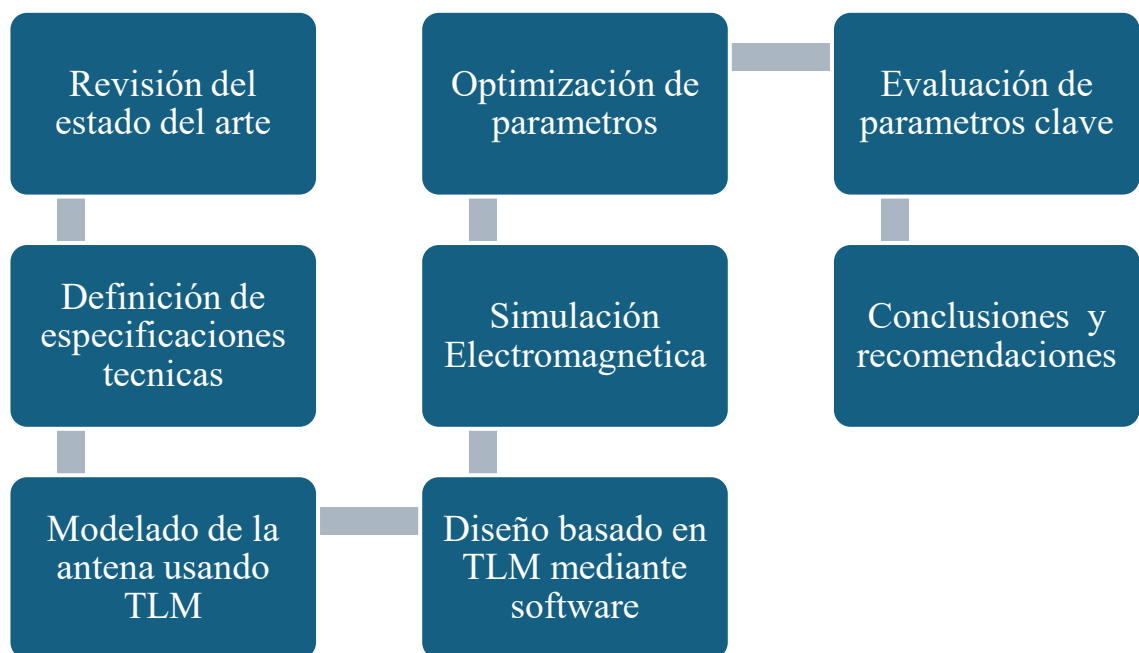
El diseño, modelado y simulación de la antena forman parte del área experimental. Los cálculos serán realizados utilizando el modelo de líneas de transmisión, y por medio de software especializado se optimizan parámetros específicos como parámetro S11, diagrama de radiación, polarización, ganancia y eficiencia.

1.7.2. Cuantitativa

Aquí se realiza el análisis de los valores obtenidos, se procesan datos técnicos de la parte experimental como; parámetro S11, diagrama de radiación, polarización, ganancia y eficiencia. De modo que se evalúen objetivamente las capacidades de la antena, y su eficiencia como una solución de bajo costo para zonas rurales.

Ilustración 1

Esquema de trabajo según metodología aplicada



1.8. Resultados esperados.

Como resultado final se predice una antena microcinta con polarización circular eficiente para operar en bandas de tecnología 4G. Las características de la antena deben mostrar un desempeño adecuado en cuanto al parámetro S11, relación axial y ganancia para su correcta operación. Estos parámetros que serán evaluados a través de la comparación entre simulaciones por software y pruebas de laboratorio.

De igual forma, se estima que el modelado electromagnético facilite la optimización de la antena, lo que permitirá brindar una solución tecnológica viable y de bajo costo que garantice la extensión de la cobertura en las zonas de necesidad.

CAPITULO 2. MARCO TEÓRICO

Para la elaboración de esta sección es necesario describir a detalle cada uno de los fundamentos técnicos y teóricos que abarca el objetivo uno planteado, por lo que se desglosan varias temáticas importantes para analizar los requisitos del diseño de una antena microcinta compacta con polarización circular. A continuación, se describen los temas de interés:

2. Fundamentos del diseño de una antena microcinta.

Hoy en día la necesidad de llevar toda la tecnología a la miniaturización es un factor clave al momento de diseñar implementos de gran impacto, de ahí la importancia de las antenas parche en el desarrollo tecnológico. Este tipo de antenas, también conocidas como antenas microcinta o de placa, son las más comunes dentro de las aplicaciones de microondas utilizadas en superficies planas [9].

Los fundamentos de las antenas parche se basan en la tecnología microcinta, teniendo gran importancia en aplicaciones compactas como; satélites, aeronáutica, dispositivos móviles, comunicaciones inalámbricas en general y alta frecuencia. Presentan ventajas clave como el peso y la miniaturización, facilidad para su adaptación a distintos circuitos, versátiles en términos de impedancia, y sencillas de fabricación. [10]

2.1. Principios de operación

Dependiendo de las aplicaciones requeridas para una línea microcinta, características como el espesor del sustrato y la permitividad eléctrica de esta son muy distintas. Se recurre a variar estas características para lograr distintos tipos de onda, que sean predominantes y logren las cualidades deseadas. Para circuitos y líneas de transmisión es prioridad que la energía este concentrada entre los dos conductores, por lo que es normal utilizar sustratos delgados, y que su permitividad eléctrica sea elevada. En

el caso de las antenas, se requiere lo contrario, debe usarse un sustrato moderadamente grueso en contraste con su longitud de onda, y la permitividad eléctrica debe ser menor. Estas condiciones aseguran que las ondas predominantes en el material puedan radiarse, y se comporten como una antena.

Un ejemplo práctico para ilustrar los principios de operación de las antenas parche, es definirla operando en su modo de resonancia fundamental TM_{10} , este modo se caracteriza por tener solo una variación en el campo E_z en dirección X, y ninguna en Y [11]. Por lo que el campo cambia de la siguiente forma:

$$E_z(x, y) \propto \cos \frac{\pi x}{L}$$

Donde:

- El primer índice (1) refleja una variación en el eje X de la sección L, que sería el largo del parche.
- El segundo índice (0) indica que no existe variación en el campo del eje Y de la sección W, que sería el ancho del parche.

Dicho de otra manera, la formula presentada de TM_{10} demuestra que el campo eléctrico E_z oscila a lo largo de X, y que es constante a lo largo de Y, hecho que explica porque se forma una onda estacionaria en la dirección del eje X, donde la corriente superficial se distribuye entre los bordes opuestos, y provoca que el parche conductor actúe como un dipolo resonante. Cabe recalcar que si bien la fórmula utilizada no es la explicita de la fuente [11], representa la versión resumida de la misma para una mejor explicación.

Según la fuente anterior, debido a la única variación del campo eléctrico, se simplifica drásticamente el análisis y se logra definir con exactitud la frecuencia de

resonancia, misma que depende de la permitividad efectiva del sustrato y el largo del parche, que se ajusta por efectos de franja. Frecuencia de resonancia del modo TM_{10} para una antena parche:

$$f_{10} = \frac{C}{2L\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

Donde:

- C representa la velocidad de la Luz en el vacío.
- L es la longitud del parche en dirección al eje X.
- ϵ_{eff} indica la permitividad efectiva del sustrato.

Es importante mencionar que, si se aumenta el valor de L, se disminuirá la frecuencia de resonancia, de igual forma que si se aumenta la ϵ_{eff} , afectará a la frecuencia deseada. Estas variables permiten ajustar al antojo una frecuencia específica, adaptándola para cualquier aplicación que se requiera. En este contexto, el parche de la antena permite una radiación eficiente en dirección perpendicular a su superficie, lo que facilita la propagación de las ondas electromagnéticas y permite cumplir su función como elemento radiante.

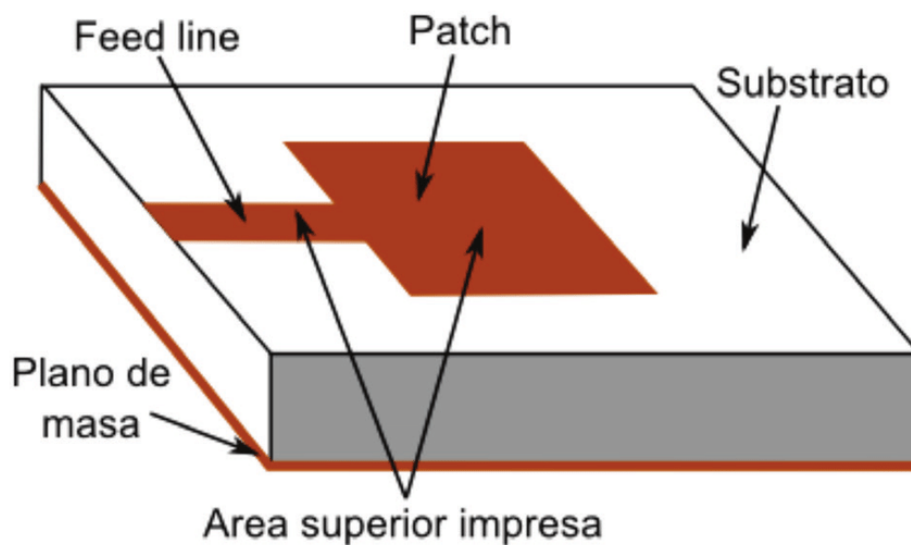
No obstante, al momento de considerar la implementación de este tipo de antenas, es prioridad tener en cuenta sus limitaciones. Se tiene como principales desventajas su baja potencia de radiación, ya que los componentes de su estructura no son capaces de soportar altas potencias, también son antenas de poca eficiencia, y poseen un ancho de banda estrecho, además de que pueden ser afectadas por el factor térmico [12].

2.2. Estructura de antenas parche

La estructura básica de una antena microcinta está compuesta en esencia por un parche conductor, normalmente de cobre o aluminio, encima de un sustrato dieléctrico, que al mismo tiempo se encuentra sobrepuesto en un plano de tierra. Existen diversos tipos de parches conductores que pueden ser diseñados dependiendo las características deseadas, entre los más populares resaltan el parche rectangular y circular.

Ilustración 2

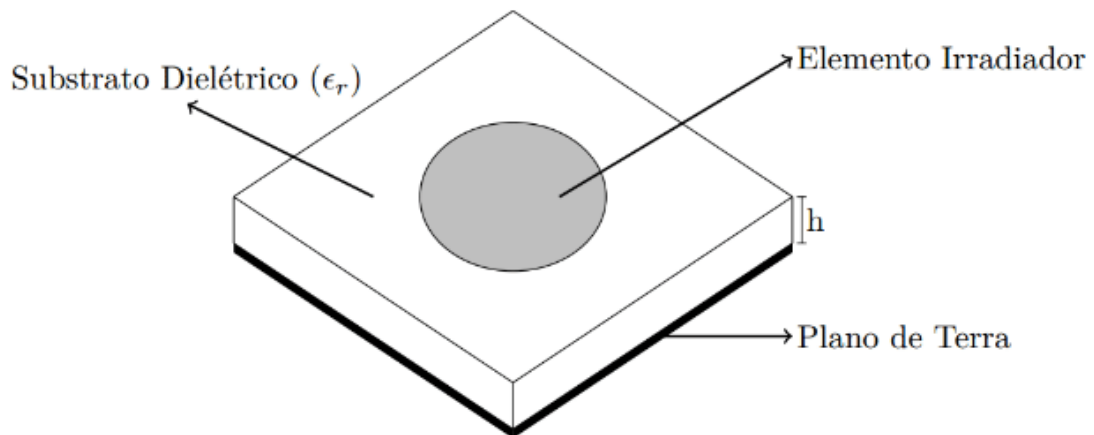
Características del Parche Rectangular



En la gráfica 2 se expone la estructura estándar de una antena microcinta de parche cuadrado, esta se destaca por ser la más utilizada y su facilidad de fabricación, además de que los cálculos de ancho y largo pueden ser realizados por distintos modelos de propagación [13], este parche permite gran variedad de diseños, debido a su geometría sencilla que favorece distintas formas de alimentación y adaptarse a múltiples frecuencias de operación, por lo que se pueden obtener características concretas.

Ilustración 3

Modelo de parche Circular



Por otro lado, el parche circular mostrado en la gráfica 3, tiene sus bases en procesos netamente empíricos, ya que su forma elíptica no se rige por las expresiones de la forma rectangular [14]. A pesar de esto, tiene como ventaja clave que este diseño permite trabajar a las mismas frecuencias de operación que un parche rectangular, usando menor superficie.

Como se mencionó anteriormente, el sustrato está ubicado debajo del parche radiador para dar rigidez a la antena y actuar como aislante, esto con el fin de tener la menor cantidad de pérdidas. Es fundamental analizar a detalle las características del sustrato, ya que este es el encargado del rendimiento de la antena. A continuación, se exponen varias características de gran relevancia:

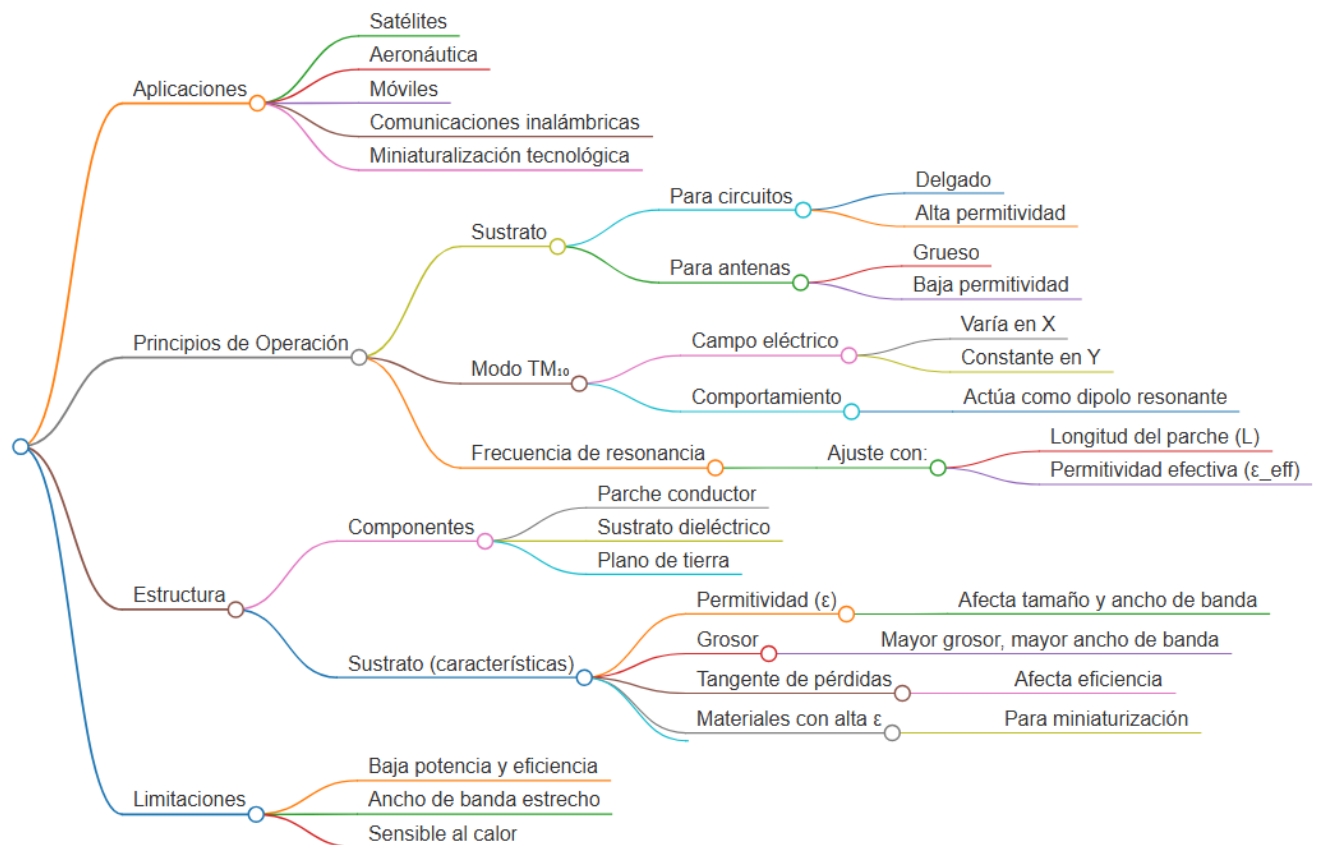
- **Permitividad eléctrica (ϵ):** Conocida también como constante dieléctrica, es inversamente proporcional con el ancho de banda, es decir, cuando menor es la permitividad eléctrica, mayor es el ancho de banda de la antena, pero también aumenta su tamaño.
- **Grosor:** Mientras más amplio sea el grosor del sustrato, mayor será el ancho de banda obtenido para el elemento.

- **Tangente de pérdidas (Tan δ):** A medida que se reduce esta tangente, la eficiencia de la antena aumenta, sin embargo, reducir el valor de la tangente de pérdidas requiere un coste de fabricación elevado.

En este sentido, es común en aplicaciones donde se requiere la miniaturización de antenas microcinta usar materiales con constantes dieléctricas altas, ya que permite aumentar la capacidad de carga y su vez, reducir las dimensiones del parche. No obstante, estos materiales deben presentar pérdidas dieléctricas bajas para mantener una eficiencia óptima, especialmente cuando se emplean arreglos de antenas [15]. En el siguiente mapa conceptual se ejemplifica de forma concreta las aplicaciones y fundamentos de antenas microcinta, exponiendo ideas clave para la comprensión de este tipo de antenas:

Ilustración 4

Fundamentos de Antenas Microcinta



En la gráfica 4 se puede apreciar que los fundamentos de antenas microcinta tienen un desglose de 4 ramas principales; aplicaciones, principio de operación, estructura y limitaciones.

Este diagrama expone cómo las propiedades del sustrato y la geometría del parche determinan la frecuencia de resonancia, eficiencia y tamaño de la antena. Además, deja en evidencia su gran aplicabilidad en campos modernos, aunque con limitaciones técnicas que deben considerarse en el diseño. Es importante destacar que el principio de operación de TM es fundamental para un correcto análisis de antenas parche que, en conjunto con las características del sustrato, permiten diseñar antenas a conveniencia y optimizarlas hasta conseguir resultados idóneos para distintas aplicaciones.

2.3. Tipos de alimentación.

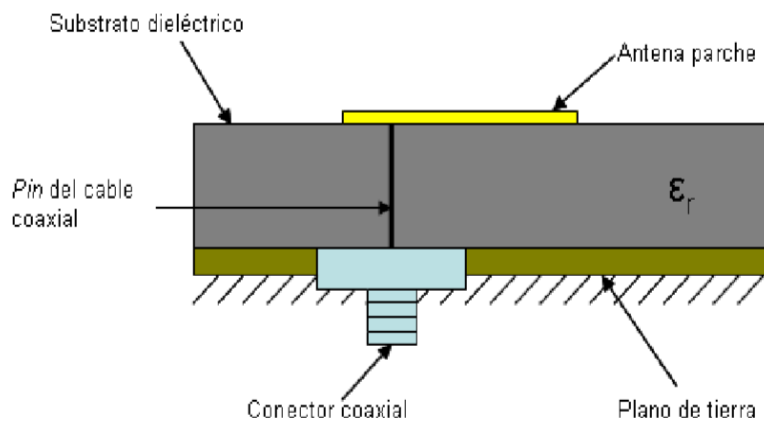
Dentro de los fundamentos de antenas microcinta se desglosan varias formas para lograr alimentar antenas, cada una de ellas cuenta con características peculiares y son utilizadas de acuerdo con las necesidades de diseño o propagación. A continuación, se evidencian los tipos de alimentación para antenas parche:

2.3.1. Alimentación por sonda coaxial

En este método la excitación es introducida por una sonda coaxial, el conductor central del cable coaxial atraviesa el sustrato y se conecta directamente al parche metálico, mientras que la malla exterior se une al plano de tierra.

Ilustración 5

Método de alimentación por cable coaxial



La ilustración 5 describe los elementos necesarios para realizar una alimentación por sonda coaxial, resaltando el pin del cable y el conector [16]. La principal ventaja de este método es que el punto de conexión puede ubicarse en casi cualquier parte del parche, lo cual facilita ajustar la impedancia para lograr una buena adaptación. Además, esta configuración genera poca radiación no deseada.

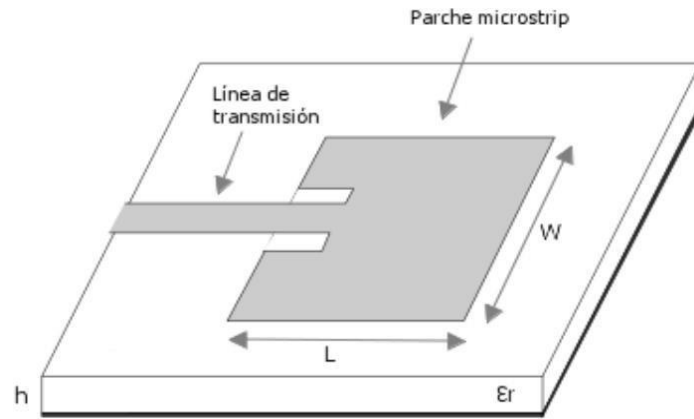
Sin embargo, también presenta ciertas limitaciones; el ancho de banda que ofrece es reducido y la fabricación puede resultar un poco complicada, ya que se debe perforar el sustrato para insertar la sonda. En materiales muy delgados, esto puede deformar el parche, y en los más gruesos, la longitud de la sonda introduce una componente inductiva que afecta la adaptación de impedancias.

2.3.2. Alimentación por línea microcinta

Este tipo de alimentación utiliza una línea impresa de microcinta que se conecta directamente al borde del parche, incluyendo dos inserciones en los bordes de la línea que ayudan a excitar el punto de acoplamiento. Es uno de los métodos más comunes debido a su simplicidad y facilidad de fabricación, por lo que es utilizado en la mayoría de los diseños básicos.

Ilustración 6

Método de alimentación por línea microcinta



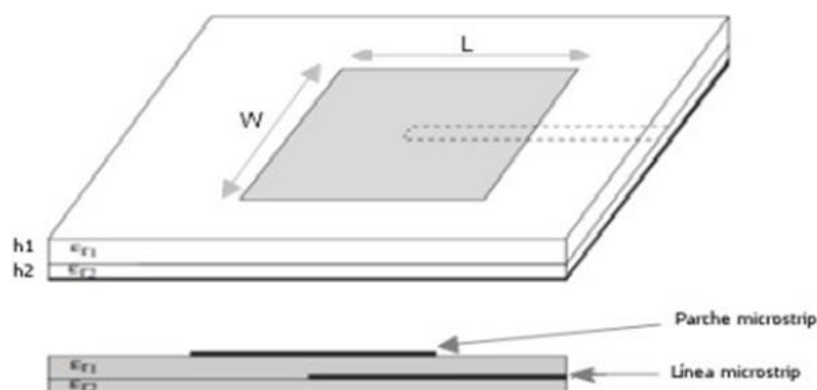
La imagen 6 demuestra el tipo de alimentación por línea microcinta, una de sus ventajas es que permite una buena adaptación de impedancias mediante el diseño adecuado de la línea de transmisión y los anchos de inserción [16]. No obstante, cuando se emplean sustratos más gruesos, puede aumentar la radiación parásita, lo que limita el ancho de banda efectivo. En esencia, su comportamiento eléctrico es similar al del método coaxial, aunque con una estructura más plana y fácil de integrar en circuitos impresos.

2.3.3. Alimentación por acoplamiento de proximidad

En este método, la línea de microcinta se imprime sobre un sustrato que se coloca directamente debajo del parche, sin contacto físico entre ambos. La transferencia de energía se produce por acoplamiento electromagnético entre la línea y el parche, aprovechando el campo cercano.

Ilustración 7

Método de alimentación por acoplamiento de proximidad



En la gráfica 7 se puede observar el posicionamiento solapado de la línea microcinta al utilizarse la técnica de acoplamiento por proximidad [16]. Esta técnica ofrece un buen aislamiento y permite un ajuste más flexible del acoplamiento sin necesidad de modificar el parche. Además, mejora la eficiencia y el ancho de banda respecto a otros métodos de alimentación indirecta. A pesar de esto, su principal desventaja radica en la dificultad de fabricación y en la necesidad de alinear correctamente ambas capas para asegurar una transmisión estable y eficiente.

2.4. Parámetros de antenas.

Al igual que se han conceptualizado los principios de propagación y la estructura convencional de las antenas parche, es necesario involucrar de forma explícita la definición de parámetros clave, mismos que se encuentran presentes en cualquier antena y son fundamentales para su funcionamiento adecuado.

2.4.1. Impedancia de la antena

La impedancia de entrada de una antena, descrita como Z_a , se define como la relación existente entre el voltaje aplicado en sus terminales, y la corriente total que atraviesa. De forma matemática se expresa como:

$$Z_A = R_A + X_A$$

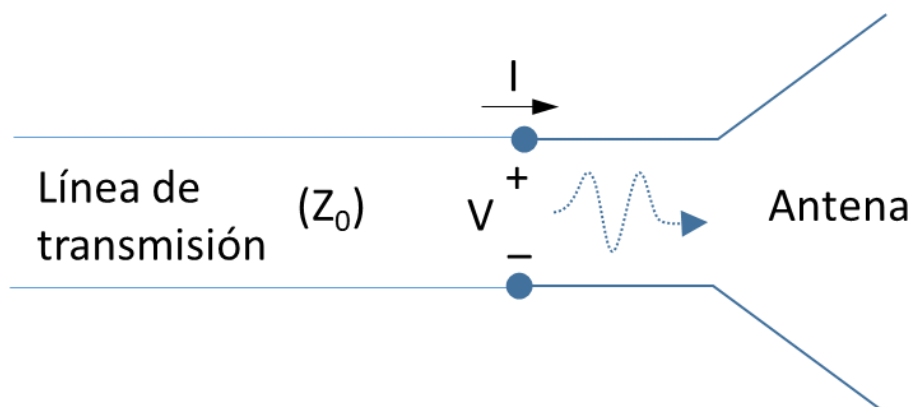
Donde:

- R_A : es la resistencia de entrada, la cuenta está compuesta por:
- Resistencia de radiación (R_{rad}): se refiere a la parte de la impedancia de entrada que se relaciona con la potencia efectiva radiada por la antena.

- Resistencia de pérdidas (R_{loss}): representa la potencia disipada por las pérdidas en los componentes conductores y dieléctricos, esta pérdida de energía se da en forma de calor.
- X_A : está definida como la reactancia de entrada, aquí la energía se almacena en los campos adyacentes a la antena, su naturaleza puede ser capacitiva o inductiva, por lo que dicha energía puede ser almacenada en campos eléctricos o magnéticos respectivamente.

Ilustración 8

Impedancia de entrada



De acuerdo con la imagen 8, la impedancia de entrada es un parámetro clave al momento de diseñar y analizar antenas, ya que define como será la interacción entre las antenas y los dispositivos conectados. Una buena adaptación de impedancia es esencial para un correcto funcionamiento entre los dispositivos, evitando interferencias y reflexiones, lo que resulta esencial para una mayor eficiencia del sistema [16].

2.4.2. VSWR

La relación de onda estacionaria de voltaje, más conocida como “VSWR” por sus siglas en inglés, es un indicador fundamental que evalúa el rendimiento de la antena. Un valor bajo de VSWR indica que la adaptación de impedancia será mejor, lo que se traduce

en una menor cantidad de energía reflejada hacia el generador. Este parámetro es equivalente a la Relación de Onda Estacionaria (ROE) y está directamente relacionado con la pérdida de retorno, también llamada Return Loss. Estos conceptos determinan si la antena o los dispositivos están correctamente acoplados en términos de impedancia con su línea de alimentación, por lo que es común en la mayoría de los sistemas de RF que la antena y el dispositivo de medición coincidan en una impedancia de 50 ohmios. Este valor está estandarizado por la Data Alliance, que incluye aplicaciones como Wi-Fi, LTE, ISM, protocolos inalámbricos, etc.

En condiciones ideales, la teoría menciona que la totalidad de la potencia de RF será transmitida sin ningún tipo de pérdidas. No obstante, en casos reales es normal que existan imperfecciones en el medio de transmisión, por lo que la impedancia no coincidente provoca que la energía se refleje de vuelta hacia la fuente. Este fenómeno es conocido como onda reflejada y demuestra la importancia de una correcta adaptación de impedancia, ya que dicha reflexión, al exceder cierto umbral puede dañar los equipos conectados a la fuente.

En casos extremos, como una carga aislada o cortocircuito, es posible que el valor del VSWR tienda al infinito. No obstante, en situaciones comunes son aceptables valores de VSWR menores o iguales que 2.0. De igual forma, mientras más bajo sea el valor del ROE, mejor será la adaptación de impedancia entre la antena y su línea de alimentación. Para cualquier dispositivo electromagnético, se tiene estipulado que el valor adecuado de VSWR debe ser igual a 1.0. Este valor mínimo refleja que no existe onda reflejada, siendo la condición ideal para cualquier antena.

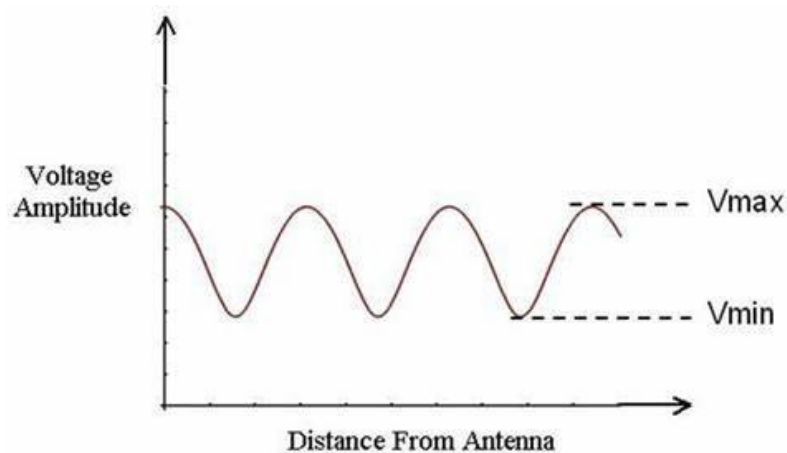
Cálculo de VSWR: Para hallar el valor de la onda estacionaria de voltaje, es necesario aplicar la siguiente fórmula:

$$ROE = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{(1 + |\Gamma|)}{(1 - |\Gamma|)}$$

Aquí se expresa a V_{max} como la amplitud de voltaje máxima, V_{min} sería la amplitud de voltaje mínima, y Γ representa el coeficiente de reflexión. Debe tomarse en cuenta que el coeficiente de reflexión es un número complejo, por lo que este compuesto de una parte imaginaria, incluyendo una magnitud y fase correspondientes a la onda reflejada. A continuación, se expresa en la siguiente grafica las amplitudes correspondientes para el cálculo del VSWR:

Ilustración 9

Picos de voltaje de VSWR



La grafica 9 representa la relación que existe entre los picos de voltaje máximo y mínimo, y la distancia desde la antena. Esta variación es propia del patrón de onda estacionaria que se genera en líneas de transmisión cuando existe una reflexión de energía desde la antena hacia la fuente, que normalmente es producida por un desacoplamiento de impedancias entre los extremos.

2.4.3. Ganancia

Un aspecto clave para la propagación de ondas radiales es la ganancia de la antena, este valor indica la capacidad del dispositivo para transmitir o recibir energía en una

dirección específica, en contraste con una antena isotrópica. La ganancia de una antena normalmente se representa por la letra “G”, y es definida como la relación que existe entre la intensidad de radiación real de una antena, y la intensidad de radiación de una antena isotrópica con su potencia total. Su unidad de medida son los decibelios (dB), y dependiendo del tipo de antena, puede ser dBi, o dBd, refiriéndose a una antena isotrópica o un dipolo de media onda, respectivamente.

Al momento de diseñar sistemas de RF, la ganancia es un factor crítico para un buen funcionamiento, ya que determina la eficiencia de transmisión que tendrá la antena en una zona particular. Una alta ganancia refleja que la antena tiene gran capacidad para concentrar la energía en cierta dirección, lo que resulta útil para extender la cobertura de los sistemas de comunicaciones de forma directiva. Por otro lado, en aplicaciones donde no se requieren altas ganancias, como en el caso de la telefonía móvil, es recomendable utilizar antenas de poca ganancia, de modo que la concentración de energía no sea tan alta, y esta pueda distribuirse uniformemente por toda la región [10].

Matemáticamente la ganancia puede ser descrita por la siguiente fórmula:

$$G = 10 \log_{10} \left(\frac{e_{ap}}{e_{is}} \right)$$

Aquí el e_{ap} se refiere a la potencia radiante efectiva, y por otro lado e_{is} , es la potencia que irradia una antena isotrópica. Este cálculo provee de una razón numérica directa acerca de la efectividad de la antena analizada.

2.4.4. Eficiencia

Otro parámetro peculiar a la hora de prototipar antenas, especialmente todo tipo de antenas pequeñas es la eficiencia de la antena y la eficiencia de radiación.

La eficiencia de la antena expone el vínculo entre la potencia entregada por el generador, y la potencia propagada en el espacio. Aquí se consideran las pérdidas por desacoplamiento de impedancias, que puede ser calculado de la siguiente forma:

$$n_a = n_r(1 - |S_{11}|^2)$$

Las variables expuestas se definen como:

- n_a : eficiencia de la antena
- n_r : eficiencia de radiación
- S_{11} : coeficiente de reflexión

De igual forma, la eficiencia de radiación se entiende como la capacidad de la antena para entregar energía radiada mediante la transformación de la potencia eléctrica del sistema, en energía de radiación en forma de ondas electromagnéticas. Este cálculo se realiza con la fórmula:

$$n_r = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{\Omega}}$$

Las variables representan:

- n_r : eficiencia de radiación
- R_{rad} : resistencia de radiación
- R_{Ω} : resistencia de pérdidas óhmicas

Ambos tipos de eficiencia son medidas de forma porcentual, desde el 0 al 100 por ciento. Para el caso de la eficiencia de la antena, si se llegase a dar una adaptación de impedancia perfecta, solamente se tomarían en cuenta las pérdidas óhmicas y las pérdidas de los materiales usados [17].

