

UNIVERSIDAD DE SEVILLA
ESCUELA SUPERIOR DE INGENIEROS.

DEPARTAMENTO DE TEORÍA DE LA SEÑAL
Y COMUNICACIONES

**“ESTUDIO, DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UNA
ANTENA PARCHE MICROSTRIP DE BAJO COSTE
PARA GPS”**

PROYECTO FIN DE CARRERA

AUTOR: **Rafael Sierra Clemente.**

TUTOR: **Luis Javier Reina Tosina.**

Octubre de 2007

Dedicado a mis padres por haberme dado
la vida, a mi hermana, a mi familia y todas
las personas a las que aprecio y quiero.

Agradecimiento especial a Luis Javier Reina
por su dedicación y trabajo.

	Página
Capítulo 1. Introducción	
1.1. Motivación del proyecto.....	13
1.2. Objetivos del proyecto.....	15
1.3. Estructura de la memoria	15
Capítulo 2. Antenas Microstrip.	
2.1. Introducción.....	19
2.1.1. Definición.....	20
2.1.2. Ventajas e inconvenientes.....	21
2.1.3. Aplicaciones	23
2.2. Principio de funcionamiento del radiador microstrip	24
2.2.1. Líneas de transmisión microstrip.....	25
2.2.2. Discontinuidades microstrip	31
2.2.3. Mecanismo de radiación de una antena microstrip.....	35
2.3. Configuraciones habituales.	39
2.3.1. Antenas parche	40
2.3.2. Dipolos microstrip.....	41
2.3.3. Antenas ranuradas impresas	41
2.3.4. Antenas microstrip de onda viajera	42
2.4. Estructuras de alimentación.	44
2.4.1. Alimentación por sonda coaxial.....	44
2.4.2. Alimentación por línea microstrip.	46
2.4.3. Alimentación por acoplamiento electromagnético de línea microstrip	49
2.4.4. Alimentación microstrip acoplada por abertura	50
2.4.5. Alimentación por guía de onda coplanar.	51
2.5. Campos radiados y características.....	53
Capítulo 3. Modelado y consideraciones de diseño sobre Antenas Parche Microstrip.	
3.1. Modelado de las Antenas Parche Microstrip.....	63
3.1.1. Modelo de línea de transmisión.....	63
3.1.2. Modelo de cavidad resonante	72

	Página
3.2. Consideraciones de diseño de una antena parche	
rectangular	79
3.2.1. Selección del sustrato	80
3.2.2. Elección de las dimensiones del parche	80
3.2.3. Patrones de radiación y resistencia de radiación	82
3.2.4. Pérdidas y factor de calidad	88
3.2.5. Ancho de banda	88
3.2.6. Eficiencia de radiación.....	90
3.2.7. Polarización	92
3.2.8. Efectos del uso de cubiertas dieléctricas	93
3.2.9. Efectos del tamaño finito del plano de tierra.	94
Capítulo 4. Diseño teórico de la antena	
4.1. Especificaciones.	99
4.2. Polarización circular.	101
4.2.1. Soluciones para la polarización circular.	101
4.2.2. Solución propuesta.....	104
4.2.3. Estudio de la polarización circular en antenas microstrip de parche cuadrado.....	106
4.3. Sustrato utilizado.....	112
4.4. Cálculo de las dimensiones de la antena	113
4.5. Selección del tipo de alimentación.	117
Capítulo 5. Diseño de la antena asistido por ordenador	
5.1. Software de CAD utilizado: Advanced Design System (ADS).....	121
5.1.1. Características	121
5.2.2. Herramientas empleadas.	123
5.2. Metodología de diseño.	129
5.3. Prototipo A: Parche cuadrado básico sin alimentador.....	130
5.4. Prototipo B: Parche cuadrado alimentado por un transformador en $\lambda/4$ de línea microstrip.	136
5.5. Prototipo C: Parche cuadrado de esquinas truncadas con polarización circular a derechas, no adaptado en impedancia.	141

	Página
5.6. Prototipo D: Antena Parche Cuadrada de esquinas truncadas, CP a derechas y adaptada mediante un transformador en $\lambda/4$	146
5.7. Prototipo E: Antena Parche Cuadrada de esquinas truncadas, linealmente polarizada alimentado por abertura rectangular.	151
5.8. Prototipo final: Antena Parche Cuadrada CP a derechas con la técnica de las esquinas truncadas, alimentada por abertura en cruz.	157
Capítulo 6. Resultados y construcción del prototipo.	
6.1. Resultados de la simulación con ADS.....	163
6.1.1. Simulación de los parámetros S.....	164
6.1.2. Simulación de los campos radiados.....	169
6.2. Construcción del prototipo y resultados.....	178
Capítulo 7. Conclusiones y líneas futuras	183
Bibliografía y referencias.	186

Índice de figuras

Descripción	Página
1.1. Esquema de funcionamiento del GPS.	14
1.2. Emisión de señal de un satélite GPS.	14
<hr/>	
2.1. Configuración de una línea de transmisión microstrip.	20
2.2. Configuración de una antena parche rectangular.	21
2.3. Sección cruzada de una línea microstrip con la distribución de campos.	25
2.4. Algunas discontinuidades microstrip y sus circuitos equivalentes	32
2.5. Unión en T microstrip y circuito equivalente.	33
2.6. Esquina microstrip optimizada para minimizar la reactancia de la discontinuidad.	34
2.7. Distribución de carga y de densidad de corriente en una antena microstrip	35
2.8. Distribución del modo TM_{100} en la cavidad microstrip.	36
2.9. Densidades de corriente equivalentes en un parche rectangular microstrip.	37
2.10. Distribución de densidad de corriente magnética para el modo TM_{100} en los bordes radiantes.	38
2.11. Antena parche rectangular con ranuras radiantes horizontales equivalentes.	39
2.12. Formas básicas de antenas parche microstrip	40
2.13. Dipolo microstrip y línea de alimentación	41
2.14. Algunas geometrías de antenas microstrip ranuradas	42
2.15. Algunas geometrías de antenas microstrip de onda viajera	43
2.16. Alimentador por sonda coaxial	45
2.17. Alimentador por línea microstrip en el borde radiante.	46
2.18. Alimentador por línea microstrip acoplada mediante separación.	46
2.19. Representación del campo magnético tangencial en la interfaz entre el parche y la línea microstrip de alimentación por una densidad de corriente J_z .	47
2.20. Alimentador por línea microstrip introducida en el parche.	48
2.21. Alimentador por línea microstrip en el borde no radiante.	48
2.22. Alimentador microstrip por acoplamiento magnético.	49
2.23. Alimentación microstrip acoplada por abertura	50
2.24. Alimentador por guía de ondas coplanar	52
2.25. Representación de las fuentes de corriente	56
<hr/>	
3.1. Mecanismo de radiación de una antena parche microstrip, descrito por el modelo de línea de transmisión	64
3.2. Circuito equivalente para una antena parche microstrip.	65
3.3. Campos en los bordes del parche	66
3.4. Coordenadas para una ranura en el plano de tierra equivalente a un borde radiante del parche.	68
3.5. Circuito equivalente del modelo de línea de transmisión, incluyendo acoplamiento mutuo entre bordes radiantes y alimentador microstrip introducido en el parche.	71

3.6.	Modelo de dos ranuras radiantes para determinar los patrones de radiación de un parche microstrip rectangular.	83
3.7.	Directividad de una antena parche rectangular como función del grosor del dieléctrico, siendo $\epsilon_r=2.2$.	86
3.8.	Variación del ancho de banda de impedancia respecto a la frecuencia de resonancia del modo TM_{10} para un parche rectangular donde $L=1.5W$	89
3.9.	Variación de la eficiencia de radiación y de la ganancia directiva con respecto a la frecuencia de resonancia del modo TM_{10} para un parche rectangular con $L=1.5W$, $\sigma = 5.8 \times 10^{-7}$ S/m y $\tan \delta = 0.0005$.	91
3.10.	Variación de la componente contrapolar con respecto a la relación de aspecto W/L para un parche rectangular directamente acoplado con alimentador microstrip. Parámetros: $y_0=0$, $x_0=0.351L$, $f=3.8\text{GHz}$, $h=0.032\lambda_g$.	93
3.11.	Parche con una cubierta protectora.	94
3.12.	Cambio en la medida de la frecuencia de resonancia con respecto a un cambio en la dimensión finita del plano de tierra. $\epsilon_r = 2.31$, $f = 1.58\text{GHz}$.	96
3.13.	Comparativa del patrones en el plano E cuando el parche rectangular presenta un plano de tierra de 2λ y un plano de tierra infinito.	96
<hr style="border-top: 1px dashed black;"/>		
4.1.	Señal L1 y ancho de banda considerado.	99
4.2.	Configuraciones típicas de antenas microstrip polarizadas circularmente con alimentación dual.	102
4.3.	Configuraciones típicas de una antena microstrip polarizada circularmente con un solo punto de alimentación. (a) parche circular, (b) parche cuadrado	103
4.4.	Posible disposición de dos parches linealmente polarizados para una radiación de polarización circular.	103
4.5.	Array de 2×2 parches con elementos polarizados linealmente para generación de polarización circular. (a) disposición de banda estrecha, (b) disposición de banda ancha.	104
4.6.	Varios tipos de perturbaciones en parches cuadrados para la generación de polarización circular.	105
4.7.	Definición del área perturbada en el parche cuadrado de esquinas truncadas.	105
4.8.	Coordenadas y dimensiones del parche cuadrado.	106
4.9.	Circuito equivalente para una antena parche microstrip con perturbación.	110
4.10.	Amplitud y fase de los modos ortogonales para APCP alimentadas por un solo punto	114
4.11.	Capas de un parche microstrip acoplado por abertura.	117
4.12.	Relaciones entre el parche, la apertura y la línea de alimentación.	120
4.13.	Antena Parche circularmente polarizada tipo B, acoplada por apertura en cruz.	120
<hr style="border-top: 1px dashed black;"/>		
5.1.	Ventana principal de ADS	122
5.2.	Diagrama de flujo de trabajo con ADS.	123
5.3.	Ventana de esquemático	124
5.4.	Ventana del editor de layouts en ADS	125
5.5.	Definición del sustrato: dieléctricos y metalizaciones	126
5.6.	Cuadro de diálogo de la simulación de parámetros S de Momentum.	127
5.7.	Cuadro de diálogo de objetivos de optimización.	128
5.8.	Figuras de visualización de resultados para la simulación del patrón de radiación.	128

5.9.	LineCalc	129
5.10.	Esquemático de un parche cuadrado básico sin alimentador.	131
5.11.	Layout de parche cuadrado básico sin alimentador.	132
5.12.	Resultados de la simulación de una AP Linealmente Polarizada, sin adaptación en impedancia.	134
5.13.	Visualización del diagrama del campo eléctrico del prototipo A en 3-D.	135
5.14.	Representación de las componentes copolar y contrapolar, y la relación entre ambas para el prototipo A.	135
5.15.	Esquemático de un parche cuadrado básico adaptado en impedancias mediante transformador en $\lambda/4$.	138
5.16.	Layout de una parche cuadrado básico adaptado en impedancia mediante un transformador en $\lambda/4$.	138
5.17.	Resultados de la simulación para el prototipo B	139
5.18.	Estudio de los campos radiados y la polarización del prototipo B	139
5.19.	Esquemático del parche cuadrado con las esquinas truncadas (prototipo C).	142
5.20.	Layout del parche cuadrado de esquinas truncadas.	143
5.21.	Simulación de los parámetros S del prototipo C	144
5.22.	Componentes ortogonales del campo en polarización lineal del prototipo C	145
5.23.	Componentes ortogonales del campo en polarización circular del prototipo C	145
5.24.	Esquemático de un parche cuadrado microstrip de esquinas truncadas, con adaptación por transformador en $\lambda/4$	147
5.25.	Layout de un parche cuadrado microstrip de esquinas truncadas, con adaptación por transformador en $\lambda/4$	148
5.26.	Resultados de la simulación del layout del prototipo D.	148
5.27.	Resultados de Polarización lineal del prototipo D	150
5.28.	Resultados de polarización circular del prototipo D	150
5.29.	Esquemático del parche del prototipo E.	152
5.30.	Esquemático de la alimentación microstrip.	152
5.31.	Definición de las capas del layout para el acoplo por abertura.	153
5.32.	Layout del prototipo E.	154
5.33.	Simulación del prototipo E una vez optimizado	156
5.34.	Campos copolar y contrapolar del prototipo E.	156
5.35.	Layout de partida del prototipo final.	158
5.36.	Prototipo final. Diseño óptimo de la antena.	160
<hr style="border-top: 1px dashed black;"/>		
6.1.	Layout de la antena para ambos sentidos de polarización circular.	164
6.2.	Simulación de la magnitud de s_{11} en unidades naturales y en dB.	165
6.3.	Valor de la magnitud en dB y en unidades naturales del coeficiente s_{11} .	166
6.4.	Sistema que representa el conjunto alimentador-antena.	166
6.5.	Representación de $H(f)$ en dB	167
6.6.	Representación del coeficiente de onda estacionaria.	168
6.7.	Representación en la carta de Smith del coeficiente de reflexión y de la impedancia.	169

6.8.	Configuración de simulación para el patrón de radiación.	170
6.9.	Componentes ortogonales del campo $E_{\phi}(\theta)$ y $E_{\theta}(\theta)$.	170
6.10.	Componentes del campo compuestas: campo a derechas, campo a izquierdas y relación axial.	171
6.11.	Deterioro de la polarización circular a $\theta=70^{\circ}$	172
6.12.	Diferentes vistas del patrón de radiación tridimensional.	173
6.13.	Patrón de radiación en θ para $\phi=0^{\circ}$ (en rojo) y para $\phi=90^{\circ}$ (en verde)	174
6.14.	Ganancia y directividad en función del ángulo θ	175
6.15.	Detalle de la ganancia y la directividad para la semiesfera superior, y para la semiesfera inferior que define la antena.	176
6.16.	Área efectiva en función de θ .	177
6.17.	Fotografías del prototipo realizado. (a): Vista del parche, cara superior. (b): Línea de alimentación, cara inferior. (c): Plano de masa con ranura en cruz.	179
6.18.	Medida de las pérdidas por retorno sobre el prototipo construido.	180
6.19.	Medida de la fase del parámetro s_{11} sobre el prototipo construido.	180
6.20.	Medida del coeficiente de onda estacionaria sobre el prototipo construido.	181
6.21.	Medida de la impedancia de entrada del prototipo construido.	182

Capítulo 1.

Introducción

1.1. Motivación del proyecto

El Sistema de Posicionamiento Global (GPS) es un sistema de navegación por satélite que nos permite determinar la posición en el globo terráqueo de un determinado receptor, con una precisión que varía desde unos pocos de metros hasta centímetros. Este sistema fue desarrollado, instalado, y actualmente es operado por el Departamento de Defensa de los EEUU. También existe un sistema de posicionamiento llamado GLONASS, propiedad de la Federación Rusa. Y actualmente, la Unión Europea trabaja para desarrollar su propio sistema llamado 'Galileo'.

Aunque este sistema de posicionamiento basado en satélites fuera un proyecto militar de hace unos 30 años, el uso comercial ha sufrido un aumento vertiginoso en estos últimos años. Hoy en día existen millones de receptores GPS, usados para sistemas de navegación (marítima, terrestre y aérea), topografía, geodesia, salvamento, localización de personas, deporte, etc. en los cuales se precisa determinar la posición precisa en el globo terráqueo.

El GPS se compone de una red de 24 satélites en órbita a 20.200 Km. de altura, cuyas trayectorias permiten cubrir toda la superficie terrestre. La posición de un receptor GPS se determina a partir de la posición de al menos 4 satélites. Éstos satélites envían su posición y su reloj. El receptor, en base a esas señales calcula la

diferencia entre los retrasos, determinando así la distancia relativa a cada satélite. Conociendo además las coordenadas de una estación de referencia, se obtiene la posición absoluta del punto de medición.

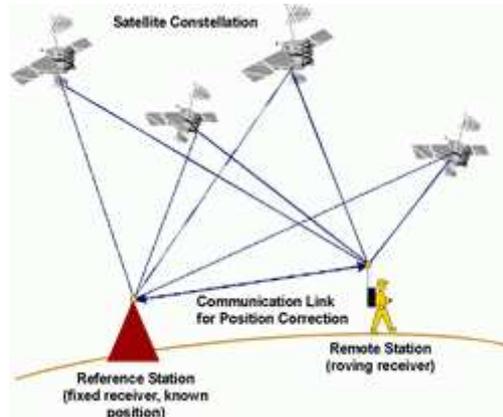


Figura 1.1. Esquema de funcionamiento del GPS.

Las ondas electromagnéticas que emiten este sistema son polarizadas circularmente a dos frecuencias: 1.575 GHz (L1) y 1.227 GHz (L2). Por lo tanto en los receptores terrestres se necesita una antena polarizada circularmente, omnidireccional y con un haz ancho para no depender demasiado de los apuntamientos del receptor con respecto a los satélites.

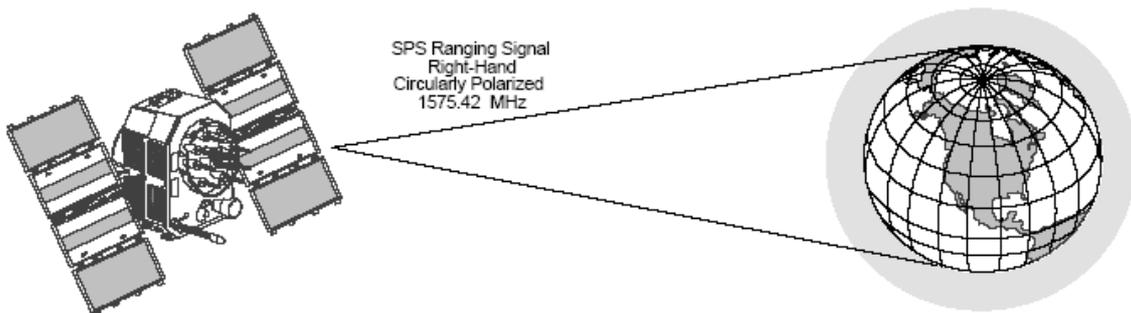


Figura 1.2. Emisión de señal de un satélite GPS.

Las antenas microstrip, por otro lado, son buenas candidatas para formar parte de sistemas espaciales, satélites, aplicaciones militares, donde el tamaño, el peso, el

coste de fabricación, la facilidad de instalación y la aerodinámica, pueden ser limitaciones.

Actualmente, existen otras aplicaciones comerciales como telefonía móvil, o comunicaciones inalámbricas, que tienen especificaciones similares.

Las antenas microstrip son de bajo perfil, adaptables a superficies planares y no planares, muy simples, robustas mecánicamente y muy baratas de fabricar, usando las nuevas tecnologías de circuito impreso. También presentan mucha versatilidad a la hora de sintonizar la frecuencia de resonancia, imprimirle una determinada polarización, adaptarlas en impedancia y diseñar un determinado patrón de radiación.

Por lo tanto, si queremos construir una antena para un receptor GPS, una buena elección será utilizar una antena microstrip, debido a que presentan unas determinadas características que cumplen a la perfección con las especificaciones demandadas.

1.2. Objetivos del proyecto

El objetivo principal del proyecto es la construcción de un prototipo de antena microstrip que pueda integrarse en receptores GPS comerciales, sintonizado a la banda L1 (1575MHz) y con las características de radiación requeridas.

Se pretende además que la construcción de este prototipo sea un recurso didáctico en la asignatura “Laboratorio de Radiocomunicación” del quinto curso de Ingeniería de Telecomunicación de la Universidad de Sevilla, según el plan de estudios de 1998.

1.3. Estructura de la memoria

Para la consecución de los objetivos, se presenta la siguiente memoria estructurada por capítulos que detallaremos a continuación. Se parte de lo general,

estudiando el mecanismo de radiación de las antenas microstrip, hasta concretarse en un modelo, del cual se obtiene unas medidas teóricas y se efectúa un diseño asistido por ordenador, para una posterior construcción física.

Capítulo 2.

En el capítulo 2 se presentan generalidades sobre las antenas microstrip. Consta de cinco apartados.

En el primero de ellos se proporciona una definición de antena microstrip, y se enumeran las ventajas e inconvenientes que presentan este tipo de antenas. Por último se exponen las aplicaciones más habituales.

El apartado 2.2. trata de dar una visión general del principio de funcionamiento del radiador microstrip. Primeramente se introducen las líneas de transmisión microstrip y las discontinuidades que presentan, de forma que sea posible entender la antena como una extensión radiante de una línea de transmisión.

En el apartado 2.3. se muestran las configuraciones de antena microstrip más habituales: antenas parche, dipolos, antenas ranuradas y antenas de onda viajera. Mientras que en el apartado 2.4. se presentan distintas técnicas de alimentar la antena.

Por último, en el apartado 2.5. se exponen generalidades sobre los campos radiados por las antenas microstrip.

Capítulo 3

Mientras que el capítulo 2 presenta aspectos más generales sobre antenas microstrip, este capítulo se centra más en el diseño de un parche rectangular. Consta de dos apartados. En el primero se exponen los dos modelos más extendidos de las antenas parche microstrip: el modelo de línea de transmisión y el modelo de cavidad.

Luego, en el apartado 3.2. se detallan los aspectos a tener cuenta a la hora de diseñar un prototipo de antena parche rectangular.

Capítulo 4.

En el capítulo 4 se estudia más concretamente el diseño que queremos. Se parte de las especificaciones necesarias para la construcción de la antena, posteriormente se estudian las posibilidades que se plantean a la hora de dotar a la antena de polarización circular. Todo esto viene reflejado en los apartados 4.1. y 4.2. En este último se plantea una solución para la polarización y una forma de parche determinada.

En el apartado 4.3. se hablará del sustrato utilizado para el diseño, y en el 4.4. se exponen los cálculos realizados para establecer las dimensiones del parche elegido.

Por último, en el apartado 4.5. se indica cual es el tipo de alimentación a utilizar y las repercusiones que conlleva.

Capítulo 5.

Una vez que hemos realizado todo un recorrido por las antenas microstrip y hemos elegido una forma de parche concreta, con un sustrato determinado y un esquema de alimentación, es el momento de llevar el prototipo a estudio. Es lo que haremos en este capítulo.

El apartado 5.1. explica el software utilizado para el diseño y simulación del prototipo, sus características principales y las herramientas utilizadas. En el 5.2. explica la metodología de diseño, basados en la confección y estudio de prototipos previos.

Los siguientes apartados detallan brevemente el diseño de todos esos prototipos y los resultados obtenidos. Por último, en el apartado 5.7. se muestra el prototipo final, de acorde con el elegido en el capítulo 4.

Capítulo 6.

Este capítulo expone los resultados obtenidos a partir de la simulación en un primer apartado, y los resultados obtenidos en la practica, mediante la construcción el prototipo en el laboratorio.

Capítulo 7

Se presentan las conclusiones del proyecto, planteando algunas líneas futuras y aspectos a mejorar.

Capítulo 2.

Antenas Microstrip.

2.1. Introducción

La idea de utilizar la tecnología microstrip para construir radiadores se remonta al comienzo de los años 50, destacando personalidades como Deschamps [1], Gutton y Baissinot [2].

Sin embargo, la publicación de este nuevo concepto no implicó mucha actividad en el desarrollo de antenas durante más de 15 años, excepto algunos trabajos no publicados por Kaloi para la Armada Estadounidense. Esto fue debido principalmente por la falta de buenos substratos de microondas.

Por esos tiempos el foco de interés se puso en los circuitos y antenas stripline como alternativa a los componentes de guías de ondas. Stripline soporta ondas transversales electromagnéticas (TEM), haciendo mucho más fácil el diseño y análisis de componentes.

Por otra parte, la falta de componentes activos semiconductores propició que la mayoría de circuitos fueran estructuras pasivas. La estructura "sándwich" de stripline es bastante idónea para esos circuitos, pero no para dispositivos activos que requieren espacio para conectar varios hilos.

2.1.1. Definición

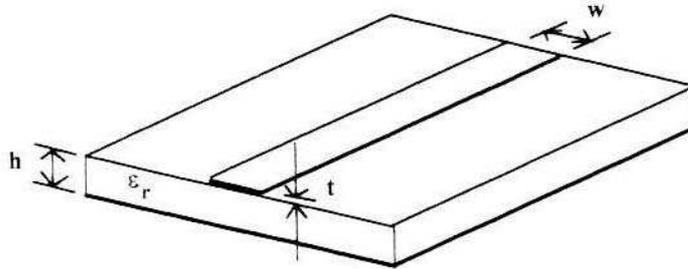


Figura 2.1. Configuración de una línea de transmisión microstrip

Las antenas microstrip son una extensión de las líneas de transmisión en tecnología planar. La estructura básica de una línea microstrip se muestra en la figura 2.1. Vemos que está compuesta por un sustrato dieléctrico delgado, y una superficie cubierta completamente por una metalización, normalmente de cobre, que sirve como plano de tierra.

- El espesor típico del dieléctrico (h) se encuentra entre $50 \mu\text{m}$ y los 6.5 mm o superiores. Para circuitos de microondas, los materiales usados en el sustrato pueden ser: alúmina, cuarzo, teflón, etc.
- La línea microstrip se forma por la eliminación de todo el metal de la superficie superior, excepto una tira de un ancho w y de espesor t . Este espesor está comprendido normalmente entre $1.5 \mu\text{m}$ y $4 \mu\text{m}$.
- El sustrato está eléctricamente caracterizado por su constante dieléctrica relativa ϵ_r y una tangente de pérdidas $\tan \delta$.

La tira y el plano de tierra forman una línea de transmisión que guía la energía a través de una onda cuasi-TEM. El espesor del sustrato es una fracción muy pequeña de la longitud de onda, sobre unos 0.02λ o menos.

Siempre y cuando las dimensiones físicas y la constante dieléctrica relativa de la línea de transmisión permanecen constantes, virtualmente no ocurre la radiación. La microtira radiará gracias a la presencia de una discontinuidad de la línea como vemos en la figura 2.2, la cual ilustra una antena parche rectangular. La antena se muestra alimentada por una línea microstrip, pero serían posibles otras técnicas de alimentación como discutiremos más adelante.

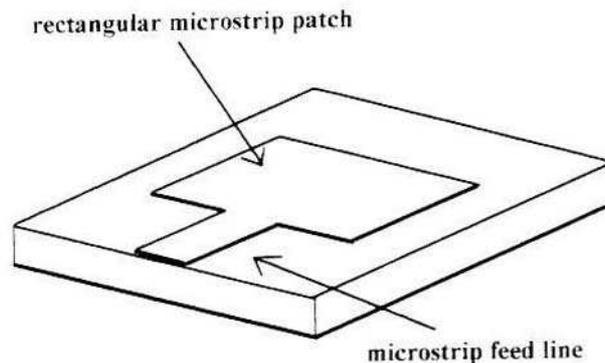


Figura 2.2. Configuración de una antena parche rectangular

El cambio en el ancho de la línea introduce en esa unión una discontinuidad que provocará radiación. Esta radiación también ocurrirá en la otra terminación, donde la metalización del parche termina bruscamente. En realidad, los bordes laterales del parche también radian, pero el nivel de radiación de estos lados es despreciable.

Todas las antenas microstrip son esencialmente discontinuidades (en varias dimensiones físicas) que radian. La forma de la discontinuidad se elige de forma que consigamos unos patrones de radiación bien definidos. Una forma de parche elegida adecuadamente resulta en un comportamiento de la impedancia con respecto a la frecuencia, que se aproxima a un circuito paralelo RLC. La frecuencia de operación se determina cuando se entra en resonancia, haciéndose la impedancia puramente real.

2.1.2 Ventajas e inconvenientes

Si comparamos las antenas microstrip con otras antenas de microondas, podemos observar varias ventajas.

- Las antenas microstrip son conformables, ocupan muy poco volumen, son delgadas y pesan poco.
- Son ideales para la producción de grandes tiradas, principalmente debido a que su proceso de fabricación se realiza mediante técnicas fotolitográficas estándares. Son antenas de bajo perfil porque su coste de fabricación es reducido en comparación con otras tecnologías. Además, con estos procesos se asegura una exactitud de las tiradas de producción bastante aceptable.
- Por esta razón, las antenas microstrip son perfectamente compatibles con la fabricación simultánea de circuitos integrados de microondas, incluyéndose las propias líneas de alimentación de la antena y las redes de adaptación de impedancia.
- Pueden fabricarse antenas con polarización lineal y circular, antenas con polarización doble y de doble frecuencia de una forma bastante sencilla.

Sin embargo, también tienen limitaciones. Podemos destacar las siguientes:

- La principal desventaja es que presentan un ancho de banda estrecho. Las antenas microstrip se comportan básicamente como una cavidad resonante, por lo que tienen un factor de calidad bastante alto. El comportamiento de la impedancia de la antena respecto a la frecuencia limita bastante el rango de operación.
- Tienen una ganancia algo baja (un parche básico alcanza unos 6dB) y una menor capacidad para radiar una potencia elevada ($\approx 100W$), debido a las limitaciones de disipación térmica de los substratos.
- La mayoría de antenas microstrip solo radian hacia un semiespacio, y aunque proporcionarle una polarización determinada es algo bastante fácil, lo difícil es conseguir polarizaciones puras.

- Las alimentaciones y las uniones provocan radiaciones espurias, además de que presentan excitación de ondas de superficie no radiativas, que degradan la eficiencia.
- La construcción de arrays de antenas microstrip presentan una red de alimentación bastante compleja, además de que se incurre en pérdidas óhmicas considerables.

Sin embargo existen diferentes técnicas para minimizar los efectos de las limitaciones que hemos citado. Por ejemplo, el ancho de banda puede incrementarse de varias formas, como incrementando el tamaño de la antena, grosor o volumen, o también usando técnicas avanzadas de alimentación y de adaptación de impedancias.

Otra limitación, como la de reducida ganancia y escasa potencia puede abordarse mediante el uso de arrays. Y las limitaciones asociadas a las ondas de superficie se pueden reducir usando estructuras fotónicas.

2.1.3. Aplicaciones

En muchas aplicaciones, las ventajas que proporcionan este tipo de antenas superan con creces a las limitaciones.

Inicialmente las antenas microstrip se comenzaron a utilizar en sistemas militares como radares, misiles, torpedos, aviones y satélites. Pero poco a poco, estas antenas han ido colonizando el mercado de sistemas comerciales, sustituyendo a otro tipo de antenas, sobre todo debido al bajo coste que precisa su fabricación (bajo coste del material y bajo coste del proceso).

Uno de los principales usos de la antena microstrip reside en los sistemas de comunicaciones móviles, que requieren antenas pequeñas, con bajo peso y bajo coste. Como ejemplo, podemos encontrarlas en equipos portátiles como teléfonos, paginadores UHF y radares, instalados en coches, barcos y aeronaves.

También es habitual encontrarlas en sistemas de comunicaciones por satélite. En estos casos se requieren antenas con patrones de radiación circularmente polarizados, y esto puede realizarse fácilmente con tecnología microstrip, por ejemplo alimentando a la antena por dos puntos.

Otras aplicaciones de notable mención en las que se usan este tipo de antenas son: radares doppler, altímetros, sistemas de control y telemetría, sensores remotos, antenas integradas, detectores de personas, radares biomédicos, etc.

2.2. El Radiador Microstrip: Principio de funcionamiento.

Aunque las antenas microstrip son estructuras relativamente simples, su análisis es bastante complicado. El primer factor que lo hace complejo es la presencia de un substrato dieléctrico apoyado en el plano de tierra conductor. A partir de los años 60, han ido apareciendo diversas investigaciones buscando el desarrollo de modelos y técnicas de análisis. No sorprende que los primeros modelos sean relativamente simples, proporcionando información básica de diseño para ciertas geometrías de parches, pero incapaces de tener en cuenta todos los fenómenos. Las técnicas mejoradas que se desarrollaron con posterioridad expandieron el rango de formas y configuraciones que podían ser analizadas, pero todavía no proporcionaban soluciones rigurosas.

Los modelos rigurosos basados en formulaciones de ecuaciones integrales comenzaron a aparecer a comienzos de los años 80. Recientemente se han obtenido formulaciones con una mayor precisión usando ecuaciones diferenciales.

Aunque las técnicas rigurosas ofrecen una mejor exactitud, implican mucha carga computacional para resolverlas numéricamente. Como resultado, las técnicas

precedentes, aunque son más simples, son ampliamente utilizadas en los trabajos de ingeniería. En este capítulo, y en el siguiente se exponen algunos de esos primeros modelos, haciendo énfasis en desarrollar y entender la física de las antenas microstrip.

2.2.1. Líneas de transmisión microstrip

Antes de comenzar una discusión de varios modelos y principios de funcionamiento para antenas microstrip, es mejor mostrar algunos aspectos de las líneas de transmisión, debido a que ésta forma la base para entender las antenas. Por lo tanto, un conocimiento de su comportamiento puede ayudarnos.

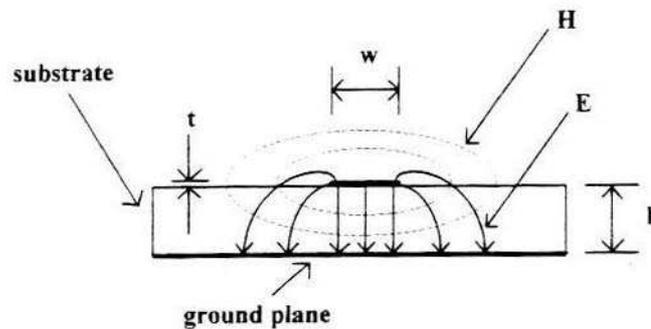


Figura 2.3. Sección cruzada de una línea microstrip con la distribución de campos

La figura 2.3. muestra la sección transversal de una línea microstrip con un esquema aproximado de la distribución transversal del campo en la dirección de la propagación, la cual se asume entrante al papel. Las líneas del campo eléctrico van desde la tira microstrip hacia el plano de tierra concentrándose en su mayor parte por debajo de la microtira. Algunas líneas se originan en las cargas que se sitúan en el borde y en la parte superior de la microtira, y por lo tanto, parcialmente, se extienden al espacio que se encuentra por encima del sustrato. Por otra parte, las líneas del campo magnético rodean la línea microstrip y se extienden también por encima del sustrato.

El hecho de que se extiendan los campos por encima del sustrato tiene varias implicaciones. La primera es que la onda que soporta la línea no es TEM. Hay

componentes del campo longitudinal, esto es, a lo largo de la dirección de propagación, que no se muestran en la figura. Normalmente esas componentes son significativamente más pequeñas que las componentes transversales y pueden ser ignoradas en una primera aproximación.

Lo segundo es que la presencia de líneas de campo en el aire reducen la constante dieléctrica efectiva vista por las ondas que se propagan a lo largo de la línea. Si todos los campos existieran entre la línea y el plano de tierra, la constante dieléctrica sería la del propio sustrato. En vez de eso, es un tanto menor, y el cuánto menor depende del ancho de línea, de la constante dieléctrica del sustrato y en una menor medida, del espesor del mismo.

Otros parámetros como la impedancia característica y la velocidad de fase son dependientes de la frecuencia. Afortunadamente la dependencia con la frecuencia es muy pequeña para frecuencias por debajo de 8 GHz y para sustratos eléctricamente delgados.

Como ocurre con las antenas microstrip, existe un gran número de técnicas de análisis aplicadas a las líneas de transmisión microstrip. A causa de la importancia de la tecnología microstrip, se ha realizado un gran esfuerzo en desarrollar expresiones en forma cerrada para los parámetros de la línea de transmisión.

Los trabajos de Hammerstad [3], Bahl y Garg [4] alcanzan una gran aceptación, siendo suficientemente exactos para la mayoría de trabajos de diseño. De esta forma, la impedancia característica Z_0 y la constante dieléctrica efectiva ϵ_{re} están dadas por:

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left\{ \frac{8h}{W_e} + 0.25 \frac{W_e}{h} \right\} \quad \text{para } W/h \leq 1 \quad (2.1)$$

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \left\{ \frac{W_e}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left[\frac{W_e}{h} + 1.444 \right] \right\}^{-1} \quad \text{para } W/h \geq 1 \quad (2.2)$$

donde

$$\frac{W_e}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left[1 + \ln \left(\frac{4\pi W}{t} \right) \right] \quad \text{para } W/h \leq 1/2\pi \quad (2.3)$$

$$\frac{W_e}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left[1 + \ln \left(\frac{2h}{t} \right) \right] \quad \text{para } W/h \geq 1/2\pi \quad (2.4)$$

siendo

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F \left(\frac{W}{h} \right) - C \quad (2.5)$$

donde

$$F \left(\frac{W}{h} \right) = \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \quad \text{para } W/h \leq 1 \quad (2.6)$$

$$F \left(\frac{W}{h} \right) = \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2} \quad \text{para } W/h \geq 1 \quad (2.7)$$

$$C = \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{W/h}} \quad (2.8)$$

En las ecuaciones precedentes:

- η_0 es la impedancia de onda en el espacio libre, cuyo valor es de 377Ω.
- ϵ_r es la constante dieléctrica relativa del sustrato.
- h y t son los grosores del sustrato y de la metalización respectivamente.
- W es el ancho de la tira.

Estas expresiones son independientes de la frecuencia y válidas cuando la dispersión puede ser ignorada. A partir de unos 8 GHz la dispersión debería ser incluida para proporcionar una mayor precisión en el diseño.

Aunque es posible obtener expresiones para el efecto de la dispersión, debido a las características en frecuencia del sistema GPS (1.575 GHz) nosotros no la tendremos en cuenta.

La impedancia característica y la constante dieléctrica son dependientes de la frecuencia se denotarán por $Z_0(f)$ y $\epsilon_r(f)$ respectivamente.

A menudo, en muchos circuitos, las longitudes de la línea microstrip suelen ser fracciones de la longitud de onda. La longitud de onda de la línea puede calcularse a partir de la longitud de onda en el espacio libre λ_0 .

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}(f)}} \quad (2.9)$$

De esta forma, podemos representar el desfase causado por una línea de una determinada longitud l :

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} l = \frac{2\pi l}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_{re}(f)} \quad (2.10)$$

Además de este desfase, las señales que viajan por la línea microstrip registran pérdidas. Estas pérdidas quedan recogidas en un coeficiente de atenuación que tiene dos componentes.

- α_c para las pérdidas en los conductores (tira y plano de tierra), causadas por la conductividad finita de las metalizaciones. Las expresiones para este coeficiente en decibelios por unidad de longitud son:

$$\alpha_c = 1.38A \frac{R_s}{hZ_0} \frac{(32 - W_e/h)^2}{(32 + W_e/h)^2} \quad \text{para } W/h \leq 1 \quad (2.11)$$

$$\alpha_c = 6.1 \cdot 10^{-5} A \frac{R_s Z_0 \epsilon_{re}}{h} \left[W_e/h + \frac{0.667 W_e/h}{W_e/h + 1.444} \right] \quad \text{para } W/h \geq 1 \quad (2.12)$$

donde

$$A = 1 + \frac{h}{W_e} \left[1 + \frac{1.25}{\pi} \ln \left(\frac{2\pi W}{t} \right) \right] \quad \text{para } W/h \leq 1/2\pi \quad (2.13)$$

$$A = 1 + \frac{h}{W_e} \left[1 + \frac{1.25}{\pi} \ln \left(\frac{2h}{t} \right) \right] \quad \text{para } W/h \geq 1/2\pi \quad (2.14)$$

$$R_s = \sqrt{\frac{\pi f \mu_0}{\sigma}} \quad (2.15)$$

y σ es la conductividad del conductor en Siemens por metro (S/m).

- α_d para las pérdidas en el dieléctrico. Las expresiones para este coeficiente en decibelios por unidad de longitud son:

$$\alpha_d = 27.3 \frac{\epsilon_r}{\epsilon_r - 1} \frac{\epsilon_{re} - 1}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \frac{\tan \delta}{\lambda_0} \quad (2.16)$$

El coeficiente total de atenuación es $\alpha = \alpha_c + \alpha_d$. De esta forma, si consideramos una señal de magnitud V_0 como entrada a una línea microstrip, después de viajar una distancia ℓ , la señal en el otro extremo será:

$$V = V_0 e^{-\alpha \ell} e^{-j\beta \ell} \quad (2.17)$$

Esto sigue la teoría convencional de líneas de transmisión. La señal es reducida en su magnitud por la atenuación (el término exponencial que contiene α) y experimenta un cambio de fase (la exponencial con β). Ambos términos se combinan para formar la constante de propagación $\gamma = \alpha + j\beta$.

La mayoría de líneas microstrip tienen pérdidas insignificantes, por lo que podemos aproximar esta constante de propagación sólo por el término de fase, es decir $\gamma = j\beta$. De esta forma, tanto Z_0 como γ caracteriza completamente la línea.

Aunque no se ha dicho anteriormente, los resultados previos se aplican a una línea microstrip que presenta sólo el modo de propagación de menor orden o modo dominante. El sustrato dieléctrico puesto a tierra (sin la línea microstrip) también puede guiar energía. Esas ondas guiadas se conocen como ondas de superficie y se localizan mayoritariamente en el interior del dieléctrico, aunque algunas líneas de

campo se extienden al espacio libre por encima del sustrato, pero esos campos decaen exponencialmente a medida que nos alejamos verticalmente.

La onda de superficie del modo más bajo permitido para el sustrato no tiene frecuencia de corte, por lo cual puede ser excitada para cualquier frecuencia. Este es el modo TM_0 . Los otros modos de onda superficial tienen frecuencias de corte distintas de cero. Para sustratos eléctricamente delgados, esos modos superiores están por debajo de la frecuencia de corte y no se excitan realmente.

Las señales en circuitos microstrip pueden excitar ondas de superficie en el sustrato, normalmente el modo TM_0 . Esto implica una pérdida de potencia debido a que, por regla general, la onda de superficie se “marcha” de la línea microstrip. Esta onda de superficie continúa propagándose hasta que se encuentra una discontinuidad, como el borde del sustrato u otra línea microstrip. Cuando la onda superficial golpea la discontinuidad, puede radiar o acoplar energía a la discontinuidad. Esos efectos son indeseables porque pueden degradar el rendimiento de la antena o del circuito. La excitación del modo TM_0 se minimiza si se escogen espesores finos del sustrato y constantes dieléctricas bajas. Para una constante dieléctrica dada, el espesor debería elegirse de forma que se satisfaga la restricción de las frecuencias de corte de modos superiores.

$$f_c|_{TE_n} = \frac{(2n+1)c}{4h\sqrt{\epsilon_r - 1}} > f \quad \forall n \geq 1 \quad \Rightarrow \quad h \leq \frac{c}{4f\sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (2.18)$$

donde c es la velocidad de la luz ($3 \cdot 10^8$ m/s), y f es la frecuencia de operación.

El campo eléctrico bajo la línea microstrip como mostraba la figura 2.3. es prácticamente uniforme a lo largo de la línea. Cuando la frecuencia o el ancho de línea aumenta, es posible que se excite un modo resonante transversal en la línea. La línea microstrip se comporta esencialmente como un resonador, con una onda estacionaria excitada a lo largo del ancho de la línea. El campo eléctrico es máximo en el borde de la misma, y cae a cero en el centro, volviendo a ser máximo en el otro borde. Obviamente esto es indeseable debido a que la potencia se pierde en este modo. También puede ocurrir distorsión de la señal a causa de que la energía es dividida en

dos modos que viajan a diferente velocidad. Para un sustrato y un ancho de línea w dado, la frecuencia de corte para el modo transversal viene dado por la expresión (2.19).

$$f_c = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r [2w + 0.8h]}} \quad (2.19)$$

El máximo ancho de línea que puede usarse es aquel en el que la frecuencia de corte dada por (2.19) está bastante por encima de la máxima frecuencia de interés.

2.2.2. Discontinuidades microstrip

Lógicamente, los circuitos microstrip consisten en más de una línea recta, y esto hace que se nos presenten discontinuidades, es decir, cambios abruptos en la geometría de la línea. En un circuito podemos encontrarnos con algunas de las siguientes discontinuidades:

- Esquinas. La topología del circuito y las limitaciones de área del sustrato, por ejemplo, provocan que las líneas tengan que doblarse.
- Cambios en los anchos de la línea para obtener diversos valores de impedancia característica.
- Uniones de tres y cuatro líneas microstrip.
- Stubs a circuito abierto para adaptar impedancias.
- Ranuras, etc.

Estas discontinuidades provocan alteraciones de las distribuciones del campo eléctrico y magnético e implican un almacenamiento de la energía, y a veces, si se dan las condiciones oportunas, una radiación en la discontinuidad. Normalmente el tamaño físico de una discontinuidad es mucho más pequeño que la longitud de onda. En este caso, la discontinuidad puede ser representada por un circuito consistente en elementos equivalentes, como condensadores o bobinas, y resistencias si hay radiación.

Los cambios del campo eléctrico en una discontinuidad producen una capacidad adicional mientras que cambios en el campo magnético introducen una inductancia. En muchos diseños, los efectos de las discontinuidades se deben tener en cuenta; si no fuese así, el funcionamiento no podrá ser el esperado. Por ejemplo, los stubs a circuito abierto de longitud $\lambda/4$ se usan a menudo para adaptación de impedancias. El truncado abrupto de la línea microstrip en este circuito abierto puede posibilitar la aparición de campos eléctricos de borde que se extienden más allá de la línea. Esos campos de borde almacenan energía y actúan como si fuera un condensador conectado al final de la línea. A causa de esta capacidad aislada, la línea es eléctricamente mayor que su longitud física.

Se han desarrollado varias técnicas para determinar los circuitos equivalentes de varias discontinuidades microstrip. Cerca de la frecuencia inferior de la banda de microondas, un análisis cuasi-estático proporciona normalmente la suficiente precisión para determinar los elementos equivalentes en la mayoría de los propósitos de diseño. La figura 2.4. muestra algunas discontinuidades comunes y sus circuitos equivalentes.

