



Universidad
Carlos III de Madrid

TESIS DOCTORAL

Aplicación de Metamateriales Para El Desarrollo De Antenas Activas Autodiplexadas

Autor:

David de Castro Galán

Directores:

Dr. Daniel Segovia Vargas

Dr. Vicente González Posadas

DEPARTAMENTO DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES

Leganés, Junio 2014



Universidad
Carlos III de Madrid

TESIS DOCTORAL

**Aplicación de Metamateriales Para El Desarrollo De Antenas Activas
Autodiplexadas**

Autor: David de Castro Galán

Director/es: Dr. Daniel Segovia Vargas
Dr. Vicente González Posadas

Firma del Tribunal Calificador:

Firma

Presidente:

Vocal:

Secretario:

Calificación:

Leganés, de de

Resumen

En esta Tesis se propone la utilización de antenas activas como un medio para aumentar la eficiencia y la calidad de los sistemas inalámbricos. Una antena activa consiste en la integración total de un elemento radiante y un elemento activo, de manera que se reducen las pérdidas entre ellos y se consigue aumentar la figura de mérito. Para ello, se deben diseñar conjuntamente para optimizar el rendimiento global.

El primer problema encontrado es que es complicado conseguir una antena activa que funcione en un ancho de banda elevado. Para solventarlo, se propone la técnica de la ecualización resistiva, que sirve para obtener una ganancia plana en un ancho de banda elevado, tanto para antenas activas transmisoras como receptoras. De esta manera se consigue un sistema compacto capaz de utilizar varios servicios al mismo tiempo.

El segundo problema encontrado es que los amplificadores no son recíprocos. De esta manera hay antenas activas transmisoras o receptoras. Para un sistema bidireccional es necesario implementar la función de diplexado, bien externamente o bien dentro del propio elemento radiante.

Para implementar este diplexado, se utilizan las estructuras artificiales metamateriales, en particular líneas CRLH. Estas líneas aumentan el grado de libertad a la hora de diseñar componentes. Utilizando estas propiedades, se ha diseñado un híbrido *rat-race* reversible a dos frecuencias, de manera que la función de los puertos se intercambian. Esto permite aplicarlo para crear un diplexor, que puede utilizarse con un radiador impreso para conseguir una antena activa diplexada.

Abstract

In this Thesis the use of active antennas is proposed as a way to improve the efficiency and the quality of the wireless systems. An active antenna is made by a radiating element and an active element that are totally integrated. This way, the losses between them are reduced, which increases the figure of merit of the system. To achieve that, both the radiator and the amplifier must be co-designed together to optimise the overall performance.

The first problem is the difficulty to design a broadband active antenna. To solve it the resistive equalisation technique is proposed. It achieves a flat gain in a high bandwidth and can be used for transmitting and receiving antennas. Using this technique, a compact system able to use different services at the same time can be obtained.

The second problem is the non-reciprocity of the amplifiers. Because of this, there are either transmitting or receiving antennas. In order to be used in a bidirectional communication system, a diplexing function is needed. This function can be implemented by an external circuit or by the radiator itself.

To implement this diplexing function, new artificial structures called metamaterials are used, in particular, CRLH lines. These lines increase the number of degrees of freedom in the design of microwave components. Taking advantage of those properties, a new concept based on the rat-race hybrid has been designed. The novelty of this circuit is that the function of the ports are interchanged at the two operating frequencies. Using this behaviour, it can be used as a diplexer. This diplexer can be integrated with a printed patch antenna to achieve a compact diplexed active antenna.

Índice general

Lista de figuras	3
Lista de tablas	9
1. Introducción	17
1.1. Panorámica de los Sistemas Inalámbricos Actuales	17
1.2. Sistemas Inalámbricos Clásicos	22
1.2.1. Sistemas de Comunicación	22
1.2.2. Sistemas de Navegación	23
1.3. Relación Señal a Ruido	25
1.3.1. Cálculo del Balance de Enlace	25
1.3.2. Ruido	28
1.3.3. Relación Señal a Ruido del Sistema	33
2. Antenas Activas de Banda Ancha	37
2.1. Introducción al Concepto de Antena Activa	37
2.2. Discusión sobre la Definición del Término Ganancia en Antenas Activas	38
2.2.1. Definición de Ganancia en un Amplificador	38
2.2.2. Definición de Ganancia de una Antena	40
2.3. Clasificación de Antenas Activas	46
2.3.1. Combinación Quasi-óptica	49
2.3.2. Antenas Osciladoras	49
2.3.3. Radiadores Activos Amplificadores	50
2.3.4. Antenas Activas Transmisoras	50
2.3.5. Antenas Activas Receptoras	52
2.3.6. Antenas Mezcladoras	52
2.4. Miniaturización de Antenas usando Arrays Activos	53
2.5. Antenas Activas de Banda Ancha	55
2.6. Ecuación Resistiva para Amplificadores de Banda Ancha	57
2.7. Antena Activa Transmisora de Banda Ancha	60
2.8. Antena Activa Receptora de Banda Ancha	60
2.8.1. Elección del Elemento Activo	60

2.8.2. Diseño del elemento radiante	66
2.9. Resultados Experimentales	76
2.9.1. Medida de las Antenas Pasiva y Activa	79
3. Aplicación de Metamateriales a Antenas Diplexadas	89
3.1. Introducción a Metamateriales	89
3.2. Historia de los Metamateriales	90
3.3. Ecuaciones de Maxwell y materiales LH	97
3.4. Refracción negativa	98
3.5. Metamateriales como líneas de transmisión	99
3.6. Metamateriales Compuestos CRLH	103
3.6.1. Líneas de Transmisión CRLH	104
3.6.2. Líneas D-CRLH	109
3.6.3. Líneas CRLH Extendidas (E-CRLH)	114
3.7. Implementación	121
3.8. Aplicaciones de Metamateriales En Sistemas de Microondas . . .	121
3.9. Aplicaciones en Circuitos	122
3.9.1. Circuitos Multi-Banda	122
3.9.2. Miniaturización de circuitos y ensanchamiento de banda .	123
3.9.3. Acopladores con valores arbitrarios de acoplamiento . . .	131
3.9.4. Diplexores	135
3.9.5. Circuitos Activos Basados en Metamateriales	135
3.9.6. Filtros basados en Metamateriales	137
3.10. Aplicaciones en Antenas	138
3.10.1. Antenas Leaky - Wave	139
3.10.2. Antenas Resonantes	141
3.11. Aplicaciones de Onda Refractada	145
3.12. Introducción a Diplexores	148
3.13. Rat-Race Reversible de Doble Banda Basado en Líneas CRLH . .	150
3.13.1. Descripción del Híbrido <i>rat-race</i> Convencional	150
3.13.2. Concepto Rat-Race Reversible de doble banda	152
3.14. Diplexor Basado en Rat-Race Reversible de Doble Banda	152
3.15. Diplexor en Frecuencias Separadas	156
3.15.1. Diseño	156
3.15.2. Medidas del Diplexor	169
3.16. Diplexor en Frecuencias Cercanas	174
3.16.1. Diseño	174
3.16.2. Implementación	175
3.17. Antena Monopulso basado en Rat-Race Reversible de Doble Banda	180
3.17.1. Introducción	180
3.17.2. Implementación y Medidas	180
3.18. Diplexor Polarización / Frecuencia basado en líneas CRLH	188
3.18.1. Introducción	188
3.18.2. Concepto de Diplexor Frecuencia / Polarización Circular .	188

<i>ÍNDICE GENERAL</i>	3
3.18.3. Diseño de Aplicación GNSS	189
3.18.4. Implementación del Diplexor aplicado a Galileo E1 / E5 .	191
3.18.5. Medidas del Diplexor	195
4. Conclusiones Finales y Líneas Futuras	203

Índice de figuras

1.1. Evolución de la capacidad de sistemas de telefonía celular.	18
1.2. Evolución de la capacidad de los sistemas de redes locales inalámbricas.	19
1.3. Bandas de frecuencia para GNSS	21
1.4. Diagrama de un sistema de inalámbrico.	25
1.5. Fuentes de Ruido en la Atmósfera	30
1.6. Apertura Efectiva	32
1.7. Cuadripolo equivalente a una cascada de cuadripolos	33
1.8. Receptor convencional y receptor con antena activa.	34
2.1. Esquema de un cuadripolo para definir las ganancias de un amplificador	39
2.2. Esquema para la medida del parámetro G/T	45
2.3. Array activo con un elemento activo por radiador.	48
2.4. Array activo con un elemento activo por sub-array.	48
2.5. Array activo con un elemento activo por array.	48
2.6. Modelo en pequeña señal a bajas frecuencias del MESFET	57
2.7. Parámetros Y para el análisis de amplificadores	58
2.8. Ganancia del LNA de banda ancha realizado con el ATF 34143	61
2.9. Figura de ruido del LNA de banda ancha realizado con el ATF 34143	62
2.10. Pérdidas de retorno del LNA de banda ancha realizado con el ATF 34143	63
2.11. Impedancia de mínimo ruido del ATF 34143	64
2.12. Z_{in} del parche apilado alimentado a 4 mm. del centro.	67
2.13. Z_{in} del parche apilado alimentado a 9 mm. del centro.	67
2.14. Impedancia del parche (línea de puntos) y mínimo ruido (línea continua) para las bandas de DCS-UMTS.	68
2.15. Dependencia del parámetro s_{11}^{GEN} para una condición de carga de Z_0 , parámetro equivalente de la resistencia de la puerta.	71
2.16. Figura de ruido de la antena activa de recepción respecto a la frecuencia con R_g/Z_0 como parámetro para una relación R_d/Z_0 dada.	72
2.17. Circuito simplificado equivalente para el FET a bajas frecuencias.	73

2.18. Esquema de la antena activa de banda ancha con ecualización resistiva.	75
2.19. Prototipo de la Antena Activa fabricada	76
2.20. Medida del coeficiente de transmisión entre la antena de referencia y las antenas pasiva y activa. Se puede observar el incremento al usar la antena activa.	77
2.21. Ganancia de trasducción del amplificador. Valores simulados (línea punteada) y medidos (línea continua).	78
2.22. Configuración para la medida de la antena activa y de la antena pasiva.	80
2.23. Medida de G/T de la antena activa para las condiciones de polarización de $V_{ds} = 0,5V$ y para la antena pasiva conectada a la LNA a través de líneas con pérdidas de $0,5dB$	81
2.24. Medidas de G/T de la antena activa para las condiciones de polarización de $V_{ds} = 1,5V$ a $3,5V$ y G/T para la antena pasiva conectada a la LNA a través de línea de transmisión de $-2dB$	82
2.25. Figura de ruido para el amplificador integrado en el parche de la antena receptora de banda ancha: simulada y medida.	84
2.26. Pérdidas de retorno de salida para la antena activa receptora simulada (línea punteada) y medida (línea continua) respecto a los coeficientes de reflexión medidos para la antena pasiva de doble parche con desplazamiento.	85
2.27. Medidas de los diagramas de radiación en el plano E para la antena pasiva (línea punteada) y para la antena activa (línea continua) para una polarización de $V_{ds} = 2V$ y $V_{gs} = -0,6V$ para $1800MHz$	86
2.28. Medidas de los diagramas de radiación en el plano E para la antena pasiva (línea punteada) y para la antena activa (línea continua) para una polarización de $V_{ds} = 2V$ y $V_{gs} = -0,6V$ para $2200MHz$	87
2.29. Medida de los diagramas de polarización cruzada de la antena pasiva (línea de puntos) y de la antena activa (línea continua) polarizado con $V_{ds} = 2V$ y $V_{gs} = -0,6V$ a $2000MHz$	88
3.1. Clasificación de los medios en función de ϵ y μ	90
3.2. Estructuras artificiales de tipo plasma	92
3.3. Primera demostración de una estructura con ϵ y μ negativos	93
3.4. Configuración del experimento de Smith	94
3.5. Demostración refracción negativa	95
3.6. Aparición del término “metamaterial” en publicaciones científicas.	96
3.7. Refracción entre dos medios.	100
3.8. Focalización debido a un material LH.	101
3.9. Celda unitaria RH	102
3.10. Celda unitaria LH	102
3.11. Celda unitaria $CRLH$	104
3.12. Modelo de línea de transmisión	105

3.13. Constante de Propagación para línea CRLH no balanceada	107
3.14. Constante de Propagación para línea CRLH balanceada	108
3.15. Celda unitaria CRLH simétrica en T	110
3.16. Celda unitaria de una línea de transmisión D-CRLH	111
3.17. Implementación de una línea D-CRLH.	112
3.18. Constante de Propagación de una línea D-CRLH homogénea	115
3.19. Constante de Propagación de una línea D-CRLH implementada con elementos concentrados	116
3.20. Celda unitaria $E - CRLH$	117
3.21. Constante de propagación $E - CRLH$ balanceada.	119
3.22. Constante de propagación $E - CRLH$ no-balanceada.	120
3.23. Respuesta de fase de línea CRLH y línea convencional RH.	123
3.24. <i>Branch-line</i> CRLH de doble banda.	124
3.25. <i>Rat-race</i> CRLH de doble banda.	125
3.26. Líneas CRLH 0°	126
3.27. Retardo de fase de las líneas del <i>rat-race</i> CRLH.	127
3.28. Diferencia de fase de las líneas del <i>rat-race</i> CRLH.	128
3.29. Comparación entre <i>rat-race</i> convencional y compacto.	129
3.30. Acoplador onda regresiva	132
3.31. Acoplador onda progresiva	133
3.32. Acoplador CRLH simétrico	134
3.33. Modos del resonador basado en línea CRLH.	142
3.34. Estructura de <i>invisibilidad</i> en microondas	146
3.35. Representación del patrón del campo eléctrico en la estructura de <i>invisibilidad</i>	147
3.36. Esquema del diplexor convencional	148
3.37. Esquema del diplexor balanceado	149
3.38. Esquema del híbrido <i>rat-race</i> convencional	151
3.39. <i>Rat-race</i> reversible a dos frecuencias basado en líneas CRLH	153
3.40. Esquema del diplexor basado en el <i>rat-race</i> reversible	155
3.41. Diplexor basado en <i>rat-race</i> reversible	155
3.42. Diplexor basado en <i>rat-race</i> reversible	156
3.43. Desfase ($^\circ$) introducido por líneas LH , RH , y la $CRLH$ resultante.	157
3.44. Prototipo de las líneas CRLH construídas para el diplexor	160
3.45. Simulación del parámetro de transmisión de las líneas CRLH que componen el diplexor.	161
3.46. Simulación de la longitud eléctrica de las líneas CRLH que com- ponen el diplexor.	162
3.47. Medida del parámetro de transmisión de las líneas CRLH que com- ponen el diplexor.	163
3.48. Medida de la longitud eléctrica de las líneas CRLH que componen el diplexor.	164
3.49. Simulación de la adaptación de los puertos del diplexor CRLH completo	165

3.50. Simulación de la magnitud de los parámetros S del diplexor CRLH completo (i)	166
3.51. Simulación de la magnitud de los parámetros S del diplexor CRLH completo (ii)	167
3.52. Simulación del desfase entre puertos del diplexor CRLH completo	168
3.53. Prototipo del diplexor basado en líneas CRLH	170
3.54. Medida de la adaptación en los cuatro puertos del diplexor basado en líneas CRLH.	171
3.55. Medida de la parámetros S_{x1} del diplexor basado en líneas CRLH.	172
3.56. Medida de la parámetros S_{x2} del diplexor basado en líneas CRLH.	173
3.57. Diseño del diplexor basado en líneas CRLH para frecuencias próximas.	176
3.58. Simulación de los parámetros S del diplexor basado en líneas CRLH para frecuencias próximas.	177
3.59. Simulación de la diferencia de fase entre puertos del diplexor basado en líneas CRLH para frecuencias próximas.	178
3.60. Realización Condensadores Dos Capas	179
3.61. Medidas de la línea CRLH de tres celdas con elementos distribuidos	179
3.62. Esquema de conexión de antena monopulso.	181
3.63. Prototipo de antena monopulso compuesto por dos monopolos y el rat-race reversible.	181
3.64. Diagrama de radiación en plano E de la antena monopulso a $f_1 = 950$ MHz (puertos Σ y Δ).	183
3.65. Diagrama de radiación en plano E de la antena monopulso a $f_2 = 1740$ MHz (puertos Σ y Δ).	183
3.66. Diagrama de radiación en plano H de la antena monopulso a $f_1 = 950$ MHz (puertos Σ y Δ)	184
3.67. Diagrama de radiación en plano H de la antena monopulso a $f_2 = 1740$ MHz (puertos Σ y Δ).	185
3.68. Función monopulso Δ/Σ a $f_1 = 950$ MHz.	186
3.69. Función monopulso Δ/Σ a $f_2 = 1740$ MHz.	187
3.70.	190
3.71. Esquema en 3D del circuito diplexor para GNSS	192
3.72. Simulación parámetros S usando componentes ideales (módulo).	193
3.73. Simulación parámetros S usando componentes ideales (fase).	194
3.74. Simulación parámetros S usando datos del fabricante (módulo).	196
3.75. Simulación parámetros S usando datos del fabricante (fase).	197
3.76. Prototipo del diplexor y alimentador con polarización circular.	198
3.77. Medida de la adaptación de los puertos del prototipo del Diplexor CRLH para GNSS.	199
3.78. Medida de los parámetros S del prototipo del Diplexor CRLH para GNSS (módulo).	200
3.79. Medida de los parámetros S del prototipo del Diplexor CRLH para GNSS (fase).	201

Índice de tablas

2.1. Comparación entre antena convencional y array activo miniaturizado.	54
2.2. Resumen de parámetros de la antena activa	75
3.1. Longitud eléctrica de las líneas CRLH para el diplexor $f_1 = 950$ MHz. y $f_2 = 1800$ MHz.	156
3.2. Longitud eléctrica de las líneas CRLH para el diplexor $f_1 = 950$ MHz. y $f_2 = 1800$ MHz.	159
3.3. Características de componentes SMD	159
3.4. Medidas diplexor CRLH en frecuencias separadas	169
3.5. Valores de los condensadores semiconcentrados.	175
3.6. Valores de los componentes para las líneas del diplexor CRLH para GNSS	191

Prefacio

En los últimos 20 años hemos sido testigos de una gran explosión de los servicios inalámbricos. Hoy en día es muy común que la población tenga un teléfono inteligente, un ordenador portátil, una tableta, con la que acceder a Internet sin importar dónde se encuentren. Los usuarios ya no distinguen entre si están conectados a una red WLAN, o si están conectados a través de redes celulares. Los usuarios quieren obtener el acceso de la manera más transparente posible.

Paralelamente, también se han desarrollado los servicios de localización, tanto basados en sistemas por satélite como el GPS, como basados en redes de telefonía. De hecho, existen técnicas que híbridas en las que, aprovechando la red de datos permiten una adquisición más rápida de los satélites.

Por lo tanto, los dispositivos cada vez han de ser capaces de trabajar con más servicios inalámbricos diferentes (GSM, UMTS, LTE, WiFi, Bluetooth, GPS, Galileo). Además, los terminales son más pequeños, pero con procesadores más rápidos y pantallas con más resolución. Por lo tanto, existen fuertes limitaciones en cuanto a espacio como a batería.

Debido a esto, sería muy beneficioso la existencia de sistemas de radiofrecuencia, lo más eficientes posibles, y con capacidad de cubrir una banda lo más ancha posible.

El paradigma de antenas activas trata de cubrir el tema de la eficiencia. Consiste en el diseño conjunto e inseparable tanto del elemento radiante como del elemento activo. De esta manera, se eliminan las pérdidas introducidas por la red de adaptación y de conexión.

Sin embargo, en el estado actual se pueden apreciar dos inconvenientes. El primero es que la mayoría de las antenas activas que se encuentran publicadas en la literatura son de banda estrecha, debido a las variaciones de impedancia de los elementos activos y de los elementos radiantes. El segundo es que los elementos activos son no-recíprocos. Esto quiere decir que sólo funcionan en uno de los sentidos de la comunicación. Para conseguir un elemento *full-duplex* integrado es necesario algún tipo de elemento diplexor que cuente con un aislamiento grande para evitar interferencias del amplificador transmisor en el receptor, o incluso que cause la destrucción de este último. Un caso algo menos crítico se encuentra cuando una antena se quiere utilizar para varios servicios, y hace falta separarlos sin que interfieran unos en otros. Normalmente este circuito no es lo suficientemente compacto para integrarse con la antena ya que necesita elementos divisores de

potencia y filtros.

El objetivo que persigue esta Tesis es el de conseguir una antena activa compacta diplexada capaz de funcionar en banda ancha. Para ello, se continuó el trabajo sobre técnicas de ensanchado de banda en antenas activas que estaba desarrollando el equipo del Grupo de Radiofrecuencia de la Universidad Carlos III de Madrid.

Al mismo tiempo que comenzaba el trabajo sobre antenas activas, asistimos al auge del nuevo concepto basado en estructuras que se comportaban como si tuvieran índice de refracción negativo, denominado Metamateriales. En 2004, varios grupos de investigación estaban en plena carrera estudiando las propiedades y aplicaciones de este nuevo concepto.

Desde el primer momento se vió que estas nuevas estructuras podrían ser de utilidad en nuestra búsqueda de antenas activas autodiplexadas, e intentamos unir las dos líneas de investigación. De esta manera, basándonos en líneas CRLH, desarrollamos el concepto de *rat-race reversible en dos frecuencias*, que es la principal aportación de esta Tesis. Este dispositivo se puede aplicar como diplexor, para separar dos señales en dos frecuencias arbitrarias. También se pudo aplicar en otros sistemas, como una antena monopulso para la determinación de la dirección de llegada, descrita también en esta Tesis.

Como último ejemplo de aplicación de metamateriales para obtener diplexado, se desarrolló un diplexor para sistemas de navegación por satélite GNSS. La particularidad de este diplexor es que no sólo sirve para diplexar por frecuencias, sino también separa dos polarizaciones circulares ortogonales. De esta forma, dependiendo de la aplicación, se puede obtener en puertos separados o bien la señal de cada frecuencia en una única polarización, o bien la señal de una única frecuencia, pero en dos polarizaciones circulares distintas.

Los trabajos con metamateriales que se presentan en esta Tesis sirvieron para abrir líneas de investigación acerca de aplicaciones basadas en metamateriales en el Grupo de Radiofrecuencia en la Universidad Carlos III. Estas líneas siguen activas y cuenta con numerosas publicaciones y Tesis Doctorales.

Estructura de la Tesis

Esta Tesis se divide en tres partes diferenciadas. La primera de ellas consiste en un capítulo introductorio donde se muestra una panorámica de los sistemas inalámbricos, donde se estudian los parámetros que determinan la calidad del funcionamiento y se justifica la búsqueda de una mejora en el parámetro de potencia radiada, o de la figura de mérito del receptor, la G/T .

El segundo, (2) aborda la justificación del concepto de antenas activas, explicando las mejoras que introduce a nivel de sistema, tanto a nivel teórico como con ejemplos de antenas activas que se pueden encontrar en la literatura. Existen numerosos tipos de antenas activas, con diferentes funciones como puede ser amplificadora, de conversión de frecuencia o de generación de potencia. Los anteriores trabajos se centraban en antenas activas de banda estrecha. Por último, se propone la utilización de la técnica de ecualización resistiva para conseguir una antena

activa amplificadora con ganancia plana en una banda ancha, tanto en transmisión como en recepción.

El tercer capítulo se dedica a los metamateriales. Tras una introducción teórica donde se presentan los principios de funcionamiento de los metamateriales y un repaso de las principales aplicaciones desarrolladas durante la década de los años 2000, nos centramos en las aplicaciones circuitales basados en líneas CRLH. Estas líneas permiten más grados de libertad para manipular el desfase a diferentes frecuencias. Esta característica se aprovechará para el diseño de circuitos diplexores más compactos que los convencionales, ya que en un solo circuito se puede encontrar el divisor de potencia, los filtros, el conversor entre líneas balanceadas y no-balanceadas (balun) o la red de generación de polarización circular.

Este nuevo circuito permitirá la integración con un radiador y los amplificadores, bien para separar el transmisor y el receptor en diferentes frecuencias (duplexado) o bien para separar diferentes bandas de funcionamiento (diplexor), para conseguir antenas activas diplexadas compactas.

Aportaciones de la Tesis

Esta Tesis recoge las siguientes aportaciones, que fueron publicadas en las referencias indicadas:

- **Antena Activa Receptora de Banda Ancha:** Estudio, diseño, implementación y medidas de una antena que integraba un parche apilado con desplazamiento para el aumento de la banda, junto con un amplificador de bajo ruido. Para conseguir una ganancia plana en banda ancha, se utiliza la técnica de equalización resistiva. Las publicaciones relacionadas con esta aportación son:
 - D. Segovia-Vargas, V. Gonzalez-Posadas, D. Castro-Galán, J. Vázquez, and E. Rajo, “Broad band active receiving microstrip antenna for DCS-UMTS,” *IEEE Antennas Propag. Soc. Symp.*, vol. 4, pp. 3935–3938, 2004.
 - D. Segovia-Vargas, D. Castro-galán, L. E. García-muñoz, V. Gonzalez-Posadas, and L. E. Garcia-Muñoz, “Broadband active receiving patch with resistive equalization,” *Microw. Theory Tech. IEEE Trans.*, vol. 56, no. 1, pp. 56–64, 2008.
- **Antena Activa Mezcladora con Ganancia:** Análisis y diseño de una antena mezcladora basada en transistor FET con ganancia de conversión. Se estudió cómo afecta el punto de alimentación del parche en la impedancia de entrada, y cómo ésta determina la ganancia de conversión para varias potencias del oscilador local. Publicación relacionada:

- D. Segovia-Vargas, D. Manceras, D. Castro-Galán, and V. Gonzalez-Posadas, "A microstrip mixer receiving antenna for maximum conversion gain for mobile applications," in 2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005, vol. 2A, pp. 217–220.
- **Rat-Race Reversible de Doble Banda Basado en CRLH:** La principal aportación de esta Tesis consiste en un híbrido *rat-race* implementado con líneas CRLH. La principal novedad con respecto a los trabajos anteriores es que en estos últimos, se buscaba el mismo funcionamiento a dos frecuencias. La aportación presentada aquí consigue funcionamientos diferentes a cada una de las frecuencias. El puerto Σ a una frecuencia se convierte en Δ a la otra frecuencia, y viceversa. Este cambio de comportamiento permite su aplicación como diplexor. También se puede utilizar para la realización de una antena monopulso con diversidad a dos frecuencias. Publicaciones relacionadas:
 - D. Castro-Galán, V. Gonzalez-Posadas, C. Martin-Pascual, and D. Segovia-Vargas, "Novel diplexer based on CRLH transmission lines," 2005 Eur. Microw. Conf., vol. 1, p. 4 pp., 2005.
 - D. Castro-Galán, L. E. Garcia-Muñoz, and D. Segovia-Vargas, "Diversity monopulse antenna based on a dual-frequency and dual mode CRLH rat-race coupler," Prog. Electromagn. Res., vol. 14, pp. 87–106, 2009.
- **Diplexor Frecuencia / Polarización:** Mediante el uso de un híbrido *branch-line* implementado con líneas CRLH, es posible alimentar dos modos ortogonales en un parche para generar polarización circular. Mediante el diseño adecuado de las fases de las líneas a cada frecuencia, se puede conseguir un comportamiento que diplexe tanto por frecuencia (una polarización dada aparece en puertos distintos en función de la frecuencia) como por polarización (a una frecuencia dada, cada polarización circular, RHCP y LHCP aparecen en puertos distintos). Aparte de la aplicación como diplexor, se puede aplicar para obtener diversidad en sistemas MIMO, en detección de multipath ya que por cada reflexión el sentido cambia, o en otro tipo de aplicaciones científicas. Publicaciones relacionadas:
 - D. Castro-Galán, D. Segovia-Vargas, and V. Gonzalez-Posadas, "Metamaterial-based dual-band circularly-polarised antenna for GNSS application," EuCAP 2009, pp. 4–7, 2009.

A continuación se listan otras publicaciones no relacionada directamente con esta Tesis, pero que son relevantes indirectamente:

- **Balun de banda ultra-ancha:**

- Gonzalez-Posadas, V., Castro-galán, D., Jimenez-Martin, J. L. Segovia-Vargas, D., “Lumped high-low pass balun for ultra wide band printed balanced antennas,” Antennas and Propagation, 2006. EuCAP 2006. First European Conference on. October 2006.
- **Modelos de la respuesta de superficies selectivas en frecuencia basados en redes neuronales para acelerar la simulación:**
 - Fernandez-Martinez, L., Garcia, E., de Castro-Galan, D., Segovia-Vargas, D., “Equivalent Circuit Model Proposal Applied to Frequency Selective Surfaces” 2005 18th International Conference on Applied Electromagnetics and Communications p. 1-4

Capítulo 1

Introducción

1.1. Panorámica de los Sistemas Inalámbricos Actuales

Hoy en día estamos asistiendo a un gran auge de los sistemas inalámbricos en diferentes ámbitos. Por poner un ejemplo, el crecimiento de los teléfonos inteligentes ha sido espectacular. Los usuarios tienen la necesidad de estar permanentemente conectados a una conexión de datos, para acceder a internet, consultar el correo electrónico, usar las redes sociales, o intercambiar fotos y videos, de manera independiente de su localización. Además, los usuarios cada vez demandan más capacidad de transmisión. La figura 1.1 muestra la tasa de datos de los diferentes sistemas celulares, y la figura 1.2 la evolución de los sistemas de redes locales inalámbricas. En ambos casos se puede ver que la capacidad ha aumentado de manera exponencial.

Para conseguir este aumento se necesita que los sistemas sean capaces de trabajar con un mayor ancho de banda y en diferentes frecuencias. Sin embargo, a diferencia de los sistemas cableados, el ancho de banda en la banda de radio es un recurso limitado que debe compartirse de la manera más eficiente posible. Dado que los dispositivos móviles tienen limitaciones sobre todo de tamaño y batería, el consumo de potencia debe reducirse lo máximo posible.

Por otra parte, los dispositivos móviles modernos incluyen diferentes sistemas inalámbricos que deben compartir el reducido espacio. Por ejemplo, un teléfono móvil o *tablet* puede contar con telefonía GSM/DCS, UMTS, LTE, redes locales WiFi 802.11, o Bluetooth entre otros. Esto hace que los sistemas de radio frecuencia deban ser capaces de trabajar en bandas más anchas para cubrir todos los servicios.

Por otra parte, en los últimos años también hemos sido testigos del auge de los sistemas que utilizan la localización del receptor. Esto ha sido posible sobre todo por la generalización de los sistemas de navegación por satélite. En la actualidad, solamente están operativos los sistemas americano GPS y el ruso GLONASS. El sistema europeo Galileo ya tiene cuatro satélites en órbita, lo que permite calcular posiciones cuando están todos a la vista, y se espera que el sistema esté completo

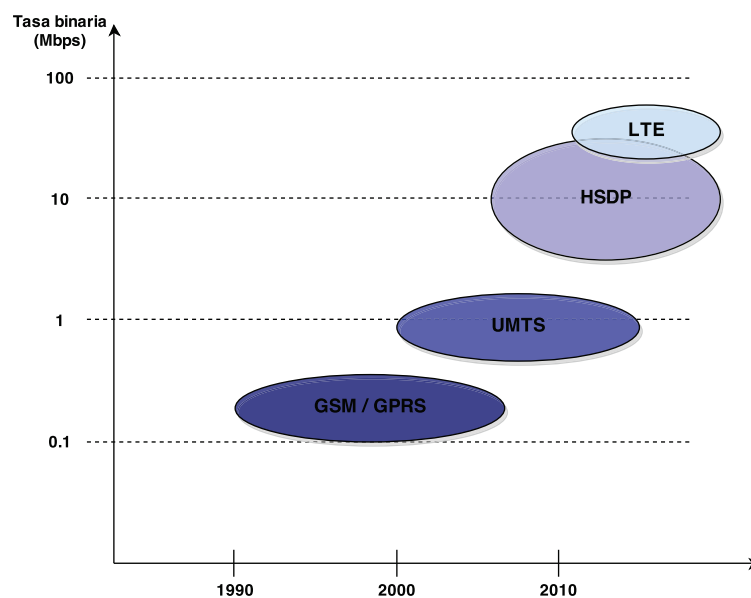


Figura 1.1: Evolución de la capacidad de sistemas de telefonía celular.

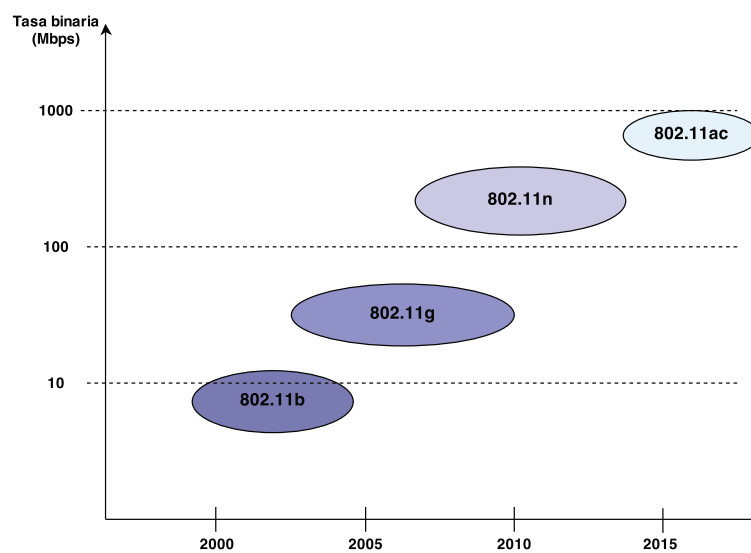


Figura 1.2: Evolución de la capacidad de los sistemas de redes locales inalámbricas.

antes del año 2020. Otros países como China, Japón o India también están desarrollando sus propios sistemas de navegación o de aumentación ([92]). En el origen de GPS, solamente se contemplaban dos señales, denominadas C/A y P. La señal P se transmite en dos frecuencias, denominadas L1 y L2. Está orientada al uso militar, y su acceso es restringido. El ancho de banda de la señal P es de 20 MHz en cada banda. La señal C/A sólo se transmite en la banda L1, con un ancho de banda de 1 MHz. Esta señal se usaba en un principio para facilitar la adquisición de la señal P. El acceso a esta señal C/A es público. Esto permitió que se empezara a aplicar a sistemas civiles.

La utilización de varias frecuencias en los sistemas de navegación por satélite es muy interesante, ya que permite eliminar los errores debidos a la ionosfera, aumentando la precisión de las medidas. Por esto, en las evoluciones de los sistemas existentes, y en el diseño de los nuevos sistemas como Galileo, se han añadido señales en diferentes bandas. La figura 1.3 muestra las bandas utilizadas por los diferentes sistemas. Se puede ver que las bandas coinciden entre los sistemas, de manera que puedan interoperar.

La mayor limitación del sistema es que la potencia recibida en la superficie terrestre es muy baja, alrededor de -158dBW , por lo que queda por debajo del nivel de ruido. Sólo gracias al procesado de señal se puede recuperar una señal útil que permita calcular la posición del receptor. Esto limita la calidad del servicio en entornos donde no se tenga una visión directa del satélite, como ocurre en interiores. La precisión de la posición depende de la relación entre potencia recibida y nivel de ruido, y del ancho de banda de la señal transmitida.

Por lo tanto, para mejorar la calidad de la posición, los futuros receptores GNSS deberán incrementar el ancho de banda, funcionar a dos o más frecuencias, y reducir todo lo posible el ruido en el receptor.

La electrónica de consumo no es la única que utiliza sistemas inalámbricos. Cada vez hay más sistemas científicos que utilizan sistemas de microondas como método de medida o para comunicar los resultados de los experimentos.

A modo de ejemplo, se pueden encontrar satélites de observación de la Tierra como el ENVISAT [135], que entre otros sensores incluía un radar de apertura sintética. La misión del ENVISAT acabó en 2012, tras perder el contacto con la estación de control.

También se puede citar el proyecto para el radiotelescopio *Square Kilometer Array, SKA*, [55]), que pretende estar operativo en 2020 y que integrará diversos subarrays de antenas en la banda de 70 MHz hasta 25 GHz para observación del espacio.

Por último, un ejemplo extremo es el de las sondas de exploración en otros planetas, como Curiosity en Marte. Debido a la enorme distancia y a la limitación de potencia disponible, todo el sistema debe estar optimizado para conseguir transmitir los datos científicos a la tierra, y recibir los comandos de control.

Por lo tanto, queda patente la necesidad de tener sistemas de antenas lo más eficientes que sea posible ya que permitirán mejorar un gran rango de aplicaciones. Además, cuanto mayor sea la banda en la que sean capaces de trabajar, mejor ser-

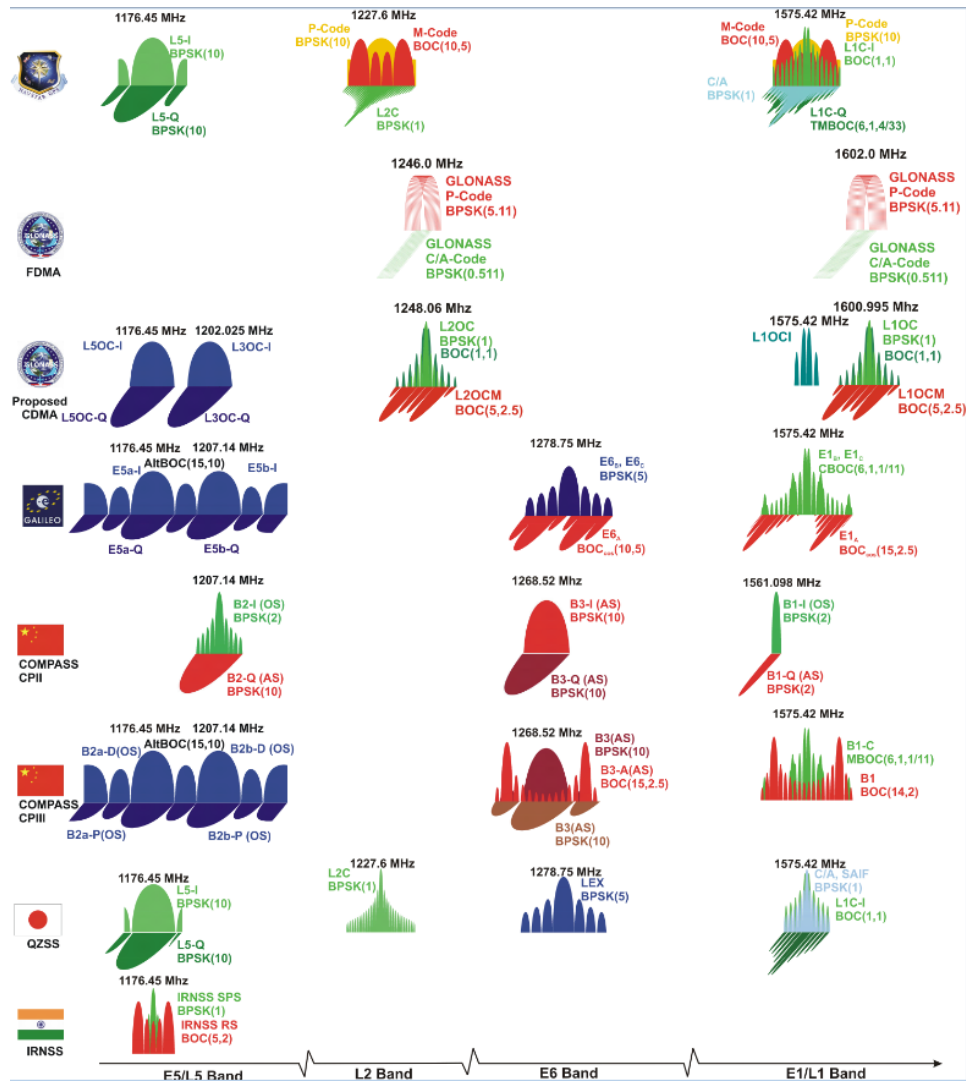


Figura 1.3: Bandas de frecuencia de sistemas de navegación por satélite GNSS (fuente: Stefan Wallner).

vicio obtendremos (más usuarios, mayor velocidad, combinar varias aplicaciones con una sola antena, etcétera.)

Los elementos que componen los sistemas tradicionales se diseñan de manera independiente. Por un lado se diseña la antena y por el otro el amplificador de alta potencia (*HPA*) transmisor y el amplificador de bajo ruido (*LNA*) en el receptor. En la antena y los amplificadores se busca conseguir una adaptación respecto a la impedancia de la línea de interconexión, normalmente de 50Ω . Esta manera puede no ser la más eficiente si nos fijamos en la calidad de la señal. Esto se debe a la existencia de pérdidas tanto en la línea de conexión como en las redes de adaptación. En un sistema transmisor, debido a la alta potencia involucrada, incluso una pérdida que represente un pequeño porcentaje de la potencia de la señal, en términos absolutos se traduce en una potencia considerable. Esto conlleva un mayor consumo y problemas térmicos debido a la necesidad de disipar el calor generado. En los sistemas receptores, las pérdidas afectan doblemente: reducen la potencia recibida y aumentan la figura de ruido del sistema.

El concepto de antena activa ([133, 47]) trata de superar las ineficiencias anteriores mediante un diseño conjunto de la antena integrada con los diferentes elementos activos. De esta forma, la nueva antena activa integrada será una entidad indivisible que permitirá optimizar parámetros de sistema como la G/T en sistemas receptores, o el incremento de PIRE en estructuras en transmisión.

1.2. Sistemas Inalámbricos Clásicos

Como se ha visto en la introducción, existen numerosas aplicaciones de sistemas inalámbricos. Los sistemas de comunicación son una de las aplicaciones más comunes, aunque existen otras, como son la navegación por satélite, o detección mediante RADAR.

Todas estas aplicaciones tienen en común que el rendimiento del sistema no depende del valor absoluto de la potencia de la señal recibida, sino entre la relación entre esta y la potencia de ruido que hay en el receptor. A continuación veremos dos ejemplos, junto con las fórmulas que rigen el comportamiento del sistema.

1.2.1. Sistemas de Comunicación

En cualquier sistema de comunicación, la cantidad de información que se puede transmitir está limitada por la fórmula de la capacidad de canal de Shannon [197]:

$$C = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad [bps] \quad (1.1)$$

donde C es la capacidad del canal, que es la máxima tasa de bits de información [bit/s] que se puede transmitir de forma fiable a través del canal. B es el ancho de banda del canal [Hz], S es la potencia útil de la señal recibida [W], y N es la potencia de ruido [W].

En los últimos años, a medida que ha surgido la necesidad de transmitir más datos por el canal de comunicación se han desarrollado sistemas multicanal (MIMO) ([69]). Estos sistemas multiantena consiguen aumentar la eficiencia de canal mediante procesamiento de señal y utilizando la diversidad del canal transmiten la información por M canales independientes. El número de canales está relacionado con el número de antenas transmisoras y receptoras. Idealmente, la potencia disponible se reparte entre los M canales pero al ser independientes y aplicando la fórmula de Shannon a cada uno de estos M canales obtenemos la capacidad total:

$$C = B \cdot M \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{M \cdot N} \right) \quad [bps] \quad (1.2)$$

Según la ecuación 1.2 al dividir entre M dentro del argumento del logaritmo, y multiplicar por M de forma lineal, se obtiene un incremento neto en la capacidad del canal. Sin embargo, tanto para sistemas convencionales (SISO) como para MIMO, la capacidad depende de la relación señal a ruido.

De forma más particular, en los sistemas de comunicación digitales, en los que un símbolo puede transmitir varios bits de información en función de la modulación utilizada, el rendimiento del sistema se evalúa mediante la Probabilidad de Error de Bit (*Bit Error Rate, BER*). La fórmula para cada modulación es bien conocida, y pueden encontrarse en cualquier libro sobre comunicaciones digitales, como [202]. A modo de ejemplo, la fórmula para la probabilidad de error P_B de una señal BPSK resulta:

$$P_B = Q \left(\sqrt{\frac{2 \cdot E_b}{N_0}} \right) \quad (1.3)$$

donde $Q(\cdot)$ es

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp \left(-\frac{u^2}{2} \right) du \quad (1.4)$$

E_b es la energía por bit [J], N_0 es la densidad espectral de potencia del ruido [W/Hz]. Por último, se puede demostrar que la relación E_b/N_0 solo depende de la SNR, del ancho de banda B [Hz] y de la tasa binaria R_b [b/s]:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{R_b} \cdot \frac{B}{N} = \frac{S}{N} \cdot \frac{B}{R_b} \quad (1.5)$$

1.2.2. Sistemas de Navegación

Los sistemas de navegación por satélite se basan en la transmisión de una secuencia pseudoaleatoria que, una vez recibida en el receptor, es correlada con una réplica local. Gracias a las propiedades de dicha secuencia, el receptor es capaz de medir la distancia desde el satélite hasta el receptor. La técnica más común

[109] de realizar el seguimiento de la distancia es mediante un bucle cerrado llamado *Delay Locked Loop*, *DLL*. Se realiza la correlación de la señal recibida con tres réplicas de la secuencia pseudoaleatoria: adelantada (*Early*), retrasada (*Late*) y puntual (*Prompt*). La separación temporal entre las réplicas es $D \cdot T_c$ [s], donde D es la separación en fracción de chip, y T_c es el tiempo de chip.

La precisión de la estimación de la distancia desde el satélite hasta el receptor se puede medir mediante su desviación típica [m], que se puede calcular de la siguiente manera [109]:

$$\sigma_c = c \cdot T_c \sqrt{\frac{B_L D}{2 \frac{C}{N_0} \left[1 + \frac{2}{T \frac{C}{N_0} (2-D)} \right]}} \quad [m] \quad (1.6)$$

donde c es la velocidad de la luz en el vacío [m/s], T_c es el tiempo de chip en [s], B_L es el ancho de banda equivalente del lazo de seguimiento [Hz], D es la separación entre correladores, T es el tiempo de integración, y $\frac{C}{N_0}$ es la relación entre la potencia recibida [W] y la densidad espectral de potencia de ruido [W/Hz].

Las diferentes medidas de relación señal a ruido están relacionadas mediante constantes dadas por el sistema (BW es el ancho de banda del sistema (Hz) y T_b es el tiempo de bit en segundos) de la siguiente manera [202]:

$$\frac{S}{N} = \frac{S}{N_0 \cdot BW} \approx \frac{C}{N_0} \cdot \frac{1}{BW} \quad (1.7)$$

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N_0} \cdot T_b \quad (1.8)$$

Por último, la densidad de ruido N_0 puede calcularse como el producto de la Constante de Boltzmann y la temperatura equivalente de ruido,

$$N_0 = k \cdot T \quad (1.9)$$

Por lo tanto, utilizando las ecuaciones 1.7, 1.8 junto con 1.3 y 1.6, podemos ver que tanto en la ecuación para señales de comunicación, como en la ecuación para navegación, el funcionamiento del sistema no depende del valor absoluto de la potencia recibida, sino de la relación entre ella y la densidad de potencia de ruido. La potencia de señal recibida depende de una serie de factores que son ajenos al receptor, multiplicado por la ganancia hasta el punto de medida. Según la ecuación 1.9, la densidad de potencia de ruido es proporcional a la temperatura de ruido.

El rendimiento del sistema se puede caracterizar mediante un único parámetro, que es la relación entre la ganancia total del sistema y la temperatura equivalente de ruido, G/T . Este cociente permanece fijo a lo largo de cualquier cadena receptora.

1.3. Relación Señal a Ruido

Como se ha visto en la sección anterior, el rendimiento de cualquier sistema viene determinado por la relación *señal a ruido* (*SNR*). En esta sección se van a analizar los factores de los que depende, por un lado el cálculo de la potencia recibida y por el otro del ruido.

1.3.1. Cálculo del Balance de Enlace

La figura 1.4 muestra un esquema típico de un sistema inalámbrico, compuesto por un transmisor y un receptor separados una distancia R .

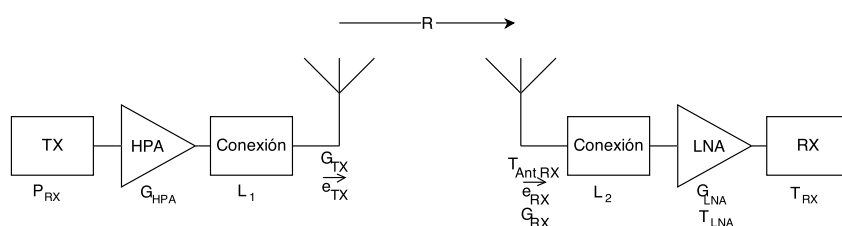


Figura 1.4: Diagrama de un sistema de inalámbrico.

Los principales componentes del transmisor son:

- Generador de la señal que se quiere transmitir
- Amplificador de potencia (*High Power Amplifier, HPA*)
- Circuitería de interconexión
- Antena transmisora

La señal que queremos transmitir se genera normalmente en banda base y con poca potencia. A continuación, atraviesa una serie de filtros y amplificadores hasta que llega a la etapa de conversión de frecuencia, para trasladar la señal hasta la frecuencia f_{RF} , que es la frecuencia final a la que se va a transmitir.

La siguiente etapa del transmisor es el amplificador de potencia. Este amplificador utiliza potencia continua P_{DC} para conseguir una ganancia G_{HPA} que aumente la potencia de señal de RF (P_{TX}).

Los parámetros que caracterizan los amplificadores son su ganancia, linealidad y la eficiencia de potencia, que se puede definir como la relación entre potencia de RF conseguida y la potencia de DC consumida.

Existen diferentes topologías de los amplificadores. Los amplificadores lineales consiguen una eficiencia menor, mientras que las configuraciones más eficientes trabajan en el régimen no lineal por lo que se generan armónicos. Para aumentar la

eficiencia, es necesario que estos armónicos estén terminados con una impedancia determinada.

La red de adaptación para conseguir la impedancia óptima a la frecuencia fundamental y sus armónicos, la circuitería de interconexión entre el amplificador y la antena y los filtros para reducir transmisiones no deseadas, introducen pérdidas (L_1) que disiparán parte de la potencia de la señal en forma de calor. Si la potencia es grande, es necesario añadir un disipador para evitar que la temperatura suba excesivamente, lo que aumenta el peso y el tamaño del sistema.

Por último, la antena transmisora es la encargada de adaptar la señal transmitida desde un medio de transmisión guiado a un medio de transmisión en espacio libre. Desde el punto de vista circuital, se puede caracterizar como una impedancia de carga que varía con la frecuencia. Si la antena no está bien adaptada, parte de la potencia se reflejará hacia el generador, introduciendo pérdidas por desadaptación. Como elemento radiante, la antena se caracteriza por la potencia radiada en cada una de las direcciones del espacio (Directividad y diagrama de radiación), así como su dirección de polarización dada por el vector \vec{e} . La ganancia de la antena (G_{Tx}) es otra función que además tiene en cuenta las pérdidas que se producen en la propia antena.

En el otro extremo del enlace encontramos el sistema receptor, compuesto por:

- Antena receptora
- Líneas de transmisión
- Redes de adaptación
- Amplificador de Bajo Ruido (*Low Noise Amplifier*, LNA)
- Receptor de señal

Al igual que la antena transmisora, la antena receptora se caracteriza por su ganancia, diagrama de radiación e impedancia de entrada.

Las líneas de transmisión y redes de adaptación sirven para adaptar las impedancias de la antena a la línea y encontrar la impedancia adecuada para el amplificador de bajo ruido. Estas líneas introducen pérdidas también. El amplificador de bajo ruido será el que fije la figura de ruido del sistema, siempre que su ganancia sea suficientemente grande para que la contribución del resto de la cadena sea despreciable.

La fórmula de Friis para el balance de enlace 1.10 permite calcular la potencia recibida a la entrada del receptor P_{Rx} .

$$\begin{aligned}
P_{Rx} = & P_{Tx} \cdot G_{HPA} \cdot \left(1 - |\Gamma_{HPA}|^2\right) \cdot \frac{1}{L_1} \left(1 - |\Gamma_{AntTx}|^2\right) \\
& \cdot G_{AntTx}(\theta_{Rx}, \phi_{Rx}) \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 \cdot |\vec{e}_{Tx} \cdot \vec{e}_{Rx}^*|^2 \cdot G_{AntRx}(\theta_{Tx}, \phi_{Tx}) \quad (1.10) \\
& \cdot \left(1 - |\Gamma_{AntRx}|^2\right) \cdot \frac{1}{L_2} \left(1 - |\Gamma_{LNA}|^2\right) \cdot G_{LNA}
\end{aligned}$$

donde:

- P_{Rx} es la potencia a la entrada del receptor (W).
- P_{Tx} es la potencia a la salida del generador de señal (W).
- G_{HPA} es la ganancia del amplificador de potencia del transmisor.
- Γ_{HPA} es el coeficiente de reflexión del amplificador de potencia del transmisor.
- L_1 son las pérdidas de la circuitería de conexión del amplificador de potencia y la antena en el transmisor.
- Γ_{AntTx} es el coeficiente de reflexión de la antena del transmisor.
- $G_{AntTx}(\theta_{Rx}, \phi_{Rx})$ es la ganancia de la antena del transmisor, evaluada en la dirección del receptor.
- λ es la longitud de onda correspondiente a la frecuencia de la portadora (m).
- R es la distancia entre el transmisor y el receptor (m).
- \vec{e}_{Tx} es el vector unitario que marca la polarización de la antena transmisora.
- \vec{e}_{Rx} es el vector unitario que marca la polarización de la antena receptora.
- $G_{AntRx}(\theta_{Tx}, \phi_{Tx})$ es la ganancia de la antena del receptor, evaluada en la dirección del transmisor.
- L_2 son las pérdidas de la circuitería de conexión de la antena receptora y el amplificador de bajo ruido.
- Γ_{LNA} es el coeficiente de reflexión del amplificador de bajo ruido del receptor.
- G_{LNA} es la ganancia del amplificador de bajo ruido del receptor.

Por conveniencia, se define la *Potencia Isotrópica Radiada Equivalente*, *PIRE* para agrupar todos los términos que dependen del transmisor, y representa la potencia que tendría que radiarse con una antena ideal e isotrópica para que el receptor obtuviese la misma densidad de potencia en la que en el sistema real.

$$PIRE = P_{Tx} \cdot G_{HPA} \cdot (1 - |\Gamma_{HPA}|^2) \cdot \frac{1}{L_1} (1 - |\Gamma_{AntTx}|^2) \cdot G_{AntTx}(\theta_{Rx}, \phi_{Rx}) \quad [W] \quad (1.11)$$

De esta manera, se puede especificar los requerimientos del enlace en términos de PIRE, por lo que se dejan libres la ganancia de la antena y la potencia transmitida como parámetros de diseño para el transmisor.

1.3.2. Ruido

El ruido se puede definir como cualquier perturbación electromagnética, indeseada, incontrolable, que no está correlada con la señal deseada. En cualquier sistema existe ruido en mayor o menor medida, y su presencia degradará las prestaciones del sistema. Existen diversas fuentes de ruido, independientes e incoherentes entre sí. La potencia total será la suma de las potencias de cada uno de ellos.