2.4.5. Ancho de banda

El ancho de banda de una antena puede definirse como el rango de operación que tiene dicha antena, donde el funcionamiento de la antena va acorde con sus características descritas como; eficiencia, ganancia, impedancia, polarización, etc. El ancho de banda este delimitado desde una frecuencia mínima, hasta una frecuencia máxima, en este intervalo su frecuencia central es considerada como la frecuencia de resonancia para la antena. Por lo que se puede interpretar al ancho de banda como otro parámetro fundamental, que expresa la cantidad de frecuencias en donde la antena puede transmitir o recibir ondas radiales de mejor manera.

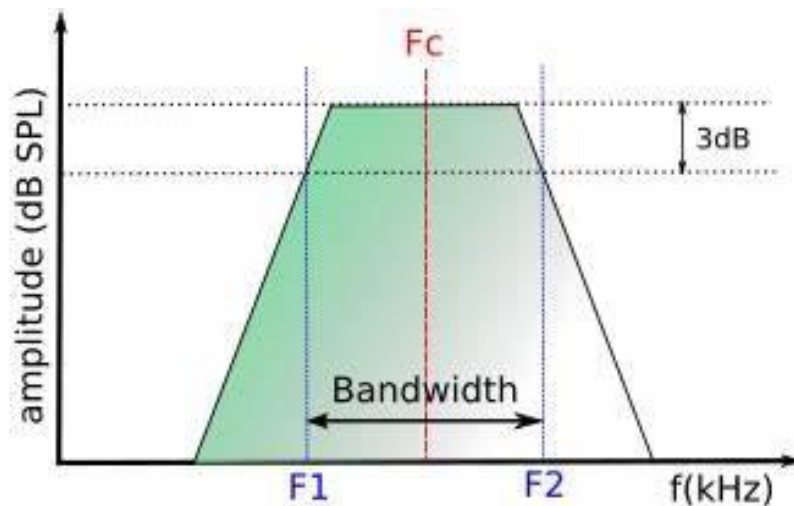
Es importante mencionar que varios tipos de antenas cuentan con un ancho de banda estrecho, por lo que no son adecuadas para operaciones que requieran un ancho de banda amplio con múltiples frecuencias de operación. Esta cuestión se debe a que todas las antenas están diseñadas bajo una geometría finita, por lo que están limitadas a trabajar óptimamente a un ancho de banda específico, o a un margen de frecuencias particular [18]. Este parámetro es conocido por las siglas BW, y puede ser calculado con la siguiente expresión:

$$B_w = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_o}$$

Donde f_{max} y f_{min} representan la frecuencia máxima y mínima del ancho de banda respectivamente, que cumplen con los demás parámetros de la antena, y f_o es la frecuencia central del intervalo de frecuencias [19]. A continuación, se muestra una gráfica estándar sobre el ancho de banda para frecuencias en Kilo Hertz.

Ilustración 10

Ancho de banda y frecuencia central



La imagen 10 muestra el intervalo de frecuencias referente al ancho de banda, aunque en este caso la frecuencia central está en el orden de los Kilo Hertz, el rango de frecuencias dependerá de la aplicación de la antena o el dispositivo radiante, de modo que puede aumentar o disminuir según la necesidad del sistema. Es importante mencionar que la frecuencia de resonancia, ubicada en el centro del intervalo, representa el punto de mejor eficiencia para la antena, ya que los parámetros de diseño están optimizados en función de esta frecuencia específica, siendo el punto donde la antena puede transmitir o recibir información con un desempeño ideal.

2.5. Modelo de acoplamiento por apertura.

Este modelo de diseño difiere del modelo de líneas de transmisión, su principio de funcionamiento se basa en utilizar una ranura o rendija en medio del plano de tierra que puede interpretarse como un puente que recibe la señal desde la línea microcinta. La energía en la microcinta induce campos eléctricos en la rendija que generan corrientes en el parche, esto permite que se comporte como un resonador equivalente a una pequeña línea de transmisión. El diseño de la ranura define el grado de acoplamiento, y por tanto influye en la eficiencia de radiación, el ancho de banda y la adaptación de impedancias de la antena. Este modelo cuenta con 3 estructuras base:

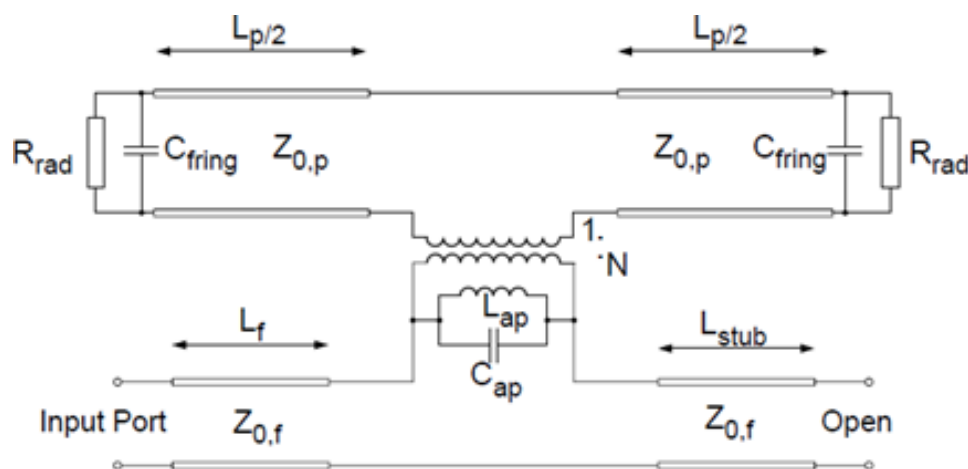
- Parche (radiador): Una lámina conductora que resuena con la energía incidente y produce la radiación electromagnética.
- Plano de tierra con rendija: Componente que recibe la energía por la abertura y actúa como resonador/acoplador, alterando la impedancia y la distribución del campo.
- Línea microcinta de alimentación: Conduce la señal desde la fuente hasta el acoplador; en los modelos eléctricos se representa por una impedancia característica, generalmente cercana a 50Ω .

2.5.1 Circuito equivalente

El modelo equivalente de la antena acoplada por apertura se puede representar mediante un circuito que describe de manera simplificada su comportamiento electromagnético. En dicho esquema, la línea de alimentación microcinta se representa como una línea de transmisión con una impedancia característica Z_0 de 50Ω que transporta la señal de entrada hacia la rendija.

Ilustración 11

Circuito equivalente de antena parche acoplada por ranura



La ilustración 11 representa el modelado de circuito equivalente de una antena parche acoplada por ranura, con cada una de sus variables de diseño, incluyendo resistencias, capacitores, transformadores y líneas de transmisión [20]. En este caso la apertura en el plano de tierra funciona como un resonador electromagnético y se modela mediante un circuito LC compuesto por una inductancia L_{ap} y una capacitancia C_{ap} . Este conjunto reproduce los fenómenos de acoplamiento y resonancia que ocurren físicamente en la apertura, controlando la cantidad de energía que se transfiere desde la línea de alimentación hacia el parche radiante.

El parche se modela, a su vez como un segmento corto de línea de transmisión, cuyas propiedades dependen de su geometría y del material dieléctrico empleado. En el circuito equivalente, este elemento puede incluir resistencias y capacitancias adicionales (R_{fring}) que representan las pérdidas por radiación y los efectos de franja en los bordes del parche. Además, se incorpora una resistencia de radiación R_{rad} para simular la energía efectivamente emitida al espacio libre.

En algunos modelos refinados se introduce también una relación de transformación N , la cual actúa como un transformador de impedancia que ajusta el acoplamiento entre la línea de alimentación y el resonador, optimizando así la transferencia de potencia y la adaptación del sistema. En conjunto, este circuito equivalente permite predecir la respuesta en frecuencia, la impedancia de entrada y el comportamiento de resonancia del sistema, facilitando el análisis y diseño de la antena antes de su implementación práctica.

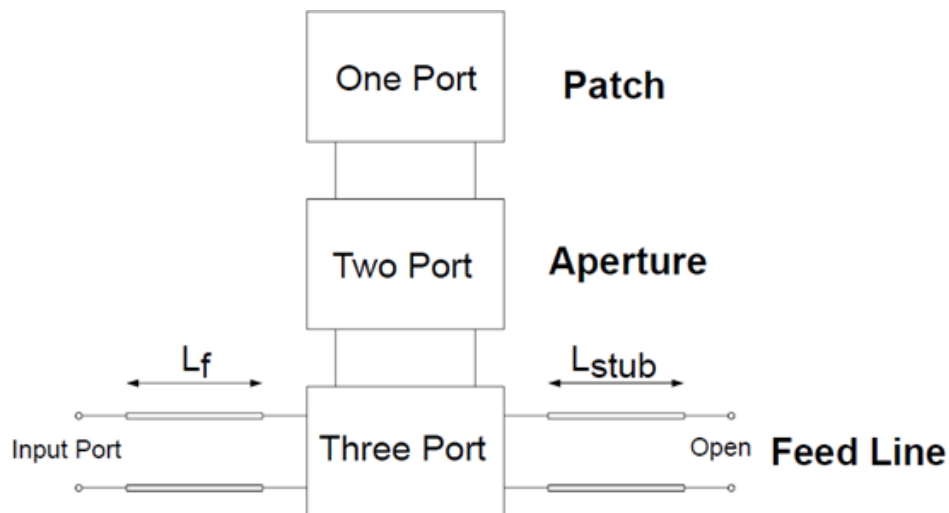
2.5.2. Diagrama de bloques del sistema

El funcionamiento general de la antena acoplada por ranura puede representarse mediante un diagrama de bloques que muestra la transferencia progresiva de energía a lo

largo de sus distintos elementos. Seguidamente se muestra el diagrama de bloques para el funcionamiento del modelo descrito:

Ilustración 12

Diagrama de bloques de antena microcinta acoplada por ranura



El diagrama de bloques representado en la ilustración 12, explica el funcionamiento de la antena acoplada por slot, donde se ilustran 3 elementos principales identificados a su vez con distintos puertos [20]. En este modelo, la señal de radiofrecuencia proveniente de la línea microcinta se propaga hasta la apertura ubicada en el plano de tierra, donde el campo electromagnético es concentrado y acoplado hacia el parche.

La ranura representa el enlace entre la línea de alimentación y el elemento radiante, permitiendo que las corrientes inducidas en el parche se conviertan en ondas electromagnéticas que se irradian al espacio libre. Este proceso refleja el principio de acoplamiento por apertura, en el cual la energía pasa de un medio confinado, que en este caso es la microcinta, a un medio radiante como el parche sin conexión directa. En términos de modelado, el sistema puede interpretarse como un conjunto de tres puertos:

- Puerto 1 de entrada, correspondiente a la fuente o generador que alimenta la línea microcinta.
- Puerto 2 de acoplamiento, ubicado en la rendija del plano de tierra, donde se realiza la transferencia de energía entre la línea y el parche.
- Puerto 3 de radiación, que representa la salida hacia el espacio libre, por donde se emite la energía en forma de ondas electromagnéticas.

Estos puertos ayudan a modelar y analizar cómo la energía fluye a través de la estructura, permitiendo entender y optimizar su rendimiento.

2.6. Modelo de líneas de transmisión.

El modelo de líneas de transmisión microcinta proporciona una estructura eficiente y de fácil fabricación, está conformado por un plano conductor superpuesto de un dieléctrico, que hace posible la transmisión de señales electromagnéticas de manera efectiva. La línea de transmisión microcinta se entiende como una aproximación plana equivalente a la mitad inferior de un cable coaxial, compuesto por un trazo o línea conductora en la parte superior, y un dieléctrico que cubre al plano conductor. El modo determinante de esta línea es conocido como “Cuasi TEM” que hace referencia al comportamiento semejante de una onda TEM, pero con diferencias técnicas puntuales.

2.6.1. Parámetros geométricos

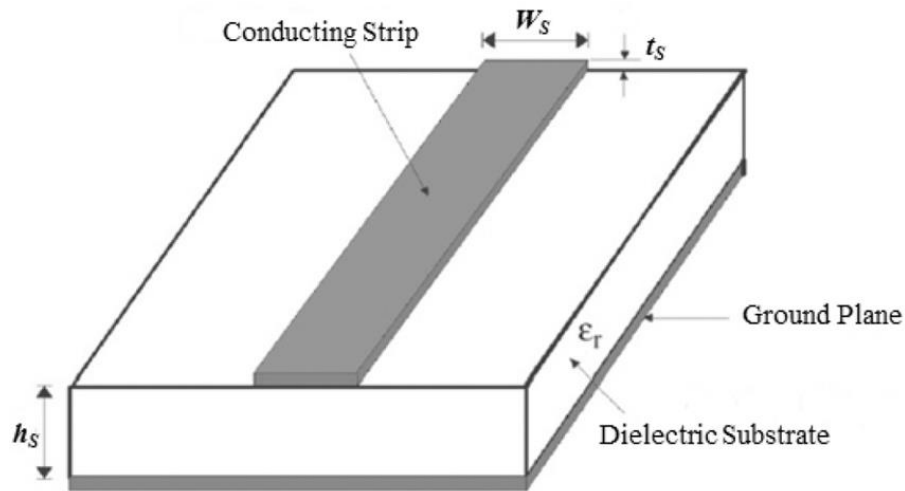
Para el diseño de una línea de transmisión es necesario involucrar los siguientes parámetros geométricos:

- W: ancho de la línea
- L: largo de la línea
- Hs: altura del dieléctrico

- ϵ_r : permitividad relativa

Ilustración 13

Modelo de línea microcinta



En la ilustración 13 se expone el modelo convencional de una línea microcinta, que sirve de base para todo el análisis de las ondas TEM y cuasi TEM [29]. Si bien en este modelo la onda TEM se concentra en el dieléctrico, se considera como modelo “Cuasi TEM” ya que la concentración del campo magnético no se da únicamente en el dieléctrico, sino que también se extiende hacia el espacio libre, lo que conlleva a realizar el cálculo adicional de una permitividad relativa efectiva E_e , de modo que se tome en cuenta los campos electromagnéticos del espacio libre en conjunto con los del dieléctrico.

La fabricación de una línea de transmisión puede realizarse de distintos métodos, entre los más conocidos destaca el diseño en placas de circuito impreso (PCB), pero debe tomarse en cuenta la eliminación de impurezas para un correcto acabado, por lo que se recurre a fresadoras o fotolitografía. La facilidad de acceso al conductor central es una de las grandes ventajas de las líneas microcinta, pero también representa una ventaja clara, ya que su exposición al medio es susceptible a interferencias o señales cercanas.

2.6.2. Ecuaciones aplicadas

Para calcular correctamente la impedancia característica de una línea microcinta se recurren a las siguientes formulas:

$$Z_o = \frac{60}{\epsilon_r} \ln \left(\frac{8d}{w} + \frac{w}{4d} \right) \quad , \quad \frac{w}{d} \leq 1$$

$$Z_o = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left[\frac{w}{d} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w}{d} + 1.444 \right) \right]} \quad , \quad \frac{w}{d} \geq 1$$

Se tienen 2 casos particulares; donde la fracción entre el ancho de la línea (w) y la altura del dieléctrico (d) deben ser mayores o iguales que 1, y su versión contraria. Aunque previamente debe calcularse de la permitividad efectiva para poder encontrar la impedancia:

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{d}{w}}}$$

También se presenta la relación existente entre la velocidad de fase con la ondea Cuasi TEM guiada por líneas de transmisión, que a su vez es igual a la velocidad de la luz sobre la raíz de la permitividad efectiva:

$$V_{ph} = \frac{1}{\sqrt{u_o \epsilon_o \epsilon_e}} = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_e}}$$

A continuación, se exponen los principios matemáticos para el diseño de líneas microcinta, empleando ecuaciones que han sido derivadas experimentalmente para simplificar los procesos de cálculo:

$$A = \frac{Z_o}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1}} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)$$

$$\frac{w}{d} = \frac{8e^A}{e^{2A-2}} \quad , \quad \frac{w}{d} < 2$$

$$\frac{w}{d} = \left[B - 1 - \ln(2B + 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.11}{\epsilon_r} \right\} \right], \frac{w}{d} > 2$$

$$B = \frac{377 \pi}{2 Z_o \sqrt{\epsilon_r}}$$

Es común que al diseñar líneas de transmisión se comience agregando los valores de la altura del sustrato (d) y la permitividad (ϵ_r), ya que son variables conocidas que corresponden a las placas de circuito impreso. También es importante iniciar los cálculos con funciones por partes que dependan de la relación entre “ w ” y “ d ”, y realizar nuevos cálculos si la solución no coincide con los criterios establecidos.

Debido a que la definición de modos en líneas de transmisión suele ser compleja, se establece una regla de aproximación para establecer el umbral de frecuencias para líneas microcinta, donde los cálculos se realizan en función de la velocidad de la luz y la permitividad relativa:

$$F_t \approx \frac{C}{4d\sqrt{\epsilon_r - 1}}$$

Esta frecuencia es considerada el límite recomendable para el funcionamiento correcto de cualquier línea de transmisión, por lo que su utilización en conjunto con las demás formulas planteadas son de gran relevancia para el diseño y fabricación de líneas microcinta siguiendo el modelo de líneas de transmisión.

2.7. Polarización circular en antenas microcinta.

Hoy en día la necesidad de implementar en los sistemas de comunicaciones móviles la capacidad de soportar múltiples servicios como; mejoras en velocidad, conmutación entre varios canales, calidad de voz y video, etc. Ha traído consigo un incremento exponencial en el desarrollo de nuevas antenas que trabajen con un ancho de banda mucho más amplio y que puedan operar en múltiples frecuencias.

Este crecimiento de los sistemas de comunicación demanda consigo el diseño de antenas con un peso ligero, que sean de tamaño reducido, y de bajo costo. Debido a estas exigencias, las antenas parche han sido de gran utilidad para estas aplicaciones inalámbricas debido a sus características de diseño e implementación. Se sabe que típicamente las antenas microcinta trabajan en una sola banda, pero las necesidades actuales requieren que sean capaces de trabajar en varios servicios de forma síncrona, por ejemplo; bandas de 1575 hasta 1175Mhz para sistemas GPS, o bandas entre 900 y 1800Mhz para sistemas de comunicación global (GSM), entre otras.

A pesar de que varias antenas pueden facilitar las funciones en multibanda, esto implica un incremento de costos y el tamaño de los dispositivos no sería el adecuado, además de que los sistemas de múltiples antenas pueden generar problemas de acoplamiento entre sí, por lo que afecta directamente al rendimiento adecuado de los sistemas radiantes. Según la literatura se han planteado varias soluciones para las aplicaciones multibanda, entre ellas se encuentran; estructuras de antenas que trabajen inicialmente en una sola banda de forma asimétrica, hacer slots al parche radiador o en el plano aislante, emplear parches apilados en varios dieléctricos, usar múltiples parches radiantes de diversos tamaños que trabajen en distintas frecuencias, etc. [21].

Si bien existen varias soluciones para implementar sistemas de comunicación con múltiples bandas de operación, tienden a ser soluciones poco prácticas y con problemas de dimensionamiento, por lo que es prioridad el diseño de antenas microcinta que sean multibanda sin recurrir al apilamiento de sustratos o sistemas de múltiples antenas. La polarización circular en antenas parche ofrece soluciones al problema de polarización cruzada y desvanecimiento por multi trayectorias, de modo que no es necesario un posicionamiento estricto en su modo de transmisión y recepción, siendo de gran utilidad

para aplicaciones de comunicación móvil donde se dificulte la orientación constante entre las antenas.

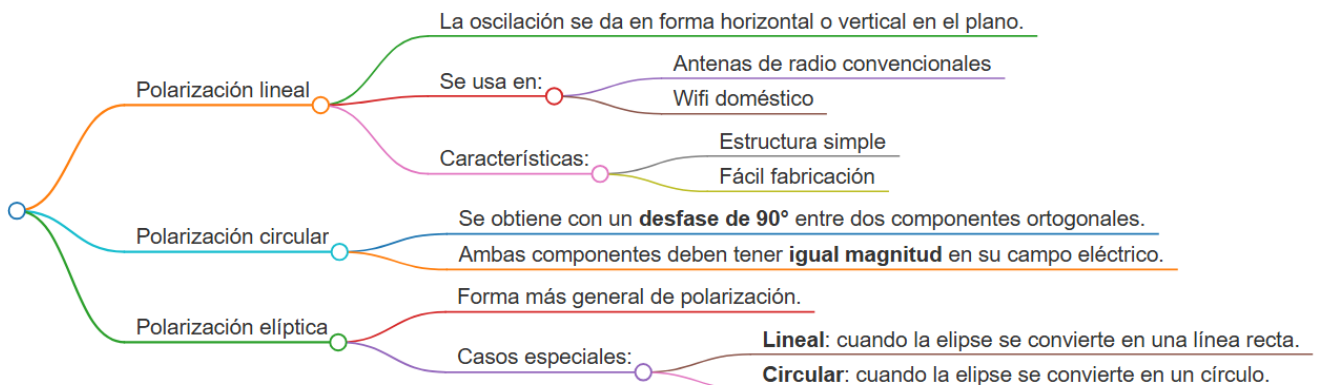
2.7.1. Principio de polarización circular (CP)

La polarización de un elemento radiante puede definirse como la propiedad de una onda electromagnética, que describe su dirección de propagación variable en el tiempo y la magnitud relativa en el vector del campo eléctrico, por lo que la polarización de una antena está dada por la dirección de propagación de la onda transmitida. Cuando no se conoce la dirección de radiación, se asume la polarización de la onda en el punto de máxima ganancia, aunque en la práctica la polarización de la energía propagada cambia según la dirección del centro de la antena [21].

La polarización puede clasificarse en; lineal, circular o elíptica. Normalmente el campo eléctrico de la onda se encuentra a lo largo de una línea en el espacio en función del tiempo, en este caso la onda esta polarizada linealmente. Es común que la forma descrita por el campo eléctrico sea dada por una elipse, de aquí derivan casos particulares como la polarización lineal y circular. A continuación, se describe un esquema grafico que ejemplifica los casos de polarización para antenas:

Ilustración 14

Características de los tipos de polarización

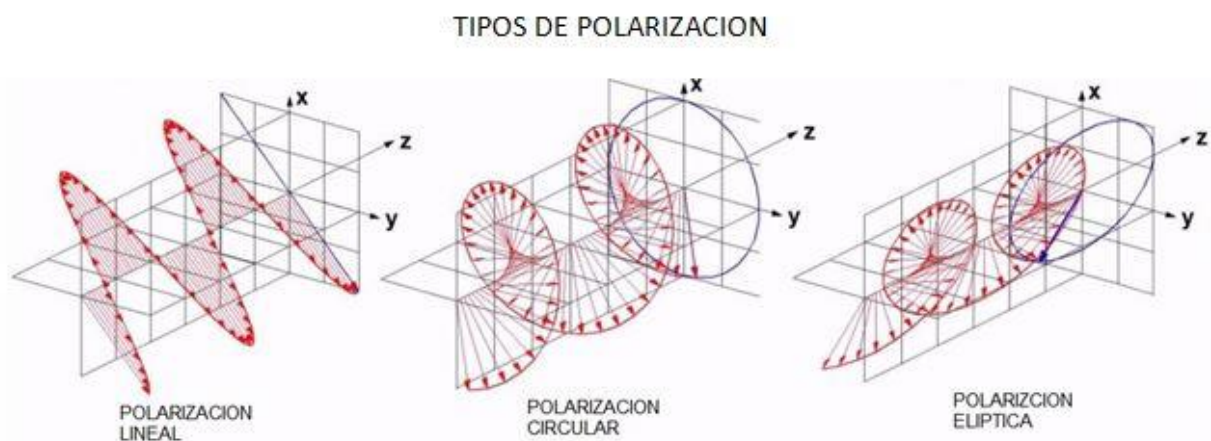


El esquema de la gráfica 14 representa las características específicas de cada tipo de polarización. Se observa que la polarización lineal tiene grandes aplicaciones de uso doméstico y cotidiano, además de requerir una estructura de diseño simple. Por lo que sirve de eje central para cualquier sistema de comunicación sencillo.

En particular para la polarización circular, se nota que es necesario realizar un desfase de 90 grados entre las componentes ortogonales. Esta cualidad permitirá que la antena posea magnitudes idénticas en su campo eléctrico, de modo que la energía expulsada por la antena consiga esta forma propagación circular. Para conseguir este desfase se pueden usar distintas técnicas, como inserciones en el parche o utilizar elementos adicionales como acopladores. Un hecho clave para la polarización circular en particular, es que el sentido de rotación es determinado por la dirección de giro temporal del campo eléctrico, como una onda que se visualiza a lo largo del trayecto de propagación de esta. Si el giro es en sentido horario, el campo de rotación posee polarización circular de mano derecha, también conocido como “RHCP”, en cambio si el campo rotatorio está en sentido contrario a las manecillas del reloj, la onda está trabajando con polarización circular de mano izquierda, o “LHCP”.

Ilustración 15

Polarización de antenas



De acuerdo con la ilustración 15, se describen los 3 tipos de polarizaciones de antenas para la propagación de energía en el espacio libre [22]. Es importante destacar que conseguir una polarización circular perfecta es irreal, ya que la trayectoria del vector del campo eléctrico, en un instante de tiempo determinado, suele describir una elipse en lugar de una circunferencia. Esta elipse se caracteriza por tener un eje mayor y uno menor, y la relación entre ambos determina la relación axial del elemento radiante. Este valor debe estar lo más cercano posible a la unidad, ya que mientras más se aproxime a uno, mejor será la polarización circular obtenida.

2.7.2. Ventajas de la polarización Circular

Ya hemos expuesto que la polarización de una onda electromagnética describe la orientación del campo eléctrico, en el caso de la PC, el campo rota cíclicamente en el plano perpendicular a su dirección propagación [23]. Las aplicaciones de la PC según la literatura son bastante amplias, especialmente en entornos con dificultades de propagación.

Por lo que pueden destacarse algunas ventajas clave de la PC en entornos rurales como; la estabilidad en sistemas móviles, que hace referencia al cambio de orientación de las antenas o terminales móviles, de modo que se tiene gran flexibilidad en la orientación de antenas con esta polarización, también permite mejorar la calidad de comunicación satelital, ya que posee gran robustez ante la rotación de satélites y variaciones multi trayectorias, esto mejora significativamente la fidelidad y calidad de señal en comunicaciones satelitales. De igual forma esta polarización es menos susceptible a pérdidas por cambios de atmósfera o condiciones climáticas, por lo que mantiene su estabilidad incluso en zonas adversas o de gran vegetación, evitando degradaciones que afectarían a la calidad del enlace.

Todas estas cualidades en conjunto permiten garantizar la calidad y fidelidad de los enlaces radioeléctricos en aplicaciones rurales; como sistemas de satélite, comunicaciones inalámbricas, sistemas agrícolas, redes de sensores o conectividad remota.

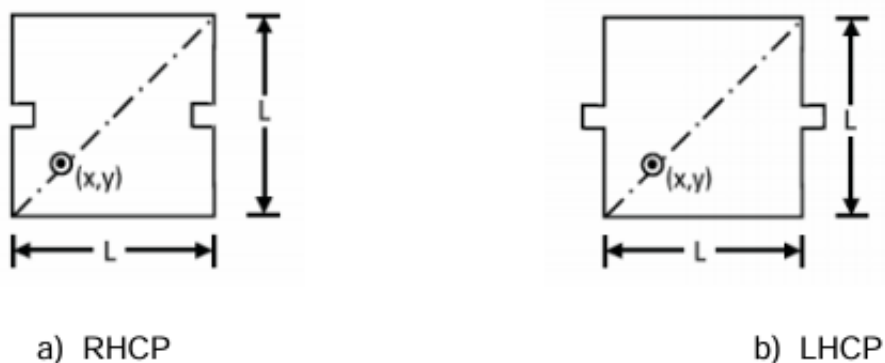
2.7.3. Métodos de implementación de PC para antenas microcinta

2.7.3.1. Alimentación única

Las antenas con este tipo de alimentación para generar polarización circular se caracterizan por tener un ancho de banda de impedancia pequeño: -10dB y de relación axial: -3dB. Este tipo de alimentación no requiere de componentes externos, por lo que su implementación es bastante sencilla. En este caso, el método consiste en utilizar una alimentación en cruz con un parche cuadrado, agregando muescas en sus laterales, este parche es conocido como parche casi cuadrado, de modo que se logre excitar dos modos ortogonales que estén desfasados 90 grados, logrando que los modos TM_{01} y TM_{10} trabajen con frecuencias de operación cercanas entre si [24].

Ilustración 16

Parche casi rectangular

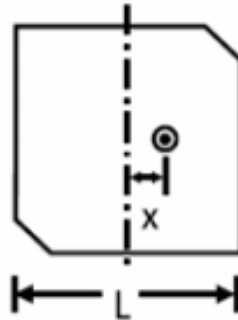


En la imagen 16 se nota que la ubicación del punto donde se alimenta el parche indica la intensidad de radiación de cada uno de los modos, si ambos modos son excitados

con la misma amplitud, y tienen un desfase natural de 90 grados, se obtiene polarización circular [24]. Es importante mencionar que el acoplamiento de cada modo depende de la fuerza del campo eléctricos en el punto de excitación.

Ilustración 17

Parche de esquinas recortadas



De igual forma como se expone en la gráfica 17, existen otras técnicas para modificar el parche y generar polarización circular, en este caso se recortan las esquinas del parche de forma opuesta, y se alimenta desde uno de los laterales [24]. Si se recortan específicamente las esquinas mostradas en la imagen, se consigue polarización circular de mano derecha (RHCP), de igual forma que si se realiza el corte en las esquinas contrarias de la imagen, se obtiene polarización circular de izquierda (LHCP).

2.7.3.2. Parche con slot diagonal

Ilustración 18

Parche de slot diagonal



En este diseño de la gráfica 18 se crea una ranura diagonal en el parche radiador, también conocida como “slot” [25]. Esta muesca interna del parche provoca que las frecuencias de resonancia de los modos ortogonales tengan una diferencia entre sí, logrando la polarización deseada. También se observa que, a diferencia de las otras técnicas, en este caso el punto de acoplamiento está centrado en la parte inferior del parche a una distancia “Y” desde el borde hacia arriba.

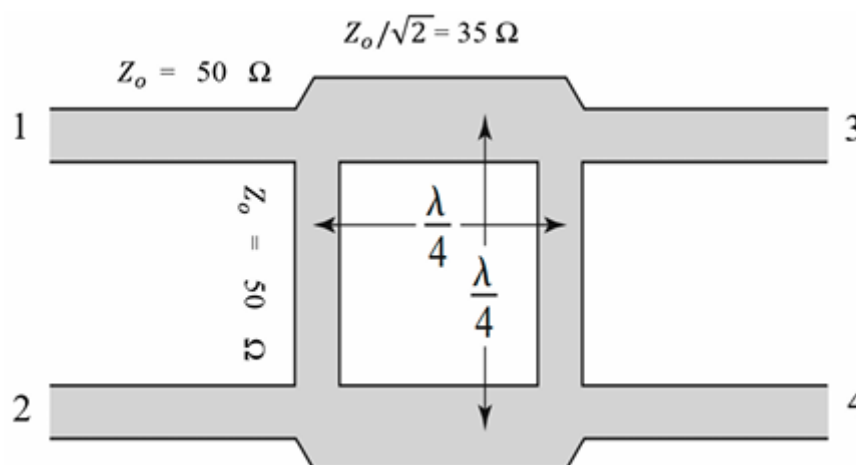
2.7.3.3. Alimentación Dual (Dual-Fed)

El termino de “Dual–Fed” hace referencia a un tipo de alimentación dual por acoplamiento de proximidad. Este enfoque en específico permite excitar dos modos perpendiculares entre sí, generando polarización circular dual; RHCP y LHCP de forma simultánea. Para este método es necesario utilizar dos elementos clave:

- Acoplador híbrido de 90 grados.
- Alimentación de acoplamiento por proximidad.

Ilustración 19

Acoplador Híbrido para antenas de PC



En la gráfica 19 se observa un acoplador híbrido con sus respectivas impedancias en cada uno de sus brazos, y un dimensionamiento a $\lambda/4$ para que sea posible un

acoplamiento adecuado en cada uno de sus puertos de salida [35]. Este dispositivo al ser un elemento pasivo su labor es dividir la señal de entrada entre las dos salidas, las cuales deben contar con la misma magnitud, un desfase de 90 grados, y estar aisladas entre sí. Estas cualidades son fundamentales para conseguir la polarización circular, ya que se requiere de dos modos perpendiculares que estén excitados con un desfase de 90 grados.

En cuanto a la alimentación, se utiliza un acoplamiento por proximidad, esta técnica es usada para enviar potencia desde la línea microcinta hacia el parche radiador sin necesidad de un contacto físico [26]. Para dicha técnica se requieren de dos capas de sustrato dieléctrico, donde cada uno cumple con las siguientes funciones:

- Sustrato 1 (superior): Contiene el acoplador de desfase.
- Sustrato 2 (inferior): cumple de soporte para el parche ranurado.