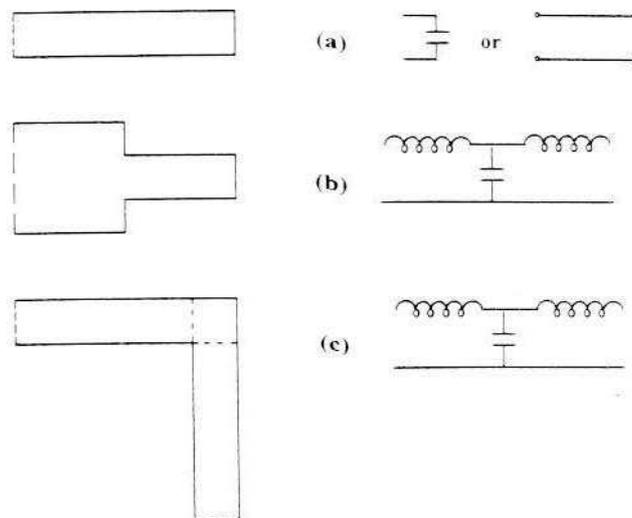


Figura 2.4. Algunas discontinuidades microstrip y sus circuitos equivalentes

La figura 2.4(a) muestra la línea microstrip a circuito abierto. Su circuito equivalente es un condensador a tierra, representando la energía almacenada en los

campos eléctricos de borde que van más allá de la terminación abierta de la línea. Esas líneas de campo van desde la línea microstrip hacia el plano de tierra. De hecho, en la teoría de líneas de transmisión se sabe que una capacidad puede ser representada por una sección de línea a circuito abierto. Efectivamente, la capacidad en paralelo hace que la línea a circuito abierto sea eléctricamente mayor que su longitud física. Al extenderse un poco más, el circuito abierto puede representarse como la línea original más una capacidad en paralelo o una nueva línea que es físicamente mayor. Las expresiones para esta extensión están dadas en la referencia [5], mientras [6] contiene expresiones para la capacidad equivalente.

La figura 2.4(b) muestra el cambio en el ancho de una línea. Este cambio provoca que los campos eléctrico y magnético sean alterados. El circuito equivalente contiene bobinas y condensadores. Las expresiones para éstas se dan en [5] y [6].

Una esquina o codo en una línea microstrip es también una discontinuidad. Además comparte el mismo circuito equivalente que una discontinuidad por cambio de ancho de línea, pero lógicamente los elementos equivalentes tienen valores distintos. El circuito equivalente para este caso representa el comportamiento eléctrico del área física definida por la esquina exterior y las líneas punteadas de la figura 2.4(c). Esas líneas punteadas son los planos eléctricos de referencia para la discontinuidad, mientras que en las figuras 2.4(a) y 2.4(b) tienen solo un plano de referencia, que se localiza en la posición física de la discontinuidad.

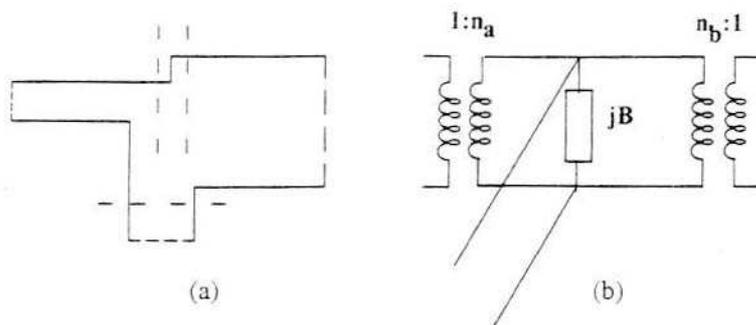


Figura 2.5: Unión en T microstrip y circuito equivalente.

Otra discontinuidad importante es la unión en T dada en la figura 2.5. Los posibles planos de referencia se muestran en líneas punteadas en la unión de la figura. Los transformadores del circuito equivalente representan los cambios en los niveles de impedancia, causados por los cambios en el ancho de la línea. La susceptancia en paralelo más el movimiento de los planos de referencia desde el centro hacia afuera de la unión se tienen en cuenta para el cálculo de la energía almacenada.

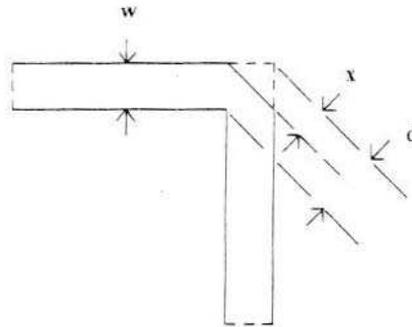


Figura 2.6: Esquina microstrip optimizada para minimizar la reactancia de la discontinuidad.

Las esquinas en los circuitos microstrip aparecen tantas veces que hacen difícil tener en cuenta continuamente las reactancias que introducen. Pero estas reactancias pueden ser minimizadas si sesgamos la esquina como muestra la figura 2.6. La cantidad a cortar depende de la siguiente expresión:

$$\frac{x}{d} = 0.52 + 0.65e^{-1.35\frac{w}{h}} \quad (2.20)$$

Un codo con este sesgado no crea prácticamente ningún desajuste y por eso parece transparente a todas las señales. La esquina sesgada es eléctricamente más corta que la distancia física a lo largo de la línea central del codo. Esta reducción de la longitud de la línea central es (2.21)

$$\frac{\Delta b}{D} = 0.16 \left[2 - \left(f / f_p \right)^2 \right] \quad (2.21)$$

donde $D = (\eta_0/\sqrt{\epsilon_r})h/Z_0$ y $f_p(\text{GHz}) = 0.4Z_0/h$ (mm).

2.2.3. Mecanismo de radiación de una antena microstrip

La radiación de una línea microstrip puede reducirse considerablemente si el sustrato empleado es delgado y con una constante dieléctrica relativa alta. Por lo tanto, la elección del sustrato de una antena microstrip, que básicamente se comporta como una línea, debería realizarse para que fomentase la radiación. Es decir, usaremos sustratos gruesos y de baja permitividad.

La radiación de una antena microstrip puede determinarse a partir de la distribución del campo entre el parche y el plano de tierra. Alternativamente, la radiación puede describirse en términos de la distribución de la corriente de superficie del parche. Es difícil realizar un cálculo preciso de la distribución de corriente o de la distribución del campo del parche; sin embargo, podemos usar aproximaciones no muy exactas para desarrollar un modelo práctico de una antena microstrip.

Consideremos una antena parche microstrip que se conecta a una fuente de microondas. La excitación del parche establecerá una distribución de cargas en ambas superficies del parche, y en la cara superior del plano de tierra, como podemos ver en la figura 2.7.

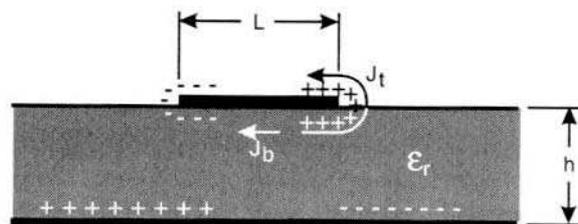


Figura 2.7: Distribución de carga y de densidad de corriente en una antena microstrip

La naturaleza positiva y negativa de la distribución de carga surge porque la longitud del parche es media longitud de onda en el modo dominante. Las fuerzas repulsivas entre las cargas de la superficie inferior del parche empujan a las cargas a la superficie superior, a través de los bordes. Este movimiento de cargas crea unas densidades de corriente \mathbf{J}_b y \mathbf{J}_t como muestra la figura 2.7.

Para la mayoría de antenas microstrip, el cociente h/W es pequeño. De esta forma, las fuerzas atractivas entre las cargas dominan, y la mayoría de la concentración de carga y del flujo de corriente permanecen bajo el parche. Una pequeña cantidad de flujo de corriente alrededor de los bordes del parche es la responsable de general un campo magnético débil tangencial a los bordes. Entonces, podemos hacer una aproximación simple, igualando a cero el campo magnético tangencial, y situar paredes magnéticas en toda la periferia del parche. Como mencionamos que dominaban las fuerzas atractivas, esta hipótesis tendrá validez para substratos delgados con alta permitividad. También, como el substrato usado es bastante más delgado que una longitud de onda ($h \ll \lambda$), las variaciones del campo a lo largo de la altura puede considerarse constante, y el campo eléctrico prácticamente normal a la superficie del parche. Por consiguiente, el parche puede modelarse como una cavidad con paredes eléctricas (porque el campo eléctrico es normal a la superficie del parche) en la parte superior e inferior, y cuatro paredes magnéticas a lo largo de los bordes del parche (porque el campo magnético transversal es muy débil). Sólo los modos TM se soportan en esta cavidad. En la figura 2.8 se representa la distribución de campo eléctrico para el modo dominante TM_{100} .

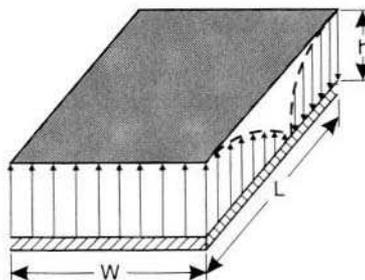


Figura 2.8: Distribución del modo TM_{100} en la cavidad microstrip.

Las cuatro paredes laterales de la cavidad representan cuatro aberturas estrechas o ranuras a través de las cuales se produce la radiación. Usando el principio de equivalencia electromagnética [7], el parche microstrip puede representarse por una densidad equivalente de corriente \mathbf{J}_t en la superficie superior que tiene en cuenta la presencia del parche. Las cuatro ranuras laterales se representan por las densidades de corriente equivalente \mathbf{J}_s y \mathbf{M}_s , correspondientes a los campos magnético y eléctrico \mathbf{H}_a y \mathbf{E}_a respectivamente. Las corrientes equivalentes se muestran en la figura 2.9(a) y se representan por:

$$\mathbf{J}_s = \hat{n} \times \mathbf{H}_a \quad (2.22)$$

$$\mathbf{M}_s = -\hat{n} \times \mathbf{E}_a \quad (2.23)$$

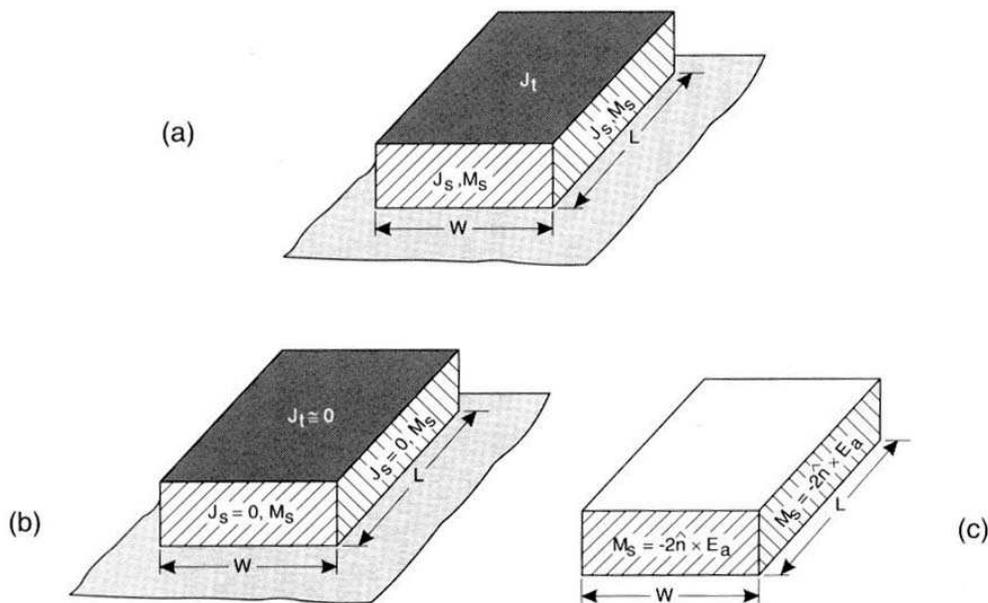


Figura 2.9. Densidades de corriente equivalentes en un parche rectangular microstrip.

Para substratos delgados, ocurre que la corriente J_t es mucho más pequeña que J_b . Por lo tanto la aproximaremos a cero para indicar que la radiación es despreciable a partir de la corriente del parche. Similarmente, los campos magnéticos a través del parche y su correspondiente densidad de corriente J_s será cero. Así, la única densidad

de corriente no nula es la densidad de corriente magnética equivalente \mathbf{M}_s , a lo largo de la periferia del parche. Esto se muestra en la figura 2.9(b).

La presencia del plano de tierra puede ser tenida en cuenta por la teoría de imágenes, la cual duplicará la densidad de corriente dada por (2.23). De esta forma, la radiación del parche puede atribuirse a los cuatro lazos de corriente magnética radiando en el espacio libre como muestra la figura 2.9c. La nueva densidad de corriente es:

$$\mathbf{M}_s = -2\hat{n} \times \mathbf{E}_a \quad (2.24)$$

El campo eléctrico de la ranura para el modo dominante se muestra en la figura 2.8 y es definido según (2.25) para las ranuras de longitud W y de altura h . De forma similar, para las otras dos ranuras de longitud L y altura h , el campo se define por (2.26).

$$\mathbf{E}_a = \hat{z}E_0 \quad (2.25)$$

$$\mathbf{E}_a = -\hat{z}E_0 \sin(\pi x / L) \quad (2.26)$$

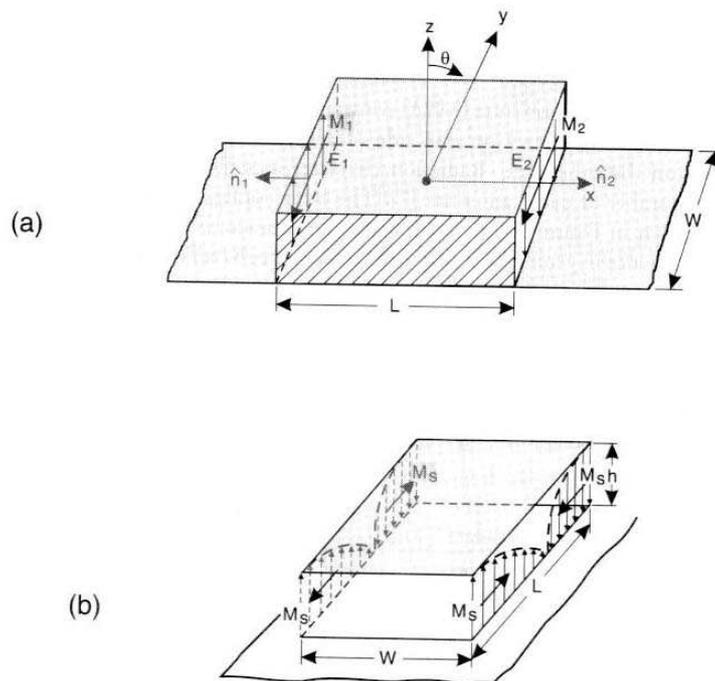


Figura 2.10. Distribución de densidad de corriente magnética para el modo TM_{100} en los bordes radiantes.

Las densidades de corriente magnética en las ranuras se muestran en la figura 2.10 Usando el principio de equivalencia, cada ranura radia el mismo campo que un dipolo magnético con densidad de corriente \mathbf{M}_s . La radiación producida por las ranuras dispuestas en el eje x es casi nula debido a las distribuciones de corriente iguales y de sentido contrario en las ranuras. Sin embargo, las ranuras a lo largo del eje y forman un array de dos elementos con las densidades de corriente de la misma magnitud y fase, y están separadas por la longitud del parche L . Así, la radiación del parche puede describirse en términos de dos ranuras verticales.

Las ranuras verticales en un dieléctrico inhomogéneo de una antena microstrip son difíciles de analizar. Para ello, las ranuras verticales son sustituidas por dos ranuras planares equivalentes, como muestra la figura 2.11.

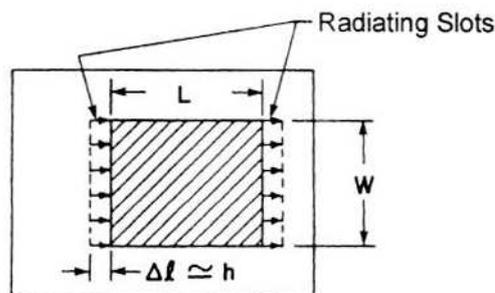


Figura 2.11. Antena parche rectangular con ranuras radiantes horizontales equivalentes.

Aunque hemos comentado el parche rectangular, otras configuraciones de antenas microstrip pueden representarse de una manera similar por ranuras equivalentes.

2.3. Configuraciones habituales

Las antenas microstrip se caracterizan por un gran número de parámetros físicos, como las antenas convencionales de microondas. Se pueden diseñar para que tengan muchas formas geométricas y dimensiones. Podemos clasificarlas en cuatro

categorías básicas: antenas parche microstrip, dipolos microstrip, antenas ranuradas y antenas microstrip de onda viajera.

2.3.1. Antenas parche

Una antena parche microstrip (MPA) consiste en un parche conductor de cualquier geometría planar o no planar en una de las superficies de un substrato dieléctrico, con un plano de tierra en la superficie opuesta. Las características de radiación de este tipo de antenas se han calculado para muchas geometrías distintas. Estas características de radiación son similares, a pesar de la diferencia en la forma geométrica, debido a que se comportan como un dipolo. Podemos ver las antenas parche más habituales en la figura 2.12. De entre ellas, las formas más utilizadas son el parche cuadrado y el parche circular. Típicamente tienen una ganancia entre 5 ó 6dB y exhiben un ancho de haz a 3dB entre 70° y 90°.

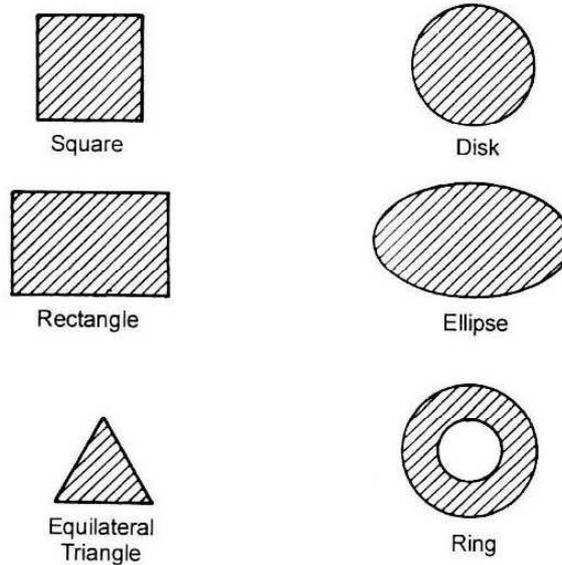


Figura 2.12. Formas básicas de antenas parche microstrip

2.3.2. Dipolos microstrip

Los dipolos microstrip difieren geoméricamente de las antenas parche en su relación ancho-longitud. El ancho de un dipolo es típicamente menor que $0.05\lambda_0$. Sin embargo, el patrón de radiación de un dipolo y de un parche son similares debido a que presentan longitudinalmente distribuciones similares de corriente.

Sin embargo, la resistencia de radiación, el ancho de banda y la radiación contrapolar varían significativamente.

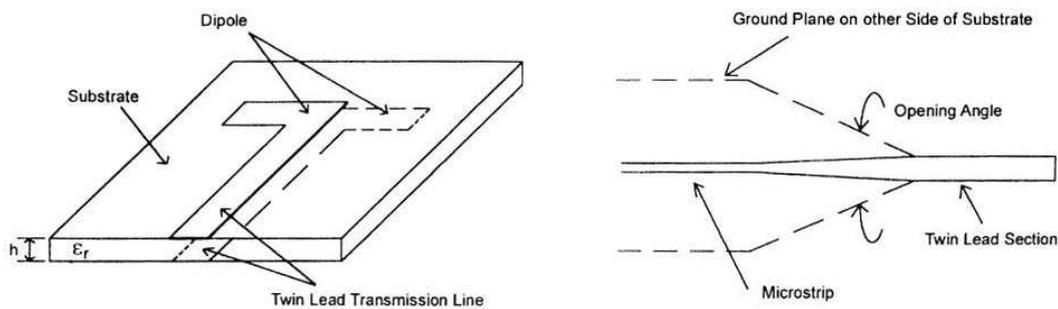


Figura 2.13. Dipolo microstrip y línea de alimentación

Los dipolos microstrip son elementos atractivos a causa de sus propiedades, como son el pequeño tamaño y su polarización lineal. Los dipolos son muy adecuados para altas frecuencias (bajas λ) en las que el sustrato puede ser eléctricamente grueso, y por tanto puede alcanzar un ancho de banda significativo.

La elección del mecanismo de alimentación es muy importante en los dipolos microstrip y debe ser incluido en el análisis.

2.3.3. Antenas ranuradas impresas

Una antena ranurada consta de una ranura en el plano de tierra, cuya forma puede ser variable. Teóricamente, muchas de las antenas pueden ser realizadas como

antena ranurada. Sin embargo, sólo se han estudiado unas pocas geometrías de ranuras. Podemos verlas en la figura 2.14

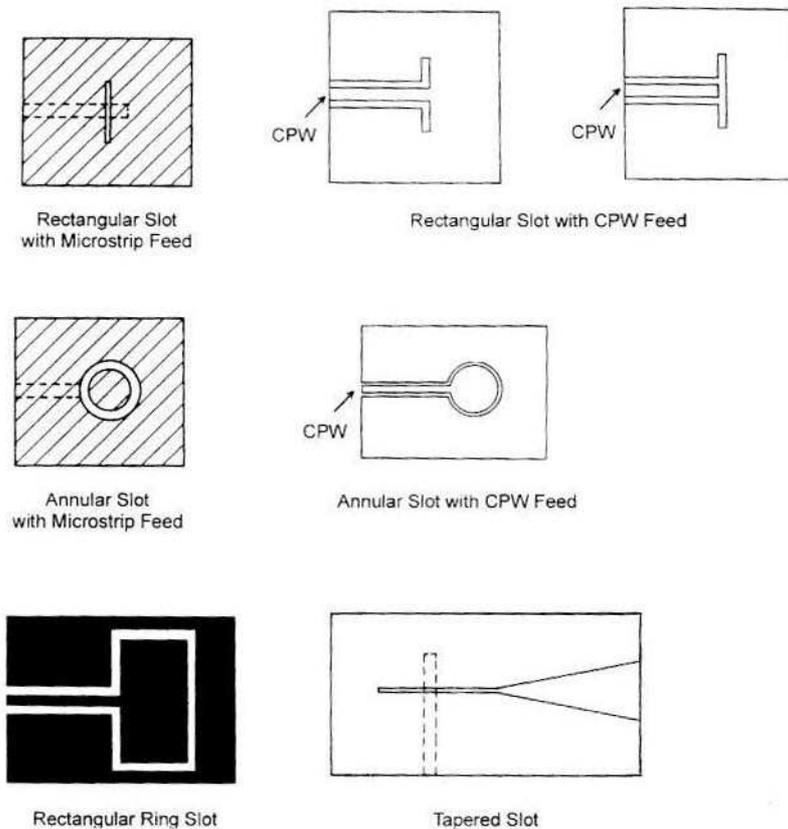


Figura 2.14. Algunas geometrías de antenas microstrip ranuradas

2.3.4. Antenas microstrip de onda viajera.

Una antena microstrip de onda viajera consiste en una estructura conductora periódica de línea microstrip lo suficientemente ancha como para excitar un modo TE. El otro extremo de la antena de onda viajera se termina en una carga resistiva adaptada para evitar ondas estacionarias. Estas antenas microstrip se diseñan para que el lóbulo principal se pueda apuntar en cualquier dirección, desde la dirección transversal hasta la dirección longitudinal. En la figura 2.15. se ilustran varias antenas de este tipo.

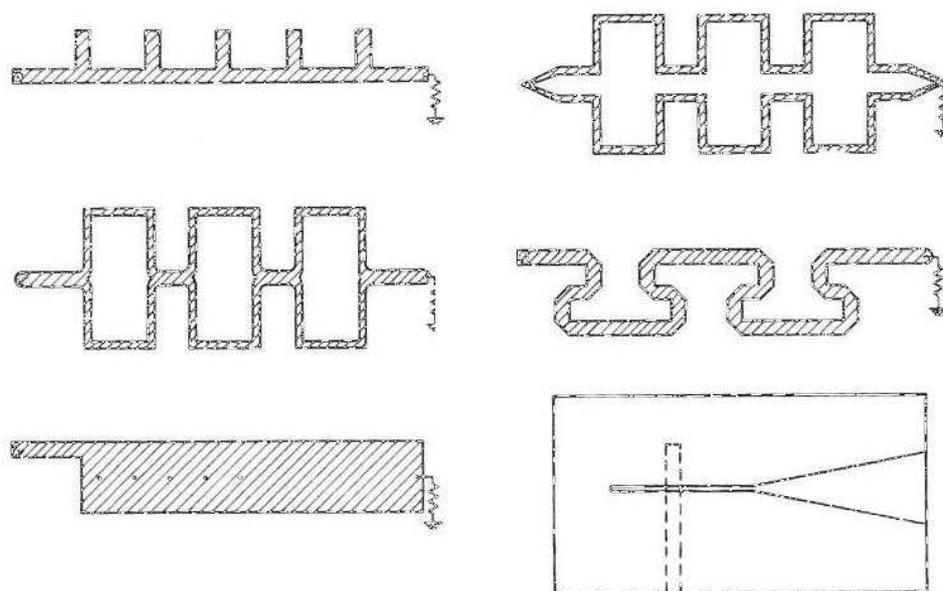


Figura 2.15. Algunas geometrías de antenas microstrip de onda viajera

En la tabla 2.1. se comparan las características de las antenas parche, dipolos y antenas ranurada:

Características	Antena Parche Microstrip	Antena Ranurada Microstrip	Dipolo microstrip
Perfil	Delgado	Delgado	Delgado
Fabricación	Muy fácil	Fácil	Fácil
Polarización	Lineal / Circular	Lineal / Circular	Lineal
Funcionamiento a dos frecuencias	Posible	Posible	Posible
Flexibilidad en la forma geométrica	Admite cualquier geometría	Normalmente circular y rectangular	Rectangular y triangular
Radiación espúrea	Existe	Existe	Existe
Ancho de banda	2-50%	5-30%	Aprox. 30%

Tabla 2.1. Comparativa entre los distintos tipos de antenas microstrip

2.4. Estructuras de alimentación

Las antenas microstrip tienen elementos radiantes en una de las superficies del sustrato dieléctrico, y por este motivo las primeras antenas microstrip eran alimentadas o por una línea microstrip o por una sonda coaxial. Pero desde entonces se han ido desarrollando nuevas técnicas, como pueden ser la alimentación por acople electromagnético, las acopladas por abertura o la alimentación por guía de onda coplanar.

La selección de la técnica de alimentación está gobernada por varios factores. La consideración más importante es la eficiencia en la transferencia de potencia entre la estructura de radiación y la estructura de alimentación, es decir, la adaptación de impedancias entre las dos. Asociadas con la adaptación están los transformadores multisección, esquinas, stubs, uniones, transiciones, etc. La radiación indeseada puede incrementar el nivel de lóbulo secundario y la amplitud contra-polar en el patrón de radiación. La minimización de las radiaciones espurias y sus efectos en el patrón de radiación es uno de los factores más importantes para la evaluación del alimentador a elegir. Otras consideraciones son, por un lado la aptitud del alimentador para la construcción de arrays de antenas, y por otro lado, elegir un esquema de alimentación de forma que podamos configurar varios parámetros según nuestras necesidades.

2.4.1. Alimentación por sonda coaxial.

El acople de potencia a través de una sonda es uno de los mecanismos básicos para la transferencia de potencia de microondas. La sonda puede ser el conductor interior de una línea coaxial o de una stripline, la cual se adapta a través de una ranura en el plano de tierra común. En la figura 2.16 se muestra una antena microstrip típica con un conector coaxial de tipo N.

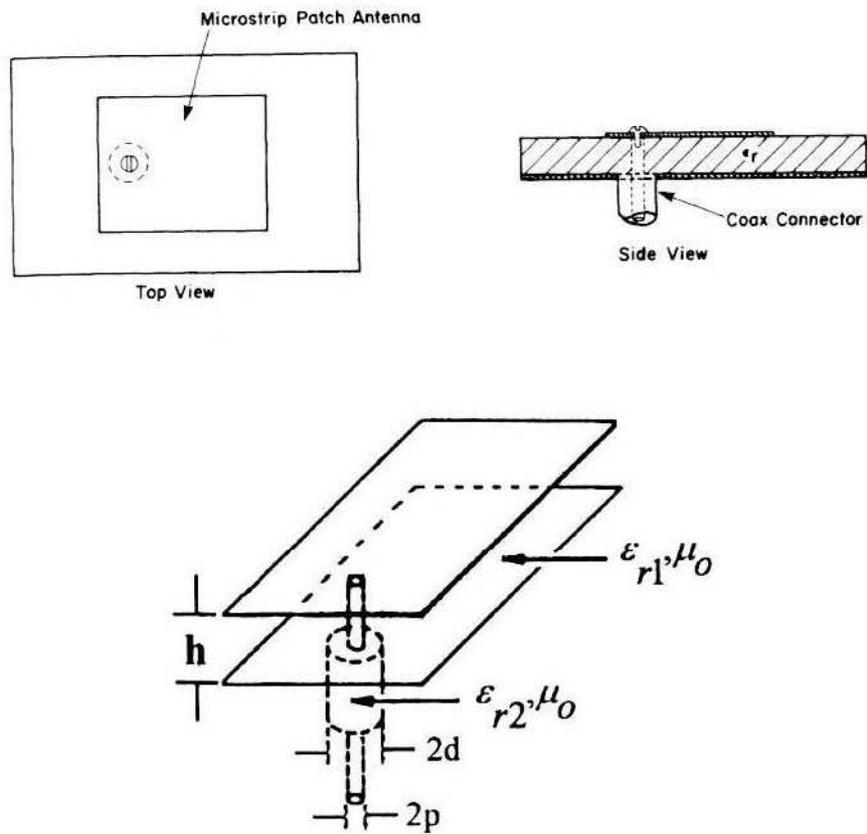


Figura 2.16. Alimentador por sonda coaxial

Podemos observar cómo el conector coaxial está unido al plano de tierra, y el conductor central del coaxial pasa a través del substrato, quedando su extremo soldado a la metalización del parche. La excitación del parche se realiza principalmente a través del acoplo de la corriente de alimentación J_z al campo E_z del modo del parche. La constante de acoplo puede obtenerse como[11]:

$$Coupling \sim \iiint_V E_z J_z dv \sim \cos(\pi x_0 / L) \quad (2.27)$$

donde L es la longitud resonante del parche, y x_0 es el desplazamiento del punto de alimentación desde el borde del parche hacia el interior. La expresión (2.27) muestra que el acoplamiento es máximo para un punto de alimentación situado en el borde radiante del parche, es decir $x_0 = 0$ ó $x_0 = L$. Para más información sobre el modelado del alimentador, consultar la referencia [9].

2.4.2. Alimentación por línea microstrip.

La excitación de una antena a través de una línea microstrip sobre el mismo sustrato parece ser una elección natural porque el parche puede considerarse como una extensión de línea microstrip, y pueden fabricarse simultáneamente. Pero esta técnica tiene varias limitaciones.

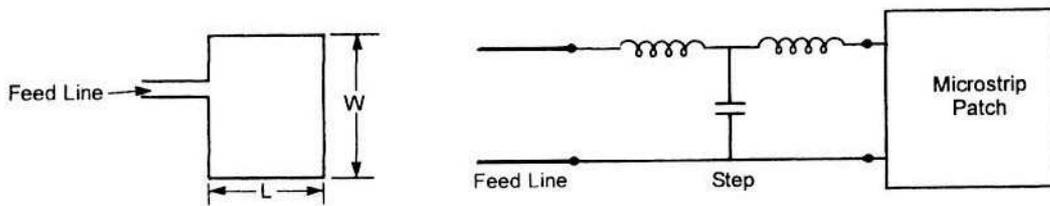


Figura 2.17. Alimentación por línea microstrip en el borde radiante.

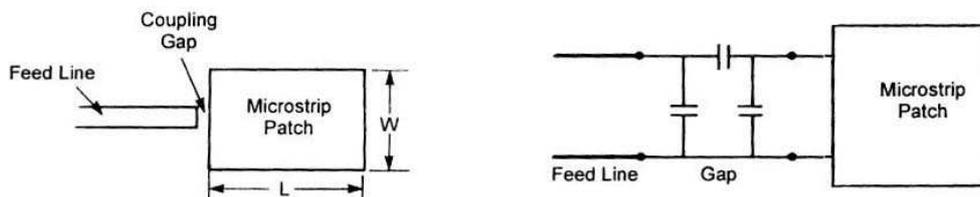


Figura 2.18. Alimentación por línea microstrip acoplada mediante separación.

El acoplamiento entre la línea microstrip y el parche puede realizarse mediante una conexión directa al parche como indica la figura 2.17, o a través de una pequeña separación entre ambos, que actúa como mecanismo de acoplo capacitivo, como en la figura 2.18. En ambas figuras se indica un modelo de circuito equivalente. La excitación del parche por línea microstrip acoplada en el borde, puede describirse en términos de una densidad de corriente eléctrica J_z asociada con el campo magnético H_y de la línea microstrip en el plano de unión, mostrado en la figura 2.19.

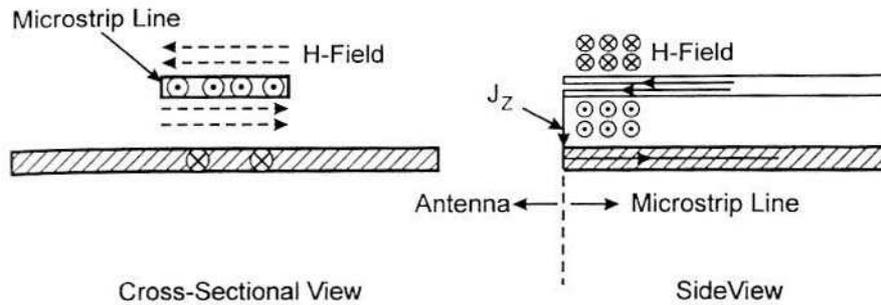


Figura 2.19. Representación del campo magnético tangencial en la interfaz entre el parche y la línea microstrip de alimentación por una densidad de corriente J_z .

El ancho de esta tira de corriente se toma para que sea el ancho efectivo de la línea microstrip. La corriente J_z se acopla con E_z de la antena parche, y el acoplamiento de la magnitud se determina usando (2.27), al igual que para la alimentación por sonda coaxial.

La alimentación unida al borde del parche descrita anteriormente sufre una limitación de adaptación de impedancias a causa de que la impedancia de entrada al parche en su borde radiante es muy alta comparada con la impedancia de 50Ω de la línea microstrip. Por lo tanto, hemos de usar un circuito externo de adaptación de impedancias entre el borde del parche y la línea de alimentación. El circuito de adaptación de impedancia aumenta la radiación espúrea, y no puede ser instalado en arrays debido a que no tenemos el suficiente espacio en el substrato. Además, la línea microstrip bloquea la radiación de la porción del parche que está en contacto con ella, resultando en una reducción de la radiación.

El alimentador acoplado por el hueco entre parche y línea necesita una separación lo suficientemente estrecha como para acoplar la potencia de forma eficiente. Además la presencia de una terminación abierta en la línea microstrip aumentará la radiación espuria.

Una mejora de la alimentación por línea coplanar, que supera algunas de las deficiencias mencionadas, se muestra en la figura 2.20. Aquí, la línea microstrip es introducida dentro del propio parche. La posición de la alimentación se seleccionará de

forma que la impedancia de entrada de la antena se adapte a la de la línea Z_0 , normalmente de 50Ω . El punto de alimentación resultante es similar al usado para la alimentación coaxial; sin embargo, la sección de línea de transmisión de longitud l debería modelarse como una guía de ondas coplanar con plano de tierra finito.



Figura 2.20. Alimentador por línea microstrip introducida en el parche

Otra configuración de alimentación directa por línea microstrip podemos verla en la figura 2.21, con su circuito equivalente, donde observamos que el punto de alimentación se selecciona en un borde no radiante del parche. La radiación contrapolar es alta en este caso, pero puede minimizarse a partir de una optimización de la relación de aspecto W/L sobre $3/2$.



Figura 2.21. Alimentador por línea microstrip en el borde no radiante.

Como dijimos, los alimentadores microstrip coplanares son fáciles de diseñar y de fabricar, sin embargo, la línea de alimentación microstrip contribuye a una radiación espuria. Aún así, son bastante usadas en aplicaciones donde no se exige mucho perfeccionamiento. El ancho de banda proporcionado es alrededor del 3-5%.

2.4.3. Alimentación por acoplamiento electromagnético de línea microstrip.

Una configuración de este alimentador no coplanar y sin contacto directo se muestra en la figura 2.22. junto a su circuito equivalente. Usa un sustrato de dos capas con una línea microstrip en la capa inferior, terminada en circuito abierto y la antena parche en la capa superior. El acoplo entre el parche y la línea es capacitivo en su naturaleza. En el circuito equivalente podemos ver que hay un condensador C_c en serie con el circuito resonante RLC que representa al parche, el cual se diseña para adaptar la impedancia de la antena a la frecuencia de interés. La terminación a circuito abierto puede terminarse en un stub y los parámetros de este stub pueden usarse para ajustar el ancho de banda, de forma que podemos obtener hasta un 13% de ancho de banda.

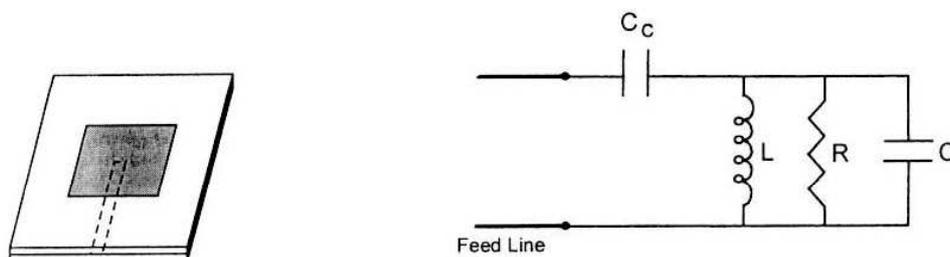


Figura 2.22. Alimentador microstrip por acoplamiento magnético.

Los parámetros del sustrato de las dos capas pueden seleccionarse para incrementar el ancho de banda, y para reducir la radiación espúrea del circuito abierto de la línea microstrip. Para esto, la capa inferior debería ser fina, mientras que si precisamos una mejora en el ancho de banda, podemos situar el parche sobre una capa doble.

La fabricación de esta alimentación es, sin embargo, más difícil a causa del alineamiento preciso entre el parche y la línea microstrip, aunque en este caso no necesita ninguna soldadura.

2.4.4. Alimentación microstrip acoplada por abertura

Una característica notable de esta configuración de alimentación es su mayor ancho de banda y la protección del parche radiante contra la radiación emanada por la estructura de alimentación. Podemos ver un ejemplo de esta alimentación en la figura 2.23.

Podemos observar que se usan dos capas de substrato, separadas por un plano de tierra común. En el substrato inferior se sitúa una línea microstrip, la cual está acoplada electromagnéticamente al parche a través de una abertura en el plano de tierra común. La abertura puede ser de cualquier forma y tamaño, y esos parámetros geométricos ofrecen grados de libertad para configurar la antenna.

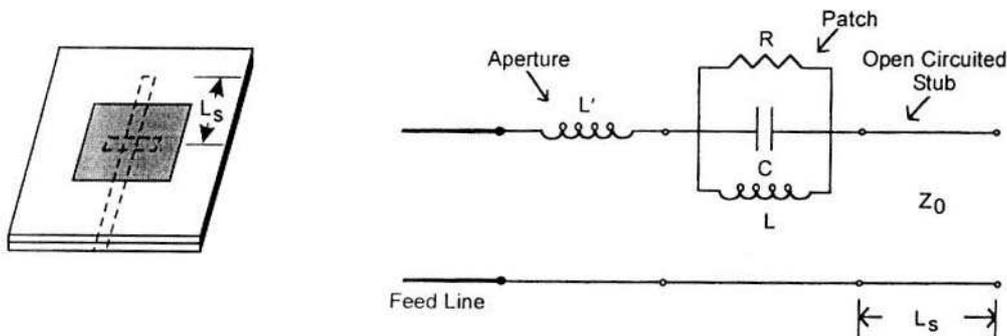


Figura 2.23. Alimentación microstrip acoplada por abertura

Los parámetros característicos de los dos substratos se eligen de forma que se optimicen la alimentación y la radiación por separado. Por ejemplo, el substrato para la línea de alimentación debería ser delgado y de una alta constante dieléctrica, mientras que el substrato para el parche puede ser grueso y de baja constante dieléctrica. Por otra parte, la radiación de la terminación abierta de la línea microstrip no interfiere con el patrón de radiación del parche a causa del apantallamiento del plano de tierra. Esta característica también mejora la pureza de la polarización. Si la ranura en el plano de tierra no es resonante, el lóbulo de radiación hacia atrás a través de la ranura está típicamente 15 o 20dB por debajo del lóbulo principal.

La abertura de acoplamiento se sitúa centrada con respecto al parche, donde el campo magnético del mismo es máximo. Este es un buen propósito para mejorar el

acoplamiento entre el campo magnético del parche y la corriente magnética equivalente cercana a la abertura. La amplitud de acoplo puede determinarse por la expresión (2.27) [11] donde x_0 es el desplazamiento de la abertura desde el borde del parche.

$$Coupling \sim \iiint_V \vec{M} \cdot \vec{H} dv \sim \sin(\pi x_0 / L) \quad (2.27)$$

En esta configuración de alimentación, la antena parche aparece en serie con la alimentación a causa del acoplamiento de la abertura, como podemos ver en la figura 2.23. La ranura no resonante se representa como una bobina en serie con el circuito RLC del parche. Para simplificar, el stub microstrip de longitud L_s podría sustituirse por un condensador C_s en paralelo, de forma que $1/\omega C_s = Z_0 \cot(\beta L_s)$, siendo Z_0 la impedancia característica y β la constante de propagación de la línea microstrip.

Este tipo de alimentador puede diseñarse para mejorar el ancho de banda ajustando la forma y la longitud de la ranura que define la abertura, el ancho de la línea de alimentación y la longitud del stub.

2.4.5. Alimentación por guía de onda coplanar

La guía de ondas coplanar (CPW) es la línea de transmisión preferida para los circuitos integrados monolíticos de microondas (MMICs). Tanto las CPW como las antenas microstrip pertenecen a la geometría coplanar. Por lo tanto, para integrar las antenas microstrip con los MMICs, es deseable alimentar a las antenas microstrip con una guía de ondas coplanar. Este tipo de técnica de alimentación se muestra en la figura 2.24.

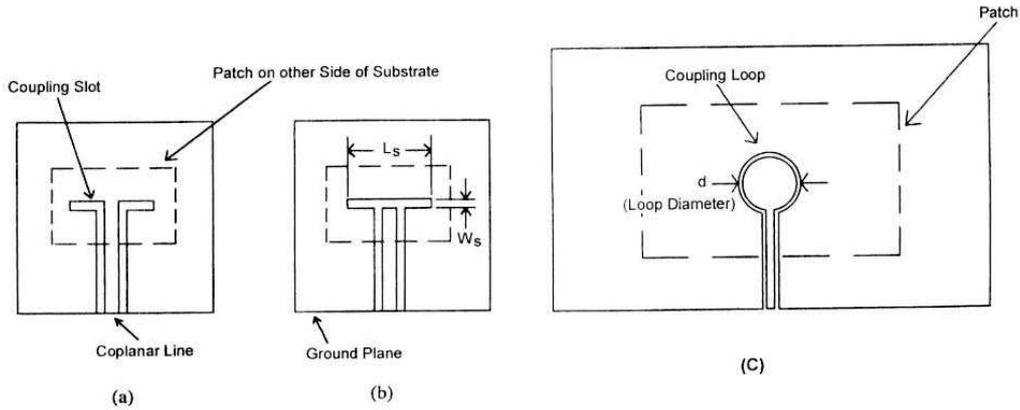


Figura 2.24. Alimentador por guía de ondas coplanar

Aquí, la CPW está unida al plano de tierra de la antena microstrip y el acoplo se lleva a cabo a través de una ranura. Se muestran tres posibilidades con esta excitación.

En la figura 2.24(a), el centro del conductor de la CPW divide la abertura de acoplo en dos. La CPW se transforma en una ranura de longitud L_s en la figura 2.24(b). El acoplo entre el parche y la CPW es inductiva para la figura 2.24(a) y capacitiva para la 2.24(b). Esta disposición del acoplamiento es similar al acoplo por abertura que vimos en el apartado anterior; la única diferencia es que la abertura en el plano de tierra estaba alimentada por una línea microstrip. En algunas investigaciones experimentales de la excitación por CPW, se encontró que la radiación hacia atrás de la antena era alrededor de 10dB, algo bastante considerable; sin embargo, esta radiación puede reducirse convirtiendo la abertura lineal en un lazo circular centrado bajo el parche, como muestra la figura 2.24(c).

Una ventaja de la alimentación por CPW es que la radiación por la estructura de alimentación es despreciable porque la guía de ondas coplanar se excita en el modo impar. Debido a este modo, las corrientes magnéticas equivalentes en ambas aberturas radian casi en oposición de fase, haciendo despreciable la radiación. Esta característica de los alimentadores por CPW es muy útil en el diseño de arrays de antena, haciendo mínimo el acoplamiento mutuo entre líneas adyacentes.

Como resumen, la tabla 2.2. presenta una comparativa de las características de las distintas configuraciones de los alimentadores microstrip.

Esquemas de alimentación de antenas microstrip								
Características	Por sonda Coaxial	Por borde radiante	Por borde no radiante	Mediante separación	Alimentador insertado	Por acoplo electromagnético	Por apertura	Por guía de ondas
Radiación espúrea del alimentador	Alta	Baja	Baja	Alta	Alta	Alta	Alta	Baja
Pureza de la polarización	Pobre	Buena	Pobre	Pobre	Pobre	Pobre	Excelente	Buena
Facilidad de fabricación	Se necesitan soldaduras y taladros	Fácil	Fácil	Fácil	Fácil	Se necesita alineación.	Se necesita alineación	Se necesita alineación
Fiabilidad	Pobre, debido a las soldaduras	Buena	Buena	Buena	Buena	Buena	Buena	Buena
Adaptación de impedancias	Fácil	Pobre	Fácil	Fácil	Fácil	Fácil	Fácil	Fácil
Ancho de banda (relacionado con la adaptación de impedancias)	2-5%	9-12%	2-5%	2-5%	2-5%	13%	21%	3%

Tabla 2.2: Comparativa de varios tipos de alimentadores.

