



Departament de Teoria  
del Senyal i Comunicacions



# Filtro Banda Eliminada con Reconfigurabilidad Continua en Selectividad, Ancho de Banda y Frecuencia Central

Carles Musoll Anguiano

Directores del proyecto: Ignacio Llamas Garro y 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, Noviembre 2008



## Resumen

En este proyecto se presenta un filtro banda eliminada reconfigurable en selectividad, ancho de banda y frecuencia central. El filtro es sintonizable mediante diodos varactores ubicados en distintas posiciones en la topología del filtro. Éste consiste básicamente en una línea de transmisión principal con cuatro resonadores acoplados perpendicularmente y una línea de acoplo entre resonadores no adyacentes. La línea de acoplo introduce un par de ceros de transmisión o polos de atenuación. Se sitúa un diodo varactor en el centro de la línea de acoplo para sintonizar la selectividad. Se dispone de otros cuatro diodos varactores que regulan el acoplamiento entre la línea de transmisión principal y los resonadores para la sintonización del ancho de banda. Para el control de la frecuencia central se ubican cuatro diodos varactores en los extremos de los resonadores. El rango de sintonización del ancho de banda relativo obtenido se encuentra comprendido entre el 11.51 y el 15.46%. Se logra una sintonización de la frecuencia central de 74 MHz (con una frecuencia central inicial de 1.41 GHz) y una sintonización de la selectividad entre 0.37 y 0.40 dB/MHz.



## Agradecimientos

Primero de todo quería agradecer todo el apoyo y confianza que me han mostrado Ignacio, mi director de proyecto y Zabdiel para resolver las dudas que han ido apareciendo durante la realización de este proyecto y por la ayuda en la realización de las medidas experimentales. También les quería agradecer la oportunidad de poder publicar un artículo sobre mi proyecto y su interés en presentar otra publicación en breve. Trabajar con gente como ellos me ha dado mucha confianza y creer en uno mismo, además de abrirme las puertas de un mundo muy interesante que prácticamente desconocía.

También quiero agradecer el apoyo incondicional de mis padres, Josep y Pepita, siempre muy preocupados e interesados en mis estudios. Muchas gracias por ayudarme en los momentos difíciles y comprender todos mis quebraderos de cabeza, que no son pocos.

Quiero dar las gracias a todos mis amigos, mis primos y a mis compañeros de piso por interesarse en mi proyecto aunque aún piensen que las microondas es sólo un electrodoméstico. Gracias por aguantar todos mis intentos de explicar mi proyecto pese a que muchos les parecía más propio de “ciencia-ficción”. Han sido muchas las cenas donde las microondas, filtros, etc. han tenido un protagonismo especial.

Este trabajo ha sido financiado por el Proyecto de Investigación TEC2007-65705/TCM del Ministerio de Educación y Cultura, y el Proyecto 2006ITT-10005 (AGAUR-Generalitat de Catalunya).

*La paciencia es amarga, pero su fruto es dulce.*

*(Jean-Jacques Rousseau)*



# Contenido

<b>1.</b>	<b>Introducción.....</b>	<b>1</b>
1.1.	Estructura del proyecto.....	2
1.2.	Aplicaciones.....	4
1.3.	Referencias.....	6
<b>2.</b>	<b>Fundamentos teóricos.....</b>	<b>9</b>
2.1.	Introducción.....	10
2.2.	Filtros Chebyshev.....	10
2.3.	Filtro Chebyshev prototipo paso-bajo.....	12
2.4.	Transformación de elementos y frecuencia.....	14
2.4.1.	Transformación banda eliminada.....	15
2.5.	Filtros de Banda Eliminada de Banda Estrecha.....	16
2.6.	Filtros selectivos con un par de ceros de transmisión.....	19
2.7.	Filtros con inversores de admitancias e impedancias.....	22
2.8.	Realización práctica de inversores de impedancias y admitancias.....	27
2.9.	Elementos concentrados y casi-concentrados.....	29
2.9.1.	Stubs en circuito abierto o cortocircuitado.....	30
2.9.2.	Condensadores interdigitales.....	32
2.10.	Resonadores.....	33
2.11.	Conclusiones.....	34
2.12.	Referencias.....	34
<b>3.</b>	<b>Diseño filtro casi-elíptico.....</b>	<b>37</b>
3.1.	Introducción.....	38
3.2.	Síntesis del filtro.....	39
3.3.	Implementación del filtro.....	42
3.4.	Simulación y resultados.....	46
3.5.	Conclusiones.....	49
3.6.	Referencias.....	49
<b>4.</b>	<b>Sintonización de la selectividad.....</b>	<b>51</b>
4.1.	Introducción.....	52
4.2.	Síntesis e implementación.....	52
4.3.	Simulaciones y resultados.....	53
4.3.1.	Circuito ideal.....	53

4.3.2.	Cosimulación.....	56
4.4.	Conclusiones.....	58
4.5.	Referencias .....	58
<b>5.</b>	<b>Sintonización del ancho de banda.....</b>	<b>61</b>
5.1.	Introducción.....	62
5.2.	Síntesis e implementación .....	63
5.3.	Simulación y resultados.....	64
5.3.1.	Circuito ideal .....	64
5.3.2.	Cosimulación.....	66
5.4.	Conclusiones.....	67
5.5.	Referencias .....	68
<b>6.</b>	<b>Sintonización de la frecuencia central.....</b>	<b>71</b>
6.1.	Introducción.....	72
6.2.	Síntesis e implementación .....	73
6.3.	Simulación y resultados.....	74
6.3.1.	Circuito ideal .....	74
6.3.2.	Cosimulación.....	75
6.4.	Conclusiones.....	77
6.5.	Referencias .....	78
<b>7.</b>	<b>Ajuste de todos los parámetros .....</b>	<b>81</b>
7.1.	Introducción.....	82
7.2.	Simulaciones y resultados .....	82
7.2.1.	Circuito ideal .....	82
7.2.2.	Cosimulación.....	83
7.3.	Conclusiones.....	84
7.4.	Referencias .....	84
<b>8.</b>	<b>Implementación .....</b>	<b>91</b>
8.1.	Introducción.....	92
8.2.	Síntesis e implementación .....	92
8.3.	Simulaciones y resultados .....	95
8.4.	Conclusiones.....	99
8.5.	Referencias .....	99
<b>9.</b>	<b>Medidas experimentales.....</b>	<b>101</b>
9.1.	Introducción.....	102

9.2.	Sintonía de la selectividad .....	103
9.3.	Sintonización del ancho de banda .....	107
9.4.	Sintonía de la frecuencia central.....	111
9.5.	Conclusiones.....	115
<b>10.</b>	<b>Conclusiones.....</b>	<b>119</b>
10.1.	Conclusiones.....	120
10.2.	Trabajo futuro .....	122
<b>11.</b>	<b>Apéndice A .....</b>	<b>125</b>
<b>12.</b>	<b>Apéndice B .....</b>	<b>129</b>
12.1	Diodo varactor MA46470-276 .....	130
12.2	Diodo varactor MA4ST406-287T .....	135
12.3	Inductor 36501J-0603-82N .....	139



# Índice de Figuras

Figura 1.1 – Estructura, fases y publicaciones del proyecto .....	3
Figura 1.2 – Diagrama de bloques de un receptor superheterodino .....	5
Figura 1.3 – Comportamiento de las señales al pasar por el mezclador cuando $f_0 < f_s$ .....	5
Figura 1.4 - Comportamiento de las señales al pasar por el mezclador cuando $f_0 > f_s$ .....	6
Figura 2.1 - Distribución de los polos en un filtro Chebyshev.....	11
Figura 2.2 – Filtros prototipo paso-bajo .....	13
Figura 2.3 – Transformación a banda eliminada .....	16
Figura 2.4 – Filtro banda eliminada de banda estrecha TEM o casi TEM con acoplamientos eléctricos ....	16
Figura 2.5 – Filtro banda eliminada de banda estrecha TEM o quasi TEM con acoplamientos magnéticos .....	16
Figura 2.6 – Respuesta de un filtro banda eliminada Chebyshev .....	17
Figura 2.7 – Circuito equivalente de la Figura 2.4.....	17
Figura 2.8 – Prototipo paso-bajo para la síntesis del filtro.....	21
Figura 2.9 - Inversores de impedancias utilizados para convertir una capacitancia en paralelo en un circuito equivalente con una inductancia en serie.....	24
Figura 2.10 - Inversores de admitancia utilizados para convertir una inductancia en serie en un circuito equivalente con una capacitancia en paralelo .....	24
Figura 2.11 - Filtro prototipo paso-bajo modificado para incluir inversores de impedancia.....	25
Figura 2.12 - Filtro prototipo paso-bajo modificado para incluir inversores de admitancia.....	25
Figura 2.13 - Filtro banda eliminada con inversores de admitancias .....	26
Figura 2.14 – Filtro banda eliminada genérico utilizando inversores de admitancias .....	27
Figura 2.15 – Inversores de impedancias con circuitos de constantes concentradas.....	28
Figura 2.16 – Inversores de admitancias con circuitos de constantes concentradas .....	28
Figura 2.17 – Inversores de impedancia con líneas de transmisión .....	29
Figura 2.18 – Inversores de admitancia con líneas de transmisión.....	29
Figura 2.19 – Stub en circuito abierto .....	31
Figura 2.20 – Stub cortocircuitado .....	31
Figura 2.21- Condensador interdigital.....	32
Figura 2.22 – Resonadores utilizando microstrip .....	34
Figura 3.1 – Topología de un filtro banda eliminada Chebyshev.....	38
Figura 3.2 – Propuesta de un filtro banda eliminada casi-elíptico .....	38
Figura 3.3 - Simulaciones de los filtros de la Figura 3.1 y Figura 3.2.....	39
Figura 3.4 – Prototipo paso-bajo del filtro propuesto .....	39
Figura 3.5 – Circuito equivalente del prototipo paso-bajo del filtro casi-elíptico .....	40
Figura 3.6 – Circuito equivalente del filtro banda eliminada casi-elíptico propuesto .....	41
Figura 3.7 – Circuito del filtro banda eliminada casi-elíptico realizado con [3].....	41
Figura 3.8 – Simulación del parámetro $S_{21}$ del circuito de la Figura 3.7.....	42
Figura 3.9 – Inversor de impedancias teórico de la línea cruzada.....	43

<i>Figura 3.10 - Circuito optimizado.....</i>	<i>43</i>
<i>Figura 3.11 - Respuesta del parámetro <math>S_{21}</math> del circuito de la Figura 3.10 .....</i>	<i>44</i>
<i>Figura 3.12 – Dimensiones del condensador interdigital .....</i>	<i>44</i>
<i>Figura 3.13 – Implementación del condensador interdigital en el inversor de admitancias .....</i>	<i>45</i>
<i>Figura 3.14 – Acoplamiento entre el resonador y la línea de transmisión principal.....</i>	<i>45</i>
<i>Figura 3.15 - Respuesta del parámetro <math>S_{21}</math> del circuito de la Figura 3.10 (azul) y de la Figura 3.16 (roja).....</i>	<i>46</i>
<i>Figura 3.16 – Circuito ideal con especificaciones del sustrato realizado con [3].....</i>	<i>47</i>
<i>Figura 3.17 – Layout del filtro casi-elíptico .....</i>	<i>48</i>
<i>Figura 3.18 – Parámetro <math>S_{21}</math>. Simulación realizada con [8] .....</i>	<i>48</i>
<i>Figura 4.1 – Substitución del condensador interdigital por un diodo varactor.....</i>	<i>52</i>
<i>Figura 4.2 – Dimensiones de la línea acoplada rediseñada .....</i>	<i>53</i>
<i>Figura 4.3 - Modelo común de un diodo varactor .....</i>	<i>54</i>
<i>Figura 4.4 – Respuesta <math>S_{21}</math> realizada con [6] .....</i>	<i>55</i>
<i>Figura 4.5 – Ampliación de la zona recuadrada en la Figura 4.4.....</i>	<i>56</i>
<i>Figura 4.6 - Respuesta <math>S_{21}</math> realizada con [7].....</i>	<i>57</i>
<i>Figura 4.7 - Ampliación de la zona recuadrada en la Figura 4.6.....</i>	<i>58</i>
<i>Figura 5.1 – Topología del filtro con sintonización del ancho de banda basada en la topología de la Figura 2.4.....</i>	<i>63</i>
<i>Figura 5.2 – Topología con resonadores de un cuarto de longitud de onda con sintonización del ancho de banda.....</i>	<i>64</i>
<i>Figura 5.3 – Layout del filtro.....</i>	<i>64</i>
<i>Figura 5.4 - Respuesta <math>S_{21}</math> realizada con [11].....</i>	<i>65</i>
<i>Figura 5.5 - Respuesta <math>S_{21}</math> realizada con [12].....</i>	<i>67</i>
<i>Figura 6.1 – Topología del filtro con la inserción de <math>C_6</math>, <math>C_7</math>, <math>C_8</math> y <math>C_9</math> para la sintonización de <math>f_0</math>.....</i>	<i>73</i>
<i>Figura 6.2 - Respuesta <math>S_{21}</math> realizada con [10] manteniendo un mínimo de ancho de banda para <math>C_1 = 1.1</math> pF, .....</i>	<i>74</i>
<i>Figura 6.3 - Respuesta <math>S_{21}</math> realizada con [10] manteniendo un máximo de ancho de banda para <math>C_1 = 1.1</math> pF,.....</i>	<i>75</i>
<i>Figura 6.4 - Respuesta <math>S_{21}</math> realizada con [11] manteniendo un mínimo de ancho de banda para <math>C_1 = 1.1</math> pF, .....</i>	<i>76</i>
<i>Figura 6.5 - Respuesta <math>S_{21}</math> realizada con [11] manteniendo un máximo de ancho de banda para <math>C_1 = 1.1</math> pF.....</i>	<i>77</i>
<i>Figura 7.1 – Ajuste del ancho de banda a frecuencia central de 1.5 GHz (simulado con [39]).....</i>	<i>82</i>
<i>Figura 7.2 - Ajuste del ancho de banda a frecuencia central de 1.5 GHz (cosimulación).....</i>	<i>84</i>
<i>Figura 8.1 – Topología mostrando el cortocircuito entre la línea de acoplo y la línea de transmisión principal.....</i>	<i>92</i>
<i>Figura 8.2 – Topología mostrando el bloqueador de continua y las zonas de polarización común.....</i>	<i>93</i>
<i>Figura 8.3 - Circuito equivalente del inductor 82N.....</i>	<i>93</i>
<i>Figura 8.4 – Respuesta del circuito de la Figura 8.3.....</i>	<i>94</i>
<i>Figura 8.5 – Layout del circuito de alimentación .....</i>	<i>94</i>
<i>Figura 8.6 – Respuesta <math>S_{21}</math> del filtro con la variación de <math>C_1</math>.....</i>	<i>95</i>
<i>Figura 8.7 – Ampliación de la zona recuadrada en la Figura 8.6.....</i>	<i>96</i>
<i>Figura 8.8 - Ajuste del ancho de banda a frecuencia central de 1.5 GHz .....</i>	<i>97</i>
<i>Figura 8.9 – Layout con todos los componentes .....</i>	<i>98</i>

<i>Figura 9.1 – Imagen del filtro fabricado.....</i>	<i>102</i>
<i>Figura 9.2 – Alimentación del circuito .....</i>	<i>103</i>
<i>Figura 9.3 – Resultado de la medición del parámetro <math>S_{21}</math> con sintonía de la selectividad .....</i>	<i>103</i>
<i>Figura 9.4 – Ampliación de la zona recuadrada de la Figura 9.3.....</i>	<i>104</i>
<i>Figura 9.5 - Resultado de la medición del parámetro <math>S_{11}</math> con sintonía de la selectividad.....</i>	<i>105</i>
<i>Figura 9.6 – Parámetro <math>S_{21}</math> obtenido mediante cosimulación con sintonía de la selectividad .....</i>	<i>106</i>
<i>Figura 9.7 - Ampliación de la zona recuadrada de la Figura 9.6.....</i>	<i>107</i>
<i>Figura 9.8 - Parámetro <math>S_{11}</math> obtenido mediante cosimulación con sintonía de la selectividad.....</i>	<i>108</i>
<i>Figura 9.9 - Resultado de la medición del parámetro <math>S_{21}</math> con sintonía del ancho de banda .....</i>	<i>109</i>
<i>Figura 9.10 - Resultado de la medición del parámetro <math>S_{11}</math> con sintonía del ancho de banda .....</i>	<i>109</i>
<i>Figura 9.11 - Parámetro <math>S_{21}</math> obtenido mediante cosimulación con sintonía del ancho de banda .....</i>	<i>110</i>
<i>Figura 9.12 - Parámetro <math>S_{11}</math> obtenido mediante cosimulación con sintonía del ancho de banda .....</i>	<i>111</i>
<i>Figura 9.13 - Resultado de la medición del parámetro <math>S_{21}</math> con sintonía de la frecuencia central.....</i>	<i>112</i>
<i>Figura 9.14 - Resultado de la medición del parámetro <math>S_{11}</math> con sintonía de la frecuencia central.....</i>	<i>113</i>
<i>Figura 9.15 - Parámetro <math>S_{21}</math> obtenido mediante cosimulación con sintonía de la frecuencia central.....</i>	<i>114</i>
<i>Figura 9.16 - Parámetro <math>S_{11}</math> obtenido mediante cosimulación con sintonía de la frecuencia central.....</i>	<i>115</i>



# Índice de tablas

Tabla 2.1 - Valor de los elementos para un prototipo con cuatro polos y para una $L_R=20$ dB.....	22
Tabla 3.1 - Valores de los elementos del filtro propuesto.....	39
Tabla 4.1 - Valores de selectividad y ancho de banda para distintos valores de $C_{VARACTOR}$ .....	56
Tabla 4.2 - Valores de selectividad y ancho de banda para distintos valores de $C_{VARACTOR}$ .....	58
Tabla 5.1 - Valores de ancho de banda relativo para distintos valores $C_2, C_3, C_4$ y $C_5$ , y para $C_1$ con 1.1 pF.....	66
Tabla 5.2 - Valores de ancho de banda relativo para distintos valores $C_2, C_3, C_4$ y $C_5$ , y para $C_1$ con 1.1 pF.....	66
Tabla 6.1 - Valores de frecuencia central manteniendo un mínimo de ancho de banda para distintos valores $C_6, C_7, C_8$ y $C_9$ , y para $C_1 = 1.1$ pF, $C_2 = C_5 = 0.3$ pF, y $C_3 = C_4 = 0.4$ pF (simulado con [10]).....	74
Tabla 6.2 - Valores de frecuencia central manteniendo un máximo de ancho de banda para distintos valores $C_6, C_7, C_8$ y $C_9$ , y para $C_1 = 1.1$ pF, $C_2 = C_5 = 0.8$ pF, y $C_3 = C_4 = 0.9$ pF (simulado con [10]).....	75
Tabla 6.3 - Valores de frecuencia central manteniendo un mínimo de ancho de banda para distintos valores $C_6, C_7, C_8$ y $C_9$ , y para $C_1 = 1.1$ pF, $C_2 = C_5 = 0.3$ pF, y $C_3 = C_4 = 0.4$ pF (cosimulación).....	76
Tabla 6.4 - Valores de frecuencia central manteniendo un máximo de ancho de banda para distintos valores $C_6, C_7, C_8$ y $C_9$ , y para $C_1 = 1.1$ pF, $C_2 = C_5 = 0.8$ pF, y $C_3 = C_4 = 0.9$ pF (cosimulación).....	76
Tabla 7.1 - Valores de frecuencia central y ancho de banda distintos valores $C_2, C_3, C_4, C_5, C_6, C_7, C_8$ y $C_9$ , y para $C_1 = 0.3$ pF (simulado con [39]).....	83
Tabla 7.2 - Valores de frecuencia central y ancho de banda para valores de $C_2, C_3, C_4, C_5, C_6, C_7, C_8$ y $C_9$ , y $C_1 = 0.3$ pF (cosimulación).....	83
Tabla 8.1 - Valores de selectividad y ancho de banda para distintos valores de $C_1$ .....	96
Tabla 8.2 - Valores de frecuencia central y ancho de banda para valores de $C_2, C_3, C_4, C_5, C_6, C_7, C_8$ y $C_9$ , y $C_1 = 0.3$ pF.....	97
Tabla 9.1 - Valores de selectividad y ancho de banda (mediciones).....	104
Tabla 9.2 - Valores de selectividad y ancho de banda (cosimulación).....	106
Tabla 9.3 - Comparación de selectividad entre mediciones y simulación.....	107
Tabla 9.4 - Valores de frecuencia central y ancho de banda (mediciones).....	108
Tabla 9.5 - Valores de frecuencia central y ancho de banda (cosimulación).....	110
Tabla 9.6 - Comparación de ancho de banda entre mediciones y simulaciones.....	111
Tabla 9.7 - Valores de frecuencia central (mediciones).....	112
Tabla 9.8 - Valores de frecuencia central (cosimulación).....	113
Tabla 9.9 - Comparación de ancho de banda entre mediciones y simulaciones.....	114



# 1. Introducción

---

En la introducción de este proyecto se va a comentar las posibles aplicaciones que tendrá nuestro diseño. También se hará una descripción de la estructura de este documento con una breve descripción de sus fases y capítulos.

---

### 1.1. Estructura del proyecto

A continuación se presenta la forma en que se ha organizado esta memoria. El segundo capítulo busca mediante estudio bibliográfico todos los fundamentos teóricos necesarios para diseñar e implementar el filtro banda eliminada que queremos diseñar.

En el capítulo 3 se va a presentar y analizar el primer diseño del filtro. Además en este capítulo se van a presentar los primeros resultados de las simulaciones del circuito ideal y electromagnéticas.

El objetivo del capítulo 4 es sintonizar la frecuencia central modificando el diseño del filtro presentado en el capítulo 3. Se van a mostrar los cambios realizados en el circuito así como los componentes necesarios para llevar a cabo la sintonización. Como en todos los capítulos siguientes habrá las respectivas simulaciones del circuito ideal y electromagnética para comprobar su correcto funcionamiento.

En el capítulo 5 se va a sintonizar el ancho de banda. En este capítulo habrá un rediseño del filtro para reducir su complejidad y se insertarán los componentes activos requeridos. Se experimentará un desplazamiento de la frecuencia central del filtro al querer sintonizar el ancho de banda. En el capítulo 6 está enfocado a sintonizar la frecuencia central y así conseguir distintos anchos de banda a una frecuencia central fija.

En el capítulo 7 se van a mostrar las simulaciones para comprobar el funcionamiento conjunto de los trabajos realizados en el capítulo 5 y 6. Se va a mostrar cómo se pueden lograr los distintos anchos de banda a la frecuencia central de interés de nuestro filtro, 1.5 GHz.

Una vez realizadas todas las simulaciones, en el capítulo 8 se va a diseñar los circuitos necesarios para alimentar nuestros componentes activos. En la Figura 1.1 se presenta de forma gráfica toda la estructura del proyecto.

En el desarrollo del proyecto se han publicado dos artículos [1-2]. Este artículo tal y como se muestra en la Figura 1.1 abarca del capítulo 2 hasta el capítulo 8, antes de la fabricación del filtro. El segundo se focaliza en los resultados de las mediciones experimentales. Hay otro artículo [3] que en el momento de la redacción de este proyecto se está desarrollando y que va a presentar los últimos resultados del artículo ya publicado y los resultados experimentales que se presentan en capítulo 9.

Finalmente en el capítulo 10 se mostrarán las conclusiones y el posible trabajo futuro, es decir, presentar alternativas de implementación a los componentes utilizados como por ejemplo el uso de tecnología MEMS (*Micro-Electro-Mechanical Systems*).

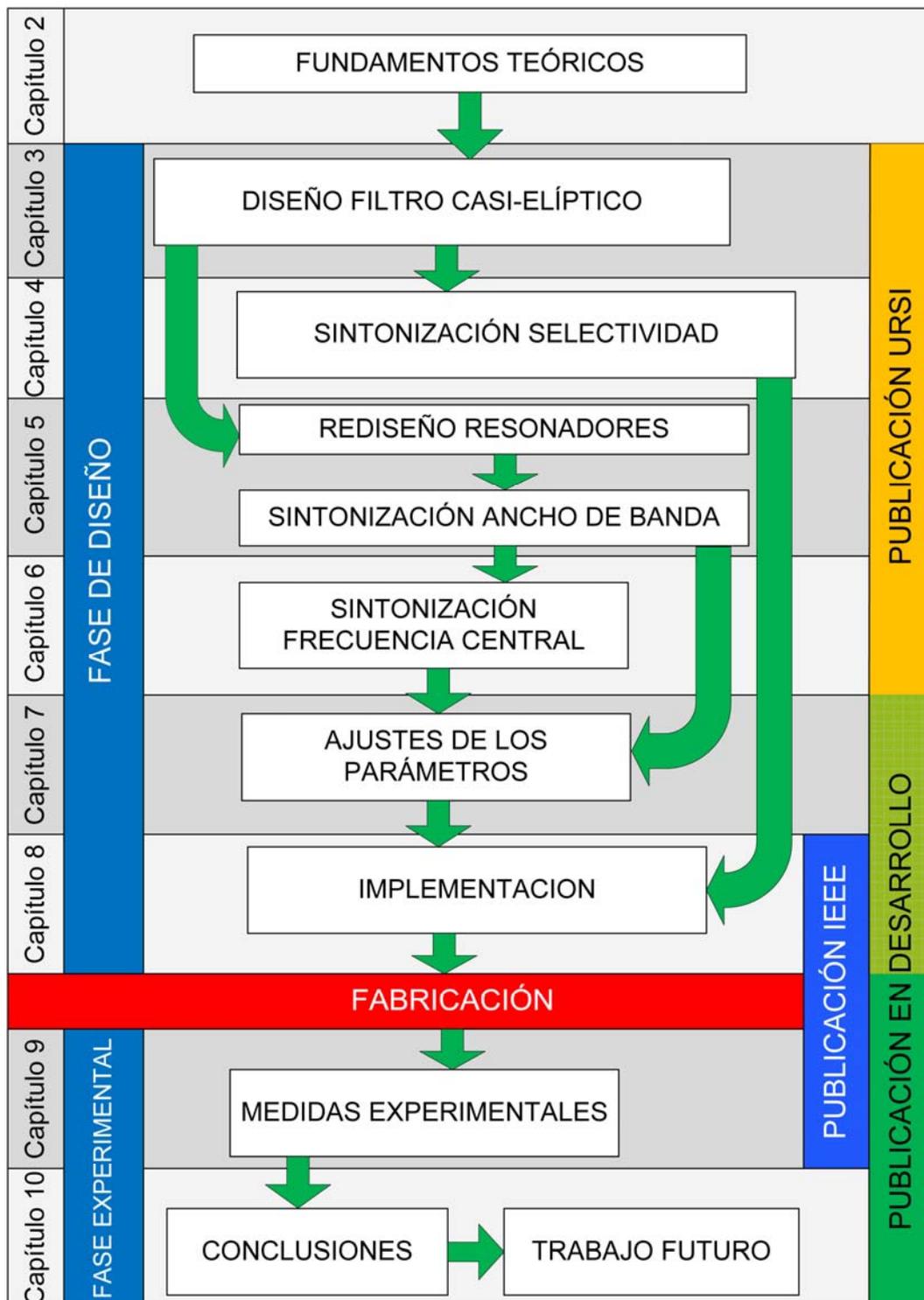


Figura 1.1 – Estructura, fases y publicaciones del proyecto

## 1.2. Aplicaciones

Hay un incremento de la demanda de los filtros de microondas con características avanzadas que hagan a los sistemas de RF mucho más eficientes y adaptables a múltiples bandas. Los filtros reconfigurables pueden reducir la complejidad de un sistema al evitar la introducción de un banco de filtros. El filtro que se presentará es capaz de obtener distintas frecuencias o anchos de banda con un control independiente de la selectividad.

La señal modulada es transmitida a un receptor donde la señal es amplificada y se extrae la información. Simultáneamente se transmiten distintas señales y el receptor tiene que ser capaz de seleccionar la señal deseada. Esta selección se realiza discriminando las distintas frecuencias. Otras funciones de un receptor son detectar la información que contiene la señal y reconstruir y amplificar la onda original. Hay un grupo muy diverso de receptores, desde receptores para telefonía, radio, televisión, radar o navegación hasta receptores para satélites. La complejidad de cada uno varía según la complejidad de la señal, la frecuencia, el número y la amplitud de señales no deseadas en la misma banda. No obstante, todos los receptores tienen problemas en común, entre los cuales hay la selectividad y la necesidad de eliminar la frecuencia imagen que se producen en los mezcladores [4-5].

La aparición del receptor superheterodino eliminó la necesidad de sintonizar los amplificadores RF a la frecuencia de la señal de entrada con el desplazamiento de la frecuencia a una frecuencia fija donde ésta se filtraba. El principio de un receptor superheterodino es multiplicar la señal de entrada con una señal generada en un oscilador local. Si una señal sinusoidal con una frecuencia  $\omega_c$  se multiplica con una señal de frecuencia  $\omega_L$ , la señal resultante consiste en dos señales sinusoidales de frecuencias  $\omega_c \pm \omega_L$  (1.1).

$$\sin \omega_c t \sin \omega_L t = \frac{\cos(\omega_c - \omega_L)t - \cos(\omega_c + \omega_L)t}{2} \quad (1.1)$$

El diagrama de bloques de un receptor superheterodino se presenta en la Figura 1.2. En este tipo de receptor, la frecuencia de la señal de entrada se convierte a una frecuencia intermedia con el oscilador local. Seguidamente se reduce a una señal de baja

frecuencia con un segundo mezclador y un filtro paso-bajo. Si la señal posee frecuencia  $f_s$  y el oscilador local tiene una frecuencia  $f_0$ , la salida del primer mezclador consiste en dos frecuencias  $f_s + f_0$  y  $f_s - f_0$ . La frecuencia del oscilador local se selecciona con el propósito de que una de las frecuencias salientes del mezclador sea la frecuencia central del filtro de frecuencia intermedia (FI).

$$f_0 = |f_{FI} - f_s| \quad \text{o} \quad f_0 = f_{FI} + f_s$$

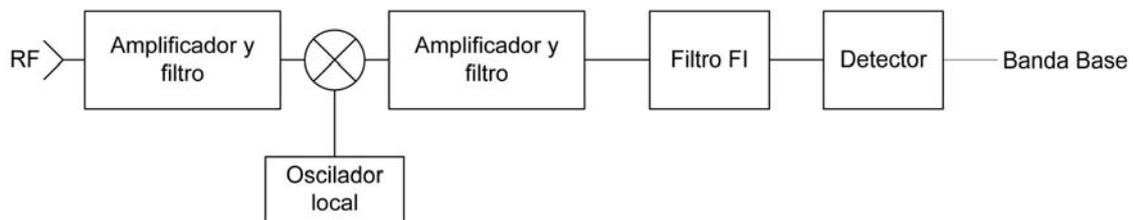


Figura 1.2 – Diagrama de bloques de un receptor superheterodino

Existen otras señales a frecuencia  $f_{IM}$  (frecuencia imagen) que cuando pasan por el mezclador producen una señal a la frecuencia FI. Si  $f_{FI} = |f_0 - f_s|$ , entonces  $f_{IM} = f_0 + f_{FI}$  o  $f_{IM} = f_{FI} - f_0 = 2f_{FI} + f_s$ . No hay manera de separar la señal de la frecuencia imagen una vez se ha introducido al mezclador. En la Figura 1.3 se muestra la aparición de la señal a frecuencia imagen una vez ha pasado por el mezclador cuando  $f_0 < f_s$ . En la Figura 1.4 se muestra cuando  $f_0 > f_s$ .

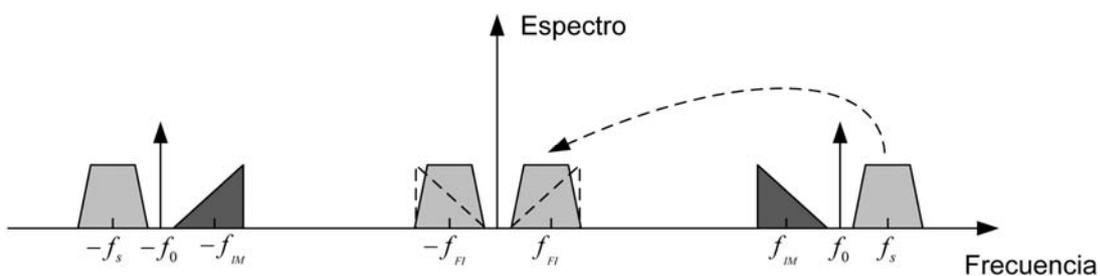


Figura 1.3 – Comportamiento de las señales al pasar por el mezclador cuando  $f_0 < f_s$

Para suprimir esta señal imagen se puede añadir un filtro banda eliminada antes del mezclador. En este proyecto se propone el uso de un filtro sintonizable para sistemas de comunicaciones en banda L. Los filtros sintonizables tienden a ser complejos y representan un porcentaje significativo en el coste global de la fabricación de un

receptor. En este proyecto se va presentar un filtro banda eliminada con sintonía fina realizado con tecnología *microstrip*, con lo cual los costes van a ser reducidos además de conseguir un circuito ligero y compacto.

