Departament de Teoria
del Senyal i Comunicacions

Proyecto Final de Carrera

Filtros para un cabezal de comunicaciones entre vehículos

Guillem Navarro Muñoz

Directores de proyecto: Ignacio Llamas Garro
Zabdiel Brito Brito

Departament de Teoria del Senyal i Comunicacions (TSC)
E.T.S. d'Enginyeria de Telecomunicació de Barcelona (ETSETB)
Universitat Politècnica de Catalunya (UPC)

Barcelona, Junio 2009

Resumen

En este proyecto se presenta un diplexor formado por dos filtros reconfigurables que permiten conmutar entre las bandas de transmisión y recepción de dos estándares: WiFi y Universal Mobile Telecommunications System (UMTS). Este diplexor ha sido diseñado para el uso en comunicaciones entre vehículos, basándose en un intercambio de información que proporciona al conductor más conocimientos sobre el estado de la vía y permite evitar muchas situaciones de riesgo.

Los filtros han sido diseñados para cumplir con precisión las especificaciones de ancho de banda y frecuencia central ya conocidas con antelación mediante el uso de diodos PIN. Con estos diodos se logra añadir una extensión a cada resonador permitiendo controlar la frecuencia central dependiendo del estado en el que nos encontremos (WiFi o UMTS), así como fijar el ancho de banda mediante el acoplamiento entre resonadores.

Además, también se ha diseñado un filtro paso-banda de cuatro polos sintonizable en selectividad usando cuatro resonadores y diodos PIN. Mediante dos pequeños stubs de diferente longitud situados en los resonadores superiores se obtienen cuatro estados distintos haciendo el filtro cada vez más selectivo.

Uno de los aspectos más importantes de este trabajo consiste en la correcta caracterización del diodo PIN. En esta memoria se describirán todas las técnicas empleadas para desarrollar un modelo correcto que pueda sustituir al diodo PIN en las simulaciones y poder así asociarlo a un circuito equivalente. Todas las mediciones realizadas sobre los diodos PIN e inductores utilizados en este trabajo han sido realizadas en el Centre Tecnològic de Telecomunicacions de Catalunya (CTTC) situado en el Parc Mediterrani de la Tecnologia (Castelldefels).

Finalmente se compararán las simulaciones previas realizadas con el software Advanced Design System (ADS) y las mediciones finales de los filtros fabricados en el laboratorio de microondas del departamento TSC de la UPC, analizando ambos resultados para poder extraer nuestras propias conclusiones sobre el diseño realizado del diplexor.

Agradecimientos

Quisiera agradecer a mis tutores de este proyecto, Ignacio y Zabdiel, todo el apoyo mostrado durante la realización de este trabajo realizado como proyecto final de carrera, así como toda la confianza que han depositado en mí para lograr los objetivos establecidos inicialmente. También debo reconocerles toda la ayuda prestada ante aquellas dudas y problemas que iban surgiendo conforme avanzaba la memoria y que han sido capaces de explicarme y resolver a la perfección.

También me gustaría mostrar mis agradecimientos a Ignacio y Zabdiel por la posibilidad que me han dado de realizar por primera vez la publicación de más de un artículo relacionado con una parte de mi proyecto.

Quiero dar las gracias a Julien y Pablo, miembros del Centre Tecnològic de Telecomunicacions de Catalunya (CTTC), por toda la ayuda e información prestada en cuanto al funcionamiento y aplicación práctica de mi trabajo, así como la realización de todas las medidas para poder caracterizar el diodo PIN y el inductor de manera precisa.

Finalmente agradezco a Joaquim y Rubén, miembros del departamento TSC de la UPC, la fabricación de todos los filtros estudiados en este trabajo.

Trabajar con todos ellos ha sido un placer y una tarea realmente fácil gracias a la ayuda que me han prestado en todos aquellos aspectos teóricos y prácticos que desconocía y veía por primera vez, además de resolver con gran eficacia aquellos pequeños problemas que han aparecido durante estos ocho meses.

Este trabajo ha sido financiado por el Proyecto de Investigación TEC2007-65705/TCM del Ministerio de Educación y Cultura.

Índice

1. Introducción a las comunicaciones vehículo a vehículo (V2V) 19
1.1 Introducción 19
1.2 El diplexor y su aplicación 20
1.3 Información sobre las comunicaciones vehículo a vehículo 21
1.3.1 Seguridad 21
1.3.2 Consumo 22
1.3.3 Calidad de vida 23
1.4 Conclusiones 25
1.5 Referencias 25

2. Fundamentos teóricos 27
2.1 Introducción 27
2.2 Estándar WiFi 27
2.2.1 Introducción 27
2.2.2 Seguridad y fiabilidad 28
2.2.3 Ventajas y desventajas 29
2.3 Estándar Universal Mobile Telecommunications System (UMTS) 29
2.3.1 Introducción 29
2.3.2 Características 30
2.3.3 Tecnología 30
2.4 Filtros Chebyshev 32
2.5 Prototipo paso-bajo de filtros Chebyshev 34
2.6 Transformaciones de frecuencia y elementos: la transformación paso-banda 36
2.7 Resonadores paralelos y acoplados de media longitud de onda 38
2.8 Filtros selectivos con un par de ceros de transmisión 40
2.8.1 Características del filtro 40
2.8.2 Síntesis del filtro 41
2.8.3 Posibles configuraciones del filtro 44
2.9 Teoría general sobre acoplamientos 46
2.10 Obtención de los parámetros de diseño para una distribución de elementos paso-banda desde el prototipo paso-bajo 53
2.11 Obtención del valor de los acoplamientos con el simulador electromagnético ADS 55
2.11.1 Introducción 55
2.11.2 Cálculo de Q_e 55
2.11.3 Cálculo de los acoplamientos entre resonadores (k) 57

2.12 Conclusiones 58
2.13 Referencias 59

3. Caracterización del diodo y el inductor 61
3.1 Introducción 61
3.2 Extracción del modelo de elementos concentrados 61
3.3 Calibración TRL y mediciones 63
3.4 Caracterización del diodo 65
3.5 Caracterización del inductor 69
3.6 Conclusiones 71
3.7 Referencias 71

4. Diseño del filtro reconfigurable de transmisión 73
4.1 Introducción 73
4.2 Diseño del filtro 73
4.3 Simulaciones y medidas 76
4.4 Conclusiones 81
4.5 Referencias 81

5. Diseño del filtro reconfigurable de recepción 83
5.1 Introducción 83
5.2 Diseño del filtro 83
5.3 Simulaciones y medidas 86
5.4 Conclusiones 91
5.5 Referencias 91

6. Filtro ajustable en selectividad 93
6.1 Introducción 93
6.2 Diseño del filtro 93
6.3 Simulaciones y medidas 96
6.4 Conclusiones 105
6.5 Referencias 105

7. Diseño del diplexor reconfigurable 107
7.1 Introducción 107

7.2 Diseño de la unión T 107
7.3 Simulaciones y medidas 111
7.4 Conclusiones 124
7.5 Referencias 124

8. Conclusiones 125

9. Anexo A: Lista de publicaciones 127

10. Anexo B: Código para caracterizar componentes 129

11. Anexo C: Especificaciones técnicas de componentes 139
11.1 Especificaciones técnicas Diodo PIN HPND-4028 139
11.2 Especificaciones técnicas substrato Rogers RO4003C 143
11.3 Especificaciones técnicas Inductor 36501J-0603-82N 147

Lista de Figuras

Figura 1.1 - Imagen virtual de un intercambio de información entre varios vehículos en un entorno urbano……..19

Figura 1.2 - Esquema de comunicaciones vehículo a vehículo haciendo uso del gateway..20

Figura 1.3 - Esquema de comunicaciones vehículo a vehículo a frecuencias centradas en 5.9 GHz……..20

Figura 1.4 - Evolución anual de accidentes mortales en carretera……..21

Figura 1.5 - Evolución anual de víctimas mortales en carretera…….21

Figura 1.6 - Situación de alto riesgo en carretera. Perspectiva frontal……22

Figura 1.7 - Situación de alto riesgo en carretera. Perspectiva aérea…...……22

Figura 1.8 - Emisión de dióxido de carbono, por país, en millones de toneladas……...23

Figura 1.9 - Logos de los miembros que forman el CAR 2 CAR Communication Consortium……....24

Figura 2.1 - Logotipo y etiquetado de certificación de productos de la Wi-Fi Alliance…. 27

Figura 2.2 - Esquema general de una red móvil…….....31

Figura 2.3 - Esquema del interfaz aire para los sistemas GSM y UMTS…… 31

Figura 2.4 - Respuesta paso-bajo de Chebyshev……....32

Figura 2.5 - Distribución de los polos para un filtro Chebyshev……. 34

Figura 2.6 - Filtros prototipo paso-bajo……35

Figura 2.7 - Prototipo paso-bajo a transformación de elementos básicos paso-banda….. 38

Figura 2.8 - Estructura general de un filtro paso-banda con resonadores acoplados en paralelo……..39

Figura 2.9 - Comparación de las respuestas en frecuencia del filtro Chebyshev y el filtro diseñado con un par de polos de atenuación a frecuencias finitas (n=6)…… 41

Figura 2.10 - Prototipo paso-bajo para la síntesis del filtro……. 42

Figura 2.11 - Estructura general de acoplamientos del filtro paso-banda con un par de ceros de transmisión a frecuencia finita……...44

Figura 2.12 - Configuración de filtros paso-banda exhibiendo un par de ceros de atenuación a frecuencias finitas……... 44

Figura 2.13 - Curvas de diseño. (a) Acoplamiento magnético. (b) Acoplamiento eléctrico. (c) Acoplamiento mixto I. (d) Acoplamiento mixto II. (e) Factor de calidad externo. (Todos los resonadores tienen un ancho de línea de 1.5 mm y unas

medidas de 16 mm x 16 mm en un substrato de 1.27 mm de espesor con una constante dieléctrica relativa de 10.8)……45

Figura 2.14 - Típica estructura de acoplamiento I/O para filtros con resonadores acoplados. (a) Acoplamiento unido. (b) Acoplamiento con línea acoplada…… 46

Figura 2.15 - Resonadores de RF/microondas acoplados donde los resonadores 1 y 2 pueden ser diferentes en estructura y tener diferentes frecuencias de resonancia…….. 47

Figura 2.16 - Acoplamiento eléctrico. (a) Modelo teórico de concentración de elementos para un acoplo eléctrico entre resonadores. (b) Forma alternativa del circuito equivalente con un inversor de admitancias $J=\omega C_m$ para representar el acoplamiento……48

Figura 2.17 - Acoplamiento magnético. (a) Modelo teórico de concentración de elementos para un acoplo magnético entre resonadores. (b) Forma alternativa del circuito equivalente con un inversor de impedancias $K=\omega L_m$ para representar el acoplamiento……50

Figura 2.18 - Acoplamiento mixto. (a) Modelo teórico de concentración de elementos para un acoplo mixto entre resonadores. (b) Forma alternativa del circuito equivalente con un inversor de impedancias $K=\omega L'_m$ y un inversor de admitancias $J=\omega C'_m$ para representar el acoplamiento magnético y el acoplamiento eléctrico respectivamente……52

Figura 2.19 - (a) Filtro paso-banda con líneas microstrip. (b) Representación en cascada con los parámetros de diseño……...… 54

Figura 2.20 - Extracción del valor Q_e de las simulaciones……... 56

Figura 2.21 - Típica respuesta simulada del parámetro S_{21} para Q_e……..56

Figura 2.22 - Extracción del acoplamiento entre resonadores mediante simulaciones…….57

Figura 2.23 - Típica respuesta simulada para dos resonadores acoplados…….…...…… 58

Figura 3.1 - Fotografía del edificio donde se ubica el CTTC situado en el campus universitario de Castelldefels……..61

Figura 3.2 - Proceso de extracción en T o π en redes RLC de dos puertos……...…… 62

Figura 3.3 - Estándares de la calibración TRL……...63

Figura 3.4 - (a) Kit de calibración TRL. (b) Circuito de calibración destinado a la medición de los parámetros del diodo PIN y el inductor……...64

Figura 3.5 - Fotografía del puesto de trabajo en el CTTC empleado para realizar las mediciones…… 64

Figura 3.6 - Parámetros S_{11} y S_{21} medidos y extraídos del modelo para el modo OFF….. 65

Figura 3.7 - Parte real de la impedancia Z_s para el modo OFF……..66

Figura 3.8 - Parte imaginaria de la impedancia Z_s para el modo OFF…….. 66
Figura 3.9 - Parámetros S_{11} y S_{21} medidos y extraídos del modelo para el modo ON…..... 67
Figura 3.10 - Parte real de la impedancia Z_s para el modo ON……..……..68
Figura 3.11 - Parte imaginaria de la impedancia Z_s para el modo ON……...…….. 68
Figura 3.12 - Parámetros S_{11} y S_{21} medidos y extraídos del modelo para el inductor……69
Figura 3.13 - Parte real de la impedancia Z_s para el inductor……..….70
Figura 3.14 - Parte imaginaria de la impedancia Z_s para el inductor…… 70
Figura 4.1 - Topología del filtro reconfigurable de transmisión…….……75
Figura 4.2 - Fotografía del filtro reconfigurable de transmisión…… 76
Figura 4.3 - Fotografía del puesto de trabajo empleado para las mediciones……. 77
Figura 4.4 - Parámetro S_{21} simulado y medido del filtro de transmisión (Estado WiFi)..... 79
Figura 4.5 - Parámetro S_{11} simulado y medido del filtro de transmisión (Estado WiFi)..... 79
Figura 4.6 - Parámetro S_{21} simulado y medido del filtro de transmisión (Estado UMTS)...80
Figura 4.7 - Parámetro S_{11} simulado y medido del filtro de transmisión (Estado UMTS)...81
Figura 5.1 - Topología del filtro reconfigurable de recepción…….…...…… 85
Figura 5.2 - Fotografía del filtro reconfigurable de recepción……...…… 86
Figura 5.3 - Parámetro S_{21} simulado y medido del filtro de recepción (Estado WiFi)..... 88
Figura 5.4 - Parámetro S_{11} simulado y medido del filtro de recepción (Estado WiFi)..... 89
Figura 5.5 - Parámetro S_{21} simulado y medido del filtro de recepción (Estado UMTS)…. 90
Figura 5.6 - Parámetro S_{11} simulado y medido del filtro de recepción (Estado UMTS)…. 90
Figura 6.1 - Topología del filtro ajustable en selectividad……..95
Figura 6.2 - Fotografía del filtro ajustable en selectividad ……..……..….97
Figura 6.3 - Parámetros S_{11} y S_{21} simulados y medidos para el estado OFF-OFF……...99
Figura 6.4 - Parámetros S_{11} y S_{21} simulados y medidos para el estado OFF-ON……...…100
Figura 6.5 - Parámetros S_{11} y S_{21} simulados y medidos para el estado ON-OFF……...…101
Figura 6.6 - Parámetros S_{11} y S_{21} simulados y medidos para el estado ON-ON……...…. 102
Figura 6.7 - Parámetro S_{11} simulado para todos los estados de los diodos……...…… 103
Figura 6.8 - Parámetro S_{21} simulado para todos los estados de los diodos…….....103
Figura 6.9 - Parámetro S_{11} medido para todos los estados de los diodos……..……104
Figura 6.10 - Parámetro S_{21} medido para todos los estados de los diodos……..……105
Figura 7.1 - Unión T en microstrip……...……...…….…...…107

Figura 7.2 - Esquema general de la unión T……...……...……...…… 108

Figura 7.3 - Esquema SPDT con dos diodos PIN……..…….....109

Figura 7.4 - Topología del diplexor……...……..... 110

Figura 7.5 - Fotografía del diplexor……...…….. 111

Figura 7.6 - Parámetro S_{21} simulado y medido del filtro de transmisión integrado en el diplexor (Estado WiFi)……..……113

Figura 7.7 - Parámetro S_{11} simulado y medido del filtro de transmisión integrado en el diplexor (Estado WiFi)…….114

Figura 7.8 - Parámetro S_{32} simulado y medido del filtro de transmisión integrado en el diplexor (Estado WiFi)…….115

Figura 7.9 - Parámetro S_{21} simulado y medido del filtro de transmisión integrado en el diplexor (Estado UMTS)……..……...……. 116

Figura 7.10 - Parámetro S_{11} simulado y medido del filtro de transmisión integrado en el diplexor (Estado UMTS)……..……. 117

Figura 7.11 - Parámetro S_{32} simulado y medido del filtro de transmisión integrado en el diplexor (Estado UMTS)…..……...……. 118

Figura 7.12 - Parámetro S_{31} simulado y medido del filtro de recepción integrado en el diplexor (Estado WiFi)…….119

Figura 7.13 - Parámetro S_{11} simulado y medido del filtro de recepción integrado en el diplexor (Estado WiFi)…….120

Figura 7.14 - Parámetro S_{32} simulado y medido del filtro de recepción integrado en el diplexor (Estado WiFi)…….121

Figura 7.15 - Parámetro S_{31} simulado y medido del filtro de recepción integrado en el diplexor (Estado UMTS)……..……...……. 122

Figura 7.16 - Parámetro S_{11} simulado y medido del filtro de recepción integrado en el diplexor (Estado UMTS)……..……..... 123

Figura 7.17 - Parámetro S_{32} simulado y medido del filtro de recepción integrado en el diplexor (Estado UMTS)……..……124

Lista de Tablas

Tabla 2.1 - Especificaciones de los estándares existentes……28

Tabla 2.2 - Valores de los elementos para el prototipo paso-bajo Chebyshev (g_0=1, Ω_c=1)…… 35

Tabla 2.3 - Valores de los elementos para un prototipo de cuatro polos (L_R=-20 dB)…. 43

Tabla 4.1 - Especificaciones del filtro de transmisión…….. 73

Tabla 4.2 - Valores de los elementos del prototipo paso-bajo de un filtro Chebyshev con un rizado paso-banda L_{ar}=0.01 dB…….74

Tabla 4.3 - Factor de calidad externo y coeficiente de acoplamiento para el filtro reconfigurable de transmisión……... 74

Tabla 4.4 - Resultados simulados y medidos para el filtro de transmisión…… 78

Tabla 4.5 - Pérdidas de inserción del filtro de transmisión para el estado WiFi…… 78

Tabla 4.6 - Pérdidas de inserción del filtro de transmisión para el estado UMTS…….....80

Tabla 5.1 - Especificaciones del filtro de recepción……...…….. 84

Tabla 5.2 - Factor de calidad externo y coeficiente de acoplamiento para el filtro reconfigurable de recepción……... 84

Tabla 5.3 - Resultados simulados y medidos para el filtro de recepción……...…… 87

Tabla 5.4 - Pérdidas de inserción del filtro de recepción para el estado WiFi……...…… 88

Tabla 5.5 - Pérdidas de inserción del filtro de recepción para el estado UMTS…...…..... 89

Tabla 6.1 - Especificaciones del filtro ajustable en selectividad…… 93

Tabla 6.2 - Valor de los elementos para un prototipo de cuatro polos con Ω_a=2 (L_R=-20 dB)…… 94

Tabla 6.3 - Factor de calidad externo y coeficientes de acoplamiento k_{12}, k_{23} y k_{34} independientes del estado…….. 94

Tabla 6.4 - Coeficiente de acoplamiento k_{14} en función del estado seleccionado…….95

Tabla 6.5 - Resultados simulados y medidos de la selectividad del filtro en función del estado seleccionado…….…….. 98

Tabla 6.6 - Pérdidas de inserción del filtro ajustable en selectividad para el estado OFF-OFF……...…… 98

Tabla 6.7 - Pérdidas de inserción del filtro ajustable en selectividad para el estado OFF-ON……...… 99

Tabla 6.8 - Pérdidas de inserción del filtro ajustable en selectividad para el estado ON-OFF…….……100

Tabla 6.9 - Pérdidas de inserción del filtro ajustable en selectividad para el estado ON-ON……...…….....101

Tabla 7.1 - Especificaciones del diplexor……...…….……109

Tabla 7.2 - Resultados simulados y medidos para el diplexor en el modo de transmisión..... 112

Tabla 7.3 - Resultados simulados y medidos para el diplexor en el modo de recepción.. 112

Tabla 7.4 - Pérdidas de inserción del filtro de transmisión integrado en el diplexor para el estado WiFi……...……...…… 113

Tabla 7.5 - Pérdidas de inserción del filtro de transmisión integrado en el diplexor para el estado UMTS……...…… 116

Tabla 7.6 - Pérdidas de inserción del filtro de recepción integrado en el diplexor para el estado WiFi……..……..... 119

Tabla 7.7 - Pérdidas de inserción del filtro de recepción integrado en el diplexor para el estado UMTS……..…….. 122

Lista de Acrónimos

3G - 3a Generación

3GPP - 3rd Generation Partnership Project

ADS - Advanced Design System

ARIB - Association of Radio Industries and Businesses

ATIS - Alliance for Telecommunications Industry Solutions

AUC - Authentication Centre

BSC - Base Station Controller

BTS - Base Transceiver Station

CCSA - China Communications Standards Association

CE - Comisión Europea

CTTC - Centre Tecnològic de Telecomunicacions de Catalunya

DGT - Dirección General de Tráfico

DSRC - Dedicated Short Range Communications

ETSI - European Telecommunications Standards Institute

FBW - Fractional Bandwidth

GSM - Global System for Mobile communications

HLR - Home Location Register

IMT-2000 - International Mobile Telecommunications-2000

IP - Internet Protocol

IPsec - Internet Protocol Security

ITS - Intelligent Transport Systems

ITU - International Telecommunication Union

MAC - Media Access Control

MSC - Mobile Switching Centre

SMS - Short Message Service

SPDT - Single Pole Double Throw

TDMA - Time Division Multiple Access

TM - Terminales Móviles

TRL - Thru-Reflect-Line

TTA - Telecommunications Technology Association

TTC - Telecommunication Technology Committee

UE - Unión Europea

UMTS - Universal Mobile Telecommunications System

UPC - Universitat Politècnica de Catalunya

V2V - Vehículo a vehículo

VLR - Visitor Location Register

VSWR - Voltage Standing Wave Ratio

W-CDMA - Wideband Code Division Multiple Access

WAVE - Wireless Access in Vehicular Environments

WECA - Wireless Ethernet Compatibility Alliance

WEP - Wired Equivalent Privacy

WPA - Wi-Fi Protected Access

1. Introducción a las comunicaciones vehículo a vehículo (V2V)

1.1 Introducción

En esta memoria se presenta un diplexor que permite conmutar entre dos estándares: WiFi y Universal Mobile Telecommunications System (UMTS). Mediante dos filtros reconfigurables de transmisión y recepción, este diplexor ha sido diseñado para el uso en comunicaciones vehículo a vehículo (V2V), basándose en un intercambio de información que proporciona más conocimientos al conductor sobre el estado de la vía en la zona en la que está circulando como podemos observar en la figura 1.1. Esta información que será enviada de forma automática podría evitar muchas situaciones de riesgo [1].

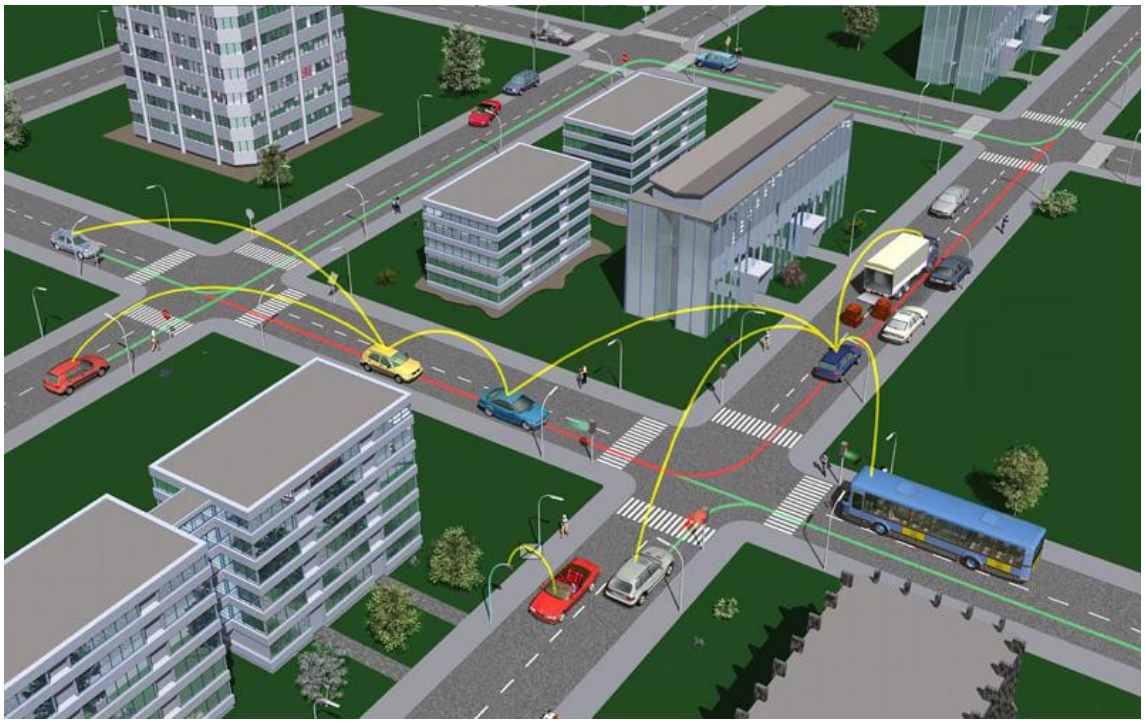


Figura 1.1: Imagen virtual de un intercambio de información entre varios vehículos en un entorno urbano.

1.2 El diplexor y su aplicación

Los filtros reconfigurables de transmisión y recepción presentados en este trabajo son de dos polos, cuya frecuencia central dependiendo de la tecnología que utilicemos (WiFi o UMTS) se controlará ajustando la longitud de los resonadores.

En la figura 1.2 se muestra la aplicación de estas tecnologías en el entorno de las comunicaciones V2V. El vehículo se comunica con el gateway utilizando el rango de frecuencias asignado a WiFi mientras que el gateway intercambia información con la estación base usando la banda de frecuencias de UMTS.

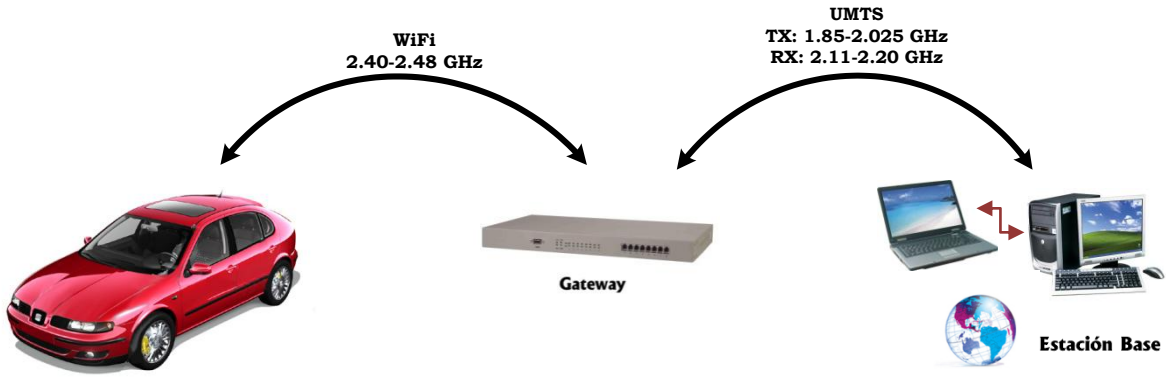


Figura 1.2: Esquema de comunicaciones vehículo a vehículo haciendo uso del gateway.

WiFi y UMTS no son las únicas tecnologías que pueden utilizarse en este intercambio de datos. Otra opción no desarrollada en este trabajo consiste en prescindir del gateway y realizar la comunicación entre ambos vehículos de manera directa, haciendo uso de un rango de frecuencias mucho más elevado (entre 5 y 6 GHz) como el que se muestra en la figura 1.3. Wireless Access in Vehicular Environments (WAVE) es un modo de trabajo usado por los dispositivos wireless LAN para operar en la banda Dedicated Short Range Communications (DSRC) y está localizada en 5.9 GHz para las comunicaciones Intelligent Transport Systems (ITS) [2]. En el capítulo 2 se explicará con más detalle todos aquellos aspectos técnicos de los estándares WiFi y UMTS, tecnologías utilizadas para el desarrollo de este proyecto.

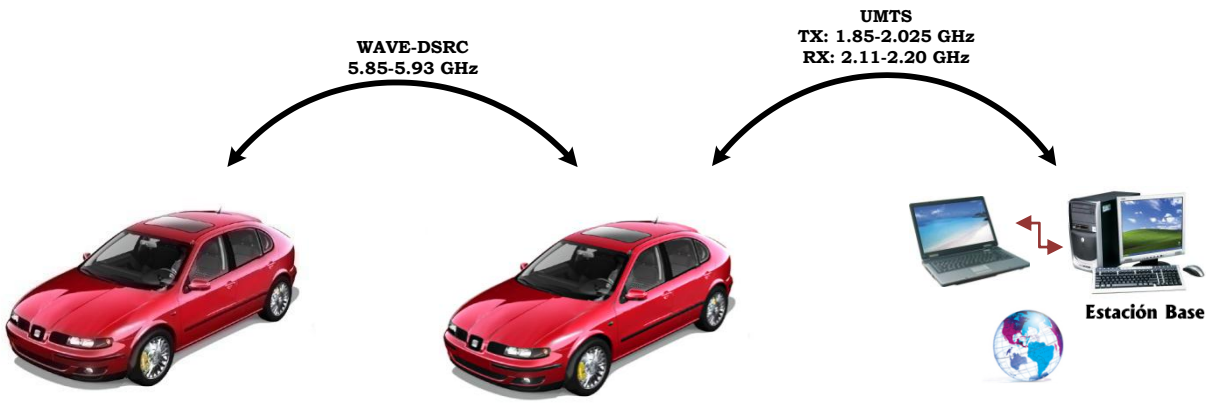


Figura 1.3: Esquema de comunicaciones vehículo a vehículo a frecuencias centradas en 5.9 GHz.

1.3 Información sobre las comunicaciones vehículo a vehículo

1.3.1 Seguridad

Pese a que cada vez se toman más medidas para evitar que haya víctimas mortales en accidentes de tráfico, el número aún sigue siendo considerable. La rutina de conducir y la falsa sensación de seguridad que los conductores adquieren con el paso de los años hace que se adquieran determinados defectos al volante (no guardar la distancia de seguridad con los demás vehículos, falta de señalización en determinadas maniobras, etc.) [3].

Las estadísticas según la Dirección General de Tráfico (DGT) hablan por sí solas [4]. Como se muestra en la figura 1.4, si tenemos en cuenta exclusivamente los accidentes mortales que tienen lugar en carretera –no se incluyen por tanto los de la zona urbana ni aquellos que tienen como resultado exclusivamente heridos-, considerándose víctima mortal aquella que fallece dentro de las 24 horas siguientes al accidente, obtenemos que se contabilizaron 1929 durante el año 2008. La cifra ha ido decreciendo de forma paulatina sobre todo a partir del año 2000.

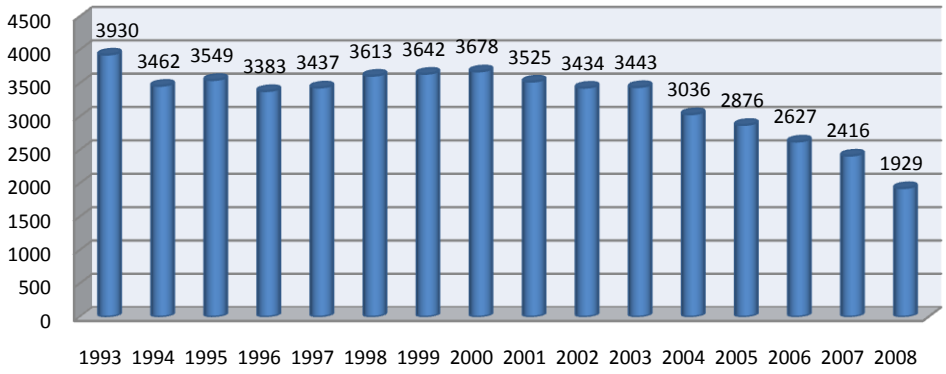


Figura 1.4: Evolución anual de accidentes mortales en carretera.

Estas cifras aumentan hasta los 2181 fallecidos en el 2008 si nos fijamos en el total de víctimas mortales mostrados en la figura 1.5, si bien el número se ha reducido en un 50% desde la entrada del siglo XXI.

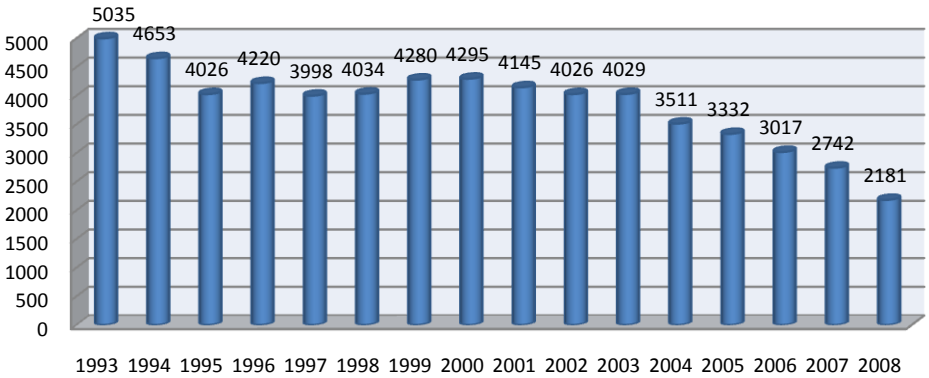


Figura 1.5: Evolución anual de víctimas mortales en carretera.

Con la ayuda de las comunicaciones vehículo a vehículo es posible la prevención de accidentes de tráfico y la minimización de sus efectos. Bastará poner en funcionamiento toda esa información de la que se dispone y que llegue a los usuarios de manera clara y concisa.

En la figura 1.6 se puede ver a un motorista circulando por el carril izquierdo mientras adelanta a un camión. Esto puede producir una situación de alto riesgo fruto de la poca visibilidad. Si pudiésemos ver una imagen aérea como se muestra en la figura 1.7 veríamos del serio peligro que corre el motorista en caso de que el turismo decida incorporarse al sentido contrario. Mediante señalización entre vehículos se podrían minimizar en la medida de lo posible todas estas situaciones de alto riesgo y tratar de hacer la conducción mucho más segura.

Figura 1.6: Situación de alto riesgo en carretera. Perspectiva frontal.

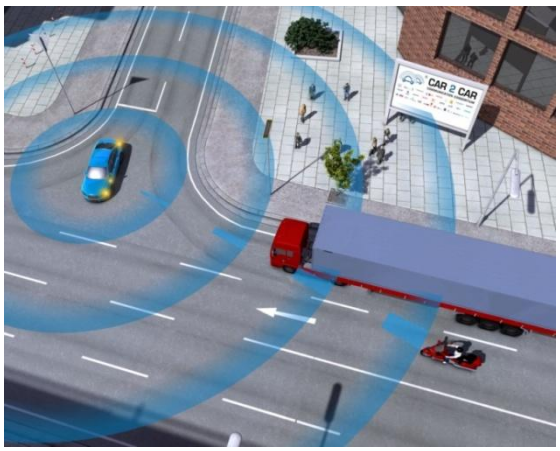


Figura 1.7: Situación de alto riesgo en carretera. Perspectiva aérea.

1.3.2 Consumo

La Comisión Europea (CE) pretende mejorar la seguridad energética de la Unión Europea (UE) con un paquete de medidas que facilitará el logro de los objetivos del denominado *triple 20* para combatir el cambio climático (20% de reducción de emisiones, 20% de renovables y 20% de ahorro energético de aquí al 2020). En ese escenario la industria del motor adquiere un especial relieve ya que es una de las principales fuentes de contaminación medioambiental [5].

Es de vital importancia tratar de reducir el consumo de crudo así como los millones de toneladas de CO_2 en la atmósfera, gas producido sobre todo por los países más desarrollados como se observa en el mapa de la figura 1.8. Los principales mecanismos de contaminación atmosférica son los procesos industriales que implican combustión, tanto en industrias como en automóviles y calefacciones residenciales, que generan dióxido y monóxido de carbono, óxidos de nitrógeno y azufre, entre otros contaminantes. Además hay que añadir que diversas industrias emiten gases nocivos en sus procesos productivos.

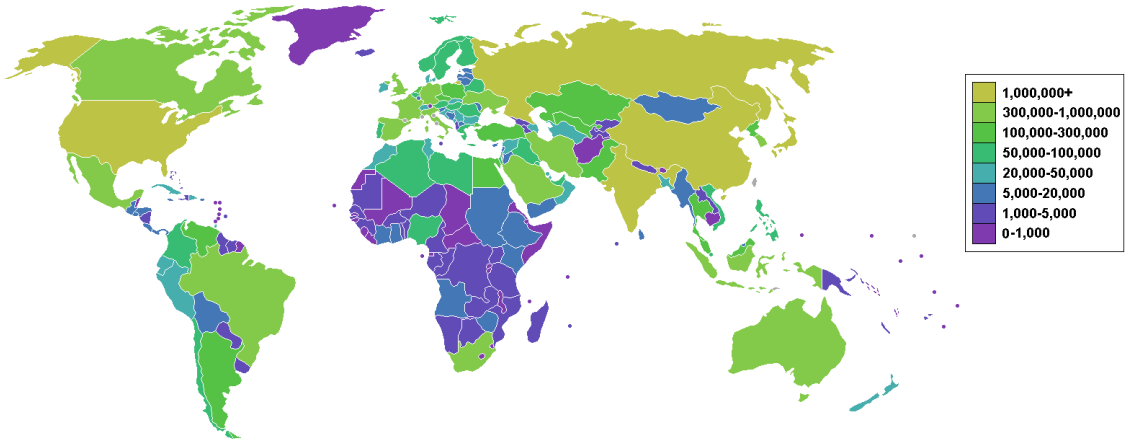


Figura 1.8: Emisión de dióxido de carbono, por país, en millones de toneladas.

La Comisión propone crear un nuevo sistema de etiquetado para los neumáticos cuyo objetivo es fomentar la compra de aquellos que ofrezcan una mayor eficiencia energética y un mayor rendimiento. Se ha estimado que el ahorro de carburante que podría lograse con esta iniciativa oscilaría entre 2.4 y 6.6 toneladas equivalentes en petróleo en 2020.

En este contexto aparecen también las comunicaciones vehículo a vehículo con el objetivo de reducir el consumo energético. Básicamente la idea está en aplicar una gestión inteligente del tráfico que permita optimizar el recorrido. De esta manera se evitarían esperas y colapsos en las carreteras, reduciendo el tiempo de funcionamiento del motor.

1.3.3 Calidad de vida

Como se ha comentado anteriormente la reducción de los tiempos de recorrido sería una ventaja fundamental para todos los conductores. Se eliminarían muchos de los interminables atascos producidos por accidentes u otras circunstancias de la vía además de evitar pérdidas económicas derivadas de un uso excesivo del motor (menos coste en gasolina, etc.). Sin duda la calidad de vida de los conductores aumentaría y las ventajas y comodidades serían palpables con un buen uso de este mecanismo de comunicaciones [6].

Para tratar todos estos aspectos nació el CAR 2 CAR Communication Consortium, organización sin ánimo de lucro iniciada por fabricantes de vehículos europeos y abierta a proveedores, organizaciones dedicadas a la investigación y otros socios. La misión y objetivo de esta organización es establecer un estándar abierto en la industria europea para comunicaciones V2V basado en componentes wireless LAN y garantizar la operatividad entre vehículos a escala europea. Además deben permitir el desarrollo de aplicaciones de seguridad activa especificando, diseñando y demostrando el sistema V2V así como impulsar una armonización en todo el mundo de estas normas de comunicación. Todo ello les ayudará a desarrollar estrategias de implementación realistas y modelos de negocio para

acelerar la implementación de estas tecnologías en el mercado [7]. Los miembros de esta organización aparecen en la figura 1.9.

Figura 1.9: Logos de los miembros que forman el CAR 2 CAR Communication Consortium.

1.4 Conclusiones

Esta memoria pretende aplicar dos tecnologías distintas como son WiFi y UMTS en el entorno de las comunicaciones entre vehículos. El uso de ambas tecnologías no impide la utilización de otros estándares que empleen un rango de frecuencias distinto a los estudiados en este proyecto.

Este intercambio de información entre vehículos proporciona un total conocimiento de las condiciones y el estado de la vía por la que se está circulando, permitiendo así una reducción de muchas situaciones de riesgo. Además de este aumento de seguridad, una correcta aplicación del cabezal de comunicaciones lograría disminuir el consumo de los vehículos y reducir los tiempos de espera en la carretera proporcionando mayor calidad de vida a todos los usuarios.

1.5 Referencias

[1] J. M. Menéndez García, "Sistemas Inteligentes de Transporte: un mal nombre para una buena idea" BIT, pp. 40 – 43, abril - mayo 2008.
[2] M. Weigle, "Standards: WAVE / DSRC / 802.11p", primavera 2008.
[3] Seguridad Vial, http://www.seguridad-vial.net
[4] Dirección General de Tráfico, http://www.dgt.es
[5] Facua, https://www.facua.org
[6] Universidad Rey Juan Carlos; "Proyecto URJC sobre Comunicaciones Vehiculares", http://www.etsit.urjc.es/noticias/vodafone/Pres_16_05_Proyecto_URJC_Com_Vehic.pdf
[7] Car 2 Car Communication Consortium, http://www.car-2-car.org

2. Fundamentos teóricos

2.1 Introducción

En este capítulo se presentan todos aquellos aspectos teóricos empleados para el desarrollo del proyecto. Inicialmente se realiza una pequeña introducción con las dos tecnologías usadas, WiFi y UMTS, mencionando las especificaciones más importantes de ambos estándares. A continuación se describen los fundamentos teóricos del filtro diseñado en orden de aparición dentro del trabajo. Se explicarán las propiedades del filtro junto con su topología además de todos los métodos utilizados para el cálculo de los acoplamientos Q_e y k mediante simuladores electromagnéticos.

2.2 Estándar WiFi

2.2.1 Introducción

WiFi ha sido una de los estándares empleados para la realización de los filtros, teniendo en cuenta la frecuencia central y el ancho de banda para cumplir con las especificaciones de esta tecnología. WiFi es un sistema de envío de datos inalámbrico basado en el estándar 802.11 además de una marca de la *Wi-Fi Alliance*, anteriormente denominada Wireless Ethernet Compatibility Alliance (WECA) [1]. Esta organización comercial cuyo logotipo se muestra en la figura 2.1 se encarga de adoptar, probar y certificar que los equipos cumplen los estándares 802.11 y así asegurar la compatibilidad entre ellos [2]. Esta compatibilidad asegura al usuario que todos los equipos con este sello pueden trabajar juntos independientemente del fabricante de cada uno de ellos. De esta forma en abril de 2000 WECA certifica la interoperabilidad de equipos según la norma IEEE 802.11b bajo la marca WiFi.

Figura 2.1: Logotipo y etiquetado de certificación de productos de la Wi-Fi Alliance.

Esta denominación por extensión se utiliza para todas las especificaciones posteriores basadas en el estándar 802.11x de comunicaciones inalámbricas. A continuación aparecen las principales especificaciones existentes, resumidas también en la tabla 2.1:

- IEEE 802.11.- Totalmente en desuso, funciona en la banda de 2.4 GHz con una velocidad máxima de entre 1 y 2 Mbps.
- IEEE 802.11a.- Conocido como WiFi5, opera en la banda de 5 GHz y alcanza velocidades máximas de 54 Mbps porque sufre menos las interferencias causadas por otros dispositivos.
- IEEE 802.11b.- Funciona en la banda de 2.4 GHz con una velocidad máxima de 11 Mbps.
- IEEE 802.11g.- Funciona en la banda de 2.4 GHz con velocidades máximas que alcanzan los 54 Mbps.
- IEEE 802.11n.- Es la especificación más reciente y funciona tanto en la banda de 2.4 GHz como en la de 5 GHz a una velocidad máxima que puede alcanzar los 600 Mbps.

	802.11a	802.11b	802.11g	802.11n
Organismo	IEEE	IEEE	IEEE	IEEE
Aprobación estándar	1999	1999	2003	2009
Banda frecuencias	5 GHz	2.4 GHz	2.4 GHz	2.4 GHz / 5GHz
Velocidad máxima	54 Mbps	11 Mbps	54 Mbps	600 Mbps

Tabla 2.1: Especificaciones de los estándares existentes.

Los estándares utilizados para la realización de los filtros han sido IEEE 802.11b e IEEE 802.11g ya que disfrutan de una aceptación internacional debido a que la banda de 2.4 GHz está disponible casi universalmente.

2.2.2 Seguridad y fiabilidad

La tecnología WiFi se enfrenta a uno de los problemas más graves debido a la progresiva saturación del espectro radioeléctrico producido por la masificación de usuarios y que desemboca en un excesivo riesgo de interferencias. Un muy elevado porcentaje de redes son instaladas sin tener en cuenta el factor seguridad, convirtiendo así sus redes en redes abiertas muy vulnerables a los crackers y por las cuales circula información sin ningún tipo de protección.

Existen varias alternativas para garantizar la seguridad de estas redes:

- Utilización de protocolos de cifrado de datos como el Wired Equivalent Privacy (WEP) y el Wi-Fi Protected Access (WPA).
- Filtrado del control de acceso al medio (MAC), de manera que sólo se permite acceso a la red a aquellos dispositivos autorizados.
- El protocolo de seguridad WPA2 basado en el estándar 802.11i creado para corregir las vulnerabilidades detectadas en WPA.
- Conjunto de protocolos Internet Protocol Security (IPsec) cuya función es asegurar las comunicaciones sobre el Protocolo de Internet (IP) autenticando y/o cifrando cada paquete IP en un flujo de datos.

2.2.3 Ventajas y desventajas

Las redes WiFi poseen una serie de ventajas que han propiciado su gran popularidad entre los usuarios. La principal virtud estriba en la ausencia de cableado que permite conectarse a cualquiera que tenga acceso a la red desde puntos distintos dentro de un rango de espacio suficientemente amplio. Una vez configuradas, las redes WiFi permiten el acceso de múltiples ordenadores sin ningún problema ni gasto de infraestructura, no así en la tecnología por cable. Además, el uso público de esta tecnología a través de puntos de acceso con conexión inalámbrica de alta velocidad en emplazamientos públicos (Hot-spots) también permite aportar una cierta función de movilidad que facilita a los usuarios seguir conectados en lugares como aeropuertos, hoteles, etc. [3]

La desventaja fundamental de estas redes existe en el campo de la seguridad. Las claves tipo WEP son relativamente fáciles de superar con este sistema. Se intentó arreglar sacando el estándar WPA y posteriormente WPA2 proporcionando mayor robustez y más seguridad. Otro inconveniente de este tipo de redes es la pérdida de velocidad que pueden sufrir debido a interferencias y pérdidas de señal en comparación con aquellas conexiones con cables, pese a que con el tiempo este aspecto ha intentado subsanarse en la medida de lo posible.

2.3 Estándar Universal Mobile Telecommunications System (UMTS)

2.3.1 Introducción

UMTS es una de las tecnologías usadas para comunicaciones móviles de tercera generación (3G) [4]. Actualmente, la forma más común de UMTS usa Wideband Code Division Multiple Access (W-CDMA) como interfaz aérea. UMTS y el uso de W-CDMA está estandarizado por el 3rd Generation Partnership Project (3GPP) y es la respuesta europea a los requisitos para sistemas radio-celulares 3G de la International Mobile

Telecommunications-2000 (IMT-2000) de la International Telecommunication Union (ITU).

El 3GPP es un acuerdo de colaboración entre grupos de asociaciones de telecomunicaciones para hacer global aplicaciones de tercera generación 3G. Fue creado en diciembre de 1998 y está integrado por el European Telecommunications Standards Institute (ETSI) a nivel europeo, Association of Radio Industries and Businesses/Telecommunication Technology Committee (ARIB/TTC) de Japón, China Communications Standards Association (CCSA) de China, Alliance for Telecommunications Industry Solutions (ATIS) de Norteamérica y Telecommunications Technology Association (TTA) de Corea del Sur.

UMTS busca extender las actuales tecnologías móviles, inalámbricas y satelitales proporcionando mayor capacidad, posibilidades de transmisión de datos y una gama de servicios mucho más extensa. La idea pasa a ser la de un sistema multi-servicio y multi-velocidad, con la suficiente flexibilidad para adaptarse a distintos requerimientos. La especificación del sistema incluso permite a un usuario realizar diversas conexiones de diferentes servicios simultáneamente.