2.5. Campos radiados y parámetros característicos

Comentamos en apartados anteriores que el campo radiado por las antenas microstrip podría pensarse como las producidas por una corriente magnética de superficie en la periferia del parche. Equivalentemente, también se ha desarrollado una técnica alternativa, pero rigurosa, donde el campo radiado se ha determinado a

partir de una corriente eléctrica de superficie en el parche conductor de la antena. Sin embargo, el mecanismo de radiación basado en la corriente magnética de superficie es conceptualmente más simple. Este mecanismo es la base para un gran número de modelos teóricos de antenas microstrip.

La figura 2.11. muestra que la radiación de una antena microstrip puede entenderse bien en términos de la radiación debida a la terminación abierta microstrip. Este mecanismo de radiación ha sido muy bien descrito en la literatura. La radiación por discontinuidades microstrip fue examinada primeramente por Lewin [8], cuyo análisis estuvo basado en el flujo de corrientes de los conductores. El patrón de radiación de la terminación abierta de una línea microstrip es similar que la de un dipolo magnético hertziano. Este método fue usado para calcular el efecto de la radiación en el factor de calidad Q de los resonadores microstrip. El análisis de Sobol [10] se basó en los campos de la apertura formada por la terminación abierta y el plano de tierra. Usando el análisis, el efecto de la radiación de un resonador microstrip en el factor de calidad Q fue descrito como una función de las dimensiones del resonador, la frecuencia de operación, de la constante dieléctrica relativa y el grosor del substrato. Los resultados teóricos y experimentales muestran que a alta frecuencia, las pérdidas por radiación son mucho mayores que las del conductor y las del dieléctrico. Esto confirmó también que las líneas microstrip a circuito abierto radiaban más potencia cuando se fabricaban en substratos gruesos y de baja constante dieléctrica.

A continuación usaremos los vectores potenciales para determinar los campos radiados debidos a corrientes superficiales. Para ello haremos uso de teoría de campos equivalentes.

Primeramente, asumiremos que sólo existe corriente magnética. Los campos magnético y eléctrico en cualquier punto $P(r, \Phi, \theta)$ fuera de la antena microstrip, en la que hemos asumido y suprimido de la expresión la variación temporal, puede ser expresado como:

$$\mathbf{E}^m(r) = -\frac{1}{\epsilon} \nabla \times \mathbf{F} \quad (2.28)$$

$$\mathbf{H}^m(r) = \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \nabla(\nabla \cdot \mathbf{F}) - j\omega\mathbf{F} \quad (2.29)$$

donde ϵ es la permitividad, μ es la permeabilidad del medio y ω es la frecuencia angular. El superíndice m denota los campos debidos a corrientes magnéticas.

Por otra parte, el vector potencial eléctrico \mathbf{F} se define como:

$$\mathbf{F} = \frac{\epsilon}{4\pi} \iint_S \mathbf{M}(\mathbf{r}') \frac{e^{-jk_0|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}}{|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|} dS' \quad (2.30)$$

donde k_0 es el número de onda en el espacio libre y $\mathbf{M}(\mathbf{r}')$ es la densidad de corriente magnética en el punto \mathbf{r}' desde el origen de coordenadas, tal y como se muestra en la figura 1.16. Como en la mayoría de la literatura, las coordenadas primas denotan la localización de las fuentes y las coordenadas sin prima se usan para los puntos a evaluar el campo.

Similarmente, usando un vector magnético potencial \mathbf{A} , los campos debidos a una corriente eléctrica pueden escribirse como:

$$\mathbf{E}^e(r) = \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) - j\omega \cdot \mathbf{A} \quad (2.31)$$

$$\mathbf{H}^m(r) = \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} \quad (2.32)$$

El vector potencial \mathbf{A} se expresa como:

$$\mathbf{A} = \frac{\mu}{4\pi} \iint_S \mathbf{J}(\mathbf{r}') \frac{e^{-jk_0|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}}{|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|} dS' \quad (2.33)$$

De esta forma, podemos representar el campo total debido a ambas fuentes de corriente como vemos en las expresiones (2.33) y (2.34).

$$\mathbf{E}(r) = \mathbf{E}^e + \mathbf{E}^m = \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) - j\omega \cdot \mathbf{A} - \frac{1}{\epsilon} \nabla \times \mathbf{F} \quad (2.33)$$

$$\mathbf{H}(r) = \mathbf{H}^e + \mathbf{H}^m = \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \nabla(\nabla \cdot \mathbf{F}) - j\omega \cdot \mathbf{F} + \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} \quad (2.34)$$

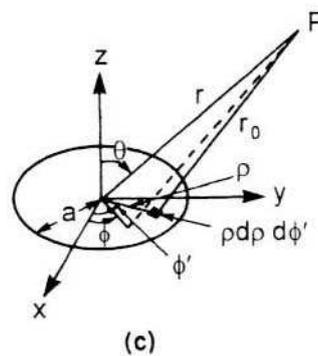
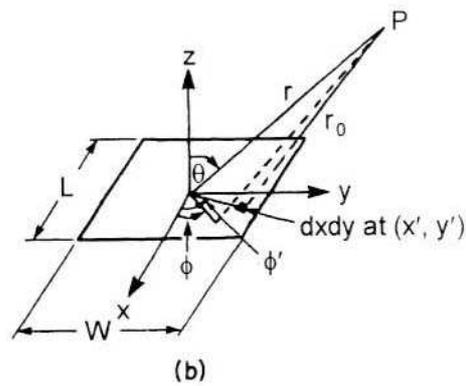
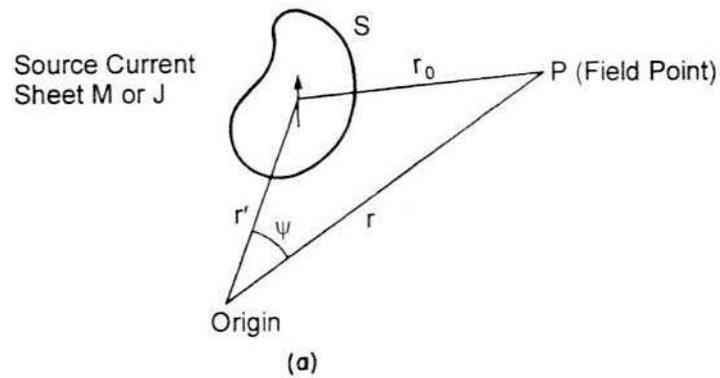


Figura 2.25. Representación de las fuentes de corriente

Las únicas componentes del campo significantes en el campo lejano son aquellas que transversales a la dirección de propagación., esto es, las componentes Φ y θ . Considerando sólo las corrientes magnéticas, se obtiene:

$$\begin{aligned} H_{\theta} &= -j\omega F_{\theta} \\ H_{\phi} &= -j\omega F_{\phi} \end{aligned} \quad (2.35)$$

y en el espacio libre:

$$\mathbf{E} = -\eta_0 \hat{r} \times \mathbf{H} = -\eta_0 (\hat{\phi} \mathbf{H}_{\theta} - \hat{\theta} \mathbf{H}_{\phi}) = j\omega \eta_0 (\hat{\phi} \mathbf{F}_{\theta} - \hat{\theta} \mathbf{F}_{\phi}) \quad (2.36)$$

donde η_0 es la impedancia en el espacio libre (120π ohmios). De igual forma, es posible considerar sólo las corrientes eléctricas, obteniendo:

$$\begin{aligned} E_{\theta} &= -j\omega A_{\theta} \\ E_{\phi} &= -j\omega A_{\phi} \end{aligned} \quad (2.37)$$

y en el espacio libre:

$$\vec{H} = -\eta_0 \hat{r} \times \vec{E} / \eta_0 \quad (2.38)$$

Los campos lejanos se dan por una condición tal que $r \gg r'$, o que $r^2 \geq 2L^2/\lambda_0$, donde L es la dimensión mayor de la apertura. De (2.30) y (2.33), con $|r-r'| = r - r' \cos \psi$ en el numerador, y $|r-r'| \approx r$ en el denominador, se obtienen las expresiones (2.39) y (2.40), donde ψ es el ángulo entre \mathbf{r} y \mathbf{r}' como muestra la figura 2.25(a).

$$\mathbf{F} = \frac{\epsilon}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \iint_S \mathbf{M}(\mathbf{r}') e^{jk_0 r' \cos \psi} dS' \quad (2.39)$$

$$\mathbf{A} = \frac{\mu}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \iint_S \mathbf{J}(\mathbf{r}') e^{jk_0 r' \cos \psi} dS' \quad (2.40)$$

Considerando distribuciones rectangulares y circulares de corriente, podemos obtener resultados específicos para los campos lejanos.

Campos lejanos producidos por una fuente de corriente magnética rectangular

Consideremos una corriente magnética rectangular bidimensional y el sistema de coordenadas mostrado en la figura 2.25(b). La expresión del vector potencial para las zonas lejanas puede expresarse según (2.41), con $r \cos \psi = x' \sin \theta \cos \phi + y \sin \theta \sin \phi$ y $\mathbf{M}(x, y) = \mathbf{M}_x(x, y)\hat{x} + \mathbf{M}_y(x, y)\hat{y}$.

$$\begin{aligned} \mathbf{F} &= \mathbf{F}_x + \mathbf{F}_y = \\ & \frac{\epsilon_0}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \int_{-L/2}^{L/2} \int_{-W/2}^{W/2} \mathbf{M}_x(x', y') e^{jk_0(x' \sin \theta \cos \phi + y' \sin \theta \sin \phi)} dx' dy' + \\ & + \frac{\epsilon_0}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \int_{-L/2}^{L/2} \int_{-W/2}^{W/2} \mathbf{M}_y(x', y') e^{jk_0(x' \sin \theta \cos \phi + y' \sin \theta \sin \phi)} dx' dy' \end{aligned} \quad (2.41)$$

De esta forma, podemos definir el campo eléctrico lejano en función de esos vectores \mathbf{F}_x y \mathbf{F}_y , obteniéndose expresiones similares para el campo magnético en términos del vector potencial A.

$$E_\theta = j\omega\eta_0(F_x \sin \phi - F_y \cos \theta) \quad (2.42)$$

$$E_\phi = j\omega\eta_0(F_x \cos \theta \cos \phi - F_y \cos \theta \sin \phi) \quad (2.43)$$

Campos lejanos de una fuente circular de corriente eléctrica.

Consideremos una corriente eléctrica circular bidimensional como muestra el sistema de coordenadas de la figura 2.25(c).

Procediendo de manera similar al caso anterior se desprende los siguientes resultados para los campos:

$$\mathbf{E}_\theta = \frac{-jk_0}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \int_0^{2\pi} \int_0^\rho \mathbf{M}_\theta(\rho, \phi') \cos(\phi' - \phi) e^{jk_0 \rho \sin \theta \cos(\phi - \phi')} \rho d\rho d\phi' \quad (2.44)$$

$$\mathbf{E}_\phi = \frac{-jk_0}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \cos \theta \int_0^{2\pi} \int_\rho \mathbf{M}_\theta(\rho, \phi') \sin(\phi' - \phi) e^{jk_0 \rho \sin \theta \cos(\phi - \phi')} \rho d\rho d\phi' \quad (2.45)$$

Esta técnica sin embargo asume que se emplean funciones de Green en el espacio libre; sin embargo, las antenas microstrip emplean un sustrato característico en el cual se sitúa la antena. El efecto que presenta el sustrato y el plano de tierra, debería ser incluido de una manera rigurosa redefiniendo las funciones de Green, pero existen técnicas en la cual se incluyen estos efectos a partir de una serie de factores que modifican las expresiones dadas anteriormente [9].

Características de potencia y energía

A partir del análisis presentado en el apartado anterior, podemos calcular los patrones de radiación, y de esta forma evaluar las características en cuanto a lóbulos y ganancias. Sin embargo, para otras características de antenas como pérdidas, factor de calidad y eficiencia, se requieren ecuaciones adicionales.

Potencia Radiada

La potencia radiada por una antena microstrip se calcula a partir de la integración del vector de Poynting sobre la apertura radiante. Las antenas microstrip presentan el campo eléctrico entre el parche en dirección normal al conductor y al plano de tierra, y el campo magnético en dirección paralela al borde de la tira.

$$P_r = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \iint_{\text{apertura}} (\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) \cdot d\mathbf{S} = \frac{1}{2\eta_0} \iint (|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2) r^2 \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.46)$$

Potencia Disipada

La potencia disipada en una antena microstrip consiste básicamente en la suma de las pérdidas producidas por el conductor P_c , más las producidas en el dieléctrico P_d , cuyas expresiones son las mostradas por (2.47) y (2.48); donde S es la superficie del parche, V el volumen de la cavidad, ω frecuencia angular, R_s es la parte real de la impedancia superficial de la metalización y ϵ'' es la parte imaginaria de la permitividad compleja del sustrato:

$$P_d = \frac{\omega\epsilon''}{2} \iiint_V |E|^2 dV \quad (2.47)$$

$$P_c = 2 \frac{R_s}{2} \iint_S (\mathbf{J} \cdot \mathbf{J}^*) dS \quad (2.48)$$

Para sustratos delgados, la integral de volumen se aproxima a una integral de la superficie S , multiplicada por el grosor del sustrato h .

Energía almacenada

La energía total acumulada en la antena es la suma de las energías magnética y eléctrica, y es:

$$W_T = W_e + W_m = \frac{1}{4} \iiint_V (\epsilon |E|^2 + \mu |H|^2) dV \quad (2.49)$$

donde μ es la permeabilidad. Esta integral, al igual que comentamos para la potencia disipada, puede aproximarse bajo las mismas condiciones que en el caso anterior.

Todos los apartados anteriores nos muestran aspectos generales de una antena microstrip: definición, ventajas e inconvenientes de su uso, aplicaciones y principio de funcionamiento. También hemos enumerado las distintas técnicas de construcción de antenas y las distintas estructuras de alimentación.

En el siguiente capítulo nos centraremos en un tipo de antena microstrip: el parche rectangular, de la cual detallaremos dos de los modelos representativos más significativos e intuitivos. Así, abordaremos los principales aspectos a tener en cuenta para el diseño, obteniendo expresiones de gran utilidad.

Capítulo 3.

Modelado y Consideraciones de Diseño sobre Antenas Parche Microstrip.

3.1. Modelado de las Antenas Parche Microstrip.

A continuación presentaremos dos de los modelos más extendidos para el estudio de las antenas parche microstrip (MPA): el modelo de línea de transmisión y el modelo de cavidad.

3.1.1. Modelo de línea de transmisión

En el apartado 2.1.1, cuando definimos el concepto de antena microstrip se mencionó que las antenas microstrip son esencialmente discontinuidades, cuya forma es configurable de manera que se logre una radiación de potencia que cumpla una serie de requisitos: frecuencia, ancho de banda, ganancia, etc.

Históricamente, la gran mayoría de las primeras antenas microstrip que se construyeron fueron antenas parche rectangulares. El modelo más simple y precoz de un radiador rectangular microstrip se basó en un tratamiento de la antena como una línea de transmisión que radia por dos de sus bordes. Incluso hoy en día el modelo de línea de transmisión es todavía muy común en trabajos de diseño debido a que se basa en un esquema de radiación un tanto burdo pero relativamente exacto y simple.

El modelo como tal proporciona una visión bastante inteligible del funcionamiento de la antena. Posteriormente el modelo se extendió para intentar cubrir otras geometrías de parche distintas de la rectangular.

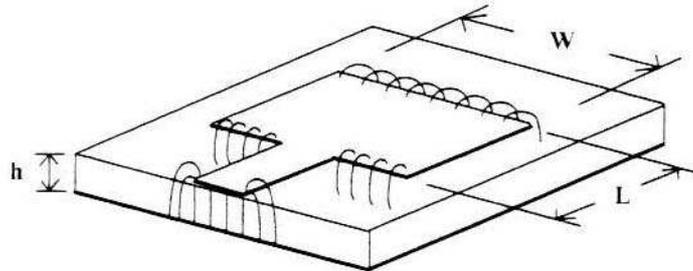


Figura 3.1. Mecanismo de radiación de una antena parche microstrip, descrito por el modelo de línea de transmisión

En la figura 3.1 se muestra una antena parche alimentada mediante una línea microstrip, en la que se representan las líneas del campo eléctrico. Cuando los campos de la línea de transmisión interactúan con el cambio brusco en el ancho de la tira a la entrada del parche, se dispersan. Después de esta transición, el parche se comporta como otra línea microstrip de diferentes dimensiones, y a partir de aquí los campos se propagan hasta que se alcanza el otro borde, en el que la terminación abrupta de la línea crea de nuevo campos de borde, como ya apuntamos en el capítulo anterior para las discontinuidades a circuito abierto. Debido a que el parche es mucho más ancho que una línea microstrip típica, estos campos radian potencia, lo cual se representa como una conductancia en paralelo con la capacidad del borde. Este elemento representará la potencia debida a la radiación.

Se puede construir un circuito equivalente para el parche microstrip a partir de esta interpretación física, observando que cada borde es una combinación de un condensador y una resistencia en paralelo; y que además se conectan a través de una línea de transmisión. El circuito equivalente sería el de la figura 3.2, donde la impedancia de entrada para este circuito será la combinación de la admitancia del borde final, rotada a través de una línea de transmisión de impedancia Z_0 y longitud L , y de la capacidad y conductancia que representa al borde que hay a la entrada.

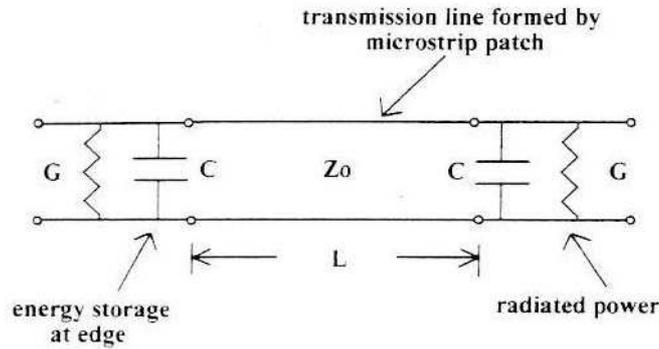


Figura 3.2. Circuito equivalente para una antena parche microstrip.

Trabajando con admitancias, la admitancia de entrada se puede expresar según (3.1), donde $Y_0 = 1/Z_0$, $B = \omega C$, L es la longitud del parche, y β la constante de fase de la línea microstrip que representa al parche.

$$Y_{in} = G + jB + Y_0 \frac{G + j[B + Y_0 \tan(\beta l)]}{Y_0 + j[G + jB \tan(\beta l)]} \quad (3.1)$$

Cuando L es aproximadamente la mitad de la longitud de onda, la susceptancia del último término de la ecuación (3.1) es justamente la contraria a la del borde de entrada, de modo que la admitancia de entrada y por tanto la impedancia, se hace real. Esto es lo que define la frecuencia de operación del parche. Dicho de otra forma, el parche se dice que es resonante a esa frecuencia.

Se observa que cuando la longitud del parche es la mitad de la longitud de onda, los campos del borde de salida están en oposición de fase con respecto a los del borde de entrada. Asumiendo que los campos a la entrada son positivos; esto es, que apuntan hacia arriba desde el plano de tierra hacia el parche, entonces los campos en el borde de salida apuntarán hacia abajo, hacia el plano de tierra. Mirando directamente por debajo del parche, los campos de borde apuntan en la misma dirección, como se muestra en la figura 3.3, de forma que la radiación de esos campos se suman para producir un patrón de radiación de campo lejano con máximo en la dirección perpendicular al parche.

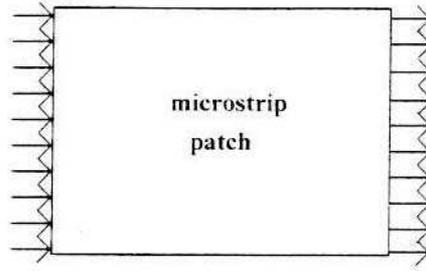


Figura 3.3. Campos en los bordes del parche

El próximo paso es determinar los valores de los elementos que definen el circuito equivalente. Las características de la línea de transmisión definida por el parche pueden encontrarse usando las expresiones de (2.1) a (2.8) y de (2.10) a (2.16), más la corrección de la dispersión si se considera necesario. Esas ecuaciones calculan la impedancia característica y la constante de propagación. Una vez que conocemos la constante dieléctrica efectiva ϵ_{re} (ó $\epsilon_{re}(f)$) la longitud aproximada del parche es [12]:

$$L = 0.5\lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{re}} \quad (3.2)$$

La capacidad del borde se encuentra a partir del efecto borde que provoca una prolongación virtual de la línea Δl con respecto a su longitud física conocida como "end-effect extensión". Hay que tener cuidado porque muchas expresiones del efecto borde sólo son válidas para una línea con un ancho relativamente estrecho. Existe una formulación específica [13] para considerar este efecto, que es válido para $0.01 \leq W/h \leq 100$ y $\epsilon_r \leq 128$. Este alargamiento "virtual" viene descrito por las siguientes expresiones.

$$\Delta l = \frac{\zeta_1 \zeta_3 \zeta_5}{\zeta_4} h \quad (3.3)$$

donde

$$\zeta_1 = 0.434907 \frac{\epsilon_{ere}^{0.81} + 0.26}{\epsilon_{ere}^{0.81} - 0.189} \frac{(w/h)^{0.8544} + 0.236}{(w/h)^{0.8544} + 0.87} \quad (3.4)$$

$$\zeta_2 = 1 + \frac{(w/h)^{0.371} + 0.236}{2.358\epsilon_r + 1} \quad (3.5)$$

$$\zeta_3 = 1 + \frac{0.052 \tan\left(0.084(w/h)^{1.9413/\zeta_2}\right)}{\epsilon_r^{0.9236}} \quad (3.6)$$

$$\zeta_4 = 1 + 0.5274 \tan^{-1}\left[0.067(w/h)^{1.456}\right] \left\{6 - 5e^{0.036(1-\epsilon_r)}\right\} \quad (3.7)$$

$$\zeta_5 = 1 - 0.281e^{-7.5w/h} \quad (3.8)$$

El alargamiento de la terminación debido al efecto de borde puede relacionarse con una capacidad usando la teoría de líneas de transmisión. Esencialmente el efecto de borde es una sección muy corta de una línea de transmisión a circuito abierto, presentando por lo tanto una cierta impedancia en el borde del parche. Como el efecto de borde es pequeño ($\ll \lambda/4$), esta impedancia corresponderá a una reactancia negativa, como un condensador. Estableciendo la impedancia igual que la del condensador, obtenemos:

$$C = \frac{\tan(\beta\Delta l)}{\omega Z_0} \quad (3.9)$$

donde ω es la frecuencia angular. Vemos entonces que la ecuación (3.9) relaciona el alargamiento debido al efecto borde como una capacidad equivalente.

Por otra parte, la conductancia del borde representa potencia radiada. Esta potencia tiene dos componentes: una radiación deseada hacia el espacio exterior y otra radiación no deseada debida a excitación de ondas de superficie.

Para grosores del substrato que son muy pequeños comparados con la longitud de onda ($h < 0.02\lambda_0$), puede ignorarse la radiación por onda de superficie. Cuando el substrato es delgado, también se puede ignorar el efecto del dieléctrico en el patrón de radiación. Entonces, el parche y el substrato pueden eliminarse y sustituirse por dos ranuras situadas en el plano de tierra (considerado infinito), y además en la misma posición donde estaban los bordes del parche. La longitud y la anchura de las ranuras

son iguales aproximadamente al ancho del parche y grosor del substrato respectivamente.

Como el campo eléctrico que rodea al parche es básicamente uniforme alrededor del ancho del parche, la ranura tiene un campo uniforme, y por consiguiente, es relativamente sencillo calcular el patrón de radiación para el hueco. La geometría del hueco se muestra en la figura 3.4.

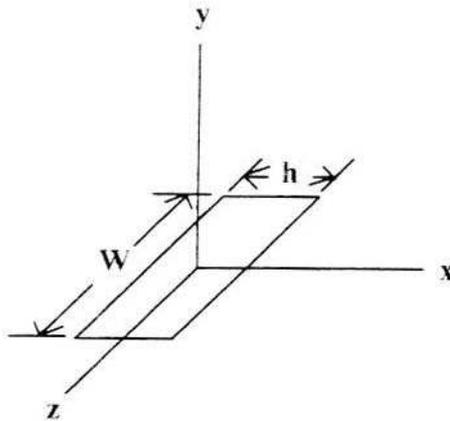


Figura 3.4. Coordenadas para una ranura en el plano de tierra equivalente a un borde radiante del parche.

Asumiendo que el parche se encuentra en el plano XZ, el patrón del plano H para el hueco está en el plano YZ, que se extiende en el ancho del parche,

$$E_{\phi} = V_0 \frac{\sin[(k_0 W / 2) \cos(\theta)]}{(k_0 W / 2) \cos(\theta)} \quad (3.10)$$

mientras el patrón del plano E se encuentra en el plano XY (mismo plano que la longitud del parche).

$$E_{\theta} = V_0 \frac{\sin[(k_0 h / 2) \cos(\phi)]}{(k_0 h / 2) \cos(\phi)} \quad (3.11)$$

donde V_0 es la tensión sobre el hueco y $k_0 = 2\pi/\lambda_0$. En (3.10), θ se mide desde el eje z. Y en (3.11), Φ se mide desde el eje x. Como el grosor del substrato h es mucho menor que la longitud de onda en el espacio libre λ_0 , la expresión (3.11) es básicamente la unidad para todos los ángulos.

La potencia radiada por el hueco se encuentra a partir de la integral del vector de Poynting sobre la semiesfera que rodea al plano de tierra, considerado infinito. La potencia radiada es la que se pierde, es decir, la que sale de la antena. Lógicamente, en este caso es un efecto deseado, puesto que es el propio propósito de la antena. Pero también ocurre que cuando se le suministra tensión a una conductancia, la corriente fluye y por efecto Joule también se pierde potencia. Entonces podremos relacionar la potencia perdida debido a la radiación con la potencia que se pierde en una conductancia al proporcionarle tensión.

A partir de aquí, podemos encontrar una conductancia equivalente que disipa la misma potencia si dividimos la integral del vector de Poynting (que representa potencia), por $V_0^2/2$. La expresión que resulta es la conductancia del borde, como describimos en (3.12). Esta expresión puede reducirse a una forma cerrada para una evaluación más simple, como indicamos en (3.13), donde $w = k_0W$, y $s = k_0\Delta l$.

$$G = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \int \frac{\sin^2 [(\pi W / \lambda_0) \cos(\theta)]}{\cos^2(\theta)} \sin^3(\theta) d\theta \quad (3.12)$$

$$G = \frac{1}{\pi^2 \eta_0} \left\{ \left(w \text{Si}(w) + \frac{\sin(w)}{w} + \cos(w) - 2 \right) \left(1 - \frac{s^2}{24} \right) + \frac{s^2}{12} \left(\frac{1}{3} + \frac{\cos w}{w^2} - \frac{\sin w}{w^3} \right) \right\} \quad (3.13)$$

Como se dijo anteriormente, el modelo de línea de transmisión no tiene en cuenta todos los fenómenos asociados al parche. En cada borde puede haber excitación por onda de superficie. Si el substrato es delgado ($h < 0.02\lambda_0$), la cantidad de potencia perdida por ondas superficiales es mucho menor que la debida a la radiación deseada. Esto limita la validez del modelo de línea de transmisión a substratos relativamente finos.

No es fácil incluir efectos de ondas de superficie porque el cálculo de la potencia de éstas es bastante complicado. Otro factor que no se tiene en cuenta es el acoplamiento electromagnético entre los bordes radiantes: los campos que produce uno de los bordes se extienden hasta la región que ocupa el otro borde y viceversa. Así, los bordes están acoplados externamente por sus campos (e internamente según el modelo de línea de transmisión para el parche).

El acoplamiento electromagnético entre antenas es un problema bastante estudiado. Para obtener una expresión integral del acoplamiento mutuo se usa el teorema de reciprocidad y los campos conocidos para cada antena. Si los bordes se excitan por tensiones similares (como normalmente se hace), la admitancia mutua Y_m entre ellos viene dada por la expresión (3.14), donde \mathbf{E}_1 es el campo eléctrico en un borde, \mathbf{H}_2 es el campo magnético en el otro, $d\mathbf{S}$ es un vector normal a una gran semiesfera que rodea el parche, y el asterisco denota la operación de conjugación compleja.

$$Y_m = \frac{1}{|V_0^2|} \int (\mathbf{E}_1 \times \mathbf{H}_2^*) \cdot d\mathbf{S} \quad (3.14)$$

De nuevo, (3.14) puede reducirse a una forma cerrada. La parte real de Y_m se denota por G_m y es la expresada en (3.15), donde $J_0(\ell)$ y $J_2(\ell)$ son las funciones de Bessel de primera especie, de orden 0 y 2, respectivamente, $\ell = k_0L$ y $s = k_0\Delta l$.

$$G_m = \left\{ J_0(\ell) + \frac{s^2}{24 - s^2 J_2(\ell)} \right\} G \quad (3.15)$$

B_m es la parte imaginaria de Y_m y se denota por (3.16), donde $Y_0(\ell)$ y $Y_2(\ell)$ son las funciones de Bessel de segunda especie, orden 0 y 2 respectivamente.

$$B_m = \frac{\pi}{2} \frac{Y_0(\ell) + \left[\frac{s^2}{24 - s^2} \right] Y_2(\ell)}{\ln(s/2) + 0.577216 - 1.5 + (s^2/12)/(24 - s^2)} \left[1 - e^{-0.21w} \right] wC \quad (3.16)$$

El acoplamiento electromagnético se incorpora al modelo de línea de transmisión añadiendo dos fuentes de corriente dependientes al circuito equivalente. La figura 3.5. muestra el circuito modificado. En resonancia, la resistencia de entrada para una alimentación de parche en un borde es bastante alta, siendo del orden de 100Ω a 300Ω . Esto necesita el uso de un circuito adaptador, como un transformador de cuarto de onda, ya que la impedancia característica estándar para circuitos microstrip es de 50Ω . La resistencia de entrada puede reducirse moviendo la alimentación hacia el centro del parche.

Esta resistencia de entrada varía aproximadamente como una función coseno cuadrado de la distancia de penetración de la alimentación, teniendo un máximo en el borde y tendiendo a cero en el centro. Una alimentación de este tipo se representa también en la figura 3.5., ya discutida en la sección 2.4.2, y en la que la alimentación penetra una distancia L_1 .

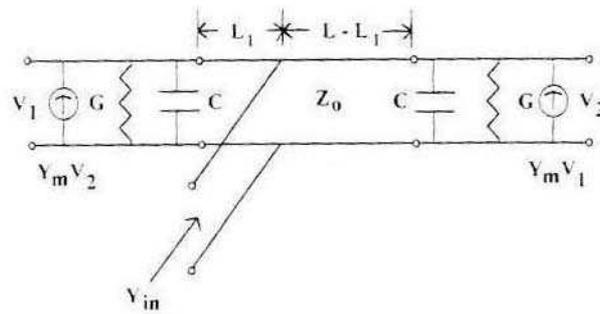


Figura 3.5. Circuito equivalente del modelo de línea de transmisión, incluyendo acoplamiento mutuo entre bordes radiantes y alimentador microstrip introducido en el parche.

Anteriormente se dijo que la longitud del parche es aproximadamente igual a media longitud de onda, esto es $L = 0.5\lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}$. A causa del alargamiento producido por el efecto de borde, la longitud eléctrica del parche es algo superior a su longitud física. Por consiguiente, debemos reducir un poco el parche para conseguir la longitud eléctrica óptima. Así, el diseño de la longitud del parche es más preciso tomando $L_p = L - 2\Delta l$, que resulta de restar dos veces el alargamiento debido al efecto de un borde, siendo razonablemente precisa para el dimensionamiento inicial de la antena.

Se mencionó también que la línea microstrip no debería ser lo bastante ancha como para excitar modos resonantes transversales. Los parches microstrip son bastante anchos y pueden violar ese criterio dado en (2.19). Esto se evita situando la alimentación en el centro del ancho del parche, forzando al campo eléctrico a tener un máximo allí. De esta forma, se suprime la excitación del modo transversal de forma que el ancho no supera una longitud de onda en el dieléctrico.

3.1.2. Modelo de cavidad resonante

Los resonadores se usan comúnmente en diseños de radiofrecuencia y microondas. Podemos encontrarlos en circuitos como filtros, amplificadores y osciladores. Por debajo de los GHz, los resonadores toman la forma de circuitos de elementos concentrados, formados por bobinas y condensadores. A frecuencias más altas, las secciones de líneas de transmisión sirven como resonadores.

A esas frecuencias también es posible encontrar como resonadores secciones cerradas de guías de onda, llamadas cavidades. De entre todos los tipos de cavidades posibles, las formas rectangulares y cilíndricas son las más populares.

Habitualmente, una cavidad es una caja cerrada con paredes metálicas, que impiden la pérdida de potencia debida a radiación. Sin embargo, debido a la conductividad finita y a la presencia de dieléctrico, registrarán una serie de mecanismos de pérdidas. Como en todos los resonadores, la energía eléctrica y magnética se almacena en la cavidad.

El factor de calidad Q se define de forma usual como indica (3.17), donde W_e es la energía media almacenada por ciclo, y P_d es la potencia disipada.

$$Q = \frac{2\pi f W_e}{P_d} \quad (3.17)$$

Una propiedad de los conductores es que el campo eléctrico tiende a cero rápidamente a medida que nos adentramos desde su superficie. Además, esta caída depende de la conductividad, de manera que los conductores perfectos impiden esta penetración, y el campo se anula en la propia superficie del conductor. De hecho, muchos conductores presentan una conductividad lo suficientemente alta como para considerarse conductores perfectos a efectos prácticos.

Por lo tanto, el campo eléctrico tiende a cero en las paredes metálicas de la cavidad. Aunque puede que no esté rigurosamente definido para la cavidad, el voltaje en la pared es también cero. Es decir, las paredes actúan como un cortocircuito.

De la misma forma que para el conductor eléctrico perfecto, también es posible postular análogamente un conductor magnético perfecto en el que el campo magnético tienda a cero. En un conductor magnético perfecto la densidad de corriente, y por lo tanto la corriente, tiende a cero puesto que está relacionada directamente con el campo magnético. El conductor magnético actuaría en este caso actúa como un circuito abierto.

Ahora consideremos los campos asociados a un parche microstrip rectangular, y permitamos al substrato del parche extenderse hasta el infinito en el plano XY. La alimentación excita campos electromagnéticos en la región comprendida entre el lado inferior del parche y el plano de tierra. Cuando el espesor del substrato es mucho menor que una longitud de onda, el campo eléctrico tiene sólo una componente en dirección z que va desde el parche al plano de tierra y el campo magnético tiene sólo componentes transversales en dirección x y en dirección y, entre el parche y tierra. Esos campos no varían con z debido a que el substrato es delgado.

Se establece una distribución de carga en el lado inferior del parche y en el plano de tierra (más un flujo de corriente). Si consideramos un instante determinado de tiempo, hay una acumulación de carga positiva en el lado inferior del parche y una carga negativa en el plano de tierra. Se producen dos efectos: El primero es que la fuerza atractiva entre esas cargas tienden a mantener un largo porcentaje de carga entre las dos superficies, y lo segundo es que la fuerza repulsiva entre cargas positivas del parche empujan a algunas de esas cargas a la parte superior del parche a través del borde. Para substratos muy delgados, la cantidad de carga empujada a la parte superior del parche es muy pequeña, porque imperan las fuerzas atractivas. Con

pequeños flujos de carga sobre el borde, es razonable asumir que la corriente tienda a cero allí. Por lo tanto esta distribución de campos se puede aproximar por la que tendrían cuatro paredes de conductores magnéticos perfectos, alrededor del parche

Por analogía, un parche rectangular puede verse como un resonador de cavidad con conductores magnéticos perfectos en las paredes y con conductores eléctricos perfectos en la cubierta y en la base. Esto permite resolver la ecuación de onda (derivada de las ecuaciones de Maxwell) para la distribución del campo eléctrico dentro del parche.

La distribución del campo eléctrico es sólo una función de la geometría del parche. La solución es sencilla para geometrías en las que la ecuación de onda sea separable, como cavidades circulares y rectangulares. Sin embargo, las amplitudes de las componentes del campo dependen también de otros detalles, como por ejemplo de los materiales del interior de la cavidad, pérdidas y de la estructura de alimentación. Tanto la distribución del campo como las amplitudes son necesarias para encontrar los parámetros claves del parche.

Como podemos prever la cavidad tiene pérdidas de potencia, pero la mayoría están asociadas con la radiación. La impedancia de la antena tendrá por tanto una parte real representando dichas pérdidas. Esto es necesario incorporarlo en el modelo para completar la analogía entre la cavidad y el parche.

De esta forma, consideramos una cavidad con paredes conductoras perfectas, pero conteniendo un dieléctrico con pérdidas. Su Q viene dada por (3.18), donde $\tan \delta$ es la tangente de pérdidas del dieléctrico.

$$Q = \frac{1}{\tan \delta} \quad (3.18)$$

Como la cavidad tiene pérdidas de potencia, la impedancia de la cavidad contiene una parte real que las representa. La función matemática para la impedancia contiene polos complejos cuya parte imaginaria se asocia con la disipación de potencia. Se puede ver que cerca de la frecuencia de resonancia, el factor de calidad

se relaciona con esos polos como indica (3.19), siendo ω_r la parte real del polo y ω_i la imaginaria.

$$Q = \frac{1}{2} \frac{\omega_r}{\omega_i} \quad (3.19)$$

Vemos que las ecuaciones (3.18) y (3.19) relacionan las pérdidas con los polos de impedancia para la cavidad.

La antena tiene polos complejos debido a la radiación y a otros efectos. Si las pérdidas en el dieléctrico que rellena la cavidad se ajustan para adaptarla a la antena, entonces la cavidad tendrá los mismo polos que la antena y tendrá así la misma impedancia. De (3.18), los polos podrán ser iguales si la tangente de pérdidas se elige para que sea recíproca a la Q de la antena. Esto completa la analogía entre la cavidad y el parche y es la base para el modelo de cavidad.

El modelo de cavidad se aplicará ahora a un parche rectangular con su alimentación. Consideremos que el parche se extiende en el plano XY, situando el ancho del parche a lo largo del eje x. A partir de las ecuaciones de Maxwell y asumiendo un sustrato delgado, se puede encontrar un término de atenuación de la onda para la componente z del campo eléctrico bajo el parche. La solución estará sujeta a las condiciones de contorno, que imponen que el campo magnético tangencial es cero en cada pared (conductores magnéticos perfectos), y que el campo eléctrico tangencial es cero en el parche y el plano de tierra (conductores eléctricos perfectos). Por tanto, la solución es:

$$E_z(x, y) = jI_0 \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon}} k \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\psi_{mn}(x, y) \psi_{mn}(x_0, y_0)}{k^2 - k_{mn}^2} G_{mn} \quad (3.20)$$

donde I_0 es la magnitud de la corriente de alimentación, $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$, $k = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon}$, (x_0, y_0) son las coordenadas de la posición de la alimentación, $k_{mn}^2 = k_m^2 + k_n^2$, G_m es un coeficiente de amplitud debido a la geometría de la alimentación, y

$$\psi_{mn} = \frac{\chi_{mn}}{\sqrt{WL}} \cos(k_n x) \cos(k_m y) \quad (3.21)$$

$$\text{siendo } k_n = n\pi/W \text{ y } k_m = m\pi/L \quad \text{y} \quad \chi_{mn} = \begin{cases} 1, & m=0 \text{ y } n=0 \\ \sqrt{2}, & m \neq 0 \text{ ó } n \neq 0 \\ 2, & m \neq 0 \text{ y } n \neq 0 \end{cases} \quad (3.22)$$

Cada término en (3.20) es un modo de la cavidad. Cerca de la frecuencia de resonancia del parche sólo hay un modo dominante, $m=1$ y $n=0$. Se trata del modo asociado a la radiación (y algún almacenamiento de energía) del parche. Los modos siguientes en la suma de (3.20) representan la interacción entre la alimentación y el parche, más un almacenamiento de energía adicional. Las otras componentes bajo el parche pueden encontrarse a partir de (3.20).

El próximo paso es aplicar el modelo de cavidad para encontrar el factor de calidad de la antena. El que más contribuye a la Q del parche es la radiación. Esta radiación del parche se encuentra de una forma similar a la que se siguió en el modelo de línea de transmisión. Como parche, se asume que radia por sus bordes, en este caso, se consideran todos los bordes puesto que los campos del parche se conocen en cualquier lugar del interior del parche. El campo eléctrico en cada borde se encuentra evaluando (3.20) en el contorno del parche. Esos campos sirven como fuentes de la radiación y se usan para encontrar los patrones de campo lejano. Integrando el vector de Poynting para campo lejano sobre una semiesfera que rodea la antena determinamos la potencia radiada por la antena. Si el substrato es muy delgado y tiene una constante dieléctrica baja, es posible que obtengamos un valor aproximado para la potencia de la onda de superficie, usando los campos en los bordes.

Después de encontrar la potencia radiada, la energía almacenada debe ser computada. Con los campos conocidos bajo el parche de (3.20), la energía almacenada se determina por (3.23), donde la integral se define sobre el volumen ocupado por el parche.

$$W_e = \frac{1}{2} \epsilon_0 \epsilon_r \iiint |E_z(x, y)|^2 dV \quad (3.23)$$

La Q de radiación viene expresada por (3.24) siendo P_{rad} es la potencia radiada.

$$Q_r = \frac{2\pi f W_e}{P_{rad}} \quad (3.24)$$

Si se calcula la potencia de la onda de superficie, su Q es:

$$Q_{sur} = \frac{2\pi f W_e}{P_{sur}} \quad (3.25)$$

Las otras contribuciones a la Q del parche son pérdidas debida al dieléctrico y a los conductores. Podemos afirmar que esas pérdidas son relativamente independientes de la forma del parche si el substrato es delgado. Los factores de calidad para esas contribuciones son (3.26) y (3.27), donde σ es la conductividad del metal del parche y $\tan \delta$ es la tangente de pérdidas del dieléctrico

$$Q_c = h\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma} \quad (3.26)$$

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad (3.27)$$

Una vez definidos los factores de calidad de todos los factores, podemos escribir la Q total del parche siguiendo la ecuación (3.28), donde por norma general domina el término de radiación. Los valores típicos para esos factores pueden ser $Q_r \approx 70$, $Q_c \approx 1000$, y $Q_d \approx 400$. La Q total esta comprendida normalmente entre 55 y 60.

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_{sur}} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} \quad (3.28)$$

Para completar el modelo de cavidad, se deben incorporar las pérdidas del parche. Cuando el dieléctrico de la cavidad tiene pérdidas, su constante dieléctrica relativa es compleja y dada por $\epsilon_r(1 - j \tan \delta)$. Como muestra (3.18), si la tangente de pérdidas se hace recíproca a la Q del parche (3.28), la cavidad tendrá los mismos campos que el parche. Así, para completar el modelo, se usa una constante dieléctrica

relativa compleja con una tangente de pérdidas $[\tan \delta]$ para establecerla igual a $1/Q$. Cualquier cantidad calculada con (3.20) será aplicable al parche.

Una cantidad que despierta un mayor interés es la impedancia de entrada del parche. Ésta es el cociente de la tensión de alimentación entre su corriente. Una de las hipótesis previas es que los campos son independientes de z (dirección entre el parche y el plano de tierra). La tensión es la integral de línea del campo eléctrico. Como el campo en la alimentación es $E_z(x_0, y_0)$, y no es función de z , en consecuencia el voltaje en la alimentación es $V_f = -hE_z(x_0, y_0)$. Después de varias operaciones algebraicas, la impedancia de entrada es:

$$Z_{in} = \frac{V_f}{I_0} = j\omega\mu_0 h \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\psi_{mn}^2(x_0, y_0)}{k^2 - k_{mn}^2} G_{mn} \quad (3.29)$$

donde $k^2 = \epsilon_r[1 - j(1/Q)](\omega^2\mu_0\epsilon_0)$. La precisión de esta expresión depende fuertemente de la representación de la alimentación. Por otra parte, los términos G_{mn} se obtienen de una integral que expresa la interacción entre la alimentación y los modos de la cavidad. Para pequeños alimentadores con una corriente constante o una corriente equivalente, una expresión aproximada para G_{mn} es (3.30), donde la alimentación ocupa un área de sección cruzada que es d_x de ancha y d_y de larga. Para una alimentación por microstrip, $d_y \approx 0$ y d_x es aproximadamente el ancho de la línea. Con un alimentador de sonda, $d_y \approx d_x$ y el producto $d_y d_x$ ese iguala al área de la sección cruzada de la sonda.

$$G_{mn} = \frac{\sin(n\pi d_x / 2W)}{n\pi d_x / 2W} \cdot \frac{\sin(m\pi d_y / 2L)}{m\pi d_y / 2L} \quad (3.30)$$

Como nota final del modelo de cavidad, cuando las paredes magnéticas se sitúan sobre el parche, todos los campos se confinan en la región baja del parche, y los campos de borde sobre el parche pueden ignorarse. Se trata de una aproximación razonable, puesto que una pequeña corriente fluye en la parte superior de la superficie del parche. Sin embargo, si consideramos los campos de borde, la precisión del modelo de cavidad aumenta.