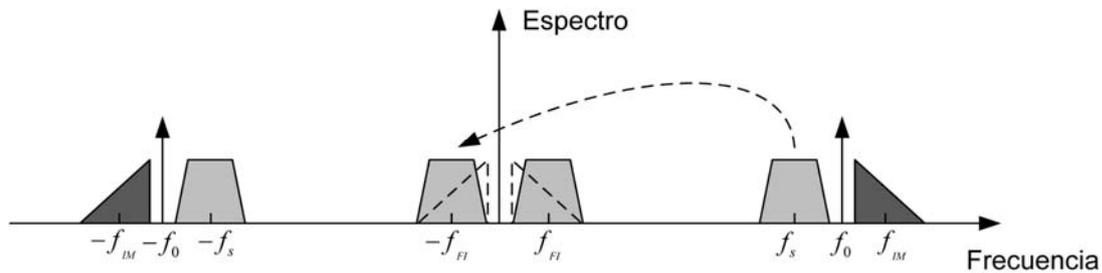


Figura 1.4 - Comportamiento de las señales al pasar por el mezclador cuando  $f_0 > f_s$

### 1.3. Referencias

[1] Carles Musoll Anguiano, Ignacio Llamas Garro, Zabdiel Brito Brito, Lluís Pradell Cara y Alonso Corona Chavez “Filtro Banda Eliminada Reconfigurable en Selectividad, Ancho de Banda y Frecuencia Central”. *XXIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, Madrid, España, Sept. 2008, 4 pp.

[2] Carles Musoll-Anguiano, Ignacio Llamas-Garro, Zabdiel Brito-Brito, Lluís Pradell-Cara, Alonso Corona-Chavez, “Characterizing a Tune All Bandstop Filter”, *IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Signal Integrity and High-Speed Interconnects*, Guadalajara, Mexico, 19-20 February 2009.

[3] Carles Musoll Anguiano, Ignacio Llamas Garro, Zabdiel Brito Brito, Lluís Pradell Cara, Alonso Corona Chavez, “Fully Adaptable Bandstop Filter using Varactor Diodes” (en preparación).

[4] J. Smith, *Modern Communication Circuits*, Mc Graw Hill, 1986

[5] U.L. Rohde, T.T.N. Bucher, *Communication receivers: principles and design*, 2<sup>nd</sup> ed. Mc Graw Hill, 1996





## 2. Fundamentos teóricos

---

En este capítulo presentamos todos los aspectos teóricos que se van utilizar a lo largo del proyecto. Su aparición responde al orden en que han sido empleados para realizar el diseño y la implementación del filtro.

---

## 2.1. Introducción

En primer lugar vamos a exponer las propiedades del filtro que vamos a diseñar e implementar. Posteriormente, presentaremos la topología en que nos hemos basado, los filtros de banda estrecha. El paso siguiente será la exposición de una de las características más relevantes de nuestro proyecto, la introducción de un par de ceros de transmisión. Una vez definida la topología, mostraremos toda la teoría para el diseño de todas las partes del filtro, tipos de inversores y su realización práctica, elementos concentrados o casi-concentrados y tipos de resonadores.

## 2.2. Filtros Chebyshev

El diseño del filtro que se presentará en este proyecto tiene su origen en un filtro Chebyshev convencional, es por eso, que vamos a presentar una pequeña introducción de este tipo de filtros focalizados en los de banda eliminada.

La respuesta de Chebyshev, en un filtro paso-bajo, muestra un rizado constante en la banda de paso y completamente plano en la banda eliminada. La función de transferencia que describe este tipo de respuesta es:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\Omega)} \quad (2.1)$$

Donde la constante  $\varepsilon$  se relaciona con la atenuación en la banda de paso  $L_{Ar}$  en dB mediante:

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1} \quad (2.2)$$

$T_n^2(\Omega)$  es la función de Chebyshev del primer tipo de orden  $n$ , el cual está definido como:

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

Rhodes [1] obtuvo a partir de (2.1) una fórmula general para la función de transferencia para los filtros Chebyshev.

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

Donde:

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

$$\eta = \sinh \left( \frac{1}{n} \sin^{-1} \frac{1}{\varepsilon} \right) \tag{2.6}$$

Cuando los ceros de transmisión  $S_{21}(p)$  se localizan en el infinito, nos encontramos con una respuesta completamente plana. Los polos se sitúan formando una elipse en el semiplano izquierdo. El eje mayor  $j\Omega$  tiene una longitud de  $\sqrt{1+\eta^2}$ , y el eje menor, el eje  $\sigma$ , tiene una longitud de  $\eta$ . La distribución de los polos, para  $n = 5$ , se encuentran en la Figura 2.1.

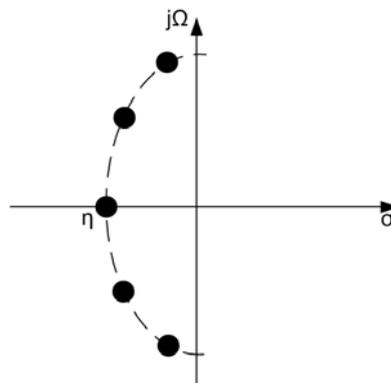


Figura 2.1 - Distribución de los polos en un filtro Chebyshev

### 2.3. Filtro Chebyshev prototipo paso-bajo

Los filtros Chebyshev prototipo paso-bajo tienen una función de transferencia dada en (2.1) con un rizado en la banda de paso  $L_{Ar}$  dB y una frecuencia de corte  $\Omega_c = 1$ . El valor de los elementos en una red de dos puertos tal y como se muestra en la Figura 2.2 se puede calcular con:

$$\begin{aligned}
 g_0 &= 1 \\
 g_1 &= \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) \\
 g_i &= \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \sin\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right] \cdot \sin\left[\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right]}{\gamma^2 + \sin\left[\frac{(i-1)\pi}{n}\right]} \quad \text{para } i = 2, 3, \dots, n \\
 g_{n+1} &= \begin{cases} 1 & \text{para } n \text{ impar} \\ \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & \text{para } n \text{ par} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

Donde:

$$\beta = \ln \left[ \coth \left( \frac{L_{Ar}}{13.37} \right) \right] \tag{2.8}$$

$$\gamma = \sinh \left( \frac{\beta}{2n} \right) \tag{2.9}$$

Algunos valores típicos para rizados determinados se encuentran en tablas tabuladas.

Mediante el rizado en la banda de paso  $L_{Ar}$  dB y la atenuación mínima  $L_{As}$  dB en  $\Omega = \Omega_s$  se puede encontrar el grado de un prototipo paso-bajo de Chebyshev con la siguiente expresión:

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0.1L_{As}} - 1}{10^{0.1L_{Ar}} - 1}}}{\cosh^{-1} \Omega_s} \quad (2.10)$$

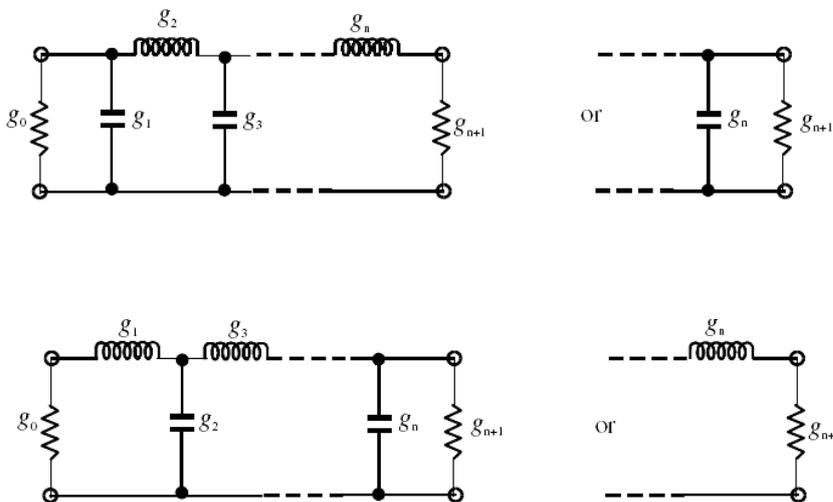


Figura 2.2 – Filtros prototipo paso-bajo

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

$$L_R(\Omega) = 10 \log \left[ |S_{11}(j\Omega)|^2 \right] = 10 \log \left[ 1 - |S_{21}(j\Omega)|^2 \right] dB \quad (2.11)$$

Si las pérdidas de retorno mínimas son las definidas en (2.11) 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:

$$L_{Ar} = -10 \log(1 - 10^{0.1L_R}) dB \quad (2.12)$$

Por definición, *VSWR* es:

$$VSWR = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (2.13)$$

Podemos convertirlo en  $L_{Ar}$  para posteriormente calcular el grado del filtro con (2.4):

$$L_{Ar} = -10 \log \left[ 1 - \left( \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \right)^2 \right] dB \quad (2.14)$$

## 2.4. Transformación de elementos y frecuencia

Hasta el momento hemos tenido en cuenta el prototipo paso-bajo, el cual tiene normalizada la resistencia/conductancia de la fuente  $g_0=1$  y la frecuencia de corte  $\Omega_c = 1$ . Para obtener las características de la frecuencia y el valor de los elementos para filtros prácticos basados en los prototipos paso-bajo se puede aplicar la transformación de frecuencia y de los elementos [2].

La transformación de la frecuencia, que también se le puede llamar mapeo de frecuencia, requiere mapear la respuesta del prototipo paso-bajo en el dominio de la frecuencia  $\Omega$  al dominio frecuencial  $\omega$ . Esta transformación tendrá un efecto en los elementos reactivos, pero no tendrá efecto alguno en los elementos resistivos.

Además en el mapeo de la frecuencia, también se requiere un escalado de la impedancia. Escalar la impedancia eliminará la normalización  $g_0=1$  y ajustará el filtro para que pueda trabajar para cualquier valor de la impedancia de la fuente  $Z_0$ . El factor de escalado de la impedancia  $\gamma_0$  se define como:

$$\gamma_0 = \begin{cases} Z_0 / g_0 & \text{siendo } g_0 \text{ la resistencia} \\ g_0 / Y_0 & \text{siendo } g_0 \text{ la conductancia} \end{cases} \quad (2.15)$$

Donde  $Y_0=1/Z_0$  es la admitancia de la fuente. Cuando se aplique el escalado de la impedancia en la red del filtro no habrá ningún efecto en la forma de la respuesta.

$$\begin{aligned} L &\rightarrow \gamma_0 L \\ C &\rightarrow C / \gamma_0 \\ R &\rightarrow \gamma_0 R \\ G &\rightarrow G / \gamma_0 \end{aligned} \quad (2.16)$$

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

$$\begin{aligned} R &= \gamma_0 g \quad \text{cuando } g \text{ representa la resistencia} \\ G &= \frac{g}{\gamma_0} \quad \text{cuando } g \text{ representa la conductancia} \end{aligned} \quad (2.17)$$

### 2.4.1. Transformación banda eliminada

La transformación de la frecuencia del prototipo paso-bajo a banda eliminada se consigue con el mapeo de frecuencia:

$$\Omega = \frac{\Omega_c FBW}{\left( \frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right)} \quad (2.18)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (2.19)$$

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (2.20)$$

Donde  $\omega_2 - \omega_1$  es el ancho de banda,  $\Omega$  es la frecuencia normalizada variable del prototipo paso-bajo,  $\Omega_c$  es la frecuencia de corte, y  $\omega_0$  y  $FBW$  son la frecuencia central y el ancho de banda relativo del filtro banda eliminada, respectivamente. Esta transformación es totalmente la contraria a la transformación paso-banda. Como se muestra en la Figura 2.3, el elemento inductivo/capacitivo  $g$  en el prototipo paso-bajo se transforman en un circuito resonante en paralelo/serie en el filtro banda eliminada. Los elementos para los resonadores  $LC$  del filtro banda eliminada son:

$$C_p = \left( \frac{1}{FBW \omega_0 \Omega_c} \right) \frac{1}{\gamma_0 g} \quad \text{donde } g \text{ representa la inductancia}$$

$$L_p = \left( \frac{FBW \Omega_c}{\omega_0} \right) \gamma_0 g \quad \text{donde } g \text{ representa la inductancia} \quad (2.21)$$

$$L_s = \left( \frac{1}{FBW \omega_0 \Omega_c} \right) \frac{\gamma_0}{g} \quad \text{donde } g \text{ representa la capacitancia}$$

$$C_s = \left( \frac{FBW \Omega_c}{\omega_0} \right) \frac{g}{\gamma_0} \quad \text{donde } g \text{ representa la capacitancia} \quad (2.22)$$

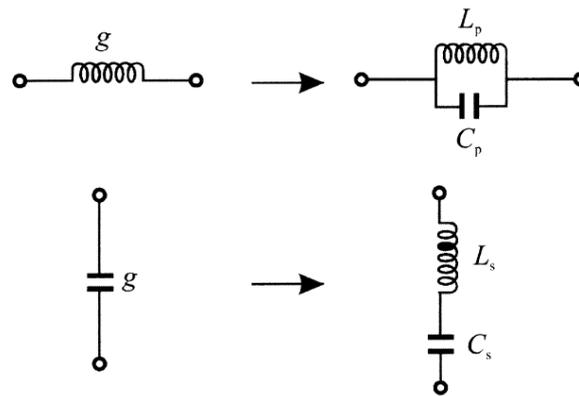


Figura 2.3 – Transformación a banda eliminada

## 2.5. Filtros de Banda Eliminada de Banda Estrecha

En la Figura 2.4 y Figura 2.5 se muestran dos configuraciones típicas para filtros de banda eliminada de banda estrecha para el modo TEM o casi-TEM. En la Figura 2.4, la línea de transmisión está acoplada eléctricamente a resonadores de media longitud de onda. Este diseño será el punto de partida del estudio de nuestro filtro. En la Figura 2.5, la línea de transmisión está magnéticamente acoplada a resonadores de media longitud de onda en forma de horquilla. En ambos casos, los resonadores están separados un cuarto de longitud de onda.

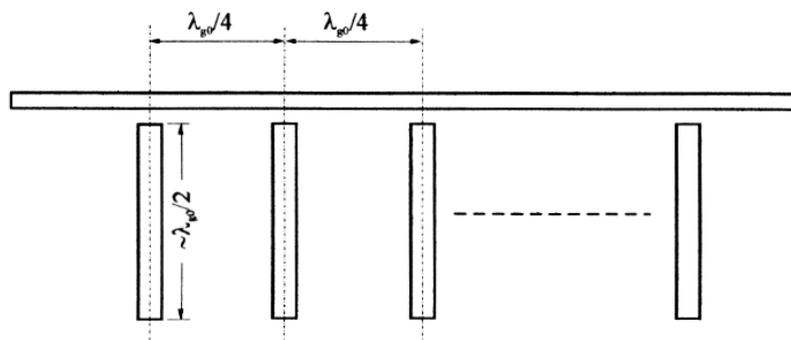


Figura 2.4 – Filtro banda elimina de banda estrecha TEM o casi TEM con acoplamientos eléctricos

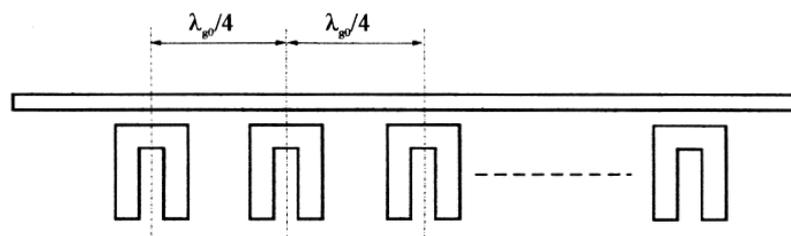


Figura 2.5 – Filtro banda eliminada de banda estrecha TEM o quasi TEM con acoplamientos magnéticos

El propósito general para un diseño de banda estrecha está basado en los parámetros de la pendiente de la reactancia/susceptancia de los resonadores. Para el diseño de filtros de banda eliminada se emplea un prototipo paso-bajo con una transformación de la frecuencia expuesta en (2.18). La frecuencia central  $\omega_0$ , la frecuencia de corte inferior  $\omega_1$  y la frecuencia de corte superior  $\omega_2$  se indican en la Figura 2.6.

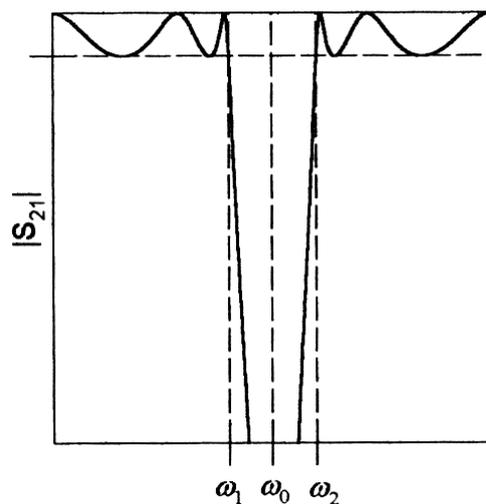


Figura 2.6 – Respuesta de un filtro banda eliminada Chebyshev

Ya que el diseño que nos interesa es el de la Figura 2.4, vamos a mostrar el circuito equivalente en la Figura 2.7, donde  $Z_0$  es la impedancia del final de la línea.  $Z_U$  es la impedancia característica de los inversores de impedancia, y todos los parámetros del circuito, las inductancias  $L_i$  y capacitancias  $C_i$ , están definidas en términos de los elementos del prototipo paso-bajo.

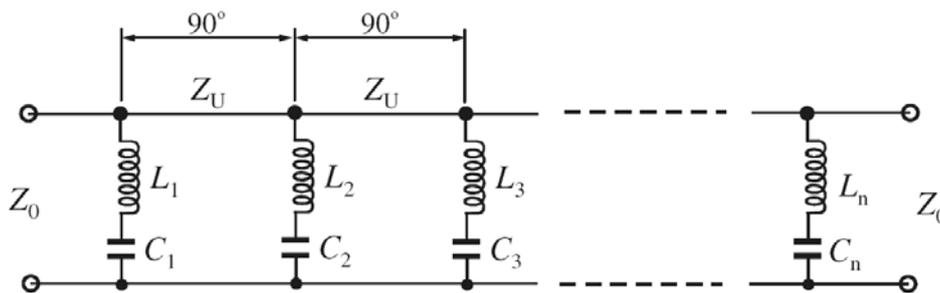


Figura 2.7 – Circuito equivalente de la Figura 2.4

$$\frac{Z_U}{Z_0} = \frac{1}{g_0 g_{n+1}}$$

(2.23)

$$x_i = \omega_0 L_i = \frac{1}{\omega_0 C_i} = Z_0 \left( \frac{Z_U}{Z_0} \right)^2 \frac{g_0}{g_i \Omega_c FBW} \quad i = 1..n \quad (2.24)$$

Donde  $g_i$  son los valores de los elementos del prototipo paso-bajo, y  $x_i$  es parámetro que denota pendiente de la reactancia de los resonadores que se distribuyen en paralelo.

Es obvio que para un prototipo paso-bajo determinado, conociendo los valores de los elementos, se puede determinar la pendiente de la reactancia utilizando (2.24). El siguiente paso es diseñar los resonadores como los de la Figura 2.4 o Figura 2.5. Considerando una red de dos puertos con una sola etapa como las de la Figura 2.7 que posee una impedancia  $Z = j\omega L + 1/(j\omega C)$ , la frecuencia de resonancia es  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  y tiene una pendiente de reactancia de  $x = \omega_0 L$ . El parámetro de transmisión de esta red terminada con una impedancia  $Z_0$  es:

$$S_{21} = \frac{1}{1 + \frac{Z_0}{2Z}} \quad (2.25)$$

Sabiendo que  $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$  y considerando que en los casos de filtros de banda estrecha,  $\Delta\omega \ll \omega_0$ , la impedancia  $Z$  se puede aproximar por:

$$Z = j\omega_0 L \left( \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \right) \quad (2.26)$$

La aproximación realizada es  $\left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \approx 2\Delta\omega/\omega_0$ . En sustitución en la ecuación (2.25):

$$|S_{21}| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[ \frac{1}{4 \left( \frac{x}{Z_0} \right)^2} \frac{\omega_0}{\Delta\omega} \right]^2}} \quad (2.27)$$

Tenemos una resonancia cuando  $\omega = \omega_0$  o  $\Delta\omega = 0$ . Entonces el parámetro  $|S_{21}| = 0$  formando un polo de atenuación. Variando la frecuencia hasta que:

$$\frac{1}{4\left(\frac{x}{Z_0}\right)} \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{\pm}} = \pm 1 \quad (2.28)$$

El valor de  $|S_{21}|$  es de 0.707 o -3 dB. Con las frecuencias  $\omega_+$  y  $\omega_-$  podemos definir el ancho de banda a 3dB:

$$\Delta\omega_{3dB} = \Delta\omega_+ - \Delta\omega_- = \frac{\omega_0}{2\left(\frac{x}{Z_0}\right)} \quad (2.29)$$

Esta ecuación es muy útil porque relaciona el parámetro de la pendiente de la reactancia con la respuesta del resonador. Esto facilita el cálculo de  $x$  después de obtener la respuesta con un simulador o haciendo las medidas experimentales [2].

## 2.6. Filtros selectivos con un par de ceros de transmisión

El filtro que posee un par de ceros de transmisión o polos de atenuación a frecuencias finitas proporciona una mejora de la selectividad. Esto es viable con un diseño intermedio entre los filtros Chebyshev y los elípticos, aunque hay dificultades prácticas en la realización del diseño [1-3].

La función de transferencia de este tipo de filtros es:

$$|S_{21}(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\Omega)} \quad (2.30)$$

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{\frac{L_R}{10}} - 1}} \quad (2.31)$$

$$F_n(\Omega) = \cosh \left\{ (n-2) \cosh^{-1}(\Omega) + \cosh^{-1} \left( \frac{\Omega_a \Omega - 1}{\Omega_a - \Omega} \right) + \cosh^{-1} \left( \frac{\Omega_a \Omega + 1}{\Omega_a + \Omega} \right) \right\} \quad (2.32)$$

Donde  $\Omega$  es la frecuencia variable que está normalizada a la frecuencia de corte del filtro prototipo paso-bajo,  $\varepsilon$  es la constante de rizado que se relaciona con las pérdidas de retorno con  $L_R = 20 \log |S_{11}|$  en dB y  $n$  es el grado del filtro. Las frecuencias de los ceros de atenuación se localizan en  $\Omega = \pm \Omega_a$  ( $\Omega_a > 1$ ). Hay que tener en cuenta que cuando  $\Omega_a \rightarrow \infty$  la función  $F_n(\Omega)$  se convierte en la familiar función de Chebyshev. La función de transferencia del filtro banda eliminada que vamos a estudiar viene determinada por el uso de la transformación de la frecuencia (2.15).

Las frecuencias donde se encuentran los dos ceros de transmisión del filtro banda eliminada son:

$$\omega_{a1} = \omega_0 \frac{-FBW + \sqrt{FBW^2 + 4\Omega_a^2}}{2\Omega_a} \quad (2.33)$$

$$\omega_{a2} = \omega_0 \frac{FBW + \sqrt{FBW^2 + 4\Omega_a^2}}{2\Omega_a} \quad (2.34)$$

Los ceros de transmisión de este tipo de filtro se puede realizar con acoplado cruzado de resonadores no adyacentes en un filtro estándar de Chebyshev. Levy [4] ha desarrollado un método aproximado de síntesis basado en un prototipo paso-bajo que se puede observar en la Figura 2.8, donde las cajas rectangulares representan inversores de admitancias ideales con una admitancia característica  $J$ . El método aproximado de síntesis del filtro empieza con los valores de los filtros de Chebyshev.

$$g_1 = \frac{2 \sin \frac{\pi}{2n}}{\gamma}$$

$$g_i g_{i-1} = \frac{4 \sin \frac{(2i-1)\pi}{2n} \sin \frac{(2i-3)\pi}{2n}}{\gamma^2 + \sin^2 \frac{(i-1)\pi}{n}} \quad (i = 1, 2, \dots, m), \quad m = n/2 \quad (2.35)$$

$$\gamma = \sinh \left( \frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\varepsilon} \right) \quad (2.36)$$

$$S = \left( \sqrt{1 + \varepsilon^2} + \varepsilon \right)^2 \text{ (VSWR en la banda de paso)} \quad (2.37)$$

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

$$J_{m-1} = 0 \quad (2.38)$$

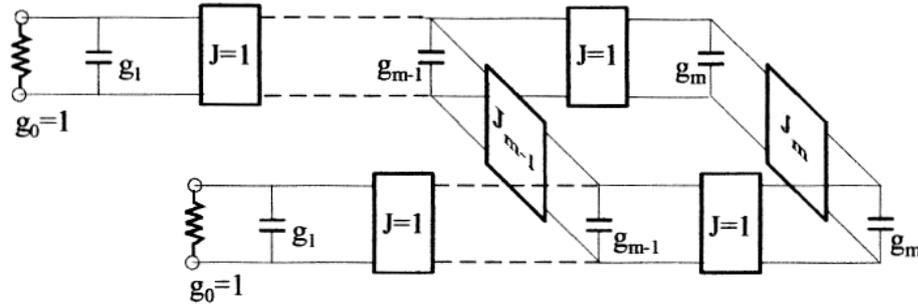


Figura 2.8 – Prototipo paso-bajo para la síntesis del filtro

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

$$J_{m-1} = \frac{-J'_m}{(\Omega_a g_m)^2 - J_m'^2} \quad (2.39)$$

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

$$J'_m = \frac{J_m}{1 + J_m^2 J_{m-1}} \quad (2.40)$$

Donde  $J'_m$  se interpreta como una actualización de  $J_m$ . La ecuación (2.39) y (2.40) se resuelven de forma iterativa con los valores iniciales de  $J_m$  y  $J_{m-1}$  dados en (2.35). Los otros elementos del filtro de Chebyshev original no han cambiado.

El método descrito arriba es simple, aunque bastante útil en muchos casos para el diseño de filtros selectivos. Pero carece de exactitud, e incluso puede ser errónea para filtros muy selectivos que requieran mover los polos de atenuación lo más cerca posible de las frecuencias de corte. Por eso, se necesita el uso de procedimientos de síntesis

muy exactos. Alternativamente, se puede utilizar una tabla tabulada extraída de un diseño muy exacto, como por ejemplo la Tabla 2.1. En (2.33) y (2.34), los valores de las frecuencias de los polos de atenuación  $\Omega_a$  cubren un rango amplio para diseños prácticos que requieren una selectividad alta. Para los filtros banda eliminada que requieran una menor selectividad, es decir, una mayor  $\Omega_a$ , se puede utilizar el método aproximado presentado anteriormente.

Se muestran las fórmulas (2.41) y la tabla tabulada Tabla 2.1 para el caso concreto  $n = 4$  y  $1.8 \leq \Omega_a \leq 2.4$ , ya que se utilizarán más adelante en el diseño del filtro banda eliminada.

Las siguientes fórmulas han sido obtenidas a partir de la curva para  $L_R = 20dB$ :

$$\begin{aligned}
 g_1(\Omega_a) &= 1.22147 - 0.35543 \cdot \Omega_a + 0.18337 \cdot \Omega_a^2 - 0.0447 \cdot \Omega_a^3 + 0.00425 \cdot \Omega_a^4 \\
 g_2(\Omega_a) &= 7.22106 - 9.48678 \cdot \Omega_a + 5.89032 \cdot \Omega_a^2 - 1.65776 \cdot \Omega_a^3 + 0.17723 \cdot \Omega_a^4 \\
 J_1(\Omega_a) &= -4.30192 + 6.26745 \cdot \Omega_a - 3.67345 \cdot \Omega_a^2 + 0.9936 \cdot \Omega_a^3 - 0.10317 \cdot \Omega_a^4 \\
 J_2(\Omega_a) &= 8.17573 - 11.36315 \cdot \Omega_a + 6.96223 \cdot \Omega_a^2 - 1.94244 \cdot \Omega_a^3 + 0.20636 \cdot \Omega_a^4 \\
 (n = 4 \quad y \quad 1.8 \leq \Omega_a \leq 2.4)
 \end{aligned}
 \tag{2.41}$$

$\Omega_a$	$g_1$	$g_2$	$J_1$	$J_2$
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 2.1 - Valor de los elementos para un prototipo con cuatro polos y para una  $L_R=20$  dB

## 2.7. Filtros con inversores de admitancias e impedancias

Un inversor de impedancia ideal es una red de dos puertos que la única propiedad que tiene es que a cualquier frecuencia, asumiendo que un puerto termina con una impedancia  $Z_2$ , la impedancia que se ve en el otro puerto es:

$$Z_1 = \frac{K^2}{Z_2} \quad (2.42)$$

Donde  $K$  es real y define la impedancia característica del inversor. Como se puede observar, si  $Z_2$  es inductiva/capacitiva,  $Z_1$  será capacitiva/inductiva y por eso, el inversor tiene un cambio de fase de  $90^\circ$  o un múltiple impar de  $\pm 90^\circ$ . Los inversores de impedancia se conocen como  $K$ -inversores. La matriz  $ABCD$  de un inversor de impedancias ideal se puede generalizar como:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \mp jK \\ \pm \frac{1}{jK} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

Del mismo modo, un inversor de admitancias es una red de dos puertos que tiene la propiedad en cualquier frecuencia de que si la admitancia conectada a un puerto es  $Y_2$ , la admitancia  $Y_1$  del otro puerto es:

$$J_1 = \frac{J^2}{Y_2} \quad (2.44)$$

Donde  $J$  es real y se denomina la admitancia característica del inversor. De forma similar, el inversor de admitancias tiene un cambio de fase de  $\pm 90^\circ$  o un múltiple impar. Los inversores de admitancias también se llaman  $J$ -inversores. En general, la matriz de un inversor de admitancias es:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \pm \frac{1}{jJ} \\ \mp jJ & 0 \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Se puede mostrar que una inductancia en serie con un inversor en cada lado se parece a una capacitancia desde sus terminales exteriores, tal como se indica en la Figura 2.9. De la misma manera, una capacitancia en paralelo con un inversor en cada lado se parece a una inductancia desde sus terminales externos, tal y como se demuestra en la Figura 2.10. También como se indica, los inversores tienen la capacidad de cambiar los niveles de impedancia o de admitancia dependiendo de qué valores de  $K$  o  $J$  se escojan. Utilizando estas propiedades, podemos convertir un filtro en otro equivalente para una implementación más conveniente.

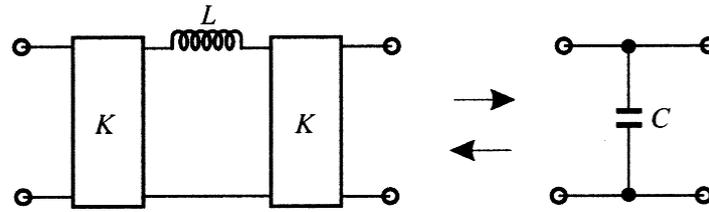


Figura 2.9 - Inversores de impedancias utilizados para convertir una capacitancia en paralelo en un circuito equivalente con una inductancia en serie

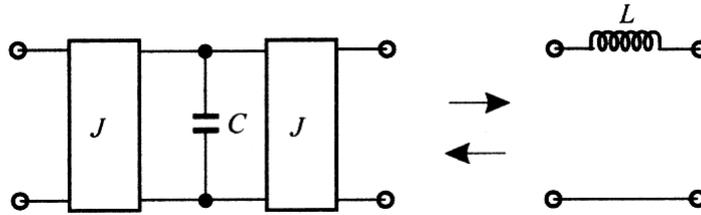


Figura 2.10 - Inversores de admitancia utilizados para convertir una inductancia en serie en un circuito equivalente con una capacitancia en paralelo

Los parámetros de los inversores son invariables con la frecuencia. Esto hace, que los filtros paso-bajo de la Figura 2.2 puedan transformarse fácilmente en otros tipos de filtro aplicando el mapeo de frecuencia. Por ejemplo, en la Figura 2.13 se ilustra un filtro banda eliminada que se consigue aplicando el mapeo de frecuencia en el filtro prototipo de la Figura 2.12. Los valores  $C_{si}$  y  $L_{si}$  son los valores del condensador y el inductor en serie para el filtro banda eliminada de la Figura 2.13. Despejando  $C_{ai}$  de (2.46) y aplicándola en (2.49) se obtienen los valores para cada uno de los inversores de filtro  $J_{i,i+1}$  (2.50).

$$C_{si} = \left( \frac{\Omega_c FBW}{\omega_0} \right) C_{ai} \tag{2.46}$$

$$L_{si} = \frac{1}{\omega_0^2 C_{si}} \tag{2.47}$$

Por ejemplo, las dos estructuras que se muestran en la Figura 2.2 pueden convertirse en otras dos estructuras donde los valores  $g_i$  son los originales del prototipo. Los nuevos valores de  $Z_0$ ,  $Z_{n+1}$ ,  $Y_0$ ,  $Y_{n+1}$  i  $C_{ai}$  pueden escogerse arbitrariamente y la respuesta del filtro será idéntica que la del prototipo original,

siempre y cuando los valores de los parámetros  $K_{i,i+1}$  y  $J_{i,i+1}$  se especifiquen tal y como se muestra en las ecuaciones (2.48) o (2.49). En la Figura 2.11 y en Figura 2.12 se muestran dos prototipos paso-bajo implementados con inversores de impedancias y admitancias, respectivamente.