Las fuentes de ruido se pueden caracterizar por su origen como *naturales* y *artificiales*. El ruido artificial está causado por la actividad humana, principalmente por motores eléctricos o máquinas que generan chipas, conmutadores, o descargas en gases como lámparas fluorescentes. También se considera ruido artificial el efecto causado por interferencias electromagnéticas de un sistema en otro.

Dentro de las fuentes de ruido natural se pueden distinguir aquellas que son inherentes al sistema electrónico, y las fuentes de ruido que se captan de la atmósfera.

En el receptor podemos encontrar las siguientes fuentes de ruido:

- **Ruido térmico:** Está causado por el movimiento aleatorio de los electrones libres en conductores y semiconductores. Este movimiento está causado por la temperatura a la que se encuentra el sistema. El ruido térmico sigue una distribución gaussiana, con media cero, aunque el valor instantáneo es distinto de cero. La densidad espectral del ruido térmico es uniforme en el espectro de frecuencias de interés. Por esa razón se denomina *ruido blanco*. La densidad espectral de ruido (N_0) depende de la temperatura física, y viene dada por:

$$N_0 = kT \quad (1.12)$$

donde T es la temperatura en kelvin, y k es la Constante de Boltzmann ($= 1,38 \times 10^{-23} J/K$)

- **Ruido *shot*:** Está causado por la naturaleza cuántica de los portadores (electrones o huecos) al atravesar una barrera de potencial en los dispositivos

activos. Este ruido se manifiesta como una corriente variable superpuesta a la señal deseada.

- Ruido *flicker*, $1/f$: Describe el ruido presente en los dispositivos por los que pasa una corriente continua ([221]). Predomina en bajas frecuencias, debido a su dependencia inversa con la frecuencia. En osciladores y mezcladores, este ruido aparece centrado en la frecuencia de la portadora, y provoca el *ruido de fase*.

Las fuentes más importantes de ruido captado por la antena se pueden ver en la figura 1.5 y son:

- Ruido cósmico: Es un ruido generado en el espacio exterior. Las principales fuentes son el Sol, la Luna, la Vía Láctea y algunas estrellas especialmente activas.
- Ruido atmosférico: La atmósfera es un medio con pérdidas. Estas pérdidas hacen que el ruido que la atraviesa se atenúe, pero a su vez hace que la atmósfera sea una fuente de ruido térmico. Las pérdidas dependen de las frecuencias de resonancia de ciertos gases y del contenido de agua (lluvia leve, fuerte, niebla). Por otra parte en frecuencias por debajo de 50 MHz, las tormentas generan ruido impulsivo que gracias a la propagación ionosférica, es capaz de viajar grandes distancias.
- Fondo de ruido de microondas: Es un ruido independiente de la dirección de observación, y es un resto del Big Bang. Este ruido tiene una temperatura equivalente de 2.7 K ([168, 56]).
- Ruido artificial creado por el hombre.

Cálculo de la Potencia de Ruido de Antena

En esta sección se va a describir cómo calcular la potencia de ruido que la antena capta de su entorno. Para ello, se va a utilizar el procedimiento descrito en [19].

Una fuente de radiación de cuerpo negro emite radiación electromagnética de acuerdo con la Ley de Planck. En las frecuencias de microondas, la densidad de flujo puede determinarse mediante la aproximación de Raleigh-Jeans a la Ley de Planck:

$$F = (2kT/\lambda^2)\Omega \quad (1.13)$$

donde:

- F es la densidad de flujo ($W \cdot m^{-2} \cdot Hz^{-1}$),

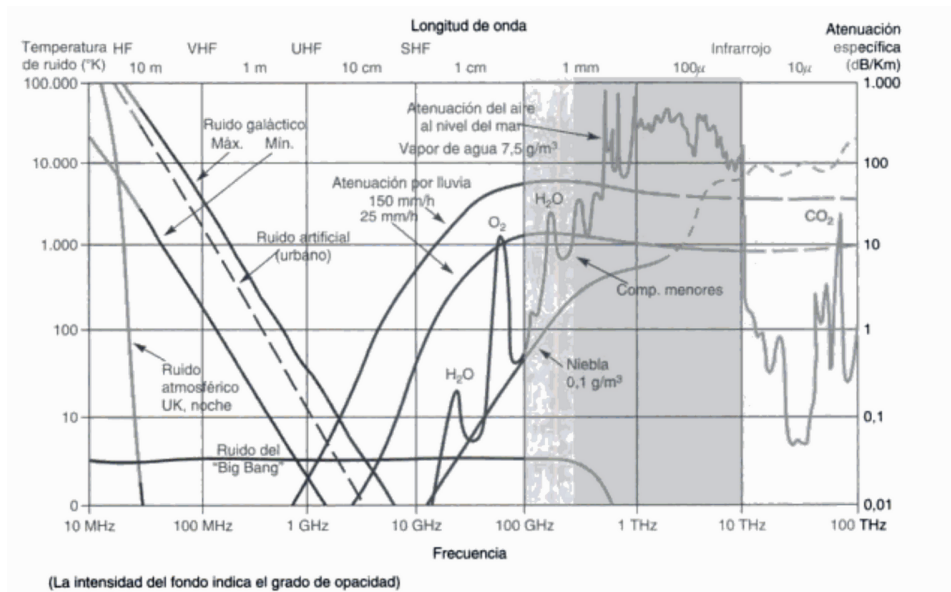


Figura 1.5: Fuentes de Ruido en la Atmósfera

- k es la Constante de Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23} J \cdot K^{-1}$),
- T es la temperatura física del cuerpo negro (K),
- λ es la longitud de onda de la radiación de RF (m), y
- Ω es el ángulo sólido que subtiende la fuente de cuerpo negro (estereoradianes)

En una dirección determinada, la densidad de potencia recibida por la antena será igual a la mitad de la densidad de flujo multiplicado por el área efectiva de la antena en esa dirección. El factor $1/2$ se debe a las pérdidas por depolarización, ya que el cuerpo negro emite sin una polarización definida, mientras que la antena sólo recibe en una polarización.

Si una antena con una carga resistiva adaptada se introduce dentro de un radiador de cuerpo negro, la densidad de flujo será constante en todas las direcciones. Teniendo en cuenta que el área efectiva de una antena es igual a $G\lambda^2/4\pi$ (donde G es la ganancia) e integrando sobre los 4π estereoradianes de la esfera de radiación, se puede calcular la potencia entregada a la carga, dando el siguiente resultado:

$$N = kTB \quad (1.14)$$

donde:

- N es la potencia de ruido (W) y
- B es el ancho de banda de ruido (Hz).

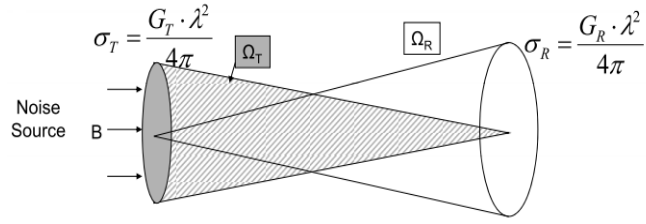


Figura 1.6: Apertura Efectiva

Este valor es independiente del diagrama de radiación, ya que la densidad de flujo es constante en todas direcciones, condición que solamente se encuentran cuando se mide la antena en una cámara anecoica. Por el contrario, en un entorno real, la antena recibirá ruido de multitud de fuentes. Estas fuentes se suelen tratar como si fueran un cuerpo negro aunque en realidad no lo sean. Para obtener la temperatura equivalente de ruido, la potencia total recibida se divide entre $k \cdot B$. Esta temperatura equivalente no es una magnitud física, sino que representa la temperatura a la que tendría que estar una carga adaptada para generar la misma potencia de ruido. Esta temperatura es la que se denomina *Temperatura de Antena* (T_a)

$$T_a = \frac{P_{tot}}{kB} \quad [K] \quad (1.15)$$

Para estudiar el efecto que tiene la distribución espacial de la potencia incidente en una antena sobre la potencia medida en los terminales de salida, se considera el diagrama de la figura 1.6. En él hay una fuente con una apertura equivalente A_t situada a una distancia R de una antena receptora de área A_r . La distancia R es lo suficientemente grande como para que la densidad de potencia S_t pueda considerarse constante en el ángulo sólido Ω_r . La potencia que intercepta la antena receptora es:

$$P = S_t \cdot A_r \quad (1.16)$$

Una magnitud relacionada con la densidad de potencia S_t es la *Intensidad de Radiación* F_t , cuyas unidades son Wsr^{-1} . Normalmente, esta intensidad de radiación depende de la dirección de observación, por lo que se representa por $F_t(\theta, \phi)$. Sin embargo, esta cantidad depende tanto de la potencia de la fuente, y de su área. Se define el brillo B de la fuente como la potencia radiada por unidad de ángulo sólido por unidad de área:

$$B = \frac{F_t}{A_t} \quad [Wsr^{-1}m^{-2}]$$

Desarrollando las expresiones y tomando diferenciales, podemos escribir el diferencial de potencia recibida por la antena como:

$$dP_R = A_r B_f(\theta, \phi) F_n(\theta, \phi) d\Omega \quad (1.17)$$

donde $F_n(\theta, \phi)$ es el diagrama de radiación normalizado de la antena receptora.

La *distribución espectral de brillo* $B_f(\theta, \phi)$ considera la potencia radiada en función de la frecuencia, y se define como el brillo en un ancho de banda df . Sus unidades son $Wm^{-2}sr^{-1}Hz^{-1}$. El brillo total contenido en un ancho de banda Δf es:

$$P_R = A_r \int_f^{f+\Delta f} \iint_{4\pi} B_f(\theta, \phi) F_n(\theta, \phi) d\Omega df \quad (1.18)$$

Si el ancho de banda es pequeño, se puede aproximar las densidades espectrales por constantes para calcular P_R . Utilizando la ecuación 1.15, se puede calcular la temperatura de ruido equivalente de antena T_a .

Ruido en una Cadena de Cuadripolos

Los sistemas de comunicaciones normalmente están formados por diferentes elementos, como son la antena, líneas de transmisión, filtros, amplificadores o mezcladores. Los circuitos pasivos introducen ruido térmico, mientras que en los activos además se incluyen otros efectos, como se ha visto en la sección 1.3.2.

A la hora de analizar el rendimiento del sistema, se modelan todas las fuentes de ruido de cada una como fuentes independientes y se suman en potencia, dando lugar a una temperatura de ruido equivalente *a la entrada del cuadripolo*. Como cada cuadripolo además incluye ganancia o pérdidas, este ruido se amplifica o atenúa al atravesarlo. En los circuitos pasivos con pérdidas, el factor de ruido es igual al valor de las pérdidas.

Cuando se tiene una cadena de N cuadripolos como los mostrados en la figura 1.7, cada uno caracterizado por su temperatura equivalente de ruido T_n y su ganancia G_n , se puede obtener el efecto total, modelado como una ganancia total G_{total} y una temperatura equivalente de ruido T_{total} de toda la cadena, aplicando la fórmula de Friis [70] para la temperatura de ruido (ecuación 1.19).

$$T_{total} = T_1 + \frac{1}{G_1} \left[T_2 + \frac{1}{G_2} (T_3 + \dots) \right] \quad (1.19)$$

1.3.3. Relación Señal a Ruido del Sistema

A partir de los desarrollos presentados en las secciones anteriores, se puede calcular la relación de potencia de señal a ruido

$$SNR = \frac{S}{N} = \frac{P_R \cdot G_{Rx}}{k \cdot T_n \cdot B}$$

Se va a comparar la SNR para los dos esquemas mostrados en la figura 1.8. En la parte superior se muestra una configuración en la que existen pérdidas entre la antena y el amplificador de bajo ruido. En la segunda, la antena está conectada directamente al amplificador.

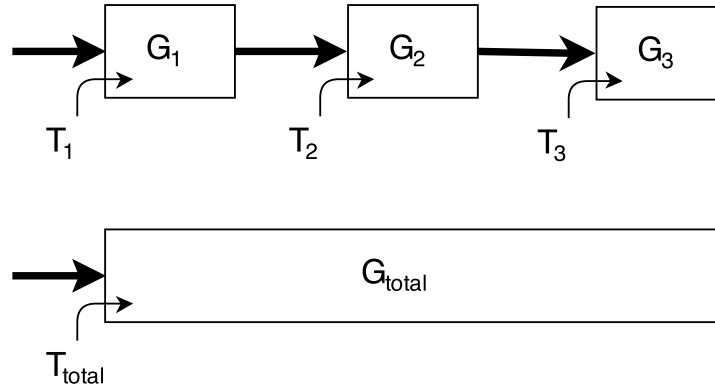


Figura 1.7: Cuadripolo equivalente a una cascada de cuadripolos

Debido a que en ambos casos la potencia incidente es la misma y se puede calcular mediante la ecuación 1.10, la diferencia en la SNR dependerá de la temperatura equivalente de ruido.

En el primer caso, la temperatura de ruido equivalente será:

$$T_{n1} = T_A + T_L + L \left(T_{LNA} + \frac{T_{Rx}}{G_{LNA}} \right) \quad (1.20)$$

mientras que para la segunda configuración, la temperatura de ruido equivalente resulta en:

$$T_{n2} = T_A + T_{LNA} + \frac{1}{G_{LNA}} (T_L + L \cdot T_{Rx}) \quad (1.21)$$

Comparando las anteriores expresiones, se puede ver que la diferencia es

$$T_{n1} - T_{n2} = T_L \left(1 - \frac{1}{G_{LNA}} \right) + T_{LNA} (L - 1) \quad (1.22)$$

Dado que tanto G_{LNA} como $L - 1$ son valores positivos, se puede concluir que T_{n1} siempre es mayor que T_{n2} , y que esta diferencia depende en gran medida del factor de pérdidas L .

Por lo tanto, para mejorar la SNR es conveniente situar el amplificador de bajo ruido lo más cerca (y con las menores pérdidas posibles) de la antena. Este es el origen del concepto de *antenas activas* que se va a describir a continuación.

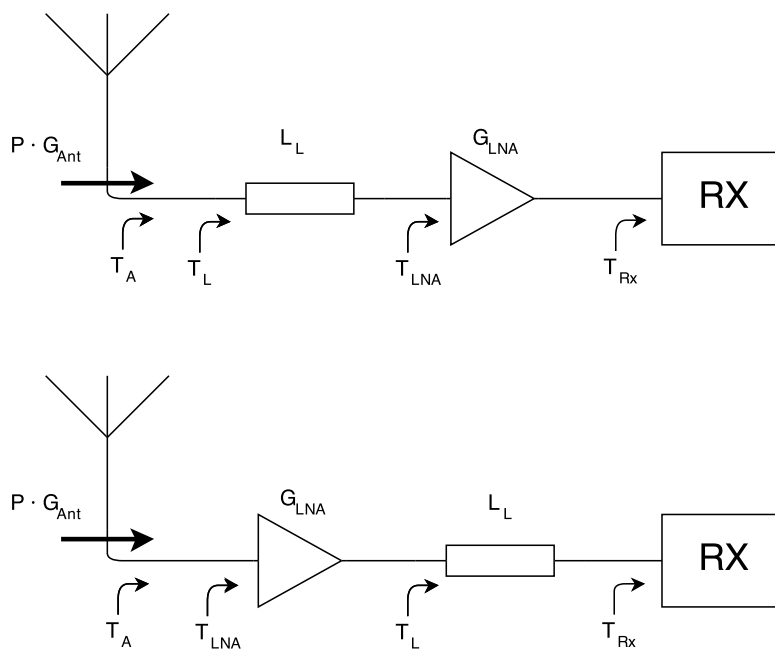


Figura 1.8: Esquema simplificado de un receptor convencional (arriba) y de un receptor con una antena activa (abajo)

Capítulo 2

Antenas Activas de Banda Ancha

2.1. Introducción al Concepto de Antena Activa

Como se ha visto en la parte de introducción, para mejorar el rendimiento de los sistemas inalámbricos es conveniente reducir las pérdidas entre el elemento activo y el elemento radiante.

Teniendo en cuenta esto, surge el concepto de *antena activa*. Una antena activa está constituida por un radiador que cuenta con elementos activos integrados en la propia estructura de la antena de manera inseparable. El concepto de *antena activa* consiste en un paradigma diferente para diseñar sistemas de microondas, realizando un diseño conjunto tanto del amplificador como el radiador para optimizar algún parámetro del sistema.

El elemento radiante cumple una doble función, ya que sirve de impedancia de carga (en transmisión) o de impedancia de fuente (en recepción) al elemento activo, al mismo tiempo que actúa como interfaz entre la propagación en el medio guiado y el espacio libre. De esta manera, el radiador se conecta directamente al elemento activo, por lo que ha de realizarse el diseño conjunto para que la impedancia presentada por el radiador sea la óptima para el funcionamiento del amplificador. Esto hace que el diseño sea mucho más complejo que el diseño independiente de ambos subsistemas.

Su estudio ha tenido un gran desarrollo en los últimos años ([133, 47, 84]). Una Antena Activa puede verse como un circuito activo de microondas en el que el puerto de entrada o de salida está directamente conectado al radiador sin ninguna red de adaptación. Por lo tanto, el radiador debe presentar la impedancia óptima para la función deseada. Esta función que puede ser la de amplificación, oscilación o mezcla. Debido a la inclusión de un elemento activo, las antenas activas ya no son recíprocas, por lo que se dividen en antenas transmisoras o receptoras.

La principal ventaja de las antenas activas es la reducción de las pérdidas entre el radiador y el amplificador. En antenas transmisoras, esto reduce la potencia necesaria para el transmisor, lo cual es bueno en sistemas móviles ya que aumenta la duración de las baterías. En antenas receptoras, se consigue aumentar el parámetro

G/T por lo que mejora la sensibilidad del sistema receptor.

2.2. Discusión sobre la Definición del Término Ganancia en Antenas Activas

Hasta la aparición de las antenas activas, el mundo de los circuitos activos de microondas y el de las antenas estaba completamente separados. De esta forma, el término *Ganancia* estaba definido en cada uno de sus ámbitos de manera inequívoca. El surgimiento del concepto de antena activa en donde aparece integrado el concepto de elemento radiante con el circuitual lleva a ciertas ambigüedades en la utilización del término de ganancia. A continuación, se va a hacer un breve análisis que tratará de clarificar el término *Ganancia* aplicado a una antena activa.

2.2.1. Definición de Ganancia en un Amplificador

Cuando se aplica el término *Ganancia* a cualquier cuadripolo, este se refiere a la relación entre la potencia a su salida y la potencia a su entrada. Se definen los siguientes términos de potencia:

- Potencia disponible de la fuente, P_{avs} : Es la máxima potencia que puede entregar la fuente al cuadripolo.
- Potencia de entrada al amplificador, P_{in} : Es la potencia que entra en el cuadripolo desde la fuente.
- Potencia disponible de la red, P_{avn} : Es la máxima potencia que puede entregar el cuadripolo a la carga.
- Potencia entregada a la carga, P_L : Es la potencia que se consume en la carga.

Para definir las ganancias asociadas al amplificador, se utilizará el esquema de la figura 2.1. La red se describe mediante la matriz de parámetros $[S]$, referida a la impedancia del sistema Z_0 . La fuente tiene una impedancia de entrada Z_S , y la carga tiene una impedancia de entrada Z_L . Las impedancias de entrada de fuente y de la carga se pueden expresar como los coeficientes de reflexión Γ_S y Γ_L respectivamente.

Para el análisis, se pueden definir tres tipos de ganancia ([171]):

- Ganancia de Potencia: $G_P = \frac{P_L}{P_{in}}$
- Ganancia Disponible: $G_A = \frac{P_{avn}}{P_{avs}}$
- Ganancia de Transducción: $G_T = \frac{P_L}{P_{avs}}$

2.2. DISCUSIÓN SOBRE LA DEFINICIÓN DEL TÉRMINO GANANCIA EN ANTENAS ACTIVAS37

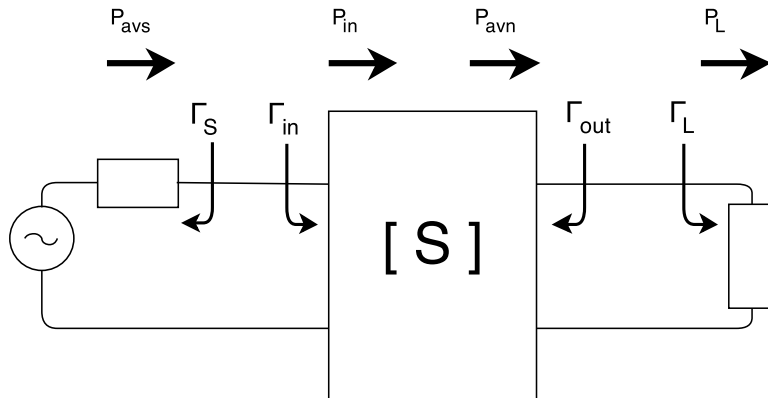


Figura 2.1: Esquema de un cuadripolo para definir las ganancias de un amplificador

Las expresiones que definen dichas ganancias son:

$$G = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |\Gamma_{in}|^2) |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.1)$$

$$G_A = \frac{P_{avn}}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2)} \quad (2.2)$$

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_S\Gamma_{in}|^2 |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.3)$$

2.2.2. Definición de Ganancia de una Antena

Una antena es un dispositivo que se encarga de transformar la potencia a su entrada en potencia radiada. Una antena ideal reparte la potencia por igual en todas las direcciones. Por el contrario, en una antena real, debido a su estructura física, concentra más potencia en unas direcciones que en otras.

Los conceptos de *Diagrama de Radiación*, *Directividad* y *Ganancia* de la antena están íntimamente relacionados y dan información acerca de la manera en la que se reparte la potencia radiada en las diferentes direcciones del espacio.

A continuación se van a describir brevemente estos conceptos ([208]).

Diagrama de Radiación

El Diagrama de Radiación es la representación gráfica de las características de radiación de la antena en campo lejano. Estas características pueden ser la inten-

sidad de campo radiado, fase, polarización, entre otras. El diagrama de radiación se suele presentar en los planos principales. En él se puede apreciar la anchura del haz principal, o la existencia de lóbulos secundarios, así como su nivel relativo.

Directividad

Una antena real no radia la potencia en todas las direcciones por igual. Para caracterizar esta radiación, se define la *Intensidad de Radiación*, $U(\theta, \phi)$, como la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una dirección del espacio definida por los ángulos θ y ϕ .

La potencia radiada total se obtiene integrando la Intensidad de Radiación en todos las direcciones:

$$P_r = \iint U(\theta, \phi) d\Omega \quad (2.4)$$

Una antena isotrópica es un concepto ideal, que consiste en una antena que radia toda la potencia que se le inyecta de manera uniforme, en todas las direcciones por igual. Este concepto es útil como referencia para comparar las distintas antenas. Al ser ideal, la antena isotrópica no tiene pérdidas, por lo que $P_r = P_{in}$, donde P_r es la potencia radiada y P_{in} es la potencia a la entrada. La Intensidad de Radiación de la antena isotrópica viene dada por:

$$U_{iso} = \frac{P_r}{4\pi} \quad (2.5)$$

La *directividad* (D) de una antena se define como la relación entre la intensidad de radiación en una determinada dirección con respecto a la intensidad de radiación que radiaría una antena isotrópica con la misma potencia radiada.

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{iso}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_r} \quad (2.6)$$

Si no se especifica la dirección, se entiende que es en la dirección del máximo valor. La directividad, al ser una relación entre potencias, suele expresarse en decibelios.

Ganancia

La directividad es un valor que está normalizado a la potencia radiada. Por lo tanto, no da información acerca de la relación entre la potencia en los terminales de la antena y la potencia radiada (en transmisión).

La *Ganancia*, G de la antena se define como:

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.7)$$

Al igual que con la directividad, si no se especifica la dirección, se toma el valor máximo.

2.2. DISCUSIÓN SOBRE LA DEFINICIÓN DEL TÉRMINO GANANCIA EN ANTENAS ACTIVAS 39

Debido a las pérdidas que se producen en la estructura de la antena, no toda la potencia aceptada por la antena se convierte en energía radiada. Se define *eficiencia de radiación*, e , como:

$$e = \frac{P_r}{P_{in}} \quad (2.8)$$

Para un sistema pasivo, la potencia radiada es menor que la potencia de entrada, lo que da lugar a que $0 \leq e \leq 1$. Esta condición deja de cumplirse en las antenas activas, lo cual dará lugar a problemas a la hora de aplicar el concepto de ganancia para antenas activas.

Comparando 2.7 con 2.6, y usando 2.8, se puede ver que

$$G(\theta, \phi) = \frac{P_r}{P_{in}} \cdot D(\theta, \phi) = e \cdot D(\theta, \phi) \quad (2.9)$$

por lo tanto, la ganancia de una antena es igual a su directividad, escalada por la eficiencia de radiación.

Definiciones de *Ganancia de una Antena Activa*

En una antena activa, como hemos visto, no existe una definición única de ganancia, ya que alguna de las características de las anteriores definiciones para antenas pasivas no se puede aplicar.

Uno de los primeros esfuerzos en unificar la definición de los parámetros de antenas activas se llevó a cabo en [18]. En primer lugar se llegó al acuerdo de que debería definirse por separado la ganancia en transmisión de la ganancia en recepción, ya que los dispositivos activos no son recíprocos. Esta es la primera diferencia con respecto a las antenas pasivas, porque estas sí que se comportan igual en ambos sentidos.

En sistemas de arrays con conformado de haz, la definición es incluso más complicada, ya que cada uno de los elementos puede tener una ganancia diferente. En [113] se trata este problema proponiendo una definición del parámetro G/T para estos casos.

A continuación, se recogen los diferentes puntos de vista que se propusieron para el caso de transmisión:

- Un primer punto de vista consistía en dar como valor de *ganancia* el que se obtendría si los amplificadores tuvieran una ganancia de 0 dB. Esto se rechazó por la imposibilidad de medirlo en una antena real, ya que las características podrían ser completamente diferentes cuando el amplificador está apagado. Por otra parte, hay problemas en los arrays donde cada elemento tiene una alimentación diferente, por ejemplo para conformación del haz de radiación. En ese caso, si se alimentaran todos con la misma amplitud, el diagrama de radiación sería totalmente diferente.
- El segundo punto de vista proponía que las únicas cantidades útiles eran la directividad y la PIRE, ya que éstas eran las únicas que están bien definidas, y las únicas que se pueden medir experimentalmente.

- Una tercera sugerencia fue utilizar la definición habitual de la ganancia de antena, como potencia radiada entre la potencia de entrada a la antena, en el caso de que sólo hubiera un puerto de entrada a la antena. Esta definición sería muy útil a nivel de sistema, ya que permite calcular la potencia radiada en una dirección sólomente con saber la potencia en la entrada. Sin embargo, esta definición haría que la ganancia fuera mucho mayor que la directividad, resultando en una eficiencia mayor que uno, usando la definición 2.9, lo que va en contra de que la eficiencia sea menor que la unidad.

Por otro lado, a la hora de calcular la eficiencia de la antena, tampoco estaba claro si como potencia de entrada a la antena se tenía en cuenta solamente la potencia de microondas, o también la potencia de alimentación continua.

Para el caso de recepción, en sistemas activos pasaría algo similar, que la relación entre ganancia y *área efectiva* de la antena ya no estarían relacionados por un término de eficiencia.

Al final se concluye que el valor de mérito de una antena receptora es el cociente entre ganancia y temperatura de ruido, $\frac{G}{T}$, que es el único valor que puede medirse experimentalmente, y del cual dependen las prestaciones del sistema.

En [4], Van de Capele y su grupo definieron un método de medida de antenas activas transmisoras mediante comparación con un radiador pasivo con el mismo diagrama de radiación que la antena activa. Se medía el diagrama de radiación del radiador pasivo $G_{pas}(\theta, \phi)$ utilizando una antena receptora de referencia, y se obtenía el parámetro de transmisión S_{21}^{pas} . A continuación se medía el parámetro de transmisión utilizando la antena activa S_{21}^{act} .

Dado a que en una antena activa el amplificador y la antena están físicamente unidos y no se puede acceder a su puerto de salida, la ganancia del amplificador se tiene que calcular como el aumento en el parámetro de transmisión del balance de enlace:

$$G_{Tamp}[dB] = (S_{21}^{act} - S_{21}^{pas} + 10 \cdot \log(1 - |\Gamma_{pas}|^2)) \quad (2.10)$$

donde $(1 - |\Gamma_{pas}|^2)$ son las pérdidas de desadaptación de la antena pasiva con respecto a 50Ω , o la ganancia de transducción de la red de adaptación de la antena pasiva.

En [4] se define la ganancia de la antena de la manera tradicional para antenas pasivas (ec. 2.7).

$$G_a(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} = G_{Tamp} G_{pas}(\theta, \phi) \quad (2.11)$$

Sin embargo, esta definición tiene los problemas indicados anteriormente, ya que resulta en un valor de eficiencia de radiación mayor que la unidad, resultando en un valor de la ganancia mayor que la directividad.

Debido a todos estos problemas, en [223] se hace otra revisión de las definiciones de parámetros relacionados con antenas, para su inclusión en un nuevo estándar.

Mérito de una antena activa receptora G/T

Debido a la falta de técnicas de medida para caracterizar el ruido de las antenas activas receptoras, se decidió tomar el parámetro G/T como medida de la calidad [5]. La G/T es un parámetro utilizado en las antenas de comunicación por satélite

La G/T se define [222] como la *relación entre la ganancia de la antena y la temperatura de ruido captada por la antena apuntando al cielo frío más la temperatura efectiva de ruido del receptor*.

La elección de este parámetro como mérito de las antenas activas receptoras viene dado por el hecho de que la relación potencia señal a ruido (SNR) es proporcional a G/T , y la constante de proporcionalidad no depende del receptor. Por lo tanto, la G/T es un parámetro relacionado con el rendimiento de todo el sistema. Por otra parte, debido a que la antena está integrada con el amplificador, es imposible medir la temperatura de ruido del amplificador por separado.

La técnica de medida propuesta en [5] para la medida de la G/T es la siguiente:

- Si la antena se introduce en una cámara anecoica con una temperatura física controlada e igual a T_a , la densidad de potencia de ruido a la salida de la antena activa será:

$$P_n = 10 \cdot \log(k \cdot (T_a + T_e) \cdot G_T) \quad [dBW - Hz] \quad (2.12)$$

donde k es la constante de Boltzmann, G_T es la ganancia de transducción del amplificador y T_e es la temperatura de ruido equivalente del amplificador.

- La potencia de ruido a la salida se puede medir con un equipo adecuado.
- G_T puede medirse utilizando 2.10.
- Con el resto de parámetros conocidos, se puede despejar el valor de T_e .

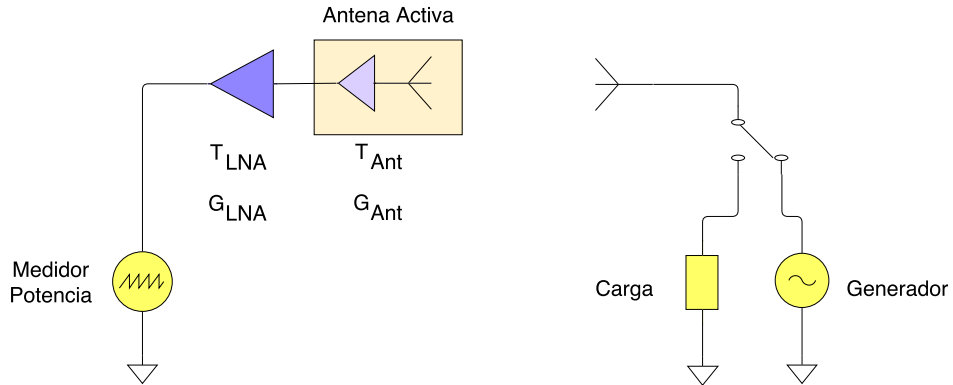
Método de Medida de G/T Usando el factor Y en Antenas Activas

El principal problema de la técnica anterior es que trata de medir por separado la ganancia G de la antena y la temperatura de ruido T .

Debido a que en una antena activa el radiador y el amplificador están unidas de manera inseparable, ambas cantidades no están accesibles para su medida y no tienen sentido independientemente.

Por lo tanto, la mejor aproximación es la medida del parámetro G/T como una entidad inseparable, que además es la única medida que se puede realizar.

Para ello, se utiliza la técnica basado en el *factor* Y , que se ha utilizado desde hace varias décadas para medir G/T de antenas para enlaces por satélite ([107], [198]). La misma técnica se puede aplicar para la medida utilizando una cámara anecoica.

Figura 2.2: Esquema para la medida del parámetro G/T

El método se basa en la medida de la potencia recibida en dos escenarios, uno (P_{fria}) con una fuente *fría*, que consiste en la medida del ruido causado por la temperatura ambiente en una cámara anecoica, o con el cielo claro si es en exteriores, y otra medida ($P_{caliente}$) utilizando una fuente de señal *caliente*, que puede ser un generador de señal transmitiendo con una *PIRE* conocida a una distancia L , o algún astro bien caracterizado, como la Luna o alguna estrella.

De acuerdo con la figura 2.2, obtenemos las siguientes expresiones:

$$P_{fria} = k(T_{Ant} + T_{LNA}) \cdot G_{LNA} \cdot B \quad (2.13)$$

$$P_{caliente} = k(T_{Ant} + T_{LNA}) \cdot G_{LNA} \cdot B + \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot G_{Ant} \cdot G_{LNA} \cdot S_0 \quad (2.14)$$

donde k es la constante de Boltzman, G_{Ant} , T_{Ant} es la ganancia y la temperatura de ruido de la antena respectivamente, G_{LNA} , T_{LNA} son la ganancia y la temperatura de ruido del LNA respectivamente, B es el ancho de banda, y S_0 es la densidad de potencia generada por la fuente *caliente*, que se puede calcular o medir con una antena patrón.

Con estas medidas, se calcula el factor Y :

$$Y = \frac{P_{caliente}}{P_{fria}} = 1 + \frac{\frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot G_{Ant} \cdot S_0}{k(T_{Ant} + T_{LNA}) \cdot B} \quad (2.15)$$

De esta manera, se puede calcular la figura de mérito como:

$$\frac{G}{T} = \frac{G_{Ant}}{T_{Ant} + T_{LNA}} = (Y - 1) \frac{kB}{\frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot S_0} \quad (2.16)$$

2.3. Clasificación de Antenas Activas

Existe multitud de arquitecturas diferentes de antenas activas, compuestas de elementos radiantes y dispositivos activos con el objetivo final de minimizar las pérdidas entre el radiador y el módulo de transmisión y recepción. Estas pérdidas degradan la cifra de ruido del receptor y reducen la potencia transmitida. Los radiadores activos permiten que mejoren las prestaciones de los sistemas, de manera que tengan características deseables, como un tamaño más compacto, un menor coste, un menor consumo de energía y la inclusión de múltiples funciones en el mismo dispositivo.

Cuando se trata de antenas activas, el radiador no sólo se usa como elemento radiante sino que además sirve para las funciones de adaptación de impedancia, amplificación, filtrado, diplexamiento, conversión de frecuencia y oscilación. En [73] se hace una revisión de todas estas funciones. La antena activa está compuesta típicamente de un dispositivo activo que puede ser un diodo o un transistor bipolar o un FET, integrado en un sustrato donde se ha impreso una antena (parche, ranura, dipolo o lazo).

Se puede realizar una primera clasificación de las antenas activas en función de si el radiador y el elemento activo comparten el mismo sustrato o no. En [133] [173], se define *Antena Activa Integrada* como la antena activa en la que el radiador y el circuito activo comparten el mismo sustrato.

Otro posible criterio ([73], [133], [173]) es utilizar la función de la antena activa, teniendo en cuenta el tipo de dispositivo activo que integra. De esta manera, se pueden distinguir las antenas osciladoras, amplificadoras y de conversión de frecuencia. A su vez, debido a que los dispositivos activos suelen ser no recíprocos, se subdividen en *transmisoras* y *receptoras*, en función de la dirección de la señal. Estos sistemas unidireccionales se denominan *semi-activos*.

En [84] se propone otra clasificación en función de si la antena es capaz de cómo se gestiona la energía.

Si la antena o array sólo es activa en uno de los sentidos (transmisión o recepción), se denomina *semi-activa* o *parcialmente activa*. Una antena totalmente activa es capaz de trabajar en ambos sentidos. Para ello, es necesario que la antena cuente con algún método de diplexado¹ integrado.

Esta función de diplexado puede estar integrada directamente en el radiador (auto-diplexado) o puede llevarse a cabo mediante diplexado externo.

En el caso de los radiadores parcialmente activos, el criterio de clasificación es la función que cumple, si es transmisor o receptor. Cuando el objetivo del sistema es la implementación de un radiador eficiente, las funciones son amplificar y la generación de una oscilación de microondas.

¹Duplexar es la separación de las señales en función de su dirección transmisión o recepción. Diplexar es la separación de las señales en función de cualquier característica. En esta Tesis, por lo general nos estamos refiriendo a sistemas FDD, salvo que se indique lo contrario. Por lo tanto, la separación de las dos direcciones se hará utilizando diferentes frecuencias. Los términos *duplexar* y *diplexar* se utilizarán intercambiamente.

En el caso de arrays activos se relaciona con la función del sistema de antena de gestionar y distribuir la potencia de forma activa. En estos casos, las líneas de interconexión entre elementos forman parte inseparable de la estructura de la antena, ya que estas líneas pueden utilizarse para introducir la diferencia de fase necesario para el conformado de haz. Existen diferentes puntos en los que introducir el elemento activo en un array [210]:

- Nivel de radiador (figura 2.3)
- Nivel de sub-array (figura 2.4)
- Nivel de array (figura 2.5)

Existe un compromiso entre la mejora que se obtiene por situar los elementos activos más cerca del radiador, y el número de elementos, que hace que el coste se incremente.

En aplicaciones que necesitan una gran apertura, como pueden ser los radares, la tendencia es cambiar los grandes reflectores por arrays planos (*phased array*). Aparte de necesitar un menor volumen, otra de las ventajas de estos sistemas radica en que es posible conseguir diferentes haces de radiación cambiando la fase entre elementos, sin tener que hacer mover la estructura mecánicamente. Además, al tener muchos amplificadores de potencia distribuidos, es más robusto ante fallos.

Por otro lado, estos sistemas necesitan un número muy grande de elementos radiantes (más de 10.000 para obtener un haz de $1^\circ \times 1^\circ$), por lo que la complejidad del sistema empieza a ser muy importante. Con el desarrollo de las técnicas MMIC, aparecieron los módulos T/R (Transmisión / Recepción, [210, 112]). Estos módulos consisten en circuitos que integran un amplificador de potencia (HPA), el amplificador de bajo ruido (LNA), un diplexor, conmutadores, desfasadores, etcétera.

El coste de estos módulos T/R es muy alto (más de 1.000 dólares por unidad en 1990, 100 dólares por unidad en la década de los 2000), de manera que suponen aproximadamente el 80 % del coste de un sistema ([43]) de radar que use *phased arrays*. Uno de los mayores objetivos es la reducción del coste de los módulos T/R, con el fin de abaratar nuevos desarrollos ([189]) de estos sistemas.

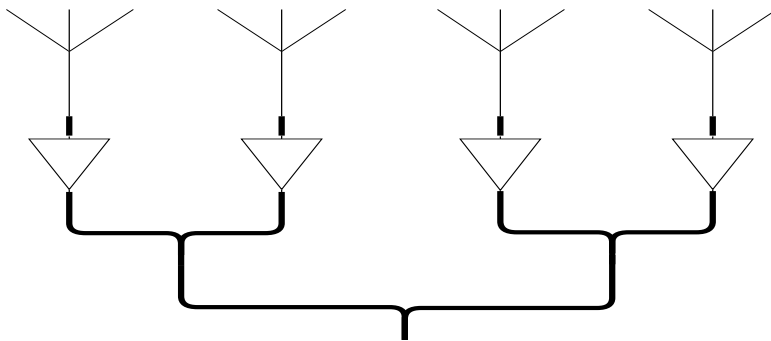


Figura 2.3: Array activo con un elemento activo por radiador.

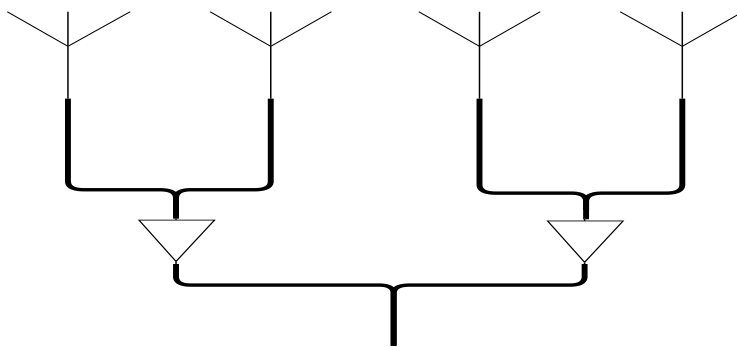


Figura 2.4: Array activo con un elemento activo por sub-array.

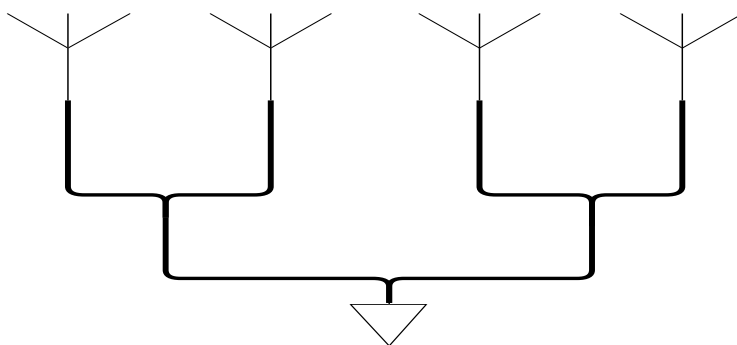


Figura 2.5: Array activo con un elemento activo por array.

2.3.1. Combinación Quasi-óptica

Los componentes quasi-ópticos [170] de microondas o de ondas milimétricas son aquellos componentes que utilizan algunos componentes tradicionalmente ópticos, como lentes, espejos, sistemas de haz gaussiano, o resonadores abiertos.

En altas frecuencias, la potencia disponible para dispositivos de estado sólido está limitada. Tradicionalmente para generar grandes potencias se usan de tubos de vacío, que son grandes, pesados, costosos, necesitan un alto voltaje para funcionar y su vida es limitada. Para lograr una mayor potencia transmitida con dispositivos de estado sólido, se utiliza la potencia de una gran cantidad de elementos, cada uno de ellos genera una potencia pequeña, que luego se combina coherentemente. A medida que aumenta el número de elementos, las pérdidas en las líneas aumenta, por lo que se reduce la eficiencia. Por esto, las técnicas *quasi-ópticas* realizan la combinación de la potencia en el espacio libre para reducir las pérdidas.

Estos dispositivos quasi-ópticos consisten normalmente en un array impreso. Cada uno de los elementos se alimenta con un dispositivo activo. La principal diferencia con arrays convencionales, es que en las técnicas quasi-ópticas, los elementos están muy próximos entre sí, lo que hace que estén fuertemente acoplados, formando una lámina casi continua. Los arrays convencionales utilizan circuitos para asegurar la coherencia entre elementos, mientras que en los quasi-ópticos se realiza mediante técnicas ópticas.

Se han construido diversos componentes aplicando este concepto, con las siguientes funciones (ver las referencias de [170] para ejemplos):

- Osciladores
- Amplificadores
- Mezcladores
- Desfasador

En osciladores, la lámina activa presenta un coeficiente de reflexión mayor que uno. Colocando dos de estas láminas, se consigue realizar un resonador de Fabry-Perot, con lo que se obtiene una oscilación a la frecuencia deseada. En aplicaciones amplificadoras, la lámina activa presenta un coeficiente de transmisión mayor que la unidad.

2.3.2. Antenas Osciladoras

Una antena activa osciladora es aquella que integra un dispositivo activo con una antena normalmente impresa con el propósito de generar una oscilación de microondas. El oscilador convierte energía de continua DC en energía de microondas utilizando la resistencia negativa del dispositivo activo.

Las aplicaciones pueden ser para sistemas de identificación, para sistemas RADAR basados en Doppler o como fuente para ser usadas en sistemas de combinación *quasi-óptica*.

La antena sirve como elemento radiante de la potencia de RF y al mismo tiempo como impedancia de carga. Esta impedancia además sirve para determinar la frecuencia de la portadora generada. El elemento activo puede ser un dispositivo de dos terminales (diodos IMPATT ([40]) o Gunn ([98])) , o de tres terminales, como un MESFET, HEMPT o HBT ([16],[225], [88], [143]). Los diodos consiguen una mayor potencia de salida, pero con una menor eficiencia. Los transistores son más flexibles y tienen mayor eficiencia, pero su diseño es más complejo.

Los radiadores activos osciladores se clasifican por la estructura de oscilación utilizada (Colpitts, Hartley, en configuraciones serie o paralelo) y la función de la antena en el circuito oscilador (resonador, filtro, realimentación negativa). Para frecuencias por debajo de los 3 GHz., se usa más la tecnología bipolar, mientras que para frecuencias mayores es más adecuada la tecnología FET. Los HFET basados en InP muestran resultados prometedores a frecuencias milimétricas. Cuando se debe incrementar la densidad de integración de los dispositivos activos, los osciladores se suelen diseñar con dos FETs en configuración push-pull en la antena activa.

Para el diseño de las antenas activas osciladoras se puede emplear la teoría convencional de osciladores de microondas [171]. Se pueden diseñar osciladores de un puerto o de dos puertos.

Para reducir el ruido de fase y estabilizar la frecuencia de oscilación, la antena activa se puede integrar con un PLL, como se propone en [6].

2.3.3. Radiadores Activos Amplificadores

Los radiadores activos amplificadores amplifican la señal transmitida o recibida. Los elementos activos y radiantes están integrados en el mismo sustrato. En el caso transmisor, la señal se introduce por el puerto de entrada y la salida es la antena.

El objetivo de las antenas receptoras es conseguir una cifra de ruido lo más baja posible mientras que el de las transmisoras es el de obtener la máxima PIRE (potencia radiada isotrópica equivalente). Además, se puede intentar obtener alta linealidad o alta eficiencia.

2.3.4. Antenas Activas Transmisoras

En los sistemas inalámbricos, es importante que la eficiencia de los amplificadores de potencia de los transmisores sea lo más alta posible. El amplificador de salida es el elemento que más potencia de DC consume. Un aumento de la eficiencia permite alargar la duración de las baterías, mejorar la potencia transmitida, y reducir el tamaño y peso del disipador, ya que menos energía se disipa en forma de calor.

Las clases de amplificadores de potencia más eficientes son los que funcionan en régimen no lineal. La no linealidad de los amplificadores hace que se generen

armónicos. Estos armónicos deben estar terminados con una impedancia determinada. En la forma de diseño convencional se utilizan circuitos adicionales para conseguir estas impedancias a cada uno de los armónicos. Estos circuitos introducen pérdidas, por lo que se reduce la eficiencia.

Utilizando el concepto de antena activa, se puede utilizar el elemento radiante para que presente las impedancias necesarias a cada uno de las frecuencias armónicas. Como ejemplo, en [178] se presentó un amplificador en clase B a 2,48 GHz integrado con un parche rectangular. Mediante el diseño apropiado de la impedancia de parche a los armónicos, consiguió un aumento del 7 % en la PAE, consiguiendo un 55 %, y la potencia radiada fue de 31,5 dBm, lo que supuso un aumento de 0,5 dB respecto a un amplificador conectado a un parche sin optimizar.

Otro ejemplo se puede encontrar en [177], en el que utilizan como radiador un parche con forma de sector circular, conectado a un amplificador en clase F a una frecuencia de 2,55 GHz. El sector circular permite . De esta manera se consigue la impedancia adecuada. El parche se opera a una frecuencia ligeramente diferente de la resonancia para proporcionar la parte inductiva a la frecuencia de funcionamiento. A los armónicos superiores, la impedancia del parche es prácticamente cero. La PAE obtenida es del 63 % y la potencia de salida es de 24.4 dBm.

En [141] se consigue una antena amplificadora a una frecuencia de 885 MHz, con una potencia de salida de 33 dBm, y una eficiencia de colector de más del 90 %. Para ello se analizó la impedancia de un parche circular en función de los parámetros de diseño. Se conectó el amplificador al punto que presentaba la impedancia óptima tanto a la frecuencia fundamental como a los armónicos para conseguir operar el amplificador en clase E.

En [174], se desarrolló una antena activa integrada con amplificadores en clase E y polarización circular. Se consiguió una PAE mayor del 60 % en un ancho de banda del 12 %.

Un tratamiento más detallado de la metodología de diseño de antenas activas basados en amplificadores de alta eficiencia puede encontrarse en [83] y en [71].

La misma técnica se puede aplicar a frecuencias más altas, como en [224], donde consiguen una antena amplificadora con una PAE del 62 % y una PIRE de 22.3 dBm a 10 GHz.

El concepto de amplificador de potencia integrado con un radiador puede extenderse con amplificadores en configuración *push-pull* ([54], [53]), en la que la salida de dos amplificadores de potencia en clase B alimentados en oposición de fase se combinan con una antena plana. Las ventajas de esta configuración incluyen la posibilidad de operar en banda ancha, y de dar el doble de potencia de salida con respecto a un único amplificador, lo que permite reducir el coste.

La corriente de salida de los amplificadores consisten en el armónico fundamental que está en oposición de fase, mientras que los armónicos superiores se encuentran en fase. En un amplificador convencional, las salidas se combinan con un híbrido de 180° que se encarga de sumar en fase el fundamental, cancelando los armónicos. Sin embargo, este híbrido adicional introduce pérdidas, lo que reduce la eficiencia de la antena. En la configuración presentada en [90], cada amplificador

está conectado directamente a una de las entradas de la antena quasi-Yagi balanceada. De esta forma se consigue reducir el tamaño y las pérdidas, aumentando la eficiencia. Para proporcionar una terminación apropiada a los armónicos superiores y eliminar su radiación, se añadieron unas corrugaciones en el plano de masa.

El prototipo construido y medido consiguió una PAE del 60,9% a una potencia de salida de 28,2 dBm a una frecuencia de 4,15 GHz.

2.3.5. Antenas Activas Receptoras

Las antenas activas en recepción tratan de optimizar la figura de ruido del sistema, reduciendo al máximo las pérdidas entre el radiador y el amplificador de bajo ruido.

Para el diseño de antenas activas de bajo ruido se siguen los mismos principios básicos de diseño de amplificadores [171], con la salvedad de que la impedancia de la fuente no se consigue mediante una red de adaptación que transforme la impedancia de la línea Z_0 a la impedancia óptima de ruido, sino que se trata de encontrar el punto de alimentación donde se consiga esa impedancia.

El diseño presentado en se presentó en [182] consiste en un parche impreso de $\lambda/2$ a 1.547 GHz integrado con un amplificador de bajo ruido. La ganancia conseguida era de 8,6 dB, y la figura de ruido de 1,8 dB.

Otro diseño más compacto se puede encontrar en [164]. En él, se utiliza un parche de $\lambda/4$ cortocircuitado. De esta manera el cortocircuito sirve para conectar el transistor a masa. Para reducir el ruido, es conveniente introducir realimentación negativa, así que el diseño del radiador tiene en cuenta este hecho y proporciona la inductancia necesaria. De esta manera se consigue una antena capaz de funcionar a 1.34 GHz. La ganancia efectiva conseguida es de 24dB, y una figura de ruido mínima de 0,75dB.

Sin embargo, el ancho de banda de funcionamiento de la antena es bajo, de apenas 10 MHz.

En [58] se presenta una antena que integra un dipolo impreso con un amplificador, para conseguir una antena activa receptora con ganancia de potencia de 8,3 dB y una figura de ruido de 1,4 dB a 5.8 GHz. El ancho de banda relativo obtenido es del 15%.

En [85] los autores presentan una antena basada en un parche impreso alimentado por una ranura, integrado con un amplificador de bajo ruido. De esta manera, consiguen un incremento de potencia de señal recibida de alrededor de 10 dB, con una figura de ruido menor de 3 dB en un ancho de banda de 1.6 GHz en la banda de 10 GHz.

2.3.6. Antenas Mezcladoras

Las antenas activas mezcladoras integran un elemento activo (diodos o FETs) con una antena para conseguir una conversión de la frecuencia de la señal. Un parámetro importante es la pérdida de conversión, que se calcula como la relación

entre la potencia recibida en radiofrecuencia (P_{RF}) y la potencia de la señal de frecuencia intermedia (P_{IF}): $L = P_{RF}/P_{IF}$. El dispositivo activo trabaja en la región no-lineal.

Este tipo de antena activa puede usarse como oscilador y modulador en un transmisor, o como oscilador y mezclador en aplicaciones de recepción. . A su vez, existen configuraciones que necesitan un oscilador local externo ([136, 137]) o que son capaces de generar su propio oscilador local (mezcladores auto-osciladores) como los presentados en ([227]), o capaces de mezclar una señal consigo misma para obtener la señal en banda base ([148]).

En [195] se diseñó una antena activa mezcladora basada en un FET. Primero, se simuló la impedancia del parche para diferentes frecuencias en el rango de 2 a 2.2 GHz, y diferentes puntos de alimentación. Utilizando estas impedancias, se realizó la simulación no lineal usando el modelo de Statz para conseguir el valor de la potencia a frecuencia intermedia para varios valores de potencia de oscilador local. El valor óptimo que se obtuvo fue una ganancia de conversión de 12,7 dB para una potencia $P_{OL} = -2dBm$, y una impedancia del parche de $(59 - 39j)\Omega$.

Con este valor, se construyó la antena activa mezcladora. La señal de RF estaba situada a una frecuencia de 2.1 GHz, y el oscilador local a 2.48 GHz. De esta manera la frecuencia intermedia resulta en 380 MHz. Se realizaron medidas para varios valores de voltaje de continua, obteniendo que la potencia máxima en IF se obtenía para $V_{GG} = -0,5V$ y $V_{DD} = 4V$.

2.4. Miniaturización de Antenas usando Arrays Activos

Para el correcto funcionamiento de radio enlaces se define un valor de G/T que debe cumplirse. En antenas convencionales, esto fijaba un valor para la ganancia de la antena, que a su vez fija su tamaño.

Gracias al aumento de la figura de mérito G/T que se puede conseguir utilizando arrays activos, es posible reducir el valor de la ganancia individual de la antena, lo que permite una reducción de su tamaño.

La reducción de tamaño de la antena conlleva un aumento del ancho de haz. Sin embargo, la recomendación *ITU-R F-1245* no especifica un ancho de haz determinado, por lo que este aumento no es crítico.

En [191] se presenta un array activo para sustituir una antena de un radio enlace a 3.5 GHz. La antena existente era un reflector con una ganancia $G = 23dBi$, con una eficiencia de radiación $\eta = 0,65$, un tamaño de $A = 24,5\lambda^2$, en polarización circular.

El array activo permite conseguir una mejora de la figura de mérito con una reducción de tamaño de la antena. El diseño realizó en varias etapas.