Entre ambos sustratos se crea un acoplamiento por ondas electromagnéticas que transfieren la energía desde la línea física hacia el parche. En este método se pueden resaltar algunas ventajas de gran relevancia:

Mayor ancho de banda en comparación con una alimentación directa

Reducción de radiaciones espurias ya que no existe una conexión física

Mejor eficiencia de acoplamiento al ajustar correctamente las dimensiones

2.7.3.4. Parche múltiple (stacked)

Este método para generar polarización circular tiene sus bases en el uso de parches con las esquinas truncadas, con la diferencia de que se recurre al apilamiento de los parches para mejorar el ancho de banda del sistema sin perder compactación. La alimentación puede darse de varias formas, ya sea por una sonda coaxial o línea microcinta, lo que permite integrar fácilmente la antena a distintos sistemas. Es

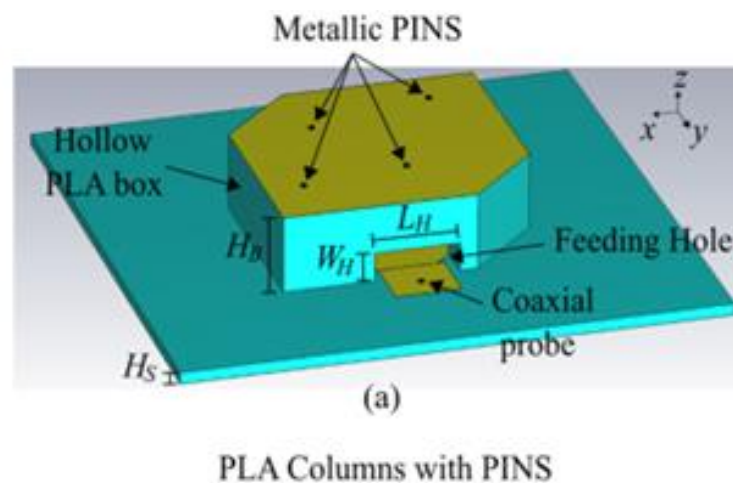
importante mencionar que la conexión entre los parches debe darse mediante pines conductores, los cuales serán responsables del acoplamiento electromagnético entre los parches, y facilita la obtención de la polarización circular [27].

Para la fabricación se puede recurrir a técnicas de impresión 3D [28], usando PLA (ácido poliláctico) como dieléctrico y soporte, lo que permite reducir el tiempo de fabricación y abaratar costos. Esta técnica en contraste con las anteriores mencionadas tiene características que favorecen en gran medida los parámetros de la antena diseñada:

- Simplicidad estructural de una sola alimentación.
- Compatibilidad con arrays de antenas.
- Excelente ganancias y amplio ancho de banda.
- Fabricación económica y replicable con impresión 3D.

Ilustración 20

Antena patch 3D truncada con sonda Coaxial



En concordancia con la imagen 20, se ilustra la técnica de parche múltiple con esquinas truncadas y sus pines conductores [36]. Un aspecto clave que debe tomarse en cuenta para este método, es que se debe controlar la región alrededor del parche para que

sea delgada, esto reduce las pérdidas dieléctricas y las ondas de superficie, que suelen ser problemas comunes de antenas fabricadas con sustratos gruesos.

2.8. Consideraciones ambientales y geográficas en zonas rurales.

El despliegue de sistemas de comunicación para zonas rurales implica tomar en cuenta varios factores desafiantes para conseguir un buen rendimiento, entre ellos destacan la topología del lugar y las condiciones ambientales, que también pueden afectar a la durabilidad y eficiencia de los sistemas radiantes. En contraste con entornos urbanos, donde existe el acceso a mantenimientos constantes y las infraestructuras tienen mayor robustez, las zonas rurales necesitan de soluciones autónomas que no dependan constantemente de mantenimientos, que estén adaptadas a la topología desafiante del lugar, y que sobre todo tengan mayor robustez para escenarios de intemperie.

Existen distintas condiciones que son importantes de analizar al momento de solventar comunicaciones móviles en zonas rurales, especialmente cuando las antenas se encuentran expuestas en condiciones adversas:

2.8.1. Condiciones típicas de la región

- **Alta humedad y lluvias frecuentes**

Es común que el desgaste de las estructuras metálicas y los materiales dieléctricos de las antenas, se vean afectados por la humedad y las lluvias constantes, esto provoca que los valores dieléctricos se vean alterados y afecten los campos electromagnéticos, de igual forma los soportes metálicos van generando corrosión y desgaste por los efectos del clima.

- **Polvo y partículas**

En condiciones de intemperie, los sistemas radiantes se encuentran expuestos al polvo y suciedad, estos tienden a acumularse en superficies externas y con el paso del

tiempo van afectando las características de rendimiento, como el rango de frecuencias y ganancia de la antena, además de que la calidad de los cables y conectores también puede reducirse con estos factores.

- **Temperaturas extremas**

El tiempo prolongado a temperaturas extremas, en particular a altas temperaturas, suele provocar dilatación y contracción en los materiales, generando deformaciones en las estructuras y componentes, que a su vez provocan pérdidas por desalineación o microfisuras. Para estos casos suele recomendarse el uso de materiales con poca expansión térmica y alta resistencia al calor.

- **Vegetación densa**

Las condiciones naturales como la vegetación robusta o árboles de gran tamaño, suelen dificultar la interacción entre las antenas, de modo que la línea de vista (LOS) puede verse obstaculizada, provocando atenuaciones por absorción y dispersión de la señal, o fluctuaciones debido al movimiento de grandes ramas. Estos problemas en particular suelen darse en bandas de frecuencias altas.

Estas condiciones implican que el diseño de antenas en zonas rurales sea con tolerancias elevadas y materiales idóneos para mantener las propiedades dieléctricas, ya que con el paso del tiempo las condiciones naturales pueden degradar las características de propagación y afectar la calidad de las comunicaciones.

2.9. Requerimientos de robustez mecánica y estabilidad.

La implementación de antenas en zonas rurales requiere en gran medida de una robustez mecánica alta, y contar con una estabilidad operativa de tiempo prolongado, ya que el mantenimiento continuo puede verse limitado por la topología del lugar y

dificultades de acceso. Por estas razones las antenas deben tener las siguientes características:

- **Resistencia a impactos mecánicos y vibraciones**

En entornos rurales las ráfagas de viento pueden alterar el posicionamiento o integridad estructural de las antenas, también pueden ser afectadas por la caída de árboles, o incluso por la interacción con animales del entorno. En estos casos se recomienda que el diseño sea acorde a las características del lugar, utilizando montajes seguros con carcasas protectoras, que reduzcan las vibraciones y daños por impactos físicos .

- **Estabilidad contra cambios climáticos**

Para garantizar el correcto funcionamiento de antenas en ambientes rurales, es de vital importancia escoger materiales de alta resistencia a condiciones climáticas. Estos componentes al estar en la intemperie deben soportar factores como humedad, radiación ultravioleta y lluvias prolongadas, sin deteriorarse con el paso del tiempo. Por lo que es importante emplear materiales anticorrosivos y resistentes a estas condiciones, que prolonguen el tiempo de vida útil de las antenas y conserven sus propiedades electromagnéticas.

- **Durabilidad sin mantenimiento frecuente**

Es deseable que la infraestructura y componentes utilizados para el sistema radiante no requieran lubricación, ajustes o reparaciones de forma periódica, de modo que las antenas puedan operar óptimamente sin la necesidad de un monitoreo y mantenimiento constante. Un sistema de antenas que pueda trabajar constantemente sin supervisión reduce la probabilidad de interrupciones y da confiabilidad a la red.

Estas características permiten el despliegue eficiente y sostenible de sistemas de comunicación en zonas rurales. Una infraestructura de antenas que cuente con robustez, resistencia ambiental y autonomía operativa es de suma importancia para garantizar un servicio estable y de calidad, especialmente cuando las intervenciones por mantenimiento pueden verse retrasadas por las mismas dificultades del sector, de ahí la importancia de que los sistemas de comunicación móvil en estas zonas sean independientes de mantenimientos regulares, además de que reduce costos operativos y mejora la confiabilidad de la red.

2.10. Relevancia de la ubicación y altura de instalación en zonas rurales

Dentro de las zonas rurales, la altura y ubicación precisa para la instalación de equipos de telecomunicaciones es de suma importancia, ya que garantiza la cobertura y calidad de señal para los abonados del sector. A diferencia de entornos urbanos donde es común tener terrenos planos e infraestructura densa, en áreas rurales se presentan desafíos como la geografía irregular e infraestructura reducida, además de contar con la vegetación típica de estas regiones [29].

- **Ubicación**

Posicionar adecuadamente el sitio de instalación requiere tomar en cuenta puntos elevados, como cerros o lugares despejados, que permitan a la señal viajar por el medio con mayor facilidad, evitando obstáculos regulares como el follaje natural, montañas, o edificios dispersos. Esta infraestructura debe estar ubicada en un punto central respecto a la zona que se desea dar cobertura, de modo que se pueda abordar la mayor cantidad de usuarios dispersos en grandes distancias, y mejorar en gran medida la eficiencia del sistema.

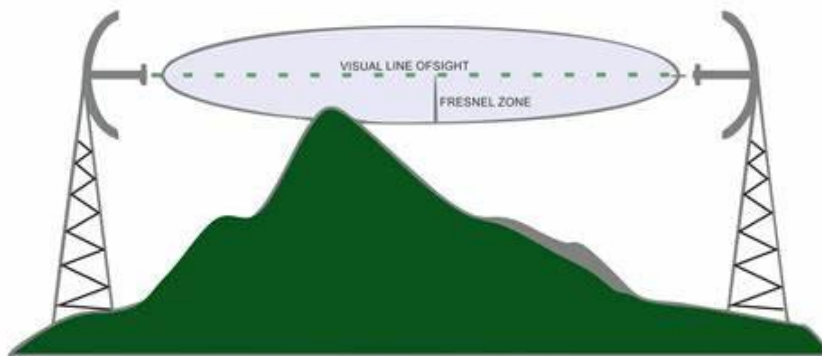
- **Altura**

Una altura adecuada para los sistemas radiantes influye directamente en la cobertura de la señal proporcionada. A mayor altura, mejor será la línea de vista entre las antenas receptoras y transmisoras, lo que evitará conflictos con interferencias adyacentes o pérdidas de señal. No obstante, se debe tener cuidado con alturas excesivas por encima de 60 metros, ya que pueden generar fenómenos como distorsión y aumento en la caída de llamadas, provocados por la canalización atmosférica [29].

Dentro de áreas rurales, debido a la baja densidad poblacional, los usuarios están distribuidos en grandes extensiones de terreno, por lo que es indispensable encontrar un punto de equilibrio; entre la altura suficiente que provea de gran cobertura y estabilidad, y de no exceder los límites que afecten la calidad de la señal, tomando en cuenta la poca infraestructura del lugar.

Ilustración 21

Línea de vista y zona de Fresnel entre antenas



La ilustración 21 representa de forma precisa el posicionamiento de radio bases en zonas montañosas [39]. Este caso es muy cotidiano en zonas rurales, por lo que requiere de una altura acorde para conseguir una transmisión y recepción adecuada. Para esta situación es importante realizar el cálculo de la zona de Fresnel, que permitirá describir si el enlace está trabajando de forma óptima a pesar de las condiciones adversas del terreno.

En resumen, para las áreas rurales es importante elegir correctamente la ubicación y altura de las antenas, ya que no solo optimiza el rendimiento de los equipos y la red, sino que también contribuye a reducir costos operativos al evitar múltiples estaciones repetidoras o refuerzos en la señal, mejorando la eficiencia técnica y económica del sistema.

MARCO CONCEPTUAL

Descripción:

Este apartado del capítulo 2 como propósito brindar una contextualización técnica de los aspectos a considerar para cumplir con el segundo objetivo planteado, que se basa en desarrollar el diseño de la antena microcinta de bajo perfil empleando el modelo de líneas de transmisión en función de tecnologías 4G. Este objetivo conlleva gran relación con los fundamentos de antenas parche descritos en el marco teórico, ya que brinda las bases teóricas de los parámetros necesarios para el desarrollo eficaz de la antena.

De forma concreta, se desarrollará el marco conceptual de las temáticas requeridas para poder simular antenas microcinta con PC acorde a las necesidades del prototipo repetidor 4G, además de involucrar aspectos clave como el software de simulación que se utilizará, y los cálculos teóricos para el diseño de los parches radiantes. Por lo que se hará uso de la metodología experimental y el análisis cuantitativo, con el fin comprender los datos técnicos de la simulación y poder evaluar resultados.

2.11. Cálculos analíticos de las dimensiones de la antena 4G.

Para el diseño de la antena microcinta de bajo perfil con polarización circular, primero es necesario brindar un bosquejo del trabajo basado en los requisitos técnicos de la tecnología 4G, tomando en cuenta que las antenas parche serán utilizadas para el prototipado del repetidor 4G mencionado en los antecedentes de este trabajo.

Si bien se han abarcado los fundamentos teóricos para el diseño de las antenas, además de los distintos métodos para lograr polarización circular en el parche radiador, analizar los aspectos técnicos como las bandas de operación y las limitaciones de redes 4G, son elementos clave que permitirán proveer de un diseño estable y óptimo para su implementación en el prototipo repetidor.

2.11.1. Bandas 4G en entornos rurales

Las redes LTE en zonas rurales operan principalmente en bandas de baja frecuencia (700-900 MHz) para maximizar la cobertura y penetración en entornos con dispersión geográfica. Se conocen los siguientes requisitos:

- Ancho de banda mínimo: 10 MHz por canal (para velocidades > 5 Mbps).
- Sensibilidad de recepción: -100 dBm para SINR > 0 dB en celdas de hasta 15 km.

En el despliegue de redes 4G rurales, la selección de la banda de frecuencia requiere de un equilibrio crítico entre cobertura, capacidad y eficiencia espectral, siendo factores que determinan la viabilidad técnica y económica de proyectos en zonas remotas. En Latinoamérica, este desafío se intensifica por la diversidad geográfica y regulatoria, en el contexto nacional, se han priorizado bandas de baja frecuencia para garantizar conectividad en regiones montañosas y selváticas.

Tabla 1

Despliegue de redes 4G

Despliegue de redes 4G			
Asignación LATAM	Banda (MHz)	Ventajas	Limitaciones
México, Brasil	700 – Banda 28	Mayor alcance (~ 20 km)	Capacidad baja (5Mhz)

Chile, Argentina	850 – Banda 5	Relación Cobertura / capacidad	Interferencia de GSM
Perú, Colombia	1800 -Banda 3	Mayor Capacidad (20Mhz)	Alcance reducido (~8km)

Nota. Fuente: [40].

La tabla 1 ilustra información de gran relevancia para comprender el desempeño de las bandas LTE en entornos rurales, por lo que es adecuado enfatizar en los siguientes parámetros:

- Cobertura vs Densidad: Mientras la frecuencia de 700 MHz alcanza hasta 20 km, otras como 1800 MHz ofrece mayor capacidad, por lo que resulta ideal para comunicades semi rurales.
- Eficiencia espectral: Esta variable es fundamental para aplicaciones que requieran una conectividad de calidad, como telemedicina, video conferencias, clases en línea, etc. A mayor eficiencia espectral, mejor serán aprovechados los recursos de la red.

A continuación, se expone una tabla comparativa de los parámetros mencionados en la tabla 1, en el contexto de las bandas de operación nacionales:

Tabla 2

Parámetros de Redes 4G

Parámetros redes 4G			
Parámetros	700MHz – Banda 28	850MHz – Banda 5	1800 MHz – Banda 3
Cobertura (km)	15 - 20	10-15	5-8

Eficiencia (bps/Hz)	1-2 – 1.8	1.0–1.5	2.5-3.0
Uso en Ecuador	CNT EP	Claro	Movistar

Nota. Fuente: [30].

Según la interpretación de las tablas 1 y 2 respectivamente, se considera que la portadora de 850 MHz ofrece un equilibrio ideal para el diseño propuesto de la antena parche compacta con PC, ya que esta frecuencia proporciona un alcance de aproximadamente 12 km, siendo una opción ideal para zonas de infraestructura limitada. Además, presenta una eficiencia aceptable para servicios móviles que demandan una gran capacidad en la transmisión de datos, manteniendo al mismo tiempo una conexión estable.

Este análisis justifica el diseño de la antena a una frecuencia de operación cercana a los 850 MHz, ya que dicha frecuencia brinda un balance óptimo entre el alcance de la banda de 700 MHz y la alta eficiencia que se logra en la banda de 1800 MHz. Por lo que se convierte en la frecuencia adecuada para las condiciones rurales del Ecuador y otros países de Latinoamérica, ya que se requiere de una cobertura amplia al igual que un rendimiento eficiente, sin necesidad de recurrir a configuraciones complejas o costosas.

2.11.2. Diseño de la antena microcinta con parche rectangular

La optimización de los parámetros de ancho (W) y largo (L) de la antena parche con PC, es realizada mediante las ecuaciones del modelo de líneas transmisión, ya que representa ventajas clave de cálculo; W está basado en el grosor del sustrato y la frecuencia de resonancia, mientras que L se calibra tomando en cuenta efectos de borde utilizando formulas concretas. La simplicidad del modelo de líneas de transmisión permite realizar análisis de campos electromagnéticos complejos de forma eficiente, simplificando el análisis de estos campos a parámetros de circuitos equivalentes.

Este esquema de ecuaciones permite un cálculo rápido de las dimensiones del parche, además de relacionar directamente la longitud de onda de la frecuencia deseada, permitiendo ajustes de resonancia de forma sencilla. Debido a esto, para el cálculo de los parámetros del parche radiante, se toma como referencia las ecuaciones planteadas del modelo mencionado en el capítulo 1 de este proyecto, además de presentar las ecuaciones para el ancho y largo del parche. A continuación, se muestran las variables usadas:

Tabla 3

Variables de cálculo para antena Parche

Datos de entrada	
Frecuencia de operación (f)	881.5MHz
Impedancia de entrada (z_0)	50 Ω
Permitividad relativa del sustrato (ϵ_r)	4.4
Altura del sustrato (h)	1.6mm
Velocidad de la Luz (c)	3x10 ⁸ m/s

En la tabla 3 se ilustra un cuadro de doble entrada que expone las variables utilizadas para el cálculo de la antena parche, tomando como referencia la frecuencia de operación del prototipo repetidor 4G, y el análisis anterior realizado a frecuencias cercanas de 850MHz:

2.11.2.1. Resolución de las dimensiones del parche radiador a 881,5MHz:

Cálculo del ancho del parche (W):

$$W = \frac{c}{2f} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}$$

Sustitución de valores:

$$W = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{2 (881.5 \times 10^6)} \cdot \sqrt{\frac{2}{4.4 + 1}}$$

$$W = \frac{300}{1763} \cdot \sqrt{\frac{2}{5.4}}$$

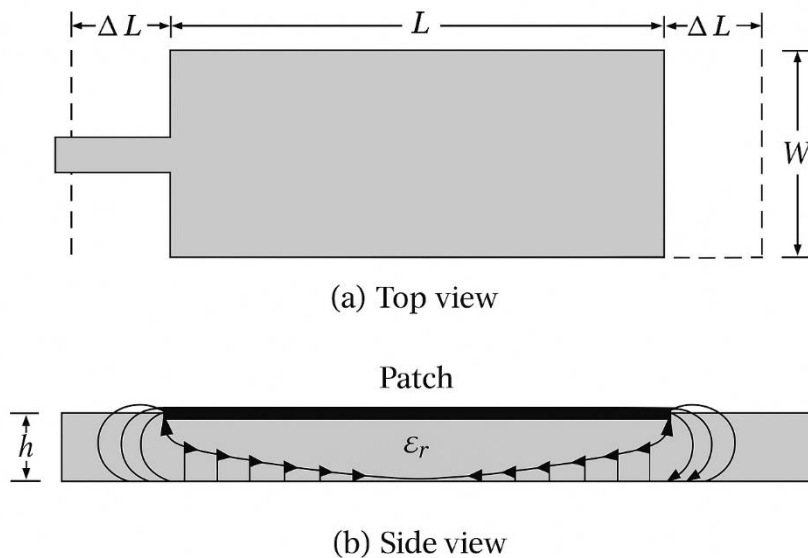
$$W \approx 0.1763 \times \sqrt{0.3704}$$

$$W = 103.5 \text{ mm}$$

Cálculo de la longitud efectiva (L_{eff}):

Ilustración 22

Efecto de borde en parche rectangular ΔL



En la imagen 22 se nota que el efecto de borde suele afectar la longitud real del parche, por lo que suele ser menor que media longitud de onda [42]. Dicho efecto suele darse debido a las dimensiones del parche finitas para ancho y largo, por lo que los campos electromagnéticos generan franjas en los bordes del parche, esto genera que la longitud del parche sea extendida en cada extremo por una distancia ΔL . En función de

esto se procede a calcular la longitud efectiva del parche sin corrección, para posteriormente aplicar la corrección de los efectos de borde.

Longitud efectiva sin corrección:

$$L_{eff} = \frac{C}{2f\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

Aquí se toma en cuenta la permitividad efectiva (ϵ_{eff}) para el efecto del sustrato:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}}$$

Sustitución de valores:

$$\epsilon_{eff} = \frac{4.4 + 1}{2} + \frac{4.4 - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{1.6mm}{103mm}\right)^{-\frac{1}{2}}$$

$$\epsilon_{eff} = 2.7 + 1.7 \times (1 + 0.1864)^{-\frac{1}{2}}$$

$$\epsilon_{eff} = 2.7 + 1.7 \times 0.921$$

$$\epsilon_{eff} = 4.2657$$

Cálculo de la longitud efectiva L_{eff} :

$$L_{eff} = \frac{C}{2f\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

Sustitución de valores:

$$L_{eff} = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{2(881.5 \times 10^6) \times \sqrt{4.2657}}$$

$$L_{eff} = \frac{300}{1763 \times 2.065} \approx \frac{300}{3640.6}$$

$$L_{eff} = 82.4 \text{ mm}$$

Corrección aplicada por el efecto de borde (ΔL):

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

$$\Delta L = 0.412 \times 1.6 \text{ mm} \cdot \frac{(4.2657 + 0.3)(103 \text{ mm}/1.6 \text{ mm} + 0.264)}{(4.2657 - 0.258)(103 \text{ mm}/1.6 \text{ mm} + 0.8)}$$

$$\Delta L \approx 0.6592 \frac{4.5657 \times 64.664}{4.0077 \times 65.175}$$

$$\Delta L \approx 0.6592 \cdot \frac{295.3}{261.2}$$

$$\Delta L \approx 0.745 \text{ mm}$$

Longitud final del parche (L):

$$L = L_{eff} - 2\Delta L$$

$$L \approx 82.4 - 2 \times 0.745$$

$$L \approx 80.91 \text{ mm}$$

Una vez realizadas las operaciones correspondientes para encontrar los valores del ancho y largo del parche radiante, es necesario también calcular las dimensiones de los sustratos dieléctricos donde estará posicionado el parche, por lo que se procede a realizar los siguientes cálculos:

Largo (L) del sustrato:

$$eL = 2L$$

$$eL = 2(80.91 \text{ mm})$$

$$eL = 161.82 \text{ mm}$$

Ancho (W) del sustrato:

$$eW = 1.8W$$

$$eW = 1.8(103.5 \text{ mm})$$

$$eW = 186.3 \text{ mm}$$

Como se puede observar según las fórmulas usadas, para obtener los valores de las proporciones de ancho y largo del sustrato o plano de tierra, se tiene una relación de aproximante 2 veces mayor a las dimensiones de los parches.

2.11.2.2. Resultados de los parámetros W y L

Tabla 4

Formulas del modelo de líneas de transmisión para W y L

Concepto	Ecuación	Resultados 881.5MHz
Ancho (W) del parche	$W = \frac{c}{2f} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}$	103.5 mm
Permitividad efectiva (ϵ_{eff})	$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}}$	4.2657
Longitud efectiva (L_{eff})	$L_{eff} = \frac{c}{2f \sqrt{\epsilon_{eff}}}$	82.4 mm
Efecto de borde (ΔL)	$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3)(w/h + 0.264)}{(\epsilon_{eff} - 0.258)(w/h + 0.8)}$	0.745 mm
Longitud final (L) del parche	$L = L_{eff} - 2\Delta L$	80.91mm
Ancho (W) del sustrato	$eL = 2L$	186.3mm
largo (L) del sustrato	$eW = 1.8W$	161.82mm

Nota. Fuente: [44].

Según los resultados mostrados por la tabla 4, se expresa que los cálculos realizados para las dimensiones de la antena parche se han elaborado de forma exhaustiva. No obstante, es pertinente comparar dichos valores con una calculadora específica de

antenas parche, por lo que se recurre a utilizar la calculadora de “3g-aerial.biz” con el fin de verificar resultados. A continuación, se muestran los cálculos a 881.5MHz:

Ilustración 23

Resultados de 3g-aerial.biz para 881.5MHz

Frequency f: <input type="text" value="881.5"/> Mrq <input type="text" value="Enter frequency manually"/> Input impedance: <input type="text" value="50 ohm"/> Dielectric constant of the substrate ϵ_r: <input type="text" value="4.4"/> <input type="text" value="Manually"/> Height of the substrate h: <input type="text" value="1.6"/> <input type="text" value="mm"/>	<pre> Javascript Version 2025-01-28 by 3G-Aerial Patch Antenna Calculation ----- Mean frequency of the range f: 881.5 MHz Antenna input impedance Zo: 50 Ω Dielectric constant of the substrate er: 4.4 Substrate height h: 1.6 mm Wavelength λ: 340 mm ----- Patch size W: 103 mm Patch size L: 80.9 mm Minimum ground plane size eL: 163 mm Minimum ground plane size eW: 186 mm ----- Patch input impedance Zp: 197 Ω Distance x0 to match input impedance 50 Ω: 26.9 mm Gap width g: 1.8 mm Microstrip 'feeder' width Wt: 2.5 mm </pre>
---	---

La ilustración 23 muestra la interfaz de la calculadora de antenas parche; del lado izquierdo se ingresan las variables de frecuencia, impedancia, permitividad del dieléctrico y altura de este. En la sección derecha se exponen los resultados de los valores ingresados además de mencionar el lenguaje de programación de la calculadora.

A continuación, se ilustra un cuadro de doble entrada donde se realiza la comparativa de los resultados hallados teóricamente mediante el modelo TLM, y los valores obtenidos por software:

Tabla 5

Comparativa de resultados por calculo y Software

Variables	Resultados por Formulas	Resultados por Software
-----------	-------------------------	-------------------------

Ancho (W) del parche	103.5 mm	103 mm
Largo (L) del parche	80.91 mm	80.9 mm
Ancho (W) del sustrato	186.3mm	186 mm
Largo (L) del sustrato	161.82 mm	163 mm

De acuerdo con el cuadro comparativo de la tabla 5, los cálculos realizados matemáticamente para la frecuencia de operación de la antena microcinta a 881.5MHz, demuestran que las ecuaciones del modelo de líneas de transmisión (TLM) cuentan con gran validez al momento de realizar cálculos precisos para el diseño electromagnético de antenas, además de tener una relación precisa con herramientas de cálculo por Software como la calculadora 3g-aerial.biz, con un margen de error inferior al 1.1% entre los resultados comparados. Este análisis confirma que:

- El TLM es un modelo de cálculo confiable para el diseño inicial de antenas microcinta, especialmente a frecuencias UHF y microondas.
- La aproximación teórica, incluyendo el concepto de efectos de borde, es bastante precisa en los resultados obtenidos, por lo que ayuda a reducir iteraciones innecesarias en las etapas iniciales del diseño.

Además de la comprobación de resultados mediante la calculadora de antenas, se tiene como referencia documentación que ilustra valores académicos orientados al uso comercial de antenas parche para frecuencias cercanas a 850MHz. Para mejor entendimiento se expone una tabla que contrasta los valores comerciales con los hallados metódicamente:

Tabla 6

Contraste de métricas con antena comercial

Comparativa sobre dimensiones de antenas

	Antena comercial	Antena propia
Ancho (W) del parche	123.61 mm	109.1 mm
Largo (L) del parche	83.58 mm	85.1mm
Ancho (W) del sustrato	162 mm	186.3 mm
Largo (L) del sustrato	129 mm	161.82 mm

Es importante mencionar que los datos de la tabla 6 son referentes a una antena parche multibanda que opera entre 820MHz y 970MHz utilizada para comunicaciones inalámbricas, que opera óptimamente con un nivel de retorno de -20dBs [31]. Por otra parte, los valores utilizados para la comparativa corresponden a las dimensiones de la antena de 881.5MHz calculados mediante el modelo TLM. Como se puede observar, existe bastante relación entre valores expuestos, encontrándose en un rango estimado de 80 mm para el largo, y otro de 110 mm para el ancho del parche radiante, así mismo se tiene un rango de 170mm para el ancho, y de 140mm para el largo del sustrato.

Si bien existe una ligera diferencia en el sustrato de la antena comercial, se debe a que el rango operativo de dicha antena es superior a la antena fabricada, ya que al cubrir un mayor ancho de banda requiere un sustrato un poco más amplio. Esta comparativa demuestra que el diseño propuesto mantiene una tendencia coherente con las especificaciones para antenas comerciales de bandas cercanas a 850MHz. Además, la similitud entre los valores obtenidos metódicamente y los hallados por Software, corroboran la validez y precisión de los resultados. Esto indica que las dimensiones propuestas para el diseño de antenas son técnicamente viables para su diseño e implementación en aplicaciones móviles 4G, asegurando su correcta funcionalidad y características de propagación.

2.12. Diseño asistido por computador de la antena.

En esta sección, se tiene como objetivo definir el software de simulación que se utilizara para el diseño electromagnético de las antenas, de modo que se justifique la elección de Ansys Electronics Desktop como la plataforma de diseño y optimización, haciendo énfasis en su entorno HFSS debido a sus capacidades de simulación de ondas y resolución electromagnética mediante el método de elementos finitos. También se abordará la configuración de los materiales y las condiciones requeridas para emplear técnicas de manufactura aditiva avanzada, además de incluir los parámetros clave que se tomaran en cuenta para la optimización de las antenas a frecuencias de 4G. Estos parámetros permitirán realizar un análisis concreto de los resultados arrojados por el Software y comprender las características de propagación.

2.12.1. Introducción a Ansys Electronics Desktop y entorno HFSS

Ansys Electronics Desktop es un entorno especializado de simulación electrónica y electromagnética desarrollado por Ansys Inc. Dentro de sus herramientas principales se incluyen sistemas de diseño como; Ansys HFSS, Ansys Slwave, Ansys Maxwell, Ansys Q3D Extractor, entre otras.

Estas herramientas permiten una versatilidad muy amplia para la simulación multi física y multidominio, permitiendo el análisis integral de fenómenos térmicos, mecánicos y electromagnéticos en un mismo flujo de trabajo.

En particular, Ansys HFSS (High Frequency Structure Simulator) es conocido por ser uno de los softwares de simulación electromagnética 3D más utilizados en ingeniería, permite el diseño y simulación de múltiples componentes y dispositivos de alta frecuencia. Entre ellos destacan; antenas, componentes de RF o microondas, filtros, array de antenas, conectores, circuitos integrados, etc. Este software es utilizado a nivel mundial para crear componentes de alta frecuencia y velocidad, que pueden encontrarse

comúnmente en sistemas de comunicaciones, internet de las cosas (IoT), sistemas de asistencia al conducir (ADAS) y aplicaciones aeroespaciales. Gracias a la capacidad del entorno para realizar simulaciones mediante el método de elementos finitos (FEM), HFSS proporciona resultados de alta precisión que se relacionan directamente con valores reales y de experimentación.

2.12.2. HFSS: Método de Elementos Finitos (FEM)

Este método analítico es una técnica numérica de gran utilidad para simular múltiples fenómenos físicos, siendo el motor de procesamiento matemático para Ansys HFSS. Tiene como principio dividir una geometría compleja en varias secciones mucho más reducidas que la estructura principal, dichas secciones o subregiones son conocidas como elementos finitos, que a su vez se mantienen interconectadas mediante nodos. En cada una de estas subregiones se realizan una suma de procesamientos y resoluciones precisas referentes a las ecuaciones de Maxwell, encargadas de interpretar el comportamiento de los campos electromagnéticos [32]. De esta forma, lo que a simple vista sería un problema de gran complejidad con múltiples variables, se convierten en varios problemas más sencillos de abordar, que al encajar correctamente brindan una solución eficiente de la geometría planteada.

FEM en particular sobresale entre otros métodos de resolución, ya que tiene la capacidad de trabajar en conjunto con geometrías complejas y condiciones de frontera específicas, además de incluir distintos tipos de materiales dieléctricos. En el contexto de HFSS, los fenómenos complejos resueltos por FEM permiten obtener respuestas de gran exactitud en contraste con resultados reales, por lo que resulta idóneo para representar interacciones de ondas electromagnéticas en dispositivos radiantes, como antenas, líneas de transmisión, filtros de microondas, estructuras integradas, etc. Parte de la gran eficiencia de FEM, se debe a trabajar con un buen mallado de simulación, por lo que es

importante tomar en cuenta crear un mallado inicial, que, a través de iteraciones, logre refinar las zonas donde se presenten mayores perturbaciones, dando como resultado un balance óptimo entre eficiencia computacional y precisión.

2.12.3. HFSS: resultados de onda completa

Los resultados de onda completa, también llamados Full-Wave, tienen gran validez dentro de campos simulados, ya que trabajan directamente con las ecuaciones electromagnéticas de Maxwell en tres dimensiones, tomando en cuenta varios fenómenos físicos como pérdidas, resonancias, acoplamientos, reflexiones y demás. Estas consideraciones permiten que los resultados de onda completa brinden una visión muy realista del comportamiento de los elementos, por lo que las simulaciones de parámetros como S11, eficiencia, pérdidas de retorno o diagramas de radiación, tengan gran aceptación dentro de diseños electromagnéticos.

Debido a esta metodología de trabajo, el entorno de simulación HFSS es muy utilizado para todo tipo de simulación electromagnética, y considerado un estándar a nivel mundial, ya que brinda una correlación deseable entre resultados experimentales y simulaciones. Los resultados de onda completa, en conjunto con el método de elementos finitos, solventan de forma contundente la funcionalidad y eficacia del diseño de dispositivos, estas cualidades brindan múltiples ventajas, como mayor procesamiento analítico, reducción en los tiempos de diseño, y mejoras e innovaciones en todo tipo de tecnologías. En síntesis, estas características hacen que Ansys HFSS se convierta en un software de simulación robusto y de grandes capacidades, siendo idóneo para el diseño de cualquier tipo de componente electromagnético de vanguardia.