En ambas terminaciones, los campos pueden ser afectados por el alargamiento debido a los efectos de borde. Esto se hace sustituyendo L por $L+2\Delta l$ en las ecuaciones anteriores. Los campos de borde en los lados pueden incluirse usando un ancho efectivo $W_{eff}(f)$,

$$W_{eff}(f) = W + \frac{W_e(0) - W}{1 + f / f_g} \quad (3.31)$$

donde f es la frecuencia, $f_g = c_0 / (2W \cdot \sqrt{\epsilon_r})$, $c_0 = 3 \cdot 10^8$ m/s, y

$$W_e(0) = \frac{120\pi h}{Z_0 \sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (3.32)$$

En (3.33), Z_0 y ϵ_{re} se calculan usando (2.1) ó (2.2), y (2.5). La ecuación (3.31) indica la dependencia en frecuencia del ancho efectivo, el cual, como otros efectos dispersivos, es pequeño para frecuencias inferiores a 8 GHz si el substrato es delgado. En esta situación, es preferible utilizar (3.32) .

3.2. Consideraciones de diseño de una antena parche rectangular

Una antena parche microstrip puede estar formada por un solo parche o por varios, formando un array. En ese último caso, el diseño de la antena debe realizarse siguiendo un procedimiento paso por paso, estudiando previamente el diseño de un solo parche, para luego estudiar las interacciones que ofrecen unos parches con otros.

Normalmente, el objetivo final de un diseño es alcanzar unas determinadas características de funcionamiento, a una frecuencia de operación dada.

Puede diseñarse una antena parche rectangular siguiendo el procedimiento marcado en los apartados siguientes.

3.2.1. Selección del sustrato

El primer paso en el diseño es elegir un sustrato con un grosor apropiado y una determinada tangente de pérdidas. Un sustrato más grueso, además de ser más fuerte, incrementa la potencia radiada, reduce las pérdidas del conductor y proporciona un mayor ancho de banda. Sin embargo, aumenta el peso, las pérdidas por dieléctrico, las pérdidas por onda de superficie y las radiaciones no deseadas del alimentador. De esta forma debemos estudiar la conveniencia de usar uno u otro.

La constante dieléctrica del sustrato ϵ_r juega un papel similar al grosor del parche. Un valor bajo de ϵ_r incrementa los campos de borde en la periferia del parche y con ello, la potencia radiada. Por consiguiente, los sustratos con $\epsilon_r < 2.55$ son preferidos a menos que se requiera un tamaño de parche más pequeño. Análogamente, un incremento en el grosor del parche tiene un efecto similar en las características de la antena como si se disminuyese el valor de ϵ_r .

Lo que sí es habitual es la elección de un sustrato con baja tangente de pérdidas, ya que un valor elevado de ésta aumenta las pérdidas en el dieléctrico y reduce la eficiencia de antena.

Los sustratos más utilizados son el "Honeycomb" o "panal" ($\epsilon_r = 1.07$), Duroid ($\epsilon_r = 2.32$), cuarzo ($\epsilon_r = 3.8$) y alúmina ($\epsilon_r = 10$).

3.2.2. Elección de las dimensiones del parche

Nos referiremos al dimensionamiento del parche a partir de la elección de una determinada anchura y longitud del mismo.

El ancho del parche tiene un menor efecto sobre la frecuencia de resonancia y el patrón de radiación de la antena, pero afecta a la impedancia de entrada y al ancho de banda, de forma que un ancho mayor incrementa la potencia radiada el ancho de banda y la eficiencia de radiación, y disminuye la resistencia de radiación.

Con una excitación apropiada, la elección del ancho W suele situarse entre 0.5 y 2 veces la longitud L . El ancho no debería exceder una longitud de onda para evitar modos transversales de orden superior.

Por otra parte, la longitud del parche es un parámetro muy importante en el diseño de la antena, puesto que establece la frecuencia de resonancia. Teniendo en cuenta que los parches tienen un ancho de banda bastante limitado, un desajuste en la longitud se convierte en un aspecto crítico.

Usando una primera aproximación, la longitud del parche para el modo fundamental TM_{10} viene dada por (3.33)

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.33)$$

En la expresión, el factor ϵ_r es estrictamente válido para parches muy anchos. En la práctica, los campos no están confinados en el parche, sino que una fracción de los mismos se extienden fuera de las dimensiones físicas $L \times W$. El efecto del campo de borde a través de los planos $y=0$, e $y=W$ puede incluirse a través de la constante dieléctrica efectiva ϵ_{re} para una línea microstrip de ancho W en el sustrato dado. Sustituyendo esto último en (3.33) se llega a:

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (3.34)$$

Para la otra dimensión del parche, los campos de borde provocan el efecto de alargamiento virtual, como ya vimos en el modelo de línea de transmisión. Este efecto se daría para las terminaciones $x=0$ y $x=L$. De forma que, utilizando las expresiones (3.3) a (3.8) del modelo de línea de transmisión, y la expresión (3.34), podemos obtener las siguientes expresiones para L , o equivalentemente para la frecuencia de resonancia.

$$L = \frac{c}{2f_r\sqrt{\epsilon_{re}}} - 2\Delta l \quad (3.35)$$

$$f_r = \frac{c}{2(L + 2\Delta l)\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (3.36)$$

Otras formas de incluir el efecto de los campos de borde en todos los bordes del parche se fueron descritos por James en [18], o por Kara [19,20].

Para ciertos diseños de alimentación, como el acoplo por apertura y el acoplo electromagnético, es conveniente fabricar antenas con dos o más capas de substrato. En estos casos, es necesario incluir el efecto de esas capas para determinar la frecuencia de resonancia, usando un término de corrección en la expresión de la permitividad relativa ϵ_r .

3.2.3. Patrones de radiación y resistencia de radiación

Los patrones de radiación de una antena son de vital importancia en determinar la mayoría de las características de radiación, incluyendo ancho y forma del haz, nivel de lóbulos secundarios, directividad, polarización, y potencia radiada. Los patrones de radiación los calculamos a partir de las funciones potenciales del apartado 2.5. También, en el modelo de línea de transmisión, se utiliza la aproximación de dos ranuras radiantes situadas en los bordes del parche, mientras que en el modelo de cavidad, se emplean cuatro aunque a contribución de las ranuras no radiantes pueden ser despreciadas en este último modelo. En base a esto, presentaremos un modelo de radiación de dos ranuras.

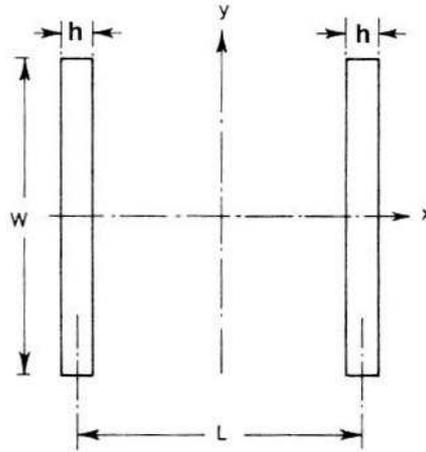


Figura 3.6. Modelo de dos ranuras radiantes para determinar los patrones de radiación de un parche microstrip rectangular.

Los patrones de radiación para el modo TM_{10} se calculan a partir de dos bordes radiantes como sugerimos en la figura 3.6. La radiación está linealmente polarizada en la dirección de la longitud L . Tomando la tensión en una ranura como V_0 , los campos radiados se obtienen aplicando el principio de multiplicación de patrones de teoría de antenas. Esto se traduce a multiplicar el patrón producido por un solo slot, por el factor de array $2 \cos[k_0 L \sin \theta \cos(\phi/2)]$. Se obtiene por tanto:

$$E_{\theta} = -jk_0 V_0 W \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \cos \phi F_1 F_2 \quad (3.37)$$

$$E_{\phi} = jk_0 V_0 W \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \cos \theta \sin \phi F_1 F_2 \quad (3.38)$$

donde

$$F_1 = \text{sinc}(k_0 h \sin \theta \cos \phi/2) \text{sinc}(k_0 W \sin \theta \sin \phi/2) \quad (3.39)$$

$$F_2 = 2 \cos[k_0 L \sin \theta \cos(\phi/2)] \quad (3.40)$$

Las ecuaciones (3.37) y (3.38) producen las siguientes expresiones para los campos radiados en los planos principales de una antena microstrip rectangular, operando en el modo TM_{10} .

Plano E: $\Phi=0^\circ$

$$E_\phi(\theta) = 0$$

$$E_\theta(\theta) = -jk_0V_0W \frac{e^{-jk_0r}}{2\pi r} \text{sinc}(k_0h \sin \theta/2) \cos(k_0L \sin \theta/2) \quad (3.42)$$

Plano H: $\Phi=90^\circ$

$$E_\theta(\theta) = 0$$

$$E_\phi(\theta) = jk_0V_0W \frac{e^{-jk_0r}}{2\pi r} \text{sinc}(k_0W \sin \theta/2) \cos \theta \quad (3.43)$$

En las expresiones anteriores se asume que las ranuras radiantes están en el espacio libre. Sin embargo, el efecto del plano de tierra y del substrato de radiación de la antena deben incluirse mediante factores de corrección, tal como indica la referencia [9].

Ancho de haz

Por definición, el ancho de haz a mitad de potencia de una antena es igual al ancho angular entre las direcciones donde el campo radiado se reduce a $1/\sqrt{2}$ del valor máximo. Después de varias aproximaciones y operaciones algebraicas, podemos obtener las siguientes expresiones para el ancho de haz del plano H, (3.44), y E (3.45) respectivamente.

$$\theta_H = 2 \sin^{-1} \left(\frac{1}{2 + k_0W} \right)^{1/2} \quad (3.44)$$

$$\theta_E = 2 \sin^{-1} \left(\frac{7.03}{3k_0^2L^2 + k_0^2h^2} \right)^{1/2} \quad (3.45)$$

Para incrementar el ancho de haz es recomendable elegir un parche pequeño, reduciendo L y W . Para una frecuencia de resonancia dada, esas dimensiones pueden reducirse seleccionando un sustrato con una permitividad relativa mayor. En muchas aplicaciones, una disminución del tamaño físico es deseable.

Aumentando éste ancho de haz, sin embargo, disminuye la directividad y la ganancia.

Directividad y Ganancia.

La directividad es una medida de las propiedades direccionales de una antena, comparada con la antena isotrópica. La directividad es siempre superior a 1, mientras que un radiador isotrópico no es direccional. La directividad se define como el cociente de la máxima densidad de potencia en la dirección del lóbulo principal entre la densidad media de potencia radiada. En el caso de una antena parche, toma la forma de la expresión (3.46), siendo P_r la potencia radiada, $\eta_0 = 120\pi \Omega$.

$$D = \frac{\frac{1}{2} \operatorname{Re} \left(E_\theta H_\phi^* - E_\phi H_\theta^* \right) \Big|_{\theta=0}}{P_r / 4\pi r^2} = \frac{\frac{r^2}{2\eta_0} \left(|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2 \right) \Big|_{\theta=0}}{P_r / 4\pi} \quad (3.46)$$

Una aproximación simple de la directividad es la mostrada en (3.47), donde G_r es la conductancia de radiación del parche, que definiremos más adelante.

$$D = \frac{4(k_0 W)^2}{\pi \eta_0 G_r} \quad (3.47)$$

La ganancia directiva de una antena se define como una proporción de la directividad, donde el coeficiente de proporción se denomina eficiencia. La ganancia es siempre menor que la directividad, de forma que si la definimos como en (3.47), el coeficiente ϵ_r es siempre menor que la unidad.

$$G = \epsilon_r D \quad (3.48)$$

La directividad de una antena rectangular a partir del patrón de radiación se describe en la figura 3.7. Se observa que la directividad aumenta cuando el sustrato se hace más grueso y cuando el ancho del parche aumenta.

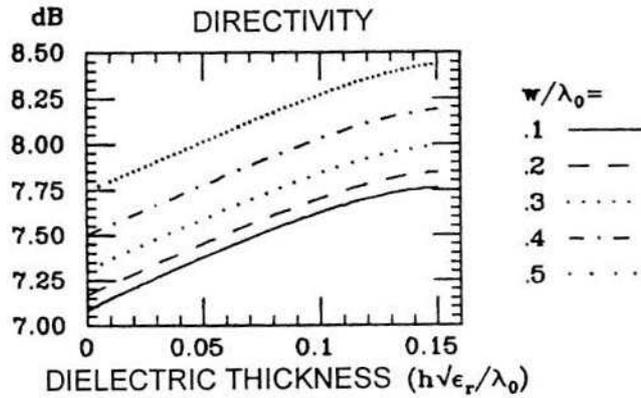


Figura 3.7. Directividad de una antena parche rectangular como función del espesor del dieléctrico, siendo $\epsilon_r=2.2$

Potencia Radiada y resistencia de radiación

La potencia radiada por una antena puede obtenerse a partir de (2.46) sobre la semiesfera que envuelve el parche, considerando el plano de tierra infinito. Se obtiene la siguiente expresión.

$$\begin{aligned}
 P_r = & \frac{V_0^2}{Z_0^2} \frac{60\epsilon_{re}}{\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{\cos^2\left(\pi \sin \theta \cos \phi / \left(2\sqrt{\epsilon_{re}}\right)\right)}{\left(\sin^2 \theta \cos^2 \phi - \epsilon_{re}\right)^2} \\
 & \cdot \text{sinc}^2\left(k_0 W \sin \theta \sin \phi / 2\right) \sin \phi d\theta d\phi \\
 & \cdot \left[\frac{\cos^2 \theta \sin^2 \phi}{\left(\epsilon_r - \sin^2 \theta\right) \cot^2\left(k_0 h \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}\right) + \cos^2 \theta} \right. \\
 & \left. + \frac{\left(\epsilon_r - \sin^2 \theta\right) \cos^2 \theta \cos^2 \phi}{\left(\epsilon_r - \sin^2 \theta\right) + \epsilon_r^2 \cos^2 \theta \cot^2\left(k_0 h \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}\right)} \right] \quad (3.49)
 \end{aligned}$$

Como observamos, se trata de una expresión muy complicada, función de las coordenadas Φ y θ , y de los parámetros del substrato. Si embargo, es posible resolverla numéricamente para obtener la potencia radiada P_r . De cualquier manera, si el efecto del substrato es despreciable, es posible simplificarla y obtener una expresión cerrada.

Por otra parte, la conductancia de radiación resonante, G_r , para un parche alimentado en un borde puede determinarse a partir de esta potencia radiada como sigue:

$$R_r = \frac{(E_0 h)^2}{2P_r} = \frac{V_0^2}{2P_r} \quad (3.50)$$

Si queremos una expresión práctica de esta resistencia podemos utilizar las siguientes expresiones bajo una precisión del 10% y para un determinado grosor del substrato $h \leq 0.03\lambda_0$

$$R_r = \frac{V_0^2}{2P_r} = \epsilon_{re} \frac{Z_0^2}{120I_1} \quad (3.51)$$

donde

Para $\epsilon_{re} \leq 5$ tenemos

$$I_1 = (k_0 h)^2 \left[0.53 - 0.03795(k_0 W / 2)^2 - 0.03553 / \epsilon_{re} \right] \quad (3.52)$$

Para $\epsilon_{re} \leq 5$ tenemos

$$I_1 = \frac{(k_0 h)^2 \left\{ 1.3 - 4 / (3\epsilon_{re}) + 0.53 / \epsilon_{re}^2 - (k_0 W / 2)^2 - I_2 - I_3 \right\}}{(\epsilon_r - 1) (1.29 - 3.57 h \sqrt{\epsilon_{re}} / \lambda_0) / 9} \quad (3.53)$$

$$I_2 = (k_0 W / 2)^2 \left[\frac{0.0856 \epsilon_r - 1}{\epsilon_r} + 0.03795 / \epsilon_r^2 \right]$$

$$I_3 = \frac{1}{\epsilon_r} \left[0.0248714 - 0.373071 / \epsilon_r + 0.159887 / \epsilon_r^2 \right]$$

La resistencia de radiación disminuye cuando incrementa el espesor del sustrato y el ancho del parche, debido a que la potencia radiada aumenta.

Si el parche se alimenta a una distancia x_f del borde del parche, la resistencia de entrada se obtiene según (3.54), donde el término cosenoidal hace referencia a las variaciones del campo eléctrico para el modo dominante.

$$R_r = R_r \cos^2(\pi x_f / L) \quad (3.54)$$

3.2.4. Pérdidas y factor de calidad

El factor de calidad de una antena parche, se calcula a partir del modelo de cavidad que hemos visto en el capítulo 3.12. El factor Q total puede describirse como compendio de varios factores, tal como refleja la expresión (3.28).

3.2.5. Ancho de banda

Para una antena, el ancho de banda puede definirse de varias formas dependiendo de las características seleccionadas. Por ejemplo, para una antena polarizada circularmente, el ancho de banda de la relación axial puede anteponerse a otras características. Similarmente, la ganancia y el ancho de lóbulo son más importantes para los arrays.

En ausencia de preferencias para una definición concreta del ancho de banda, suele especificarse el ancho de banda de impedancia o de VSWR.

De esta forma, el ancho de banda para una línea de transmisión donde $VSWR < S$ puede determinarse según (3.55), donde Q_T es el factor de calidad total de la antena, visto en (3.28).

$$BW = \frac{S - 1}{Q_T \sqrt{S}} \quad (3.55)$$

La figura 3.8. muestra la relación entre el ancho de banda y la frecuencia de resonancia. Se observa que el ancho de banda aumenta cuando incrementa el grosor del substrato y/o disminuye la constante dieléctrica.

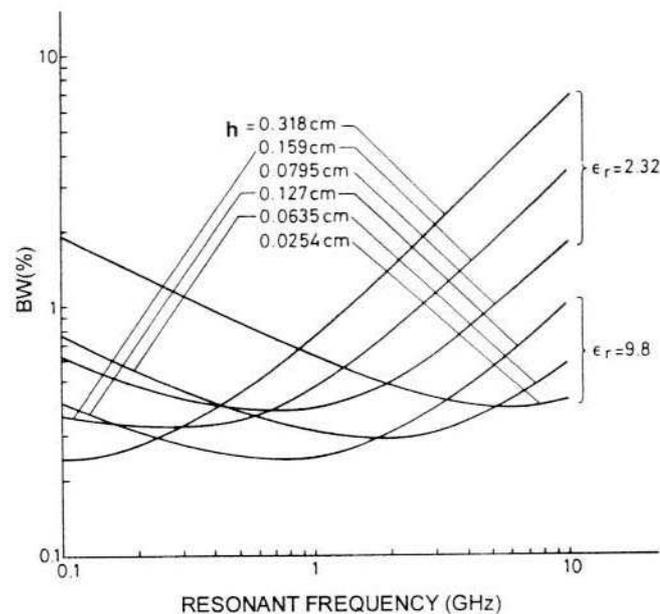


Figura 3.8. Variación del ancho de banda de impedancia respecto a la frecuencia de resonancia del modo TM_{10} para un parche rectangular donde $L=1.5W$

En (3.56) se indica una expresión aproximada del BW , donde podemos observar la dependencia de éste con la eficiencia de radiación, la constante dieléctrica, el espesor del substrato, la longitud de onda y la relación de aspecto.

$$BW = \frac{16}{3\sqrt{2}} \frac{p}{e_r} \frac{1}{\epsilon_r} \frac{h}{\lambda_0} \frac{W}{L} q \quad (3.56)$$

Donde, p y q se definen como:

$$p = 1 - \frac{0.16605}{20} (k_0 W)^2 + \frac{0.02283}{560} (k_0 W)^4 - 0.009142 (k_0 L)^2$$

$$q = 1 - \frac{1}{\epsilon_r} + \frac{2}{5\epsilon_r} \quad (3.57)$$

Existen varias técnicas que no presentaremos para aumentar el ancho de banda incrementando la inductancia de los radiadores, como puede ser mediante la introducción de pequeños agujeros o ranuras, o añadiendo componentes reactivos para alcanzar la adaptación del radiador a la línea o a través de cargas parásitas del radiador.

3.2.6. Eficiencia de radiación

La eficiencia de radiación se define como el cociente entre la potencia radiada y la potencia de entrada. La potencia de entrada se traduce en potencia radiada, potencia de ondas de superficie, y disipación en los conductores y en el dieléctrico. Aunque, generalmente, la potencia disipada es pequeña para sustratos de bajas pérdidas a las frecuencias de microondas.

$$e_r = \frac{P_r}{P_i} = \frac{P_r}{P_r + P_c + P_d + P_{sup}} \approx \frac{P_r}{P_r + P_{sup}} \quad (3.58)$$

Se observa que la eficiencia de radiación depende sobre todo del grosor del sustrato y de la permitividad, y no afecta mucho la forma del parche ni la alimentación. Esto quiere decir, que e_r puede determinarse para cualquier distribución de corriente de alimentación. Pozar [14] usó una fuente de corriente infinitesimal en el sustrato y obtuvo las siguientes expresiones en forma cerrada para P_r y P_{sur} , con una

precisión del 5% para $h\sqrt{\epsilon_r} < \lambda_0/8$. Estas expresiones corresponden a (3.59) y (3.60), siendo x_0 la constante de fase normalizada para la onda de superficie TM_0 .

$$P_r = 40k_0^2 (k_{0h})^2 \left(1 - \frac{1}{\epsilon_r} + \frac{2}{5\epsilon_r^2} \right) \quad (3.59)$$

$$P_{\text{sup}} = 30\pi k_0^2 \frac{\epsilon_r (x_0^2 - 1)}{\epsilon_r \left[\frac{1}{\sqrt{x_0^2 - 1}} + \frac{\sqrt{x_0^2 - 1}}{\epsilon_r - x_0^2} \right] + k_0 h \left[1 + \frac{\epsilon_r^2 (x_0^2 - 1)}{\epsilon_r - x_0^2} \right]} \quad (3.60)$$

En la figura 3.9. se muestra la variación tanto de la eficiencia de radiación como de la ganancia según sea la frecuencia de resonancia. La eficiencia de radiación baja a medida que decrementa el grosor del sustrato y aumenta cuando sube la constante dieléctrica.

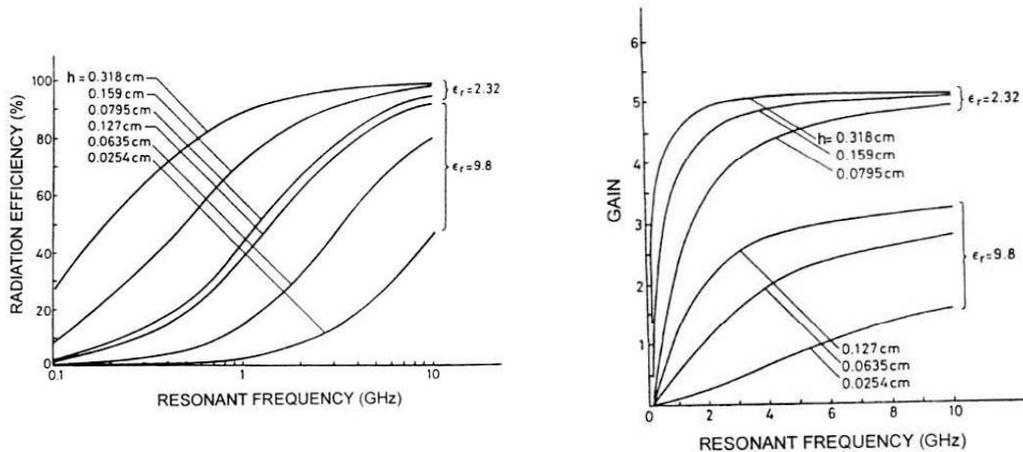


Figura 3.9. Variación de la eficiencia de radiación y de la ganancia directa con respecto a la frecuencia de resonancia del modo TM_{10} para un parche rectangular con $L=1.5W$, $\sigma = 5.8 \times 10^7$ S/m y $\tan \delta = 0.0005$.

3.2.7. Polarización

La polarización de un parche rectangular microstrip es lineal y dirigida a lo largo de la dimensión de resonancia del modo fundamental. Antenas con grandes anchos de banda pueden operar en un modo más alto también, y el patrón de radiación y la polarización para esos modos pueden diferir del dominante. Otra fuente de polarización cruzada es el campo sobre los bordes no radiantes. El nivel de polarización cruzada incrementa conforme el espesor del substrato se hace mayor.

El problema de la polarización circular puede abordarse de varias maneras: utilizando un parche casi cuadrado eligiendo oportunamente el punto de alimentación, mediante una alimentación por dos puntos, con componentes activos, etc.

El modo que más interfiere con el modo dominante (1,0) para la polarización cruzada es el modo (2,0), como podemos ver en la figura 3.10. donde las líneas verticales en el modo (1,0) indican el campo copolar, mientras que las horizontales indican el contra-polar. Se advierte que las flechas contrapolar del modo (0,2) apuntan en direcciones contrarias y provocan un campo contrapolar nulo en la dirección normal. La componente de polarización cruzada en un parche rectangular puede minimizarse eligiendo adecuadamente el ancho W del parche.

Usando el modelo de cavidad podemos escribir la expresión (3.61), donde A_{10} y A_{0n} son las amplitudes de excitación.

$$\frac{E_{cpol}}{E_{xpol}} = \frac{E_{10}}{E_{0n}} = \frac{\cos(\pi x_0 / L)}{\cos(n\pi y_0 / W)} \left[1 + \frac{j}{\delta_{eff}} \left(1 - \left(\frac{nL}{W} \right)^2 \right) \right] \frac{1}{\text{sinc}(n\pi h / 2W)} \frac{|A_{10}(\theta, \phi)|_{\max}}{|A_{0n}(\theta, \phi)|_{\max}} \quad (3.61)$$

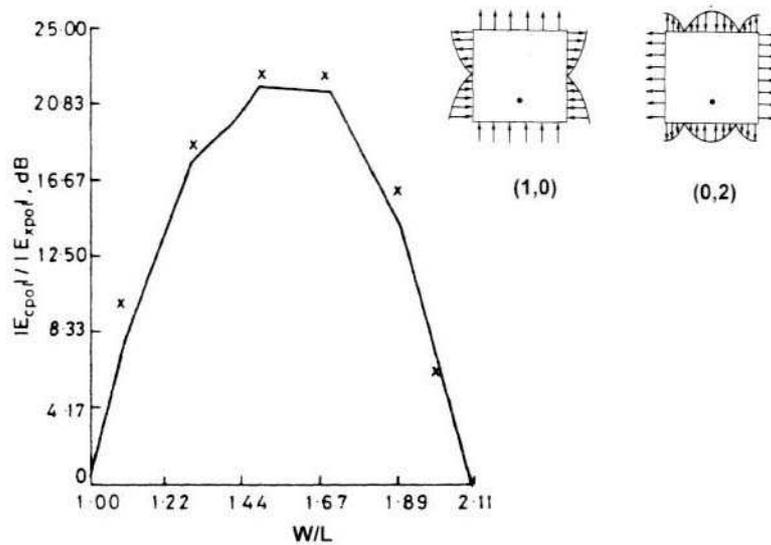


Figura 3.10. Variación de la componente contrapolar con respecto a la relación de aspecto W/L para un parche rectangular directamente acoplado con alimentador microstrip. Parámetros: $y_0=0$, $x_0=0.351L$, $f=3.8\text{GHz}$, $h=0.032\lambda_g$.

En la figura 3.10. se representa la variación del cociente E_{cpof}/E_{xpof} con respecto a la relación de aspecto W/L , siendo $y_0=0$, $x_0=0.31L$, $f=3.8\text{GHz}$ y $h=0.032\lambda_g$. Observamos que dicho cociente se iguala a la unidad cuando la relación de aspecto $W/L=1$ ó $W/L=2$, y es máximo cuando es $W/L\approx 1.5$.

Huygh [15] en unos análisis similares para un parche rectangular alimentado por sonda, muestra que la radiación copolar no está afectada por la frecuencia de resonancia ni por el grosor del substrato, pero la contrapolar sí, e incrementa su nivel a medida que subimos en frecuencia y/o en espesor del substrato.

3.2.8. Efectos del uso de cubiertas dieléctricas

A veces, puede ser necesario proporcionar alguna protección ambiental para el parche microstrip. Es posible que se revista con algún tipo de pintura o de una cubierta de material dieléctrico para realizar dicha protección. Esta cobertura afecta al funcionamiento de la antena de tal forma que desciende la frecuencia de resonancia, causando problemas de sintonización y puede degradar severamente el rendimiento

de la antena, debido a que el ancho de banda de estas antenas son intrínsecamente bajos.

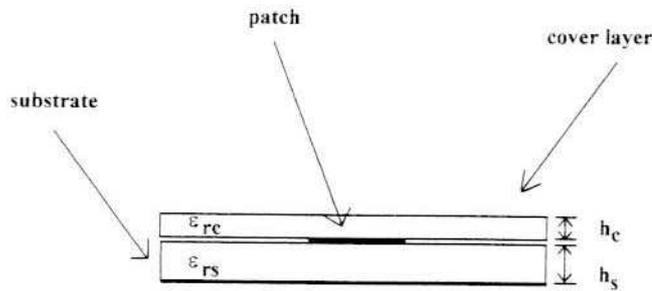


Figura 3.11. Parche con una cubierta protectora.

Cuando una antena microstrip se cubre por una lámina dieléctrica (llamada superstrato), cambian sus propiedades como la constante dieléctrica efectiva, las pérdidas, el factor de calidad y la ganancia directiva. El cambio en la constante dieléctrica efectiva es mayor que los cambios en las demás propiedades, y es dependiente del grosor y la permitividad relativa del superstrato.

Para tener en cuenta este efecto, podemos utilizar un modelo de línea transmisión modificada y analizar el parche cubierto, en el que definiremos la capacitancia de la ranura radiante (borde) como se indica en (3.60), donde $Z_0(L)$ y $\epsilon_{ra}(L)$ son la impedancia característica y la constante dieléctrica efectiva de una línea microstrip de ancho L en vez de W . Afortunadamente, el cambio en la conductancia tiene un menor impacto que la de la capacitancia y podemos seguir tomando la que indicábamos en el modelo.

$$C_s = \frac{W}{2} \left[\frac{\epsilon_{ra}(L)}{cZ_0(L)} - \epsilon_0 \epsilon_r \frac{L}{h_s} \right] \quad (3.62)$$

3.2.9. Efectos del tamaño finito del plano de tierra.

Se ha asumido en el análisis y el diseño de antenas microstrip que el tamaño del plano de tierra es infinito, mientras que presenta unas determinadas dimensiones

finitas, que serán dependientes del tamaño de la placa de circuito impreso donde se sitúe la antena.

En muchas ocasiones, como cuando queremos instalar una antena parche en receptores de mano, o cuando el parche sirve como alimentador de un reflector, el espacio es algo que escasea. Por lo tanto, en esas situaciones el objetivo es reducir todo lo posible el tamaño de antena y las dimensiones del plano de tierra.

Los planos de tierra finitos hacen que aumente la difracción de la radiación de los bordes, resultando en cambios en los patrones de radiación, conductancia de radiación y frecuencia de resonancia. En la medida de estos efectos destacan investigadores como Kuboyama, que ha conseguido recopilar una serie de resultados experimentales en el cambio de la frecuencia de resonancia, patrón de radiación y ganancia como función del tamaño del plano de tierra [16]. Esos resultados demuestran que para una antena con el plano de tierra de las mismas dimensiones que el parche, la frecuencia de resonancia aumenta con respecto a la que se obtendría si el plano de tierra fuera infinito. Denotando la extensión del plano de tierra como d , (ver figura 3.12), el cambio en la frecuencia de resonancia viene dado por:

$$\lim_{k_0 d \rightarrow 0} \frac{\Delta f}{f_r} \approx \frac{1}{\pi} \frac{\epsilon_r + 1}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{h}{\lambda_0} \ln(W/h) \quad (3.63)$$

$$\frac{\Delta f}{f_r} = -\frac{240}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{h k_0}{8 \eta_0} [J_0^2(k_0 d) - Y_0^2(k_0 d)] \quad (3.64)$$

En la figura 3.12 podemos ver el efecto del tamaño finito del plano de tierra en la frecuencia de resonancia. Muestra que cuando el tamaño del plano de tierra aumenta, la frecuencia de resonancia decrece y se acerca al caso de plano de tierra infinito.

Por lo tanto, podemos decir que este efecto será despreciable, siempre y cuando el incremento en tamaño del plano de tierra sea aproximadamente de $\lambda_0/20$ en todos los lados del parche.

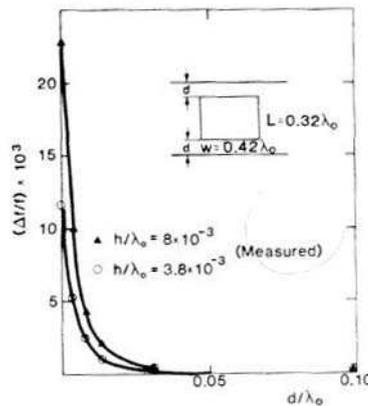
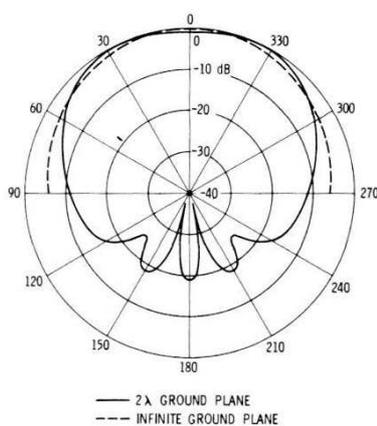


Figura 3.12 Cambio en la medida de la frecuencia de resonancia con respecto a un cambio en la dimensión finita del plano de tierra. $\epsilon_r = 2.31$, $f = 1.58\text{GHz}$

El efecto en los campos radiados ha sido estudiado por Huang [17] usando el modelo de apertura para la radiación y la teoría geométrica uniforme de la difracción (GTD). Como resultados, decir que el patrón de radiación en el plano E está afectado en una mayor cuantía que en el H. En la figura 3.13 se ilustra la diferencia del diagrama de radiación entre un plano de tierra de longitud 2λ , con un plano infinito. Se observa que para planos muy pequeños, se introducen rizados en el patrón en un gran rango de ángulos. Cuando el tamaño del plano de tierra incrementa, el rizado en el patrón principal disminuye. También, un plano de tierra finito aumenta la radiación dispersada hacia detrás.



$L=1.488$ in, $W=2.126$ in, $\epsilon_r = 2.55$, $h = 0.125$ in y $f_r = 2.295\text{GHz}$. Dimensión del plano de tierra = $2\lambda_0 \times 2.7\lambda_0$.

Figura 3.13. Comparativa del patrones en el plano E cuando el parche rectangular presenta un plano de tierra de 2λ y un plano de tierra infinito.

A lo largo de este capítulo hemos visto las principales consideraciones para el diseño de una antena parche microstrip, así como los principales modelos utilizados para el diseño.

En el capítulo siguiente tendremos en cuenta las consideraciones presentadas en este capítulo, y algunas expresiones útiles para diseñar un prototipo concreto de parche, dadas las especificaciones del sistema GPS, conforme a nuestros objetivos.

Capítulo 4.

Diseño teórico de la antena.

4.1. Especificaciones

Los satélite GPS transmiten una señal polarizada circularmente a derechas dentro la banda L, conocida como L1, a una frecuencia central de 1575.42 MHz. Esta señal es transmitida con la suficiente potencia como para asegurar un nivel mínimo de potencia de -160dBW en la superficie terrestre.

El sistema GPS también transmite una segunda señal en la banda L2 a 1227.6MHz. Esta señal en cambio asegura -166dBW en la superficie de la tierra. Esta señal no está considerada por el departamento de defensa de los EE.UU. como parte del estándar de posicionamiento global, no siendo considerada por muchos receptores comerciales, aunque sin embargo otros la usan para realizar correcciones en la señal recibida.

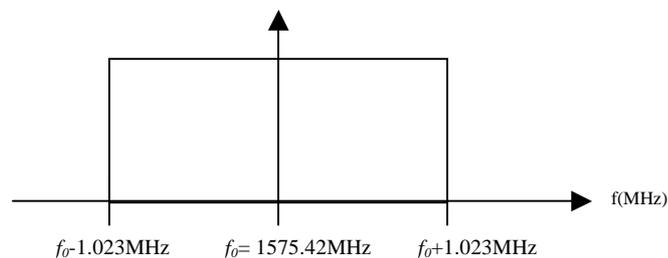


Figura 4.1. Señal L1 y ancho de banda considerado.

Basaremos el diseño de la antena en la recepción de la banda L1. El rango de señal a considerar es de aproximadamente 2.046MHz centrado en f_0 . (véase la figura 4.1.).

La antena objetivo debe ajustarse lo mejor posible a las especificaciones que marca el sistema GPS. Con respecto al plan de frecuencias, debemos sintonizar la antena para que acepte la banda L1. Concretamente tenemos que centrar nuestros esfuerzos en dos aspectos: primeramente, sintonizar la antena a la frecuencia central de L1 (1575.42MHz) y lo segundo, que sea capaz de recibir correctamente todo el ancho de banda de la señal. Esto último no representa prácticamente ningún problema, debido a que el ancho de banda es mínimo. Sería necesario un filtrado con un factor de calidad muy alto para no llegar a discriminar ese rango de frecuencia. Es decir, necesitaríamos que la antena implementara un filtrado con un factor de calidad aproximado de $Q = f_0 / \Delta f = 1575.42 / 2.048 = 770$, que es demasiado elevado para los factores de calidad habituales de antenas parche microstrip. Dicho de otra forma, la antena al presentar una Q más baja es capaz de aceptar un ancho de banda superior. Por lo tanto la posible preocupación de sintonización se limita a que el ancho de banda de señal “quepa” en el de la antena; los siguientes elementos del receptor se encargarán de filtrar, amplificar, demodular, etc.

Otro aspecto importante es la polarización que debe tomar la antena. Comentamos anteriormente que debemos imprimir una polarización circular. Para ello debemos construir una antena de polarización circular a derechas para emisión, y a izquierdas para recepción.

Además de esto, la antena debería ser lo más omnidireccional posible, con un ancho de haz bastante amplio.

4.2. Polarización circular

4.2.1. Soluciones para la polarización circular

Una vez conocidas las especificaciones a cumplir, se estudian las distintas posibilidades de antenas microstrip que podemos diseñar.

La característica principal que limita el diseño de la antena microstrip según una técnica u otra es la polarización. En principio, podemos optar por muchas maneras de afrontar el problema de la polarización circular, usando diferentes formas de parches. Lo más común es utilizar las formas ampliamente estudiadas: el parche cuadrado o el parche circular, tanto en antenas de un solo elemento como en array.

Antenas circularmente polarizadas con un solo parche

Para que una antena de un solo parche microstrip tenga polarización circular los dos modos ortogonales del parche deben estar simultáneamente excitados con la misma amplitud y con un desfase de $\pm 90^\circ$, donde el signo determina el sentido de la rotación.

Hay dos tipos de esquemas de alimentación que pueden simplificar la tarea:

- Parche básico con dos alimentadores.

En esta técnica se utiliza una doble alimentación ortogonal, es decir, alimentar la antena por dos puntos distintos. Ésto requiere un divisor de potencia externo que nos permita proporcionar la magnitud y la fase apropiada en cada punto de alimentación. Las configuraciones fundamentales de una antena parche circularmente polarizada (en lo que sigue APCP) con dos alimentadores se muestra en la figura 4.2. . El parche usado es normalmente cuadrado o circular. Las dos alimentaciones ortogonales excitan dos modos ortogonales con igual amplitud y en cuadratura de fase. Para conseguir esta característica es posible usar varios circuitos divisores de potencia: el divisor híbrido en cuadratura (branch-line), el anillo híbrido, el divisor Wilkinson y el divisor de unión en T. El híbrido en cuadratura divide la entrada en dos salidas con

igual amplitud y desfase de 90° . Los demás necesitan de una línea de $\lambda/4$ para producir el desfase. Por lo tanto, el divisor híbrido en cuadratura proporciona un mayor ancho de banda de la relación axial.

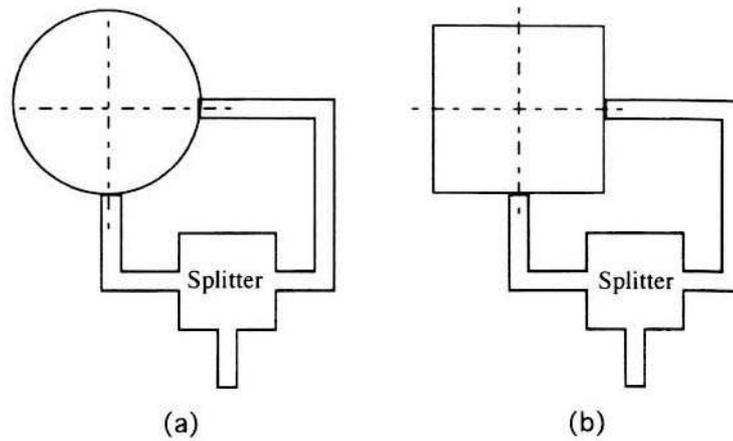


Figura 4.2. Configuraciones típicas de antenas microstrip polarizadas circularmente con alimentación dual.

- Parche básico perturbado con un solo punto de alimentación.

Esta técnica consiste en utilizar un solo punto de alimentación y acomodar la forma del parche para establecer las componentes ortogonales del campo a igual magnitud y desfase de 90° . Aunque el estudio de esta polarización sea más complicado, el hecho de tener una antena parche con un solo alimentador capaz de producir polarización circular es un efecto muy deseado, sobre todo en aquellas situaciones donde sea difícil acomodar la doble alimentación a una red de división de potencia.

El cambio en la forma básica consiste en una pequeña perturbación en determinadas zonas del parche con respecto a la alimentación, de manera que dependiendo de dónde se añada la perturbación, tendremos polarización a derechas o a izquierdas. Las configuraciones típicas para una APCP con un solo punto de alimentación se muestran en la figura 4.3..

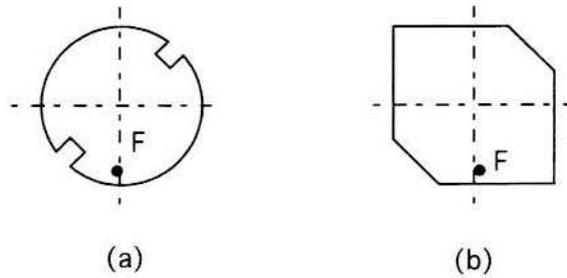


Figura 4.3. Configuraciones típicas de una antena microstrip polarizada circularmente con un solo punto de alimentación. (a) parche circular, (b) parche cuadrado

Array de antenas parche linealmente polarizados que producen polarización circular

De una forma sencilla, es posible utilizar dos parches linealmente polarizados para producir una polarización circular. Basta simplemente con alimentar a cada uno con la misma magnitud pero con un desfase de 90° , como se puede apreciar en la figura 4.4. La desventaja fundamental de este esquema es la cantidad de espacio que se utiliza y la rápida degradación de la polarización circular debido a un retraso de fase espacial, debido a los diferentes caminos desde el centro hasta los dos elementos radiantes. Otras alternativas a esto se pueden apreciar en la figura 4.5., donde se incrementa el ancho de banda del coeficiente axial.

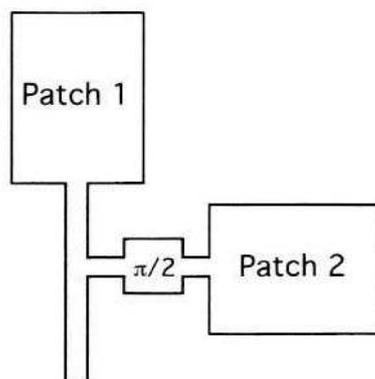


Figura 4.4. Posible disposición de dos parches linealmente polarizados para una radiación de polarización circular.

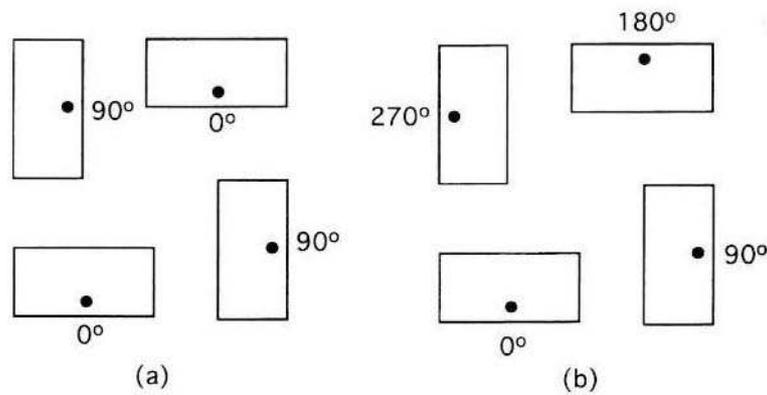


Figura 4.5. Array de 2x2 parches con elementos polarizados linealmente para generación de polarización circular. (a) disposición de banda estrecha, (b) disposición de banda ancha.

Otras posibles configuraciones

Existen otros tipos de APCP que son compactas en sus requerimientos de alimentación y en las configuraciones de los elementos radiantes. Estos tipos de antenas impresas pueden ser construidas fácilmente a partir de líneas microstrip como son las antenas microstrip en espiral, los arrays de elementos compuestos o los arrays de ondas viajeras.

4.2.2. Solución propuesta

Una vez estudiadas algunas de las posibles soluciones, se ha decidido utilizar un parche cuadrado perturbado con un solo alimentador.

La principal ventaja es que no tenemos que utilizar ningún esquema de división de potencia. Eso además de simplificar la alimentación, conlleva un ahorro de espacio considerable, lo cual es algo bastante ventajoso.

Como desventaja fundamental está en la complejidad del diseño, al tener que introducir perturbaciones en la forma básica de parche.

Dentro de las APCP cuadradas de un solo alimentador encontramos a su vez varias formas de parche que podemos utilizar. Algunas de ellas se muestran en la figura 4.6.

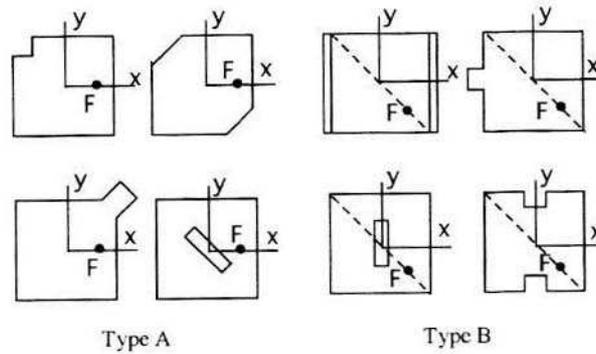


Figura 4.6. Varios tipos de perturbaciones en parches cuadrados para la generación de polarización circular.