En primer lugar, se eligió el tipo de parche para conseguir polarización circular. Para reducir la complejidad del circuito, se eligió utilizar parches circulares con una ranura que creaba la perturbación necesaria para crear dicha polarización circular ([142]). El punto de excitación del parche no se puede elegir libremente, ya que

	Tamaño	Ancho de Haz (°)	G/T [dB/K]
Reflector	$24,5\lambda^2$	11,6	-18,30
Array	$4\lambda^2$	28,7	-10,05

Tabla 2.1: Comparación entre antena convencional y array activo miniaturizado.

viene determinado por el punto donde se excitaban los dos modos ortogonales con la relación de fase adecuada para crear la polarización circular.

A continuación, se analizó el nivel donde integrar los elementos activos. Existían tres opciones: a nivel de array, de sub-array o de elemento radiante. Integrar un elemento activo por radiador es lo mejor en cuanto al rendimiento. Sin embargo, ya que no se puede elegir el punto de alimentación para conseguir la impedancia óptima presentada por el radiador al amplificador, esta opción no era válida. Por lo tanto, se decidió integrar los amplificadores a nivel de subarray. Las líneas de conexión introducen una pérdida de $0,5dB$. Cada subarray contiene 2×2 parches separados una distancia de $0,5\lambda$. Cada subarray se integra con un transistor FET de Avago Tech modelo ATF-34143. La ganancia que puede conseguir es de $12dB$ y una figura de ruido de $NF = 0,58dB$ a la frecuencia de trabajo.

Para conseguir cumplir con el requisito del radio enlace, son necesarios cuatro de estos subarrays. La tabla 2.1 muestra la comparación entre los parámetros de la antena original, y del array propuesto. Se puede ver que el tamaño se ha reducido en un factor de 6, mientras que se ha conseguido una mejora de la figura de mérito G/T de $8dB$.

2.5. Antenas Activas de Banda Ancha

En la sección anterior se ha hecho una revisión el estado del arte de las aplicaciones relacionadas con antenas activas. Sin embargo, la mayoría de la literatura se centra en soluciones de banda estrecha. Hasta el momento, el número de publicaciones de antenas activas de banda ancha es bastante limitado (por ejemplo [111] presenta una antena transmisora de gran ancho de banda y alta eficiencia), por lo que es necesaria la innovación en este campo.

En este capítulo se busca conseguir una antena activa que funcione en banda ancha. De esta manera se pueden aprovechar las ventajas de manera que una misma antena pueda utilizarse para diferentes servicios. Además, se intenta que la antena activa sea lo más compacta posible. De esta manera, se va a diseñar utilizando tecnología impresa.

Por un lado, se podría tratar de utilizar antenas impresas de banda ancha, como pueden ser monopolos impresos, *bow-ties*, espirales, etcétera. En este caso, la variación de impedancia que tienen los transistores para conseguir un comportamiento óptimo en alguno de sus parámetros haría que no se pudiera conseguir la adaptación conjugada entre el radiador y el elemento activo. Además, la impedancia de entrada que ofrecen las antenas de banda ancha tiene una parte reactiva pequeña, lo que hace que se sitúe lejos de la impedancia necesaria para el transistor.

Por otra parte, los elementos resonantes como parches tienen una gran variación en su impedancia de entrada. Se puede conseguir una impedancia compleja trabajando ligeramente fuera de la frecuencia de resonancia, pero debido a esta gran variación, el margen de frecuencia es muy pequeño.

La opción presentada aquí es la de utilizar parches apilados [179]. En estos parches, el comportamiento de banda ancha se obtiene mediante resonancias acopladas. Por el contrario, si estas resonancias están más separadas, se obtiene un elemento de doble banda.

Con respecto al elemento activo, existen varias topologías de amplificadores en banda ancha. Estas técnicas están descritas en [42], [157], [159]:

- Ecuación reactiva
- Ecuación resistiva
- Amplificadores con realimentación
- Amplificadores distribuidos

Las técnicas reactivas presentan problemas de inestabilidad, sobre todo a bajas frecuencias, por lo que no se recomienda su uso. Además, la implementación de estas técnicas no resulta en un diseño compacto.

Niclas [159] realizó una evaluación de las diferentes técnicas de diseño de amplificadores de banda ancha. Su propuesta consistía en no utilizar las topologías de adaptación en banda ancha basadas en teoría de filtros (que se corresponde con lo propuesto por Carlin) debido a la alta complejidad de implementación.

Según lo presentado en [159], no queda claro cuál es la mejor topología en cuanto al ruido, ganancia, y ancho de banda en el que se mantienen planos.

Sin embargo, en otro trabajo de Niclas [157], se destacan las ventajas de la técnica de ecualización basada en redes con pérdidas (ecualización resistiva) en paralelo a la entrada y a la salida del elemento activo. Estas ventajas pueden resumirse en:

- Sencillez de implementación.
- Ancho de banda de varias octavas con un único transistor.
- Buena estabilidad a bajas frecuencias, gracias a las pérdidas introducidas.
- Facilidad de utilizar varias secciones amplificadoras con esta topología.
- Posibilidad de utilizar la estructura de ecualización como red de polarización del transistor.
- Facilidad en la integración con un radiador para la construcción de una antena activa.

Los principales inconvenientes de esta topología son dos:

- Introducción de pérdidas a baja frecuencia, que reducen la ganancia y aumentan la figura de ruido.
- El rendimiento del sistema depende mucho de la elección de los valores de las resistencias de ecualización.

Por lo tanto, la técnica de ecualización resistiva con líneas de alta impedancia presenta el mejor rendimiento de ruido y el diseño más compacto para su integración con una antena activa receptora.

Como ejemplo de aplicación de esta técnica, en [194] se presenta el diseño e implementación de una antena transmisora que funciona en la banda de 1650 a 2300 MHz, lo que representa un ancho de banda fraccional del 35%. La ganancia se consigue mantener plana en toda la banda, y la *PIRE* se incrementa en 11dB con respecto a una antena convencional.

Para el diseño de la antena activa de banda ancha, por lo tanto, se une un parche apilado de banda ancha que mantiene una impedancia compleja en un gran ancho de banda, y un amplificador con ecualización resistiva, que hace que la ganancia se mantenga plana en un gran rango de frecuencias. De esta manera se consigue que se pueda obtener un buen rendimiento utilizando tecnología impresa, lo que mantiene un tamaño compacto.

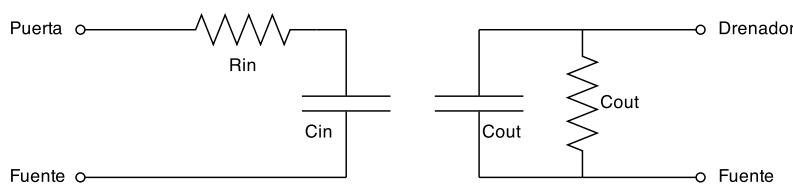


Figura 2.6: Modelo en pequeña señal a bajas frecuencias del MESFET

2.6. Ecuación Resistiva para Amplificadores de Banda Ancha

La técnica de ecualización resistiva se basa en la introducción de pérdidas a bajas frecuencias, que se encargan de reducir la mayor ganancia que tienen los dispositivos amplificadores.

Para simplificar el análisis y diseño, se utilizará el modelo de pequeña señal de los amplificadores MESFET, ya que estos son los que presentan una menor figura de ruido. Dicho modelo se muestra en la figura 2.6. Analizando el circuito equivalente, se puede observar lo siguiente:

- La impedancia de entrada a bajas frecuencias se comporta como un circuito abierto, debido a la presencia del condensador C_{in} . Por lo tanto, es difícil conseguir una buena adaptación.
- La ganancia de los FET a bajas frecuencias es grande.

La unión de la alta ganancia y la desadaptación suele hacer que el amplificador sea inestable.

Para solventar estos problemas, Niclas propone colocar a la entrada del dispositivo amplificador una resistencia R en serie con una línea de longitud $\lambda/4$ a la frecuencia superior de la banda de trabajo.

De esta manera, la línea hará que la resistencia apenas afecte en las cercanías de la frecuencia a la que se diseñó el $\lambda/4$, pero sí que reducirá la ganancia y la desadaptación a bajas frecuencias. El mismo procedimiento se puede hacer añadiendo otra resistencia a la salida del amplificador.

Una modificación directa a este modelo [194], consiste en variar la impedancia y la longitud de la línea. De esta manera se consigue tener más grados de libertad para optimizar el rendimiento del amplificador.

Utilizando el diagrama equivalente de la figura 2.7, donde el amplificador está representado por su matriz de parámetros Y , se puede calcular:

$$Y_{in} = G_{in} + jB_{in} = Y_{11} + Y_G - \frac{Y_{21}Y_{12}}{Y_0 + Y_{22} + Y_D} \quad (2.17)$$

2.6. ECUALIZACIÓN RESISTIVA PARA AMPLIFICADORES DE BANDA ANCHA55

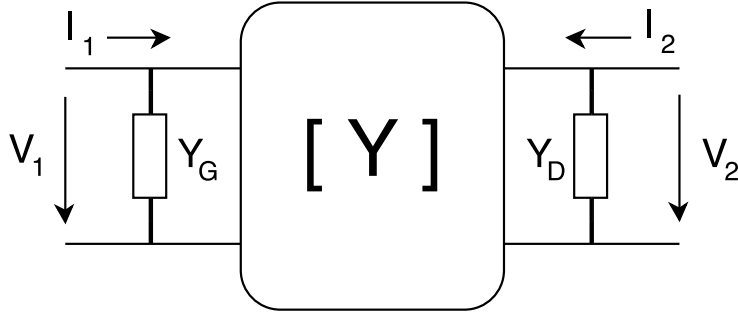


Figura 2.7: Parámetros Y para el análisis de amplificadores

$$Y_{out} = G_{out} + jB_{out} = Y_{22} + Y_D - \frac{Y_{21}Y_{12}}{Y_0 + Y_{11} + Y_G} \quad (2.18)$$

donde Y_G y Y_D son función de la resistencias de puerta y de drenador, y de los parámetros de las líneas a cada frecuencia. La ganancia del amplificador es:

$$Gain = \left| \frac{Y_0}{Y_{12}} \right|^2 \left| \sqrt{1 + \frac{Y_{21} \cdot Y_{12}}{Y_0^2} (1 + S_{11})(1 + S_{22})} - 1 \right|^2 \quad (2.19)$$

Partiendo del modelo de un amplificador FET se puede demostrar que la figura mínima de ruido cumple la ecuación ([158]):

$$F_{min} = 1 + 2G_n R_{cor} + 2\sqrt{R_n \cdot G_n + (G_n R_{cor})^2} \quad (2.20)$$

En el caso de tener una conductancia de fuente diferente a la óptima, $Y_s^I = G_s^I + jB_s^I$,

$$F^I = F_{min}^I + \frac{R_n}{G_s^I} (G_s^I - G_{smin}^I)^2 + \frac{R_n}{G_s^I} (B_s^I - B_{smin}^I)^2 \quad (2.21)$$

y la admitancia de fuente para la figura de ruido mínima resulta en:

$$Y_{smin}^I = G_{smin}^I + jB_{smin}^I = \sqrt{\frac{G_n + G_G}{R_n} + (G_{cor} + G_G)^2} - j(B_{cor} + B_G + B_{11} \frac{G_D}{|Y_{21}|^2 R_n}) \quad (2.22)$$

donde Z_n e Y_n se corresponden con la impedancia o admitancia interna de los generadores de ruido respectivamente, y Y_{cor} es la impedancia de correlación entre los generadores de ruido. Puede demostrarse que para una adaptación de banda ancha de la impedancia óptima de ruido, que resulta en la figura de ruido mínima se necesita un circuito que aproxime el comportamiento de un condensador negativo.

Por otra parte, se puede observar que la impedancia de entrada de los amplificadores FET se mueve en sentido de las agujas del reloj según aumenta la frecuencia,

y por lo tanto, la impedancia de fuente óptima para obtener mínimo ruido debería moverse en sentido contrario, para obtener la adaptación compleja conjugada.

En la figura 2.9 se puede ver el ejemplo del ATF 34143. Se puede apreciar su impedancia óptima de ruido y la impedancia de entrada. Normalmente en LNAs se busca una figura de ruido lo menor posible, a costa de una posible desadaptación a la entrada.

Para conseguir que la impedancia de fuente gire en sentido contrario se puede utilizar una red de adaptación con resonancias ([52]), ya que un circuito resonante con pérdidas puede imitar el comportamiento de un condensador o bobina negativos. De esta manera, la trayectoria de la impedancia en la Carta de Smith puede aproximar la impedancia de ruido mínimo. En lugar de utilizar un circuito resonante externo, en la antena activa integrada se va a conseguir con la propia resonancia del parche únicamente.

Sin embargo, es muy difícil adaptar la impedancia del parche con la impedancia de mínimo ruido en un gran margen de frecuencias. Para incrementar dicho margen, la ecuación (2.20) debe modificarse. Niclas propuso modificar G_n y Y_{corr} para el diseño de amplificadores de banda ancha. En [158], esta modificación para amplificadores de bajo ruido, consiste en modificar el valor de la conductancia de puerta. Si esta conductancia de puerta se conecta a la antena a través de líneas de alta impedancia, su efecto a altas frecuencias será mucho menos importante que a bajas frecuencias. De esta forma, uno de los parámetros críticos de diseño es la conductancia de puerta y el valor de la línea de alta impedancia. El amplificador se puede optimizar modificando estos valores.

2.7. Antena Activa Transmisora de Banda Ancha

En [194] se presenta el diseño de una antena activa transmisora de banda ancha usando la técnica de ecualización resistiva.

El diseño del radiador se basa en una antena pasiva de parches apilados con lo que se obtiene una doble banda. Para ensanchar la banda, el parche superior se desplaza en el plano E respecto al parche inferior. Con un desplazamiento de 5 mm, se consigue una ROE < 2 en toda la banda entre las frecuencias de resonancia, que son las frecuencias de DCS y UMTS. La ganancia de la antena pasiva en la frecuencia central era de $5 - 6 \text{ dBi}$. Para el diseño de la antena activa, se tomó esta antena pasiva y se integró junto con un amplificador de banda ancha ATF 35143. Como la ganancia de este amplificador decrece rápidamente con la frecuencia, se añadió una ecualización resistiva, de tal manera que reducía la ganancia en bajas frecuencias, y no afectaba en la parte alta. De esta manera se consiguió que el incremento en la PIRE de 11 dB se mantuviera plano en una banda desde 1650 hasta 2300 MHz, lo que supone un ancho de banda relativo del 35 %.

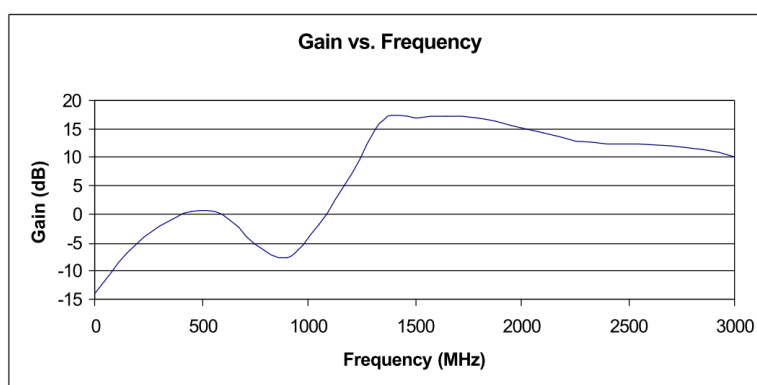


Figura 2.8: Ganancia del LNA de banda ancha realizado con el ATF 34143

2.8. Antena Activa Receptora de Banda Ancha

Como ejemplo de una antena activa receptora de banda ancha, se va a presentar una antena que cubre las bandas de DCS-1800 y UMTS [193].

Con el objetivo de prescindir de redes de adaptación entre el amplificador y la antena, dado que introducen pérdidas y aumentan la figura de ruido, se diseñará el amplificador teniendo en cuenta que la impedancia de la fuente (el parche) es compleja. Por lo tanto, es necesario utilizar los parámetros S generalizados ([50]).

2.8.1. Elección del Elemento Activo

El elemento activo elegido para la antena activa es el ATF-34143 de Avago Tech. De acuerdo con su hoja de características, este amplificador cuenta con un alto rango dinámico, y una figura de ruido baja en un ancho de banda de hasta 10 GHz. Su bajo coste y su pequeño encapsulado lo hace ideal para ser integrado en una antena activa.

En una nota técnica proporcionada por el fabricante [211], este amplificador se utiliza para realizar un amplificador de bajo ruido que cubra la banda de 1500 MHz a 2500 MHz.

Mediante la elección de redes de adaptación descritas en dicha nota técnica, se consiguen los valores de ganancia, figura de ruido, y adaptación a la entrada y a la salida mostrados en las figuras 2.8, 2.9 y 2.10.

Se puede observar que en la banda especificada, la ganancia es de unos 17 dB, aunque se va reduciendo hasta los 12 dB en la parte alta de frecuencias, debido sobre todo a la desadaptación a la entrada. La figura de ruido es menor de 1 dB en bajas frecuencias y, a partir de 1900 MHz, se sitúa por debajo de 0.6 dB.

A partir de los datos proporcionados por el fabricante, podemos comprobar que la mínima figura de ruido se consigue para una corriente $I_{DS} = 20mA$, por lo que se ha elegido esta configuración para el diseño de la antena activa receptora.

Como punto de partida para el diseño del LNA en banda ancha se necesita la

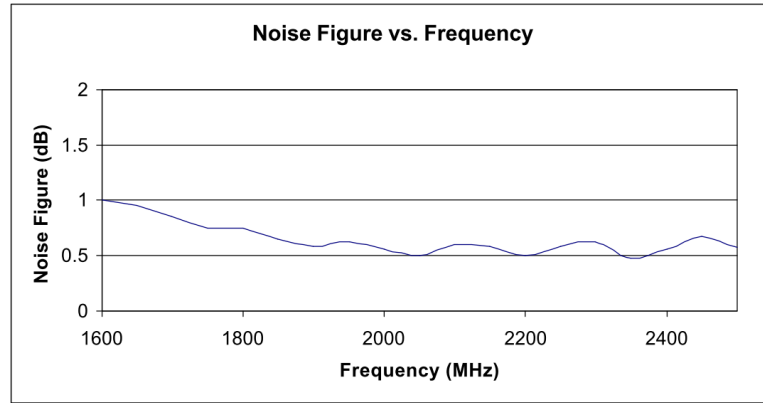


Figura 2.9: Figura de ruido del LNA de banda ancha realizado con el ATF 34143

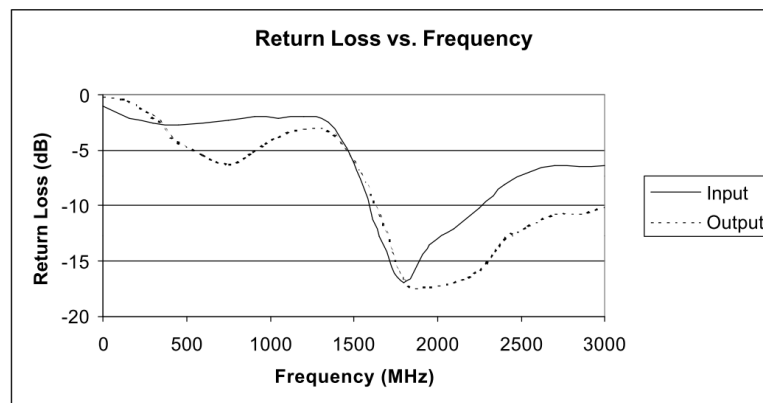


Figura 2.10: Pérdidas de retorno del LNA de banda ancha realizado con el ATF 34143

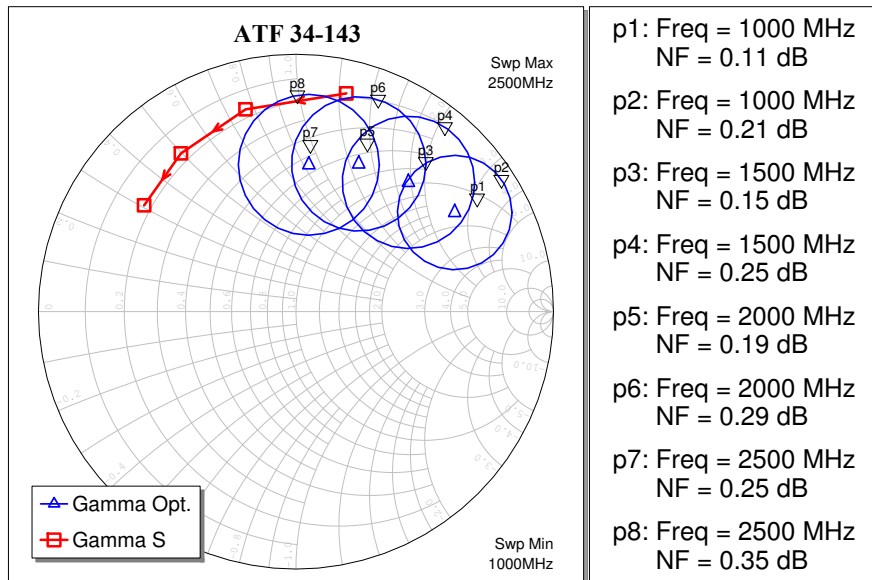


Figura 2.11: Región de mínima figura de ruido del amplificador ATF 34143 desde 1000 MHz a 2500 MHz (azul) e impedancia de fuente (rojo)

región en la que se encuentra la impedancia de fuente óptima. Usando los datos proporcionados por el fabricante, se ha representado en la figura 2.11 este valor para diferentes frecuencias en la banda deseada, junto con los círculos en los que la figura de ruido se degrada $0,1dB$. También se ha representado la impedancia conjugada de la entrada del amplificador, $\Gamma_s = S_{11}^*$, ya que en este caso el amplificador cumple la condición de un amplificador unilateral. La condición de impedancia conjugada es necesaria para conseguir una máxima adaptación a la entrada. Estos valores no coinciden por lo general, por lo que es imposible conseguir a la vez una total adaptación y conseguir la mínima figura de ruido. Por ello hay que realizar un compromiso entre ambas magnitudes y tolerar cierta desadaptación para maximizar el rendimiento del sistema.

2.8.2. Diseño del elemento radiante

Como se ha comentado anteriormente, uno de los objetivos que se persiguen es conseguir un diseño lo más compacto posible. Por eso, se busca un elemento radiante impreso. Para conseguir un buen funcionamiento, se ha seleccionado un elemento radiante que consiste en un parche doble apilado con desplazamiento. Según lo expuesto en [179] el desplazamiento del parche superior sobre el inferior ayuda a aumentar la separación de las frecuencias donde el parche presenta impedancias real. El desplazamiento puede ser positivo (hacia el punto de alimentación) o negativo. En este caso, se ha elegido un desplazamiento negativo.

El parche se ha diseñado para que trabaje en la banda de frecuencias centrada en los $2GHz$. Para ello, teniendo en cuenta la permitividad del sustrato (PVC de altura $h = 6mm$ y permitividad relativa $\epsilon_r = 3$), se ha calculado las dimensiones de los parches superior e inferior para que tengan frecuencias de resonancia cercanas a la banda deseada. A continuación, estas dimensiones se han optimizado junto con el valor del desplazamiento para conseguir la impedancia deseada.

La longitud resultante del parche es $L = 38mm$, y el desplazamiento del parche superior $d = 10mm$. El punto de alimentación se sitúa a 4 mm. del centro del parche inferior.

La impedancia de entrada de la antena para esta configuración se muestra en la figura 2.12. Se puede observar que la trayectoria de la impedancia en la carta de Smith describe dos bucles. La impedancia es real a frecuencias cercanas a 1900 y 2200 MHz.

El parche superior y el punto de alimentación se pueden mover para modificar la trayectoria que sigue la impedancia de la antena para intentar integrarla directamente con el elemento activo.

En la figura 2.13 se ha desplazado el punto de alimentación hacia fuera hasta 9 mm. del centro, para acercar la impedancia de entrada de la antena a la región de impedancias óptimas del FET.

La antena ya no trabaja en la región de resonancia. Sin embargo, la impedancia sigue variando rápidamente, por lo que no se adapta a la impedancia del FET en una banda ancha.

La variación de la impedancia de entrada respecto a la frecuencia es muy alta en ambos casos, lo que genera que la impedancia de la antena no esté adaptada a la región óptima de ruido del amplificador en una banda ancha.

Aplicando la técnica de ecualización resistiva, se puede conseguir que el lazo de impedancia se haga más estrecho añadiendo una resistencia conectada mediante una línea de alta impedancia. De esta forma se puede incluir una banda más ancha dentro del lazo, lo que permite ajustarlo a la zona óptima del FET, como se muestra en la figura 2.14. Los valores de la línea y de la resistencia se calcularán en la sección 2.8.2.

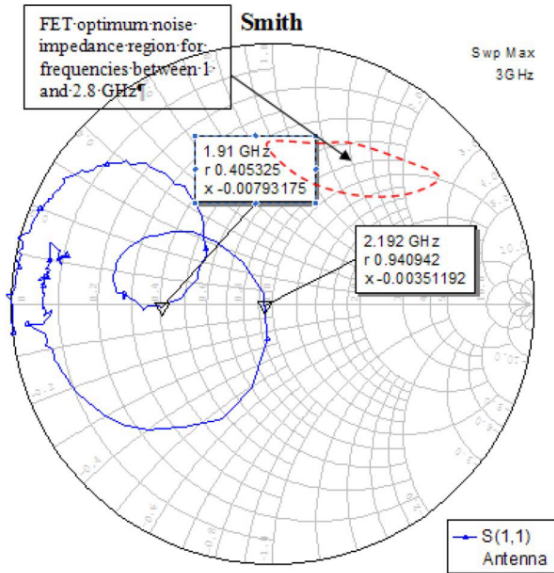


Figura 2.12: Impedancia de entrada de la antena de doble parche apilado con un desplazamiento negativo del parche superior sobre el inferior para una posición del punto de alimentación de 4 mm desde el centro del parche más bajo.

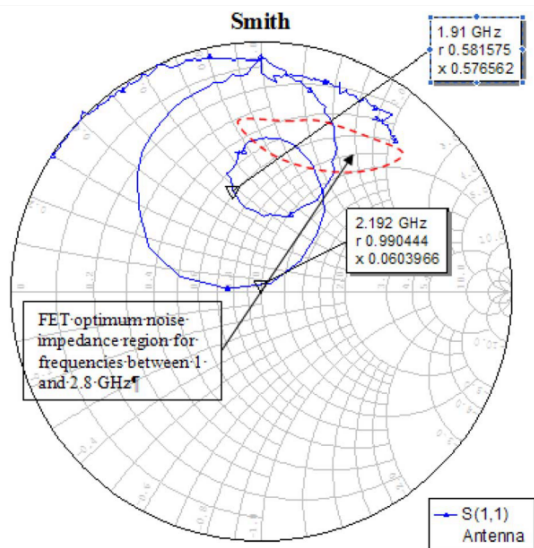


Figura 2.13: Impedancia de entrada de la antena de doble parche apilado con un desplazamiento negativo del parche superior sobre el inferior para una posición del punto de alimentación de 9 mm desde el centro del parche más bajo.

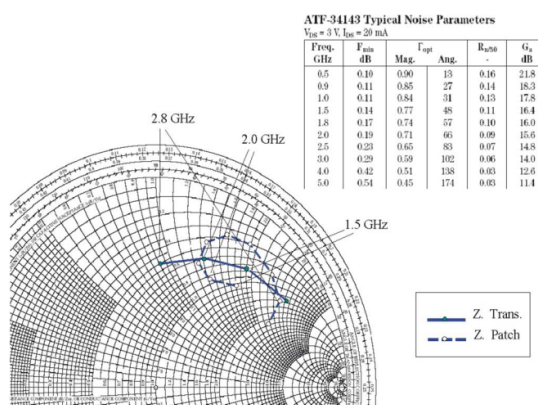


Figura 2.14: Impedancia del parche (línea de puntos) y mínimo ruido (línea continua) para las bandas de DCS-UMTS.

Integración Directa de Banda Ancha entre la Antena y el Elemento Activo

El valor de la resistencia mencionada anteriormente se ha optimizado de manera que las pérdidas en la eficiencia del parche y el incremento del parámetro de ruido de la antena activa sean lo más bajos posible.

El proceso de diseño para la integración entre la antena y el MESFET persigue los tres objetivos siguientes:

- Adaptación conjugada de impedancia entre la antena y el MESFET y minimización de la cifra de ruido en banda ancha.
- Obtención de ganancia de transducción tan grande como sea posible en banda ancha.
- Obtención de bajo coeficiente de reflexión a la salida de la antena activa.

El hecho de que la impedancia de la antena sea compleja y esté fuera de la condición de resonancia hace necesario el uso de los parámetros S generalizados ([50]) en lugar de los parámetros S convencionales ([115]).

La condición de adaptación implica que

$$s_{11}^{GEN} = 0 \quad (2.23)$$

$$Z_S = Z_{opt} = Z_{ant} \quad (2.24)$$

$$Z_{in} = f(Z_L, [S]) = Z_S^* \quad (2.25)$$

donde $[S]$ se refiere a la matriz de parámetros S del MESFET, el superíndice GEN se refiere a los parámetros S generalizados, Z_{in} es la impedancia de entrada del MESFET, Z_S y Z_L son las impedancias de entrada y de carga del amplificador

de bajo ruido, Z_{opt} es la impedancia óptima de ruido, y Z_{ant} es la impedancia de la antena.

Sin perder la generalidad, las ecuaciones de los parametros generalizados S pueden simplificarse para el caso donde $Z_L = Z_0$ y $\Gamma_L = 0$ (Z_0 y Y_0 son la impedancia característica y la admitancia) de la siguiente manera:

$$s_{11}^{GEN} = \frac{1}{(1 - \Gamma_s \cdot s_{11})} \cdot \frac{(1 - \Gamma_s)}{(1 - \Gamma_s^*)} \quad (2.26)$$

Las condiciones de diseño en 2.25 y la expresión para 2.26 implica que:

$$s_{11}^* = \Gamma_s = \Gamma_{ant} = \Gamma_{OPT} \quad (2.27)$$

La ecuacion previa indica que el conjugado de s_{11} debe ser igual que la impedancia de mínimo ruido. La inclusión de un elemento en paralelo con pérdidas conectado a la puerta y al drenador del FET (Y_{gate} y Y_{drain}) ayudan a modificar el valor del parametro mostrado en 2.28:

$$s_{11} = \frac{[Y_0 - (Y_{11} + Y_{gate})] \cdot [Y_0 + (Y_{22} + Y_{drain})] + Y_{12} \cdot Y_{21}}{[Y_0 + (Y_{11} + Y_{gate})] \cdot [Y_0 + (Y_{22} + Y_{drain})] - Y_{12} \cdot Y_{21}} \quad (2.28)$$

donde los parámetros Y_{ij} son los parámetros Y del MESFET. Un estudio de la variación del parámetro S_{11}^{GEN} respecto a la resistencia de la puerta (definida como la resistencia total presente en la puerta) se muestra en la figura 2.15 (para $\Gamma_L = 0$ y unas condiciones de polarización de $V_{gs} = -0,5V$ y $V_{ds} = 3V$, $I_{ds} = 20mA$; la figura óptima de ruido está alrededor de los 0.25dB). Cuando no se fija una resistencia de equalización, S_{11}^{GEN} se acerca a 1, lo que resulta en una condicion de desadaptación. La presencia de una resistencia de equalización hace que S_{11}^{GEN} se reduzca de un valor cercano a 1 a un valor cercano a 0.25 para una resistencia equivalente en la puerta de 40Ω . Si la resistencia equivalente de entrada se incrementa desde ese valor, se puede observar que el parámetro S_{11}^{GEN} ofrece un peor rendimiento.

La inclusion de los elementos con pérdidas en paralelo modifica los parámetros de ruido. Para el caso concreto en el que $G_{drain} \ll |Y_{21}| \cdot R_n$ (R_n es la resistencia de ruido equivalente del generador) la figura de ruido mínimo es dado por:

$$F_{min}^{total} \approx 1 + 2 \cdot R_n \cdot \left[(G_{corr} + G_{gate}) + 2 \cdot \sqrt{\frac{(G_n + G_{gate})}{R_n} + (G_{corr} + G_{gate})^2} \right] \quad (2.29)$$

El subíndice *corr* indica la correlacion entre los dos generadores de ruido (tensión y corriente), mientras que el superíndice *total* denota la figura de ruido total con la inclusion de las resistencias de equalizacion dadas por

$$F^{total} = F_{min}^{total} + \frac{R_n}{G_s} \cdot (G_s - G_{opt})^2 + \frac{R_n}{G_s} \cdot (B_s - B_{opt})^2 \quad (2.30)$$

Este resultado es una admitancia de ruido óptima que depende en la admitancia de ecualización de la puerta y en los parámetros MESFET que vienen dados por:

$$G_{opt} = \sqrt{\frac{(G_n + G_{gate})}{R_n} + (G_{corr} + G_{gate})^2} \quad (2.31)$$

$$B_{opt} = -(B_{corr} + B_{gate}) \quad (2.32)$$

De 2.29 a 2.32, se concluye que la figura de ruido óptimo no depende de la conductancia de drenador, sino solo de la admitancia de la puerta. Un estudio de la dependencia de la figura de ruido (para las condiciones previas) respecto a varias conductancias de puerta se muestra en la figura 2.16. Se puede observar que a medida que R_{gate} se incrementa, lo mismo sucede con la contribución del ruido total.

De las figuras 2.15 y 2.16, se puede observar que los valores en torno a 40-50 Ω presenta un equilibrio adecuado entre la figura de bajo ruido y el bajo s_{11}^{GEN} en banda ancha.

El segundo paso es conseguir que la ganancia de transducción (s_{21}^{GEN}) sea tan grande como sea posible. Este parámetro es dado en 2.34 como sigue:

$$s_{12}^{GEN} = \frac{1}{(1 - \Gamma_S \cdot s_{11})} \cdot \frac{(1 - \Gamma_S)}{|1 - \Gamma_S|} \cdot s_{12} \cdot (1 - |\Gamma_S|^2)^{1/2} \quad (2.33)$$

$$s_{21}^{GEN} = \frac{s_{21}}{s_{12}} \cdot s_{12}^{GEN} \quad (2.34)$$

Mientras que Γ_S se fija por la mínima impedancia de ruido, el parámetro generalizado s_{21}^{GEN} depende completamente del parámetro de transmisión s_{21} . Debido a que el MESFET presenta una gran inestabilidad en las frecuencias más bajas, se ha realizado el análisis de s_{21} en esas frecuencias, resultando en

$$s_{21} = \frac{-2g_m \cdot Z_0}{[1 + G_{gate} \cdot Z_0] \cdot [1 + (G_{ds} + G_{drain}) \cdot Z_0]} \quad (2.35)$$

donde g_m es la transconductancia. La figura 2.17 muestra el circuito simplificado equivalente para el FET (en el cuadrado con línea de puntos) a bajas frecuencias. De las figuras 2.17 a 2.35, se puede extraer lo siguiente:

- A frecuencias muy bajas, cuando R_{drain} se incrementa, la máxima ganancia de transducción también lo hace porque la corriente que atraviesa la resistencia es pequeña. Para altas frecuencias, valores muy grandes de R_{drain} producen que la ganancia de transducción sea baja. Por lo tanto existe un valor

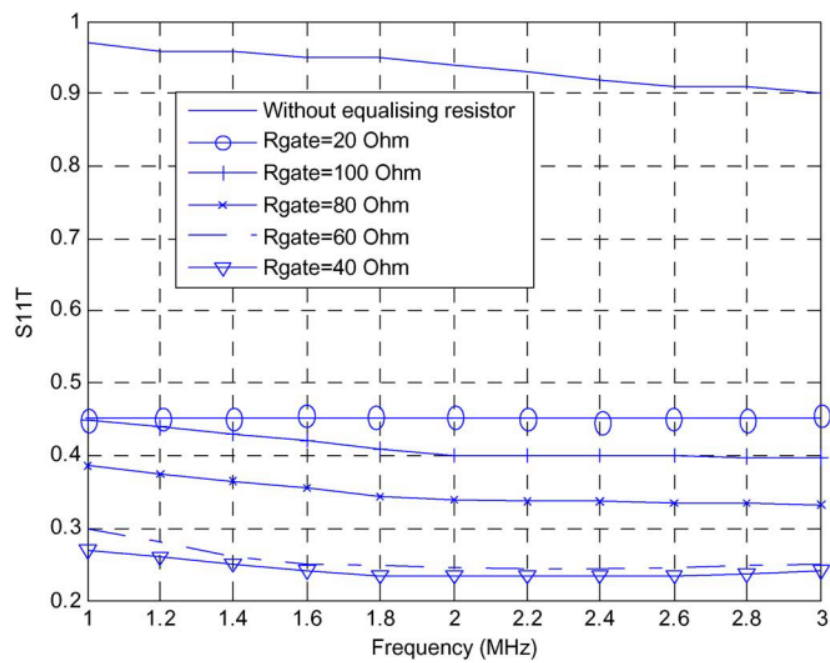


Figura 2.15: Dependencia del parámetro s_{11}^{GEN} para una condición de carga de Z_0 , parámetro equivalente de la resistencia de la puerta.

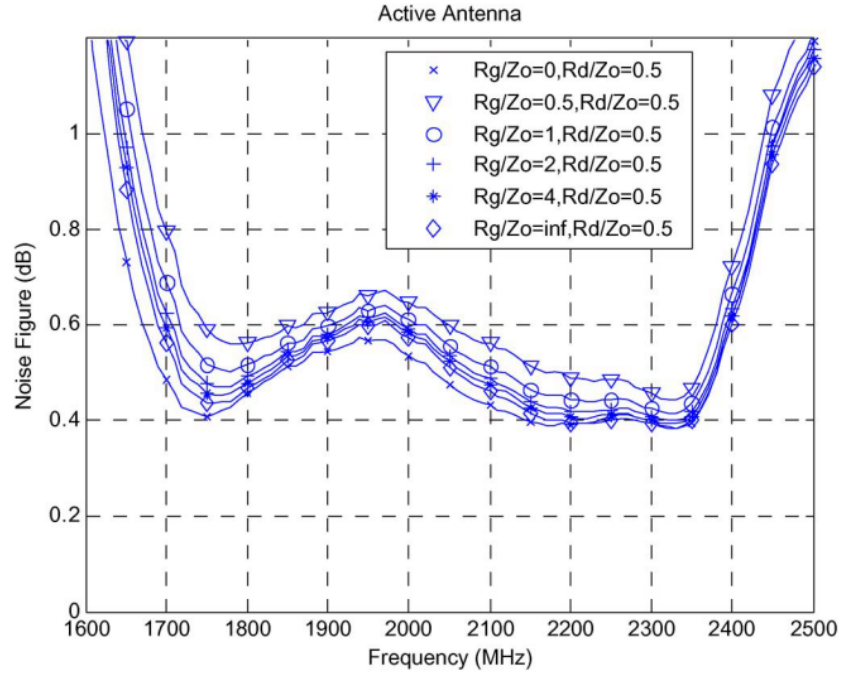


Figura 2.16: Figura de ruido de la antena activa de recepción respecto a la frecuencia con R_g/Z_0 como parámetro para una relación R_d/Z_0 dada.

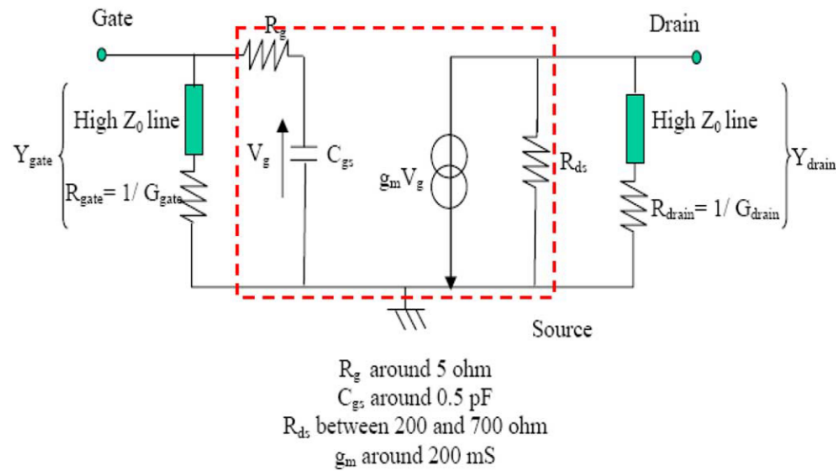


Figura 2.17: Circuito simplificado equivalente para el FET a bajas frecuencias.

para el cual se obtiene una ganancia plana. A muy altas frecuencias, R_{drain} no modifica substancialmente la ganancia del transductor. La optimización ha sido hecha con el programa comercial *Microwave Office* de *Applied Wave Research (AWR)*, y el resultado óptimo se obtiene para $R_{drain} \approx 90\Omega$.

- A bajas frecuencias, a medida que R_{gate} se incrementa, la máxima ganancia disponible también lo hace. También debe ser denotado que, a más altas frecuencias, bajos valores de R_{gate} producen grandes ganancias, mientras que grandes valores de R_{gate} producen bajas ganancias. Mientras que la característica de transferencia del MESFET decrece con la frecuencia, los elementos con pérdidas introducidos tendrán que ecualizarse a bajas frecuencias sin perjudicar a las altas frecuencias. Esto se conseguirá por la conexión de estos elementos con pérdidas con el MESFET a través de líneas de alta impedancia que reducen el efecto de las pérdidas a altas frecuencias y ecualizan la antena activa a bajas frecuencias. Mientras que la conductancia de entrada se conecta a la antena por medio de líneas de alta impedancia, el efecto de aumentar el nivel de ruido en altas frecuencias será significativamente menos importante que a bajas frecuencias. Después de la optimización de todo el circuito (por medio de la simulación de las resistencias de ecualización y de las líneas de alta impedancia con AWR), se ha escogido un valor de $R_{gate} \approx 70\Omega$. Además, la inclusión de estas pérdidas ha evitado la oscilación del MESFET a bajas frecuencias donde la impedancia de entrada es cercana a la de un circuito abierto. La compensación del valor R_{gate} debe hacerse para encontrar la ganancia plana de la antena activa.
- Los últimos parámetros considerados en el diseño son las líneas de alta impedancia. Estas líneas se diseñan junto con R_{drain} y R_{gate} para compensar los efectos de las pérdidas en altas frecuencias. Un valor óptimo para estos parámetros está en torno a 90Ω con una longitud eléctrica de 90° .

Finalmente, respecto a las pérdidas de retorno en la salida de la antena activa, se puede concluir que la presencia de elementos con pérdidas incluidos baja el coeficiente de reflexión total de la antena activa.

Todos los parámetros de diseño se resumen en la tabla 2.2. En la figura 2.18 se muestra el esquemático correspondiente a la antena activa de banda ancha.

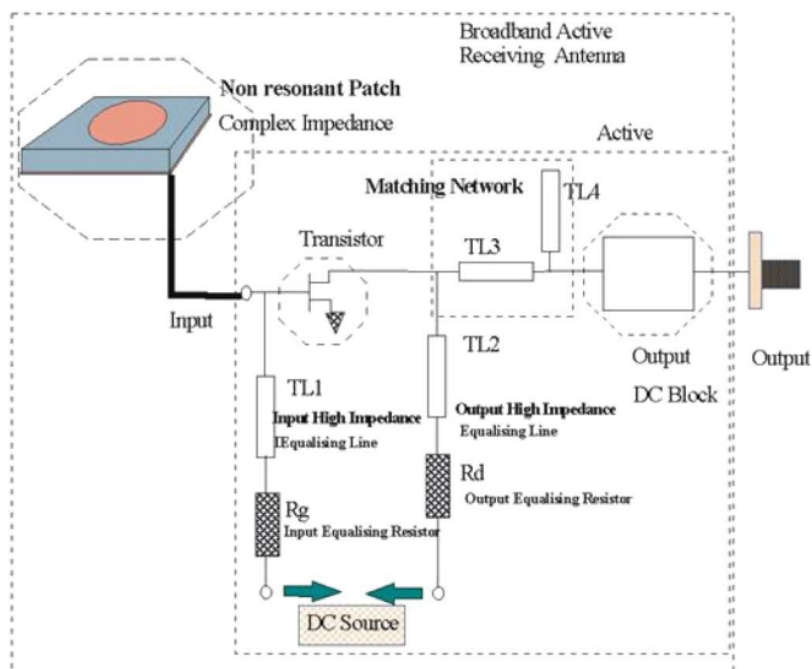


Figura 2.18: Esquema de la antenna activa de banda ancha con ecualización resistiva.

ANTENA	
Tipo de antena	Parche cuadrado apilado
Longitud	38 mm. de lado
Altura del substrato	6 mm.
Permitividad	$\epsilon_r = 3$
Desplazamiento parche superior	-10 mm.
MESFET	ATF 34 143
V_{gs}	-0.5 V
V_{ds}	3 V
I_{ds}	20 mA
RED ECUALIZACIÓN	
R_{gate}	68 Ω
R_{drain}	91 Ω

Tabla 2.2: Resumen de parámetros de la antenna activa

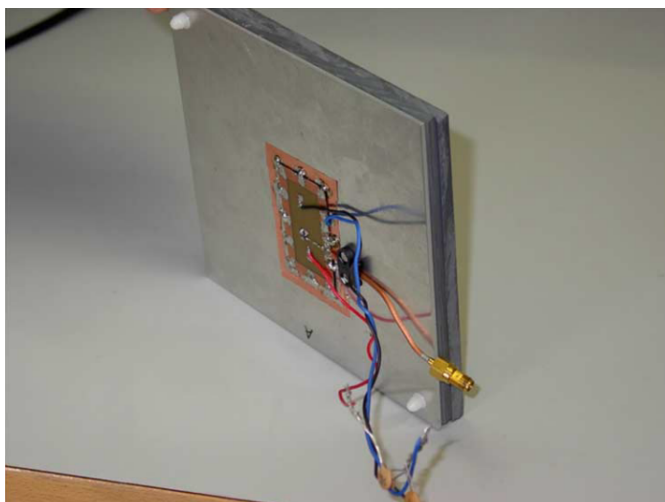


Figura 2.19: Prototipo de la Antena Activa fabricada

2.9. Resultados Experimentales

La antena pasiva original es una antena de doble banda, una a 1900 MHz (coeficiente de reflexión de $-10dB$ con un ancho de banda del 6% a $-7dB$) y otra a 2200 MHz (coeficiente de reflexión de $-25dB$ con un ancho de banda del 2% a $-10dB$). El rendimiento de la antena es bastante malo a la primera frecuencia. En la antena activa, los elementos activos están colocados en la parte posterior del plano de masa, y alimentan directamente al radiador situado en la otra cara mediante una sonda. El prototipo de la antena realizada se puede ver en la figura 2.19

El primer parámetro que se debe medir en una antena activa es la ganancia efectiva. Como se ha mencionado, el concepto de ganancia efectiva se ha tratado en [18]. La expresión de la ganancia efectiva $G_{ACT}(\theta, \phi)$ viene dada por:

$$G_{ACT}(\theta, \phi) = D_{ACT}(\theta, \phi) \cdot G_{amp} \cdot \frac{(1 - |\rho|^2)}{L} = D_{ACT}(\theta, \phi) \cdot \Delta G \quad (2.36)$$

donde $\Delta G = G_{amp} \cdot \frac{(1 - |\rho|^2)}{L}$, (θ, ϕ) es la dirección de observación, el subíndice ACT se refiere a la antena activa, ρ representa el coeficiente de reflexión y L son las pérdidas.

Hay que resaltar también que ΔG está compuesto por tres términos que no pueden medirse directamente ya que el amplificador está integrado directamente con la antena. En la figura 2.20 se muestra la ganancia efectiva de las antenas activa y pasiva. Se puede definir el ancho de banda en ganancia de acuerdo con el rizado presente en la ganancia. En la antena activa, hay una ganancia efectiva de $20dB$ con un rizado de $3dB$ desde 1550 a 2150 MHz, lo que supone un 32%, mientras que en la antena pasiva, se puede ver una ganancia de $7dB$ con un rizado

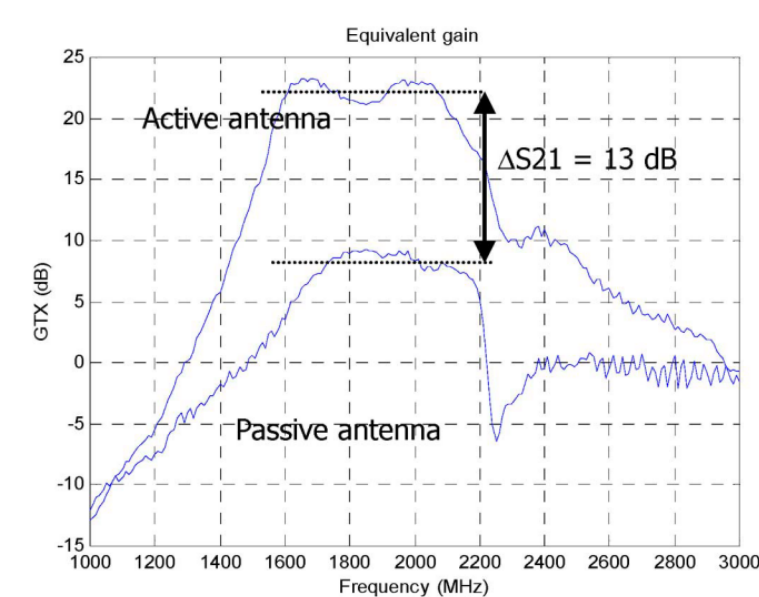


Figura 2.20: Medida del coeficiente de transmisión entre la antena de referencia y las antenas pasiva y activa. Se puede observar el incremento al usar la antena activa.

de 3 dB desde 1650 a 2200 MHz, lo que resulta en un ancho de banda fraccional del 29%. Por lo tanto, hay un ligero incremento del ancho de banda, al mismo tiempo que la banda se ha desplazado. Es lógico que el incremento en el ancho de banda no sea grande, ya que la introducción del MESFET no modifica sustancialmente las características de radiación.

La figura 2.21 se muestra la ganancia de transducción del amplificador, tanto medida como simulada. Esta ganancia de transducción se corresponde con el incremento en la ganancia efectiva en la antena activa respecto a la pasiva, por la introducción del amplificador. La ganancia de transducción simulada se ha obtenido cambiando la impedancia de 50Ω por una impedancia igual a la de la antena. La simulación presenta una mejora en la ganancia de alrededor de 13 dB en un ancho de banda desde 1500 a 2400 MHz (un 46%). Los picos en el gráfico se corresponden con las frecuencias de *resonancia* de la antena

La diferencia entre simulación y medidas en los valores de ganancia (p.ej. 18 dB a 1600 MHz en la medida frente a 14 dB en la simulación) puede ser debida a que a esa frecuencia la adaptación sea muy buena, lo que introduce un incremento en la potencia radiada.

En las antenas activas receptoras, el parámetro que contiene toda la información sobre su rendimiento es la figura de mérito G/T . Este parámetro se mantiene constante a lo largo de toda la cadena del receptor y por otra parte, sus componentes G y T no pueden medirse por separado. Se ha estudiado este parámetro en antenas activas en [128, 113].

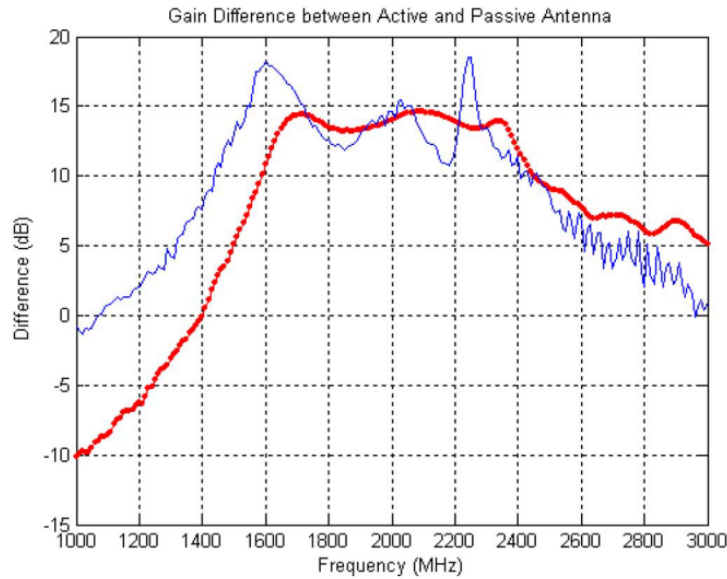


Figura 2.21: Ganancia de trasducción del amplificador. Valores simulados (línea punteada) y medidos (línea continua).

Dado que el elemento activo está conectado directamente a la antena, las pérdidas entre el amplificador y la antena son únicamente las debidas a la eficiencia de radiación (pérdidas óhmicas en la estructura de la antena). Estas pérdidas se pueden incluir en un nuevo factor de pérdidas $L_e (> 1)$.

Hay que hacer notar que la temperatura de antena T_a no tiene por qué ser la misma que la correspondiente antena pasiva. T_a depende del diagrama de radiación de la antena, el cual puede ser diferente para la antena activa

La figura de mérito en una antena activa por lo tanto viene dada por 2.37, donde F_{opt} es la figura de ruido óptima, y T_{rec} es la temperatura de ruido equivalente del receptor.

Las contribuciones de ruido en la antena activa se recogen en la G/T , que es el único parámetro que se puede medir directamente aplicando el método *on-off* descrito en [14].

2.9.1. Medida de las Antenas Pasiva y Activa

Se ha comparado el comportamiento de la antena pasiva y de la activa midiéndolas en una cámara anecoica. La configuración de las medidas se muestran en la figura 2.22.

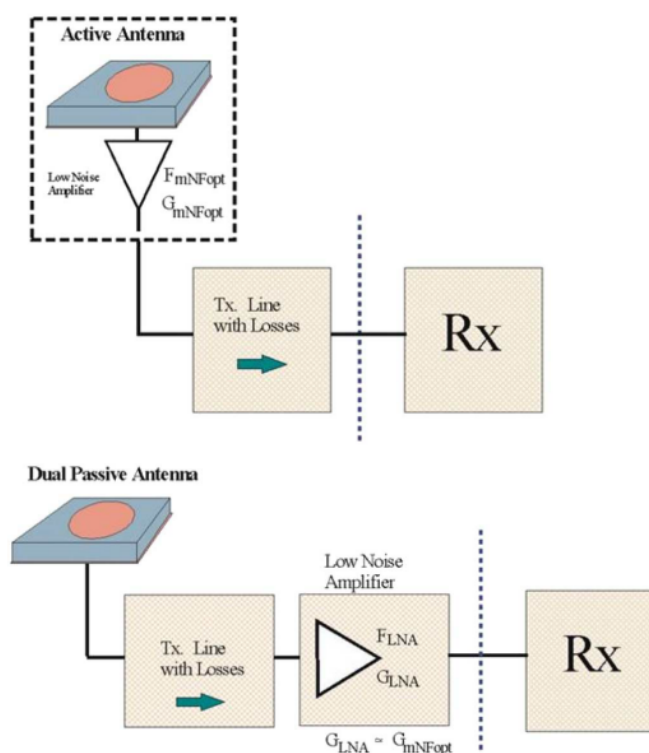


Figura 2.22: Configuración para la medida de la antena activa y de la antena pasiva.