2.3.2 Características

Apropiado para una variedad de usuarios y tipos de servicios, UMTS ofrece una serie de ventajas entre las cuales destacan:

- Facilidad de uso y costes bajos. Esta tecnología proporciona servicios de uso fácil y adaptable para cubrir las necesidades y preferencias de los usuarios. Las tarifas competitivas se traducirán en bajos costos de los servicios para asegurar un mercado masivo.
- Nuevos y mejores servicios. Los usuarios demandan servicios de voz de alta calidad, junto con servicios de datos e información avanzada.
- Acceso rápido. Soporta velocidades mayores que la segunda generación 2G (GSM) con la posibilidad de prestar servicios multimedia interactivos y nuevas aplicaciones de banda ancha (videoconferencia, etc.).
- Entorno de servicios amigable y consistente

2.3.3 Tecnología

El funcionamiento de la tercera generación (UMTS) se podría explicar analizando la estructura de una red móvil como la de la figura 2.2 y haciendo una pequeña comparación con la segunda generación (GSM). Generalmente las redes móviles se pueden dividir en una *parte de acceso* y otra *dorsal*. La parte de acceso está formada por Terminales Móviles (TM), Estaciones Base (BTS) y Controladores de Estaciones Base (BSC), este último

encargado de las labores de gestión de las llamadas, así como de los recursos radioeléctricos. La parte dorsal la forman los Equipos de Conmutación Móvil (MSC) que encaminan las llamadas desde y hacia los usuarios, bases de datos de clientes denominadas Visitor Location Register (VLR), el Home Location Register (HLR) para la base de datos general de la red, así como el Centro Servidor de Mensajes Cortos (SMS), los Centros de Autentificación (AUC) y los centros de facturación y contabilidad que recogen el gasto de los usuarios.

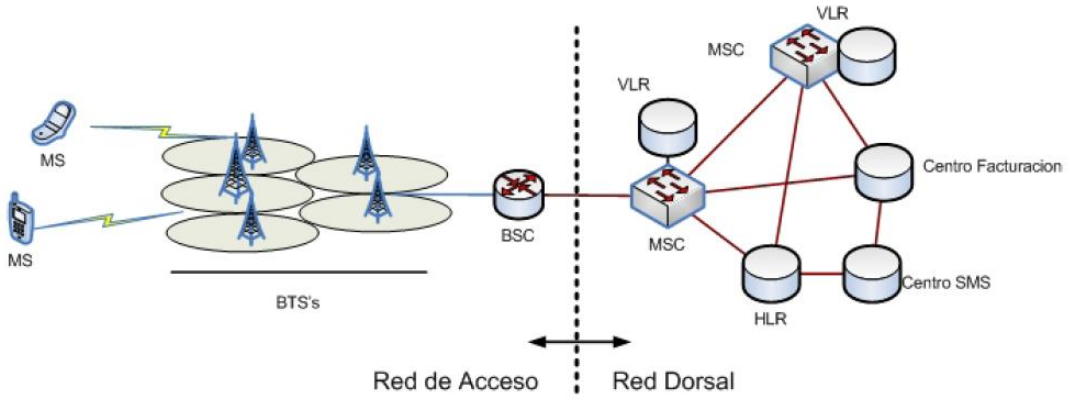


Figura 2.2: Esquema general de una red móvil. [5]

Estos elementos suelen ser comunes tanto en las redes de segunda generación como en las de tercera generación. Donde radica la diferencia es en el *interfaz de acceso aire*, es decir cómo se transmite la información entre nuestro terminal móvil y las estaciones base [5]. GSM se caracteriza por ser un sistema de acceso múltiple por división de tiempo (TDMA) mientras que UMTS utiliza un concepto mucho más complejo como es un sistema de acceso múltiple por división de código de banda ancha (W-CDMA). En W-CDMA se transmite todo a la vez asignando a cada usuario un código que posteriormente la estación base será capaz de reconocer. En la figura 2.3 se muestra la transmisión en ambas tecnologías.

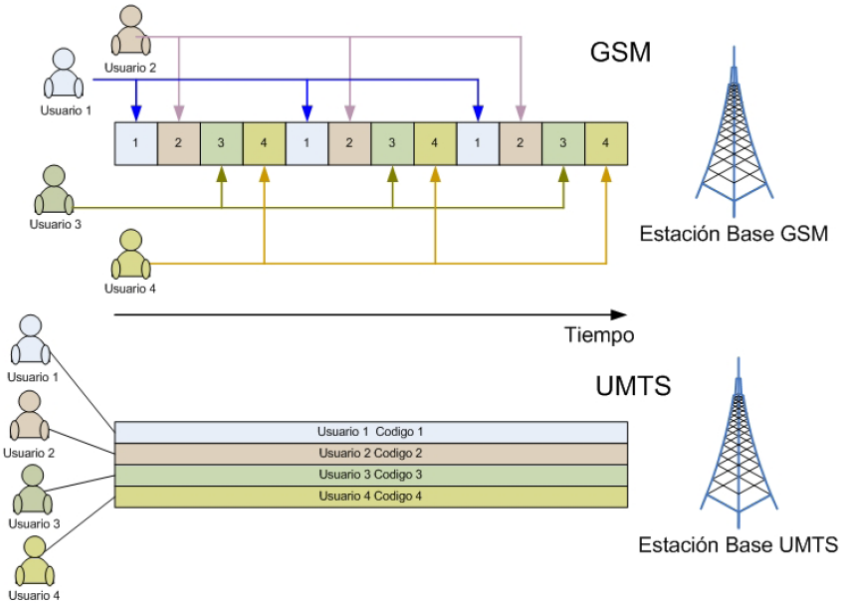


Figura 2.3: Esquema del interfaz aire para los sistemas GSM y UMTS. [5]

Las bandas de frecuencia específicamente definidas para el estándar UMTS en Europa son 1885-2025 MHz para el canal de subida y 2110-2200 MHz para el de bajada. En contraposición con el sistema GSM que es de banda estrecha (200 kHz), UMTS es de banda ancha (5 MHz) lo que permite la transmisión de datos a velocidades de hasta 2 Mbps.

La flexibilidad del sistema UMTS viene dada por la posibilidad de obtener capacidad de la red bajo demanda, permitiendo a los usuarios acceder a distintas velocidades dependiendo de sus necesidades. Esta distinción también se puede hacer dentro de un mismo servicio llegando en transmisiones de datos de alta calidad hasta los 384 kbps y baja calidad a 144 kbps.

2.4 Filtros Chebyshev

En este proyecto los filtros de transmisión y recepción diseñados tienen origen en un filtro Chebyshev convencional. A continuación haremos una breve introducción acerca de las características más importantes de este tipo de filtros y así poder comprender mejor su comportamiento.

En la figura 2.4 se muestra la respuesta de un filtro Chebyshev con un rizado constante en la banda de paso y completamente plano en la banda eliminada [6].

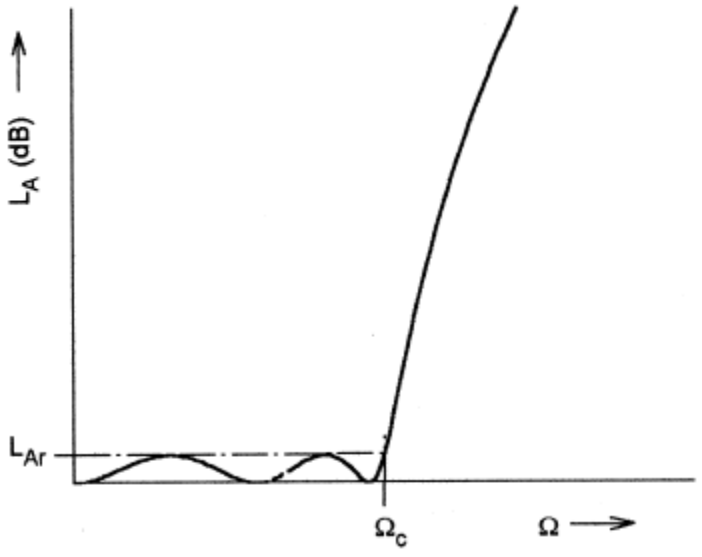


Figura 2.4: Respuesta paso-bajo de Chebyshev.

La función de transferencia que describe este tipo de respuesta es

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\mathcal{E}^2 T_n^2(\Omega)} \qquad (2.1)$$

donde la constante de rizo $\mathcal{E}$ se relaciona con la atenuación en la banda de paso L_{Ar} en dB mediante

$$\mathcal{E} = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1} \qquad (2.2)$$

$T_n(\Omega)$ es la función de Chebyshev del primer tipo de orden n, definida como

$$T_n(\Omega) = \begin{cases} \cos(n\cos^{-1}\Omega) & |\Omega| \leq 1 \\ \cosh(n\cosh^{-1}\Omega) & |\Omega| \geq 1 \end{cases} \qquad (2.3)$$

Rhodes [7] obtuvo a partir de (2.1) una fórmula general para la función de transferencia de los filtros Chebyshev, que fue

$$S_{21}(p) = \frac{\prod_{i=1}^{n}\left[\eta^2+\sin^2\left(\frac{i\pi}{n}\right)\right]^{1/2}}{\prod_{i=1}^{n}(p+p_i)} \qquad (2.4)$$

con

$$p_i = j\cos\left[\sin^{-1} jn\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right] \qquad (2.5)$$

$$\eta = \sinh\left(\frac{1}{n}\sinh^{-1}\frac{1}{\mathcal{E}}\right) \qquad (2.6)$$

Cuando los ceros de transmisión de $S_{21}(p)$ están localizados en el infinito, nos encontramos con una respuesta completamente plana. Los polos en el caso Chebyshev se sitúan formando una elipse en el semiplano izquierdo. El eje mayor de la elipse recae en el eje $j\Omega$ y su longitud es $\sqrt{1+\eta^2}$; el eje menor está sobre el eje σ y su longitud es η. La distribución de los polos, para n=5, se muestra en la figura 2.5.

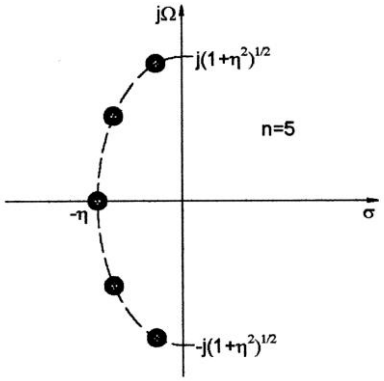


Figura 2.5: Distribución de los polos para un filtro Chebyshev.

2.5 Prototipo paso-bajo de filtros Chebyshev

Para el prototipo paso-bajo de filtros Chebyshev que tienen una función de transferencia como la dada en (2.1) con un rizado en la banda de paso L_{Ar} dB y una frecuencia de corte Ω_c=1, el valor de los elementos para una red de dos puertos como la mostrada en la figura 2.6 puede calcularse usando las fórmulas

$$g_0 = 1.0$$

$$g_1 = \frac{2}{\gamma}\sin\left(\frac{\pi}{2n}\right)$$

$$g_i = \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4\sin\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right]\cdot\sin\left[\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right]}{\gamma^2+sin^2\left[\frac{(i-1)\pi}{n}\right]} \quad para\ i = 1,2,\ldots n \qquad (2.7)$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1 & para\ n\ impar \\ coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & para\ n\ par \end{cases}$$

donde

$$\beta = \ln\left[\coth\left(\frac{L_{Ar}}{17.37}\right)\right] \qquad (2.8)$$

$$\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right)$$

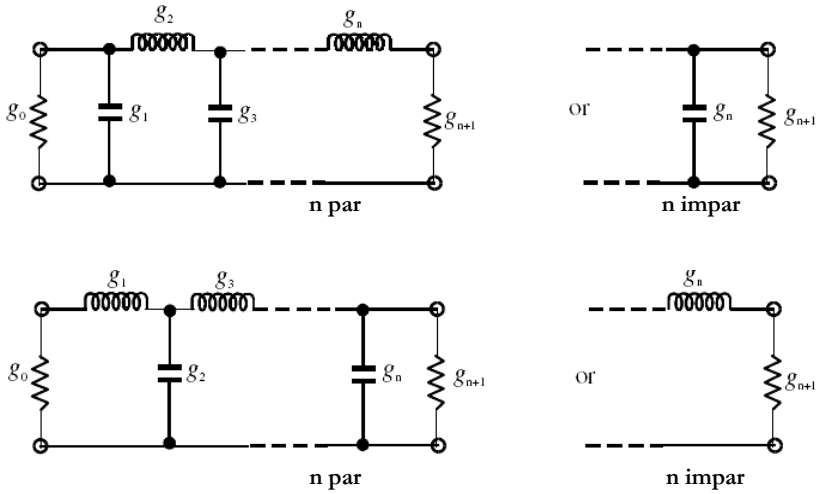


Figura 2.6: Filtros prototipo paso-bajo.

Algunos valores típicos de estos filtros para un rizado L_{Ar}=0.01dB como el utilizado en esta memoria y para grados de n=1 a 9 se muestran en la tabla 2.2.

n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	0.0960	1.0								
2	0.4489	0.4078	1.1008							
3	0.6292	0.9703	0.6292	1.0						
4	0.7129	1.2004	1.3213	0.6476	1.1008					
5	0.7563	1.3049	1.5773	1.3049	0.7563	1.0				
6	0.7814	1.3600	1.6897	1.5350	1.4970	0.7098	1.1008			
7	0.7970	1.3924	1.7481	1.6331	1.7481	1.3924	0.7970	1.0		
8	0.8073	1.4131	1.7825	1.6833	1.8529	1.6193	1.5555	0.7334	1.1008	
9	0.8145	1.4271	1.8044	1.7125	1.9058	1.7125	1.8044	1.4271	0.8145	1.0

Tabla 2.2: Valores de los elementos para el prototipo paso-bajo Chebyshev (g_0=1, Ω_c=1).

Para el rizado en la banda de paso adecuado L_{Ar} dB y la atenuación mínima L_{As} dB en Ω=Ω_s, se puede encontrar el grado del prototipo paso-bajo de Chebyshev que cumplirá las especificaciones en la expresión

$$n \geq \frac{cosh^{-1}\sqrt{\frac{10^{0.1L_{As}}-1}{10^{0.1L_{Ar}}-1}}}{cosh^{-1}\Omega_s} \qquad (2.9)$$

A veces se especifican las pérdidas de retorno mínimas L_R o el Voltage Standing Wave Ratio ($VSWR$) en la banda de paso en vez del rizado paso-banda L_{Ar}. Si se trata de una red de dos puertos, pasiva y sin pérdidas, entonces $|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$ y por lo tanto las pérdidas de retorno pueden definirse como

$$L_R(\Omega) = 10\log(1 - |S_{21}(j\Omega)|^2)\ dB \qquad (2.10)$$

Si las pérdidas de retorno mínimas son las definidas en (2.10) y las pérdidas de retorno mínimas en la banda de paso son L_R dB (L_R<0), el rizado en la banda de paso es

$$L_{Ar} = -10\log(1 - 10^{0.1L_R})\ dB \qquad (2.11)$$

Por definición, el $VSWR$ puede expresarse

$$VSWR = \frac{1+|S_{11}|}{1-|S_{11}|} \qquad (2.12)$$

y podemos convertir $VSWR$ en L_{Ar} de la forma

$$L_{Ar} = -10\log\left[1 - \left(\frac{VSWR-1}{VSWR+1}\right)^2\right] dB \qquad (2.13)$$

2.6 Transformaciones de frecuencia y elementos: la transformación paso-banda

Hasta ahora sólo hemos ido considerando el prototipo paso-bajo el cual tiene una fuente normalizada resistencia/conductancia g_0=1 y una frecuencia de corte Ω_c=1. Para obtener las características de la frecuencia y los valores de los elementos para filtros prácticos basados en el prototipo paso-bajo, se puede aplicar la transformación de frecuencia y elementos que se describe en esta sección.

La transformación de frecuencia, llamada también mapeo de frecuencia, se requiere para mapear la respuesta del prototipo paso-bajo en el dominio de la frecuencia Ω al dominio frecuencial ω en el cual está expresada la respuesta práctica de un filtro como un paso-alto, paso-bajo, paso-banda o banda eliminada. Esta transformación tendrá un efecto en todos los elementos reactivos, pero no tendrá efecto alguno en los elementos resistivos [6].

Además, en el mapeo de frecuencia se necesita un escalado de la impedancia para lograr la transformación de elementos. El escalado de impedancia eliminará la normalización g_0=1 y ajustará el filtro para trabajar en cualquier valor de la impedancia de la fuente Z_0. Para la formulación, es necesario definir un factor de escalado de impedancia γ_0 como

$$\gamma_0 = \begin{cases} \frac{Z_0}{g_0} & siendo\ g_0\ la\ resistencia \\ \frac{g_0}{Y_0} & siendo\ g_0\ la\ conductancia \end{cases} \qquad (2.14)$$

donde $Y_0=1/Z_0$ es la admitancia de la fuente. En principio, cuando se aplique el escalado de la impedancia en la red del filtro de manera que

$$\begin{aligned} L &\rightarrow \gamma_0 \mathrm{L} \\ C &\rightarrow C/\gamma_0 \\ R &\rightarrow \gamma_0 \mathrm{R} \\ G &\rightarrow \mathrm{G}/\gamma_0 \end{aligned} \qquad (2.15)$$

no tengan ningún efecto en la respuesta del filtro.

El término g va a ser el término genérico para la transformación de los elementos del prototipo paso-bajo a discutir. Debido a que es independiente de la transformación de la frecuencia, la siguiente transformación de elementos resistivos se mantiene inalterable para cualquier tipo de filtros:

$$\begin{aligned} R &= \gamma_0 g \quad \textit{cuando g representa a la resistencia} \\ G &= \frac{g}{\gamma_0} \quad \textit{cuando g representa a la conductancia} \end{aligned} \qquad (2.16)$$

Asumiendo que la respuesta del prototipo paso-bajo debe transformarse en una respuesta paso-banda ω_2-ω_1, donde ω_2 y ω_1 indican la frecuencia angular de los límites del paso-banda. La transformación de frecuencia requerida es

$$\Omega = \frac{\Omega_c}{FBW}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \qquad (2.17)$$

con

$$\begin{aligned} FBW &= \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \\ \omega_0 &= \sqrt{\omega_1 \omega_2} \end{aligned} \qquad (2.18)$$

donde ω_0 es la frecuencia central angular y FBW está definido como el ancho de banda fraccional. Si aplicamos esta transformación de frecuencias a un elemento reactivo g del prototipo paso-bajo tenemos

$$j\Omega g \rightarrow j\omega \frac{\Omega_c g}{FBW\,\omega_0} + \frac{1}{j\omega}\frac{\Omega_c \omega_0 g}{FBW} \qquad (2.19)$$

lo que implica que un elemento capacitivo/inductivo g en el prototipo paso-bajo se transformará en un circuito resonante *LC* serie/paralelo en el filtro paso-banda. Los elementos para el resonador *LC* serie en el filtro paso banda son

$$L_s = \left(\frac{\Omega_c}{FBW\omega_0}\right)\gamma_0 g$$

para g representando la inductancia (2.20a)

$$C_s = \left(\frac{FBW}{\omega_0\Omega_c}\right)\frac{1}{\gamma_0 g}$$

De manera similar, los elementos para el resonador *LC* paralelo en el filtro paso-banda son

$$C_p = \left(\frac{\Omega_c}{FBW\omega_0}\right)\frac{g}{\gamma_0}$$

para g representando la capacitancia (2.20b)

$$L_p = \left(\frac{FBW}{\omega_0\Omega_c}\right)\frac{\gamma_0}{g}$$

Destacar que $\omega_0 L_s = 1/(\omega_0 C_s)$ y $\omega_0 L_p = 1/(\omega_0 C_p)$ están contenidas en (2.20). La transformación de elementos en este caso se muestra en la figura 2.7.

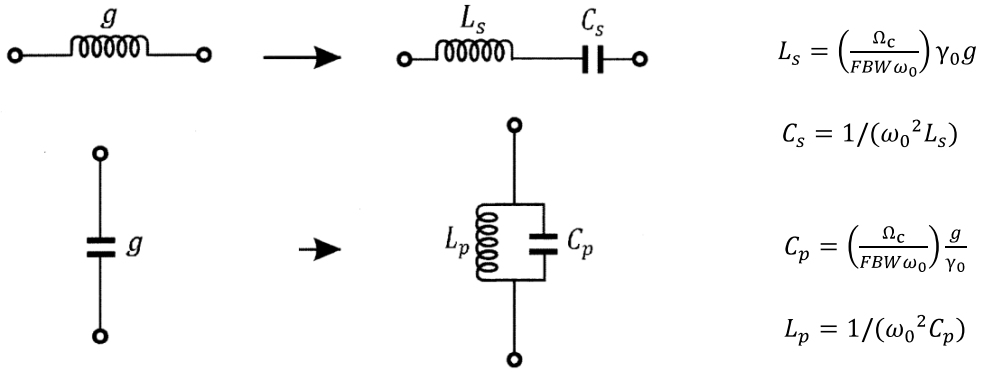


Figura 2.7: Prototipo paso-bajo a transformación de elementos básicos paso-banda

2.7 Resonadores paralelos y acoplados de media longitud de onda

La figura 2.8 ilustra la estructura general de un filtro paso-banda con resonadores acoplados y situados paralelamente unos con otros a lo largo de la mitad de su longitud.

Esta disposición en paralelo da un acoplamiento relativamente grande para el espacio dado entre resonadores, por lo que esta estructura de filtros ha sido utilizada para construir los filtros de transmisión y recepción de los capítulos 4 y 5 respectivamente.

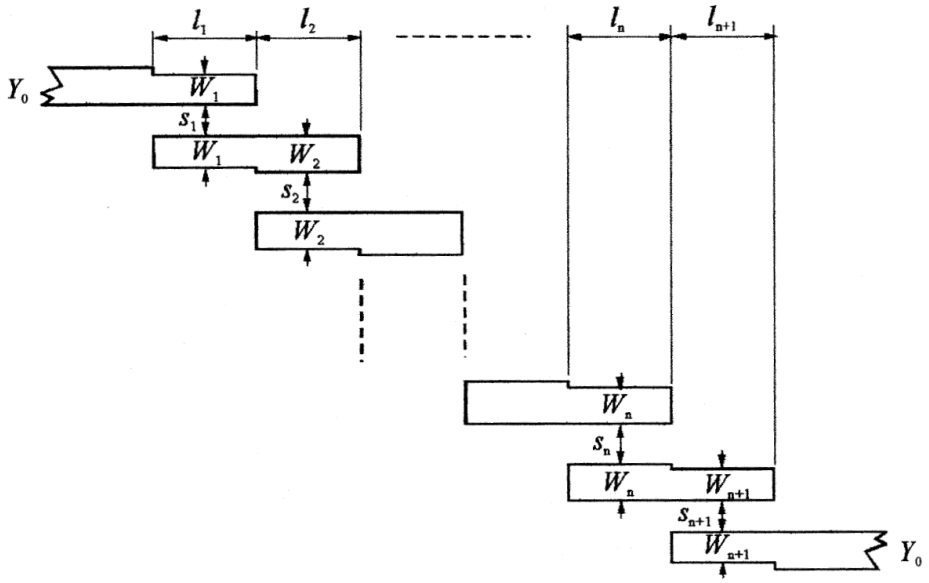


Figura 2.8: Estructura general de un filtro paso-banda con resonadores acoplados en paralelo.

Las ecuaciones de diseño para este tipo de filtro son dadas por [8]

$$\frac{J_{01}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2}\frac{FBW}{g_0 g_1}} \qquad (2.21a)$$

$$\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} = \frac{\pi FBW}{2}\frac{1}{\sqrt{g_j g_{j+1}}} \qquad j = 1\ a\ n-1 \qquad (2.21b)$$

$$\frac{J_{n,n+1}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2}\frac{FBW}{g_n g_{n+1}}} \qquad (2.21c)$$

donde g_0, g_1... g_n son los elementos del prototipo paso-bajo con una frecuencia de corte normalizada Ω_c=1 y FBW es el ancho de banda fraccional del filtro paso-banda tal como se definió en la sección 2.6. $J_{j,j+1}$ son las admitancias características de los inversores J y Y_0 es la admitancia característica de la terminación de las líneas. Para realizar los inversores J obtenidos arriba, el modo par y modo impar de las impedancias características de los resonadores acoplados se determina como

$$\left(Z_{0_e}\right)_{j,j+1} = \frac{1}{Y_0}\left[1 + \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} + \left(\frac{J_{j,j+1}}{Y_0}\right)^2\right] \quad j = 0\ a\ n \quad (modo\ par) \qquad (2.22a)$$

$$\left(Z_{0_o}\right)_{j,j+1} = \frac{1}{Y_0}\left[1 - \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} + \left(\frac{J_{j,j+1}}{Y_0}\right)^2\right] \quad j = 0\ a\ n \quad (modo\ impar) \quad (2.22b)$$

Haciendo referencia a la figura 2.8, W_1 y s_1 están determinados tal que los modos de impedancia par e impar coincidan con $(Z_{0_e})_{0,1}$ y $(Z_{0_o})_{0,1}$. Las longitudes de cada sección de línea acoplada vienen determinadas por

$$l_j = \frac{\lambda_0}{4\left(\sqrt{(\varepsilon_{re})_j \, x \, (\varepsilon_{ro})_j}\right)^{1/2}} - \Delta l_j \qquad (2.23)$$

donde Δl_j es la longitud equivalente del extremo abierto y ε_{re} y ε_{ro} las constantes dieléctricas efectivas del modo par e impar respectivamente.

2.8 Filtros selectivos con un par de ceros de transmisión

2.8.1 Características del filtro

El filtro que posee un par de ceros de transmisión (o polos de atenuación) a frecuencias finitas proporciona una mejora de la selectividad, haciendo viable un diseño intermedio entre los filtros de Chebyshev y elípticos aunque con pequeñas dificultades prácticas para la realización física [6]. La función de transferencia de este tipo de filtros es

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 F_n^2(\Omega)}$$

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{-\frac{L_R}{10}}-1}} \qquad (2.24)$$

$$F_n(\Omega) = \cosh\left\{(n-2)\cosh^{-1}(\Omega) + \cosh^{-1}\left(\frac{\Omega_a\Omega-1}{\Omega_a-\Omega}\right) + \cosh^{-1}\left(\frac{\Omega_a\Omega+1}{\Omega_a+\Omega}\right)\right\}$$

donde Ω es la frecuencia variable que está normalizada a la frecuencia de corte paso-banda del filtro prototipo paso-bajo, ε es la constante de rizado relacionada con unas pérdidas de retorno dadas L_R=20log|S_{11}| en dB y n es el grado del filtro. Las frecuencias del par de polos de atenuación se localizan en $\Omega=\pm\,\Omega_a$ (Ω_a>1). Destacar que si $\Omega_a\to\infty$ la función $F_n(\Omega)$ se convierte en la familiar función de Chebyshev. La respuesta frecuencial del filtro paso-banda puede ser determinada usando el mapeo de frecuencia mencionado en la sección 2.6,

$$\Omega = \frac{1}{FBW}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)$$

donde ω es la frecuencia variable del filtro paso-banda, ω_0 la frecuencia central y FBW el ancho de banda fraccional. Las frecuencias donde se localizan los dos ceros de transmisión del filtro paso banda vienen dadas por

$$\omega_{a1} = \omega_0 \frac{-\Omega_a FBW + \sqrt{(\Omega_a FBW)^2 + 4}}{2} \qquad (2.25)$$

$$\omega_{a2} = \omega_0 \frac{\Omega_a FBW + \sqrt{(\Omega_a FBW)^2 + 4}}{2} \qquad (2.26)$$

La figura 2.9 muestra algunas respuestas típicas de este tipo de filtros para n =6 y L_R=-20 dB comparadas con las de un filtro Chebyshev. Como se puede apreciar, la mejora en selectividad con respecto al filtro Chebyshev es evidente. Para un mayor acercamiento de los polos de atenuación a la frecuencia de corte (Ω=1) obtenemos una selectividad superior.

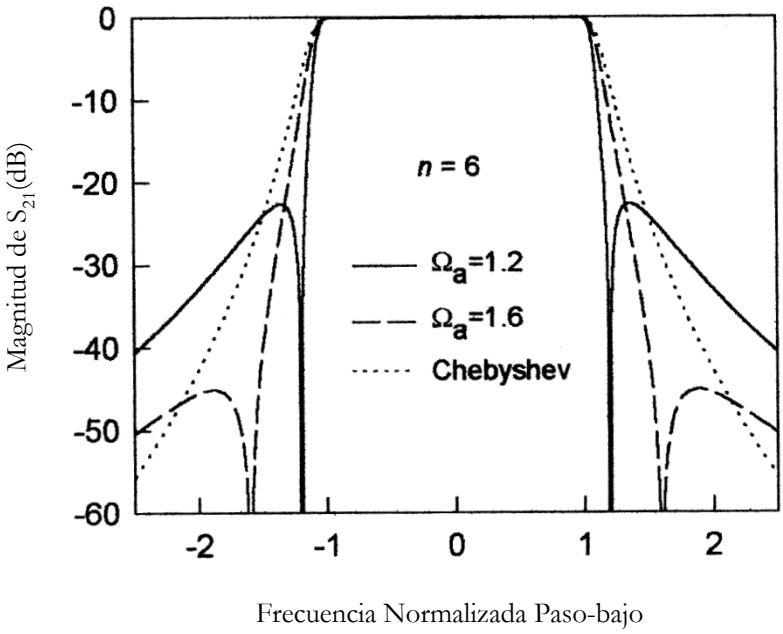


Figura 2.9: Comparación de las respuestas en frecuencia del filtro Chebyshev y el filtro diseñado con un par de polos de atenuación a frecuencias finitas (n=6).

2.8.2 Síntesis del filtro

Los ceros de transmisión de este tipo de filtros pueden realizarse con acoplo cruzado de resonadores no adyacentes en un filtro estándar de Chebyshev. Levy [9] ha desarrollado un método aproximado de síntesis basado en un prototipo paso-bajo como el que se muestra

en la figura 2.10, donde las cajas rectangulares representan inversores de admitancia ideales con una admitancia característica J.

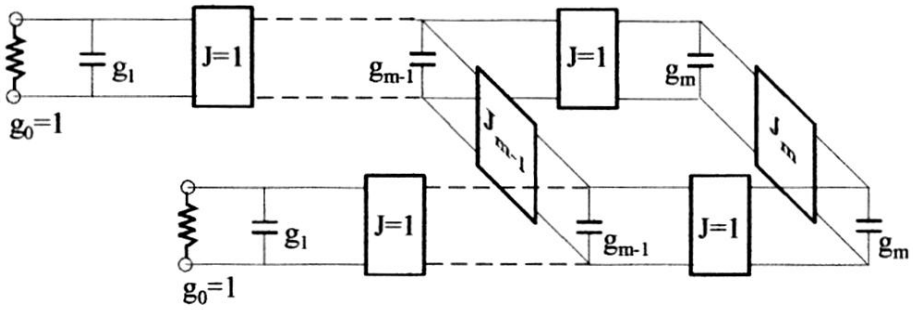


Figura 2.10: Prototipo paso-bajo para la síntesis del filtro

El método aproximado de síntesis empieza con los valores de los elementos para los filtros de Chebyshev

$$g_1 = \frac{2}{\gamma}\sin\left(\frac{\pi}{2n}\right)$$

$$g_i g_{i-1} = \frac{4\sin\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right]\cdot\sin\left[\frac{(2i-3)}{2n}\right]}{\gamma^2+sin^2\left[\frac{(i-1)\pi}{n}\right]} \quad (i = 1,2,\ldots m),\ m = n/2$$

$$\gamma = \sinh\left(\frac{1}{\mathrm{n}}\sinh^{-1}\frac{1}{\varepsilon}\right) \qquad (2.27)$$

$$S = \left(\sqrt{1+\mathcal{E}^2}+\mathcal{E}\right)^2 \quad \text{(VSWR en la banda de paso)}$$

$$J_m = \frac{1}{\sqrt{S}}$$

$$J_{m-1} = 0$$

Para introducir los ceros de transmisión en $\Omega=\pm\Omega_a$, el valor requerido de J_{m-1} viene dado por

$$J_{m-1} = \frac{-J'_m}{(\Omega_a g_m)^2 - J'^2_m} \qquad (2.28)$$

La introducción de J_{m-1} desajusta el filtro y para mantener las pérdidas de retorno requeridas a la frecuencia central es necesario cambiar ligeramente el valor de J_m acorde a la fórmula

$$J'_m = \frac{J_m}{1+J_m J_{m-1}} \qquad (2.29)$$

donde J'_m se interpreta como la actualización de J_m. Las ecuaciones (2.28) y (2.29) se resuelven de forma iterativa con los valores iniciales de J_m y J_{m-1} dados en (2.27). Ningún otro elemento del filtro de Chebyshev original cambia.

El método descrito arriba es simple pero bastante útil en muchos casos para el diseño de filtros selectivos. El problema radica en su falta de exactitud y puede fallar para filtros muy selectivos que requieran un movimiento de los polos de atenuación lo más cercanos posibles a las frecuencias de corte de la banda de paso. Esto necesita el uso de procedimientos de síntesis más precisos y desarrollados teóricamente en [6]. Alternativamente, se puede hacer uso de unas tablas tabuladas extraídas de un diseño mucho más exacto donde los valores de las frecuencias de los polos de atenuación Ω_a cubren un rango amplio para diseños prácticos que requieren una selectividad alta de los filtros paso-banda. En la tabla 2.3 se muestran todos los valores para el caso de un prototipo de cuatro polos como el estudiado en este trabajo.

Ω_a	g_1	g_2	J_1	J_2
1.80	0.95974	1.42192	-0.21083	1.11769
1.85	0.95826	1.40972	-0.19685	1.10048
1.90	0.95691	1.39927	-0.18429	1.08548
1.95	0.95565	1.39025	-0.17297	1.07232
2.00	0.95449	1.38235	-0.16271	1.06062
2.05	0.95341	1.37543	-0.15337	1.05022
2.10	0.95242	1.36934	-0.14487	1.04094
2.15	0.95148	1.36391	-0.13707	1.03256
2.20	0.95063	1.35908	-0.12992	1.02499
2.25	0.94982	1.35473	-0.12333	1.0181
2.30	0.94908	1.35084	-0.11726	1.01187
2.35	0.94837	1.3473	-0.11163	1.00613
2.40	0.94772	1.34408	-0.10642	1.00086

Tabla 2.3: Valores de los elementos para un prototipo de cuatro polos (L_R=-20dB).

Los parámetros de diseño del filtro paso-banda como son los coeficientes de acoplamiento y los factores de calidad externos referidos a la estructura general de acoplamientos de la figura 2.11 pueden ser determinados por las fórmulas

$$Q_{ei} = Q_{eo} = \frac{g_1}{FBW} \tag{2.30}$$

$$k_{i,i+1} = k_{n-i,n-i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad para\ i = 1\ a\ m-1 \tag{2.31}$$

$$k_{m,m+1} = \frac{FBW \cdot J_m}{g_m} \tag{2.32}$$

$$k_{m-1,m+2} = \frac{FBW \cdot J_{m-1}}{g_{m-1}} \tag{2.33}$$

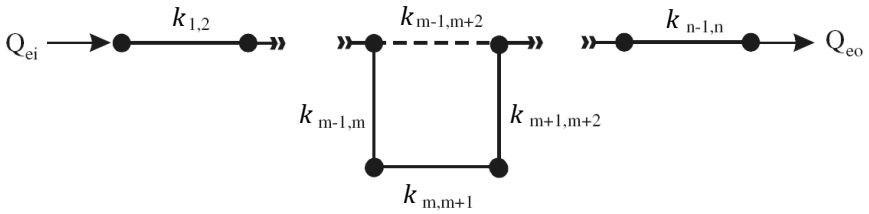


Figura 2.11: Estructura general de acoplamientos del filtro paso-banda con un par de ceros de transmisión a frecuencia finita

2.8.3 Posibles configuraciones del filtro

La figura 2.12 muestra algunas configuraciones compuestas del filtro con resonadores microstrip para realizar este tipo de característica de filtrado en microstrip. Los números indican la secuencia del acoplamiento directo y sólo se han ilustrado hasta ocho polos, si bien es factible construir filtros de orden mayor. En la figura 2.13 se han dibujado a modo de ejemplo los resultados simulados de un filtro realizado usando la configuración de la figura 2.12(c), mostrando los tipos de acoplamiento existentes.

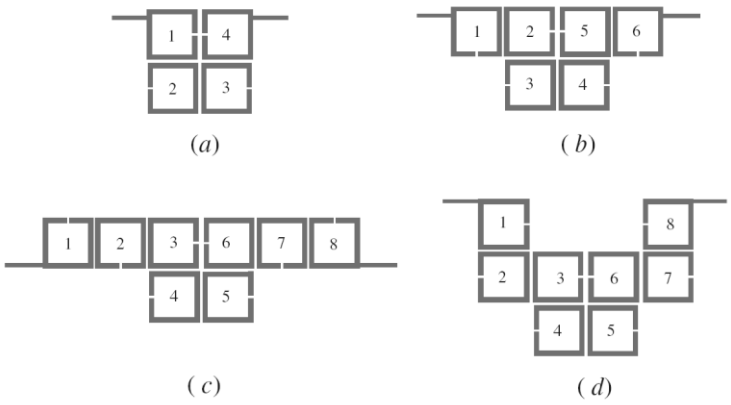


Figura 2.12: Configuración de filtros paso-banda exhibiendo un par de ceros de atenuación a frecuencias finitas

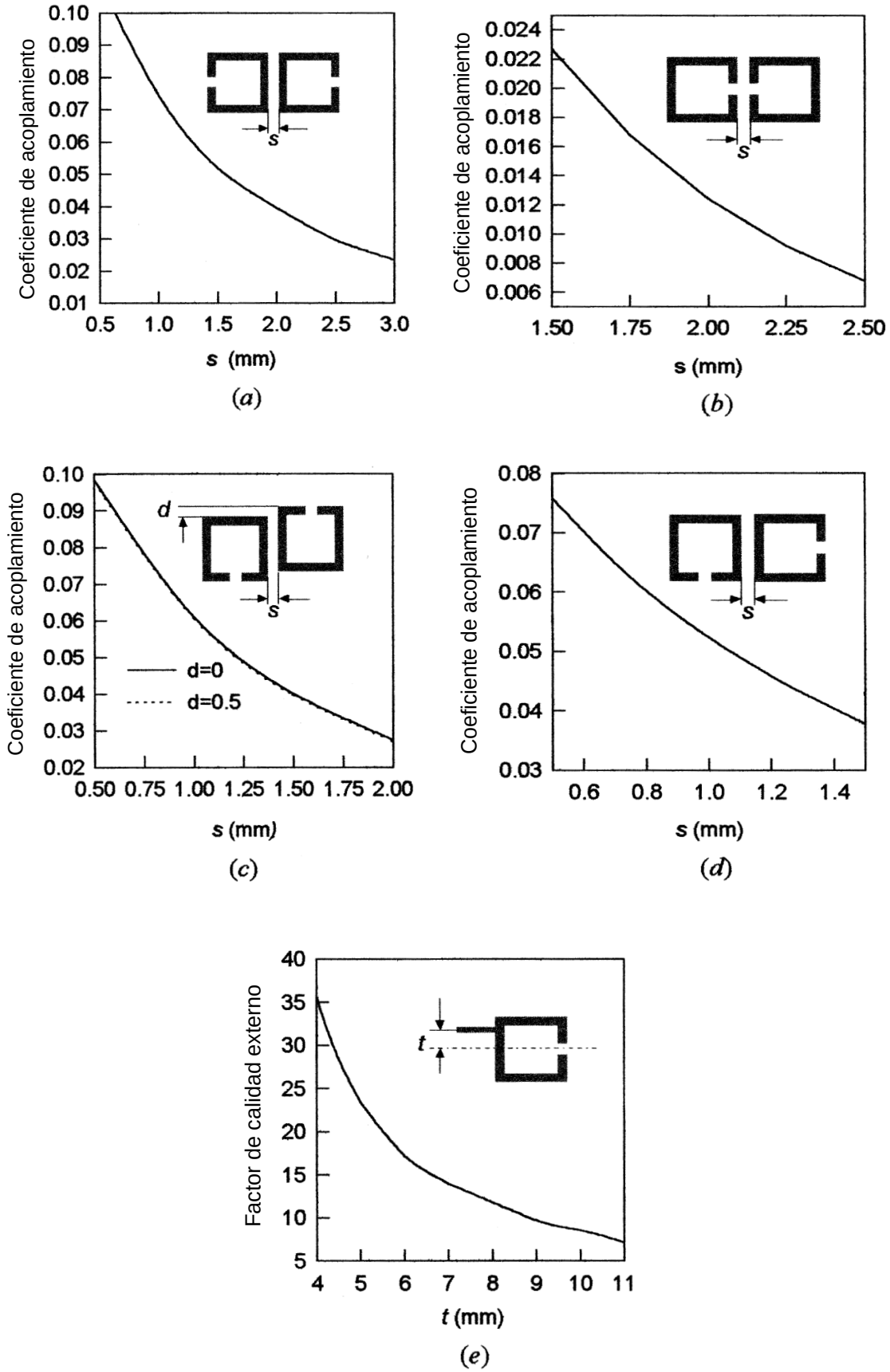


Figura 2.13: Curvas de diseño. (a) Acoplamiento magnético. (b) Acoplamiento eléctrico. (c) Acoplamiento mixto I. (d) Acoplamiento mixto II. (e) Factor de calidad externo. (Todos los resonadores tienen un ancho de línea de 1.5 mm y unas medidas de 16 mm x 16 mm en un substrato de 1.27 mm de espesor con una constante dieléctrica relativa de 10.8).

La curva de la figura 2.13(a) muestra la dependencia del coeficiente de acoplamiento cuando se aumenta la distancia de separación s en un acoplamiento magnético. Como puede observarse, dicho coeficiente se va debilitando a medida que separamos ambos resonadores. Las mismas conclusiones son extraídas para la gráfica de la figura 2.13(b), pero en este caso se trata de un acoplamiento eléctrico. Las figuras 2.13(c) y 2.13(d) muestran los casos de dos acoplamientos mixtos. En estos casos el acoplamiento vuelve a disminuir para un aumento de la distancia s, pero podemos observar como la distancia d que relaciona el desnivel entre ambos resonadores prácticamente deja invariable la respuesta.

En la figura 2.13(e) se ha dibujado la respuesta del factor de calidad externo Q_e y su variación con respecto a la distancia *t*. Esta configuración corresponde a la mostrada en la figura 2.14(a), donde la línea de alimentación de 50 Ω está directamente unida al resonador y el coeficiente de acoplamiento se controla mediante la posición *t*. Para una menor distancia *t*, la línea de alimentación estaría más cercana a una "tierra virtual" del resonador proporcionando un acoplamiento más débil y un mayor factor de calidad externo. Otra opción también válida sería la configuración que se dibuja en la figura 2.14(b), donde el acoplamiento puede encontrarse a partir del gap *g* y del grosor *w* de la línea. Normalmente, un menor gap y una línea más estrecha dan lugar a un acoplamiento más fuerte o a un factor de calidad externo del resonador menor.

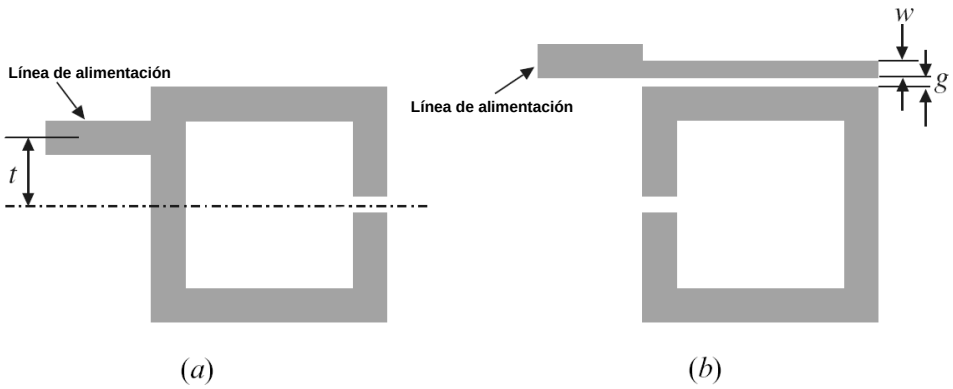


Figura 2.14: Típica estructura de acoplamiento I/O para filtros con resonadores acoplados. (a) Acoplamiento unido. (b) Acoplamiento con línea acoplada.

2.9 Teoría general sobre acoplamientos

Es importante establecer la relación entre los valores de cada coeficiente de acoplamiento requerido y la estructura física de los resonadores acoplados para así encontrar las dimensiones físicas del filtro para su fabricación.

En general, el coeficiente de acoplamiento de resonadores de RF/microondas acoplados, que puede tener diferente estructura y diferentes frecuencias resonantes (ver figura 2.15), puede ser definido en base a la proporción de energía acoplada a energía almacenada [10] como por ejemplo

$$k = \frac{\iiint \varepsilon \underline{E_1} \cdot \underline{E_2} dv}{\sqrt{\iiint \varepsilon |\underline{E_1}|^2 dv \; x \; \iiint \varepsilon |\underline{E_2}|^2 dv}} + \frac{\iiint \mu \underline{H_1} \cdot \underline{H_2} dv}{\sqrt{\iiint \mu |\underline{H_1}|^2 dv \; x \; \iiint \mu |\underline{H_2}|^2 dv}} \qquad (2.34)$$

donde $\underline{E}$ y $\underline{H}$ representan los vectores de campo eléctrico y magnético respectivamente y las integrales de volumen son sobre toda la región con permitividad ε y permeabilidad μ. El primer término representa el acoplamiento eléctrico y el segundo hace referencia al acoplamiento magnético.

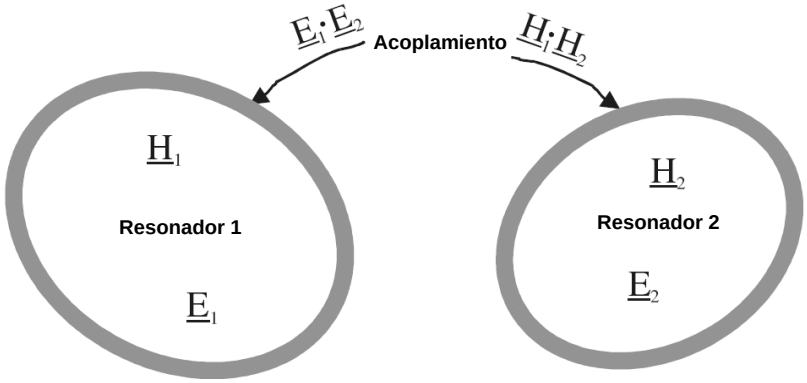


Figura 2.15: Resonadores de RF/microondas acoplados donde los resonadores 1 y 2 pueden ser diferentes en estructura y tener diferentes frecuencias de resonancia

A. Acoplamiento eléctrico

El modelo de un circuito equivalente de elementos concentrados para resonadores de RF/microondas eléctricamente acoplados se muestra en la figura 2.16(a), donde L y C son la propia inductancia y capacitancia, así que $(LC)^{-1/2}$ equivale a la frecuencia angular resonante de los resonadores desacoplados y C_m representa la capacitancia mutua. Si miramos a los planos de referencia T_1-T'_1 y T_2-T'_2, podemos ver una red de dos puertos que puede ser descrita por el siguiente conjunto de ecuaciones:

$$\begin{aligned} I_1 &= j\omega C V_1 - j\omega C_m V_2 \\ I_2 &= j\omega C V_2 - j\omega C_m V_1 \end{aligned} \qquad (2.35)$$

asumiendo una forma de onda sinusoidal. Está bien mencionar que (2.35) implica que la propia capacitancia C es la capacitancia vista en un resonador de la figura 2.16(a) cuando la capacitancia en el resonador adyacente está cortocircuitada. Así, los segundos términos de (2.35) son corrientes inducidas resultantes del incremento de voltaje en los resonadores 1 y 2 respectivamente. A partir de (2.35) los cuatro parámetros Y

$$Y_{11} = Y_{22} = j\omega C$$
$$Y_{12} = Y_{21} = -j\omega C_m \tag{2.36}$$

pueden ser fácilmente encontrados por las definiciones.

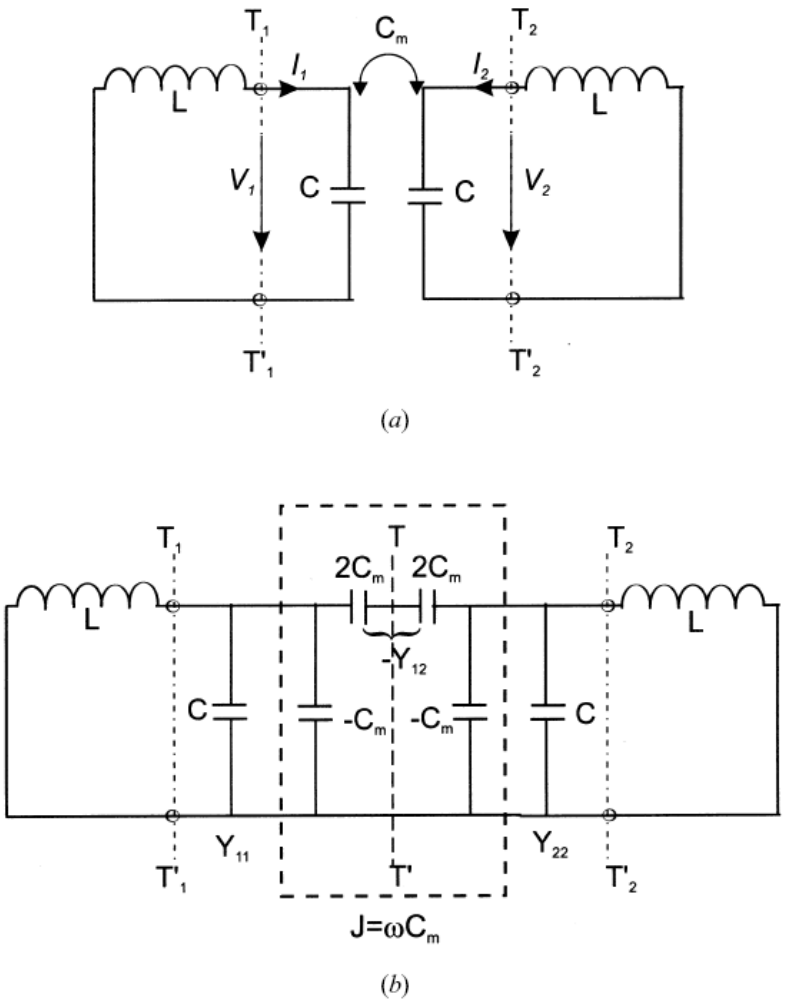


Figura 2.16: Acoplamiento eléctrico. (a) Modelo teórico de concentración de elementos para un acoplo eléctrico entre resonadores. (b) Forma alternativa del circuito equivalente con un inversor de admitancias $J=\omega C_m$ para representar el acoplamiento.