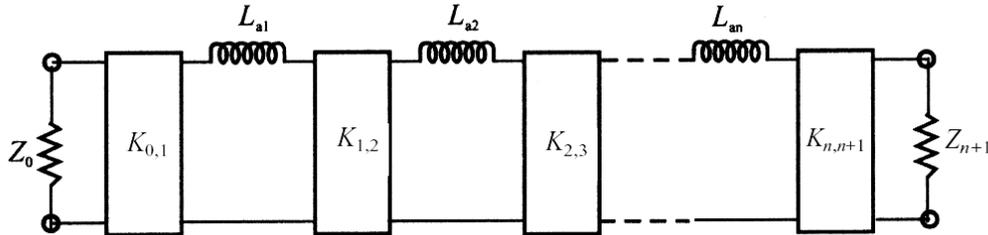


Figura 2.11 - Filtro prototipo paso-bajo modificado para incluir inversores de impedancia

$$K_{0,1} = \sqrt{\frac{Z_0 L_{a1}}{g_0 g_1}} \quad K_{i,i+1} = \sqrt{\frac{L_{ai} L_{a(i+1)}}{g_i g_{i+1}}} \Big|_{i=1 \ a \ n-1} \quad K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{L_{an} Z_{n+1}}{g_n g_{n+1}}} \quad (2.48)$$

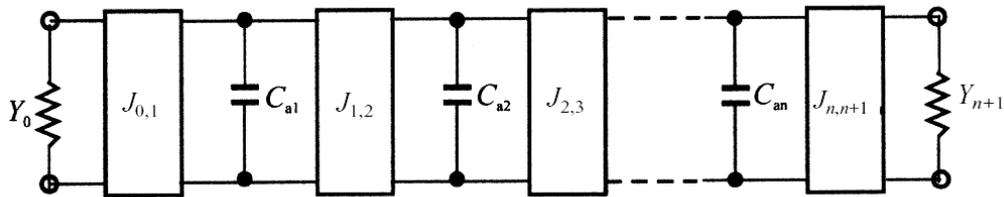


Figura 2.12 - Filtro prototipo paso-bajo modificado para incluir inversores de admitancia

$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{Y_0 C_{a1}}{g_0 g_1}} \quad J_{i,i+1} = \sqrt{\frac{C_{ai} C_{a(i+1)}}{g_i g_{i+1}}} \Big|_{i=1 \ a \ n-1} \quad J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{C_{an} Y_{n+1}}{g_n g_{n+1}}} \quad (2.49)$$

Como se ha mencionado arriba, los parámetros  $K$  deben mantenerse inalterables al aplicar la transformación de la frecuencia. En la Figura 2.14 se muestran un el filtro banda eliminada de la Figura 2.13 donde los resonadores LC son substituidos por circuitos distribuidos. Los circuitos distribuidos pueden ser cavidades, resonadores *microstrip*, o cualquier estructura resonante.

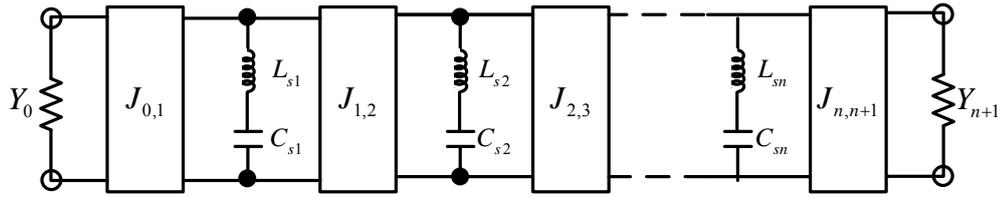


Figura 2.13 - Filtro banda eliminada con inversores de admitancias

$$\begin{aligned}
 J_{0,1} &= \sqrt{\frac{Y_0 \omega_0 C_{s1}}{\Omega_c FBW g_0 g_1}} & J_{i,i+1} &= \frac{\omega_0}{\Omega_c FBW} \sqrt{\frac{C_{si} C_{s(i+1)}}{g_i g_{i+1}}} \Big|_{i=1 \text{ a } n-1} & J_{n,n+1} &= \sqrt{\frac{\omega_0 C_{sn} Y_{n+1}}{\Omega_c FBW g_n g_{n+1}}} \\
 L_{si} &= \frac{1}{\omega_0^2 C_{si}} \Big|_{i=1 \text{ a } n}
 \end{aligned}
 \tag{2.50}$$

En el caso ideal, las reactancias o susceptancias de los circuitos distribuidos deberían ser equivalentes a los circuitos de elementos concentrados para cualquier frecuencia. En la práctica, sólo se aproximan las reactancias o susceptancias de los resonadores de elementos concentrados cerca de la resonancia. No obstante, esto ya es suficiente para filtros de banda estrecha. Por conveniencia, en la banda central, la reactancia/susceptancia del resonador distribuido y la pendiente de la reactancia/susceptancia se igualan para corresponder con los valores del resonador de elementos concentrados. La pendiente de la reactancia tiene un cero en la frecuencia central  $\omega_0$ , tal y como se define en:

$$x = \frac{\omega_0}{2} \frac{dX(\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0}
 \tag{2.51}$$

Donde  $X(\omega)$  es la reactancia del resonador distribuido. En la susceptancia ocurre lo mismo, tiene un cero en la frecuencia central  $\omega_0$ .

$$b = \frac{\omega_0}{2} \frac{dB(\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0}
 \tag{2.52}$$

Donde  $B(\omega)$  es la susceptancia del resonador distribuido. Se puede mostrar que la pendiente de la reactancia de un resonador  $LC$  en serie de elementos concentrados es  $\omega_0 L$ , y la pendiente de la susceptancia de un resonador  $LC$  en paralelo de elementos

concentrados es  $\omega_0 C$ . Por eso, reemplazando  $\omega_0 C_{si}$  en las ecuaciones (2.50) por el término (2.52), da las fórmulas (2.53) correspondientes a la Figura 2.14.

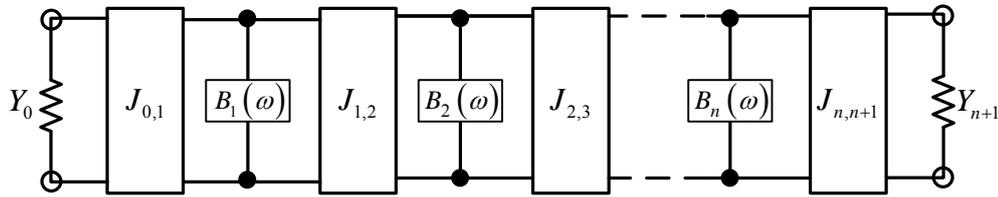


Figura 2.14 – Filtro banda eliminada genérico utilizando inversores de admitancias

$$\begin{aligned}
 J_{0,1} &= \sqrt{\frac{Y_0 b_1}{\Omega_c FBW g_0 g_1}} & J_{i,i+1} &= \frac{1}{\Omega_c FBW} \sqrt{\frac{b_i b_{i+1}}{g_i g_{i+1}}} \Big|_{i=1}^{n-1} & J_{n,n+1} &= \sqrt{\frac{b_n Y_{n+1}}{\Omega_c FBW g_n g_{n+1}}} \\
 b_i &= \frac{\omega_0}{2} \frac{dB_i(\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0}
 \end{aligned}
 \tag{2.53}$$

## 2.8. Realización práctica de inversores de impedancias y admitancias

Una de las formas más simples de realizar un inversor es con una línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda. Es fácil de mostrar que una línea posee una matriz  $ABCD$  como (2.43) donde  $K = Z_c$  ohmios, siendo  $Z_c$  la impedancia característica de la línea en cuestión. Una línea de un cuarto de longitud de onda también se puede usar como un inversor de admitancias.  $J = Y_c$ , donde  $Y_c = \frac{1}{Z_c}$  es la admitancia característica de la línea. Además una línea de un cuarto de longitud de onda es muy apropiada para inversores en filtros de banda eliminada de banda estrecha.

Hay otros muchos circuitos que pueden funcionar como inversores. Todos necesariamente producen un cambio de fase  $\pm 90$  o múltiple impar y además trabajan en anchos de banda más amplios que una línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda. La Figura 2.15 y la Figura 2.16 muestran cuatro circuitos de elementos concentrados típicos que funcionan como inversores. Mientras los inversores de la Figura 2.15 son interesantes para utilizarlos como  $K$ -inversores, los de la Figura 2.16 lo son para  $J$ -inversores.

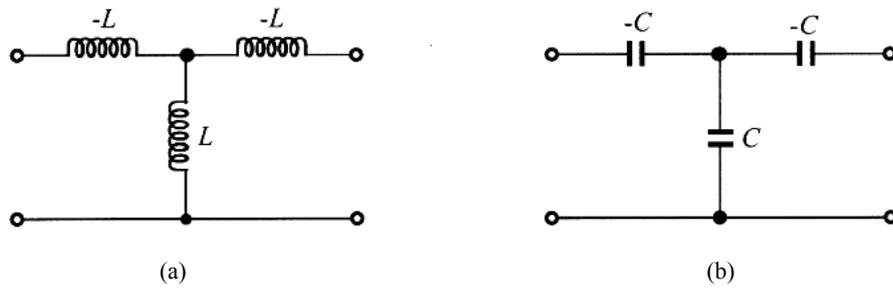


Figura 2.15 – Inversores de impedancias con circuitos de constantes concentradas

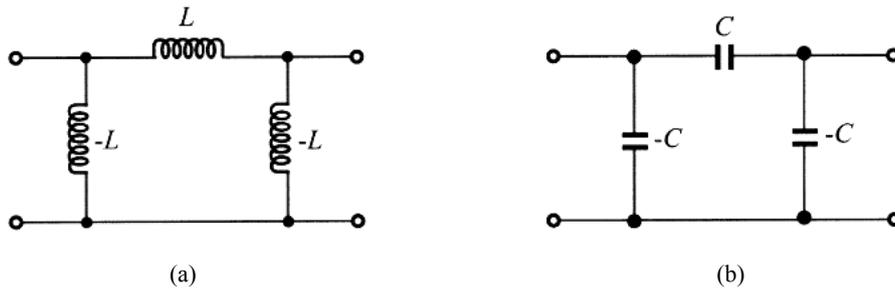


Figura 2.16 – Inversores de admitancias con circuitos de constantes concentradas

Se puede mostrar que la Figura 2.15 (a) y la Figura 2.16 (b) tienen un desplazamiento de fase (la fase de  $S_{21}$ ) de  $+90^\circ$ , mientras que la Figura 2.15 (b) y Figura 2.16 (a) tienen un desplazamiento de fase de  $-90^\circ$ . Por eso en la matriz  $ABCD$  aparecen los signos “ $\pm$ ” y “ $\mp$ ”.

Otro tipo de inversor es un circuito mixto con elementos concentrados y líneas de transmisión, tal y como se muestran en la Figura 2.17 y Figura 2.18, donde  $Z_0$  y  $Y_0$  son la impedancia y la admitancia característica, respectivamente, y  $\phi$  es la longitud eléctrica total de la línea. En la práctica, la línea de longitud eléctrica positiva o negativa se puede añadir o sustraer de las líneas adyacentes siempre que tenga la misma impedancia característica. Otros circuitos pueden construirse sólo para operar como inversores en la banda de frecuencia que interese.

En realidad, los parámetros  $J$  y  $K$  dependen en la práctica de la frecuencia. Tan solo se pueden aproximarse al valor ideal en un rango de frecuencia determinado. Por eso, los filtros diseñados utilizando la teoría de los inversores de impedancia y admitancia son los mejores para aplicarlos en los filtros de banda estrecha.

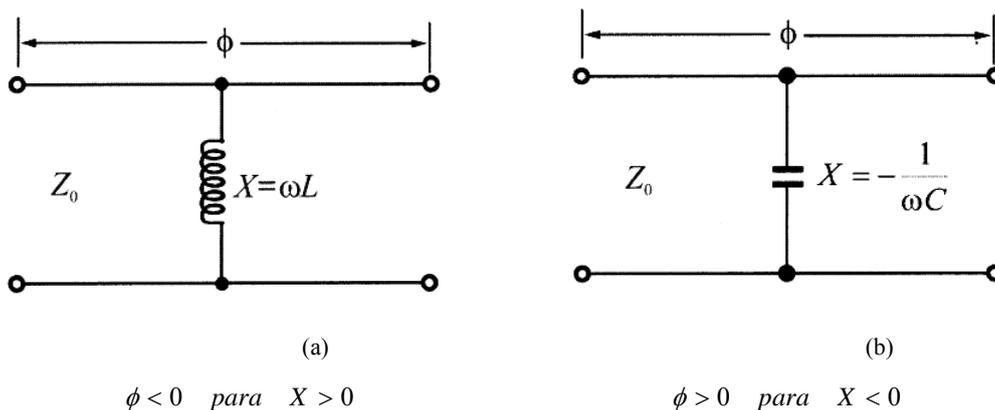


Figura 2.17 – Inversores de impedancia con líneas de transmisión

$$K = Z_0 \tan \left| \frac{\phi}{2} \right| \qquad \phi = -\tan^{-1} \frac{2X}{Z_0} \qquad \left| \frac{X}{Z_0} \right| = \frac{K/Z_0}{1 - \left( K/Z_0 \right)^2} \qquad (2.54)$$

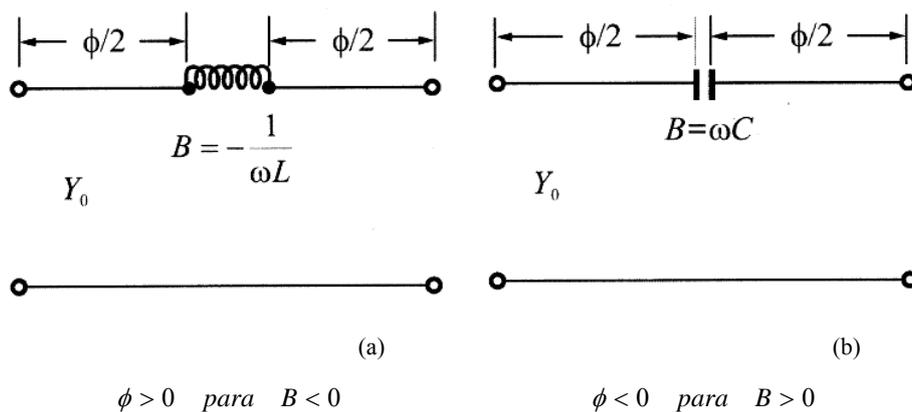


Figura 2.18 – Inversores de admitancia con líneas de transmisión

$$J = Y_0 \tan \left| \frac{\phi}{2} \right| \qquad \phi = -\tan^{-1} \frac{2B}{Y_0} \qquad \left| \frac{B}{Y_0} \right| = \frac{J/Y_0}{1 - \left( J/Y_0 \right)^2} \qquad (2.55)$$

## 2.9. Elementos concentrados y casi-concentrados

Los elementos casi-concentrados son secciones cortas de líneas de transmisión y *stubs*, las longitudes de las cuales son menores a un cuarto de longitud de onda a la cual

se opera. Son los componentes más comunes para realizar la aproximación de elementos concentrados en estructuras de filtros realizados en *microstrip*. Si las dimensiones son menores a un octavo de longitud de onda, estos elementos se pueden considerar como elementos concentrados.

Vamos a poner como ejemplo sólo los elementos concentrados casi-concentrados que se han utilizado en el proyecto. En el primer apartado se describen los elementos casi-concentrados utilizados y en el segundo los elementos concentrados.

### 2.9.1. Stubs en circuito abierto o cortocircuitado

Vamos a demostrar que un *stub* en circuito abierto realizado con una línea *microstrip* de bajas pérdidas puede ser equivalente a un condensador en paralelo y que un *stub* cortocircuitado puede ser equivalente a un inductor en paralelo, como se indica en la Figura 2.19 y Figura 2.20, respectivamente.

Cogiendo la teoría de las líneas de transmisión, la admitancia de entrada de una línea de transmisión en circuito abierto que tiene una admitancia característica  $Y_c = \frac{1}{Z_c}$

y una constante de propagación  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}$  viene dada por:

$$Y_{in} = jY_c \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda_g} l\right) \quad (2.56)$$

Donde  $l$  es la longitud del *stub*. Si  $l < \frac{\lambda_g}{4}$ , la admitancia de entrada es capacitiva.

Si el *stub* es aún más corto,  $l < \frac{\lambda_g}{8}$ , la admitancia de entrada puede aproximarse de la siguiente forma:

$$Y_{in} \approx jY_c \left(\frac{2\pi}{\lambda_g} l\right) = j\omega \left(\frac{Y_c l}{\nu_p}\right) \quad (2.57)$$

Donde  $v_p$  es la velocidad de fase de la propagación en el *stub*. Ahora se puede ver claramente que un *stub* en circuito abierto es equivalente a un condensador en paralelo

$$C = \frac{Y_c l}{v_p}.$$

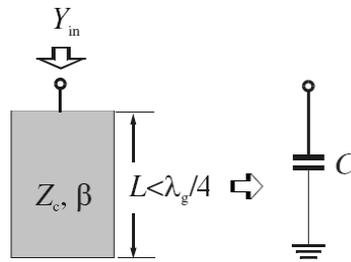


Figura 2.19 – *Stub* en circuito abierto

De la misma forma, la impedancia de entrada de una línea de transmisión cortocircuitada viene dada por:

$$Z_{in} = jZ_c \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda_g} l\right) \tag{2.58}$$

Esta impedancia de entrada es inductiva para  $l < \frac{\lambda_g}{4}$ . Si  $l < \frac{\lambda_g}{8}$ , una aproximación de la impedancia es:

$$Z_{in} = jZ_c \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda_g} l\right) \tag{2.59}$$

Así pues, una sección corta de un *stub* cortocircuitado, se puede aproximar como un elemento concentrado inductivo  $L = \frac{Z_c l}{v_p}$ .

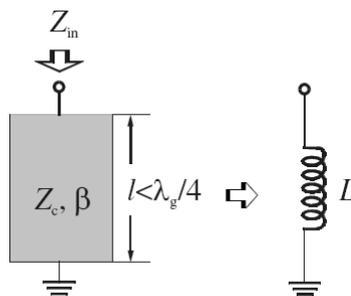


Figura 2.20 – *Stub* cortocircuitado

## 2.9.2. Condensadores interdigitales

En [6] se presentan los condensadores interdigitales como elementos concentrados para circuitos de microondas que requieran unas pérdidas relativamente bajas. Este tipo de elementos pueden fabricarse utilizando los mismos pasos que se requieren para fabricar los circuitos *microstrip*. Se consiguen capacidades muy bajas, alrededor a 0.1 pF. La capacidad de estos elementos da en función de  $A_1$  y  $A_2$ , términos que representan la contribución interior y exterior del los *fingers* ilustrados en la Figura 2.21. En (2.60) se presenta la fórmula matemática para el cálculo de la capacidad de estos elementos y de los términos  $A_1$  y  $A_2$  (2.61). En la Figura 2.21 se muestran las dimensiones de un condensador interdigital. Las tres dimensiones son necesarias para el cálculo de la capacidad del condensador.

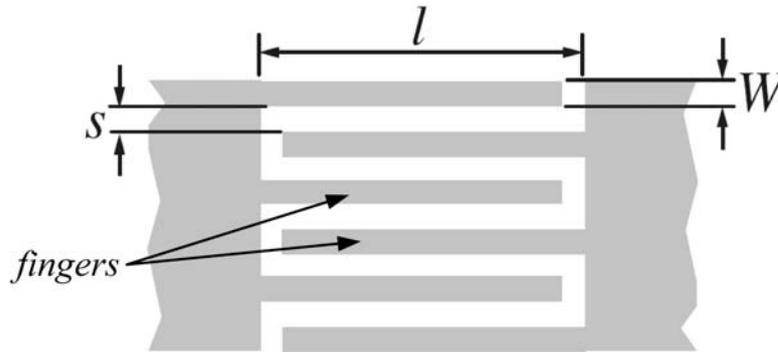


Figura 2.21- Condensador interdigital

$$C(pF) = \frac{\varepsilon_r + 1}{W} l [(N - 3) A_1 + A_2] \quad (2.60)$$

$$A_1 = \left[ 0.3349057 - 0.15287116 \left( \frac{t}{x} \right) \right]^2$$

$$A_2 = \left[ 0.50133101 - 0.22820444 \left( \frac{t}{x} \right) \right]^2 \quad (2.61)$$

Donde  $n$  es el número de *fingers*,  $\varepsilon_r$  es la constante dieléctrica relativa del sustrato y  $t$  es el grosor de la metalización. No obstante, [2] sugiere una expresión mucho más cerrada (2.62). Se puede aplicar en el caso en que el ancho  $W$  del *finger* sea igual que el espacio  $s$  entre ellos. De esta forma se consigue la máxima densidad de capacitancia asumiendo que el grosor del sustrato  $h$  es mayor que el ancho del *finger*.

$$C(pF) = 3.937 \cdot 10^{-5} l(\epsilon_r + 1) [0.11(n-3) + 0.252] \quad (2.62)$$

## 2.10. Resonadores

Un resonador realizado en *microstrip* es una estructura cualquiera que es capaz de contener, al menos, un campo electromagnético oscilante. Hay muchas formas de resonadores. En general, los resonadores realizados en *microstrip* para diseños de filtros pueden clasificarse en resonadores con elementos concentrados o casi-concentrados y líneas distribuidas. Algunas de las configuraciones más típicas se encuentran en la Figura 2.22.[2,7]

Los resonadores formados por inductores y condensadores en forma de elementos concentrados o casi-concentrados se muestran en la Figura 2.22. Obviamente resuenan a la frecuencia  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ . No obstante, puede resonar a frecuencias más elevadas, donde su tamaño no es mucho más pequeño que la longitud de onda.

Los resonadores de líneas distribuidas que se muestran en la Figura 2.22 se pueden llamar resonadores de un cuarto de longitud de onda, ya que tienen una longitud  $\frac{\lambda_{g0}}{4}$ , donde  $\lambda_{g0}$  es la longitud de onda de frecuencia de resonancia fundamental  $f_0$ . También pueden resonar a otras frecuencias más altas, cuando  $f = (2n+1)f_0$  para  $n = 2, 3, \dots$ . Otro resonador de línea distribuida es el resonador de media longitud de onda, como el de la Figura 2.22, con una longitud de  $\frac{\lambda_{g0}}{2}$ . También puede resonar cuando  $f = nf_0$  para  $n = 2, 3, \dots$ . Otras estructuras son los resonadores en forma de anillo y los resonadores *patch* [2]. Estos últimos son interesantes para el diseño de filtros en donde se quiera aumentar la capacidad de gestionar la potencia, aunque tienden a tener una fuerte radiación. No obstante, estos dos últimos tipos de resonadores no se van a exponer, ya que no utilizarán a lo largo del proyecto.

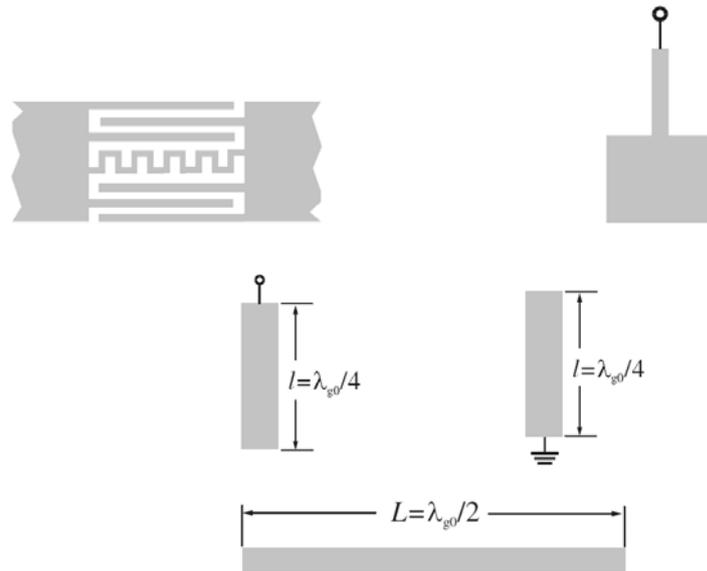


Figura 2.22 – Resonadores utilizando *microstrip*

## 2.11. Conclusiones

En este capítulo se ha recopilado toda la información necesaria con el fin de detallar todas las características que tendrá el filtro desarrollado en esta memoria. Se ha presentado el tipo de filtro a utilizar con todas sus peculiaridades, haciendo hincapié en los ceros de transmisión, objeto de estudio en próximos capítulos. También se han mostrado las distintas formas de implementación de un inversor de admitancias. Finalmente, se han presentado elementos concentrados, casi-concentrados y resonadores que vamos a utilizar a lo largo de esta memoria.

## 2.12. Referencias

- [1] J.D. Rhodes, *Theory of Electrical Filters*, Wiley, New York, 1976.
- [2] Jia-Sheng Hong and M.J. Lancaster, *Microstrip Filter for RF/Microwave Applications*, John Wiley & Sons, 2001.
- [3] Kurzok, R.M.; "General four-resonator filters at microwave frequencies" *IEEE Trans. MTT-14*, 1966, pp. 295-296.
- [4] Levy, R.; "Filters with single transmission zeros at real and imaginary frequencies". *IEEE Trans. MTT-24*, 1976, pp. 172-181.

[5] Hunter, I; *Theory and design of microwave filters*”, The Institution of Electrical Engineers, 2001.

[6] Gary D. Allen. “Interdigital Capacitors and Their Application to Lumped-Element Microwave Integrated Circuits”. *IEEE Trans. MTT-18*, Dec 1970, pp. 1028-1033.

[7] M. Makimoto and S. Yamashita, *Microwave Resonators and Filters for Wireless Communication* Springer, 2001.



## 3. Diseño filtro casi-elíptico

---

En este capítulo vamos a exponer el propio diseño de un filtro casi-elíptico con la utilización, primero, de condensadores interdigitales y seguidamente se sustituirá uno de ellos por un diodo varactor para permitir una sintonización de la selectividad que veremos tanto en las simulaciones electromagnéticas como en los resultados prácticos.

---

### 3.1. Introducción

Los filtros Chebyshev banda eliminada con resonadores acoplados a una línea de transmisión principal son ampliamente conocidos [1]. Estos diseños poseen un ancho de banda estrecho, tal y como hemos visto en la sección 2.5. Se va a presentar una modificación a estos tradicionales diseños con el objetivo de introducir un par de ceros de transmisión. En la Figura 3.1 se muestra la topología tradicional de un filtro banda eliminada Chebyshev y la Figura 3.2 expone la topología que vamos a utilizar en nuestro diseño.

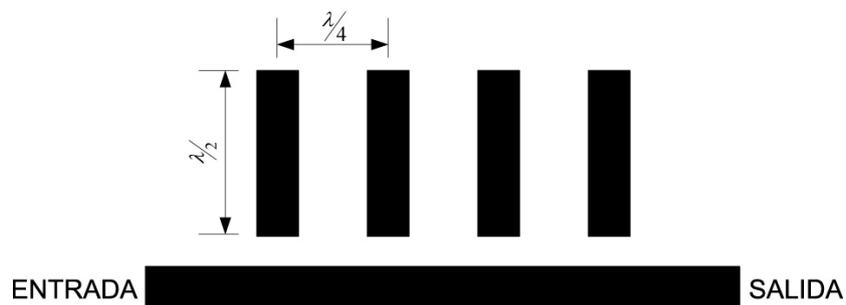


Figura 3.1 – Topología de un filtro banda eliminada Chebyshev

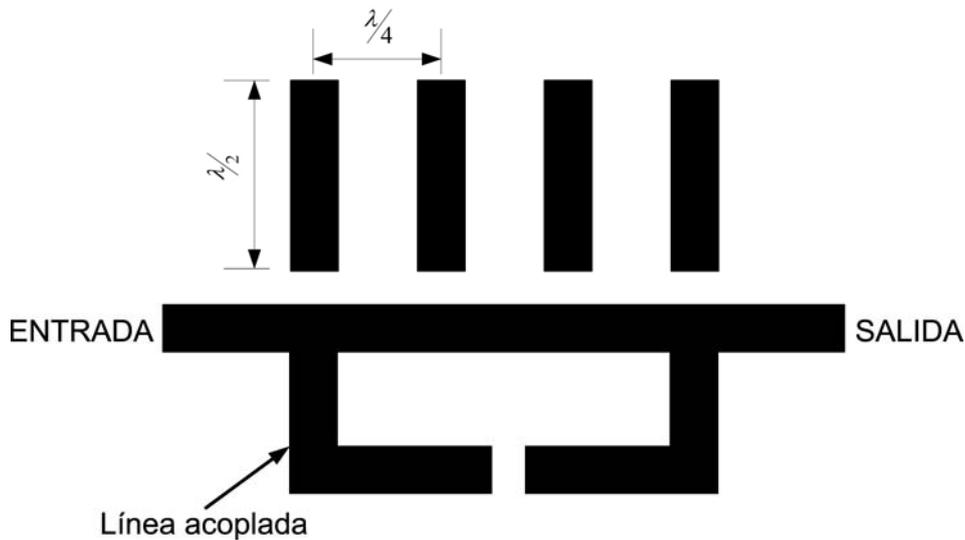


Figura 3.2 – Propuesta de un filtro banda eliminada casi-elíptico

En la Figura 3.3 se muestra la simulación de ambas topologías. Se puede observar que la introducción de un par de ceros de transmisión produce una rápida transición entre la banda de paso y la banda eliminada. Ejemplos de otros artículos sobre filtros con ceros de transmisión son [1,2].

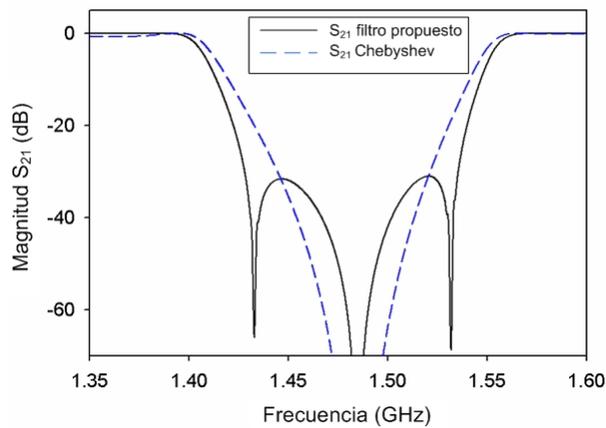


Figura 3.3 - Simulaciones de los filtros de la Figura 3.1 y Figura 3.2

### 3.2. Síntesis del filtro

El diseño de nuestro filtro empieza con un prototipo paso bajo con una frecuencia de corte normalizada a 1 Hz. Los elementos del prototipo paso bajo  $g$  y  $J$  se encuentran en la Tabla 2.1. En la Tabla 3.1 se encuentran los valores de los elementos para  $\Omega_a = 1.85$  que serán usados para el diseño del filtro.

$g_1$	$g_2$	$J_1$	$J_2$
0.9583	1.41	-0.1969	1.1

Tabla 3.1 - Valores de los elementos del filtro propuesto

El filtro prototipo paso-bajo casi-elíptico con elementos concentrados se muestra en la Figura 3.4 usando [3].

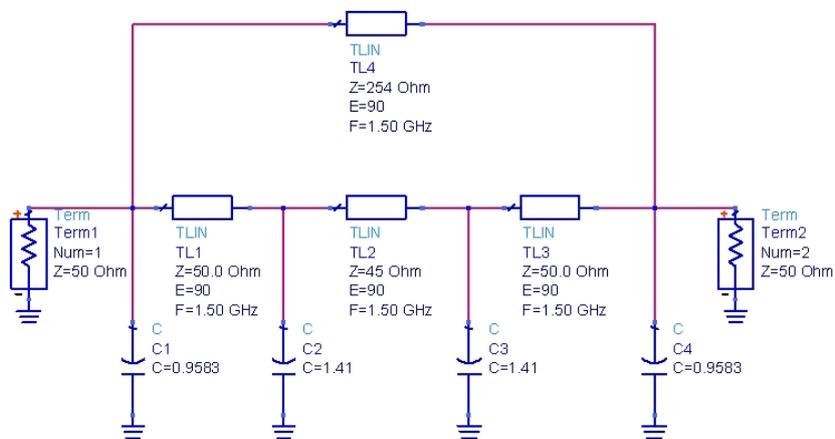


Figura 3.4 – Prototipo paso-bajo del filtro propuesto

El circuito equivalente de la Figura 3.4, se puede ver en la Figura 3.5, donde los inversores de admitancias son líneas de transmisión de un cuarto de longitud de onda.