Para el procedimiento de medida se situó la antena activa en la cámara anecoica y se conectó al receptor con una cifra de ruido de $8dB$ mediante una línea de transmisión convencional de 50Ω y unas pérdidas de $2dB$. La antena pasiva de doble frecuencia se conectó al LNA con dos líneas de transmisión de diferentes longitudes. La primera tenía la misma longitud que la antena activa, con pérdidas de $2dB$, y la segunda era el mínimo requerido para conectar al LNA, lo que implicaba una pérdida de solo $0,5dB$. El LNA es similar al amplificador utilizado en la antena activa, con una equalización resistiva y adaptado a 50Ω y una ganancia de $13dB$. La ganancia de la antena pasiva es $7dB$ con un rizado de $\pm 1,5dB$.

El valor de la figura de merito G/T se puede calcular como:

$$\frac{G}{T} = \frac{\frac{G_{ACT}}{\Delta G}}{T_a + T_0 \cdot (L_e - 1) + T_0 \cdot (F_{opt} - 1) \cdot L_e + T_0 \cdot (L - 1) \cdot \frac{L_e}{\Delta G \cdot L} + \frac{T_{rec} \cdot L_e}{\Delta G}} \quad (2.37)$$

La G/T de la antena pasiva resulta en $-22dBK^{-1}$ para el caso de pérdidas de $2dB$, y de $-20dBK^{-1}$ para el caso de pérdidas de $0,5dB$, con un rizado de $\pm 1,5dB$ como se muestra en la figura 2.23. Teniendo en cuenta dicho criterio, el ancho de banda de la antena pasiva va desde 1500 hasta 1900 MHz, lo que resulta en un 20%. Para la antena activa, 2.24, la G/T es de $-16dBK^{-1}$ con un ancho de banda entre 1500-2050 MHz (un 30% del ancho de banda) con un rizado de $\pm 0,5$ para

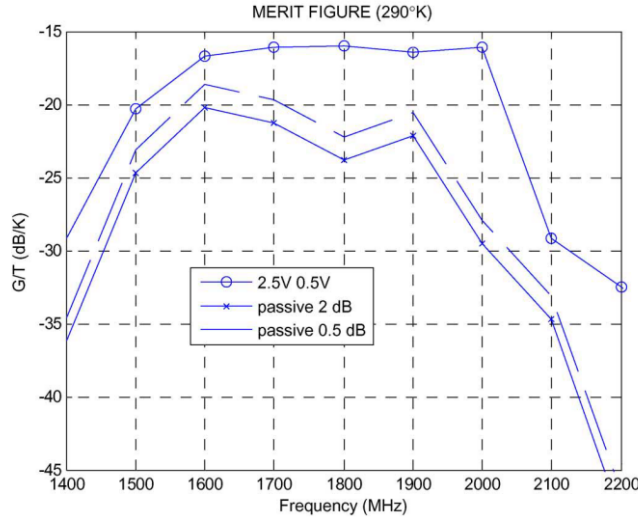


Figura 2.23: Medida de G/T de la antena activa para las condiciones de polarización de $V_{ds} = 0,5V$ y para la antena pasiva conectada a la LNA a través de líneas con pérdidas de $0,5dB$.

las condiciones iniciales de $V_{gs} = -0,5V$ y $V_{ds} = 2,5V$. Esto implica una mejora en la antena activa de G/T entre $6 - 4dB$ sobre el parámetro de la correspondiente antena pasiva.

Una vez que se ha medido G/T , en la ecuación 2.37 se puede determinar la contribución total de ruido de la antena activa en las condiciones de la cámara anecoica ($T_a = T_0$).

$$NF = \frac{kT_{ACT}B}{kT_0B} \Big|_{T_a=T_0} = F_{opt} \cdot L_e + \frac{(L-1) \cdot L_e}{L \cdot \Delta G} \quad (2.38)$$

T_{ACT} es la temperatura de ruido equivalente para el sistema activo. Cuando ΔG es lo suficientemente grande, la figura de ruido es principalmente determinada por el primer término en la ecuación (2.38)

La figura de ruido del amplificador es una medida del ruido interno producido por el circuito activo en la antena activa de recepción. El LNA es una parte no separable de la antena y no puede ser medido directamente. Sin embargo, si las condiciones de estado para las ecuaciones (2.37) y (2.38) se siguen para una antena con una temperatura de $290K$ (en condiciones de cámara anecoica) se puede obtener la figura de ruido. La figura 2.25 muestra la figura de ruido obtenida de la medida de G/T y la simulada.

La figura de ruido simulada ha resultado menor que $0,5dB$ en un ancho de banda entre $1,7 - 2,4GHz$. Este valor es coherente con el presentado en la ecuación 2.38 ya que la impedancia de la antena se aproxima a la impedancia óptima de fuente (que resulta en una figura de ruido de $0,25dB$) y la eficiencia de la antena (L_e) para la antena apilada con desplazamiento se ha medido y ha resultado en torno

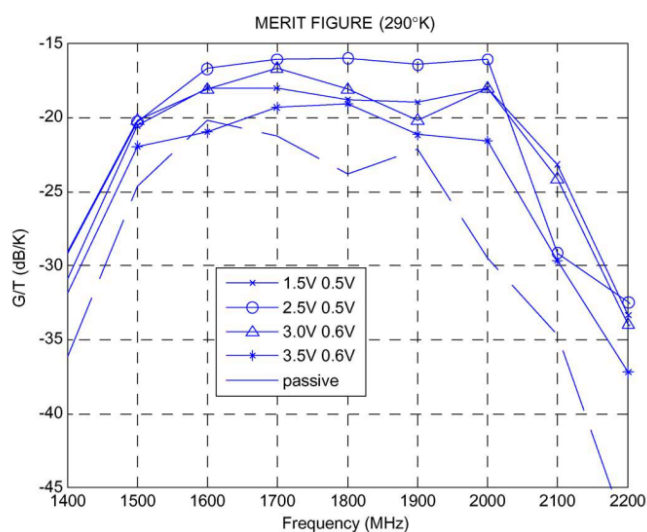


Figura 2.24: Medidas de G/T de la antena activa para las condiciones de polarización de $V_{ds} = 1,5V$ a $3,5V$ y G/T para la antena pasiva conectada a la LNA a través de línea de transmisión de $-2dB$.

al 95%. Esto implica una figura de ruido adicional de 0.22 dB, lo cual concuerda con el valor mostrado en la simulación. El valor medido extraído de la medida de G/T concuerda bastante bien con el valor simulado. La figura de ruido medida es relativamente plana y menor que $0,6dB$ para un ancho de banda comprendido entre 1.75 y 2.55 GHz, con un desplazamiento de frecuencia de un 2%. Esto resulta en un ancho de banda relativo del 38%.

Finalmente, la figura 2.26 muestra el ancho de banda en impedancia de las antenas activa y pasiva (s_{22} para el caso de la activa). El parámetro simulado de la antena activa muestra tres frecuencias de resonancia en 1700, 2100 y 2300 MHz.

Desde el punto de vista de radiación, las figuras 2.27 y 2.28 muestran los diagramas de radiación para las antenas pasiva y activa. Puede apreciarse que no hay gran diferencia entre ellos, exceptuando que el ancho de haz de la antena activa es ligeramente más estrecha y en ángulos de elevación muy pequeños. Además, en la alta frecuencia (2200 MHz) hay una pequeña distorsión en el diagrama de la antena activa.

La figura 2.29 muestra el diagrama de polarización en el plano E para una condición de polarización de bajo ruido a la frecuencia central de 2000 MHz. El máximo de este diagrama aparece aproximadamente en 85° cuando la sonda de prueba rota 90° en el eje de *roll*. El mínimo nivel en el diagrama, aproximadamente a 175° da el nivel de polarización cruzada. La figura 2.29 muestra que el nivel de polarización cruzada de la antena pasiva de $-30dB$ ha aumentado a $-28dB$ en la activa, por lo que la presencia del elemento activo no aumenta significativamente la polarización cruzada. Esta relación se ha mantenido prácticamente constante a lo

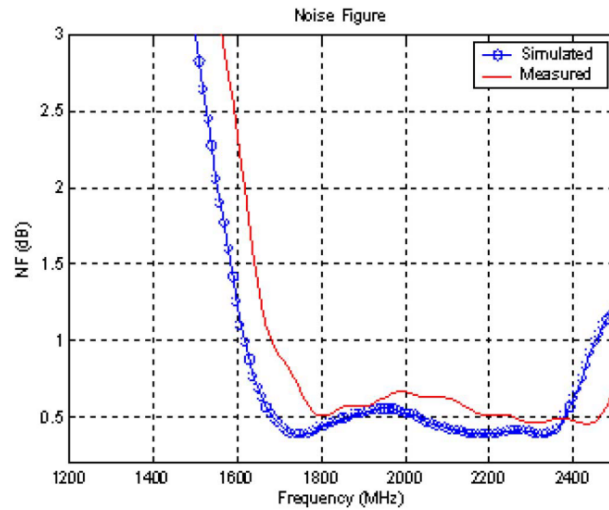


Figura 2.25: Figura de ruido para el amplificador integrado en el parche de la antena receptora de banda ancha: simulada y medida.

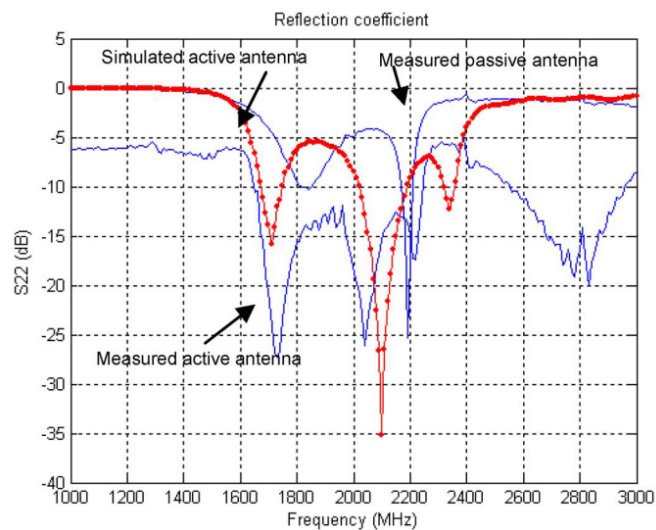


Figura 2.26: Pérdidas de retorno de salida para la antena activa receptora simulada (línea punteada) y medida (línea continua) respecto a los coeficientes de reflexión medidos para la antena pasiva de doble parche con desplazamiento.

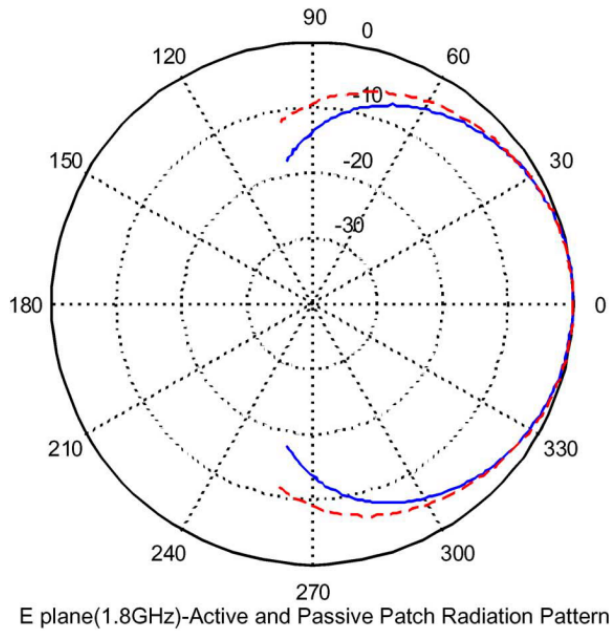


Figura 2.27: Medidas de los diagramas de radiación en el plano E para la antena pasiva (línea punteada) y para la antena activa (línea continua) para una polarización de $V_{ds} = 2V$ y $V_{gs} = -0,6V$ para $1800MHz$.

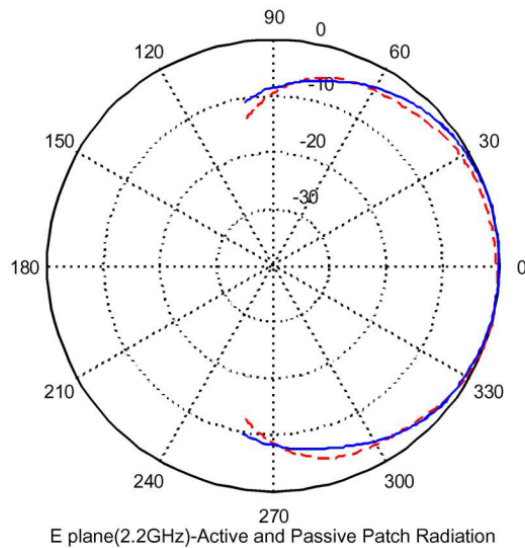


Figura 2.28: Medidas de los diagramas de radiación en el plano E para la antena pasiva (línea punteada) y para la antena activa (línea continua) para una polarización de $V_{ds} = 2V$ y $V_{gs} = -0,6V$ para $2200MHz$.

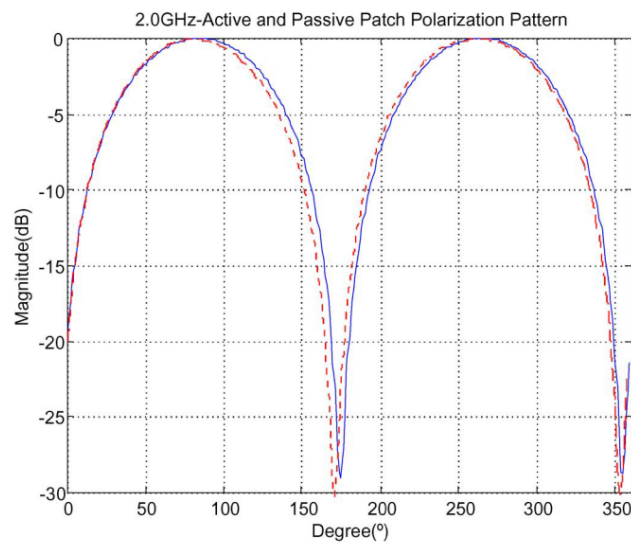


Figura 2.29: Medida de los diagramas de polarización cruzada de la antena pasiva (línea de puntos) y de la antena activa (línea continua) polarizado con $V_{ds} = 2V$ y $V_{gs} = -0,6V$ a $2000MHz$.

largo de todo el ancho de banda de la antena y de las condiciones de alimentación.

Capítulo 3

Aplicación de Metamateriales a Antenas Diplexadas

3.1. Introducción a Metamateriales

Se conoce como *Metamateriales Electromagnéticos* a las estructuras electromagnéticas homogéneas creadas artificialmente con unas propiedades especiales que no se encuentran en la naturaleza. Por simplicidad, estas estructuras se construyen mediante la repetición periódica de una celda básica, aunque esta condición no es necesaria. Por *homogéneo* se entiende que la propagación en la estructura es idéntica a la que se obtendría en un medio convencional definido por una permitividad eléctrica ϵ y permeabilidad magnética μ . Esto se consigue si el tamaño (p) de la celda que constituye la estructura es mucho menor que la longitud de onda en el medio λ_g . Si esta condición se cumple, ϵ y μ sólo dependen de la naturaleza de las celdas. El índice de refracción n se puede definir de la siguiente forma:

$$n = \pm \sqrt{\epsilon_r \mu_r}$$

donde ϵ_r y μ_r representan la permitividad y la permeabilidad relativas respecto al vacío.

Existen cuatro posibles combinaciones de los signos de (ϵ_r, μ_r) , como se puede ver en la figura 3.1. Sólo tres de esas combinaciones se encuentran en la naturaleza. Cuando los dos valores son positivos, se corresponde a materiales convencionales, que reciben la denominación *Right-Handed*¹ (*RH*). Esto es debido a que los vectores $\vec{E}, \vec{H}, \vec{k}$ forman un triedro con orientación a derechas. Cuando ϵ y μ tienen signos contrarios, como sucede en los *plasmas* ($\epsilon < 0, \mu > 0$) o en los materiales ferromagnéticos ($\epsilon > 0, \mu < 0$), la constante de propagación se convierte en un número real, lo que da lugar a una onda evanescente, por lo que no existe propagación de la onda.

¹A lo largo de esta Tesis, se utilizará la terminología de algunos términos en inglés por claridad, debido a que es la comúnmente usada en la literatura

Por último, cuando ambos parámetros tienen simultáneamente valores negativos, también existe propagación de la energía a lo largo de la estructura. Sin embargo, debido a que los vectores $\vec{E}, \vec{H}, \vec{k}$ forman un triedro a izquierdas (la velocidad de fase va en sentido contrario), la estructura se denomina *Left-Handed*, (*LH*).

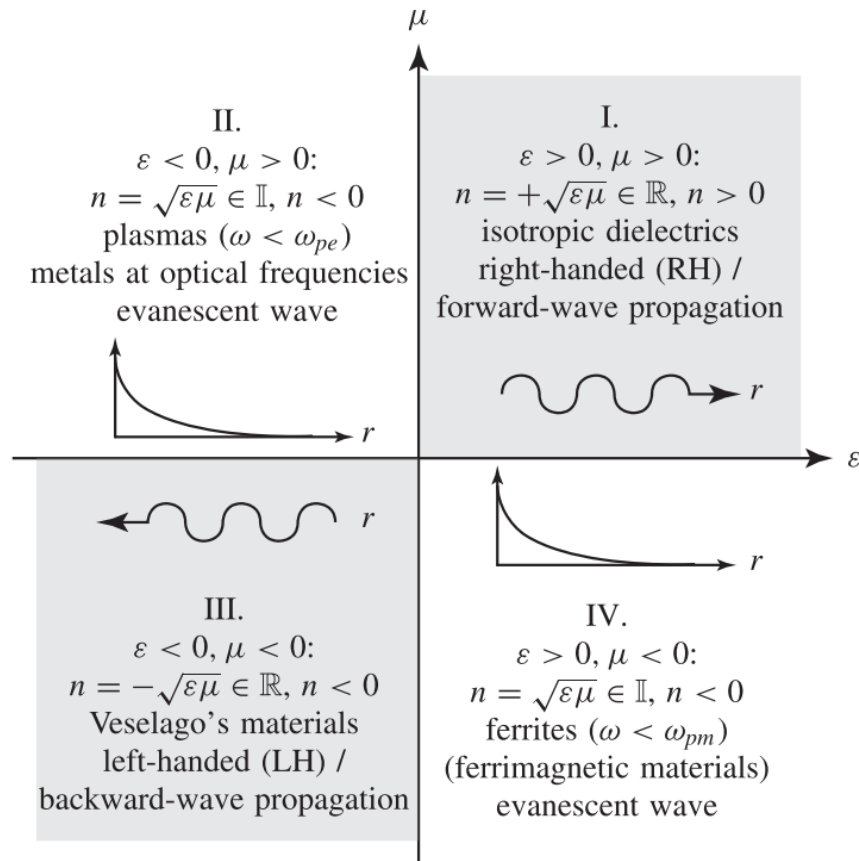


Figura 3.1: Clasificación de los medios y características en función del signo de los parámetros ϵ y μ ([30])

3.2. Historia de los Metamateriales

La existencia de los medios con permitividad y permeabilidad negativos simultáneos fue propuesta teóricamente por Veselago [220] a finales de la década de los 1960. De acuerdo con la teoría, estos medios *LH* presentarían las siguientes propiedades:

- Los parámetros constitutivos son dispersivos en frecuencia.
- Inversión del sentido del Efecto Doppler.

- Cambio de sentido de la radiación Vavilov-Cerenkov
- Inversión de las condiciones de contorno sobre las componentes normales de los campos eléctrico y magnético en la interfaz entre un medio convencional RH y uno LH .
- Inversión de la ley de Snell.
- Refracción negativa en la interfaz entre un medio RH y uno LH .
- Transformación de una fuente puntual en una imagen puntual mediante una región de material LH (focalización mediante una “lente” plana).
- Intercambio entre los efectos de convergencia y divergencia en lentes cóncavas y convexas, respectivamente, cuando las lentes se hacen con material LH .

A finales de la década de 1990, Pendry desarrolló ([167]) estructuras que se comportaban como un plasma con ϵ -negativo / μ -positivo, y ϵ -positivo / μ -negativo, mediante la repetición periódica de conductores eléctricos verticales o resonadores magnéticos (SRR). Estas estructuras se muestran en la figura 3.2. Se diseñó el tamaño de celda p de manera que fuera mucho menor que la longitud de onda guiada λ_g ($\lambda_g \gg p$). Por lo tanto el medio se comporta como si fuera homogéneo.

Basándose en los trabajos de Pendry, Smith continuó los trabajos teóricos ([203]) sobre estructuras con índice de refracción negativo.

Posteriormente, en [206] y [205], Smith y su equipo combinaron ambas estructuras, dando lugar a la estructura mostrada en la figura 3.2 (a). Se diseñó la estructura de manera que la frecuencia de plasma de cada sub-estructura coincidiera. De esta manera, obtuvieron una respuesta paso-banda. La existencia de esta banda de transmisión les llevó a pensar que habían construido un medio con parámetros ϵ y μ negativos.

Para confirmar esta afirmación, en el año 2001 realizaron el experimento presentado en [204]. Este experimento consistía en realizar una estructura en dos dimensiones 3.2 (b), e iluminarlo desde diferentes ángulos de incidencia usando la estructura mostrada en 3.2. El hecho de que el máximo de energía reflejada se encontrara en un ángulo negativo respecto a la normal de la superficie (figura 3.2), probó que la estructura presentaba índice de refracción negativo, confirmando la inversión de la Ley de Snell, lo que demostró la existencia de las estructuras con valores negativos de ϵ y μ simultáneamente.

A partir de la confirmación de la posibilidad de crear artificialmente estructuras que se comportan como un medio homogéneo con parámetros negativos, numerosos grupos de investigación se lanzaron a estudiar sus posibilidades y aplicaciones.

Poco tiempo después, aparecieron demostraciones de otros tipos de metamateriales ([101] [27] [162]), y a continuación se comenzó a trabajar en aplicaciones prácticas que aprovecharan las características de los nuevos materiales en elementos prácticos.

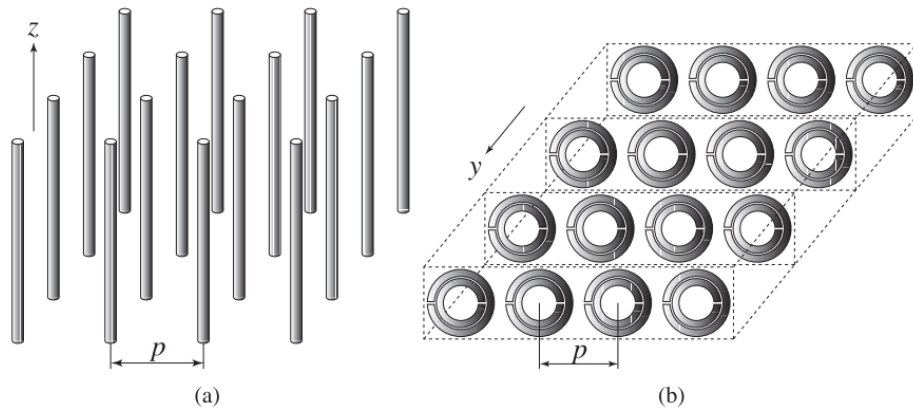


Figura 3.2: Estructuras artificiales de tipo plasma [167]

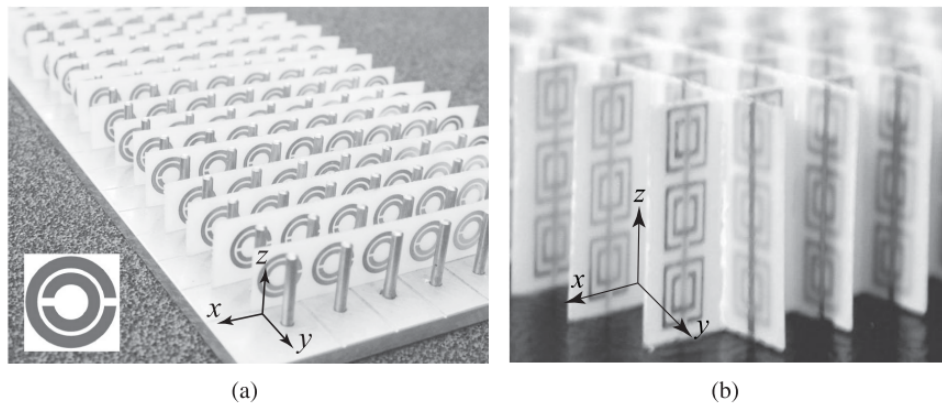


Figura 3.3: Primera demostración de una estructura con ϵ y μ negativos (a) Estructura unidimensional (b) Estructura bidimensional [205]

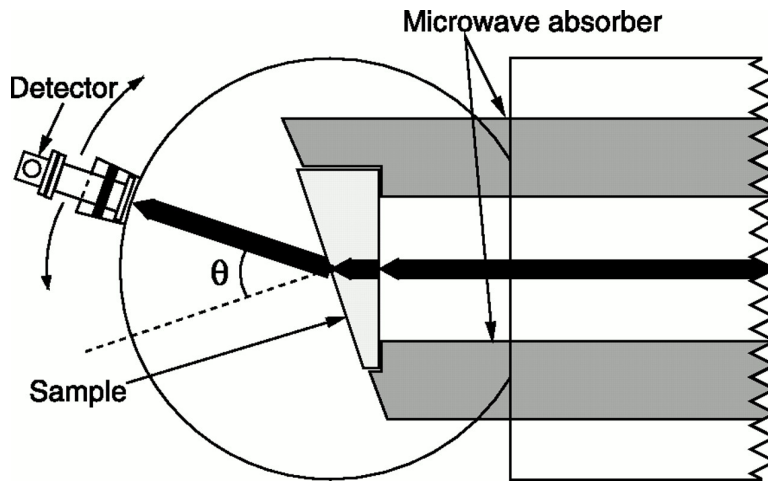


Figura 3.4: Configuración del experimento de Smith [204]

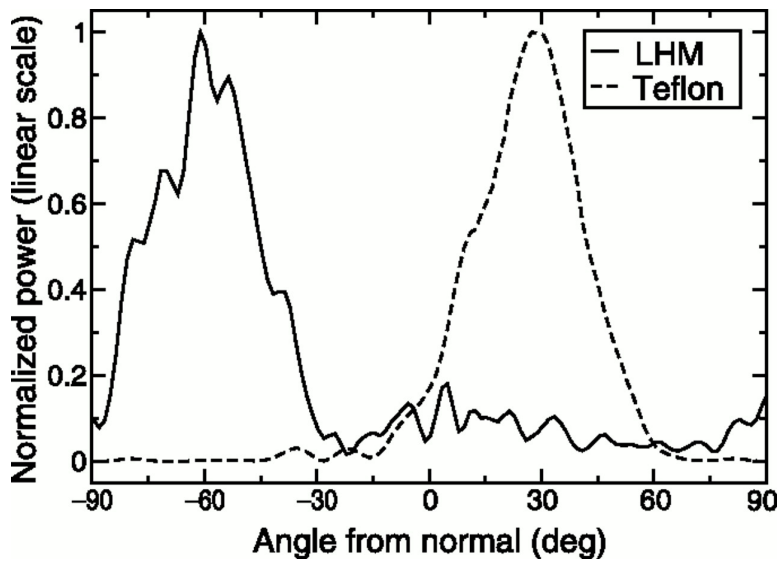


Figura 3.5: Demostración refracción negativa [204]

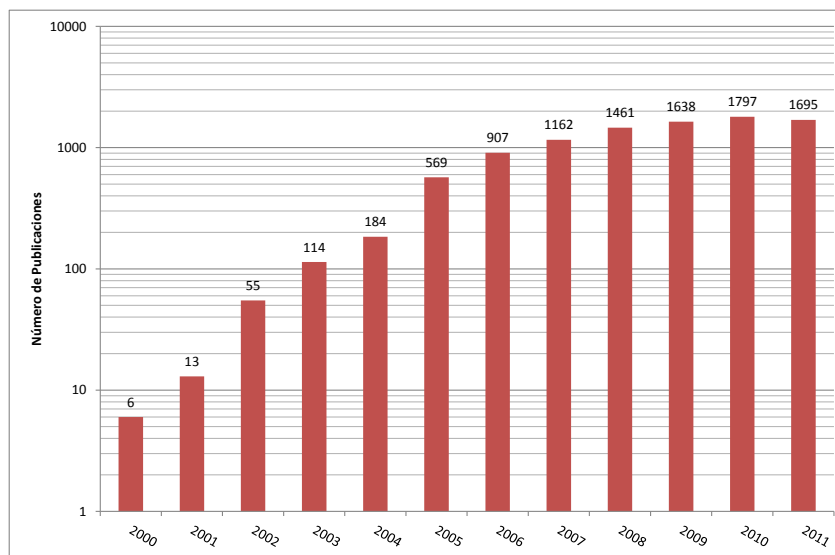


Figura 3.6: Número de apariciones por cada año de la palabra “metamaterial” en publicaciones científicas. El buscador utilizado es Microsoft Academic Search

A lo largo de la primera década de los 2000 el número de publicaciones relacionadas con las aplicaciones de metamateriales ha sido muy grande. Como se puede ver en la figura 3.2, el número de publicaciones que incluyen la palabra “metamaterial” creció de manera exponencial en el periodo 2000 – 2006 hasta superar las mil publicaciones por año, hasta estabilizarse en un valor alrededor de 1700 publicaciones anuales en los años 2008 – 2011. Además, cada uno de los grupos de investigación más importantes han publicado libros que recogen los principales avances en el campo de los metamateriales ([30], [64], [66], [139], [51]).

3.3. Ecuaciones de Maxwell y materiales LH

Las Ecuaciones de Maxwell describen el comportamiento del campo electromagnético se pueden utilizar también para analizar las propiedades de los materiales *LH*. Por simplicidad, se asumirá un medio homogéneo, isótropo y sin pérdidas. El efecto de las pérdidas se puede introducir en los parámetros constitutivos del medio.

$$\nabla \times \overline{\mathcal{E}} = -\frac{\partial \overline{\mathcal{B}}}{\partial t} - \overline{\mathcal{M}}_s \quad (3.1)$$

$$\nabla \times \overline{\mathcal{H}} = \frac{\partial \overline{\mathcal{D}}}{\partial t} + \overline{\mathcal{J}}_s \quad (3.2)$$

$$\nabla \cdot \overline{\mathcal{D}} = \rho_e \quad (3.3)$$

$$\nabla \cdot \overline{\mathcal{B}} = \rho_m \quad (3.4)$$

$$(3.5)$$

donde $\overline{\mathcal{E}}(V/m)$ es la intensidad de campo eléctrico, $\overline{\mathcal{H}}(A/m)$ es la intensidad de campo magnético, $\overline{\mathcal{D}}(C/m^2)$ es la densidad de flujo eléctrico, $\overline{\mathcal{B}}(W/m^2)$ es la densidad de flujo magnético, $\overline{\mathcal{M}}_s(V/m^2)$ es la densidad de corriente magnética (ficticia), $\overline{\mathcal{J}}_s(A/m^2)$ es la densidad de corriente eléctrica, $\rho_e(C/m^3)$ es la densidad de carga eléctrica, y $\rho_m(C/m^3)$ es la densidad de carga magnética (ficticia).

Si el medio es lineal, se cumple además que:

$$\overline{\mathcal{D}} = \epsilon \cdot \overline{\mathcal{E}} \quad (3.6)$$

$$\overline{\mathcal{B}} = \mu \cdot \overline{\mathcal{H}} \quad (3.7)$$

Asumiendo que las magnitudes físicas $\overline{\mathcal{E}}$, $\overline{\mathcal{H}}$, $\overline{\mathcal{D}}$, $\overline{\mathcal{B}}$ tienen una variación temporal del tipo $e^{j\omega t}$, y considerando que la propagación puede descomponerse como *ondas planas* de la forma

$$\overline{\mathcal{E}} = \overline{\mathcal{E}}_0 e^{-j\overline{\beta} \cdot \overline{r}} \quad (3.8)$$

$$\overline{\mathcal{H}} = \frac{\overline{\mathcal{E}}_0}{\eta} e^{-j\overline{\beta} \cdot \overline{r}} \quad (3.9)$$

se obtiene para medios *RH* ($\epsilon, \mu > 0$)

$$\overline{\beta} \times \overline{\mathcal{E}} = +\omega\mu\overline{\mathcal{H}} \quad (3.10)$$

$$\overline{\beta} \times \overline{\mathcal{H}} = -\omega\epsilon\overline{\mathcal{E}} \quad (3.11)$$

mientras que para medios *LH* ($\epsilon, \mu < 0$), resulta

$$\overline{\beta} \times \overline{\mathcal{E}} = -\omega|\mu|\overline{\mathcal{H}} \quad (3.12)$$

$$\overline{\beta} \times \overline{\mathcal{H}} = +\omega|\epsilon|\overline{\mathcal{E}} \quad (3.13)$$

Por lo tanto, se puede observar que para el caso del medio *RH* los vectores forman un triedro *a derechas* mientras que para el medio *LH*, el triedro es *a izquierdas*, y la velocidad de fase tiene sentido opuesto.

Por otra parte, el flujo de potencia que se propaga está definido por el vector de Poynting \vec{S} , definido como

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}^* \quad (3.14)$$

Dado que \vec{S} no depende de los parámetros constitutivos del medio ϵ, μ , sino solamente de los vectores de campo eléctrico y magnético, la potencia fluye en la misma dirección para medios *LH* y *RH*.

En el caso de que exista más de un medio, existe una frontera entre ambos en la que deben cumplirse las siguientes condiciones:

$$\hat{n} \cdot (\vec{D}_2 - \vec{D}_1) = \rho_{es} \quad (3.15)$$

$$\hat{n} \cdot (\vec{B}_2 - \vec{B}_1) = \rho_{ms} \quad (3.16)$$

$$\hat{n} \times (\vec{E}_2 - \vec{E}_1) = -\vec{M}_s \quad (3.17)$$

$$\hat{n} \times (\vec{H}_2 - \vec{H}_1) = \vec{J}_s \quad (3.18)$$

donde \hat{n} es el vector normal a la frontera, ρ_{es} y ρ_{ms} son, respectivamente, las densidades superficiales de carga eléctrica y magnética (ficticia²) en la interfaz.

Por lo tanto, en ausencia de carga en la interfaz, las componentes normales de \vec{D} y de \vec{B} son continuas a ambos lados de la interfaz. En ausencia de corrientes, las componentes tangenciales de \vec{E} y de \vec{H} también son continuas.

En el caso particular en el que uno de los medios es *RH* y el otro es *LH*, las condiciones de contorno para el campo tangencial no dependen de ϵ ni μ , por lo que los campos no sufren ninguna variación respecto al caso convencional. Sin embargo, las componentes normales a la interfaz tienen el signo contrario.

3.4. Refracción negativa

Asumiendo que la onda electromagnética se comporta como una onda plana transversal electromagnética, en una dirección dentro de un medio homogéneo, la constante de propagación β sólo tiene una componente, y coincide con el número de onda:

$$\beta = k_n = nk_0 = n \frac{\omega}{c} \quad (3.19)$$

donde n es el índice de refracción que se calcula como

$$n = \pm \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad (3.20)$$

donde el signo negativo se aplica a los materiales *LH*.

²El 29 de enero de 2014, el grupo de investigación liderado por David Hall y Michael Ray publicó en la revista Nature el descubrimiento de la existencia de monopolos magnéticos.

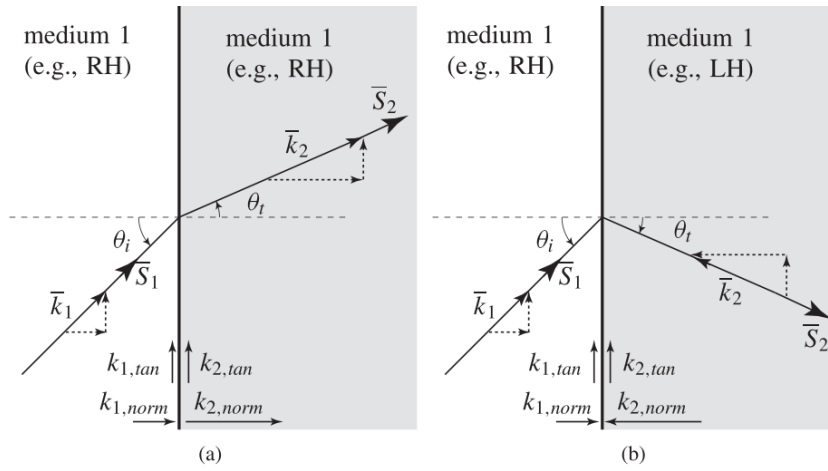


Figura 3.7: Refracción entre dos medios. (a) Índice de refracción del mismo signo. (b) Índice de refracción de distinto signo.

Cuando una onda incide sobre la interfaz que separa dos medios de índices de refracción diferentes n_1 y n_2 , la solución general que cumple con las condiciones de contorno consiste en la onda incidente, una onda reflejada que se propaga en el medio 1, y una onda refractada que se propaga en el medio 2, como se muestra en la figura 3.7.

En el caso de que los dos medios tengan índices de refracción de signos contrarios, la Ley de Snell de la reflexión no se modifica:

$$\theta_r = \theta_i \quad (3.21)$$

, mientras que la Ley de Snell para la refracción debe modificarse para que tenga en cuenta el signo del índice de refracción en el medio 1 (s_1) y en el medio 2 (s_2).

$$s_1 |n_1| \sin \theta_i = s_2 |n_2| \sin \theta_t \quad (3.22)$$

De esta manera, si los medios tienen sentido contrario de índice de refracción, la onda transmitida *está en el mismo lado respecto a la normal que la onda incidente*, a diferencia del caso convencional (figura 3.7).

La aplicación de esta refracción negativa utilizando un bloque compuesto de un material LH, permite la obtención de una imagen al otro lado de dicho bloque, gracias a la aparición de un segundo punto focal (figura 3.8).

3.5. Metamateriales como líneas de transmisión

Como se ha visto en la sección 3.2, los primeros experimentos sobre metamateriales utilizaron estructuras resonantes para conseguir simultáneamente permi-

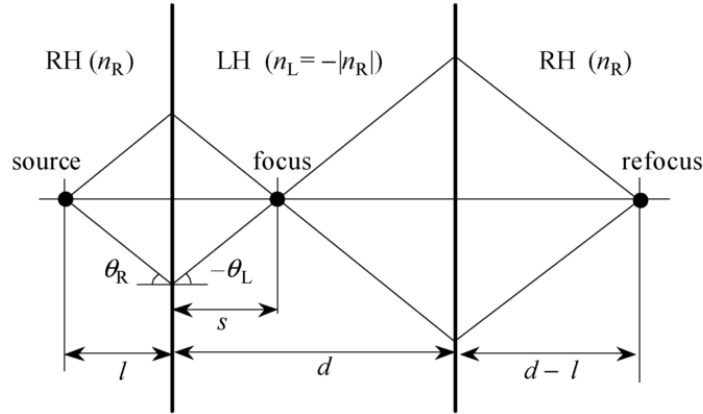


Figura 3.8: Focalización debido a un material LH ([184]).

tividad y permeabilidad negativas. Sin embargo, en las estructuras resonantes, el ancho de banda y las pérdidas están relacionadas por el factor de calidad Q del resonador, por lo que no se pueden optimizar simultáneamente. Por lo tanto se puede obtener pérdidas bajas con ancho de banda reducido, o un mayor ancho de banda pero con un incremento en las pérdidas. Debido a esto, las estructuras resonantes no son adecuadas para su aplicación en sistemas reales.

Para tratar de superar estos inconvenientes, varios grupos de investigadores introdujeron casi simultáneamente en 2002 ([101], [86], [35], [27],[162]) un modelo de metamateriales LH como líneas de transmisión. Este modelo se basaba en el modelo existente para ondas regresivas, propuesto por Brillouin ([22]) y Pierce ([169]), en el que se usa el circuito equivalente compuesto por condensadores en serie e inductancias en paralelo (figura 3.10). Este modelo básicamente es el *dual* del modelo de línea de transmisión convencional (*RH*), compuesto por una inductancia en serie y una capacidad en paralelo (figura 3.9).

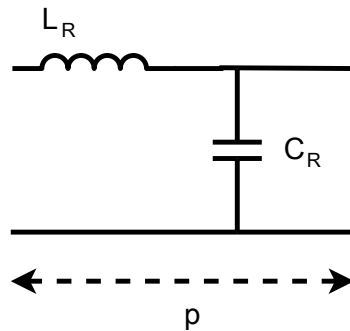


Figura 3.9: Celda unitaria *RH*

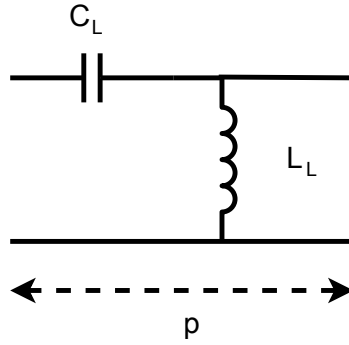


Figura 3.10: Celda unitaria LH

Tomando una línea perfectamente homogénea, el tamaño de la celda $p \rightarrow 0$, por lo que se toman los valores *por unidad de longitud*, $L' = L \cdot p$ ($H \cdot m$) y $C' = C \cdot p$ ($F \cdot m$) de manera que resultan las inmitancias Z' y Y' con unidades Ω/m y S/m respectivamente.

Aplicando la teoría de líneas de transmisión, se pueden calcular todos los parámetros de la línea regresiva, como la constante de propagación compleja γ , la constante de propagación β , la impedancia característica Z_c , la velocidad de fase v_p , y la velocidad de grupo v_g de la línea, que para el caso sin pérdidas vienen dados por:

$$\gamma = j\beta = \sqrt{Z'Y'} = \frac{1}{j\omega\sqrt{L'_L C'_L}} = -j\frac{1}{\omega\sqrt{L'_L C'_L}} \quad (3.23)$$

$$\beta = -\frac{1}{\omega\sqrt{L'_L C'_L}} < 0 \quad (3.24)$$

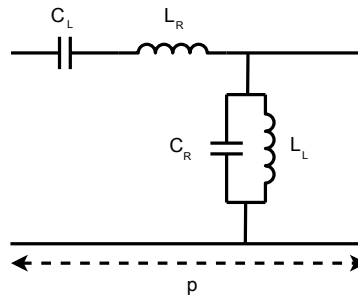
$$Z_c = \sqrt{\frac{Z'}{Y'}} = +\sqrt{\frac{L'_L}{C'_L}} > 0 \quad (3.25)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = -\omega^2\sqrt{L'_L C'_L} < 0 \quad (3.26)$$

$$v_g = \left(\frac{\partial\beta}{\partial\omega}\right)^{-1} = +\omega^2\sqrt{L'_L C'_L} > 0 \quad (3.27)$$

Estas dos últimas ecuaciones muestran que la velocidad de fase y la de grupo tienen la misma dirección, pero distinto sentido. La velocidad de fase v_p , que está asociada al sentido de propagación de fase, es negativa, mientras que la velocidad de grupo, v_g , asociada con la dirección de flujo de potencia es positiva.

Por lo tanto, se demuestra que si el tamaño de celda es mucho menor que la longitud de onda guiada ($p \ll \lambda_g$), la estructura diseñada cumple las condiciones de un material LH no resonante. El primer metamaterial creado de esta forma se presentó en [27]. El hecho de que las celdas no son resonantes permite que se pueda conseguir un ancho de banda grande y bajas pérdidas.

Figura 3.11: Celda unitaria *CRLH*

3.6. Metamateriales Compuestos *CRLH*

Cuando se intenta realizar la implementación física de los materiales *LH* utilizando estructuras con condensadores en serie y bobinas en paralelo, las corrientes y voltajes asociados inducen otros efectos parásitos. Estos parásitos se modelan como una inductancia serie L_R (por el flujo magnético debido a la corriente) y una capacidad paralelo C_R (por la diferencia de potencial entre la estructura y el plano de masa). Debido a esto, *en la realidad no puede existir una estructura puramente LH, debido a los efectos RH parásitos.*

Lo que se obtiene realmente es una combinación entre los efectos de una línea *LH* y una línea *RH*. Por ello se propone usar el término *Composite Right-Left Handed, CRLH* ([30]).

El circuito equivalente de estas estructuras *CRLH* es el mostrado en la figura 3.11. Sus principales características se pueden deducir analizando dicho circuito. A frecuencias bajas, el efecto de L_R y C_R desaparece, por lo que resulta en una estructura con C_L en serie y L_L en paralelo, resultando en un comportamiento *LH*. Este circuito *LH* se comporta como un filtro *paso-alto*. A altas frecuencias, C_L y L_L tienden a ser cortocircuito y abierto, por lo que el circuito se reduce a L_R en serie y C_R en paralelo, resultando en una estructura *RH*, que tiene comportamiento *paso-bajo*.

3.6.1. Líneas de Transmisión *CRLH*

Las líneas *CRLH* también pueden analizarse por medio de la teoría de líneas de transmisión, lo que permite estudiar sus propiedades de una manera más sencilla.

El modelo de una línea de transmisión consiste en una impedancia serie por unidad de longitud $Z'(\Omega/m)$ y una admitancia paralelo por unidad de longitud $Y'(\text{U}/m)$ (figura 3.12).

En el caso de líneas *CRLH*, estas vienen definidas por:

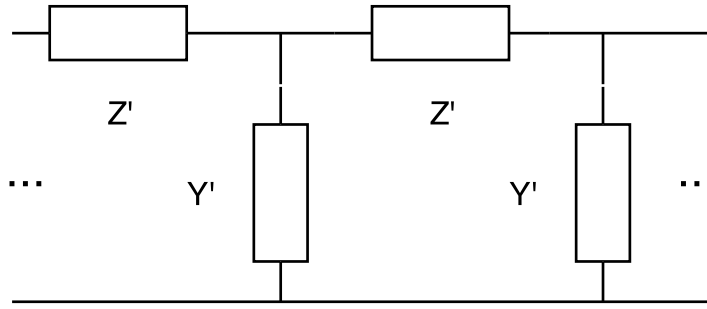


Figura 3.12: Modelo de línea de transmisión

$$Z' = j \left(\omega L'_R - \frac{1}{\omega C'_L} \right) \quad (3.28)$$

$$Y' = j \left(\omega C'_R - \frac{1}{\omega L'_L} \right) \quad (3.29)$$

A partir de estos valores, se pueden aplicar a la ecuación del Telegrafista para ondas de corriente y voltaje, I y V con variación senoidal respecto al tiempo.

$$\frac{dV}{dz} = -Z'I = -j\omega \left(L'_R - \frac{1}{\omega^2 C'_L} \right) I \quad (3.30)$$

$$\frac{dI}{dz} = -Y'V = -j\omega \left(C'_R - \frac{1}{\omega^2 L'_L} \right) V \quad (3.31)$$

Resolviendo las ecuaciones, obtenemos las ecuaciones de onda para V e I .

$$\frac{d^2V}{dz^2} - \gamma^2 = 0 \quad (3.32)$$

$$\frac{d^2I}{dz^2} - \gamma^2 = 0 \quad (3.33)$$

donde γ es la constante de propagación compleja, que en función de las inmitancias por unidad de longitud Z' y Y' resulta:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{Z'Y'} \quad (3.34)$$

La solución a las ecuaciones 3.33 se puede expresar como la superposición de dos ondas que se propagan en direcciones opuestas:

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{+\gamma z} \quad (3.35)$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{+\gamma z} \quad (3.36)$$

92CAPÍTULO 3. APLICACIÓN DE METAMATERIALES A ANTENAS DIPLEXADAS

donde el superíndice $+/-$ indica la onda propagándose en el sentido progresivo y regresivo, respectivamente.

La impedancia característica relaciona el voltaje y la corriente en la línea, se puede expresar como

$$Z_c = R_c + jX_c = \sqrt{\frac{Z'}{Y'}} \quad (3.37)$$

Se definen las siguientes variables auxiliares:

$$\omega'_R = \frac{1}{\sqrt{L'_R C'_R}} \quad (3.38)$$

$$\omega'_L = \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_L}} \quad (3.39)$$

$$\kappa = L'_R C'_L + L'_L C'_R \quad (3.40)$$

y las frecuencias de resonancia en serie y en paralelo

$$\omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L'_R C'_L}} \quad (3.41)$$

$$\omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_R}} \quad (3.42)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega'_R \omega'_L} \quad (3.43)$$

De esta forma las impedancias de las componentes *a derechas* y *a izquierdas* son:

$$Z_L = \sqrt{\frac{L'_L}{C'_L}} \quad (3.44)$$

$$Z_R = \sqrt{\frac{L'_R}{C'_R}} \quad (3.45)$$

Sustituyendo en la constante de propagación compleja, resulta

$$\gamma = \alpha + j\beta = js(\omega) \sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega'_R}\right)^2 + \left(\frac{\omega'_L}{\omega}\right)^2 - \kappa \omega_L'^2} \quad (3.46)$$

donde $s(\omega) = -1$ si la frecuencia está en la región *LH* y $s(\omega) = +1$ si está en la región *RH*.

Cuando las dos frecuencias de resonancia serie y paralelo no coinciden, $\omega_{se} \neq \omega_{sh}$, se produce una banda de frecuencias en la que γ es real, por lo que se presenta una banda eliminada (figura 3.13).

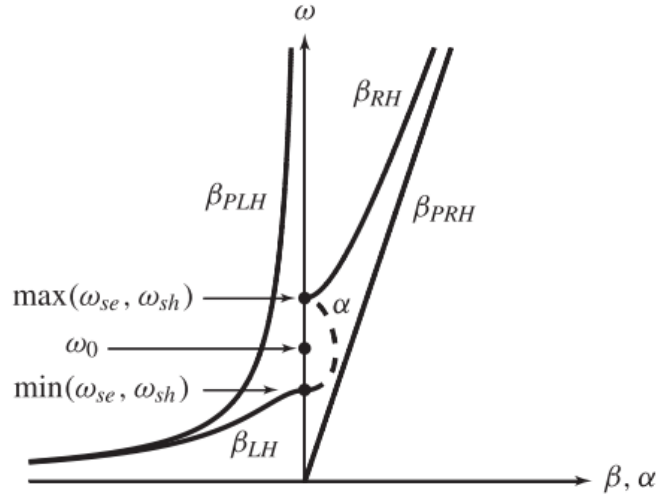


Figura 3.13: Constante de Propagación para línea CRLH no balanceada

En el caso contrario, $\omega_{se} = \omega_{sh}$, esta banda eliminada colapsa a un único punto en el que la $\beta = 0$, pero sigue existiendo propagación en toda la banda de paso (figura 3.14). Este punto coincide con la frecuencia de transición ω_0 , y la onda presenta una longitud de onda infinita, pero la velocidad de grupo es distinta de cero en dicho punto.

En el primero de los casos se denomina que la línea de transmisión está *no-balanceada*, mientras que en el segundo, se denomina *línea balanceada*.

En el caso de líneas CRLH balanceadas, el polo y el cero se cancelan por lo que la impedancia característica Z_c de la línea se convierte en un valor constante, *independiente de la frecuencia*. Esto permite que la línea se pueda adaptar en un ancho de banda *infinito*. En este caso, la constante de propagación resulta en:

$$\beta = \frac{\omega}{\omega'_R} - \frac{\omega'_L}{\omega} \quad (3.47)$$

Se puede ver que la constante de propagación en una línea CRLH balanceada puede separarse en dos términos totalmente independientes, uno para la propagación RH (lineal y positiva) y otra para la propagación LH (negativa e hiperbólica)

$$\beta = \beta^{RH} + \beta^{LH} = \left(\omega \sqrt{L'_R C'_R} \right) + \left(-\frac{1}{\omega \sqrt{L'_L C'_L}} \right) \quad (3.48)$$

Implementación de líneas CRLH mediante redes LC

Las líneas de transmisiones ideales de la sección anterior pueden implementarse mediante repetición de la celda unitaria LC de la figura 3.11, con unos valores

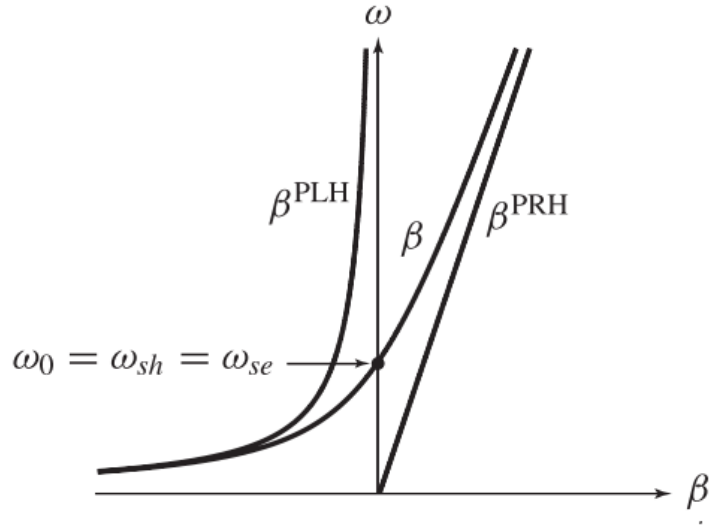


Figura 3.14: Constante de Propagación para línea CRLH balanceada

de impedancia serie Z y admitancia paralelo Y . Esta celda unidad tendrá asociado una longitud eléctrica $\Delta\phi$ para cada frecuencia.

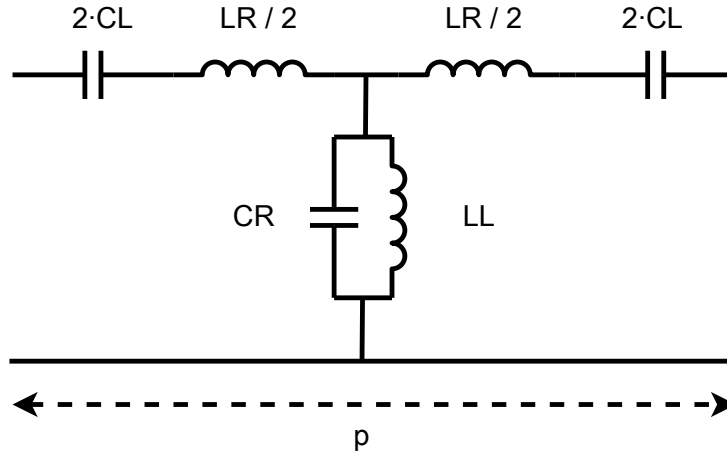
Una implementación física de los condensadores e inductancias ocupará una longitud p , por lo que se puede definir de nuevo los valores de impedancia y admitancia por unidad de longitud $Z' = Z/p$ y $Y' = Y/p$. Por lo tanto, todo lo dicho para las líneas de transmisión ideales será válido para las implementaciones físicas, siempre y cuando se mantenga la condición de homogeneidad, esto es, que $p \ll \lambda_g$. Esta limitación hará que la línea CRLH construida con elementos discretos tenga un comportamiento paso banda, debido al comportamiento dominante *paso alto* a frecuencias bajas, y al comportamiento dominante *paso-bajo* a frecuencias altas. Las frecuencias de corte son:

$$\omega_{cL} = \omega_R \left| 1 - \sqrt{1 + \frac{\omega_L}{\omega_R}} \right| \quad (3.49)$$

$$\omega_{cR} = \omega_R \left(1 + \sqrt{1 + \frac{\omega_L}{\omega_R}} \right) \quad (3.50)$$

Una línea de longitud l se construye mediante la repetición de la celda unitaria, dando lugar a una longitud eléctrica de $\phi = N \cdot \Delta\phi$

Por razones prácticas, cuando se implementan líneas CRLH es conveniente utilizar una celda unitaria simétrica en T , como se muestra en la figura 3.15. Esto permite conseguir una mejor adaptación de la línea.