De acuerdo a la teoría de redes [11], una forma alternativa del circuito equivalente de la figura 2.16(a) puede obtenerse y se muestra en la figura 2.16(b). Esta forma tiene los mismos parámetros de dos puertos que los de la figura 2.16(a) pero es más conveniente para las explicaciones que vendrán a continuación. Además, se puede ver como el acoplamiento eléctrico entre los dos resonadores está representado por un inversor de admitancias $J=\omega C_m$. Si el plano de simetría *T-T'* de la figura 2.16(b) es reemplazado por un cortocircuito o una pared eléctrica, el circuito resonante tendrá una frecuencia de resonancia dada por

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C+C_m)}} \tag{2.37}$$

En este caso el efecto del acoplamiento mejora la capacidad para almacenar carga tal que la frecuencia de resonancia es menor que en la de un resonador simple sin acoplar. Si el plano de simetría *T-T'* lo sustituimos ahora por un circuito abierto o una pared magnética, la frecuencia de resonancia del circuito simple resonante resultante vendrá dada por

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C-C_m)}} \tag{2.38}$$

En este caso el efecto del acoplamiento reduce la capacidad para almacenar carga y la frecuencia de resonancia con respecto a un resonador simple sin acoplar se ve aumentada. Si usamos las ecuaciones (2.37) y (2.38) podemos encontrar el coeficiente de acoplamiento eléctrico entre los resonadores de la figura 2.15(b) que viene dado por

$$k_E = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} = \frac{C_m}{C} \tag{2.39}$$

B. Acoplamiento magnético

La figura 2.17(a) muestra el modelo del circuito equivalente de elementos concentrados para una estructura de resonadores acoplados magnéticamente, donde L y C son las propias inductancias y capacitancias y L_m representa la inductancia mutua. En este caso, las ecuaciones de acoplamiento que describen la red de dos puertos en los planos de referencia T_1-T'_1 y T_2-T'_2 son

$$\begin{aligned} V_1 &= j\omega L I_1 + j\omega L_m I_2 \\ V_2 &= j\omega L I_2 + j\omega L_m I_1 \end{aligned} \tag{2.40}$$

Las ecuaciones (2.40) implican que la propia inductancia L es la inductancia vista en un resonador de la figura 2.17(a) cuando el resonador adyacente está en circuito abierto. Así, los segundos términos de (2.40) son voltajes inducidos resultantes del incremento de intensidad en los resonadores 1 y 2 respectivamente. A destacar que las corrientes de los dos resonadores de la figura 2.17(a) fluyen en dirección opuesta, así que las caídas de tensión debidas a la inductancia mutua tienen signo positivo. A partir de (2.40) podemos encontrar los cuatro parámetros Z.

$$\begin{aligned} Z_{11} &= Z_{22} = j\omega L \\ Z_{12} &= Z_{21} = -j\omega L_m \end{aligned} \tag{2.41}$$

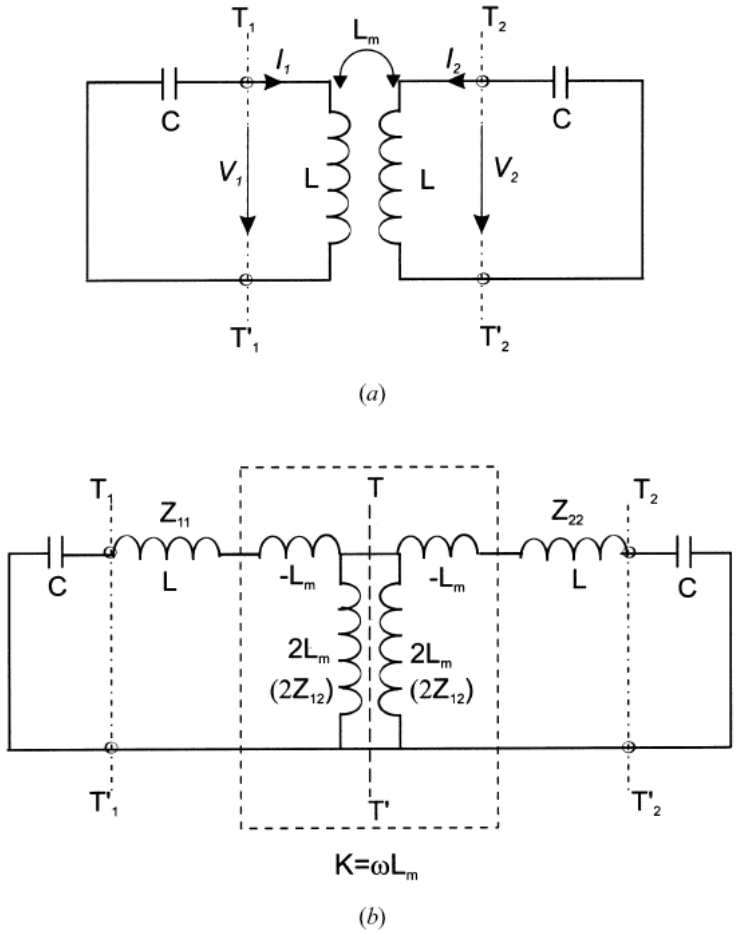


Figura 2.17: Acoplamiento magnético. (a) Modelo teórico de concentración de elementos para un acoplo magnético entre resonadores. (b) Forma alternativa del circuito equivalente con un inversor de impedancias $K=\omega L_m$ para representar el acoplamiento.

La figura 2.17(b) es una alternativa del circuito equivalente teniendo los mismos parámetros de red que los de la figura 2.17(a). Destacar que el acoplamiento magnético entre los dos resonadores está representado por un inversor de impedancias $K=\omega L_m$. Si el plano de simetría *T-T'* de la figura 2.17(b) es reemplazado por un cortocircuito o una pared eléctrica, el circuito resonante tendrá una frecuencia de resonancia dada por

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L-L_m)}} \qquad (2.42)$$

Se puede observar que el incremento en la frecuencia resonante es debido al efecto de acoplamiento reduciendo el flujo almacenado en el circuito del resonador simple cuando la pared eléctrica es insertada en el plano simétrico. Si una pared magnética o un circuito abierto reemplaza al plano de simetría de la figura 2.17(b), la frecuencia de resonancia del circuito simple resonante resultante vendrá dada por

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L+L_m)}} \tag{2.43}$$

En este caso el efecto del acoplamiento incrementa el flujo almacenado y la frecuencia de resonancia con respecto a un resonador simple sin acoplar se ve disminuida. Si usamos las ecuaciones (2.42) y (2.43) podemos encontrar el coeficiente de acoplamiento magnético entre los resonadores de la figura 2.17(b) que viene dado por

$$k_M = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{L_m}{L} \tag{2.44}$$

C. Acoplamiento mixto

Para estructuras de resonadores acoplados con acoplamientos eléctricos y magnéticos, la representación se da en la figura 2.18(a). Los parámetros Y son los parámetros de la red de dos puertos localizada en el lado izquierdo del plano de referencia T_1-T'_1 y el lado derecho del plano de referencia T_2-T'_2, mientras que los parámetros Z son los parámetros de la otra red de dos puertos localizada en el lado derecho del plano de referencia T_1-T'_1 y el lado izquierdo del plano de referencia T_2-T'_2. Los parámetros Y y Z son definidos por

$$\begin{aligned} Y_{11} &= Y_{22} = j\omega C \\ Y_{12} &= Y_{21} = j\omega C'_m \end{aligned} \tag{2.45}$$

$$\begin{aligned} Z_{11} &= Z_{22} = j\omega L \\ Z_{12} &= Z_{21} = j\omega L'_m \end{aligned} \tag{2.46}$$

donde C, L, C'_m y L'_m son la capacitancia propia, la inductancia propia, la capacitancia mutua y la inductancia mutua del circuito equivalente de elementos concentrados mostrado en la figura 2.18(b). Además, se puede identificar un inversor de impedancias $K=\omega L'_m$ y un inversor de admitancias $J=\omega C'_m$ que representan al acoplamiento magnético y al acoplamiento eléctrico respectivamente.

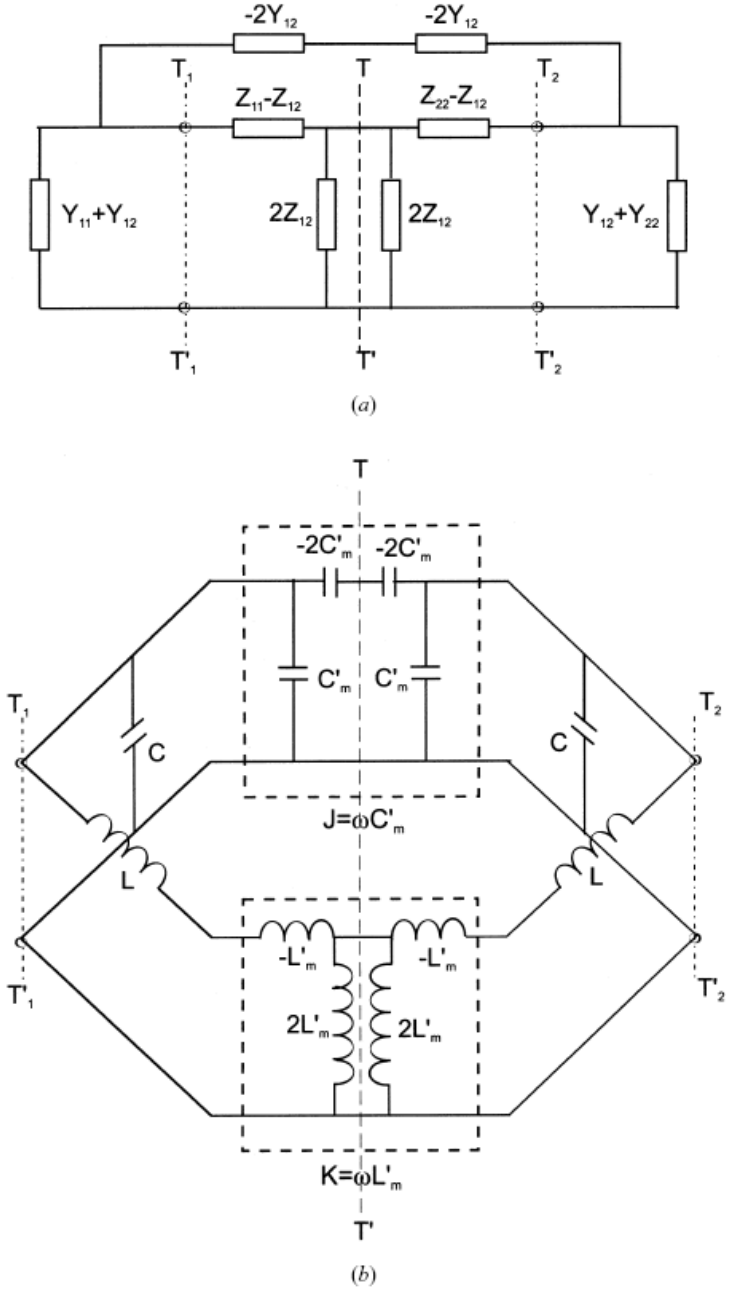


Figura 2.18: Acoplamiento mixto. (a) Modelo teórico de concentración de elementos para un acoplo mixto entre resonadores. (b) Forma alternativa del circuito equivalente con un inversor de impedancias $K=\omega L'_m$ y un inversor de admitancias $J=\omega C'_m$ para representar el acoplamiento magnético y el acoplamiento eléctrico respectivamente.

Insertando una pared eléctrica o una pared magnética, respectivamente, en el plano de simetría del circuito equivalente de la figura 2.18(b) obtenemos

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-L'_m)(C-C'_m)}} \qquad (2.47)$$

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L'_m)(C+C'_m)}} \qquad (2.48)$$

Como se puede ver en este caso, tanto el acoplamiento magnético como el eléctrico tienen el mismo efecto en el desplazamiento de la frecuencia resonante.

A partir de (2.47) y (2.48), el coeficiente mixto de acoplamiento k_X puede encontrarse como

$$k_X = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{CL'_m + LC'_m}{LC + L'_m C'_m} \tag{2.49}$$

Es razonable asumir que $L'_m C'_m \ll LC$, así que la ecuación (2.49) se convierte en

$$k_X \approx \frac{L'_m}{L} + \frac{C'_m}{C} = k'_M + k'_E \tag{2.50}$$

que claramente indica que los resultados del acoplamiento mixto resultan de una superposición de los acoplamientos magnético y eléctrico. Debe tenerse en cuenta que para el acoplamiento mixto la superposición de ambos acoplamientos puede tener dos posibles resultados, bien mejorándolo o bien cancelándose uno con otro. Si permitimos a la inductancia mutua o la capacitancia mutua de la figura 2.18(b) cambiar de signo, encontraremos que ambos acoplamientos tienden a cancelarse el uno con el otro.

2.10 Obtención de los parámetros de diseño para una distribución de elementos paso-banda desde el prototipo paso-bajo

En esta sección se presenta la formulación usada para obtener los parámetros de diseño para un filtro paso-banda directamente desde el prototipo paso-bajo mostrado en las secciones 2.5 y 2.6. Una vez definidos el número de resonadores, los parámetros de diseño a encontrar son el factor de calidad externo Q_e y el coeficiente de acoplamiento k entre los resonadores tal y como se muestra en la figura 2.19 [12].

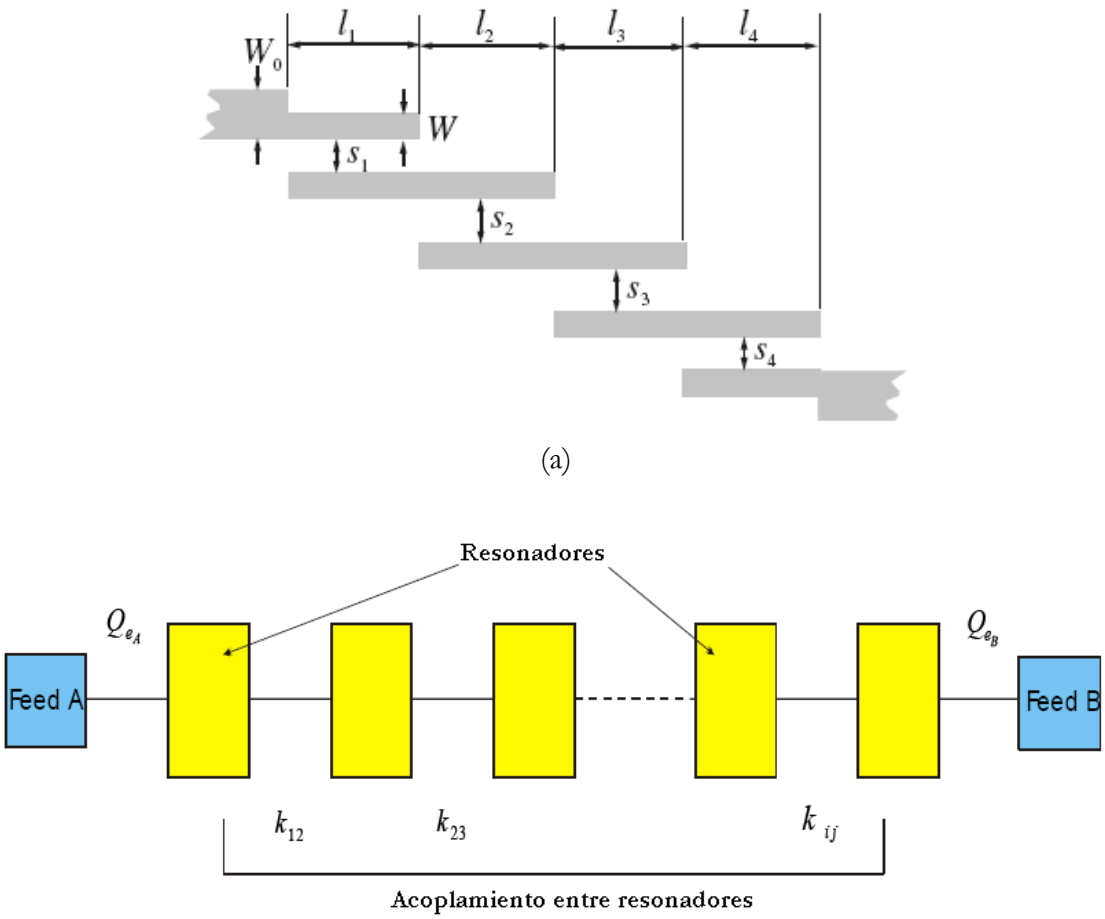


Figura 2.19: (a) Filtro paso-banda con líneas microstrip. (b)Representación en cascada con los parámetros de diseño.

Los parámetros de diseño se pueden obtener directamente de los valores g del prototipo paso-bajo. El valor de Q_e derivado del prototipo paso-bajo para el filtro paso-banda de la figura 2.19 viene dado por [6]

$$Q_{e_A} = \frac{g_1 f_o}{\Delta BW} \tag{2.51}$$

$$Q_{e_B} = \frac{g_n g_{n+1} f_o}{\Delta BW} \tag{2.52}$$

donde f_o en (2.51) y (2.52) es la frecuencia central deseada para la respuesta del filtro paso-banda, las g's son los valores de los elementos del filtro paso-bajo y el ΔBW es el ancho de banda deseado para el filtro paso-banda y que viene dado por

$$\Delta BW = w_2 - w_1 \tag{2.53}$$

El coeficiente de acoplamiento entre resonadores derivado del prototipo paso-bajo es

$$k_{ij} = \frac{\Delta BW}{f_o\sqrt{g_i g_j}} \qquad (2.54)$$

donde f_o es la frecuencia central deseada para la respuesta del filtro paso-banda, las g's son el valor de los elementos del prototipo paso-bajo y ΔBW es el ancho de banda para el filtro paso-banda deseado.

2.11 Obtención del valor de los acoplamientos con el simulador electromagnético ADS

2.11.1 Introducción

En la sección anterior se mostraba como calcular los parámetros Q_e y k de manera teórica. Ahora se calculan dichos parámetros de forma práctica haciendo uso del simulador electromagnético Advanced Design System (ADS) de Agilent Technologies. Es decir, durante el diseño del filtro deberemos tratar que los parámetros simulados con ADS sean iguales a los encontrados teóricamente para así asegurar un buen comportamiento del filtro. Los detalles acerca de los valores de los parámetros calculados en cada filtro se discuten en el capítulo del filtro correspondiente. Aquí únicamente describiremos el proceso general con el ejemplo de resonadores microstrip acoplados.

2.11.2 Cálculo de Q_e

El factor de calidad externo Q_e está relacionado con el efecto de carga entre el primer y el último resonador con sus respectivas líneas de alimentación (*feeds*), es decir, es un acoplamiento relacionado con la entrada y salida del filtro tal y como se muestra en la figura 2.19(b). La configuración de la figura 2.20 puede usarse para extraer Q_e a partir de ADS, donde hay un acoplamiento débil en un lado del resonador [12].

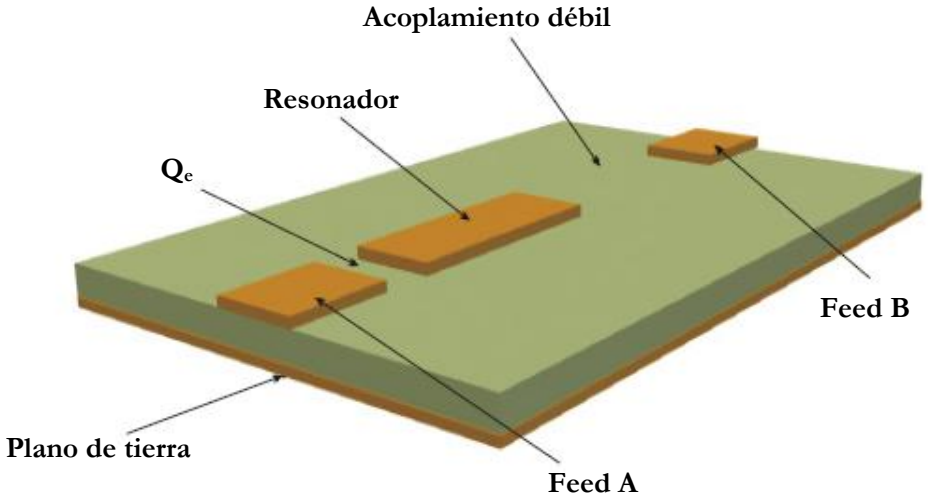


Figura 2.20: Extracción del valor Q_e de las simulaciones.

Si realizamos una simulación del parámetro S_{21} obtenemos una respuesta como la presentada en la figura 2.21.

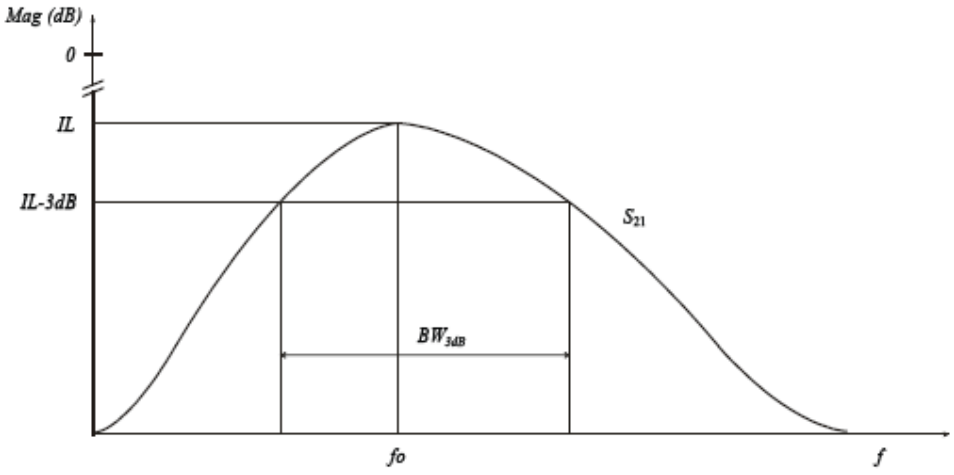


Figura 2.21: Típica respuesta simulada del parámetro S_{21} para Q_e.

La asimetría del gráfico de la figura 2.21 es debido al acoplamiento asimétrico usado en la figura 2.20. Ahora podremos extraer el valor de Q_e a partir de la respuesta de la simulación calculando

$$Q_e = \frac{f_o}{BW_{3dB}} \qquad (2.55)$$

donde f_o y BW_{3dB} en (2.55) son los parámetros especificados en la figura 2.21. Ahora variando el acoplamiento entre el resonador y la línea de entrada (*Feed A*) de la figura 2.20, Q_e puede ser optimizado para cumplir las especificaciones del filtro. De forma general, esto se hará tomando (2.55) para que coincida con el Q_e del prototipo paso-bajo de (2.51) y (2.52) de manera que modificando la distancia del primer y último resonador a sus respectivos *feeds* nos dará el valor apropiado de Q_e para cada caso.

2.11.3 Cálculo de los acoplamientos entre resonadores (k)

En este apartado nos centraremos en extraer los acoplamientos entre resonadores a partir del parámetro k.

La configuración de la figura 2.22 puede usarse para encontrar el acoplamiento entre dos resonadores mediante la ayuda del simulador electromagnético ADS. Los resonadores deben tener un acoplamiento débil con sus líneas de alimentación (*Feed A* y *Feed B*) para poder extraer correctamente el acoplo entre resonadores

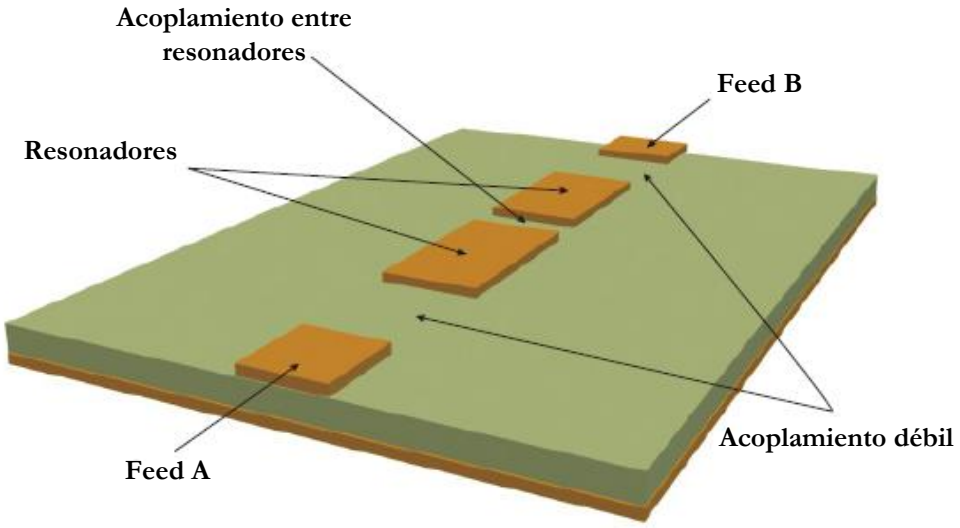


Figura 2.22: Extracción del acoplamiento entre resonadores mediante simulaciones.

A partir de la configuración anterior, una respuesta típica del parámetro S_{21} producida por el acoplo entre resonadores se muestra en la figura 2.23.

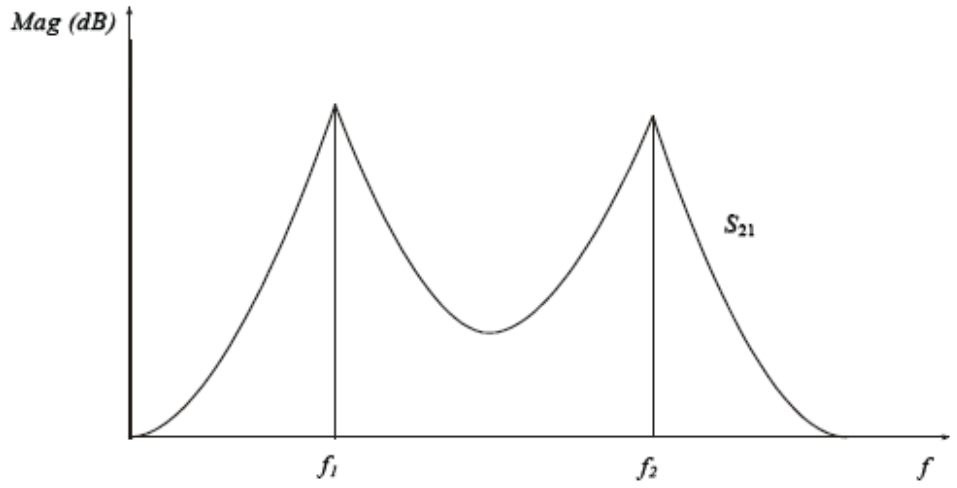


Figura 2.23: Típica respuesta simulada para dos resonadores acoplados.

El acoplamiento entre dos resonadores llamados i y j se extraería de la respuesta de la simulación de la figura 2.23 usando la fórmula general

$$k_{ij} = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \qquad (2.56)$$

donde f_1 y f_2 son las frecuencias de los dos picos acoplados generados por la interacción electromagnética entre resonadores como se muestra en la figura 2.23. Ahora el acoplamiento entre resonadores podremos optimizar el valor de k de la ecuación (2.56) para hacerlo coincidir con el encontrado teóricamente derivado del prototipo paso-bajo que se daba en la ecuación (2.54). Con esta información podremos calcular la distancia adecuada entre resonadores.

2.12 Conclusiones

En este segundo capítulo se han detallado todos los aspectos teóricos necesarios para realizar los filtros presentados en esta memoria. La importancia de definir correctamente las principales características de los filtros así como todos los acoplamientos es fundamental para una precisa realización de todos los diseños.

De especial relevancia es también conocer las especificaciones de las tecnologías empleadas y poder saber el rango de frecuencias para una correcta conmutación de ambos estándares en los filtros y el diplexor reconfigurable.

2.13 Referencias

[1] Wi-Fi Planet, http://www.wi-fiplanet.com

[2] Wi-Fi Alliance, http://www.wi-fi.org

[3] Colegio Oficial de Ingenieros de Telecomunicación (Grupo de Nuevas Actividades Profesionales), "La situación de las Tecnologías WLAN basadas en el estándar IEEE 802.11 y sus variantes ("Wi-Fi")", 2004.

[4] UMTS Forum, http://www.umts-forum.org

[5] J.A. Portilla Figueras, "Guías fáciles de las TIC del Colegio Oficial de Ingenieros de Telecomunicación: UMTS", 2006.

[6] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, New York, USA, John Wiley & Sons Inc. 2001.

[7] J.D. Rhodes, *Theory of Electrical Filters*, New York, Wiley, 1976.

[8] G. Mattaei, L. Young and E.M.T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, Norwood, MA, 1980.

[9] R. Levy, "Filters with single transmission zeros at real and imaginary frequencies," *IEEE Trans.*, MTT-24, 1976, 172-181.

[10] J.-S. Hong, "Couplings of asynchronously tuned coupled microwave resonators", *IEEE Proc. Microwaves, Antennas and Propagation, 147*, Oct. 2000, 354-358.

[11] C. G Montgomery, R. H. Dicke and E. M. Purcell, *Principle of Microwave Circuits*, McGraw-Hill, New York, 1948, ch. 4.

[12] I. Llamas-Garro, "Micromachined Microwave Filters (PhD thesis)", The University of Birmingham, UK 2003.

3. Caracterización del diodo y el inductor

3.1 Introducción

En este capítulo se describirán todas las técnicas empleadas para desarrollar un modelo correcto que pueda modelar al diodo PIN en las simulaciones. En definitiva, se pretende medir el comportamiento del diodo y poder así asociarlo a un circuito equivalente. Todas las mediciones descritas en este capítulo han sido realizadas en el Centre Tecnològic de Telecomunicacions de Catalunya (CTTC) situado en el Parc Mediterrani de la Tecnologia (Castelldefels). El edificio, como se puede ver en la figura 3.1, está situado en el campus universitario de la UPC.

Figura 3.1: Fotografía del edificio donde se ubica el CTTC situado en el campus universitario de Castelldefels.

3.2 Extracción del modelo de elementos concentrados

En esta sección se desarrolla el método empleado para la extracción del modelo de elementos concentrados a partir de los parámetros S medidos e incluidos en un "bloque". A partir de este bloque con información de las medidas que será nuestro *input*, podremos crear los modelos π o T como se muestra en la figura 3.2 [1]. Para nuestro caso se elije el modelo π ya que físicamente resulta más similar a la situación que deberemos analizar.

En este caso, los valores de las correspondientes impedancias pueden ser fácilmente deducidos desde los parámetros S y la impedancia de referencia [2]. Se escoge un modelo para cada impedancia y los valores de los elementos *R*, *L* y *C* correspondientes son extraídos en una raíz cuadrática media. Estas regresiones son aplicadas de forma separada en la parte real y en la parte imaginaria de las impedancias.

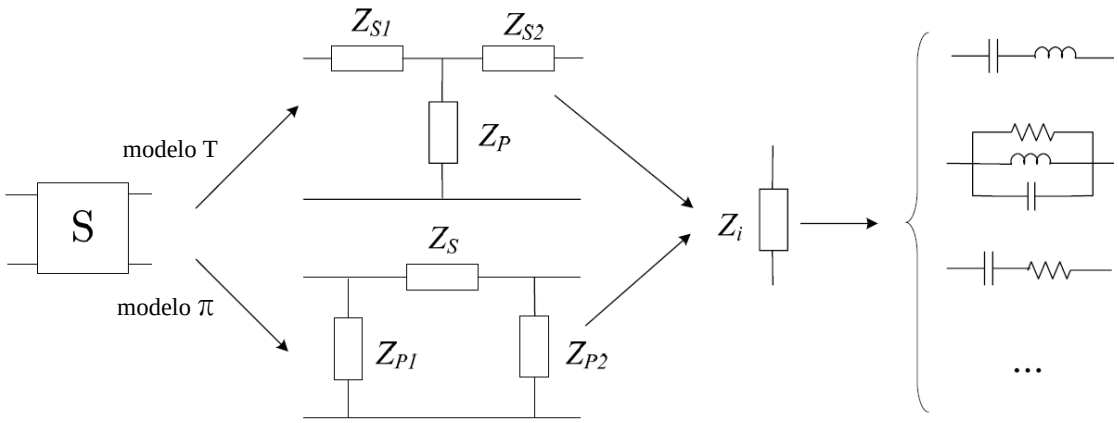


Figura 3.2: Proceso de extracción en T o π en redes RLC de dos puertos.

La precisión de la extracción del modelo puede ser evaluada gráficamente comparando (en el rango de frecuencia deseado y para cada impedancia) el valor dado por el modelo extraído con los datos iniciales de la medición. Además, para poder tener una estimación cuantitativa de la precisión de todo el modelo extraído, los parámetros S de la red π o T pueden ser también calculados con las impedancias extraídas. En este proceso inverso o de reconstitución, cabe la posibilidad de descuidar algunos elementos que han sido extraídos pero que el efecto esperado es muy bajo (p. ej.: elementos parásitos). Después, los parámetros S reconstituidos ($\hat{S}$) se comparan con los originales (S) por medio de dos cantidades que implican a los cuatro parámetros S en todos los puntos de frecuencia N_f de interés: el error cuadrático medio ΔS_{MSE} y el error maximal ΔS_{max}, definidos como

$$\Delta S_{MSE} - \sqrt{mean\left|S-\hat{S}\right|^2} - \sqrt{\frac{1}{4}\sum_{i,j}\left(\frac{1}{N_f}\sum_f\left|S_{ij}-\hat{S}_{ij}\right|^2\right)} - \sqrt{\frac{1}{4N_f}\sum_{i,j}\sum_f\left|S_{ij}-\hat{S}_{ij}\right|^2}$$

$$\Delta S_{max} - \max\left(\left|S-\hat{S}\right|\right) - max_{i,j}\left[max_f\left(\left|S_{ij}-\hat{S}_{ij}\right|\right)\right] - max_{i,j,f}\left(\left|S_{ij}-\hat{S}_{ij}\right|\right)$$

Es importante remarcar que los modelos seleccionados para representar los bloques dados no han sido escogidos con el único objetivo de que una regresión en este modelo ajuste los datos de los parámetros S, sino dando prioridad a la regresión basada en una interpretación *física* de dichos bloques. Por supuesto se deberá obtener un buen ajuste si la representación física es válida, pero es importante tener un modelo físico relevante para entender bien la conexión entre la geometría del layout y el valor del elemento concentrado [1].

En el Anexo B se detallan las funciones realizadas en Matlab por cortesía de Julien Perruisseau, miembro del CTTC. En ellas se analizan los datos extraídos de las mediciones realizadas en el laboratorio y se incluyen todas las variables que permiten encontrar el modelo adecuado de elementos concentrados.

3.3 Calibración TRL y mediciones

La calibración Thru-Reflect-Line (TRL) fue utilizada en este trabajo para realizar todas las medidas en la caracterización del diodo y el inductor. Es importante mencionar que la calibración TRL tiene una serie de aspectos que deben entenderse para previamente hacer una caracterización correcta de cualquier bloque.

La figura 3.3 muestra un kit de calibración TRL típico que debe ser diseñado para medirse dependiendo de las características de la línea coplanar y de la banda de frecuencias a utilizar [3]. Este método de calibración presenta la ventaja de que su calibración se realiza en los planos de referencia (PR) donde el dispositivo a medir (DAM) fue colocado.

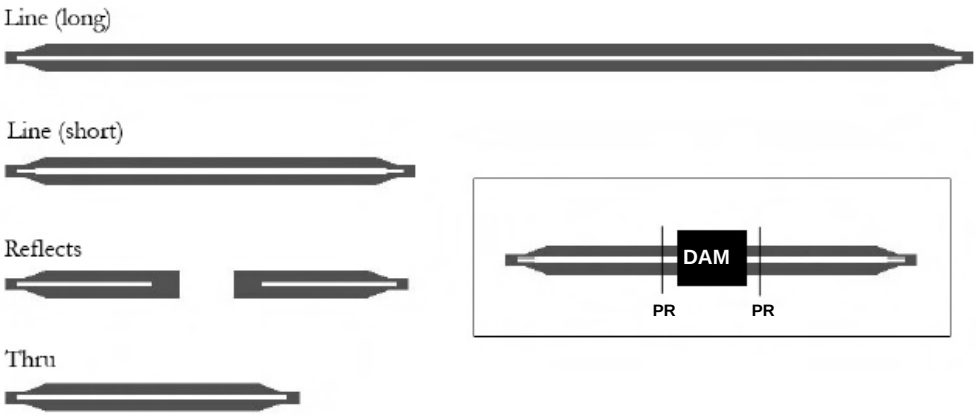
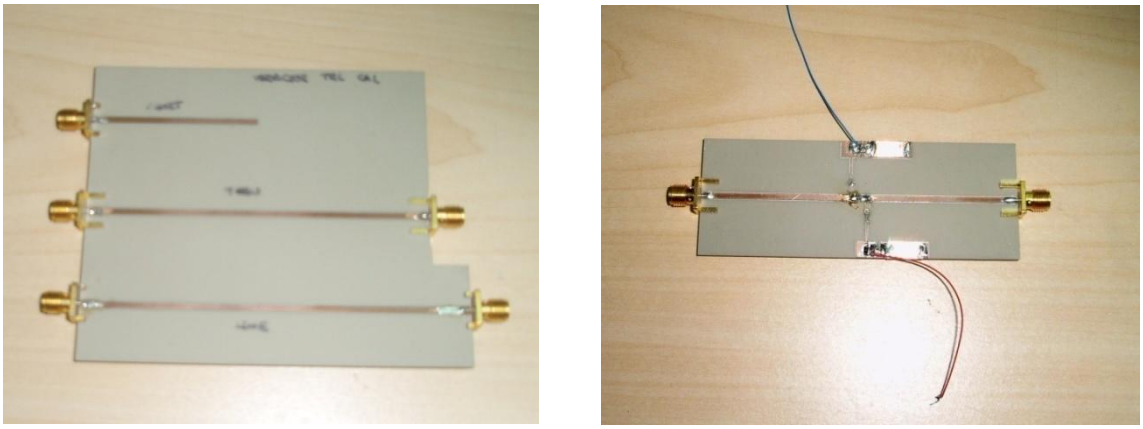


Figura 3.3: Estándares de la calibración TRL.

Debido al algoritmo TRL, los parámetros S obtenidos de la medición con calibración TRL están siempre referidos a la impedancia característica de la línea de transmisión (LT) en la cual se ha llevado a cabo dicha calibración. Como es sabido, la impedancia de referencia de la matriz de los parámetros de dispersión debe ser conocida para transformar los parámetros S en el dominio *Z*, algo necesario en cualquier extracción de elementos concentrados. Así, para llevar a cabo una extracción precisa de las medidas de un bloque cargando la LT, es necesario saber las características de las guías de onda coplanares.

Centrándonos ya más directamente en nuestro trabajo, en la figura 3.4 se muestra el kit de calibración usado, así como el circuito de calibración donde se midieron el diodo PIN y el inductor.



(a) (b)

Figura 3.4: (a) Kit de calibración TRL. (b) Circuito de calibración destinado a la medición de los parámetros del diodo PIN y el inductor.

En la figura 3.5 se muestra una fotografía del puesto de trabajo empleado para realizar las mediciones en el laboratorio del CTTC. En la fotografía puede observarse el circuito de calibración junto con las *T's*, elementos encargados de crear un sistema transparente a RF y capaz de bloquear la señal continua. Estas mediciones nos permitieron encontrar los parámetros S del bloque que aparece en la figura 3.2.

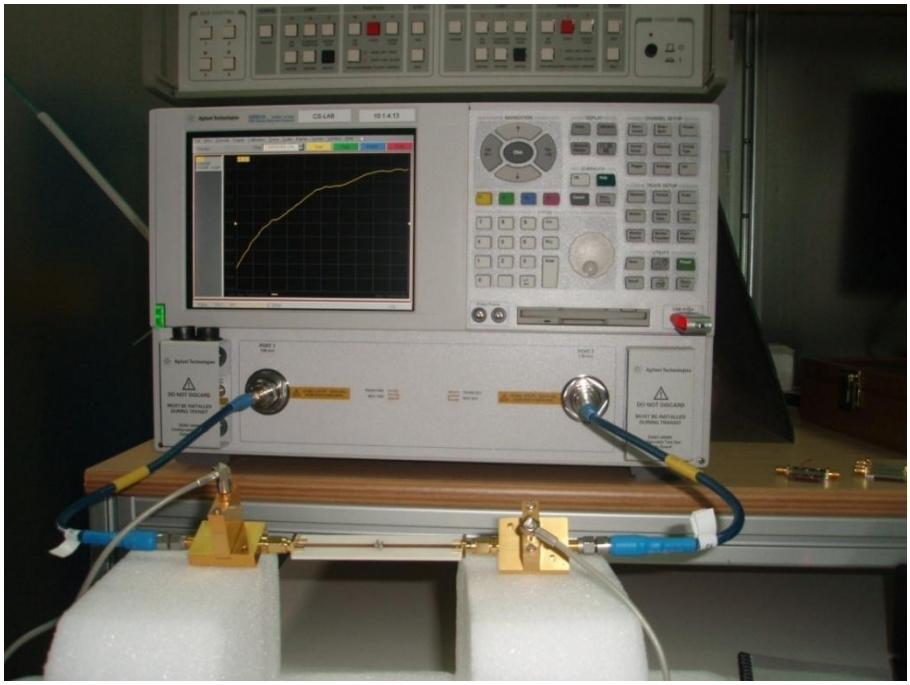


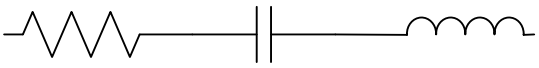
Figura 3.5: Fotografía del puesto de trabajo en el CTTC empleado para realizar las mediciones.

3.4 Caracterización del diodo

Para realizar una correcta caracterización del diodo PIN usando el kit de calibración y el circuito encargado de caracterizar el diodo, las mediciones se realizaron polarizándolo inversamente a -10 V para obtener el estado OFF y usando una polarización directa a 1 V para el estado ON. A continuación se analizan ambos estados a partir de los parámetros S medidos.

A. Diodo OFF

Polarizando el diodo de manera inversa se encontraron los parámetros S medidos para el modo OFF. Con estos valores se procedió a usar el método de regresión descrito anteriormente en el punto 3.2 de este mismo capítulo mediante el script en Matlab y los resultados obtenidos (incluyendo una corrección para tener en cuenta la capacidad del substrato) fueron las de un modelo RLC serie con una resistencia de 97.43 **Ω**, una capacitancia de 58.3 fF y una inductancia de 4.35 nH.



R= 97.43 **Ω** C= 58.3 fF L= 4.35 nH

A partir de este modelo de regresión se volvieron a generar los parámetros $\hat{S}$. En la figura 3.6 aparece una comparación de los parámetros S_{11} y S_{21}, tanto los medidos como los generados a partir del modelo. Podemos ver como para ambos casos el modelo se asemeja bastante a la medición, marcando la misma tendencia en los dos parámetros.

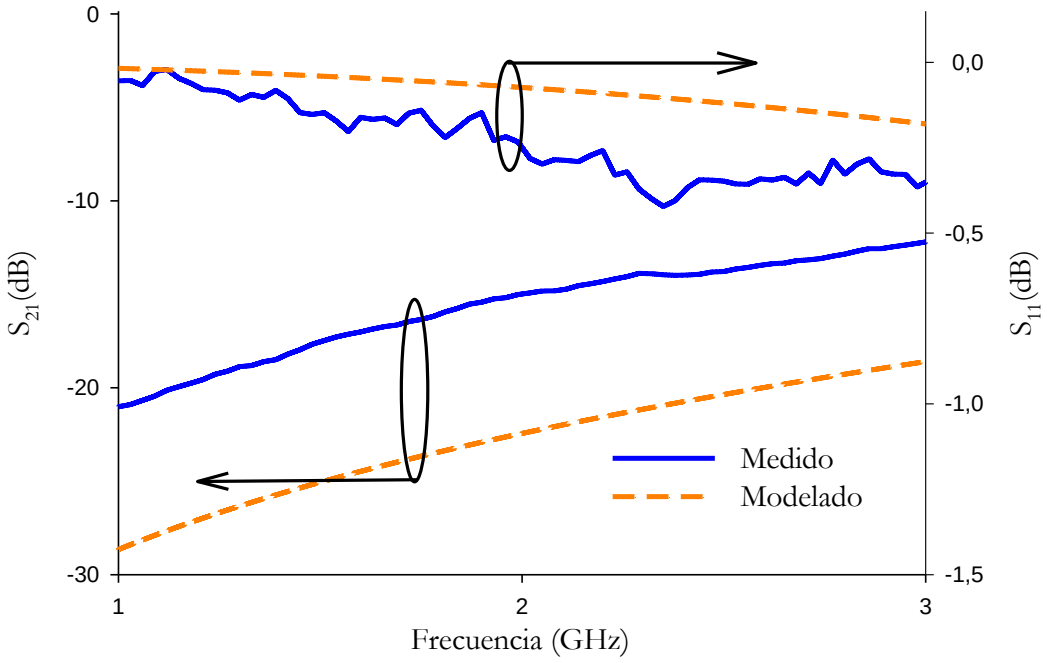


Figura 3.6: Parámetros S_{11} y S_{21} medidos y extraídos del modelo para el modo OFF.

En las figuras 3.7 y 3.8 se ha simulado también la impedancia Z_s del modelo π de la figura 3.2, graficando la parte real y la parte imaginaria de dicha impedancia. Nuevamente tenemos una comparativa entre los resultados encontrados a partir de las mediciones (Z_s) y el generado por el modelo ($\hat{Z}_s$).

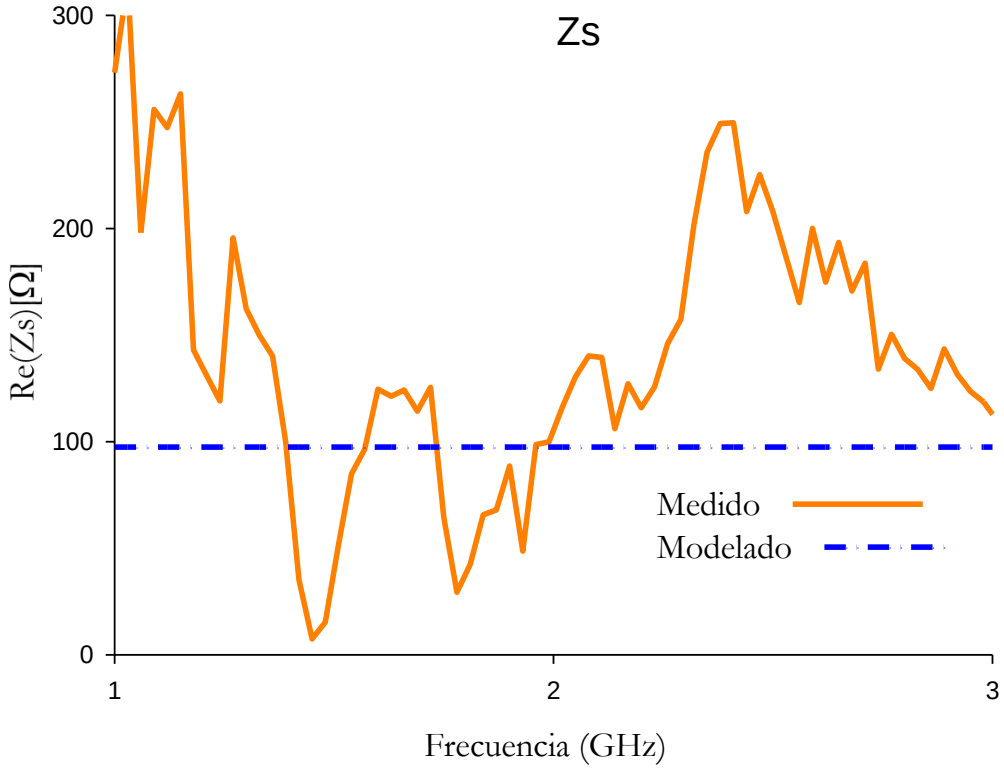


Figura 3.7: Parte real de la impedancia Z_s para el modo OFF.