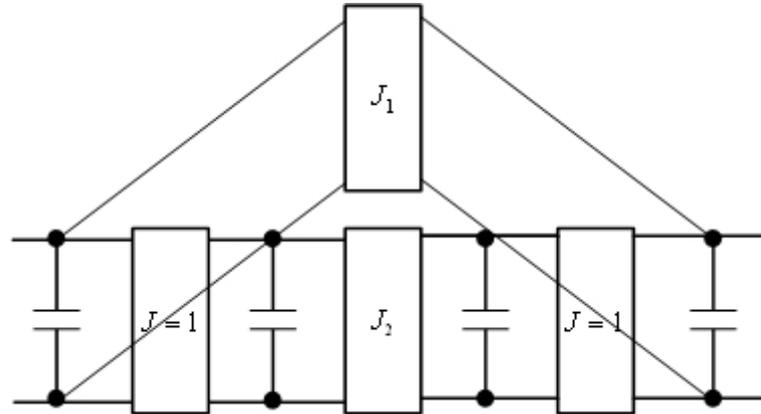


Figura 3.5 – Circuito equivalente del prototipo paso-bajo del filtro casi-elíptico

El próximo paso del diseño es sustituir el condensador del prototipo paso-bajo por un circuito LC en serie. Para obtener los valores de la capacitancia y la inductancia necesarias, debemos determinar el ancho de banda relativo  $FBW$  de la banda eliminada. Para el cálculo de éstas cogeremos las fórmulas (3.1).

$$L_i = \left( \frac{1}{FBW \omega_0 \Omega_c} \right) \frac{\gamma_0}{g_i} \xrightarrow[\Omega_c=1]{\gamma_0=Z_0} L_i = \frac{Z_0}{FBW \omega_0 g_i}$$

$$C_i = \left( \frac{FBW \Omega_c}{\omega_0} \right) \frac{g_i}{\gamma_0} \xrightarrow[\Omega_c=1]{\gamma_0=Z_0} C_i = \frac{FBW g_i}{\omega_0 Z_0}$$

(3.1)

Cogeremos  $Z_0 = 50$  y un ancho de banda relativo de aproximadamente un 5%. Los valores del prototipo paso-bajo de la Tabla 3.1 se denotan con  $g_i$ . Así con la transformación de la Figura 2.3 y con el circuito equivalente de la Figura 3.5, construiremos el circuito equivalente de nuestro filtro que se muestra en la Figura 3.6.

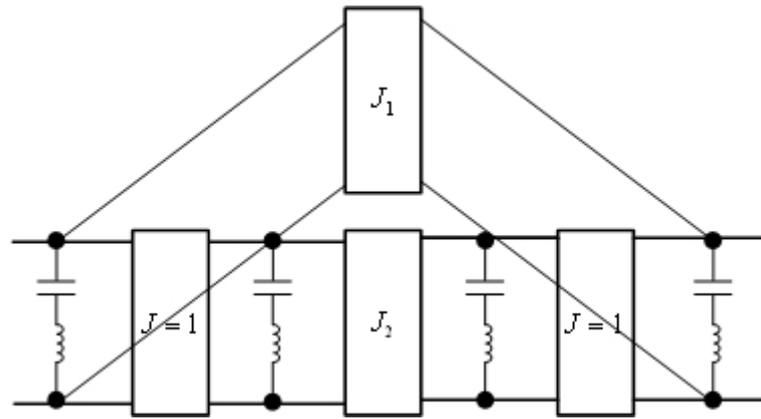


Figura 3.6 – Circuito equivalente del filtro banda eliminada casi-elíptico propuesto

En la Figura 3.7 se muestra el circuito de la Figura 3.6 implementado con [3]. Como se puede apreciar, los circuitos  $LC$  se sustituyen por resonadores acoplados a la línea de transmisión principal mediante acoplamientos capacitivos de  $1.08 \text{ pF}$  en los resonadores exteriores y  $1.36 \text{ pF}$  en los resonadores interiores. En la Figura 3.8 se muestra la respuesta del filtro de la Figura 3.7 con los ceros de transmisión.

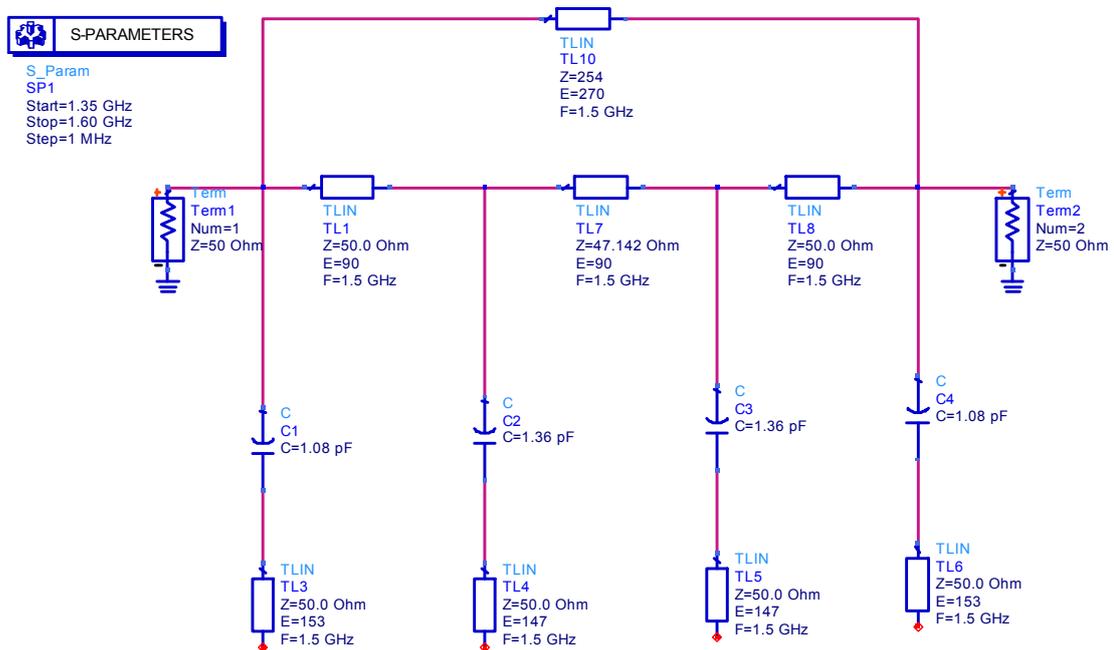


Figura 3.7 – Circuito del filtro banda eliminada casi-elíptico realizado con [3]

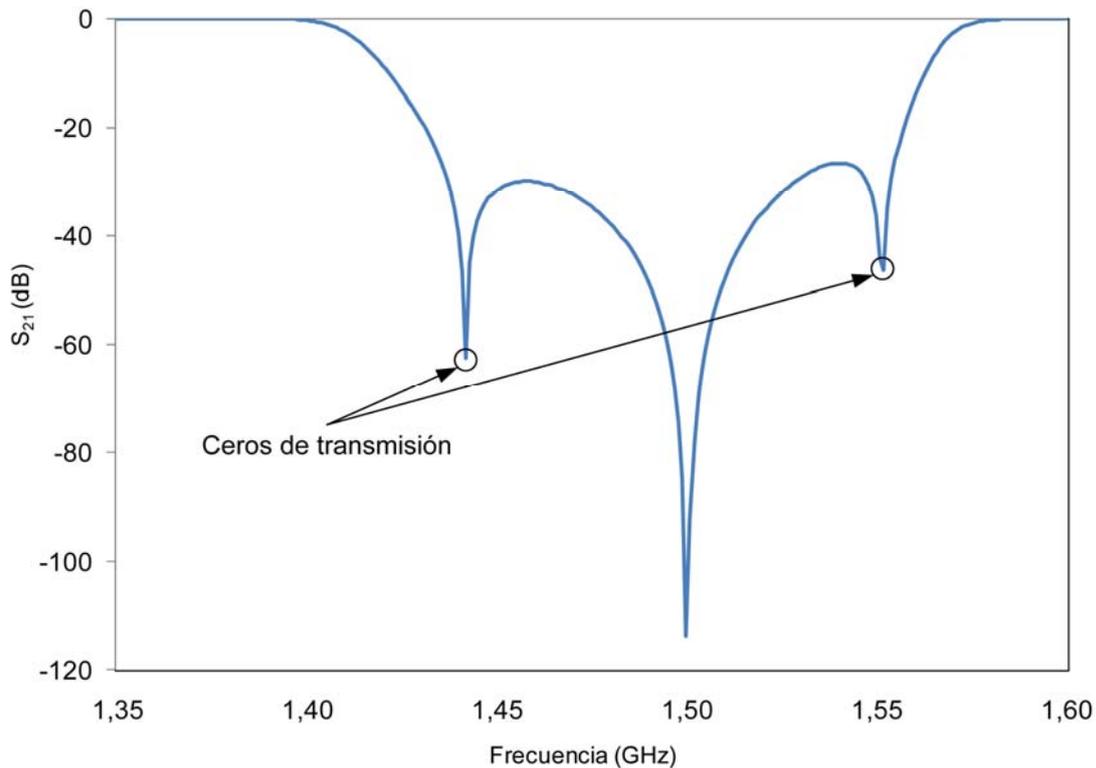


Figura 3.8 – Simulación del parámetro  $S_{21}$  del circuito de la Figura 3.7

### 3.3. Implementación del filtro

Para la implementación del filtro vamos a utilizar un sustrato *Duroid* de *Rogers* de 0.787 mm de grosor con una constante dieléctrica  $\epsilon_r = 2.2$  y con una tangente de pérdidas  $\tan \delta = 0.0009$ .

Como ya hemos mencionado anteriormente, para obtener el filtro que deseamos vamos a introducir un inversor de admitancias para conseguir el acoplo cruzado entre los resonadores. Si lo queremos realizar con una línea de transmisión de  $270^\circ$ , la impedancia característica de ésta tiene que ser de  $254\Omega$ . Con la ayuda de [4] buscamos el ancho que debe tener la línea de transmisión. El ancho debería ser de  $10,42 \mu\text{m}$ , demasiado pequeño para su fabricación. Para resolver este problema, cogeremos la estructura de un inversor de admitancias de la Figura 2.18. Fijando la impedancia característica de la línea de transmisión  $Z_0 = 64.43\Omega$  correspondiente a un ancho de 1.6 mm y con las fórmulas (2.55) determinamos la longitud de las líneas de transmisión y el valor de la capacitancia. El inversor de admitancias, con sus parámetros teóricos se presenta en la Figura 3.9.

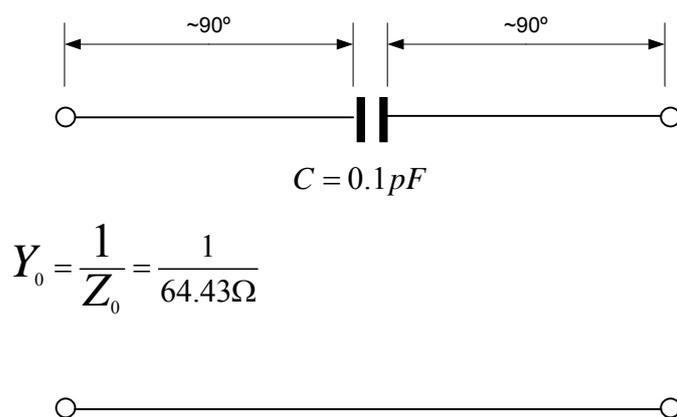


Figura 3.9 – Inversor de impedancias teórico de la línea cruzada

Simulamos con [3], sustituyendo la línea del inversor de impedancias por el circuito que se muestra en la Figura 3.9. El resultado es aproximado y posteriormente se varían las longitudes de las líneas hasta obtener una respuesta del parámetro  $S_{21}$  deseada.

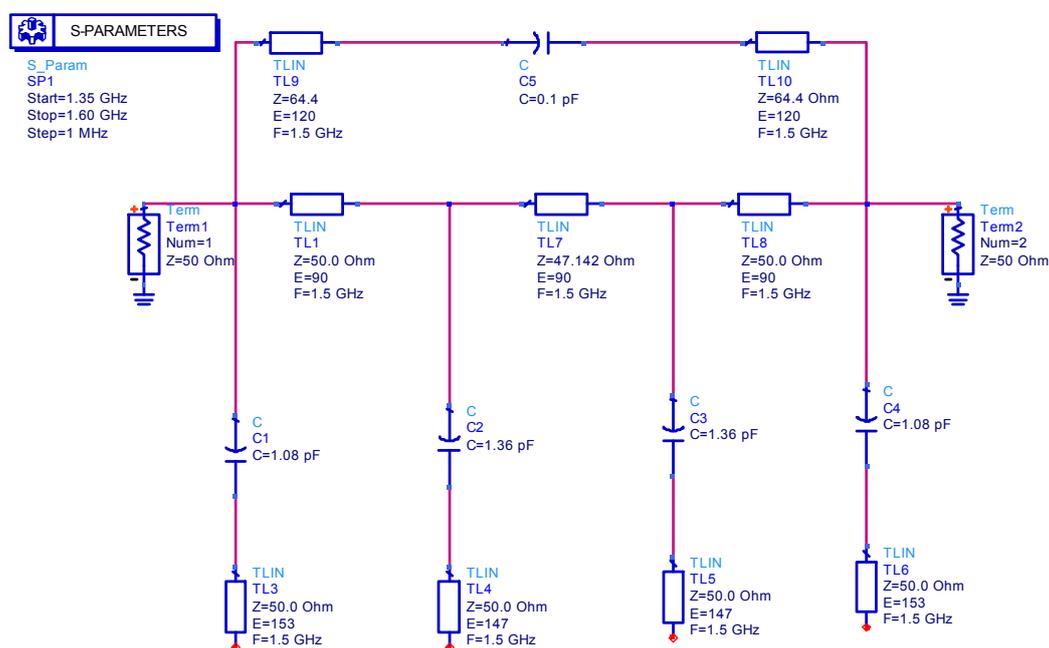


Figura 3.10 - Circuito optimizado

Como se puede observar en la Figura 3.10, hemos variado considerablemente la longitud de las líneas para obtener una respuesta aceptable. La variación ha sido prácticamente de  $30^\circ$ . En realidad, el parámetro  $J$  de los inversores de impedancia

prácticos depende de la frecuencia. En la teoría se requiere un parámetro  $J$  a lo largo de un rango de frecuencias. Es por eso que los inversores prácticos sólo pueden ser una aproximación del inversor ideal.

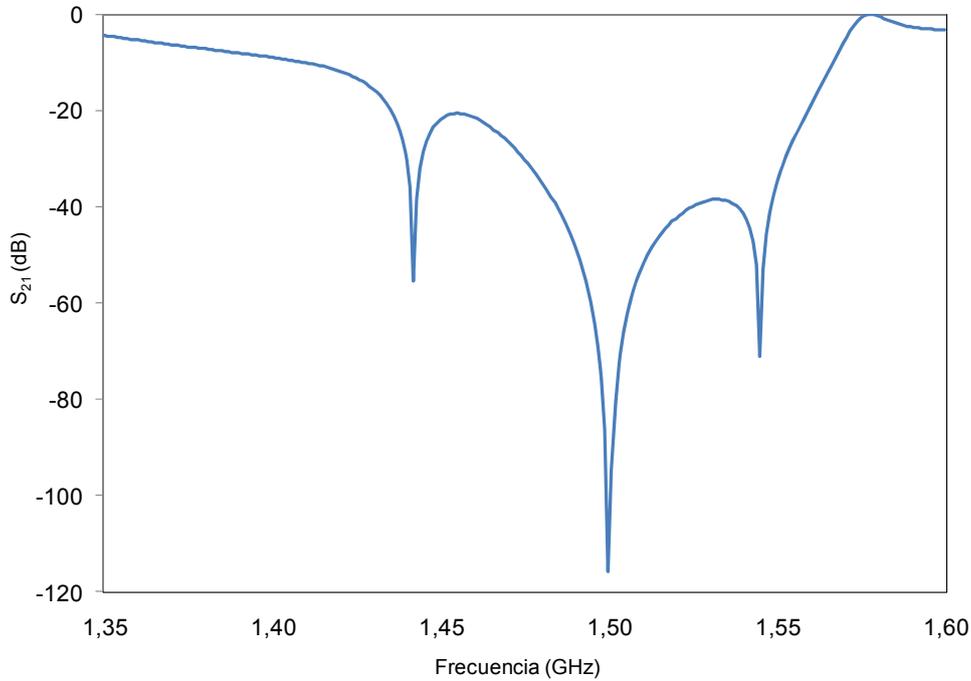


Figura 3.11 - Respuesta del parámetro  $S_{21}$  del circuito de la Figura 3.10

En el diseño inicial [5], la capacitancia del inversor es un condensador interdigital [6] de 6 *fingers*. Seguidamente será sustituido por un diodo varactor. Las dimensiones del condensador interdigital que se va a utilizar se encuentran en la Figura 3.12. La implementación del condensador en el inversor de admitancias se muestra en la Figura 3.13. Para el cálculo de la capacitancia de este condensador interdigital se ha usado una fórmula cerrada (2.62).

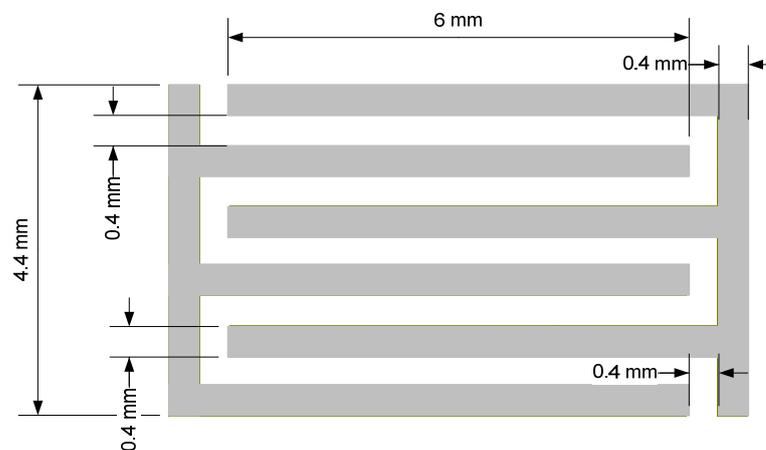


Figura 3.12 – Dimensiones del condensador interdigital

En nuestro caso, con las dimensiones presentadas en la Figura 3.12, la capacidad del condensador interdigital es de 0.1 pF. En la Figura 3.13 se presenta el diseño final del inversor de admitancias que se va a utilizar en este capítulo.

Una vez definida la línea de acoplo, vamos a centrarnos con los resonadores y sus acoplamientos con la línea de transmisión principal. Para este primer diseño utilizamos, como en la línea de acoplo, condensadores interdigitales que en este caso, han sido optimizados con [7]. En la Figura 3.14 se muestra el acoplamiento realizado. Hay que tener en cuenta que el acoplamiento de los resonadores externos es distinto a los resonadores internos ya que hay una pequeña variación de capacidad. Esto se traduce en una pequeña diferencia de longitud.

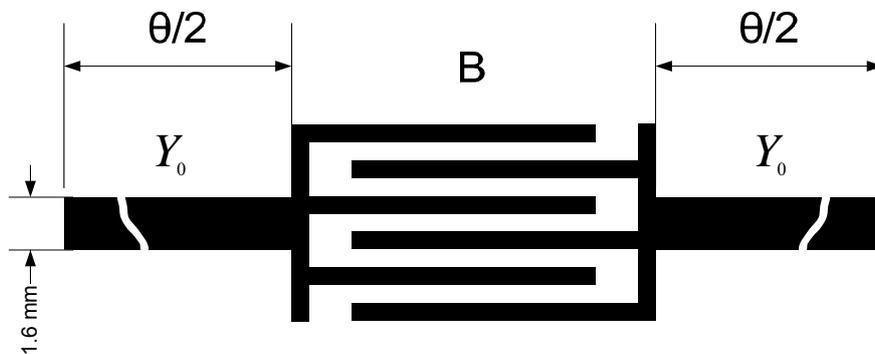


Figura 3.13 – Implementación del condensador interdigital en el inversor de admitancias

El siguiente paso en el diseño ha sido cargar capacitivamente los resonadores de media longitud de onda con el objetivo de acortar su longitud, y así reducir el tamaño el circuito.

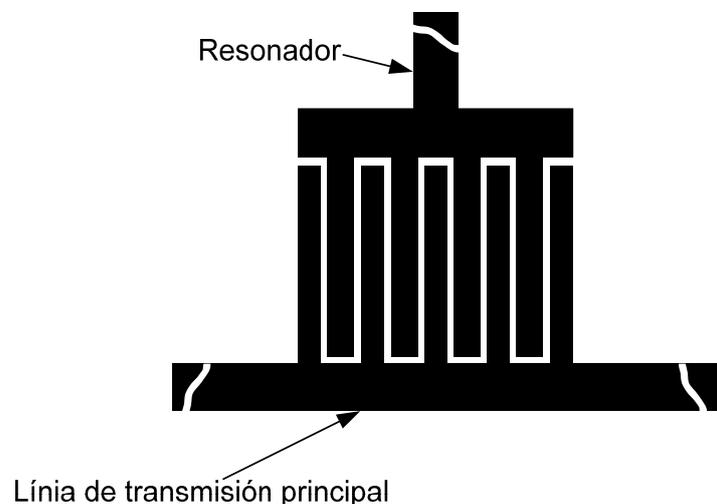


Figura 3.14 – Acoplamiento entre el resonador y la línea de transmisión principal

### 3.4. Simulación y resultados

Al principio, veremos la simulación del circuito realizada con [3] y seguidamente haremos la simulación electromagnética con [8] con todas las implementaciones mencionadas anteriormente, con el fin de observar las diferencias que deberemos tener en cuenta a lo largo del proyecto. A diferencia de anteriores simulaciones del circuito ideal, ésta tiene en cuenta la dispersión en el dieléctrico y las pérdidas que se producen en las líneas *microstrip*. Se puede ver con precisión el circuito con todos los cambios. Las líneas de transmisión se especifican con su ancho y largo a diferencia de los ejemplos anteriores. Además se especifica el grosor del sustrato y de la pista, la constante dieléctrica y la tangente de pérdidas. La Figura 3.15 es la respuesta  $S_{21}$  en dB de dicho circuito con el cambio de la línea acoplada explicado en el apartado anterior e ilustrado en la Figura 3.16.

Las diferencias de las dos simulaciones de la respuesta  $S_{21}$  son pequeñas. Sólo cabe destacar la pequeña variación de la situación de los ceros de transmisión y de la frecuencia central debido a la aproximación de la longitud de las líneas, al transformar de grados a milímetros.

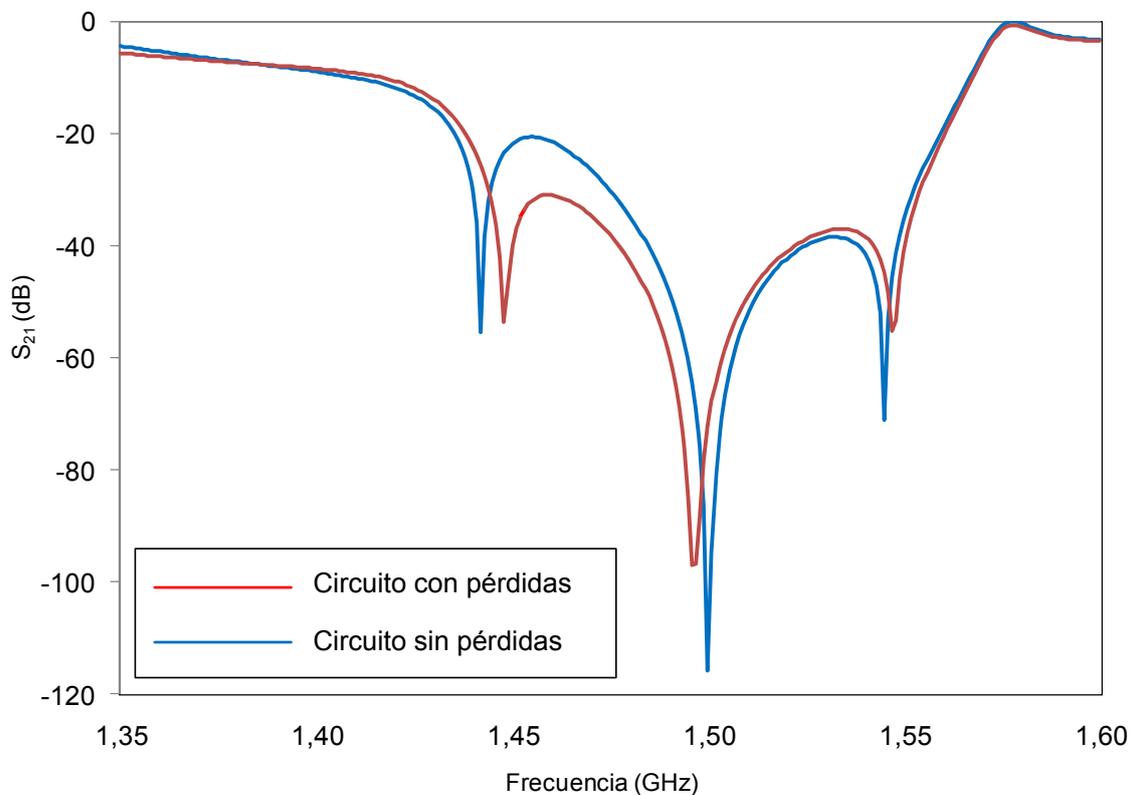


Figura 3.15 - Respuesta del parámetro  $S_{21}$  del circuito de la Figura 3.10 (azul) y de la Figura 3.16 (roja)

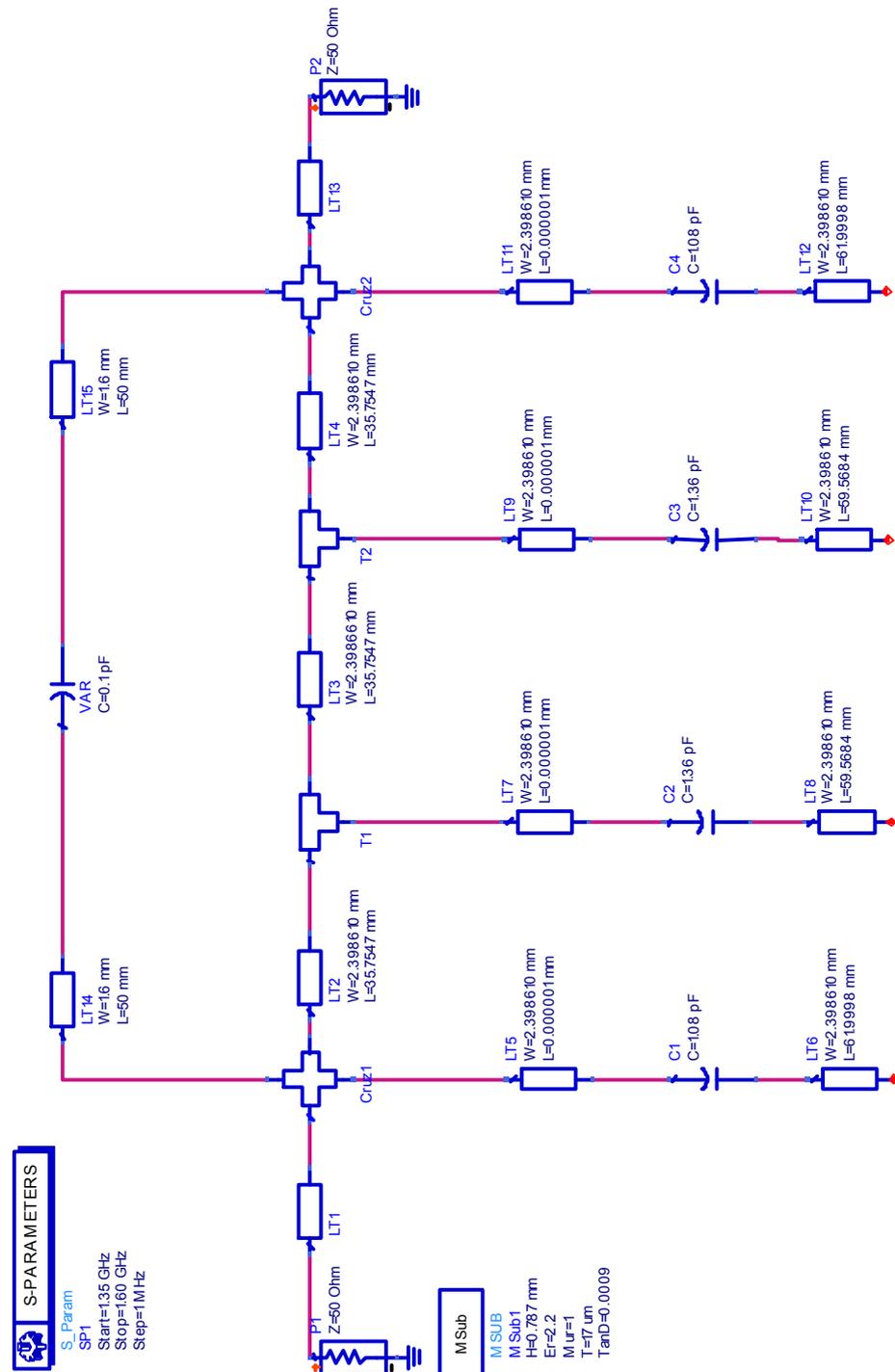


Figura 3.16 – Circuito ideal con especificaciones del sustrato realizado con [3]

En la Figura 3.17 se muestra el *layout* del filtro. La implementación de los principales elementos han sido desarrollados en el apartado anterior. En la Figura 3.18 se observa la respuesta  $S_{21}$  en dB.

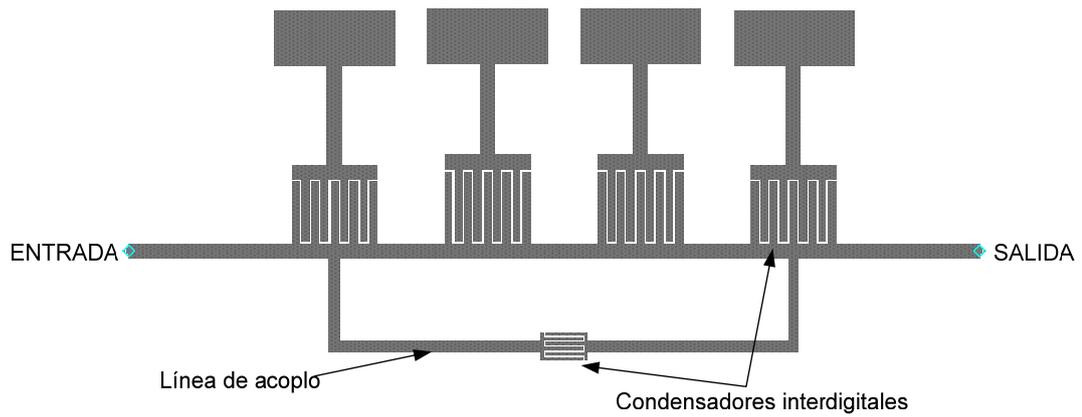
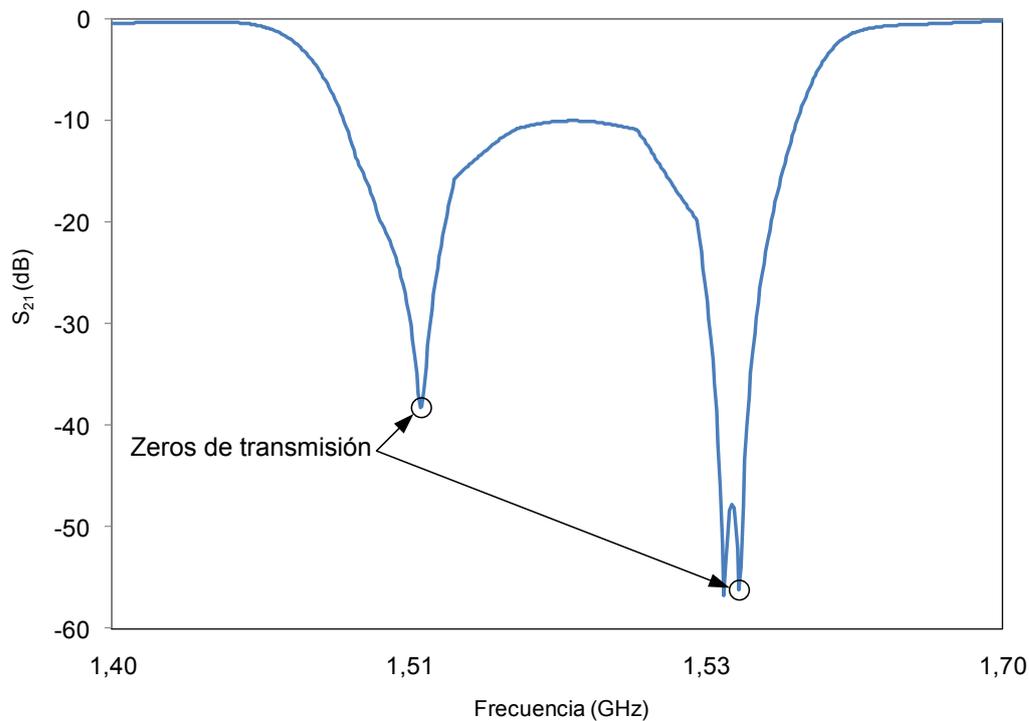


Figura 3.17 – Layout del filtro casi-elíptico

Figura 3.18 – Parámetro  $S_{21}$ . Simulación realizada con [8]

Las diferencias con la Figura 3.15 son múltiples. La más visible a primera vista es la pérdida de “simetría” de la respuesta respecto la frecuencia central. También apreciamos un desplazamiento de la frecuencia central de aproximadamente 300 MHz. En los siguientes capítulos se realizará una sintonía en frecuencia central, ancho de banda y selectividad de este tipo de filtro. El ancho de banda relativo es del 7.2%. Por lo tanto, el filtro que vamos a implementar se puede considerar como un filtro de banda estrecha.