Como observamos en la figura 4.6., las formas están clasificadas en dos tipos: tipo A y tipo B, según sean las configuraciones de la alimentación. Será tipo A si la alimentación está sobre los ejes X o Y de la figura, y será tipo B si está sobre las diagonales. En principio, como el proceso de diseño es similar tanto para un tipo como para otro, no tenemos especial predilección por ninguna forma concreta. Así que escogeremos un parche del tipo A, concretamente el mostrado en la figura 4.7. y lo denotaremos como «parche cuadrado de esquinas truncadas».

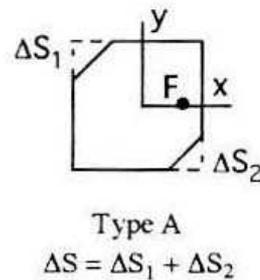


Figura 4.7. Definición del área perturbada en el parche cuadrado de esquinas truncadas.

4.2.3. Estudio de la polarización circular en antenas microstrip de parche cuadrado.

El siguiente desarrollo es aplicable tanto para antenas del tipo A como del tipo B. La configuración fundamental del parche y su sistema de coordenada se muestra en la figura 4.8.

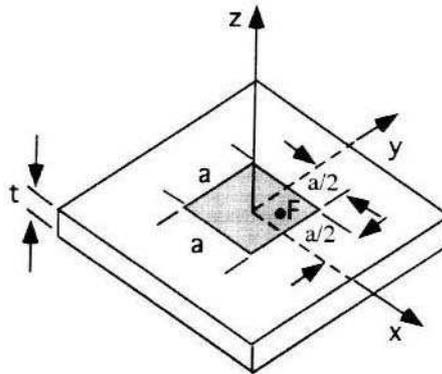


Figura 4.8. Coordenadas y dimensiones del parche cuadrado.

Según el modelo de cavidad, el parche cuadrado puede ser considerado como una cavidad eléctricamente delgada con paredes conductoras magnéticas perfectas en los bordes, $x=\pm a/2$ e $y=\pm a/2$ de la figura 4.8., donde F es el punto de alimentación y ΔS representa el área total de perturbación.

Como es de esperar, la introducción de la perturbación afectará al campo modal de la cavidad y a su autovalor, el cual puede determinarse a partir de una fórmula estacionaria dada por (4.1).

$$k'^2 = \frac{\int_{S+\Delta S} \nabla \phi' \cdot \nabla \phi' dS}{\int_{S+\Delta S} \phi'^2 dS} \quad (4.1)$$

Donde ϕ' y k' son el nuevo campo modal y su nuevo autovalor respectivamente. Siguiendo la derivación dada por Haneishi en [25], ϕ' puede escribirse como:

$$\phi' = P\phi_a + Q\phi_b \quad (4.2)$$

siendo P y Q son los coeficientes de expansión que tienen que determinarse para hacer a (4.1) estacionaria. Sustituyendo (4.2) en (4.1) se obtiene:

$$k'^2 = \frac{\int_{S+\Delta S} (P\nabla\phi_a + Q\nabla\phi_b) \cdot (P\nabla\phi_a + Q\nabla\phi_b) dS}{\int_{S+\Delta S} (P\nabla\phi_a + Q\nabla\phi_b)^2 dS} = \frac{U(P, Q)}{V(P, Q)} \quad (4.3)$$

Siguiendo el método de Ritz-Galerkin, P y Q pueden determinarse por las siguientes ecuaciones diferenciales.

$$\begin{aligned} \frac{\partial U(P, Q)}{\partial P} - k'^2 \frac{\partial V(P, Q)}{\partial P} &= 0 \\ \frac{\partial U(P, Q)}{\partial Q} - k'^2 \frac{\partial V(P, Q)}{\partial Q} &= 0 \end{aligned} \quad (4.4)$$

La ecuación (4.4) puede resultar en un conjunto de ecuaciones homogéneas que tienen soluciones no triviales, sólo si el determinante se hace cero. Los parámetros exactos del determinante dependen del tipo de alimentación y de la localización de las perturbaciones. En general puede expresarse así:

$$\det \begin{vmatrix} k^2 + q_1 - k'^2(1 + p_1) & q_{12} - k'^2 p_{12} \\ q_{12} - k'^2 p_{12} & k^2 + q_2 - k'^2(1 + p_2) \end{vmatrix} = 0 \quad (4.5)$$

Parche tipo A

Para los parches de tipo A, ϕ_a y ϕ_b son los dos modos degenerados normalizados TM_{100} y TM_{010} de un parche eléctricamente delgado, y pueden escribirse como:

$$\begin{aligned}\phi_a &= V_0 \sin(kx) \\ \phi_b &= V_0 \sin(ky)\end{aligned}\quad (4.6)$$

donde $V_0 = \sqrt{2}/a$, $k = \pi/a$, y a es el tamaño del parche. Usando (4.6) en (4.2), todos los demás parámetros de (4.5) pueden obtenerse a partir de (4.4) como:

$$\begin{aligned}q_1 &= q_2 = q_{12} = 0 \\ p_1 &= p_2 = 2\left(\frac{\Delta S}{S}\right) \\ p_{12} &= -2\left(\frac{\Delta S}{S}\right)\end{aligned}\quad (4.7)$$

Y ahora, sustituyendo (4.7) en (4.5), los nuevos autovalores k_a' y k_b' para los campos modales Φ_a y Φ_b pueden encontrarse como indica (4.8).

$$\begin{aligned}k_a'^2 &= k^2 \left(1 + 4\frac{\Delta S}{S}\right)^{-1} \\ k_b'^2 &= k^2\end{aligned}\quad (4.8)$$

Y a partir de éstos las nuevas frecuencias de resonancias de los modos Φ_a' y Φ_b' se obtienen como sigue:

$$\begin{aligned}f_a &= f_{0r} + \Delta f_a' = f_{0r} \left(1 - 2\frac{\Delta S}{S}\right) \\ f_b &= f_{0r} + \Delta f_b' = f_{0r}\end{aligned}\quad (4.9)$$

donde f_{0r} es la frecuencia de resonancia del parche cuadrado antes de la perturbación, y $\Delta f_a'$ y $\Delta f_b'$ son los cambios en las frecuencias de resonancias para los modos Φ_a' y Φ_b' después de la perturbación. Una vez que los nuevos autovalores k_a' y k_b' son determinados, los coeficientes de expansión P y Q pueden encontrarse a partir de las ecuaciones homogéneas originales y están dados por (4.10).

$$\begin{aligned}
 P_a &= -Q_a = \frac{1}{\sqrt{2}} \\
 P_b &= Q_b = \frac{1}{\sqrt{2}}
 \end{aligned}
 \tag{4.10}$$

Los modos ϕ_a' y ϕ_b' normalizados pueden ser escritos en forma cerrada usando la aproximación de primer orden de $k'_a \approx k'_b \approx k$ como vemos en (4.11)

$$\begin{aligned}
 \phi_a' &\approx \frac{V_0}{\sqrt{2}} (\sin(kx) - \sin(ky)) \\
 \phi_b' &\approx \frac{V_0}{\sqrt{2}} (\sin(kx) + \sin(ky))
 \end{aligned}
 \tag{4.11}$$

Los coeficientes de distribución de energía para ambos modos ϕ_a' y ϕ_b' después de la perturbación se definen como relaciones de transformación N_a' y N_b' los cuales están dados por

$$\begin{aligned}
 N_a' &\approx \frac{\sqrt{S}}{a} (\sin(kx) - \sin(ky)) \\
 N_b' &\approx \frac{\sqrt{S}}{a} (\sin(kx) + \sin(ky))
 \end{aligned}
 \tag{4.12}$$

Usando (4.6) y (4.12), el circuito equivalente después de la perturbación puede plantearse como se muestra en la figura 4.9. T_A' y T_B' representan los transformadores ideales con las relaciones de transformación N_a' y N_b' , respectivamente, mientras que V_i es el voltaje de entrada aplicado a el terminal (1-1'). Y_a y Y_b son las admitancias del entrada del parche, correspondientes a los modos ϕ_a' y ϕ_b' polarizados ortogonalmente. Las conductancias equivalentes G_a' y G_b' generalmente incluyen pérdidas por radiación, por dieléctrico y pérdidas por conductividad. Sin embargo las pérdidas por radiación será la principal contribución a las conductancias si es dominante en comparación con las otras pérdidas.

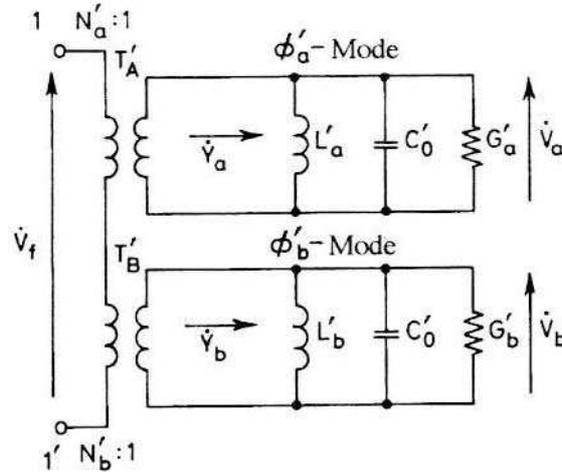


Figura 4.9. Circuito equivalente para una antena parche microstrip con perturbación.

Condición de radiación de polarización circular

Refiriéndonos al circuito equivalente en la figura 4.9., el cociente complejo de amplitud V_a/V_b en los dos modos ortogonales es dado por (4.13)

$$\left(\frac{\dot{V}_b}{\dot{V}_a}\right) = \left(\frac{N'_b}{N'_a}\right) \left(\frac{Y'_a}{Y'_b}\right) = \left(\frac{N'_b}{N'_a}\right) \frac{\left\{ \frac{f_a}{Q_0} + j \left(f - \frac{f_a^2}{f} \right) \right\}}{\left\{ \frac{f_b}{Q_0} + j \left(f - \frac{f_b^2}{f} \right) \right\}} \quad (4.13)$$

En (4.12) se asume, bajo una aproximación de primer orden, que los factores de calidad Q_{0a} y Q_{0b} de los dos modos ortogonales Φ'_a y Φ'_b son iguales a Q_0 . Para que el parche radie polarización circular se precisa que

$$\left(\frac{\dot{V}_b}{\dot{V}_a}\right) = \pm j \quad (4.14)$$

Ahora bien, si las relaciones de transformación N'_a y N'_b se eligen de forma que

$$\left(\frac{N'_b}{N'_a} \right) = \pm 1 \quad (4.15)$$

Entonces (4.13) se reduce a (4.16)

$$\left(\frac{\dot{V}_b}{\dot{V}_a} \right) = \pm \frac{\left\{ \frac{f_a}{Q_0} + j \left(f - \frac{f_a^2}{f} \right) \right\}}{\left\{ \frac{f_b}{Q_0} + j \left(f - \frac{f_b^2}{f} \right) \right\}} \quad (4.16)$$

A partir de (4.16), la frecuencia f y el segmento de perturbación $\Delta S/S$ pueden determinarse en términos de Q_0 de forma que la condición de radiación (4.14) se satisfaga. Esto permite conformar una relación entre $\Delta S/S$ y Q_0 , que puede ser expresado como

$$\frac{(Q_0^2 - 1)Q_0^2}{(2Q_0^2 - 1)} (M^2 + N^2) = MN \left\{ 1 + \frac{(2Q_0^2 - 1)MN}{(M^2 + N^2)} \right\} \quad (4.17)$$

donde $M=(1+m\Delta S/S)$, $N= (1+n\Delta S/S)$, y m y n son las constantes de $f_a=f_{0r}(1+m\Delta S/S)$ y $f_b=f_{0r}(1+n\Delta S/S)$, las cuales se determinan de la fórmula estacionaria que se describió previamente.

Si el parche es de tipo A, $(N'_a/N'_b) = 1$ cuando el punto de alimentación F está en el eje x, y es igual a -1 cuando está en el eje Y. De todas formas, (4.15) se satisface situando la alimentación en uno u otro eje. A partir de las expresiones de f_a y f_b dadas en (4.9), las constantes $m=-2$ y $n=0$ son sustituidas en (4.17), para las cuales, después de varias simplificaciones, se obtiene la siguiente ecuación de diseño.

$$\left| \frac{\Delta S}{S} \right| = \frac{1}{2Q_0} \quad (4.18)$$

Es también interesante comentar que a partir de las curvas de resonancia de las admitancias de entrada Y'_a y Y'_b , la relación de cuadratura de fase puede lograrse

cuando su amplitud ha caído a $1/\sqrt{2}$ del valor máximo, que ocurre cuando $\Delta f_1 = f_{0r}/2Q_0$. De (4.9), esto es aproximadamente a la mitad del desplazamiento de la frecuencia entre f_a' y f_b' , el cual es $|\Delta S/S|f_{0r}$. De todas formas, igualando Δf_1 a $|\Delta S/S|f_{0r}$, se llega a la misma expresión que en (4.18).

4.3. Substrato utilizado

En el apartado 3.2.1. del capítulo 3 se comentaron algunas consideraciones que debemos tener en cuenta para la elección de un substrato u otro. A modo de resumen, se indicó que para la mejorar la radiación es conveniente el uso de substratos gruesos con bajas pérdidas y constantes dieléctricas relativamente bajas, por debajo de $\epsilon_r=2.55$, aunque en determinados casos puede que no convenga.

Sin embargo, usaremos el EpoxyGlass (fibra de vidrio) o también conocido como FR4, cuyas características describimos en la tabla 4.1. En nuestro caso la elección del substrato a utilizar se justifica por las siguientes razones. En primer lugar, al presentar una constante dieléctrica intermedia (aprox. 4.4), se logra una reducción de las dimensiones de la antena, teniendo en cuenta que la frecuencia objetivo se encuentra en banda L, aunque a costa de que el ancho de banda resulte más estrecho; en segundo lugar, se trata de un substrato de bajo coste y de fácil distribución comercial; por último, se trata del substrato disponible en el laboratorio de radiocomunicación de la Universidad de Sevilla, presentando un aspecto robusto, especialmente adecuado para su uso en aplicaciones docentes.

Epoxy/Glass FR4				
Constante dieléctrica	ϵ_r	4.4	Metalizaciones	Cobre
Permeabilidad	μ	≈ 1	Conductividad	σ 5.8×10^7
Tangente de pérdidas	$\text{Tan } \delta$	0.01	Espesor de metalización	t 0.035mm
Espesor	h	1.5mm		

Tabla 4.1. Características técnicas de interés del substrato FR4

4.4. Cálculo de las dimensiones de la antena

Para que nuestra antena tenga polarización circular necesitamos lo siguiente:

- Que las dos componentes transversales del campo tengan igual magnitud.
- Que las dos componentes transversales del campo tengan un desfase de 90° , donde el signo del desfase determinará el sentido de giro de la polarización.

Según hemos estudiado en el apartado anterior, y teniendo en cuenta que nuestra antena propuesta se corresponde con un parche tipo A, tenemos las siguientes expresiones para las frecuencias de los submodos f_a y f_b , como ya advertimos en (4.9).

$$\begin{aligned} f_a &= f_{0r} \left(1 - 2 \frac{\Delta S}{S} \right) \\ f_b &= f_{0r} \end{aligned} \quad (4.19)$$

Atendiendo al principio de superposición, el campo total generado será la composición de los campos generados por cada uno de los submodos. De esta forma, podemos hablar que en términos de amplitud y fase, los submodos generarían sendas respuestas como vemos en la figura 4.10.

Aplicando el principio de superposición para magnitud y fase, y según se propone al final del apartado 4.2, aproximamos la frecuencia central de resonancia como la media aritmética de las frecuencias f_a y f_b correspondientes a ambos modos. De esta forma, podemos escribir la expresión (4.20) para la frecuencia central, donde f_{0r} es la frecuencia de resonancia del parche sin perturbar (parche cuadrado básico).

$$f_c = \frac{f_a + f_b}{2} = f_{0r} \left(1 - \frac{\Delta S}{S} \right) \quad (4.20)$$

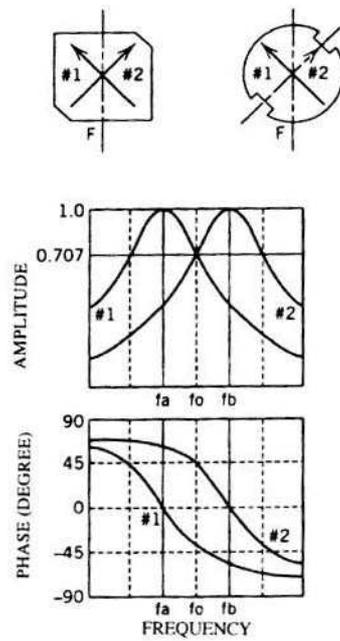


Figura 4.10. Amplitud y fase de los modos ortogonales para APCP alimentadas por un solo punto

Por otra parte, en el apartado 4.2. vimos otro resultado importante: la relación entre las proporciones de perturbación y el factor de calidad Q_0 de la antena sin perturbar. Rescribiremos esta expresión:

$$\left| \frac{\Delta S}{S} \right| = \frac{1}{2Q_0} \quad (4.21)$$

Si sustituimos (4.19) en (4.20) obtenemos:

$$f_c = f_{0r} \left(1 - \frac{1}{2Q_0} \right) \quad (4.22)$$

Como apreciamos en la figura 4.10., para que el parche perturbado resuene a la frecuencia f_c , necesitamos que la frecuencia de resonancia f_{0r} del parche sin perturbar sea mayor. Es decir, el efecto de la perturbación disminuye la frecuencia de resonancia, justamente en la cantidad $\Delta S/S$.

Por otra parte, considerando el parche como cavidad resonante, según vimos en el modelo de cavidad de un parche rectangular microstrip, la resonancia se consigue cuando la longitud del parche es de media longitud de onda aproximadamente. Queremos saber por tanto qué longitud, y por tanto anchura al ser un parche cuadrado, hemos de proporcionar a nuestra APCP. Para hacer esto consideraremos la longitud de una antena sin perturbar que resuene a f_b , puesto que como ya vimos, la perturbación disminuye un poco la frecuencia de resonancia.

$$L = \frac{\lambda_{0r}}{2} = \frac{c}{2f_{0r}\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.23)$$

Una vez presentadas todas las expresiones útiles, el procedimiento para resolver el problema del dimensionamiento de la antena pasa por lo siguiente.

- Fijar f_c a la frecuencia de interés. En nuestro caso: $f_c = 1575.42$ MHz
- Obtener la Q_0 de un parche cuadrado sin perturbar a esa frecuencia f_c , teniendo en cuenta el sustrato donde se monta.
- Resolver la ecuación (4.22), determinando el valor de f_{0r} .
- Encontrar la longitud L de un parche sin perturbar que resuene a $f_{0r} > f_c$, utilizando la expresión (4.23) y el resultado obtenido de (4.22).
- Resolver la siguiente ecuación (4.24), que determina las proporciones de perturbación, y podemos encontrar el valor de C (cateto de la esquina).

$$\frac{\Delta S}{S} = \frac{C^2}{L^2} = \frac{1}{2Q_0} \quad (4.24)$$

Llegados a este punto, vemos que el dimensionamiento es posible obtenerlo a partir de la frecuencia a la que queremos sintonizar, y a partir de Q_0 . Lo primero es un valor de diseño fijo, y lo segundo depende directamente del tipo de sustrato a utilizar, de las metalizaciones, etc.

De una forma teórica, el factor de calidad Q_0 podemos determinarlo a partir del modelo de cavidad que expusimos en el apartado 3.1.2. del capítulo 3. Así, para el

cálculo de este factor de calidad de la antena hemos usado el programa PATCHD de la referencia [12], que implementa el modelo de cavidad citado. La ejecución del programa da como salida lo siguiente:

PATCHD.V50 06-19-2007-06-1922:04:36

SUBSTRATE HEIGHT = 0.1500cm
SUBSTRATE RELATIVE DIELECTRIC CONSTANT = 4.40
SUBSTRATE LOSS TANGENT = 0.0100
CONDUCTOR RELATIVE CONDUCTIVITY = 1.000 (*respecto al cobre)
PATCH LENGTH = 4.491cm
PATCH WIDTH = 4.491cm.
FEED LOCATION = 0.000 cm
FRECUENCY = 1.575 GHz

INPUT RESISTANCE = 206.79 Ohms
PATCH TOTAL Q = 53.602
RADIATION EFFICIENCY = 93.61 %
OVERALL EFFICIENCY = 37.86%
PATCH BANDWIDTH = 1.32%
FOR A 2.01: SWR

Considerando esos valores para $Q_0 = 53.602$, y $f_c = 1.57542\text{GHz}$, las dimensiones teóricas de la antena son las siguientes:

$$L = \frac{\lambda_{0r}}{2} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{f_{0r}} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{f_c} \left(1 - \frac{1}{2Q_0}\right) = 44.98 \text{ cm} \quad (4.25)$$

$$C = \frac{L}{\sqrt{2Q_0}} = 4.34 \text{ cm} \quad (4.26)$$

4.5. Selección del tipo de alimentación

La elección de un tipo de alimentador u otro radica en maximizar la eficiencia en la transferencia de potencia entre la estructura de alimentador y la de radiación, no es más que buscar una adaptación de impedancias, evitando también radiaciones espúreas. Una característica importante que debemos considerar es intentar separar físicamente ambas estructuras, evitando soldaduras, pines, etc.

De entre todos los tipos de alimentación expuestos en el capítulo 2, podemos pensar primeramente en un alimentador por línea microstrip ya sea conectado al borde radiante o mediante un acoplo.

Esta elección puede ser acertada debido a la facilidad de fabricación, ya que ambas se diseñan y se fabrican conjuntamente en la placa de circuito impreso, sin embargo tiene el problema de adaptación de impedancias. Por ejemplo, si consideramos una línea conectada al borde radiante, esto se solucionaría bien usando un transformador de impedancias, o bien mediante la introducción del alimentador una cierta distancia x_f . Sin embargo el uso de este tipo de alimentador hace aumentar las radiaciones espurias.

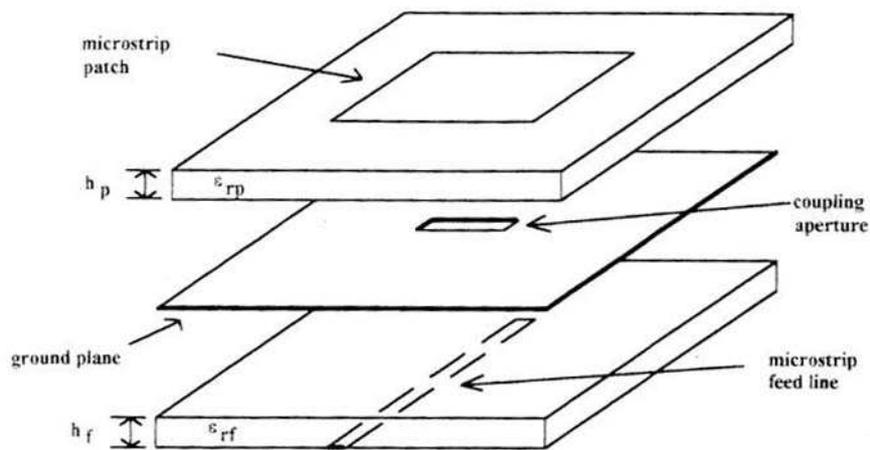


Figura 4.11. Capas de un parche microstrip acoplado por abertura.

Escogeremos una técnica de alimentación más avanzada, concretamente una alimentación acoplada por abertura, como observamos en la figura 4.11.

Una desventaja de esta técnica es la mayor complejidad de diseño, y de fabricación, debido a que no es posible construirse bajo la misma placa de circuito impreso, sino en dos placas distintas, y la abertura debe ajustarse a una posición específica por debajo del parche. Otra “desventaja” de esta técnica es la presumible aparición de lóbulos de radiación hacia detrás. Sin embargo, puede no ser tal desventaja, teniendo en cuenta el objetivo de omnidireccionalidad que debe tener la antena.

Como ventajas, obtenemos por una parte la separación física del alimentador y del parche, pudiendo optimizar la alimentación y la radiación por separado; por ejemplo, se podría elegir convenientemente los substratos, aunque no aplica en nuestro caso, de forma que tengamos una alga constante dieléctrica para el alimentador reduciendo el tamaño del circuito, y una constante dieléctrica baja para el parche, aumentando el ancho de banda y las pérdidas por excitación de ondas de superficie. Por otra parte, el plano de tierra apantalla las radiaciones espúreas del alimentador, mejorando la pureza de la polarización. Además, la separación física entre ambos substratos nos permite reconfigurar la polarización: podremos rotar manualmente el parche, y conmutar la polarización circular a derechas o a izquierdas según convenga. Esto ocurre debido a que según vimos en la figura 4.6, quien define el sentido de la polarización en parches tipo A, es la localización del alimentador (eje X o eje Y).

En la figura 4.11 se presenta una abertura rectangular, y un parche cuadrado básico. Para poder configurar el alimentador, se presenta la figura 4.12, donde podemos observar cómo podemos variar la forma de la abertura (W_a , L_a) y la longitud L_s del stub que forma la línea de transmisión al prolongarse más allá de la abertura. La abertura, por norma general se sitúa en el centro del parche, y la línea de alimentación en la dimensión resonante del parche, siendo ésta más estrecha que la abertura. El circuito equivalente de esta abertura podemos verlo en la figura 2.23. Con respecto a este tipo de alimentador cabe destacar:

- La longitud del stub controla que la curva de impedancia se haga puramente real a la frecuencia dada.
- La longitud de la apertura controla el nivel de acoplamiento.
- El efecto de la anchura de la apertura es despreciable con respecto a los otros dos parámetros.
- El grosor del sustrato y la constante dieléctrica también afectan al acoplamiento.

El análisis de parches acoplados por apertura es algo muy complicado. Sin embargo, se han publicado tanto análisis de onda completa (full-wave analysis), como modelos de cavidad. Los resultados de estas publicaciones muestran un efecto negativo que es crítico para el diseño: un desplazamiento de la frecuencia de resonancia, dificultando la sintonización.

Se observa que el acoplo por apertura reduce la frecuencia de resonancia entre un 2% y un 4%. Por lo tanto, habrá que diseñar el parche para que opere a una frecuencia mayor. Esto equivale a reducir la longitud del parche.

Es decir, si partimos de un parche cuadrado básico y queremos dotar a la antena de polarización circular truncando sus esquinas, observamos una disminución de la frecuencia de resonancia con respecto al parche sin perturbar. En el apartado 4.4. obtuvimos unas dimensiones del parche para ajustar esta frecuencia central a la deseada. Sin embargo, la presencia del alimentador por apertura nos obliga una vez más a disminuir las dimensiones, debido al efecto de disminuir de nuevo la frecuencia de resonancia. Por lo tanto las expresiones (4.25) y (4.26) no serían válidas si usamos un alimentador acoplado. Este problema no lo resolveremos teóricamente sino que lo resolveremos mediante simulación. Pero sí sabemos que deberíamos de reducir ambas expresiones de L y C , guardando las relaciones pertinentes que definen la polarización circular.

Otro inconveniente que se nos presenta es la geometría de la abertura y su implicación en la polarización. Para obtener una polarización circular necesitamos excitar dos modos ortogonales, y por tanto debemos probar con otra geometría. En las referencias [23, 24] se propone el uso de una apertura en cruz para resolver este

problema, como muestra la figura 4.13. En la figura se observa que se corresponde a una estructura de parche tipo B, alimentándose desde una diagonal. Podemos observar los parámetros que define el alimentador: longitud del stub y la longitud y anchura de las aspas.

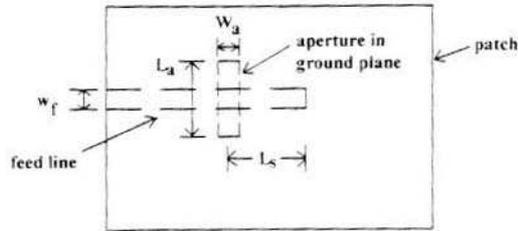


Figura 4.12. Relaciones entre el parche, la apertura y la línea de alimentación.

Equivalentemente, será posible construir una antena tipo A bajo las estructura de alimentación, como efectivamente diseñaremos en el capítulo siguiente.

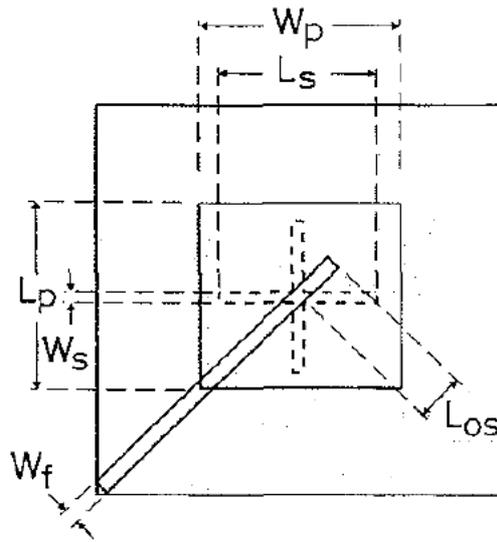


Figura 4.13. Antena Parche circularmente polarizada tipo B, acoplada por apertura en cruz.

En este capítulo hemos obtenido expresiones muy interesantes para el diseño de un modelo de antena prototipo, además de una serie de medidas de partida. Por lo tanto estamos preparados para afrontar un diseño asistido por simulación que optimicen las dimensiones de la antena para cumplir con las especificaciones.

Capítulo 5.

Diseño de la antena asistido por ordenador

5.1. Software de CAD utilizado: Advanced Design System (ADS)

Para el diseño de la antena y su posterior estudio mediante simulación, nos hemos apoyado en un software de diseño asistido por ordenador (CAD, Computer Aided Design). En concreto, hemos utilizado “Advanced Design System 2003A” (en lo sucesivo ADS), desarrollado por la división *Agilent EEsos EDA*, perteneciente a la empresa Agilent Technologies.

5.1.1. Características

ADS proporciona un entorno de diseño integrado, enfocado a aplicaciones de ingeniería electrónica, para el diseño de circuitos con tecnologías muy diversas. Es destacable su uso en la construcción de componentes para sistemas de comunicaciones móviles, redes inalámbricas, comunicaciones por satélite y sistemas radar, entre otros.

ADS nos apoya en todos los pasos de un proceso de diseño, proporcionando diferentes herramientas software para definir y estudiar los circuitos y componentes

Capítulo 5: Diseño de la antena asistido por ordenador.

desde varios enfoques: esquemático, layout (vista física), y simulación de los circuitos y de los campos electromagnéticos que se generan. Así, ADS es un completo programa de diseño que permite caracterizar completamente un diseño en radiofrecuencia y optimizarlo.

ADS emplea lo que se denomina “proyecto” para organizar y almacenar los datos generados cuando se crean, simulan y se analizan diseños. Un proyecto incluye circuitos, layouts, resultados de simulación e información de salida. En la figura 5.1. se muestra la ventana principal que aparece cuando se arranca el programa, donde se pueden crear y abrir proyectos, observándose la estructura de carpetas de un proyecto.

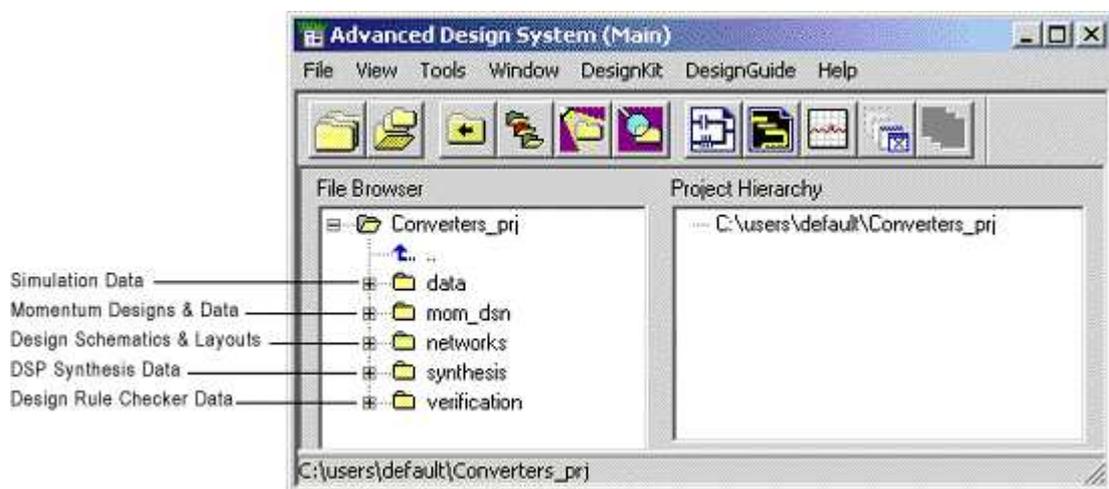


Figura 5.1. Ventana principal de ADS

ADS utiliza “diseños” para almacenar la información de un esquema y de un layout asociado. Un diseño puede consistir en un simple esquemático o layout, o puede consistir en varios esquemáticos y layouts embebidos como subredes. Todos los diseños se muestran y se abren directamente a partir de la ventana principal o de la ventana de diseño. En la ventana de diseño es posible:

- Crear y modificar layouts y esquemáticos.
- Añadir variables y ecuaciones
- Emplazar y configurar componentes, formas y controladores de simulación.

- Especificar capas y preferencias de visualización.
- Incluir anotaciones usando imágenes y textos.
- Generar layouts a partir de esquemáticos y viceversa.

El proceso básico de crear un diseño o layout es el mostrado en la figura 5.2.

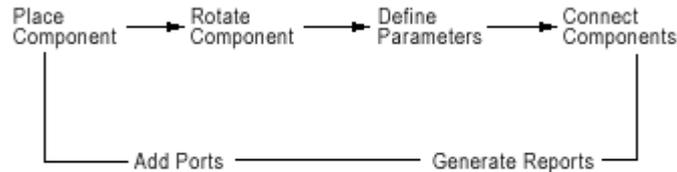


Figura 5.2. Diagrama de flujo de trabajo con ADS

5.1.2. Herramientas empleadas.

A continuación describiremos brevemente cada una de las herramientas que incorpora ADS y que hemos utilizado en el diseño de la antena. Para obtener una mayor información, es recomendable la lectura de la documentación incluida con el software [21], en la que se explican con todo grado de detalle las diversas funcionalidades que presentan dichas herramientas y la forma de utilizarlas.

A. Esquemático.

En el esquemático se pretende diseñar un circuito a través de un diagrama de bloques, representando cada bloque a un elemento determinado. Estos elementos son configurables mediante la asignación de sus parámetros característicos.

Para construir el diagrama o esquema, existen una serie de herramientas visuales que permiten mover, copiar, rotar, etc dichos componentes, además de interconectarlos mediante sus pines.

Además de componentes que representan elementos circuitales, existen otra serie de bloques para poder identificar otros elementos significativos, como pueden ser

en nuestro caso la elección de un sustrato, o la definición de una determinada variable.

La ventana del esquemático se muestra en la figura 5.3. Para poder seleccionar un componente determinado, debemos acudir a la librería de componentes y seleccionar una, para que se carguen los componentes adecuados en la paleta de componentes de la izquierda.

La barra de tareas presentan diversas funcionalidades como rotaciones de elementos, definir puertos, poner un pin a tierra, hacer zoom, etc.

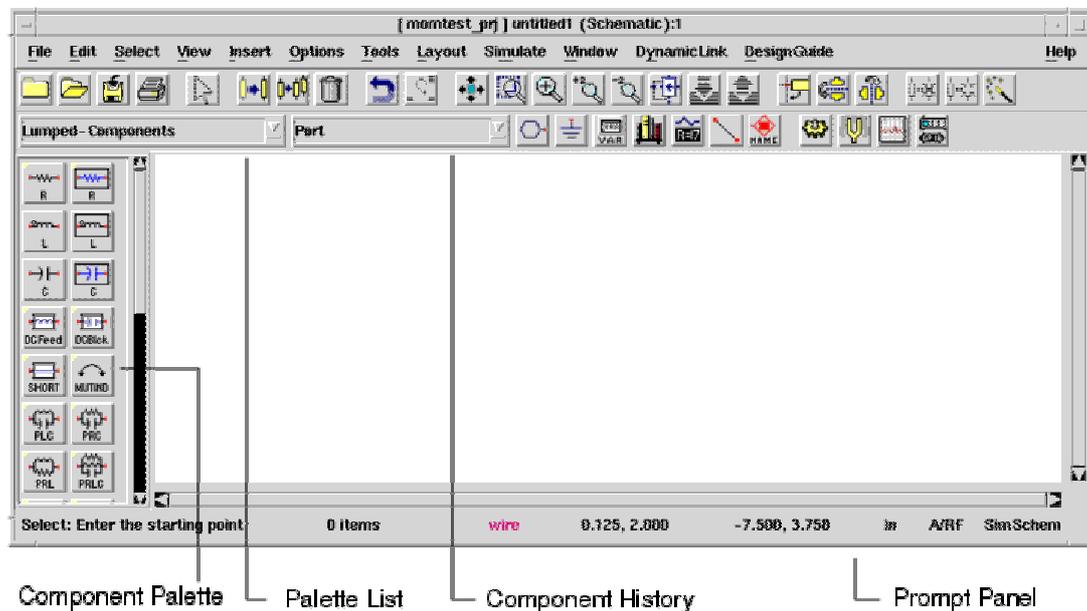


Figura 5.3. Ventana de esquemático

Una característica importante de la representación en esquemático es la versatilidad a la hora de generar un layout, pudiendo definir los parámetros de los elementos a partir de variables, y utilizando la opción *Layout>Generate/Update layout*.

B. Layout

Se puede realizar un determinado diseño a partir de un esquemático y construir a partir de éste el layout. También es posible o trabajar directamente en el layout.

Capítulo 5: Diseño de la antena asistido por ordenador.

Para poder utilizar el layout es de vital importancia definir correctamente el sistema de capas del layout, pudiendo realizar diseños con más de una capa de sustrato y varias capas de metalización. En la figura 5.4. presentamos una vista de dicha ventana.

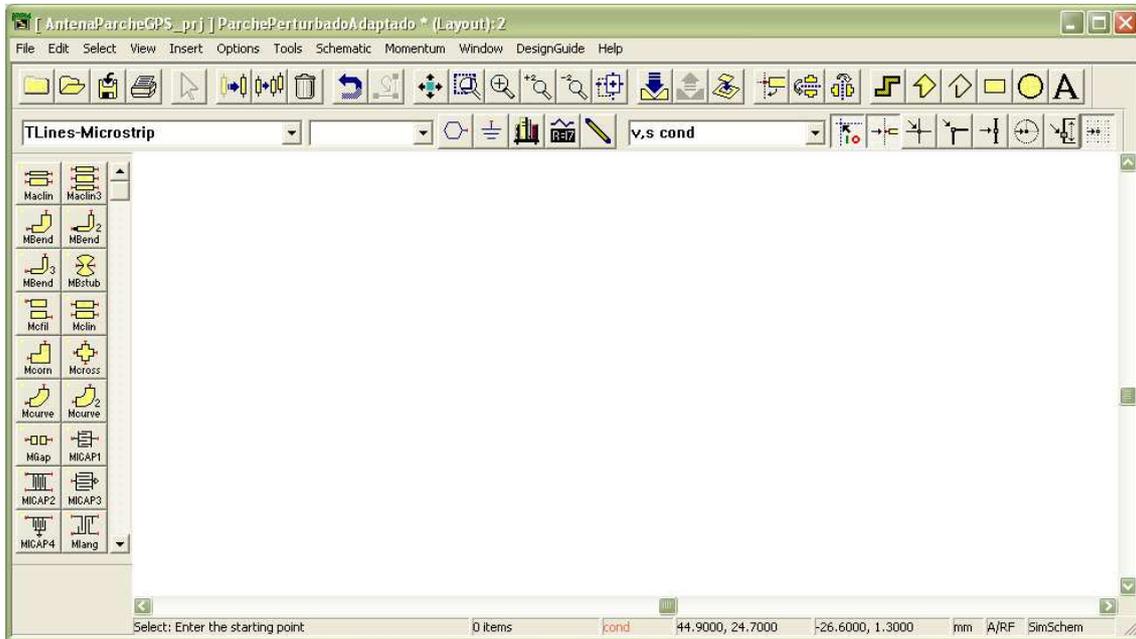


Figura 5.4. Ventana del editor de layouts en ADS

En el layout también es posible encontrar los mismos componentes de las librerías del esquemático. La única diferencia es que en este caso se representa físicamente el elemento, en lugar de un bloque representativo. Cuando se pretende colocar un elemento en el layout, habrá que definir los parámetros característicos, al igual que ocurría en el esquemático.

Además de los componentes accesibles, es posible definir formas geométricas en la estructura de capas del layout, como metalizaciones, agujeros, etc. mediante una serie herramientas gráficas.

C. Momentum.

Una vez obtenido el layout, en dicha ventana se ofrece un menú llamado Momentum, el cual implementa el método de los momentos para obtener resultados de simulación. Para utilizar esta herramienta, es necesario indicar las capas de sustrato y las metalizaciones que utiliza el diseño. Esto se hace mediante la ventana de diálogo *Momentum>Substrate>Create/Modify Substrate*, tal como vemos en la figura 5.5. Aquí debemos indicar de cada capa dieléctrica su permitividad y permeabilidad; y de las metalizaciones, su posición con respecto a los dieléctricos y su conductividad.

Una vez definido el sustrato debemos de obtener las funciones de Green para un determinado rango de frecuencias de diseño.

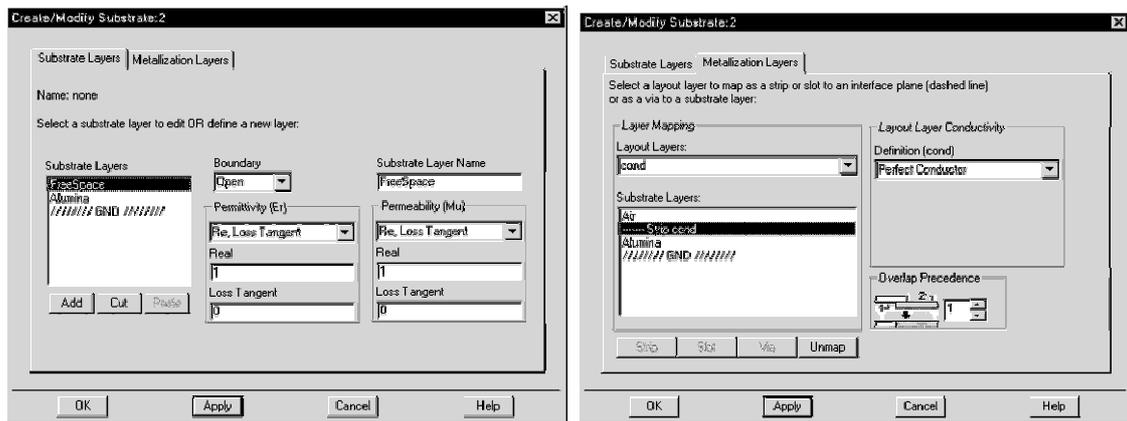


Figura 5.5. Definición del sustrato: dieléctricos y metalizaciones

A continuación y tras haber definido una mallado, se obtiene la simulación de los parámetros S del prototipo. La figura 5.6. presenta la ventana de diálogo de simulación, donde se configura el plan de frecuencia a seguir (un solo punto, lineal o adaptativo), definiéndose el rango de frecuencias y tamaño o frecuencia de paso.

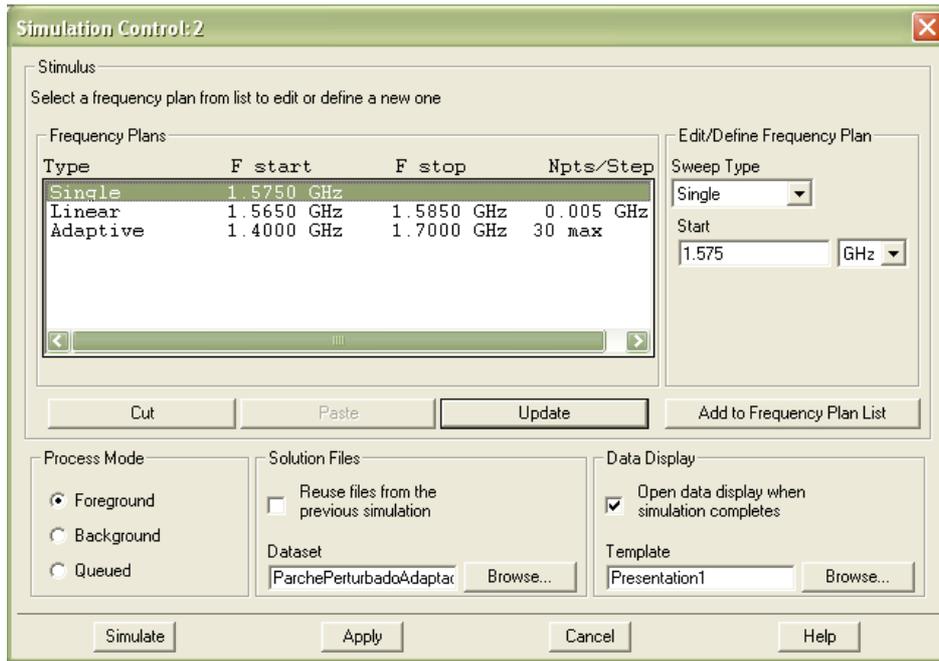


Figura 5.6. Cuadro de diálogo de la simulación de parámetros S de Momentum.

Al concluir la simulación se generarán una serie de datos que podremos visualizar: gráficas de magnitud y fase, gráficas de parte real y parte compleja, carta de Smith, listados, etc., tal y como mostraremos en los apartados siguientes de este capítulo.

A partir de los resultados arrojados por la simulación, es posible definir una optimización del layout, facilitando una importantísima labor al diseñador. Para usar el optimizador es necesario definir una serie de variables susceptibles de ser modificadas (dimensiones optimizables), y una serie de objetivos de optimización, como muestra la figura 5.7.