2.13.4. Ventajas frente a otros entornos de simulación

- **Flujo integrado y multiplataforma:**

- AEDT permite trabajar de forma solvente entre varios entornos, como HFSS o Maxwell, lo que facilita en análisis de múltiples variables al mismo tiempo.
- Su integración variada (ECAD/MCAD) en conjunto con su soporte de scripts, permite una automatización completa mediante programación.
- **Rendimiento y escalabilidad:**
 - AEDT es ideal para proyectos de gran complejidad, como sistemas de localización, o antenas sobre plataformas como aviones o torres.
 - HFSS 2023 R2 ejecuta computación distribuida por mallado adaptativo, lo que favorece al rendimiento del software y acelera tiempos de simulación hasta 8 veces, lo que permite una mayor escalabilidad y mejor procesamiento de datos.

2.14. Configuración de materiales y condiciones de frontera.

Como se expresó en los fundamentos teóricos, el diseño de antenas parche requiere una estructura específica de varios componentes para lograr funcionar adecuadamente, en este apartado se tiene como premisa definir la configuración adecuada de los elementos de antenas parche, como sustrato, plano de masa, y el método de alimentación específico para el diseño. Estos componentes serán descritos según las necesidades de implementación, como la polarización circular y compactación de la antena.

2.14.1. Configuración estructural

Existen múltiples técnicas de diseño para antenas parche, las cuales están descritas según las necesidades de propagación y características del medio. Si bien todas las formas de diseño o estructuras de estas antenas se basan en un parche radiador, existen componentes clave para su funcionamiento, como el sustrato implementado o el método de alimentación escogido, estas variables permiten dopar de distintas características a las

antenas, como operar a múltiples frecuencias, evitar radiaciones indeseadas o aumentar su ancho de banda.

A continuación, se describen los elementos principales que deben poseer las antenas parche para su diseño y fabricación:

➤ **Sustrato**

El sustrato de la antena tiene un papel fundamental en sus características de propagación, esta capa dieléctrica es la encargada de separar el parche radiante del plano de masa, cuenta con parámetros importantes como la permitividad relativa, tangente de pérdidas, y altura. Estas características provocan cambios en el comportamiento electromagnético de la antena [20], también conocidos como efectos del sustrato:

Ilustración 24

Efectos del sustrato en antenas parche



El esquema mostrado en la gráfica 24 representa los efectos que puede causar el sustrato sobre antenas microcinta. Estos efectos del sustrato pueden ser manipulados a

conveniencia, depende de los requerimientos de diseño o el sistema que desee implementarse, aunque deben considerarse procesos de iteración para delimitar correctamente las características deseadas.

Es sabido que una de las desventajas de antenas parche, es poseer poco ancho de banda, por lo que, para mejorar esta condición, se suele recurrir al apilamiento de sustratos dieléctricos, maximizando de forma aceptable dicho parámetro. Si bien esta es una alternativa de mejora, sobreponer un sustrato encima de otro aumenta considerablemente el tamaño de la antena, por lo que no es recomendable para soluciones que requieran compactación de antenas.

➤ **Plano de masa**

Este elemento normalmente está ubicado en la parte inferior de la antena, pero existen algunas configuraciones donde es posicionado en la sección media a manera de apantallamiento para evitar interferencias adyacentes. El plano de tierra o de masa, cumple con la función de concentrar la radiación en dirección al parche, permitiendo una distribución equitativa de las corrientes, por lo que influye directamente en como radia la antena. Es importante mencionar que el tamaño del plano de masa puede afectar a las propiedades de la antena, por lo que se debe considerar un tamaño adecuado, normalmente mayor a las dimensiones del parche. Existen algunos tipos de planos de masa:

- **Plano truncado o cortado:** este tipo de plano es parte de una configuración más compleja, pero permite obtener mejoras en el diseño de antenas, como:
 - Adecuar la frecuencia de operación según las dimensiones del slot o ranura.
 - Mejor acoplamiento de impedancia con el parche.

- Controlar la polarización deseada.
- **Plano completo:** Es el más común de los planos de tierra, recubre toda la parte inferior del sustrato.
- **Plano parcial:** Este plano en particular suele usarse para sistemas compactos o ajustar impedancias.

➤ Tipo de Puerto

De forma física el conector utilizado para el funcionamiento de la antena propuesta será un conector SMA, estos se caracterizan por su robustez y estabilidad, cuentan con una impedancia característica de 50 Ohms y son utilizables para transmitir frecuencias de hasta 24GHz. Estas características lo vuelven el conector adecuado para la antena propuesta.

Ilustración 25

Puertos y conectores SMA hembra y macho



Este conector expuesto en la gráfica 25 es muy utilizado para aplicaciones de RF, normalmente para sistemas microondas o radios portátiles, además de proveer de resultados confiables en sistemas de banda ancha y tener pérdidas mínimas [33]. Si bien existen varios tipos de conectores SMA, el más utilizado para antenas es el conector hembra y macho con tuerca. Tienen ventajas considerables con respecto a adaptabilidad,

ya que poseen gran compatibilidad con múltiples dispositivos de RF, adaptadores de acoplamiento, manguitos de longitudes, etc.

Dentro de entornos de simulación, específicamente para HFSS, el puerto SMA suele representarse mediante la característica de lumpert Port, permitiendo conceptualizar la impedancia característica de 50 Homs y describir el vector de direccionamiento que tomara la energía con respecto al dispositivo alimentado. Si bien dentro del software de simulación puede recrearse el puerto de forma gráfica, basta con excitar un cuadro en la zona del puerto de la antena con las características descritas.

2.14.2. Condiciones de frontera

Dentro de los softwares de simulación, se conoce a las condiciones de frontera como el comportamiento que toman los campos electromagnéticos dentro de los límites de simulación, dicho de otra forma, estas condiciones expresan como se deben comportar los bordes del dominio, ya que debe limitarse a una región y no asumir un espacio infinito [34].

Estos parámetros son de gran importancia dentro del diseño electromagnético, ya que ayudan a representar el comportamiento real de los componentes diseñados, y sobre todo evitar errores de dimensionamiento. Se tienen ciertas condiciones específicas como:

- **Perfect Electric Conductor (PEC):** Representa superficies con conductores eléctricos perfectos, suele usarse en planos de tierra, líneas de transmisión, parches radiantes. Etc.
- **Perfect Magnetic Conductor (PMC):** Ilustra una superficie teórica en la que el campo magnético tangencial es nulo, tiene aplicaciones importantes en simulaciones donde se usa la simétrica para reducir dominios.

- **Radiation Boundary:** Simula el espacio de propagación o el infinito, en donde las ondas electromagnéticas viajen sin reflejarse o salirse del dominio. También se conoce como Región abierta.
- **Perfectly Matched Layer (PML):** Es una capa artificial que absorbe todo tipo de ondas incidentes en cualquier dirección o alguno. Tiene aplicaciones en componentes de alta frecuencia y trabaja de forma similar a Radiation Boundary.

Para el proceso de simulación, se toman en cuenta ciertas condiciones de fronteras particulares, como es el caso de Radiation Boundary, que será utilizada para modelar el espacio de propagación de las ondas electromagnéticas y que no existan reflexiones artificiales, específicamente para la caja de radiación del dispositivo [35].

2.15. Método de alimentación por apertura.

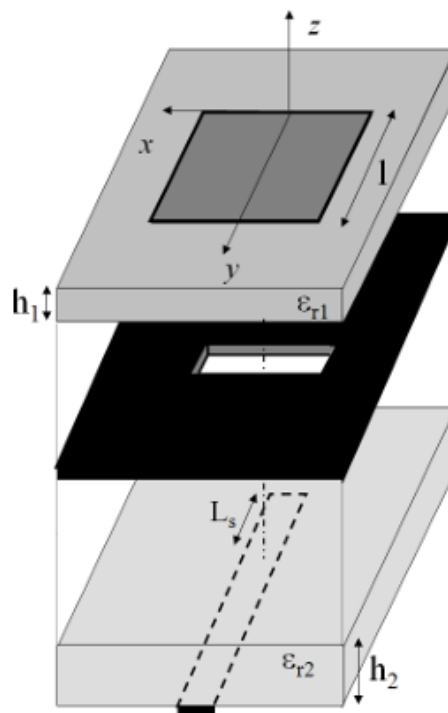
La alimentación por apertura, también conocida como acoplamiento electromagnético, es un método de acople basado en la utilización de dos sustratos dieléctricos, surge como alternativa al método de acoplo directo, e incluye mayor libertad al momento de implementar un diseño. Su propósito es excitar al parche sin necesidad de un contacto físico, dando como resultado un acoplamiento máximo y con pérdidas mínimas.

Para lograr esta configuración, es necesario ubicar la línea microcinta debajo del sustrato inferior, y su vez sobreponer el sustrato portador del parche en el sustrato inferior. Como ya se ha explicado anteriormente, el utilizar varios sustratos en combinación con materiales dieléctricos específicos, provoca un agrandamiento en el ancho de banda, siendo esta una de sus características principales. No obstante, una de las condiciones críticas de este método de alimentación es poder alinear correctamente las ranuras en las capas de la antena, según el acoplamiento que se necesite.

Para obtener resultados idóneos, se requiere de un stub abierto en la línea de transmisión, conocida como longitud L_s como un valor aproximado de $0.25\lambda_g$, además de separar correctamente ambos sustratos mediante un plano de masa en conjunto con la apertura centrada. Esto permitirá optimizar de forma independiente el parche radiador, del mecanismo de alimentación.

Ilustración 26

Alimentación por ranura



El método de alimentación mostrado en la gráfica 26 propone cuatro grados de libertad para el diseño de antenas, de modo que puede moldearse según las características de propagación solicitadas [55]. Aunque debe tenerse en consideración que esto provoca un grado de complejidad considerable en la optimización de dimensiones, descritas a continuación:

- Largo del stub
- Grosor de la línea microcinta

- Dimensiones del slot
- Posicionamiento del slot

Es habitual que el sustrato superior cuente con una permitividad menor, mientras que el sustrato inferior tenga características dieléctricas superiores. El plano de tierra que separa ambos dieléctricos aísla la excitación la línea de alimentación, haciendo posible que se minimicen las radiaciones espurias por efectos de contorno, y por ende brindando una polarización de gran pureza [36].

2.16. Parámetros de antenas a considerar en la simulación.

2.16.1. Coeficiente de Reflexión (S11)

Los parámetros de dispersión, normalmente llamados “Parámetros S”, se utilizan para comprender las características de RF de una red. En particular, cumplen la función de analizar cuanta señal es reflejada o transmitida hacia los puertos de la red. Estos parámetros están compuestos vectorialmente por magnitud y fase, siendo de gran utilidad para brindar una respuesta sólida sobre la descripción de la señal analizada. Es común que las redes analizadas tengan múltiples puertos de conexión, donde cada uno de estos puede absorber o reflejar energía de RF. Por esta razón, cada red es clasificada según la cantidad de puertos.

Los parámetros S se identifican por subíndices, el primero de estos indica el puerto de salida, y el segundo el puerto de entrada, por ejemplo:

- S11: Indica que la energía entra y sale por el mismo Puerto, en este caso el 1.
- S21: La energía ingresa por el Puerto 1 y tiene como salida el Puerto 2.

Ilustración 27

Analizado de Redes Vectoriales - VNA



Para la medición del S_{11} de forma física se utiliza instrumentación específica, como es el caso del Analizador de redes Vectoriales (VNA) [37], mostrado en la ilustración 27 que permite interpretar el comportamiento de las señales electromagnéticas al traspasar por distintos componentes y sistemas electrónicos.

En este caso, la importancia de la medición del parámetro S_{11} , radica en identificar cuanta señal de entrada está siendo reflejada debido a un desajuste de impedancia. Matemáticamente se puede definirse, como la relación o razón entre b_1 (onda reflejada), y a_1 (onda incidente) en el puerto:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1}$$

Cabe destacar, que al considerar a S_{11} como una medida para la adaptación de red, dicho valor tendrá que ser “0” solo en el caso de que la impedancia del sistema también este correctamente igualada. Este hecho indica que no existe reflexión y que toda la potencia será transmitida, aunque esto sería un caso ideal. En contraparte, si los valores que exceden las medidas de acoplamiento exponen las reflexiones existentes en el puerto analizado, estas magnitudes de reflexión están relacionadas directamente como la pérdida de retorno, al mismo tiempo que con el coeficiente de reflexión (Γ) [38]. Por lo que debe considerarse valores menores a -10dBs como rango de operación aceptable a pesar de la energía reflejada. Dicho parámetro puede representarse con la siguiente formula:

$$\text{Return Loss (dB)} = -20 \log_{10} |S_{11}|$$

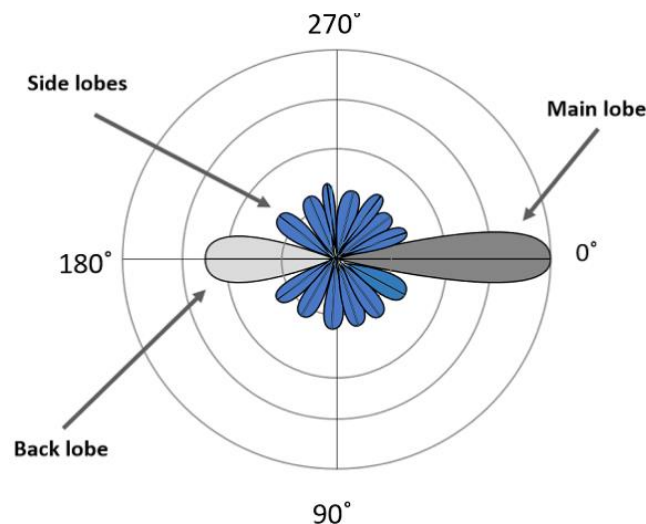
2.16.2. Diagrama de radiación

El diagrama de radiación es uno de los parámetros más importantes para comprender el comportamiento de antenas. Puede entenderse como una representación gráfica de como la antena puede irradiar o recibir energía electromagnética distribuida en el espacio. En esta herramienta gráfica, se pueden visualizar las direcciones de propagación que tienen mayor potencia, así como también aquellas secciones donde la antena tiene puntos mínimos de radiación [17]. De forma general se utiliza una representación polar, con formas de elipses o circulares, al igual que coordenadas cartesianas, mostrando diagramas en 2D. Cada diagrama debe mostrar los siguientes elementos:

- **Lóbulo principal:** Extremos donde la energía esta más concentrada, es decir que existe una radiación de mayor intensidad.
- **Lóbulos secundarios y traseros:** Puntos donde también existe radiación de energía, pero que normalmente no se consideran o no son deseados.
- **Ancho de Haz:** Es la apertura angular del lóbulo principal, sirve como punto de referencia para medir la directividad de la antena.
- **Nulos de radiación:** Dirección del diagrama de radiación donde la emisión de energía es nula.

Ilustración 28

Lóbulos de diagrama de radiación



De acuerdo a la imagen 28, el diagrama de radiación suele interpretarse entre saltos de 90, 180 y 270 grados, de modo que sea posible percibir todos los lóbulos de radiación. Este parámetro es muy importante para la caracterización de antenas, ya que permite analizar parámetros como directividad, cobertura espacial y eficiencia. Estos son aspectos esenciales para sistemas de comunicación, radiodifusión e incluso radares, permitiendo comprender el funcionamiento correcto de los dispositivos y las direcciones de propagación de cada lóbulo en las antenas.

2.16.3. Ganancia

Según el capítulo 1 de este trabajo podemos concebir a la ganancia como un parámetro principal que indica que tan eficiente es la radiación y recepción de energía de una antena en un punto determinado, comparado con una antena isotrópica. Gracias a la ganancia, se puede identificar en simulaciones si el prototipo del dispositivo está trabajando de forma correcta, o si se deben hacer correcciones conforme a la dirección de mayor radiación.

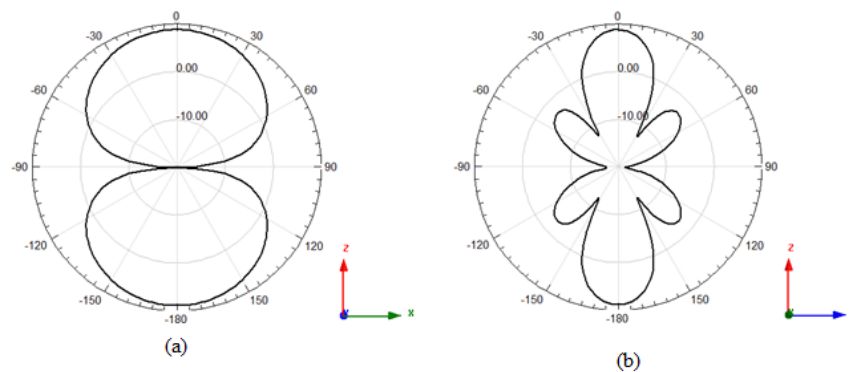
En particular, la ganancia está muy relacionada con el diagrama de radiación, ya que en conjunto permiten tener una visión realista de cómo está actuando la antena. Mientras que el diagrama de radiación expone como la energía radiada está distribuida en

el espacio en varias direcciones, la ganancia aporta un valor cuantitativo en conjunto con la eficiencia del sistema y la directividad. Esto permite observar no solamente en qué punto existe una radiación más fuerte, sino que en qué medida la energía entregada por el sistema está siendo radiada eficientemente.

De igual forma es importante destacar que mediante el software de simulación escogido, podemos evaluar los parámetros mencionados. Utilizando el programa, es posible analizar varias configuraciones del diseño como su radiación en forma 3D, o implementar iteraciones que optimicen el diseño del prototipo antes de pasar a la fase de fabricación.

Ilustración 29

Ganancia vista de forma Horizontal y Vertical



Según la ilustración 29, se observa que existen dos formas de visualizar la ganancia de antenas, ya sea desde una perspectiva de lado o frontal, se tendrán las formas vertical y horizontal respectivamente [17]. Estas maneras de observar la ganancia en antenas, también suele llamarse como “plano E” y “plano H” que corresponden a los planos eléctricos y magnéticos de las antenas parche. Un hecho importante que debe tomarse en cuenta es que no importa el plano en que se esté observando la ganancia de la antena, su valor es el mismo. Seguidamente se muestra una tabla de registro con los valores de ganancia de antenas microcinta:

Tabla 7*Ganancias de Antenas Parche*

Tipos de parche	Ganancias de antenas parche
Parche simple	(3 – 7) dBi
Arrays de parches	(10 – 15) dBi
Diseños optimizados	(8 – 9) dBi

Nota. Fuente: [62].

En línea con la tabla 7, las antenas microcinta simples tienen una ganancia relativamente baja en comparación con otro tipo de antenas, pero no dejan de ser útiles para múltiples aplicaciones, y sobre todo representan una ventaja económica en su fabricación. Para maximizar la ganancia de las antenas parches, se observa en la literatura que mediante diseños optimizados o uniendo múltiples parches en un único sistema (Arrays), es posible maximizar en gran medida la ganancia típica de estas antenas, lo que mejora la utilidad y eficacia de estas antenas.

2.16.4. Eficiencia

Como ya se ha descrito anteriormente, el parámetro de eficiencia describe la relación existente entre cuanta potencia recibe la antena y cuanta potencia puede ser radiada. Mientras mayor sea la potencia propagada por la antena en contraste con la energía que ingresa al sistema, mayor eficiencia tendrá la antena.

Es importante tomar en cuenta los materiales de diseño para no afectar los parámetros de antenas, con una correcta selección de materiales y un proceso cuidadoso de diseño, se puede implementar un prototipo de gran rendimiento e innovador en

contraste con otras soluciones, dejando por sentado que la eficiencia tiene gran relación con la calidad y factores dieléctricos de los materiales.

2.16.5. Relación Axial

El Axial Ratio, o “AR” es considerado como un parámetro esencial para visualizar si existe una polarización circular correcta en antenas, ya que describe con exactitud qué tan pura es la polarización deseada. Puede definirse como la relación existente entre los ejes mayor y menor de la elipse creada por la trayectoria de los campos electromagnéticos variantes en el tiempo.

Dicha trayectoria está construida por componentes ortogonales, de modo que cuando existe una igualdad entre desfase y amplitud de 90 grados, da como resultado polarización circular. Según la literatura se describe que mientras exista una AR de menor valor, es decir cercana a 0 dBs, mejor será la PC, siendo clave para aplicaciones como comunicaciones espaciales y entornos donde la topografía dificulta la propagación de señales. De tal manera, es considerado que un $AR \leq 3dBs$ es un valor óptimo para manifestar polarización circular, por lo que valores cercanos a este, reflejan gran pureza de PC [39]. Una representación matemática de la Relación Axial es la siguiente:

$$AR_{(dB)} = 20 \log_{10} \left(\frac{E_{max}}{E_{min}} \right)$$

Siendo E_{max} y E_{min} los componentes mayores y menores del campo respectivamente [40]. En suma, la Relación Axial describe cuanta calidad de PC manifiesta la propagación de antenas. Un AR deficiente se traduce en degradación de señal, reducción de eficiencia en enlaces, e interferencias no deseadas. Un caso práctico de esto son los sistemas de navegación por satélite (GNSS), que dependen constantemente de señales con polarización circular, estas antenas tienden a llegar a valores de AR

menores de 1dB, con el fin de minimizar desajustes por polarización, de tal manera que aseguran el posicionamiento y localización en entornos complejos.

CAPÍTULO 3: DISEÑO DE ANTENAS

Descripción general

Este capítulo es central ya que describe la metodología aplicada para el desarrollo del prototipo de la antena de bajo perfil con PC, destinadas a la banda 5 en LTE. Su importancia radica en que conecta los fundamentos teóricos con la aplicación práctica, mostrando de forma consecutiva las etapas de diseño, selección de materiales, y justificación de cada decisión técnica tomada. De este modo, se demuestra como la teoría de antenas se transforma en un procedimiento concreto hasta llegar a un prototipo funcional.

3. Metodología.

El desarrollo de este capítulo está enfocado en describir de forma precisa las etapas de diseño de la antena parche con PC, enfocadas en la banda 5 de operación LTE. Dichas etapas siguen un orden estructural, empezando por la aplicación de los modelos teóricos de antenas microcinta descritos en el capítulo anterior, para posteriormente en base a los cálculos obtenidos proceder al diseño mediante un software de simulación electromagnética, y finalmente llegar a la evaluación de parámetros conseguidos mediante el prototipo simulado. En función de esto, la metodología de este capítulo combina tres enfoques articulados:

Modelación analítica: Aplicación de los modelos teóricos de antenas microcinta, los cuales se basan en las Ecuaciones de Maxwell, para calcular las dimensiones de las antenas con base en las frecuencias y los materiales a usar.

Modelación computacional electromagnética de onda completa: Se emplea un software de simulación especializado que permite aproximar el comportamiento real de las antenas considerando sus dimensiones físicas, así como las propiedades eléctricas,

dieléctricas y las pérdidas asociadas al material. Este entorno asistido por computador utiliza algoritmos numéricos complejos basados en el método de elementos finitos (FEM) para resolver las ecuaciones de Maxwell en el dominio de la frecuencia, lo que produce resultados de onda completa (full-wave) y brinda en respuesta una representación electromagnética precisa de las antenas en condiciones cercanas a la realidad.

Evaluación de parámetros: Mediante los resultados de simulación se procede a analizar los parámetros clave de antenas parche, como la polarización de la antena, ganancia total, y frecuencia de trabajo.

3.1. Requisitos de diseño y especificaciones técnicas.

Según los antecedentes del anteproyecto, se describen varios inconvenientes técnicos sobre las antenas parche utilizadas en el amplificador 4G descrito. Por tal motivo, los requisitos de diseño y especificaciones técnicas deben ser correctamente seleccionados para brindar una solución viable al problema de antenas del repetidor propuesto por [2]. En función de esto, la solución de diseño presenta una antena parche de bajo perfil con polarización circular alimentada por acoplamiento electromagnético, que dentro del modelo electromagnético solventa el grosor del sustrato con su permitividad específica, de modo que se evite el apilamiento de varios para conseguir un crecimiento del ancho de banda. A continuación, se exponen los requisitos y especificaciones técnicas que debe incluir la solución propuesta, para cubrir con las limitaciones del prototipo repetidor:

3.1.1. Frecuencia central y ancho de banda

Según los resultados de [2], debido a que se necesita cubrir las frecuencias de Downlink y Uplink para el repetidor 4G, se requieren antenas con frecuencias centrales distintas, aunque con un ancho de banda similar:

Tabla 8*Frecuencias de operación de antenas DL y UL*

Frecuencia central	Frecuencia mínima	Frecuencia máxima	Ancho de banda
$F_o = 881.5 \text{ MHz}$	868.97Mhz	894.59Mhz	$B_w \approx 25.5 \text{ Mhz}$
$F_o = 836.5 \text{ MHz}$	825.41Mhz	848.47Mhz	$B_w \approx 23 \text{ Mhz}$

Como se puede observar en la tabla 8, estas frecuencias corresponden a la Banda 5 de LTE, es decir que se encuentran en el rango de operación adecuado para proveer una cobertura considerable y brindar servicio a zonas rurales. Las frecuencias centrales planteadas en la tabla 8 cubren el rango de operación de la gráfica descrita anteriormente, por lo que son las adecuadas para utilizarse en el diseño de las antenas del acoplador 4G. Cabe destacar que para este proyecto se ha seleccionado la frecuencia central de 881.5MHz, ya que es la frecuencia del enlace más utilizada (DL) en redes móviles, y por ende genera mayor impacto en la calidad del servicio.

3.1.2. Impedancia de entrada: 50 Ω

Si bien existen antenas que trabajan con distintas impedancias acorde a su funcionamiento, es común que las antenas parche operen a una impedancia normalizada de 50 Homs, según la literatura con este valor aseguramos un correcto acoplamiento entre la antena y la fuente de alimentación. De esta forma evitamos tener problemas de acoplamiento y, por ende, potencia reflejada de regreso hacia la antena, lo que puede ser perjudicial para los dispositivos conectados al sistema radiante si se exceden los límites de -10dBs.

3.1.3. Polarización circular: RHCP y LHCP

El tipo de polarización adecuado para el prototipado de la antena parche es la PC, ya que solventa las dificultades de propagación presentadas en el acoplador 4G, además de evitar interferencias por multi trayectorias. De forma clara, el vector eléctrico de esta polarización no se mantiene fijo como la polarización lineal, sino que gira formando una especie de espiral en el espacio, dando como resultado PC. En este caso, debido al medio de alimentación compacto, se tendrán 2 tipos de PC:

Tabla 9

PC del prototipo de la antena

Tipo de PC	Descripción	Puerto de PC
RHCP	PC de derecha, el campo eléctrico rota en sentido horario	S (2,2)
LHCP	PC de izquierda, campo eléctrico gira en sentido antihorario	S (1,1)

De acuerdo con la tabla 9, la antena diseñada contara tanto con RHCP como LHCP, ya que el acoplador de alimentación trabajara con dos puertos de salida, cada uno para el tipo de PC correspondiente, con el propósito de mejorar la eficiencia del dispositivo radiante y brindar robustez a la señal de propagación. Esta decisión técnica fue tomada según las siguientes consideraciones:

- Tanto RHCP como LHCP trabajan eficientemente con su mismo tipo de polarización.
- RHCP al igual que LHCP, repele las polarizaciones contrarias.

- Usar ambos tipos de PC permite trabajar con polarización dual.

Estas características particulares de la PC permiten que, al unir dos enlaces con la misma frecuencia y en sentidos de polarización opuestos; den como resultado una reducción considerable de interferencias, permitiendo un mejor aprovechamiento del espectro. También mejorará su inmunidad ante ruidos o señales adyacentes, ya que las antenas podrán aprovechar de mejor manera los rebotes y distinguir a las señales útiles de las no deseadas.

Otra ventaja principal es que se obtendrá una confiabilidad y robustez sólida ya que, al coexistir dos tipos de PC en el enlace, de tener el caso donde alguna de ellas sufra atenuaciones en determinado momento, la otra PC puede mantener la comunicación sin ningún problema, esta situación también puede nombrarse “diversidad espacial”, y se consigue gracias a la robustez dada por enlazar dos polarizaciones en un mismo sistema [31]. Todas estas ventajas son posibles gracias a la ortogonalidad de su polarización, pues al tener un desfase de 90 grados es posible mantener ambos tipos de PC en un mismo espacio sin que existan interferencias de por medio.

3.1.4. Ganancia: 3 - 5 dBi

De acuerdo con el capítulo anterior podemos afirmar que la ganancia típica de antenas parche oscila entre 3 y 7 dBi. En el caso de la propuesta de [2] se tienen antenas parche de DL y UL con aproximadamente 5 dBi, por lo que para el diseño de la antena será necesario brindar una ganancia similar. Cabe destacar que ganancias menores como 3 o 4 dBi también son aceptables en este caso, ya que dicho parámetro será recompensado con los demás, y de igual forma mejorando cualidades de propagación.

3.1.5. Tamaño físico: bajo perfil

Para el prototipado de la antena es necesario brindar una solución compacta de bajo perfil, en función de esta premisa en vez recurrir al apilamiento de sustratos para mejorar el ancho de banda, se optimiza el modelado electromagnético con las características adecuadas para el sustrato del parche.

De este modo se evita el apilamiento de sustratos dieléctricos, y en el caso de fabricación puede realizarse mediante manufactura aditiva, obteniéndose una impresión limpia de multicapas del material dieléctrico implementado como sustrato, de tal forma que se logran los mismos resultados que al optar por el apilamiento físico, e incluso mejorando el dimensionamiento y características de la antena. A continuación, se expone una tabla de datos referente a las dimensiones y características de la antena parche a 881.5MHz implementada en el repetidor 4G:

Tabla 10

Dimensiones de antena parche (DL) aplicada al Repetidor 4G

Rango de frecuencias a cubrir	Sustrato dieléctrico	W del parche	L del parche	E_r del dieléctrico	Espesor del sustrato	F_o
869 – 894 MHz	Fibra de vidrio	86.3 mm	79.41mm	4.3	6 mm	881.5MHz

Nota. Fuente: [2].

Como puede observarse en la tabla 10, se tienen medidas y valores específicos para las dimensiones de la antena, que, si bien son valores cercanos en relación con los cálculos realizados en el capítulo anterior mediante el modelo de líneas de transmisión, se tiene gran diferencia en cuando a la altura de sustratos. Esto condición se debe al apilamiento de estos para lograr un agrandamiento del ancho de banda, por lo que se puede

discernir un apilamiento de aproximadamente 4 sustratos de fibra de vidrio, que a su vez cuentan con una altura promedio de 1.5mm.

El éxito de la propuesta es lograr reducir esa altura total de 6mm y obtener un $AR \leq 3dBs$, al mismo tiempo que se consiga mantener un ancho de banda aceptable para las funciones Dowlink, y se logre alimentar la antena con técnicas alternativas que eviten el agrandamiento de esta.

3.2. Selección de materiales y sus propiedades.

3.2.1. Materiales dieléctricos y sus características: ABS y cobre

Para la fabricación de dispositivos de RF, los materiales foto poliméricos empleados en las técnicas de impresión 3D, juegan un papel clave debido a sus propiedades dieléctricas. En particular la constante dieléctrica y la tangente de pérdidas determinan las propiedades de propagación de los elementos creados, su interacción con los campos electromagnéticos, y por ende el comportamiento de las antenas.

En función de esto, la selección de materiales para el modelado electromagnético debe ir acorde con las características físicas de los elementos seleccionados, de tal forma que el prototipo diseñado mediante condiciones de simulación de onda completa y el método de elementos finitos (FEM), debe brindar resultados los más realistas posibles con relación a los materiales de diseño. En este contexto se han escogido dos materiales idóneos para el modelado de la antena. En el siguiente recuadro se describen las propiedades de estos materiales:

Tabla 11

Propiedades dieléctricas del filamento ABS

Nombre del material	Permitividad: ϵ_r	Tangente de Perdidas: Tan δ
----------------------------	--	--

Filamento ABS	3.2	0.009
Filamento ABS	2.5	0.009

En secuencia con la tabla 11, el acrilonitrilo butadieno estireno, también conocido por sus iniciales como “Filamento ABS” [41], es uno de los materiales más utilizados en el entorno industrial e investigación. Este filamento tiene algunas variantes en cuanto a sus propiedades dieléctricas, que se consiguen mediante combinaciones con otros elementos, por lo que pueden obtenerse distintas permitividades con el mismo material.

Particularmente para el diseño de la antena propuesta, se utilizan ambos materiales con el fin de conseguir características específicas en cada uno de los sustratos. La antena utiliza el filamento de mayor permitividad en el sustrato inferior, y el otro filamento con menor permitividad en el sustrato superior. Esto tiene el propósito de aprovechar las propiedades dieléctricas del filamento, y conseguir un ensanchamiento en el ancho de banda sin necesidad de recurrir al apilamiento de sustratos comunes como FR4.

En el caso de los componentes radiantes, como el parche cuadrado y el acoplador híbrido para obtener PC, el material asignado para las simulaciones será el cobre. Este material al ser considerado un conductor por excelencia, no se incluye en la tabla de materiales dieléctricos.

3.3. Proceso de diseño preliminar.

En esta sección se describen los pasos de diseño para desarrollar el modelado electromagnético, cada paso contiene su propia descripción y brinda un panorama de los aspectos a considerar en cada apartado del trabajo. A continuación, se mostrará el proceso de diseño de 2 antenas microcinta con acoplamiento electromagnético, de polarización lineal y polarización circular, respectivamente.