### 3.5. Conclusiones

En este capítulo se ha expuesto el diseño del filtro. En primer lugar, se ha presentado la topología a utilizar y se ha hecho una comparación del filtro propuesto con una topología de Chebyshev para mostrar que la introducción de un par de ceros de transmisión produce una transición más abrupta en la banda de rechazo. El siguiente paso ha sido implementar la línea de acoplo con una configuración de inversor de impedancias mostrada en el capítulo 2. Inicialmente la alta impedancia característica de la línea de acoplo hacía impracticable la fabricación con las técnicas fotolitográficas convencionales. Se ha propuesto la utilización de condensadores interdigitales para implementar el inversor de impedancias de la línea de acoplo y como acoplo fijo entre los resonadores y la línea de transmisión principal. Para terminar se han expuesto las simulaciones del circuito ideal y del *layout* para mostrar la consecución del objetivo principal de este capítulo, la introducción de ceros de transmisión en un filtro banda eliminada.

### 3.6. Referencias

- [1] Bell, H.C.; “L-resonator bandstop filters”. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* Vol.44, No.12; Dec. 1996 pp. 2669-2672.
- [2] Soares, E.R.; “Design and construction of high performance HTS pseudo-elliptic band-stop filters”. *IEEE MTT-S digest* Vol. 4, 13-19 June 1999, pp. 1555-1558.
- [3] ADS Schematics (2006). <http://eesof.tm.agilent.com/>
- [4] ADS LineCalc (2006). <http://eesof.tm.agilent.com/>
- [5] I. Llamas-Garro y Alonso Corona (comunicación personal).
- [6] Gary D. Allen ”Interdigital Capacitors and Their Application to Lumped-Element Microwave Integrated Circuits”, *IEEE Trans. MTT-18*, Dec 1970, 1028-1033
- [7] Sonnet 7.0. Sonnet Software Inc (2001).
- [8] ADS Momentum (2006) <http://eesof.tm.agilent.com/>.



## 4. Sintonización de la selectividad

---

En este capítulo vamos a explicar cómo podemos sintonizar la selectividad del filtro diseñado en el capítulo 3, así como los componentes necesarios para llevarlo a cabo y su correspondiente implementación. A partir de este capítulo, habrá dos apartados de simulaciones y resultados. El primero será un análisis del circuito ideal que tiene en cuenta la dispersión en el dieléctrico y las pérdidas que se producen en las líneas *microstrip* y el segundo, un análisis electromagnético que tiene en cuenta todas las pérdidas, reflexiones, acoplamientos entre líneas, etc.

---

## 4.1. Introducción

El primer objetivo de este capítulo es la sintonización de la selectividad. En muchos artículos, [1-3] consiguen sintonizar el ancho de banda y la frecuencia central o sólo la frecuencia central [4]. Otros, como [5], resuelven la frecuencia central sin prestar atención al ancho de banda. No obstante, a la fecha creemos que este es el primer trabajo relacionado con la sintonización de la selectividad de un filtro.

Para dicha sintonización nos vamos a centrar en el estudio de la línea de acoplo del filtro que se ha presentado en el capítulo anterior en la sección 3.3. Esta línea es la que agrega los dos ceros de transmisión y la misión principal es moverlos, manteniendo fijos el ancho de banda y frecuencia central, para poder ajustar la selectividad. Con transiciones más abruptas conseguimos una pendiente en esa región de la respuesta más alta y en consecuencia, logramos que el margen entre frecuencias filtradas resulte mejor delimitado.

## 4.2. Síntesis e implementación

Para conseguir la sintonización de la selectividad tendremos que modificar la línea de acoplo. Para obtener un control continuo, la mejor opción es la introducción de un diodo varactor en sustitución del condensador interdigital con un reajuste en la longitud de acoplo, como podemos observar en la Figura 4.1.

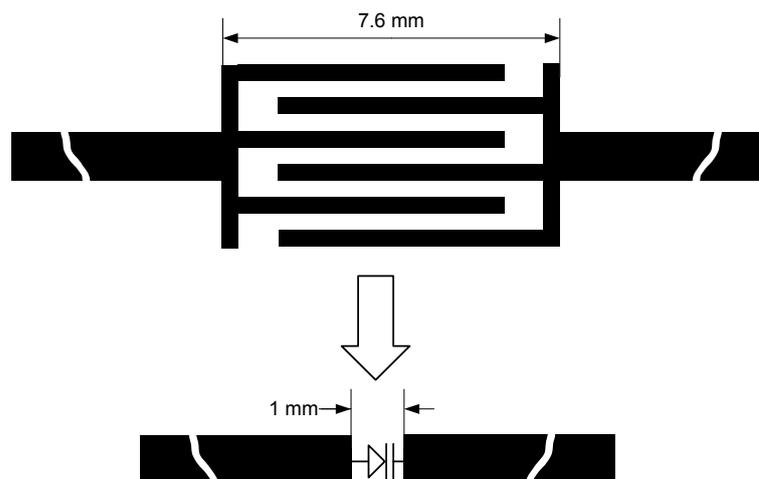


Figura 4.1 – Substitución del condensador interdigital por un diodo varactor

Para mantener la longitud de la línea acoplo vamos a reducir en 3 mm las líneas verticales, con lo que van a tener una longitud final de 10.5 mm. Esta reducción de la longitud se añadirá a las líneas horizontales y así dejar el espaciado necesario de 1 mm para el diodo varactor. La longitud final de cada una de las líneas horizontales será de 36.5 mm. Las dimensiones mencionadas se encuentran en la Figura 4.2.

El diodo varactor que vamos a utilizar es del fabricante MACOM. El modelo en concreto es MA46470-276 con una capacidad total mínima de 0.3 pF, cuando el voltaje inverso es de 20 V. La capacidad total máxima se consigue con el voltaje inverso mínimo, 0.1 V (ver Apéndice B). En este caso la capacidad máxima es 1.8-1.9 pF aproximadamente. Hablamos como capacidad total [6], como la capacidad resultante de la unión PN, que varía en función de la tensión inversa aplicada entre sus extremos y la capacidad parásita debida a la armadura propia del modelo escogido.

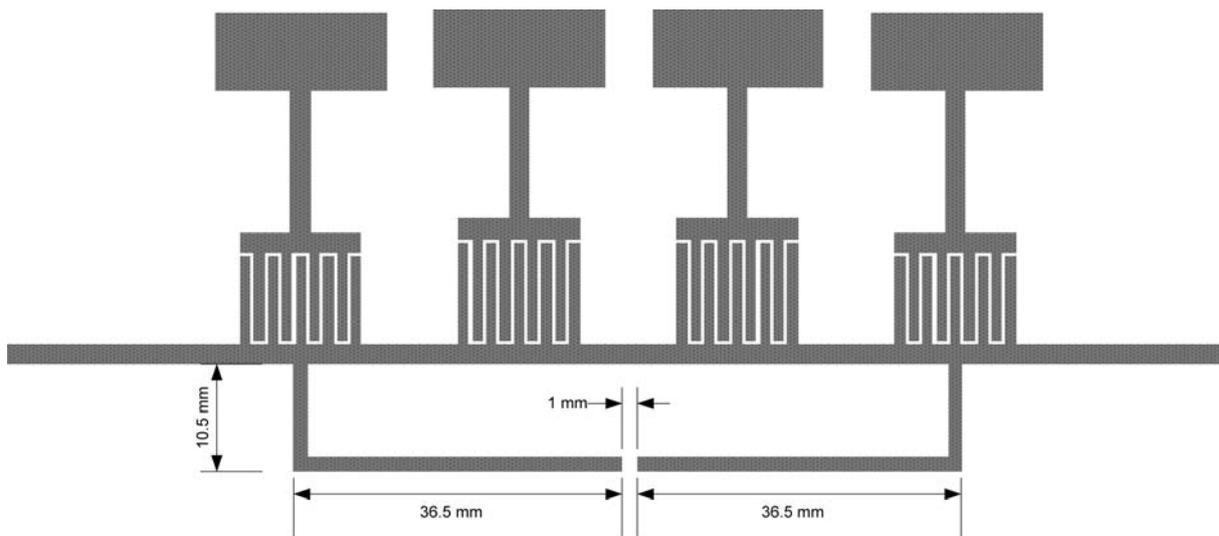


Figura 4.2 – Dimensiones de la línea acoplada rediseñada

## 4.3. Simulaciones y resultados

### 4.3.1. Circuito ideal

Antes de realizar las simulaciones con un circuito ideal utilizando [7] vamos a estudiar el modelo para el diodo varactor. Según [6] el modelo para un diodo varactor común es el que se muestra en la Figura 4.3.

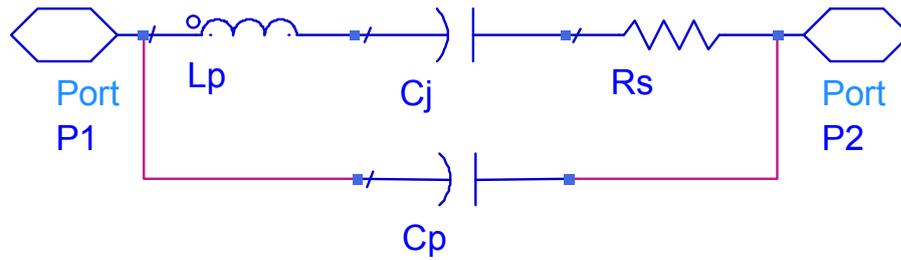


Figura 4.3 - Modelo común de un diodo varactor

Los valores  $L_p$  y  $C_p$  son propios de la armadura. Los valores de la unión PN,  $C_j$  y  $Q$  son suministrados por el fabricante y habitualmente se especifican para bajas frecuencias, 50 MHz y con un voltaje inverso de 4V.  $Q$  se define por  $Q = \frac{1}{\omega C_j R_s}$ . Esta fórmula puede utilizarse para calcular la resistencia  $R_s$  del diodo varactor a la frecuencia deseada. No obstante, para frecuencias de microondas aparecen pérdidas adicionales que aumentan de forma considerable el valor de  $R_s$ .  $R_s$  decrece con un incremento del voltaje

De todos modos, con las simulaciones realizadas con este modelo y con el objetivo de simplificar nuestro circuito, la variación drástica de los parámetros  $L_p$  y  $R_s$  no influye en la respuesta del filtro. Por tanto, en las próximas simulaciones sólo tendremos en cuenta  $C_j$  y  $C_p$ , donde  $C_p=0.2$  pF aproximadamente, según las especificaciones del fabricante.

En la Figura 4.4 se muestra la respuesta del parámetro  $S_{21}$  en distintos casos, es decir, con distintos valores que puede tomar el diodo varactor. Según las simulaciones realizadas y con un rango entre 0.3 y 1.8 pF, los cambios más significativos se producen cuando el diodo varactor tiende al valor mínimo. En el otro extremo, cuando se alcanzan valores cercanos a 1.1 pF, la respuesta se mantiene casi inalterable, es por esta razón, que delimitamos el margen de variación de selectividad entre 0.3 pF y 1.1 pF. Es importante destacar que si el diodo varactor tomase valores más pequeños a 0.3 pF conseguiríamos unos cambios de selectividad aún más notables, aunque resulta muy difícil encontrar en el mercado componentes que tomen valores tan pequeños.

Con el fin de poder comparar la selectividad en cada uno de los casos que se muestran en la Figura 4.4 y posteriormente, con las simulaciones realizadas con [7], definimos una región donde la respuesta  $S_{21}$  sea lo más lineal posible con el objetivo de poder calcular la pendiente que expresaremos en dB/MHz. En la Figura 4.4, cogeremos la región recuadrada que delimita la respuesta entre los -10 dB y los -30 dB. Para ver

mejor las variaciones de las pendientes de las distintas respuestas, se ha realizado una ampliación de dicha región. Esta ampliación se muestra en la Figura 4.5.

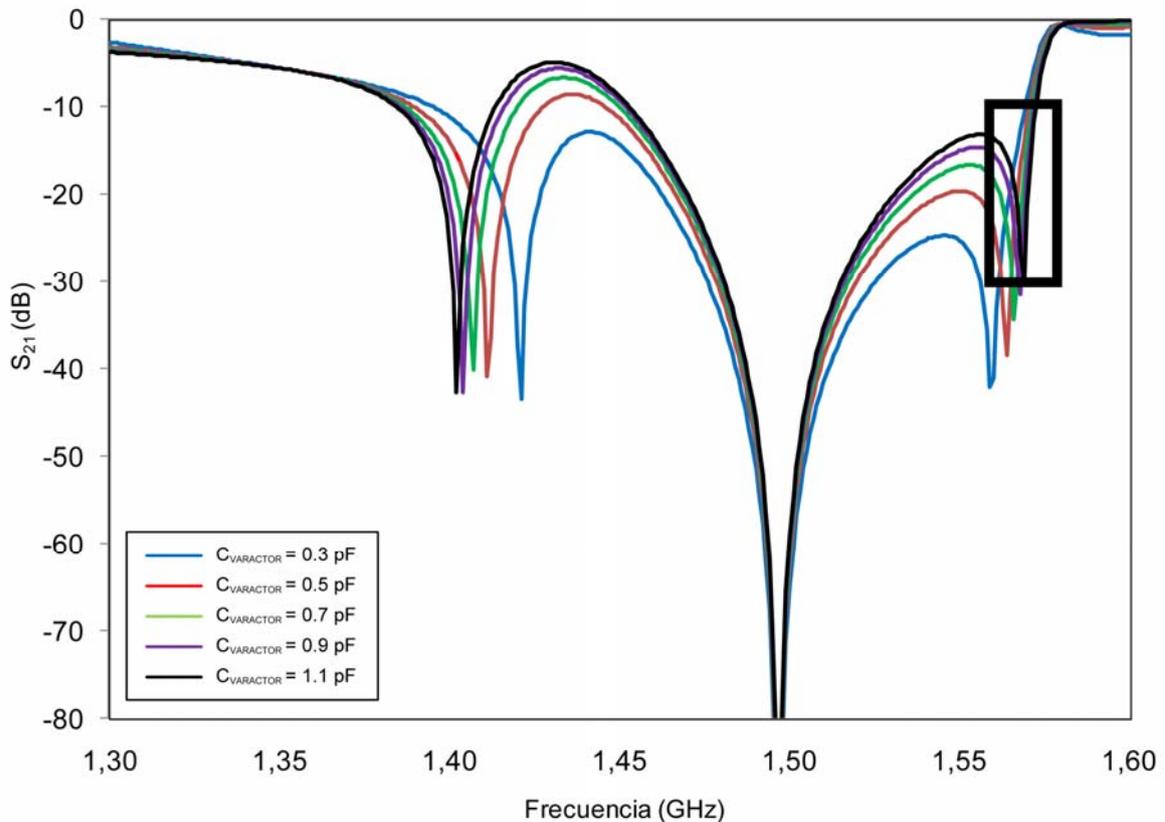


Figura 4.4 – Respuesta  $S_{21}$  realizada con [6]

Para ver la variación de forma numérica, en la Tabla 4.1 hay los valores de selectividad para los distintos casos representados. Como se ha dicho anteriormente, la variación más considerable es entorno a los valores de capacidad más pequeños, tal y como se aprecia en la Tabla 4.1. En el rango de 0.3 a 0.7 pF, se consigue una variación de la selectividad de 2.20 dB/MHz. A partir de este último valor, la selectividad se mantiene e incluso disminuye ligeramente.

En la Tabla 4.1 se muestra también el ancho de banda relativo para destacar su pequeña variación. Teóricamente, el ancho de banda debería mantenerse inalterable, aunque una variación de 0.33% resulta razonablemente pequeña. En el siguiente capítulo se expondrá la técnica de sintonía en ancho de banda que permite el reajuste a un valor específico.

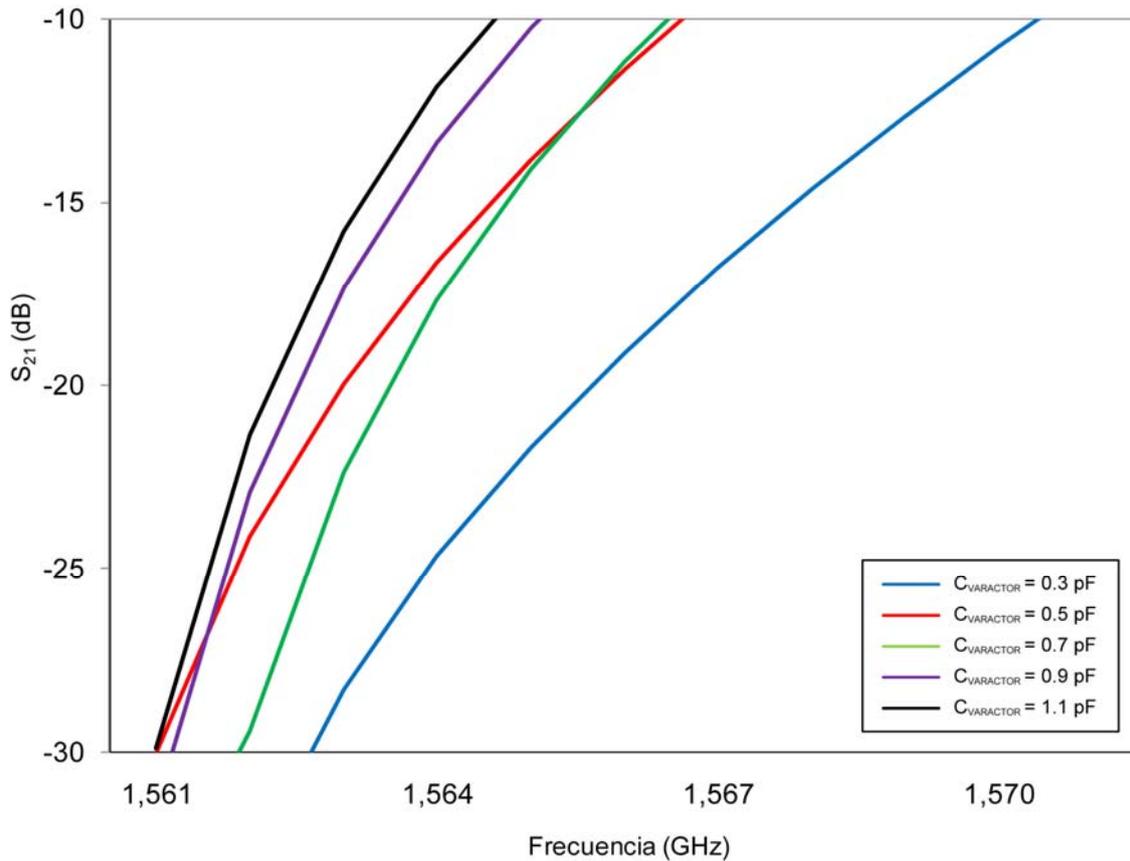


Figura 4.5 – Ampliación de la zona recuadrada en la Figura 4.4

$C_{\text{VARACTOR}}$ (pF)	0.3	0.5	0.7	0.9	1.1
Selectividad (dB/MHz)	2.85	3.34	5.05	4.92	4.91
$BW$ (%)	16.71	16.99	17.04	16.86	16.99

Tabla 4.1 – Valores de selectividad y ancho de banda para distintos valores de  $C_{\text{VARACTOR}}$ 

### 4.3.2. Cosimulación

Para las simulaciones electromagnéticas se requiere realizar una cosimulación, es decir simular primero el *layout* del filtro con [8] para convertir éste en un componente y seguidamente, realizar otra simulación con [7] con el resto de los componentes necesarios incorporados. Cuando se realiza esta segunda, se simula conjuntamente el *layout* con todos los componentes introducidos. De esta forma, nos permite variar los valores de la capacitancia del diodo varactor tal y como hacíamos con las simulaciones anteriores. Cabe destacar que en la simulación del *layout*, donde se determina el sustrato que se va a utilizar entre otros parámetros, también se define las dimensiones de la caja que se va a utilizar. La dimensión más influyente para nuestro proyecto es la altura. En

estas simulaciones como en otras de posteriores, la distancia entre el sustrato y la tapa de la caja será de 1 cm.

En la Figura 4.6 se muestra el resultado de la cosimulación con las variaciones de selectividad realizadas de la misma forma que en el subapartado anterior.

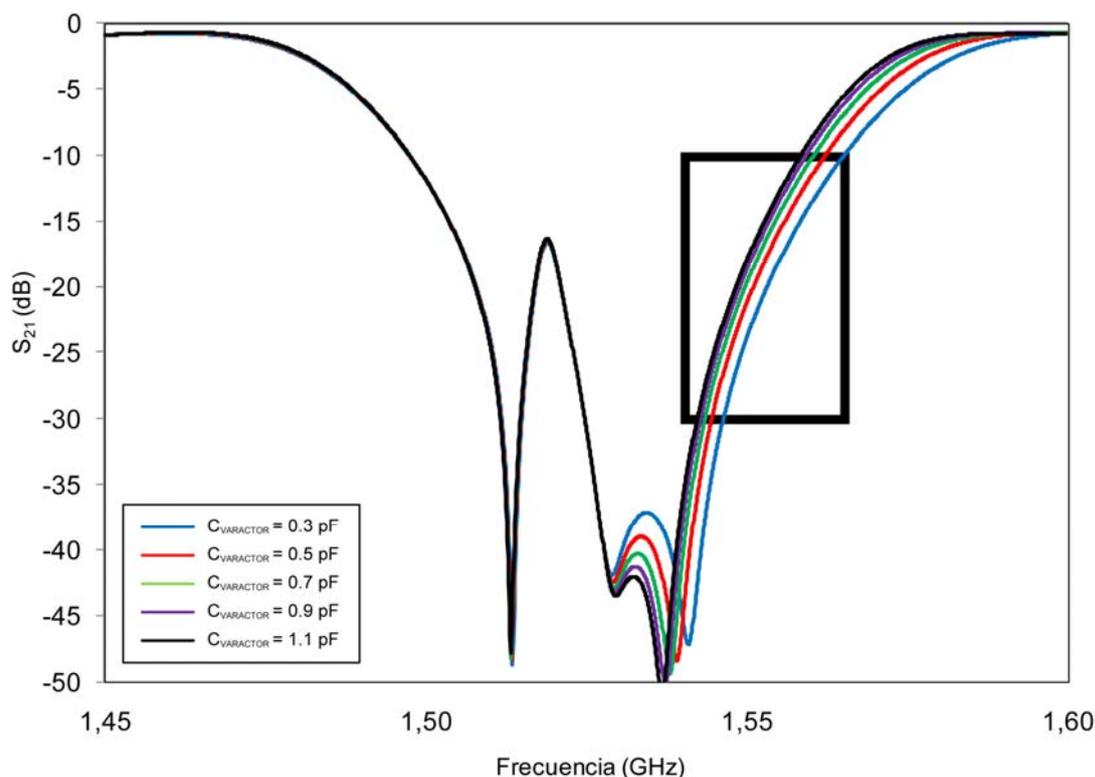


Figura 4.6 - Respuesta  $S_{21}$  realizada con [7]

Se observa que la respuesta pierde “simetría” respecto a la de la Figura 4.4, aunque los ceros de transmisión quedan bien definidos. Hay dos aspectos importantes a destacar. El primero, a diferencia de la simulación de la Figura 4.4, sólo hay el movimiento de uno de los ceros que es lo que define la variación de la selectividad. El segundo aspecto es el paralelismo de las distintas respuestas. Esto se traduce en una pérdida importante de variación de la selectividad. Para verlo con más precisión, ampliaremos la zona recuadrada de la Figura 4.6 y que se muestra en la Figura 4.7.

Como en la Tabla 4.1 en la Tabla 4.2, también mostramos el ancho de banda relativo para ver su pequeña variación. En este caso, la variación es un poco mayor, un 0.58 %. Como se ha dicho anteriormente, la pérdida de selectividad con respecto al circuito ideal es notable y desciende hasta a 0.18 dB/MHz, lo que supone que podemos tener una variación de selectividad de casi un 17%.

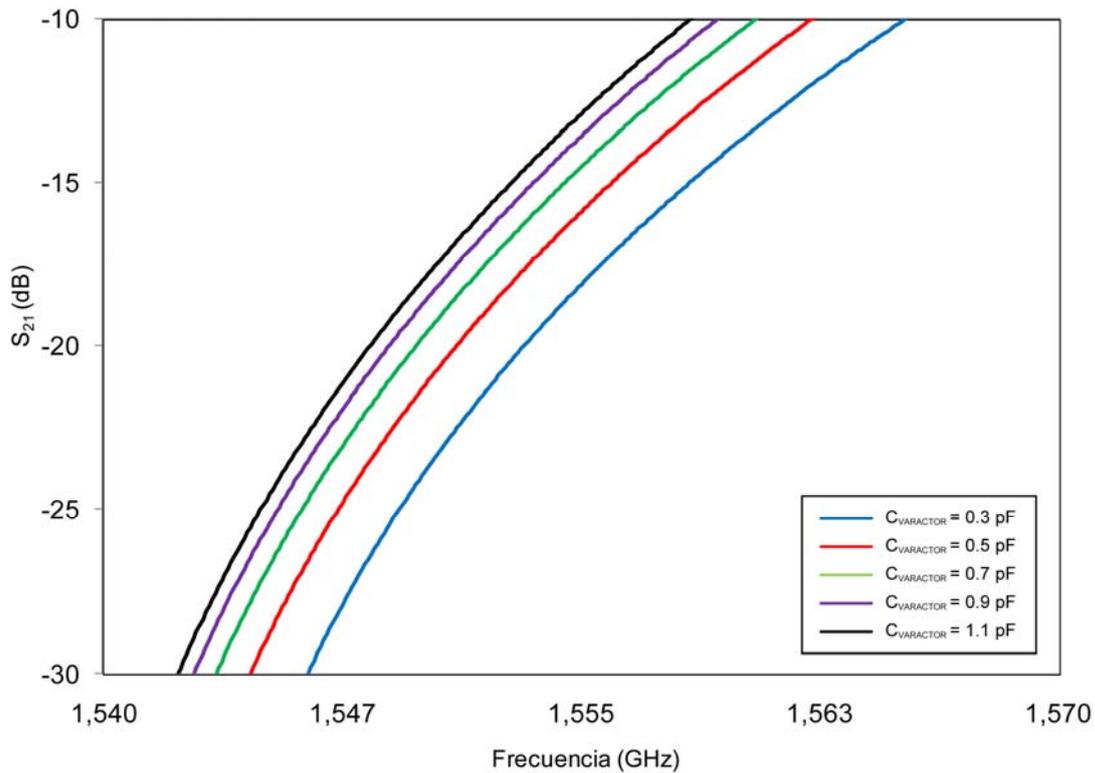


Figura 4.7 - Ampliación de la zona recuadrada en la Figura 4.6

$C_{\text{VARACTOR}}$ (pF)	0.3	0.5	0.7	0.9	1.1
Selectividad (dB/MHz)	1.06	1.13	1.18	1.21	1.24
BW (%)	6.34	6.04	5.89	5.82	5.76

Tabla 4.2 - Valores de selectividad y ancho de banda para distintos valores de  $C_{\text{VARACTOR}}$ 

## 4.4. Conclusiones

Se ha alcanzado de forma satisfactoria la sintonización de la selectividad. Para alcanzar el objetivo se ha sustituido el condensador interdigital de la línea de acople que se ha introducido en el diseño inicial por un diodo varactor del mismo orden de capacitancia. La simulación del circuito ideal se ha utilizado para identificar un rango adecuado de capacitancia para la sintonización de la selectividad e identificar el rango apropiado de variación de la capacitancia del diodo varactor comercial.

## 4.5. Referencias

[1] Moon-Seok Chung, Il-Soo Kim and Sang-Won Yun “Varactor-Tuned Hairpin Bandpass Filter with an Attenuation Pole” *IEEE Microwave Conference Proceedings. Asia-Pacific Conference Proceedings* Vol 4, Issue 4-7 Dec. 2005, 4 pp.

[2] Sanchez-Renedo, M; Gomez-Garcia, R.; Alonso, J.I.; and Briso-Rodriguez; “Tunable Compline Filter With Continuous Control of Center Frequency and Bandwith” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* Vol. 53, No. 1, Jan 2005, pp. 191-199.

[3] Zabdiel Brito-Brito, Ignacio Llamas-Garro, Lluís Pradell-Cara, Alonso Corona-Chavez.; “Microstrip Switchable Bandstop Filter using PIN Diodes with Precise Frequency and Bandwidth Control” *38th European Microwave Conference, Amsterdam, The Netherlands*, 28-30 Oct. 2008., pp. 1707-1710.

[4] M. Makimoto and M. Sagawa, “Varactor Tuned Bandpass Filters Using Microstrip-Line Resonators” *IEEE MTT-S Digest*, Vol. 86, Issue 1, Jun. 1986, pp. 411-414.

[5] Saeedi, S.; Heidari, T.; Hafezi, M.H.and Baabuei, J.M; “Design, Simulation and Fabrication of a Varactor Tunable Compline Microwave Filter” *IEEE Microwave Conference Proceedings. Asia-Pacific Conference Proceedings* Vol 1, Issue 4-7, Dec. 2005, 3 pp.

[6] George H. Stauffer “Finding the Lumped Element Varactor Diode Model” *High Frecuency Electronics. Summit Technical Media*, Nov. 2003, pp. 22-28.

[7] ADS Schematics (2006). <http://eesof.tm.agilent.com/>

[8] ADS Momentum (2006). <http://eesof.tm.agilent.com/>



# 5. Sintonización del ancho de banda

---

En este capítulo vamos a explicar cómo podemos sintonizar el ancho de banda del filtro diseñado en el capítulo 3 así como los componentes necesarios para llevarlo a cabo. Se rediseñarán los resonadores, ya que serán la parte más importante para poder alcanzar nuestro objetivo.

---

## 5.1. Introducción

Hay numerosos artículos [1-8] en los que se sintoniza el ancho de banda. Todos tienen en común la utilización de elementos capacitivos para lograr este objetivo. En [1] se utilizan conmutadores MEMS RF con un rango de sintonización del 40% con una alta resolución. Su región de trabajo está entre los 12 y los 18 GHz. En [2] utilizan MEMS en frecuencias de la banda V. Se trabaja con dos filtros a frecuencias de 50 GHz y 65 GHz, respectivamente. En la primera logran reducir el ancho de banda de 8.5% en los 51.7 GHz a 6.4% en los 47.5 GHz. En la segunda consiguen pasar de 10.5% en los 65.5 GHz a 7.6 % en los 59 GHz. En [3] utilizan los mismos componentes que estamos tratando, los diodos varactores. Éste consigue anchos de banda alrededor de 50 MHz y 70 MHz con un desplazamiento de la frecuencia central del 18 % trabajando a 0.7 GHz. Además consigue un ancho de banda fijo de 50 MHz para frecuencias centrales situadas entre los 0.51 GHz y 0.81 GHz. En [4] se consiguen diferentes anchos de banda definidos en el diseño para dos frecuencias fijas. En [5] también consigue sintonizar el ancho de banda, aunque su prioridad es sintonizar la frecuencia central. Consigue un rango de sintonización de 1.4 a 2.2 GHz. En [6] se presenta un filtro banda eliminada con una variación del ancho de banda entre el 30 y el 42 % en el que la frecuencia central varía de 0.5 a 2 GHz. En [7] se consigue una variación de 38 a 80 MHz con una desplazamiento de la frecuencia de alrededor de 400 MHz. En todos ellos [5-7] se utilizan diodos varactores como componente sintonizador. No obstante, en [7] a diferencia de los dos anteriores, utiliza diodos varactores GaAs, el mismo tipo que hemos utilizado para sintonizar la selectividad y que también utilizaremos para sintonizar el ancho de banda. Hay otros muchos artículos [8-10] que utilizan también diodos varactores o condensadores variables para conseguir distintos rangos de ancho de banda y frecuencia central.