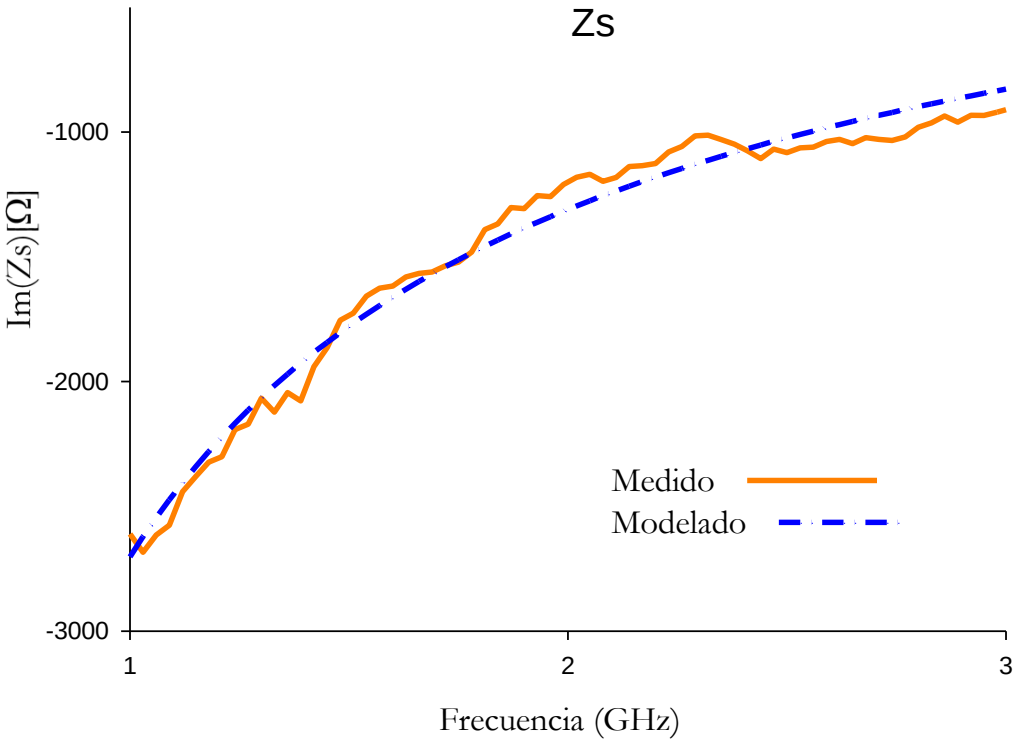
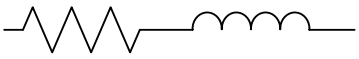


Figura 3.8: Parte imaginaria de la impedancia Z_s para el modo OFF.

B. Diodo ON

Para analizar el modo ON del diodo PIN debemos polarizarlo en directa a 1 V y así encontrar los parámetros S. Con estos datos y haciendo uso del método de regresión y el script en Matlab mencionado anteriormente, los resultados obtenidos para nuestro modelo (incluyendo una corrección para tener en cuenta la inductancia de la línea) fueron los de una configuración RL serie con un valor para la resistencia de 3.18 Ω y una inductancia de 641.4 pH.



R= 3.18 Ω L= 641.4 pH

Del mismo modo que se hizo en el caso OFF se generan los parámetros $\hat{S}$ mediante el modelo de regresión. En la figura 3.9 aparece una comparación de los parámetros S_{11} y S_{21}, tanto los medidos como los generados a partir del modelo. Igual que sucedió antes, ambos trazados son muy similares y por lo tanto válidos para nuestros cálculos posteriores.

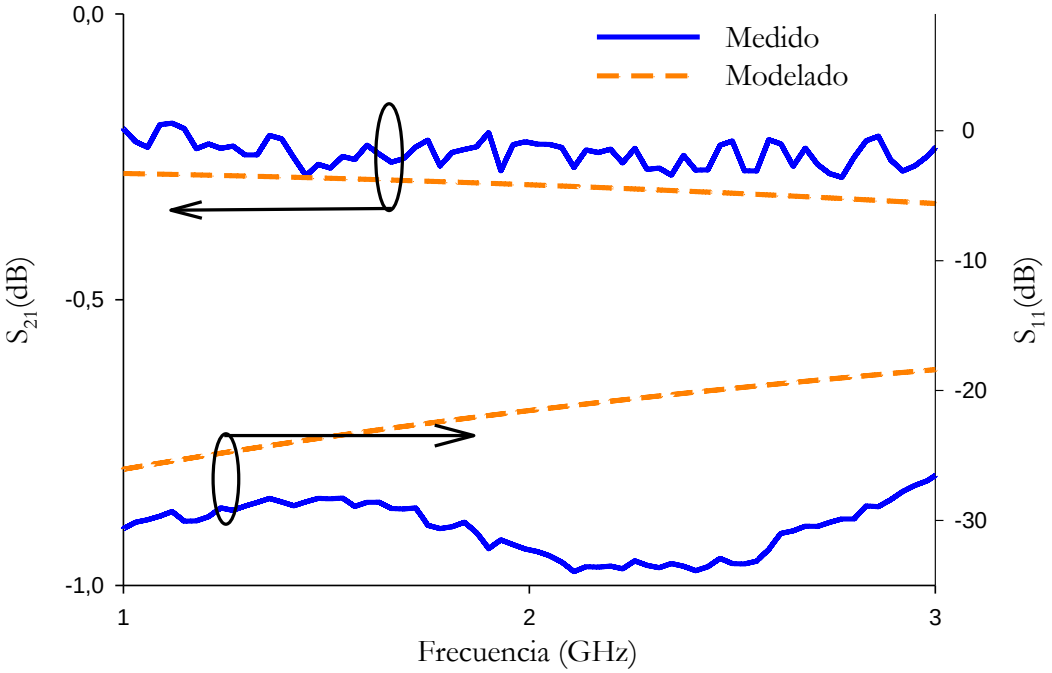


Figura 3.9: Parámetros S_{11} y S_{21} medidos y extraídos del modelo para el modo ON.

A partir de estos datos se muestra la comparación entre la impedancia Z_s medida y la generada $\hat{Z}_s$ a partir del modelo RL. En las figuras 3.10 y 3.11 se muestra la parte real y la parte imaginaria respectivamente, volviendo a obtener unos resultados satisfactorios para el modelo elegido.

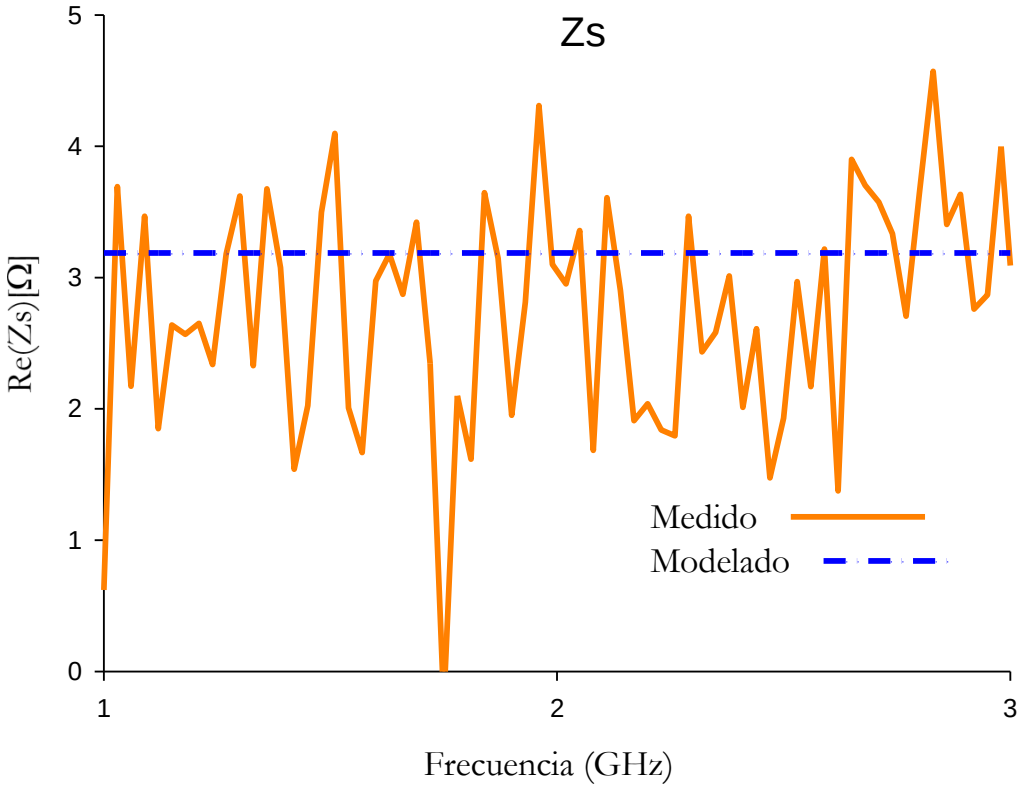


Figura 3.10: Parte real de la impedancia Z_s para el modo ON.

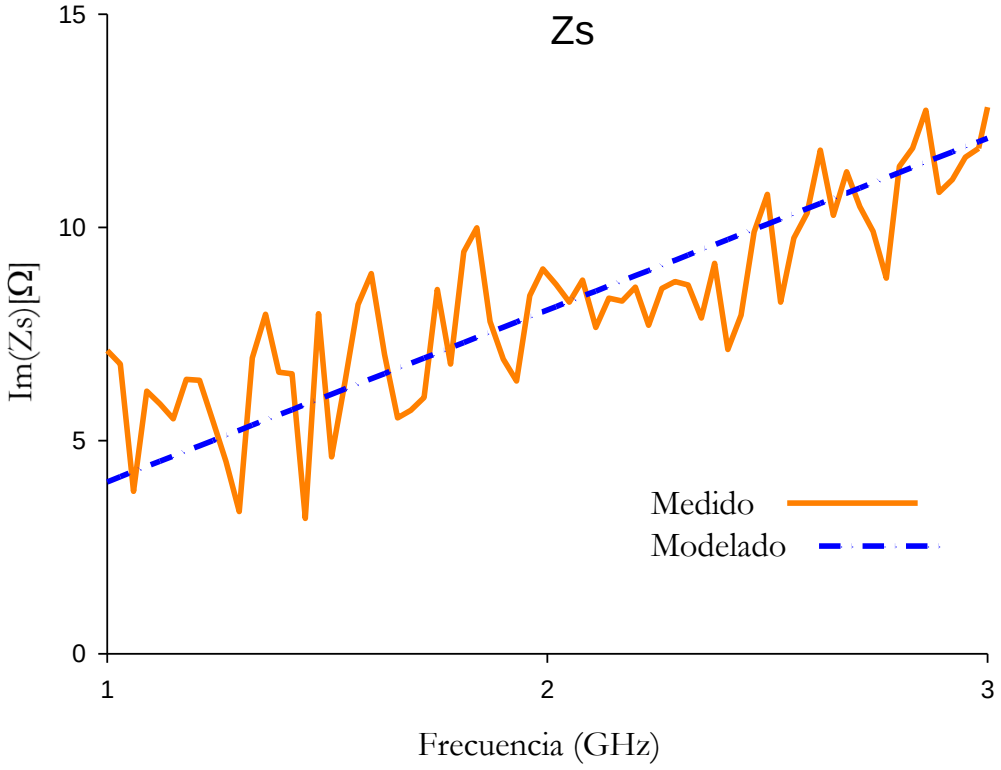
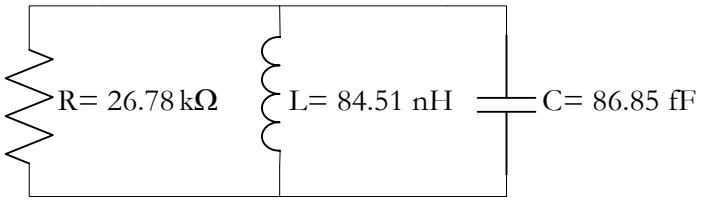


Figura 3.11: Parte imaginaria de la impedancia Z_s para el modo ON.

3.5 Caracterización del inductor

En esta sección analizaremos la caracterización de la bobina incluida en la red de polarización. Este inductor permitirá un gran aislamiento permitiendo que la señal de microondas no se desvanezca por la terminación de los puertos DC. La situación de este inductor viene indicada en las fotografías donde se analizan independientemente cada uno de los filtros presentados en este trabajo.

Las técnicas para analizar el inductor son exactamente iguales a las explicadas para el caso del diodo PIN, haciendo uso del kit de calibración, el circuito de caracterización y la misma instrumentación (analizador, T's, etc.). Mediante el script en Matlab y el método de regresión obtenemos que el inductor puede modelarse como una resistencia de 26.78 kΩ en paralelo con una capacitancia de 86.85 fF y una inductancia de 84.51 nH.



A continuación extraemos los parámetros S del modelo (llamados en nuestro caso $\hat{S}$) mediante el modelo de regresión. En la figura 3.12 se muestra la comparación de los parámetros S_{11} y S_{21}, tanto los medidos como los generados a partir del modelo.

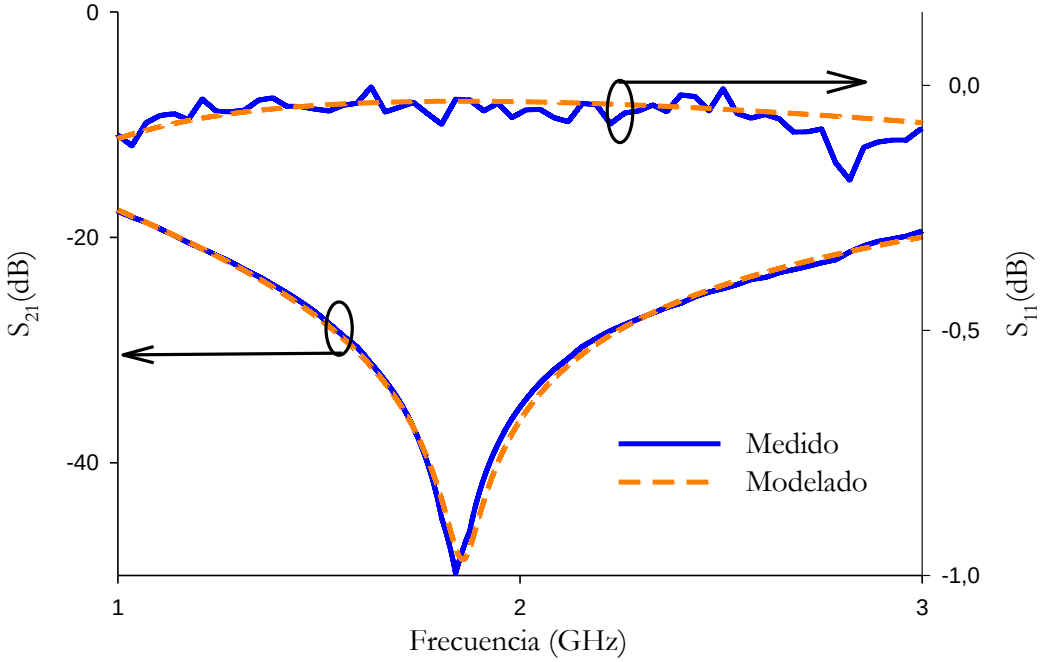


Figura 3.12: Parámetros S_{11} y S_{21} medidos y extraídos del modelo para el inductor.

De forma análoga a como se hizo con el diodo PIN, se muestra la comparación entre la impedancia Z_s medida y la generada $\hat{Z}_s$ a partir del modelo generado. En las figuras 3.13 y 3.14 aparecen los gráficos de la parte real y la parte imaginaria respectivamente.

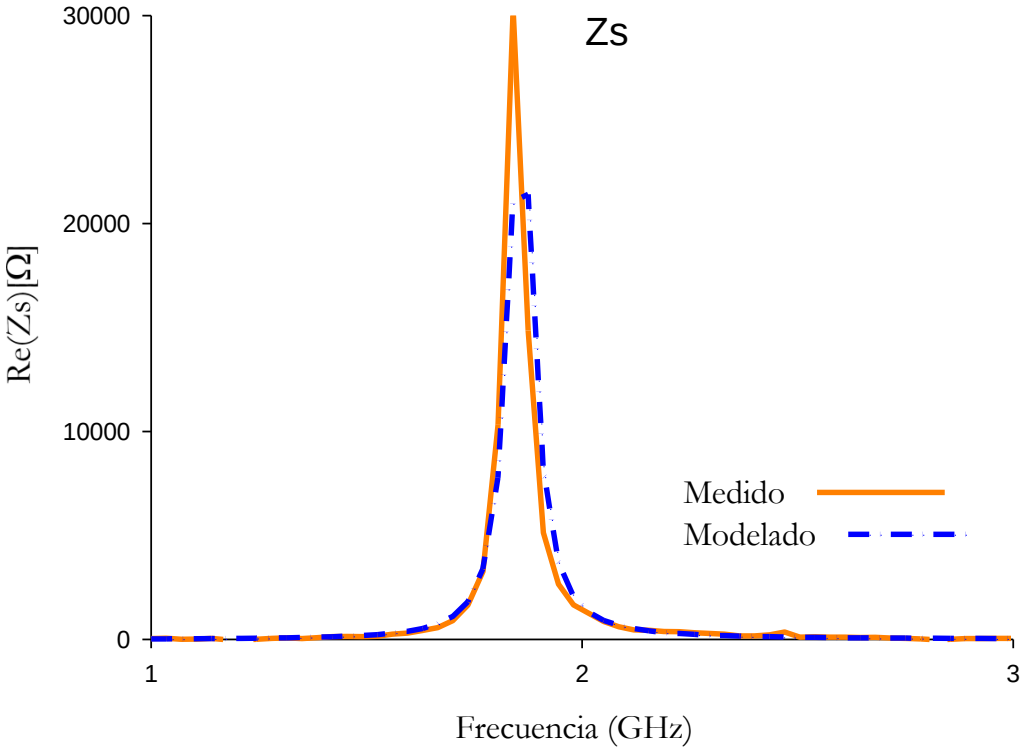


Figura 3.13: Parte real de la impedancia Z_s para el inductor.

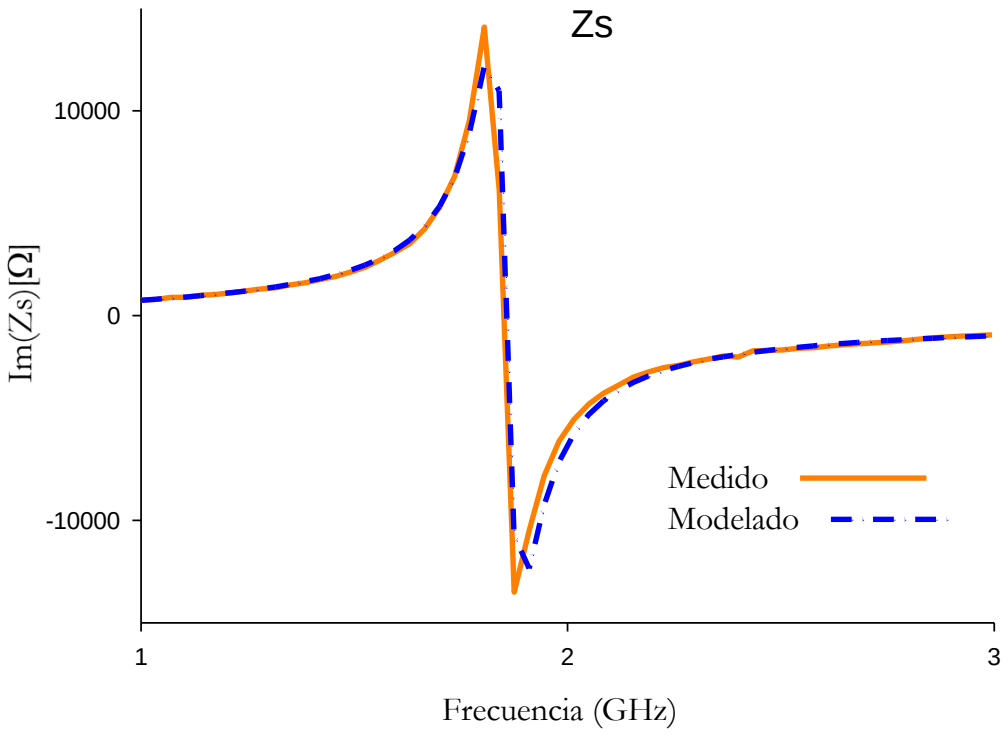


Figura 3.14: Parte imaginaria de la impedancia Z_s para el inductor.

3.6 Conclusiones

Los modelos obtenidos en todos los casos han sido muy satisfactorios. El modelo se comporta de forma muy similar a como debería hacerlo con los datos extraídos a partir de las mediciones y esto propiciará, como se verá más adelante, resultados medidos y simulados similares.

3.7 Referencias

[1] J. Perruisseau-Carrier, Microwave Periodic Structures Based on MicroElectroMechanical Systems (MEMS) and Micromachining Techniques (PhD thesis), Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, Switzerland 2007.

[2] D. Pozar, *Microwave Engineering, Reading*, MA: Addison-Wesley, 1990.

[3] Agilent-Technologies, "Product note 8510-8a, Agilent network analysis, applying the 8510 TRL calibration for non-coaxial measurements."

4. Diseño del filtro reconfigurable de transmisión

4.1 Introducción

En este capítulo se presenta el filtro reconfigurable capaz de seleccionar entre las bandas de transmisión de los estándares WiFi y UMTS. El filtro ha sido diseñado para cumplir con precisión las especificaciones de ancho de banda y frecuencia central ya conocidas con antelación mediante el uso únicamente de dos diodos PIN. Con estos diodos se logra añadir una extensión a cada resonador.

La frecuencia central se controla ajustando la longitud de los resonadores y el ancho de banda mediante el acoplamiento entre ambos resonadores, incluyendo en ambos casos la extensión de cada resonador que permite intercambiar entre los dos estados (WiFi o UMTS). El factor de calidad externo Q_e relacionado al acoplamiento de entrada y salida con el filtro ha sido seleccionado de manera que mantenga una buena aproximación para ambos estados del filtro.

A continuación se expondrá más detalladamente la topología del filtro propuesto, describiendo como han sido controlados los parámetros de diseño. Finalmente se compararán las simulaciones previas y las mediciones finales, analizando ambos resultados para poder extraer nuestras propias conclusiones sobre el diseño realizado.

4.2 Diseño del filtro

La tabla 4.1 muestra las especificaciones de diseño del filtro requeridas para que pueda cambiar entre las bandas de operación de los estándares WiFi y UMTS.

	Frecuencia Central	Ancho de Banda
WiFi	2.440 GHz	80 MHz
UMTS	1.955 GHz	140 MHz

Tabla 4.1: Especificaciones del filtro de transmisión.

Ambos parámetros de diseño (frecuencia central y ancho de banda) han sido logrados de manera precisa utilizando la topología del filtro descrita en esta sección. El diseño de un filtro paso-banda se puede basar en los siguientes parámetros: el factor de calidad externo Q_e relacionado al acoplamiento de entrada y salida con el filtro, y el coeficiente de acoplamiento k entre resonadores. El diseño empieza desde el valor de los elementos del prototipo paso-bajo y tras una transformación de elementos y un mapeo de frecuencia se produce la deseada respuesta del filtro paso-banda [1]. El valor de los elementos del prototipo paso-bajo del filtro presentado en este capítulo se da en la tabla 4.2.

g_0	g_1	g_2	g_3
1.0	0.4489	0.4078	1.1008

Tabla 4.2: Valores de los elementos del prototipo paso-bajo de un filtro Chebyshev con rizado paso-banda L_{ar} = 0.01 dB.

Los parámetros del filtro Q_e y k pueden ser calculados usando (4.1) y (4.2) respectivamente, tal como se vio en la sección 2.10 de los fundamentos teóricos, donde el valor de g corresponde al elemento del prototipo paso-bajo de la tabla 4.2, f_o es la frecuencia central del filtro y ΔBW es el ancho de banda del filtro.

$$Q_e = \frac{g_1 f_o}{\Delta BW} \tag{4.1}$$

$$k = \frac{\Delta BW}{f_o \sqrt{g_1 g_2}} \tag{4.2}$$

La tabla 4.3 nos muestra los valores teóricos de Q_e y k para las dos bandas de operación especificadas.

	Q_e	k
WiFi	13.6915	0.0766
UMTS	6.2686	0.1674

Tabla 4.3: Factor de calidad externo y coeficiente de acoplamiento para el filtro reconfigurable de transmisión.

Simulando el acoplamiento entre la línea de alimentación del filtro y el primer resonador, se han encontrado los valores teóricos de Q_e. Para encontrar los valores de k se ha simulado el acoplamiento entre los dos resonadores utilizando los métodos descritos en el capítulo 2 sección 2.11 [1]. Para definir el layout del filtro, cada estado del filtro ha sido optimizado usando [2].

La figura 4.1 muestra la topología del filtro paso-banda reconfigurable de transmisión usando dos diodos PIN. En esta topología todos los diodos PIN están polarizados en

inversa para producir el estado de transmisión WiFi y polarizados en directa para obtener el estado de transmisión UMTS.

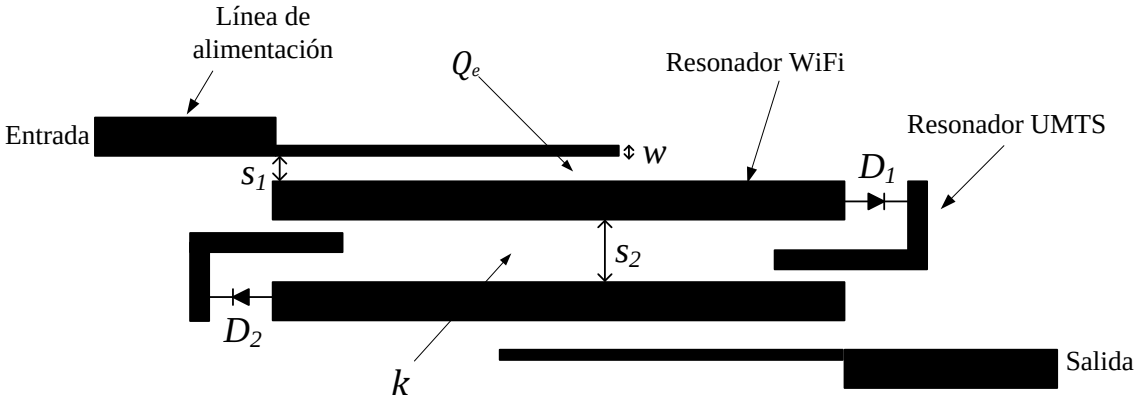


Figura 4.1: Topología del filtro reconfigurable de transmisión.

El acoplamiento entre la línea de alimentación y el resonador WiFi (Q_e) viene determinado por el acoplamiento de la separación s_1 y el grosor de la línea de alimentación w. Si reducimos la distancia s_1 o bien estrechamos la línea de alimentación w obtendremos acoplamientos más fuertes [1]. De manera similar se fija Q_e para la banda UMTS considerando el acoplamiento entre la línea de alimentación y el resonador UMTS que incluye la extensión plegada de la figura 4.1.

El coeficiente de acoplamiento k para la banda WiFi se ha fijado por el acoplamiento de la separación s_2. Acercando ambos resonadores WiFi obtenemos un acoplamiento más fuerte. El resonador WiFi es esencialmente un resonador de media longitud de onda.

Para cambiar a la banda de trabajo UMTS, los diodos D_1 y D_2 están polarizados en directa para incrementar la longitud eléctrica del resonador que se encarga de fijar la frecuencia central UMTS requerida. Como se muestra en la tabla 4.3, el coeficiente de acoplamiento k para la banda de trabajo UMTS es mayor que para la de WiFi. Para cumplir este requerimiento fue necesario incluir una sección de resonador doblada que produce un acoplamiento mayor entre los resonadores cuando se selecciona la banda de trabajo UMTS y una mayor banda de paso optimizada para cumplir las especificaciones. También se ha optimizado la proximidad entre las extensiones del resonador y la sección del resonador WiFi, seleccionando adecuadamente una extensión más delgada que produce el acoplamiento requerido entre los resonadores en la banda de trabajo UMTS.

4.3 Simulaciones y medidas

Usando las técnicas descritas anteriormente se ha diseñado el filtro paso-banda que permite conmutar entre dos estados del filtro: uno teniendo su frecuencia central en 1.955 GHz con un ancho de banda de 140 MHz y un segundo estado con una frecuencia central en 2.440 GHz y un ancho de banda de 80 MHz. Estos estados corresponden a los estándares de transmisión UMTS y WiFi respectivamente.

En la figura 4.2 se muestra una fotografía del filtro fabricado sobre un substrato Rogers con 1.524 mm de espesor y una metalización de cobre de 35 μm. El substrato tiene una constante dieléctrica de 3.55 y una tangente de pérdidas de 0.0021. Los diodos PIN utilizados han sido los HPND-4028 de Avago Technologies. El layout incluyendo las líneas de polarización (*bias lines*) ha sido grabado en el substrato usando técnicas de fotolitografía estándar. La red de polarización consiste en un inductor (*choke*) que suministra voltaje de polarización al circuito de microondas [3]. Dado el gran aislamiento que produce el inductor, la señal de microondas no se desvanece por la terminación de los puertos DC mostrados en la figura 4.2. La corriente en cada diodo ha sido limitada a 10 mA situando un resistor de 1 kΩ en el estado de polarización directo; para una polarización inversa se ha suministrado un voltaje de -10 V.

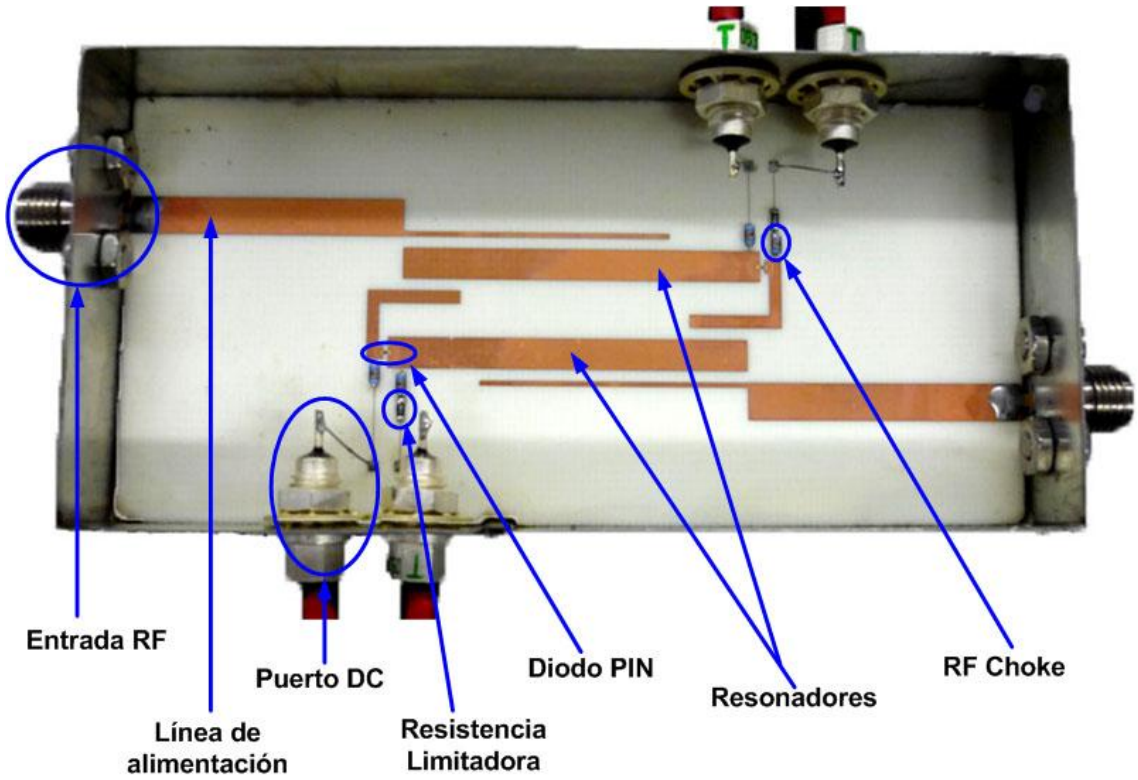


Figura 4.2: Fotografía del filtro reconfigurable de transmisión.

Los modelos de elementos concentrados del diodo PIN y del inductor han sido calculados para los estados directo e inverso de polarización. Estos modelos se han obtenido a partir de regresiones después de medir un diodo PIN o un inductor y seleccionando adecuadamente modelos RLC a los datos experimentales como se estudió en el capítulo 3.

El estado directo de polarización del diodo (UMTS) corresponde a una resistencia de 3.18 Ω en serie con una inductancia de 641.4 pH. El estado inverso de polarización del diodo (WiFi) está modelado con una capacitancia de 58.3 fF de la región intrínseca en serie con una inductancia de 4.35 nH y una resistencia de 97.43 Ω. El inductor ha sido modelado basado en medidas como una resistencia de 26.78 kΩ en paralelo con una capacitancia de 86.85 fF y una inductancia de 84.51 nH. Las simulaciones de onda completa de la topología del filtro se han realizado incluyendo los modelos de la agrupación de elementos para los diodos PIN y el inductor [2].

El filtro ha sido optimizado usando [2] para producir con precisión los dos estados discretos. Las mediciones se han realizado en el laboratorio de microondas del departamento TSC de la Universitat Politècnica de Catalunya (UPC) usando el analizador de redes Agilent N5242A PNA-X. En la figura 4.3 se muestra el puesto de trabajo y los instrumentos empleados para estas mediciones.

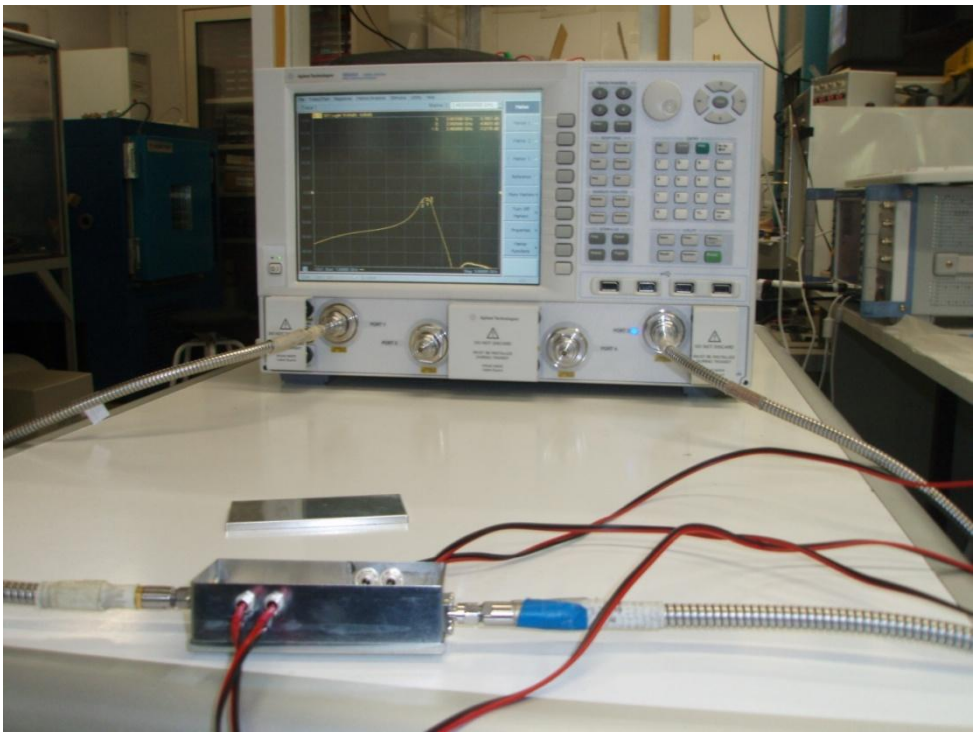


Figura 4.3: Fotografía del puesto de trabajo empleado para las mediciones.

La tabla 4.4 contiene una comparación entre los resultados simulados y los medidos. Se ha observado una gran concordancia entre ellos en términos de frecuencia central y ancho de

banda para ambos estados del filtro. Esto nos demuestra que los modelos empleados en la simulación fueron de una gran precisión.

	Frecuencia Central		Ancho de Banda	
	WiFi	UMTS	WiFi	UMTS
Simulado	2.440 GHz	1.955 GHz	80 MHz	140 MHz
Medido	2.428 GHz	1.939 GHz	71 MHz	144 MHz

Tabla 4.4: Resultados simulados y medidos para el filtro de transmisión.

A. Estado WiFi

En las figuras 4.4 y 4.5 se muestra una comparación de la simulación y medición de las respuestas del filtro paso-banda reconfigurable para el estado WiFi (con los dos diodos polarizados en inversa).

En la figura 4.4 se muestra el parámetro S_{21} donde se obtiene una desviación de la frecuencia central de sólo 12 MHz entre las simulaciones y las mediciones. La tabla 4.5 muestra la comparación de las pérdidas de inserción tanto simuladas como medidas y donde se obtiene un comportamiento muy bueno dado la similitud de los resultados. La diferencia entre el ancho de banda medido y simulado es de sólo 9 MHz.

Simulado	-3.339 dB
Medido	-3.345 dB

Tabla 4.5: Pérdidas de inserción del filtro de transmisión para el estado WiFi.

La figura 4.5 muestra la comparación entre la simulación y la medición del parámetro S_{11} para el estado WiFi del filtro, con unas pérdidas de retorno en la banda de paso del filtro de transmisión alrededor de -20 dB en las simulaciones y -24 dB en las mediciones. Tras estos resultados y las comparaciones realizadas para la simulación y la medición, queda demostrado el buen comportamiento del filtro obtenido cuando se selecciona el estado WiFi.

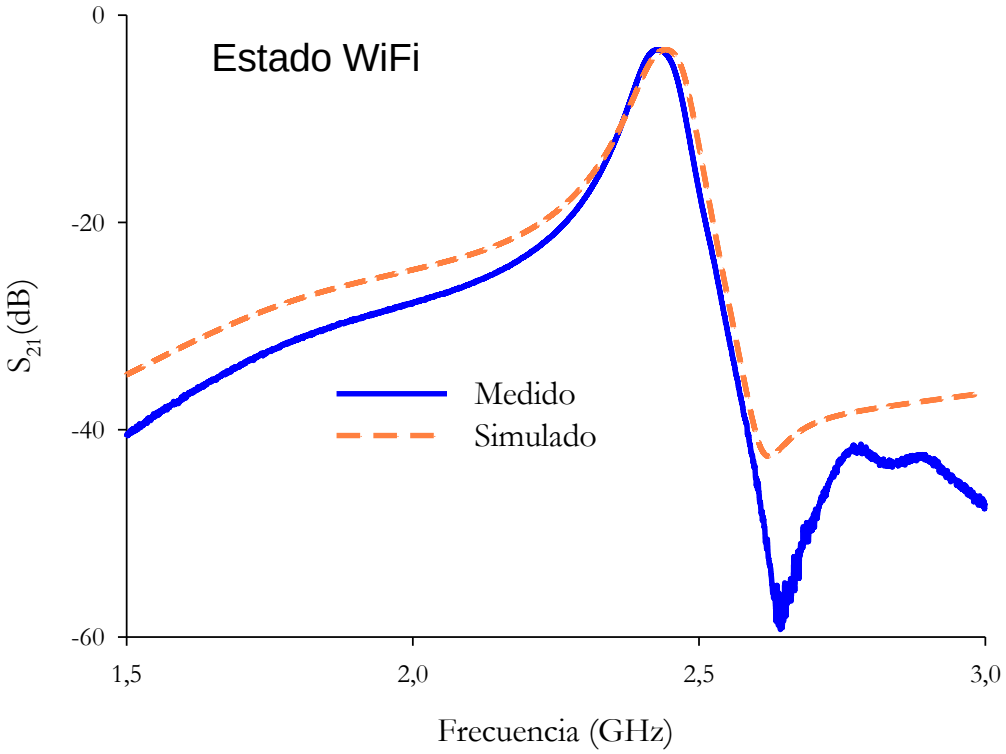


Figura 4.4: Parámetro S_{21} simulado y medido del filtro de transmisión (Estado WiFi).

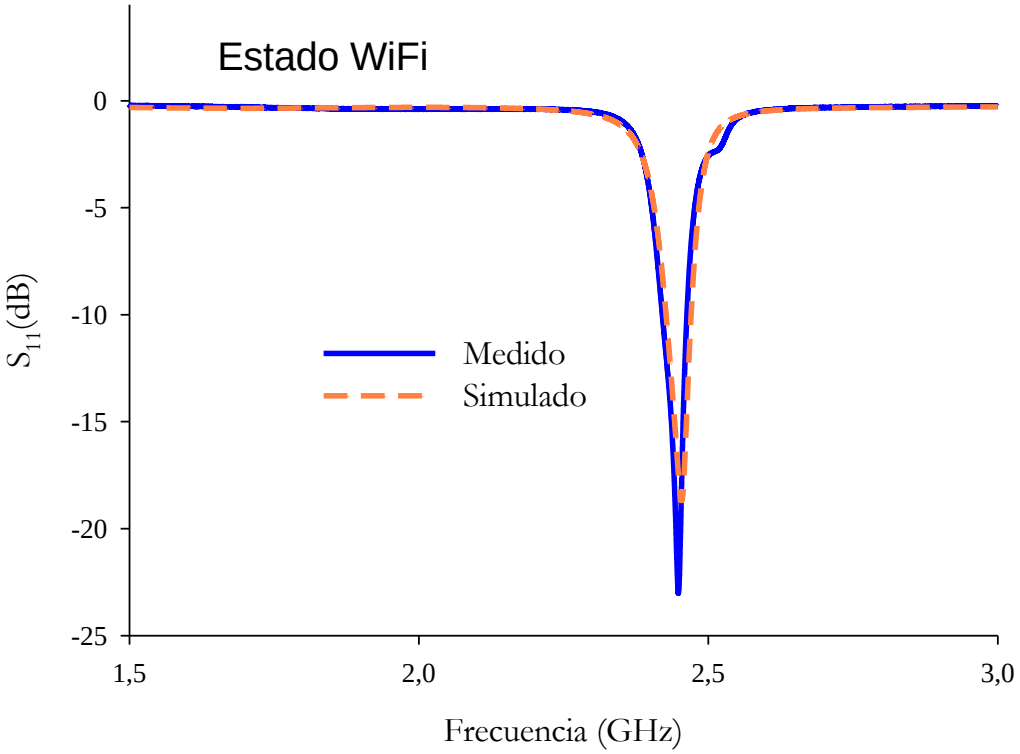


Figura 4.5: Parámetro S_{11} simulado y medido del filtro de transmisión (Estado WiFi).

B. Estado UMTS

Los resultados simulados y medidos para el estado UMTS (con los dos diodos polarizados de forma directa) se muestran en las figuras 4.6 y 4.7. El parámetro S_{21} se muestra en la figura 4.6 y la desviación de la frecuencia central entre los resultados simulados y los medidos es de sólo 16 MHz. En la tabla 4.6 aparece una comparación de las pérdidas de inserción medidas y simuladas para el estado UMTS, exhibiendo un comportamiento realmente bueno. La diferencia entre el ancho de banda medido y simulado es de sólo 4 MHz.

Simulado	-3.796 dB
Medido	-3.837 dB

Tabla 4.6: Pérdidas de inserción del filtro de transmisión para el estado UMTS.

La figura 4.7 muestra la comparación entre la simulación y la medición del parámetro S_{11} para el estado UMTS del filtro, donde las pérdidas de retorno en la banda de paso del filtro de transmisión se encuentran en torno a los -30 dB en las simulaciones y -36 dB en las mediciones. Vuelve a obtenerse un buen comportamiento del filtro, esta vez para el estado UMTS.

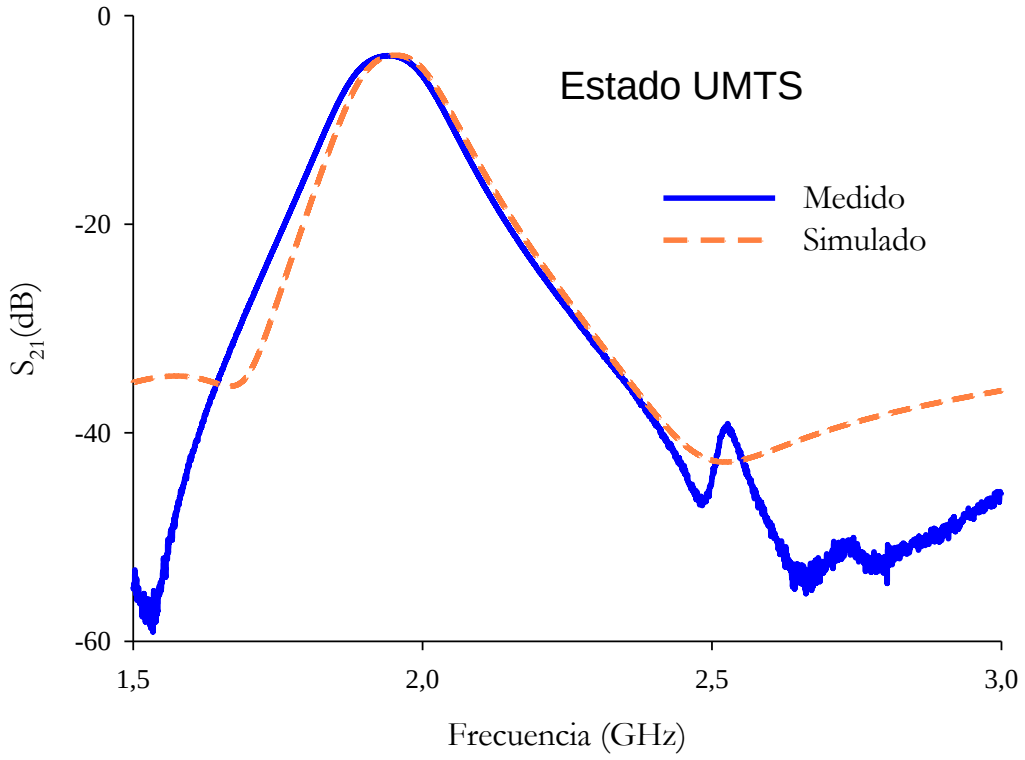


Figura 4.6: Parámetro S_{21} simulado y medido del filtro de transmisión (Estado UMTS).

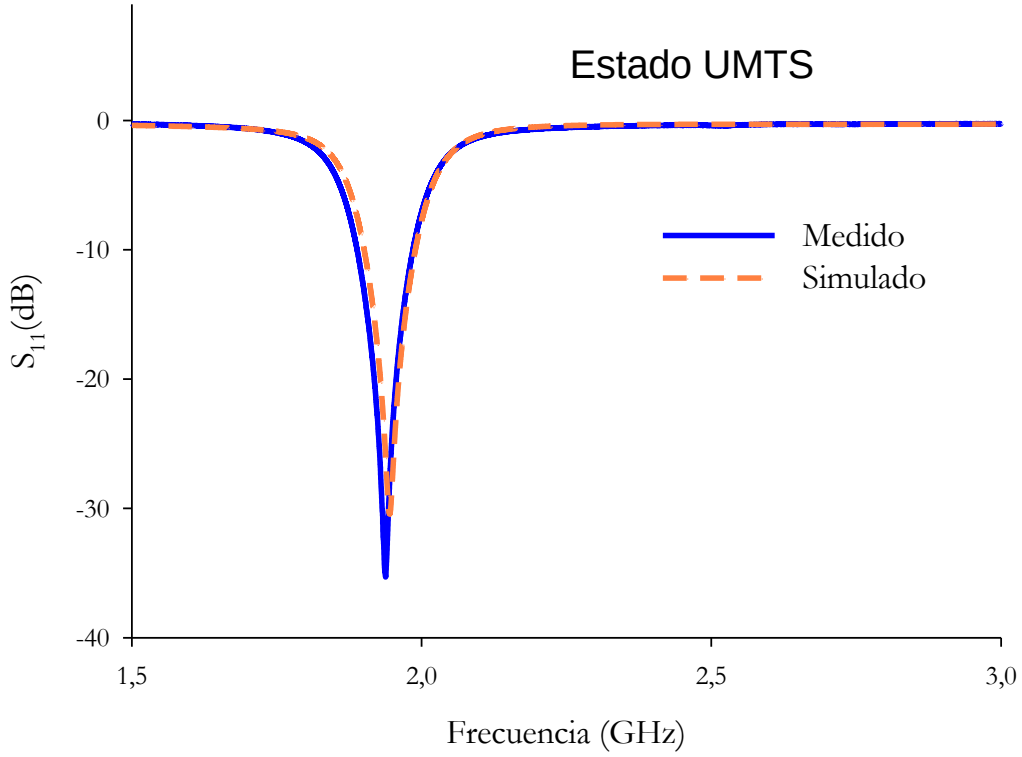


Figura 4.7: Parámetro S_{11} simulado y medido del filtro de transmisión (Estado UMTS).

4.4 Conclusiones

El filtro paso-banda reconfigurable con dos bandas discretas de frecuencia ha sido demostrado. Dicho filtro ha sido diseñado para un gateway capaz de conmutar entre las bandas de transmisión de los estándares WiFi y UMTS usado en comunicaciones vehículo a vehículo. El filtro propuesto es compacto y capaz de conmutar entre dos frecuencias centrales distintas y las especificaciones de ancho de banda usando únicamente dos diodos PIN, minimizando el coste y el consumo de energía. Los resultados obtenidos entre las simulaciones y las mediciones han sido muy satisfactorios.