Una vez simulados los parámetros S, Momentum dispone de un módulo para calcular los campos radiados en 2-D, obteniendo gráficas sobre el patrón de radiación, relación axial de los campos, componentes copolares y contrapolares, etc. También dispone de otro módulo para representar los campos en 3-D, lo cual resulta muy intuitivo. Este módulo dispone además de la presentación de parámetros de radiación de los modelos simulados: ganancia, directividad, potencia radiada, eficiencia, ancho

Capítulo 5: Diseño de la antena asistido por ordenador.

de haz, etc. En la figura 5.8. presentamos una agrupación de todas estas visualizaciones.

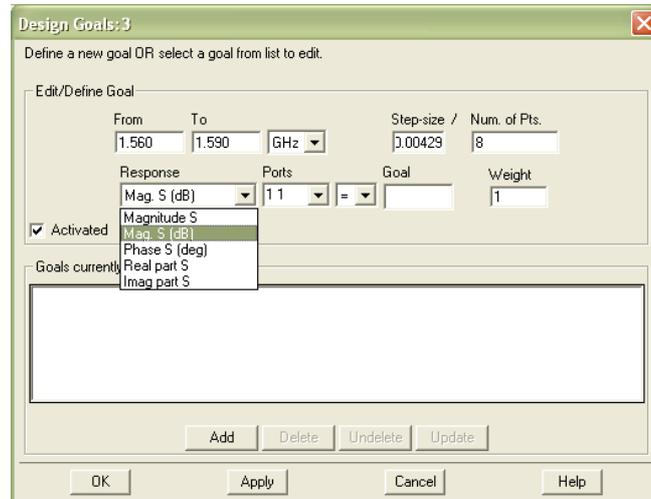


Figura 5.7. Cuadro de diálogo de objetivos de optimización.

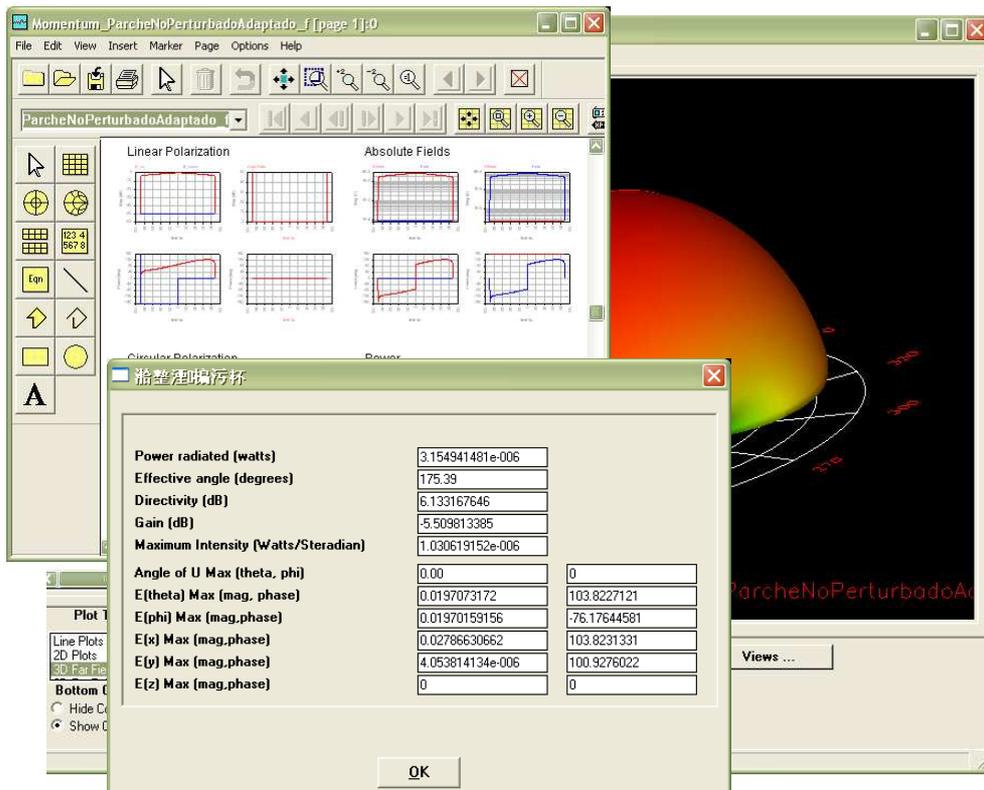


Figura 5.8. Figuras de visualización de resultados para la simulación del patrón de radiación.

D. LineCalc.

LineCalc es una herramienta incorporada a ADS. Con esta herramienta es posible determinar las características físicas de una determinada tecnología de transmisión por ondas guiadas. Entre estas tecnologías podemos citar: guías de ondas, líneas de transmisión conveccionales, microstrip, stripline, coplanar, slot line, etc. En el caso microstrip, facilita el cálculo de la impedancia característica y longitud eléctrica de una determinada sección de línea de transmisión a partir de la definición del ancho de tira W y del largo L ; o viceversa. Basta simplemente con configurar el substrato donde se monta la línea. La figura 5.9. muestra la ventana de la herramienta.

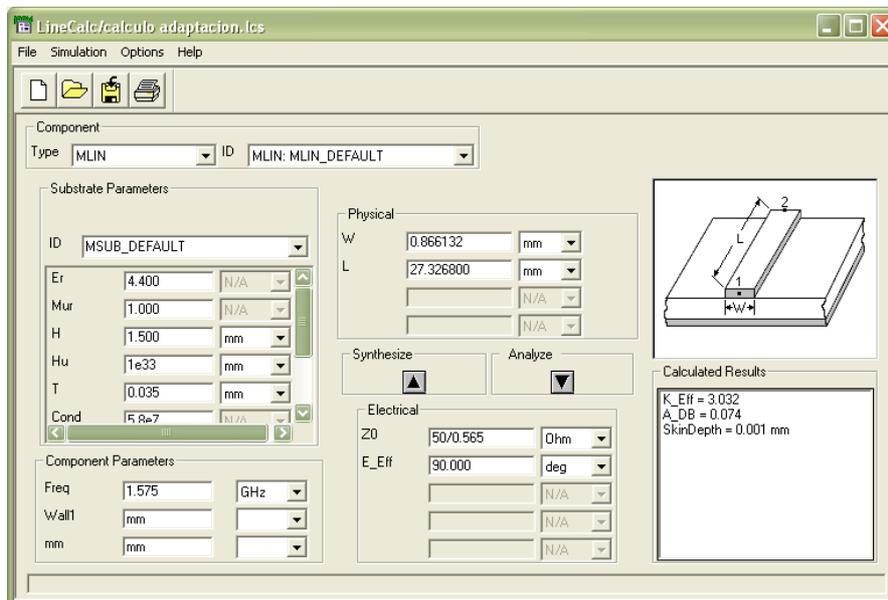


Figura 5.9. LineCalc

5.2. Metodología de diseño.

Para lograr un diseño óptimo con todas las especificaciones que se nos presentan, esto es dotar a la antena de una polarización circular y que esté adaptada

en frecuencia y en impedancia, realizaremos una serie de diseños previos, hasta lograr un prototipo final.

Partiremos de un prototipo básico, en el que se explicará con un poco de detalle su diseño. A partir de éste y sin caer en la repetitividad, se irán presentando prototipos cada vez más complejos y sus respectivos resultados intermedios, hasta dar con el definitivo que cumpla con todos los requisitos.

La presentación de todos estos modelos intermedios constará generalmente de cuatro fases: diseño del esquemático, generación del layout, simulación y resultados, y mejoras que dan paso a la construcción del siguiente prototipo. Para ello se usarán las herramientas previas que hemos descrito en el apartado anterior.

5.3. Prototipo A: Parche cuadrado básico sin alimentador.

El primer diseño corresponde a un parche cuadrado básico montado sobre el sustrato FR4, y que siempre usaremos en todos los diseños. La elección de este sustrato y sus características significativas las detallamos en el apartado 4.3 del capítulo 4; para las características concretamente nos remitimos a la tabla 4.1.

Esquemático.

Lo primero que presentamos es el esquemático del montaje (ver figura 5.10). Para ello usaremos la paleta de componentes microstrip incorporados al ADS. Los componentes utilizados son los siguientes:

- MSUB: Este componente representa el sustrato sobre el que se define la antena. Las características del sustrato son las correspondientes al EpoxyGlass (Fibra de vidrio, FR4), aunque podemos ver los parámetros fundamentales en la propia figura. Todos los demás componentes cuyo valor de "subst" sea igual a "Msub1" indican que están montados bajo ese sustrato.

- PORT: Identifica el puerto o lugar por donde se alimenta la antena. Consideraremos el puerto con una impedancia real de 50Ω . Como vemos, no se especifica ningún esquema de alimentación, pero para poder simular la antena es preciso alimentarla por algún punto.
- MLOC: Este componente representa un segmento de línea microstrip terminada a circuito abierto (stub). Es posible configurar dos parámetros: su anchura W y su longitud L . Por lo tanto este componente representa el parche cuadrado, al hacer $W=L$.
- VAR: Es un componente muy útil que se utiliza para definir una variable. A esta variable se le asigna un determinado valor y puede utilizarse en varios componentes a la vez, de forma que un cambio en el valor de la variable actualice todos los componentes. En este primer diseño utilizaremos la variable L . Por ser un parche cuadrado, representará tanto a la longitud del parche como a su anchura.

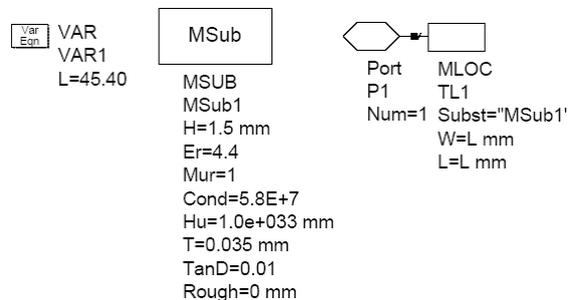


Figura 5.10. Esquemático de un parche cuadrado básico sin alimentador.

Como ya indicamos en los capítulos anteriores, la longitud es una dimensión fundamental a la hora del diseño de una antena parche, porque es la principal dimensión que sintoniza a la antena en frecuencia.

Para calcular la longitud que debemos tomar en este primer prototipo, tendremos en cuenta que la antena se comporta como un resonador en frecuencia, por lo tanto

debemos ajustar su longitud a la mitad de la longitud de onda en el medio dieléctrico. Por lo tanto, el valor se corresponde con el obtenido según la siguiente expresión aproximada, en la cual hemos aproximado la raíz de $\epsilon_{re}=4.12$ calculada según (2.5) por la de $\epsilon_r=4.4$.

$$L = \lambda/2 = \frac{c_0}{2f_c\sqrt{\epsilon_{re}}} \approx \frac{c_0}{2f_c\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 1,575 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{4,4}} = 45.40 \text{ mm} \quad (5.1)$$

Layout

Una vez hemos diseñado un esquemático de la antena, procederemos a generar su layout correspondiente, utilizando la opción *Layout > Generate/Update Layout* .

El layout generado podemos verlo en la figura 5.11, donde el componente TL1 correspondiente al parche se representa por el cuadrado de color cobrizo y el puerto P1 se representa con una flecha conectado al pin de TL1. Sólo se presenta la capa superior de metalización de la antena, que se supone montada sobre un sustrato y plano de masa infinitos.

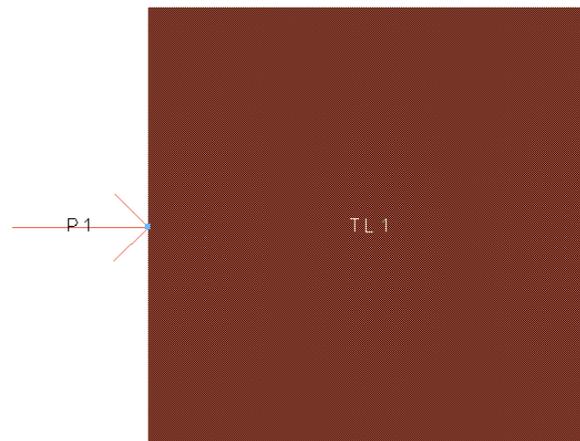


Figura 5.11: Layout de parche cuadrado básico sin alimentador.

Para realizar la simulación del layout utilizaremos Momentum. Es de especial importancia comprobar que se han generado correctamente las capas de los

materiales que tenemos, tanto substratos como metalizaciones. Esto lo controlamos a través de la opción *Substrate>Create/Modify Substrate*.

El siguiente paso es permitir a la herramienta Momentum computar las funciones de Green de los substratos en un determinado rango de frecuencia, y construir el mallado con la opción *Mesh*. Todo esto lo utilizará Momentum para poder simular el comportamiento electromagnético del Layout.

Simulación y resultados.

Para poder simular los parámetros S de nuestra antena, utilizaremos la opción *Simulations >S-Parameters*. Definiremos tres aspectos fundamentales: rango de frecuencia, tipo de simulación, y la frecuencia o distancia de puntos frecuenciales intermedios. Se ha utilizado una simulación adaptativa con un rango de frecuencia comprendido desde 1.1GHz a 2GHz, y usando 25 puntos intermedios.

En el prototipo final discutiremos con mucho más detalle los resultados que nos arroja simulación, la interpretación que se les da, y también las posibilidades que nos ofrece el software. De momento, nos conformaremos con describir muy básicamente estos aspectos para poder comprender la evolución en los modelos.

Los resultados que arroja la simulación de este primer modelo se muestran en la figura 5.12.

En la figura 5.12 se comprueba cómo la antena se ajusta aproximadamente a la frecuencia propuesta (1.575GHz). Sin embargo, en la carta de Smith podemos observar que la antena no está adaptada, puesto que la curva no pasa por el centro de la carta, tal y como debería. A partir del coeficiente s_{11} , podemos determinar la impedancia en resonancia, obteniéndose aproximadamente 96.24Ω.

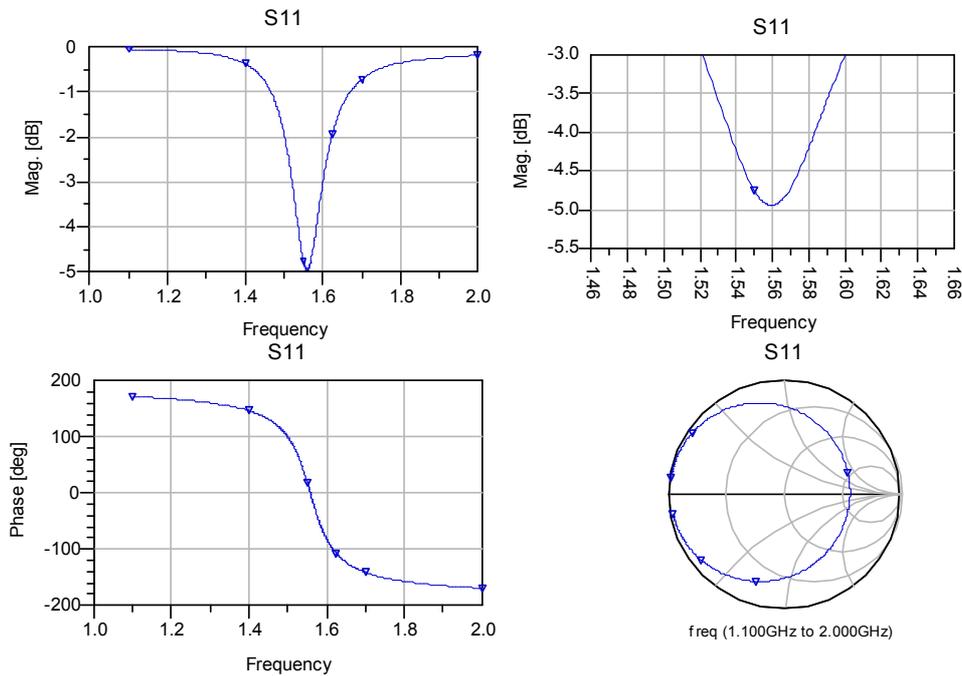


Figura 5.12 : Resultados de la simulación de una AP Linealmente Polarizada, sin adaptación en impedancia.

Una vez efectuada la simulación de los parámetros S, podemos usar el post-procesado que incorpora Momentum para obtener algunos parámetros de la antena, y su diagrama de radiación., podemos observar la tabla y en la figuras 5.13. y 5.14. Esto lo realizaremos a modo de ejemplo y con un fin ilustrativo, ya que la antena no está ni siquiera adaptada en impedancia.

Power radiated(watts)	0.0006746788739	
Effective angle(degrees)	170.75	
Directivity(dB)	6.249738767	
Gain(dB)	2.326635701	
Maximum Intensity (Watts/Steradian)	0.000226392025	
Angle of U Max (theta,phi)	0.00	0
E(theta) Max (mag,phase)	0.04316695938	94.47947304

Capítulo 5: Diseño de la antena asistido por ordenador.

E(phi) Max (mag,phase)	0.4107482375	-85.5203358
E(x) Max (mag,phase)	0.4130102916	94.47966112
E(y) Max (mag, phase)	4.398100538e-006	-83.66390474
E(z) Max (mag, phase)	0	0

Tabla 5.1.: Parámetros de radiación proporcionado por Momentum para el prototipo A.

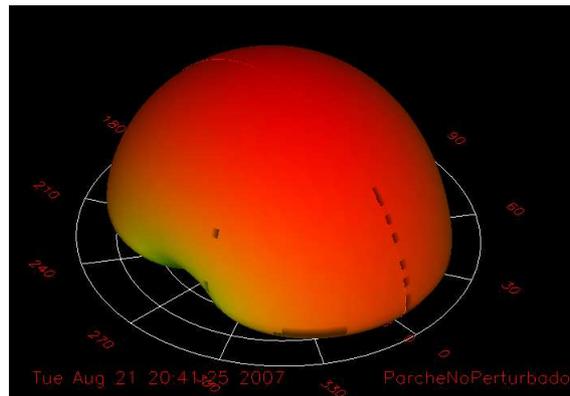


Figura 5.13. Visualización del diagrama del campo eléctrico del prototipo A en 3-D.

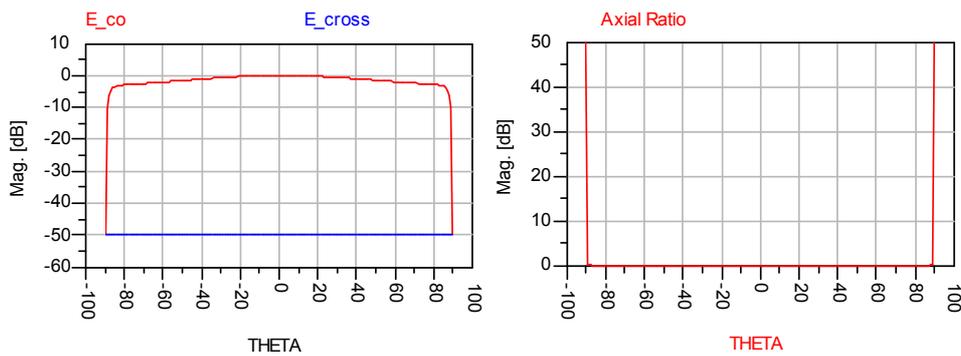


Figura 5.14: Representación de las componentes copolar y contrapolar, y la relación entre ambas para el prototipo A..

Análisis de resultados

Un aspecto muy a tener en cuenta en nuestro diseño es la polarización circular que necesitamos. Sin embargo, el prototipo no es capaz de ofrecernos esa característica.

Para obtener una polarización circular se necesita la misma magnitud en las componentes ortogonales del campo y una relación entre fases de 90°. Esto no sucede.

En la figura 5.14 observamos cómo una de las componentes ortogonales es prácticamente nula con respecto a la otra, lo que nos indica que estamos en un caso de polarización lineal. Hay que tener cuidado con esta figura, debido a que la gráfica de la derecha no representa la relación axial como tal, sino que representa cuánto de buena es la polarización lineal, es decir, 0dB indica que estamos en polarización lineal.

Además del problema de la polarización, la antena no está adaptada en impedancia. En los prototipos que veremos a continuación intentaremos resolver estos dos problemas por separado. En el prototipo B se tratará la adaptación de impedancia y en el C la polarización. De esta forma, en el prototipo D se unirán ambas propuestas para conformar una primera antena que cumpla ambas especificaciones.

5.4. Prototipo B: Parche cuadrado alimentado por un transformador en $\lambda/4$ de línea microstrip.

Para adaptar en impedancia la antena vamos a proponer una adaptación sencilla, optando por un transformador en $\lambda/4$ [22]. Este transformador consistirá básicamente en una línea de transmisión con una determinada impedancia de línea, de tal forma que a la entrada del conjunto Adaptador-Antena, la impedancia sea 50Ohm.

Capítulo 5: Diseño de la antena asistido por ordenador.

Para ser coherente con la tecnología, el transformador será fabricado mediante una línea microstrip. De acuerdo con la expresión (5.2) la impedancia de la línea que debemos usar para el transformador es el indicado en la siguiente expresión:

$$Z_t = \sqrt{Z_0 \cdot R_L} = \sqrt{Z_0^2 \cdot \left(\frac{1+s_{11}}{1-s_{11}} \right)} \approx \sqrt{50^2 \cdot \left(\frac{1+0,5}{1-0,5} \right)} = 86,6025 \Omega \quad (5.2)$$

donde Z_0 es 50Ohm y s_{11} podemos sacarlo de los resultados obtenidos del prototipo anterior, observando su valor a la frecuencia central.

Para el cálculo de las dimensiones de la línea microstrip sabiendo el valor de Z_t usaremos la herramienta LineCalc. Definimos el substrato y le pasamos como parámetros el valor de la impedancia Z_t y la longitud eléctrica correspondiente a $\lambda/4$. La aplicación arroja unas dimensiones de la línea tales como:

$$\begin{aligned} L_f &= 0.915846 \\ W_f &= 27.280300 \end{aligned} \quad (5.3)$$

Esquemático

A partir de la figura 5.15, podemos comprobar cómo la única variación con el modelo anterior se encuentra en la incorporación de un componente llamado MLIN. Este componente corresponde a una línea de transmisión microstrip, caracterizada por el substrato (el definido por el componente Msub1) y las dimensiones de la línea. En este caso y para nuestros propósitos, el componente MLIN es el transformador $\lambda/4$, cuya longitud y anchura se corresponde exactamente con los obtenidos en (5.2).

Layout

A partir del esquemático, se genera el layout de la figura 5.16.

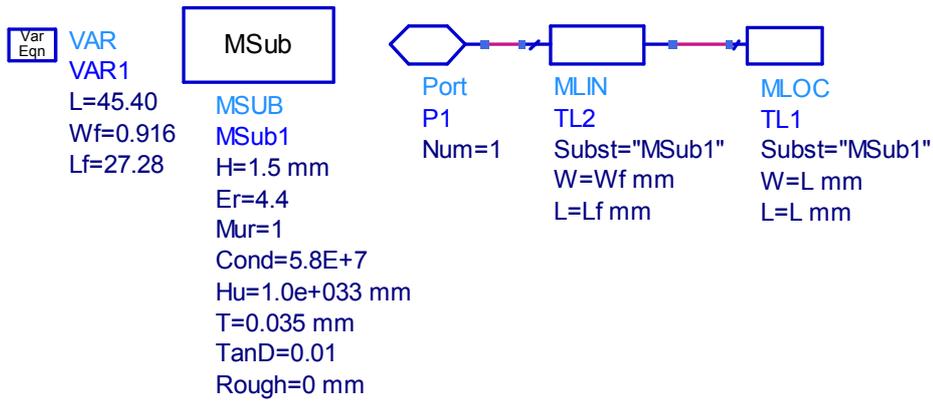


Figura 5.15. Esquemático de un parche cuadrado básico adaptado en impedancias mediante transformador en $\lambda/4$.

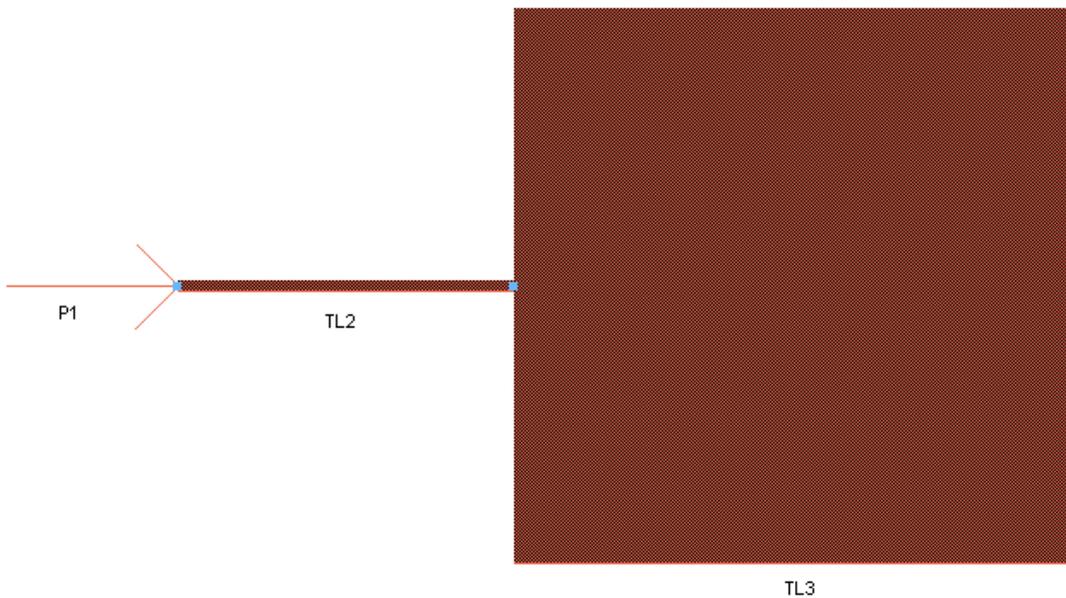


Figura 5.16. Layout de una parche cuadrado básico adaptado en impedancia mediante un transformador en $\lambda/4$.

Resultados de la simulación

Simulando el layout bajo las mismas condiciones de simulación que en el prototipo A, obtenemos las siguientes gráficas de la figura 5.17, donde ponemos de manifiesto la mejora en adaptación de impedancias.

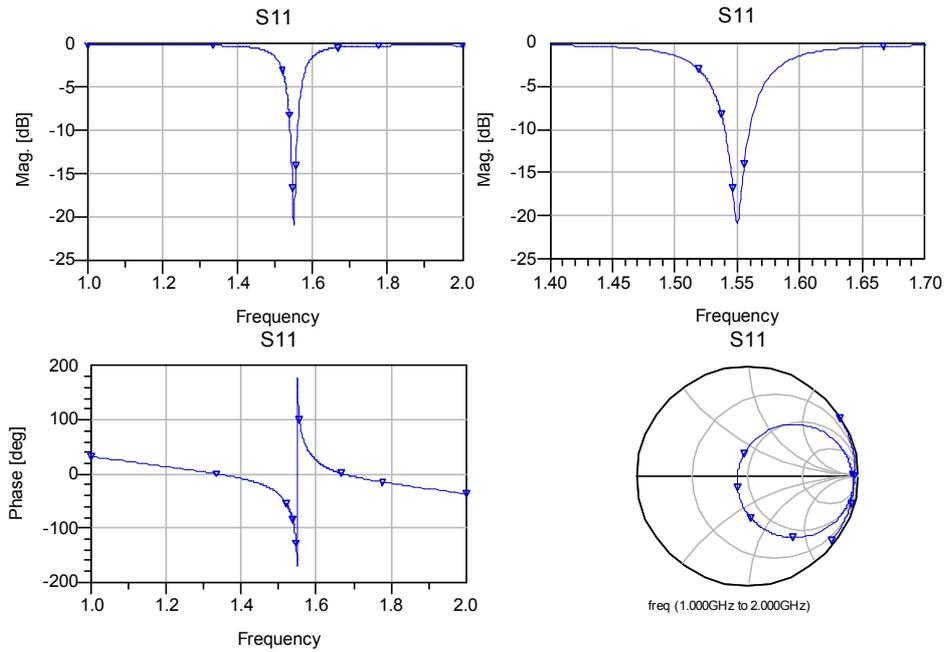


Figura 5.17. Resultados de la simulación para el prototipo B

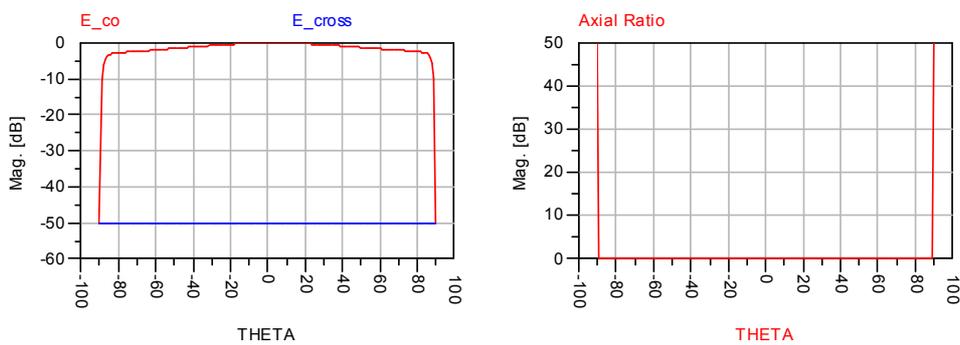


Figura 5.18: Estudio de los campos radiados y la polarización del prototipo B

Con respecto a la polarización, observando la gráfica de la figura 5.18, que representa un post-procesado de los campos radiados a la frecuencia de resonancia, podemos determinar que tenemos un caso de polarización lineal al igual que obtuvimos con el prototipo A.

Análisis de los resultados

Observando la figura 5.17, podemos comprobar que la frecuencia central se ha desplazado, por lo que los valores de entrada que hemos supuesto no están del todo optimizados.

Éste sería un buen objetivo a seguir si lo que queremos es optimizar un prototipo que no tuviera en cuenta la especificación de polarización circular, y sólo la adaptación en frecuencia y en impedancia. Por consiguiente, no le vamos a prestar mayor dedicación.

Este prototipo ilustra la mejora que introduce el transformador de $\lambda/4$ en el coeficiente S_{11} . Podemos observar que a la frecuencia de resonancia de este modelo (aprox. 1.55GHz), el coeficiente S_{11} cae a -20dB ; indicando que la reflexión de potencia hacia la alimentación es prácticamente nula, teniendo así buenas pérdidas por retorno. Esto mismo ocurrirá si la antena se optimiza para que su frecuencia central sea de 1.575GHz, que será efectivamente lo que haremos en el prototipo D. Por lo que respecta a la polarización, seguimos con polarización lineal, debido a que todavía no se le ha aplicado ninguna técnica para ello. Esto será lo próximo que hagamos.

5.5. **Prototipo C**: Parche cuadrado de esquinas truncadas con polarización circular a derechas, no adaptado en impedancia.

El prototipo C pretende ilustrar la técnica propuesta en el apartado 4.2.2. del capítulo 4 para obtener la polarización circular. En el apartado se ilustró la técnica de trincar las esquinas para imprimirle a la antena una polarización circular. El sentido de la polarización se mencionó que dependía de la situación de la alimentación con respecto a la de la antena.

En este prototipo se pretende sólo estudiar la polarización, mientras que la adaptación de impedancias la veremos conjuntamente en el prototipo D.

Esquemático

Para poder confeccionar un esquemático, y por tanto un layout, que se corresponda exactamente con la figura 4.7, hay que estudiar el layout de varios componentes que incorpora ADS. De esta forma, configurando bien los parámetros de éstos, lograremos formar la antena que deseamos.

En concreto, el esquemático que corresponde con este modelo lo podemos observar en la figura 5.19.

Este esquemático presenta algunos componentes nuevos, mediante los cuales ha sido posible la definición de unos “subpuertos” dentro del esquemático. De esta manera es posible construir el parche mediante la unión de esos subpuertos.

- Mcross: Corresponde a una unión cruzada, como podemos intuir observando su icono representativo.
- Mbend: Corresponde a una esquina. Dependiendo del si el valor del parámetro M es igual a 0.5 o a 0, construiremos una esquina truncada o sin trincar, respectivamente.

- Mtee: Corresponde a una unión en T. En nuestro caso, las Tees siempre se van a corresponder en el layout con un rectángulo impreso de lados C y $(L-2C)$.

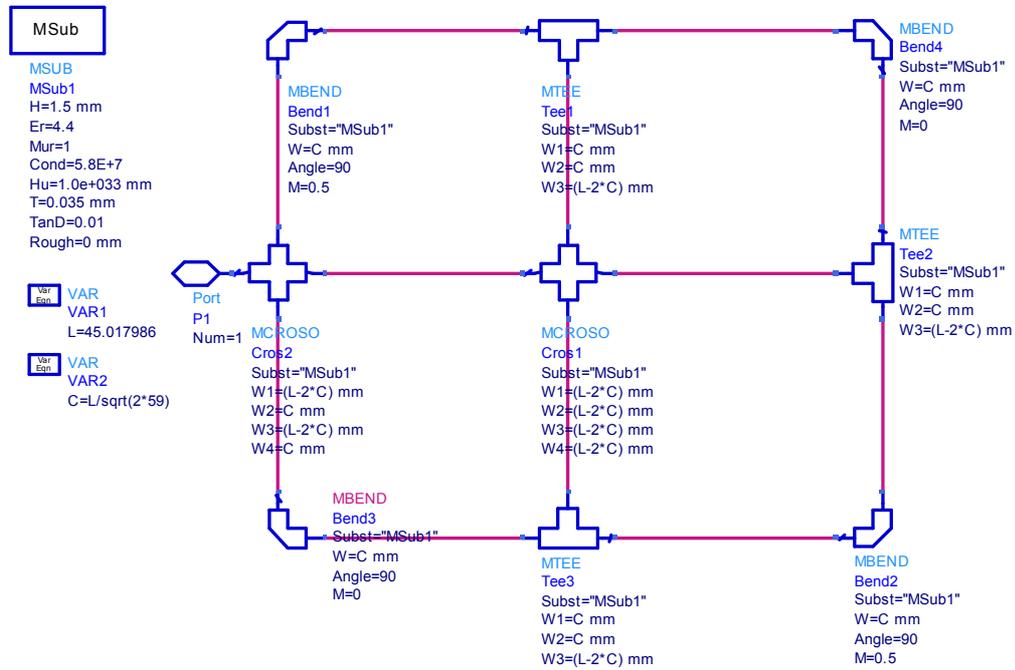


Figura 5.19. Esquemático del parche cuadrado con las esquinas truncadas (prototipo C).

Además de los componentes utilizados, hemos introducido como variables fundamentales aquéllas definidas en las expresiones (4.25) y (4.26). En concreto son los valores correspondientes a la longitud del parche (L) y el valor correspondiente al cateto del triángulo que se le recorta a cada esquina (C).

Los valores teóricos para obtener la polarización objetivo son $L=44.98\text{mm}$ y $C=4.34\text{mm}$. Sin embargo, en el esquemático hemos definido la relación existente entre L y C , como describe (4.24). De esta forma tenemos libertad de reelegir una nueva longitud del parche sin perder demasiado las relaciones de polarización circular.

También debemos destacar la posición de la alimentación. Si lo cambiásemos de eje, obtendríamos la polarización ortogonal, esto es, la polarización circular a izquierdas.

Layout

Una vez obtenido el esquemático, obtendremos su layout equivalente. Podemos verlo en la figura 5.20.

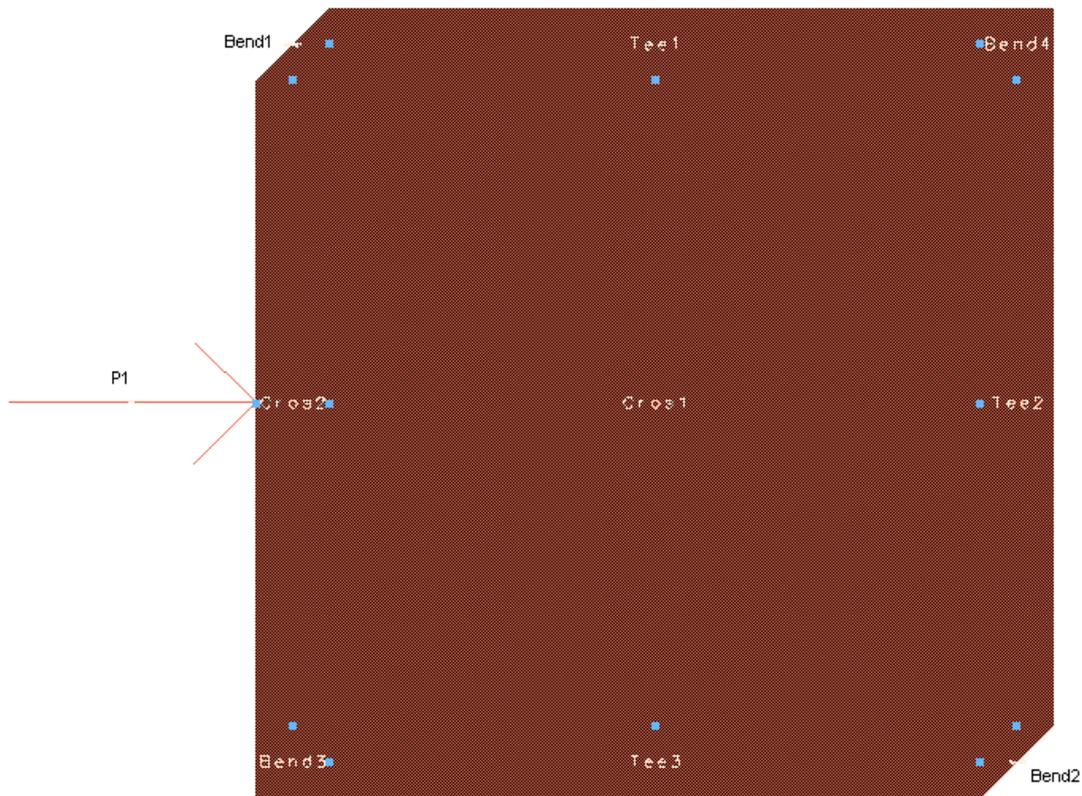


Figura 5.20: Layout del parche cuadrado de esquinas truncadas.

Podemos comprobar cómo el esquemático da lugar a un layout bien ajustado, definiendo como variable aquello que nos interesa, que no es más que los valores teóricos encontrados para la esquina y para la longitud del parche.

Simulación

Para el estudio de este prototipo, presentaremos conjuntamente una simulación adaptativa de 30 puntos, cuyo intervalo de frecuencia comprende de 1.4 a 1.8GHz,

con una simulación de un solo punto a la frecuencia de 1.575GHz, que es la que nos interesa para estudiar la polarización. El resultado se muestra en la figura 5.21.

Realmente lo que más nos interesa de este prototipo es el procesado de los campos electromagnéticos que radia, porque los parámetros S no nos dan información acerca de la polarización de la antena. Y más concretamente, nos interesa saber cuál es la relación axial y las componentes ortogonales del campo. Ver figura 5.22.

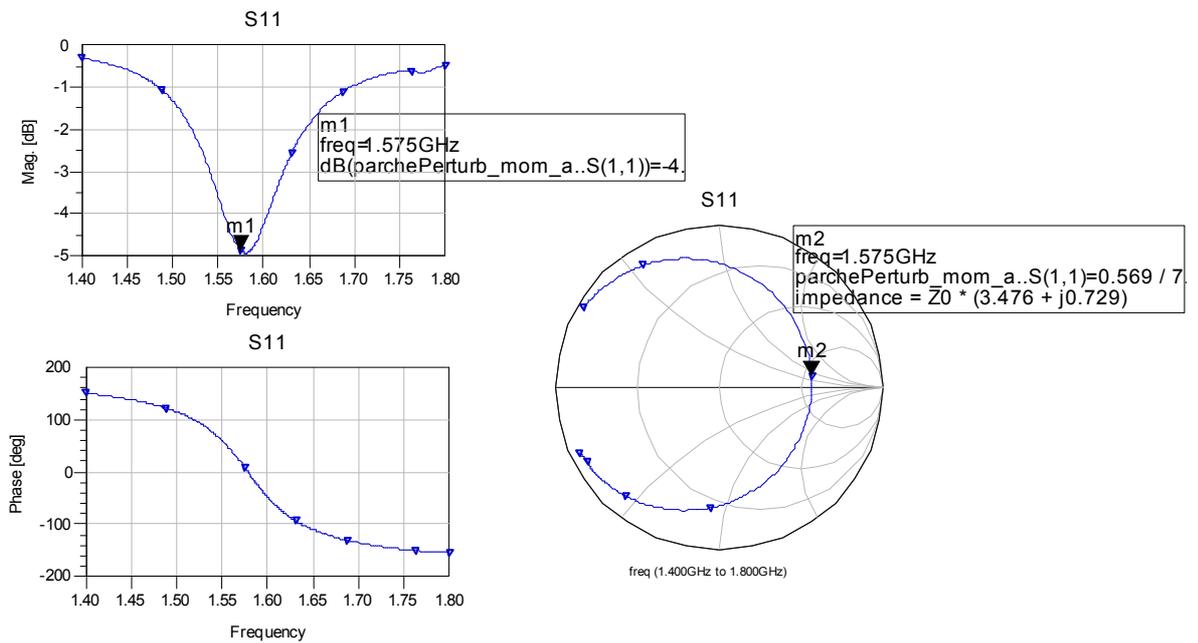


Figura 5.21: Simulación de los parámetros S del prototipo C

Análisis de los resultados

De los resultados de la simulación de los parámetros S, como vemos en la figura 5.21, se observa la adaptación de la frecuencia de resonancia a la deseada. Sin embargo, y como ya venimos anunciando, no está adaptada en impedancia puesto que las pérdidas de retorno son todavía altas.

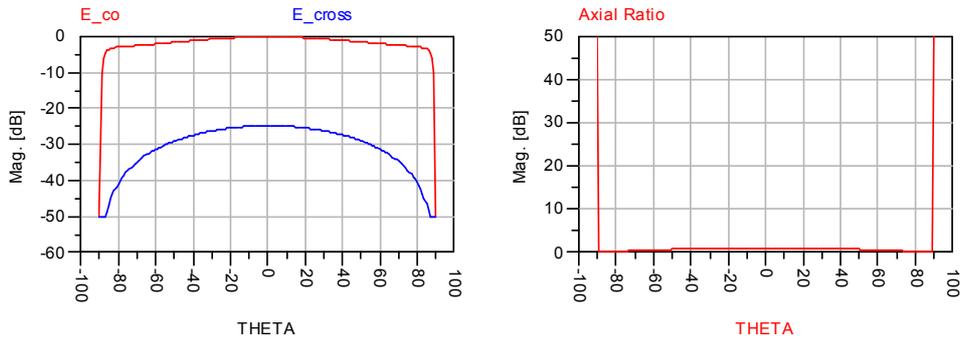


Figura 5.22: Componentes ortogonales del campo en polarización lineal del prototipo C

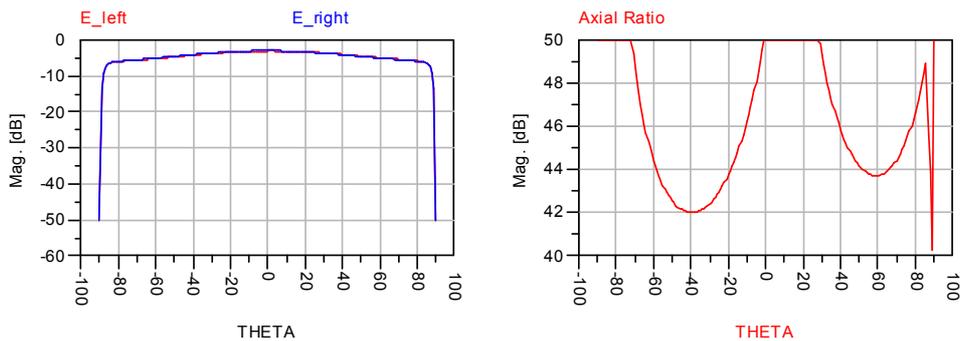


Figura 5.23: Componentes ortogonales del campo en polarización circular del prototipo C

Además no está polarizada circularmente como se podría esperar debido a que las componentes ortogonales del campo eléctrico no son idénticas. Su relación axial en polarización circular no da 0dB. Esto se debe principalmente a dos motivos: el primero es que la antena no está adaptada del todo a la frecuencia de 1.575GHz, porque la impedancia no es puramente real. Y lo segundo es que no basta sólo con aplicar la técnica de las esquinas truncadas, sino que debemos adaptar la antena en impedancias con la alimentación.

Nuestro siguiente paso es unir estos dos prototipos, para conformar uno que sí esté adaptado en impedancias y que efectivamente presente una polarización circular.

5.6. Prototipo D: Antena Parche Cuadrada de esquinas truncadas, CP a derechas y adaptada mediante un transformador en $\lambda/4$.

Una vez hemos compuesto y estudiado ambos prototipos por separado, es el momento de unirlos. En el prototipo que presentamos a continuación, usaremos la técnica de las esquinas truncadas según el prototipo C, y adaptaremos la antena siguiendo el prototipo B, usando un transformador en $\lambda/4$.

Del prototipo C, vamos a tomar el valor de la impedancia de entrada en el parche. Este valor es el que corresponde a la impedancia de carga vista desde el transformador. Esta impedancia de entrada será distinta a la del prototipo B, debido a que éste no presentaba esquinas truncadas. Por lo tanto, habrá un ligero cambio en cuanto a la impedancia del parche a la frecuencia de 1.575GHz. La adaptación se hará a 50Ω .

Vemos en la Figura 5.21, que la impedancia ($Z_L = 173.8 + j 36.45$) no es puramente real a 1.575GHz., y por tanto no está adaptada perfectamente a esa frecuencia de resonancia. Sin embargo, no vamos a optimizar el prototipo porque no será el definitivo.

Para el diseño de este prototipo D, tomaremos $Z_L = |Z_L|$ como valor de partida y mediante *LineCalc* calcularemos las dimensiones que ha de tener la línea microstrip que hará las veces de transformador.