Figura 3.15: Celda unitaria CRLH simétrica en T

3.6.2. Líneas D-CRLH

En 2006, Caloz presentó en [23] el concepto dual a las líneas CRLH, y las denominó *Dual CRLH (D-CRLH)*. La particularidad de las líneas *D-CRLH* es que presentan un comportamiento *banda-eliminada*, y que el comportamiento se invierte respecto a las líneas *CRLH*, ya que a frecuencias bajas trabajan en el modo RH, mientras que a frecuencias altas lo hacen en el modo LH. Para ello, se sustituyen los circuitos resonadores serie por resonadores en paralelo y viceversa. De esta manera, la impedancia de la rama en serie es un circuito *LC* resonante en paralelo, mientras que la rama paralelo es un circuito resonante *LC* en serie. El esquema de la celda unidad se muestra en la figura 3.16

Analizando la celda unitaria, tenemos que las impedancias y admitancias resultan en:

$$Z_R = j\omega L_R \quad (3.51)$$

$$Z_L = -j/\omega C_L \quad (3.52)$$

$$Y_R = j\omega C_R \quad (3.53)$$

$$Y_L = -j/\omega L_L \quad (3.54)$$

A bajas frecuencias, el efecto dominante viene determinado por L_R y por C_R , mientras que en altas frecuencias son L_L y C_L las que dominan. Debido a esto, las líneas D-CRLH presentan el comportamiento dual a las CRLH, porque se comportan como líneas *a derechas (RH)* en baja frecuencia, y como *a izquierdas (LH)* en altas frecuencias.

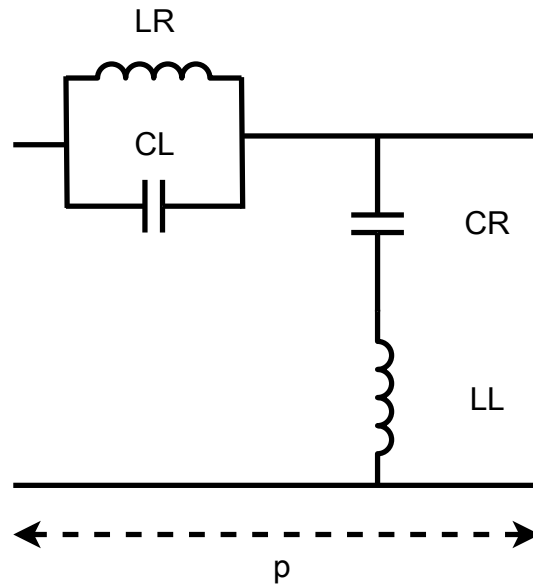


Figura 3.16: Celda unitaria de una línea de transmisión D-CRLH

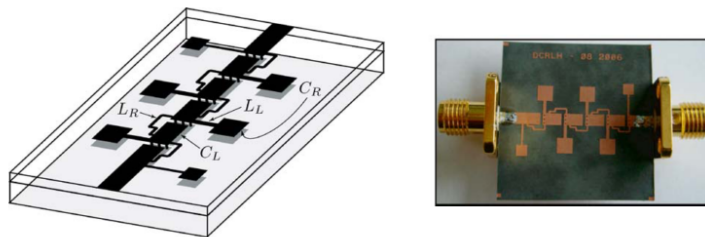


Figura 3.17: Implementación de una línea D-CRLH ([34]). Diseño esquemático (izquierda) y realización del prototipo (derecha)

Al igual que las líneas CRLH, las D-CRLH pueden implementarse usando cualquier tecnología planar o con elementos concentrados, con la única condición de que las celdas constituyentes sean mucho menores que la longitud de onda, para que se cumpla la condición de medio homogéneo.

Un ejemplo de esta implementación se presentó en [34] (figura 3.17). La línea D-CRLH se realizó utilizando tecnología impresa de varias capas (*MIM*).

Usando 3.6.2, se puede calcular las inmitancias diferenciales de la línea de transmisión.

$$Z' = j \frac{\omega L'_R}{1 - (\omega/\omega_{se})^2} \quad (3.55)$$

$$Y' = j \frac{\omega C'_R}{1 - (\omega/\omega_{sh})^2} \quad (3.56)$$

Frecuencia de resonancia serie:

$$\omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L'_R C'_L}} \quad (3.57)$$

Frecuencia de resonancia paralelo:

$$\omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_R}} \quad (3.58)$$

Frecuencia de resonancia componente RH:

$$\omega_R = \frac{1}{\sqrt{L'_R C'_R}} \quad (3.59)$$

Frecuencia de resonancia componente LH:

$$\omega_L = \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_L}} \quad (3.60)$$

Se define la frecuencia de transición como

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{se} \cdot \omega_{sh}} \quad (3.61)$$

La constante de propagación y la impedancia característica de la línea resulta en:

$$\gamma(\omega) = \alpha(\omega) + j \cdot \beta(\omega) = \sqrt{Z'Y'} = j \frac{\omega}{\omega_R} \sqrt{\frac{\omega_{se}^2 \omega_{sh}^2}{\omega_{se}^2 \omega_{sh}^2 - \omega_{se}^2 \omega^2 - \omega_{sh}^2 \omega^2 + \omega^4}} \quad (3.62)$$

$$Z_0(\omega) = \sqrt{\frac{Z'}{Y'}} = Z_R \sqrt{\frac{1 - (\omega/\omega_{sh})^2}{1 - (\omega/\omega_{sh})^2}} \quad (3.63)$$

$$Z_R = \sqrt{\frac{L'_R}{C'_R}} \quad (3.64)$$

$$Z_L = \sqrt{\frac{L'_L}{C'_L}} \quad (3.65)$$

En el caso balanceado las impedancias son iguales, $Z_L = Z_R$, por lo que las anteriores ecuaciones se simplifican:

$$\beta(\omega) = \frac{\omega \omega'_L}{\omega_0^2 - \omega^2}, \alpha = 0 \quad (3.66)$$

En este caso, la impedancia característica no depende de la frecuencia y la línea no tiene pérdidas. β tiene un polo a la frecuencia de transición ω_0 , donde pasa del comportamiento RH al LH. En el caso no balanceado, en esta transición aparece una banda en la que no existe propagación de la onda (figura 3.18).

En el caso no balanceado, existe un hueco delimitado por ω_{se} y ω_{sh} en el que la impedancia característica es imaginaria. En el caso balanceado, este hueco se desvanece, aunque la función $\beta(\omega)$ es discontinua en ω_0 . En este caso la impedancia característica es real y no depende de la frecuencia.

$$Z_0 = Z_R \quad (3.67)$$

En el caso de implementar la línea D-CRLH con elementos concentrados, aparecen unas frecuencias en las que deja de cumplirse la condición de homogeneidad y aparecen resonancias que hacen que la estructura se comporte como un filtro.

Las frecuencias de corte de la banda eliminada se pueden calcular calculando la impedancia de entrada repitiendo periódicamente la celda unidad, como se propone en [30].

$$\omega_{c,L/R} = \omega_0 \sqrt{\frac{[\kappa + 1/(2\omega_R)^2]\omega_0^2 \pm \sqrt{[\kappa + 1/(2\omega_R)^2]^2\omega_0^4 - 4}}{2}} \quad (3.68)$$

donde $\kappa = L_R C_L + L_L C_R$. La frecuencia de corte de la línea RH (signo $-$) es menor que la de la LH (signo $+$).

Para el caso balanceado ($\omega_{se} = \omega_{sh}$), se puede simplificar quedando

$$\omega_{c,L/R} = \omega_0 \sqrt{1 + \frac{\omega_L}{8\omega_R} \pm \sqrt{\frac{\omega_L}{4\omega_R} \sqrt{1 + \frac{\omega_L}{16\omega_R}}}} \quad (3.69)$$

Se puede observar que las dos frecuencias siempre son diferentes, por lo que la banda eliminada, en la que no existe propagación, nunca desaparece.

3.6.3. Líneas CRLH Extendidas (E-CRLH)

En las anteriores secciones se han visto que utilizando las líneas de transmisión CRLH y D-CRLH se pueden conseguir suficientes grados de libertad para conseguir componentes que funcionen a dos frecuencias independientes. Para conseguir un número mayor de grados de libertad que permitan más bandas de funcionamiento, en 2006 propusieron [181] un nuevo tipo de estructura que combinaba ambos tipos de líneas. La llamaron *Extended CRLH (E-CRLH)*.

El esquema de la celda unitaria de la línea E-CRLH puede verse en la figura 3.6.3. Como en los demás tipos de líneas CRLH, dicho esquema puede representar el equivalente circuital infinitesimal de un medio homogéneo, o la celda unidad de una línea formada mediante elementos discretos, siempre que se cumpla la condición de homogeneidad.

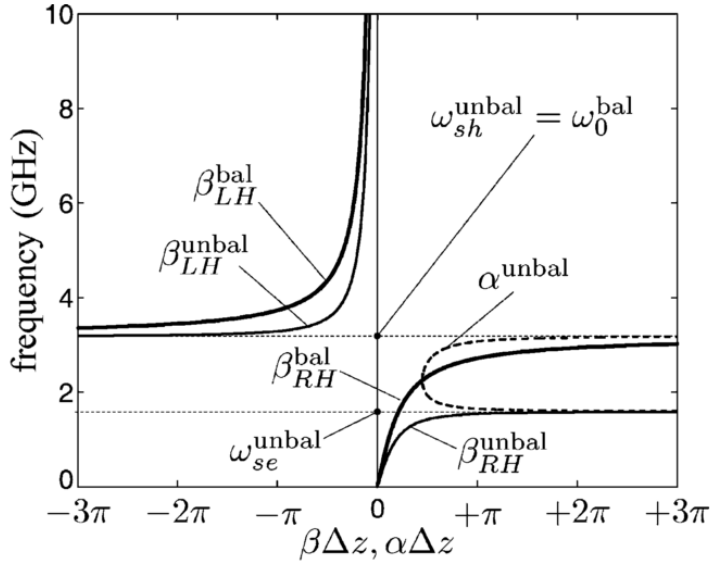


Figura 3.18: Constante de Propagación de una línea D-CRLH homogénea

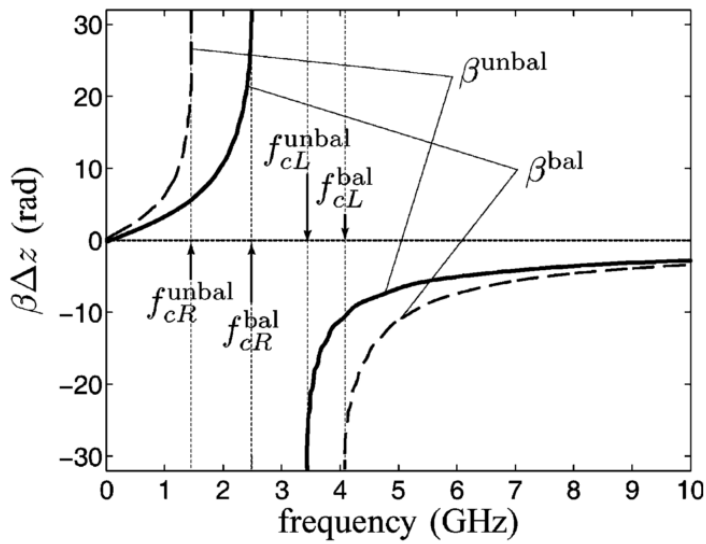


Figura 3.19: Constante de Propagación de una línea D-CRLH implementada con elementos concentrados

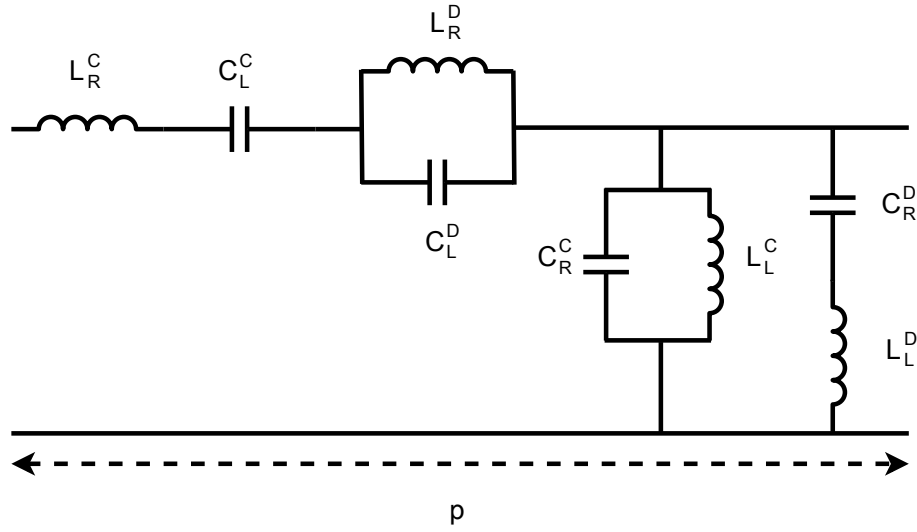


Figura 3.20: Celda unitaria $E - CRLH$

Realizando los mismos análisis de líneas de transmisión, se obtienen los parámetros de la línea E-CRLH como una impedancia serie Z_e y una admitancia paralelo Y_e

$$Z_e = Z_c + Z_d \quad (3.70)$$

$$Z_c = j\omega L_R^c \left[1 - \left(\frac{\omega_{se}^c}{\omega} \right)^2 \right] \quad (3.71)$$

$$Z_d = \frac{j\omega L_R^d}{1 - (\omega/\omega_{se}^d)^2} \quad (3.72)$$

$$Y_e = Y_c + Y_d \quad (3.73)$$

$$Y_c = j\omega C_R^c \left[1 - \left(\frac{\omega_{sh}^c}{\omega} \right)^2 \right] \quad (3.74)$$

$$Y_d = \frac{j\omega C_R^d}{1 - (\omega/\omega_{sh}^d)^2} \quad (3.75)$$

donde se definen las siguientes frecuencias auxiliares

$$\omega_{se}^c = \frac{1}{\sqrt{L_R^c C_L^c}} \quad (3.76)$$

$$\omega_{se}^d = \frac{1}{\sqrt{L_R^d C_L^d}} \quad (3.77)$$

$$\omega_{sh}^c = \frac{1}{\sqrt{L_L^c C_R^c}} \quad (3.78)$$

$$\omega_{sh}^d = \frac{1}{\sqrt{L_L^d C_R^d}} \quad (3.79)$$

La constante de propagación compleja puede calcularse como

$$\gamma_e = \sqrt{Z_e Y_e} \quad (3.80)$$

Atendiendo a la respuesta combinada de las líneas CRLH y D-CRLH que son casos límites de la estructura E-CRLH, ésta puede presentar dos bandas donde la propagación es *RH*, y dos bandas con propagación *LH*. La E-CRLH puede ser no-balanceada, en cuyo caso aparecen dos bandas donde no se propaga la energía en las bandas de transición (figura 3.22). En el caso de que la línea sea balanceada, estas bandas desaparecen, y existe propagación con velocidad de grupo distinta de cero en las frecuencias de transición entre las bandas *RH* y *LH* (figura 3.21). Debido a esto, aparecen dos frecuencias en las que la longitud de onda es infinita.

La condición para que esté balanceada es

$$\omega_{se}^c = \omega_{sh}^c = \omega_0^c \quad (3.81)$$

$$\omega_{se}^d = \omega_{sh}^d = \omega_0^d \quad (3.82)$$

$$\omega_0^c = \omega_0^d \equiv \omega_0 \quad (3.83)$$

La impedancia característica de la línea es

$$Z_0^e = \sqrt{\frac{Z_e}{Y_e}} = \sqrt{\frac{L_R^c}{C_R^c}} \sqrt{\frac{1 - (\omega_{se}^c/\omega)^2 + \frac{L_R^d/L_R^c}{1 - (\omega/\omega_{se}^d)^2}}{1 - (\omega_{sh}^c/\omega)^2 + \frac{C_R^d/C_R^c}{1 - (\omega/\omega_{sh}^d)^2}}} \quad (3.84)$$

Para el caso balanceado, la impedancia característica es independiente de la frecuencia, lo que permite una adaptación en una banda ancha.

$$Z_0^{e,bal} = \sqrt{\frac{L_R^c}{C_R^c}} = \sqrt{\frac{L_L^c}{C_L^c}} = \sqrt{\frac{L_R^d}{C_R^d}} = \sqrt{\frac{L_L^d}{C_L^d}} \quad (3.85)$$

Cuando se implementa una línea E-CRLH mediante elementos concentrados, incluso en el caso balanceado, aparecen tanto el efecto *paso-banda* de la línea CRLH como el efecto *banda-eliminada* de la línea D-CRLH, debido a las resonancias que ocurren cuando la condición de homogeneidad deja de cumplirse .

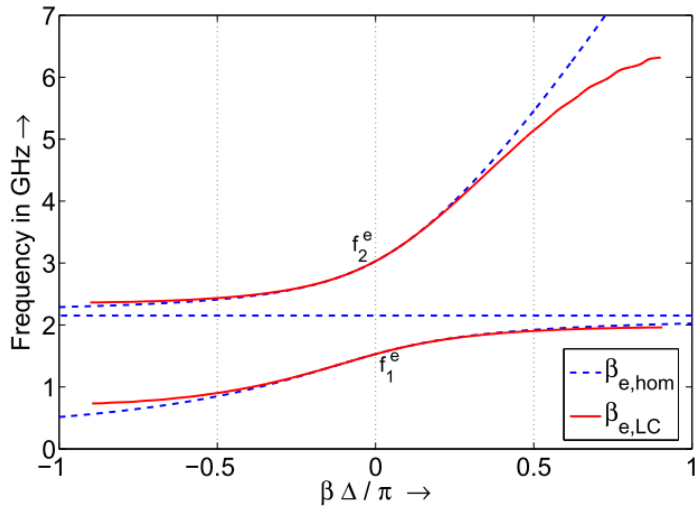


Figura 3.21: Constante de propagación E – $CRLH$ balanceada ([181]).

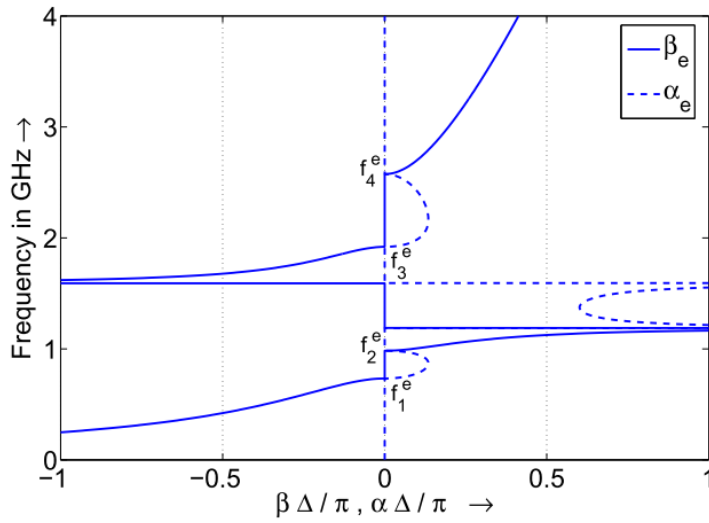


Figura 3.22: Constante de propagación E – $CRLH$ no-balanceada ([181]).

3.7. Implementación

Las características de las líneas CRLH y sus variantes sólo dependen de los parámetros constitutivos de la celda unidad, por lo que se pueden implementar usando las siguientes tecnologías:

- Elementos LC concentrados SMD ([131])
- Elementos semiconcentrados, condensadores interdigitales y stubs inductivos ([33])
- Condensadores MIM ([108])
- Elementos resonantes SRR y variantes ([13])
- Estructuras bidimensionales propuestas por Sievenpiper ([172])

3.8. Aplicaciones de Metamateriales En Sistemas de Microondas

Como se ha visto en las secciones anteriores, desde que se sentaron las bases teóricas del funcionamiento de los metamateriales, y en particular de las líneas CRLH y sus variantes, numerosos grupos de investigación han tratado de aplicar dichas líneas a múltiples aplicaciones prácticas en sistemas de microondas.

Periódicamente han aparecido artículos recopilatorios [37] [117], [31], [121] [25], [26] que muestran los avances que se han ido produciendo a lo largo del tiempo en estas aplicaciones.

Las aplicaciones de metamateriales se pueden clasificar en los siguientes grandes grupos:

- Aplicaciones en circuitos
- Aplicaciones de radiación
- Aplicaciones de refracción

En las siguientes secciones se va a repasar las principales características de cada uno de estos grupos.

3.9. Aplicaciones en Circuitos

La aplicación de metamateriales al diseño de circuitos de microondas ha permitido extender los dispositivos convencionales para que trabajen simultáneamente a dos frecuencias, reduciendo el tamaño o extendiendo su ancho de banda. También ha permitido nuevas aplicaciones que no eran posibles hasta ahora, como acopladores o filtros. Estas aplicaciones se presentarán en las siguientes subsecciones.

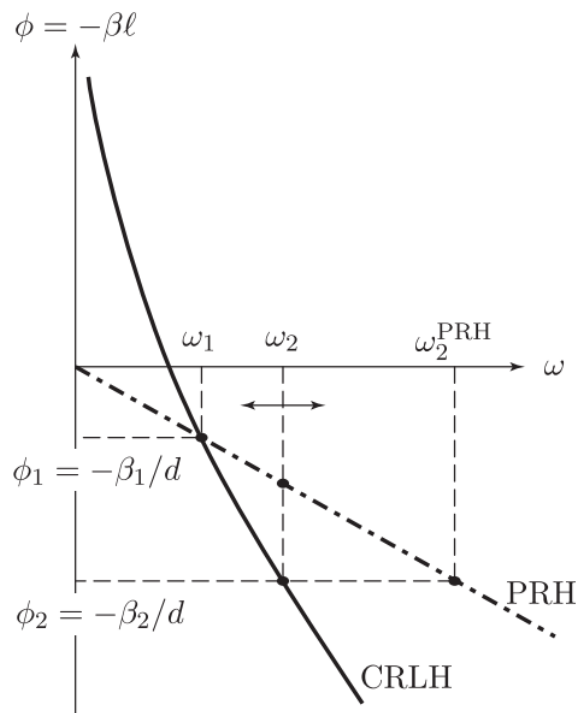


Figura 3.23: Respuesta de fase de línea CRLH y línea convencional RH.

3.9.1. Circuitos Multi-Banda

El funcionamiento de gran cantidad de circuitos convencionales de microondas dependen en la longitud eléctrica de líneas de transmisión que los componen. Los híbridos *branch-line* o *rat-race* son dos ejemplos de este tipo de componentes. Uno de los problemas que presentan es que sólo pueden operar a la frecuencia de diseño f_0 , y a sus armónicos impares $3 \cdot f_0$. Esto es debido a que la curva de la respuesta de fase es una línea recta. Normalmente para aplicaciones prácticas, se necesitan sistemas de doble banda en la que las diferentes frecuencias no tengan una relación entera entre sí.

El uso de líneas basadas en metamateriales CRLH o sus variantes para conseguir dispositivos de doble (o múltiple) banda [32] aprovecha las características de estas líneas para aumentar el número de grados de libertad de la curva de la respuesta de fase. Utilizando las ecuaciones 3.48, se pueden calcular los valores de los componentes de la línea CRLH para conseguir los retardos de fase necesarios en las frecuencias determinadas (ϕ_1, f_1) y (ϕ_2, f_2) . Este fenómeno se puede observar en la figura 3.23.

Uno de los primeros ejemplos de esta aplicación de líneas CRLH para conseguir circuitos de doble banda se pueden encontrar en [131], donde se presenta un *branch-line* que funciona a 930 MHz y 1780 MHz.

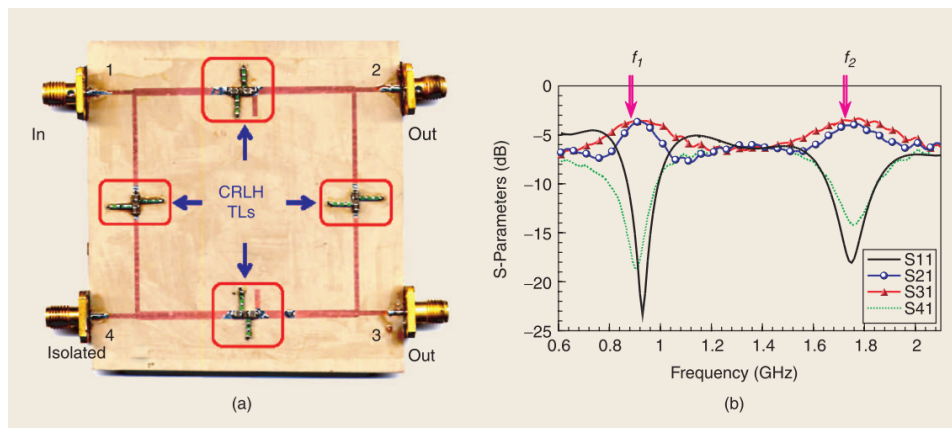


Figura 3.24: (a) Implementación de un *branch-line* de doble banda basado en líneas CRLH. (b) Parámetros S medidos. [131]

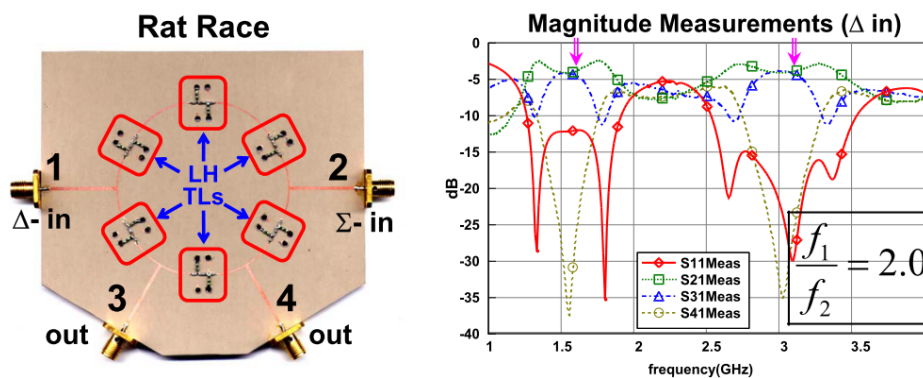


Figura 3.25: (a) Implementación de un *rat-race* de doble banda basado en líneas CRLH. (b) Parámetros S medidos. [132]

Para esta aplicación se necesita que la longitud eléctrica de las líneas sea $\lambda/4$, por lo que los valores necesarios son $(\phi_1 = +90^\circ, \phi_2 = -90^\circ)$ o $(\phi_1 = -90^\circ, \phi_2 = -270^\circ)$ a las frecuencias de diseño.

Este concepto para obtener líneas de doble banda se puede aplicar a todo tipo de circuitos. En [132] se aplica el mismo principio para construir un *rat-race* que opera a 1.5 y 3 GHz (figura 3.25).

Más adelante, el mismo concepto se utiliza en [48] para diseñar un híbrido *rat-race* de doble banda para alimentar dos antenas en un sistema MIMO a 2.4 GHz y 5.2 GHz.

Basándose en estos principios, ha habido multitud de modificaciones para a) simplificar el circuito reduciendo el número de componentes ([78], [79]) o b) reducir aún más el tamaño del circuito ([226]) o c) mejorar el ancho de banda ([110]).

Otra aplicación de la posibilidad de manipular la respuesta de fase de líneas

CRLH es en el diseño de filtros de doble banda. Los prototipos presentados en [218] utilizan una línea CRLH con *stubs* en paralelo, terminados en cortocircuito o en circuito abierto. Los *stubs* también están realizados con líneas CRLH. De esta manera, tanto la separación eléctrica entre los *stubs*, como la longitud eléctrica de los mismos se puede ajustar independientemente. De esta manera se puede ajustar las bandas de paso o eliminadas, dependiendo del tipo de filtro.

La naturaleza de las líneas D-CRLH las hace directamente aplicables para conseguir dispositivos de doble banda ([34]), ya que como se ha visto en la sección 3.6.2, tienen una banda eliminada entre el comportamiento RH a bajas frecuencias y el LH a altas.

Los autores de [201] [21] [199] desarrollan un modelo de líneas de transmisión basado en elementos resonantes SRR (*Split Ring Resonators*) en lugar de elementos LC concentrados. A pesar de utilizar una celda unidad diferente, el fundamento es similar en cuanto que se basa en manipular la respuesta de fase. En [200] se presenta un *rat-race* de doble banda basado en SRR.

Aumentando el orden de las líneas usando líneas E-CRLH descritas en la sección 3.6.3 [181], se pueden conseguir circuitos que funcionen en cuatro bandas independientes ([62] [63], [61])

3.9.2. Miniaturización de circuitos y ensanchamiento de banda

Mediante el diseño de las celdas que componen las líneas de transmisión CRLH se puede controlar su respuesta de fase. Existen numerosas aplicaciones en las que se utiliza esta característica para conseguir dispositivos más compactos y con un mayor ancho de banda de funcionamiento.

En dispositivos convencionales cuyo funcionamiento se basa en su longitud eléctrica, como los híbridos *branch-line*, *rat-race*, *etc.* . . . , el tamaño de la línea está relacionado directamente con dicha longitud eléctrica. Por otra parte, la pendiente del retardo de fase viene determinado por la longitud de la línea. Cuanto mayor sea esta pendiente, mayor variación de la fase con respecto a la frecuencia. Por lo tanto, el rango de frecuencias para los que la fase está dentro de la tolerancia es menor.

Dispositivos de banda ancha

La utilización de líneas CRLH permite que la longitud eléctrica ya no dependa directamente del tamaño físico. De esta manera se puede tener el retardo dado con un tamaño mucho más compacto. En [7] utilizan este principio para crear diferentes líneas con un mismo desfase de 0° a 900 MHz con diferentes tamaños en función del número de etapas (figura 3.26). En este mismo artículo se presenta una implementación de una línea con un desfase de 10° (equivalente a 350°) y otra línea con desfase de -10° .

En comparación con una línea convencional de 350° , la pendiente es mucho menos pronunciada, por lo que el ancho de banda de utilización aumenta.

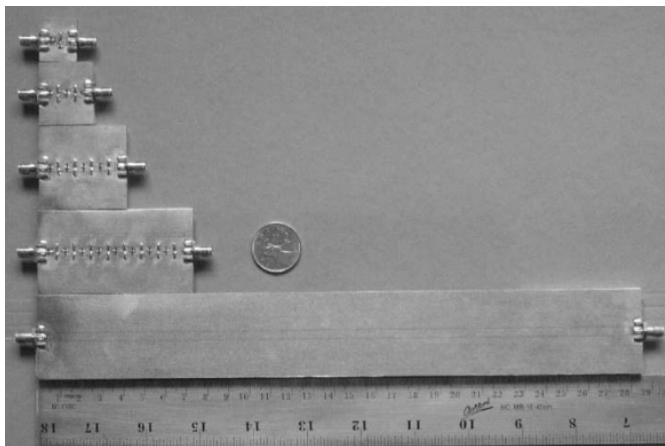


Figura 3.26: Comparación entre líneas CRLH (1, 2, 4 y 8 etapas) con desfase de 0° y línea convencional de 360° ([7])

Un ejemplo de esta reducción de tamaño y aumento de ancho de banda se encuentra en [160] [161]. Se parte de un *Rat-Race* convencional diseñado a 2 GHz (figura 3.29 (a)), y se sustituye la línea convencional de -270° por una línea CRLH de tres celdas con un desfase de $+90^\circ$ (figura 3.29 (b)). El retardo de fase de las líneas se muestra en la figura 3.27. Se puede ver que la línea CRLH de $+90^\circ$ tiene una pendiente menor que la contraparte convencional de -270° , y que además, es similar a la línea convencional de -90° , por lo que la *diferencia de fase* se mantiene casi constante durante un mayor ancho de banda (figura 3.28).

Tomando como parámetro la diferencia de amplitud de las salidas, se pasa de un ancho de banda del 29% del híbrido convencional a un 43%. Tomando otros criterios para definir el ancho de banda, el aumento es aún mayor. El tamaño se redujo en un 67% con respecto al convencional, como se puede ver en la figura 3.29.

La utilización de líneas CRLH además de la reducción de tamaño permite compensar el retardo de fase. De esta manera, en [100], se muestran dos implementaciones compactas de híbridos *branch-line*, en los que se ha cambiado la relación de fases, de manera que el puerto acoplado está en fase con la entrada, en lugar de los -90° del *branch-line convencional*.

Balunes de Banda Ancha

Otro circuito muy utilizado en microondas es el *balun*, que se encarga de convertir señales no balanceadas a balanceadas y viceversa. Los *balunes* convencionales utilizan líneas para conseguir la diferencia de fase de 180° entre sus salidas, por lo que son un candidato perfecto para utilizar líneas basadas en metamateriales para conseguir sus beneficios. Así, en [11], [9] realizan un *balun* de banda ancha basado

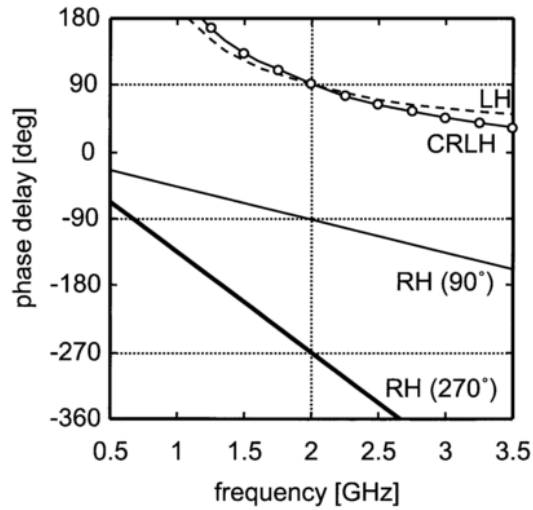


Figura 3.27: Retardo de fase de las diferentes líneas del *rat-race* compacto basado en CRLH propuesto en [161].

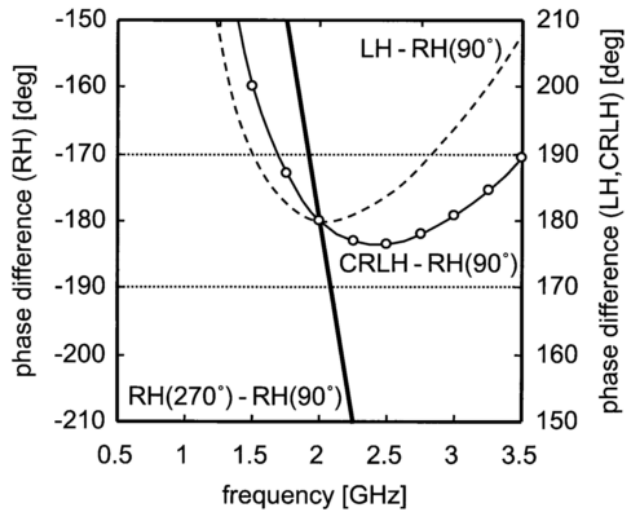


Figura 3.28: Diferencia de fase de las líneas del *rat-race* compacto basado en líneas CRLH propuesto en [161].

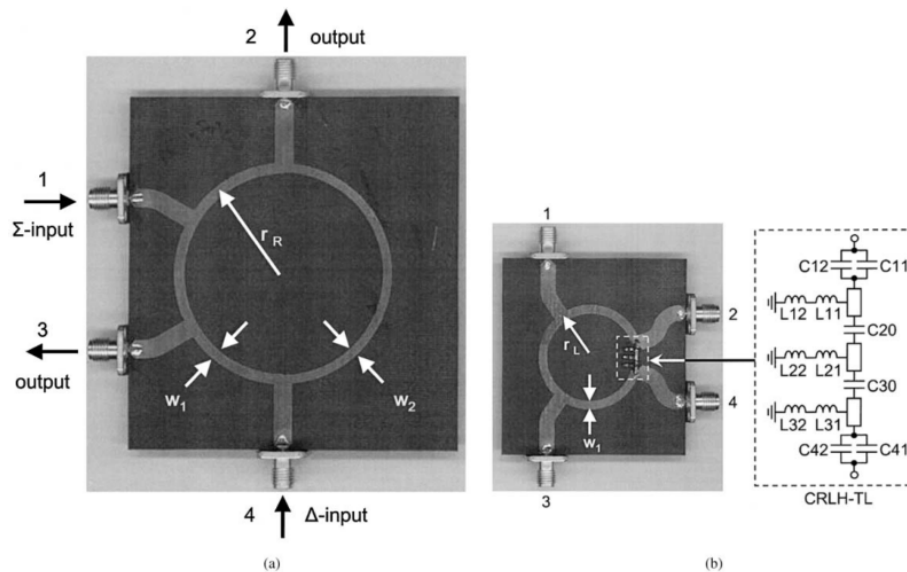


Figura 3.29: (a) Híbrido *rat-race* convencional. (b) Versión compacta de banda ancha usando línea CRLH ([160]).

en un divisor de potencia Wilkinson, y con líneas CRLH (una de ellas con desfase de -90° y la otra con $+90^\circ$) en cada una de las salidas. La pendiente del desfase de ambas líneas es igual, por lo que se consigue que la diferencia de 180° se mantenga en un ancho de banda del 77% a una frecuencia central de 1.5 GHz, mientras que el convencional es de sólo 11%. El tamaño del balun basado en metamateriales es prácticamente la mitad del convencional.

Por el contrario, en el *balun* propuesto en [129] sólo una de las líneas es CRLH para conseguir $+90^\circ$, mientras que la otra es convencional. Aún así, como la pendiente del retardo de fase es similar, se consigue un ancho de banda en impedancia de hasta el 85%, desde 2.9 GHz hasta 7.2 GHz. Este *textit*balun puede aplicarse como transición de banda ancha entre líneas *microstrip* y *stripline* coplanares, o para alimentar antenas diferenciales de banda ancha.

Aplicaciones basadas en longitud de onda infinita

Existen multitud de aplicaciones que necesitan una división de la potencia incidente en un número arbitrario N de salidas, de manera que todas la potencias y la fases que aparecen en cada salida sean iguales. Tradicionalmente existen dos tipos de hacer esta división, en serie y en paralelo. Éstas últimas ocupan más espacio y tienen por lo general más pérdidas. Por otra parte, los divisores en serie utilizan líneas de transmisión cuya longitud eléctrica es 1λ , de manera que todas las salidas están en fase entre sí. El problema de esta solución es que estas líneas ocupan mucho espacio y son inherentemente de banda estrecha.

Diseñando adecuadamente líneas CRLH balanceadas se puede conseguir que el desfase total de la línea sea 0° a la frecuencia de transición entre el comportamiento LH y el RH, independientemente del tamaño de la estructura. Esto se corresponde con una longitud de onda guiada *infinita*. De esta manera, el voltaje y la fase a lo largo de toda la estructura permanece constante, por lo que se pueden colocar tantas puertas de salida como se desee y a cualquier distancia, como si fuera el mismo punto, y la potencia se dividirá entre ellos con la misma relación. Las aplicaciones de estos dispositivos son diversas, pero las principales son la alimentación de diferentes antenas en un array, o para la realización de las líneas que conectan los transistores en un amplificador distribuido, de manera que la entrada llega con la misma fase a todos los elementos y la salida se combina también con la misma fase para aumentar la potencia.

Basándose en este principio, el grupo de Eleftheriades presentó un divisor compacto de banda ancha de una entrada a cuatro salidas para la banda de 1.9 GHz ([8] [10]). Simultáneamente, el grupo de Itoh presentó un divisor de una a tres y cinco salidas en diferentes posiciones, operando en la banda de 2.4 GHz ([120], [118]).

Implementaciones súper compactas

Se puede conseguir una mayor miniaturización implementando la línea usando una estructura multicapa, en la que los condensadores serie de la línea CRLH se realizan en la dimensión vertical, como se propone en [95] y en [97]. De esta manera se puede reducir extremadamente el espacio que ocupan las líneas en el plano horizontal. Esta configuración está más orientada a su realización mediante tecnología LTCC o MMIC.

Aunque las implementaciones más comunes de metamateriales utilizan elementos concentrados o semi-concentrados (condensadores interdigitales o MIM, inductancias impresas), también es posible utilizar estas técnicas para crear líneas LH completamente integradas en circuitos monolíticos de microondas (MMIC). De esta manera se consigue una gran reducción del tamaño y se aumenta el rendimiento. Además, se reducen los efectos parásitos RH.

Una de las primeras implementaciones se encuentra en [116], donde se realiza un divisor de potencia con las salidas en cuadratura de fase en un circuito integrado MMIC. El ancho de banda conseguido es del 40% a una frecuencia de 2.5 GHz, mientras que el tamaño del circuito es de $0,9 \times 0,7 \text{mm}^2$.

En [217] se presenta la simulación de líneas CRLH en sustrato de GaAs. En [215] y [214] se demuestra la realización y medidas de una línea CRLH de seis celdas, mientras que en [213] se muestra una línea D-CRLH, ambos integrados en un sustrato monolítico de GaAs. El tamaño de la celda unitaria de la celda CRLH es de $0,09 \text{mm}^2$. Se comprueba que la línea tiene comportamiento LH desde los 2.3 hasta los 17.5 GHz, y como RH desde los 19.5 GHz en adelante. Existe una banda prohibida desde los 17.5 a los 19.5, debido a que la línea no está perfectamente balanceada.

En [216] utilizan esta misma técnica para construir filtros y divisores de potencia utilizando menos de $3mm^2$.

Por último, en [212] se presenta una línea D-CRLH implementada mediante la misma tecnología MMIC en GaAs. Se consigue una línea de triple banda (RH en la parte baja y alta, con un comportamiento LH en la banda central), ocupando solamente $2,2mm^2$.

3.9.3. Acopladores con valores arbitrarios de acoplamiento

Un acoplador de líneas acopladas es un circuito de cuatro puertos formado por dos líneas de transmisión próximas, pero sin contacto físico entre ellas, que intercambian potencia entre ellas. La relación entre las potencias se pueden controlar mediante los parámetros de diseño de las líneas.

La principal ventaja de estas líneas es que proporcionan un ancho de banda mayor (alrededor del 25 %) que otros acopñadores como el *branch-line*. Sin embargo, los acopladores basados en líneas microstrip tienen la desventaja de proporcionar un acoplamiento bajo, típicamente menor de -10 dB.

Existen dos métodos de acoplamiento: onda regresiva 3.30 y progresiva 3.31. En el de onda regresiva, la longitud eléctrica debe ser $\theta = 90\text{deg}$, y el puerto acoplado es el que está adyacente al puerto de entrada. El valor de acoplamiento es

$$C_{BWD} = \frac{j(Z_{0e} - Z_{0o}) \tan \theta}{2Z_0 + j(Z_{0e} - Z_{0o}) \tan \theta} \quad (3.86)$$

, por lo que el valor de acoplamiento depende de la diferencia entre las impedancias características de los modos par Z_{0e} e impar Z_{0o} , y suele estar limitado a -10 dB o menos.

En el caso de los acopladores de onda progresiva, el puerto acoplado es el opuesto al puerto de entrada. El valor del acoplamiento es

$$C_{FWD} = \sin \left[\frac{\pi fl}{c} (\sqrt{\epsilon_e} - \sqrt{\epsilon_o}) \right] \quad (3.87)$$

por lo tanto, con este tipo de acopladores se puede conseguir un acoplamiento total aumentando l . Sin embargo, el tamaño de la estructura puede llegar a ser muy grande.

En [38] se propuso por primera vez la utilización de líneas CRLH en la construcción de acopladores de líneas acopladas, de manera que se mantenga un gran ancho de banda, pero consiguiendo un alto nivel de acoplamiento.

Existen dos tipos de acopladores basados en CRLH. El primero [39], consiste en dos líneas CRLH idénticas 3.32. Las principales diferencias con los acopladores convencionales son:

- El acoplador CRLH puede conseguir cualquier nivel de acoplamiento, llegando incluso cerca de 0 dB.
- La longitud eléctrica es diferente de $\lambda_g/4$.

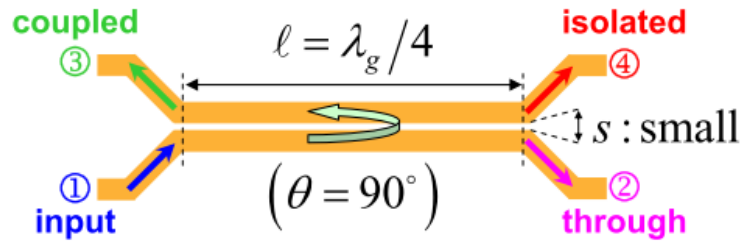


Figura 3.30: Acoplador onda regresiva

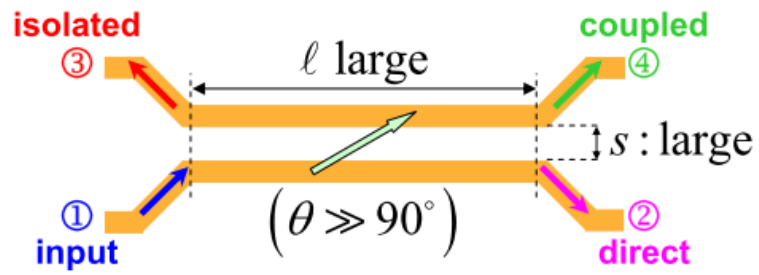


Figura 3.31: Acoplador onda progresiva

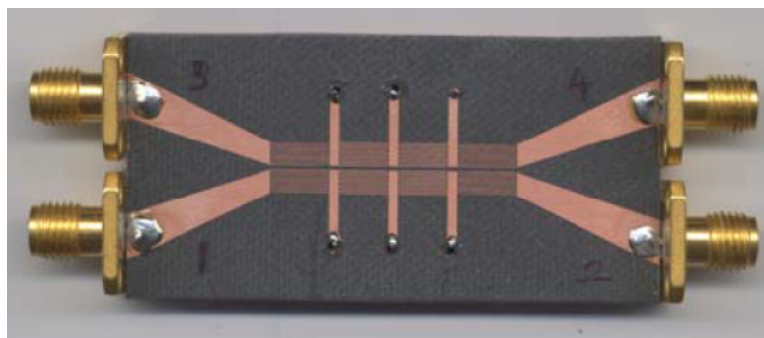


Figura 3.32: Acoplador CRLH simétrico ([39]).

- La longitud física depende de la tecnología en la que se implementen los componentes LC de la línea CRLH.
- La impedancia característica de los modos par e impar son imaginarias puras. Las líneas equivalentes par e impar trabajan en la zona de corte, por lo que las líneas son no-balanceadas.
- Al trabajar en la zona de corte, $\beta = 0$, por lo que el acoplamiento depende de la atenuación $\theta = \alpha d$, y se puede ajustar mediante el número de celdas.

El segundo tipo [28] es asimétrico, y consiste en una línea microstrip convencional y otra CRLH. De esta manera se consigue un acoplador más compacto.

La prueba de concepto de [39], conseguía un acoplamiento cercano a 0 dB (salvo unas pequeñas pérdidas de inserción cercanas a 0.5 dB). De esta manera, se demostraba la posibilidad de conseguir un acoplamiento arbitrariamente grande. Para ello, utiliza condensadores interdigitales

En [155] se presenta un acoplador de 3 dB más compacto, de manera que la potencia incidente se reparte por igual entre dos puertas de salida. Se implementa un acoplador con un ancho de banda del 30% a una frecuencia central de 6 GHz, utilizando condensadores multicapa (MIM). Estos condensadores consiguen un mayor acoplamiento, por lo que son más compactos, y además no tienen resonancias transversales, a diferencia de los interdigitales.

En [156] se presenta una teoría generalizada, unificando la tanto los acopladores convencionales como los basados en CRLH.

3.9.4. Diplexores

Los diplexores son dispositivos que son capaces de separar diferentes componentes de una señal dependiendo de su frecuencia. Ha habido diferentes intentos de aplicar las técnicas basadas en metamateriales para conseguir diplexores compactos con un buen rendimiento.

En [20] se diseñó un diplexor que separaba las bandas de transmisión a 2.4 GHz de la banda de recepción a 3.0 GHz. Para ello, utilizaron líneas con resonadores CSSR (*Complementary Split Ring Resonators*) en una topología clásica. En [97] se utiliza una estructura tridimensional para conseguir un diplexor más compacto.

En [82] se presenta un diplexor compacto basado en líneas D-CRLH (descritas en la sección 3.6.2). Para ello, se aprovecha la característica de banda eliminada de este tipo de líneas, de manera que la banda eliminada de una se diseña para que coincida con la banda de paso de la otra línea. De esta manera se consigue el aislamiento necesario entre las dos frecuencias. A modo de ejemplo, se diseñó un diplexor para las bandas de TETRA (380 MHz) y GSM (960 MHz). Se consiguió unas pérdidas de inserción menores de 0.5 dB.

Siguiendo con el mismo concepto, en [80] los autores presentan un estudio más generalizado, y además otro prototipo en los que las bandas de frecuencias están mucho más cercanas (900 MHz y 1200 MHz).

3.9.5. Circuitos Activos Basados en Metamateriales

En las anteriores secciones se ha hecho una revisión de las diferentes aplicaciones de los circuitos pasivos basados en metamateriales. Sin embargo, también existen diferentes aplicaciones usando circuitos activos ([49]). En esta sección se van a revisar las más representativas.

Amplificadores de alta eficiencia

En los amplificadores de potencia uno de los parámetros más importantes es la eficiencia de conversión DC–RF. Ya que reducir el consumo hace que haya que disipar menos calor, lo que redundaría en menor tamaño, peso y coste del disipador, y además, en sistemas alimentados por baterías, reducir el consumo puede alargar el tiempo de uso. Existen diferentes configuraciones de amplificadores (clase D, E, F) en los que se busca aumentar la eficiencia ([175, 176]). El problema de estas configuraciones es que el amplificador trabaja en la zona no-lineal [81]. Para aumentar la eficiencia, los armónicos generados deben terminarse con una impedancia determinada (circuito abierto o cortocircuito) que depende de la clase del amplificador y del orden del armónico [83].

Para conseguir estas impedancias, se suelen utilizar *stubs* en paralelo, uno por armónico que se quiere terminar. Sin embargo, estas líneas aumentan el tamaño del amplificador y a su vez introducen pérdidas, por lo que reducen el valor de la eficiencia.

En el artículo [59], se propone aprovechar las propiedades de las líneas CRLH para sustituir los *stubs* convencionales. Como la respuesta de fase puede ajustarse arbitrariamente, una sola línea es capaz de presentar la terminación correcta a varios armónicos simultáneamente. Además, el tamaño puede ser mucho más pequeño, lo que hace que sea un diseño más compacto y con menos pérdidas.

Se ha demostrado cómo un dos armónicos pueden terminarse utilizando una sola línea, y con dos líneas se pueden eliminar tres armónicos y además servir como red de adaptación de impedancia al fundamental. La PAE medida es del 59% y la eficiencia de drenador es del 64% a una frecuencia de 2.4 GHz. En [60] utilizan una técnica similar para un amplificador de clase F inverso, consiguiendo una eficiencia máxima del 58%.

Otra aplicación de las características de las líneas CRLH es para conseguir adaptación del amplificador a dos frecuencias diferentes. En [103] se presenta la simulación de un amplificador clase E a 836 y 1950 MHz simultáneamente, obteniendo una PAE mayor del 48% simultáneamente en ambas bandas. En [104] se presenta la implementación del amplificador, y las medidas de la PAE resultan en un valor mayor al 42%.

Continuando con las aplicaciones de doble banda y alta eficiencia, el trabajo presentado en [81] [106] [105] hace un análisis de diferentes implementaciones de un amplificador para los sistemas TETRA (380 MHz) y GSM (960 MHz). Los autores proponen utilizar amplificadores de clase CE, porque así se evitan algunos

de los problemas de los amplificadores de clase F. Entre las opciones estudiadas se encuentra el uso de líneas CRLH, líneas CRLH y E-CRLH, o diplexores CRLH. Los resultados experimentales de la mejor opción, basada en diplexores, arroja una PAE del 64.5 % y del 61.2 %, con eficiencias del 71.2 % y 91.2 % en cada una de ambas frecuencias.

Circuitos Activos Distribuidos

Con el fin de conseguir mayor ganancia y ancho de banda, se han desarrollado arquitecturas de circuitos activos distribuidos. Estos incluyen amplificadores y mezcladores. Los amplificadores distribuidos están basados en dos líneas de transmisión acopladas, que conectan las puertas y los drenadores de varios amplificadores entre sí. La ganancia se controla mediante las características de fase y de atenuación de estas líneas de transmisión. Normalmente los amplificadores distribuidos se diseñan para obtener una banda ultra ancha. En [146] se cambian las líneas de transmisión convencionales por líneas CRLH. De esta manera se puede cambiar las características de fase de las líneas de puerta y de drenador, por lo que se puede conseguir un comportamiento multibanda, de manera que cada banda es amplificada por separado y aparecen en puertos diferentes del amplificador.

Una estructura similar de conexión se introdujo en [145] para conseguir un mezclador distribuido multibanda, en el que diferentes bandas aparecen en puertos separados del mezclador. Un estudio más detallado acerca de los mezcladores activos de banda ancha basados en CRLH puede encontrarse en [144].

3.9.6. Filtros basados en Metamateriales

Los filtros de microondas son dispositivos que son capaces de dejar pasar una banda específica de frecuencias, mientras que el resto de frecuencias son atenuadas. Normalmente se utilizan en los sistemas para eliminar el ruido y las interferencias no deseadas.

Como hemos visto, debido a la implementación, todas las líneas CRLH se comportan como filtros paso banda, debido a la frecuencia de corte inferior causada por la característica paso alto, y la frecuencia de corte superior que aparece cuando se deja de cumplir la condición de homogeneidad. Otro tipo de líneas como la D-CRLH tienen el comportamiento dual, y se comportan como un filtro de banda eliminada. Los valores de dichas frecuencias de corte se pueden controlar mediante el diseño de las celdas que componen las líneas.

En [126] se presenta una configuración alternativa para conseguir un filtro banda eliminada con un ancho de banda grande. La entrada y la salida del filtro se conecta mediante una línea convencional cuyo retardo de fase es -90° a la frecuencia central, en paralelo con una línea CRLH diseñada para que presente $+90^\circ$ a la misma frecuencia, y de manera que la pendiente sea igual que la de la línea convencional. De esta manera las dos señales llegan con una diferencia de fase de 180° , de manera que se cancelan y se consigue una banda eliminada. Para conse-

guir una banda de paso estrecha, sobre esta estructura se introduce un defecto, como un resonador o un stub en paralelo de manera que en una de las líneas no se deje pasar esa banda, por lo que no se produce dicha cancelación y la señal se transmite a través del filtro.

Otro método para conseguir filtros paso banda con una banda de paso estrecha es mediante la utilización de líneas no balanceadas, como proponen en [96].