4.5 Referencias

[1] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, New York, USA, John Wiley & Sons Inc. 2001.
[2] Agilent Advanced Design System, http://www.agilent.com
[3] H. Xue, P.B. Kenington and M.A. Beach, "A high performance ultra-broadband RF choke for microwave applications" *IEE Colloquium on Evolving Technologies for Small Earth Station Hardware,* Feb. 1995, 4 pp.

5. Diseño del filtro reconfigurable de recepción

5.1 Introducción

Tras el análisis realizado en el capítulo anterior para el filtro reconfigurable de transmisión, a continuación se expone el filtro reconfigurable complementario que permitirá seleccionar entre las bandas de recepción de los estándares WiFi y UMTS. El filtro ha sido diseñado para cumplir con precisión las especificaciones de ancho de banda y frecuencia central ya conocidas con antelación mediante el uso de seis diodos PIN. Con estos diodos se logra añadir una extensión a cada resonador que será una prolongación del resonador principal o también llamado resonador WiFi.

La frecuencia central volverá a controlarse ajustando la longitud de los resonadores y el ancho de banda mediante el acoplamiento entre ambos resonadores, incluyendo en ambos casos la extensión de cada resonador que permite intercambiar entre los dos estados (WiFi o UMTS).

En la siguiente sección se explica más detalladamente la topología del filtro propuesto y la elección de los parámetros escogidos para realizar el diseño. Después se compararán las simulaciones previas y las mediciones finales, analizando ambos resultados para poder validar el diseño tal como se hizo con el filtro de transmisión.

5.2 Diseño del filtro

En la tabla 5.1 se muestran las nuevas especificaciones de diseño requeridas para este filtro de recepción y poder así cambiar entre las bandas de operación de los estándares WiFi y UMTS.

	Frecuencia Central	Ancho de Banda
WiFi	2.440 GHz	80 MHz
UMTS	2.155 GHz	90 MHz

Tabla 5.1: Especificaciones del filtro de recepción.

Tanto la frecuencia central como el ancho de banda se han logrado utilizando las técnicas descritas en esta sección. Nuevamente los parámetros de diseño son: el factor de calidad externo Q_e relacionado al acoplamiento de entrada y salida con el filtro, y el coeficiente de acoplamiento k entre resonadores. El diseño empieza desde el valor de los elementos del prototipo paso-bajo mostrados en la tabla 4.2 del capítulo 4 y tras una transformación de elementos y un mapeo de frecuencia se produce la deseada respuesta del filtro paso-banda [1].

Los parámetros del filtro Q_e y k se calculan utilizando las ecuaciones (4.1) y (4.2) del capítulo 4 y que se analizaron teóricamente en la sección 2.10 de los fundamentos teóricos. La tabla 5.2 nos muestra los valores teóricos de Q_e y k para las dos bandas de operación especificadas.

	Q_e	k
WiFi	13.6915	0.0766
UMTS	10.7487	0.0976

Tabla 5.2: Factor de calidad externo y coeficiente de acoplamiento para el filtro reconfigurable de recepción.

Una vez que conocemos los valores teóricos de los parámetros, realizamos las simulaciones para poder ajustarlos y fijarlos al valor requerido. Los valores teóricos de Q_e se han encontrado simulando el acoplamiento entre la línea de alimentación del filtro y el primer resonador. Para encontrar los valores de k se ha simulado el acoplamiento entre los dos resonadores utilizando los métodos descritos en el capítulo 2 sección 2.11 [1].

La figura 5.1 muestra la topología del filtro paso-banda reconfigurable de recepción usando seis diodos PIN para poder cambiar de estado correctamente. En esta topología todos los diodos PIN están polarizados en inversa para producir el estado de recepción WiFi y polarizados en directa para obtener el estado de recepción UMTS.

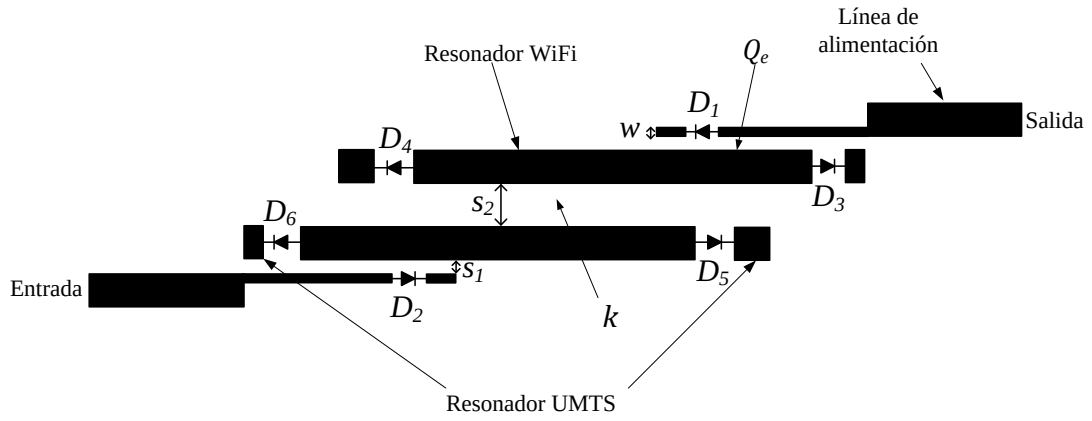


Figura 5.1: Topología del filtro reconfigurable de recepción.

Los acoplamientos para el filtro de recepción vienen determinados exactamente igual que los estudiados anteriormente en el filtro de transmisión pero incorporando cuatro diodos adicionales. El acoplamiento entre la línea de alimentación y el resonador WiFi (Q_e) está dado por el acoplamiento de la separación s_1 y el grosor de la línea de alimentación w. De manera similar se fija Q_e para la banda UMTS considerando el acoplamiento entre la línea de alimentación junto a su extensión marcada por los diodos D_1 y D_2 y el resonador UMTS que incluye la extensión de la figura 5.1 dada por los diodos D_3, D_4, D_5 y D_6.

El coeficiente de acoplamiento k para la banda WiFi se ha fijado por el acoplamiento de la separación s_2. Acercando ambos resonadores WiFi obtenemos un acoplamiento más fuerte. El resonador WiFi es esencialmente un resonador de media longitud de onda. Del mismo modo se obtiene el coeficiente k para la banda UMTS, esta vez teniendo en cuenta de nuevo los resonadores adicionales.

Para cambiar a la banda de trabajo UMTS, los diodos D_1, D_2, D_3, D_4, D_5 y D_6 están polarizados en directa para incrementar la longitud eléctrica del resonador que se encarga de fijar la frecuencia central UMTS requerida. Como se muestra en la tabla 5.2, el coeficiente de acoplamiento k para la banda de trabajo UMTS es ligeramente superior al requerido para la de WiFi. En el filtro de transmisión esta diferencia era mucho mayor, por lo que para cumplir este requerimiento era necesario incluir una sección de resonador doblada que incrementaba y hacia mucho más fuerte el acoplamiento entre resonadores cuando se seleccionaba la banda de trabajo UMTS. Ahora bastará con añadir dos pequeñas secciones alineadas en ambos extremos del resonador y así poder controlar también el acoplamiento Q_e dependiendo de la banda de trabajo en el que nos encontremos.

5.3 Simulaciones y medidas

Tras el análisis de las técnicas utilizadas para el diseño del filtro, llega la hora de evaluar los resultados obtenidos y asegurarnos de que dicho filtro cumple con las especificaciones y permite conmutar entre dos estados del filtro: uno teniendo su frecuencia central en 2.155 GHz con un ancho de banda de 90 MHz y un segundo estado con una frecuencia central en 2.440 GHz y un ancho de banda de 80 MHz. Estos estados corresponden a los estándares de transmisión UMTS y WiFi respectivamente.

En la figura 5.2 se muestra una fotografía del filtro fabricado sobre las mismas condiciones especificadas en el filtro de transmisión: un substrato Rogers con 1.524 mm de espesor y una metalización de cobre de 35 μm, cuya constante dieléctrica es de 3.55 y una tangente de pérdidas de 0.0021. Los diodos PIN utilizados vuelven a ser los HPND-4028 de Avago Technologies. El layout incluyendo las líneas de polarización (*bias lines*) ha sido grabado en el substrato usando técnicas de fotolitografía estándar. Para este filtro de recepción volvemos a utilizar la misma red de polarización que suministra voltaje de polarización al circuito de microondas [3]. Dado el gran aislamiento que produce el inductor en la red de polarización, la señal de microondas no se ve alterada por la terminación de los puertos DC mostrados en la figura 5.2. La corriente en cada diodo ha sido limitada a 10 mA situando un resistor de 1 kΩ en el estado de polarización directo; para una polarización inversa se ha suministrado un voltaje de -10 V.

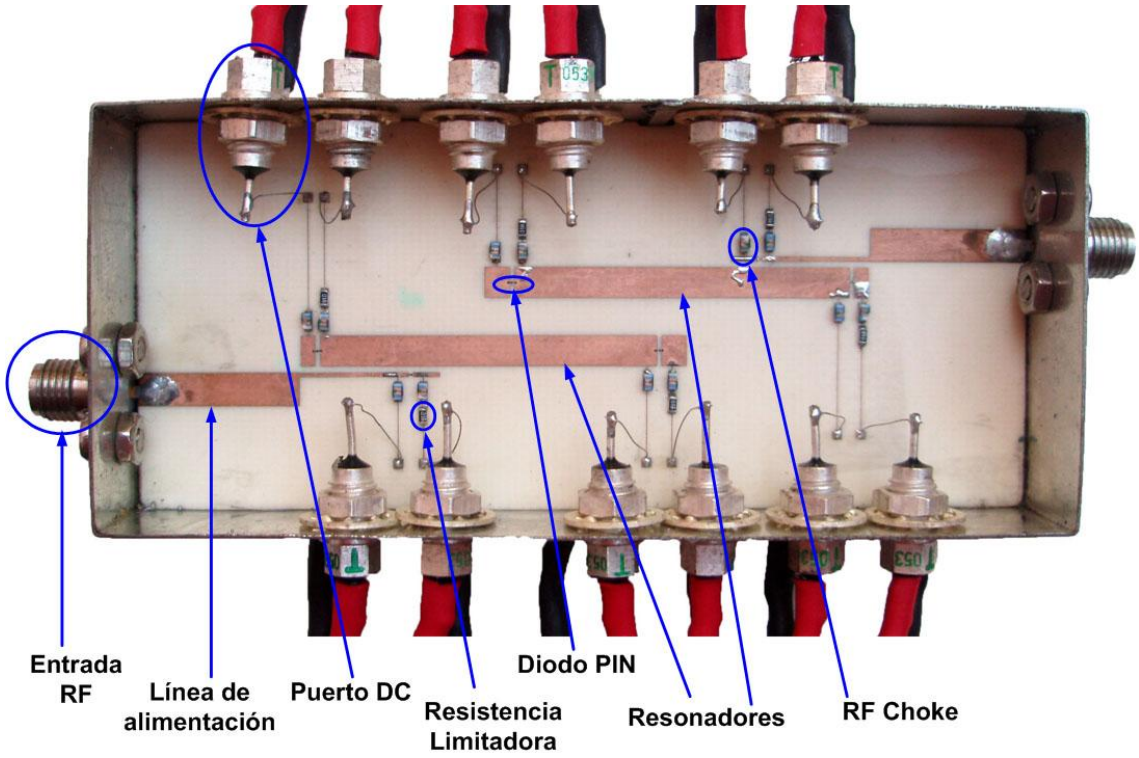


Figura 5.2: Fotografía del filtro reconfigurable de recepción.

Los modelos de elementos concentrados del diodo PIN y del inductor son exactamente los mismos que para el filtro de transmisión y que fueron calculados para los estados directo e inverso de polarización mediante regresiones después de medir un diodo PIN o un inductor y seleccionando adecuadamente modelos RLC a los datos experimentales.

Para realizar la caracterización del diodo debíamos diferenciar entre los dos posibles estados: el estado directo de polarización del diodo corresponde a una resistencia de 3.18 Ω en serie con una inductancia de 641.4 pH y el estado inverso de polarización del diodo está modelado con una capacitancia de 58.3 fF de la región intrínseca en serie con una inductancia de 4.35 nH y una resistencia de 97.43 Ω. El inductor ha sido modelado basado en medidas como una resistencia de 26.78 kΩ en paralelo con una capacitancia de 86.85 fF y una inductancia de 84.51 nH. Las simulaciones de onda completa de la topología del filtro se han realizado incluyendo los modelos de la agrupación de elementos para los diodos PIN y el inductor [2].

Este filtro de recepción fue optimizado usando [2] para producir con precisión los dos estados discretos. Las mediciones se han realizado en el laboratorio de microondas del departamento TSC de la UPC usando el analizador de redes Agilent N5242A PNA-X.

La tabla 5.3 muestra una comparación entre los resultados simulados y los medidos. Los resultados en cuanto al ancho de banda y la frecuencia central se asemejan mucho y vuelve a demostrarse que los modelos empleados en la simulación fueron adecuados para nuestro estudio.

	Frecuencia Central		Ancho de Banda	
	WiFi	UMTS	WiFi	UMTS
Simulado	2.438 GHz	2.154 GHz	84 MHz	92 MHz
Medido	2.422 GHz	2.137 GHz	85 MHz	95 MHz

Tabla 5.3: Resultados simulados y medidos para el filtro de recepción.

A. Estado WiFi

En las siguientes figuras se estudia la comparación de las simulaciones y mediciones de las respuestas del filtro paso-banda reconfigurable de recepción para el estado WiFi.

En la figura 5.3 se presenta el parámetro S_{21} con sólo una variación de 16 MHz en cuanto a frecuencia central se refiere si comparamos la medición con la simulación. La tabla 5.4 muestra la comparación de las pérdidas de inserción tanto simuladas como medidas. Si analizamos el ancho de banda de la tabla 5.3 observamos que los valores son prácticamente idénticos pues la variación entre el resultado medido y simulado es de sólo 1 MHz, ambos valores muy cercanos a los 80 MHz requeridos para el modo WiFi.

Simulado	-5.007 dB
Medido	-3.396 dB

Tabla 5.4: Pérdidas de inserción del filtro de recepción para el estado WiFi.

La figura 5.4 analiza el parámetro S_{11} obtenido a partir de las simulaciones y mediciones para el estado WiFi del filtro, con unas pérdidas de retorno en la banda de paso del filtro de recepción de -38 dB en el caso simulado y -24 dB para la medición realizada en el laboratorio. Ambos valores son adecuados por lo que tras analizar todos los resultados se ha demostrado el correcto comportamiento del filtro de recepción cuando se selecciona el estado WiFi desactivando los diodos.

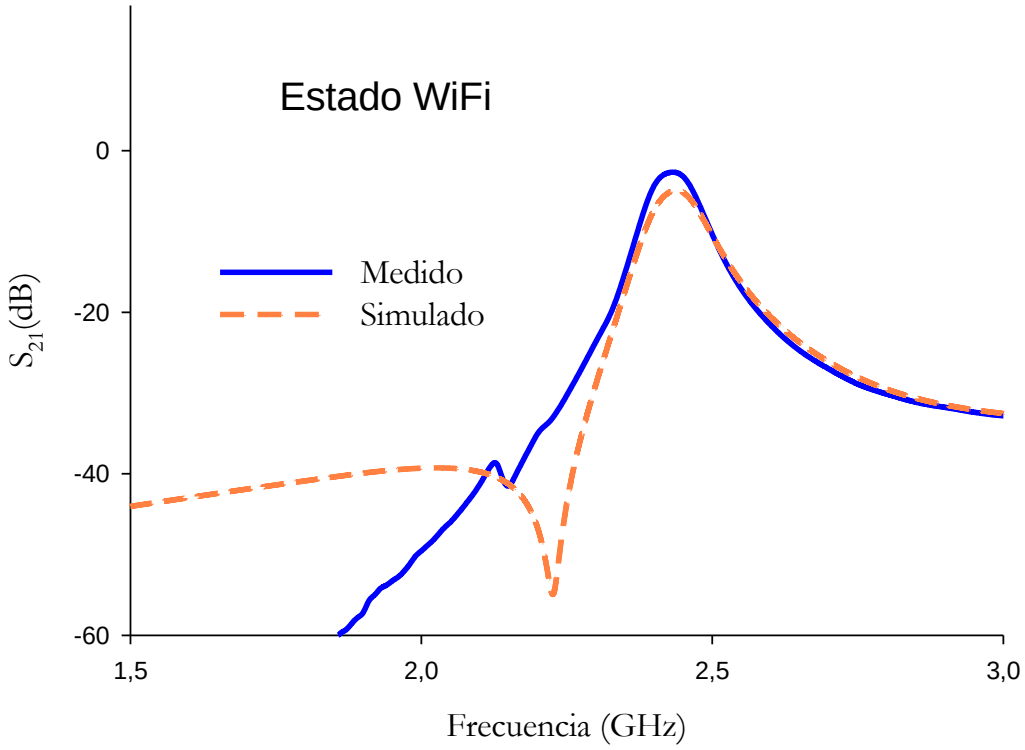


Figura 5.3: Parámetro S_{21} simulado y medido del filtro de recepción (Estado WiFi).

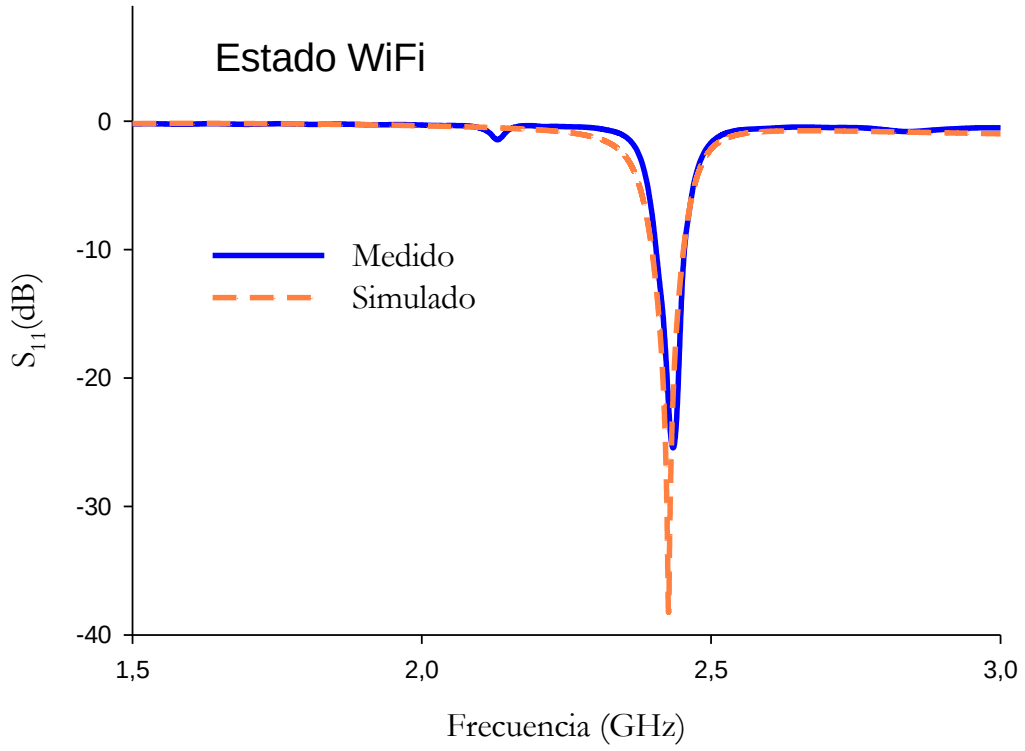


Figura 5.4: Parámetro S_{11} simulado y medido del filtro de recepción (Estado WiFi).

B. Estado UMTS

Los resultados simulados y medidos para el estado UMTS (con los dos diodos polarizados de forma directa) se visualizan en las figuras 5.5 y 5.6. El parámetro S_{21} se representa en la figura 5.5 y analizando la desviación de la frecuencia central entre los resultados simulados y los medidos vemos que es tan sólo de 17 MHz como nos marca la tabla 5.3. En la tabla 5.5 aparece una comparación de las pérdidas de inserción medidas y simuladas para el estado UMTS, con ambos valores muy cercanos y con un comportamiento realmente bueno. La diferencia entre el ancho de banda medido y simulado es de sólo 3 MHz.

Simulado	-4.931 dB
Medido	-4.599 dB

Tabla 5.5: Pérdidas de inserción del filtro de recepción para el estado UMTS.

La figura 5.6 se encarga de mostrar la comparación entre la simulación y la medición del parámetro S_{11} para el estado UMTS del filtro reconfigurable de recepción. En este caso, las pérdidas de retorno en la banda de paso del filtro de recepción alcanzan los -18 dB para la simulación mientras que los valores de la medición aún mejoran más y se sitúan en los -26 dB. Tras estos análisis queda totalmente patente el buen comportamiento del filtro de recepción para el estado UMTS.

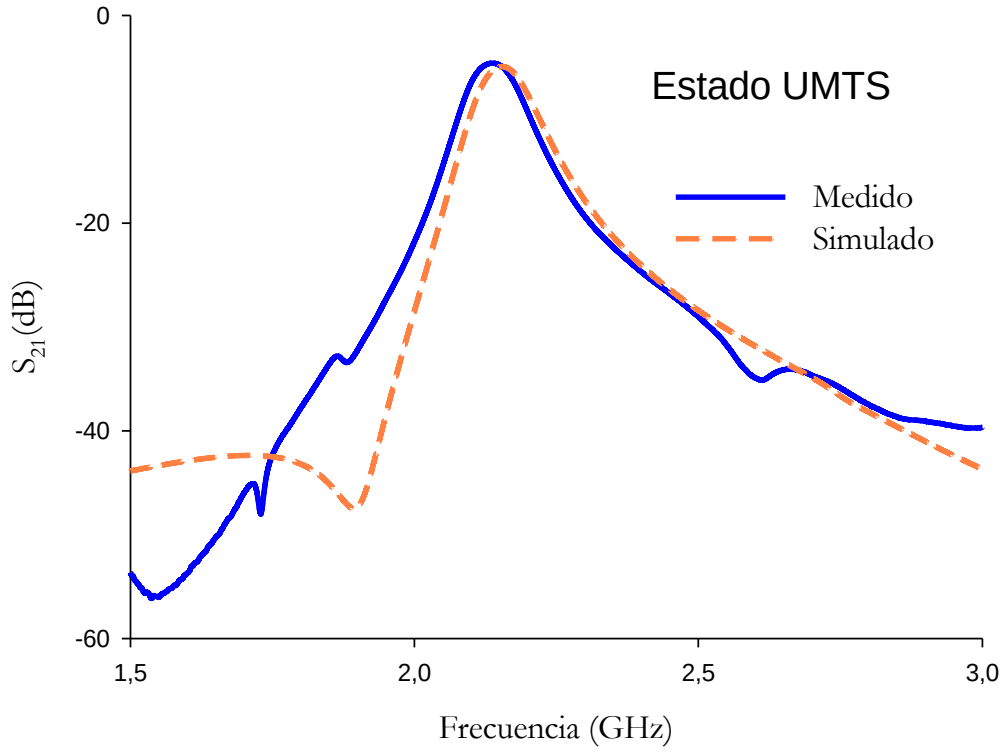


Figura 5.5: Parámetro S_{21} simulado y medido del filtro de recepción (Estado UMTS).

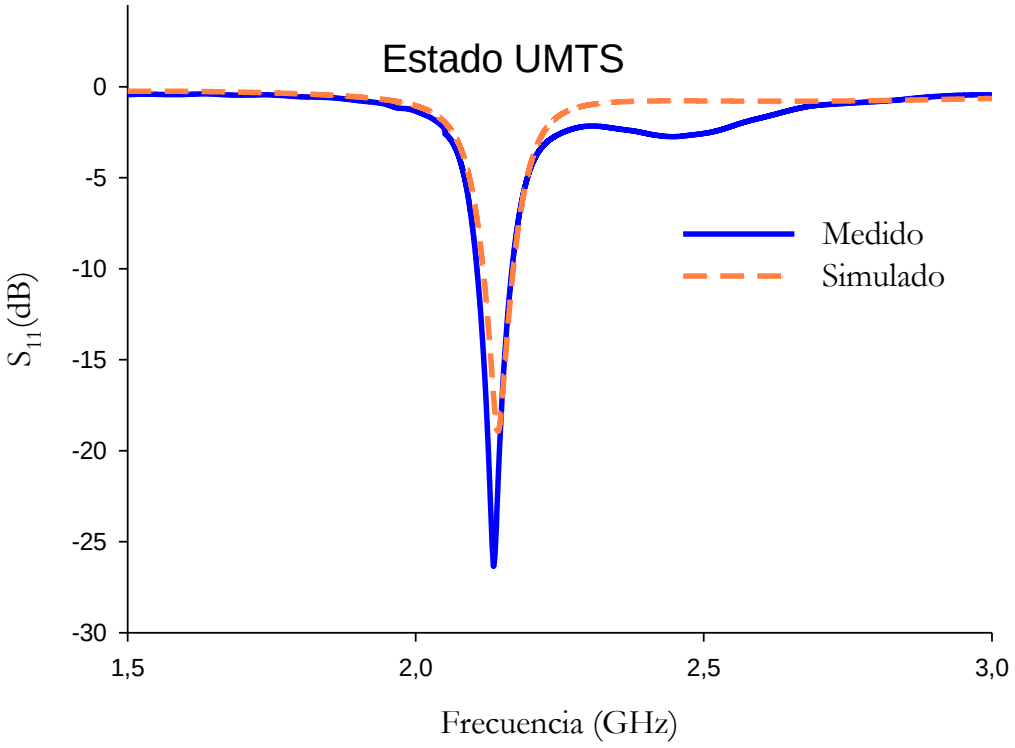


Figura 5.6: Parámetro S_{11} simulado y medido del filtro de recepción (Estado UMTS).

5.4 Conclusiones

El filtro paso-banda reconfigurable de recepción con dos bandas discretas de frecuencia ha sido probado. El diseño de la conmutación entre las bandas de recepción de los estándares WiFi y UMTS usado en comunicaciones vehículo a vehículo ha sido realizado satisfactoriamente. El filtro propuesto es compacto y capaz de conmutar entre dos frecuencias centrales distintas y las especificaciones de ancho de banda, añadiendo un poco más de complejidad a la topología con respecto al filtro de transmisión debido a la incorporación en este caso de seis diodos PIN. Los resultados obtenidos entre las simulaciones y las mediciones han sido muy precisos.

5.5 Referencias

[1] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, New York, USA, John Wiley & Sons Inc. 2001.
[2] Agilent Advanced Design System, http://www.agilent.com
[3] H. Xue, P.B. Kenington and M.A. Beach, "A high performance ultra-broadband RF choke for microwave applications" *IEE Colloquium on Evolving Technologies for Small Earth Station Hardware,* Feb. 1995, 4 pp.

6. Filtro ajustable en selectividad

6.1 Introducción

En este capítulo se propone el diseño de un dispositivo reconfigurable en selectividad basado en un filtro presentado en [1] que consiste en un filtro paso-banda casi elíptico de cuatro polos usando cuatro resonadores y dos diodos PIN. Mediante dos pequeños stubs de diferente longitud situados en los resonadores superiores podremos conseguir cuatro estados haciendo que el filtro sea cada vez más selectivo.

El filtro ha sido diseñado para una frecuencia central situada en 1.7 GHz y un ancho de banda del 10%. La frecuencia central se controla ajustando la longitud de los resonadores y el ancho de banda mediante los acoplamientos eléctricos y magnéticos de los resonadores. El factor de calidad externo Q_e relacionado al acoplamiento de entrada y salida con el filtro ha sido seleccionado de manera que mantenga una buena aproximación para los cuatro estados del filtro.

En las secciones siguientes se detalla la topología del filtro propuesto, describiendo como han sido controlados los parámetros de diseño. Finalmente, de la misma manera que se hizo con los filtros anteriores, se compararán las simulaciones previas y las mediciones finales realizadas en el laboratorio para poder asegurar que el diseño ha sido correctamente desarrollado.

6.2 Diseño del filtro

La tabla 6.1 muestra las especificaciones de diseño del filtro. Se ha decidido establecer un ancho de banda del 10% de la frecuencia central.

Frecuencia Central	Ancho de Banda
1.70 GHz	170 MHz

Tabla 6.1: Especificaciones del filtro ajustable en selectividad.

Tanto el ancho de banda como la frecuencia central se han conseguido de manera precisa utilizando la topología del filtro descrita en esta sección. En cuanto a acoplamientos se refiere, este caso difiere ligeramente de los dos filtros presentados anteriormente. El factor de calidad externo Q_e relaciona al acoplamiento de entrada y salida con el filtro; por la simetría del filtro los acoplamientos Q_{e1} y Q_{e2} serán en este caso iguales. La mayor diferencia la tendremos en el coeficiente de acoplamiento k entre resonadores. Dado que tenemos cuatro resonadores en el diseño, el filtro estará compuesto por cuatro acoplamientos llamados en nuestro caso k_{12}, k_{23}, k_{34} y k_{14} y que podemos identificar en la figura 6.1. En esta topología, el acoplamiento k_{14} es variable y puede tomar cuatro valores distintos que dan lugar a una selectividad reconfigurable dependiendo del estado en el que se encuentre cada uno de los diodos. El diseño empieza desde el valor de los elementos del prototipo paso-bajo y tras una transformación de elementos y seleccionando Ω_a=2 de la tabla 2.3 de la sección 2.8.2 obtenemos los valores que se muestran en la tabla 6.2. La elección de Ω_a=2 se hizo para obtener un valor medio de selectividad porque a valores menores de Ω_a se obtenía mayor selectividad del filtro y viceversa.

Ω_a	g_1	g_2	J_1	J_2
2.00	0.95449	1.38235	-0.16271	1.06062

Tabla 6.2: Valor de los elementos para un prototipo de cuatro polos con Ω_a=2 (L_R=-20dB).

Los parámetros de diseño del filtro paso-banda Q_e y k pueden ser calculados usando las ecuaciones (2.30) a (2.33) explicadas teóricamente en el capítulo 2.8.2. Los resultados de Q_{e1}, Q_{e2}, k_{12}, k_{23} y k_{34} aparecen en la tabla 6.3 y son independientes del estado.

Estado	Q_{e1}=Q_{e2}	k_{12}	k_{23}	k_{34}
-	9.5356	0.0581	0.0543	0.0581

Tabla 6.3: Factor de calidad externo y coeficientes de acoplamiento k_{12}, k_{23} y k_{34} independientes del estado.

El acoplamiento eléctrico k_{14} es variable y se sintoniza mediante dos pequeños stubs, pudiendo tomar cuatro valores distintos y provocando una selectividad reconfigurable dependiendo del estado en el que se encuentre cada uno de los diodos. Dado que tenemos dos diodos PIN (D_1-D_2), dispondremos de cuatro estados diferentes para ajustar la selectividad del filtro a partir de las diferentes combinaciones de los estados de dichos diodos: OFF-OFF, OFF-ON, ON-OFF y ON-ON. En la tabla 6.4 se muestran los resultados del acoplamiento entre los resonadores 1 y 4 calculados teóricamente a partir de la formulación mencionada anteriormente. Destacar que para un filtro más selectivo se incrementa el valor de k_{14}. Más adelante del capítulo veremos las simulaciones realizadas y como el estado más selectivo se producirá cuando ambos diodos estén polarizados en directa (estado 4 de la tabla 6.4). Por el contrario, para un filtro menos selectivo el valor del acoplamiento k_{14} será menor.

Estado	k_{14}
1 (OFF-OFF)	0.0097
2 (OFF-ON)	0.0123
3 (ON-OFF)	0.0173
4 (ON-ON)	0.0198

Tabla 6.4: Coeficiente de acoplamiento k_{14} en función del estado seleccionado.

Las simulaciones de los acoplamientos entre resonadores y del factor de calidad externo se han realizado usando nuevamente los métodos descritos en el capítulo 2 sección 2.11 [1]. Como se comentó en la sección 2.8.3, el factor de calidad externo tenía dos posibles configuraciones que se mostraban en la figura 2.14. Para realizar este filtro ajustable en selectividad se ha optado por la configuración de la figura 2.14(a) en la cual la línea de alimentación se mantiene unida al resonador. Esto es debido a que si se decide hacer la configuración 2.14(b), la distancia *g* entre la línea acoplada y el resonador era alrededor de 50 μm para cumplir con las especificaciones de Q_{e1} y Q_{e2} y la mínima que permite el proceso de fabricación es de únicamente 100 μm.

La figura 6.1 muestra la topología del filtro ajustable en selectividad usando dos diodos PIN. En esta topología todos los diodos PIN están polarizados en inversa para producir el estado menos selectivo y polarizados en directa para obtener el estado más selectivo. Si sólo uno de ellos está polarizado en directa obtendremos un estado intermedio.

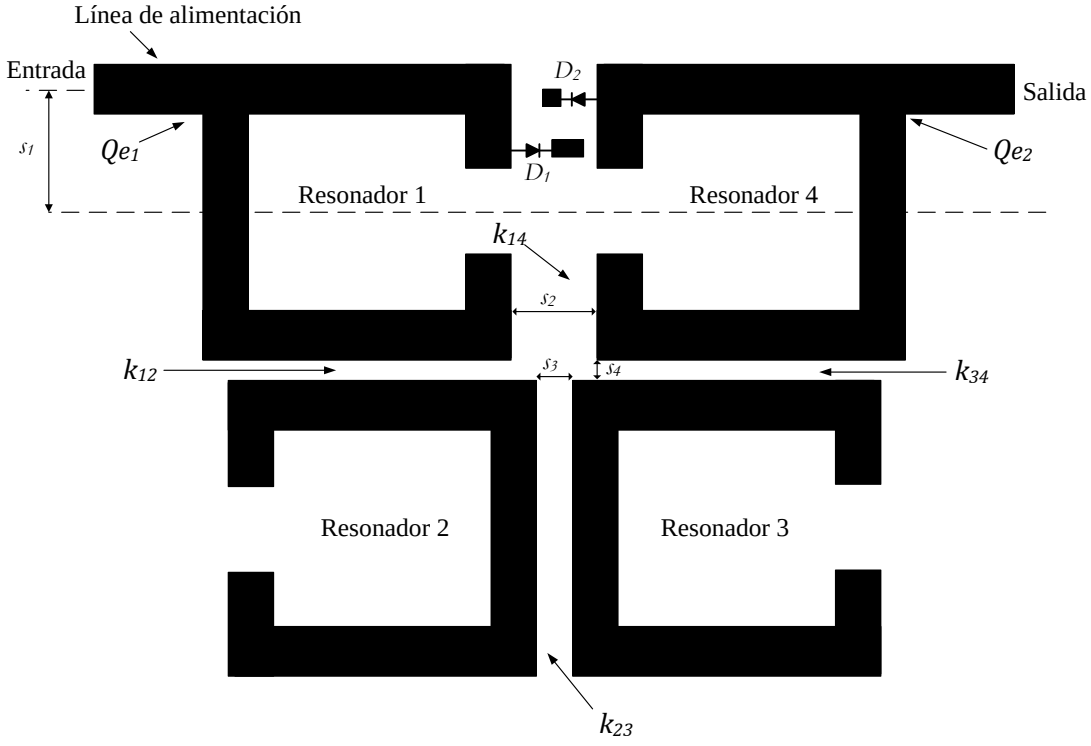


Figura 6.1: Topología del filtro ajustable en selectividad.

El acoplamiento entre la entrada y el resonador 1 (Q_{e1}) o la salida y el resonador 4 (Q_{e2}) viene determinado por la distancia s_1 entre la línea de alimentación y el eje central de los resonadores superiores. Como se explicó en la teoría del capítulo 2.8.3, si reducimos la distancia s_1 obtendremos un acoplamiento más débil y un mayor factor de calidad externo [1].

Los coeficientes de acoplamiento k_{12} y k_{34} se han fijado por el acoplamiento de la distancia s_4, el coeficiente de acoplamiento k_{23} viene dado por la distancia s_3 y finalmente el coeficiente variable k_{14} viene dado por la distancia s_2 y la configuración de los estados de los dos diodos PIN. Acercando los resonadores obtenemos acoplamientos más fuertes.

6.3 Simulaciones y medidas

Usando las técnicas descritas anteriormente se ha diseñado el filtro paso-banda capaz de conmutar en cuatro estados que proporcionan un filtro cada vez más selectivo. La frecuencia central está situada en 1.7 GHz en todos los casos y el ancho de banda será de 170 MHz, cifra que cambiará ligeramente dependiendo del estado en el que nos encontremos.

En la figura 6.2 se muestra una fotografía del filtro fabricado sobre las mismas condiciones que los dos filtros explicados anteriormente: un substrato Rogers con 1.524 mm de espesor y una metalización de cobre de 35 μm. El substrato tiene una constante dieléctrica de 3.55 y una tangente de pérdidas de 0.0021. Los diodos PIN utilizados vuelven a ser los HPND-4028 de Avago Technologies. El layout incluyendo las líneas de polarización (*bias lines*) ha sido grabado en el substrato usando técnicas de fotolitografía estándar [3]. La corriente en cada diodo ha sido limitada a 10 mA situando un resistor de 1 kΩ en el estado de polarización directo; para una polarización inversa se ha suministrado un voltaje de -10 V.

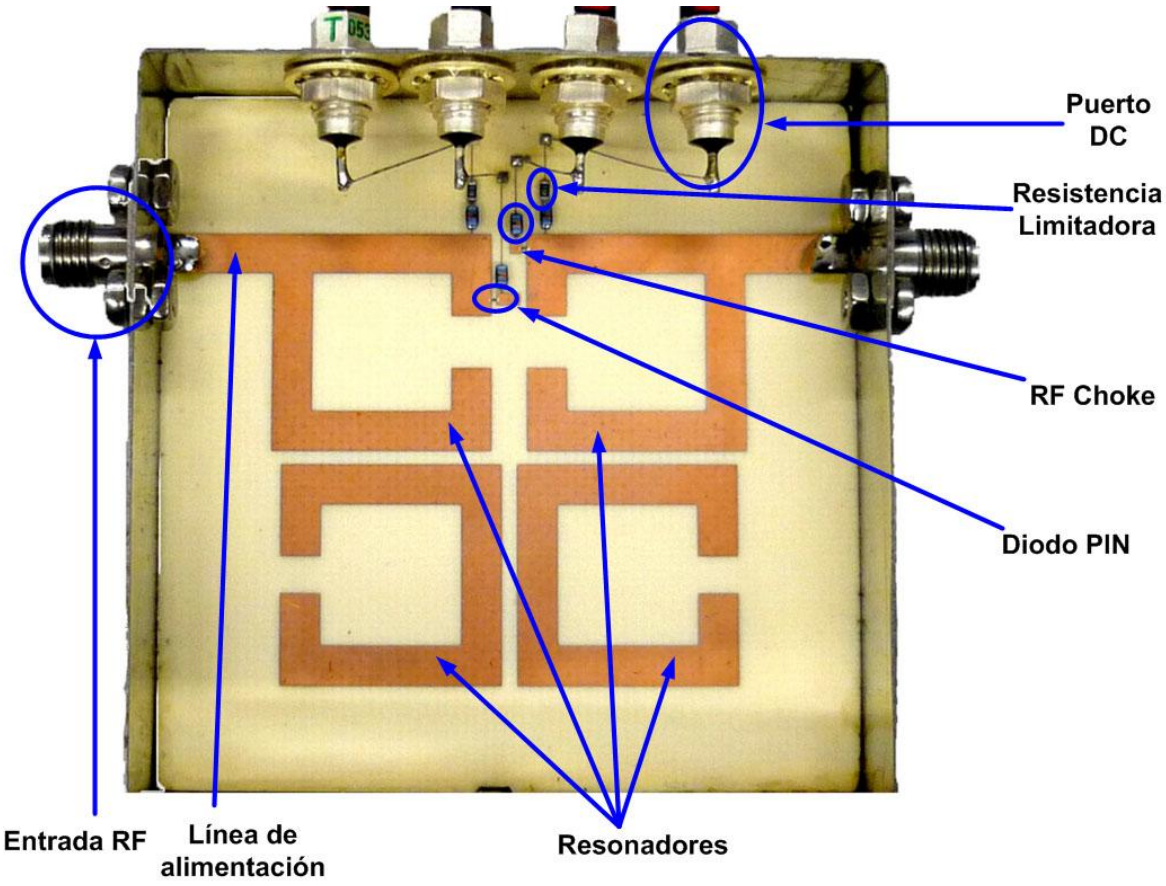


Figura 6.2: Fotografía del filtro ajustable en selectividad.

Recordemos que los modelos de elementos concentrados del diodo PIN y del inductor fueron obtenidos a partir de regresiones después de medirlos tal y como se mostró en el capítulo 3 donde se describían las caracterizaciones del diodo e inductor, seleccionando adecuadamente modelos RLC a los datos experimentales. Los datos para el estado directo de polarización del diodo (ON) son una resistencia de 3.18 Ω en serie con una inductancia de 641.4 pH. El estado inverso de polarización del diodo (OFF) estaba modelado con una capacitancia de 58.3 fF en serie con una inductancia de 4.35 nH y una resistencia de 97.43 Ω.

El modelo del inductor está dado por una resistencia de 26.78 kΩ en paralelo con una capacitancia de 86.85 fF y una inductancia de 84.51 nH. Las simulaciones de la topología del filtro se han realizado incluyendo los modelos de la agrupación de elementos para los diodos PIN y el inductor [2].

Las mediciones han sido realizadas en el laboratorio de microondas del departamento TSC de la UPC haciendo uso del analizador de redes Agilent N5242A PNA-X.

La tabla 6.5 contiene una comparación entre los resultados simulados y medidos de los cuatro estados de selectividad definidos mediante la combinación de los diodos PIN en

estado ON u OFF. Tras ver los resultados debemos resaltar la coherencia entre ellos. Tanto para la simulación como para la medición el estado menos selectivo es cuando ambos diodos están polarizados en inversa (modo OFF-OFF). El siguiente estado aparecería cuando el diodo D_1 está polarizado en inversa y el D_2 en directa, es decir, cuando el stub menor interviene en el filtro. El siguiente caso trataría las configuraciones opuestas, cuando el stub más largo interviene en el filtro gracias a la polarización en directa del diodo D_1 y mientras D_2 se mantiene en OFF. Finalmente encontramos el estado más selectivo cuando ambos diodos conducen y por lo tanto los dos stubs añadidos en los resonadores superiores forman una importante parte del filtro. Todos estos resultados se pueden ver mejor a partir de la visualización de las gráficas mostradas en las figuras 6.8 y 6.10.

	Selectividad			
	OFF-OFF	OFF-ON	ON-OFF	ON-ON
Simulada	-0.7707 $\frac{dB}{MHz}$	-1.0083 $\frac{dB}{MHz}$	-1.0686 $\frac{dB}{MHz}$	-1.1341 $\frac{dB}{MHz}$
Medida	-0.8152 $\frac{dB}{MHz}$	-0.8917 $\frac{dB}{MHz}$	-1.1343 $\frac{dB}{MHz}$	-1.2157 $\frac{dB}{MHz}$

Tabla 6.5: Resultados simulados y medidos de la selectividad del filtro en función del estado seleccionado.

A. Estado OFF-OFF

En la figura 6.3 se muestra una comparación de la simulación y medición de la respuesta del filtro paso-banda reconfigurable en selectividad para los parámetros S_{11} y S_{21} en el estado en que ambos diodos están polarizados en inversa. Los resultados obtenidos en la medición son muy similares a los simulados previamente. El ancho de banda en la medición ha aumentado ligeramente pero podemos afirmar que el comportamiento es realmente satisfactorio. Las pérdidas de retorno en la banda de paso reflejadas en el parámetro S_{11} son de -9.5 dB en ambos casos.

La tabla 6.6 presenta la comparación de las pérdidas de inserción tanto simuladas como medidas y donde se obtiene un comportamiento prácticamente idéntico tal y como se enseña visualmente en la gráfica de la figura 6.3.

Simulado	-1.274 dB
Medido	-1.310 dB

Tabla 6.6: Pérdidas de inserción del filtro ajustable en selectividad para el estado OFF-OFF.

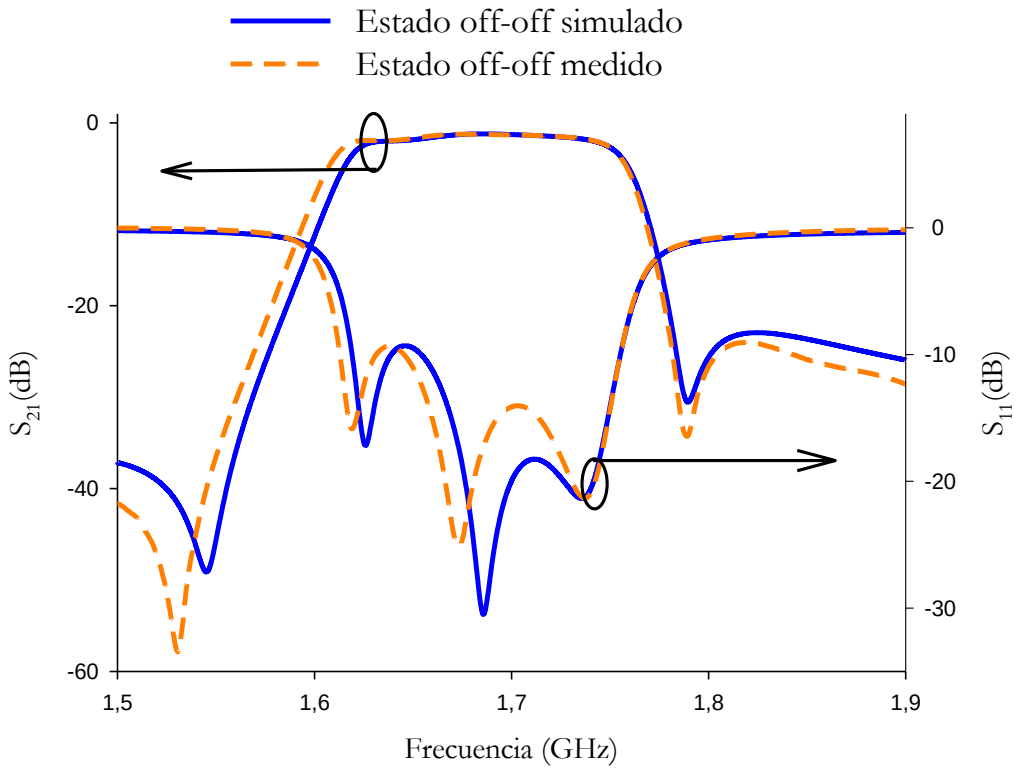


Figura 6.3: Parámetros S_{11} y S_{21} simulados y medidos para el estado OFF-OFF.

B. Estado OFF-ON

En este caso el diodo D_2 polarizado en directa permite que el stub más corto actúe junto a los resonadores. En la figura 6.4 se presenta la comparación de la simulación y medición de los parámetros S_{11} y S_{21} en el estado OFF-ON. Nuevamente los resultados obtenidos son muy precisos. El ancho de banda en la medición vuelve a aumentar un poco pero las similitudes que refleja el gráfico hacen que los resultados esperados se correspondan con los medidos en el laboratorio. Las pérdidas de retorno en este caso intermedio son de -11.5 dB en la simulación y -12.2 dB para la medición.

La tabla 6.7 presenta la comparación de las pérdidas de inserción simuladas y medidas. A partir de la gráfica ya se puede apreciar como los resultados volverán a ser prácticamente iguales.

Simulado	-1.405 dB
Medido	-1.492 dB

Tabla 6.7: Pérdidas de inserción del filtro ajustable en selectividad para el estado OFF-ON.

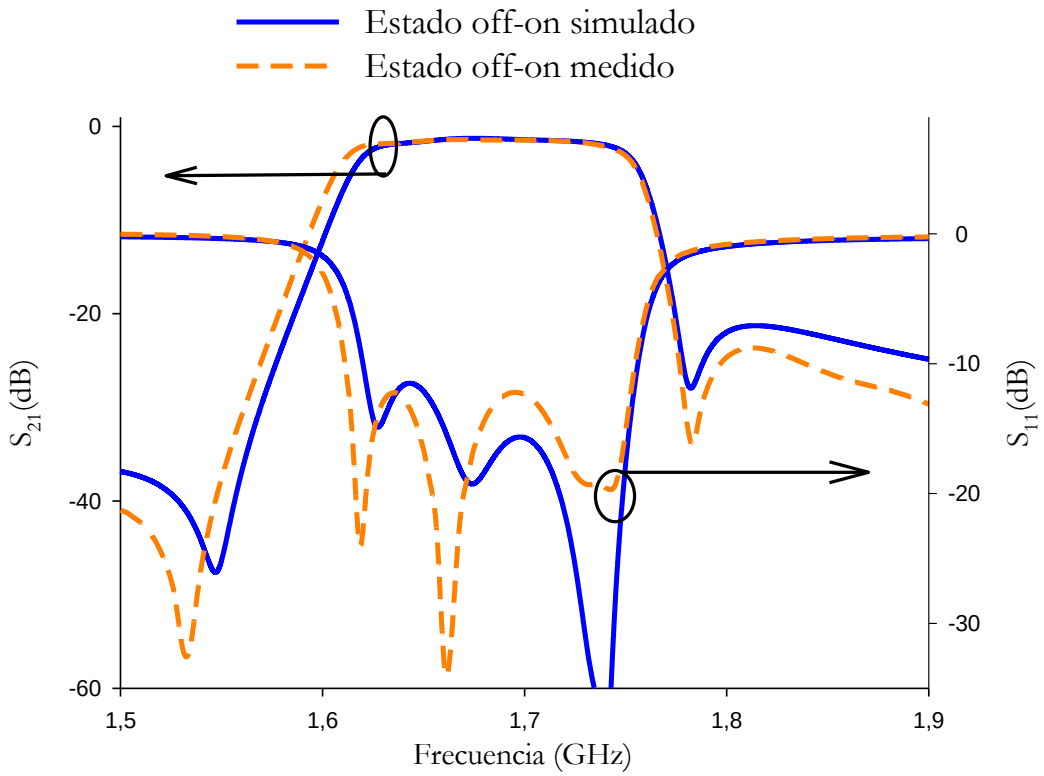


Figura 6.4: Parámetros S_{11} y S_{21} simulados y medidos para el estado OFF-ON.