Como se ha podido comprobar, el ancho de banda y la frecuencia central van estrechamente relacionados. En la gran mayoría de artículos, independientemente de si se precisara sintonizar un parámetro u otro, se remarcaba la variación de los dos. En nuestro caso, pasará lo mismo. En este capítulo vamos a sintonizar el ancho de banda para después, en los siguientes capítulos, devolver la frecuencia central a la frecuencia de interés, 1.5 GHz.

## 5.2. Síntesis e implementación

Antes de sintonizar el ancho de banda, vamos a rediseñar los resonadores, ya que también vamos a sustituir los condensadores interdigitales por diodos varactores. Esto nos va a permitir obtener unos anchos de banda mucho más parecidos entre simulaciones con [11] y las cosimulaciones con [12]. Para su rediseño nos vamos a centrar en la topología de la Figura 2.4. Los resonadores utilizados son una línea *microstrip* con una impedancia característica de 50 ohmios de media longitud de onda terminados en circuito abierto. Para la inserción de los diodos varactores vamos a dejar un espaciado de 1 mm, suficiente para introducirlos y para que no haya un acoplamiento adicional entre los resonadores y la línea de transmisión principal que nos afecte en el control del ancho de banda. La topología del filtro se puede ver en la Figura 5.1.

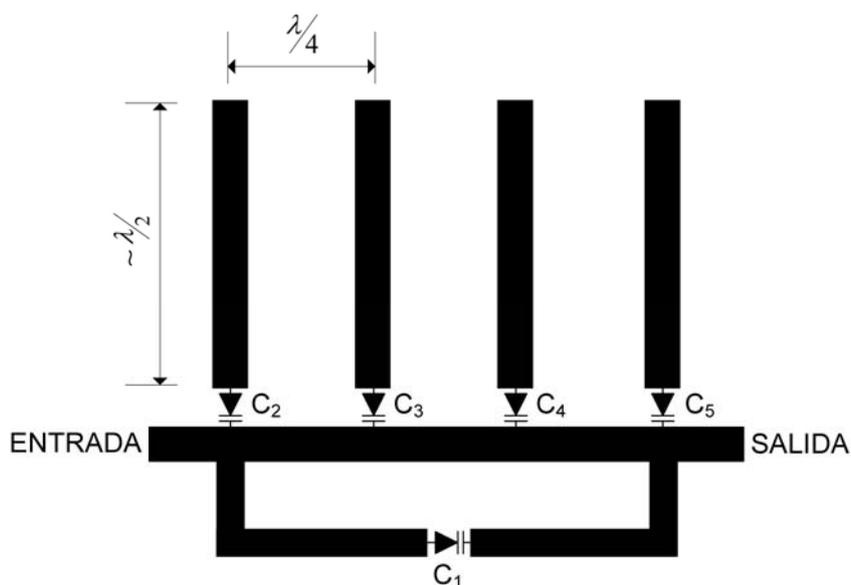


Figura 5.1 – Topología del filtro con sintonización del ancho de banda basada en la topología de la Figura 2.4

Para reducir las dimensiones del filtro los resonadores serán de un cuarto de longitud de onda terminados en cortocircuito. La topología final que utilizaremos a partir de ahora es la que se presenta en la Figura 5.2.

Los diodos varactores  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $C_4$  y  $C_5$  son los mismos que se han utilizado para la sintonización de la selectividad, es decir  $C_1$ . El modelo en concreto es MA46470-276 con una capacidad total mínima de 0.3 pF, cuando el voltaje inverso es de 20 V. La capacidad total máxima se consigue con el voltaje inverso mínimo, 0.1 V. En este caso la capacidad máxima es 1.8-1.9 pF aproximadamente (ver Apéndice B)

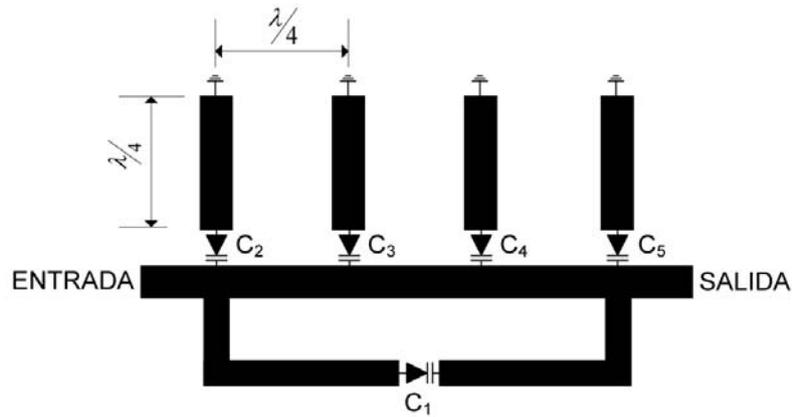


Figura 5.2 – Topología con resonadores de un cuarto de longitud de onda con sintonización del ancho de banda

El *layout* definitivo a escala con el cual se va a trabajar se presenta en la Figura 5.3. Para mantener el diseño original del filtro, los resonadores interiores son ligeramente más pequeños que los exteriores, entorno los 3 grados. Así pues, el valor de la capacitancia de los diodos varactores de los resonadores interiores será un poco mayor que los exteriores, concretamente 0.1 pF.



Figura 5.3 – *Layout* del filtro

## 5.3. Simulación y resultados

### 5.3.1. Circuito ideal

Como en el capítulo anterior, primero simularemos el circuito con [11] para ver el si el comportamiento es el deseado. El rango de capacitancia con que trabajaremos será el mismo que hemos utilizado para la selectividad, aunque no alcanzaremos valores demasiado altos ya que la respuesta se degrada rápidamente. Se ve claramente en el

caso donde  $C_2$  y  $C_5$  tienen el valor de 0.8 pF y  $C_3$  y  $C_4$  0.9 pF. El “lóbulo” de la izquierda en la respuesta del parámetro  $S_{21}$  sube demasiado distorsionando la respuesta del filtro. Tendría que mantenerse sobre los -10 dB como máximo para no alterar el comportamiento del filtro. Los otros casos representados tienen una respuesta en la banda de rechazo por debajo de los -5 dB.

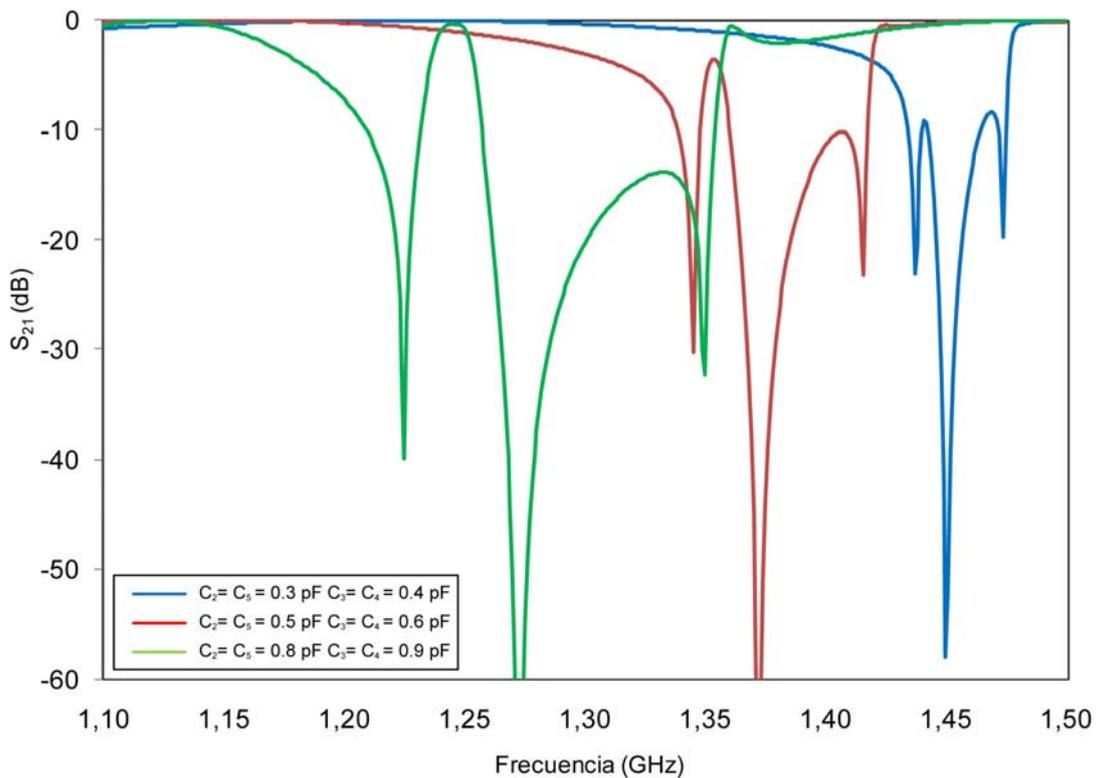


Figura 5.4 - Respuesta  $S_{21}$  realizada con [11]

Como esperábamos, la frecuencia central se desplaza casi 275 MHz. La frecuencia central disminuye a causa del efecto que produce el aumento de la capacitancia de los diodos varactores. El aumento de la capacitancia de los diodos varactores se traduce en un aumento de la longitud efectiva de los resonadores. Por eso, la frecuencia de resonancia de éstos disminuye. En la Tabla 5.1 se muestran los valores máximo y mínimo y otro intermedio que puede tomar el ancho de banda del filtro, para un valor concreto de  $C_1$ . No se presentan más casos, ya que la variación de  $C_1$  no altera considerablemente los resultados. Teóricamente, la variación de  $C_1$  debería ser independiente de la variación del resto de diodos varactores.

$C_1=1.1$ pF	$C_2 = C_3$ (pF)	0.3	0.5	0.8
	$C_3 = C_4$ (pF)	0.4	0.6	0.9
	$BW$ (%)	4.07	7.73	14.69

Tabla 5.1 - Valores de ancho de banda relativo para distintos valores  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $C_4$  y  $C_5$ , y para  $C_1$  con 1.1 pF

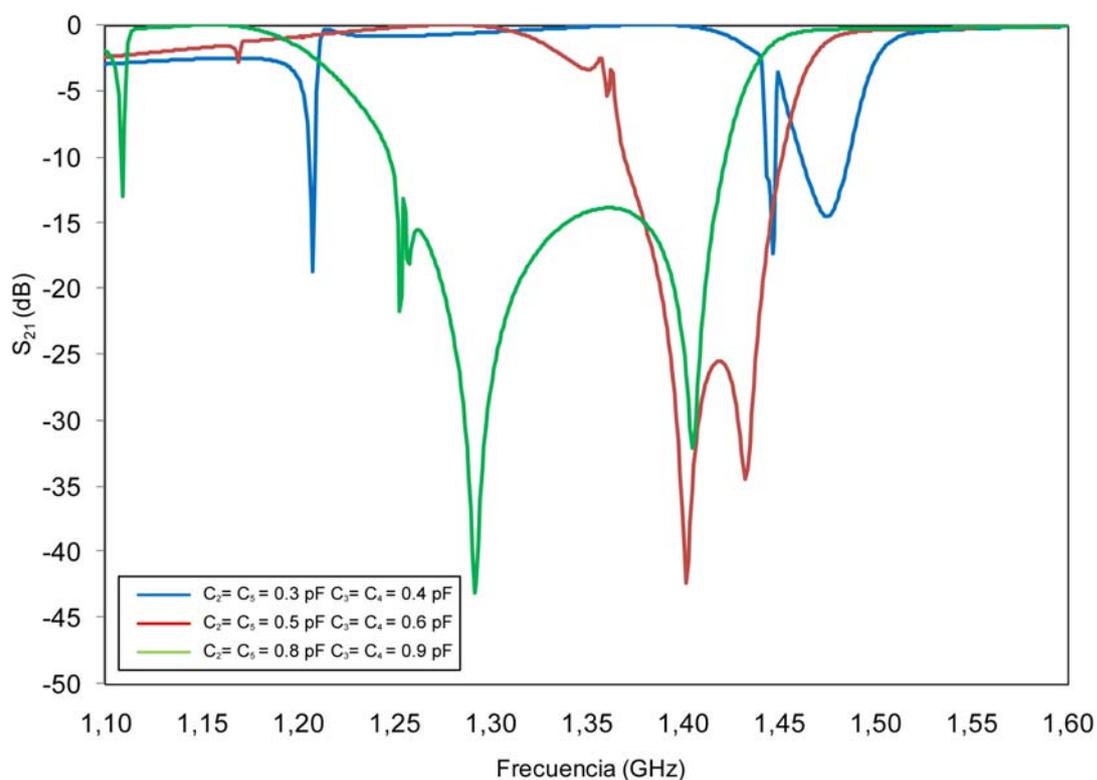
Conseguimos un margen de variación de 10.62%. A diferencia del circuito ideal del capítulo anterior, el ancho de banda que se consigue es considerablemente menor. La razón de este hecho es la utilización de condensadores ideales para emular los condensadores interdigitales en el circuito ideal. Lo podemos comprobar fácilmente comparando los valores de ancho de banda que se obtienen en un caso y en el otro. Cabe destacar que en el cálculo del ancho de banda en el último caso hemos omitido que el “lóbulo” de la izquierda suba hasta casi los 0 dB. Nos habría alterado demasiado el resultado para después poder compararlo con el de la cosimulación.

### 5.3.2. Cosimulación

Para comprobar el buen funcionamiento de todos los cambios que hemos realizado en el *layout*, procedemos a realizar la cosimulación del filtro. El *layout* que utilizamos es el que se ha presentado en la Figura 5.3. Como se ha hecho en el anterior capítulo, el análisis electromagnético se realizará con una caja de 1 cm de altura. En la Figura 5.5 se muestra la respuesta  $S_{21}$ . El rango en que se mueve la frecuencia central es ligeramente inferior al simulado anteriormente. Destaca la desaparición de un cero de transmisión en los casos en que los valores de la capacidad de los diodos varactores son mínimos. No obstante, el ancho de banda en todos los casos es prácticamente igual que en la simulación del circuito ideal. Sólo el caso en que los valores de la capacitancia son máximos se nota una diferencia apreciable. En la Tabla 5.2 se muestran los parámetros de forma numérica. Así pues, la diferencia entre el valor máximo y mínimo del ancho de banda relativo que conseguimos es de un 13.41 %.

$C_1=1.1$ pF	$C_2 = C_5$ (pF)	0.3	0.5	0.8
	$C_3 = C_4$ (pF)	0.4	0.6	0.9
	$BW$ (%)	4.00	7.63	17.41

Tabla 5.2 - Valores de ancho de banda relativo para distintos valores  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $C_4$  y  $C_5$ , y para  $C_1$  con 1.1 pF

Figura 5.5 - Respuesta  $S_{21}$  realizada con [12]

## 5.4. Conclusiones

El objetivo de este capítulo ha sido sintonizar el ancho de banda del filtro. En primer lugar hemos rediseñado los resonadores del filtro. Se han sacado los condensadores interdigitales del diseño inicial para introducir los diodos varactores destinados a la sintonización del ancho de banda. Hemos escogido unos resonadores de un cuarto de longitud de onda terminados en cortocircuito para reducir las dimensiones del filtro. El modelo de los diodos varactores es el mismo que hemos utilizado para la sintonización de la selectividad. Finalmente, se ha logrado una variación del ancho de banda relativo del 4.07% hasta 14.69% en las simulaciones del circuito ideal y una variación de 4% al 17.41% en la cosimulación. Como se puede ver en las gráficas, la sintonización del ancho de banda ha conllevado una variación de la frecuencia central. La sintonización de este parámetro va a ser el objetivo del siguiente capítulo.

## 5.5. Referencias

[1] Entesari, Kamran and Rebeiz, Gabriel M.; “A 12-18 GHz Three-Pole RF MEMS Tunable Filter” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* Vol. 53, No. 8, Aug 2005, pp. 2566-2571.

[2] Hong-Teuk Kim, Jae-Hyoung Park, Yong-Kweon Kim and Youngwoo Kwon; “Low-Loss and Compact V-Band MEMS-Based Analog Tunable Bandpass Filters” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 12, No. 11, Nov 2002, pp. 432-434.

[3] Pistono, E.; Ferrari, P.; Duvillaret, L.; Duchamp, J.-M. and Vilmot, A. “A Compact Tune-All Bandpass Filter Based on Coupled Slow-Wave Resonators” *Microwave Conference European Vol 2*, Issue 4-6, Oct 2005, 4 pp.

[4] Zabdiel Brito-Brito, Ignacio Llamas-Garro, Lluís Pradell-Cara, Alonso Corona-Chavez.; “Microstrip Switchable Bandstop Filter using PIN Diodes with Precise Frequency and Bandwidth Control” *The 38th European Microwave Conference, Amsterdam RAI, Amsterdam, The Netherlands 28-30 Oct. 2008.*

[5] Chandler, S.R.; Hunter, I.C. and Gardiner, J.G.; “Active Varactor Tunable Bandpass Filter” *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 3, No. 3, Mar 1993, pp. 70-71.

[6] B.E. Carey-Smith and P.A. Warr “Broadband-configurable bandstop-filter design employing a composite tuning mechanism” *IET Microw. Antennas Propag.* 2007, Vol 1, Issue 2, April 2007, pp. 420-426.

[7] Har Dayal “Variable Bandwidth, Wide Tunable Frequency, Voltage Tuned Filter” *Wiley InterScience* 2003 pp. 64-72, [www.interscience.wiley.com](http://www.interscience.wiley.com).

[8] Sanchez-Renedo, M.; Gomez-Garcia, R.; Alonso, J.I. and Briso-Rodriguez, C.; “Tunable Combline Filter With Continuous Control of Center Frequency and Bandwidth” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* Vol. 53, No. 8, Jan 2005, pp. 191-199.

[9] Hualiang Zhang and Chen, K.J. “A Microstrip Bandpass Filter with an Electronically Reconfigurable Transmission Zero” *Proceeding of the 36th European Microwave Conference*, Sep. 2006, pp. 653-656.

[10] Jong-Man Kim; Sanghyo Lee; Jae-Hyoung Park; Jung-Mu Kim; Chang-Wook Baek; Youngwoo Kwon and Yong-Kweon Kim; “Low Loss K-Band Tunable Bandpass Filter Using Micromachined Variable Capacitors” *The 13th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, Seoul, Korea*, Vol 1, Issue 5-9, Jun 2005, pp.1071-1074.

[11] ADS Schematics (2006). <http://eesof.tm.agilent.com/>

[12] ADS Momentum (2006). <http://eesof.tm.agilent.com/>



## 6. Sintonización de la frecuencia central

---

En este capítulo vamos a exponer la sintonización de la frecuencia central del filtro diseñado en el capítulo 5 así como los componentes necesarios para llevarlo a cabo. De esta forma podremos regresar a la frecuencia central deseada 1,5 GHz, modificada al querer obtener distintos anchos de banda y así añadir una opción más en nuestro filtro reconfigurable.

---

## 6.1. Introducción

Como se ha comentado en el anterior capítulo, existen numerosos artículos [1-9] en que se sintoniza ancho de banda y frecuencia central. En el caso de la frecuencia central se puede clasificar en dos grandes grupos diferenciados por el modo de sintonización.

El primer grupo se caracteriza por utilizar elementos capacitivos que aportan una sintonización continua de los parámetros. Dentro de este primer grupo aún podrían diferenciarse otros subgrupos según el componente o dispositivo que utilizan. En uno de estos subgrupos se encontrarían [1-2], los cuales utilizan diodos varactores como elementos de sintonización. En [1] logra un rango de sintonización de 1.4 a 2.2 GHz y en [2] un rango de 3.5 a 4.5 GHz. En otro subgrupo se hallan todos aquellos que utilizan MEMS como elemento sintonizador [3-5]. En [3] se presenta un filtro banda eliminada que consigue a través de una estructura con acoplamientos electromagnéticos una variación de la frecuencia de los 17.3 GHz a los 19 GHz. En [4] se recurre a MEMS RF para conseguir un rango de un 20% de sintonización para filtros paso banda y banda eliminada que trabajen a 30 GHz. También se utilizan otros elementos capacitivos como condensadores variables [5] para lograr distintas frecuencias.

El segundo grupo son las estructuras que permiten la sintonización de la frecuencia de forma discreta con elementos que permiten una cierta conmutación. Un ejemplo de este tipo de elementos son los diodos PIN [6, 7] que logran variar la longitud de los resonadores conmutando un tramo adicional dependiendo de la zona en la cual trabajen los diodos. Como en el otro grupo, también existen MEMS que permiten obtener frecuencias de forma discreta. Es el caso de [8] que mediante MEMS RF consigue sintonizar 8, 10, 13 y 15 GHz.

También se puede encontrar la combinación de los grupos. Es decir, se utiliza un tipo de sintonización para la frecuencia y el otro tipo para el ancho de banda. Esto sucede en [9] donde los diodos PIN sintonizan la frecuencia central y los diodos varactores permiten seleccionar un ancho de banda determinado.

Así pues, al igual que en capítulo anterior, requeriremos diodos varactores para sintonizar la frecuencia central de forma continua.

## 6.2. Síntesis e implementación

Para lograr una sintonización de la frecuencia central vamos a variar la longitud de los resonadores. Si se opta por una variación continua la solución es introducir diodos varactores en los extremos de los resonadores para aumentar su longitud efectiva. Este es el objetivo de  $C_6$ ,  $C_7$ ,  $C_8$  y  $C_9$  ilustrados en la Figura 6.1. Un aumento de la capacitancia se traduce en un aumento de la longitud efectiva de los resonadores y por consiguiente, en una disminución de la frecuencia de resonancia.

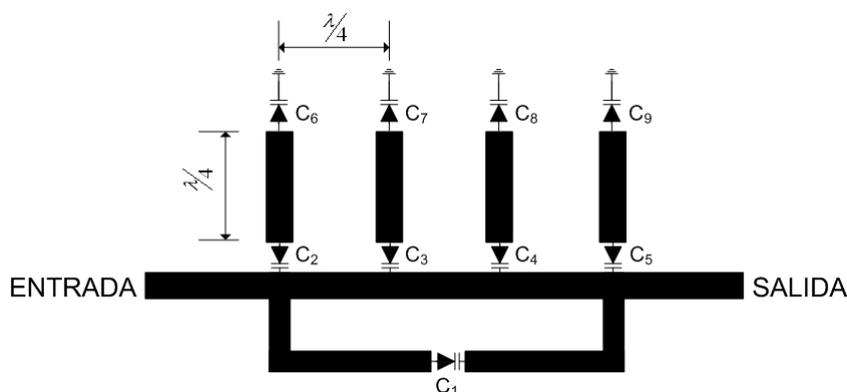


Figura 6.1 – Topología del filtro con la inserción de  $C_6$ ,  $C_7$ ,  $C_8$  y  $C_9$  para la sintonización de  $f_0$

La necesidad de devolver la frecuencia central a 1.5 GHz nos delimita el margen de variación de la capacitancia de los diodos varactores en cuestión. Su valor máximo debe garantizar el retorno de la frecuencia a 1.5 GHz en el caso en que el valor de los diodos varactores  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $C_4$  y  $C_5$  sea mínimo. Para entender bien este planteamiento debemos observar detenidamente la Figura 5.4 o la Figura 5.5. En caso contrario, cuando el valor de  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $C_4$  y  $C_5$  sea máximo, el valor de  $C_6$ ,  $C_7$ ,  $C_8$  y  $C_9$  corresponderá a su valor mínimo.

Para llevar a cabo este objetivo hemos escogido un diodo varactor del fabricante MACOM de la serie MA4ST400. El modelo concreto es el MA4ST406-287T (ver Apéndice B). Su capacidad varía desde los 3.86 pF hasta los 86.29 pF cuando su voltaje inverso es 22V y 0V, respectivamente. El fabricante no da ninguna información sobre la capacidad parásita de la armadura que vamos a utilizar; esto no representa una limitante porque con el amplio rango de capacitancia que posee este diodo varactor, cumplimos sin problemas los requisitos comentados en el anterior párrafo. Por tanto garantizamos sin ningún problema el retorno de la frecuencia a 1.5 GHz.

## 6.3. Simulación y resultados

### 6.3.1. Circuito ideal

En estas simulaciones representaremos dos casos para destacar las diferencias en la respuesta del parámetro  $S_{21}$ . Uno de los casos será cuando el ancho de banda es mínimo ( $C_2=C_5=0.3$  pF y  $C_3=C_4=0.4$  pF) y el otro cuando es máximo ( $C_2=C_5=0.8$  pF y  $C_3=C_4=0.9$  pF). La respuesta con el ancho de banda mínimo se representa en la Figura 6.2. Utilizando todo el rango de capacitancia de los diodos varactores  $C_6$ ,  $C_7$ ,  $C_8$  y  $C_9$  conseguimos un desplazamiento de la frecuencia de 366 MHz. En la Tabla 6.1 se presentan cuatro casos con la capacitancia de dichos diodos y con su respectiva frecuencia central.

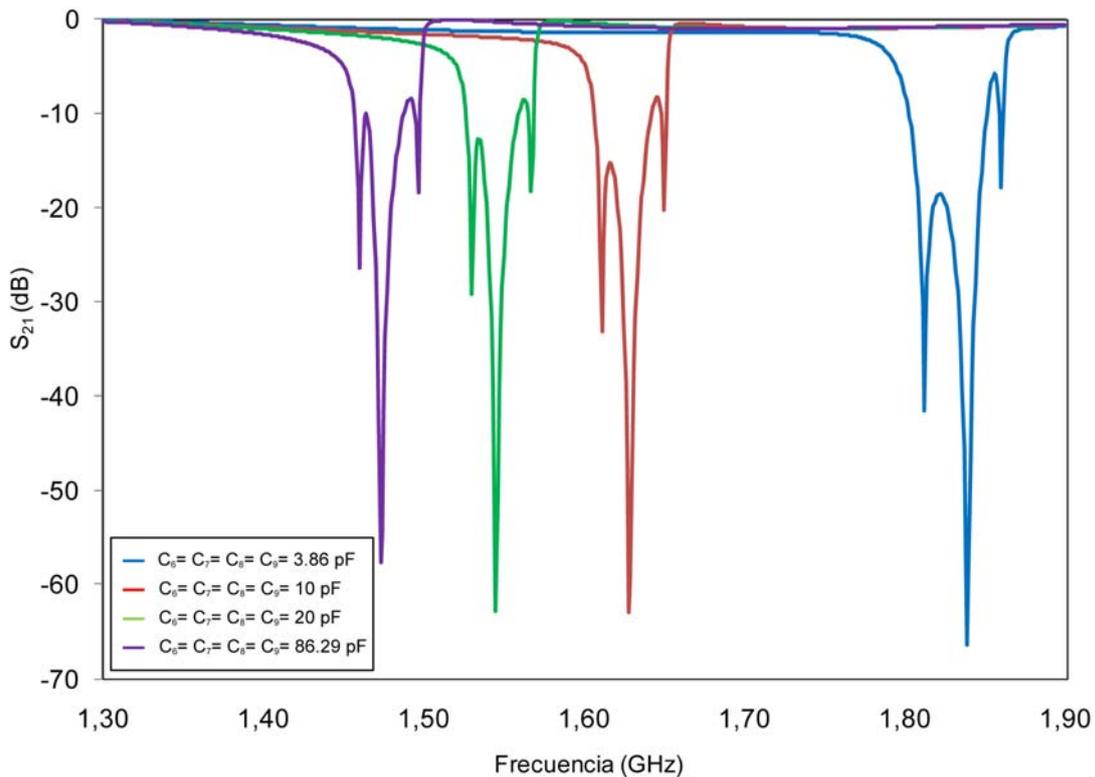


Figura 6.2 - Respuesta  $S_{21}$  realizada con [10] manteniendo un mínimo de ancho de banda para  $C_1 = 1.1$  pF,  $C_2 = C_5 = 0.3$  pF y  $C_3 = C_4 = 0.4$  pF

$C_1 = 1.1$ pF $C_2 = C_5 = 0.3$ pF $C_3 = C_4 = 0.4$ pF				
$C_6 = C_7 = C_8 = C_9$ (pF)	3.86	10	20	86.29
$f_0$ (GHz)	1.839	1.628	1.545	1.473

Tabla 6.1 - Valores de frecuencia central manteniendo un mínimo de ancho de banda para distintos valores  $C_6$ ,  $C_7$ ,  $C_8$  y  $C_9$ , y para  $C_1 = 1.1$  pF,  $C_2 = C_5 = 0.3$  pF, y  $C_3 = C_4 = 0.4$  pF (simulado con [10])

Si nos fijamos en el caso que el ancho de banda es máximo, la frecuencia central toma valores menores que en el otro caso, aunque el margen de variación es prácticamente el mismo, 357 MHz. En la Figura 6.3 se representan los mismos casos que en la figura anterior. De forma homóloga sucede con los datos presentados en la Tabla 6.2.

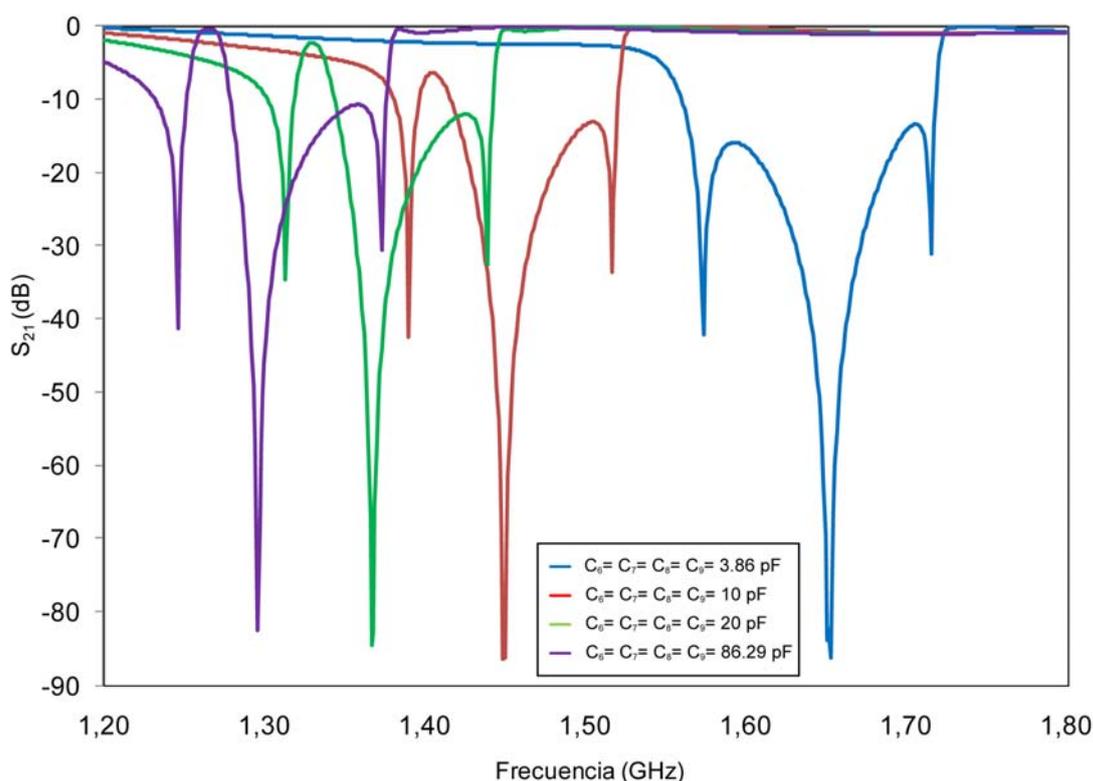


Figura 6.3 - Respuesta  $S_{21}$  realizada con [10] manteniendo un máximo de ancho de banda para  $C_1 = 1.1$  pF,  $C_2 = C_5 = 0.8$  pF y  $C_3 = C_4 = 0.9$  pF

$C_1 = 1.1$ pF $C_2 = C_5 = 0.8$ pF $C_3 = C_4 = 0.9$ pF				
$C_6 = C_7 = C_8 = C_9$ (pF)	3.86	10	20	86.29
$f_0$ (GHz)	1.653	1.449	1.367	1.296

Tabla 6.2 - Valores de frecuencia central manteniendo un máximo de ancho de banda para distintos valores  $C_6$ ,  $C_7$ ,  $C_8$  y  $C_9$ , y para  $C_1 = 1.1$  pF,  $C_2 = C_5 = 0.8$  pF, y  $C_3 = C_4 = 0.9$  pF ( simulado con [10])

### 6.3.2. Cosimulación

Con las mismas condiciones de capítulos anteriores vamos a cosimular el circuito para comparar su comportamiento con el del circuito ideal. Como sucedía en el capítulo 5, se puede apreciar en la Figura 6.4 que desaparece un cero de transmisión. Aunque

cuando tratamos el caso en que el ancho de banda es máximo ( $C_2=C_5=0.8$  pF y  $C_3=C_4=0.9$  pF) en la Figura 6.5, el cero de la izquierda vuelve a aparecer.