Aumentando el orden de las líneas CRLH, se puede llegar a conseguir filtros con cuatro bandas de paso, como el diseño presentado en [207].

Por otra parte, el grupo de investigación formado por miembros de la universidad de Sevilla, Barcelona y Navarra (Bonache, Marqués, Martín y Falcone) se ha centrado en el diseño de líneas de transmisión cargadas con micro-resonadores, SRR (*Split Ring Resonators*) y CSRR (*Complementary Split Ring Resonators*). En [138] introdujeron una serie de SRR en una guía de ondas rectangular, y consiguieron una propagación en una banda de frecuencias en la que la guía estaba al corte. La explicación es que debido a la resonancia de los SRR, se introducía un μ negativo que junto con el ϵ negativo causado por la guía al corte, hacía posible la propagación LH.

A partir de este descubrimiento, el grupo español ha continuado el estudio de líneas basadas en elementos resonantes. Estos elementos resonantes permiten conseguir filtros paso-banda (SRR) ([140] [74]) o banda eliminada (CSRR) ([67][68]) con una buena selectividad en frecuencia y reducido tamaño [72]. Añadiendo condensadores en serie a la línea cargada con micro-resonadores se consigue una línea CRLH, por lo que se puede conseguir un filtro con un ancho de banda grande ([76]).

Se puede encontrar una recopilación de todos los trabajos llevados a cabo por este grupo sobre la aplicación de micro-resonadores para obtener filtros en [75].

Línea de retardo variable

Las líneas de retardo son uno de los componentes necesarios en los sistemas de microondas, bien para cambiar la fase de ondas continuas o bien para retrasar señales pulsadas.

En [1] se utiliza la naturaleza dispersiva de la respuesta de fase de las líneas CRLH.

$$\beta(\omega) = p \left(\frac{\omega}{\omega_R} - \frac{\omega_L}{\omega} \right) \quad (3.88)$$

por lo que el retardo de grupo de una señal de banda estrecha modulada por una portadora de frecuencia ω_c viene dado por la derivada respecto a la frecuencia:

$$\tau_g(\omega_c) = N \left[\frac{1}{\omega_R} + \frac{\omega_L}{\omega_c^2} \right] \quad (3.89)$$

En el experimento se utilizará una línea CRLH junto a dos mezcladores de banda ancha conectados al mismo oscilador local para hacer la conversión de frecuencia y luego para recuperar la frecuencia original de la señal retrasada.

3.10. Aplicaciones en Antenas

La aplicación de metamateriales a sistemas radiantes ha dado lugar a nuevas antenas y reflectores, en una o dos dimensiones, y con la posibilidad de integrarlos para conseguir radiadores activos. Además, existe la posibilidad de construir antenas reconfigurables dinámicamente mediante la aplicación de señales de control. Una recopilación de las aplicaciones más importantes de metamateriales en antenas se puede encontrar en [24] [33] y en [12].

Las antenas basadas en metamateriales se pueden agrupar en dos grandes grupos: unas están basadas en radiadores convencionales sobre un dieléctrico artificial, mientras que el segundo grupo consiste en estructuras basadas en líneas de transmisión CRLH.

Dentro de las antenas basadas en líneas de transmisión CRLH, las antenas a su vez se pueden dividir en *resonantes* y *no resonantes*. El ejemplo más importante de antenas no resonantes son las antenas *leaky-wave*. Las antenas *leaky-wave* se han aplicado en numerosos campos. Por ejemplo, en el campo de la automoción ha habido un interés considerable en estas nuevas tecnologías ([186], [188]). En particular, se ha desarrollado una antena para un RADAR en ondas milimétricas para detectar colisiones ([147], [187]). El dipolo basado en materiales LH descrito en ([99]) es otro ejemplo de metamateriales aplicados en automoción.

3.10.1. Antenas Leaky - Wave

Una antena *leaky-wave*, (*LWA*) ([163] [102]) es una estructura capaz de guiar una onda electromagnética, de manera que parte de la energía se radia a medida que la onda se propaga a lo largo de la estructura.

Los primeros ejemplos de este tipo de antenas datan de 1940 ([91]) y consistían en una guía de ondas rectangular ranurada.

Recientemente, se desarrollaron LWA planares debido a su mayor facilidad de fabricación y menor tamaño. Un ejemplo típico es una línea microstrip con inclusiones periódicas de manera que se creaban modos radiantes ([209]).

Las ventajas principales de este tipo de antenas son su gran directividad, y la simplicidad de la estructura de alimentación.

Como compromiso de diseño de este tipo de antenas entre tamaño y eficiencia, se suele diseñar para que el 90% de la energía se radia mientras que el resto se disipa en una carga adaptada. De esta manera, el tamaño de las antenas está en torno a 10λ .

Sin embargo, estas estructuras presentan algunos inconvenientes. La dirección del lóbulo principal de radiación varía con la frecuencia, y además sólo cubre direcciones positivas respecto a la normal a la antena, de manera que no se puede conseguir radiación *broadside*.

Principio de funcionamiento de LWA

La constante de propagación compleja de la onda en la estructura es de la forma $\gamma(\omega) = \alpha_{lw}(\omega) + j\beta(\omega)$, donde $\alpha_{lw}(\omega)$ es el factor de fuga.

Cuando la velocidad de fase de la onda es más rápida que la velocidad de la luz ($\beta(\omega) < k_0$), la estructura radia en un ángulo Θ medido desde la normal a la antena.

$$\Theta(\omega) = \sin^{-1}[\beta(\omega)/k_0] \quad (3.90)$$

Se puede observar que la dirección del lóbulo principal se puede mover en función de la frecuencia si la estructura es dispersiva, es decir, si β cambia con la frecuencia. Las antenas *leaky-wave* convencionales están limitadas a un ángulo estrictamente positivo para configuraciones uniformes, o a un conjunto discreto de valores positivos y negativos de Θ , para estructuras periódicas que utilizan armónicos espaciales, aunque en este caso no es posible la radiación para $\Theta = 0$.

LWA basadas en metamateriales

Con la aplicación de las propiedades de líneas de transmisión basadas en metamateriales a las LWA ([134], [87],), se consigue eliminar los inconvenientes de las LWA convencionales. En la última década se han realizado multitud de avances. En [102] se puede encontrar una recopilación de ellas.

La principal ventaja es que se pueden construir LWA que puedan escanear todas las direcciones, incluso la perpendicular a la estructura. Las primeras implementaciones utilizaban condensadores interdigitales en serie. En [108] se sustituyen por condensadores MIM, que reducen el tamaño necesario y reducen los efectos parásitos, como resonancias transversales.

Gracias a las características de propagación de las líneas CRLH, la constante de fase β cubre un rango desde valores negativos hasta positivos. Por tanto, en las bandas en las que $|\beta| > k_0$ la estructura es capaz de radiar si no está confinada.

Si la línea CRLH está balanceada, la transición entre la zona LH y la RH se produce a una frecuencia en la que $\beta = 0$, lo que permite la radiación en la dirección de *broadside*. De esta manera, se puede cubrir todo el rango de escaneado desde $\Theta = -90^\circ$ hasta $\Theta = +90^\circ$ variando la frecuencia de la excitación desde $\omega = -\beta c$ hasta $\omega = \beta c$.

El mismo concepto se puede aplicar también a ondas milimétricas, como en [147], donde demuestran el funcionamiento de una antena de haz variable en la banda de 78 GHz.

En algunos sistemas tienen la frecuencia fija, por lo no es posible cambiar la frecuencia para variar la dirección de apuntamiento del haz. Para solventar este problema, se pueden incluir varactores con capacidad variable en función de una tensión de control en lugar de los condensadores que forman la estructura *leaky-wave*. De esta forma, la constante de propagación a lo largo de la estructura cambia,

y se puede cambiar la dirección del haz de radiación cambiando la tensión aplicada a los varactores ([130], [29]).

El concepto de antena *leaky-wave* se puede extender a dos dimensiones. Las primeras estructuras 2D generaban un haz cónico, con un diagrama omni-azimutal ([2], [3]) y con la elevación del haz variable en función de la frecuencia.

En [152] se propone una estructura diferente que permite generar un haz más directivo, y cambiando tanto la elevación como el azimut de manera independiente. Para ello, utiliza un array de antenas *leaky-wave* en paralelo alimentadas por una línea con retardos de fase variables.

La antena propuesta en [57] consigue polarización circular utilizando dos estructuras *leaky-wave* en polarizaciones ortogonales alimentadas con 90° de diferencia.

Una de los principales problemas de las antenas *leaky-wave* es que una parte significativa de la energía se disipa en la carga adaptada al final de la antena, lo que hace que la eficiencia de radiación baje. En un intento de aumentar dicha eficiencia, se han propuesto alternativas en las que esa energía sobrante es reciclada ([151]). Por ejemplo en [154] se propone alimentar la estructura radiante por ambos extremos mediante un híbrido *rat-race*. De esta manera, la energía no radiada que llega a un extremo se realimenta a la antena por el otro.

Otra opción propuesta en [153] es la de utilizar la energía no radiada al final de la estructura para alimentar otras estructuras radiantes colocadas en paralelo a la estructura principal. De esta manera se consigue radiar la mayor parte de la energía, aumentando la eficiencia.

Las antenas *leaky-wave* pasivas están limitadas en cuanto a su ancho de haz, ya que la distribución de la iluminación depende del factor que determina cuánta energía se radia por unidad de longitud. La introducción de elementos activos a lo largo de la estructura como se propone en [44] y [45] permite compensar la energía perdida por radiación. De esta manera, es posible generar una iluminación uniforme a lo largo de toda la antena lo que hace que la directividad sea máxima. Cambiando la ganancia de los diferentes elementos activos, se puede modificar la amplitud de iluminación de la estructura. Esto permite cambiar la iluminación en la apertura para modificar las características de radiación, como para conseguir reducir el nivel de lóbulos secundarios.

Los beneficios de integrar un amplificador distribuido con una antena *leaky-wave* no sólo se aplica a antenas transmisoras ([150]), sino que también puede aplicarse para antenas receptoras, como se demuestra en [149].

3.10.2. Antenas Resonantes

En 2003 se introdujo el resonador CRLH ([185]) lo que abrió el camino para crear antenas resonantes CRLH.

Una antena resonante CRLH se consigue fijando las condiciones de contorno en circuito abierto o cortocircuito en ambos extremos de una línea de transmisión CRLH. A diferencia de una línea de transmisión convencional solamente aparecen

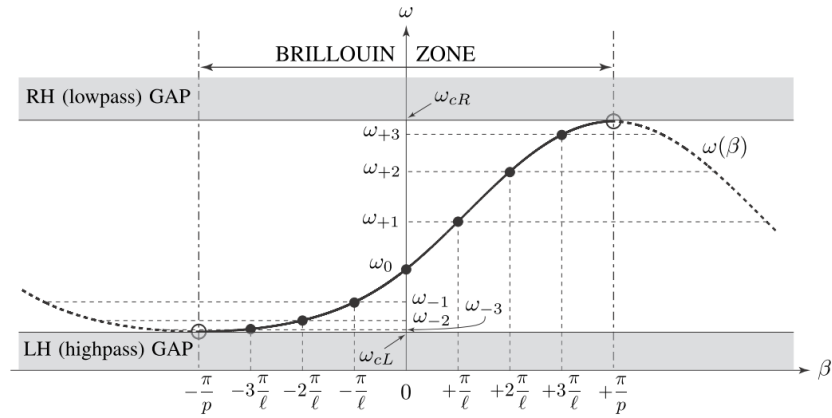


Figura 3.33: Modos del resonador basado en línea CRLH ([36]).

$2N$ de estas resonancias (si la línea CRLH está balanceada, una es doble y quedan $2N - 1$), donde N es el número de celdas.

Estas resonancias se corresponden con las longitudes de la estructura que cumplen $l = n\lambda_g/2$, y por lo tanto a constantes de propagación $\beta_n = n\pi/l = n\pi/(Np)$.

Existen $N - 1$ resonancias en la banda de propagación RH ($n > 0$), y $N - 1$ resonancias en la banda LH ($n < 0$). Además, en la frecuencia de transición entre ambas propagaciones, existe otro modo resonante en la que $\lambda_g = \infty$, por lo que se denomina modo cero ($n = 0$). En este caso, la onda es perfectamente uniforme a lo largo de la estructura.

De esta manera, las frecuencias de resonancias solo dependen de los componentes LC de la celda unitaria, y no en la longitud física. De esta manera existen más grados de libertad en comparación con las antenas convencionales.

Existen varias aplicaciones de antenas resonantes basadas en metamateriales, que se describirán brevemente a continuación.

Miniaturización de Antenas

Se ha visto anteriormente que las antenas resonantes basadas en CRLH tienen modos resonantes tanto positivos (RH) como negativos (LH). Los modos negativos aparecen siempre a frecuencias más bajas. De esta manera, aprovechando uno de dichos modos es posible realizar una antena resonando a una frecuencia más baja que la que correspondería de acuerdo con su tamaño. De esta manera, es posible realizar antenas compactas ([127],[125], [124])

En [123] se diseña una antena resonando en el modo $n = -1$, que tiene la misma distribución de campo que un parche convencional. Este modo es el que obtiene una mayor eficiencia de radiación y garantiza la existencia de sólo un haz. La antena resultante tiene un tamaño de $1/19\lambda_0 \times 1/23\lambda_0 \times 1/88\lambda_0$ a $f_0 = 1\text{GHz}$.

La ganancia de la antena es de -13dBi , y la eficiencia de radiación es del 2%.

Otra antena propuesta que utiliza tecnología MIM y 3×3 celdas consigue aumentar la eficiencia de radiación hasta el 26% con una ganancia máxima de $0,6\text{dBi}$. El tamaño resultante es de $1/14\lambda_0 \times 1/14\lambda_0 \times 1/39\lambda_0$ a $f_0 = 1,17\text{GHz}$. El ancho de banda obtenido es del 0,4%

Por lo tanto, se puede ver que la reducción de tamaño de las antenas se pueden conseguir, pero a expensas de una reducción dramática de la eficiencia, de la ganancia y del ancho de banda.

Antenas multi banda

La característica de dispersión de las líneas CRLH permite su utilización en múltiples bandas de manera automática.

Basándose en la línea de transmisión CRLH unida por los dos extremos para formar un anillo se consigue hacer una antena resonante que funciona a dos frecuencias ([166]). Esto es debido a la naturaleza del retardo de fase hace que pueda resonar en el modo +1 o -1, con la misma distribución de campo.

Por ejemplo, en [119] diseñan una antena miniaturizada capaz de funcionar en los dos frecuencias, $f_{-1} = 3,57\text{GHz}$ y $f_0 = 4,00\text{GHz}$ (modos -1 y 0). El tamaño es de $\lambda_0/5 \times \lambda_0/5 \times \lambda_0/50$ a f_0 . La ganancia máxima obtenida fue de $-2,5\text{dBi}$ a f_{-1} y $2,3\text{dBi}$ a f_0 .

Una forma de conseguir antenas con comportamiento multifrecuencia es mediante la inclusión de celdas LH en una antena de parche. De esta manera, se crean diferentes modos de resonancia. En [219], [94] se muestra el diseño de un parche rectangular de doble frecuencia. Cada frecuencia se excita en polarizaciones ortogonales.

Una extensión a este modelo se puede ver en [192], en el que se consiguen dos frecuencia de resonancia en cada una de las polarizaciones ortogonales, mediante el diseño de las celdas CRLH. De esta forma se obtiene una antena capaz de trabajar en cuatro frecuencias simultáneamente.

Normalmente los dipolos convencionales se diseñan para que trabajen a su frecuencia de resonancia. En [93] se muestra el diseño de un dipolo en cuyos brazos se han añadido micro-resonadores SRR, de manera que se modifique la constante de propagación. De esta forma, es posible conseguir dipolos capaces de trabajar en dos bandas.

Resonancia de Orden Cero

La resonancia de orden cero ([183]) es una característica única de las estructuras CRLH. En este modo, las antenas presentan una distribución uniforme del campo a lo largo de toda la estructura.

A diferencia de las antenas *leaky-wave*, que necesitan que la línea esté balanceada para radiar en *broadside*, en las antenas resonantes no es necesario, y se puede excitar una las dos frecuencias ω_{se} y ω_{sh} , en función de las terminaciones, si

son en circuito abierto o en cortocircuito. Estas terminaciones también determinan si resuena en serie o en paralelo, lo que a su vez fija la polarización de la radiación.

El tamaño de la antena se puede variar para optimizar diferentes parámetros, como la ganancia o reducir el nivel de los lóbulos secundarios.

Aumento de la directividad

Debido a que la frecuencia de resonancia no depende de la longitud física de la antena, se pueden diseñar antenas resonantes CRLH para que tengan un tamaño mucho mayor que un elemento resonante convencional. De esta manera se puede aumentar el valor de la directividad del elemento. Debido a que es resonante, la eficiencia que se puede obtener es similar al de un parche convencional, como se puede ver en ([180])

Monopolos Eléctricos y Magnéticos

La configuración en lazo de las líneas CRLH pueden dar lugar a antenas de naturaleza monopolar, tanto eléctrico como magnético, en función de las resonancias de orden cero tanto en serie como en paralelo. El tipo de excitación determina la resonancia. En estructuras balanceadas, se pueden dar las dos resonancias al mismo tiempo y a la misma frecuencia. Si los campos se excitan en cuadratura, se puede conseguir polarización circular en el campo lejano ([165]).

3.11. Aplicaciones de Onda Refractada

El concepto de las líneas de transmisión LH unidimensionales puede extenderse a dos dimensiones. Las primeras implementaciones utilizaban componentes concentrados LC ([65]). Dichas estructuras presentaban las propiedades correspondientes a un índice de refracción negativo.

En [184] se fabricó una estructura LH plana bidimensional utilizando elementos distribuidos. Los elementos distribuidos dotan de una mayor flexibilidad en el diseño de estas estructuras. Uno de los objetivos era la creación de una lente plana de índice de refracción negativo. En esta estructura, un foco aparece dentro de la estructura LH, y un segundo foco aparece al otro lado de la *lente*.

Otra aplicación de estas estructuras planas en dos dimensiones es la fabricación de *refractores parabólicos* ([122]), que son capaces de convertir una onda esférica en una onda plana, al igual que los reflectores parabólicos convencionales, pero utilizando la refracción negativa.

Sin embargo, la aplicación de metamateriales más llamativa y que más atención ha suscitado en la prensa son los llamados *mantos de invisibilidad*. Mediante la manipulación del gradiente del índice de refracción negativo, es posible *curvar* las ondas electromagnéticas alrededor de un objeto, sin modificar la estructura de campo a cierta distancia del objeto. De esta manera, para un observador lejano sería imposible determinar la presencia de la estructura. En [190] crearon una estructura

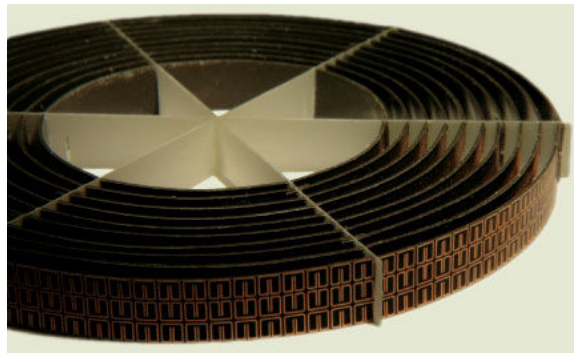


Figura 3.34: Estructura de *invisibilidad* en microondas ([190])

cilíndrica basada en SRRs (3.34) con índice de refracción negativo diseñada para funcionar a 8.5 GHz. En 3.35 se puede observar la distribución de campo, y cómo los rayos rodean el centro de la estructura. A una cierta distancia, no queda rastro aparente de la presencia de la estructura.

Debido a que para que un metamaterial sea considerado homogéneo, el tamaño de la celda unitaria tiene que ser mucho más pequeño que la longitud de onda, es mucho más fácil construir metamateriales en la banda de microondas ($\lambda \approx cm.$). Sin embargo, los mismos principios aplican a todas las frecuencias, por lo que sería también aplicable al rango visible. La dificultad radica en la fabricación de las celdas tan pequeñas, ya que la longitud de onda de la radiación visible está en el orden de cientos de nanómetros.

Sin embargo, ya existen experimentos ([196]) que consiguen crear SRR y tiras metálicas hechos de plata mediante nanofotolitografía. Se demuestran las propiedades de metamateriales de índice negativo en frecuencias del rango visible. Esto abre la puerta a un gran número de aplicaciones de metamateriales en el campo de la óptica.

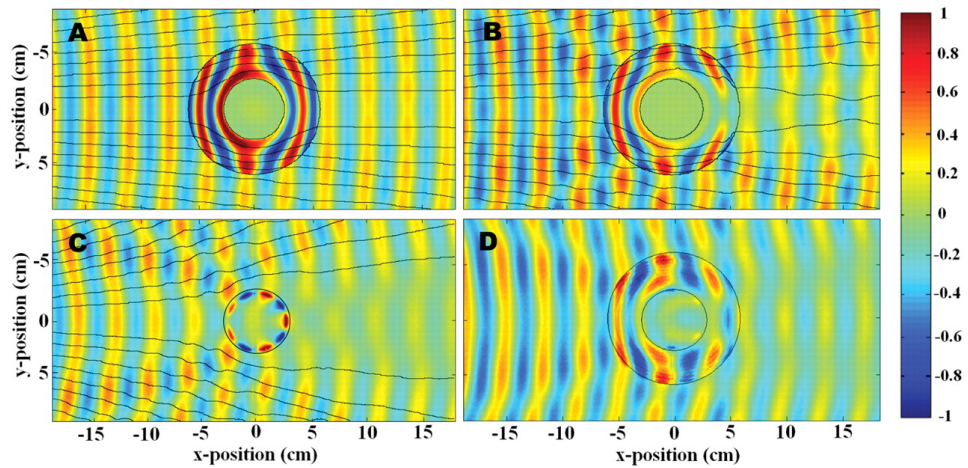


Figura 3.35: Representación del patrón del campo eléctrico en la estructura de invisibilidad. Las líneas negras indican la dirección de la potencia. (A) Simulación de la estructura con las propiedades exactas del material. (B) Simulación con propiedades reducidas. (C) Medidas de un cilindro conductor sin estructura de invisibilidad. (D) Medidas experimentales del cilindro rodeado por la estructura de invisibilidad[190]

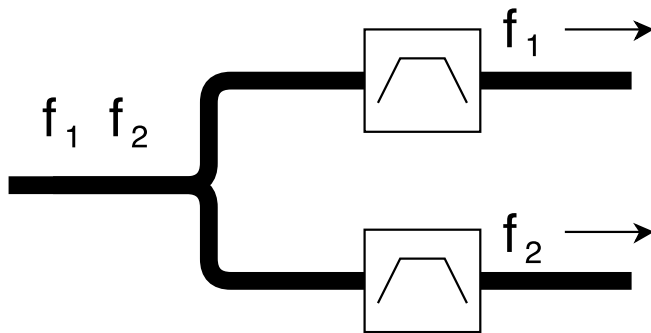


Figura 3.36: Esquema del diplexor convencional

3.12. Introducción a Diplexores

Los sistemas dúplex utilizan bandas de frecuencias para los sentidos de transmisión y recepción. Para separar estas dos bandas, los diplexores convencionales [41] necesitan, en el caso más general, un filtro por cada una de ellas. Para dividir y recombinar las señales, son necesarios circuitos adicionales, junto con redes de adaptación para reducir las pérdidas debidas a diferentes impedancias (figura 3.36).

Algunas aplicaciones necesitan una gran selectividad en frecuencia. Esto hace que aumente el número de secciones del filtro y por consiguiente, su tamaño. Normalmente existe un compromiso entre el tamaño del diplexor y el aislamiento y las pérdidas que se pueden conseguir con líneas RH convencionales.

Una manera de reducir la complejidad del filtro es utilizar una topología balanceada como la mostrada en la figura 3.37. Esta topología permite reducir la selectividad del filtro usando dos filtros paso-bajo. Sin embargo, son necesarios dos circuitos *branch-line* convencionales. Uno de ellos debe ser de banda ancha para permitir el paso a ambas frecuencias. Debido a esto, el diplexor resultante es poco compacto.

Para solucionar estos problemas, en las siguientes secciones se van a introducir unos circuitos que aprovechan las propiedades de las líneas CRLH basadas en metamateriales para conseguir función de diplexado de manera más compacta. Esto permitirá una mejor integración en sistemas de antenas activas.

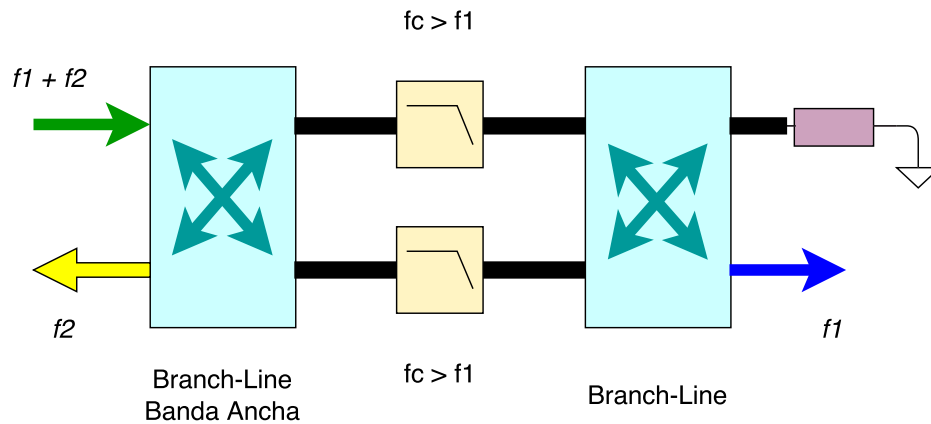


Figura 3.37: Esquema del diplexor balanceado

3.13. Rat-Race Reversible de Doble Banda Basado en Líneas CRLH

3.13.1. Descripción del Híbrido *rat-race* Convencional

El acoplador híbrido de 180° , también llamado *rat-race*, es uno de los componentes básicos de circuitos de microondas. Tiene utilidad en multitud de aplicaciones ([171]). Por ejemplo, se utiliza en amplificadores balanceados y mezcladores para conseguir buena adaptación y reducir armónicos indeseados.

Este híbrido es un dispositivo de cuatro puertos, con un eje de simetría como se muestra en la figura 3.38. Está compuesto por tres líneas de longitud eléctrica $\lambda/4$, y una tercera línea de longitud $3\lambda/4$. La impedancia característica de todas las líneas es $\sqrt{2}Z_0$, donde Z_0 es la impedancia característica del sistema.

Este circuito se puede utilizar en diferentes configuraciones:

- **Suma-Diferencia:** El circuito tiene dos puertos de entrada (1 y 3). Uno de los puertos de salida (puerto 2, denominado Σ) es la semisuma de las señales de entrada. El otro puerto de salida (puerto 4, denominado Δ) es la semidiferencia. En el caso en el que las señales de entrada son iguales en amplitud y fase, toda la potencia se combina en el puerto Σ , mientras que si son iguales en amplitud pero en oposición de fase, toda la potencia se combina en el puerto Δ .
- **Divisor:** En este caso el circuito tiene un puerto de entrada y dos puertos de salida. La potencia de entrada se divide por igual entre los dos puertos de salida. Si el puerto de entrada elegido es el 1, las salidas en los puertos 2 y 4 presentan oposición de fase (salida balanceada). Por el contrario, si la entrada es el puerto 2, las salidas 1 y 3 están en fase.

3.13. RAT-RACE REVERSIBLE DE DOBLE BANDA BASADO EN LÍNEAS CRLH127

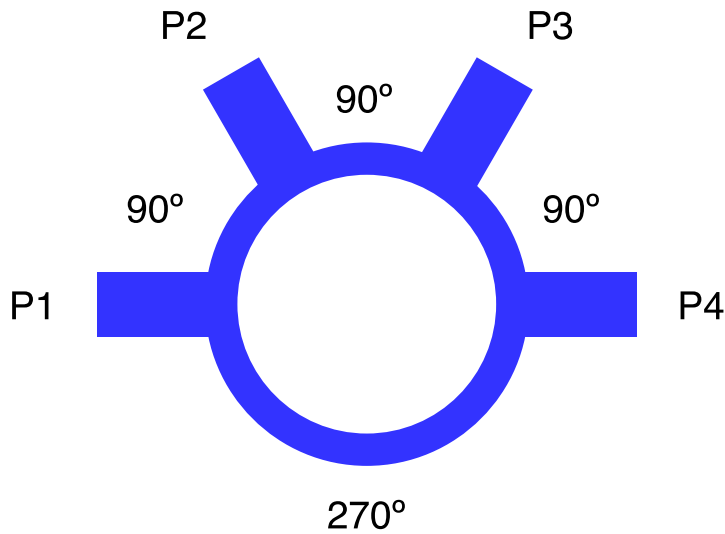


Figura 3.38: Esquema del híbrido rat-race convencional

La matriz de parámetros S del *rat-race*, teniendo en cuenta la disposición de los puertos de la figura 3.38 es la siguiente:

$$S = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.91)$$

Utilizando líneas convencionales, la longitud eléctrica de la línea es proporcional a su longitud física. Como el funcionamiento del híbrido se reduce a la banda de frecuencias en la que se cumple las relaciones de fase de las líneas, el híbrido convencional sólo funciona a la frecuencia de diseño.

Por otra parte, una vez que se conectan los puertos en una determinada configuración, no hay libertad para cambiar el comportamiento, ya que el esquema de conexión determina el funcionamiento como combinador o como divisor.

3.13.2. Concepto Rat-Race Reversible de doble banda

En esta sección se presenta el concepto de híbrido *rat-race reversible de doble banda*. Se ha visto en la sección anterior que la longitud eléctrica de las líneas convencionales es proporcional a la longitud física, y que la función del *rat-race* queda fijada una vez se integra y se realizan las conexiones.

Utilizando las propiedades de las líneas CRLH, se pueden diseñar las líneas que componen el *rat-race* de manera que se comporte de manera diferente en dos frecuencias de manera simultánea. En una de las frecuencias actúa como combinador y en la otra lo hace como divisor. Esta es la mayor diferencia con respecto

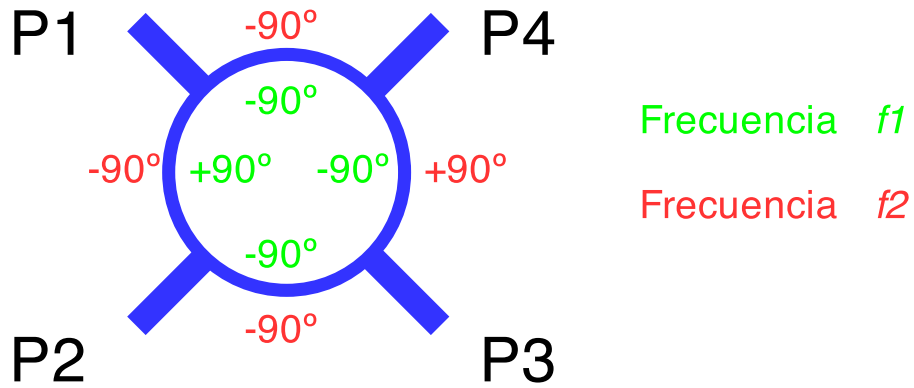


Figura 3.39: Rat-race reversible a dos frecuencias basado en líneas CRLH

a los circuitos de doble banda basados en líneas CRLH presentados en [131]. El *branch-line* de doble banda realizaba *la misma función a dos frecuencias*, mientras que el rat-race reversible realiza *funciones diferentes en frecuencias diferentes*.

Para conseguir los dos comportamientos, manteniendo la conexión de los puertos, hay que cambiar la longitud eléctrica de las líneas que componen el rat-race reversible. La figura 3.39 muestra el esquema resultante. En el interior del anillo se encuentra el desfase introducido por las líneas a la frecuencia f_1 , mientras que en el exterior se muestra el desfase a la segunda frecuencia f_2 . De esta manera, la matriz ideal de parámetros S a cada una de las frecuencias resulta en:

$$S|_{f_1} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.92)$$

$$S|_{f_2} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.93)$$

3.14. Diplexor Basado en Rat-Race Reversible de Doble Banda

En esta sección se va a mostrar cómo se puede diseñar un diplexor compacto utilizando el rat-race reversible descrito en la sección 3.13.2. Para ello, se aprovecha el comportamiento diferente a las dos frecuencias de diseño.

3.14. DIPLEXOR BASADO EN RAT-RACE REVERSIBLE DE DOBLE BANDA 129

El esquema mostrado en la figura 3.40 muestra la configuración del rat-race reversible para la aplicación como diplexor. La señal del puerto común se transmite al bloque A o al bloque B en función de la frecuencia. Según esta configuración, el puerto común es un puerto balanceado, en el que la potencia se divide entre los dos puertos libres del híbrido.

Cuando las señales del puerto balanceado están en fase, el bloque A estará conectado al puerto común a la frecuencia f_2 y aislado a la frecuencia f_1 . El bloque B estará conectado a f_1 y aislado a f_2 .

Si por el contrario las señales están en oposición de fase (señal diferencial), el bloque A estará conectado al puerto en la frecuencia f_1 , y el bloque B a la frecuencia f_2 .

Para conseguir este funcionamiento, las líneas que componen el híbrido tienen que cumplir con las longitudes eléctricas representadas en la figura 3.40. En el interior del circuito está indicado el desfase a la frecuencia f_1 , mientras que en el exterior está el desfase a la frecuencia f_2 .

	f_1		f_2	
	En fase	En oposición	En fase	En oposición
Bloque A	Aislado	Acoplado	Acoplado	Aislado
Bloque B	Acoplado	Aislado	Aislado	Acoplado

En el primer caso, el rat-race reversible implementa la función de diplexor, porque separa dos señales en función de la frecuencia. También actúa como filtro, ya que el ancho de banda de funcionamiento del propio circuito limita el ancho de banda de la señal. En la segunda configuración, el rat-race reversible además añade la función de *balun*, ya que convierte señales no balanceadas en balanceadas. De esta manera, se consigue un dispositivo mucho más compacto que un diplexor convencional.

Al ser un circuito pasivo y simétrico, este diplexor se puede utilizar tanto en transmisión como en recepción indistintamente. De esta forma, se puede ver en la figura 3.41 una forma de conectar un amplificador de potencia (HPA) para transmitir, y un amplificador de bajo ruido (LNA) para recibir. Gracias al aislamiento que proporciona el rat-race reversible, pueden funcionar simultáneamente en frecuencias diferentes.

En la figura 3.42 se puede ver otra aplicación en la que se utiliza el mismo circuito para separar dos señales en recepción. Para ello, cada salida está conectada a su propio amplificador de bajo ruido.

En el caso de la integración con antenas para conseguir una antena autodiplexada, se puede realizar la combinación de ambas señales balanceadas directamente en la propia antena, conectando ambos puertos a dos puntos de alimentación con la fase adecuada dentro del propio radiador. Una opción es conectar cada puerto a un radiador independiente. De esta forma se consigue reducir el tamaño y las pérdidas, al eliminarse la necesidad de tener que añadir un circuito adicional.

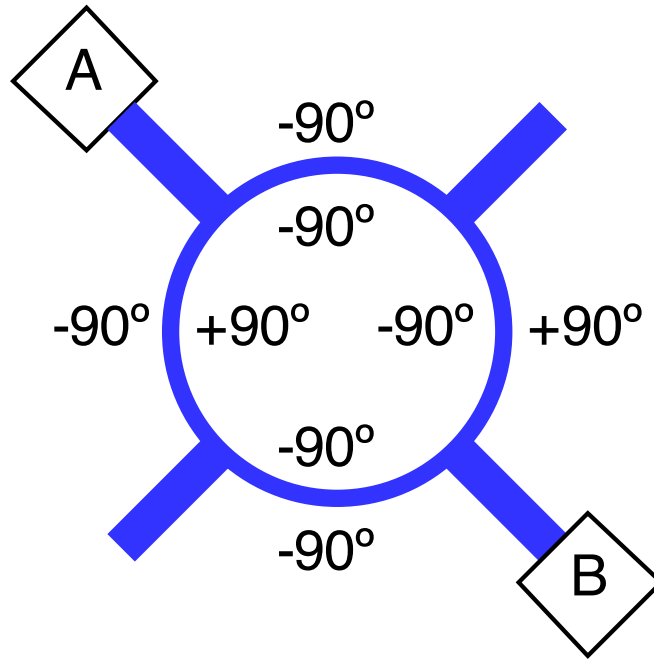


Figura 3.40: Esquema del diplexor basado en el rat-race reversible

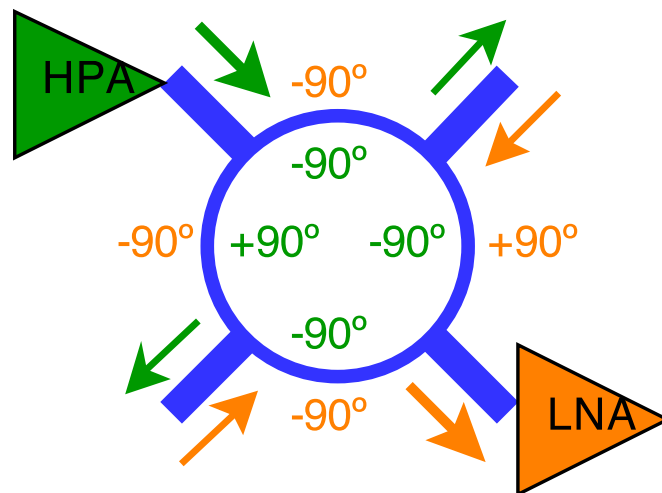


Figura 3.41: Duplexor basado en rat-race reversible

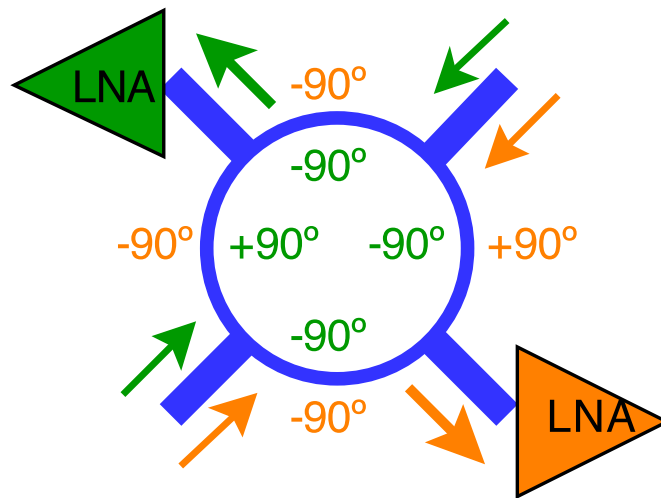


Figura 3.42: Diplexor basado en rat-race reversible

3.15. Diplexor en Frecuencias Separadas basado en Rat-Race Reversible de Doble Banda

3.15.1. Diseño

En esta sección se presenta el diseño y la construcción de un rat-race reversible que trabaje a las frecuencias $f_1 = 950\text{MHz}$. y $f_2 = 1800\text{MHz}$. Se ha seguido para ello la estructura descrita en la sección anterior 3.13.2.

	$f = f_1$	$f = f_2$
Línea 1	-90°	$+90^\circ$
Línea 2	$+90^\circ$	-90°
Línea 3	-90°	-90°

Tabla 3.1: Longitud eléctrica de las líneas CRLH para el diplexor $f_1 = 950\text{ MHz}$. y $f_2 = 1800\text{ MHz}$.

El diplexor estará formado por tres tipos de líneas CRLH. La tabla 3.1, muestra el desfase eléctrico que debe tener cada una de ellas. Se sigue el método de diseño de circuitos de doble frecuencia introducido en [131] para aplicarlo el diseño del diplexor.

Las ecuaciones (3.95) – (3.96) describen aproximadamente cómo se comporta la longitud eléctrica de una línea CRLH compuesta de N celdas con valores C_L , C_R , L_L y L_R .

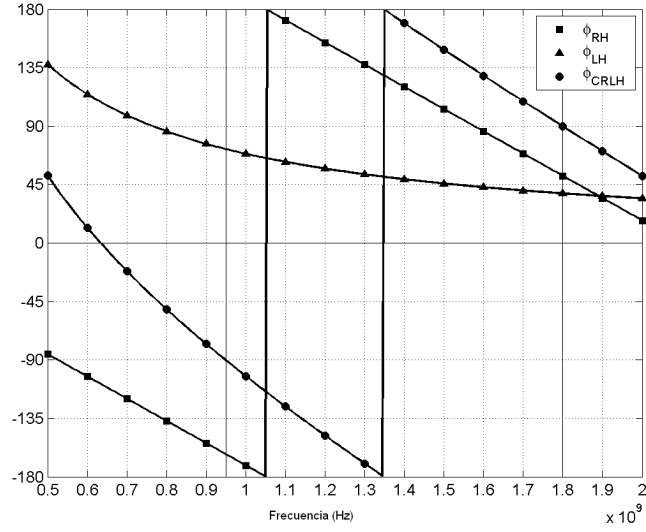


Figura 3.43: Desfase (°) introducido por líneas *LH*, *RH*, y la *CRLH* resultante.

$$\phi_{RH} \approx -N2\pi f \sqrt{L_R C_R} \quad (3.94)$$

$$\phi_{LH} \approx \frac{N}{2\pi f \sqrt{L_L C_L}} \quad (3.95)$$

$$\phi_C = \phi_{RH} + \phi_{LH} \quad (3.96)$$

La respuesta completa de la línea CRLH ϕ_{CRLH} es la suma de las respuestas individuales de ambos tipos de líneas de transmisión, la componente a derechas ϕ_{RH} y la componente a izquierdas ϕ_{LH} ([131]), como se puede ver en la figura 3.43. Para obtener los valores de los componentes necesarios para diseñar cada línea, debemos resolver el siguiente sistema de ecuaciones:

$$-P \cdot f_1 + \frac{Q}{f_1} = \phi_C(f_1) \quad (3.97)$$

$$-P \cdot f_2 + \frac{Q}{f_2} = \phi_C(f_2) \quad (3.98)$$

donde

$$P = 2\pi \cdot N \cdot \sqrt{L_R C_R} \quad (3.99)$$

$$Q = \frac{N}{2\pi \cdot \sqrt{L_L C_L}} \quad (3.100)$$

Resolviéndolos para los valores deseados, llegamos a:

	N	C_L (pF) Diseño	C_L (pF) Disp.	L_L (nH) Diseño	L_L (nH) Disp.	Longitud microstrip (mm)
Línea 1	2	3.7	4	19	22	53.6
Línea 2	3	2.1	2.2	11	11	32.4
Línea 3	3	2.0	2	10	11	98.8

Tabla 3.2: Longitud eléctrica de las líneas CRLH para el diplexor $f_1 = 950$ MHz. y $f_2 = 1800$ MHz.

$$P_1 = \frac{\pi (3f_2 - f_1)}{2 (f_2^2 - f_1^2)} \quad (3.101)$$

$$Q_1 = \frac{\pi (3f_1 - f_2)f_1f_2}{2 (f_2^2 - f_1^2)} \quad (3.102)$$

$$P_2 = \frac{\pi}{2 (f_2 - f_1)} \quad (3.103)$$

$$Q_2 = \frac{\pi (f_1f_2)}{2 (f_2 - f_1)} \quad (3.104)$$

$$P_3 = \frac{\pi (5f_2 - f_1)}{2 (f_2^2 - f_1^2)} \quad (3.105)$$

$$Q_3 = \frac{\pi (5f_1 - f_2)f_1f_2}{2 (f_2^2 - f_1^2)} \quad (3.106)$$

Al igual que en un híbrido *rat-race* convencional, la impedancia característica de las líneas debe ser $\sqrt{2}Z_0$, donde $Z_0 = 50\Omega$ es la impedancia de los puertos de entrada.

Con estos valores para P_i y Q_i , y las ecuaciones (3.44) y (3.45) que nos dan los valores de la impedancia, se pueden obtener los valores de los inductores y condensadores para la línea LH. La componente RH se puede implementar también mediante elementos concentrados, o mediante una línea de transmisión convencional, como por ejemplo microstrip o coplanar, cuyas características pueden calcularse mediante fórmulas teóricas o utilizando un programa específico.

La tabla 3.2 recoge los valores obtenidos para los diferentes componentes que forman la componente LH, y la longitud de línea microstrip sobre un sustrato de Arlon 1000 ($\epsilon_r = 10$, y $h = 1,27$ mm.).

Es importante destacar que a medida que f_1 y f_2 se acercan, el número de celdas de las líneas CRLH aumenta. Esto es debido a que la pendiente debe ser más abrupta. Por lo tanto, la limitación en la separación mínima entre las frecuencias viene determinada por la tecnología de implementación.

	Valor	Identificador	Tolerancia	Frecuencia Resonancia
Condensador (Murata)	1,0 pF	GRM1555c1h1r0cz01	$\pm 0,25$ pF	7054 MHz
	1,2 pF	GRM1555c1h1r2cz01	$\pm 0,25$ pF	6752 MHz
	2,0 pF	GRM1555c1h2r0cz01	$\pm 0,25$ pF	5180 MHz
	2,2 pF	GRM1555c1h2r2cz01	$\pm 0,25$ pF	5058 MHz
	3,3 pF	GRM1555c1h3r3cz01	$\pm 0,25$ pF	4063 MHz
	4,7 pF	GRM1555c1h4r7cz01	$\pm 0,25$ pF	3476 MHz
Bobina (Coilcraft)	11 nH	0402CS11N	$\pm 2\%$	3680 MHz
	22 nH	0402CS22N	$\pm 2\%$	2800 MHz

Tabla 3.3: Características de componentes SMD

Simulación de líneas

El primer paso es la simulación de las líneas que componen el diplexor. Para ello se ha utilizado el programa *Microwave Office*. Se han diseñado las líneas *RH* en tecnología *microstrip*, mientras que las *LH* están compuestas por elementos concentrados. Se han utilizado componentes con formato SMD de tamaño 0402, por ser un tamaño pequeño y el que menos efectos parásitos presenta. Los valores y características de los elementos concentrados se muestran en la tabla 3.3.

El parámetro S_{21} de las tres líneas se muestra en módulo y fase en las figuras 3.45 y 3.46. Las pérdidas obtenidas son menores de 0.5 dB por línea. El error de fase a las frecuencias de diseño es menor que 3° .

A continuación, se procedió a la implementación y medida de las líneas CRLH por separado. La imagen 3.44 muestra una fotografía de estas líneas implementadas en tecnología *microstrip*. Las medidas de los parámetros S de estas líneas mostradas en la figura 3.47 y en 3.48. Se puede observar que coinciden razonablemente con los valores simulados (figura 3.45 y 3.46). Existe un aumento en las pérdidas debido a la resistencia parásita de los componentes, y una oscilación en el parámetro S_{21} , causada por la variación en los valores de los componentes, que provoca cambios en la impedancia característica de las líneas.

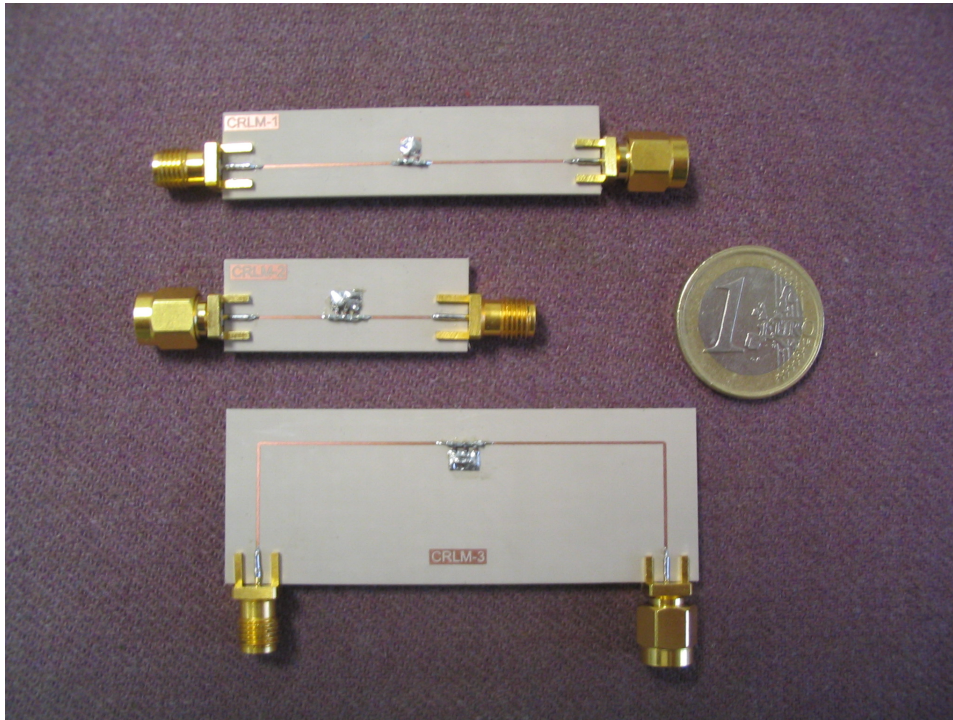


Figura 3.44: Prototipo de las líneas CRLH construídas para el diplexor

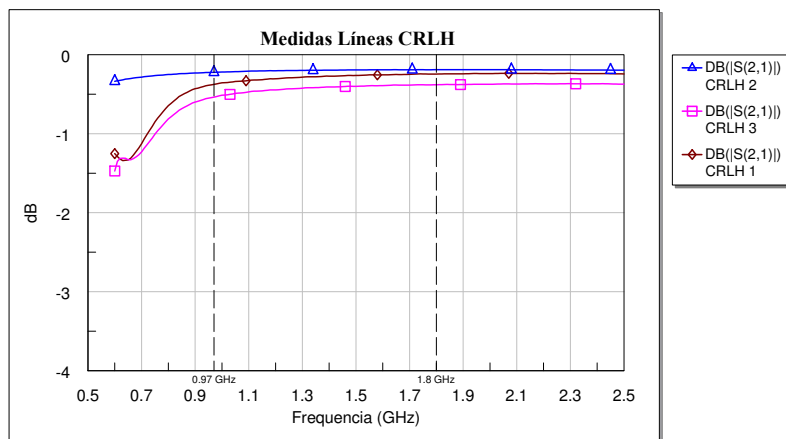


Figura 3.45: Simulación del parámetro de transmisión de las líneas CRLH que componen el diplexor.

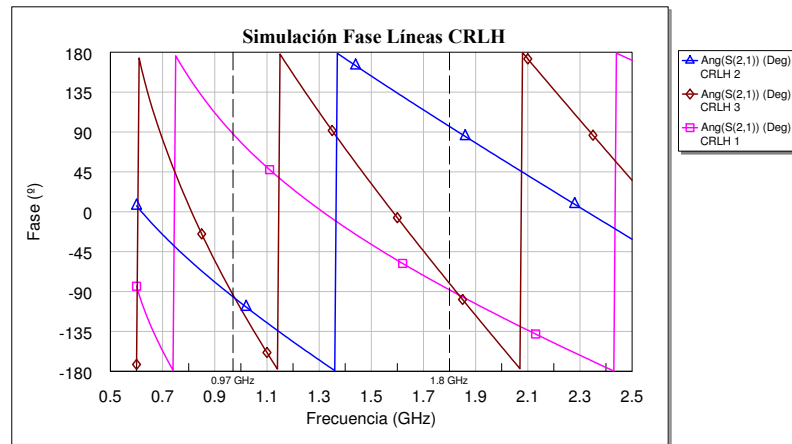


Figura 3.46: Simulación de la longitud eléctrica de las líneas CRLH que componen el diplexor.

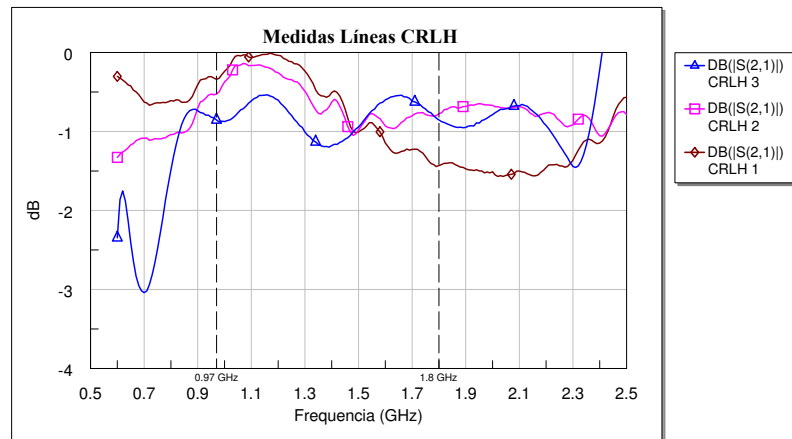


Figura 3.47: Medida del parámetro de transmisión de las líneas CRLH que componen el diplexor.

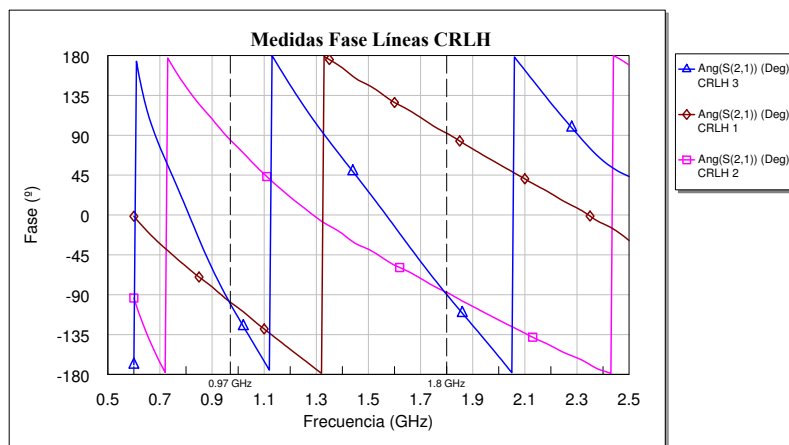


Figura 3.48: Medida de la longitud eléctrica de las líneas CRLH que componen el diplexor.

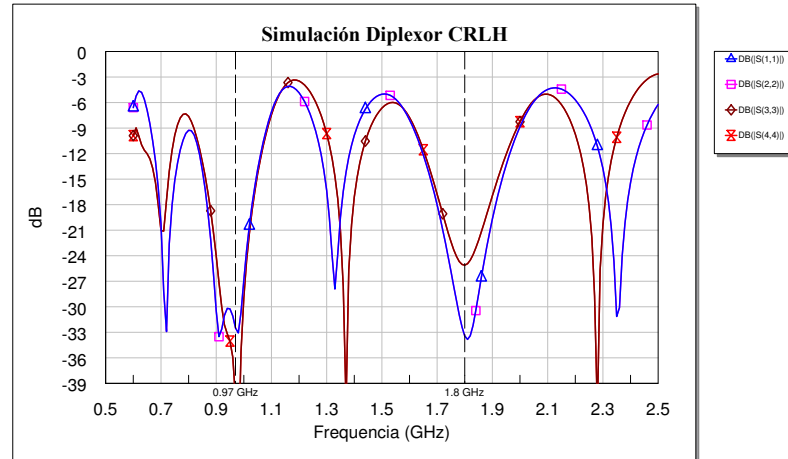


Figura 3.49: Simulación de la adaptación de los puertos del diplexor CRLH completo

Simulación del diplexor completo

Utilizando las líneas simuladas anteriormente, se ha simulado el diplexor completo. Los resultados de la simulación se muestran en las siguientes figuras. La adaptación de los puertos se muestra en la figura 3.49. En las figuras 3.50 y 3.51 se puede encontrar el resto de la magnitud de los parámetros S . Por último, en la figura 3.52 aparece la diferencia de fase entre los diferentes puertos de entrada y de salida.