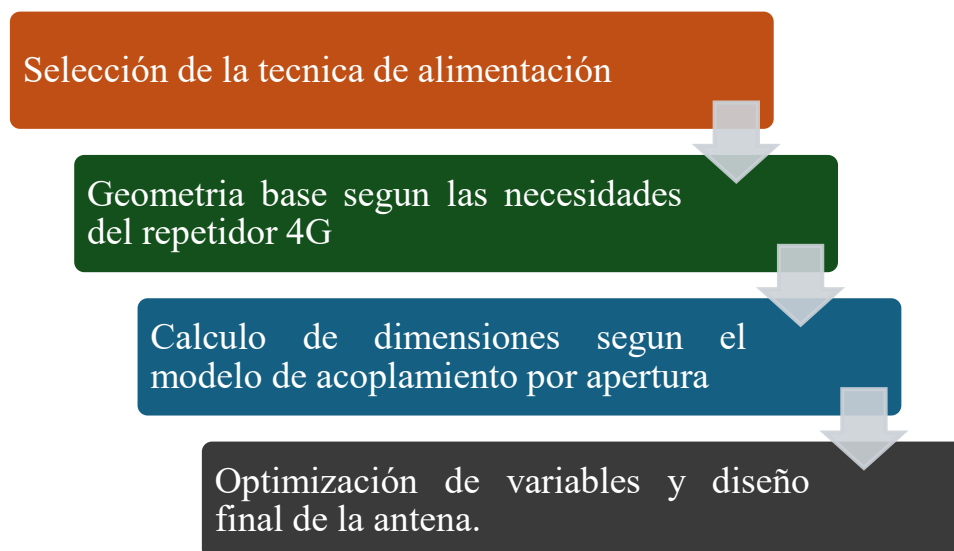
La primera antena servirá como punto de referencia para visualizar las características de propagación de antenas parche utilizando el modelo de acoplamiento electromagnético, además de poder comparar ambos tipos de polarización bajo la misma frecuencia de resonancia. Cabe destacar que el bosquejo de la primera antena es similar al diseño de la antena de PC, con el único cambio de una línea microcinta convencional por un acoplador híbrido. Este cambio específico se realiza ya que en este caso no es necesario generar un desfase de 90 grados para obtener magnitudes iguales. Por lo que se procede a utilizar una línea microcinta común acoplada a 50Ω . La segunda antena brindará una solución puntual a las problemáticas del repetidor 4G mencionadas en los antecedentes del anteproyecto.

3.3.1. Antena parche de bajo perfil con PL

3.3.1.1. Pasos para el diseño de la primera antena

Ilustración 30

Proceso de diseño para la antena de bajo perfil con PL



En línea con la imagen 30 se describen los pasos de diseño para la antena parche de PL, que abarca desde la selección de la forma de alimentación, hasta la optimización de diseño y propuesta final. Esta secuencia permite un correcto bosquejo y configuración de dimensiones ya que, al utilizar una alimentación adecuada además de aplicar la teoría del modelo de acoplamiento por apertura, que al mismo tiempo sienta sus bases en el modelo de líneas de transmisión, permitirá obtener un control preciso sobre las medidas críticas del parche y la ranura, facilitando la sintonización con su frecuencia de resonancia.

3.3.1.2. Selección de la técnica de alimentación: línea microcinta

De acuerdo con el marco conceptual se sabe que existen distintos métodos para alimentar correctamente una antena parche, por lo que es crucial definir el tipo de alimentación para este diseño. En este contexto, los métodos de alimentación de línea microcinta o sonda coaxial son bastante prácticos. No obstante, la literatura menciona que al utilizar una de línea de alimentación microcinta, se tienen mejores resultados debido a la configuración de stub abierto al final de la línea. Esta peculiaridad permite tener un control favorable de la ganancia y acoplamiento de la antena mucho mejor que en contraste con el método de sonda coaxial.

3.3.1.3. Geometría base

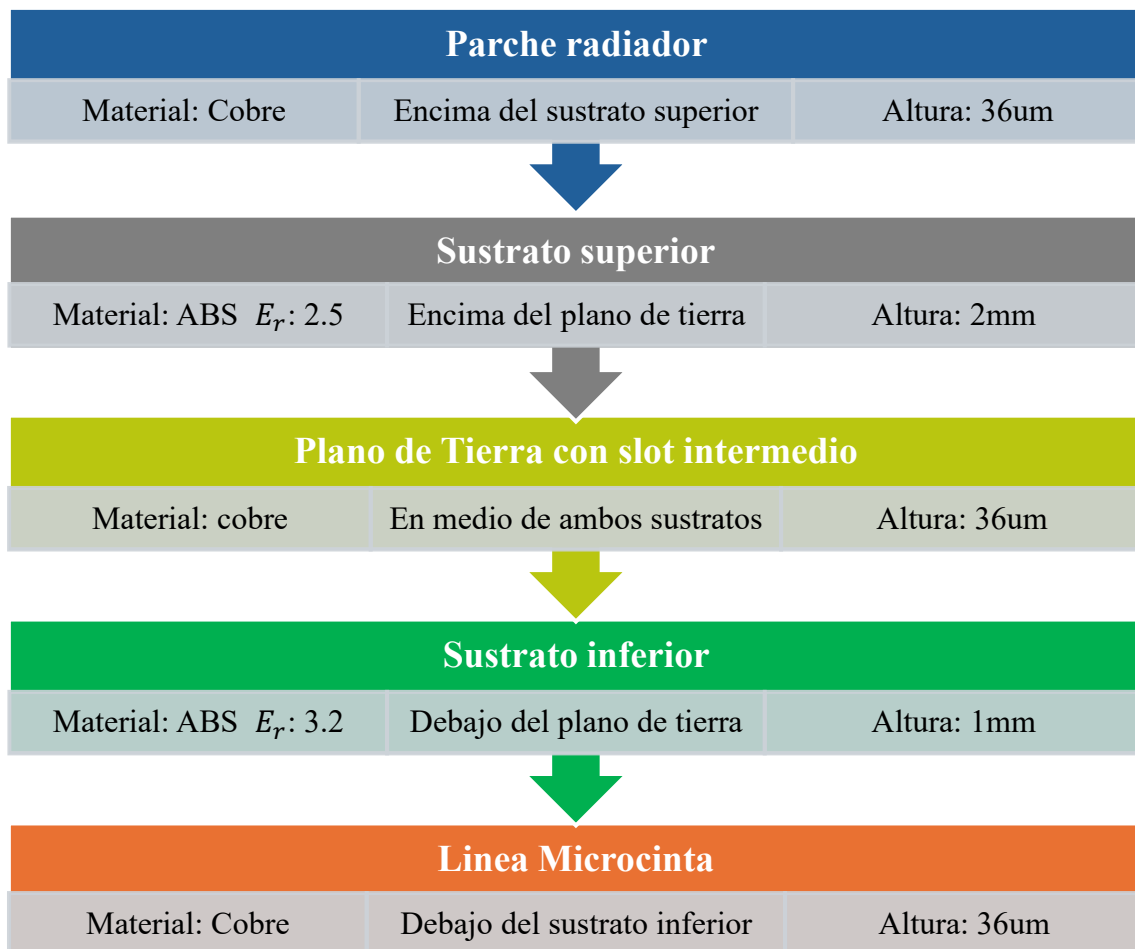
En función de los requisitos de diseño se demanda una antena que trabaje en la banda 5 de LTE, por lo que ambas antenas utilizarán la frecuencia central de 881.5MHz y deben cumplir con un ancho de banda de aproximadamente 25MHz. Adicionalmente ya que se prioriza un diseño de bajo perfil, los sustratos deben disponer de alturas menores con respecto a la propuesta de [2], y utilizar los materiales dieléctricos mencionados anteriormente. Es importante acotar que ambas antenas funcionaran con el método de acoplamiento por ranura, por lo que es crucial realizar cálculos meticulosos para

conseguir un buen desempeño. Acto seguido, se procede a mostrar el diagrama estructural de la antena de PL acorde con la teoría mencionada del marco teórico y los requisitos de diseño:

3.3.1.4. Diagrama estructural de la antena de PL

Ilustración 31

Diagrama de configuración estructural de la antena de PL



Con base en la ilustración 31, se entiende que la configuración de la antena de PL está compuesta por varios elementos; desde la parte superior con el parche radiante, hasta su última capa con la línea de alimentación, cada uno descrito con la altura y material de diseño. Esta estructura es clásica del método de acoplamiento por ranura, de modo que se tienen cálculos metódicos precisos para su correcto modelado de variables.

Seguidamente se describe una tabla con las constantes aplicadas para el dimensionamiento de los elementos individuales de la antena microcinta de PL:

Tabla 12

Constantes teóricas del modelo de acople por ranura de antenas parche

Elemento	Dimensión	Formula
Parche radiador	Ancho (W)	$0.3165 \lambda_d$
	Largo (L)	$0.4200 \lambda_d$
Ranura de acoplamiento	Ancho (W)	$0.0164 \lambda_d$
	Largo (L)	$0.1477 \lambda_d$
Línea microcinta	Ancho (W)	Estándar a 50Ω
	Largo (L)	$0.739 \lambda_d$
	Stub Abierto	$0.211 \lambda_d$
Dieléctrico y masa	Ancho (W)	$0.75 \lambda_d$
	Largo (L)	$1.0 \lambda_d$

Nota. Fuente: [28].

Los principales parámetros de diseño se resumen en la tabla 12, puede notarse que se abarcan todos los elementos estructurales de la antena microcinta de PL con sus

respectivas variables de ancho y largo. Es crucial señalar que en este caso el bosquejo no está utilizando la longitud de onda convencional como suele hacerse en el modelo de líneas de transmisión. Dicha variable es reemplazada por la longitud de onda del dieléctrico, ya que permite un control más preciso de las propiedades de los campos en los materiales, este cambio particular es utilizado especialmente para el modelo de acoplamiento por ranura ya que, al no utilizarse una excitación directa hacia el parche las medidas convencionales representan un recorrido inadecuado de las ondas electromagnéticas, generando pérdidas y desacoplamientos con la antena.

Longitud dieléctrica:

$$\lambda_d = \frac{C}{f\sqrt{E_r}}$$

Esta longitud toma en cuenta la permitividad de los materiales, por lo que permite dimensionar de forma precisa las medidas de una antena diseñada con acoplamiento por ranura. Las constantes aplicadas al diseño de esta antena fueron de gran precisión para el prototipo final, notándose únicamente un desajuste del ancho del parche con respecto a la tabla 12. Se procede a mostrar el cálculo de la longitud dieléctrica utilizando las permitividades de los sustratos, y adicionalmente una permitividad intermedia para el plano de tierra:

Sustrato superior	Plano de tierra	Sustrato inferior
$\lambda_d = \frac{3 \times 10^8}{(881.5 \times 10^6) \sqrt{2.5}}$	$\lambda_d = \frac{3 \times 10^8}{(881.5 \times 10^6) \sqrt{2.85}}$	$\lambda_d = \frac{3 \times 10^8}{(881.5 \times 10^6) \sqrt{3.2}}$
$\lambda_d = 215.243mm$	$\lambda_d = 201.593mm$	$\lambda_d = 190.249mm$

Con los valores respectivos de cada una de las longitudes dieléctricas, es posible realizar todos los cálculos para el dimensionamiento de la antena de PL acorde con el modelo de acoplamiento por ranura.

Más adelante se ilustra un cuadro con los resultados de las constantes aplicadas del esquema anterior:

Tabla 13

Medidas teóricas del modelo de acoplamiento por ranura

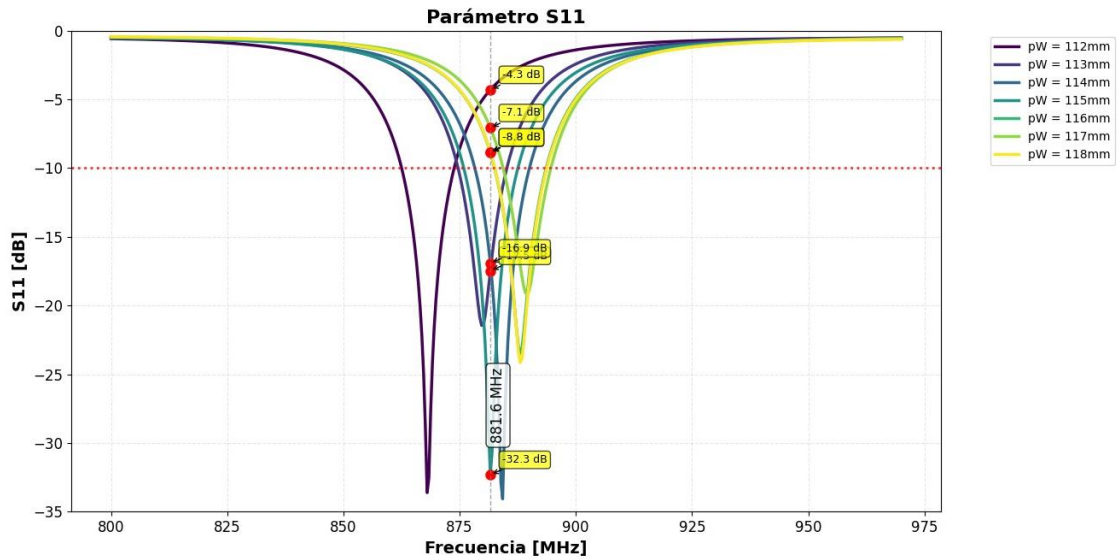
Medidas	Línea microcinta	Stub abierto	Sustratos	Plano de tierra	Ranura	Parche
Ancho (W)	2.42 mm	2.42mm	142.68mm	142.68 mm	3.31 mm	68.12 mm
Largo (L)	140.49 mm	45.4mm	190.25 mm	190.24 mm	29.77 mm	90.4mm

Los datos presentados en la tabla 13 son las medidas teóricas halladas para el diseño de la primera antena, puede notarse que cada elemento trabajo con diferentes longitudes dieléctricas acorde con su posicionamiento en la estructura; la línea de alimentación, plano de masa y sustrato trabajaron con la λ_d de 3.2, el slot del plano de tierra utilizo la λ_d de 2.85, y finalmente el parche y Stub abierto usaron λ_d de 2.5. En este caso las medidas de diseño conseguidas fueron de gran precisión, particularmente las medidas para la línea de alimentación, slot, y stub abierto resultaron de extrema certeza.

Por otra parte, si bien el valor conseguido para la longitud del parche estuvo próxima al funcionamiento ideal, el ancho de este elemento requirió de varias iteraciones de diseño para conseguir un resultado optimo.

Ilustración 32

Paramétrica de diseño para optimización del ancho de parche



La grafica 32 representa una herramienta de diseño del software de simulación Ansys Electronics Desktop en su entorno HFSS, conocida como “Paramétrica”. Esta herramienta permite mediante el nombramiento de variables, lanzar una simulación de onda completa con distintos valores colocados en un rango específico. Los resultados de esta simulación pueden dimensionar el funcionamiento de la antena según los distintos valores analizados en el rango delimitado por la paramétrica.

Esta grafica en específico expone la paramétrica del ancho del parche, para ello se delimito un rango de inicio desde 112mm hasta el límite de 118mm. Puede observarse que dentro de este rango utilizado se encuentran distintos picos hacia abajo, los cuales representan los puntos donde la antena tiene su mejor frecuencia de resonancia según la medida analizada por la paramétrica. Mediante esta simulación múltiple, pudo encontrarse el valor adecuado para el ancho del parche, que de acuerdo con la gráfica fue de 115mm, con un valor de aproximadamente -32dBs. Seguidamente se visualiza una tabla con las dimensiones optimizadas del diseño de la antena de PL mediante la paramétrica aplicada, y se procede a explicar los conceptos teóricos aplicados:

Tabla 14

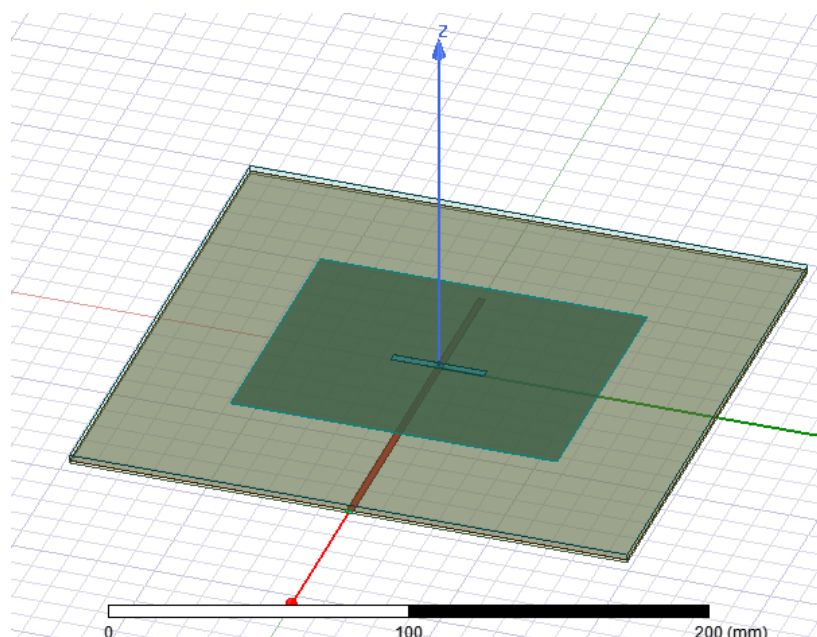
Variables optimizadas de la antena microcinta de PL

Medidas	Línea microcinta	Stub abierto	Sustratos	Plano de tierra	Slot en Cruz	en Parche
Ancho (W)	2.42 mm	2.42 mm	196 mm	196 mm	3.1 mm	115 mm
Largo (L)	140.6 mm	45.4 mm	190.4 mm	190.4 mm	32.86 mm	95 mm

La tabla 14 hace referencia a las medidas de dimensionamiento optimizadas en la antena parche de PL, con estas variables se consiguieron características de propagación adecuadas para un funcionamiento óptimo a la frecuencia de operación de 881.5MHz. Cabe destacar que los valores de ancho y largo del plano de tierra y sustrato fueron modelados acorde las longitudes dieléctricas, pero debido a las correcciones en el ancho del parche, fue necesario agrandar notoriamente la variable W de estos elementos. A continuación, se muestra el diseño final de la antena acorde con los valores optimizados:

Ilustración 33

Antena parche acoplada electromagnéticamente con PL



La grafica 33 ilustra el diseño de la primera antena optimizada, puede notarse que utiliza como método de alimentación una vía transmisora de línea microcinta. En este caso la energía que viaja por la línea necesita de un stub abierto de 0.211λ desde el centro del parche y del slot hacia el extremo superior. Esta distancia permitirá a la energía de la línea ser percibida correctamente por el slot, de modo que se logre un acoplamiento adecuado y exponga una ganancia total favorable.

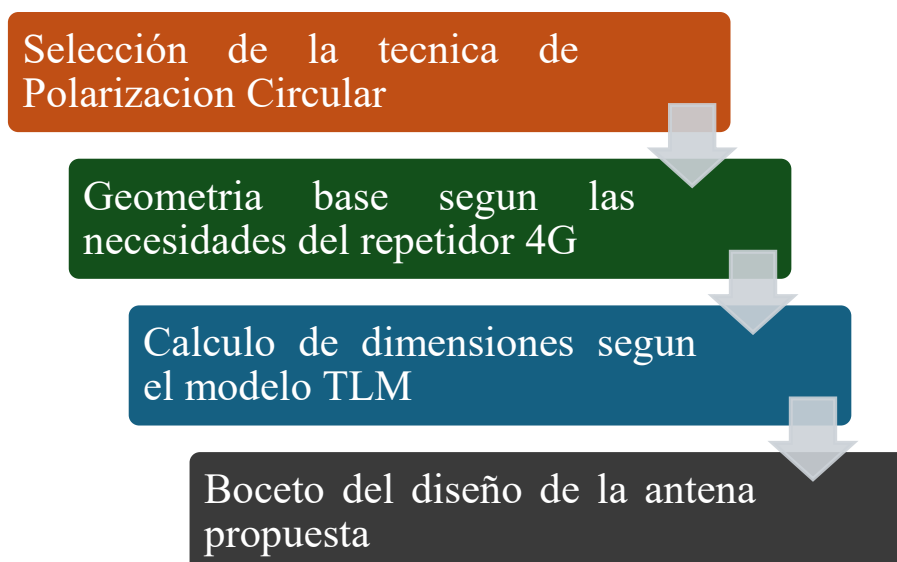
En esta antena la longitud del parche proporciono un control específico para ajustar la frecuencia de resonancia, mientras que el ancho facilitó un ajuste de impedancia y control secundario de la frecuencia. De igual forma el ancho y largo de la ranura proporcionaron un control vital para el acoplamiento y adaptación de impedancia. Cabe destacar que un pequeño desajuste en las dimensiones descritas perjudica drásticamente las características de propagación, especialmente en la frecuencia de resonancia, acoplamiento, y ganancia total. Este hecho fue verificado a través de varias iteraciones en la etapa de diseño.

3.3.2. Antena parche de bajo perfil con PC

3.3.2.1. Pasos para el diseño de la segunda antena

Ilustración 34

Proceso de diseño para la antena de bajo perfil con PC



De acuerdo con el proceso descrito en la imagen 34, se requiere como primer paso escoger la técnica de PC que mejor se acople a las necesidades de diseño, para en función de esta técnica, plantear el modelo de la geometría base de la antena de bajo perfil y conseguir una estructura adecuada. Posteriormente utilizando las ecuaciones del modelo TLM expuestas en el capítulo anterior, calcular las dimensiones de la antena microcinta con las características acorde al repetidor 4G y los materiales seleccionados para el diseño electromagnético. Finalmente, ya con las dimensiones y los cálculos previstos, se procede a mostrar los diagramas y el bosquejo de la antena parche con PC de bajo perfil.

3.3.2.2. Selección de la técnica de PC: Acoplamiento por ranura más alimentación doble para desfase de 90°

El medio utilizado para conseguir la PC es un acoplador híbrido ubicado debajo del primer sustrato de la antena, este cumplirá la función de desfasar la señal 90 grados al momento de cruzar por las esquinas de los brazos que conforman el acoplador, que a su vez cuentan con una inclinación de 45 grados. Esto hará posible que se genere una señal cuadrada en magnitud y fase dando como resultado la PC de lado izquierdo o derecho según corresponda.

Esta señal polarizada será radiada del acoplador a través de un slot en forma de cruz, ubicado en el plano de masa de la antena, que, al momento de cruzar las aperturas, generará cuatro puntos de acoplamiento en conjunto con el acoplador híbrido. Todo este proceso permitirá la alimentación del parche cuadrado mediante acoplamiento electromagnético, con una señal de PC lo suficientemente pura para trabajar adecuadamente en condiciones de propagación complejas.

3.3.2.3. Geometría base: Configuración estructural

El diseño de la antena está basado en una estructura de parche microcinta de bajo perfil, posicionado encima de un conjunto de dos sustratos dieléctricos separados por un plano de tierra intermedio. La geometría principal está formada por el parche metálico impreso encima del sustrato superior, con un plano de tierra continuo que lleva incrustado en su centro una ranura en forma de cruz con dimensiones de ancho y largo específicas para resonar a la frecuencia de operación.

Debajo del plano de tierra se encuentra el sustrato inferior con una permitividad dieléctrica mayor que la del sustrato anterior, y finalmente se tiene a un acoplador en forma de gancho que cuenta con 2 brazos de acoplamiento para RHCP en el puerto S (2,2) y LHCP en el puerto S (1,1). De esta forma consiguiendo polarización dual y mejorando la eficiencia de la antena en entornos de propagación adversos.

El parche radiador presenta dimensiones claras de W y L halladas exclusivamente para resonar a la frecuencia deseada de 881.5Mhz, tomando en consideración los efectos causados por tener permitividades distintas entre los sustratos, el cálculo idóneo para las dimensiones del parche se logró utilizando una permitividad intermedia de 2.85.

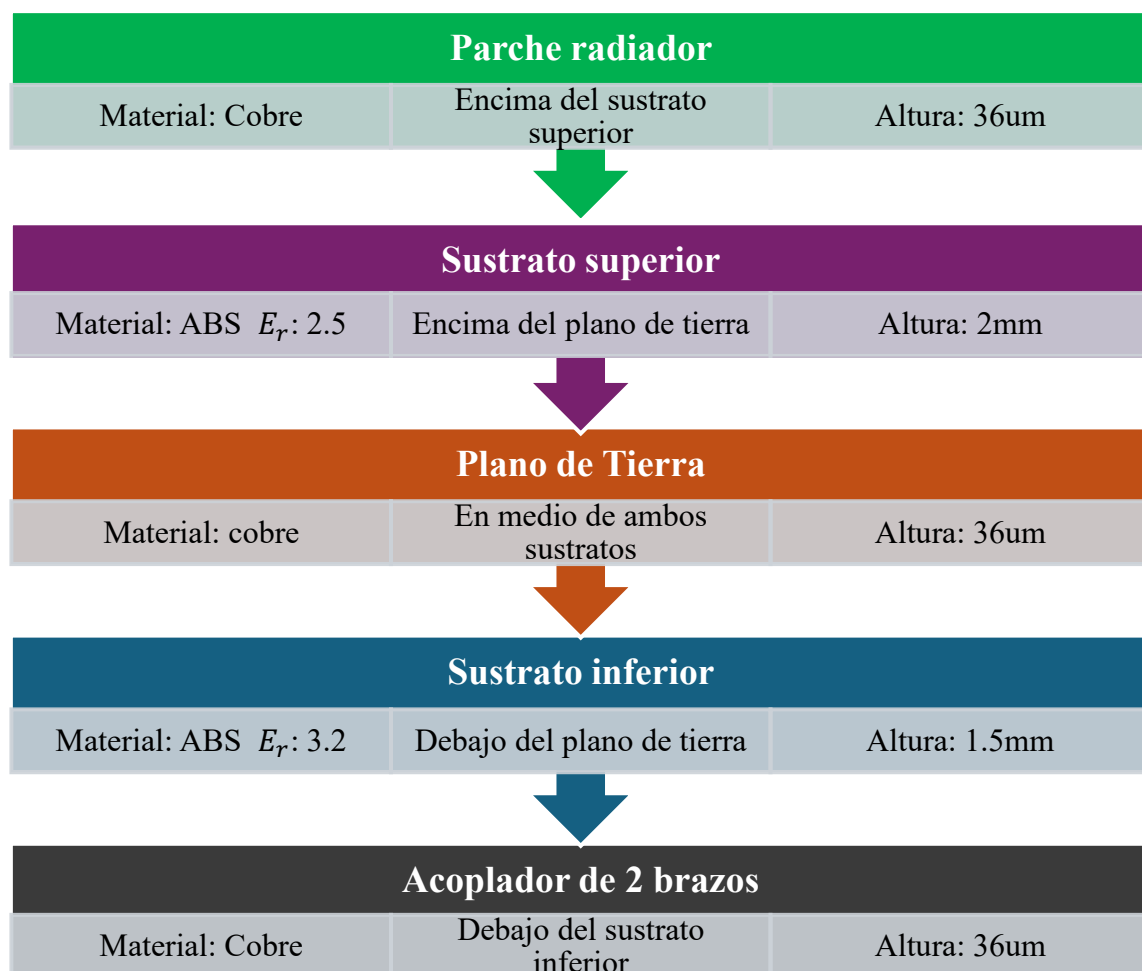
Cabe destacar que la ubicación del plano de tierra se extiende sobrepasando las dimensiones del parche para garantizar una correcta estabilización de los campos

electromagnéticos, y de este modo poder tomar control sobre la directividad de la antena. De igual forma el acoplador híbrido ha sido diseñado particularmente a una impedancia característica de 50 Ohms, y posicionado en el centro del parche para que sea intersecado por el slot en forma de cruz, y así generar varios puntos de acoplamiento en la estructura del parche donde la impedancia brinde un acoplamiento correcto de 881.5Mhz.

3.3.2.4. Diagrama de configuración estructural

Ilustración 35

Diagrama de la estructura de la antena parche de bajo perfil con PC



En sintonía con la ilustración 35, se plantea la estructura o dimensionamiento de la antena parche y la posición de cada uno de los elementos utilizados en el diseño de esta. También se puede apreciar que se utilizan 2 materiales distintos para diferenciar a los

elementos físicos de los materiales dieléctricos del sustrato. Un parámetro importante es que se plantea el grosor de cada elemento dentro de la antena, por lo que ya se puede hacer una visualización exacta de cuando llegara a medir la antena propuesta, con un total de 3.608mm. En contraste con la antena diseñada en [2], ya se tiene un grosor menor, dando una diferencia de 2.392mm. A continuación, se expresa porcentualmente la diferencia de grosor conseguida:

$$Reducción = \frac{G_{original} - G_{nuevo}}{G_{original}} \times 100$$

$$Reducción = \frac{6mm - 3.608mm}{6mm} \times 100 = \frac{2.392mm}{6mm} \times 100$$

$$Reducción \approx 39.87 \%$$

De acuerdo con los cálculos, se puede observar una reducción de aproximadamente el 39.9 % del grosor de la antena propuesta con la antena de referencia. Este valor porcentual brinda una idea clara de la compactación y reducción aplicada a la antena de diseño, logrando la premisa de desarrollar una antena microcinta con PC de bajo perfil.

3.3.2.5. Ecuaciones y dimensiones teóricas de la antena

En este apartado se tiene como propósito describir la metodología matemática aplicada para el cálculo de las dimensiones de la antena propuesta, para ello es necesario dividir los cálculos en 4 secciones principales:

- Parche.
- Sustrato.
- Slot en cruz.
- Acoplador.

Estas expresiones matemáticas están sustentadas mediante el modelo de líneas de transmisión, que a su vez tienen relación con las ecuaciones de Maxwell que trabajan con las propiedades físicas y dieléctricas de la antena. Todos los cálculos se realizan acorde a los materiales de diseño y a la frecuencia de operación de la antena microcinta (881.5MHz).

➤ **Parche radiador**

A diferencia del capítulo 2 en este caso se usa una nueva permitividad, con un valor promedio entre las 2 permitividades de los sustratos de la antena. Esto permite hallar de mejor manera las dimensiones del parche radiante, brindando un contorno más realista.

Ancho del parche:

$$W = \frac{c}{2f} \cdot \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}$$

Sustitución de valores:

$$W = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{2 (881.5 \times 10^6)} \cdot \sqrt{\frac{2}{2.85 + 1}}$$

$$W = \frac{300}{1763} \cdot \sqrt{\frac{2}{3.85}}$$

$$W \approx 0.17630 \times \sqrt{0.51948}$$

$$W = 122.64 \text{ mm}$$

Con el ancho del parche radiador es posible ajustar la frecuencia en caso de ser necesario, por lo que el valor real puede variar unos cuantos milímetros al aplicarse en la antena. Cabe destacar que, para un correcto funcionamiento el ancho del parche debe ser dimensionado simétricamente con la anchura del sustrato y plano de tierra.

Longitud efectiva sin corrección:

$$L_{eff} = \frac{C}{2f\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

Se halla la permitividad efectiva (ϵ_{eff}) para el efecto del sustrato:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}}$$

Sustitución de valores:

$$\epsilon_{eff} = \frac{2.85 + 1}{2} + \frac{2.85 - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{2mm}{122.64mm}\right)^{-\frac{1}{2}}$$

$$\epsilon_{eff} = 1.925 + 0.925 \times (1 + 0.19569)^{-\frac{1}{2}}$$

$$\epsilon_{eff} = 1.925 + 0.925 \times 0.91451$$

$$\epsilon_{eff} = 2.7709$$

Cálculo de la longitud efectiva L_{eff} :

$$L_{eff} = \frac{C}{2f\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

Sustitución de valores:

$$L_{eff} = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{2(881.5 \times 10^6) \times \sqrt{2.7709}}$$

$$L_{eff} = \frac{300}{1763 \times 1.6646} \approx \frac{300}{2934.69}$$

$$L_{eff} = 102.22 \text{ mm}$$

- **Corrección aplicada por el efecto de borde (ΔL):**

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

$$\Delta L = 0.412 \times 2mm \cdot \frac{(2.7709 + 0.3)(122.64mm/2mm + 0.264)}{(2.7709 - 0.258)(122.64mm/2mm + 0.8)}$$

$$\Delta L \approx 0.824 \frac{3.0709 \times 61.584}{2.5129 \times 62.12}$$

$$\Delta L \approx 0.824 \cdot \frac{189.11}{156.10}$$

$$\Delta L \approx 10.32 \text{ mm}$$

Una vez obtenidos los valores de la longitud efectiva y la distancia del efecto de borde, es posible encontrar la longitud final del parche. Dicho valor es contundente para obtener una frecuencia acoplada con el slot en cruz y el acoplador híbrido de la antena.

Longitud final del parche (L):

$$L = L_{eff} - 2\Delta L$$

$$L \approx 102.22 - 2 \times 10.32 \text{ mm}$$

$$L \approx 81.58 \text{ mm}$$

➤ **Largo y ancho del sustrato**

En este caso se mantiene la premisa de que el sustrato debe ser aproximadamente 2 veces mayor que las dimensiones de W y L del parche:

Largo (L) del sustrato:

$$eL = 2L$$

$$eL = 2(81.58 \text{ mm})$$

$$eL = 163.16 \text{ mm}$$

Ancho (W) del sustrato:

$$eW = 1.8W$$

$$eW = 1.8(122.64 \text{ mm})$$

$$eW = 220.75 \text{ mm}$$

Cabe destacar que la dimensión de los sustratos será la misma que la del plano de masa, esta cualidad permitirá dimensionar correctamente la antena y controlar mejor los factores de radiación.