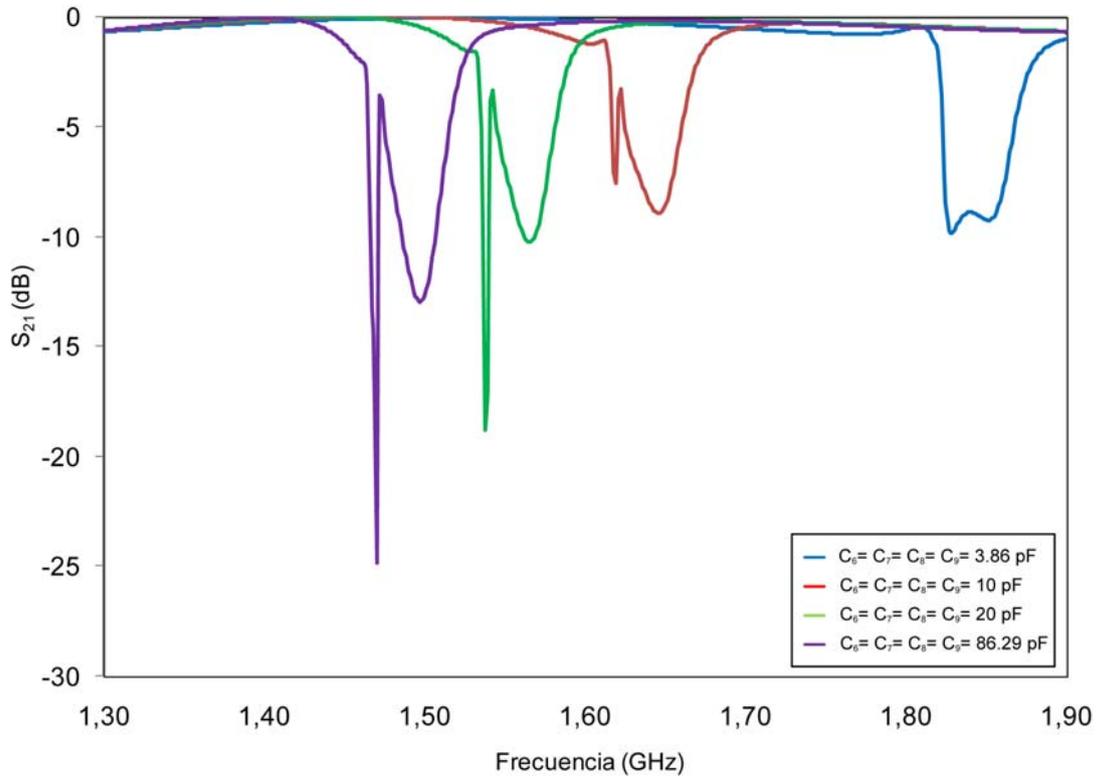


Figura 6.4 - Respuesta  $S_{21}$  realizada con [11] manteniendo un mínimo de ancho de banda para  $C_1 = 1.1$  pF,  $C_2 = C_5 = 0.3$  pF y  $C_3 = C_4 = 0.4$  pF

Independientemente del comportamiento del cero de transmisión, el margen de desplazamiento de la frecuencia central se mantiene similar al del circuito ideal. En la situación en que el ancho de banda es mínimo, el margen es de 358 MHz. En el caso contrario, el margen asciende a 405 MHz. Por tanto, logramos una sintonización de la frecuencia central de 360-400 MHz.

$C_1 = 1.1$ pF $C_2 = C_5 = 0.3$ pF $C_3 = C_4 = 0.4$ pF				
$C_6 = C_7 = C_8 = C_9$ (pF)	3.86	10	20	86.29
$f_0$ (GHz)	1.828	1.646	1.565	1.470

Tabla 6.3 - Valores de frecuencia central manteniendo un mínimo de ancho de banda para distintos valores  $C_6, C_7, C_8$  y  $C_9$ , y para  $C_1 = 1.1$  pF,  $C_2 = C_5 = 0.3$  pF, y  $C_3 = C_4 = 0.4$  pF (cosimulación)

$C_1 = 1.1$ pF $C_2 = C_5 = 0.8$ pF $C_3 = C_4 = 0.9$ pF				
$C_6 = C_7 = C_8 = C_9$ (pF)	3.86	10	20	86.29
$f_0$ (GHz)	1.723	1.487	1.397	1.318

Tabla 6.4 - Valores de frecuencia central manteniendo un máximo de ancho de banda para distintos valores  $C_6, C_7, C_8$  y  $C_9$ , y para  $C_1 = 1.1$  pF,  $C_2 = C_5 = 0.8$  pF, y  $C_3 = C_4 = 0.9$  pF (cosimulación)

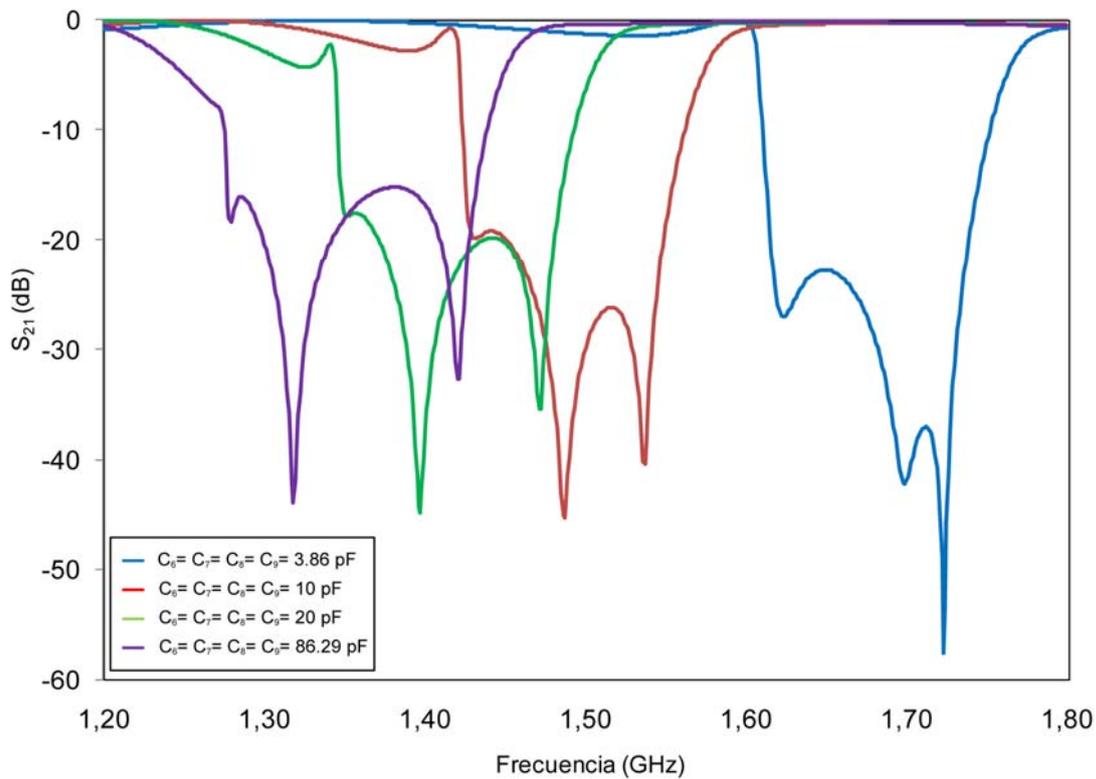


Figura 6.5 - Respuesta  $S_{21}$  realizada con [11] manteniendo un máximo de ancho de banda para  $C_1 = 1.1 \text{ pF}$   
 $C_2 = C_5 = 0.8 \text{ pF}$  y  $C_3 = C_4 = 0.9 \text{ pF}$

## 6.4. Conclusiones

En este capítulo se ha dado solución a la sintonización de la frecuencia central. Para conseguir la frecuencia central deseada se debe modificar la longitud eléctrica de los resonadores del filtro. Esta función la realizan satisfactoriamente los diodos varactores introducidos al final de los resonadores antes del cortocircuito. Como más pequeña sea la capacidad del diodo varactor, menor será la longitud eléctrica del resonador y por consiguiente, mayor la frecuencia de resonancia y viceversa. Sin distinción entre simulación o cosimulación se consiguen variaciones entre los 350 y 400 MHz según el acoplamiento que haya entre resonadores y línea de transmisión principal.

## 6.5. Referencias

[1] Chandler, S.R.; Hunter, I.C. and Gardiner, J.G; “Active Varactor Tunable Bandpass Filter” *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 3, No. 3, Mar 1993, pp. 70-71.

[2] Hunter, I.C.and Rhodes, J.D.; “Electronically Tunable Microwave Bandstop Filters” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* Vol. 30, No. 9, Sep 1982, pp. 1361-1367.

[3] Karim, M.F.; Liu, A.Q.; Yu, A.B. and Alphones, A.; “MEMS-Based Tunable Bandstop Filter Using Electromagnetic Bandgap (EBG) Structures” *Microwave Conference Proceedings, 2005. APMC 2005. Asia-Pacific Conference Proceedings*, Vol. 3, Issue 4-7, Dec 2005, 4 pp.

[4] Siegel, C.; Ziegler, V.; Prechtel, U.; Schonlinner, B.and Schumacher, H; “Very low complexity RF-MEMS technology for wide range tunable microwave filters” *Microwave Conference, 2005 European*, Vol. 1, Issue 4-6, Oct 2005, 4 pp.

[5] Jong-Man Kim; Sanghyo Lee; Jae-Hyoung Park; Jung-Mu Kim; Chang-Wook Baek; Youngwoo Kwon and Yong-Kweon Kim; “Low Loss K-Band Tunable Bandpass Filter Using Micromachined Variable Capacitors” *The 13th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, Seoul, Korea*, Vol 1, Issue 5-9, Jun 2005, pp.1071-1074.

[6] Mahe, F.; Tanne, G.; Rius, E.; Person, C.; Toutain, S.; Biron, F.; Billonnet, L.; Jarry, B. and Guillon, P.; “Electronically Switchable Dual-Band Microstrip Interdigital Bandpass Filter For Multistandard Communication Applications” *European Microwave Conference, 2000. 30th*, Oct 2000, pp. 1-4.

[7] Zabdiel Brito-Brito, Ignacio Llamas-Garro, Lluís Pradell-Cara, Alonso Corona-Chavez.; “Microstrip Switchable Bandstop Filter using PIN Diodes with Precise Frequency and Bandwidth Control” *38th European Microwave Conference, Amsterdam, The Netherlands*, 28-30 Oct. 2008.

[8] Guizhen Zheng and John Papapolymerou “Monolithic Reconfigurable Bandstop Filter Using RF MEMS Switches” *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, Wiley Periodicals, Inc*, Vol 14, Issue 4, Jun 2004, pp. 373-382.

[9] B.E. Carey-Smith and P.A. Warr “Broadband-configurable bandstop-filter design employing a composite tuning mechanism” *IET Microw. Antennas Propag*, 2007, Vol 1, Issue 2, April 2007, pp. 420-426.

[10] ADS Schematics (2006). <http://eesof.tm.agilent.com/>

[11] ADS Momentum (2006). <http://eesof.tm.agilent.com/>



## 7. Ajuste de todos los parámetros

---

Como se había comentado a lo largo de los dos últimos capítulos, el objetivo final de ajustar el ancho de banda y frecuencia central era obtener distintos anchos de banda para la frecuencia central de interés, 1.5 GHz. En este capítulo vamos a mostrar los resultados de las simulaciones para comprobar su correcto funcionamiento.

---

## 7.1. Introducción

En los artículos [1-38] disponibles en la literatura encontramos un objetivo común: sintonizar el ancho de banda o frecuencia central. No había un interés en intentar mantener un parámetro constante al variar el otro.

En este capítulo se va a mostrar como variando el valor de la capacitancia de los diodos varactores logramos distintos anchos de banda a una frecuencia determinada. Además de la sintonización de estos dos parámetros también tendremos la capacidad en cualquier situación de alterar la respuesta para convertir el filtro en más o menos selectivo.

## 7.2. Simulaciones y resultados

### 7.2.1. Circuito ideal

Después de sintonizar independientemente el ancho de banda y la frecuencia central vamos a intentar sintonizar los dos simultáneamente para lograr

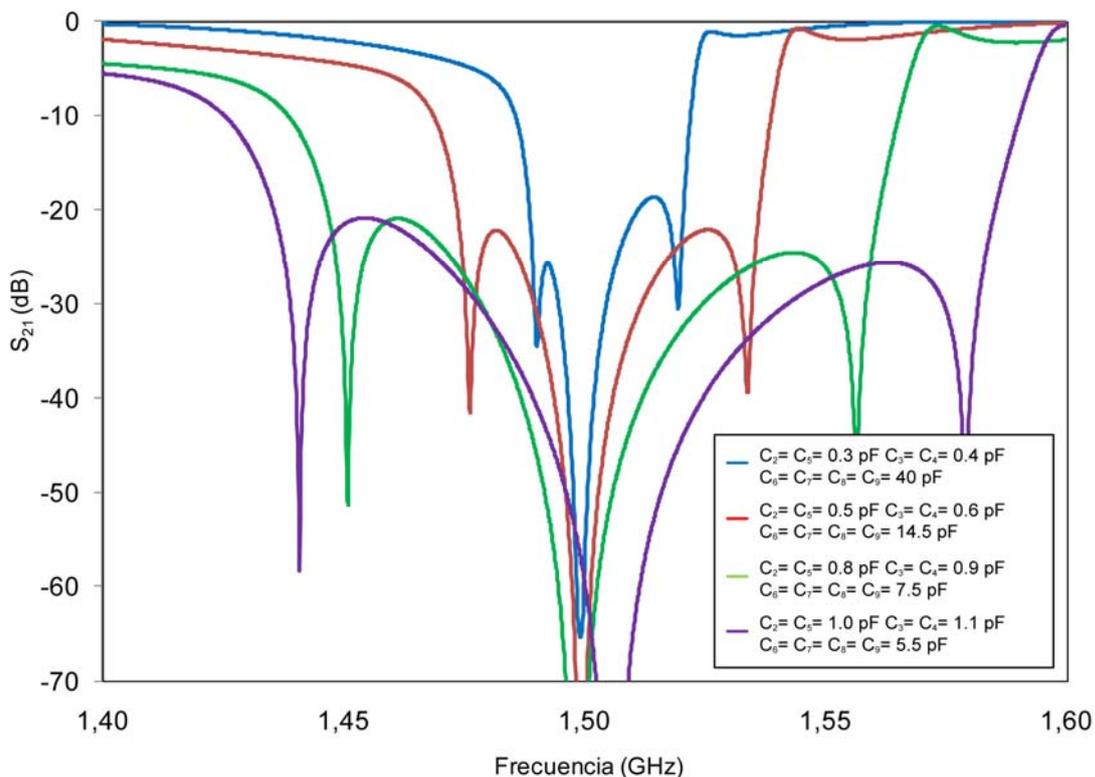


Figura 7.1 – Ajuste del ancho de banda a frecuencia central de 1.5 GHz (simulado con [39])

distintos anchos de banda manteniendo la frecuencia central fija. En la Figura 7.1 se muestra la respuesta  $S_{21}$  para distintos valores de los diodos varactores.

En la Tabla 7.1 se muestran los valores de capacitancia que deben tomar los diodos varactores. Al escoger uno de los valores de  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $C_4$ ,  $C_5$ ,  $C_6$ ,  $C_7$ ,  $C_8$  y  $C_9$ , el resto viene determinado. Sólo  $C_1$  puede variar independientemente. Los valores de ancho de banda relativo son los mismos que los que se han obtenido en el capítulo 5, cuando no reajustábamos la frecuencia central.

	$C_2 = C_5$ (pF)	$C_3 = C_4$ (pF)	$C_6 = C_7 = C_8 = C_9$ (pF)	$f_0$ (GHz)	$BW(\%)$
$C_1 = 0.3$ pF	0.3	0.4	40	1.499	4.14
	0.5	0.6	14.5	1.499	7.73
	0.8	0.9	7.5	1.499	13.61
	1	1.1	5.5	1.507	17.81

Tabla 7.1 - Valores de frecuencia central y ancho de banda distintos valores  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $C_4$ ,  $C_5$ ,  $C_6$ ,  $C_7$ ,  $C_8$  y  $C_9$ , y para  $C_1 = 0.3$  pF (simulado con [39])

### 7.2.2. Cosimulación

La cosimulación nos muestra el mismo comportamiento que se ha ido representando en los anteriores capítulos. En la Tabla 7.2 se muestra que logramos anchos de banda comprendidos entre el 4.94% y el 18.67%. Como se ha comentado en el capítulo 5 el rango de capacitancia de los diodos varactores  $C_6$ ,  $C_7$ ,  $C_8$ , y  $C_9$  es suficiente para devolver la frecuencia a 1.5 GHz (el rango de capacitancia es de 3.86 pF a 86.29 pF). En la Figura 7.2 se representa la respuesta del parámetro  $S_{21}$  con la variación del ancho de banda a 1.5 GHz.

	$C_2 = C_5$ (pF)	$C_3 = C_4$ (pF)	$C_6 = C_7 = C_8 = C_9$ (pF)	$f_0$ (GHz)	$BW(\%)$
$C_1 = 0.3$ pF	0.3	0.4	36	1.498	4.94
	0.5	0.6	13	1.501	8.86
	0.8	0.9	6.8	1.501	14.92
	1	1.1	5.2	1.500	18.67

Tabla 7.2 - Valores de frecuencia central y ancho de banda para valores de  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $C_4$ ,  $C_5$ ,  $C_6$ ,  $C_7$ ,  $C_8$  y  $C_9$ , y  $C_1 = 0.3$  pF (cosimulación)

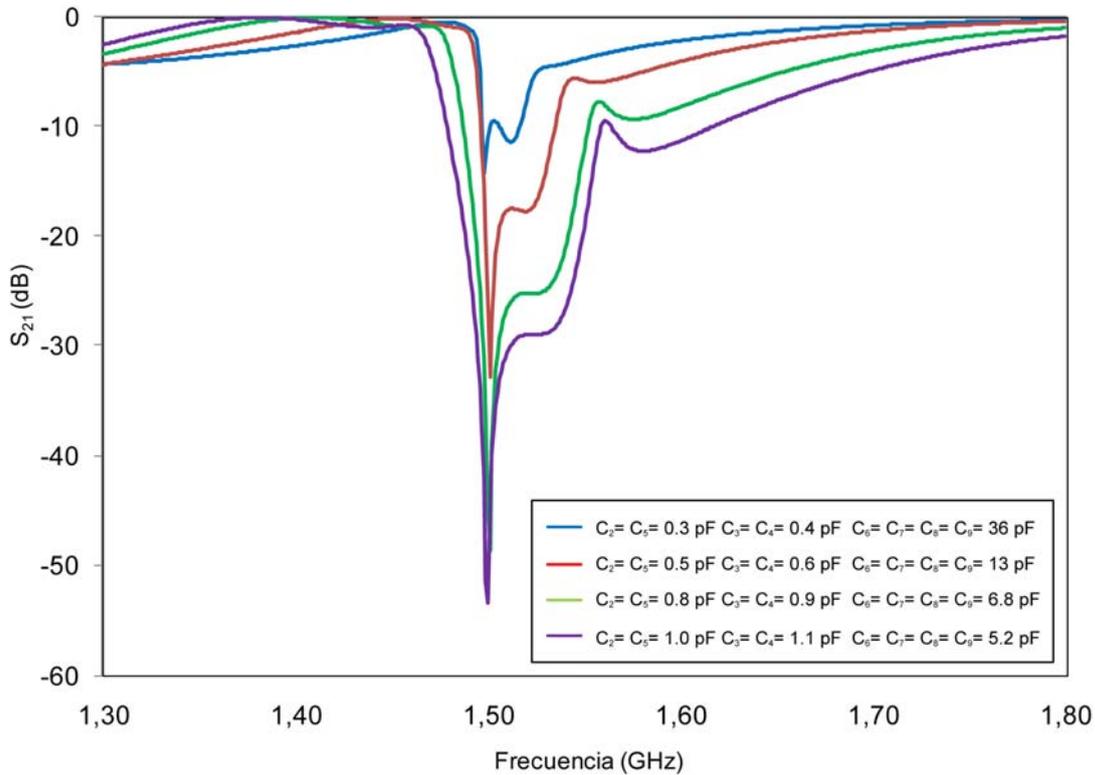


Figura 7.2 - Ajuste del ancho de banda a frecuencia central de 1.5 GHz (cosimulación)

### 7.3. Conclusiones

Sintonizando simultáneamente ancho de banda y frecuencia central se consiguen distintos anchos de banda a frecuencia fija o distintas frecuencias con el mismo ancho. En este capítulo nos hemos centrado en obtener distintos anchos de banda para una frecuencia central fija. Prácticamente se logra la misma variación de ancho de banda en simulación que en cosimulación. La sintonización de la selectividad se puede realizar independientemente para cualquier estado de ancho de banda o frecuencia central. Así pues, conseguimos un filtro capaz de sintonizar los tres parámetros: ancho de banda, frecuencia central y selectividad.

### 7.4. Referencias

[1] Abbaspour-Tamijani, A.; Dussopt, L.; Rebeiz, G.M.; “Miniature and tunable filters using MEMS capacitors”; *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, Volume 51, Issue 7, July 2003, pp. 1878 – 1885.

[2] Lugo Jr., C.; Papapolymerou J.; "Electronic Switchable Bandpass Filter Using PIN Diodes for Wireless Low Cost System-on-a-package Applications"; *Microwave Antennas and Propagation, IEE Proceedings*, Volume 151, No. 6, December 2004, pp. 497 – 502.

[3] Fourn, E.; Quendo, C.; Rius, E.; Pothier, A.; Blondy, P.; Champeaux, C.; Orlianges, J.C.; Catherinot, A.; Tanne, G.; Person, C.; Huret, F.; "Bandwidth and central frequency control on tunable bandpass filter by using MEMS cantilevers", *Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International*, Volume 1, 8-13 June 2003, pp. 523 – 526.

[4] Koochakzadeh, M.; Abbaspour-Tamijani, A.; "Switchable Bandpass Filter for 0.3-0.6 GHz", *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, 3-8 June 2007, pp. 557 – 560.

[5] Liao, Ching-Ku; Chang, Chi-Yang; Lin, Jenshan; "A Reconfigurable Filter Based on Doublet Configuration", *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, 3-8 June 2007, pp. 1607 – 1610.

[6] Yan, W. D.; Mansour, R. R.; "Compact Tunable Bandstop Filter Integrated with Large Deflected Actuators", *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, 3-8 June 2007, pp. 1611 – 1614.

[7] Zhang, R.; Mansour, R.R.; "Novel digital and analogue tunable lowpass filters", *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*, Volume 1, Issue 3, June 2007, pp. 549 – 555.

[8] Nordquist, C.D.; Muyshondt, A.; Pack, M.V.; Finnegan, P.S.; Dyck, C.W.; Reines, I.C.; Kraus, G.M.; Plut, T.A.; Sloan, G.R.; Goldsmith, C.L.; Sullivan, C.T.; "An X-band to Ku-band RF MEMS switched coplanar strip filter", *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, Volume 14, Issue 9, Sept. 2004, pp. 425 – 427.

[9] Moon-Seok Chung; Il-Soo Kim; Sang-Won Yun; "Varactor-tuned hairpin bandpass filter with an attenuation pole", *Microwave Conference Proceedings, 2005. APMC 2005. Asia-Pacific Conference Proceedings*, Volume 4, 4-7 Dec. 2005.

[10] Chandler, S.R; Hunter, I.C; Gardiner, J.G.; "Active varactor tunable microwave filters", *European Microwave Conference, 1993. 23rd*, Oct. 1993, pp. 244 – 245.

[11] Hunter, I.C.; Rhodes, J.D.; "Electronically Tunable Microwave Bandpass Filters", *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, Volume 30, Issue 9, Sept. 1982, pp. 1354 – 1360.

[12] Hunter, I.C.; Rhodes, J.D.; “Electronically Tunable Microwave Bandstop Filters”, *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, Volume 30, Issue 9, Sept. 1982, pp. 1361 – 1367.

[13] Sanchez-Renedo, M.; Gomez-Garcia, R.; Alonso, J.I.; Briso-Rodriguez, C.; “Tunable combline filter with continuous control of center frequency and bandwidth”, *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, Volume 53, Issue 1, Jan. 2005, pp. 191 – 199.

[14] Rauscher, C.; “Reconfigurable bandpass filter with a three-to-one switchable passband width”, *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, Volume 51, Issue 2, Part 1, Feb. 2003, pp. 573 – 577.

[15] Makimoto, M.; Sagawa, M.; “Varactor Tuned Bandpass Filters Using Microstrip-Line Ring Resonators”, *Microwave Symposium Digest, MTT-S International*, Volume 86, Issue 1, Jun. 1986, pp. 411 – 414.

[16] Brown, A.R.; Rebeiz, G.M.; “A varactor-tuned RF filter”, *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, Volume 48, Issue 7, Part 1, July 2000, pp. 1157 – 1160.

[17] Guizhen Zheng, John Papapolymerou; “Monolithic reconfigurable bandstop filter using RF MEMS switches”, *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Volume 14, Issue 4, July 2004, pp. 373 – 382.

[18] Xiao-Peng Liang; Yongfei Zhu; “Hybrid resonator microstrip line electrically tunable filter”, *Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International*, Volume 3, 20-25 May 2001, 1457 – 1460.

[19] Mercier, D.; Orlianges, J.-C.; Delage, T.; Champeaux, C.; Catherinot, A.; Cros, D.; Blondy, P.; “Millimeter-wave tune-all bandpass filters”, *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, Volume 52, Issue 4, April 2004, pp. 1175 – 1181.

[20] Jong-Man Kim; Sanghyo Lee; Jae-Hyoung Park; Jung-Mu Kim; Chang-Wook Baek; Youngwoo Kwon; Yong-Kweon Kim; “Low loss K-band tunable bandpass filter using micromachined variable capacitors”, *Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, 2005. Digest of Technical Papers. TRANSDUCERS '05. The 13th International Conference on*, Volume 1, 5-9 June 2005, pp. 1071 – 1074.

[21] Lugo, C., Jr.; Papapolymerou, J.; “Six-state reconfigurable filter structure for antenna based systems”, *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, Volume 54, Issue 2, Part 1, Feb. 2006, pp. 479 – 483.

[22] Carey-Smith, B.; Warr, P.A.; "Broadband configurable bandstop filter with composite tuning mechanism", *Electronics Letters*, Volume 40, Issue 25, 9 Dec. 2004, pp. 1587 – 1589.

[23] B.E. Carey-Smith; P.A. Warr; "Broadband-configurable bandstop-filter design employing a composite tuning mechanism", *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*, Volume 1, Issue 2, April 2007, pp. 420 – 426.

[24] Mahe, F.; Tanne, G.; Rius, E.; Person, C.; Toutain, S.; Biron, F.; Billonnet, L.; Jarry, B.; Guillon, P.; "Electronically Switchable Dual-Band Microstrip Interdigital Bandpass Filter For Multistandard Communication Applications", *European Microwave Conference, 2000. 30<sup>th</sup>*, Oct. 2000, pp. 1-4.

[25] Sanghyo Lee; Jong-Man Kim; Jung-Mu Kim; Yong-Kweon Kim; Youngwoo Kwon; "Millimeter-wave MEMS tunable low pass filter with reconfigurable series inductors and capacitive shunt switches", *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, Volume 15, Issue 10, Oct. 2005, pp. 691 – 693.

[26] Takacs, A.; Neculoiu, D.; Vasilache, D.; Muller, A.; Pons, P.; Aubert, H.; Plana, R.; "Tunable MEMS Filters for Millimeter Wave Applications", *International Semiconductor Conference, 2006*, Volume 1, Sept. 2006, pp. 115 – 118.

[27] Ocera, A.; Farinelli, P.; Mezzanotte, P.; Sorrentino, R.; Margesin, B.; Giacomozzi, F.; "A Novel MEMS-Tunable Hairpin Line Filter on Silicon Substrate", *Microwave Conference, 2006. 36th European*, 10-15 Sept. 2006, pp. 803 – 806.

[28] Jae-Hyoung Park; Sanghyo Lee; Jung-Mu Kim; Hong-Teuk Kim; Youngwoo Kwon; Yong-Kweon Kim; "Reconfigurable millimeter-wave filters using CPW-based periodic structures with novel multiple-contact MEMS switches", *Microelectromechanical Systems, Journal of*, Volume 14, Issue 3, June 2005, pp. 456 – 463.

[29] Karim, M.F.; Liu, A.Q.; Yu, A.B.; Alphones, A.; "MEMS-based tunable bandstop filter using electromagnetic bandgap (EBG) structures", *Microwave Conference Proceedings, 2005. APMC 2005. Asia-Pacific Conference Proceedings*, Volume 3, 4-7 Dec. 2005, 4 pp.

[30] Nordquist, C.D.; Goldsmith, C.L.; Dyck, C.W.; Kraus, G.M.; Finnegan, P.S.; Austin, F.; Sullivan, C.T.; "X-band RF MEMS tuned combline filter", *Electronics Letters*, Volume 41, Issue 2, 20 Jan. 2005, pp. 76-77.

[31] Lugo, C., Jr.; Papapolymerou, J.; “Single switch reconfigurable bandpass filter with variable bandwidth using a dual-mode triangular patch resonator”, *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*, 12-17 June 2005, 4 pp.

[32] Lugo, C.; Hadrick, J.; Papapolymerou, J.; “Dual Mode Reconfigurable Filter for 3D System on Package (SOP) Integration”, *Electronic Components and Technology Conference, 2005. Proceedings. 55<sup>th</sup>*, 31 May-3 June 2005, pp. 532 – 535.

[33] Takacs, A.; Neculoiu, D.; Vasilache, D.; Muller, A.; Pons, P.; Bary, L.; Calmon, P.; Aubert, H.; Plana, R.; “Tunable bandstop MEMS filter for millimetre-wave applications”, *Electronics Letters*, Volume 43, Issue 12, June 2007, pp. 675 – 677.

[34] Xinglong Guo; Yan Jin; Lei Liu; Weixia Ou'yang; Zongsheng Lai; “Miniature and tunable filters with MEMS switches”, *Nanoelectronics Conference, 2008. INEC 2008. 2nd IEEE International*, 24-27 March 2008, pp. 791 – 793.

[35] Takacs, A.; Neculoiu, D.; Vasilache, D.; Muller, A.; Pons, P.; Bary, L.; Calmon, P.; Plana, R.; Aubert, H.; “New topologies of tunable bandstop MEMS filters for millimeter wave applications”, *Microwave Conference, 2007. European*, 9-12 Oct. 2007, pp. 126 – 129.

[36] Uchida, H.; Sato, A.; Ohno, A.; Yoneda, N.; Konishi, Y.; Makino, S.; “A widely-tunable balanced bandstop filter with low reflections and separate stop-bands”, *Microwave Conference, 2006. APMC 2006. Asia-Pacific*, 12-15 Dec. 2006, pp. 641 – 644.

[37] Xiao-Hua Wang; Bing-Zhong Wang; Hualiang Zhang; Chen, K.J.; “A Tunable Bandstop Resonator Based on a Compact Slotted Ground Structure”, *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, Volume 55, Issue 9, Sept. 2007, pp. 1912 – 1918.

[38] Young-Hoon Chun; Jia-Sheng Hong; Peng Bao; Jackson, Timothy J.; Lancaster, Michael J.; “BST varactor tuned bandstop filter with slotted ground structure”, *Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International*, 15-20 June 2008, pp. 1115 – 1118.

[39] ADS Schematics (2006). <http://eesof.tm.agilent.com/>





## 8. Implementación

---

Una vez realizadas todas las simulaciones y comprobaciones vamos a diseñar e implementar todo lo necesario para la alimentación de los diodos varactores. Al final de este capítulo tendremos el *layout* necesario para iniciar su fabricación.

---

## 8.1. Introducción

Una vez realizado todas las simulaciones para ver el comportamiento del filtro vamos a diseñar los circuitos que deben alimentar todos los diodos varactores. Realizada esta tarea se hará una última simulación electromagnética del *layout* final con las características precisas de la caja que se empleará y con los últimos componentes que se introducirán.