A las dos frecuencias de diseño, f_1 y f_2 , los cuatro puertos se encuentran adaptados, con unas pérdidas de retorno considerables, ya que son mayores de 30dB a 970 MHz , y entre -24dB y -33dB a 1800 MHz . El aislamiento entre los puertos a los que se conectarían los amplificadores se corresponde con el parámetro S_{31} , que tiene un valor cercano a -33dB . Los valores de acoplamiento S_{41} , S_{21} , S_{43} y S_{23} son iguales y están alrededor de $-3,4\text{dB}$. Esto da lugar a unas pérdidas óhmicas de solamente $0,4\text{dB}$.

La diferencia de fase de las salidas también se muestra en la figura 3.52. Se puede ver que a f_1 , $\arg(S_{21}) = \arg(S_{41}) = -90^\circ$ (en fase), mientras que $\arg(S_{23}) = -\arg(S_{43}) = -90^\circ$ (oposición). A f_2 sucede al contrario: $\arg(S_{21}) = -\arg(S_{41}) = +90^\circ$ (oposición), mientras que $\arg(S_{23}) = \arg(S_{43}) = -90^\circ$ (en fase). En todos los casos el error de fase es menor de 3° en las frecuencias de diseño.

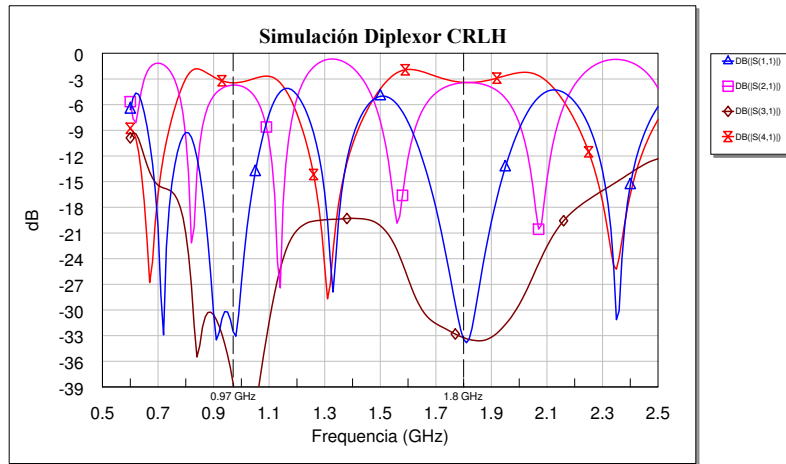


Figura 3.50: Simulación de la magnitud de los parámetros S del diplexor CRLH completo (i)

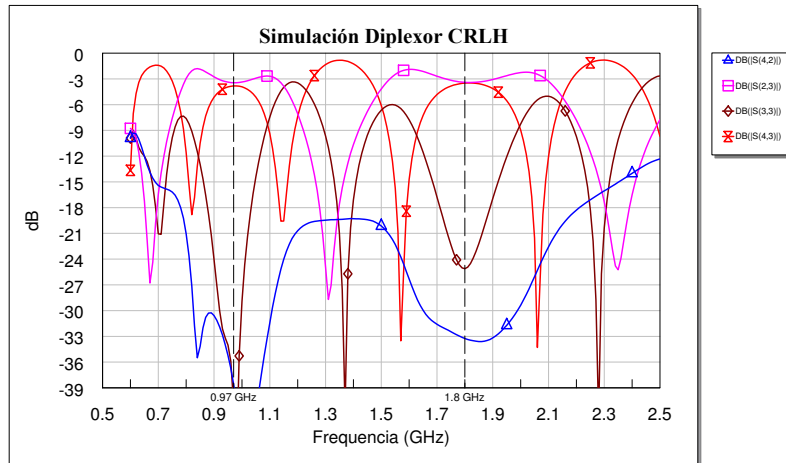


Figura 3.51: Simulación de la magnitud de los parámetros S del diplexor CRLH completo (ii)

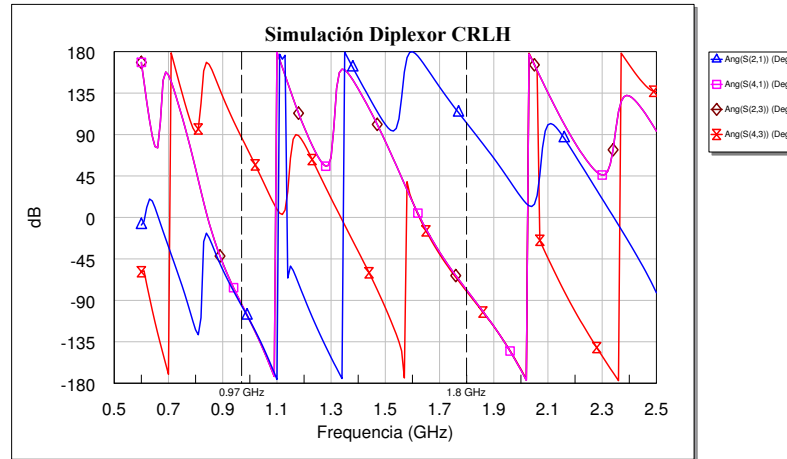


Figura 3.52: Simulación del desfase entre puertos del diplexor CRLH completo

3.15.2. Medidas del Diplexor

Una vez completada la simulación del diplexor basado en líneas CRLH, y se comprobó que su comportamiento era el adecuado, se construyó un prototipo para validar el diseño. La figura 3.53 muestra una fotografía del prototipo fabricado para tal fin.

Los resultados de la medida se pueden ver en la figuras 3.54, 3.55 y 3.56. Se puede comprobar que dichos resultados coinciden con los valores simulados de la figura 3.50. Se observa un ligero desplazamiento de la frecuencia superior, que pasa de 1800 MHz a 1740 MHz.

Frecuencia (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	$ S_{22} $ (dB)	$ S_{33} $ (dB)	$ S_{44} $ (dB)	$ S_{21} $ (dB)	$ S_{31} $ (dB)	$ S_{41} $ (dB)	$ S_{32} $ (dB)	$ S_{42} $ (dB)
0,95	-24,8	-27,7	-29,5	-33,0	-3,3	-4,1	-26,1	-31,7	-4,4
1,74	-33,8	-25,7	-23,0	-20,1	-3,2	-4,1	-27,0	-22,6	-4,1

Tabla 3.4: Medidas diplexor CRLH en frecuencias separadas

Los valores de los parámetros S a las dos frecuencias de trabajo se pueden ver en la tabla 3.4. El diplexor se encuentra adaptado a las dos frecuencias de trabajo, con unas pérdidas de retorno de entre $-24,8dB$ y $-33dB$ a f_1 , y entre $-20,1dB$ y $-33,8dB$ a f_2 . En las dos bandas de paso, el parámetro S_{21} y S_{41} se encuentran muy próximos a los valores simulados. El desbalanceo entre puertos es de aproximadamente $0,8dB$ en ambas bandas. El aislamiento S_{41} es de solo $-26,1dB$.

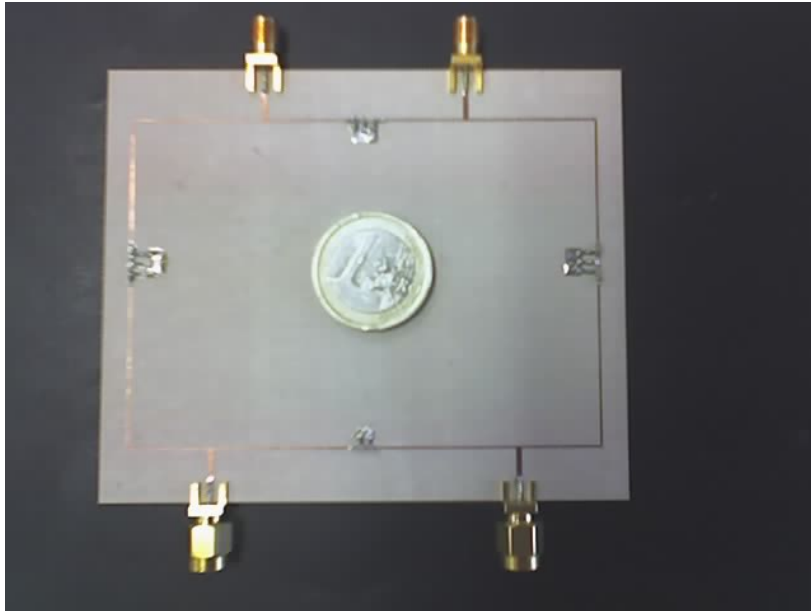


Figura 3.53: Prototipo del diplexor basado en líneas CRLH

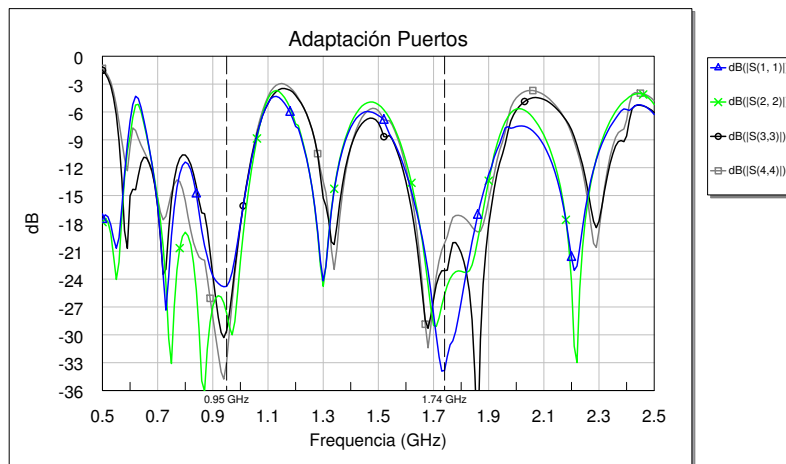


Figura 3.54: Medida de la adaptación en los cuatro puertos del diplexor basado en líneas CRLH.

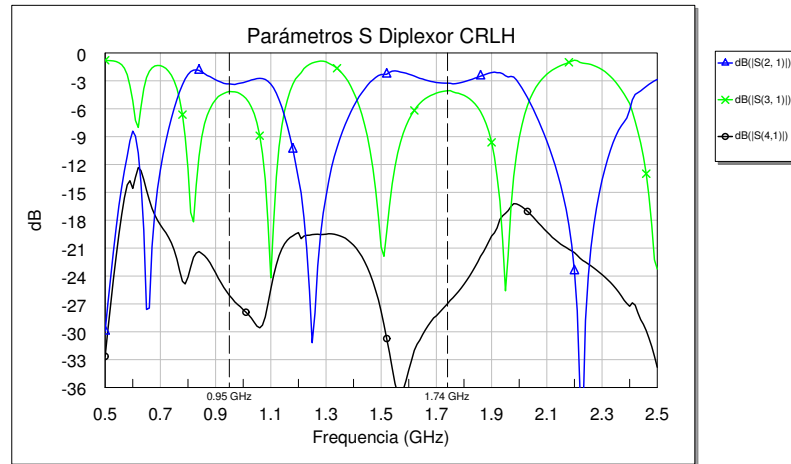


Figura 3.55: Medida de la parámetros S_{x1} del diplexor basado en líneas CRLH.

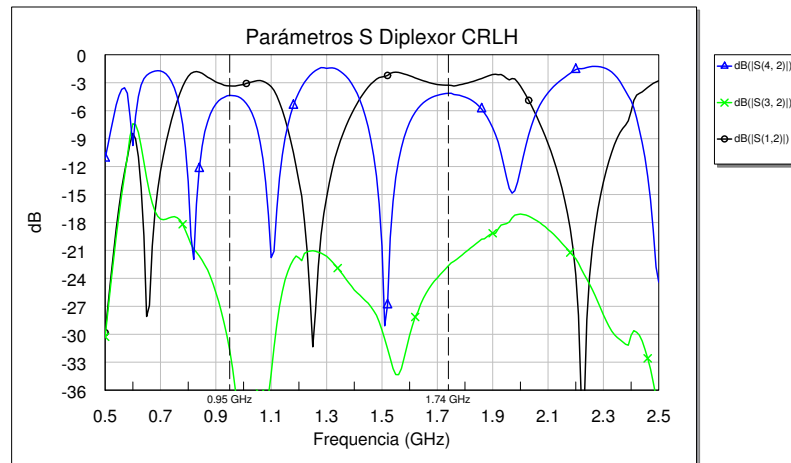


Figura 3.56: Medida de la parámetros S_{x2} del diplexor basado en líneas CRLH.

3.16. Diplexor en Frecuencias Cercanas basado en Rat-Race Reversible de Doble Banda

3.16.1. Diseño

En la sección anterior se ha demostrado el concepto de diplexor basado en un *rat-race* reversible basado en metamateriales. Dicho concepto también puede aplicarse a cualquier separación entre frecuencias. En esta sección, se va a realizar un diseño para frecuencias mucho más próximas, correspondientes a servicios de telefonía móvil, como $f_1 = 1900\text{MHz}$ (DCS) y $f_2 = 2200\text{MHz}$ (UMTS).

El principal problema para la realización del diplexor, es que debido a la proximidad entre frecuencias, la pendiente de la respuesta de fase tiene que ser mucho más abrupta. Para ello son necesarias muchas más celdas en las líneas CRLH. Esto implica un mayor número de condensadores y bobinas, lo que aumenta los problemas derivados de los efectos parásitos. Además, el valor de los componentes debe ser mucho más preciso. Los componentes concentrados vienen en valores discretos, por lo que a veces no es posible obtener los valores necesarios.

Para tratar de resolver los anteriores problemas, se propuso la utilización de elementos semi-concentrados, donde los condensadores se implementan mediante dos placas impresas separadas por una fina capa de dieléctrico, y las inducciones se realizan mediante líneas de alta impedancia terminada en cortocircuito.

Para la realización de los condensadores se utilizó Kapton de doble cara. El espesor del Kapton es de $25\mu\text{m}$. Su permitividad relativa es $\epsilon_r = 3,58$. La expresión que determina la capacidad de un condensador plano es:

$$C = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \frac{W \times L}{h} \quad (3.107)$$

donde W es la anchura del condensador, L es la longitud, y h es el espesor del dieléctrico.

Siguiendo el mismo procedimiento que en la sección anterior para el cálculo de los valores necesarios para conseguir las longitudes eléctricas de las líneas, se calculó el valor inicial de los condensadores y de las inductancias. A continuación, mediante una optimización iterativa, se consiguió los valores para los tamaños de los condensadores listados en la tabla 3.5. Para mejorar la adaptación, los condensadores de los extremos tienen que tener el doble de capacidad. El resto del circuito se ha implementado usando tecnología microstrip sobre un substrato Arlon 1000, con $\epsilon_r = 10$ y espesor $h = 1,27\text{mm}$. La línea cuya fase debería ser -90° a ambas frecuencias se ha implementado mediante tecnología convencional RH. Esto es debido a que gracias a que las frecuencias están próximas, el error de fase es pequeño. Implementarlo en tecnología CRLH habría supuesto un gran número de celdas y una pendiente alta.

El prototipo final para el diplexor ocupa $45 \times 30\text{mm}^2$ sin contar con los conectores para su medida (figura 3.57). La simulación de los parámetros S se puede

	Línea 1		Línea 2	
	Cond. 1	Cond. 2	Cond. 1	Cond. 2
W (mm)	2,7	1,3	0,7	0,7
L (mm)	0,7	0,7	1,6	0,7
C (pF)	2,40	1,15	1,42	0,62

Tabla 3.5: Valores de los condensadores semiconcentrados.

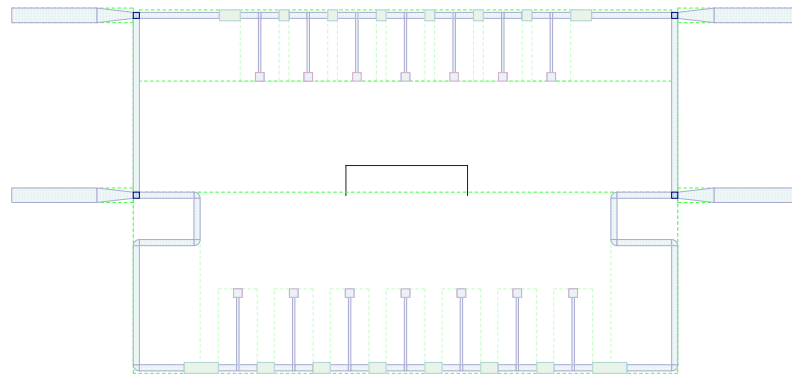


Figura 3.57: Diseño del diplexor basado en líneas CRLH para frecuencias próximas.

encontrar en la figura 3.58 y la fase en la figura 3.59. Se puede ver que presenta el mismo comportamiento que en frecuencias separadas.

3.16.2. Implementación

Una vez que se obtuvo un comportamiento satisfactorio para el circuito diplexor basado en CRLH para DCS y UMTS diseñado en la sección anterior, se fabricó un prototipo utilizando Kapton como sustrato y grabando los condensadores en ambas caras. La tira de Kapton se fijó sobre un sustrato de Arlon 1000 mediante el pegamento apropiado. Sin embargo, las medidas de dicho prototipo no fueron nada satisfactorias.

Para intentar averiguar la causa de este comportamiento no esperado se construyó una línea de tres celdas basada en la misma tecnología para realizar medidas sobre ella. La figura 3.60 muestra esta nueva línea. Los resultados de las medidas

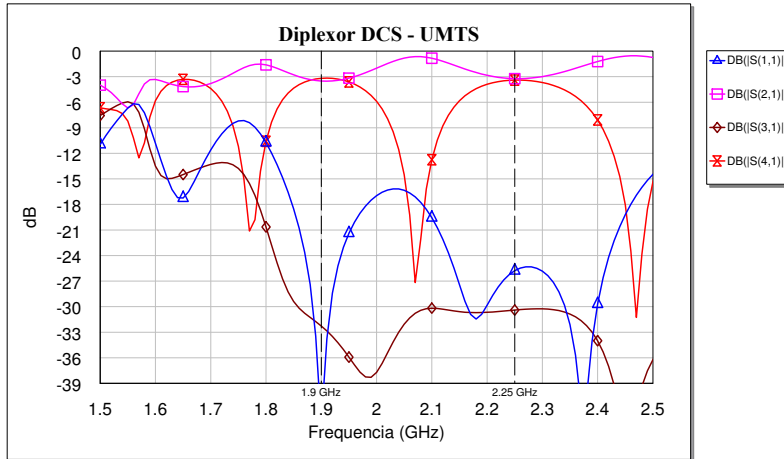


Figura 3.58: Simulación de los parámetros S del diplexor basado en líneas CRLH para frecuencias próximas.

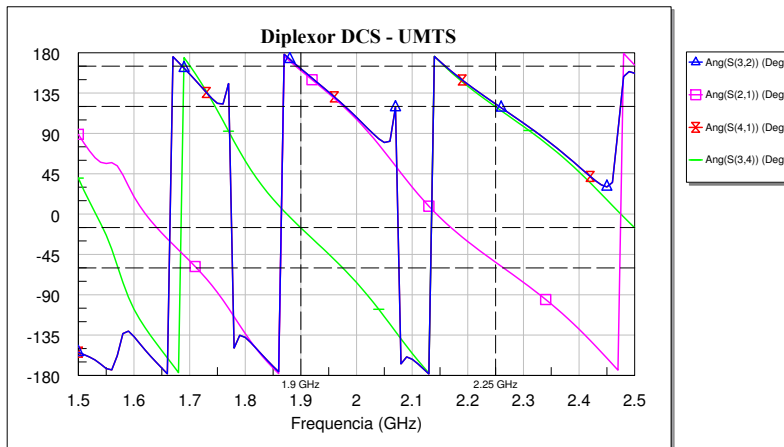


Figura 3.59: Simulación de la diferencia de fase entre puertos del diplexor basado en líneas CRLH para frecuencias próximas.

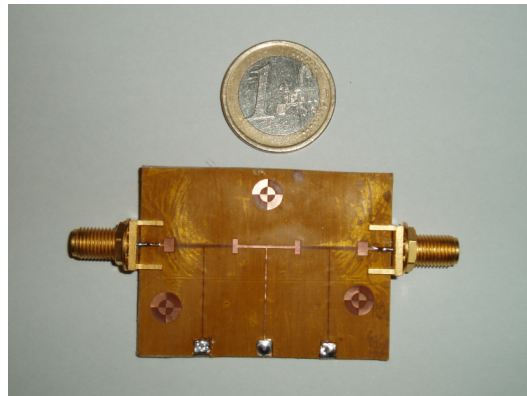


Figura 3.60: Realización Condensadores Dos Capas

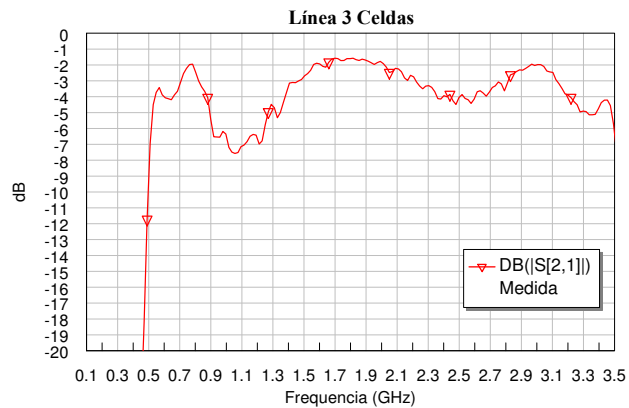


Figura 3.61: Medidas de la línea CRLH de tres celdas con elementos distribuidos

obtenidas sobre esta línea se pueden ver en la figura 3.61. Se puede comprobar que las pérdidas son muy altas y que aparece el típico *gap* de las líneas no balanceadas. Esto es debido a que las impedancias de la componentes RH y LH no son iguales. La causa principal de esta discrepancia es que los valores de los condensadores no son los adecuados debido al proceso de fabricación (diferencia de ϵ_r , efecto del pegamento, mala alineación, etcétera). Sin embargo, el diseño es totalmente válido y con el acceso a otra tecnología de fabricación como LTCC, se podrían reducir los problemas descritos anteriormente.

3.17. Antena Monopulso basado en Rat-Race Reversible de Doble Banda

3.17.1. Introducción

Para detectar la dirección de llegada de una señal, se suele utilizar un array de antenas. La señal llega a cada uno de estos radiadores que forman el array con una fase diferente. Combinando las señales que llegan a cada radiador, se puede obtener una función que depende de la dirección de llegada, por lo que podemos obtener dicha dirección. [15, 77].

Uno de los primeros sistemas de seguimiento es la antena monopulso, en la cual se utilizan dos elementos radiantes y mediante un circuito de microondas, generan dos diagramas de radiación diferentes: el diagrama suma Σ y el diagrama diferencia Δ .

La amplitud y la fase de la salida diferencia, Δ , puede usarse como un indicador del ángulo de llegada (*Angle of Arrival, AoA*) de la señal procedente de la fuente. A su vez la salida suma, Σ , se puede usar para el enlace de comunicaciones.

Las perturbaciones en la propagación, el multitrayecto o el *clutter* del radar, pueden dificultar la detección de la dirección de llegada. Por esa razón, cualquier método de diversidad que se incluya en la antena monopulso puede mejorar su funcionamiento, evitando los problemas y consiguiendo un sistema más robusto. Además, sería deseable conseguir esta mejora sin aumentar la complejidad de la antena monopulso. Una de estas posibles técnicas consiste en añadir diversidad en frecuencia a la antena monopulso. Con esta diversidad adicional, se puede conseguir reducir el error en la estimación de la dirección de llegada en la zona cercana al *broadside* gracias a la pendiente más abrupta del diagrama diferencia en la frecuencia superior.

Las antenas monopulso convencionales se basan en el híbrido *rat race* de 180° que pueden proporcionar las salidas suma y diferencia. La inclusión de técnicas de diversidad en la antena monopulso sin incrementar su complejidad se consigue cambiando directamente el híbrido por otro dispositivo que pueda proveer dicha diversidad.

Uno de estos dispositivos puede ser el *rat-race* reversible a dos frecuencias diferentes, descrito en la sección 3.13.2. Esto permite tener un circuito que funciona de manera diferente a dos frecuencias pero manteniendo fijas las puertas de entrada y de salida. De esta manera, la función monopulso puede conseguirse sin necesidad de un diplexor externo.

3.17.2. Implementación y Medidas

La antena monopulso está compuesta de dos monopolos de banda ancha y bajo perfil que han sido adaptados para cubrir las dos frecuencias de trabajo del *rat race* reversible de doble banda descrito en la sección 3.13.2. Se han conectado dos antenas idénticas a los puertos 2 y 4, según se muestra en la figura 3.62

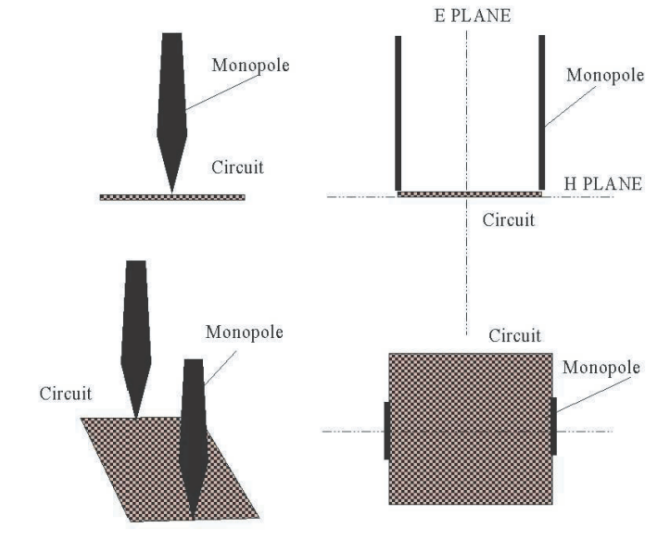


Figura 3.62: Esquema de conexión de antena monopulso.

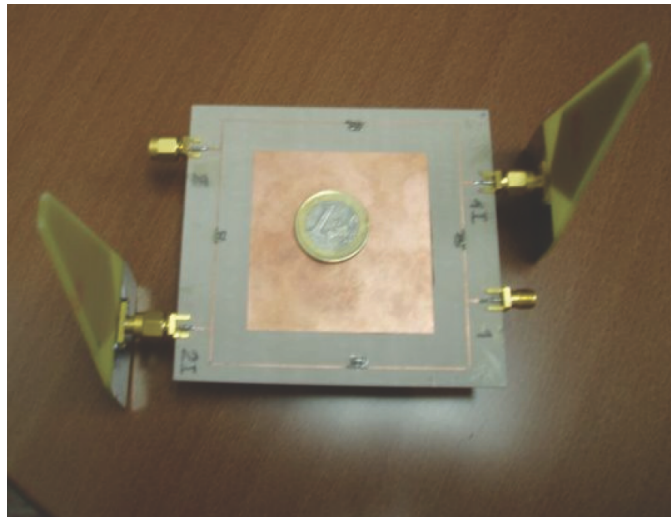


Figura 3.63: Prototipo de antena monopulso compuesto por dos monopolos y el rat-race reversible.

3.17. ANTENA MONOPULSO BASADO EN RAT-RACE REVERSIBLE DE DOBLE BANDA 149

La antena monopolo es un rombo truncado de banda ancha para cubrir las dos frecuencias de trabajo. La configuración de la antena monopulso se muestra en la figura 3.63. Ambas antenas están conectadas a las puertas de entrada del híbrido.

El diagrama de radiación de la antena en los dos planos principales, y a las dos frecuencias de trabajo, se muestran en la figuras 3.64, 3.65, 3.66 y 3.67.

Puede verse que hay un pequeño error en la dirección de apuntamiento (hacia $\phi = -5^\circ$ en vez de 0°). Este error puede ser debido a la disposición de las antenas, o a que exista alguna diferencia de fase entre los puertos a los que se conectan las antenas. Este error es un poco mayor a f_2 .

En la frecuencia inferior los puertos de salida son $P1 = \Sigma$ y $P3 = \Delta$ respectivamente. A la frecuencia superior los puertos de salida han cambiado. Por lo tanto, $P3 = \Sigma$ y $P1 = \Delta$

El circuito tiene propiedades de diplexado, por lo que se pueden conectar directamente dos procesadores monopulso, cada uno en un puerto de salida diferente, trabajando en frecuencias distintas, para conseguir diversidad a la hora de determinar el ángulo de llegada. De esta manera, se evita el tener que introducir un diplexor para separar las salidas Σ y Δ .

La función monopulso que permite detectar la dirección de llegada a ambas frecuencias se muestra en las figuras 3.68 y 3.69 Pueden distinguirse sin ambigüedad los nulos en cada una de las frecuencias, lo que permite una gran resolución. En cualquiera de las frecuencias, el nulo es menor de -20 dB. Si se estima la fase de la señal recibida, la fase introducida por el diagrama de radiación permitiría saber a qué lado del nulo se encuentra la fuente, lo que puede ser usado como señal de control para un apuntamiento automático.

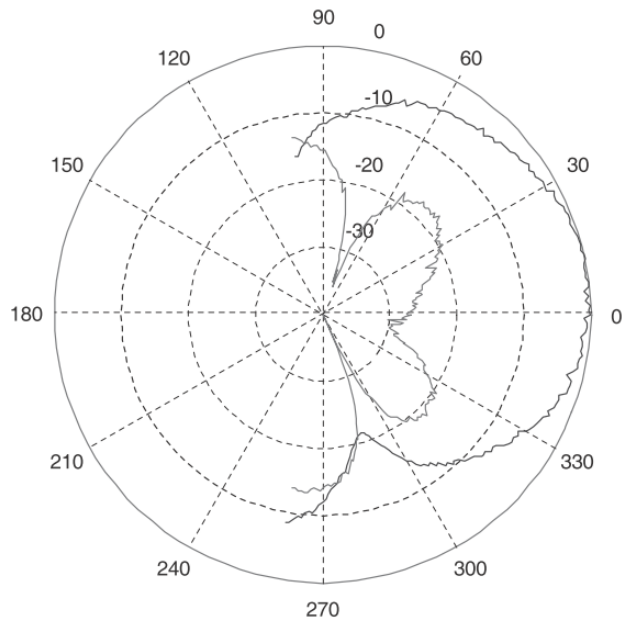


Figura 3.64: Diagrama de radiación en plano E de la antena monopulso a $f_1 = 950$ MHz (puertos Σ y Δ).

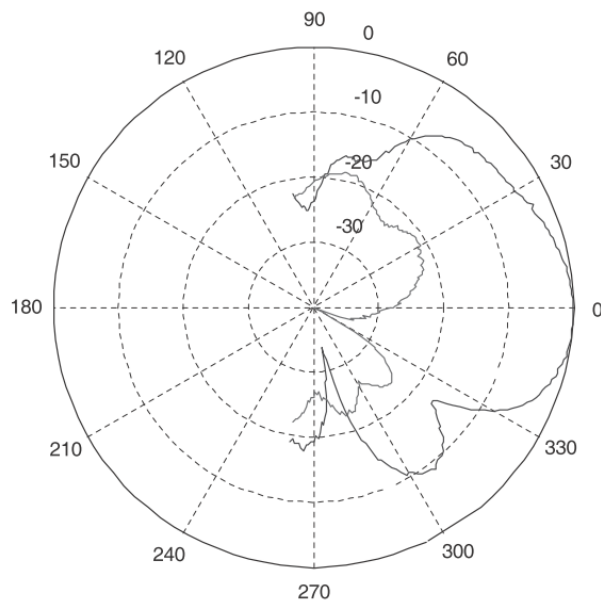


Figura 3.65: Diagrama de radiación en plano E de la antena monopulso a $f_2 = 1740$ MHz (puertos Σ y Δ).

3.17. ANTENA MONOPULSO BASADO EN RAT-RACE REVERSIBLE DE DOBLE BANDA151

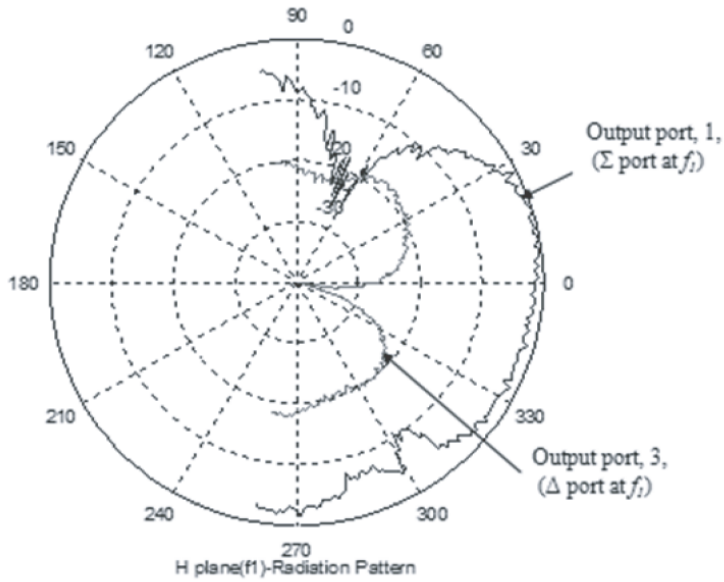


Figura 3.66: Diagrama de radiación en plano H de la antena monopulso a $f_1 = 950$ MHz (puertos Σ y Δ)

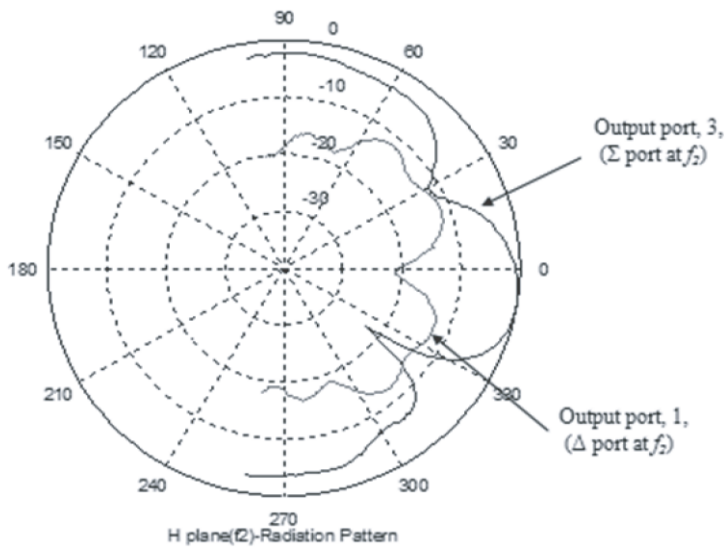


Figura 3.67: Diagrama de radiación en plano H de la antena monopulso a $f_2 = 1740$ MHz (puertos Σ y Δ).

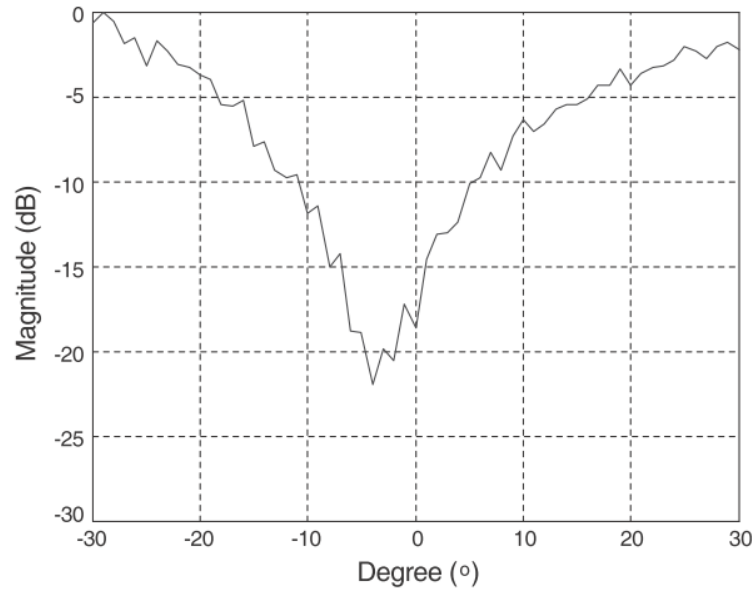


Figura 3.68: Función monopulso Δ/Σ a $f_1 = 950$ MHz.

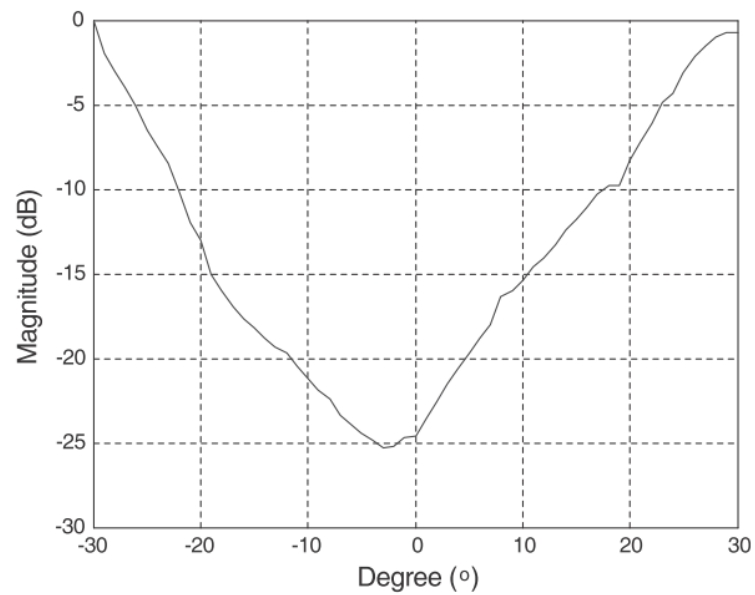


Figura 3.69: Función monopulso Δ/Σ a $f_2 = 1740$ MHz.

3.18. Diplexor Polarización / Frecuencia basado en líneas CRLH

3.18.1. Introducción

Los sistemas de navegación por satélite (GNSS) es otro de los campos a los que la aplicación de metamateriales puede traer grandes beneficios. En los últimos años, ha habido un gran aumento de los dispositivos electrónicos que incluyen la posibilidad de obtener su posición mediante GPS [109]. Ello ha propiciado una multitud de servicios que se basan en el conocimiento de la posición del usuario. Por otra parte, la modernización de GPS incluirá una segunda frecuencia para uso civil [109], y por otra parte, la llegada de nuevos sistemas de navegación como el europeo Galileo y el chino Compass, hará necesario que un mismo terminal pueda tratar diferentes señales en diferentes bandas de frecuencia simultáneamente. Además, estos terminales deberán ser portátiles, lo cual limitará el tamaño disponible para la sección de radio frecuencia.

Una característica común a todos los sistemas GNSS es que la señal se transmite con polarización circular a derechas [109] para aumentar la robustez ante las pérdidas por depolarización, y reducir el efecto del multipath (las señales reflejadas sufren un cambio en el sentido de giro). En la literatura se pueden encontrar ejemplos de antenas para doble frecuencia con polarización circular. En [114] se propone una antena espiral de banda ancha, que obtiene la polarización circular gracias a la estructura física, y en [17] se utilizan dos parches apilados con forma elipsoidal.

Sin embargo, los diseños anteriores no separan ambas señales, por lo que es necesario incluir una etapa de filtrado y separación. La intención del circuito presentado en esta sección es la de utilizar la capacidad de trabajar a dos frecuencias de las líneas CRLH para realizar un circuito capaz de generar la polarización circular a las dos frecuencias de trabajo, y al mismo tiempo servir de diplexor. Cada una de las señales aparecerá en un puerto diferente, sin necesidad de un posterior filtrado. Con esto, se consigue una reducción del espacio y del coste necesario.

3.18.2. Concepto de Diplexor Frecuencia / Polarización Circular

Una técnica conocida para obtener polarización circular es alimentar dos fuentes de polarización lineal ortogonales con un desfase de 90 grados entre ellas [89]. Dependiendo de cuál de las fuentes esté adelantada, se obtiene la polarización circular a izquierdas o a derechas. Normalmente el retraso se introduce mediante un divisor Wilkinson o un híbrido Branch-Line. El ancho de banda de la polarización circular depende de la estructura de alimentación. Además, son de una sola banda, así que no se pueden utilizar para un sistema de doble banda como GNSS.

Las propiedades de las líneas de transmisión CRLH nos ofrecen la capacidad de ajustar el retardo de fase de la estructura, permitiendo la capacidad de operar en dos bandas. En [131], se presenta un Branch-Line que opera bien en dos frecuen-

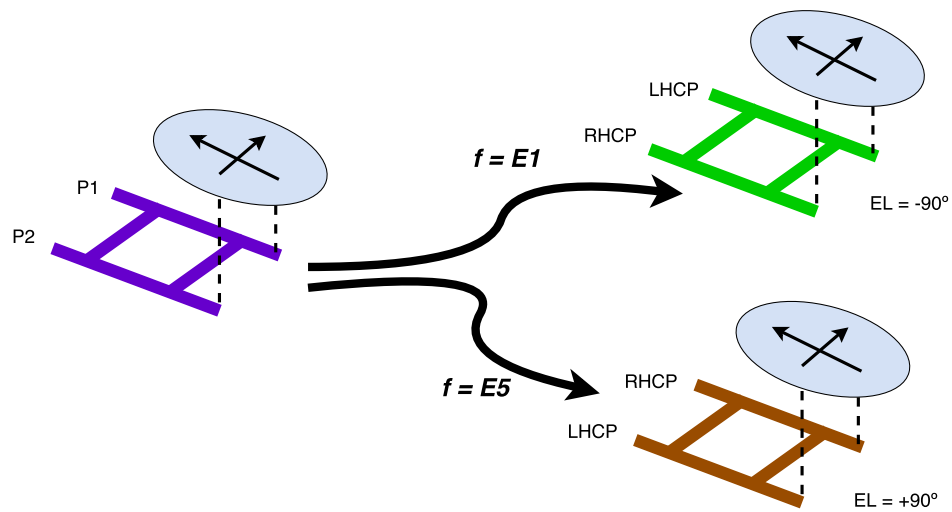


Figura 3.70: Comportamiento equivalente del Branch-Line basado en líneas CRLH a cada frecuencia.

cias, cuya razón puede ser elegido arbitrariamente. Sin embargo, esta relación es bastante alta, cercana a 2.

Otra cuestión es el diplexado de las señales. Las señales de la banda E5 y E1 deben separarse utilizando un diplexor, normalmente compuesto por filtros. Estos filtros ocupan espacio e incrementan el coste del sistema.

El concepto que se presenta aquí es una extensión del concepto presentado en [131] para tratar el problema de la separación de las señales. La estructura de alimentación se comportará de manera diferente (como si fueran dos *Branch-Lines* distintos) a cada una de las frecuencias (figura 3.70).

Un concepto similar, pero utilizando un híbrido *Rat-Race* se puede encontrar en [46]. La idea se basa en excitar dos modos ortogonales excitados con un desfase de $\pm 90^\circ$ para conseguir la polarización circular a derechas (RHCP) y a izquierdas (LHCP). A cada una de las frecuencias, los puertos de salida generan una polarización diferente entre sí, lo cual permite hacer un diplexado basado en la polarización. Por otra parte, los puertos intercambian la polarización generada dependiendo de la frecuencia de trabajo. Esto permite diplexado mediante la frecuencia, porque para una polarización dada, cada frecuencia aparece en un puerto diferente.

3.18.3. Diseño de Aplicación GNSS

Para diseñar el diplexor, son necesarias dos tipos de líneas de transmisión. Las impedancias deben ser $Z_1 = 35\Omega$ y $Z_2 = 50\Omega$, al igual que el *Branch-Line* convencional. El retardo de fase de las líneas de transmisión deben ser de -90° en la banda E1 y $+90^\circ$ en la banda E5. Para el diseño, se han utilizado líneas balanceadas, por lo que

3.18. DIPLEXOR POLARIZACIÓN / FRECUENCIA BASADO EN LÍNEAS CRLH155

	$Z = 50\Omega$	$Z = 35\Omega$
C_L	2.09 pF	2.95 pF
L_L	5.22 nH	3.69 nH
C_R	2.59 pF	3.66 pF
L_R	6.48 nH	4.58 nH
N	5	5

Tabla 3.6: Valores de los componentes para las líneas del diplexor CRLH para GNSS

$$Z_L = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}} = Z_R = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} = Z_{1,2}. \quad (3.108)$$

En este caso, se puede aproximar la respuesta en fase de la línea CRLH (ϕ_C) como la suma de las contribuciones de la parte RH y la LH independientemente.

$$\phi_R \approx -N2\pi f \sqrt{L_R C_R} \quad (3.109)$$

$$\phi_L \approx \frac{N}{2\pi f \sqrt{L_L C_L}} \quad (3.110)$$

$$\phi_C = \phi_R + \phi_L \quad (3.111)$$

donde f es la frecuencia, y N es el número de celdas que contiene la línea.

Para conseguir los parámetros de la línea a las dos frecuencias, tenemos que resolver las siguientes ecuaciones:

$$-P f_1 + \frac{Q}{f_1} = \phi_C(f_1) \quad (3.112)$$

$$-P f_2 + \frac{Q}{f_2} = \phi_C(f_2) \quad (3.113)$$

$$(3.114)$$

donde

$$P = 2\pi N \sqrt{L_R C_R} \quad (3.115)$$

$$Q = \frac{N}{2\pi \sqrt{L_L C_L}} \quad (3.116)$$

$$(3.117)$$

Utilizando los valores $f_1 = 1189$ MHz, $f_2 = 1575$ MHz, $\phi_C(f_1) = \pi/2$, $\phi_C(f_2) = -\pi/2$, los valores para los componentes son los mostrados en la tabla 3.6

Los parámetros S simulados del circuito con estos valores se muestra en las figuras 3.72 y 3.73. Se puede ver que en las bandas de interés el funcionamiento

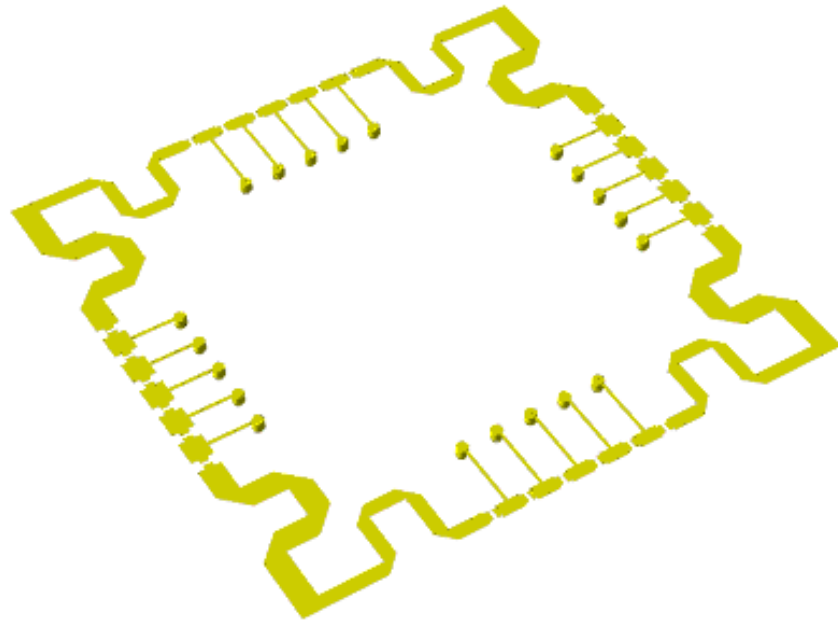


Figura 3.71: Esquema en 3D del circuito diplexor para GNSS

es el esperado. La potencia se divide por igual entre los dos puertos de salida, con los 90° de diferencia entre ellos. El diplexado se lleva a cabo gracias a la relación de fase de la polarización circular a derechas. En una de las frecuencias de trabajo, solamente en uno de los puertos de salida se compensan los 90° de desfase entre componentes, por lo que se combinan en fase. En el otro puerto se cancelan, por lo que no aparece la señal. En la segunda frecuencia, los desfases se invierten, por lo que la señal aparece en el otro puerto.

En el caso de utilizar la polarización circular a izquierdas, debido a los desfases, el papel de los puertos se intercambia. De esta manera, también el circuito puede utilizarse para separar la señal en dos polarizaciones ortogonales.

3.18.4. Implementación del Diplexor aplicado a Galileo E1 / E5

Tras comprobar que el diseño del diplexor cumple los requisitos, pasamos a la implementación utilizando tecnología *microstrip*. El sustrato elegido es Arlon 1000 ($\epsilon_r = 10$, $h = 1,27mm$.). La parte LH está implementada mediante elementos concentrados discretos. Los condensadores son de la marca Murata, la serie GJM, que tienen una baja tolerancia y una multitud de valores entre los que elegir. Las bobinas en paralelo se han realizado mediante *stubs* cortocircuitados en paralelo.

La figura 3.71 muestra un esquema del circuito. Se han introducido meandros en la línea *microstrip* para reducir el área ocupado por el circuito. Así, ocupa sola-

3.18. DIPLEXOR POLARIZACIÓN / FRECUENCIA BASADO EN LÍNEAS CRLH157

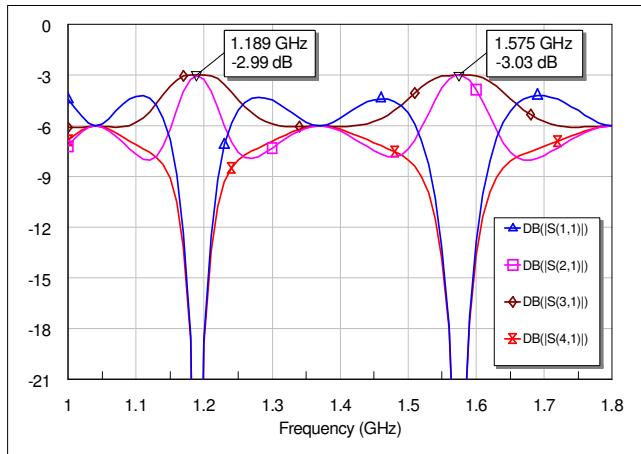


Figura 3.72: Simulación parámetros S usando componentes ideales (módulo).

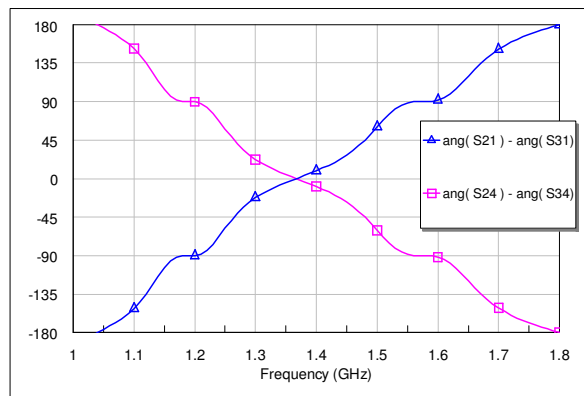


Figura 3.73: Simulación parámetros S usando componentes ideales (fase).

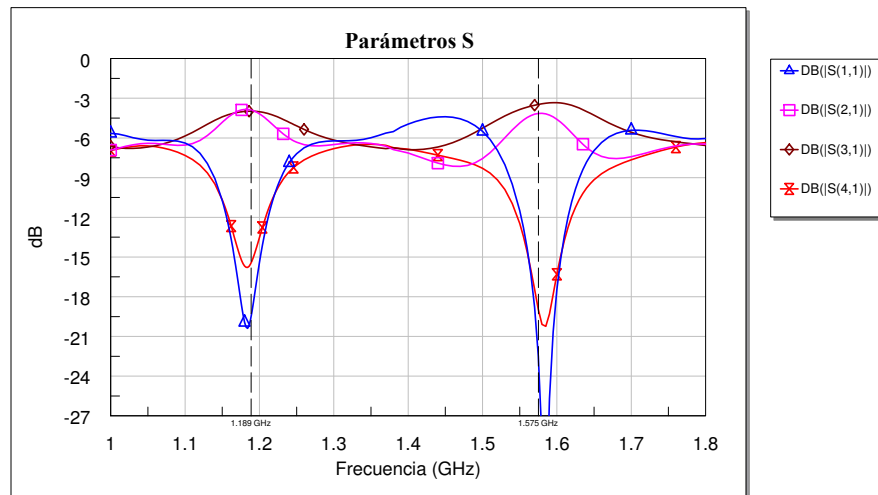


Figura 3.74: Simulación parámetros S usando datos del fabricante (módulo).

mente $55 \times 54 \text{ mm}^2$, lo cual es un ahorro considerable en área ocupada, y es perfecto para integrar el circuito alimentador bajo el plano de masa de la antena, resultando en un diseño compacto.

El circuito completo se ha simulado incluyendo los datos de parámetros S proporcionados por el fabricante de los condensadores. Estos datos incluyen todos los efectos parásitos. El resultado de esta simulación se puede ver en las figuras 3.74 y 3.75. Dichos resultados concuerdan con la simulación ideal.

Debido a las resistencias parásitas de los condensadores, existe una pérdida de alrededor de 1 dB en ambas bandas de paso. En la banda E1, además las amplitudes no están balanceadas. La respuesta en fase tiene una desviación de menos de 2° en ambas bandas.

3.18.5. Medidas del Diplexor

El circuito descrito fue construido para llevar a cabo las correspondientes medidas y comprobar su funcionamiento real. La figura 3.76 muestra una fotografía del prototipo construido.

Las medidas del circuito se llevaron a cabo mediante un analizador vectorial de redes. Se terminaban dos de los puertos mediante una carga adaptada, y se medían los parámetros S de los puertos restantes.

La medida de la adaptación de los puertos del circuito se muestra en la figura 3.77. Las medidas del resto de parámetros S se muestran en la figura 3.78, y la dife-

3.18. DIPLEXOR POLARIZACIÓN / FRECUENCIA BASADO EN LÍNEAS CRLH159

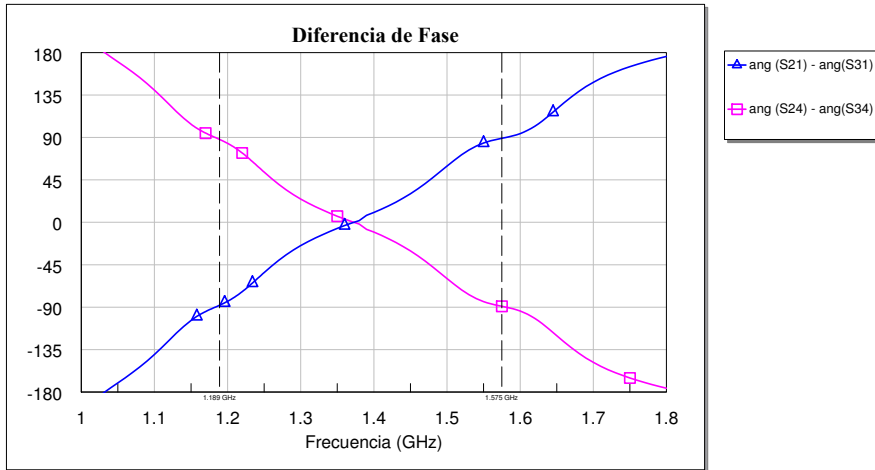


Figura 3.75: Simulación parámetros S usando datos del fabricante (fase).