➤ **Slot en cruz**

El diseño apropiado del slot dentro del plano de tierra afecta directamente al acoplamiento de la antena, por lo que es imprescindible conseguir valores precisos para un correcto modelado y no perjudicar la ganancia de la antena. En función de esto se plantean los siguientes cálculos:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

Al igual que el cálculo del parche radiador, se utiliza una permitividad intermedia. En este caso es vital utilizar el valor de 2.85 ya que, al ubicarse exactamente en medio de la antena, los campos electromagnéticos de ambos sustratos se intersecan en el plano de masa, por lo que es necesario aplicar una permitividad adecuada y no optar por los valores fijos de los sustratos.

$$\lambda_g = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

Sustitución de valores:

$$\lambda_g = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{(881 \times 10^6) \sqrt{2.85}}$$

$$\lambda_g = 0.2015935 \text{ m}$$

Aplicando la conversión de metros a milímetros se obtiene:

$$\lambda_g = 201.5935 \text{ mm}$$

Una vez obtenida la longitud guiada del sustrato se puede calcular el largo y ancho del Slot:

Largo (Ls) del slot:

$$L_s = 0.3 \times \lambda_g$$

$$L_s = 0.3 \times 201.5935 \text{ mm}$$

$$L_s = 60.478 \text{ mm}$$

Ancho (Ws) del Slot:

$$W_s \approx \frac{L_s}{12}$$

$$W_s \approx \frac{60.478 \text{ mm}}{12}$$

$$W_s = 5.039 \text{ mm}$$

Como se puede observar, las dimensiones de la ranura de acoplamiento son dependientes de la longitud guiada, misma que es utilizada para calcular la longitud del Slot en conjunto con una constante de 0.3. Una vez obtenida la longitud del Slot, se utiliza dicho valor para encontrar su anchura, y con ello poder diseñar correctamente la ranura en forma de cruz que servirá para la propagación de la energía hacia el parche radiante. Es notable que dichas variables al utilizarse en conjunto para la resolución del diseño son indispensables para obtener una ganancia adecuada en la antena.

➤ **Acoplador híbrido**

Debido a que el acoplador está ubicado debajo de toda la estructura de la antena, la permitividad de trabajo será igual que la del sustrato inferior. Este elemento es el encargado del acoplamiento y la frecuencia de trabajo, por lo que se requiere un posicionamiento adecuado en el centro del sustrato, y una correcta longitud de sus brazos a $\lambda/4$.

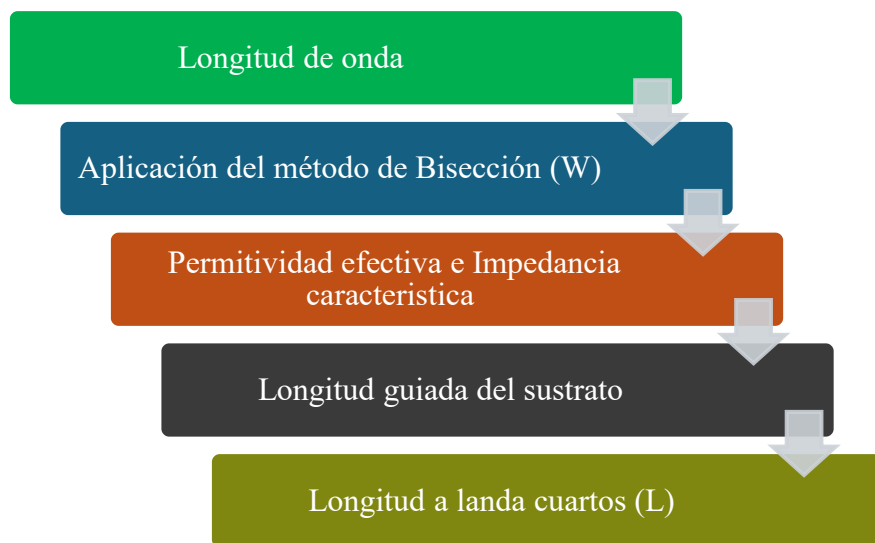
Para el dimensionamiento del acoplador, es necesario seguir un proceso de cálculo específico, ya que se requiere inicialmente de distintas variables para calcular

correctamente las longitudes de los brazos de acoplamiento, por lo que en el siguiente esquema se plantea la secuencia de cálculos respectivos:

- **Proceso de cálculo para el acoplador híbrido**

Ilustración 36

Secuencia de cálculo para el acoplador híbrido a $\lambda/4$



En concordancia con la imagen 36 es necesario partir del cálculo de la longitud de onda utilizando la frecuencia de operación, para posteriormente conseguir las siguientes variables y aplicar el método de bisección. Dicho proceso será necesario para realizar una comparativa entre el ancho del acoplador y su altura, con el fin de aplicar la fórmula adecuada para hallar la permitividad efectiva y de este modo, conseguir el ancho de la línea del acoplador que se ajuste a la impedancia característica. Seguidamente es posible encontrar la longitud guiada del sustrato y con dicho valor hallar la longitud final del acoplador.

- **Longitud de onda**

En función de conseguir valores de gran precisión, se recurre a trabajar con la velocidad de la luz en el aire, es decir con 299,792,458 m/s [42]. Este valor permitirá

conseguir resultados más realistas en contraste con la velocidad de la luz en el vacío. A continuación, se procede a mostrar los cálculos realizados:

$$\lambda_a = \frac{c}{f}$$

Sustitución de valores:

$$\lambda_o = \frac{299792458 \text{ m/s}}{881.5 \times 10^8}$$

$$\lambda_o = 0.3400935428 \text{ m}$$

Aplicando la conversión a milímetros se obtiene:

$$\lambda_o = 340.0935428 \text{ mm}$$

Una vez obtenida la longitud de onda a la frecuencia de trabajo, el siguiente paso sería calcular la permitividad efectiva en conjunto con la impedancia característica. Pero antes es necesario aplicar el método de Bisección, este servirá para plantear la relación entre el ancho de la línea microcinta del acoplador y la altura del sustrato. Con esta razón es posible aplicar las fórmulas matemáticas para las variables mencionadas, y a su vez, permitirá conocer el ancho idóneo de los brazos del acoplador donde la impedancia característica sea de 50Ω y se acople correctamente con el parche radiante. Para esta acción se toman en cuenta las siguientes variables:

- $Z_o: 50\Omega$
- $\epsilon_r: 3.2$
- $h: 1.5\text{mm}$

3.3.3. Método de Bisección

De acuerdo con la literatura se conoce que este método número sirve para hallar raíces dentro de una función continua $f(x)$ de un intervalo $[a, b]$, donde cada función cuenta con signos opuestos, tal que $f(a) \cdot f(b) \leq 0$. Dicho proceso se conoce como la sucesión numérica definida recursivamente por:

$$x_k := \frac{a_k + b_k}{2}, \quad \text{Para } k = 1, 2, \dots,$$

En esta expresión debe cumplirse:

$$\begin{aligned}
 [a, b] & \quad \text{Si } K = 0 \\
 [a_k, b_k] := & \quad [a_{k-1}, x_{k-1}] \quad \text{Si } K \geq 1 \wedge f(a_k)f(x_k) < 0 \\
 & \quad [x_{k-1}, b_{k-1}] \quad \text{Si } K \geq 1 \wedge f(a_k)f(x_k) > 0
 \end{aligned}$$

Esta sucesión generada por el método de bisección promete converger hasta llegar a 0 aplicándose la función sobre el intervalo $[a, b]$ [43]. Aunque debe tomarse en cuenta que cada intervalo escogido dará una solución única, por lo que es importante delimitar correctamente los rangos para aplicar este método.

En este contexto, se está buscando el ancho (W) de una línea microcinta que proporcione una impedancia característica de $Z_o: 50 \Omega$, con la permitividad y altura de sustrato ya mencionados anteriormente. En continuidad con esta premisa se define la siguiente función objetivo mediante el método de Bisección:

$$F(W) = Z_o(W) - 50$$

Esta función permitirá llegar al punto donde el valor de W sea $f(W) = 0$.

Una vez encontrada la razón de convergencia ($f(W) = 0$) mediante el cálculo de las iteraciones, se podrá delimitar la relación de W/h, misma que será útil para calcular

en conjunto la permitividad efectiva y la impedancia característica donde el ancho de la línea del acoplador sea igual a 50Ω . Acto seguido se presentan las fórmulas usadas para encontrar las variables de permitividad efectiva e impedancia característica:

➤ **Permitividad efectiva (Hammerstad)**

$$\epsilon_{eff}(W) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}}$$

➤ **Impedancia característica**

▪ Si $\frac{W}{h} \geq 1$:
$$Z_o(W) = \frac{120 \pi}{\left(\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{W}{h} + 1.444\right)\right)}$$

▪ Si $\frac{W}{h} < 1$:
$$Z_o(W) = \frac{120 \pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}(W)}} \ln\left(\frac{8h}{W} + 0.25 \frac{W}{h}\right)$$

Antes de empezar con el proceso de iteraciones del método de Bisección, se deben plantear los intervalos de trabajo $[a, b]$, los cuales deben garantizar el cambio de signo en el rango de búsqueda. Debido a que aún se desconoce la relación de W/h precisa que brinde un valor de 50Ω , se proponen extremos bastante separados para asegurar que $f(W_{bajo}) > 0$, $f(W_{alto}) < 0$, o viceversa. En este sentido se muestran los intervalos propuestos:

Tabla 15

Intervalos para hallar el ancho del acoplador con el método de Bisección

W/h (intervalo)	Característica de la línea	Z_o aproximado
0.5	Línea delgada.	80 – 100 Ω
10	Línea ancha.	30 Ω o menos

El intervalo mostrado en la tabla 15 refleja que existe dentro de su rango una impedancia característica de 50Ω , al tomar un rango de gran extensión se puede notar un cambio de signo aplicando la función objetivo. Por ejemplo; si en el extremo de 0.5 se infiere una impedancia de 92Ω , al restarse con 50 se obtiene un valor positivo, de igual forma que al utilizarse el número 10, se nota un resultado negativo. Este rango escogido se ira acotando iterativamente hasta llegar al valor de impedancia deseado, por lo que resulta óptimo para utilizarse en el método de Bisección y encontrar la relación de W/h , que a su vez permitirá encontrar el ancho de la vía y la permitividad adecuada. Enseguida se ilustra la fórmula para cálculo de la impedancia característica y la relación de W/h con el método aplicado:

$$W_{med} = \frac{W_{bajo} + W_{alto}}{2}$$

Con esta fórmula se proceden a realizar las iteraciones con el rango planteado y calcular respectivamente las variables mencionadas.

3.3.1. Permitividad relativa e Impedancia característica

Se exponen los resultados de las iteraciones aplicadas por el método de Bisección para conseguir la relación entre W/h y de forma consiguiente hallar la permitividad efectiva e impedancia característica según las expresiones anteriores:

Tabla 16

Calculo de iteraciones del método de Bisección para encontrar W/h acorde a la impedancia característica

i	W_{bajo}	W_{alto}	W_{med}	$\frac{W_{med}}{h}$	ϵ_{eff}	$Z_o(\Omega)$	$F(W_{med})$
1	0.50	10.000	5.250	3.500	2.6880	39.06	-10.94

2	0.50	5.250	2.875	1.9167	2.4148	57.80	7.80
3	2.875	5.250	4.0625	2.7083	2.5646	46.54	-3.46
4	2.875	4.0625	3.46875	2.3125	2.5270	51.53	1.53
5	3.46875	4.0625	3.76562	2.5104	2.5437	48.90	-1.10
6	3.46875	3.76562	3.61718	2.4115	2.5354	50.18	0.18
7	3.61718	3.76562	3.69140	2.4609	2.5394	49.53	-0.47
8	3.61718	3.69140	3.65429	2.4362	2.5374	49.855	-0.145
9	3.63574	3.65429	3.64401	2.4293	2.5389	50.0179	0.0179
10	3.63574	3.64401	3.63988	2.4323	2.5381	49.9365	-0.0635
11	3.63574	3.63988	3.63781	2.4309	2.5385	49.9772	-0.0228
12	3.63574	3.63781	3.63677	2.4316	2.5383	49.9975	-0.00247
13	3.63677	3.63781	3.63729	2.4313	2.5384	50.0077	0.00772

Una vez aplicado el método de bisección al intervalo propuesto, se puede notar en la tabla 16 que después de 13 iteraciones se obtiene una impedancia de 50Ω en conjunto con una $\epsilon_{eff} = 2.5384$, al mismo tiempo que se aprecia una razón de $W_{med}/h : 2.4313$. Por lo que se aplicó la fórmula de $\frac{W}{h} \geq 1$ para la obtención de la impedancia característica. Ya culminada la última iteración se refleja un ancho para la línea microcinta del acoplador de 3.63729 mm. Si bien este valor expone un acoplamiento ideal a la frecuencia deseada, debe tomarse en cuenta que en casos reales el grosor de la línea puede variar ligeramente, ya sea por los efectos electromagnéticos o las características del material.

3.3.2. Longitud guiada y Longitud a $\lambda/4$

Al integrar todo el proceso matemático de las secciones pasadas, se han logrado conseguir las variables necesarias para poder calcular la longitud guiada y por consiguiente la longitud a $\lambda/4$. Esta medida es contundente para el dimensionamiento final del acoplador híbrido, ya que es la encargada de proporcionar el recorrido necesario

para que las ondas electromagnéticas se acoplen en los puntos de inserción del slot en cruz, y de este modo poder trabajar la frecuencia de resonancia de 881.5MHz.

Posteriormente se muestra la resolución de las longitudes descritas:

Longitud Guiada

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{340.0935428 \text{ m}}{\sqrt{2.5384}}$$

$$\lambda_g = 213.4609101 \text{ mm}$$

Longitud a $\lambda/4$

$$L \lambda/4 = \frac{\lambda_g}{4} = \frac{213.4609101 \text{ mm}}{4}$$

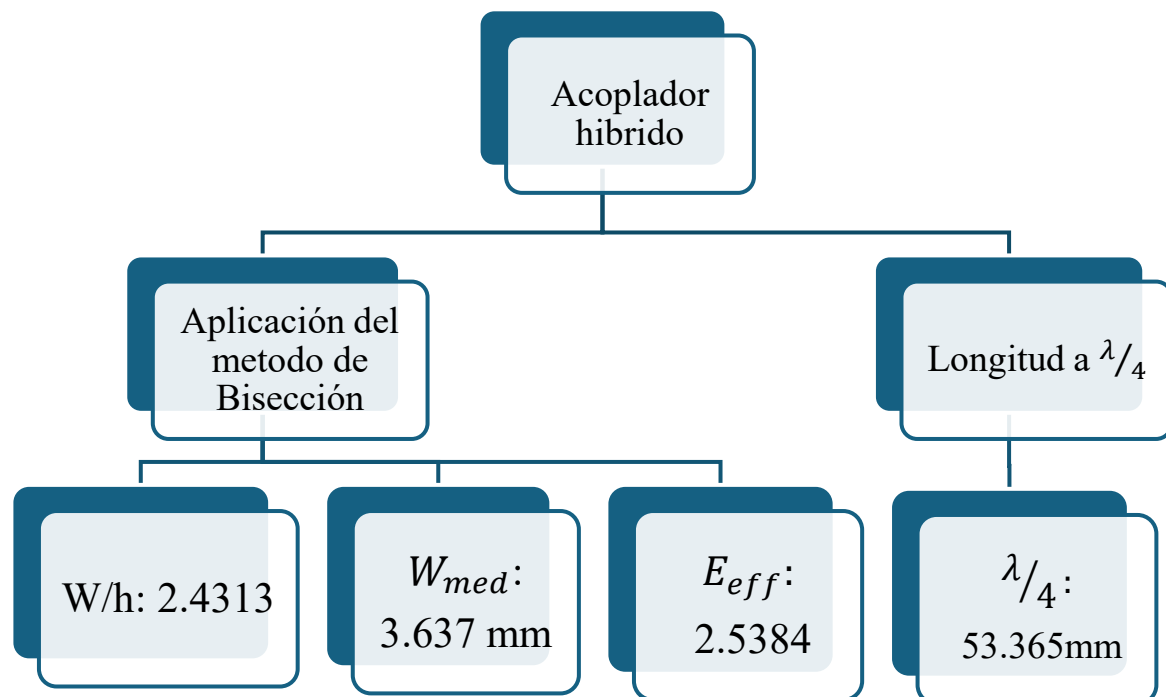
$$L \lambda/4 = 53.36522752 \text{ mm}$$

De acuerdo con las fórmulas planteadas se puede observar que las longitudes halladas están relacionadas directamente con la raíz de la permitividad efectiva, dando como resultado una longitud guiada de aproximadamente 213.461mm y una longitud a $\lambda/4$ de 53.365mm. Con esta dimensión final ya es posible modelar el acoplador híbrido a la frecuencia deseada, aunque puede ser necesario ajustar brevemente ciertas medidas para conseguir resultados más precisos en la simulación electromagnética. A reglón seguido se expone un diagrama con todas las medidas de diseño requeridas para el bosquejo del acoplador híbrido en la antena parche de bajo perfil:

3.3.4. Métricas obtenidas para el diseño del acoplador híbrido

Ilustración 37

Medidas calculadas para el acoplador híbrido en la antena parche



Tal como se muestra en la imagen 37, sea realizado todo el proceso matemático para obtener las medidas correspondientes para el dimensionamiento del acoplador híbrido, estos cálculos fueron llevados a cabo bajo un orden estricto para conseguir la mayor proximidad a resultados realistas, tomando en cuenta todas las variables de propagación y efectos electromagnéticos, de modo que sea posible el modelado de la antena con gran exactitud a la frecuencia de trabajo.

De igual forma se muestra una tabla de datos, obtenida mediante todo el proceso de resolución del modelo TLM, que ilustra el dimensionamiento de los elementos la antena microcinta de bajo perfil con PC:

Tabla 17

Ancho y largo de todos los elementos de la antena para diseño electromagnético

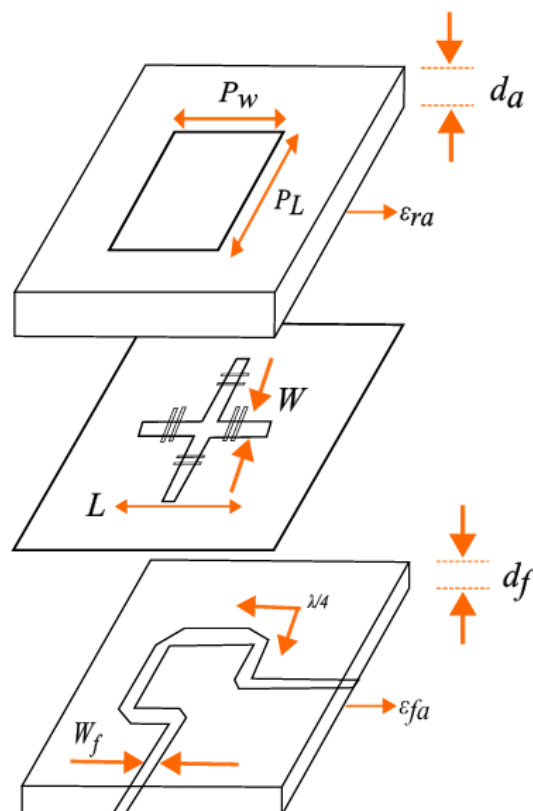
Medidas	Acoplador	Sustratos	Plano de tierra	Slot en Cruz	Parche
Ancho (W)	3.637 mm	220.75 mm	220.75 mm	5.039 mm	122.64 mm
Largo (L)	53.365 mm	163.16 mm	163.16 mm	60.478 mm	81.55 mm

Ya con todos los valores calculados que se exponen en la tabla 17 para el bosquejo del acoplador y demás elementos de la antenna, es posible realizar un diseño electromagnético y brindar un bosquejo de la antenna final:

3.4. Boceto de la antenna propuesta para repetidor 4G.

Ilustración 38

Bosquejo de la antenna con PC alimentada mediante acoplador Hibrido y slot en cruz



Como se puede observar en la gráfica 38, se nota el modelado completo de la antenna propuesta, aquí se aprecia un diseño con 3 partes principales, de las cuales destacan

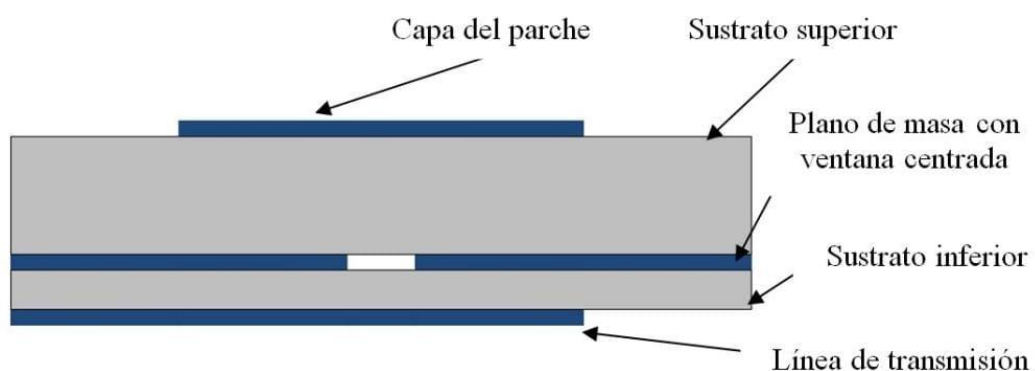
el acoplador híbrido, el slot en cruz y el parche radiador. Estos 3 elementos trabajan en sinergia para el acoplamiento y radiación electromagnética a la frecuencia de 881.5MHz, brindando una polarización circular de derecha e izquierda en sus puertos respectivos. Adicional se identifican los nombres de cada variable de diseño para los elementos de la antena.

Es importante mencionar que ambos sustratos poseen las mismas dimensiones de W y L, de tal forma que se genera una sobreposición entre los sustratos y el plano de tierra de forma precisa. En la sección del slot en cruz se visualizan 4 cortes internos, estas formas representan los puntos donde las aperturas reciben las ondas electromagnéticas enviadas por el acoplador híbrido, de modo que la energía es filtrada por medio de estos puntos de acoplamiento y percibida por el parche superior con una ganancia específica, para finalmente poder propagarse en el medio libre.

3.4.1. Vista frontal de la antena

Ilustración 39

Vista frontal de antena alimentada por acoplamiento por ranura



La vista proporcionada por la imagen 39 representa la estructura frontal de la antena, en esta ubicación se aprecia la sobreposición de todos los elementos y como encajan en el arreglo final del dispositivo [55]. Se puede notar que el acoplador híbrido figurado por la línea de transmisión se encuentra debajo de todo el bosquejo, seguido por

la capa del sustrato inferior que se interseca con el plano de tierra en conjunto con la ranura cuadrada del centro, que simboliza el slot en cruz para el filtrado de la energía. Posteriormente se ubica el sustrato superior con un mayor grosor en comparación de los demás elementos.

Este grosor superior se debe a una estrategia de radiación aplicada en los sustratos, ya que al utilizar distintos grosores en ambos sustratos los campos electromagnéticos se expanden de mejor manera a lo largo material dieléctrico, lo que permite mejorar las características de radiación de todo el dispositivo.

3.5. Simulación electromagnética.

En este apartado se tiene como objetivo poder desarrollar la simulación electromagnética con el software de diseño escogido acorde con los valores encontrados, para en función de ello afinar las dimensiones de las antenas y conseguir resultados idóneos con las características de propagación planteadas anteriormente, de modo que el diseño propuesto se convierta en una solución viable para su aplicación en repetidores 4G. También se explicarán los parámetros de simulación utilizados para el modelado de la antena, esto en función de comprender a detalle el funcionamiento del software y dimensionar el dispositivo en un entorno realista de trabajo.

3.5.1. Herramienta utilizada y justificación

Para el diseño electromagnético se hará uso del Software de simulación “Ansys Electronics Desktop”, este programa permitirá modelar la antena con todas las variables necesarias para un correcto funcionamiento, en particular se utilizará el entorno de High Frequency Structure Simulator, también conocido como Ansys HFSS.

Este programa destaca entre los softwares de diseño ya que cuenta con características clave que permiten modelar dispositivos de alta frecuencia con gran

precisión, su resolución matemática mediante el método de elementos finitos (FEM), y simulación de onda completa (Full Wave), permiten una contextualización profunda de las ecuaciones de Maxwell, de modo que se engloben todos los parámetros electromagnéticos requeridos y puedan brindar una resolución realista del trabajo de la antena. Además de sus características técnicas, su entorno 3D permite bosquejar e incluir variables de forma sencilla, por ejemplo; características de materiales dieléctricos, medidas de profundidad y longitud, cortes, mallado, sobreposición de elementos, etc.

Estas cualidades vuelven el entorno HFSS en un software de simulación robusto, por lo que resulta idóneo para trabajar con el diseño de la antena propuesta, permitiendo evaluar características y parámetros necesarios acorde con el funcionamiento electromagnético del dispositivo.

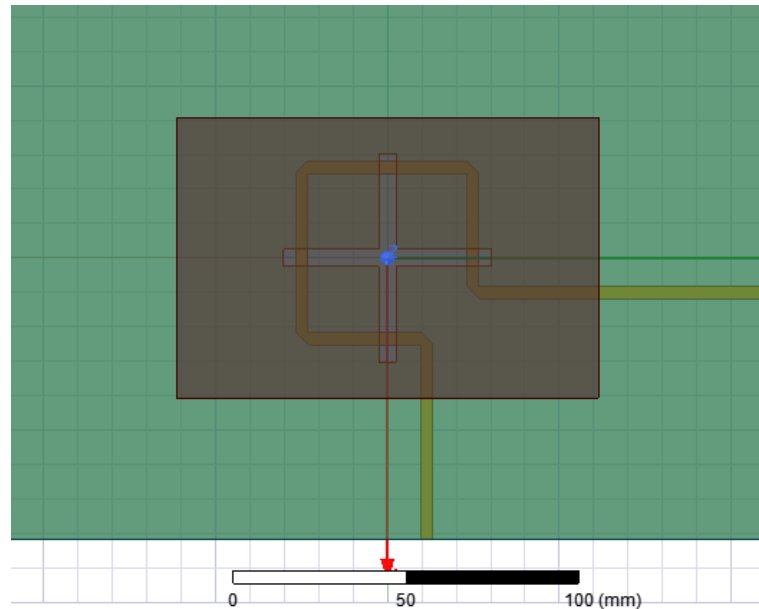
3.5.2. Diseño basado en parámetros reales y no en parámetros ideales

Este apartado describe la implementación realista del diseño en el entorno de simulación escogido. Si bien en secciones anteriores se realizó el cálculo de variables para el bosquejo de la antena tomando en cuenta factores clave para el diseño como; longitudes de onda, pérdidas dieléctricas, impedancia característica, efectos de borde, etc. Se mencionó también que estos cálculos requerirán de ligeros cambios para tener total concordancia con el medio de propagación de la antena. En función de esto se realiza una comparativa entre las dimensiones halladas teóricamente y las medidas de diseño que brindaron resultados óptimos en el software Ansys HFSS. Más adelante se expone una visualización del diseño de la antena realizado mediante las dimensiones calculadas con el modelo TLM:

3.5.2.1. Diseño teórico de la antena de PC con parámetros ideales

Ilustración 40

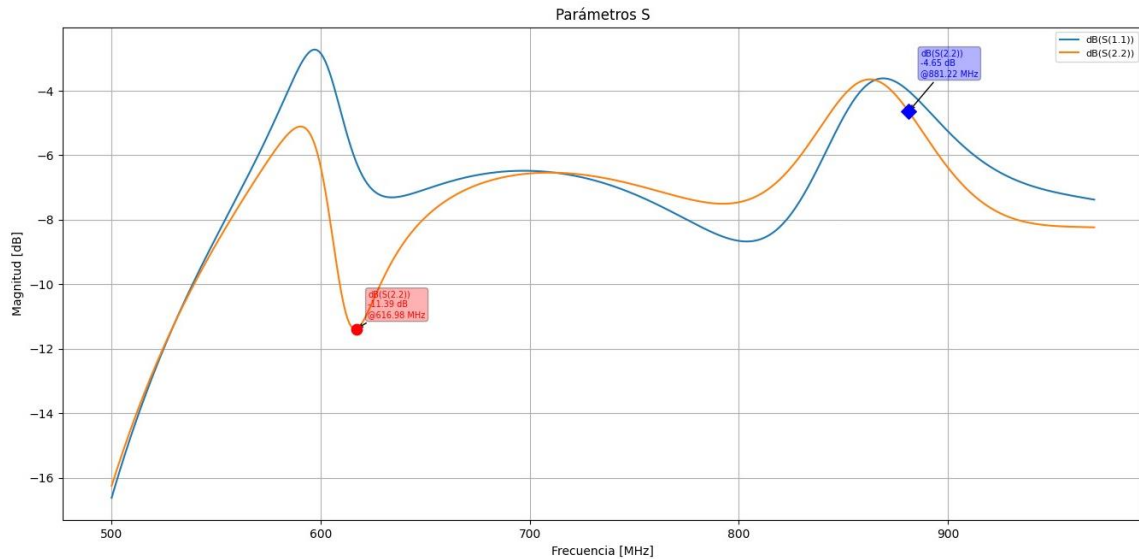
Vista superior de la antena diseñada con medidas teóricas



Se puede apreciar en la figura 40 que el diseño teórico de la antena microcinta fue realizado en función del bosquejo implementado anteriormente, notándose los 3 elementos principales del modelo; en la parte superior se encuentra ubicado el parche radiador, debajo del slot en cruz, y finalmente el acoplador híbrido. Si bien este diseño cuenta con todas las medidas halladas matemáticamente, no expone resultados óptimos para su funcionamiento adecuado. En las gráficas siguientes se ilustran los resultados del parámetro S_{11} , S_{22} y la ganancia total de la antena:

Ilustración 41

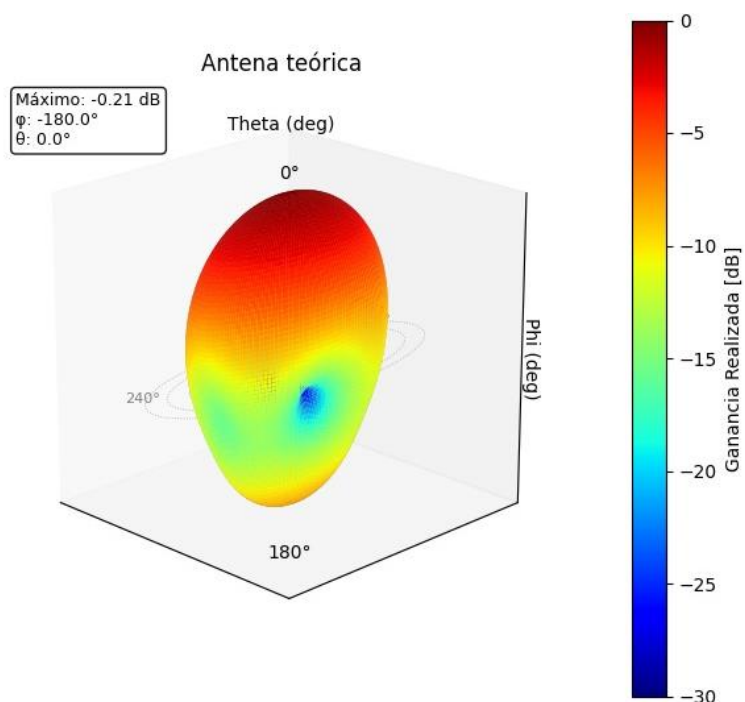
Resultados de Parámetros $S(1,1)$ y $S(2,2)$



La ilustración 41 nos muestra una exposición de las frecuencias de trabajo de los puertos de la antena. En este caso el parámetro S (1,1) es representado por la línea naranja, y el S (2,2) por la franja celeste. Se nota que ambos puertos no trabajan en concordancia con la frecuencia deseada de 881.5MHz, apenas propagándose a una medida de -4.6dBs, y por lo contrario resonando a una frecuencia inferior de 616.98MHz.

Ilustración 42

Ganancia total de la antena expuesta en el diagrama de radiación



En la figura 42 se proyecta el diagrama de radiación en 3D de la antena parche, es notable que su lóbulo principal percibe una absorción de energía en la sección inferior, por lo que no permite una propagación electromagnética por parte del parche, dando una ganancia total de apenas -0.2dBi.

3.5.2.2. Diseño optimizado de la antena de PC con parámetros reales

De acuerdo con las características expuestas de la antena teórica, se procede a implementar mejoras en el dimensionamiento de la antena, de modo que se logren obtener resultados adecuados con los requisitos de radiación. Seguidamente se expone una tabla de datos con las nuevas medidas implementadas en la antena para mejorar su desempeño:

Tabla 18

Longitudes optimizadas del diseño de la antena parche de bajo perfil con PC

Medidas	Acoplador	Sustratos	Plano de Tierra	Slot en Cruz	Parche
Ancho (W)	4.7mm	200mm	200mm	0.744mm	84mm
Largo (L)	52.22mm	200mm	200mm	57mm	84mm

En contraste con el arreglo 17 del dimensionamiento teórico, puede notarse en la tabla 18 que se han cambiado varias medidas de ancho y largo en algunos elementos, con el propósito de optimizar las variables a un modelo de igual estructura.

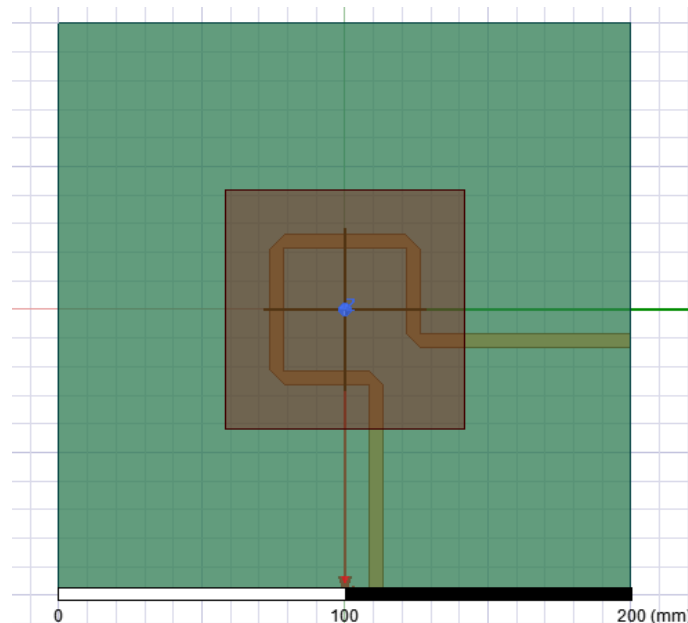
Esto significa que se han rediseñado algunos componentes de la antena para obtener medidas de igual longitud en ancho y largo. Esta decisión técnica fue tomada después de varias iteraciones en las etapas de diseño, donde se demostró que optar por un diseño simétrico brindaba mejores resultados de simulación. Cabe destacar que el proceso matemático del modelo TLM fue fundamental para dimensionar correctamente las nuevas longitudes de la antena, ya que brindo una perspectiva real de la frecuencia de trabajo con

el diseño inicial, lo que permitió corregir puntualmente los valores de longitud para el dimensionamiento correcto.