C. Estado ON-OFF

En el tercer estado el diodo D_1 polarizado en directa permite que el stub más largo entre en funcionamiento en el diseño. En la figura 6.5 volvemos a tener la comparación de la simulación y medición de los parámetros S_{11} y S_{21} en este caso para el estado ON-OFF. Las similitudes entre ambos gráficos son notables y propician que los resultados vuelvan a considerarse válidos. De nuevo el ancho de banda en la medición vuelve a aumentar un poco y las pérdidas de retorno son concretamente de -11.2 dB en la simulación y -9.5 dB para la medición dentro de la banda de paso.

La tabla 6.8 presenta la comparación de las pérdidas de inserción simuladas y medidas.

Simulado	-1.607 dB
Medido	-1.687 dB

Tabla 6.8: Pérdidas de inserción del filtro ajustable en selectividad para el estado ON-OFF.

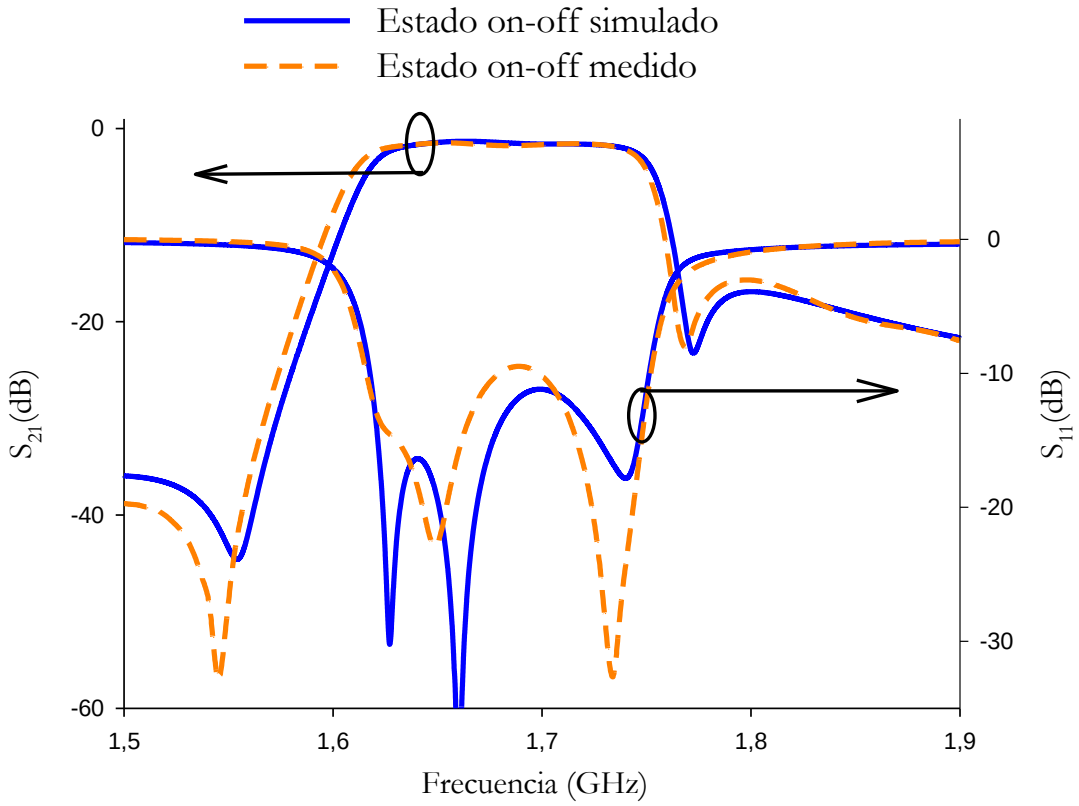


Figura 6.5: Parámetros S_{11} y S_{21} simulados y medidos para el estado ON-OFF.

D. Estado ON-ON

Finalmente se analiza el último caso que presenta una polarización directa de ambos diodos y por lo tanto conecta los dos stubs con los resonadores. Como se hizo en los tres casos anteriores, presentamos las gráficas de los parámetros S_{11} y S_{21} simulados con ADS y medidos en el laboratorio. Los resultados son de nuevo satisfactorios y las pérdidas de retorno vuelven a ser cercanas a los -12 dB en la simulación y -9.1 dB para la medición dentro de la banda de paso.

La tabla 6.9 presenta la comparación de las pérdidas de inserción simuladas y medidas.

Simulado	-1.529 dB
Medido	-1.600 dB

Tabla 6.9: Pérdidas de inserción del filtro ajustable en selectividad para el estado ON-ON.

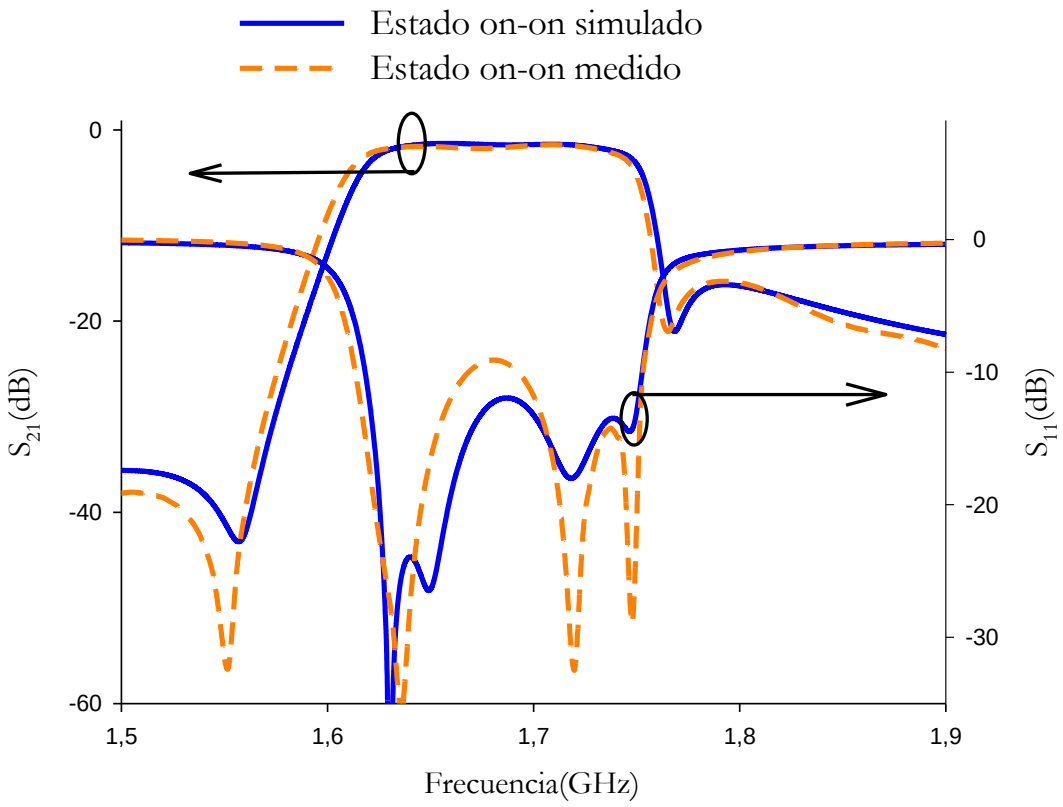


Figura 6.6: Parámetros S_{11} y S_{21} simulados y medidos para el estado ON-ON.

Tras analizar por separado cada uno de los casos en función del comportamiento de los diodos, ahora se mostrarán los mismos parámetros pero en una misma gráfica para poder identificar más fácilmente el comportamiento del filtro.

A continuación analizaremos los parámetros S obtenidos a partir de las simulaciones realizadas con el simulador electromagnético ADS. En la figura 6.7 se muestra el parámetro S_{11} simulado para los cuatro estados del diodo. Podemos ver las pérdidas de retorno en la línea de los -10 dB o inferiores para la banda de paso tal como se analizó previamente para cada uno de los cuatro estados.

La figura 6.8 nos muestra el parámetro S_{21} simulado. A partir de este gráfico podemos sacar parte de las conclusiones y objetivos iniciales por cuales se realizó este diseño del filtro. En la gráfica se puede apreciar de manera clara los cambios de selectividad producidos por los distintos estados del diodo según sea su funcionamiento. Cuando ambos diodos están polarizados en directa el filtro se hace más selectivo gracias a la interacción de los dos stubs diseñados para este propósito. En cambio, si queremos un estado menos selectivo del filtro deberemos poner en modo OFF alguno de los diodos e incluso los dos para tener el estado menos selectivo de todos.

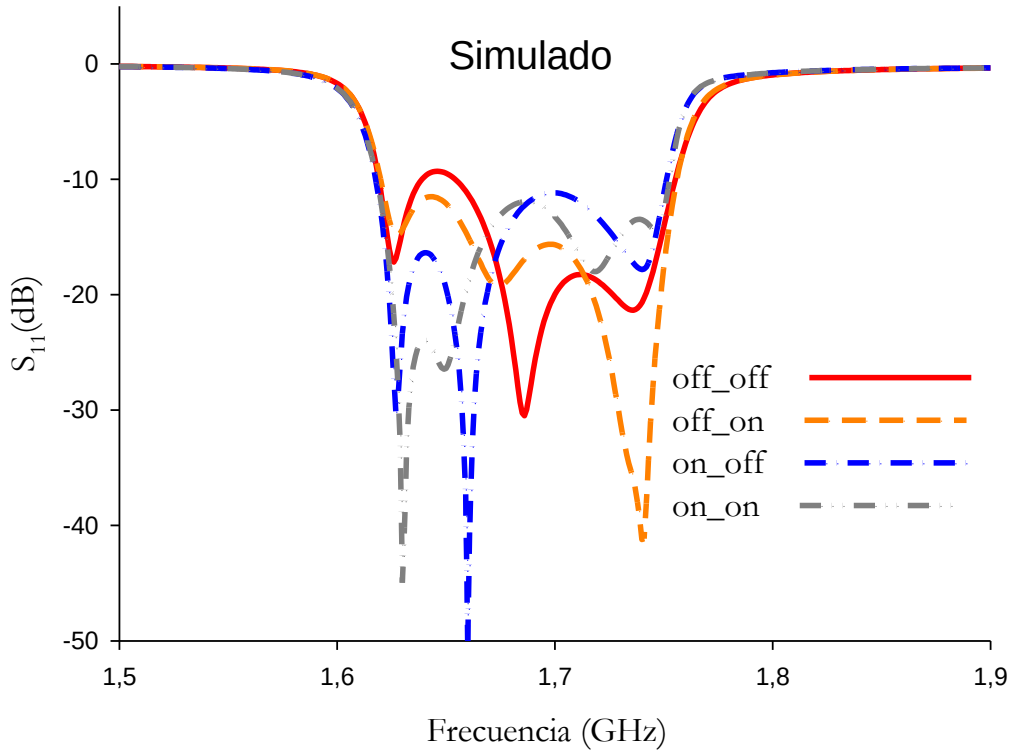


Figura 6.7: Parámetro S_{11} simulado para todos los estados de los diodos.

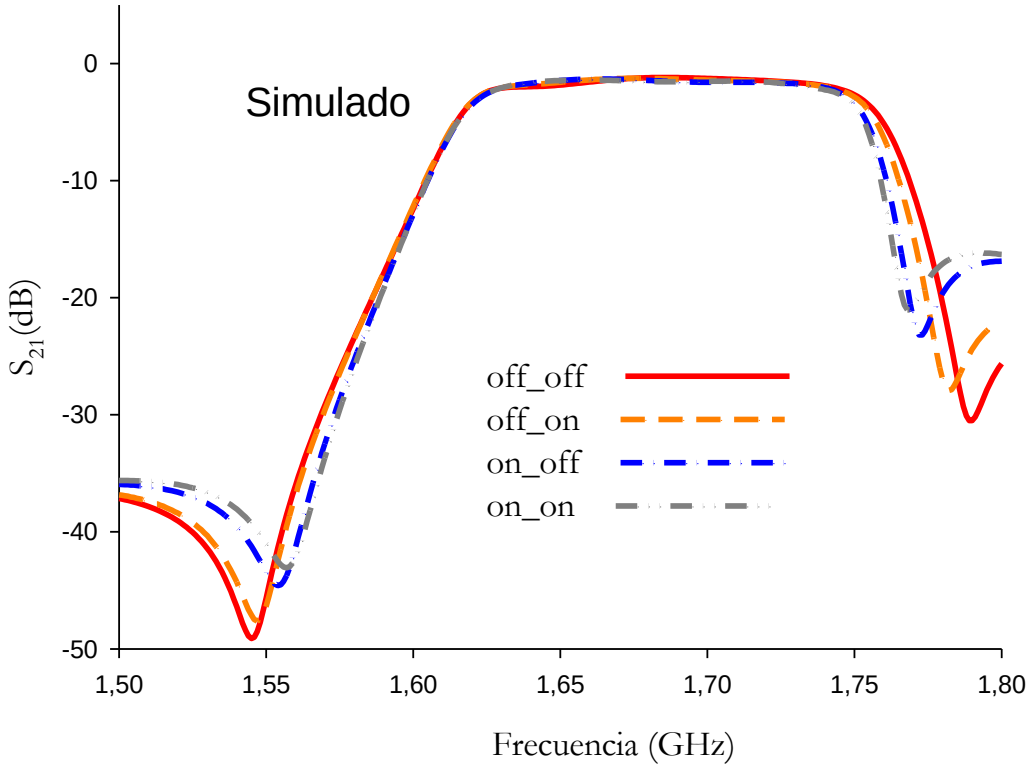


Figura 6.8: Parámetro S_{21} simulado para todos los estados de los diodos.

Una vez vistos los resultados simulados, conviene analizar los resultados de las mediciones hechas a partir del filtro físico de la figura 6.2 y comprobar que los parámetros se ajustan a los objetivos establecidos inicialmente y concuerdan con las simulaciones.

En la figura 6.9 se presenta el parámetro S_{11} obtenido a partir de las mediciones en el laboratorio. Nuevamente los resultados son los esperados y responden perfectamente a las simulaciones que se realizaron previamente.

En la figura 6.10 aparece el parámetro S_{21} para los cuatro estados. Podemos observar con claridad los cambios de selectividad. Los resultados se asemejan a las simulaciones y mantienen la coherencia entre los estados.

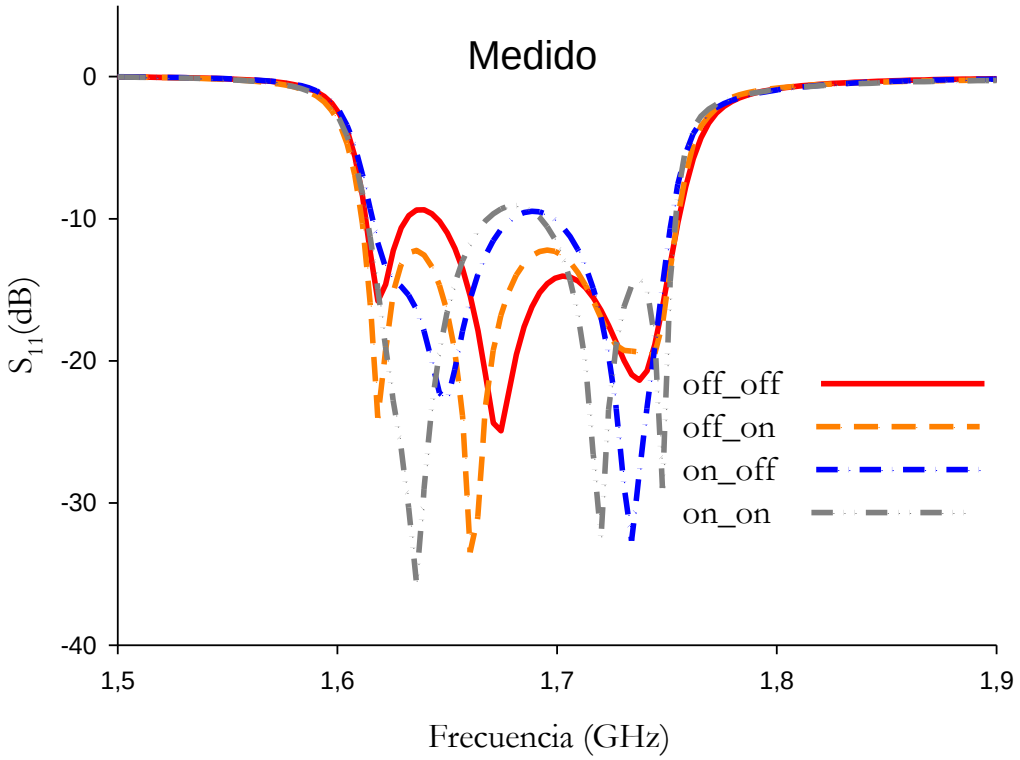


Figura 6.9: Parámetro S_{11} medido para todos los estados de los diodos.

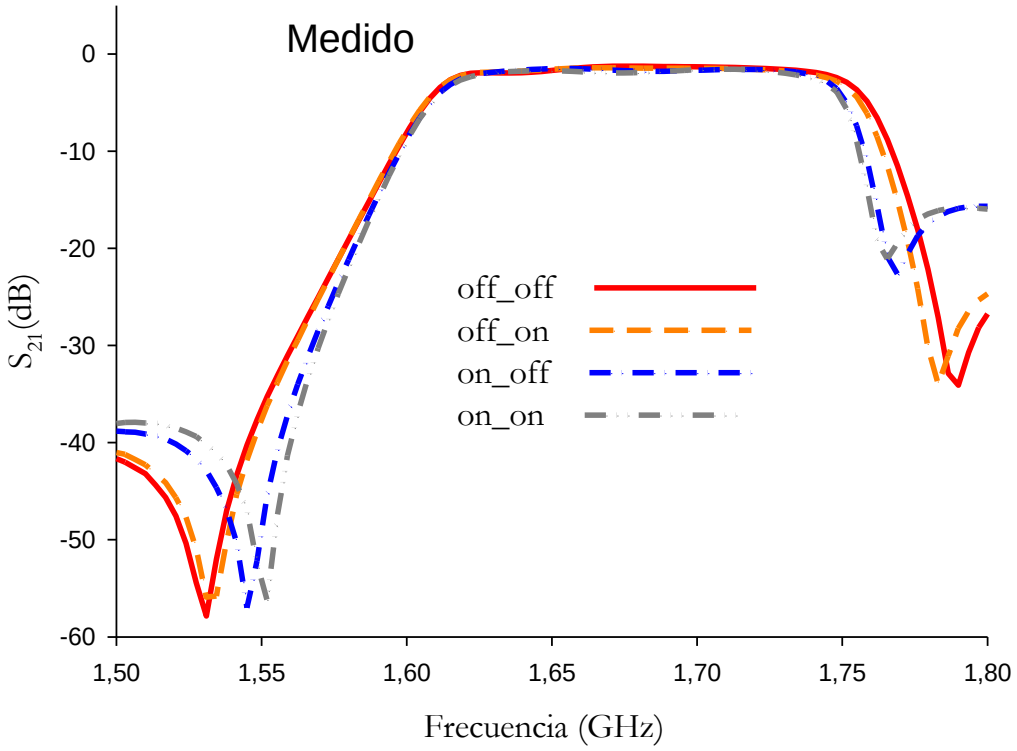


Figura 6.10: Parámetro S_{21} medido para todos los estados de los diodos.

6.4 Conclusiones

El filtro paso-banda reconfigurable en selectividad ha sido diseñado correctamente, permitiendo un cambio de selectividad dependiendo del estado en el que nos encontremos utilizando dos diodos PIN. Haciendo uso de una topología del filtro bastante sencilla únicamente con cuatro resonadores y dos pequeños stubs, el filtro responde perfectamente a las simulaciones previas realizadas antes de la fabricación del filtro. Tras las mediciones efectuadas en el laboratorio, los cambios de selectividad son totalmente apreciables y responden a los objetivos planeados al inicio del diseño.

6.5 Referencias

[1] Hong J.-S. and Lancaster M. J., Microstrip Filters for RF/Microwave Applications, New York, USA, John Wiley & Sons Inc. 2001.

[2] Agilent Advanced Design System, http://www.agilent.com

[3] Xue H., Kenington P.B. and Beach M.A., "A high performance ultra-broadband RF choke for microwave applications" *IEE Colloquium on Evolving Technologies for Small Earth Station Hardware,* Feb. 1995, 4 pp.

7. Diseño del diplexor reconfigurable

7.1 Introducción

Tras la realización de los filtros de transmisión y recepción presentados en los capítulos 4 y 5 respectivamente, conviene encontrar un buen método que nos permita la unión de ambos filtros en un mismo circuito. Recordemos que el objetivo de este trabajo era diseñar un diplexor que permitiera conmutar entre los dos estándares presentados en los fundamentos teóricos del capítulo 3: WiFi y UMTS.

La unión de ambos filtros es necesaria ya que el uso en comunicaciones vehículo a vehículo (V2V) requiere una comunicación de doble sentido debido a la necesidad de transmitir y recibir. Tras analizar detenidamente cual era la mejor opción para integrar ambos filtros en el mismo circuito, se optó por hacer uso de una unión-T formando un Single Pole Double Throw (SPDT). Dicha elección era la que presentaba un menor impacto en los parámetros S de los filtros originales y su análisis se realiza en los siguientes apartados de este capítulo.

7.2 Diseño de la unión T

El divisor de potencia por unión en T es una red simple de tres puertos que se puede emplear para dividir o combinar potencia, y puede implementarse en cualquier tipo de línea de transmisión [1]. En la figura 7.1 se muestra un ejemplo de una posible unión en T para una línea microstrip.

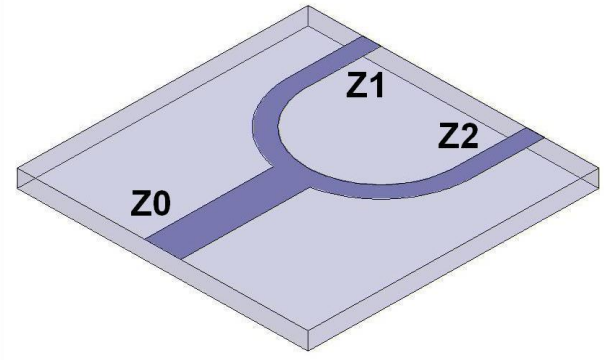


Figura 7.1: Unión T en microstrip.

La característica general más importante de esta estructura simétrica es la división de la potencia entre dos en cada una de las ramas, reflejando una caída de 3 dB en el caso ideal. El modelo de T que se pretende diseñar en este capítulo corresponde al esquema mostrado en la figura 7.2. A partir de una entrada colocaremos en cada una de las dos salidas los filtros de transmisión y recepción y así poder seleccionar cada uno de ellos dependiendo del modo de comunicación que deseemos. El valor del grosor de las líneas microstrip depende directamente de las características dieléctricas del substrato. En este caso hemos escogido un grosor de 3.36 mm que corresponde a 50 Ω para el substrato Rogers.

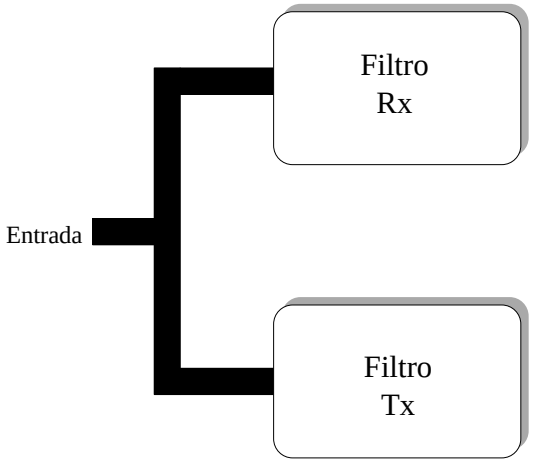


Figura 7.2: Esquema general de la unión T.

Una vez estudiado este caso se decidió optimizar la T recortando 3.5 mm cada una de las esquinas, evitando capacitancias parásitas y por lo tanto disminuyendo las reflexiones. Además, se decidió añadir un diodo PIN en cada una de las ramas acabando de completar el SPDT tal como se muestra en la figura 7.3. Ambos diodos se colocaron a longitud $\lambda/4$ produciendo que cuando D_1 esté OFF y D_2 ON la microonda vea desde la entrada un circuito abierto en la rama inferior y toda la señal se desplace por la parte superior hacia el filtro de recepción. El mismo análisis serviría para D_1 esté ON y D_2 OFF permitiendo el paso de la microonda hacia el filtro de transmisión.

Dado que las frecuencias varían dependiendo del estado elegido (transmisión o recepción), fue necesario adaptar ambas longitudes para cada caso. Para el filtro de transmisión, la distancia s_1 entre la entrada y el diodo D_1 corresponde a una distancia $\lambda/4$ tomando como referencia la frecuencia media del filtro de recepción que en nuestro caso es de 2.2975 GHz. El valor obtenido para s_1 es de 19.51 mm. La distancia s_2 correspondiente a la entrada y el diodo D_2 se tomó mediante la distancia de $\lambda/4$ con la referencia de la frecuencia media del filtro de transmisión. Dicha frecuencia media es de 2.1975 GHz y el valor encontrado para s_2 es de 20.40 mm.

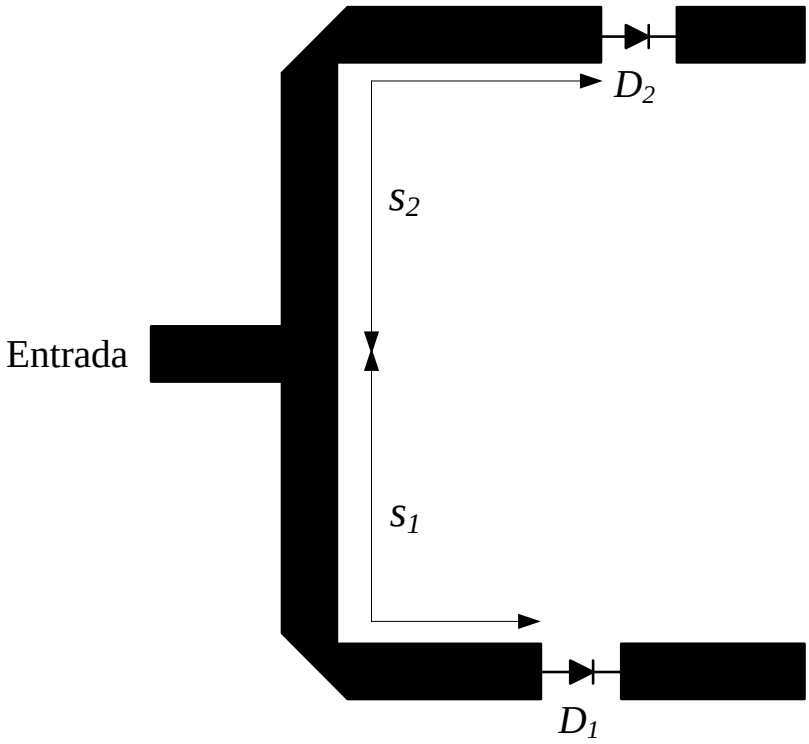


Figura 7.3: Esquema SPDT con dos diodos PIN.

Una vez analizado el método de unión de ambos filtros, conviene recordar las especificaciones técnicas del diplexor completo, haciendo distinción entre los dos modos de operación: transmisión y recepción. Estos datos teóricos se reflejan en la tabla 7.1.

	FILTRO DE TRANSMISIÓN		FILTRO DE RECEPCIÓN	
	WiFi	UMTS	WiFi	UMTS
Frecuencia central	2.440 GHz	1.955 GHz	2.440 GHz	2.155 GHz
Ancho de banda	80 MHz	140 MHz	80 MHz	90 MHz

Tabla 7.1: Especificaciones del diplexor.

La figura 7.4 muestra la topología completa del diplexor. En ella se engloba el SPDT, los dos filtros reconfigurables diseñados y los diez diodos PIN utilizados. Cada una de las dos salidas corresponde a uno de los filtros.

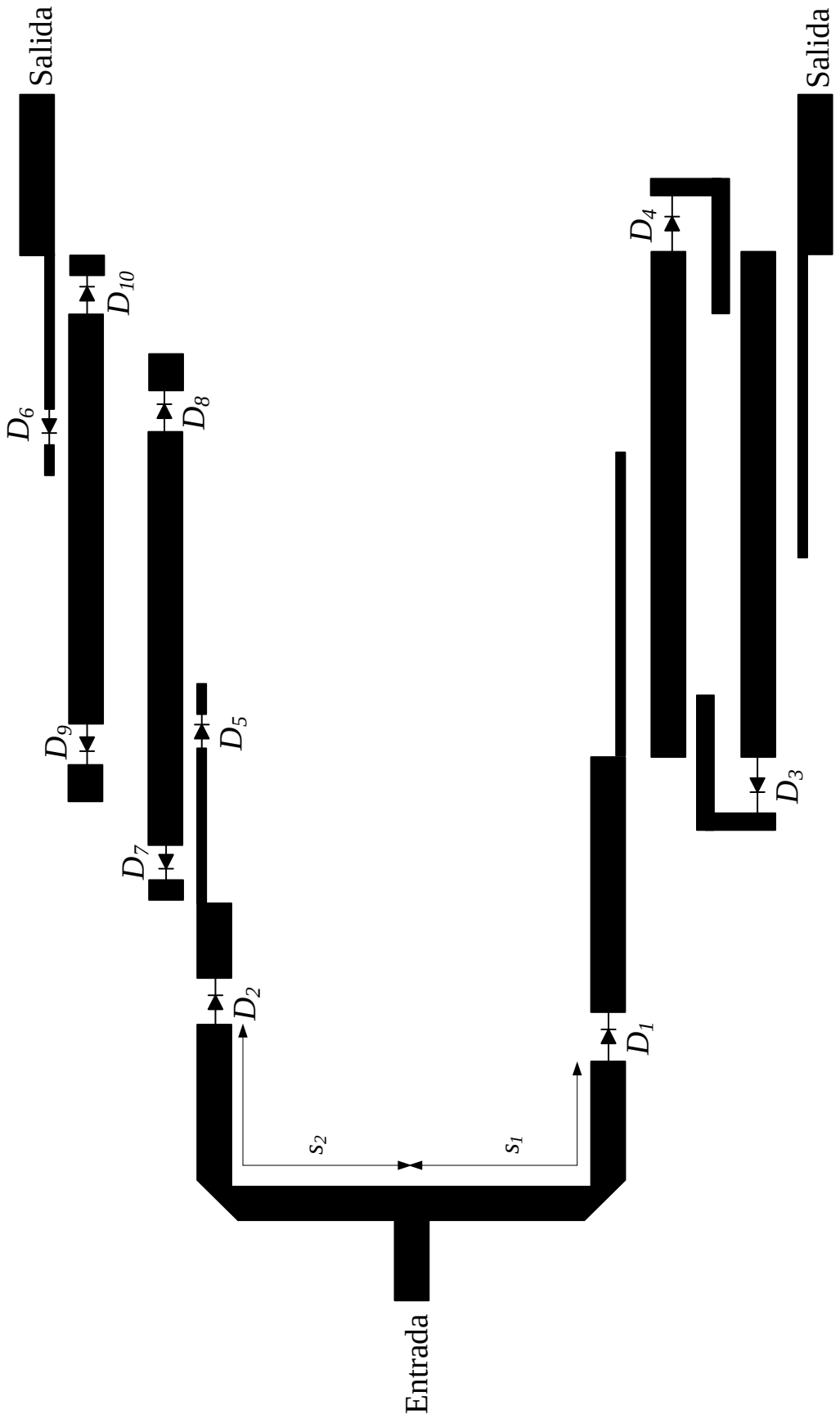


Figura 7.4: Topología del diplexor.

7.3 Simulaciones y medidas

En la figura 7.5 se muestra la fotografía del diplexor fabricado sobre el substrato Rogers utilizado también en todos los demás diseños. Recordemos que dicho substrato tiene 1.524 mm de espesor y metalización de cobre de 35 μm, además de una constante dieléctrica de 3.55 y una tangente de pérdidas de 0.0021.

Se han añadido dos diodos PIN situados individualmente en cada una de las ramas. Estos diodos son los HPND-4028 de Avago Technologies con su correspondiente red de polarización que engloba a los inductores y la resistencia limitadora de 1 kΩ. Para una polarización directa la corriente en cada diodo se limitaba a 10 mA suministrando 10 V; en el caso de polarización inversa el voltaje suministrado es de -10 V.

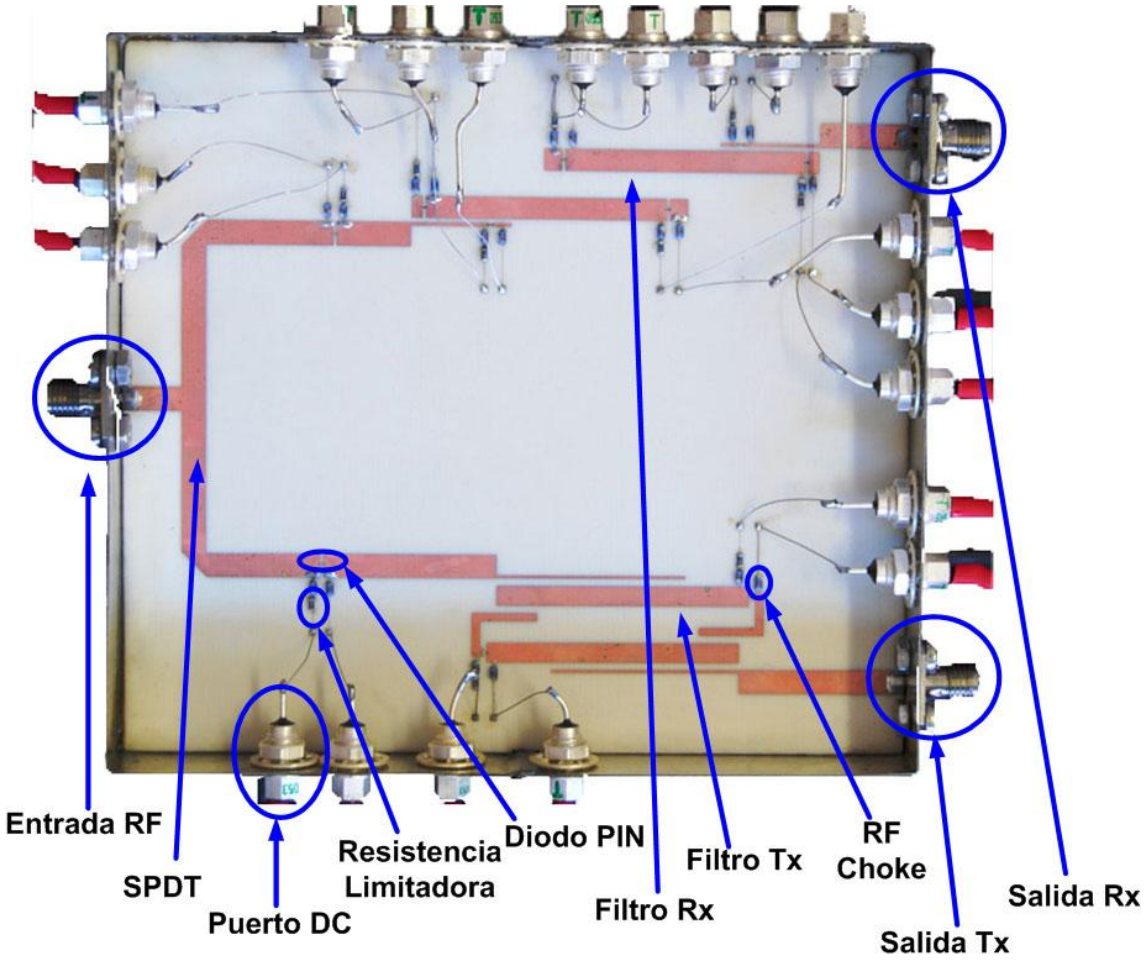


Figura 7.5: Fotografía del diplexor.

Los modelos de elementos concentrados para el inductor y el diodo PIN son idénticos a los utilizados para los filtros de transmisión y recepción analizados individualmente en los capítulos 4 y 5 respectivamente. Estos modelos se obtenían a partir de regresiones tras medir un diodo PIN o un inductor y seleccionando adecuadamente modelos RLC a los

datos experimentales. Como se vio en los tres filtros analizados en los capítulos anteriores, esto nos aseguraba obtener una buena aproximación del comportamiento real del dispositivo en las simulaciones previas a la medición.

Las mediciones del diplexor han sido realizadas en el laboratorio de microondas del departamento TSC de la UPC usando el analizador de redes Agilent N5242A PNA-X. En las tablas 7.2 y 7.3 se muestra una comparación de los resultados simulados y medidos de cada uno de los filtros dependiendo del estado en el que se encuentren. Lógicamente los resultados son los esperados como ocurrió anteriormente con el análisis individual de cada filtro ya que los modelos empleados en la simulación son de gran precisión.

	FILTRO DE TRANSMISIÓN			
	Frecuencia Central		Ancho de Banda	
	WiFi	UMTS	WiFi	UMTS
Simulado	2.437 GHz	1.944 GHz	81 MHz	144 MHz
Medido	2.428 GHz	1.925 GHz	90 MHz	142 MHz

Tabla 7.2: Resultados simulados y medidos para el diplexor en el modo de transmisión.

	FILTRO DE RECEPCIÓN			
	Frecuencia Central		Ancho de Banda	
	WiFi	UMTS	WiFi	UMTS
Simulado	2.435 GHz	2.156 GHz	88 MHz	88 MHz
Medido	2.422 GHz	2.137 GHz	92 MHz	93 MHz

Tabla 7.3: Resultados simulados y medidos para el diplexor en el modo de recepción.

A continuación se procede a analizar todos aquellos parámetros S simulados y medidos considerados de interés para el diseño de los filtros. A modo de notación y para entender mejor el significado de los parámetros, se ha procedido a designar la entrada como el puerto 1, la salida del filtro de transmisión como puerto 2 y finalmente la salida del filtro de recepción como puerto 3.

A. Filtro de Transmisión

A.1 Estado WiFi

En las figuras 7.6, 7.7 y 7.8 se presenta la comparación entre las simulaciones y las mediciones de las respuestas del filtro reconfigurable de transmisión para el estado WiFi. Para conseguir este estado la configuración de los diodos es la siguiente:

- D_1 polarizado en directa y D_2 polarizado en inversa para que la señal recorra la rama inferior y vaya toda ella hacia el filtro de transmisión.
- D_3 y D_4 polarizados en inversa para conseguir el estado WiFi en el filtro reconfigurable de transmisión.
- D_5, D_6, D_7, D_8, D_9 y D_{10} han sido polarizados en inversa pero realmente el estado en el que estén es irrelevante ya que la función del diodo D_2 es inhabilitar el filtro de recepción.

En la figura 7.6 se representa el parámetro S_{21} correspondiente a la señal que va de la entrada hacia la salida del filtro de transmisión. La desviación de la frecuencia central es de sólo 9 MHz entre las simulaciones y las mediciones realizadas. La tabla 7.4 muestra la comparación de las pérdidas de inserción tanto simuladas como medidas. Si analizamos los datos del ancho de banda, en los resultados medidos hemos obtenido un ancho de banda un poco mayor, concretamente la diferencia es de 9 MHz.

Simulado	-4.697 dB
Medido	-3.255 dB

Tabla 7.4: Pérdidas de inserción del filtro de transmisión integrado en el diplexor para el estado WiFi.

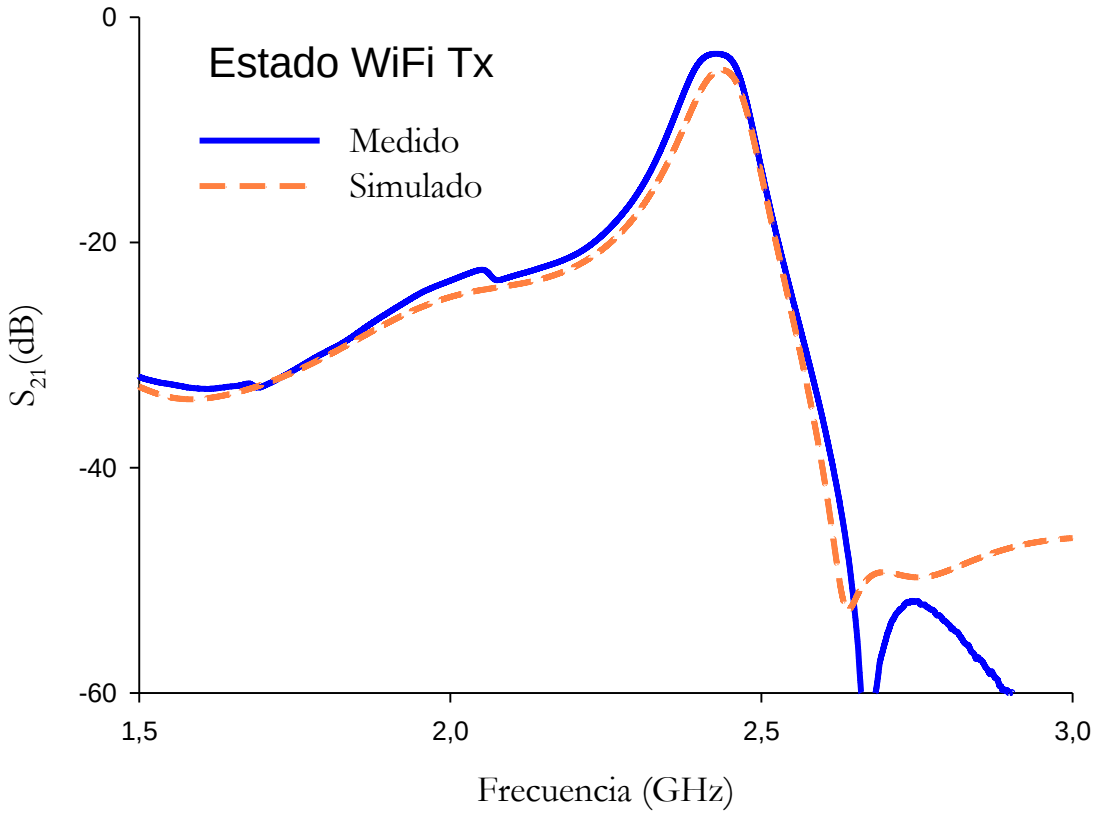


Figura 7.6: Parámetro S_{21} simulado y medido del filtro de transmisión integrado en el diplexor (Estado WiFi).

En la figura 7.7 se muestra el parámetro S_{11} obtenido a partir de la simulación y medición para el estado WiFi del filtro. A partir de dicho parámetro podemos extraer las pérdidas de retorno en la banda de paso del filtro de transmisión que en nuestro caso son de alrededor de -18 dB tanto en las simulaciones como en las mediciones. Analizando los resultados del gráfico queda patente la igualdad entre medición y simulación cuando se selecciona el estado WiFi.

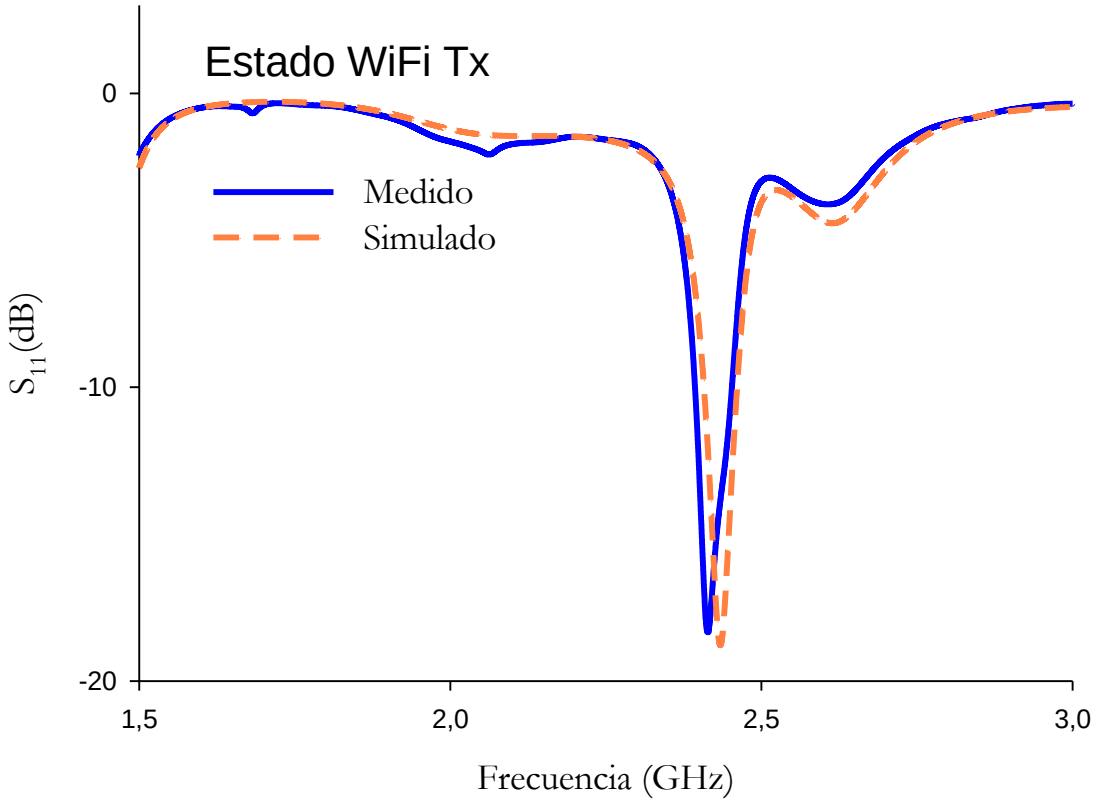


Figura 7.7: Parámetro S_{11} simulado y medido del filtro de transmisión integrado en el diplexor (Estado WiFi).

El último parámetro analizado para el estado WiFi es el parámetro S_{32} mostrado en la figura 7.8. El parámetro se encarga de mostrar el aislamiento existente entre los dos filtros, por lo que interesa que el valor sea lo más bajo posible para que así dicho aislamiento sea máximo y no tenga ninguna repercusión en el desempeño del filtro de transmisión. El resultado obtenido del gráfico es inferior a -26.5 dB en ambos casos, valor que garantiza un buen aislamiento entre los filtros.

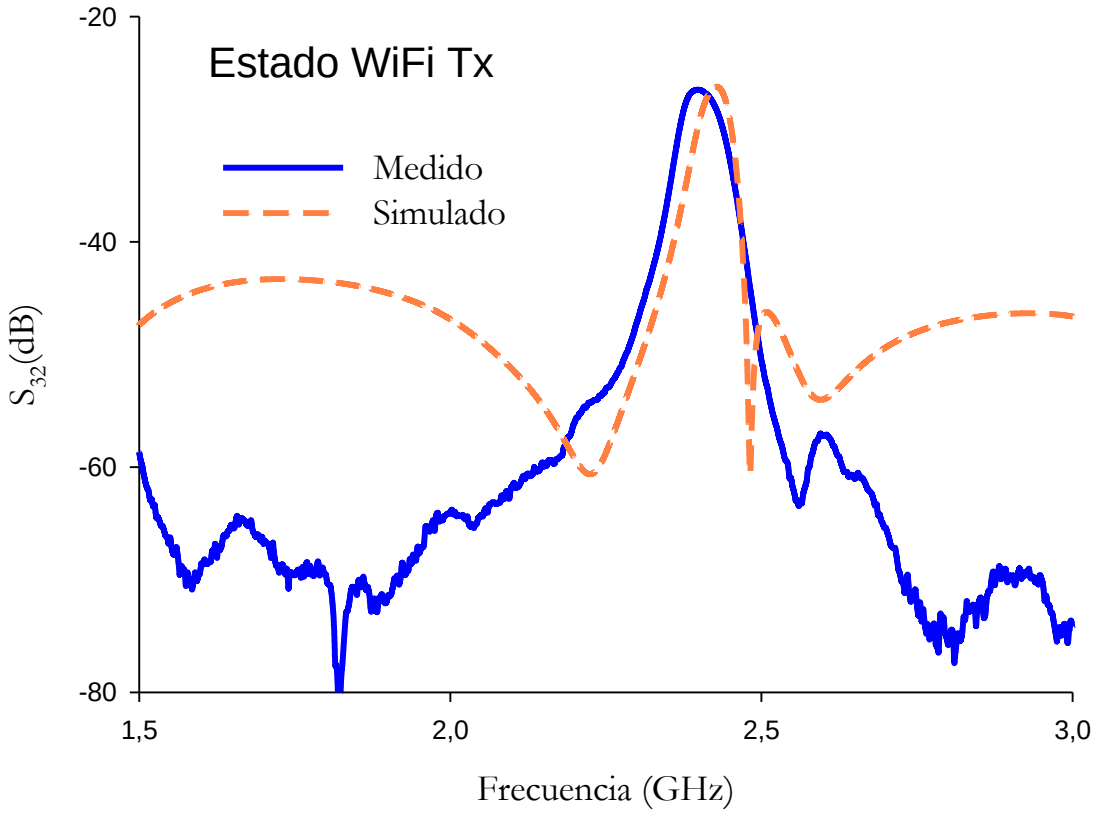


Figura 7.8: Parámetro S_{32} simulado y medido del filtro de transmisión integrado en el diplexor (Estado WiFi).