Esquemático

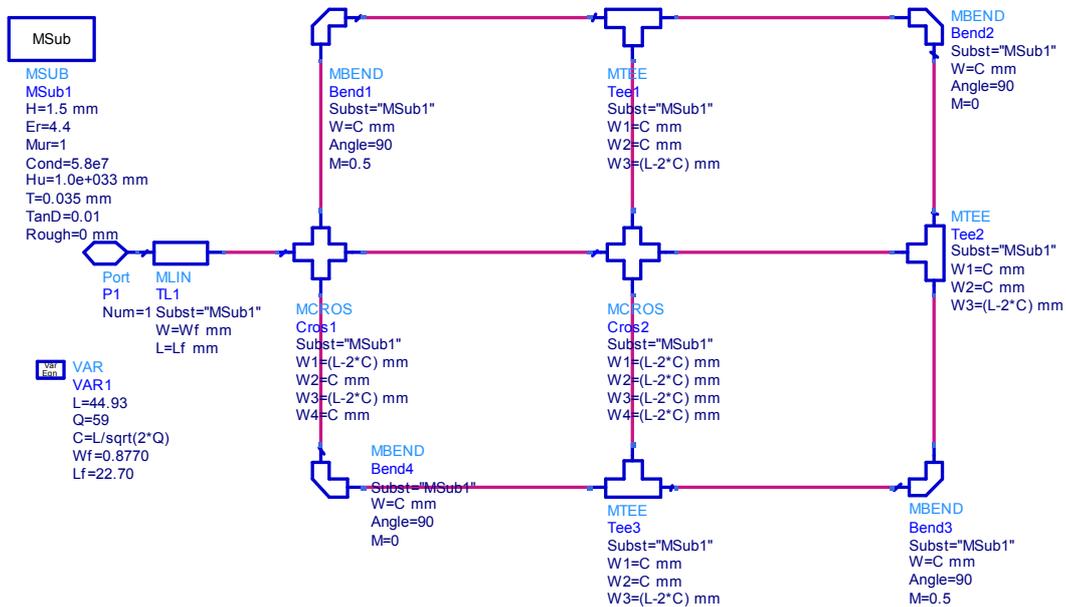


Figura 5.24: Esquemático de un parche cuadrado microstrip de esquinas truncadas, con adaptación por transformador en $\lambda/4$

Layout

Como podemos ver en la Figura 5.24, el esquemático es exactamente la combinación de los prototipos B y C. Este esquemático produce el layout de la figura 5.25., donde comprobamos la presencia del parche y la sección de adaptación de impedancias.

Simulación y resultados

Para la simulación hemos configurado un plan de frecuencia lineal desde 1,4 a 1.8GHz. Tomando como frecuencia de paso 0.005GHz, de forma que a la frecuencia de interés tenemos simulado el layout. Los resultados de esta simulación podemos observarlos en la figura 5.26.

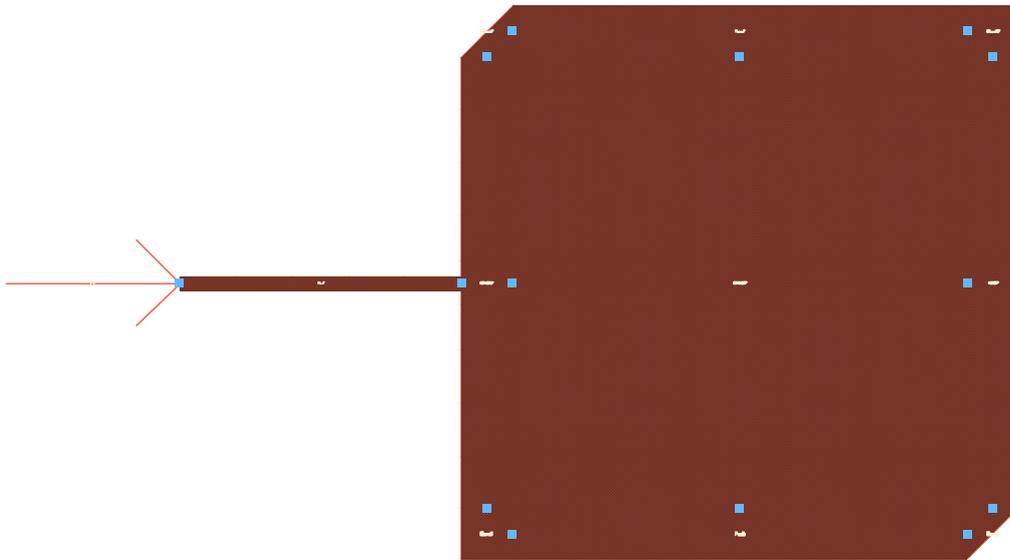


Figura 5.25: Layout de un parche cuadrado microstrip de esquinas truncadas, con adaptación por transformador en $\lambda/4$

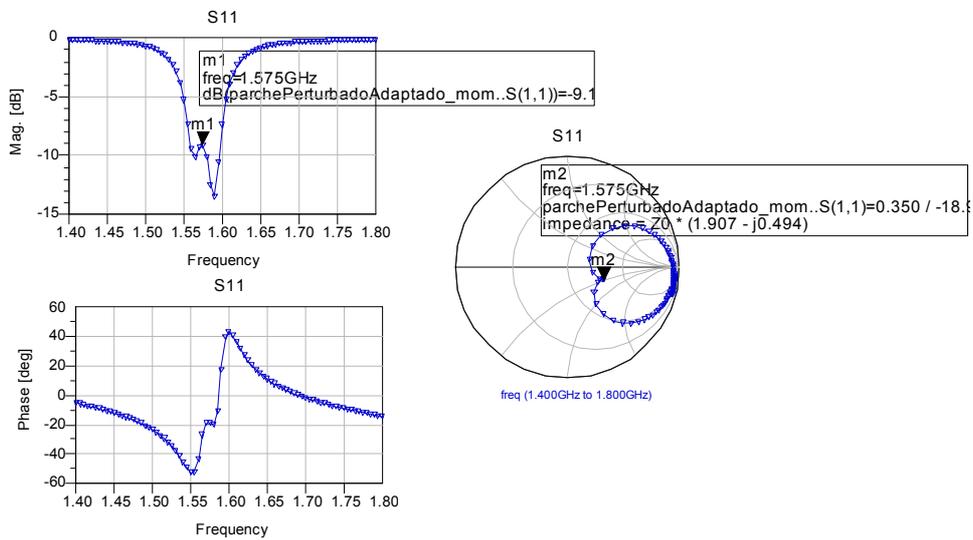


Figura 5.26. Resultados de la simulación del layout del prototipo D.

Según vemos en la figura 5.26., no hemos realizado una adaptación perfecta de la frecuencia. Esto se deduce de la carta de Smith, en la cual para la frecuencia de interés (1.575GHz), la impedancia no es puramente real.

El coeficiente s_{11} repercute en las pérdidas por retorno que tiene la antena; es decir, la potencia que reflejará, y que no se radiará al exterior. Observamos que s_{11} (dB) es igual a -9.1 dB a dicha frecuencia. Este no es un mal valor, aunque es posible encontrar uno aún mejor.

Sin embargo, si consideramos las características que tiene este conjunto como antena vemos que presenta unas características de polarización deseables, y por tanto puede ser un prototipo válido. En la figuras 5.27. y 5.28. se muestran los resultados de una post-simulación a la frecuencia de $f_c = 1.575$ GHz. Las dos primeras gráficas correspondientes a las características de polarización lineal, y las segundas a las características de polarización circular.

En la figura 5.27. podemos observar cómo las componentes copolar y contrapolar se asemejan para valores de θ cercanos a 0° . Debido a esto, determinamos que este prototipo no presenta polarización lineal, sino más bien polarización circular.

En la figura 5.28. se aprecia que tenemos un campo a derechas con magnitud cercana a 0dB, mientras que el campo a izquierdas es despreciable (muy por debajo de 0dB). Es decir, el campo a derechas es dominante y es varias veces superior al campo a izquierdas. La polarización será a derechas. Todo lo referente a la interpretación de estas gráficas lo explicaremos con más grado de detalle en el capítulo 6 para el prototipo final.

Como conclusión, este prototipo de antena circularmente polarizada es perfectamente válido, y podríamos tomarlo como final. Pero vamos a darle un sentido un poco más práctico y vamos a intentar mejorar las características de adaptación de impedancias, y de alimentación. De esta forma se proponen los prototipos E y F (prototipo final).

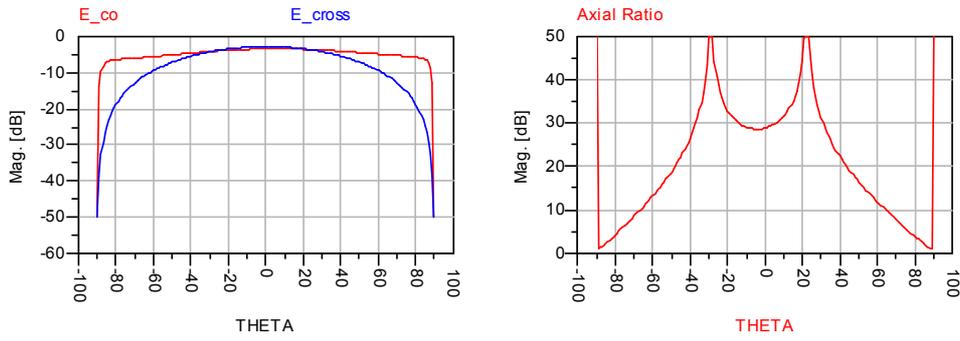


Figura 5.27. Resultados de Polarización lineal del prototipo D

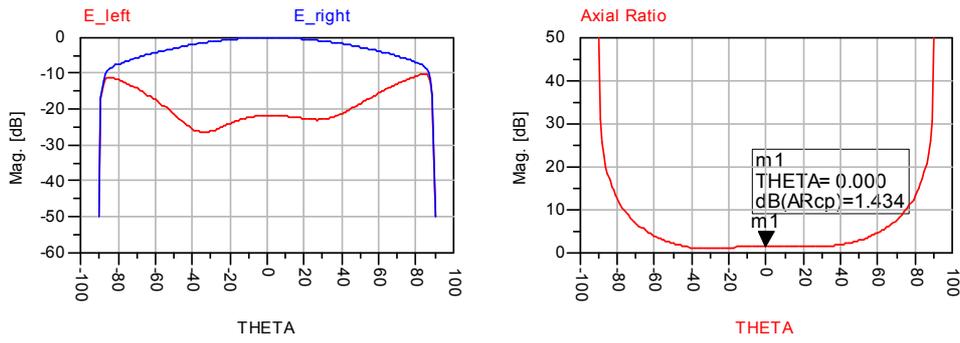


Figura 5.28: Resultados de polarización circular del prototipo D

5.7. Prototipo E: Antena Parche Cuadrada de esquinas truncadas, linealmente polarizada alimentado por abertura rectangular.

Los dos prototipos siguientes se van a caracterizar principalmente por el modo de abordar la adaptación alimentación-antena. Se utilizará una abertura para dicho cometido.

Además de esta característica deseable, se pretende otra un poco más práctica, y no es mas que cambiar la polarización de la antena a nuestro gusto. Concretamente, separaremos los sustratos de alimentación y de la propia antena, para que con una recolocación manual de dichos sustratos podamos conmutar de polarización a izquierdas o a derechas.

Esquemático

En la figura 5.29, se presenta un esquemático del parche, similar al prototipo C, suprimiendo la alimentación. Además de este esquemático para la antena, debemos obtener otro para la alimentación microstrip (véase Figura 5.30). También necesitaremos relacionarlos mediante la definición de capas.

En los prototipos anteriores hemos partido de los valores básicos que ya habíamos calculado para otros modelos. Aquí se nos plantea el problema que ya comentamos en el apartado 4.5. del capítulo 4, donde expusimos que cuando se acopla el parche por abertura, la frecuencia de resonancia baja. Para poder subir un poco la frecuencia de resonancia y conseguir la adaptación, la longitud del parche debe disminuir. Véase (4.23).

prototipo, y que todos los componentes guarden las relaciones oportunas. Es decir, si bien nosotros planteamos una propuesta de dimensionamiento inicial, es cierto que no tiene por qué ser la óptima, y por tanto habrá que ir redimensionando hasta obtener un prototipo satisfactorio. Por consiguiente, el esquemático debe ser ingenioso para facilitarnos esta tarea.

Layout

La complejidad de realizar un acoplo de la línea microstrip a la antena mediante una abertura está en la definición de las capas del layout, y en la definición de la propia abertura. Hemos optado por el diseño de la abertura desde el propio layout.

En la figura 5.31. podemos ver una serie de capturas de pantalla procedentes de la configuración de estas capas.

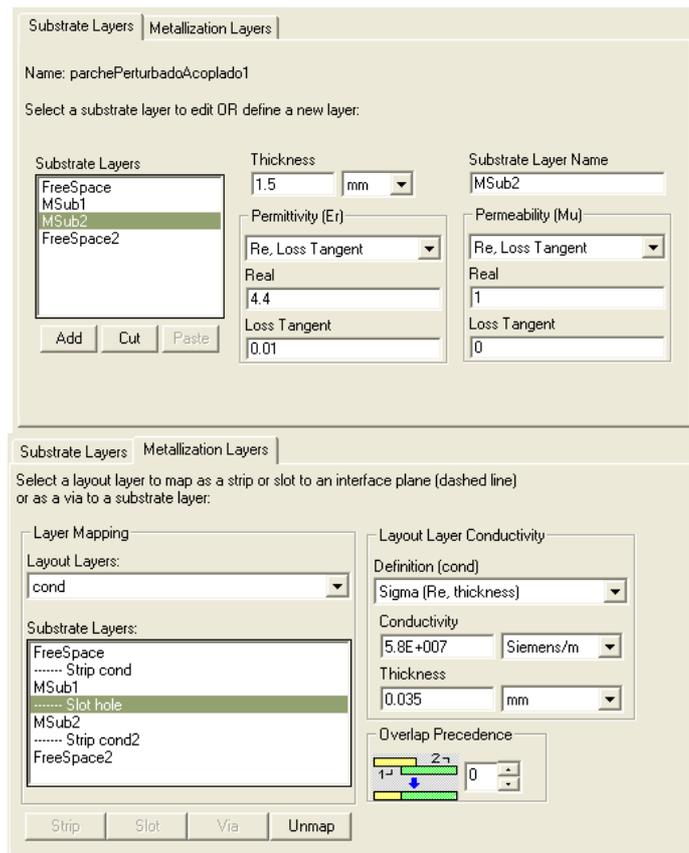


Figura 5.31: Definición de las capas del layout para el acoplo por abertura.

En la figura 5.31. se observa cómo debemos especificar los dos substratos, el *Mstub1* correspondiente al parche y el *Mstub2* correspondiente a la alimentación. En nuestro caso serán ambos del mismo material y tendrán las mismas características.

Además de esto, debemos especificar también las metalizaciones comprendidas entre los substratos, siendo de especial importancia el “*Slot hole*”, que representa la abertura. La metalización “*Strip cond*” corresponde al parche, y “*Strip cond2*” a la alimentación. Todas las metalizaciones son de cobre.

El sistema de capas se muestra en la figura 5.32 donde representamos el layout. La capa rojiza corresponde al parche, la amarilla a la metalización de la línea microstrip, y la azul a la abertura (lo que no es metalización).

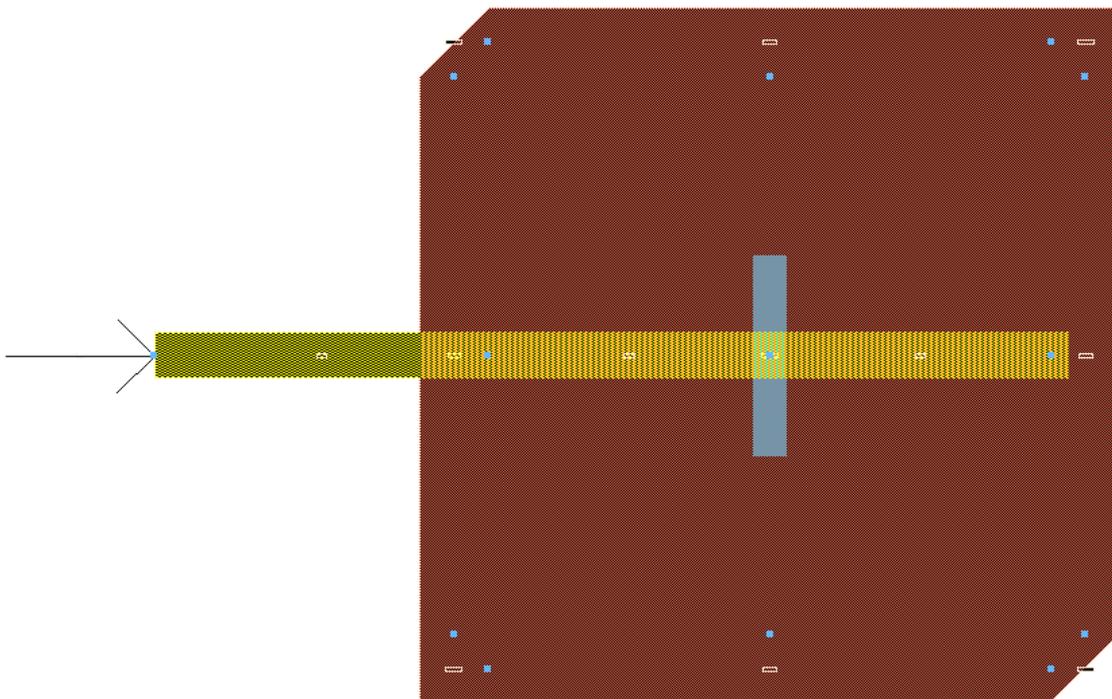


Figura 5.32. Layout del prototipo E.

Simulación del layout

Los parámetros S de esta antena los simularemos a partir de un plan de frecuencias comprendido entre 1.4 y 1.8GHz, siguiendo una aproximación adaptativa de 25 puntos. Si simulamos sin más, comprobamos que no se adapta a las especificaciones.

En prototipos anteriores teníamos un cálculo aproximado, según vimos en el capítulo 4. En éste no hemos ajustado las dimensiones de la abertura, y no tenemos más remedio que optimizar nuestro diseño.

Para ello, debemos definir una serie de variables y unos objetivos de diseño. Así, el Optimizador de Momentum irá asignado valores a esas variables, comprobará los objetivos y mediante un proceso iterativo encontrará unas dimensiones óptimas de los elementos del layout que satisfagan dichos objetivos. Las variables a definir las haremos corresponder con medidas de longitud.

- Las condiciones u objetivos para la optimización serán:
 - $s_{11}(\text{dB}) < -10\text{dB}$ para $f \in [1.565, 1.585\text{GHz}]$ (Pérdidas por retorno aceptables)
 - $\text{Im}\{s_{11}\} < 0.01$ para $f = 1.575\text{GHz}$ (Frecuencia de Resonancia e impedancia ajustadas)
- Las variables serán: L_s , W_f y L_f , correspondientes a la longitud del stub, y las dimensiones de la abertura.

Las dimensiones que devuelve el optimizador son: $L_s = 12.18$ mm, $W_f = 1.78$ mm y $L_f = 15.12$ mm. Y con estas dimensiones recalculamos el Layout (similar al de la figura 5.34) y simulamos.

Los resultados que obtenemos después de la simulación son muy buenos, consiguiendo unos valores de s_{11} muy por debajo de 0dB, mejorando las pérdidas de retorno. Además, en la carta de Smith vemos una buena adaptación de impedancias.

Capítulo 5: Diseño de la antena asistido por ordenador.

El problema de este diseño es la polarización. Si realizamos un post-procesado para estudiar este comportamiento, vemos que prácticamente esta antena está polarizada linealmente.

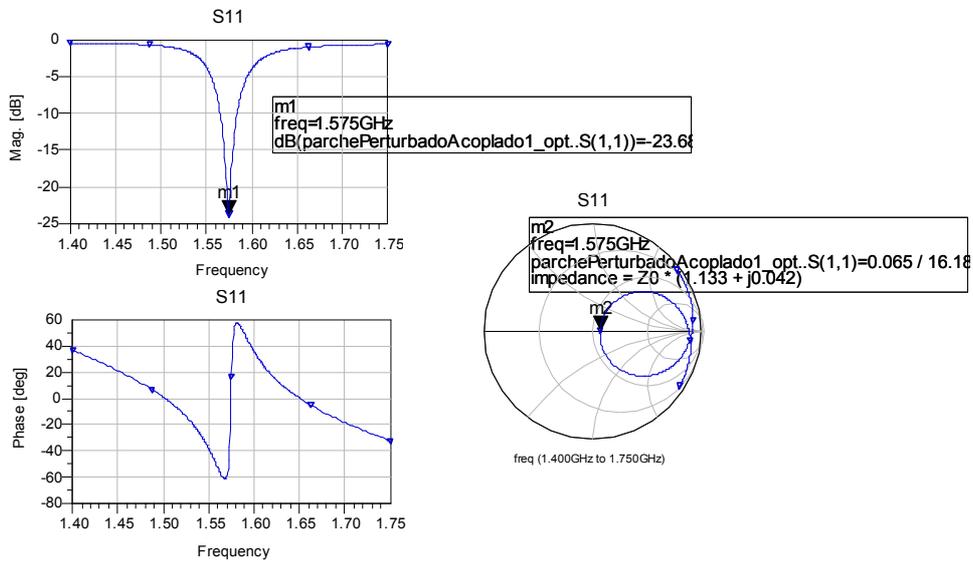


Figura 5.33: Simulación del prototipo E una vez optimizado.

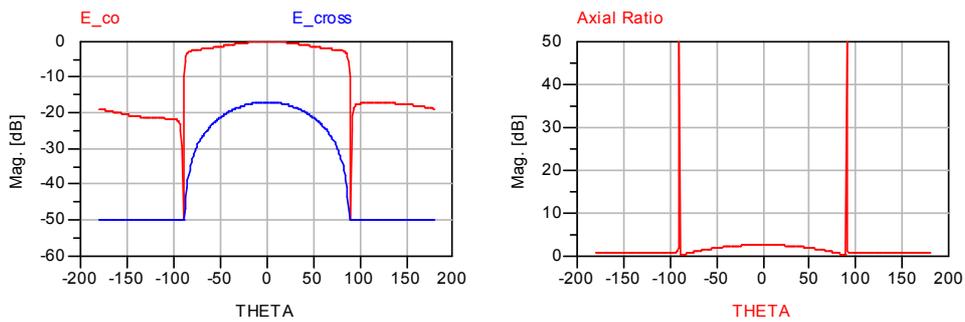


Figura 5.34. Campos copolar y contrapolar del prototipo E.

En la figura 5.34, podemos ver cómo las componentes ortogonales del campo no son de la misma magnitud, de hecho, una es muy poco significativa y por tanto este prototipo no presenta polarización circular, sino lineal.

Por lo tanto, deberemos proponer otra forma de abertura que sí nos proporcione una polarización circular. Esto nos lleva a plantear el modelo F, o modelo final, que se corresponde exactamente con el planteado en el capítulo 4.

5.8. Prototipo final: Antena Parche Cuadrada CP a derechas con la técnica de las esquinas truncadas, alimentada por abertura en cruz.

Si vamos repasando uno por uno los prototipos que hemos presentado, el proceso del diseño de la antena definitiva comenzó primero por elegir un sustrato y unas dimensiones acordes para ajustar la frecuencia de resonancia.

Una vez hechos a la idea de cómo iban a ser las dimensiones, se optó por adaptar la antena en impedancias. A partir de ahí nuestro enfoque principal fue en conseguir la polarización demandada. Con todo esto llegamos a un prototipo D perfectamente válido.

En este punto, hemos aplicado una técnica de alimentación más compleja que permitiera desacoplar la etapa de alimentación de la etapa de radiación de potencia, tal como se planteaba en el apartado 4.4. El prototipo E buscaba ese cometido, pero no obtuvo la polarización adecuada.

Ahora en este apartado, presentaremos el modelo final del conjunto alimentación-antena, cuyos resultados detallados los presentaremos en el capítulo 6.

Tomando como partida el prototipo E, el cambio fundamental está en la forma de la abertura. Como se propone las referencias [23] y [24], para conseguir polarización

circular en una antena acoplada por abertura, debemos de utilizar una abertura cruzada que sea capaz de generar los modos ortogonales. En la referencia se propone una antena tipo B (véase figura 4.5.). Sin embargo, nosotros aplicaremos esta abertura a una antena tipo A, esperando que los resultados sean muy parecidos.

En todos los prototipos presentados viene siendo habitual una técnica de diseño basada en la confección de un esquemático y la posterior generación del layout. Sin embargo, en este modelo cambiaremos la forma de proceder. Trabajaremos siempre con el Layout.

Como partida tomaremos el resultado óptimo del modelo E, cuyo layout observamos en la figura 5.32. A este modelo le sustituiremos la abertura rectangular por una abertura cruzada, la cual debe situarse justamente en la mitad del parche. Tomaremos en principio dimensiones arbitrarias para esta abertura, y luego optimizaremos. Con este cambio, un primer layout de la antena lo tenemos en la figura 5.35.

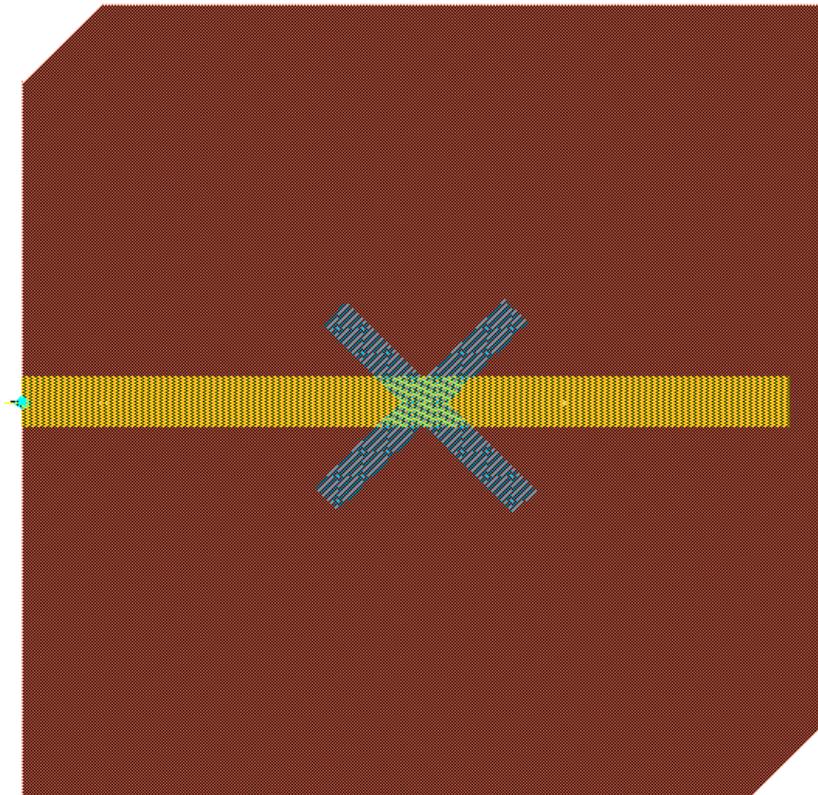


Figura 5.35: Layout de partida del prototipo final.

A partir del layout de la Figura 5.35, se ha seguido un proceso iterativo para la confección del prototipo que cumpla perfectamente las especificaciones. Lo detallamos a continuación en los siguientes pasos en forma algorítmica.

1. Simular los parámetros S del modelo siguiendo el siguiente plan frecuencial:
 - a. Simulación adaptativa con 25 puntos en el intervalo $f(\text{GHz}) \in [1.4, 1.75]$.
 - b. Simulación singular para $f = 1.575\text{GHz}$.
2. Realizar un post-procesado a la frecuencia de interés, con objeto de obtener gráficas que nos permitan estudiar la polarización.
3. A partir de los resultados obtenidos, tanto en adaptación de impedancias (paso 1) como en polarización (paso 2), comprobar lo siguiente:
 - a. Si cumple las especificaciones deseadas, salir del bucle y tomar las dimensiones actuales como óptimas.
 - b. Si no, seguir realizando el 4º paso.
4. Cambiar ligeramente las dimensiones del parche, utilizando las herramientas del ADS para el layout. Concretamente hemos usado un escalado para no perder la relación entre las dimensiones C y L , que configura la polarización.
5. Optimizar las siguientes dimensiones actuales: longitud y anchura de los brazos de la abertura y longitud del stub, bajo las siguientes condiciones:
 - a. $\text{Re}\{s_{11}\} \in [-0.01, 0.01]$ para $f = 1.575\text{GHz}$
 - b. $\text{Im}\{s_{11}\} = 0$ para $f = 1.575\text{GHz}$Como vemos, con esta optimización se pretende adaptar la frecuencia y la impedancia. Es decir, se quiere hacer coincidir la impedancia de entrada a 50Ω .
6. Volver a realizar el paso 1.

Capítulo 5: Diseño de la antena asistido por ordenador.

El objetivo de este proceso es que entre iteración e iteración se vaya convergiendo a un valor óptimo para la adaptación y la polarización simultáneamente. Es fundamental la elección del escalado que indicamos en el paso 4, atendiendo a los resultados de la simulación.

Realizando varias iteraciones, hemos encontrado la solución que buscábamos. Las dimensiones óptimas del modelo se presentan en la tabla 5.1.

La figura 5.36 muestra el layout del prototipo final que se construirá en el laboratorio. Debido a la adaptación de impedancias, podemos prolongar sin problemas la línea de alimentación microstrip (sin considerar las pérdidas del dieléctrico), colocando el puerto de alimentación a una distancia cómoda para construir la antenna en circuito impreso y poder incluirle un conector.

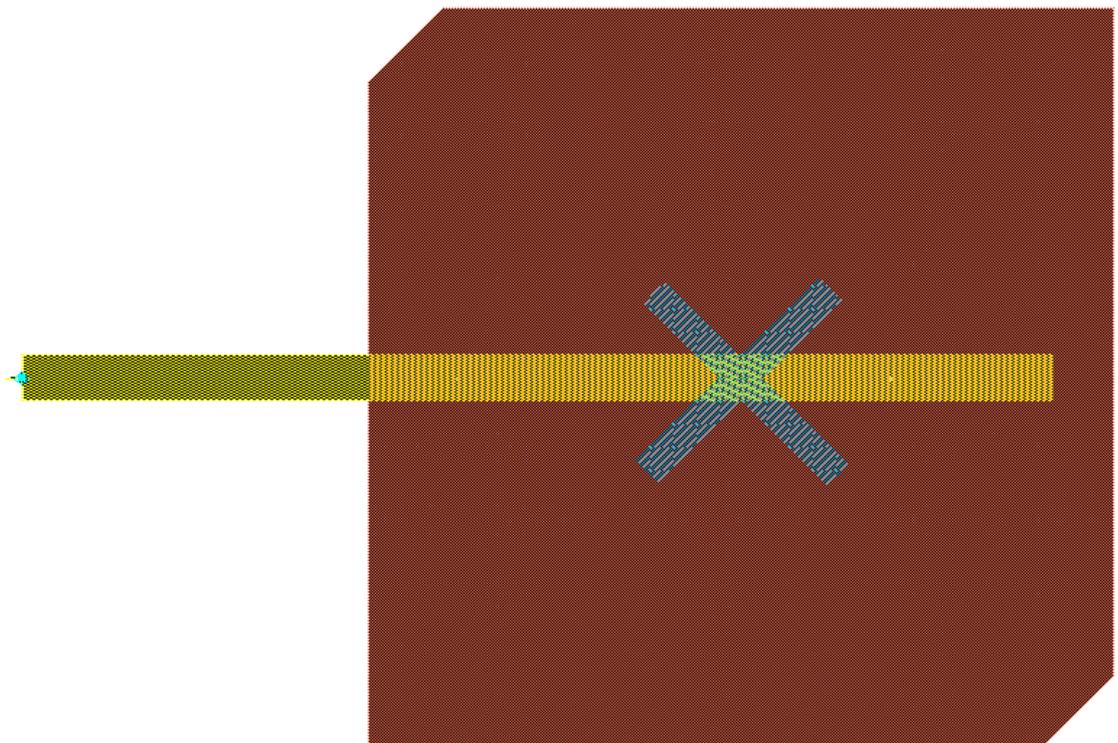


Figura 5.38. Prototipo final. Diseño óptimo de la antena.

Longitud/Anchura del parche (L):	43,0687mm
Área de la esquina truncada (C^2):	17,7333mm ² , ($C=4,2111$ mm)
Longitud del stub (L_s):	17,9827mm
Longitud del brazo de la abertura (L_f):	7,501 mm
Anchura del brazo de la abertura (W_f):	1,8214mm

Tabla 5.1. Dimensiones óptimas del prototipo final

Capítulo 6.

Resultados y Construcción del prototipo

6.1. Resultados de la simulación con ADS.

En este capítulo presentaremos toda una batería de resultados que se desprenden de la simulación del prototipo CAD de la antena. El diseño final fue presentado en el capítulo 5, a partir de una serie de prototipos previos (A, B, C, D y E). Concluimos que, tras una serie de simulaciones intermedias y un minucioso proceso iterativo de optimización, fuimos convergiendo hacia un layout concreto como prototipo definitivo, que se muestra en la Fig. 6.1. donde la línea de alimentación estaría en el segundo substrato y la ranura en cruz entre el plano conductor que separa ambos substratos.

En el capítulo 5 no presentamos ninguna discusión, sino que apuntamos que dejaríamos la justificación para este capítulo, mostrando con todo detalle los resultados que nos ofrece el ADS.

Presentaremos en primer lugar un estudio de la adaptación en impedancia y el comportamiento circuital de la antena, y en un segundo lugar, el estudio de la radiación electromagnética de la antena y los parámetros característicos.

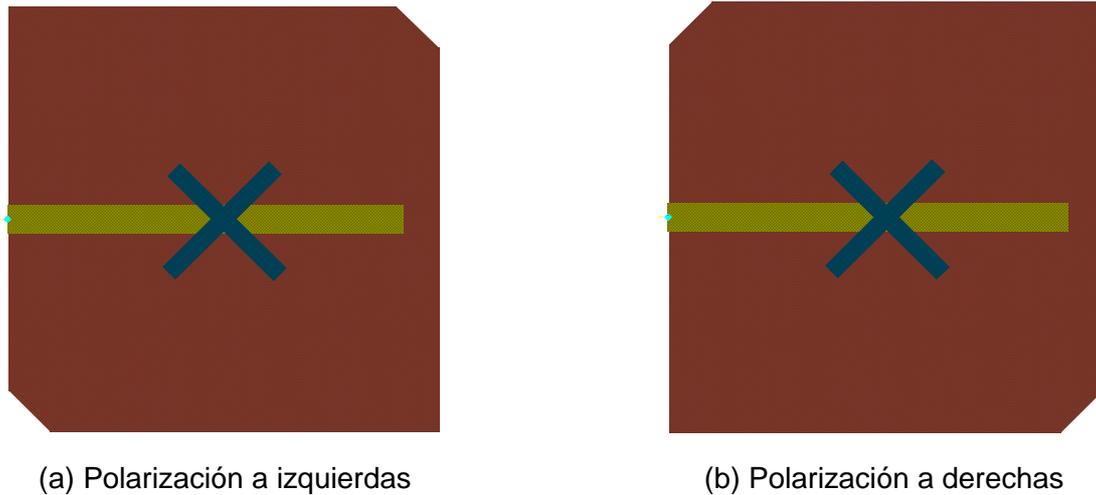


Figura 6.1. Layout de la antena para ambos sentidos de polarización circular.

6.1.1. Simulación de los parámetros S.

En este apartado veremos cómo se comporta nuestro prototipo a partir de varias técnicas de simulación, y en varios rangos de frecuencias. Primeramente presentaremos una simulación general con un rango amplio de frecuencias, hasta ir concretando en la banda de interés del GPS.

Simulación 1: $s_{11}(f)$ para $f(\text{GHz}) \in [1, 6]$.

La primera simulación la haremos teniendo en cuenta que tal como vimos en el modelo de cavidad resonante, escogimos L de tal forma que fuera la mínima longitud que permitiera resonar a esa frecuencia.

Podemos ver el resultado de aplicar una simulación adaptativa con 25 puntos en ese intervalo, más una simulación puntual a la frecuencia deseada en la figura 6.2.

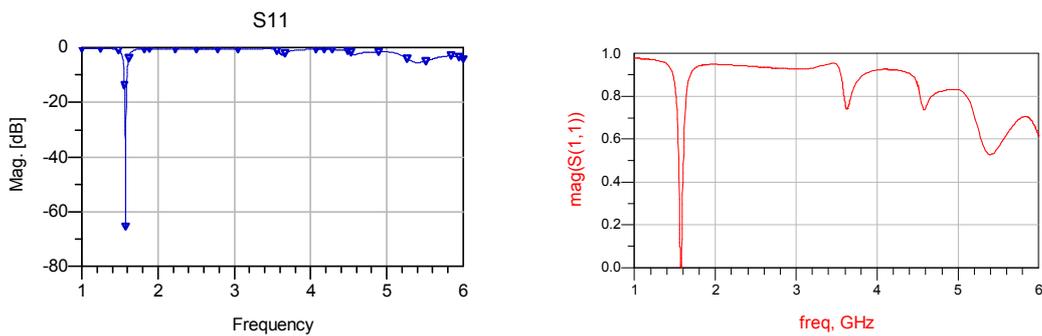


Figura 6.2. Simulación de la magnitud de s_{11} en unidades naturales y en dB.

Podemos intuir a primera vista cómo predomina una buena adaptación a la frecuencia deseada, debido a que la magnitud del módulo de s_{11} es prácticamente 0, que en el caso de dispositivos monopuertos, se corresponde con el coeficiente de reflexión. Esto significa que la antena a esa frecuencia no refleja ninguna potencia, y que toda la potencia es absorbida por la antena para posteriormente radiarla. Aunque luego veremos que no toda se radia, debido a que el conductor no es perfecto y que el dieléctrico tiene pérdidas.

También podemos observar cómo empeora un poco la respuesta de s_{11} a frecuencias mayores, pero no plantea mucho problema debido a que los siguientes elementos en un transceptor eliminarían esas bandas.

Simulación 2: $s_{11}(f)$ para $f(\text{GHz}) \in [1.4, 1.75]$.

En esta nueva simulación pondremos de manifiesto la respuesta que da la antena en un rango más pequeño, centrado en la frecuencia de interés.

Para ello simularemos primeramente con una aproximación adaptativa con 25 puntos y una simulación puntual a 1.575GHz. No tendremos en cuenta los resultados de la fase.

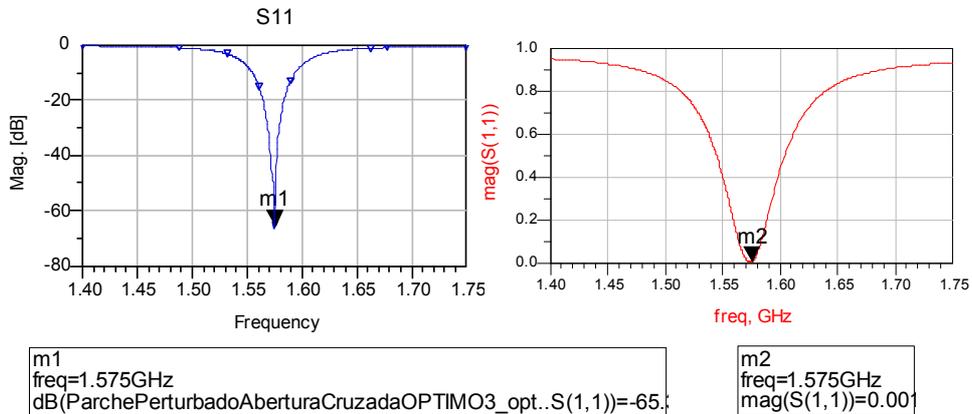


Figura 6.3: Valor de la magnitud en dB y en unidades naturales del coeficiente s_{11} .

Las marcas m1 y m2 dan evidencia del valor del coeficiente de reflexión en la frecuencia de resonancia. Además podemos ver que la antena, tratada como red de dos puertos (guiado-radiación), presenta una respuesta como filtro selectivo de banda estrecha.

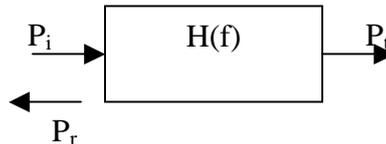


Figura 6.4. Sistema que representa el conjunto alimentador-antena.

Si el coeficiente s_{11} hace las veces de coeficiente de reflexión, podemos conformar una función de transferencia $H(f)$ que represente esta respuesta. Si consideramos P_i la potencia que incide en a la entrada de la antena y P_r la potencia que se refleja, la expresión (6.1) permite calcular cuánta potencia se le entrega al conjunto alimentador-antena.

$$P_i = H(f) \cdot P_i = (1 - |S_{11}(f)|^2) \cdot P_i \quad (6.1)$$

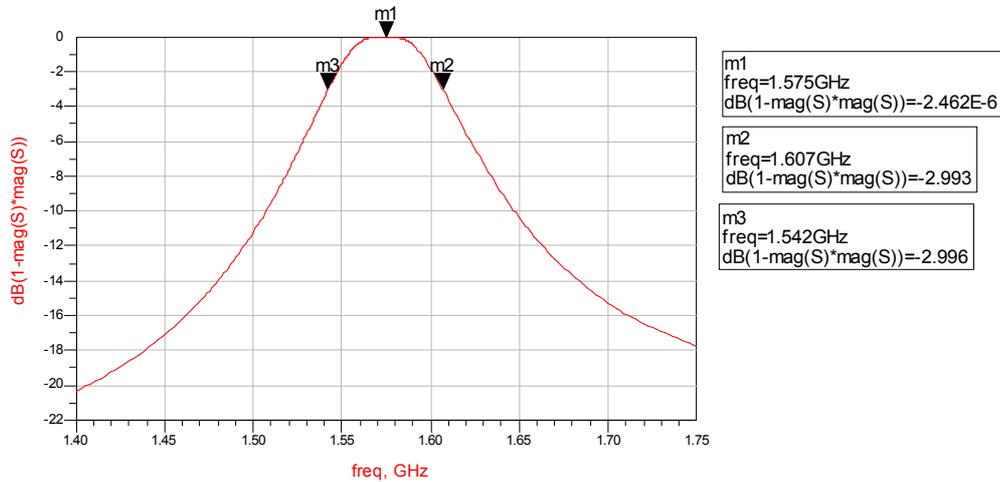


Figura 6.5. Representación de $H(f)$ en dB

En la figura 6.5. se ha representado la respuesta en frecuencia de este filtro $H(f)$ para calcular una aproximación del ancho de banda que presenta. Si consideramos el ancho de banda como aquel intervalo de frecuencia en el que la pérdida de potencia no es superior a 3dB, podemos estimar que el conjunto alimentador-antena se comporta como un filtro cuyo ancho de banda es de 65MHz aprox. centrado en 1.575GHz. A la frecuencia central hay unas “pérdidas de inserción” de $2.462 \cdot 10^{-6}$ dB, que es prácticamente cero.

Otra medida de ancho de banda más habitual es a partir del coeficiente de onda estacionaria, esto es, la cantidad $(1+|s_{11}|)/(1-|s_{11}|)$, representada en la figura 6.6. La adaptación se mide desde $VSWR = 1$. Tomaremos esta nueva definición de ancho de banda como aquel rango de frecuencia cuyo valor de $VSWR < 2$. Es decir, el rango de frecuencia cuyas pérdidas por retorno superan aproximadamente los 10dB. Con esta nueva definición, el ancho de banda es de unos 40MHz.

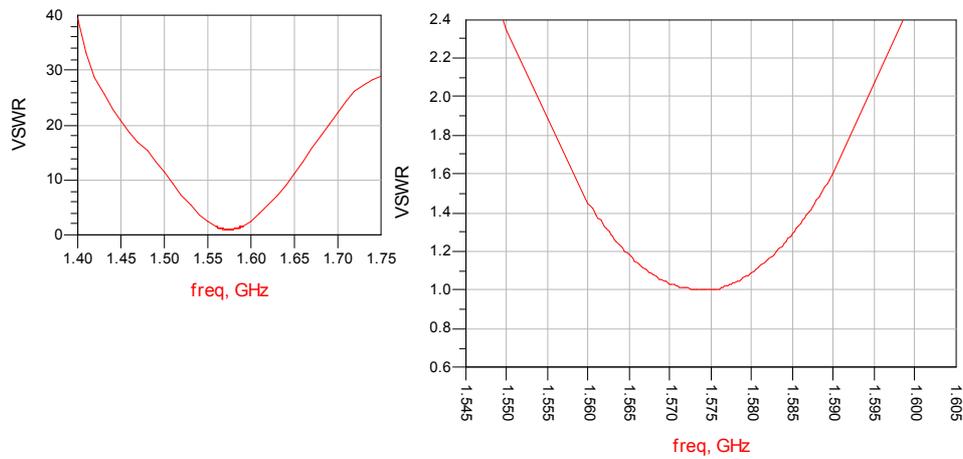


Figura 6.6. Representación del coeficiente de onda estacionaria.

Para ver la adaptación de impedancias de la antena, vamos a ver la representación de la impedancia de entrada por el puerto 1, que se muestra en la carta de Smith de la figura 6.7.

La marca m1 de la figura 6.7. nos muestra la adaptación que hay en impedancias, ya que la impedancia es prácticamente Z_0 que es la impedancia de la línea microstrip. Aunque podemos ver cómo la impedancia de entrada Z_{in} presenta una minúscula parte imaginaria que podemos despreciar.

Luego podemos decir que la antena está perfectamente adaptada en impedancias. De hecho en el capítulo 3 mostramos que las dimensiones de la abertura y del stub de la antena se iban a optimizar para que el coeficiente s_{11} quede lo más centrado posible en la carta de Smith, y conseguir de esta forma la adaptación.