Así mismo el proceso del método de Bisección aplicado a la relación entre W/h arrojó resultados de gran precisión para el acoplador híbrido, apenas aplicándose una corrección del 2.14% en su longitud a $\lambda/4$. Es importante mencionar que el valor de W obtenido para el acoplador híbrido tuvo buen acoplamiento a la medida de 3.7mm, que en comparación con el valor original de 3.637 mm fue bastante aproximado. No obstante, se optó por rediseñar el ancho del componente a 4.7mm por características de robustez en las vías del recorrido, además de que incluyendo los cortes en las esquinas del acoplador se consiguió un acoplamiento superior al valor inicial de 3.7mm.

Ilustración 43

Diseño optimizado de la antena parche en función de valores iniciales



En la imagen 43 se expone el modelado final de la antena parche de bajo perfil, conseguida mediante la optimización de los valores iniciales de cálculo. Con este diseño simétrico de estilo cuadrado se mejoró significativamente las cualidades de radiación del

dispositivo, logrando cumplir con los requisitos de diseño y especificaciones técnicas de la parte inicial del capítulo. El análisis de los resultados de Parámetros S, ganancia total y relación axial serán presentados en el capítulo siguiente.

3.5.3. Parámetros de simulación

En este apartado se abordan los parámetros de simulación empleados para el correcto diseño de la antena parche, el software de simulación aplicado utiliza los siguientes parámetros para expresar correctamente el cálculo de tres dimensiones mediante el método de elementos finitos y su entorno HFSS.

3.5.3.1. Condiciones de borde

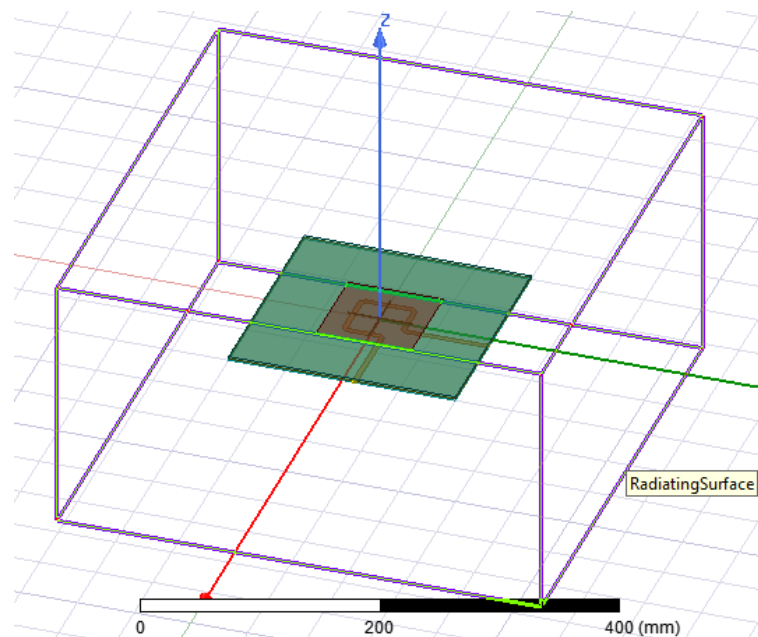
Para las condiciones de borde se trabajó con el parámetro de Radiation Boundary, esta característica permite simular un entorno abierto donde las ondas y campos electromagnéticos pueden irradiarse naturalmente sin reflexiones considerables. La longitud aplicada para un buen desempeño fue una distancia mínima de $\lambda/4$ entre los límites del diseño y la caja de radiación que contiene la antena, de forma que se presente una cantidad mínima de reflexiones dentro del espacio simulado.

3.5.3.2. Caja de radiación

Con el fin de simular el contorno de propagación de la antena, se fabricó una caja tridimensional con longitudes específicas para su funcionamiento a 881.5MHz, de modo que se garantice un comportamiento adecuado del campo lejano. Este elemento trabaja como características de radiación idénticas al aire, por lo que modela perfectamente la propagación de las ondas electromagnéticas en el espacio libre. La caja de radiación es un componente de vital importancia en el diseño electromagnético, ya que otorga una visualización real del patrón de radiación y características de la antena.

Ilustración 44

Diseño de caja de radiación a $\lambda/4$ con condiciones de borde



En la gráfica 44 se aprecia una caja cuadrada que encierra a la antena parche de bajo perfil, esta caja de radiación cuenta con las condiciones de borde de Radiation Boundary, por lo que permite emular las condiciones realistas de propagación a la frecuencia de trabajo como si fuese un medio real.

3.5.3.3. Excitación

Para la alimentación física del dispositivo se recurrió a 2 puertos de onda conectados a los extremos de los brazos del acoplador e interceptados con el plano de masa. Estos puertos están configurados a una impedancia característica de 50Ω , que corresponde al valor típico en sistemas de RF, además de estar diseñados con la excitación de Lumped Port para mayor precisión.

A través de los puertos es posible el análisis del coeficiente de reflexión en ambas salidas, además de interpretar que tan eficiente es la adaptación de impedancias entre el generador y la antena conectada.

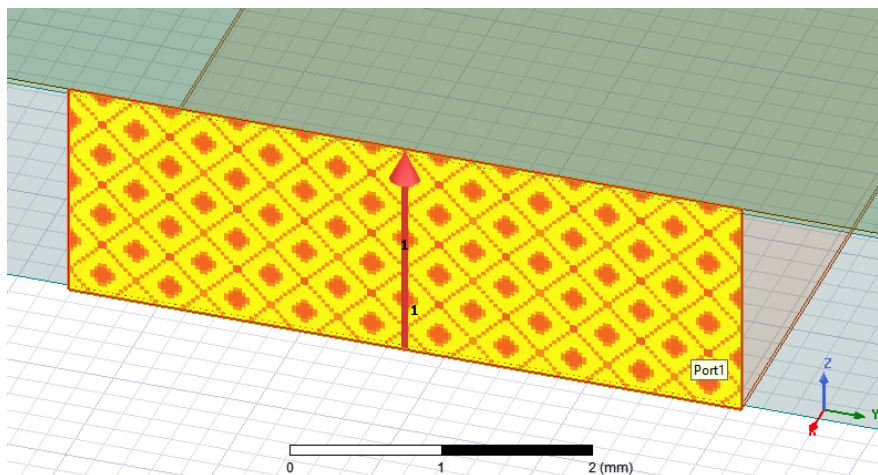
3.5.3.4. Mallado

La discretización del dominio electromagnético fue realizada mediante técnicas de mallado adaptativo, en este caso los elementos finitos ajustan su tamaño de forma automática conforme las variaciones del campo electromagnético en cada subregión de los nodos.

Las zonas críticas como bordes de parche, esquinas de líneas microcinta y transiciones entre materiales recibieron refinamiento local, ya que es imprescindible capturar correctamente la propagación de los campos y minimizar errores de cálculo. Este proceso requirió varias iteraciones en conjunto con el bosquejo de la antena, hasta conseguir errores de convergencia mínimos y llegar a resultados numéricos estables.

Ilustración 45

Representación del mallado adaptivo a longitudes milimétricas del puerto 1



La ilustración 45 refleja la zona de trabajo del puerto 1 simulado con la característica de Lumped Port, dicho puerto está conectado entre el final de la línea microcinta del acoplador híbrido, y el plano de masa intermedio. También se aprecia una secuencia infinita de subregiones cuadradas, que en este caso representan el mallado adaptativo de los elementos. Estas regiones capturan los campos electromagnéticos de los

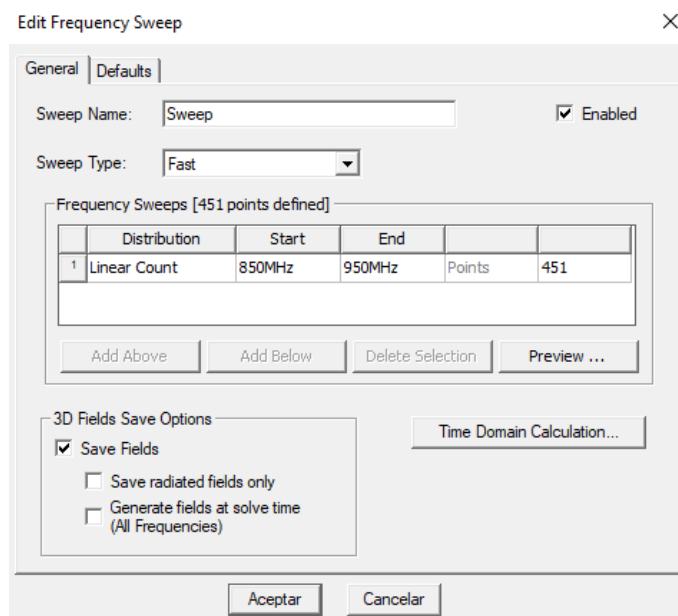
componentes, permitiendo realizar el cálculo numérico de todas las propiedades de radiación en el mallado de la antena.

3.5.3.5. Rango de frecuencias

Para poder observar el comportamiento de la antena es necesario plantear un rango de operación adecuado, por lo que se toma en cuenta la frecuencia de operación y el ancho de banda adyacente. En este caso se optó por utilizar un intervalo de simulación desde 850MHz, hasta 950MHz, de modo que pueda abarcarse la frecuencia central de 881.5MHz y observar los picos de resonancia principales. Delimitar un rango de frecuencia corto ayuda a no sobrecargar el software, además de que arroja resultados más rápidos al no utilizar un rango de frecuencia tan extendido. En el rango definido se ajustan saltos de 25MHz que permiten obtener una visualización del ancho de banda, y delimitar los puntos donde la antena posee un mejor acoplamiento a 50Ω .

Ilustración 46

Selección del intervalo de simulación



De acuerdo con la imagen 46 se delimita el rango de frecuencias para simular el espectro de interés, se observa que el diseño de la gráfica contara con un trazado de 451 puntos y se tomaran en cuenta los campos electromagnéticos para una simulación de gran certeza, además de poder simular otros parámetros al utilizar estos campos.

CAPÍTULO 4: RESULTADOS

En este capítulo se realiza el análisis detallado de los resultados obtenidos mediante las simulaciones realizadas en el software Ansys Electronics Desktop. Para los parámetros de la primera antena se evaluarán el parámetro de dispersión S (1,1) y la ganancia total del sistema. En cambio, para la antena implementada con PC, además del parámetro S (1,1), parámetro S (2,2) y ganancia total, se examinará también el Axial Ratio, que representa la eficiencia de la polarización lograda en los cambios ortogonales de la antena.

4. Resultados obtenidos de simulación de parámetros.

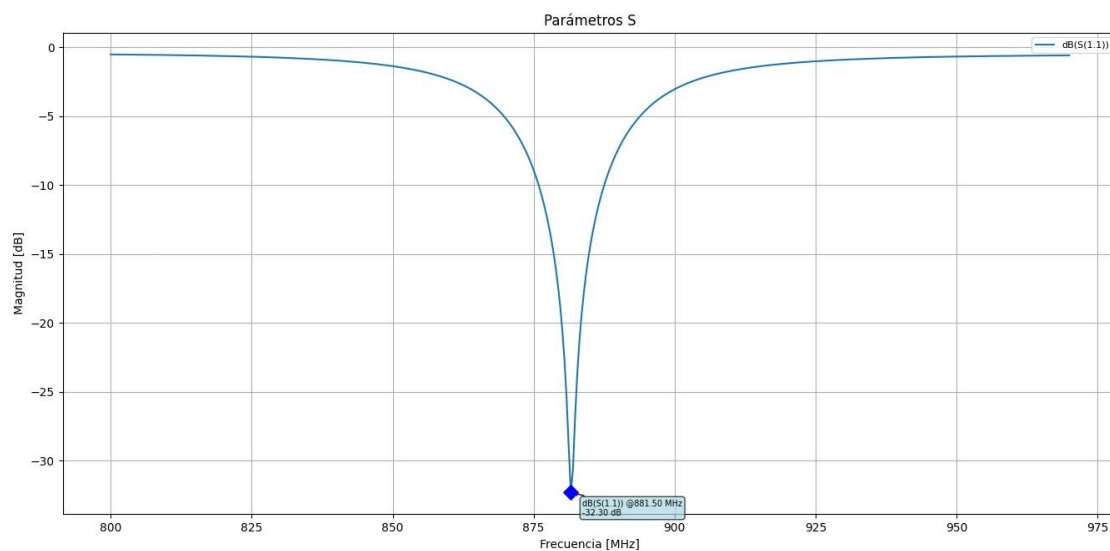
Cada uno de los resultados será interpretado considerando el modelo de líneas de transmisión y de acoplamiento por apertura, de modo que pueda comprenderse la teoría aplicada en los resultados alcanzados de los diseños finales.

4.1. Resultados de antena microcinta de PL.

4.1.1. Parámetro S (1,1)

Ilustración 47

Parámetro S11 acoplado a 881.5MHz



Tal como se visualiza en la gráfica 47, se tiene el resultado del parámetro de dispersión $S(1,1)$ de la antena de PL, este parámetro en particular representa cuanta energía es reflejada hacia la fuente de alimentación. En este caso, se nota un rango de simulación desde los 800MHz hasta 975MHz, de modo que puede apreciarse un pico intermedio que indica una frecuencia de resonancia de 881.5MHz, con una magnitud de -32.30dB. Este valor indica que a dicha frecuencia la antena presenta una adaptación de impedancias efectiva entre el parche radiante y la línea de transmisión, con una potencia mínima reflejada hacia la fuente.

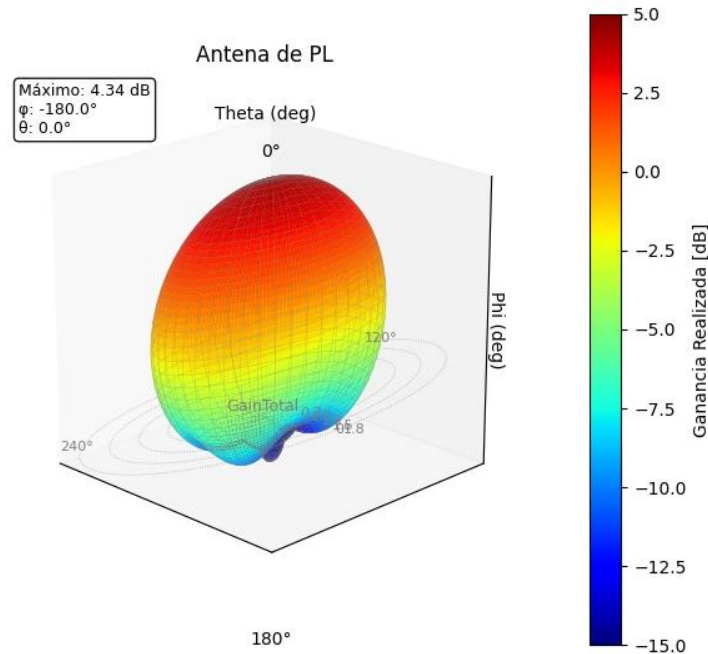
Un nivel de $S(1,1)$ debajo de los -10dB es considerado adecuado para sistemas de RF en términos de adaptación, esto implica que más del 90% de la energía está siendo transferida correctamente hacia la antena. En la gráfica el valor en decibelios es muy por debajo del mencionado, de modo que existe una adaptación de impedancias aún más eficiente en la antena con respecto a los -10dB con una reflexión de onda inferior al 0.1%, por lo que se confirma un funcionamiento adecuado entre los campos electromagnéticos del puerto hacia el parche.

Cabe destacar que para un acoplamiento óptimo en la antena, fue necesario un dimensionamiento adecuado del stub abierto de la línea de transmisión, en conjunto con el largo y ancho del parche en función de la longitud dieléctrica de los materiales. Un hecho acertado en esta antena fue que a pesar de que el stub abierto debe calcularse con la permitividad del sustrato inferior, tuvo mejores factores de acoplamiento al usar la λ_d de 2.5. Esto quiere decir que la distribución de los campos para la región de acoplamiento se extiende más allá del sustrato inferior, por lo que la permitividad efectiva es menor a la esperada si solo se considera un sustrato. Al emplearse una longitud de Stub superior, el acoplamiento consiguió un balance eficiente entre amplitud y fase, de ahí el hecho de que el parámetro $S(1,1)$ tenga resultados de calidad.

4.1.2. Diagrama de radiación basado en ganancia total

Ilustración 48

Diagrama de radiación omnidireccional de 4.3dBi de ganancia total



La grafica 48 representa el diagrama de radiación en 3D de la ganancia total de la antena de PL, puede notarse en la sección izquierda una escala de colores que indica la intensidad de radiación, donde se exhibe que la mayor ganancia de la antena parche es de 4.3dBi. La forma del lóbulo de radiación verifica el comportamiento típico de estas antenas, presentación una radiación de mayor concentración en el medio del diagrama con una forma omnidireccional. Los tonos azulados y verdosos de la escala exponen bajos niveles de ganancia, lo que evidencia una radiación limitada en la sección del plano de tierra. Este hecho permite que el diagrama de radiación domine en la parte frontal con un patrón estable y continuo.

La ganancia alcanzada verifica que el modelo de acoplamiento por apertura aplicado en el diseño de la primera antena fue de gran validez, obteniéndose una ganancia favorable en el diseño. Este hecho corrobora que los modelos matemáticos aplicados en

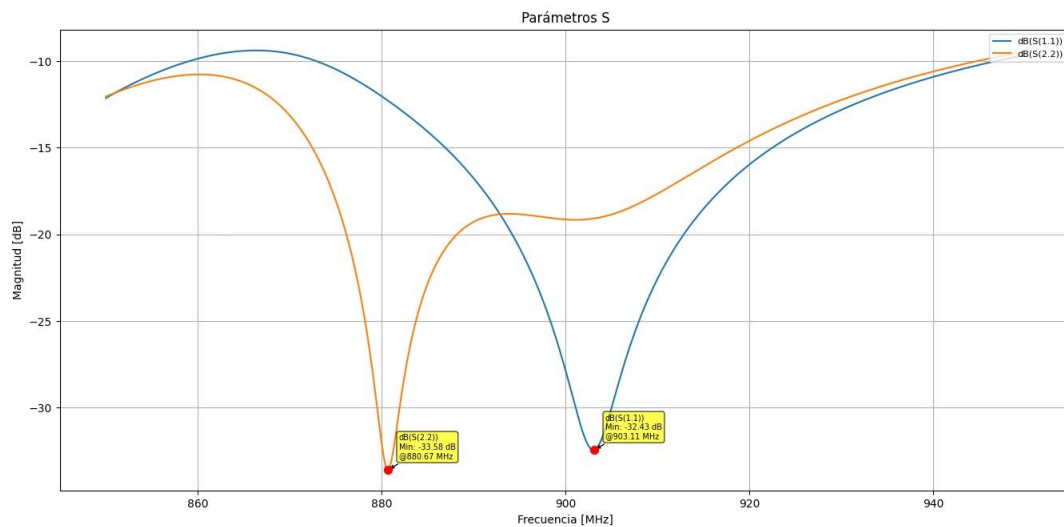
el bosquejo de la antena son adecuados para diseñar antenas parche a cualquier frecuencia que se requiera.

4.2. Resultados de antena microcinta de PC.

4.2.1. Parámetros S (1,1) y S (2,2)

Ilustración 49

Parámetro S (1,1) y S (2,2) acoplado a 903.11 MHz y 880.89MHz respectivamente



De acuerdo con la simulación presentada de los parámetros S (1,1) y S (2,2) de la gráfica 49, se observa que la antena de PC cuenta con funcionamiento de doble banda, el primer puerto del acoplador trabaja con una frecuencia de 903 MHz con una PC de derecha, mientras que el puerto 2 este acoplado a la frecuencia de 880.9 MHz con PC de izquierda. Si bien la frecuencia exacta de resonancia del puerto 2 no es precisamente 881.5MHz, se encuentra muy cercana a la frecuencia de trabajo ideal del puerto, apenas reduciéndose de -33.4dBs a -31.6 dBs, con una diferencia ínfima de 1.8dBs.

Este valor indica que su acoplamiento sigue siendo de gran precisión con una reflexión de onda casi nula. Cabe destacar que, a pesar del funcionamiento de doble banda en los puertos con distintas frecuencias, el puerto 1 presenta un acoplamiento adecuado de -12.59dBs con la frecuencia de interés, por lo que ambos puertos pueden

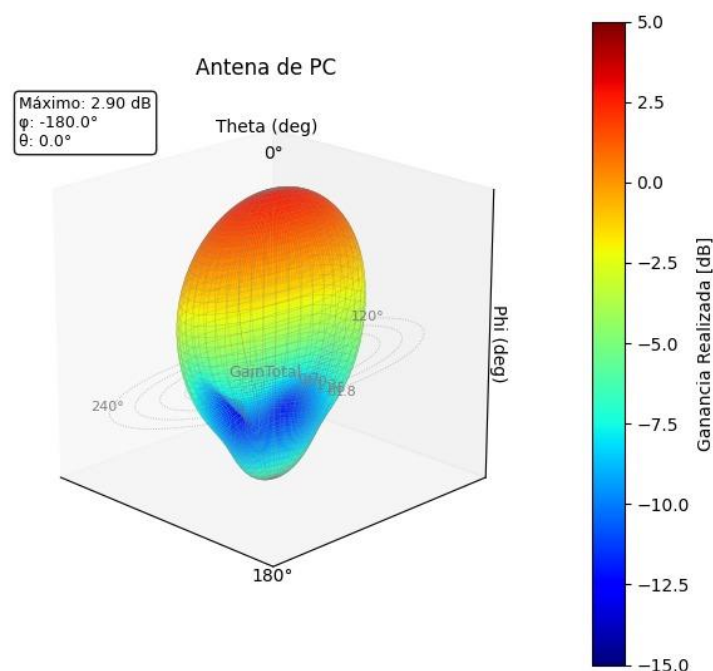
trabajar sin dificultades a 881.5MHz con una ganancia total aceptable. Adicionalmente, de acuerdo con los marcadores del eje X, se aprecia que el ancho de banda correspondiente al puerto 2 excede en gran medida el valor de 25MHz requerido por la antena de [2], de modo que se cumple este parámetro de diseño sobrepasando tranquilamente los límites de 868MHz y 894MHz para el funcionamiento DL del repetidor 4G.

En síntesis, la antena de PC cuenta con un funcionamiento dual band para para las frecuencias de 881.5MHz y 903MHz. De las cuales se tiene PC de izquierda y derecha para el puerto 1 y puerto 2 respectivamente. En particular el ancho de banda de la frecuencia de interés sobrepasa los rangos estipulados por las antenas originales del prototipo 4G, de modo que se mejora el rango de cobertura para el funcionamiento de la antena. Esta combinación de PC permite grandes ventajas de desempeño, por lo que la antena presenta gran robustez en entornos de propagación adversos como zonas rurales.

4.2.2. Diagrama de radiación basado en ganancia total

Ilustración 50

Diagrama de radiación omnidireccional de 2.9 dBi de ganancia total



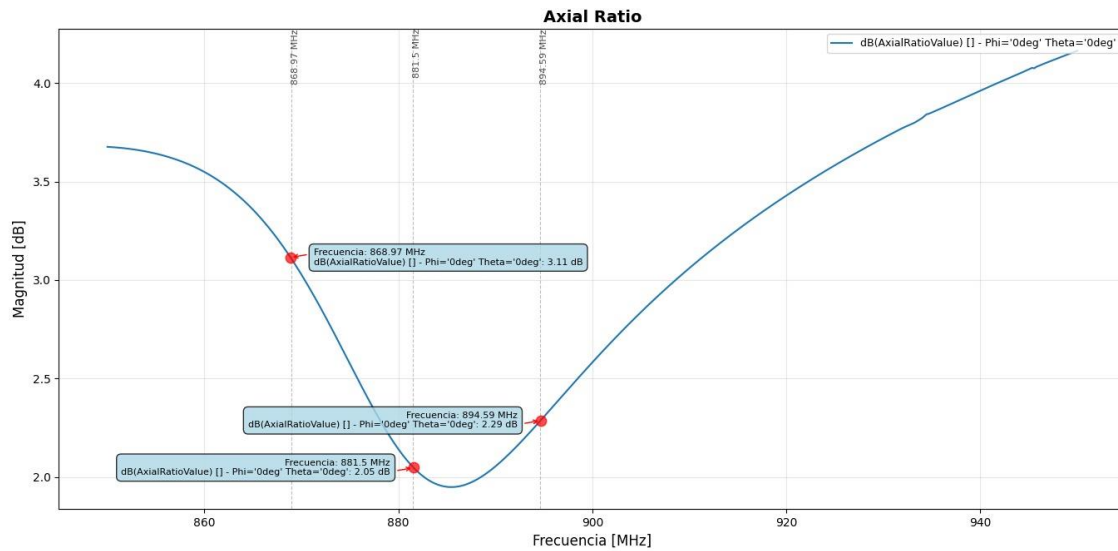
La imagen 50 ilustra la ganancia total de la antena de PC, con un valor de 2.9dBi con respecto a una antena isotrópica. En contraste con la primera antena de PL que cuenta con una ganancia de 4.3dBi, esta posee un parámetro de ganancia menor. Es relevante mencionar que este hecho se debe a las cualidades de adaptación de la antena, ya que al utilizar un acoplador híbrido la teoría de acoplamiento por apertura no es tan eficaz con los parámetros de ganancia de antenas. Por otro lado, el dimensionamiento adecuado con el modelo de líneas de transmisión permitió corregir estas desventajas de radiación, y mediante distintas paramétricas de diseño se logró conseguir una ganancia aceptable de 2.9dBi, ya que, utilizando el modelo anterior, se conseguían valores muy inferiores de ganancia para PC.

Este hecho confirma que, el modelo de acoplamiento por apertura es eficiente para el diseño de ranuras con una línea de transmisión común para PL, pero al requerir el uso de un acoplador híbrido para generar PC, su dimensionamiento con la longitud dieléctrica a $0.211 \lambda_d$ deja de ser eficiente y es necesario trabajar con el modelo de líneas de transmisión, que estipula un bosquejo a $\lambda/4$ para las líneas del acoplador. Si bien esta ganancia es ligeramente menor a lo estipulado con los requisitos de diseño para el repetidor 4G, se considera aceptable este valor de ganancia total, ya que es recompensado con sus parámetros de acoplamiento y relación axial de gran eficiencia.

4.2.3. Relación axial

Ilustración 51

Relación axial de la antena de PC alienada la frecuencia de operación



En la simulación de la ilustración 51 se describe un trazo descendente marcado a la frecuencia de interés, este pico inferior indica la PC respectiva en todo el espectro cubierto por el rango de frecuencias simulado. Por otro lado, en el eje Y se nota que el espectro de la antena genero una PC en dBs desde 4.5 a un límite de 1.8 aproximadamente. De acuerdo con la literatura, el valor optimo de dispositivos RF para aplicaciones de PC debe ser ≥ 3 , en este caso la resolución del AR describe una PC de 2.05 a 881.5MHz, lo que significa que se está generando una propagación de ondas con PC de excelente calidad.

Esta grafica permite confirmar que el funcionamiento de la antena de bajo perfil es idóneo para aplicaciones que requieran PC de gran pureza, como es el caso del prototipo 4G. Por lo que con el diseño propuesto se descarta el uso de las antenas originales en la propuesta de [2] que utilizan un posicionamiento en diagonal para general el desfase ortogonal, y que a su vez generan interferencias de borde afectando al funcionamiento adecuado del dispositivo.

4.3. Análisis de los resultados de simulación.

4.3.1. parámetros de antenas

Tabla 19

Parámetros de simulación de antenas diseñadas

Parámetros:	Coefficiente de reflexión S (1,1)	Ganancia total	Axial Ratio
Antena PL	-31.44 dBs	4.3 dBi	X
Antena PC	-31.61 dBs	2.9 dBi	2.05 dBs

En línea con la tabla 19, puede confirmarse que tanto la antena de PL como la de PC obtuvieron un acoplamiento efectivo a la frecuencia de 881.5MHz, si bien la primera antena obtuvo mejores características de ganancia total, se debe al uso del método de acoplamiento por ranura para PL, que describe de forma precisa el dimensionamiento de la antena con las constantes de λ_d . Por otra parte la antena de PC consiguió resultados ideales de AR para su funcionamiento en aplicaciones de PC empleando el modelo de líneas de transmisión, este logro se debe a la precisión matemática que brindó el bosquejo a $\lambda/4$ para el acoplador híbrido encargado del desfase de 90 grados.

4.3.2. Dimensiones de diseño

Tabla 20

Dimensiones del prototipo final de antenas de PL y PC

Medidas	Parche		Slot		Sustratos y plano de masa		línea microcinta
	W	L	W	L	W	L	W
Antena PL	115mm	95mm	3.1mm	32.86mm	196mm	190.4mm	2.42 mm

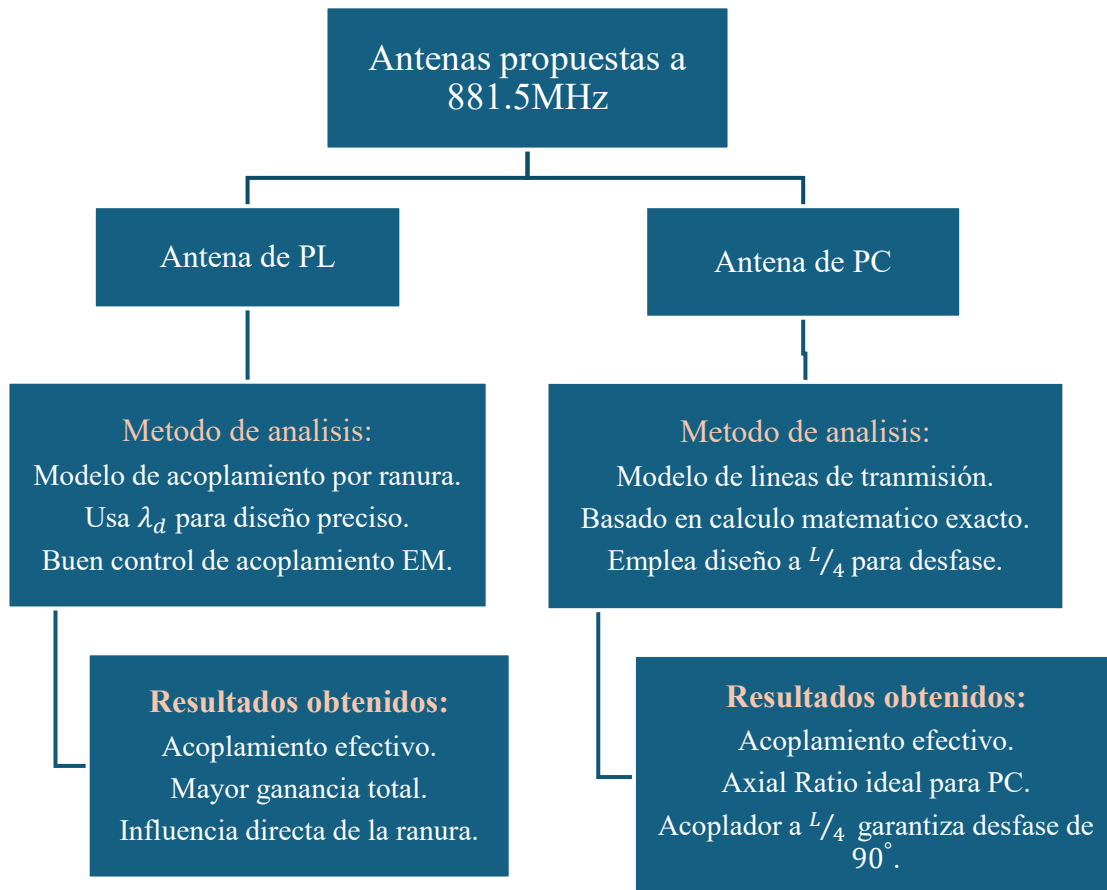
Antena	84mm	84mm	0.744mm	57mm	200mm	200mm	4.7mm
PC							

La tabla 20 expone las medidas de ancho y largo finales para el diseño de las antenas propuestas. Un hecho relevante es la diferencia que existe entre el dimensionamiento del slot en el plano de tierra que, si bien ambas trabajan con la misma frecuencia, presentan valores muy distintos para el diseño del slot de acuerdo con la polarización seleccionada. Este factor se debe al método de análisis aplicado al acoplamiento de las antenas, que resulta distinto al momento de requerir un acoplador híbrido. Otra diferencia notable es el ancho del parche en la antena de PL, que presenta una longitud mayor con respecto a la antena de PC. Mientras que la antena de PC posee dimensiones simétricas de diseño, la antena de PL cuenta con longitudes distintas para varios elementos de su estructura.

4.3.3. Resumen teórico aplicado a los métodos de diseño

Ilustración 52

Análisis de resultados sobre los modelos de diseño de las antenas propuestas



El esquema jerárquico de la gráfica 52 ilustra el análisis aplicado a los resultados de las antenas diseñadas con distintas polarizaciones, aquí se puede interpretar los conceptos aplicados al dimensionamiento de las antenas, además de observar las ventajas de los métodos utilizados con los parámetros resultantes de las simulaciones.