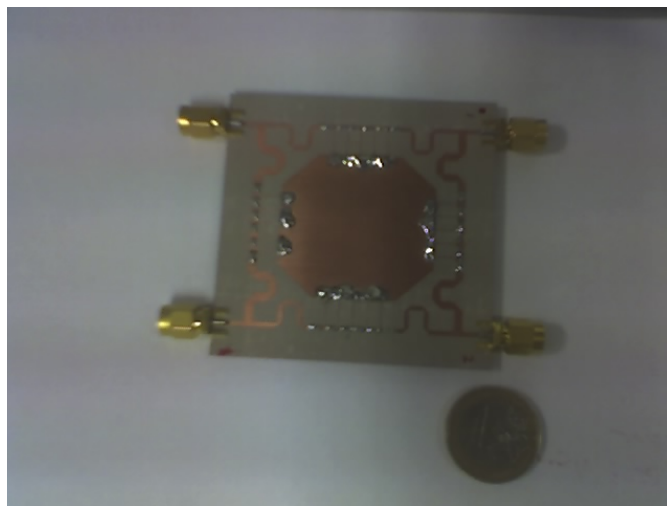


Figura 3.76: Prototipo del diplexor y alimentador con polarización circular.

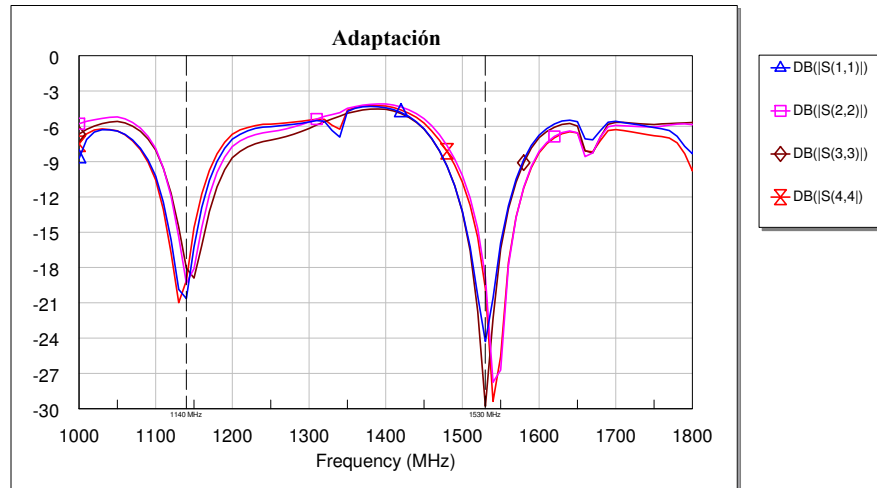


Figura 3.77: Medida de la adaptación de los puertos del prototipo del Diplexor CRLH para GNSS.

rencia de fase entre los puertos en la 3.79. Se puede comprobar que los resultados son casi idénticos a los obtenidos mediante simulación con datos del fabricante, en cuanto a pérdidas de inserción. La única diferencia es que en el prototipo construido, las bandas de trabajo se han desplazado unos 40 MHz. hacia frecuencias más bajas. Este efecto es debido a efectos parásitos no modelados, lo cual haría necesario una nueva iteración y modificar ligeramente las longitudes de las líneas microstrip.

3.18. DIPLEXOR POLARIZACIÓN / FRECUENCIA BASADO EN LÍNEAS CRLH161

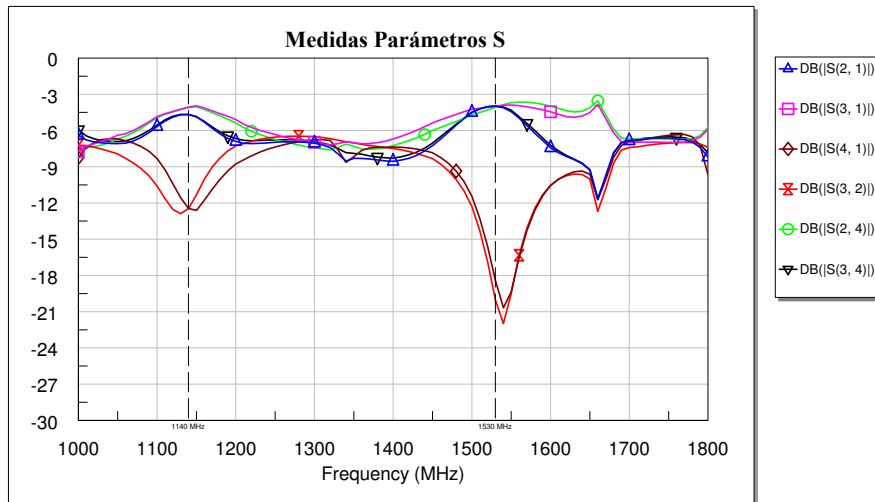


Figura 3.78: Medida de los parámetros S del prototipo del Diplexor CRLH para GNSS (módulo).

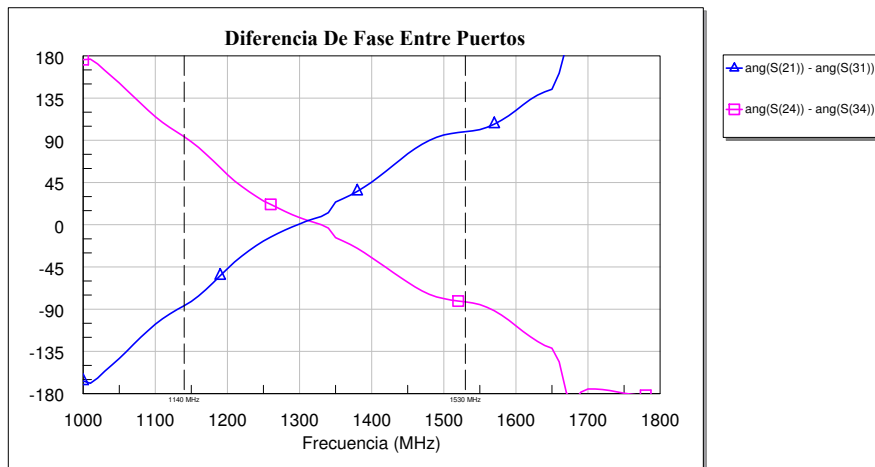


Figura 3.79: Medida de los parámetros S del prototipo del Diplexor CRLH para GNSS (fase).

Capítulo 4

Conclusiones Finales y Líneas Futuras

Los sistemas de comunicación inalámbricos están en continua evolución. Los usuarios demandan cada vez más capacidad, mejores servicios, mayor duración, mayor movilidad y un menor tamaño. Esto solamente se puede conseguir aumentando la eficiencia de todos los componentes por un lado, y por el otro haciendo que los componentes se puedan reutilizar, ocupando el mínimo espacio.

Esta Tesis recoge el trabajo realizado en dos áreas orientadas a conseguir antenas eficientes, compactas y de banda ancha.

Esta mayor eficiencia se intenta conseguir mediante el uso de antenas activas. Una antena activa consiste en una unión indisoluble entre el elemento radiante y el elemento activo. De esta manera se consigue mejorar el rendimiento del sistema reduciendo las pérdidas entre ellos, lo cual hace que aumente la figura de mérito. Existen diferentes funciones de antenas activas, como pueden ser amplificadoras, osciladoras o de conversión de frecuencia. La mayoría de las antenas activas amplificadoras que se pueden encontrar en la literatura son de banda estrecha, debido a las variaciones de impedancia entre el transistor y el elemento radiante.

En esta Tesis principalmente se presenta la técnica de la ecualización resistiva, que consiste en añadir líneas de alta impedancia terminado con resistencias de manera que se reduce la ganancia del amplificador en bajas frecuencias, mientras que en altas frecuencias no afecta. De esta manera, se consigue que la ganancia se mantenga plana. Esta técnica se puede aplicar tanto a antenas activas transmisoras como receptoras. En la antena receptora presentada se consigue una $G/T = -16dB/K$ en un ancho de banda relativo del 30%.

Sin embargo, uno de los problemas que presentan los dispositivos activos es que no son recíprocos. De esta manera, algunas de las definiciones válidas para antenas pasivas dejan de serlo en antenas activas, y las antenas activas son o bien transmisoras o bien receptoras.

Esto es el segundo problema tratado en esta Tesis. Para un sistema de comunicación bidireccional, es necesario que exista una función de diplexado, bien en un

circuito externo o bien en el propio radiador.

Utilizando las propiedades de las nuevas estructuras artificiales llamadas *meta-materiales*, se introducen nuevos grados de libertad que permiten el diseño de nuevos dispositivos. En esta Tesis se ha desarrollado el concepto de híbrido *rat-race* reversible a dos frecuencias. La mayor novedad es que funciona como un *rat-race* convencional, pero la función de los puertos se intercambia a las dos frecuencias. Esta es la mayor diferencia con los circuitos presentados anteriormente. En estos últimos, se buscaba el mismo comportamiento a ambas frecuencias. Teniendo comportamientos diferentes, es posible implementar esta función de diplexado, de una manera compacta.

Otra segunda aplicación del *rat-race* reversible es la de utilizarlo para conseguir diversidad a dos frecuencias en la implementación de una antena monopulso para la determinación de llegada de una señal.

Utilizando un concepto similar, también se ha desarrollado un diplexor en frecuencia y en polarización, que es capaz de separar dos frecuencias con la misma polarización, o dos señales con polarizaciones ortogonales a la misma frecuencia. Además de la aplicación como diplexor, también puede tener aplicaciones científicas o para obtener diversidad de polarización.

Sin embargo, estos circuitos diplexores no dejan de ser elementos externos, que aunque sean compactos, introducirán pérdidas. El siguiente paso, que se deja como una línea futura digna de ser explorada, es la creación de esta función de diplexión directamente en el elemento radiante. De esta manera se eliminaría la necesidad de elementos externos, y se podría conectar directamente la cadena de transmisión y la de recepción al radiador, reduciendo el tamaño del sistema y aumentando aún más el rendimiento. De esta forma, consiguiendo radiadores auto-diplexados, se relajarían los requisitos de espacio para los arrays con un gran número de radiadores, lo que haría que su precio se redujera ostensiblemente.

Bibliografía

- [1] Samer Abielmona, S. Gupta, and Christophe Caloz. Experimental Demonstration and Characterization of a Tunable CRLH Delay Line System for Impulse/Continuous Wave, 2007.
- [2] a.K. Iyer and GV Eleftheriades. Leaky-wave radiation from a two-dimensional negative-refractive-index transmission-line metamaterial. *Proceedings of 2004 URSIEMTS . . .*, pages 891–893, 2004.
- [3] CA Allen, Christophe Caloz, and Tatsuo Itoh. Leaky-waves in a metamaterial-based two-dimensional structure for a conical beam antenna application. *Microwave Symposium Digest, 2004 . . .*, pages 305–308, 2004.
- [4] H An, B Nauwelaers, and A Van de Capelle. Measurement technique for active microstrip antennas. *Electronics Letters*, 29(18):3–4, 1993.
- [5] H An, B Nauwelaers, and A Van de Capelle. Noise figure measurement of receiving active microstrip antennas. *Electronics Letters*, 29(18):1594–1596, 1993.
- [6] J.W. Andrews and Peter S. Hall. Phase-locked-loop control of active microstrip patch antennas. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 50(1):201–206, 2002.
- [7] Marco A Antoniades and George V. Eleftheriades. Compact linear lead/lag metamaterial phase shifters for broadband applications. *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, 2:103–106, 2003.
- [8] Marco A Antoniades and George V. Eleftheriades. A broadband 1: 4 series power divider using metamaterial phase-shifting lines. . . . *Conference, 2005 European*, pages 4–7, 2005.
- [9] Marco A Antoniades and George V. Eleftheriades. A Broadband Balun Using Metamaterial Phase-Shifting Lines. *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2B:332–335, 2005.
- [10] Marco A Antoniades and George V. Eleftheriades. A broadband series power divider using zero-degree metamaterial phase-shifting lines. *Microwave and Wireless Components Letters*, 15(11):808–810, 2005.

- [11] Marco A Antoniadis and George V. Eleftheriades. A broadband Wilkinson balun using microstrip metamaterial lines. *Antennas and Wireless Propagation Letters*, 4:209–212, 2005.
- [12] Marco A Antoniadis and Jiang Zhu. Compact, wideband and multiband antennas based on metamaterial concepts. *Antennas and ...*, 2010.
- [13] Juan Domingo Baena and Jordi Bonache. Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 53(4):1451–1461, 2005.
- [14] J. Barbero, C. Martin, and P. Tejedor. On the measurement of G/T of active antennas. *Proc. AMTA 91*, pages 947–950, 1991.
- [15] DK Barton. The Future of Pulse Radar for Missile and Space Range Instrumentation. *Military Electronics, IRE Transactions on*, pages 330–351, 1961.
- [16] Joel Birkeland and Tatsuo Itoh. A circularly polarized FET oscillator active radiating element. ... *Symposium Digest, 1991., IEEE MTT-S ...*, 1991.
- [17] L Boccia, G Amendola, and G Di Massa. A dual frequency microstrip patch antenna for high-precision GPS applications. *Antennas and Wireless ...*, 3:157–160, 2004.
- [18] DG Bodnar and AJ Simmons. The definition of gain for active antenna systems and for planar arrays: comments and requests for input. *Antennas and Propagation Society ...*, (October):1989, 1989.
- [19] RS Bokulic. Use basic concepts to determine antenna noise temperature. *Microwaves & RF*, 1991.
- [20] Jordi Bonache, I. Gil, J. Garcia-Garcia, and Ferran Martin. Complementary split ring resonators for microstrip diplexer design. *Electronics Letters*, 41(14):810, July 2005.
- [21] Jordi Bonache, Gerard Siso, Marta Gil, A Iniesta, J Garcia-Rincon, and Ferran Martin. Application of Composite Right/Left Handed (CRLH) Transmission Lines based on Complementary Split Ring Resonators (CSRRs) to the Design of Dual-Band Microwave Components, 2008.
- [22] L. Brillouin. *Wave propagation in periodic structures*. McGraw-Hill, New York, 1946.
- [23] Christophe Caloz. Dual Composite Right/Left-Handed (D-CRLH) Transmission Line Metamaterial. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 16(11):585–587, November 2006.

- [24] Christophe Caloz. Emerging metamaterial antennas and their advantages over conventional approaches. *URSI Int. Symp. on Electromagnetic Theory (EMTS)*, pages 26–28, 2007.
- [25] Christophe Caloz. Perspectives on EM metamaterials. *Materials Today*, 12(3):12–20, March 2009.
- [26] Christophe Caloz. *Metamaterial Dispersion Engineering Concepts and Applications*, 2011.
- [27] Christophe Caloz and Tatsuo Itoh. Application of the transmission line theory of left-handed (LH) materials to the realization of a microstrip LH transmission line. *Antennas and Propagation Society USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2:412–415, 2002.
- [28] Christophe Caloz and Tatsuo Itoh. A Novel Mixed Conventional Microstrip and Composite Right / Left-Handed Backward-Wave Directional Coupler With Broadband and Tight Coupling Characteristics. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 14(1):2003–2005, 2004.
- [29] Christophe Caloz and Tatsuo Itoh. Electronically-controlled metamaterial-based transmission line as a continuous-scanning leaky-wave antenna. *2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IEEE Cat. No.04CH37535)*, pages 313–316, 2004.
- [30] Christophe Caloz and Tatsuo Itoh. *Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications*. John Wiley & Sons, 2005.
- [31] Christophe Caloz and Tatsuo Itoh. Metamaterials for High-Frequency Electronics. *Proceedings of the IEEE*, 93(10):1744–1752, October 2005.
- [32] Christophe Caloz and Tatsuo Itoh. Principles and applications of dual-band operation in composite right/left-handed metamaterials. pages 1–13, November 2010.
- [33] Christophe Caloz, Tatsuo Itoh, and Andreas Rennings. CRLH metamaterial leaky-wave and resonant antennas. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 50(5):25–39, 2008.
- [34] Christophe Caloz and Hoang Van Nguyen. Novel broadband conventional- and dual-composite right/left-handed (C/D-CRLH) metamaterials: properties, implementation and double-band coupler application. *Applied Physics A*, 87(2):309–316, January 2007.
- [35] Christophe Caloz, Hiroshi Okabe, Taisuke Iwai, and Tatsuo Itoh. Anisotropic PBG surface and its transmission line model. In *URSI Digest, IEEE-AP-S USNC/URSI National Radio Science Meeting, San Antonio, TX*, volume 224, 2002.

- [36] Christophe Caloz and Andreas Rennings. Overview of resonant metamaterial antennas. *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, pages 615–619, 2009.
- [37] Christophe Caloz, A Sanada, and Tatsuo Itoh. Microwave applications of transmission-line based negative refractive index structures. *Asia-Pacific Microwave Conference*, pages 1708–1713, 2003.
- [38] Christophe Caloz, A Sanada, L Liu, and Tatsuo Itoh. A broadband left-handed (LH) coupled-line backward coupler with arbitrary coupling level. *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1:317 – 320, 2003.
- [39] Christophe Caloz, Atsushi Sanada, and Tatsuo Itoh. A novel composite right-/left-handed coupled-line directional coupler with arbitrary coupling level and broad bandwidth. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 52(3):980–992, 2004.
- [40] N. Camilleri and B. Bayraktaroglu. Monolithic millimeter-wave IMPATT oscillator and active antenna. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 36(12):1670–1676, December 1988.
- [41] MH Capstick. Microstrip lowpass-bandpass diplexer topology. *Electronics Letters*, 35(22):1958–1960, 1999.
- [42] H.J. Carlin and J.J. Komiak. A New Method of Broad-Band Equalization Applied to Microwave Amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 27(2):93–99, February 1979.
- [43] DJ Carlson, Chris Weigand, and Timothy Boles. MMIC based phased array radar T/R modules. *Radar Conference (EuRAD)*, (October):455–458, 2010.
- [44] Francisco P Casares-miranda, Carlos Camacho-pe nalosa, and Christophe Caloz. Active composite right/left-handed leaky-wave antennas. *Antennas and ...*, 1(1):48–51, 2006.
- [45] Francisco P Casares-miranda, Carlos Camacho-pe nalosa, and Christophe Caloz. High-gain active composite right/left-handed leaky-wave antenna, 2006.
- [46] David Castro-Galán, Luis Enrique Garcia-Muñoz, and Daniel Segovia-Vargas. Diversity monopulse antenna based on a dual-frequency and dual mode CRLH rat-race coupler. *Progress In Electromagnetics Research*, 14:87–106, 2009.
- [47] Kai Chang, Robert A York, Peter S. Hall, and Tatsuo Itoh. Active integrated antennas. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 50(3):937–944, 2002.

- [48] Pei-Ling Chi, Cheng-Jung Lee, and Tatsuo Itoh. A compact dual-band metamaterial-based rat-race coupler for a MIMO system application. *2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pages 667–670, 2008.
- [49] Pei-Ling Chi, Benjamin Williams, and Tatsuo Itoh. Recent progress in applications of CRLH structure for active microwave circuits. *General Assembly and Scientific ...*, pages 3–6, 2011.
- [50] Robert E Collin. *Foundations for microwave engineering*. McGraw-Hill, New York, 1992.
- [51] Tie Jun Cui, David R. Smith, and Ruopeng Liu. *Metamaterials: theory, design, and applications*. Springer, 2009.
- [52] Luca Daniel and Manolis Terrovitis. A Broadband Low-Noise-Amplifier. *EECS217-Microwave Circuit Design*, (May), 1999.
- [53] W.R. Deal, V. Radisic, and Tatsuo Itoh. Integrated-antenna push-pull power amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(8):1418–1425, 1999.
- [54] WR Deal, Vesna Radisic, Yongxi Qian, and Tatsuo Itoh. Novel push-pull integrated antenna transmitter front-end. *Microwave and Guided Wave Letters*, 8(11):405–407, 1998.
- [55] P.E. Dewdney, P.J. Hall, R.T. Schilizzi, and T.J.L.W. Lazio. The Square Kilometre Array. *Proceedings of the IEEE*, 97(8):1482–1496, August 2009.
- [56] Robert H Dicke, P James E Peebles, Peter G Roll, and David T Wilkinson. Cosmic Black-Body Radiation. *The Astrophysical Journal*, 142:414–419, 1965.
- [57] Yuandan Dong and Tatsuo Itoh. Realization of a composite right/left-handed leaky-wave antenna with circular polarization. *Microwave Conference Proceedings APMC 2010 AsiaPacific*, pages 865–868, 2010.
- [58] Wolfgang Duerr, Wolfgang Menzel, and Hermann Schumacher. A low-noise active receiving antenna using a SiGe HBT. *IEEE microwave and guided ...*, 7(3):3–6, 1997.
- [59] Alexandre Dupuy, Kevin M. K. H. Leong, and Tatsuo Itoh. Class-F power amplifier using a multi-frequency composite right/left-handed transmission line harmonic tuner. *Microwave Symposium Digest*, 2005.
- [60] Alexandre Dupuy, Kevin M. K. H. Leong, R Staraj, G Jacquemod, and Tatsuo Itoh. Inverse Class-F Power Amplifier Using Composite Right/Left-Handed Transmission Lines as a Harmonic Trap, 2006.

- [61] Miguel Durán-sindreu, Jordi Bonache, Ferran Martin, and Tatsuo Itoh. Novel fully-planar extended-composite right/left handed transmission line based on substrate integrated waveguide for multi-band applications. *Microwave Conference (EuMC), 2012 42nd European*, pages 578–581, 2012.
- [62] Miguel Durán-sindreu, Gerard Siso, Jordi Bonache, and Ferran Martin. Fully planar implementation of generalized composite right/left handed transmission lines for quad-band applications, 2010.
- [63] Miguel Duran-sindreu, Gerard Siso, Jordi Bonache, and Ferran Martin. Planar Multi-Band Microwave Components Based on the Generalized Composite Right/Left Handed Transmission Line Concept, 2010.
- [64] George V Eleftheriades and Keith G Balmain. *Negative-refraction metamaterials: fundamental principles and applications*. John Wiley & Sons, 2005.
- [65] George V Eleftheriades, Ashwin K Iyer, and Peter C Kremer. Planar negative refractive index media using periodically LC loaded transmission lines. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 50(12):2702–2712, 2002.
- [66] Nader Engheta and Richard W Ziolkowski. *Metamaterials: physics and engineering explorations*. John Wiley & Sons, 2006.
- [67] Francisco J Falcone, Txema Lopetegi, Juan Domingo Baena, Ricardo Marqués, Ferran Martin, and Mario Sorolla. Effective negative- ϵ stopband microstrip lines based on complementary split ring resonators. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 14(6):280–282, 2004.
- [68] Francisco J Falcone, Ferran Martin, Jordi Bonache, M. A. G. Laso, J. Garcia-Garcia, Juan Domingo Baena, Ricardo Marques, and M. Sorolla. Stop-band and band-pass characteristics in coplanar waveguides coupled to spiral resonators. *Microwave and Optical Technology Letters*, 42(5):386–388, September 2004.
- [69] GJ Foschini and MJ Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless personal communications*, pages 311–335, 1998.
- [70] HT Friis. Noise figures of radio receivers. *Proceedings of the IRE*, pages 419–422, 1944.
- [71] S Gao. High efficiency class-F RF/microwave power amplifiers. *Microwave Magazine, IEEE*, (February 2006):40–48, 2006.
- [72] J Garcia-Garcia and Jordi Bonache. Miniaturized microstrip and CPW filters using coupled metamaterial resonators. *Microwave Theory . . .*, 54(6):2628–2635, 2006.

- [73] Ramesh Garg, Prakash Bhartia, Inder Bahl, and Apisak Ittipiboon. *Microstrip antenna design handbook*. Artech House, 2001.
- [74] Ignacio Gil, Jordi Bonache, Joan Garcia-Garcia, Francisco J Falcone, and Ferran Martin. Metamaterials in microstrip technology for filter applications. *Antennas and Propagation Society International Symposium*, (1):668–671, 2005.
- [75] Marta Gil, Jordi Bonache, and Ferran Martin. Metamaterial filters: A review. *Metamaterials*, 2(4):186–197, December 2008.
- [76] Marta Gil, Jordi Bonache, Jordi Selga, Joan Garcia-Garcia, and Ferran Martin. High-pass Filters Implemented by Composite Right/Left Handed (CRLH) Transmission Lines Based on Complementary Split Rings Resonators (CSRRs). *PIERS Online*, 3(3):251–253, 2007.
- [77] L A L C Godara and Senior Member. Applications of Antenna Arrays to Mobile Communications , Part I : Performance Improvement , Feasibility , and System Considerations. 85(7):1031–1060, 1997.
- [78] Jian-Qiang Gong, Chang-Hong Liang, and Bian Wu. Novel dual-band hybrid coupler using improved simplified CRLH transmission line stubs. *Microwave and Optical Technology Letters*, 52(11):2473–2476, August 2010.
- [79] Jian-Qiang Gong and Chang-Hong Liang Chang-Hong Liang. Novel dual-band hybrid coupler using improved simplified CRLH transmission line stubs. In *2010 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, volume 1, pages 856–859. IEEE, May 2010.
- [80] Vicente Gonzalez-Posadas, J.L. Jimenez-Martin, A. Parra-Cerrada, Daniel Segovia-Vargas, and Luis Enrique Garcia-Muñoz. Dual-composite right-left-handed transmission lines for the design of compact diplexers. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 4(8):982, 2010.
- [81] Vicente Gonzalez-Posadas, Jose Luis Jimenez-Martin, F.J. Arques, Francisco Javier Herraiz-martínez, and Daniel Segovia-Vargas. Estudio y Estrategias de diseño para amplificadores de doble banda de alto rendimiento. Estructuras con líneas CRLH y ECRLH. *XXIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, (1):22–24, 2008.
- [82] Vicente Gonzalez-Posadas, Jose Luis Jimenez-Martin, Luis Enrique Garcia-Muñoz, and Daniel Segovia-Vargas. Novel Diplexer made with Dual-Composite Right/Left-Handed Lines (D-CRLH). *2008 14th Conference on Microwave Techniques*, pages 1–4, April 2008.
- [83] Vicente Gonzalez-Posadas, J.M. Rodriguez, J.E. González, C. Rueda, and Carlos Martin Pascual. Design methodology for high efficiency active radiators. *Microwave Journal*, (September), 2001.

- [84] Vicente Gonzalez-Posadas, Daniel Segovia-Vargas, JL Vázquez, Eva Rajoiglesias, and Carlos Martin Pascual. Review and Classification of Active Antennas. *APPLIED MICROWAVE & WIRELESS*, 2002.
- [85] W Grabherr and W Menzel. Broadband, low-noise active receiving microstrip antenna. *Microwave Conference, 1994. 24th ...*, 1994.
- [86] A. Grbic and George V. Eleftheriades. A backward-wave antenna based on negative refractive index L-C networks. In *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, volume 4, pages 340–343. IEEE, 2002.
- [87] Anthony Grbic and George V. Eleftheriades. Experimental verification of backward-wave radiation from a negative refractive index metamaterial. *Journal of Applied Physics*, 92(10):5930, 2002.
- [88] JB Hacker, MP De Lisio, and Moonil Kim. A 10-watt X-band grid oscillator. *IEEE MTT-S*, pages 823–826, 1994.
- [89] P S Hall, J S Dahele, and J R James. Design principles of sequentially fed, wide bandwidth, circularly polarised microstrip antennas. In *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings H*, volume 136, pages 381–389. IET, 1989.
- [90] CY Hang and WR Deal. High-efficiency push-pull power amplifier integrated with quasi-Yagi antenna. *Microwave Theory and ...*, 49(6):1155–1161, 2001.
- [91] William W Hansen. Radiating electromagnetic wave guide, US Patent 2,402,622, 1940.
- [92] G W Hein, J A Rodriguez, S Wallner, B Eissfeller, T Pany, and P Hartl. Envisioning a Future GNSS System of Systems Part 1. *Inside GNSS*, 2(2):64–72, 2007.
- [93] Francisco Javier Herraiz-martínez. Multi-Frequency Printed Dipoles Loaded with Metamaterial Particles. ... 2008. *COMITE 2008 ...*, pages 0–3, 2008.
- [94] Francisco Javier Herraiz-martínez, Vicente Gonzalez-Posadas, Luis Enrique Garcia-Muñoz, and Daniel Segovia-vargas. Multifrequency and dual-mode patch antennas partially filled with left-handed structures. *Antennas and ...*, 56(8):2527–2539, 2008.
- [95] Y Horii, Christophe Caloz, and Tatsuo Itoh. Vertical multi-layered implementation of a purely left-handed transmission line for super-compact and dual-band devices. *Microwave Conference, 2004. 34th ...*, pages 0–2, 2004.

- [96] Y Horii, Christophe Caloz, and Tatsuo Itoh. Narrow passband response of unbalanced CRLH transmission line structure composed of capacitively coupled dielectric resonators, 2005.
- [97] Yasushi Horii, Christophe Caloz, and Tatsuo Itoh. Super-compact multi-layered left-handed transmission line and diplexer application. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 53(4):1527–1534, 2005.
- [98] KA Hummer and Kai Chang. Microstrip active antennas and arrays. ... *Symposium Digest, 1988., IEEE MTT-S ...*, pages 963–966, 1988.
- [99] Hideo Iizuka and P.S. Hall. A Left-Handed Dipole Concept. *IEEE International Workshop on Antenna Technology Small Antennas and Novel Metamaterials, 2006.*, (1):396–399, 2006.
- [100] Rubaiyat Islam and George V. Eleftheriades. Phase-Agile Branch-Line Couplers. *IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS*, 14(7):340–342, 2004.
- [101] A.K. Iyer and George V. Eleftheriades. Negative refractive index metamaterials supporting 2-D waves. In *2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, volume 2, pages 1067–1070. IEEE, 2002.
- [102] D. R. Jackson, Christophe Caloz, and Tatsuo Itoh. Leaky-Wave Antennas. *Proceedings of the IEEE*, 100(7):2194–2206, July 2012.
- [103] Seung Hun Ji, Gyu Seok Hwang, Choon Sik Cho, Jae W Lee, and Jaeheung Kim. 836 MHz/1.95GHz Dual-Band Class-E Power Amplifier Using Composite Right/Left-Handed Transmission Lines. *2006 European Microwave Conference*, 0(September):356–359, 2006.
- [104] SH Ji, CS Cho, JW Lee, and Jaeheung Kim. Concurrent dual-band class-E power amplifier using composite right/left-handed transmission lines. *Microwave Theory and ...*, 55(6):1341–1347, 2007.
- [105] JL Jimenez-Martin, Vicente Gonzalez-Posadas, J.E. Gonzalez-Garcia, and F.J. Arques. Dual band high efficiency class CE power amplifier based on CRLH diplexer. *Progress In Electromagnetics Research*, 97:217–240, 2009.
- [106] Jose Luis Jimenez-Martin, Vicente Gonzalez-Posadas, F.J. Arques, Luis Enrique Garcia-Muñoz, and Daniel Segovia-Vargas. Dual Band High Efficiency Power Amplifier Based on CRLH Lines. *Radioengineering*, 18(4):567–578, 2009.
- [107] Klaus Johannsen and Albert Koury. The Moon as Source for G/T Measurements. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, AES-10(5):718–727, September 1974.

- [108] Minwook Kang Minwook Kang, Christophe Caloz, and Tatsuo Itoh. Miniaturized MIM CRLH transmission line structure and application to backfire-to-endfire leaky-wave antenna. *IEEE Antennas and Propagation Society Symposium 2004*, 1:827–830, 2004.
- [109] Elliott D Kaplan and Christopher J Hegarty. *Understanding GPS: principles and applications*. Artech house, 2005.
- [110] T Kawai, M Nakamura, S Tanigawa, I Ohta, and A Enokihara. Band-broadening design technique of CRLH-TLs branch-line couplers operating at two arbitrary frequencies using CRLH-TLs matching networks, 2009.
- [111] Hyungrak Kim and Young Joong Yoon. Wideband Design of the Fully Integrated Transmitter Front-End With High Power-Added Efficiency. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 55(5):916–924, May 2007.
- [112] BA Kopp, Michael Borkowski, and George Jerinic. Transmit/receive modules. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 50(3):827–834, 2002.
- [113] UR Kraft. Gain and G/T of multielement receive antennas with active beamforming networks. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 48(12):1818–1829, 2000.
- [114] A. Kumar, A. D. Sarma, A. K. Mondal, and K. Yedukondalu. A wide band antenna for multi-constellation GNSS and augmentation systems. *Progress In Electromagnetics Research M*, 11:65–77, 2010.
- [115] K. Kurokawa. Power waves and the scattering matrix. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 13(1):194–202, March 1965.
- [116] Dan Kuylenstierna, Sten E Gunnarsson, and Herbert Zirath. Lumped-element quadrature power splitters using mixed right/left-handed transmission lines. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 53(8):2616–2621, 2005.
- [117] Anthony Lai, Christophe Caloz, and Tatsuo Itoh. Microwave devices based on composite right/left-handed (CRLH) transmission line metamaterials. *IEEE International Workshop on Antenna Technology*, pages 69–72, 2005.
- [118] Anthony Lai, Kevin M. K. H. Leong, and Tatsuo Itoh. A novel N-port series divider using infinite wavelength phenomena. *Microwave Symposium Digest*, 00(C):1001–1004, 2005.
- [119] Anthony Lai, Kevin M. K. H. Leong, and Tatsuo Itoh. Dual-Mode Compact Microstrip Antenna Based on Fundamental Backward Wave. *2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, 4:1–4, 2005.

- [120] Anthony Lai, Kevin M. K. H. Leong, and Tatsuo Itoh. Novel series divider for antenna arrays with arbitrary element spacing based on a composite right/left-handed transmission line. *2005 European Microwave Conference*, page 4 pp., 2005.
- [121] Anthony Lai, Kevin M. K. H. Leong, and Tatsuo Itoh. Microwave devices based on left-handed transmission lines. *2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pages 394–397, 2006.
- [122] Anthony Lai, Wei-yang Wu, Kevin M. K. H. Leong, Tatsuo Itoh, and Christophe Caloz. Quasi-Optical Manipulations of Microwaves Using Metamaterial Interfaces. *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1B(2):273–276, 2005.
- [123] C.-J. Cheng-Jung Lee Cheng-Jung Lee, Kevin M. K. H. Leong, and Tatsuo Itoh. Composite Right/Left-Handed Transmission Line Based Compact Resonant Antennas for RF Module Integration. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 54(8):2283–2291, August 2006.
- [124] Cheng-Jung Lee, Wei Huang, Ajay Gummalla, and Maha Achour. Small Antennas Based on CRLH Structures: Concept, Design, and Applications. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 53(2):10–25, 2011.
- [125] Cheng-jung Lee, Kevin K. H. Leong, and Tatsuo Itoh. Compact Dual-Band Antenna Using an Anisotropic Metamaterial. *2006 European Microwave Conference*, 1(c):1044–1047, September 2006.
- [126] Cheng-jung Lee, Kevin K. H. Leong, and Tatsuo Itoh. Metamaterial Transmission Line Based Bandstop and Bandpass Filter Designs Using Broadband Phase Cancellation. *2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1:935–938, 2006.
- [127] Cheng-jung CJ Cheng-Jung Lee Cheng-Jung Lee, Kevin M. K. H. Leong, and Tatsuo Itoh. Design of Resonant Small Antenna Using Composite Right/Left-Handed Transmission Line. *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2B(L):2–5, 2005.
- [128] JJ Lee. G/ T and noise figure of active array antennas. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 41(2):241–244, 1993.
- [129] Kevin M. K. H. Leong and Tatsuo Itoh. A broadband microstrip-to-cps transition using composite right/left-handed transmission lines with an antenna application. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005.*, 0(C):1949–1952, 2005.
- [130] Sungjoon Lim, Christophe Caloz, and Tatsuo Itoh. Metamaterial-based electronically controlled transmission-line structure as a novel leaky-wave an-

- tenna with tunable radiation angle and beamwidth. *Microwave Theory and Techniques, ...*, 52(12):2678–2690, December 2004.
- [131] I-hsiang Lin, Christophe Caloz, and Tatsuo Itoh. A branch-line coupler with two arbitrary operating frequencies using left-handed transmission lines. *Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International*, (3):3–6, 2003.
- [132] I-hsiang Lin, Marc Devincendis, Christophe Caloz, and Tatsuo Itoh. Arbitrary dual-band components using composite right/left-handed transmission lines. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 52(4):1142–1149, 2004.
- [133] J Lin and Tatsuo Itoh. Active integrated antennas. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 1994.
- [134] Lei Liu, Christophe Caloz, and Tatsuo Itoh. Dominant mode leaky-wave antenna with backfire-to-endfire scanning capability. *Electronics Letters*, 38(23):1414–1416, November 2002.
- [135] J Louet. The Envisat Mission and System. (june):10–25, 2001.
- [136] G Ma and Peter S. Hall. Direct downconversion active antennas for modulation and demodulation. *Microwave and Millimeter ...*, 2000.
- [137] G Ma, Peter S. Hall, P Gardner, and M Hajian. Active integrated antennas using the direct-conversion detection. 2001.
- [138] R. Marqués, J. Martel, Francisco Mesa, and Francisco Medina. Left-Handed-Media Simulation and Transmission of EM Waves in Subwavelength Split-Ring-Resonator-Loaded Metallic Waveguides. *Physical Review Letters*, 89(18):183901, October 2002.
- [139] Ricardo Marqués, Ferran Martin, and Mario Sorolla. *Metamaterials with negative parameters: theory, design and microwave applications*, volume 183. John Wiley & Sons, 2008.
- [140] Ferran Martin, Jordi Bonache, Francisco J Falcone, Mario Sorolla, and R. Marqués. Split ring resonator-based left-handed coplanar waveguide. *Applied Physics Letters*, 83(22):4652, 2003.
- [141] JLJ Martin and Carlos Martin Pascual. HIGH EFFICIENCY MODE AMPLIFIER POWERS HIGH EFFICIENCY ACTIVE TRANSMITTING PATCH ANTENNA. *MTT-S Digest, 1998, IEEE ...*, 1998.
- [142] Carlos Martin Pascual, Vicente Gonzalez-Posadas, and Eva Rajo-iglesias. Patches: The most versatile radiator? *AIC 2001, Rhodes, Greece*, 2001.

- [143] RD Martinez and RC Compton. High-efficiency FET/microstrip-patch oscillators. *Antennas and Propagation . . .*, 36(1):16–19, 1994.
- [144] Javier Mata-contreras, Carlos Camacho-pe nalousa, and T M Martin-Guerrero. Active Distributed Mixers Based on Composite Right/Left-Handed Transmission Lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory And Techniques*, 57(5):1091–1101, 2009.
- [145] Javier Mata-contreras, T M Martin-Guerrero, and Carlos Camacho-pe nalousa. Active composite right/left-handed transmission line-based mixers. *MELECON 2006 2006 IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, pages 276–279, 2006.
- [146] Javier Mata-contreras, T M Martin-Guerrero, and Carlos Camacho-pe nalousa. Assessment of a Composite Right/Left-Handed Transmission Line-based Distributed Amplifier implemented in microstrip technology. *2006 European Microwave Conference*, (September):1586–1589, 2006.
- [147] Shin-ichiro Matsuzawa, Kazuo Sato, Atsushi Sanada, Hiroshi Kubo, and Shuji Aso. Left-handed leaky wave antenna for millimeter-wave applications. *Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials, 2005. IWAT 2005. IEEE International Workshop on*, pages 183–186, 2005.
- [148] CM Montiel, Lu Fan, and Kai Chang. A novel active antenna with self-mixing and wideband varactor-tuning capabilities for communication and vehicle identification applications. *Microwave Theory and . . .*, 44(12), 1996.
- [149] Kohei Mori and Tatsuo Itoh. CRLH metamaterial receiving leaky wave antenna integrated with distributed amplifier. *Microwave Conference, 2008. APMC 2008. Asia*, 2008.
- [150] Kohei Mori and Tatsuo Itoh. Distributed Amplifier with CRLH-Transmission Line Leaky Wave Antenna. *2008 38th European Microwave Conference*, (October):686–689, 2008.
- [151] H V Nguyen, A Parsa, and C Caloz. Power-Recycling Feedback System for Maximization of Leaky-Wave Antennas' Radiation Efficiency. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 58(7):1641–1650, July 2010.
- [152] Hoang Van Nguyen and Samer Abielmona. Pencil-beam full-space scanning 2D CRLH leaky-wave antenna array. *Signals, Systems and . . .*, (1):139–142, 2007.
- [153] Hoang Van Nguyen, Samer Abielmona, and Christophe Caloz. Highly efficient leaky-wave antenna array using a power-recycling series feeding network. *Antennas and Wireless . . .*, 8:441–444, 2009.

- [154] Hoang Van Nguyen, Samer Abielmona, A Parsa, and Christophe Caloz. Novel power recycling schemes for enhanced radiation efficiency in leaky-wave antennas. *2009 Asia Pacific Microwave Conference*, (part 1):2006–2009, 2009.
- [155] Hoang Van Nguyen and Christophe Caloz. Simple-Design and Compact MIM CRLH Microstrip 3-dB Coupled-Line Coupler, 2006.
- [156] Hoang Van Nguyen and Christophe Caloz. Generalized coupled-mode approach of metamaterial coupled-line couplers: Coupling theory, phenomenological explanation, and experimental demonstration. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 55(5):1029–1039, 2007.
- [157] K.B. Niclas. On Design and Performance of Lossy Match GaAs MES-FET Amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 30(11):1900–1907, November 1982.
- [158] K.B. Niclas. On design and performance of lossy match GaAs MES-FET amplifiers. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 30(11):1900–1907, 1982.
- [159] K.B. Niclas. Multi-Octave Performance of Single-Ended Microwave Solid-State Amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 32(8):896–908, August 1984.
- [160] Hiroshi Okabe, Christophe Caloz, and Tatsuo Itoh. A compact enhanced-bandwidth hybrid ring using a left-handed transmission line section. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2003*, 1:329–332, 2003.
- [161] Hiroshi Okabe, Christophe Caloz, and Tatsuo Itoh. A compact enhanced-bandwidth hybrid ring using an artificial lumped-element left-handed transmission-line section. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 52(3):798–804, 2004.
- [162] Arthur A Oliner. A periodic-structure negative-refractive-index medium without resonant elements. In *IEEE-APS/URSI Int'l Symp. Digest, 2002*, volume 41, 2002.
- [163] Arthur A Oliner and DR Jackson. *Leaky-wave antennas*. 1993.
- [164] TD Ormiston, P Gardner, and Peter S. Hall. Compact low noise receiving antenna. *Electronics Letters*, 1998.
- [165] Simon Otto, Andreas Rennings, Christophe Caloz, and P. Waldow. Dual mode zeroth order ring resonator with tuning capability and selective mode excitation. *2005 European Microwave Conference*, 3:149–152, 2005.

- [166] Simon Otto, Andreas Rennings, Christophe Caloz, P. Waldow, and Tatsuo Itoh. Composite Right/Left-Handed Lambda-Resonator Ring Antenna for Dual-Frequency Operation. (1):684–687, 2005.
- [167] John B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins, and W.J. Stewart. Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(11):2075–2084, 1999.
- [168] Arno A Penzias and Robert Woodrow Wilson. A Measurement of Excess Antenna Temperature at 4080 Mc/s. *The Astrophysical Journal*, 142:419–421, 1965.
- [169] John Robinson Pierce. *Traveling-wave tubes*. Van Nostrand New York, 1950.
- [170] ZB Popovic. *Active Quasi-Optical Components and Subsystems*. 1995.
- [171] David M Pozar. *Microwave engineering*. John Wiley & Sons, 2009.
- [172] Y Qian and D Sievenpiper. A novel approach for gain and bandwidth enhancement of patch antennas. *Radio and Wireless ...*, 1998.
- [173] Yongxi Qian and Tatsuo Itoh. Progress in active integrated antennas and their applications. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 46(11):1891–1900, 1998.
- [174] Yin Qin, Steven Gao, and Alistair Sambell. Broadband high-efficiency circularly polarized active antenna and array for RF front-end application. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 54(7):2910–2916, 2006.
- [175] F.H. Raab. Maximum efficiency and output of class-F power amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 49(6):1162–1166, June 2001.
- [176] F.H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P.B. Kenington, Z.B. Popovic, N. Potheary, J.F. Sevic, and N.O. Sokal. Power amplifiers and transmitters for RF and microwave. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 50(3):814–826, March 2002.
- [177] V Radisic, Y Qian, and Tatsuo Itoh. Class F power amplifier integrated with circular sector microstrip antenna. *Microwave Symposium Digest, 1997., ...*, 1997.
- [178] Vesna Radisic and ST Chew. High-efficiency power amplifier integrated with antenna. *Microwave and Guided ...*, 7(2):39–41, 1997.

- [179] Eva Rajo-iglesias, Daniel Segovia-vargas, J. L. Vazquez-Roy, Vicente Gonzalez-Posadas, and Carlos Martin Pascual. Bandwidth enhancement in noncentered stacked patches. *Microwave and Optical Technology Letters*, 31(1):53–56, October 2001.
- [180] Andreas Rennings, T. Liebig, Simon Otto, Christophe Caloz, and I. Wolff. Highly Directive Resonator Antennas based on Composite Right/Left-Handed (CRLH) Transmission Lines. *2007 2nd International ITG Conference on Antennas*, pages 190–194, March 2007.
- [181] Andreas Rennings, Simon Otto, J R Mosig, Christophe Caloz, and I Wolff. Extended composite right/left-handed (E-CRLH) metamaterial and its application as quadband quarter-wavelength transmission line. *2006 AsiaPacific Microwave Conference*, pages 1405–1408, 2006.
- [182] Bernard Robert, Tchanguiz Razban, and Albert Papiernik. Patch antenna integrates a low-noise amp. *Microwaves*, 32:121–126, 1993.
- [183] A Sanada, C Caloz, and T Itoh. Novel zeroth-order resonance in composite right/left-handed transmission line resonators. *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf*, pages 1588–1592, 2003.
- [184] a. Sanada, Christophe Caloz, and Tatsuo Itoh. Planar Distributed Structures With Negative Refractive Index. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 52(4):1252–1263, April 2004.
- [185] Atsushi Sanada, Christophe Caloz, and Tatsuo Itoh. NOVEL ZERO-ORDER RESONANCE IN COMPOSITE RIGHT/LEFT-HANDED TRANSMISSION LINE RESONATORS. *Asia-Pacific Microwave Conference*, pages 1–4, 2003.
- [186] Kazuo Sato. Metamaterials and automotive applications. *R&D Review of Toyota CRDL*, 41(4):1–8, 2006.
- [187] Kazuo Sato, Shin-ichiro Matsuzawa, and Y Inoue. Composite right/left-handed leaky wave antenna for millimeter-wave automotive applications. *2006 First European Conference on Antennas and Propagation*, 2006(October):1–4, 2006.
- [188] Kazuo Sato, SH Yonak, Tsuyoshi Nomura, Shin-ichiro Matsuzawa, and Hideo Iizuka. Metamaterials for automotive applications. *Antennas and ...*, (1):1144–1147, 2007.
- [189] Patrick Schuh, Ralf Rieger, Andreas Fleckenstein, Martin Oppermann, Bernd Adelseck, Harald Müssig, and Hans Brugger. T/R-module technologies today and possible evolutions. *Radar Conference - Surveillance for a Safer World, 2009. RADAR. International*, 2009.

- [190] D Schurig, J J Mock, B J Justice, Steven a Cummer, John B. Pendry, a F Starr, and David R. Smith. Metamaterial electromagnetic cloak at microwave frequencies. *Science (New York, N.Y.)*, 314(5801):977–80, November 2006.
- [191] J. Segador-Alvarez, Lorena Fernandez-Martinez, Luis de Inclan, Vicente Gonzalez-Posadas, and Daniel Segovia-Vargas. Miniaturisation of conventional radio-link reflector antennas by using of active arrays. In *EuCAP 2006*, volume 2006, Nice, France, 2006.
- [192] Daniel Segovia-Vargas. Quad-Frequency Linearly-Polarized and Dual-Frequency Circularly-Polarized Microstrip Patch Antennas with CRLH Loading. *Progress In Electromagnetics Research*, 133(October 2012):91–115, 2013.
- [193] Daniel Segovia-Vargas, David Castro-galán, Luis Enrique Garcia-Muñoz, and Vicente Gonzalez-Posadas. Broadband active receiving patch with resistive equalization. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 56(1):56–64, 2008.
- [194] Daniel Segovia-Vargas, Vicente Gonzalez-Posadas, J. L. Vazquez, Eva Rajoiglesias, L. Inclan, and Carlos Martin Pascual. An active broadband-transmitting patch antenna for GSM-1800 and UMTS. *Microwave and Optical Technology Letters*, 41(5):350–354, June 2004.
- [195] Daniel Segovia-Vargas, David Manceras-Jiménez, David Castro-Galán, Vicente Gonzalez-Posadas, and D Manceras. A microstrip mixer receiving antenna for maximum conversion gain for mobile applications. *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2A(1):217–220, 2005.
- [196] Vladimir M. Shalaev. Optical negative-index metamaterials. *Nature Photonics*, 1(1):41–48, January 2007.
- [197] CE Shannon. A mathematical theory of communication. 1948.
- [198] A. Sion. New method for direct G/T measurement using satellite signals. *Electronics Letters*, 17(23):883, November 1981.
- [199] Gerard Siso, Jordi Bonache, and Ferran Martin. Miniaturization and dual-band operation in planar microwave components by using resonant-type metamaterial transmission lines. *2008 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Art of Miniaturizing RF and Microwave Passive Components*, (December):5–8, December 2008.
- [200] Gerard Siso, Jordi Bonache, Ferran Martin, and Gemma Cimitec. Dual-band rat race hybrid coupler implemented through artificial lines based on complementary split ring resonators. In *2009 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pages 625–628. IEEE, June 2009.

- [201] Gerard Siso, Marta Gil, Jordi Bonache, and Ferran Martin. Generalized Model for Multiband Metamaterial Transmission Lines. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 18(11):728–730, 2008.
- [202] Bernard Sklar. *Digital communications*, volume 1099. Prentice Hall PTR New Jersey, 2001.
- [203] David R. Smith and N Kroll. Negative refractive index in left-handed materials. *Physical review letters*, 85(14):2933–6, October 2000.
- [204] David R. Smith, WJ Padilla, and D. C. Vier. Left-handed metamaterials. *Photonic crystals and Light Localization*, pages 1–21, 2001.
- [205] David R. Smith, Wj Padilla, Dc Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S Schultz. Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity. *Physical review letters*, 84(18):4184–7, May 2000.
- [206] David R. Smith, D. C. Vier, N. Kroll, and S. Schultz. Direct calculation of permeability and permittivity for a left-handed metamaterial. *Applied Physics Letters*, 77(14):2246, 2000.
- [207] Michael Studniberg and George V. Eleftheriades. A quad-band bandpass filter using negative-refractive-index transmission-line (NRI-TL) metamaterials. *Antennas and Propagation . . .*, pages 4961–4964, 2007.
- [208] Warren L Stutzman and William A Davis. *Antenna theory*. Wiley Online Library, 1998.
- [209] Adrian Sutinjo, Michal Michai Okoniewski, and Ronald H. Johnston. Radiation from fast and slow traveling waves. *IEEE Antennas Propag. Mag.*, 50(4):175–181, 2008.
- [210] Raymond Tang and Richard W Burns. Array Technology. *Proceedings of the IEEE*, 80(1):174 – 182, 1992.
- [211] Avago Technologies. Application Note 1175 - High Intercept, Low Noise Amplifiers for 1500 MHz through 2500 MHz using the ATF-34143 Low Noise PHEMT.
- [212] W Tong, Z Hu, H Zhang, Christophe Caloz, and Andreas Rennings. Study and realisation of dual-composite right/left-handed coplanar waveguide metamaterial in MMIC technology. *Engineering and Technology*, 2(August 2007):731–736, 2008.
- [213] W Tong, Hoang Van Nguyen, Zhirun Hu, and Christophe Caloz. Dual composite right/left-handed (D-CRLH) transmission line in GaAs MMIC technology. *Antenna Technology: Small and Smart Antennas Metamaterials and Applications*, (1):105–108, 2007.

- [214] Wei Tong, HS Chua, and Zhirun Hu. Fully integrated broadband CPW left-handed metamaterials based on GaAs technology for RF/MMIC applications. *Microwave and . . .*, 17(8):592–594, 2007.
- [215] Wei Tong, Z. Hu, Phil Curtis, and M. Missous. Compact and Broadband Coplanar Waveguide Left-Handed Metamaterial Transmission Line for RF/MICC Application. *2006 8th International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology Proceedings*, pages 1565–1567, 2006.
- [216] Wei Tong, Zhirun Hu, and HS Chua. Left-handed metamaterial coplanar waveguide components and circuits in GaAs MMIC technology. *Microwave Theory . . .*, 55(8):1794–1800, 2007.
- [217] Wei Tong and Z.R. Hu. A super compact multilayer broadband left-handed metamaterials for RF/MMIC applications. In *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, volume 1A, pages 656–659. IEEE, 2005.
- [218] CH Tseng and Tatsuo Itoh. Dual-band bandpass and bandstop filters using composite right/left-handed metamaterial transmission lines. . . . *Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S . . .*, 1(c):931–934, 2006.
- [219] E Ugarte-Munoz, Francisco Javier Herraiz-martínez, Vicente Gonzalez-Posadas, and Daniel Segovia-Vargas. Patch Antennas partially filled with CRLH cells for Self-Diplexed Antennas for RFID Application. *2008 38th European Microwave Conference*, (October):690–693, 2008.
- [220] V. G. Veselago. The Electrodynamics of Substances with Simultaneous Negative Values. *Soviet Physics*, 10(4), 1968.
- [221] R.F. Richard F Voss. $1/f$ (Flicker) Noise: A Brief Review. In *33rd Annual Symposium on Frequency Control*, pages 40–46. IEEE, 1979.
- [222] David F Wait. Satellite earth terminal G/T measurements. *Microwave Journal*, 20:49, 1977.
- [223] KF Warnick. Antenna Efficiency and the Genius of the IEEE Standard for Antenna Terms. *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, 54(4):236–243, 2012.
- [224] MD Weiss and Z Popovic. A 10 GHz high-efficiency active antenna. *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International*, 1999.
- [225] XD Wu, K Leverich, and Kai Chang. Novel FET active patch antenna. *Electronics letters*, 1992.
- [226] He-xiu Xu, Guang-ming Wang, Pei-lin Chen, and Tian-peng Li. Miniaturized fractal-shaped branch-line coupler for dual-band applications based on

composite right/left handed transmission lines. *Journal of Zhejiang University SCIENCE C*, 12(9):766–773, September 2011.

- [227] Jiazong Zhang, Yunyi Wang, and Zhizhang Chen. Integration of a self-oscillating mixer and an active antenna. *Microwave and Guided Wave ...*, 9(3):117–119, 1999.