A.2 Estado UMTS

A continuación se presentan las comparaciones para el estado UMTS de las respuestas del filtro reconfigurable de transmisión. La elección de los diodos para lograr este estado se describe de la siguiente manera:

- D_1 polarizado en directa y D_2 polarizado en inversa para que la señal recorra la rama inferior y vaya toda ella hacia el filtro de transmisión.
- D_3 y D_4 polarizados en directa para conseguir el estado UMTS en el filtro reconfigurable de transmisión.
- D_5, D_6, D_7, D_8, D_9 y D_{10} han sido polarizados en inversa pero realmente el estado en el que estén es irrelevante ya que la función del diodo D_2 es inhabilitar el filtro de recepción.

En la figura 7.9 se representa el parámetro S_{21} correspondiente a la señal que va de la entrada hacia la salida del filtro de transmisión. La variación de la frecuencia central entre las simulaciones realizadas previamente y las mediciones hechas en el laboratorio es de 19 MHz. La tabla 7.5 muestra la comparación de las pérdidas de inserción tanto simuladas

como medidas. Los valores obtenidos para ambos casos vuelven a ser realmente cercanos y responden a las previsiones realizadas con anterioridad. La diferencia entre el ancho de banda medido y simulado es de sólo 2 MHz.

Simulado	-4.584 dB
Medido	-5.094 dB

Tabla 7.5: Pérdidas de inserción del filtro de transmisión integrado en el diplexor para el estado UMTS.

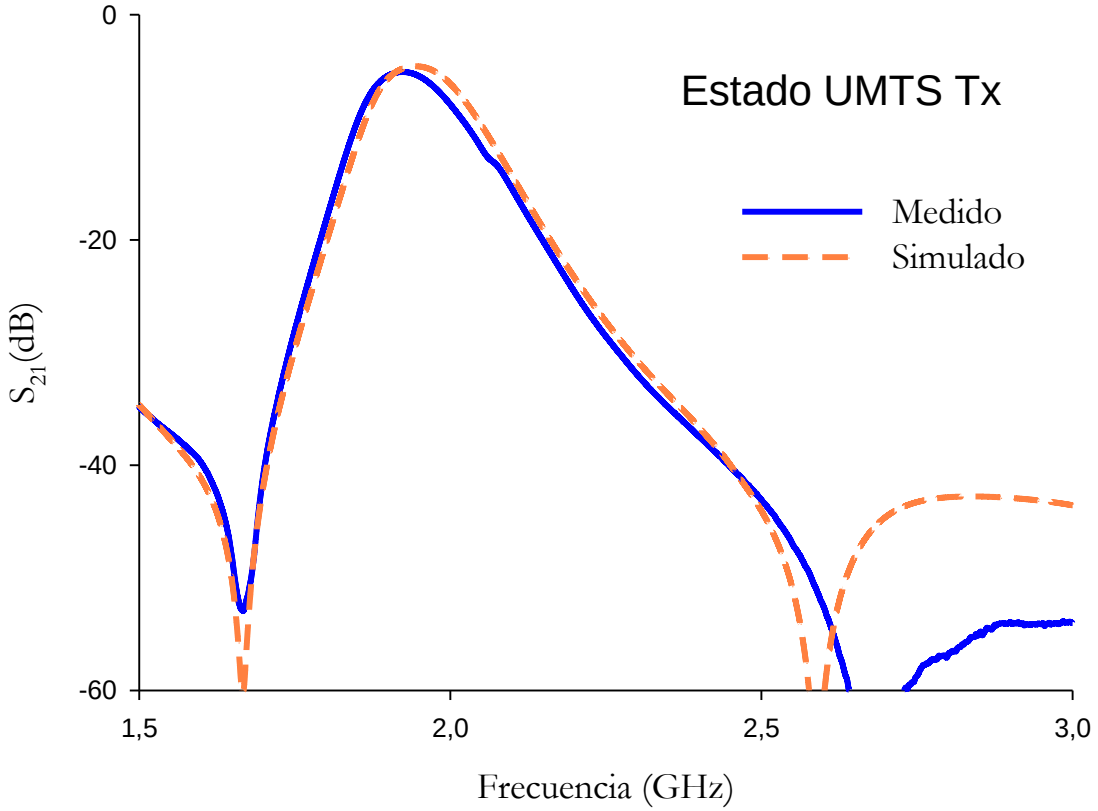


Figura 7.9: Parámetro S_{21} simulado y medido del filtro de transmisión integrado en el diplexor (Estado UMTS).

El parámetro S_{11} para el estado UMTS del filtro reconfigurable de transmisión se representa en la figura 7.10. El gráfico nos muestra unas pérdidas de retorno en la banda de paso del filtro de transmisión que se mueven alrededor de los -28 dB aproximadamente en ambos casos. Tras visualizar ambos gráficos se aprecia una gran similitud entre los trazados, por lo que el análisis realizado para el estado UMTS resulta totalmente correcto.

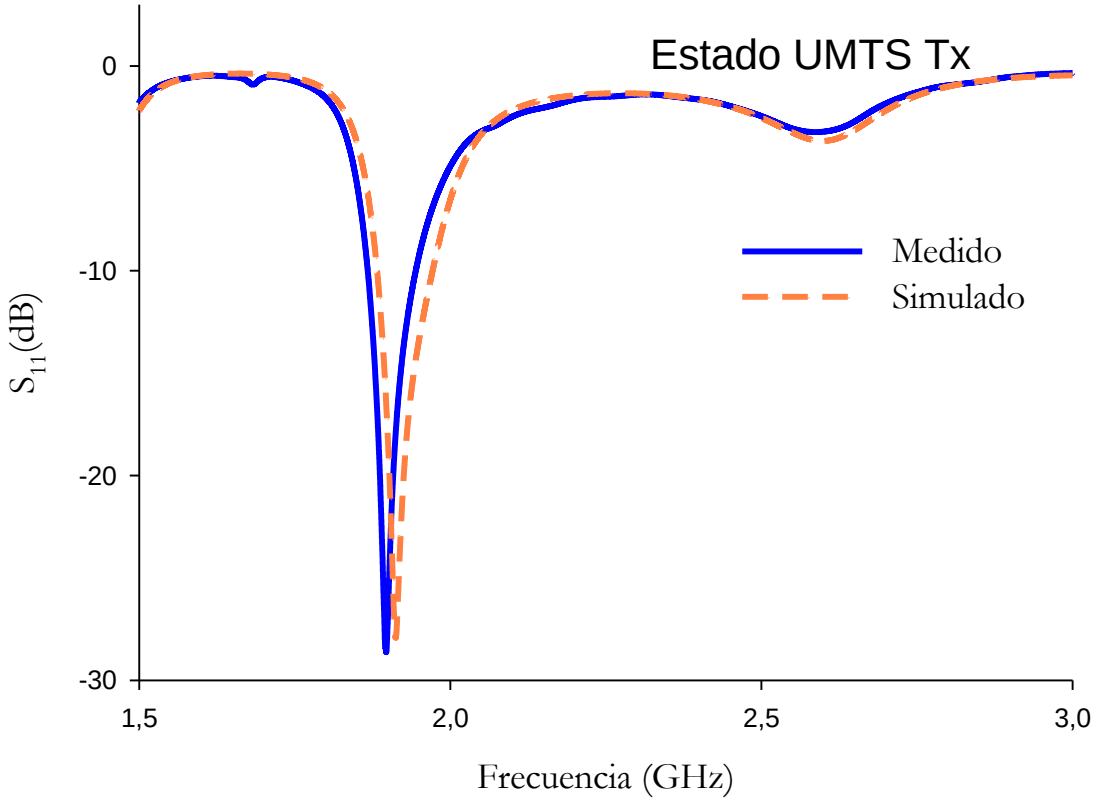


Figura 7.10: Parámetro S_{11} simulado y medido del filtro de transmisión integrado en el diplexor (Estado UMTS).

Finalmente analizaremos el parámetro S_{32} encargado del aislamiento entre filtros para el estado UMTS. En la figura 7.11 se muestra la representación gráfica de la simulación y la medición de dicho parámetro. Recordemos que aquí interesaba tener un valor lo suficientemente bajo para que el filtro de recepción (deshabilitado para este caso) no tuviera ningún efecto sobre el filtro de transmisión. Como se puede ver en el gráfico el valor encontrado para la simulación era lo suficientemente bajo como para no causar ningún tipo de problemas ya que se situaba por debajo de los -40 dB. Tras realizar la medida en el laboratorio hemos podido corroborar el análisis, incluso obteniendo unos resultados aún mejores situándose prácticamente por debajo de -60 dB.

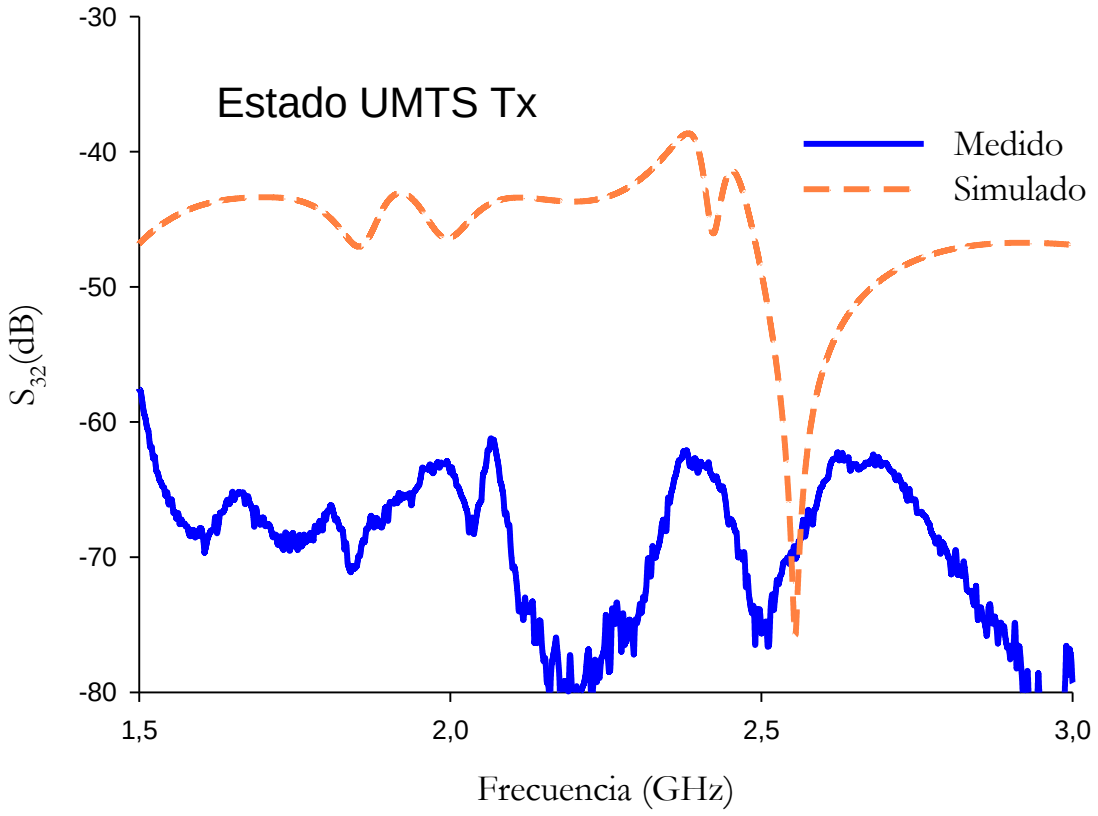


Figura 7.11: Parámetro S_{32} simulado y medido del filtro de transmisión integrado en el diplexor (Estado UMTS).

B. Filtro de Recepción

B.1 Estado WiFi

Tras realizar el análisis para el filtro de transmisión, ahora analizaremos el estado WiFi para el filtro de recepción presentado en las figuras 7.12, 7.13 y 7.14. Para conseguir este estado la configuración de los diodos es la siguiente:

- D_1 polarizado en inversa y D_2 polarizado en directa para que la señal recorra la rama superior y vaya toda ella hacia el filtro de recepción.
- D_5, D_6, D_7, D_8, D_9 y D_{10} polarizados en inversa para conseguir el estado WiFi en el filtro reconfigurable de recepción.
- D_3 y D_4 han sido polarizados en inversa pero realmente el estado en el que estén es irrelevante ya que la función del diodo D_1 es inhabilitar el filtro de transmisión.

En la figura 7.12 se representa el parámetro S_{31} correspondiente a la señal que va de la entrada hacia la salida del filtro de recepción. La desviación de la frecuencia central es de 13

MHz entre las simulaciones y las mediciones realizadas. La tabla 7.6 muestra la comparación de las pérdidas de inserción tanto simuladas como medidas. La diferencia entre el ancho de banda medido y simulado es de 4 MHz.

Simulado	-5.524 dB
Medido	-3.396 dB

Tabla 7.6: Pérdidas de inserción del filtro de recepción integrado en el diplexor para el estado WiFi.

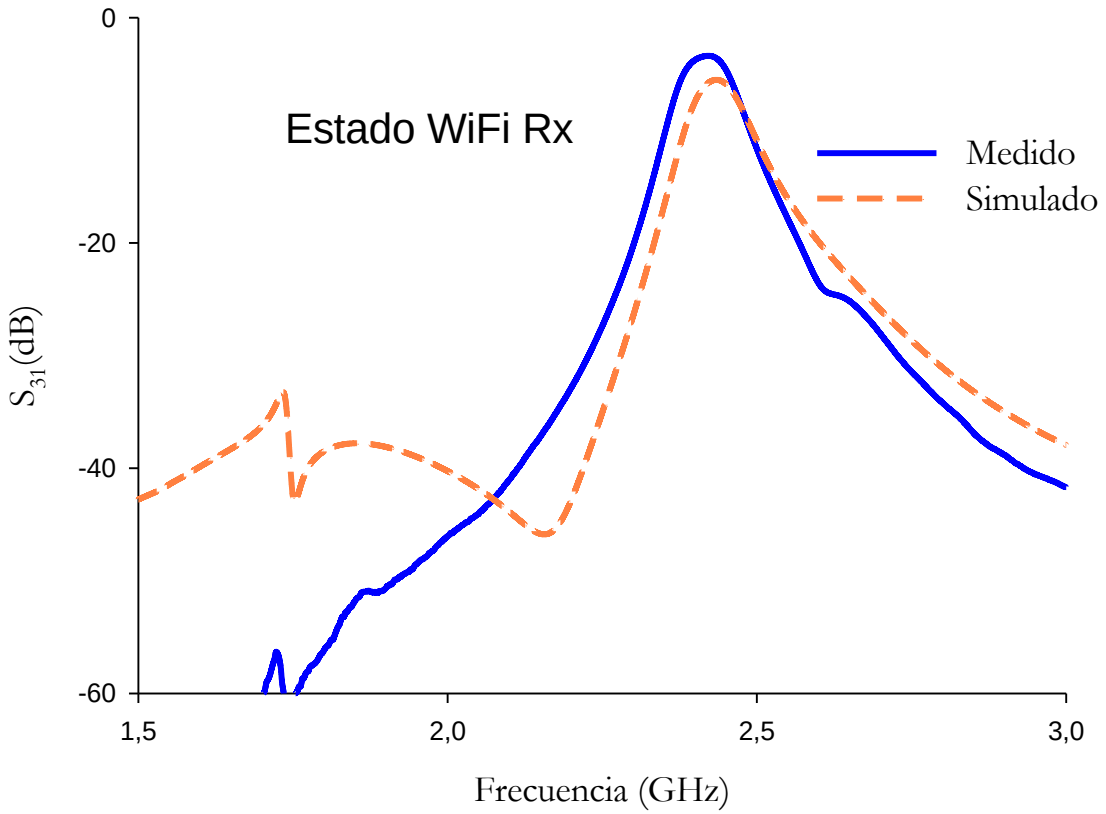


Figura 7.12: Parámetro S_{31} simulado y medido del filtro de recepción integrado en el diplexor (Estado WiFi).

El parámetro S_{11} obtenido a partir de la simulación y medición para el estado WiFi del filtro se representa en la figura 7.13, con unas pérdidas de retorno en la banda de paso del filtro de recepción de -20 dB en la medición y alrededor de -18 dB en la simulación. El gráfico de nuevo se asemeja muchísimo en ambos casos por lo que los resultados son completamente satisfactorios para el estado WiFi.

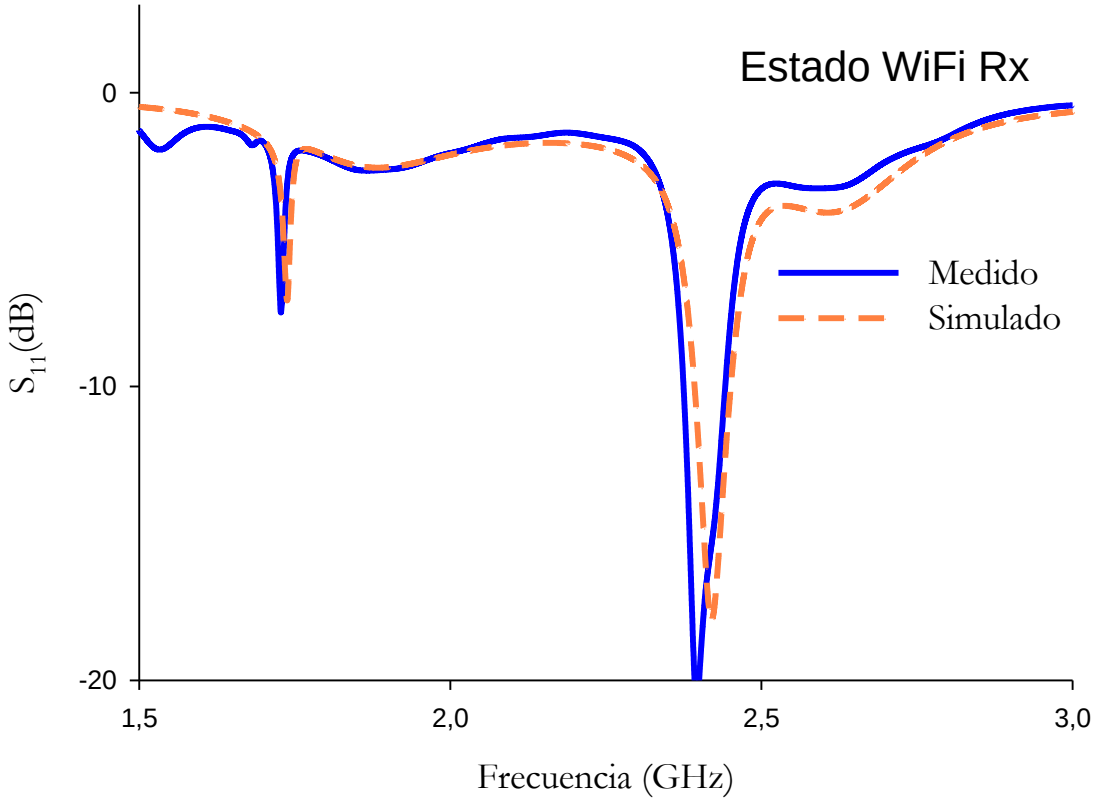


Figura 7.13: Parámetro S_{11} simulado y medido del filtro de recepción integrado en el diplexor (Estado WiFi).

A continuación se visualiza el parámetro S_{32} en la figura 7.14, valor encargado de mostrar el aislamiento existente entre los dos filtros. El valor obtenido para la simulación es de -24 dB, cifra suficientemente baja como para asegurarnos que habrá poca interferencia entre ambos filtros. Si analizamos los resultados extraídos de la medición observamos que incluso este valor es ligeramente inferior y se sitúa en los -25 dB.

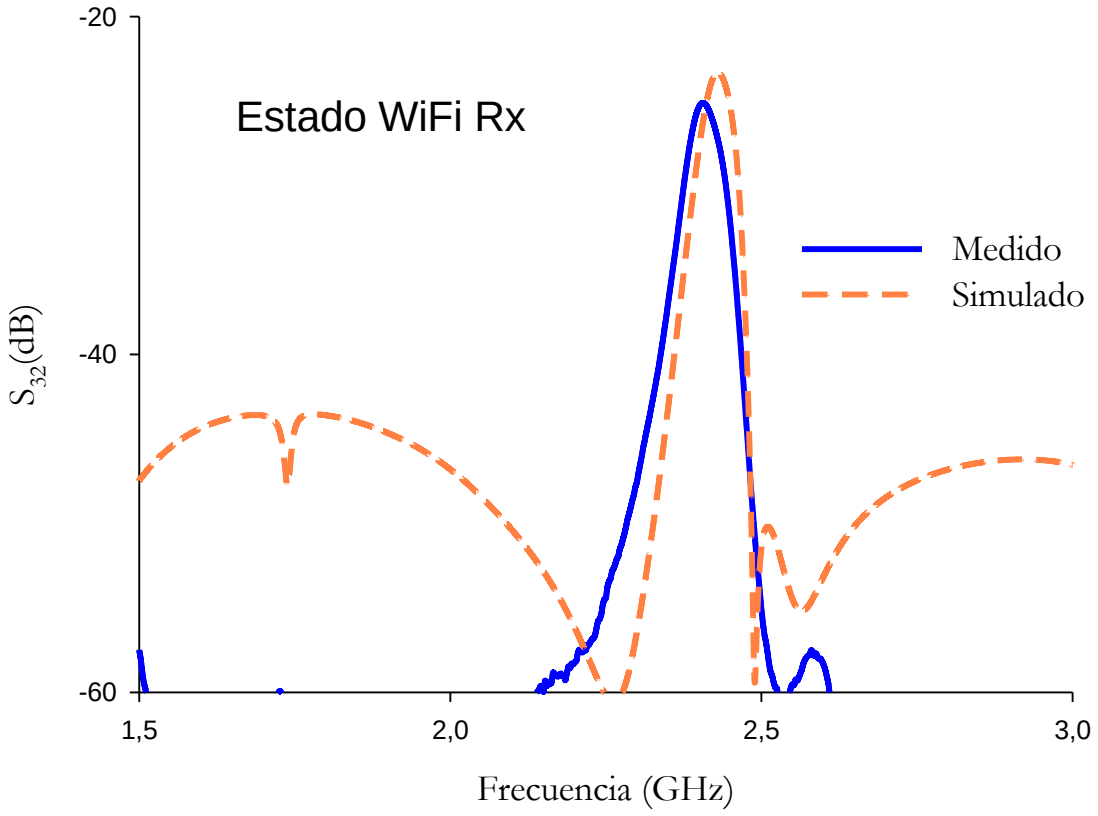


Figura 7.14: Parámetro S_{32} simulado y medido del filtro de recepción integrado en el diplexor (Estado WiFi).

B.2 Estado UMTS

Finalmente analizaremos el estado UMTS para el filtro reconfigurable de recepción integrado en el diplexor. Para conseguir dicho estado en el filtro de recepción los diodos deben estar polarizados de la siguiente manera:

- D_1 polarizado en inversa y D_2 polarizado en directa para que la señal recorra la rama superior y vaya toda ella hacia el filtro de recepción.
- D_5, D_6, D_7, D_8, D_9 y D_{10} polarizados en directa para conseguir el estado UMTS en el filtro reconfigurable de recepción.
- D_3 y D_4 han sido polarizados en inversa pero realmente el estado en el que estén es irrelevante ya que la función del diodo D_1 es inhabilitar el filtro de transmisión.

En la figura 7.15 se muestra el parámetro S_{31} que representa la señal que va de la entrada hacia la salida del filtro de recepción. En la tabla 7.3 se muestra que la variación de la frecuencia central entre las simulaciones y las mediciones realizadas en el laboratorio es de 5 MHz. La tabla 7.7 muestra la comparación de las pérdidas de inserción simuladas y medidas. Los resultados vuelven a ser muy parecidos y la diferencia es sólo de 0.5 dB. El

ancho de banda medido y simulado para el estado UMTS del filtro de recepción es de sólo 5 MHz.

Simulado	-5.094 dB
Medido	-4.599 dB

Tabla 7.7: Pérdidas de inserción del filtro de recepción integrado en el diplexor para el estado UMTS.

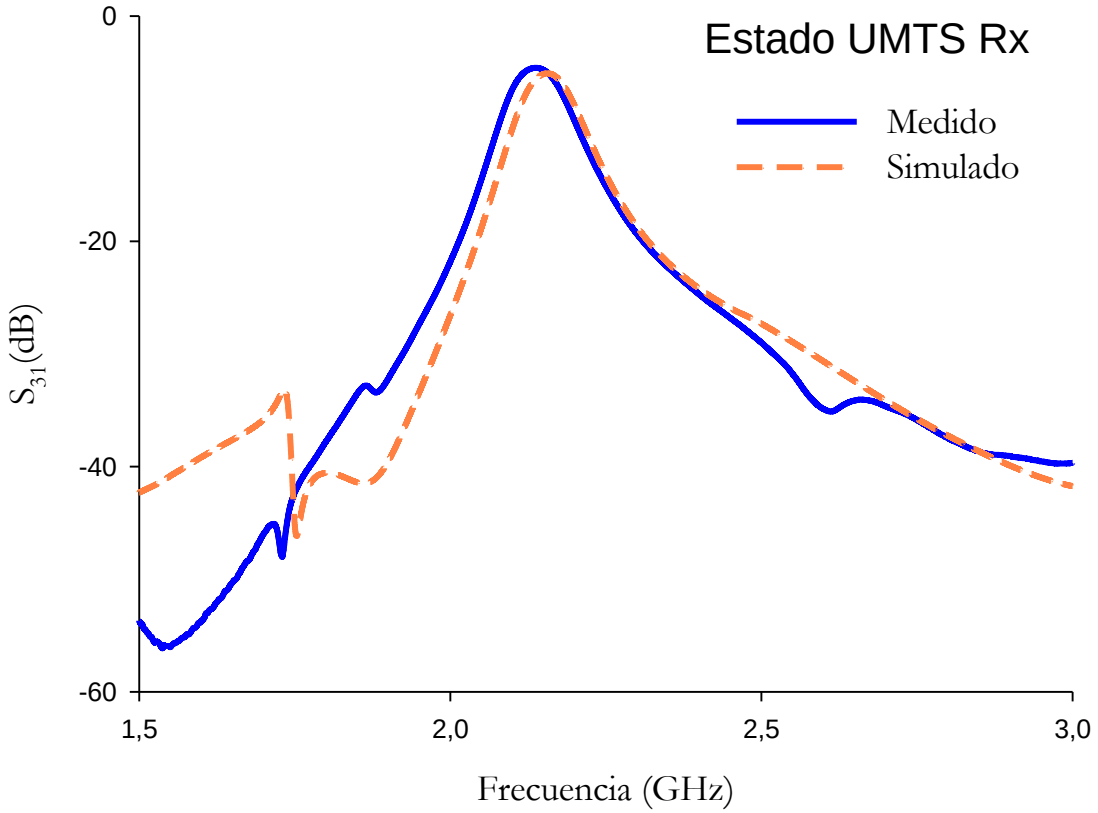


Figura 7.15: Parámetro S_{31} simulado y medido del filtro de recepción integrado en el diplexor (Estado UMTS).

La representación gráfica del parámetro S_{11} para el estado UMTS del filtro reconfigurable de transmisión se muestra en la figura 7.16. Las pérdidas de retorno en la banda de paso del filtro se sitúan en -18 dB para la simulación y por debajo de -20 dB en la medición del filtro. Nuevamente los resultados vuelven a ser considerados satisfactorios.

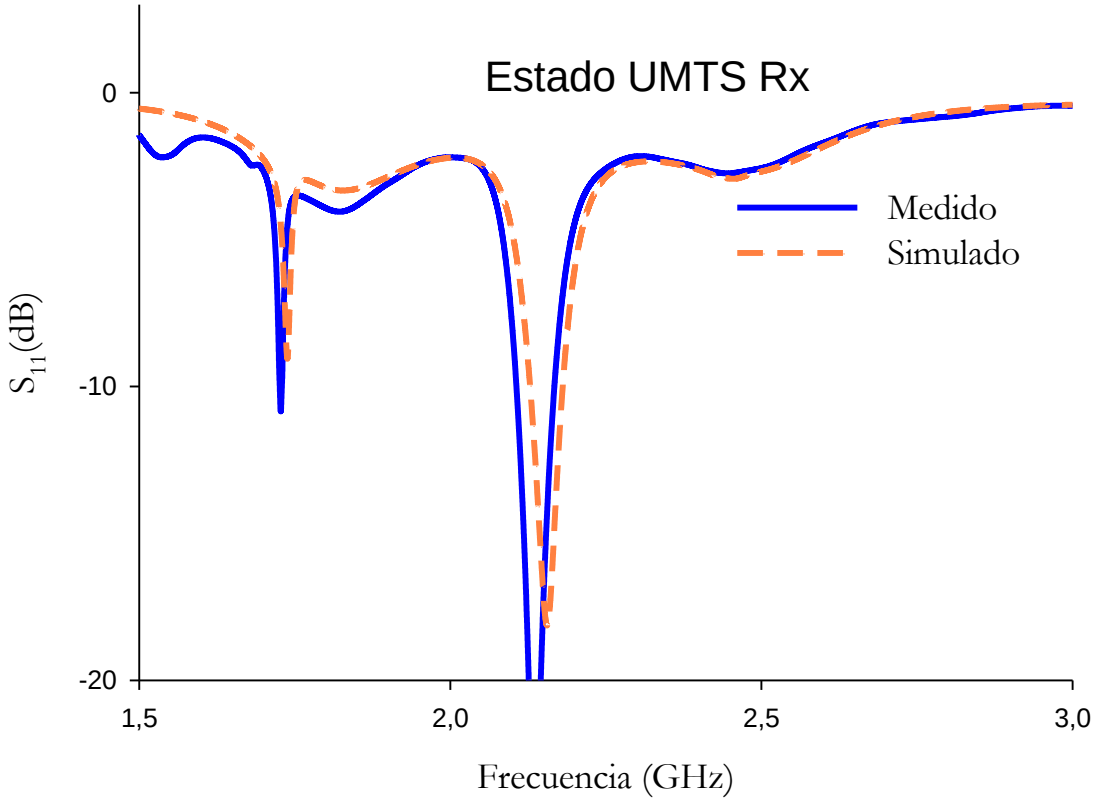


Figura 7.16: Parámetro S_{11} simulado y medido del filtro de recepción integrado en el diplexor (Estado UMTS).

Para finalizar con todos los análisis realizados hasta el momento entre las simulaciones y las comparaciones, conviene visualizar el parámetro S_{32} encargado del aislamiento entre filtros y así asegurarnos que no hay grandes interferencias entre ellos para el estado UMTS. En la figura 7.17 se muestra la representación gráfica de la simulación y la medición del parámetro. Para la simulación realizada mediante el software ADS ya se obtuvieron valores bajos, todos ellos prácticamente por debajo de los -40 dB. Tras medir el filtro en el laboratorio se corroboran las conclusiones extraídas previamente, obteniendo en este caso unos valores cercanos a los -50 dB, lo que garantiza un buen aislamiento de los filtros para el estado UMTS.

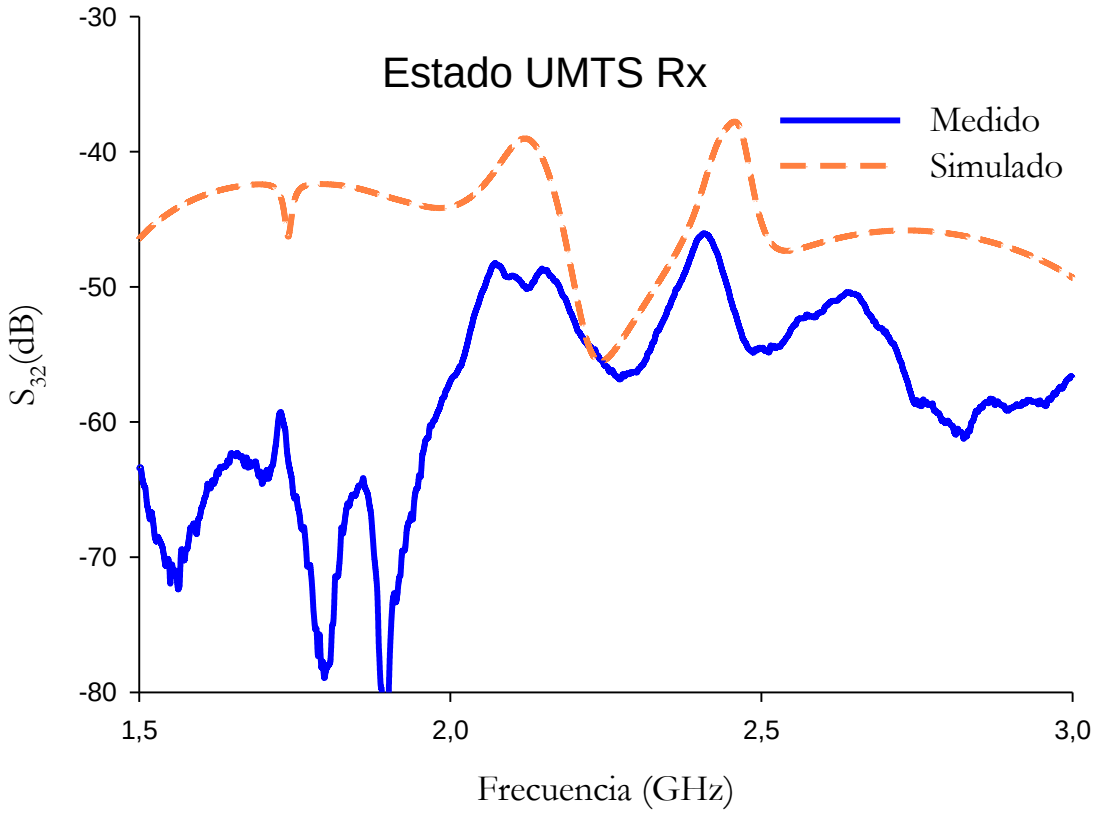


Figura 7.17: Parámetro S_{32} simulado y medido del filtro de recepción integrado en el diplexor (Estado UMTS).

7.4 Conclusiones

El diplexor formado por el SPDT junto con los dos filtros reconfigurables ha sido demostrado. Los resultados medidos y simulados indican la capacidad de conmutar entre las bandas de transmisión y recepción de los estándares WiFi y UMTS usados en comunicaciones vehículo a vehículo. El diseño propuesto para unir ambos filtros mediante una T optimizada y dos diodos PIN es compacto, sencillo y tratando de minimizar el coste y el consumo de energía. Los resultados obtenidos entre las simulaciones y las mediciones han sido muy satisfactorios.

7.5 Referencias

[1] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, New York, USA, John Wiley & Sons Inc. 2005.

8. Conclusiones

El objetivo final de este proyecto consistía en la realización de un diplexor formado por dos filtros reconfigurables mediante diodos PIN que permitían conmutar entre las bandas de transmisión y recepción de los dos estándares WiFi y UMTS. Con todo esto se pretende una posible aplicación dentro de las comunicaciones vehículo a vehículo (V2V) que permita incrementar el nivel de seguridad de los usuarios en la carretera. La aplicación puede modificarse a otras frecuencias en caso de querer utilizar otros estándares distintos a los explicados en esta memoria.

En el segundo capítulo se han destacado todo aquellos aspectos teóricos importantes para una construcción adecuada de los filtros. Era necesario conocer con precisión las propiedades de los filtros junto con su topología además de explicar con detalle cómo han sido utilizados los métodos para el cálculo de los acoplamientos Q_e y k mediante el software de simulación electromagnética ADS. Todos estos valores eran de vital importancia para conseguir las frecuencias centrales y anchos de banda deseados.

Uno de los principales retos de este proyecto era poder lograr una correcta caracterización del diodo PIN y del inductor que nos permitiera en las simulaciones realizadas con software aproximarnos al máximo del comportamiento real de dichos componentes. Para lograrlo, se trabajó en colaboración con investigadores del CTTC y se estableció una comunicación entre ambos departamentos para lograr los objetivos pretendidos con la caracterización. Una vez analizados y comparados los datos obtenidos mediante las mediciones y simulaciones, se pudo comprobar que los circuitos equivalentes encontrados a partir de la caracterización de los dos componentes y explicados en el tercer capítulo eran totalmente fiables y se acercaban a la realidad con mucha precisión.

En los capítulos 4 y 5 se procedió a diseñar los dos filtros que integrarían el diplexor. Tras escoger los estándares WiFi y UMTS, era necesario construir los filtros con los parámetros adecuados para cumplir con las especificaciones de cada una de las tecnologías. Para el filtro de transmisión en modo WiFi se requería una frecuencia central de 2.440 GHz y 80 MHz de ancho de banda. En el modo UMTS la frecuencia descendía hasta los 1.955 GHz con un ancho de banda de 140 MHz. En ambos casos era necesario hacer el diseño con el valor de los acoplamientos adecuado. Para el filtro de recepción los valores en el modo WiFi se mantenían invariables mientras que para el modo UMTS la frecuencia central era de 2.155 GHz con 90 MHz de ancho de banda. La función de los diodos PIN permitía añadir una extensión a cada resonador permitiendo controlar la frecuencia central

dependiendo del modo de actuación del diodo, así como fijar el ancho de banda mediante el acoplamiento entre resonadores.

En el capítulo 6 se procedió a diseñar un filtro paso-banda casi elíptico de cuatro polos usando cuatro resonadores y dos diodos PIN. Este filtro destacaba por ser un dispositivo reconfigurable en selectividad mediante dos pequeños stubs de diferente longitud situados en los resonadores superiores que permitían obtener cuatro estados distintos haciendo que el filtro fuese cada vez más selectivo. La frecuencia central estaba situada en 1.7 GHz y fue diseñado con un ancho de banda del 10%, es decir alrededor de 170 MHz. El estado menos selectivo se lograba cuando ambos diodos estaban polarizados en inversa y los stubs no intervenían en el circuito. Cuando ambos diodos se polarizaban en directa (modo ON) los dos pequeños stubs entraban en funcionamiento permitiendo el estado más selectivo del filtro.

Finalmente se analiza la unión de los filtros reconfigurables de transmisión y recepción en el capítulo 7. Dichos filtros no sufren ninguna variación pero conviene encontrar el método adecuado de unión y que no distorsione la salida de los filtros con otras especificaciones distintas a las diseñadas. Tras varios estudios con distintos métodos de unión, se realizó el SPDT mediante una unión T optimizada que presentaba un menor impacto en los parámetros S de los filtros originales.

Todas las simulaciones y mediciones analizadas a partir de las gráficas mostradas en esta memoria demuestran el buen comportamiento de los diseños realizados. Los resultados son muy satisfactorios en buena parte por la precisión con la que se realizó la caracterización del diodo y el inductor, y todos responden a los objetivos planeados al inicio del diseño.

9. Anexo A: Lista de publicaciones

En este anexo se presentan los artículos escritos a partir del trabajo realizado en este proyecto. En el articulo [1] se describe el diseño y funcionamiento del filtro de transmisión explicado en el capítulo 3 de esta memoria. El artículo [2] presenta el filtro reconfigurable de transmisión con los resultados simulados y medidos, así como el análisis del filtro reconfigurable de recepción con los resultados simulados. Finalmente se incluye el artículo [3] actualmente en preparación en el que se presenta el diplexor con los filtros reconfigurables de transmisión y recepción y el diseño optimizado del SPDT.

[1] Zabdiel Brito-Brito, Ignacio Llamas-Garro, Guillem Navarro-Muñoz, Julien Perruisseau-Carrier, Lluís Pradell, "UMTS-WiFi Switchable Bandpass Filter", Proc. 39th European Microwave Conf., Rome, Italy, 28 Sep. – 2 Oct. 2009.

[2] Zabdiel Brito-Brito, Ignacio Llamas-Garro, Guillem Navarro-Muñoz, Julien Perruisseau-Carrier, Lluís Pradell, "Filtros para un cabezal de comunicaciones entre vehículos", XXIV Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Cantabria, España, 16-18 Sep. 2009.

[3] Zabdiel Brito-Brito, Ignacio Llamas-Garro, Guillem Navarro-Muñoz, Julien Perruisseau-Carrier, Lluís Pradell, "Precise frequency and bandwidth control of microstrip switchable bandpass filters".
(en preparación)