Este esquema confirma las siguientes diferencias técnicas entre modelos:

- El acoplamiento por ranura para PL optimiza la ganancia y control EM.
- La antena de PL presenta mayor variabilidad geométrica.
- El modelo de líneas de transmisión para PC optimiza fase y AR.
- La antena de PC mantiene simetría por el uso del acoplador híbrido a $\lambda/4$.

En síntesis, ambos modelos pueden ser aplicados al diseño de antenas, pero presentan diferencias puntuales al momento de requerir un diseño para aplicaciones de

PC, en el caso de la segunda antena se utilizó una variante entre ambos métodos, que permitió trabajar con un slot para el acoplamiento entre el parche y el acoplador híbrido, que a su vez fue diseñado con el modelo de líneas de transmisión. Es importante acotar que debido al dimensionamiento del acoplador se pudo mantener un bosquejo simétrico de la antena, de no utilizarse y recurrir a otro medio para generar el desfase, las medidas del plano de tierra y sustratos deben cambiarse ya que se regirían exclusivamente al método de acoplamiento por ranura.

CONCLUSIONES

El diseño realizado confirma que la antena propuesta cumple con los requisitos funcionales para su integración en un repetidor 4G, consolidándose como una solución viable y eficiente para aplicaciones en la banda 5 de LTE. Este hecho se respalda tanto en la estabilidad de su acoplamiento como en su comportamiento electromagnético dentro de los parámetros establecidos.

El análisis comparativo de los modelos de diseño establece que el acoplamiento por ranura resulta adecuado para antenas de PL. No obstante, cuando se requiere el diseño de antenas con PC, se vuelve indispensable emplear el modelo de líneas de transmisión, especialmente para definir con precisión los mecanismos de alimentación y los efectos de acoplamiento asociados a la ranura. Esto hecho demuestra que cada técnica debe seleccionarse según los requerimientos de polarización y complejidad estructural del prototipo.

En el caso de la antena de PC, el proceso de diseño requirió una secuencia metódica de cálculos, debido a la necesidad de dimensionar correctamente tanto el acoplador híbrido como las medidas del slot. La complejidad de este diseño radica en garantizar el desfase ortogonal requerido de 90° entre los modos resonantes TM_{10} y TM_{01} , asegurando así la correcta generación de la polarización circular.

Asimismo, el modelo de líneas de transmisión se reafirma como una herramienta fundamental para el diseño de antenas microcinta, ya que proporciona una base analítica sólida. No obstante, su aplicación debe integrarse con consideraciones prácticas como los efectos de borde y las interferencias inducidas por los sustratos incluidos, ya que estos factores pueden alterar significativamente la impedancia y el comportamiento resonante de la antena.

Los resultados obtenidos demuestran que la PC lograda mediante el acoplador híbrido presenta una alta pureza, lo cual confirma que el empleo de técnicas de truncamiento mejora el desfase entre los modos ortogonales y favorece la estabilidad del AR. Esto valida la eficacia de los métodos implementados para optimizar la calidad de la polarización.

Del mismo modo, es necesario señalar que el programa de simulación empleado permitió pulir el diseño físico de las antenas y comprobar con confianza su respuesta electromagnética. La posibilidad de modificar con precisión los parámetros geométricos hizo posible un proceso iterativo más controlado y eficiente, siendo un aspecto clave para alcanzar un modelo funcional. Este beneficio se debe al uso del método de elementos finitos y al análisis de onda completa que ofrece el entorno HFSS.

Por último, aunque la antena con PC presenta una ganancia ligeramente menor en comparación con la antena de PL, esta diferencia se ve compensada por su excelente comportamiento en la relación axial, su buen acoplamiento en la frecuencia de resonancia y la existencia de una banda dual. Gracias a estas características, su rendimiento mejora notablemente en escenarios exigentes y se amplía su aplicabilidad en sistemas de comunicación móvil.

RECOMENDACIONES

Para obtener valores confiables del ancho de la línea de transmisión y del acoplador híbrido, es recomendable aplicar un rango amplio de resolución para el método de bisección, ya que este procedimiento demostró tener gran precisión para encontrar la impedancia objetivo de 50Ω . Un correcto dimensionamiento del acoplador no solo garantiza una igualdad de impedancias entre los elementos, sino que también asegura un acoplamiento uniforme a lo largo de toda la antena, evitando pérdidas de potencia innecesarias.

Para las antenas de PL, es aconsejable que el cálculo de sus dimensiones se base únicamente en la longitud dieléctrica, ya que el método de acoplamiento por ranura ofrece resultados más precisos cuando se toma esta medida como referencia. Esto permite obtener un diseño más estable y coherente con el modelo planteado, evitando así recurrir a constantes iteraciones en el proceso.

En cuanto al diseño del slot en forma de cruz, fue necesario llevar a cabo un proceso exhaustivo de simulación. La realización de diversos ajustes permitió localizar el punto de acoplamiento más adecuado en las cuatro zonas críticas donde la ranura interactúa con el acoplador. Este procedimiento confirma que la experimentación controlada dentro del entorno de simulación resulta fundamental para perfeccionar la estructura final.

Así mismo, la optimización alcanzada en la antena fue gracias a una comprensión profunda de los principios electromagnéticos que intervienen en su funcionamiento. Por ello, para futuros desarrollos o réplicas de este diseño, es fundamental que el diseñador conozca con precisión cómo influyen cada uno de los elementos; el parche, la ranura, los sustratos y el acoplador, en la distribución de campos y el comportamiento

electromagnético. Dominar estos efectos permite realizar ajustes más precisos, evitando correcciones innecesarias y garantizando un proceso de diseño más eficiente y coherente con el comportamiento electromagnético esperado.

El uso de sustratos con distintas permitividades relativas permitió ampliar la distribución de los campos electromagnéticos, lo que contribuyó a incrementar la ganancia general de la antena. Esta misma técnica puede aplicarse en otros diseños que busquen optimizar la radiación sin aumentar de forma notable las dimensiones físicas del dispositivo.

Por último, resulta esencial contrastar los valores teóricos con los resultados arrojados por herramientas especializadas. Esta comparación no solo respalda la validez del modelo matemático utilizado, sino que también facilita la identificación temprana de posibles diferencias y el ajuste de parámetros antes de fabricar el prototipo final, lo que incrementa la fiabilidad del diseño.

BIBLIOGRAFIA

- [1] R. Katz, «www.lahora.com.ec,» 9 Mayo 2023. [En línea]. Available: <https://www.lahora.com.ec/pais/zonas-rurales-cobertura-banda-ancha-movil-ciudades/>.
- [2] R. Huamán, «tesis.pucp.edu.pe,» enero 2018. [En línea]. Available: <https://tesis.pucp.edu.pe/items/38642a08-d284-48b2-b8b5-1a39fac8d679>. [Último acceso: 22 04 2025].
- [3] L. Chimborazo, «<https://dspace.ups.edu.ec/>,» Septiembre 2017. [En línea]. Available: <https://dspace.ups.edu.ec/bitstream/123456789/14615/1/UPS%20-%20ST003247.pdf>.
- [4] G. M. Quintana, «<http://scielo.sld.cu>,» 2018. [En línea]. Available: <http://scielo.sld.cu/pdf/eac/v39n2/eac08218.pdf>.
- [5] R. Coto, «<https://repositoriotec.tec.ac.cr/>,» 21 junio 2018. [En línea]. Available: [diseno_validacion_antenas_flexibles_banda_4glte_sistemas_radio_comunicacion_movil_geometria_esferica](https://repositoriotec.tec.ac.cr/handle/document/123456789).
- [6] M. P. Paz, «<https://revistatelematica.cujae.edu.cu/>,» Septiembre 2020. [En línea]. Available: <https://tesis.ipn.mx/bitstream/handle/123456789/32335/Tesis%20%286%29.pdf?sequence=1&isAllowed=y>.
- [7] T. Rodriguez, «<https://tesis.ipn.mx/>,» Mayo 2022. [En línea]. Available: <https://tesis.ipn.mx/bitstream/handle/123456789/32335/Tesis%20%286%29.pdf?sequence=1&isAllowed=y>.
- [8] Arcotel, «www.arcotel.gob.ec,» 2024. [En línea]. Available: https://www.arcotel.gob.ec/wp-content/uploads/2024/09/Boletin-cierre-2023_sz.pdf.
- [9] Matan, «www.electricity-magnetism.org,» 26 10 2023. [En línea]. Available: <https://www.electricity-magnetism.org/es/antenas-de-parche/>. [Último acceso: 16 05 2025].
- [10] hernandez_a_r, «catarina.udlap.mx,» s.f. [En línea]. Available: https://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lem/hernandez_a_r/capitulo3.pdf. [Último acceso: 16 05 2025].
- [11] P. David, «Microwave Engineering,» 2012. [En línea]. Available: <https://drive.google.com/file/d/0B42R6NUvjMKxTI9fM1c4a2JST28/edit?resourcekey=0-joVCaMFqbku8gE1IjD1GUA>. [Último acceso: 17 05 2025].

- [12] A. A. Rodriguez Jorge, «burjcdigital.urjc.es,» 23 07 2023. [En línea]. Available: <https://burjcdigital.urjc.es/server/api/core/bitstreams/33da8f25-c19c-4b60-ba27-457d68cd3a89/content>. [Último acceso: 18 05 2025].
- [13] P. Leonardo, «www.researchgate.net,» 10 2017. [En línea]. Available: file:///C:/Users/Dilan%20Villacis/Downloads/Metodo_de_elementos_finitos_para_caracterizar_ante.pdf. [Último acceso: 17 05 2025].
- [14] E. G. S. A. George X, «www.researchgate.net,» Mayo 2018. [En línea]. Available: <file:///C:/Users/Dilan%20Villacis/Downloads/PID5319393.pdf>. [Último acceso: 19 05 2025].
- [15] J. Daniel, «repositorio.ucsg.edu.e,» 01 2015. [En línea]. Available: <file:///C:/Users/Dilan%20Villacis/Downloads/T-UCSG-POS-MTEL-31.pdf>. [Último acceso: 16 05 2025].
- [16] N. L, «www.ece.mcmaster.ca,» 2023. [En línea]. Available: https://www.ece.mcmaster.ca/faculty/nikolova/antenna_dload/current_lectures/L04_Param.pdf. [Último acceso: 19 05 2025].
- [17] P. A. Anguera J, «ia601802.us.archive.org,» 2008. [En línea]. Available: file:///C:/Users/Dilan%20Villacis/Downloads/2008_teoría-de-antenas_guía-de-estudio.pdf. [Último acceso: 10 06 2025].
- [18] «es.scribd.com,» 01 11 2020. [En línea]. Available: <https://es.scribd.com/document/482455543/PARAMETROS-DE-LA-ANTENA>. [Último acceso: 22 05 2025].
- [19] «www.glossalab.org,» 10 10 2024. [En línea]. Available: https://www.glossalab.org/wiki/Ancho_de_banda_de_una_antena. [Último acceso: 22 05 2025].
- [20] M. Civerolo, «digitalcommons.calpoly.edu,» 06 2010. [En línea]. Available: [file:///C:/Users/Dilan%20Villacis/Downloads/Apertura%20Coupled%20Microstrip%20Antenna%20Design%20and%20Analysis%20\(4\).pdf](file:///C:/Users/Dilan%20Villacis/Downloads/Apertura%20Coupled%20Microstrip%20Antenna%20Design%20and%20Analysis%20(4).pdf). [Último acceso: 06 11 2025].
- [21] F. o. M. Frank Seguí, «rte.espol.edu.ec,» 18 05 2022. [En línea]. Available: <file:///C:/Users/Dilan%20Villacis/Downloads/Sistema%20de%20radio%20Doble%20blanda%20con%20PC.pdf>. [Último acceso: 28 05 2025].
- [22] S. Ronny, «bibdigital.epn.edu.ec,» 0 09 2022. [En línea]. Available: <file:///C:/Users/Dilan%20Villacis/Downloads/Estudio%20de%20estructuras%20radiantes.pdf>. [Último acceso: 28 05 2025].
- [23] L. D. Morales, «repositorio.unsaac.edu.pe,» 2024. [En línea]. Available: <file:///C:/Users/Dilan%20Villacis/Downloads/Sistemas%20de%20radio%20F%200y%20microondas.pdf>. [Último acceso: 29 05 2025].

- [24] S. S., «www.firro.utn.edu.ar,» s.f. [En línea]. Available: [file:///C:/Users/Dilan%20Villacis/Downloads/\(4\)%20POLARIZACI%C3%93N.pdf](file:///C:/Users/Dilan%20Villacis/Downloads/(4)%20POLARIZACI%C3%93N.pdf). [Último acceso: 01 09 2025].
- [25] T. A., «<https://scholar.google.com/>,» 2023. [En línea]. Available: <file:///C:/Users/Dilan%20Villacis/Downloads/Alberto%20-%20Diseno%20de%20antenas%20de%20ranura%20con%20polarizacion%20circular%20en%20linea%20coaxial%20vacia%20integrada%20....pdf>. [Último acceso: 01 09 2025].
- [26] F. M. A. Y. I. A. Atyaf H. Mohammed, «www.mdpi.com,» 19 12 2024. [En línea]. Available: <file:///C:/Users/Dilan%20Villacis/Downloads/applsci-14-11877.pdf>. [Último acceso: 28 05 2025].
- [27] G. C. M. T. G. M. GIACOMO MUNTONI, «iris.unica.it,» 24 06 2024. [En línea]. Available: file:///C:/Users/Dilan%20Villacis/Downloads/A_Wideband_Single-Feed_Circularly_Polarized_Stacked_Patch_Antenna.pdf. [Último acceso: 28 05 2025].
- [28] P. F. A. J. S. J. J. D. T. W. Andrade E, «ieeexplore.ieee.org,» 25 12 2025. [En línea]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/11304323>. [Último acceso: 30 12 2025].
- [29] R. D., «<https://danielrios.me/apuntes>,» s.f. [En línea]. Available: file:///C:/Users/Dilan%20Villacis/Downloads/UD04_2_Implantacion_estacion_base_.pdf. [Último acceso: 2 10 2025].
- [30] ARCOTEL, «<https://www.arcotel.gob.e>,» 2021. [En línea]. Available: <file:///C:/Users/Dilan%20Villacis/Downloads/Plan%20nacional%20de%20Frecuencias.pdf>. [Último acceso: 10 10 2025].
- [31] D. S. J C Narayana Swamy, «www.researchgate.net,» 11 2019. [En línea]. Available: file:///C:/Users/Dilan%20Villacis/Downloads/Multiband_Microstrip_Patch_Antenna_for_IoT_Applica.pdf. [Último acceso: 29 06 2025].
- [32] i. ANSYS, «innovationspace.ansys.com,» 07 2021. [En línea]. Available: file:///C:/Users/Dilan%20Villacis/Downloads/HFSS_GS_2020R2_EN_LE3_FEM_MeshSoln.pdf. [Último acceso: 20 08 2025].
- [33] S. J. R. J. S. M. Rodriguez S, «Dialnet.urioja.net,» 25 06 2020. [En línea]. Available: <file:///C:/Users/Dilan%20Villacis/Downloads/Dialnet-CharacterizacionDeLosConectoresSMADeUnaLineaDeTrans-8705570.pdf>. [Último acceso: 10 10 2025].
- [34] I. ANSYS, «arbabianwiki.stanford.edu,» 2013. [En línea]. Available: <file:///C:/Users/Dilan%20Villacis/Downloads/HFSSintro.pdf>. [Último acceso: 05 08 2025].

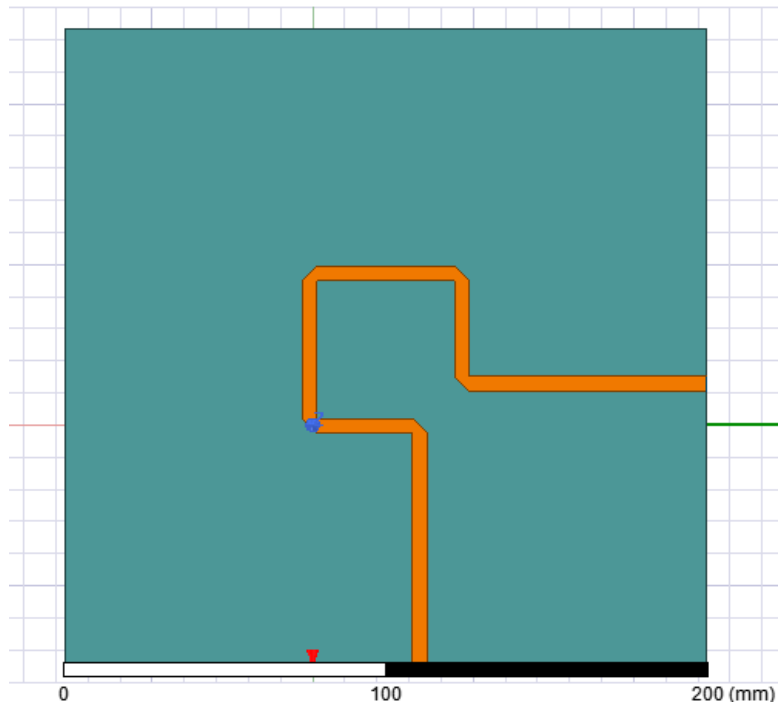
- [35] I. ANSYS, «innovationspace.ansys.com,» 2020. [En línea]. Available: file:///C:/Users/Dilan%20Villacis/Downloads/HFSS_GS_2020R2_EN_LE2_BoundsSimSpace.pdf. [Último acceso: 05 08 2025].
- [36] A. Noriega, «e-archivo.uc3m.es,» 2010. [En línea]. Available: [file:///C:/Users/Dilan%20Villacis/Downloads/MemoriaPFC-Alfonso_Noriega_Vizquete%20\(4\).pdf](file:///C:/Users/Dilan%20Villacis/Downloads/MemoriaPFC-Alfonso_Noriega_Vizquete%20(4).pdf). [Último acceso: 21 08 2025].
- [37] s.f, «coppermountaintech.com,» 18 10 2023. [En línea]. Available: file:///C:/Users/Dilan%20Villacis/Downloads/VNA-Basics_SP.pdf. [Último acceso: 10 10 2025].
- [38] C. J. Flores K, «dspace.ups.edu.ec,» 2022. [En línea]. Available: <file:///C:/Users/Dilan%20Villacis/Downloads/UPS%20análisis%20del%20coeficiente%20de%20reflexión.pdf>. [Último acceso: 10 10 2025].
- [39] C. J. Ruiz J, «<http://arantxa.ii.uam.es/~>,» 2008. [En línea]. Available: file:///C:/Users/Dilan%20Villacis/Downloads/TemaIV_antenas_bandancha.pdf. [Último acceso: 12 10 2025].
- [40] ETSI, «www.etsi.org,» 01 2002. [En línea]. Available: <file:///C:/Users/Dilan%20Villacis/Downloads/ETSI%20TR%20103%20031-2.pdf>. [Último acceso: 24 08 2025].
- [41] s.a, «www.appa3d.com/,» 2022. [En línea]. Available: <file:///C:/Users/Dilan%20Villacis/Downloads/HOJA-TECNICA-ABS-.pdf>. [Último acceso: 4 10 2025].
- [42] s.a, «www.utm.mx,» s.f. [En línea]. Available: file:///C:/Users/Dilan%20Villacis/Downloads/velocidad_de_la_luz.pdf. [Último acceso: 17 10 2025].
- [43] H. G. Oviedo, «ponencias.ciaem-redumate.org,» 19 06 2025. [En línea]. Available: <https://ponencias.ciaem-redumate.org/cemacyc/article/view/632/521>. [Último acceso: 20 10 2025].
- [44] R. Blog, «microwavejournal.com,» 22 03 2022. [En línea]. Available: <https://www.microwavejournal.com/blogs/1-rog-blog/post/37916-d-print-antennas-with-printable-dielectric-resin>. [Último acceso: 08 05 2025].
- [45] glossalab.org, «www.glossalab.org,» 30 06 2023. [En línea]. Available: https://www.glossalab.org/w/index.php?title=File:Impedancia_entrada_antena.png&filetimestamp=20230630153254&. [Último acceso: 19 05 2025].
- [46] Matan, «www.electricity-magnetism.org,» 21 03 2024. [En línea]. Available: <https://www.electricity-magnetism.org/es/formula-de-ganancia-de-antena-uso-y-calculo/>. [Último acceso: 20 05 2025].

- [47] G. Javier, «openaccess.uoc.edu,» 26 06 2023. [En línea]. Available: <https://openaccess.uoc.edu/bitstream/10609/148141/1/garcisanTFM0623memoria.pdf>. [Último acceso: 21 05 2025].
- [48] D. W. W. S. H. R. Samal Abdul, «researchgate.net,» 11 2020. [En línea]. Available: https://www.researchgate.net/figure/General-microstrip-transmission-line_fig3_347762543. [Último acceso: 24 05 2025].
- [49] A. Vargas, «openaccess.uoc.edu,» 13 01 2025. [En línea]. Available: <https://openaccess.uoc.edu/bitstream/10609/151831/1/avargasdeTFM0125.pdf>. [Último acceso: 28 05 2025].
- [50] s.a, «<https://www.interline.pl/>,» s.f. [En línea]. Available: <https://www.interline.pl/Information-and-Tips/FRESNEL-ZONE-LOSS>. [Último acceso: 12 06 2025].
- [51] geeksforgeeks, «www.geeksforgeeks.org,» 24 02 2024. [En línea]. Available: <https://www.geeksforgeeks.org/electronics-engineering/microstrip-patch-antenna/>. [Último acceso: 21 08 2025].
- [52] [En línea]. Available: https://www.rohde-schwarz.com/us/products/test-and-measurement/essentials-test-equipment/spectrum-analyzers/understanding-s-parameters_257831.html. [Último acceso: 2025].
- [53] Y. Xiang, «www.researchgate.net,» 02 2017. [En línea]. Available: https://www.researchgate.net/figure/Figura-4-Ganancia-de-la-antena-idealizada-a-Plano-E-b-Plano-H_fig3_276075389. [Último acceso: 24 08 2025].
- [54] J. S. P. M. G. Constantine Kakoyiannis, «www.cambridge.org,» 23 02 2023. [En línea]. Available: https://www.cambridge.org/core/journals/international-journal-of-microwave-and-wireless-technologies/article/abs/microstrip-antennas-on-3dprinted-magnetodielectric-substrates-fabrication-and-efficiency-study/66EE44428604F50439084124E6681081?utm_source=cha. [Último acceso: 24 08 2025].
- [55] anywaves, «anywaves.com,» 2025. [En línea]. Available: <https://anywaves.com/resources/blog/whats-an-axial-ratio-understanding-its-role-in-space-antennas/>. [Último acceso: 24 08 2025].
- [56] M. D. MASTRO, «anywaves.com,» 2025. [En línea]. Available: <https://anywaves.com/resources/blog/maximizing-performance-and-efficiency-the-importance-of-dual-polarization-in-x-band-antennas>. [Último acceso: 27 08 2025].
- [57] J.-I. L. Junho Yeo, «www.mdpi.com,» 23 04 2023. [En línea]. Available: <https://www.mdpi.com/2079-9292/12/7/1512>. [Último acceso: 27 08 2025].

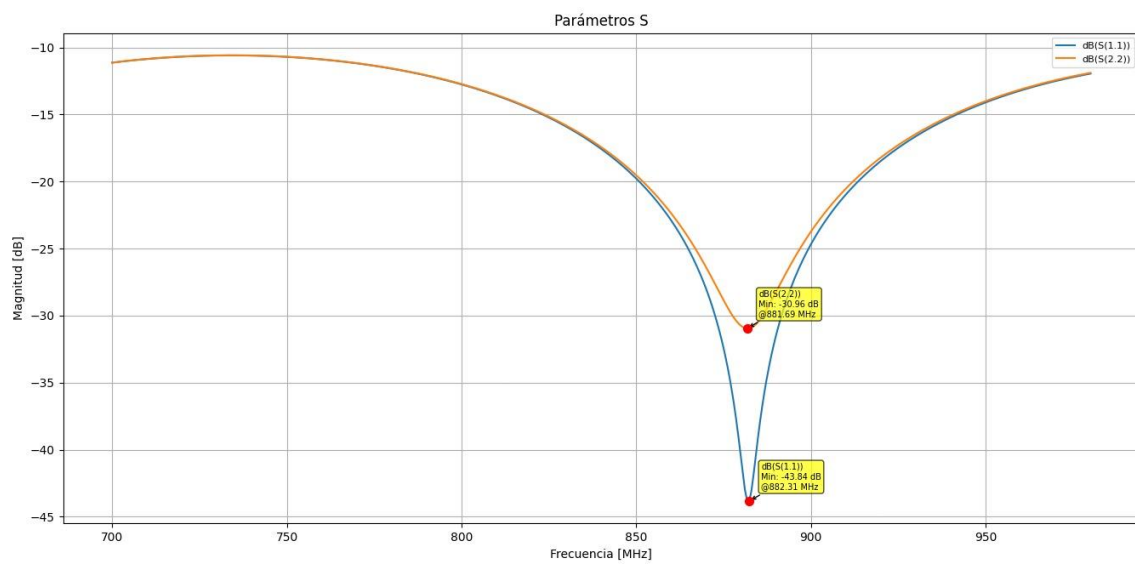
- [58] C. S. Miguel parra, «noesis.uis.edu.co,» 2016. [En línea]. Available: <https://noesis.uis.edu.co/server/api/core/bitstreams/8593739e-944b-4b8b-9d2e-652f9bac413f/content>. [Último acceso: 07 11 2025].
- [59] 5gamericas, «www.5gamericas.org,» 10 2017. [En línea]. Available: file:///C:/Users/Dilan%20Villacis/Downloads/700_MHz_y_25_GHz_Oct_2017_Final-EN.pdf. [Último acceso: 19 06 2025].
- [60] R. Q. A. P. Kenneth Marichal, «scielo.sld.cu,» 04 2019. [En línea]. Available: <file:///C:/Users/Dilan%20Villacis/Downloads/Antena%20microcinta%20colineal%20banda%20ISM.pdf>. [Último acceso: 18 06 2025].

ANEXOS

Anexo A

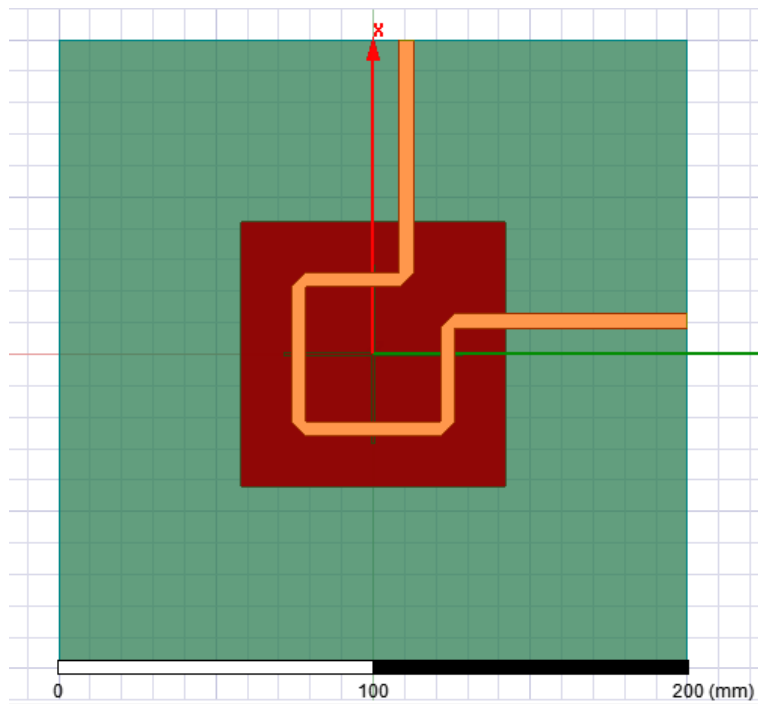
Acoplador híbrido diseñado

Anexo B

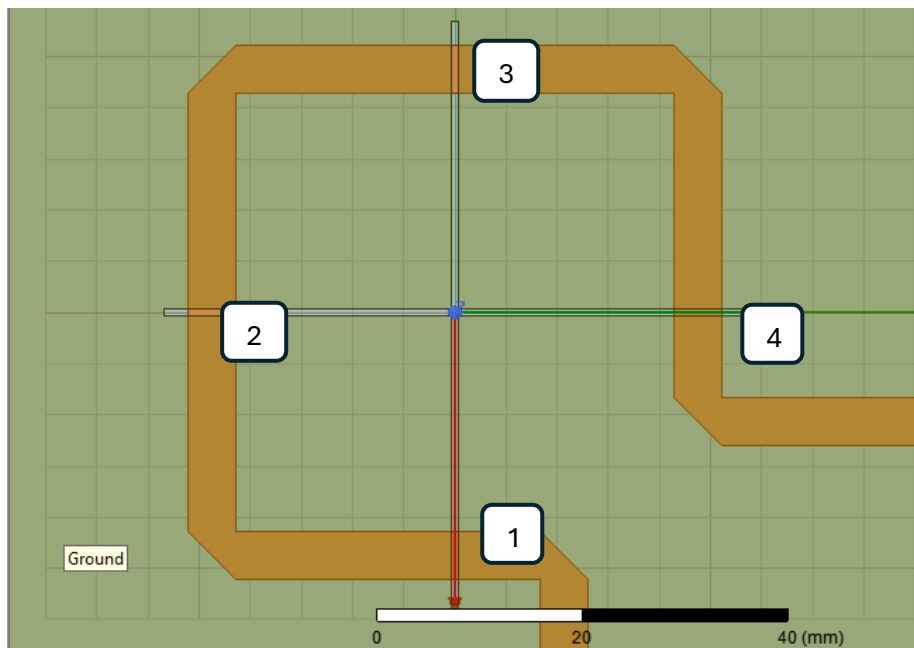
Resultados de Parámetros S del acoplador

Anexo C

Vista trasera de la Antena de bajo perfil con PC

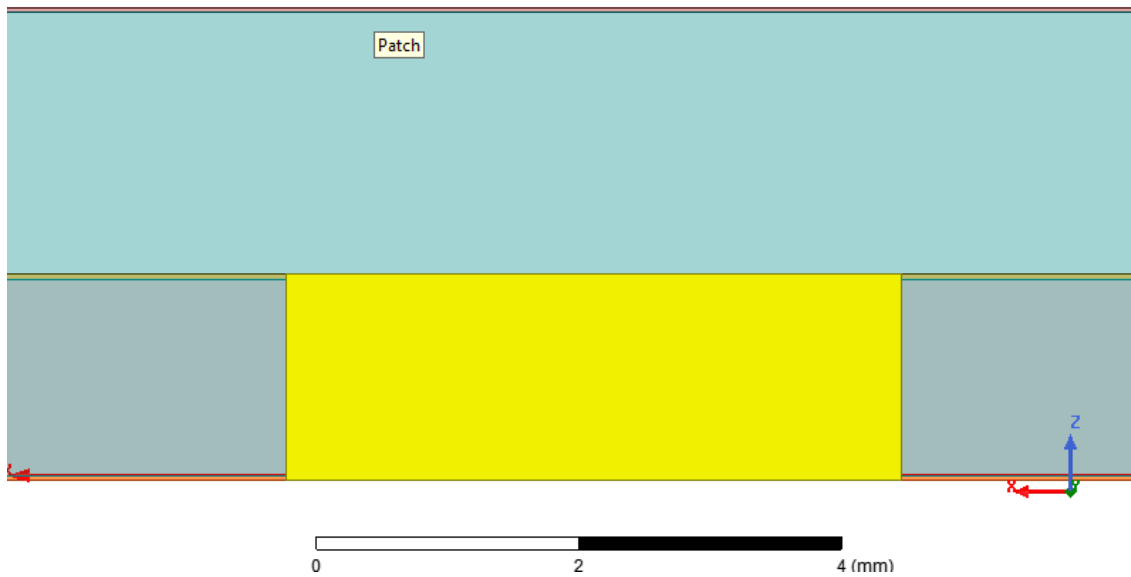
**Anexo D**

Slot en cruz con puntos de acoplamiento



Anexo E

Vista frontal de toda la estructura (PL y PC)



Anexo F

Variables de software utilizadas para la antena de PC

Project Variables Intrinsic Variables Constants								
<input checked="" type="radio"/> Value <input type="radio"/> Optimization / Design of Experiments <input type="radio"/> Tuning <input type="radio"/> Sensitivity <input type="radio"/> Statistics								
	Name	Value	Unit	Evaluated Value	Description	Read-only	Hidden	Sweep
	\$Ge	36	um	36um		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	\$wF	4.7	mm	4.7mm		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	\$wL	52.22	mm	52.22mm		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	\$eL	200	mm	200mm		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	\$eW	200	mm	200mm		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	\$da	2	mm	2mm		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	\$df	1.5	mm	1.5mm		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	\$L	57	mm	57mm		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	\$W	0.744	mm	0.744mm		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	\$Pw	84	mm	84mm		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	\$PL	84	mm	84mm		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	\$Lp2	78.59	mm	78.59mm		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	\$Lp1	78.59	mm	78.59mm		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>

Show Hidden

Anexo G

Variables de software utilizadas para la antena de PL

Project Variables | Intrinsic Variables | Constants

Value
 Optimization / Design of Experiments
 Tuning
 Sensitivity
 Statistics

Name	Value	Unit	Evaluated Value	Description	Read-only	Hidden	Sweep
\$dF	1	mm	1mm		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
\$gE	36	um	36um		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
\$dA	2	mm	2mm		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
\$pL	95	mm	95mm		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
\$pW	115	mm	115mm		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
\$eL	190.4	mm	190.4mm		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
\$eW	196	mm	196mm		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
\$wL	140.6	mm	140.6mm		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
\$wF	2.42	mm	2.42mm		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
\$L	32.86	mm	32.86mm		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
\$W	3.1	mm	3.1mm		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>

Show Hidden