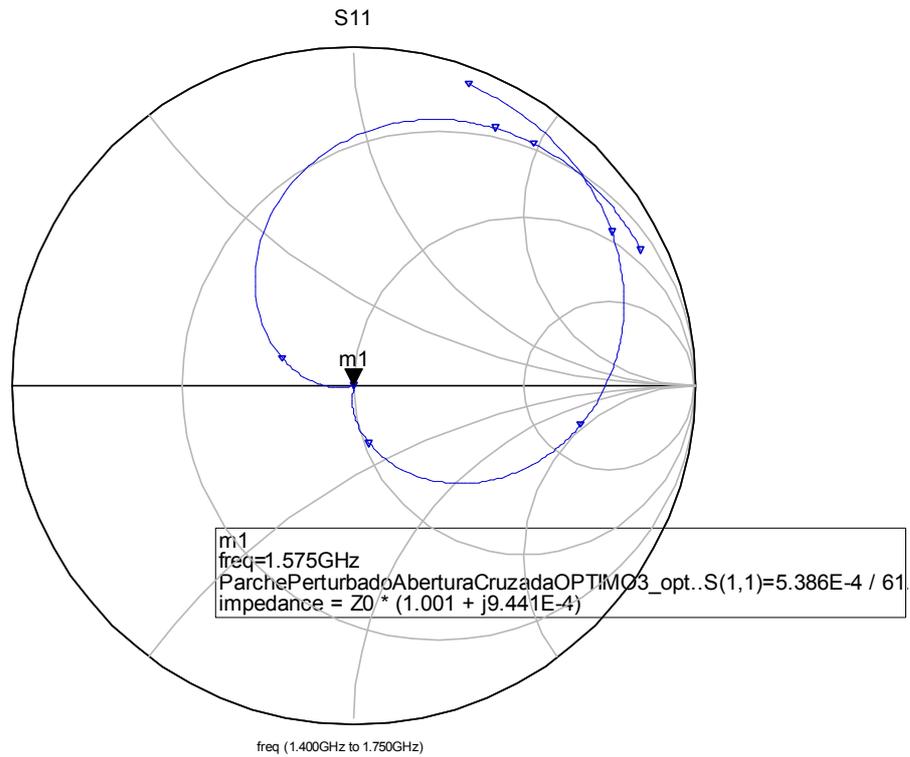


Figura 6.7. Representación en la carta de Smith del coeficiente de reflexión y de la impedancia.

6.1.2. Simulación de los campos radiados.

A partir de una simulación de parámetros S, es posible realizar un post-procesado para obtener el patrón de radiación

Definiendo la frecuencia del post-procesado como la frecuencia central, y definiendo la excitación y la impedancia del puerto 1, podemos representar los campos radiados tanto en dos dimensiones como en un diagrama tridimensional, además de calcular los parámetros más característicos de la antena.

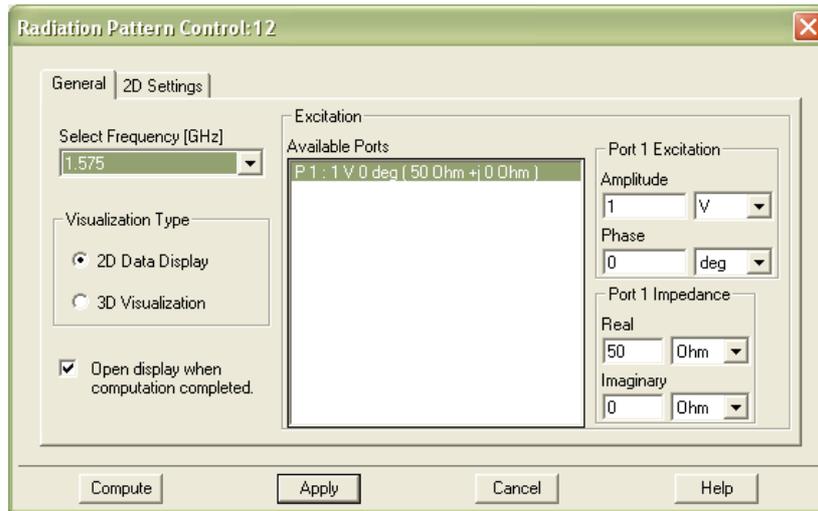


Figura 6.8. Configuración de simulación para el patrón de radiación.

Obtendremos los resultados siempre para el campo lejano, que es lo que verdaderamente queremos obtener para ver cómo radia/recibe la antena.

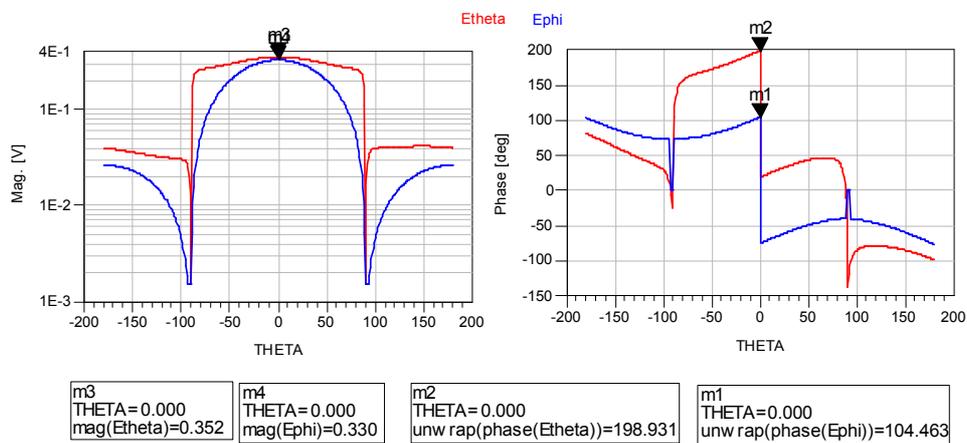


Figura 6.9. Componentes ortogonales del campo $E_{\phi}(\theta)$ y $E_{\theta}(\theta)$.

En la figura 6.9. podemos ver cómo las componentes transversales del campo cumplen de forma aproximada las relaciones exigibles para polarización circular del campo. Es decir:

- Las magnitudes de las componentes ortogonales del campo son idénticas. Podemos ver en la figura 6.9, cómo las marcas m3 y m4 lo atestiguan: $|E_{\phi}(0)| \approx |E_{\theta}(0)|$.
- El desfase de estas componentes es aproximadamente de 90° . Comprobamos a través de las marcas m1 y m2 que: $\arg\{E_{\theta}(0)\} - \arg\{E_{\phi}(0)\} = 94,468^\circ$

También podemos observar la polarización circular a partir de la figura 6.10. Se muestran las componentes ortogonales del campo, que representan de una manera más clara la polarización circular, de forma que una componente debe predominar sobre la otra.

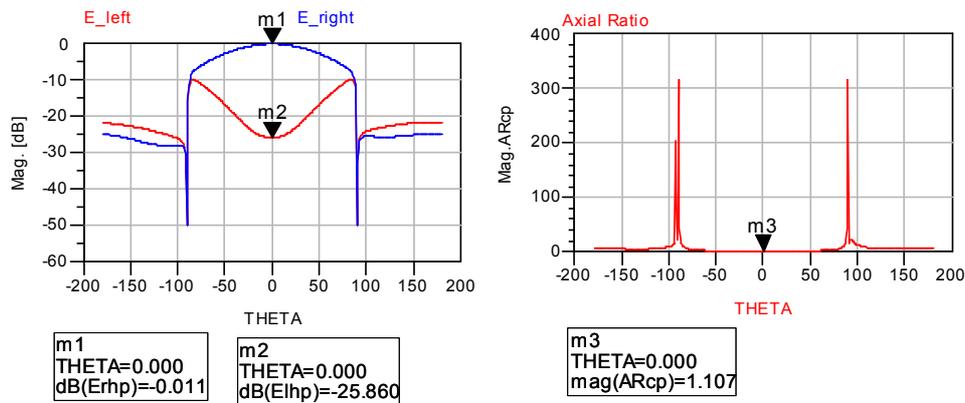


Figura 6.10. Componentes del campo compuestas: campo a derechas, campo a izquierdas y relación axial.

$$E_{rhp} = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_{\phi} + jE_{\theta}) \quad (6.2)$$

$$E_{lhp} = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_{\phi} - jE_{\theta}) \quad (6.3)$$

$$AR_{cp} = \frac{|E_{lhp}| - |E_{rhp}|}{|E_{lhp}| + |E_{rhp}|} \quad (6.4)$$

Observamos en la figura 6.10. cómo $|AR_{cp}|$ es cercano a la unidad, y eso es debido a que efectivamente hay polarización circular. Además es a derechas porque el predominante es el E_{rhp} .

Pero esto no se produce para todo valor de θ , sino que hemos comprobado esa polarización para la dirección normal al parche. A medida que vamos variando θ observamos que la relación se va perdiendo. Por ejemplo, para $\theta=70^\circ$, en la figura 6.9. apreciamos que:

- Las magnitudes no son iguales $|E_\phi(70^\circ)| = 0.104$, $|E_\theta(70^\circ)| = 0.275$.
- La fase sigue cumpliendo una buena relación: $\arg\{E_\theta(0)\} - \arg\{E_\phi(0)\} = 89.226^\circ$.

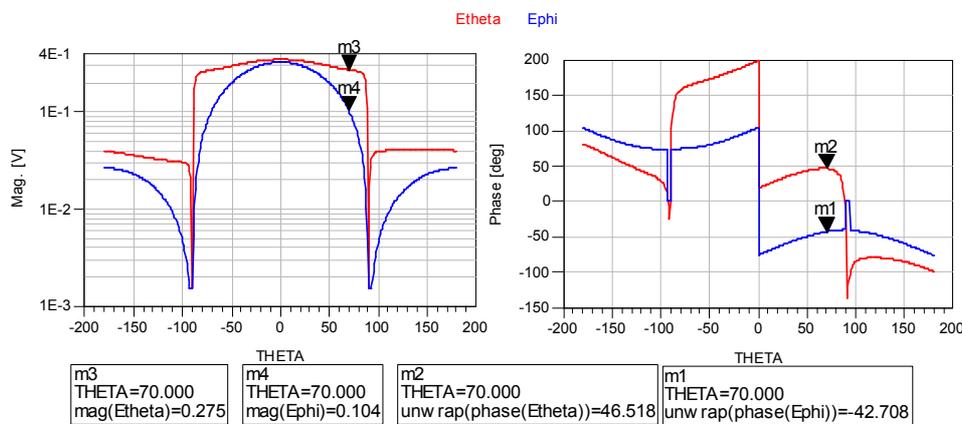


Figura 6.11. Deterioro de la polarización circular a $\theta=70^\circ$

Llegado a un momento apreciamos en la gráfica que cuando θ se va acercando a 90° , se van atenuando rápidamente las componentes del campo, y la fase incluso se iguala. Este efecto es debido a la presencia del parche conductor situado el plano $\theta=90^\circ$. Al ser conductor, los campos eléctricos se atenúan con facilidad.

Pero hay un efecto que debemos tener en cuenta: la antena presenta radiación hacia atrás. Esto podemos observarlo a medida que seguimos incrementando θ más allá de 90° . Se aprecia cómo las componentes del campo van creciendo en su magnitud, esto se hace máximo para $\theta=180^\circ$.

Aunque es cierto que para la radiación hacia atrás no se consigue polarización circular porque el desfase de sus componentes no es de 90° .

Este mismo efecto es posible observarlo en el patrón de radiación, tal como muestran las siguientes figuras 6.12 y 6.13. En el diagrama 6.13 observamos que la relación delante/atrás de la antena está por encima de 20dB.

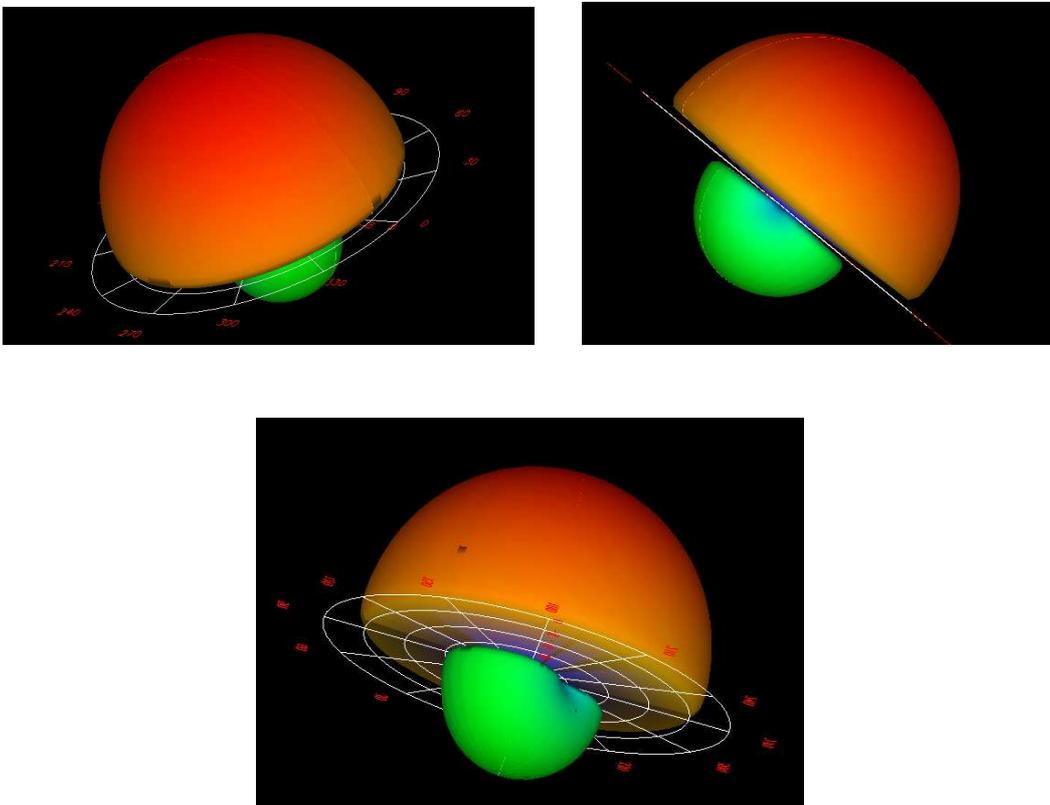


Figura 6.12. Diferentes vistas del patrón de radiación tridimensional.

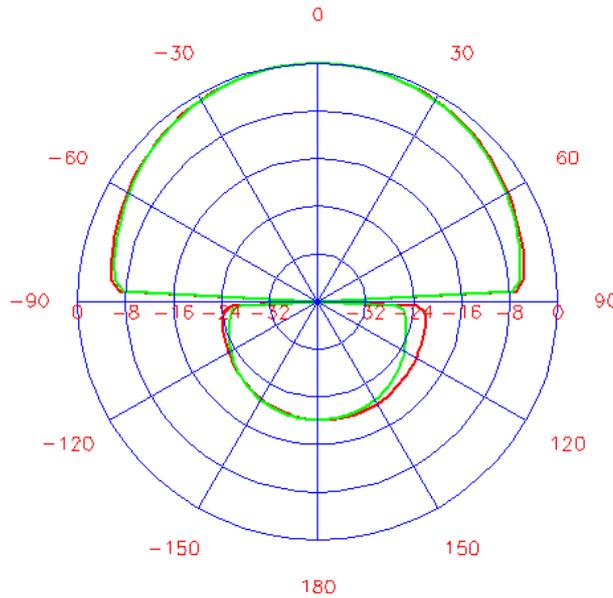


Figura 6.13: Patrón de radiación en θ para $\phi=0^\circ$ (en rojo) y para $\phi=90^\circ$ (en verde)

<p>Intensidad de radiación.</p> $U(\theta, \phi) = \frac{1}{2Z_w} (E_\theta(\theta, \phi) ^2 + E_\phi(\theta, \phi) ^2),$ <p>donde $Z_w = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ es la impedancia intrínseca de la semiesfera a considerar.</p>	<p>Intensidad de radiación máxima</p> $U_{\max} = \max_{\theta, \phi}(U(\theta, \phi))$	
	<p>Potencia radiada</p> $P_{rad} = \int_{\Omega} U(\theta, \phi) \cdot d\Omega$	
	<p>Angulo efectivo</p> $\Omega_A = \frac{P_{rad}}{U_{\max}}$	
<p>Directividad</p> $D(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}}$	<p>Directividad máxima</p> $D = 4\pi \frac{U_{\max}}{P_{rad}} = \frac{4\pi}{\Omega_A}$	<p>Eficiencia</p> $\eta = \frac{P_{rad}}{P_i}$
<p>Ganancia</p> $G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_i}$ <p>P_i es la potencia de entrada al circuito.</p>	<p>Ganancia máxima</p> $G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U_{\max}}{P_i}$	<p>Área efectiva</p> $A_{eff}(\theta, \phi) = \frac{\lambda^2}{4\pi} G(\theta, \phi)$

Tabla 6.1.: Expresiones que considera ADS para el cálculo de los parámetros de antena.

Parámetros de radiación de la antena.

A partir del ADS, podemos representar una serie de gráficas para poner de manifiesto los parámetros de radiación de la antena. En la tabla 6.1. podemos observar las expresiones que considera la herramienta.

En las figuras 6.14 y 6.15 representaremos aquellas gráficas de parámetros de antena que dependen del ángulo de elevación θ .

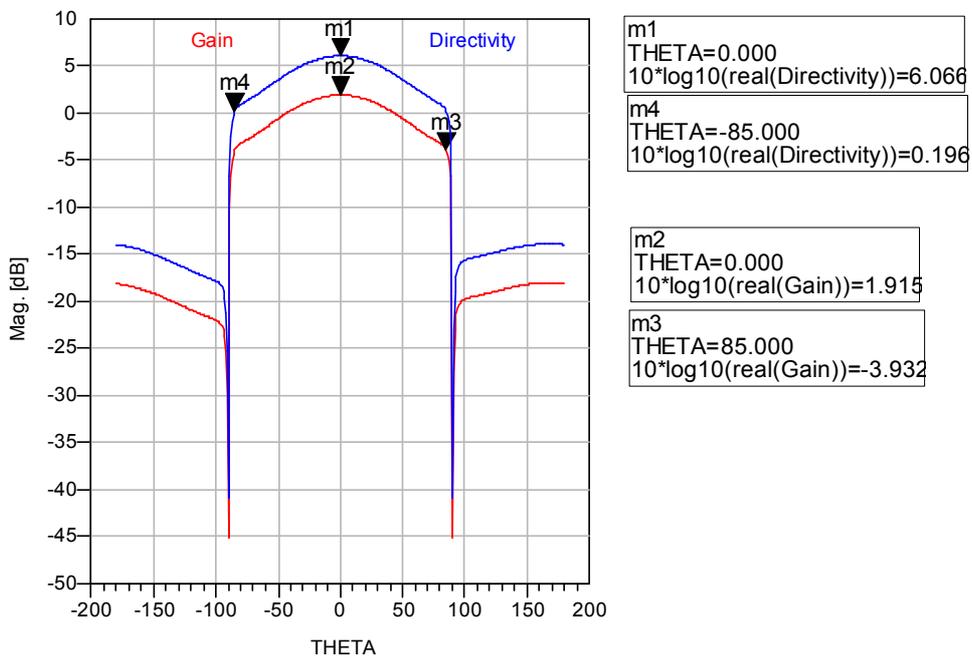


Figura 6.14. Ganancia y directividad en función del ángulo θ

De especial interés es la caída de la directividad y de la ganancia a 6dB, tal como vemos en la figura 6.14 denotados por las marcas m3 y m4. Como ambas representaciones son simétricas respecto a $\theta=0^\circ$, podemos restar ambas cantidades para estimar el ángulo efectivo.

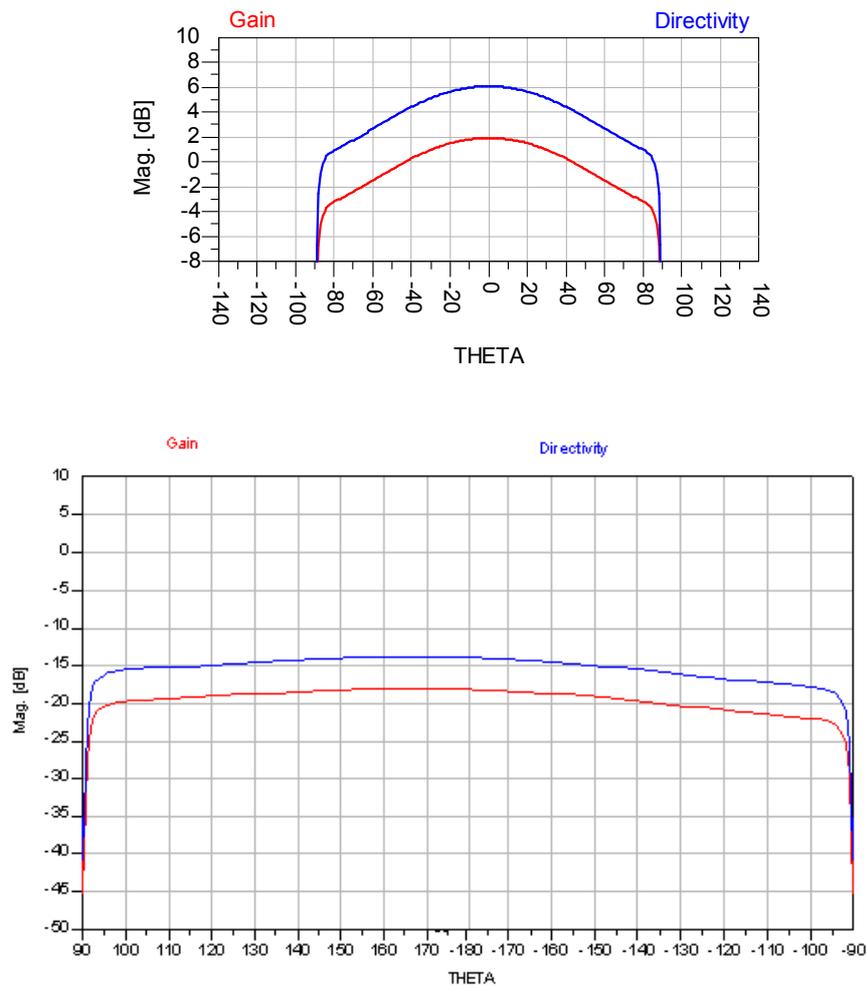


Figura 6.15. Detalle de la ganancia y la directividad para la semiesfera superior, y para la semiesfera inferior que define la antena.

En la tabla 6.2. podemos ver el resumen de los parámetros más característicos de la antena, calculados con la herramienta de simulación tridimensional que incorpora ADS. Además hemos representado los valores máximos de las componentes ortogonales del campo eléctrico.

Los resultados presentados corresponden a una alimentación senoidal de 1V a la frecuencia central (1.575GHz) y con impedancia de alimentación de 50Ω.

Capítulo 6: Resultados y Construcción del prototipo.

Cabe destacar la baja eficiencia que obtenemos, debido a que el sustrato utilizado no presenta grandes características en cuanto a pérdidas ($\tan \delta = 0.01$), como ya comentamos en el capítulo 4.

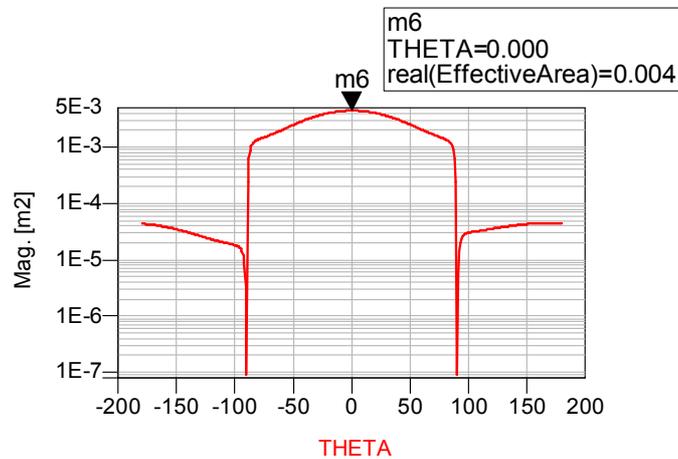


Figura 6.16. Área efectiva en función de θ .

PARÁMETROS DE ANTENA		CAMPOS MÁXIMOS		
Potencia Radiada	0,956 mW		Magnitud (V)	Fase (°)
Ángulo Efectivo	177.13	$E(\theta)_{\max}$	0.3299	-75.5373
Ángulo de intensidad máxima	0°	$E(\phi)_{\max}$	0.3523	-161.068
Directividad máxima	6.090dB	$E(x)_{\max}$	0.3523	18.9312
Ganancia máxima	1.915dB	$E(y)_{\max}$	0.3299	-75.5373
Intensidad máxima	0.309 mW/sr	$E(z)_{\max}$	0	180
Eficiencia*	38.44%			

*Este valor está calculado con la herramienta bidimensional de Momentum

Tabla 6.2. Parámetros de antena y campos máximos.

5.2. Construcción del prototipo y resultados.

El prototipo planteado en la figura 5.38. se ha construido en la máquina Protomat C-20 de la compañía LPKF. La construcción ha sido posible gracias a la aplicación software CircuitCAM, de manera que es posible trabajar conjuntamente con ADS a través de la exportación/importación de ficheros.

Para la construcción del prototipo se han utilizado dos placas de FR4, que de manera apilada puedan formar las antenas. Para sujetar ambas placas se han incluido cuatro taladros donde se introducirán cuatro tornillos de nylon.

Sin embargo, por problemas logísticos no se ha podido disponer del mismo sustrato indicado en los prototipos de CAD. La única variante ha sido el espesor del sustrato, que ha sido de 1.6mm en lugar de 1.5mm como preveíamos. Volviendo a simular el prototipo se comprobó que este cambio es muy poco significativo y podemos validar los resultados.

La primera de las placas, como indica la figura 6.17(b), se compone de una línea microstrip de 50Ω y de la abertura en forma de cruz en el plano de masa. Ver figura 6.17(c). A la segunda placa 6.17(a) se le ha eliminado completamente una de sus superficies metálicas. En la superficie restante se ha definido el parche. Ambas placas están recortadas de forma que los efectos de plano de tierra finito sean despreciables. Por otra parte, también se ha incluido la colocación de un conector SMA en la tira microstrip de alimentación. Para hacer efectivo esto, se han recortado dos cuadrados en la placa que soporta el parche.

Como ya comentamos en capítulos anteriores, es posible conmutar la polarización circular a izquierdas y a derechas únicamente rotando el parche 90° con respecto a la placa que soporta la alimentación, encajando el conector en el hueco provisto.

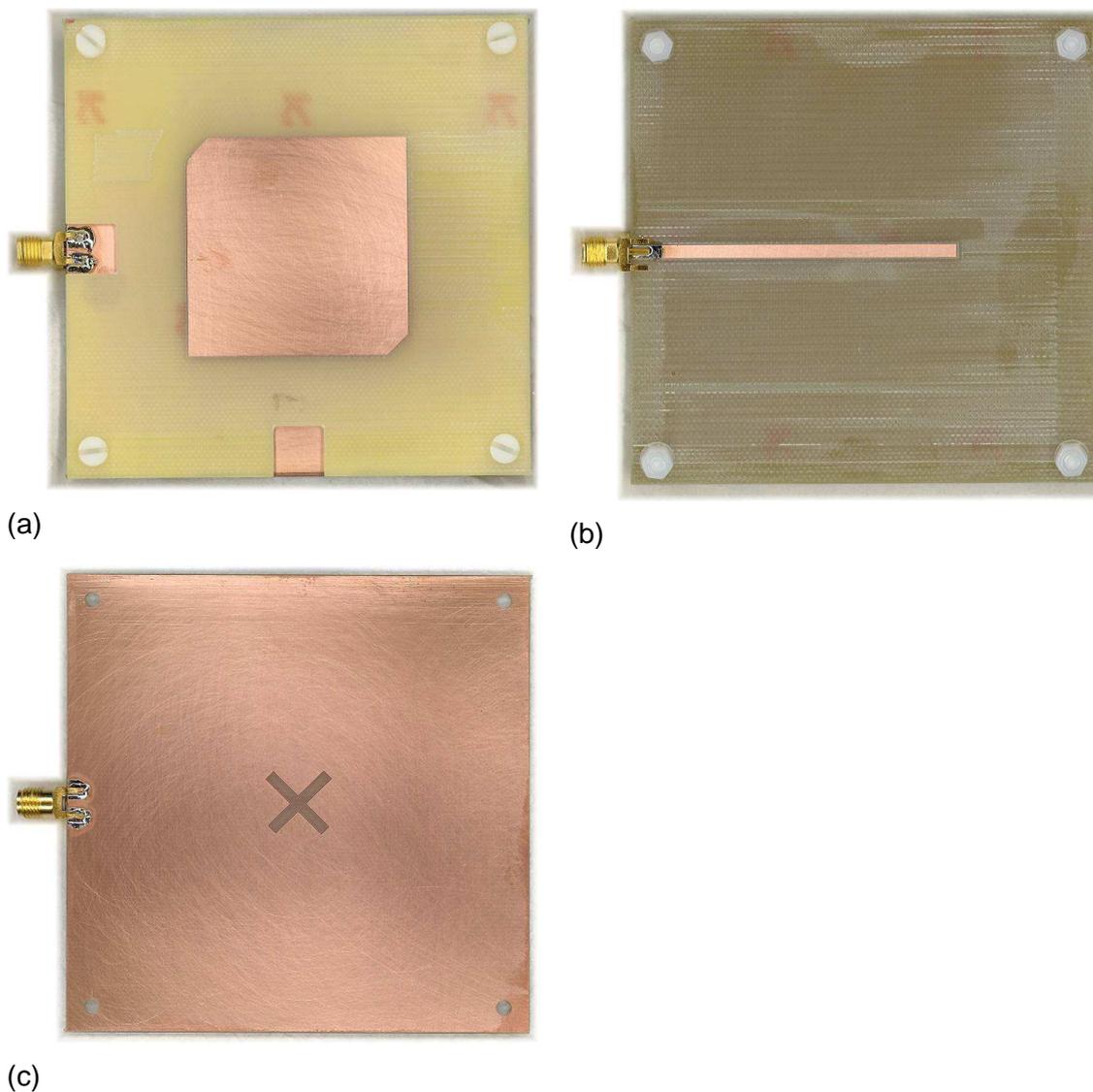


Figura 6.17.: Fotografías del prototipo realizado. (a): Vista del parche, cara superior. (b): Línea de alimentación, cara inferior. (c): Plano de masa con ranura en cruz.

El prototipo expuesto en la figura 6.17 ha sido caracterizado con un analizador vectorial de redes. Concretamente se ha utilizado el modelo N5230A de la marca Agilent. Para la medida se ha realizado una calibración de un puerto con un kit de calibración de 2.4mm. Se usó una transición de 2.4 hembra - SMA macho para entrar en el conector de la SMA hembra de la antena. Por tanto, los resultados que se presentan caracterizan el conjunto transición-antena. No obstante, la transición se comporta de forma transparente a esa frecuencia, no produciendo ningún efecto significativo.

Las figuras 6.18 y 6.19 muestran las características en magnitud y fase del coeficiente s_{11} , procesadas con Matlab. Podemos observar cómo ha ocurrido un desplazamiento de la frecuencia de resonancia, situándose en 1.715GHz aproximadamente. Por lo cual este desplazamiento es de 140MHz.

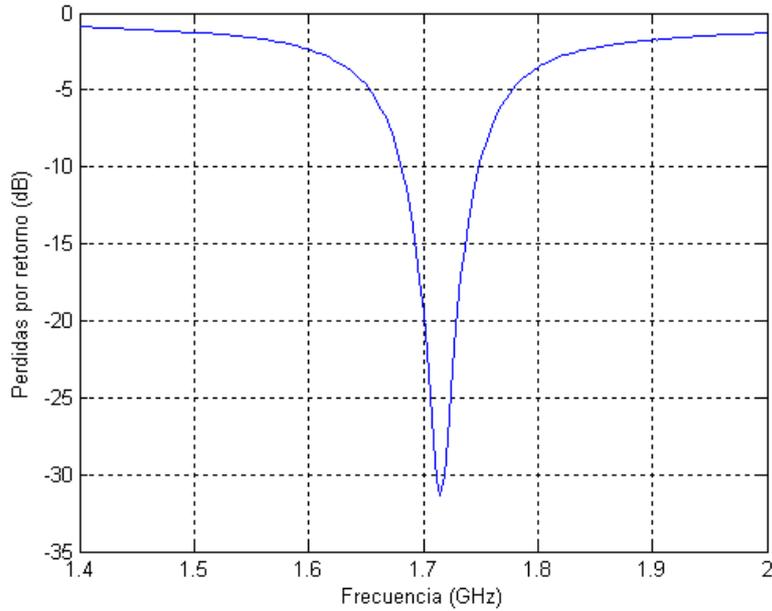


Figura 6.18.: Medida de las pérdidas por retorno sobre el prototipo construido.

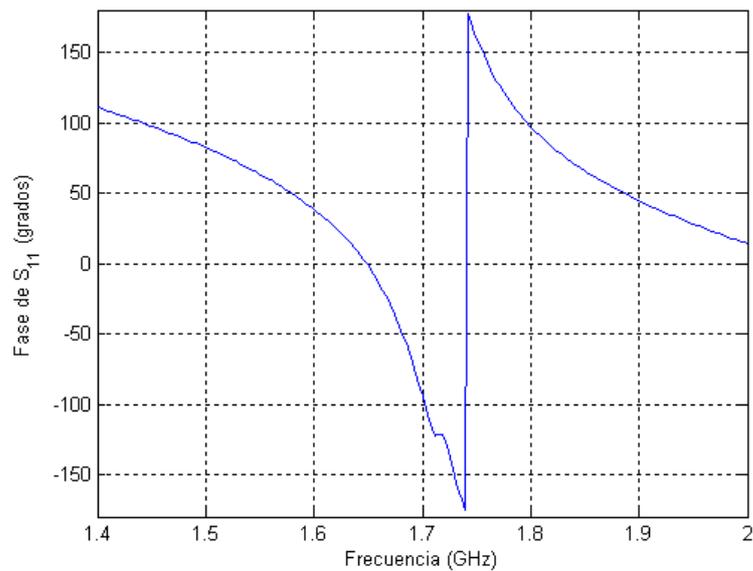


Figura 6.19. Medida de la fase del parámetro s_{11} sobre el prototipo construido.

Por otra parte, en la figura 6.20 se representa el coeficiente de onda estacionaria. A partir de aquí podemos definir el ancho de banda como aquel rango de frecuencia cuyo VSWR es inferior a 2. De esta forma obtenemos aproximadamente un ancho de banda de 70MHz.

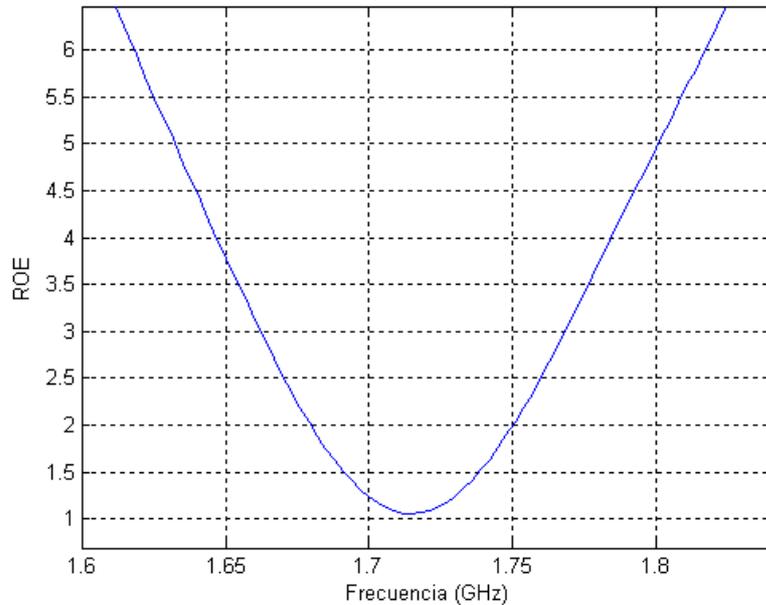


Figura 6.20. Medida del coeficiente de onda estacionaria sobre el prototipo construido.

Por último, se muestra en la figura 6.21 la curva de impedancia sobre la carta de Smith, donde apreciamos una buena adaptación de impedancia para la frecuencia de resonancia. Además, es una curva de impedancia muy parecida a la que se ha obtenido para la simulación, con la salvedad de la frecuencia de resonancia. Aunque no esté siquiera demostrado, parece ser que la forma “acorazonada” de la curva de impedancia entorno al punto correspondiente a la frecuencia de resonancia es signo de la presencia de polarización circular. Esto mismo podemos observarlo en el prototipo D del capítulo anterior (figura 5.26) y en el prototipo final (figura 6.7).

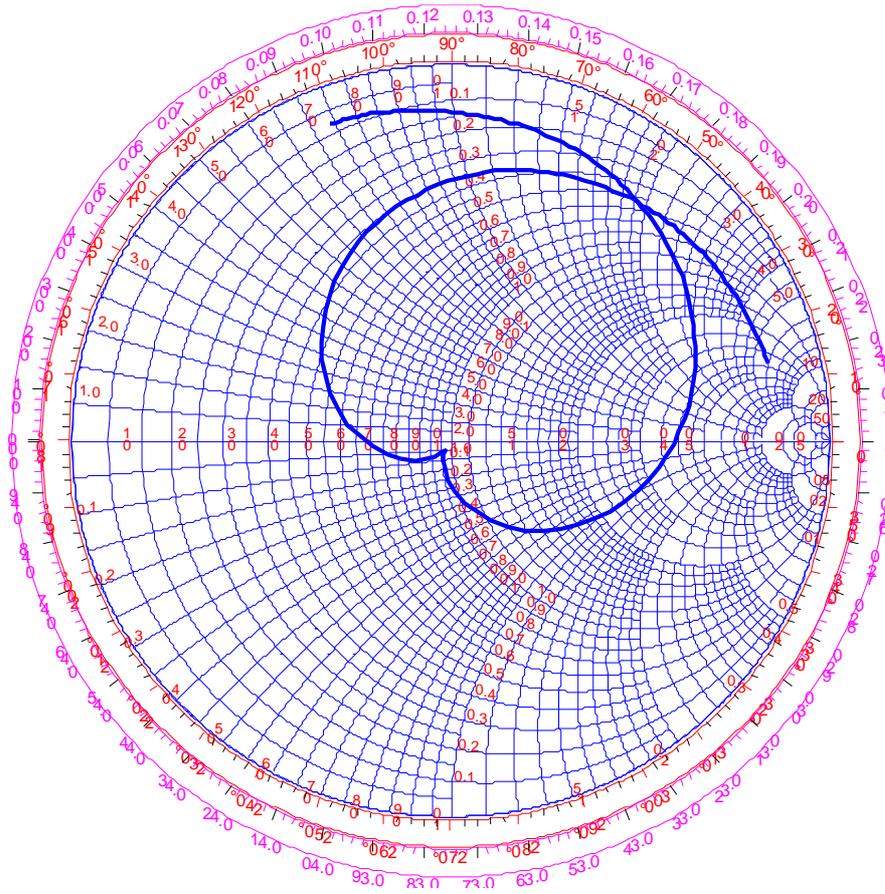


Figura 6.21. Medida de la impedancia de entrada del prototipo construido.

Capítulo 7.

Conclusiones y líneas futuras.

Si nos remontamos a los objetivos del proyecto, podemos decir que a lo largo de la presentación de los capítulos se ha pretendido abarcar progresivamente el proceso de construcción de un prototipo de antena microstrip.

En los primeros capítulos se mostraban las consideraciones teóricas de antenas microstrip, para que una vez estudiadas fuéramos capaces de afrontar el diseño de un modelo particular. En los siguientes capítulos se ha presentado un diseño “sobre el papel”, en el cual se han destacado aquellas características de la antena que permitieran cumplir con una serie de requisitos, dando paso posteriormente al diseño asistido por ordenador.

Se ha presentado un determinado software de diseño y una metodología basada en construcción de prototipos previos con fines didácticos: distintos esquemas de alimentación y distintas formas de parche. De esta forma ha sido posible el diseño de un modelo final que cumpliera con las especificaciones requeridas para una antena GPS.

Con respecto a los resultados obtenidos por simulación, el prototipo cumple a la perfección con estas especificaciones: buena adaptación de la frecuencia de resonancia, perfecta adaptación de impedancias y buenas características de radiación (ganancia, ancho de haz, polarización...).

Sin embargo, los resultados obtenidos mediante simulación difieren significativamente de los medidos en el laboratorio tras la construcción del prototipo. No obstante, éstos últimos resultados son satisfactorios, puesto que sólo ha variado la frecuencia de resonancia de la antena. Por lo tanto, se propone repetir todo el diseño a una frecuencia de resonancia más baja, de forma que la resonancia del prototipo físico se ajuste a 1.575GHz.

También hay que tener presente que es posible construir una antena mejor si pudiéramos elegir substratos apropiados, sobre todo en lo referente a la eficiencia, debido a que el FR-4 tiene pérdidas bastante notables.

Por último, destacamos la posible conmutación de la polarización del prototipo construido, de forma que construyendo dos ejemplares puedan compatibilizarse. Es decir, antena transmisora polarizada a derechas, y antena receptora polarizada a izquierdas, o viceversa. También queda propuesto la obtención de características de radiación como ganancia, directividad o ancho de haz, haciendo uso de una cámara anecoica.

Bibliografía Básica.



Garg R., P. Bhartia, I. Bahl, A. Ittipiboon, "Microstrip Antenna Design HandBook", Artech House, 2001.



Sainati, R. A. "CAD of Microstrip Antennas for Wireless Applications", Artech House, 1996.



"ADS documentation". Manual de usuario del Software "Advanced Design System 2003". Agilent Technologies. 2002-2003.

Bibliografía Complementaria.



Balanis, C. A., "Antenna Theory Analysis and Design". 3rd Edition. Ed. John Wiley and Sons. 2005.



Pozar, D. M. "Microwave Engineering" 3rd Ed., John Wiley & Sons, 2005.

Referencias.

- [1] Deschamps, G.A., "Microstrip Microwave Antennas", *3rd USAF Symposium of Antennas*, 1953.
- [2] Gutton, H. y G. Baissinot, "Flat Aerial for Ultra High Frequencies", French Patent No. 70313, 1995.
- [3] Hammerstad E.O. "Equations for Microstrip Circuit Design" *Proc. European Microwave Conf.* 1975. pp. 268-272.
- [4] Bahl, I. J., y R. Garg, "Simple and Accurate Formulas for Microstrip Line Finite Strip Thickness". *Proc. IEEE*, vol 65, 1977.
- [5] Chang, K., ed., "Handbook of Microwave and Optical Components", Vol. 1, New York, NY: John Wiley & Sons, 1989, pp. 96-107.
- [6] Gupta, K. C. , R Garg, and I.J. Bahl. "Microstrip Lines and Slotlines", Norwood, MA: Artech House, 1979.
- [7] Balanis C. A., "Advanced Engineering Electromagnetics", John Wiley & Sons, 1989
- [8] Lewin, L., "Radiation From Discontinuities in Stripline", *Proc. IEE*, Vol 107C, 1960, pp 163-170.
- [9] Garg R., P. Bhartia, I. Bahl, A. Ittipiboon, "Microstrip Antenna Design HandBook", Artech House, 2001.

- [10] Sobol, H., "Radiation Conductance of Open-Circuit Microstrip" *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-19, 1971, pp. 885-887.
- [11] Pozar, D.M., "Microstrip Antennas" *Proc. IEEE*, Vol. 80, 1992, pp. 79-91.
- [12] Sainati, R. A. *CAD of Microstrip Antennas for Wireless Applications*, Artech House, 1996
- [13] Kirschning, M., R. H. Jansen y N.H.L. Koster, "Accurate Model for Open End Effect of Microstrip Lines" *Elec. Letts*, Vol. 17, No 3, Feb 1981, pp. 123-125.
- [14] Pozar D.M. "Rigorous Closed-Form Expressions for the Surface Wave Loss of Printed Antennas" *Electron. Lett.*, Vol. 26, 1990, pp 954-956.
- [15] Huynh, T., K. F. Lee, y R.Q. Lee, "Crosspolarisation Characteristic of Rectangular Patch Antennas", *Electron. Lett.*, Vol. 24, 1988, pp.463-464.
- [16] Kuboyama, H., "Post Loaded Microstrip Antenna for Pocket Size Equipment at UHF". *Proc ISAP*, 1985, pp. 443-436.
- [17] Huang, J. "The finite Ground Plane Effect on the Microstrip Antenna Radiation Patern". *IEEE Tran. on Antennas and Propagation*, Vol. AP-31, 1983, pp. 649-653.
- [18] James J. R., P. S. Hall, y C. Wood, "Microstrip Antenna: Theory and Design", Peter Peregrinus, London 1981.
- [19] Kara M. "The Resonant Frequency of Rectangular Microstrip Antenna Elements with Various Substrate Thicknesses" *Microwave and Opt. Technol, Lett.* Vol. 11, 1996, pp 56-59.
- [20] Kara M. "Formulas for the Computation of the Physical Properties of rectangular Microstrip Antenna Elements With Various Substrate Thicknesses" *Microwave and Opt. Technol, Lett.* Vol. 12, 1996, pp 234-239.
- [21] Agilent Technologies. "Schematic Capture and Layout", Manual de usuario en formato electrónico del Software Advanced Design System
- [22] Pozar, D. M. "Microwave Engineering" 3rd Ed., John Wiley & Sons, 2005.
- [23] Vlasits, T., E. Korolkiewicz, A. Sambell y B. Robinson. "Performance of a Cross-aperture coupled single feed circularly polarised patch antenna". *Electron. Lett.*, Vol. 32, 1996. pp 612-613.
- [24] Vlasits, T., E. Korolkiewicz y A. Sambell. "Análisis of cross-aperture coupled patch antenna using transmission line model". *Electron. Lett.*, Vol. 32, 1996. pp 1934-1935.
- [25] Haneishi, M., y S. Yoshida. "A Design Method of Circularly Polarized Rectangular Microstrip Antenna By One-Point Feed", in "Microstrip Antenna Design. K. C. Gupta and A. Benalla (Eds.), Artech House, Nordwood, MA, 1988, pp. 313-321.