10. Anexo B: Código para caracterizar componentes

En este anexo se presentan las dos funciones desarrolladas en Matlab para caracterizar los componentes que se presentan en esta memoria. La función principal es `function extract_Zs_Sparam_GAP_correction` y se encarga de llamar a una función secundaria nombrada `function extract_Z_v3`. Ambas funciones han sido realizadas por cortesía de Julien Perruisseau, miembro del CTTC.

```
function
extract_Zs_Sparam_GAP_correction(nom_fichier,f_min_GHz,f_max_GHz,ParRegression1,SerieReg
ression,color,filetype,smooth_points,ParRegression2,Zport,sym,methode,f0,b1,r1,b2,r2,b3,
r3)

% Exemple d'appel:
% - avec arguments par defaut:
% extract_PImodel_v3('C100.m',4,8,'L_ser_C_ser_R','L_ser_C_ser_R','b')
% - en passant tous les arguments:
%
extract_PImodel_v3('C100.txt',4,8,'L_ser_C_ser_R','L_ser_C_ser_R','b',7,'L_ser_C_ser_R',
50,1,'mc',6e9,1,[1,1,1],1,[1,1,1],1,[1,1,1])

% Parameters
% ----------
% - nom_fichier : nom du fichier (avec l'extension) qui contient les paramètres S.
% - source : provenance des données (voir fonction 'plot_S').
% - Zport : impédance de référence pour les paramètres S.
% - f_min_GHz, f_max_GHz : limites du domaine de fréquence à considérer pour
l'extraction.
% - sym : 1 si hypothèse biporte symmétrique, 0 sinon.
% - methode : 'mc' : moindres carrés sur toute la bande de fréquence.
%             'fc' : correspondance exacte à une fréquence choisie f0.
% - ParRegression1, ParRegression2, SerieRegression : type of regression on each
component.
% - smooth_meas = 0 or 1 if data are smoothed.
% - color : color of the curves.

% nouveau dans 'v2':
% - b1, b2, b3 : 1 ou 0 en fonction qu'on veut considérer l'élément ou pas dans la
reconstitution des paramètres S.
% - r1, r2, r3 : tableau de 3 booleans (voir explications dans la fonction
% extract_Z).

if nargin == 19
    disp('-------all arguments given-----')
elseif nargin == 7
    disp('-------defaults arguments-----')
    smooth_points=1;
    ParRegression2=ParRegression1;
    %source='hfss10';
```

```
    Zport=50;
    sym=1;
    methode='mc';
    f0=12345;
    b1=1;
    r1=[1,1,1];
    b2=1;
    r2=[1,1,1];
    b3=1;
    r3=[1,1,1];
elseif nargin == 6
    disp('-------defaults arguments-----')
    filetype='m';
    smooth_points=1;
    ParRegression2=ParRegression1;
    %source='hfss10';
    Zport=50;
    sym=1;
    methode='mc';
    f0=12345;
    b1=1;
    r1=[1,1,1];
    b2=1;
    r2=[1,1,1];
    b3=1;
    r3=[1,1,1];
else
    disp(' ')
    disp('------- !!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!! -----')
    disp('------- !!!!!!!!!!!! incorrect number of arguments   !!!!!!!!!!! -----')
    disp('------- !!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!! -----')
end

%-------------------------------------------------------------------------
%--------------------------------- loadings ------------------------------
%-------------------------------------------------------------------------

if strcmp(filetype,'m')  %%%%%% IF INPUT IS IN '.m' FORMAT FROM HFSS
    disp(['input is m file']);
    run(nom_fichier);
    f=f';
    f_graph = f*1e-9;
    s11 = S(:,1);
    s12 = S(:,2);
    s21 = S(:,3);
    s22 = S(:,4);
elseif strcmp(filetype,'s2p')  %%%%%% IF INPUT FROM VNA IN s2p WITH dB and phase
    disp(['input is s2p file']);
    in=load(nom_fichier);
    f=in(:,1); % (:,1) frequency
    f_graph=f*1e-9;
    % reconstruct S
    s11 = 10.^(in(:,2)./20) .* exp(i*(pi/180)*in(:,3));
    s12 = 10.^(in(:,4)./20) .* exp(i*(pi/180)*in(:,5));
    s21 = 10.^(in(:,6)./20) .* exp(i*(pi/180)*in(:,7));
    s22 = 10.^(in(:,8)./20) .* exp(i*(pi/180)*in(:,9));
end


save S.mat f s11 s12 s21 s22

%-----------------------------------------------------------------

% Hypothèse biporte symmétrique
if sym == 1
    s11 = (s11+s22)/2;
```

```
    s22 = s11;
end

%--------------------------------------------------------------------------
%--------------------------------- PI model elements calculation ---
%--------------------------------------------------------------------------
% we first use T elements
z_T_par = -Zport * (2*s12) ./ (-1+s11+s12.*s21+s22-s11.*s22);
z_T_serie1 = Zport * (-1-s12.*(-2+s21)+s11.*(-1+s22)+s22) ./ (-1+s11+s12.*s21+s22-
s11.*s22 );
z_T_serie2 = Zport * (-1+s11+2*s12-s12.*s21-s22+s11.*s22) ./ (-1+s11+s12.*s21+s22-
s11.*s22 );

% transformation from T to PI elements ------------------------------
Z1=z_T_serie1;
Z2=z_T_serie2;
Z3=z_T_par;

Zp1 = ( (Z1.*Z2)+(Z1.*Z3)+(Z2.*Z3) ) ./ Z2;
Zp2 = ( (Z1.*Z2)+(Z1.*Z3)+(Z2.*Z3) ) ./ Z1;
Zs =  ( (Z1.*Z2)+(Z1.*Z3)+(Z2.*Z3) ) ./ Z3;


save Zs.mat f Zs

%&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&& special to export Zs (in format f-Re-Im)
if 0
    disp(['export of Zs done, if not desired change within m file']);
    name_export_Zs = ['Zs_' nom_fichier '.txt'];
    name_export_Zs=regexprep(name_export_Zs, '.s2p', '');
    f_reZs_imZs = [f real(Zs) imag(Zs)];
    save(name_export_Zs,'f_reZs_imZs','-ascii')
end
%&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&

% smoothing ---------------------------------------------------------
Zs= smooth(Zs,smooth_points);
%smooth_points=smooth_points/3;
Zp1= smooth(Zp1,smooth_points);
Zp2= smooth(Zp2,smooth_points);

% Sélection de la bande de fréquence souhaitée ----------------------------
f_min = f_min_GHz*1e9;
f_max = f_max_GHz*1e9;
indices = (f>=f_min) & (f<=f_max);

f = f(indices);
f_graph = f_graph(indices);
Zs = Zs(indices,:);
Zp1 = Zp1(indices,:);
Zp2 = Zp2(indices,:);

% ------------------------------------------------------------------
Yp1=1./Zp1;
Yp2=1./Zp2;
Ys=1./Zs;

save Ys.mat f Ys;

w = 2*pi*f;
Cgap = 83.3e-15;

    Ygap = i*(w*Cgap);

save Ygap.mat f Ygap;
```

```
Ys_cor = Ys - Ygap;
Zs_cor = 1./Ys_cor;

save Ys_cor.mat f Ys_cor;
save Zs_cor.mat f Zs_cor;

Ys = Ys_cor;
Zs = Zs_cor;

figure(1); %   <-------------------------------------  figure(2):represention of the
real and imag part of Zp1, Zp2 and Zs
subplot(3,1,1);
plot(f_graph,real(Yp1),'linestyle',':','linewidth',2,'color',color);
hold on;
plot(f_graph,imag(Yp1),'linestyle','-','linewidth',1,'color',color);
legend('Re[Y_{P1}]','Im[Y_{P1}]',4);
xlabel('frequency [GHz]');
ylabel('[\Omega^{-1}]');
grid on;
%title('Pi components , line extracted')

subplot(3,1,2);
plot(f_graph,real(Yp2),'linestyle',':','linewidth',2,'color',color);
hold on;
plot(f_graph,imag(Yp2),'linestyle','-','linewidth',1,'color',color);
legend('Re[Y_{P2}]','Im[Y_{P2}]',4);
xlabel('frequency [GHz]');
ylabel('[\Omega^{-1}]');
grid on;

subplot(3,1,3);
plot(f_graph,real(Ys),'linestyle',':','linewidth',2,'color',color);
hold on;
plot(f_graph,imag(Ys),'linestyle','-','linewidth',1,'color',color);
legend('Re[Y_{S}]','Im[Y_{S}]',4);
xlabel('frequency [GHz]');
ylabel('[\Omega^{-1}]');
grid on;

figure(2); %   <-------------------------------------  figure(2):represention of the
real and imag part of Zp1, Zp2 and Zs
subplot(3,1,1);
plot(f_graph,real(Zp1),'linestyle',':','linewidth',2,'color',color);
hold on;
plot(f_graph,imag(Zp1),'linestyle','-','linewidth',1,'color',color);
legend('Re[Z_{P1}]','Im[Z_{P1}]',4);
xlabel('frequency [GHz]');
ylabel('[\Omega^{1}]');
grid on;
%title('Pi components , line extracted')

subplot(3,1,2);
plot(f_graph,real(Zp2),'linestyle',':','linewidth',2,'color',color);
hold on;
plot(f_graph,imag(Zp2),'linestyle','-','linewidth',1,'color',color);
legend('Re[Z_{P2}]','Im[Z_{P2}]',4);
xlabel('frequency [GHz]');
ylabel('[\Omega]');
grid on;

subplot(3,1,3);
plot(f_graph,real(Zs),'linestyle',':','linewidth',2,'color',color);
hold on;
plot(f_graph,imag(Zs),'linestyle','-','linewidth',1,'color',color);
legend('Re[Z_{S}]','Im[Z_{S}]',4);
xlabel('frequency [GHz]');
```

```
ylabel('[\Omega]');
grid on;

%disp('-');
disp('%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%');
disp('PI model extraction');
disp('%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%');

disp('Pour Zp1 : ');
[Rreg,Lreg,Creg,Zp1_reg,Yp1_reg] =
extract_Z_v3(f,Zp1,ParRegression1,r1,methode,f0,2,100,'_{P1}',color); %
extract_Z(f,Zp1,ParRegression1,r1,2,100);
disp('-');
if sym==0
    disp('Pour Zp2 : ');
    [Rreg,Lreg,Creg,Zp2_reg,Yp2_reg] =
extract_Z_v3(f,Zp2,ParRegression2,r2,methode,f0,2,105,'_{P2}',color); %
extract_Z(f,Zp2,ParRegression2,r2,2,105);
    disp('-');
end

disp('Pour Zs : ');
[Rreg,Lreg,Creg,Zs_reg,Ys_reg] =
extract_Z_v3(f,Zs,SerieRegression,r3,methode,f0,2,109,'_{S}',color); %
extract_Z(f,Zs,SerieRegression,r3,2,109);

disp('%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%');

if 0
    % Calcul des paramètres S à partir du modèle obtenu par régression
    % ---------------------------------------------------------------
    Yp1_reg = b1*Yp1_reg;
    if sym==0
        Yp2_reg = b2*Yp2_reg;
    elseif sym==1
        Yp2_reg = Yp1_reg;
    end
    Zs_reg = b3*Zs_reg;

    A = 1 + Zs_reg.*Yp2_reg;
    B = Zs_reg;
    C = Yp1_reg + Yp2_reg + Zs_reg.*Yp1_reg.*Yp2_reg;
    D = 1 + Zs_reg.*Yp1_reg;
    ABCD = [A, B, C, D];
    Sreg = ABCD_to_S(ABCD,Zport);

    % Affichage des paramètres S pour comparaison
    % -----------------------------------------
    plot_S([1 1 1 1 0],1,'log',10,'-',source,nom_fichier);
    plot_S([1 1 1 1 0],1,'log',10,'--','Smatrix',[f,Sreg]);

    % Estimation de l'erreur
    % ----------------------
    eqm = sqrt(mean(mean((abs(S-Sreg)).^2)));
    [emax, ifemax, indice_S] = max_matrice(abs(S-Sreg));
    femax = f(ifemax);
    disp('Reconstitution des paramètes S :');
    disp(['Erreur quadratique moyenne : ', num2str(eqm,4)]);
    disp(['Erreur maximale : ', num2str(emax,4), ' à f = ', num2str(femax/1e9,4), ' GHz,
pour le paramètre S numéro : ', num2str(indice_S,1)]);

    disp('-');
end
```

```
function [Rreg,Lreg,Creg,Zreg,Yreg] =
extract_Z_v3(f,Z,model,model_reconstitution,methode,f0,affichage,Nfig,imp_name,color)

% Extraction de paramètres R, L, C pour une impédance donnée, selon un
% modèle choisi.
% v2: version améliorée: avec extraction selon Caloz en plus.

% Paramètres
% ----------
% f [Hz] : vecteur COLONNE de fréquences.
% Z [Ohm] : vecteur COLONNE de l'impédance.
% model : choix du schéma équivalent pour l'extraction (voir ci-dessous).
% model_reconstitution : choix de prendre en compte ou non certains
%    éléments du schéma pour la reconstitution de Zreg (voir ci-après).
% methode : 'mc' : moindres carrés sur toute la bande de fréquence.
%           'fc' : correspondance exacte à une fréquence choisie f0.
% affichage : 0 = non ; 1 = 1 graphe par figure ; 2 = tout sur la même figure.
% Nfig : numéro de la première figure.

% Outputs
% -------
% Rreg, Lreg, Creg : paramètres R, L, C obtenus pas régression.
% Si le modèle choisi ne contient pas l'un de ces éléments, la valeur 'NaN'
% lui est assignée.
% Zreg, Yreg : impedance et admittance calculée à partir des éléments extraits et du
modèle choisi.
% (en prenant en compte les choix dans 'model_reconstitution').


w = 2*pi*f;
Y = 1./Z;
R = real(Z);
X = imag(Z);
G = real(Y);
B = imag(Y);

Rreg = 'NaN';
Lreg = 'NaN';
Creg = 'NaN';

scale = 1e-6;
w2 = w * scale;   % sinon problèmes numériques lors de la régression...

% Si on a choisi la méthode 'fc':
% - on détermine l'indice i0 de l'élément du vecteur f qui est le plus proche de f0.
% - on calcule les dérivées nécessaires.
if isequal(methode,'fc')
    [temp,i0] = min(abs(f-f0));
    dX_sur_dw = diff(X)./diff(w);
    dB_sur_dw = diff(B)./diff(w);
    dX2_sur_dw = diff(-1./B)./diff(w);    % X2 = X' dans les notes
    dB2_sur_dw = diff(-1./X)./diff(w);    % B2 = B' dans les notes
end


% Choix du modèle pour la reconstitution de Zreg
% 'model_reconstitution' est un vecteur de 3 entiers (o ou 1);
% 1 si on veut prendre l'élément en compte, 0 sinon.
% Ordre d'attribution des éléments: R, L, C
iR = model_reconstitution(1);
iL = model_reconstitution(2);
iC = model_reconstitution(3);


% Regression
% ----------
```

```
switch model

    % 2 elements
    % ----------

    case 'L_ser_R'
        if isequal(methode,'mc')
            Rreg = mean(R);
            Lreg = w\X;
        elseif isequal(methode,'fc')
            Rreg = R(i0);
            Lreg = X(i0)/w(i0);
        end
        Zreg = iR*Rreg + iL*j*w*Lreg;
        Yreg = 1./Zreg;
        disp(model);

    case 'C_ser_R'
        if isequal(methode,'mc')
            Rreg = mean(R);
            Creg = w\(-1./X);
        elseif isequal(methode,'fc')
            Rreg = R(i0);
            Creg = -1/(X(i0)*w(i0));
        end
        Zreg = iR*Rreg + iC./(j*w*Creg);
        Yreg = 1./Zreg;
        disp(model);

    case 'L_par_R'
        if isequal(methode,'mc')
            Rreg = 1/mean(G);
            Lreg = w\(-1./B);
        elseif isequal(methode,'fc')
            Rreg = 1/G(i0);
            Lreg = -1/(B(i0)*w(i0));
        end
        Yreg = iR./Rreg + iL./(j*w*Lreg);
        Zreg = 1./Yreg;
        disp(model);

    case 'C_par_R'
        if isequal(methode,'mc')
            Rreg = 1/mean(G);
            Creg = w\B;
        elseif isequal(methode,'fc')
            Rreg = 1/G(i0);
            Creg = B(i0)/w(i0);
        end
        Yreg = iR./Rreg + iC*j*w*Creg;
        Zreg = 1./Yreg;
        disp(model);

    % 3 elements
    % ----------
    case 'L_ser_C_ser_R'
        if isequal(methode,'mc')
            Rreg = mean(R);
            E = [w2 , 1./w2];
            u = E\X;
            Lreg = u(1) * scale;
            Creg = -1/u(2) * scale;
        elseif isequal(methode,'fc')
            Rreg = R(i0);
            Lreg = 0.5*(X(i0)/w(i0) + dX_sur_dw(i0));
```

```
            Creg = 2/(w(i0)*(w(i0)*dX_sur_dw(i0) - X(i0)));
        end
        Zreg = iR*Rreg + iL*j*w*Lreg + iC./(j*w*Creg);
        Yreg = 1./Zreg;
        disp(model);

    case 'L_par_C_par_R'
        if isequal(methode,'mc')
            Rreg = 1/mean(G);
            E = [w2 , 1./w2];
            u = E\B;
            Creg = u(1) * scale;
            Lreg = -1/u(2) * scale;
        elseif isequal(methode,'fc')
            Rreg = 1/G(i0);
            Lreg = 2/(w(i0)*(w(i0)*dB_sur_dw(i0) - B(i0)));
            Creg = 0.5*(B(i0)/w(i0) + dB_sur_dw(i0));
        end
        Yreg = iR/Rreg + iC*j*w*Creg + iL./(j*w*Lreg);
        Zreg = 1./Yreg;
        disp(model);

    case 'L_par_C_ser_R'
        if isequal(methode,'mc')
            Rreg = mean(R);
            E = [w2 , 1./w2];
            u = E\(-1./X);
            Creg = u(1) * scale;
            Lreg = -1/u(2) * scale;
        elseif isequal(methode,'fc')
            Rreg = R(i0);
            Lreg = 2/(w(i0)*(w(i0)*dB2_sur_dw(i0) - B2(i0)));
            Creg = 0.5*(B2(i0)/w(i0) + dB2_sur_dw(i0));
        end
        Zreg = (iR)*Rreg + 1./(iC*j*w*Creg + iL./(j*w*Lreg));
        Yreg = 1./Zreg;
        disp(model);

    case 'L_ser_C_par_R'
        if isequal(methode,'mc')
            Rreg = 1/mean(G);
            E = [w2 , 1./w2];
            u = E\(-1./B);
            Lreg = u(1) * scale;
            Creg = -1/u(2) * scale;
        elseif isequal(methode,'fc')
            Rreg = 1/G(i0);
            Lreg = 0.5*(X2(i0)/w(i0) + dX2_sur_dw(i0));
            Creg = 2/(w(i0)*(w(i0)*dX2_sur_dw(i0) - X2(i0)));
        end
        Yreg = iR/Rreg + 1./(iL*j*w*Lreg + iC./(j*w*Creg));
        Zreg = 1./Yreg;
        disp(model);

    otherwise
        disp('ERREUR: string "model" inconnu !!!');
end

RRreg = real(Zreg);
Xreg = imag(Zreg);
Greg = real(Yreg);
Breg = imag(Yreg);


% Affichage des valeurs
% ---------------------
```

```
if Rreg ~= 'NaN', disp(['R = ', num2str(Rreg,4), ' Ohm']); end
if Lreg ~= 'NaN', disp(['L = ', num2str(Lreg*1e12,4), ' pH']); end
if Creg ~= 'NaN', disp(['C = ', num2str(Creg*1e15,4), ' fF']); end


% Calcul et affichage de l'erreur
% -------------------------------
eqm = sqrt(mean((abs(Z-Zreg)).^2));
[emax, ifemax] = max(abs(Z-Zreg));
femax = f(ifemax);
[ermax, ifermax] = max(abs(Z-Zreg)./abs(Z));
fermax = f(ifermax);
disp(['Erreur quadratique moyenne : ', num2str(eqm,4), ' Ohm']);
disp(['Erreur maximale : ', num2str(emax,4), ' Ohm, à f = ', num2str(femax/1e9,4), '
GHz']);
disp(['Erreur relative maximale : ', num2str(100*ermax,4), ' %, à f = ',
num2str(fermax/1e9,4), ' GHz']);


% Affichage des graphiques
% ------------------------
if affichage == 1

    f_GHz = f*1e-9;

    figure(Nfig);

    plot(f_GHz,R,'-','linewidth',2,'color',color); hold on; grid on;
plot(f_GHz,RRreg,':','linewidth',2,'color',color);
    xlabel('Frequency [GHz]'); ylabel('R [\Omega]'); legend('Original','Model');
title(['Re(Z' imp_name ')']);

    figure(Nfig+1);
    plot(f_GHz,X,'-','linewidth',2,'color',color); hold on; grid on;
plot(f_GHz,Xreg,':','linewidth',2,'color',color);
    xlabel('Frequency [GHz]'); ylabel('X [\Omega]'); legend('Original','Model');
title(['Im(Z' imp_name ')']);

    figure(Nfig+2);
    plot(f_GHz,G,'-','linewidth',2,'color',color); hold on; grid on;
plot(f_GHz,Greg,':','linewidth',2,'color',color);
    xlabel('Frequency [GHz]'); ylabel('G [\Omega^{-1}]'); legend('Original','Model');
title(['Re(Y' imp_name ')']);

    figure(Nfig+3);
    plot(f_GHz,B,'-','linewidth',2,'color',color); hold on; grid on;
plot(f_GHz,Breg,':','linewidth',2,'color',color);
    xlabel('Frequency [GHz]'); ylabel('B [\Omega^{-1}]'); legend('Original','Model');
title(['Im(Y' imp_name ')']);

elseif affichage == 2

    %f_GHz = f*1e-9; % attention: changer aussi legende des graphs
    f_GHz = f*1e-9; % attention: changer aussi legende des graphs

    figure(Nfig);

    %subplot(121);
    subplot(221);
    plot(f_GHz,G,'-','linewidth',1,'color',color); hold on; grid on;
    plot(f_GHz,Greg,':','linewidth',2,'color',color);
    xlabel('f [GHz]'); ylabel('G [\Omega^{-1}]'); legend('Raw admittance','Circuit
model'); title(['Re(Y' imp_name ')']);

    %subplot(122);
    subplot(222);
```

```
    plot(f_GHz,B,'-','linewidth',1,'color',color); hold on; grid on;
    plot(f_GHz,Breg,':','linewidth',2,'color',color);
    xlabel('f [GHz]'); ylabel('B [\Omega^{-1}]'); legend('Raw admittance','Circuit
model'); title(['Im(Y' imp_name ')']);


    subplot(223);
    plot(f_GHz,R,'-','linewidth',2,'color',color); hold on; grid on;
     plot(f_GHz,RRreg,':','linewidth',2,'color',color);
    xlabel('f [GHz]'); ylabel('R [\Omega]'); legend('Raw admittance','Circuit model');
title(['Re(Z' imp_name ')']);

    subplot(224);
    plot(f_GHz,X,'-','linewidth',2,'color',color); hold on; grid on;
    plot(f_GHz,Xreg,':','linewidth',2,'color',color);
    xlabel('f [GHz]'); ylabel('X [\Omega]'); legend('Raw admittance','Circuit model');
title(['Im(Z' imp_name ')']);

    save Zs_theo.mat f Zreg

end
```

11. Anexo C: Especificaciones técnicas de componentes

11.1 Especificaciones técnicas Diodo PIN HPND-4028

HPND-4028, HPND-4038

Beam Lead PIN Diodes for Phased Arrays and Switches

Data Sheet

AVAGO TECHNOLOGIES

Description

The HPND-4028 and 4038 beam lead PIN diodes are designed for low capacitance, low resistance, and fast switching at microwave frequencies. These characteristics are achieved at low bias levels for minimal power consumption. Advanced processing techniques ensure uniform and consistent electrical performance, allowing guaranteed capacitance windows. This translates to improved performance in phased array applications.

Rugged construction and strong beams ensure high assembly yields while nitride passivation and polyimide coating ensure reliability.

Applications

These beam lead PIN diodes are designed for use in stripline, coplanar waveguide, or microstrip circuits. Applications include phase shifting and switching. The guaranteed capacitance windows ensure uniform performance in phased array radar. The low capacitance makes them ideal for circuits requiring high isolation in the series configuration. These devices have been fully characterized and S-parameters have been provided.

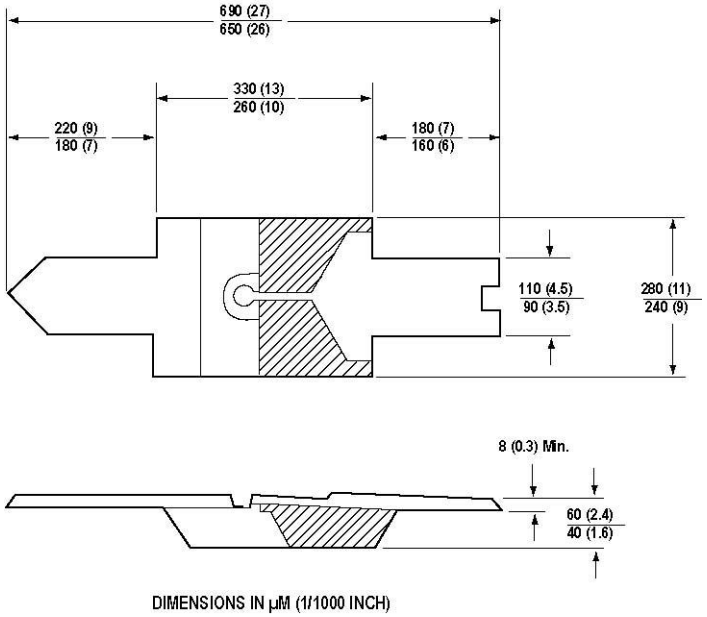
Maximum Ratings

Operating Temperature	-65°C to +150°C
Storage Temperature	-65°C to +200°C
Power Dissipation at T_{CASE} = 25°C	250 mW
(Derate linearly to zero at 150°C.)	
Minimum Lead Strength	4 grams pull on either lead per MIL-S-19500, LTPD = 20

Features

- Low Capacitance
  0.025 pF Maximum at 1 MHz Guaranteed Min./Max.
- Fast Switching
  2.0 nsec
- Low Resistance at Low Bias
  1.5 Ω at IF = 10 mA (Typical)
- Rugged Construction
  Typical 10 Gram Lead Pull
- Silicon Nitride Passivation

Outline 83



DIMENSIONS IN µM (1/1000 INCH)

Electrical Specifications at TA = 25°C

Part Number	Capacitance (pF)		Series Resistance R_S (Ω)		Break-down Voltage V_{BR} (V)	Reverse Current I_R (nA)	Forward Voltage V_F (V)	Carrier Lifetime τ (ns)	Reverse Recovery trr (ns)	Series Resistance R_S (Ω)
HPND-	Min.	Max.	Typ.	Max.	Min.	Max.	Max.	Typ.	Typ.	Typ.
4028	0.025	0.045	2.3	3.0	60	100	1.1	36	2.6	2.0
4038	0.045	0.065	1.5	2.0	60	100	1.1	45	2.4	1.0
Test Conditions	V_R = 30 V f = 1 MHz		I_F = 10 mA f = 100 MHz		$V_R = V_{BR}$ Measure $I_R \leq$ 10 mA	V_R = 50 V	I_F = 20 mA	I_F = 10 mA I_R = 6 mA	*I_F = 10 mA I_F = 5 mA V_R = 10 V	I_F = 50 mA f = 100 MHz 90% recovery

Typical Parameters

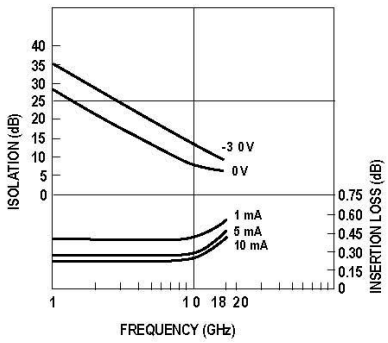


Figure 1. Typical Isolation and Insertion Loss, HPND-4028.

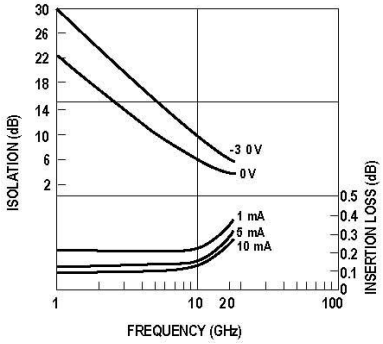


Figure 2. Typical Isolation and Insertion Loss, HPND-4038.

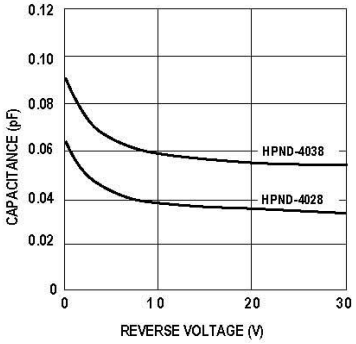


Figure 3. Typical Capacitance vs. Reverse Voltage (at 1 MHz).

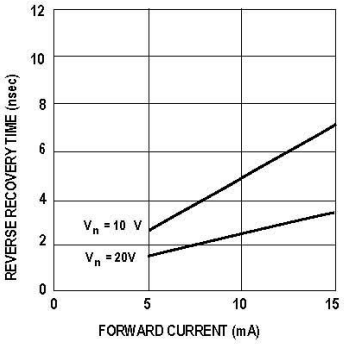


Figure 4. Typical Reverse Recovery Time vs. Forward Current (Series Configuration). HPND-4028, HPND-4038.

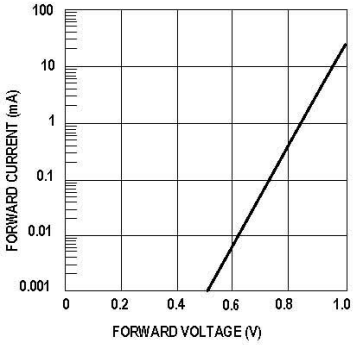


Figure 5. Typical Forward Characteristics.

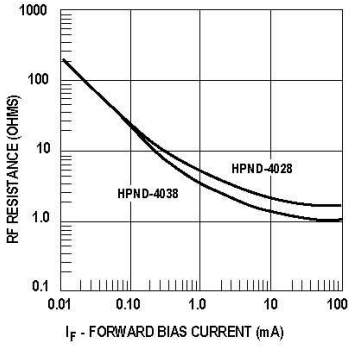


Figure 6. Typical RF Resistance vs. Forward Bias Current (at 100 MHz).

Typical S-Parameters (in series configuration) at Zo = 50 Ω, 25°C

HPND-4028

Freq.	I_F = 1 mA					I_F = 5 mA					I_F = 10 mA				
	S_{11}/S_{22}		S_{21}/S_{12}			S_{11}/S_{22}		S_{21}/S_{12}			S_{11}/S_{22}		S_{21}/S_{12}		
(MHz)	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.
1000	0.046	7	-0.38	0.958	-1	0.031	17	-0.24	0.973	-1	0.027	19	-0.20	0.978	-1
2000	0.048	20	-0.40	0.956	-2	0.036	33	-0.26	0.971	-2	0.033	37	-0.22	0.975	-2
3000	0.052	29	-0.40	0.957	-4	0.041	43	-0.26	0.972	-4	0.040	47	-0.22	0.975	-4
4000	0.058	36	-0.40	0.957	-5	0.049	49	-0.26	0.971	-5	0.047	53	-0.22	0.975	-5
5000	0.063	42	-0.40	0.956	-6	0.057	54	-0.26	0.971	-6	0.055	58	-0.22	0.975	-6
6000	0.069	46	-0.40	0.956	-7	0.064	57	-0.26	0.971	-7	0.063	60	-0.24	0.974	-7
7000	0.075	48	-0.40	0.956	-8	0.070	60	-0.26	0.971	-8	0.070	62	-0.22	0.975	-8
8000	0.081	50	-0.40	0.955	-9	0.077	60	-0.28	0.970	-9	0.076	63	-0.24	0.974	-9
9000	0.087	51	-0.40	0.956	-11	0.084	61	-0.28	0.970	-11	0.083	63	-0.24	0.974	-11
10000	0.092	52	-0.40	0.956	-12	0.089	61	-0.28	0.970	-12	0.089	63	-0.24	0.974	-12
11000	0.097	53	-0.40	0.956	-13	0.095	61	-0.26	0.971	-13	0.095	63	-0.22	0.975	-13
12000	0.103	52	-0.40	0.956	-14	0.101	60	-0.26	0.971	-14	0.101	62	-0.22	0.975	-14
13000	0.107	51	-0.40	0.957	-15	0.106	59	-0.26	0.971	-15	0.105	62	-0.22	0.975	-15
14000	0.112	51	-0.42	0.954	-17	0.110	59	-0.30	0.968	-17	0.111	61	-0.24	0.973	-17
15000	0.119	51	-0.42	0.953	-18	0.117	58	-0.28	0.969	-18	0.117	60	-0.26	0.972	-18
16000	0.123	51	-0.44	0.952	-19	0.122	57	-0.28	0.969	-19	0.123	60	-0.26	0.972	-19
17000	0.129	49	-0.44	0.952	-20	0.130	56	-0.30	0.967	-20	0.129	57	-0.26	0.971	-20
18000	0.139	48	-0.46	0.950	-22	0.139	55	-0.32	0.965	-21	0.140	56	-0.28	0.970	-22

HPND-4028

Freq.	V_R = 0 V					V_R = 10 V					V_R = 30 V				
	S_{11}/S_{22}		S_{21}/S_{12}			S_{11}/S_{22}		S_{21}/S_{12}			S_{11}/S_{22}		S_{21}/S_{12}		
(MHz)	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.
1000	0.997	-4	-27.54	0.042	86	0.999	-3	-33.16	0.022	91	1.000	-2	-33.98	0.020	91
2000	0.988	-7	-21.74	0.082	79	0.997	-6	-27.34	0.043	86	0.998	-5	-28.18	0.039	86
3000	0.974	-11	-18.36	0.121	74	0.994	-8	-23.62	0.066	83	0.996	-7	-24.44	0.060	84
4000	0.958	-14	-16.10	0.157	69	0.991	-10	-21.12	0.088	81	0.992	-10	-21.94	0.080	82
5000	0.940	-17	-14.48	0.189	64	0.986	-13	-19.26	0.109	78	0.987	-13	-20.10	0.099	79
6000	0.921	-21	-13.20	0.219	70	0.979	-16	-17.66	0.131	75	0.982	-15	-18.42	0.120	76
7000	0.898	-24	-12.16	0.247	56	0.972	-19	-16.26	0.054	72	0.976	-18	-17.08	0.140	73
8000	0.879	-26	-11.36	0.271	52	0.965	-21	-15.20	0.174	70	0.970	-21	-15.92	0.160	71
9000	0.857	-29	-10.64	0.294	48	0.954	-24	-14.20	0.195	67	0.960	-23	-14.96	0.179	68
10000	0.836	-32	-10.12	0.312	46	0.942	-27	-13.44	0.213	65	0.950	-26	-14.20	0.195	66
11000	0.816	-35	-9.54	0.334	42	0.931	-30	-12.58	0.235	61	0.937	-29	-13.32	0.216	62
12000	0.795	-37	-9.10	0.351	40	0.917	-33	-11.84	0.256	59	0.926	-32	-12.62	0.234	60
13000	0.778	-40	-8.86	0.361	37	0.904	-36	-11.44	0.268	56	0.913	-34	-12.20	0.246	57
14000	0.761	-42	-8.44	0.379	33	0.892	-38	-10.80	0.289	52	0.903	-37	-11.52	0.266	54
15000	0.744	-44	-8.34	0.383	31	0.876	-41	-10.56	0.297	50	0.888	-39	-11.26	0.274	52
16000	0.733	-46	-8.04	0.397	28	0.867	-43	-10.12	0.312	46	0.881	-42	-10.80	0.289	48
17000	0.720	-48	-7.94	0.401	26	0.855	-45	-9.96	0.318	44	0.869	-44	-10.64	0.294	46
18000	0.709	-50	-8.00	0.399	24	0.846	-47	-9.94	0.319	42	0.861	-46	-10.64	0.294	44

11.2 Especificaciones técnicas substrato Rogers RO4003C

ROGERS CORPORATION

Advanced Circuit Materials

Advanced Circuit Materials Division
100 S. Roosevelt Avenue
Chandler, AZ 85226
Tel: 480-961-1382, Fax: 480-961-4533
www.rogerscorporation.com

Data Sheet

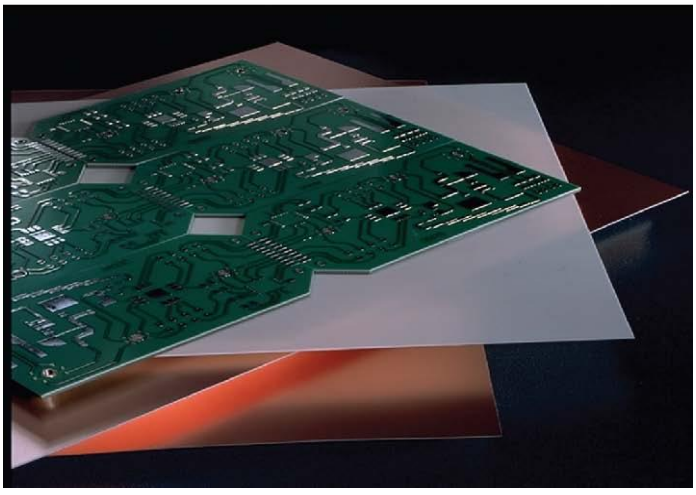
RO4000® Series High Frequency Circuit Materials

Features:

- Not-PTFE
- Excellent high frequency performance due to low dielectric tolerance and loss
- Stable electrical properties versus frequency
- Low thermal coefficient of dielectric constant
- Low Z-Axis expansion
- Low in-plane expansion coefficient
- Excellent dimensional stability
- Volume manufacturing process

Some Typical Applications:

- LNB's for Direct Broadcast Satellites
- Microstrip and Cellular Base Station Antennas and Power Amplifiers
- Spread Spectrum Communications Systems
- RF Identifications Tags



RO4000® Series High Frequency Circuit Materials are glass reinforced hydrocarbon/ceramic laminates (**Not PTFE**) designed for performance sensitive, high volume commercial applications.

RO4000 laminates are designed to offer superior high frequency performance and low cost circuit fabrication. The result is a low loss material which can be fabricated using standard epoxy/glass (FR4) processes offered at competitive prices.

The selection of laminates typically available to designers is significantly reduced once operational frequencies increase to 500 MHz and above. RO4000 material possesses the properties needed by designers of RF microwave circuits and allows for repeatable design of filters, matching networks and controlled impedance transmission lines. Low dielectric loss allows RO4000 series material to be used in many applications where higher operating frequencies limit the use of conventional circuit board laminates. The temperature coefficient of dielectric constant is among the lowest of any circuit

board material (Chart 1), and the dielectric constant is stable over a broad frequency range (Chart 2). This makes it an ideal substrate for broadband applications.

RO4000 material's thermal coefficient of expansion (CTE) provides several key benefits to the circuit designer. The expansion coefficient of RO4000 material is similar to that of copper which allows the material to exhibit excellent dimensional stability, a property needed for mixed dielectric multilayer boards constructions. The low Z-axis CTE of RO4000 laminates provides reliable plated through-hole quality, even in severe thermal shock applications. RO4000 series material has a Tg of >280°C (536°F) so its expansion characteristics remain stable over the entire range of circuit processing temperatures.

RO4000 series laminates can easily be fabricated into printed circuit boards using standard FR4 circuit board processing techniques. Unlike PTFE based high performance materials, RO4000 series laminates do not require specialized via preparation processes such as sodium etch. This material is a rigid, thermoset laminate that is capable of being processed by automated handling systems and scrubbing equipment used for copper surface preparation.

RO4003™ laminates are currently offered in various configurations utilizing both 1080 and 1674 glass fabric styles, with all configurations meeting the same laminate electrical performance specifi cation. Specifically designed as a dropin replacement for the RO4350 material, RO4350B laminates utilize RoHS compliant flame-retardant technology for applications requiring UL 94V-0 certification. These materials conform to the requirements of IPC-4103, slash sheet /10 for RO4003C and /11 for RO4350B.

Standard Thickness	Standard Panel Size	Standard Copper Cladding
RO4003C: 0.008" (0.203mm), 0.012 (0.305mm), 0.016" (0.406mm), 0.020" (0.508mm) 0.032" (0.813mm), 0.060" (1.524mm) **RO4350B:** *0.004" (0.101mm), 0.0066" (0.168mm) 0.010" (0.254mm), 0.0133 (0.338mm), 0.0166 (0.422mm), 0.020" (0.508mm) 0.030" (0.762mm), 0.060" (1.524mm)	12" X 18" (305 X457 mm) 24" X 18" (610 X 457 mm) 24" X 36" (610 X 915 mm) 48" X 36" (1.224 m X 915 mm) *0. 004" material in not available in panel sizes larger than 24"x18" (610 X 457mm).	½ oz. (17μm), 1 oz. (35μm) and 2 oz. (70μm) electrodeposited copper foil.

Chart 1: RO4000 Series Materials
Dielectric Constant vs. Temperature

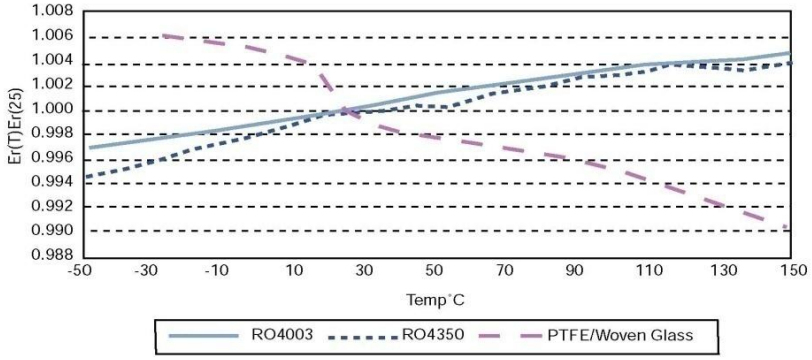


Chart 2: RO4000 Series Materials
Dielectric Constant vs. Frequency

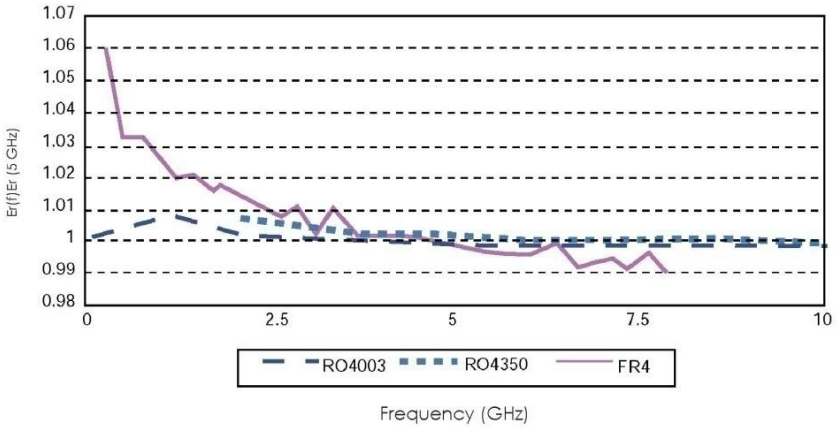
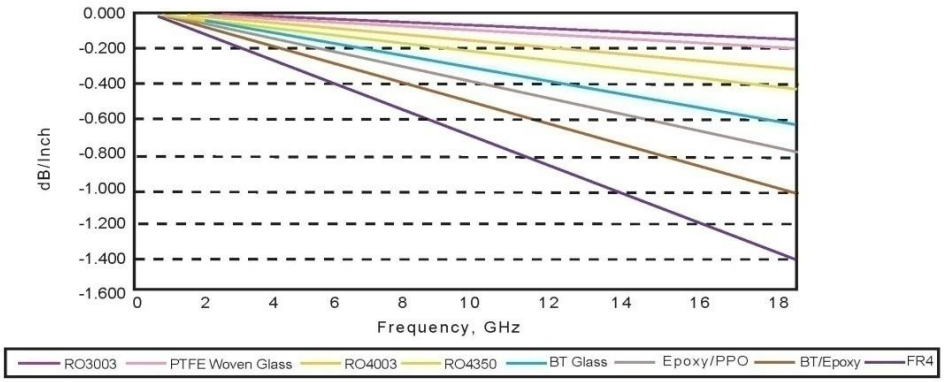


Chart 3: Microstrip Insertion Loss
(0.030" Dielectric Thickness)



The information contained in this fabrication guide is intended to assist you in designing with Rogers' circuit materials and prepreg. It is not intended to and does not create any warranties, express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this fabrication guide will be achieved by a user for a particular purpose. The user is responsible for determining the suitability of Rogers' circuit materials and prepreg for each application.

Property	Typical Value		Direction	Units	Condition	Test Method
	RO4003™	RO4350B™				
Dielectric Constant, ε_r(Process specification)	3.38 ± 0.05	(1) 3.48 ± 0.05	Z		10 GHz/23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5 (2)Clamped Stripline
(3) Dielectric Constant, ε_r(Recommended for use in circuit design)	3.55	3.66	Z		FSR/23°C	IPC-TM-650 2.5.5.6 Full Sheet Resonance
Dissipation Factor tan,δ	0.0027 0.0021	0.0037 0.0031	Z		10 GHz/23°C 2.5 GHz/23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Thermal Coefficient of ε_r	+40	+50	Z	ppm/°C	-100°C to 250°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Volume Resistivity	1.7 X 10^{10}	1.2 X 10^{10}		MΩ•cm	COND A	IPC-TM-650 2.5.17.1
Surface Resistivity	4.2 X 10^{9}	5.7 X 10^{9}		MΩ	COND A	IPC-TM-650 2.5.17.1
Electrical Strength	31.2 (780)	31.2 (780)	Z	KV/mm (V/mil)	0.51mm (0.020")	IPC-TM-650 2.5.6.2
Tensile Modulus	26,889 (3900)	11,473 (1664)	Y	MPa (kpsi)	RT	ASTM D638
Tensile Strength	141 (20.4)	175 (25.4)	Y	MPa (kpsi)	RT	ASTM D638
Flexural Strength	276 (40)	255 (37)		MPa (kpsi)		IPC-TM-650 2.4.4
Dimensional Stability	<0.3	<0.5	X,Y	mm/m (mils/inch)	after etch +E2/150°C	IPC-TM-650 2.4.39A
Coefficient of Thermal Expansion	11 14 46	14 16 35	X Y Z	ppm/°C	-55 to 288°C	IPC-TM-650 2.1.41
Tg	>280	>280		°C DSC	A	IPC-TM-650 2.4.24
Td	425	390		°C TGA		ASTM D3850
Thermal Conductivity	0.64	0.62		W/m/°K	100°C	ASTM F433
Moisture Absorption	0.06	0.06		%	48 hrs immersion 0.060" sample Temperature 50°C	ASTM D570
Density	1.79	1.86		gm/cm3	23°C	ASTM D792
Copper Peel Strength	1.05 (6.0)	0.88 (5.0)		N/mm (pli)	after solder float 1 oz. EDC Foil	IPC-TM-650 2.4.8
Flammability	N/A	94V-0				UL
Lead-Free Process Compatible	Yes	Yes				

(1) Dielectric constant typical value does not apply to 0.004" (0.101mm) laminates. Dielectric constant specification value for 0.004 RO4350B material is 3.36.
(2) Clamped stripline method can potentially lower the actual dielectric constant due to presence of airgap. Dielectric constant in practice may be higher than the values listed.
(3) Typical values are a representation of an average value for the population of the property. For specification values contact Rogers Corporation.

Prolonged exposure in an oxidative environment may cause changes to the dielectric properties of hydrocarbon based materials. The rate of change increases at higher temperatures and is highly dependent on the circuit design. Although Rogers' high frequency materials have been used successfully in innumerable applications and reports of oxidation resulting in performance problems are extremely rare, Rogers recommends that the customer evaluate each material and design combination to determine fitness for use over the entire life of the end product.

11.3 Especificaciones técnicas Inductor 36501J-0603-82N

tyco Electronics

Low Inductance, High Frequency Chip Inductor

SIGMA INDUCTORS

Type 3650 Series

Characteristics - Electrical
Type 36501J Series - 0603 Package

Inductance Code	Inductance (nH) @ 250MHz	Tolerance (%)	Q Min.	S.R.F. Min. (MHz)	R.D.C. Max (Ohms)	I.D.C. Max. (mA)	900MHz		1.7GHz		Colour Code
							L Typ.	Q Typ.	L Typ.	Q Typ.	
1N6	1.6	10,5	16	12500	0.040	700	1.53	35	1.58	55	Blue
1N8	1.8	10,5	16	12500	0.045	700	1.63	35	1.66	50	Black
2N2	2.2	10,5	20	6000	0.100	700	2.18	41	2.20	64	White
3N3	3.3	10,5,2	22	>6000	0.080	700	3.35	47	3.40	65	Red
3N6	3.6	10,5,2	22	5800	0.063	700	3.53	49	3.58	65	Violet
3N9	3.9	10,5,2	22	>6000	0.080	700	3.95	49	3.96	67	Brown
4N3	4.3	10,5,2	22	5800	0.063	700	4.32	49	4.43	67	Orange
4N7	4.7	10,5,2	20	5800	0.120	700	4.65	53	4.80	67	Violet
5N1	5.1	10,5,2	20	5800	0.160	700	5.13	47	5.36	56	Green
5N6	5.6	10,5,2	20	5800	0.170	700	5.53	56	5.86	77	Yellow
6N8	6.8	10,5,2	27	5800	0.110	700	6.75	60	7.10	81	Red
7N5	7.5	10,5,2	27	4800	0.110	700	7.39	62	7.71	81	Brown
8N2	8.2	10,5,2	27	4800	0.110	700	8.25	64	8.40	81	Green
8N7	8.7	10,5,2	27	4800	0.110	700	8.84	62	9.38	58	Yellow
9N5	9.5	10,5,2	27	4800	0.130	700	9.64	59	10.5	61	Blue
10N	10.0	10,5,2	31	4800	0.130	700	10.0	66	10.6	83	Orange
11N	11.0	10,5,2	31	4000	0.086	700	11.3	53	12.1	56	Grey
12N	12.0	10,5,2	35	4000	0.130	700	12.3	72	13.5	83	Yellow
15N	15.0	10,5,2	35	4000	0.170	700	15.4	64	16.8	89	Green
16N	16.0	10,5,2	35	3300	0.110	700	16.5	55	18.0	52	White
18N	18.0	10,5,2	35	3100	0.170	700	18.7	70	21.4	69	Blue
22N	22.0	10,5,2	38	3000	0.190	700	22.8	73	26.1	71	Violet
23N	23.0	10,5,2	38	2850	0.190	700	24.1	71	28.0	71	Orange
24N	24.0	10,5,2	36	2800	0.130	700	25.7	45	30.9	40	Black
27N	27.0	10,5,2	40	2800	0.220	600	29.2	74	34.6	65	Grey
30N	30.0	10,5,2	37	2800	0.150	600	31.4	47	39.8	28	Brown
33N	33.0	10,5,2	40	2300	0.220	600	36.0	67	49.5	42	White
36N	36.0	10,5,2	37	2300	0.250	600	39.1	47	48.9	24	Red
39N	39.0	10,5,2	40	2200	0.250	600	42.7	60	60.2	40	Black
43N	43.0	10,5,2	38	2000	0.280	600	46.9	44	60.3	21	Orange
47N	47.0	10,5,2	38	2000	0.280	600	52.2	62	77.2	35	Brown
51N	51.0	10,5,2	35	1900	0.280	600	55.5	69	82.2	34	Blue
56N	56.0	10,5,2	38	1900	0.310	600	62.5	56	97.0	26	Red
68N	68.0	10,5,2	37	1700	0.340	600	80.5	54	168.0	21	Orange
72N	72.0	10,5,2	34	1700	0.490	400	82.0	53	135.0	20	Yellow
82N	82.0	10,5,2	34	1700	0.540	400	96.2	54	177.0	21	Green
R10	100	10,5,2	34	1400	0.580	400	124	49	-	-	Blue
R11	110	10,5,2	32	1350	0.610	300	138	43	-	-	Violet
R12	120	10,5,2	32	1300	0.650	300	166	39	-	-	Grey
R15	150	10,5,2	32	1300	0.950	280	230	25	-	-	White
R18	180	10,5,2	25	1250	1.400	250	305	22	-	-	Black
R22	220	10,5,2	25	1200	1.600	250	-	-	-	-	Brown
R26	260	10,5,2	25	1000	2.000	200	-	-	-	-	Orange
R27	270	10,5,2	25	900	2.100	200	-	-	-	-	Red
R33	330	10,5,2	25	900	3.800	100	-	-	-	-	Blue
R39	390	10,5,2	25	900	4.350	100	-	-	-	-	Yellow

Literature No. 1773163
Issued: 12-05

Dimensions are shown for reference purposes only.

Dimensions are in millimetres unless otherwise specified.

Specifications subject to change.

www.tycoelectronics.com
passives.tycoelectronics.com

tyco Electronics

Low Inductance, High Frequency Chip Inductor

SIGMA INDUCTORS

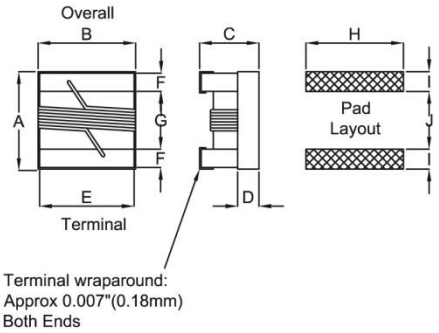
Type 3650 Series

Climatic Test

Item	Specification	Test Method
Operating Temp. Range:		-40°C to +125°C
Humidity Resistance:		Temperature: 40±2°C Relative Humidity: 90~95% Time: 96hrs±2hrs Measured after exposure in the room condition for 2hrs
Low Temp. Storage Test:		Temperature: -40±2°C Time: 48±2hrs Inductors are to be tested after 1 hour at room temperature
Thermal Shock Test:	Appearance: No damage ΔL ≤±10% ΔQ ≤±20%	One Cycle: Step 1: -25±3, 30 min Step 2: 25±2, 15 min Step 3: 85±3, 30 min Step 4: 25±2, 15 min Total: 5 Cycles
High Temp. Storage Test:		Temperature:125±2°C Time: 48±2hrs Measured after 1 hour at room temperature
High Temp. Load Life Test:		Temperature:85±2°C Time:1000±12hrs Load: Rated current
Humidity Load Life:	There should be no evidence of short or open circuit.	Temperature: 40±2°C Relative Humidity: 90~95% Time: 1000±12hrs Load: Rated current

* Storage Temperature: 25±3°C, <80%RH

Dimensions



Type 3650 Series

Series	A Max.	B Max.	C Max.	D Ref.	E	F	G	H	I	J
36502C	2.92	2.79	2.10	0.51	2.03	0.51	1.52	2.54	1.02	1.27
36502A	2.29	1.73	1.52	0.51	1.27	0.51	1.02	1.78	1.02	0.76
36501J	1.80	1.12	1.02	0.38	0.76	0.33	0.86	1.02	0.64	0.64
36501E	1.27	0.76	0.61	0.15	0.51	0.23	0.56	0.66	0.50	0.46

Type 3651 Series

Series	A Max.	B Max.	C Max.	D Ref.	E	F	G	H	I	J
36512C	2.92	2.79	1.40	0.65	2.03	0.51	1.52	2.54	1.02	1.27
36512A	2.29	1.73	1.03	0.51	1.27	0.44	1.02	1.78	1.02	0.76

Type 3652 / 3653 Series

Series	A Max.	B Max.	C Max.	D Ref.	E	F	G	H	I	J
36532C	2.92	2.79	2.03	0.65	2.03	0.51	1.52	2.54	1.02	1.27
36532A	2.29	1.73	1.52	0.51	1.27	0.44	1.02	1.78	1.02	0.76
36521J	1.80	1.12	1.02	0.38	0.76	0.33	0.86	1.02	0.64	0.64

Literature No. 1773163
Issued: 12-05

Dimensions are shown for reference purposes only.

Dimensions are in millimetres unless otherwise specified.

Specifications subject to change.

www.tycoelectronics.com
passives.tycoelectronics.com

tyco Electronics

Low Inductance, High Frequency Chip Inductor

SIGMA INDUCTORS

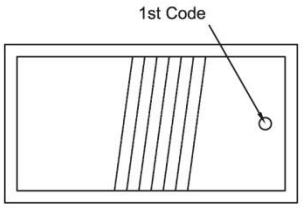
Type 3650 Series

Colour Coding

0603 / 0805/1008 Series (0402 Series has no Colour Coding)

Because of their small size, these parts are marked with a single colour dot.

The inductance value represented by the dot is shown on the data page for each series.



How to Order

3650	1E	R10	J	TDG
Common Part	**Case Size**	**Inductance Value**	**Tolerance**	**Packaging**
3650 - Std 3651 - Low Profile 3652 - High Current 3653 - High Q	1E – 0402 Package 1J – 0603 Package 2A – 0805 Package 2C - 1008 Package	See relevant table for Inductance Code	G - ±2% J - ±5% K - ±10% M - ±20%	TDG - 2000 pcs/reel TE - 4000pcs/reel (1E, 1J only)