## 8.2. Síntesis e implementación

El primer problema que surge al querer alimentar el primer diodo varactor  $C_1$  es la aparición de un cortocircuito que forman la línea de acople y la línea de transmisión principal. En la Figura 8.1 se muestra el cortocircuito.

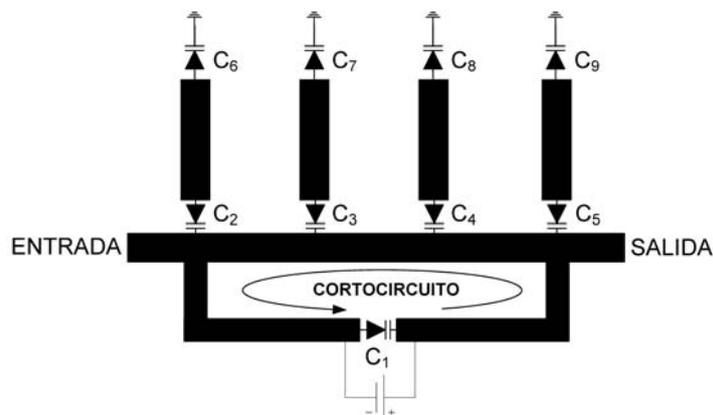


Figura 8.1 – Topología mostrando el cortocircuito entre la línea de acople y la línea de transmisión principal

Para resolverlo introduciremos un condensador de 1 nF en la línea de acople. La inserción de este componente no afecta a la respuesta del filtro y el lugar que hemos determinado es arbitrario ya que comprobamos que podíamos introducirlo en cualquier punto de la línea de acople. En la Figura 8.2 se muestra la localización del condensador que actúa como bloqueador de continua. Además se muestran en colores la polarización que tienen las distintas partes del circuito. La polarización positiva en el caso de las fuentes  $V_1, V_2$ , y  $V_3$  es común (zona roja) y la polarización negativa de  $V_2, V_3$  y  $V_4$  también es común (zona negra).

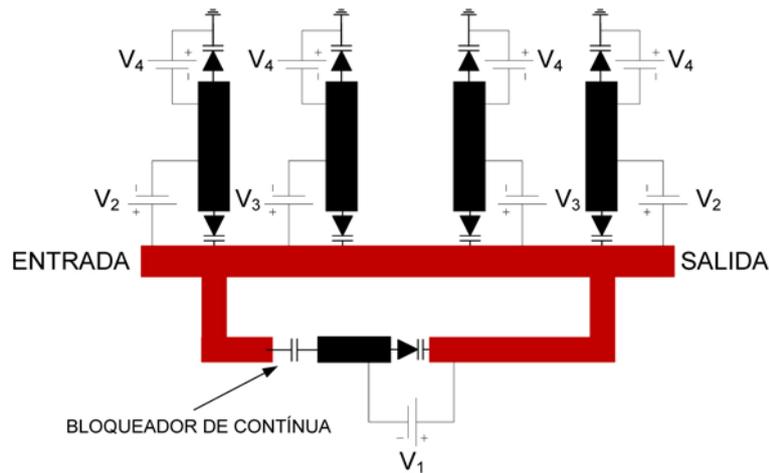


Figura 8.2 – Topología mostrando el bloqueador de corriente continua y las zonas de polarización común

Los *stub* radiales son componentes muy comunes en circuitos *microstrip* para proporcionar un bajo nivel de impedancia [1-4] en un punto bien definido y con un amplio ancho de banda. Si se combina con una línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda proporciona un circuito abierto en la línea de transmisión que lo hace ideal para alimentar elementos activos en el circuito. No obstante, las dimensiones del filtro y de la caja que debemos utilizar hacen impráctico la introducción de estos elementos. Los *stubs* radiales tienen un radio de más de 2 cm para la banda de diseño de nuestro filtro sin tener en cuenta la línea de un cuarto de longitud de onda. Por el contrario, los resonadores son ligeramente más pequeños que un cuarto de longitud de onda, lo que hace que la implementación necesaria para alimentar los diodos varactores sea mayor dimensionalmente que el propio filtro en cuestión.

Así pues, utilizaremos inductores que nos proporcionen una atenuación considerable en las frecuencias que trabaja el filtro. El circuito equivalente de estos inductores se representa en la Figura 8.3.

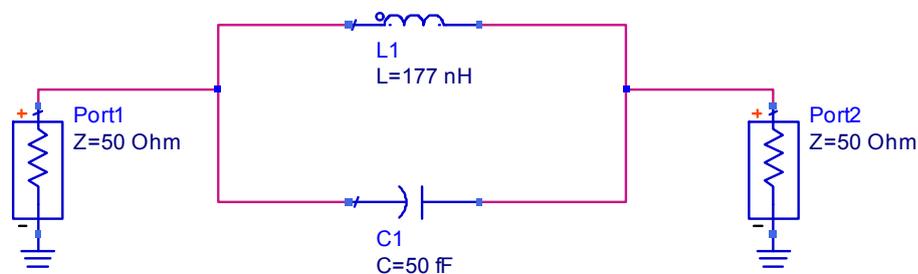


Figura 8.3 - Circuito equivalente del inductor 82N

El modelo que vamos a utilizar es de la serie 36501J-0603-82N de Tyco Electronics (ver Apéndice B). En la Figura 8.4 se muestra la respuesta del inductor que vamos a utilizar simulada con [5]. Aunque la frecuencia de resonancia esté en 1.7 GHz, nos proporciona una buena atenuación en todo el rango de frecuencias que trabaja el filtro.

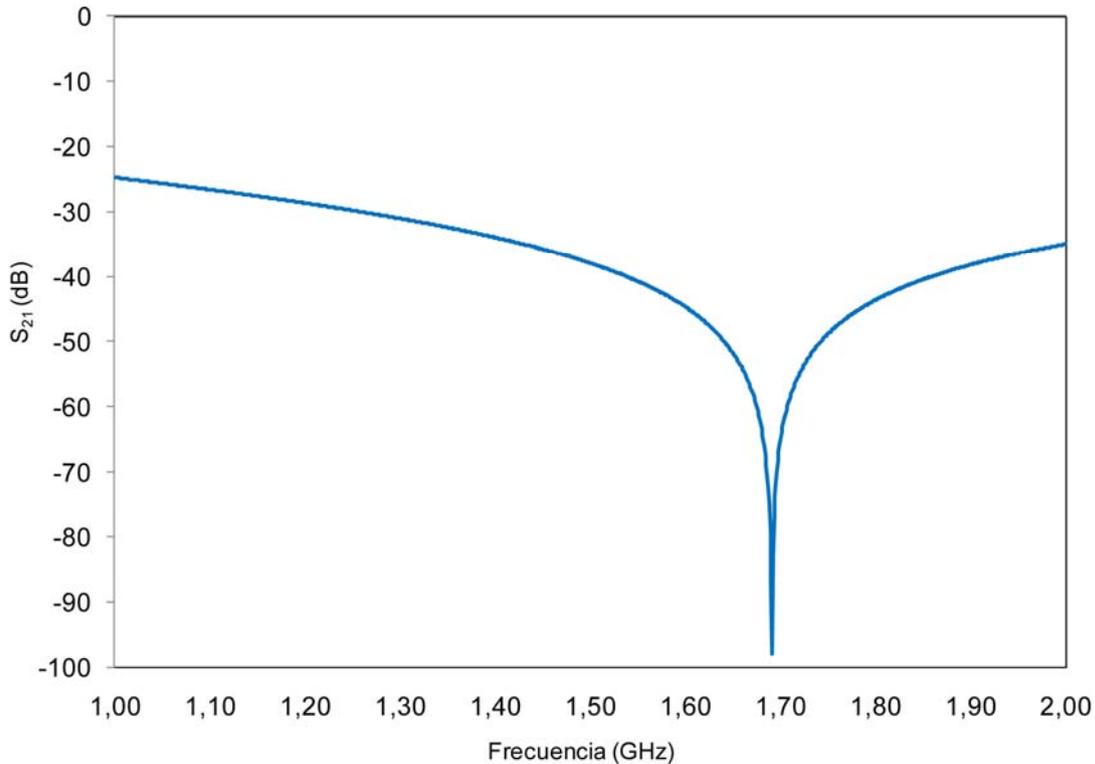


Figura 8.4 – Respuesta del circuito de la Figura 8.3

Para implementarlo hemos diseñado unos *patch* cuadrados de 1 mm con una distancia de 0.3 mm para la inserción del inductor, tal y como se ilustra en la Figura 8.5. Para conectar el inductor a la fuente de alimentación hemos introducido un *patch* cuadrado adicional de 3 mm.

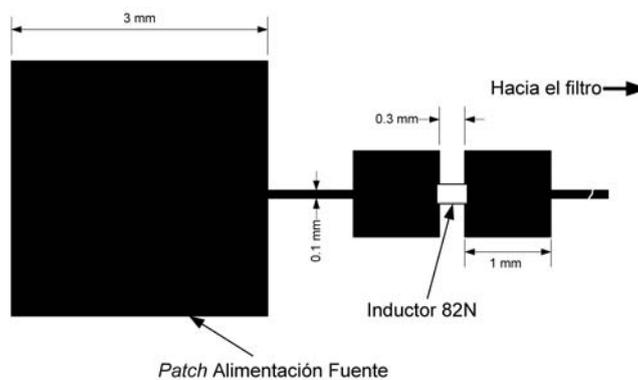


Figura 8.5 – Layout del circuito de alimentación

### 8.3. Simulaciones y resultados

Para comprobar que todos los cambios que se han introducido en el filtro no nos varían demasiado la respuesta del filtro se han hecho unas simulaciones electromagnéticas con las características precisas de la caja: largo: 110 mm, ancho: 720 mm y altura: 140 mm. Para realizar el cortocircuito en los extremos de los resonadores hemos introducido unos *vias*.

En la Figura 8.6 se representa la variación de la selectividad, tal y como lo mostramos en el capítulo 4. Cabe recordar que en la simulación del capítulo 4 todavía no se habían rediseñado los resonadores y el acoplamiento con la línea de transmisión principal era mediante condensadores interdigitales. Como ha sucedido en anteriores cosimulaciones del ancho de banda y frecuencia central, ha desaparecido uno de los ceros de transmisión. La selectividad en la parte de la izquierda se muestra invariable. Para ver mejor la variación de la selectividad en la parte de la derecha hemos ampliado la zona recuadrada en la Figura 8.7.

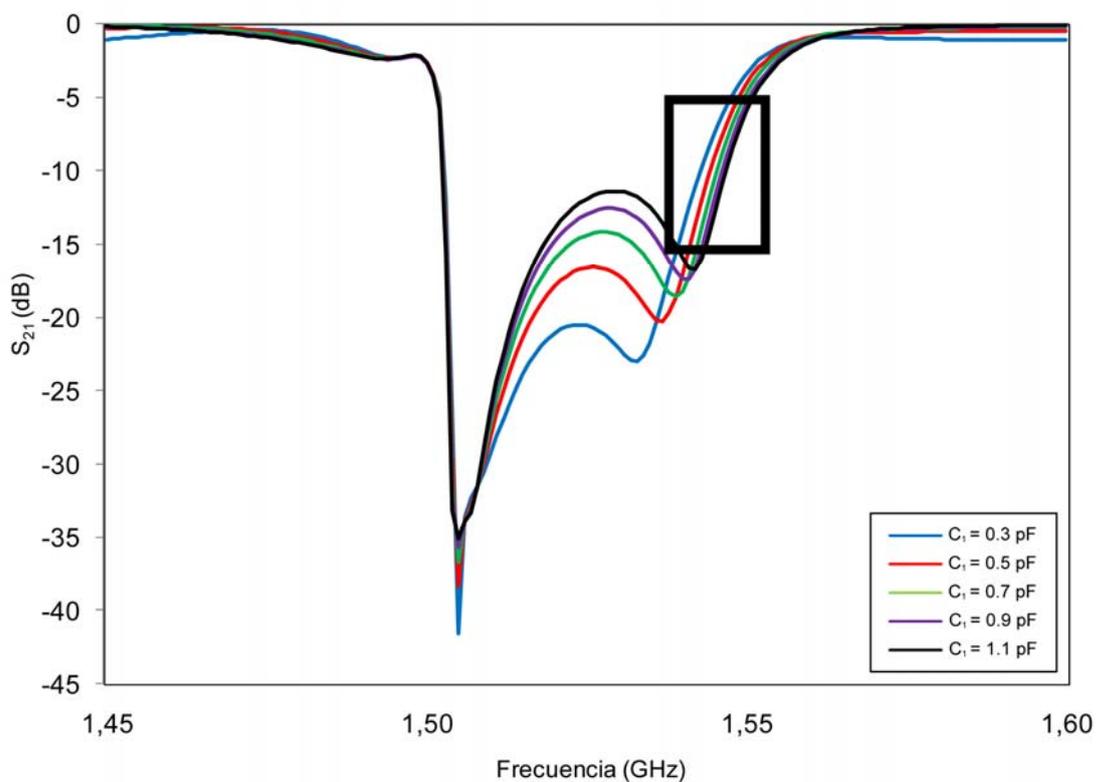


Figura 8.6 – Respuesta  $S_{21}$  del filtro con la variación de  $C_1$

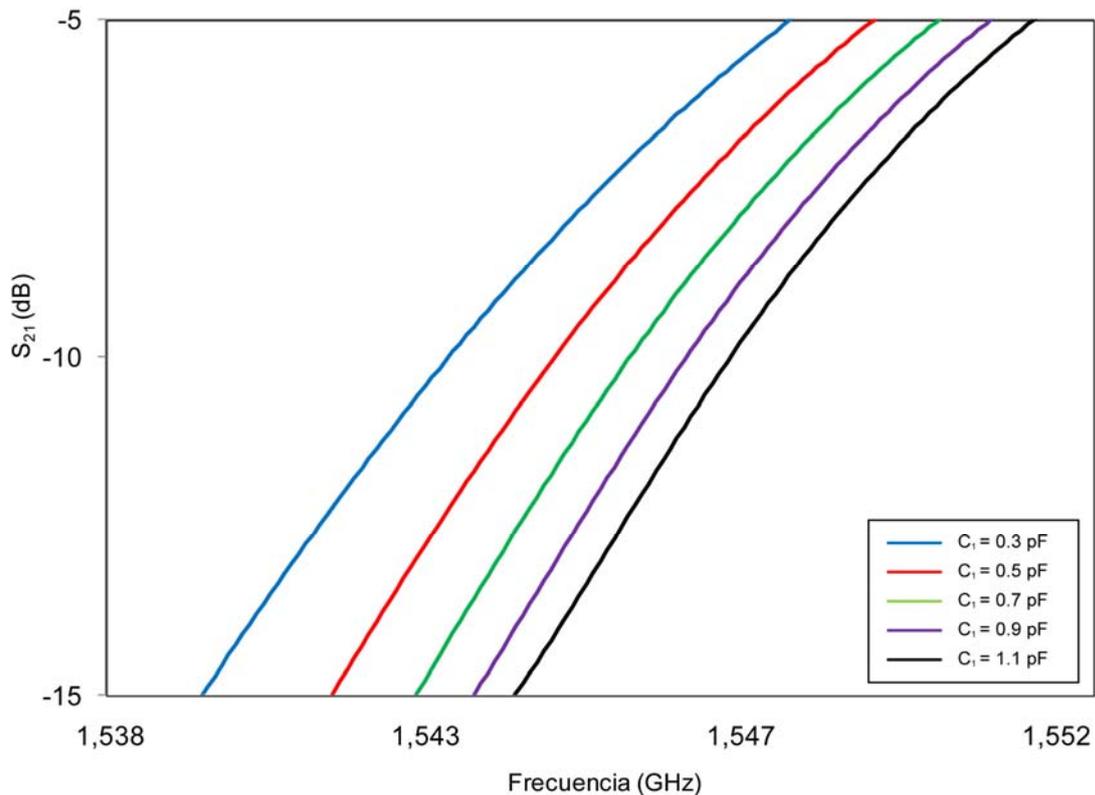


Figura 8.7 – Ampliación de la zona recuadrada en la Figura 8.6

Como sucedía en la cosimulación del capítulo 4, la variación de la selectividad es de 0.17 dB/MHz. La mayor variación se produce con valores pequeños de capacitancia de  $C_1$ . La variación del ancho de banda es del 0.37%. En la Tabla 8.1 se exponen los valores de selectividad para distintos valores de  $C_1$ .

$C_1$ (pF)	0.3	0.5	0.7	0.9	1.1
Selectividad (dB/MHz)	1.19	1.30	1.34	1.33	1.36
$BW$ (%)	3.38	3.45	3.54	3.56	3.75

Tabla 8.1 - Valores de selectividad y ancho de banda para distintos valores de  $C_1$

La mayor diferencia surge en la cosimulación para la sintonización del ancho de banda a la frecuencia central de 1.5 GHz ilustrada en la Figura 8.8. A medida que  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $C_4$  y  $C_5$  aumentan su capacitancia y por consiguiente,  $C_6$ ,  $C_7$ ,  $C_8$  y  $C_9$  la disminuyen, aparece el cero de transmisión de la izquierda.

Otra diferencia destacable es la disminución de la capacitancia requerida en los diodos varactores  $C_6$ ,  $C_7$ ,  $C_8$  y  $C_9$  para la sintonización de la frecuencia. Aunque la reducción parezca muy drástica, tal y como sucedía en el capítulo 4 la mayor variación de la frecuencia se producía cuando los valores de capacitancia de dichos diodos

varactores se acercaban al valor mínimo. En resumen, la relación entre la capacitancia de los diodos y la sintonización de la frecuencia no es lineal.

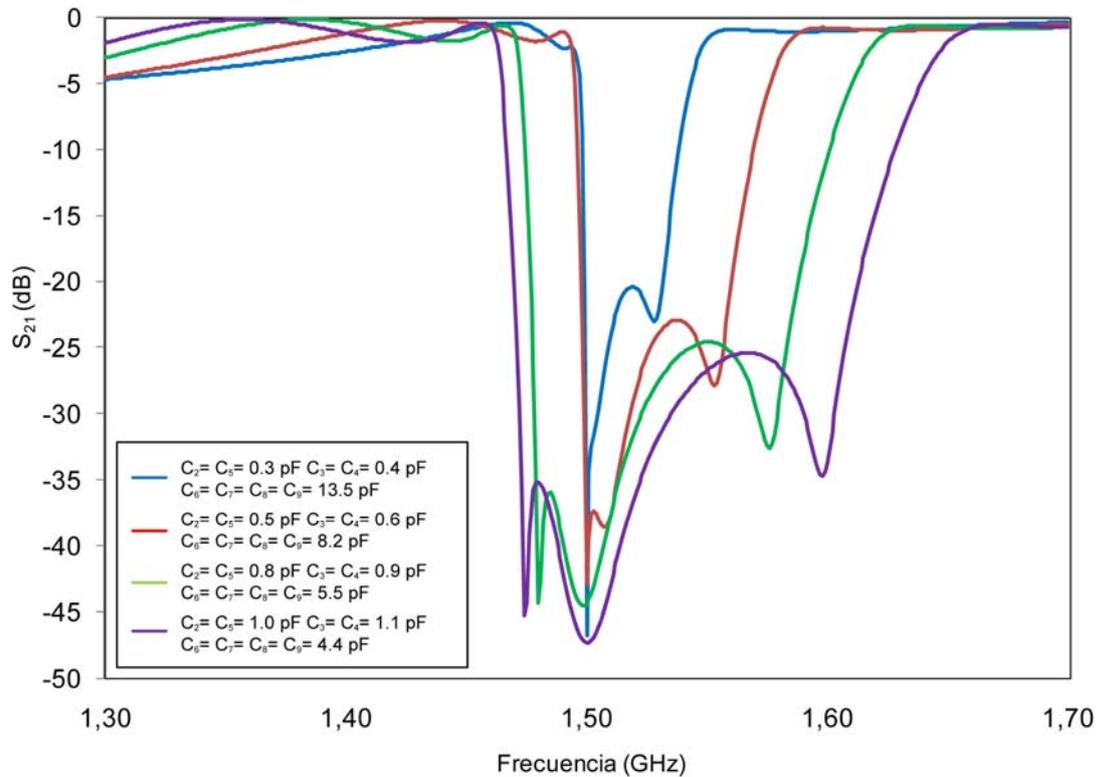


Figura 8.8 - Ajuste del ancho de banda a frecuencia central de 1.5 GHz

La variación del ancho de banda en comparación con el de la Tabla 7. 2 se ha reducido un tercio aproximadamente. Logramos sintonizar anchos de banda del 3.5 % hasta el 12 %, lo que supone una variación de un 242 %. Todos estos datos se reflejan en la Tabla 8.2.

	$C_2 = C_5$ (pF)	$C_3 = C_4$ (pF)	$C_6 = C_7 = C_8 = C_9$ (pF)	$f_0$ (GHz)	$BW(\%)$
$C_1 = 0.3$ pF	0.3	0.4	13.5	1.500	3.53
	0.5	0.6	8.2	1.500	5.67
	0.8	0.9	5.5	1.499	9.54
	1	1.1	4.4	1.500	12.07

Tabla 8.2 - Valores de frecuencia central y ancho de banda para valores de  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $C_4$ ,  $C_5$ ,  $C_6$ ,  $C_7$ ,  $C_8$  y  $C_9$ , y  $C_1 = 0.3$  pF

En la Figura 8.9 se muestra el *layout* definitivo con todas las implementaciones que hemos comentado a lo largo de este capítulo.

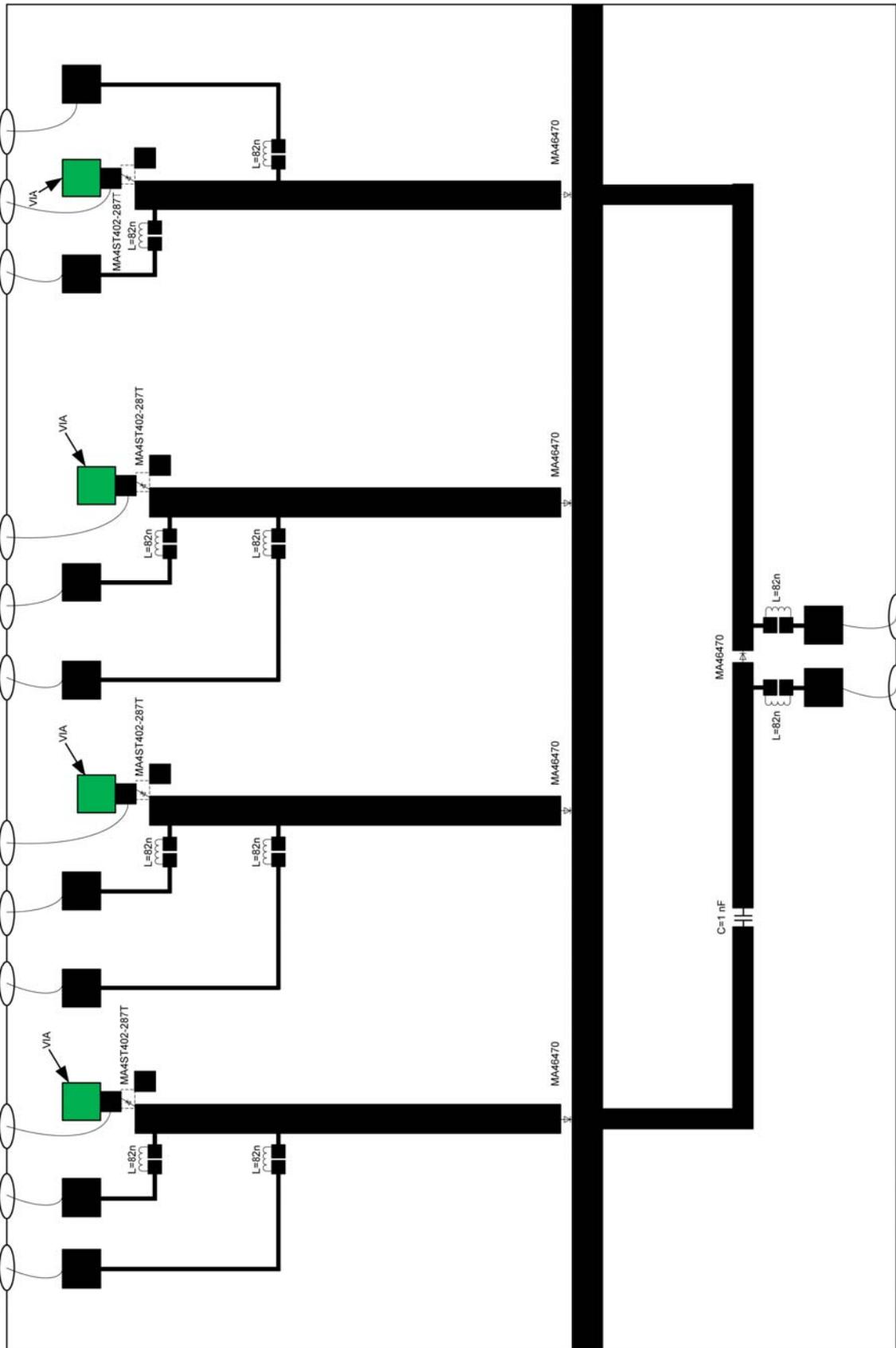


Figura 8.9 – Layout con todos los componentes

## 8.4. Conclusiones

Una vez realizadas todas las simulaciones y haber comprobado el correcto funcionamiento del filtro, sólo restaba diseñar los circuitos de alimentación para los diodos varactores. La alimentación del diodo varactor responsable de la sintonización de la selectividad ha sido la más compleja. Se ha requerido un condensador de 1 nF para romper el cortocircuito que formaban la línea de transmisión principal y la línea de acoplo. Para bloquear la señal de RF se ha dispuesto de unos inductores de 177 nH introducidos lo más próximos al filtro.

Una vez implementado todo el filtro se han hecho unas últimas simulaciones para incluir el efecto de las líneas de alimentación. Se ha obtenido un rango de sintonización de selectividad de 0.17 dB/MHz y un rango de variación del ancho de banda de 8.54 % a una frecuencia central de 1.5 GHz

## 8.5. Referencias

[1] Syrett, B.A; “A Broad-Band Element for Microstrip Bias or Tuning Circuits” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, Vol. 28, Issue 8, Aug 1980, pp. 925-927.

[2] H. A. Atwater, “Microstrip reactive circuit elements”, *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, Vol 83, Issue 6, Jun 1983, pp. 488-491.

[3] Sorrentino, R. and Roselli, L., “A new simple and accurate formula for microstrip radial stub” *IEEE Microwave and Guided-Wave Letters*, Vol. 2, Issue 12, Dec 1992, pp. 480-482.

[4] Jia-Sheng Hong and M.J. Lancaster, *Microstrip Filter for RF/Microwave Applications*, John Wiley & Sons, 2001.

[5] ADS Schematics (2006). <http://eesof.tm.agilent.com/>



## 9. Medidas experimentales

---

En este capítulo vamos a presentar las mediciones de los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{11}$  realizadas al circuito fabricado. Veremos las limitaciones que han sufrido la sintonía de selectividad, ancho de banda y frecuencia central debido a las tolerancias de los componentes y a las imperfecciones propias de la fabricación. Teniendo en cuenta todos estos aspectos, vamos a reajustar los valores de los diodos varactores en la cosimulación para evaluar el rango de sintonía final del filtro.

---

## 9.1. Introducción

Una vez realizada la fabricación del circuito procederemos a presentar los resultados medidos y su comparación con las simulaciones. En la siguiente Figura 9.1 se muestra una imagen del filtro fabricado con todos los componentes.

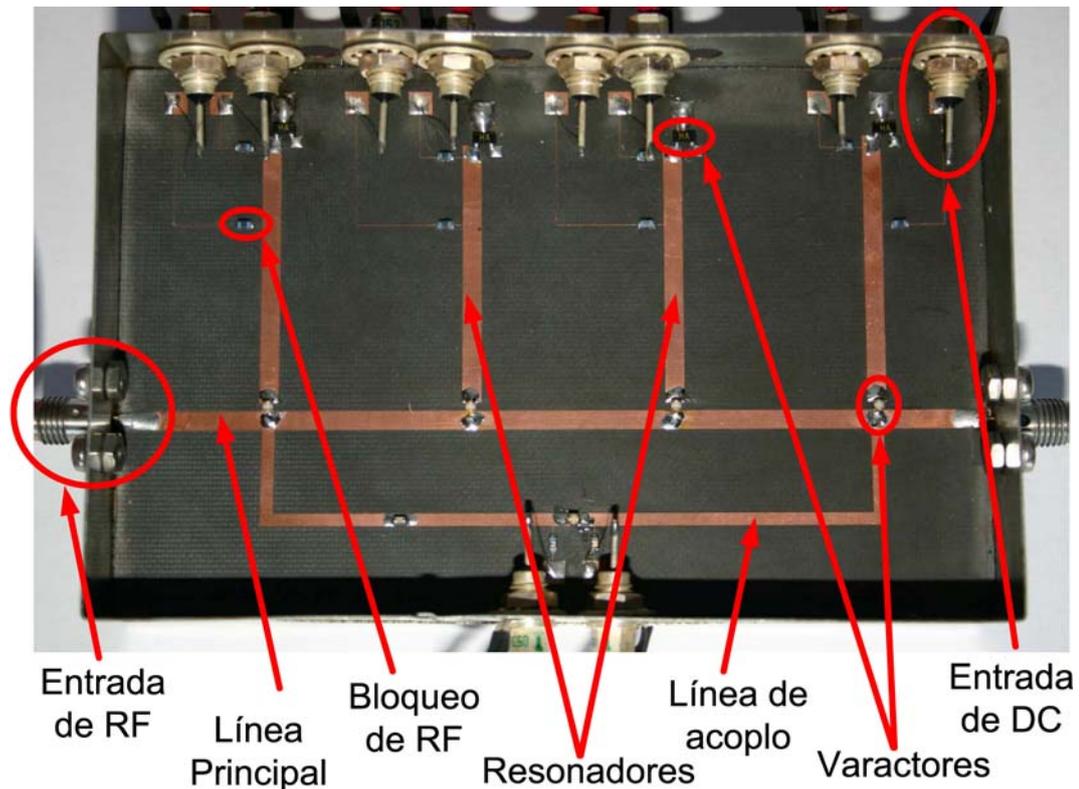


Figura 9.1 – Imagen del filtro fabricado

Vamos a necesitar cuatro fuentes independientes para alimentar los nueve diodos varactores que posee el circuito. No obstante las fuentes que alimentan los diodos varactores  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $C_4$  y  $C_5$  (ver Figura 8.1) comparten un nodo en común. En la realización de las medidas se ha detectado que la fuente que posee un potencial mayor fija el valor del voltaje del nodo. Por tanto, en realidad sólo tenemos tres fuentes  $V_1$ ,  $V_2$  y  $V_3$ .

En el esquema de la Figura 9.2. se puede observar cómo se han alimentado los diodos varactores durante la realización de las medidas.

El capítulo se dividirá en tres apartados correspondientes a la sintonización de la selectividad, sintonía de la frecuencia central y sintonía del ancho de banda.

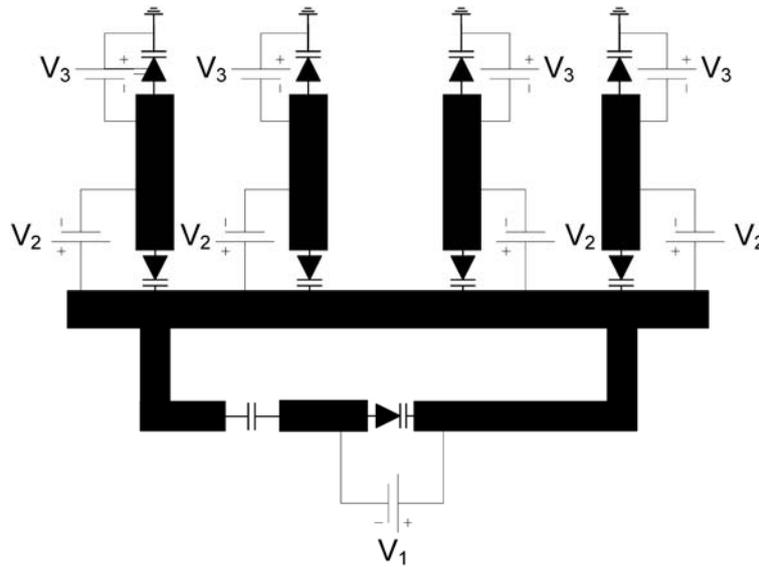


Figura 9.2 – Alimentación del circuito

## 9.2. Sintonía de la selectividad

Para la medición de la selectividad vamos a variar la fuente  $V_1$  y mantendremos las fuentes  $V_2$  y  $V_3$  a un voltaje fijo de 2 V y 20 V, respectivamente. En la Figura 9.3 se expone la respuesta medida del parámetro  $S_{21}$  para distintos valores de  $V_1$ .

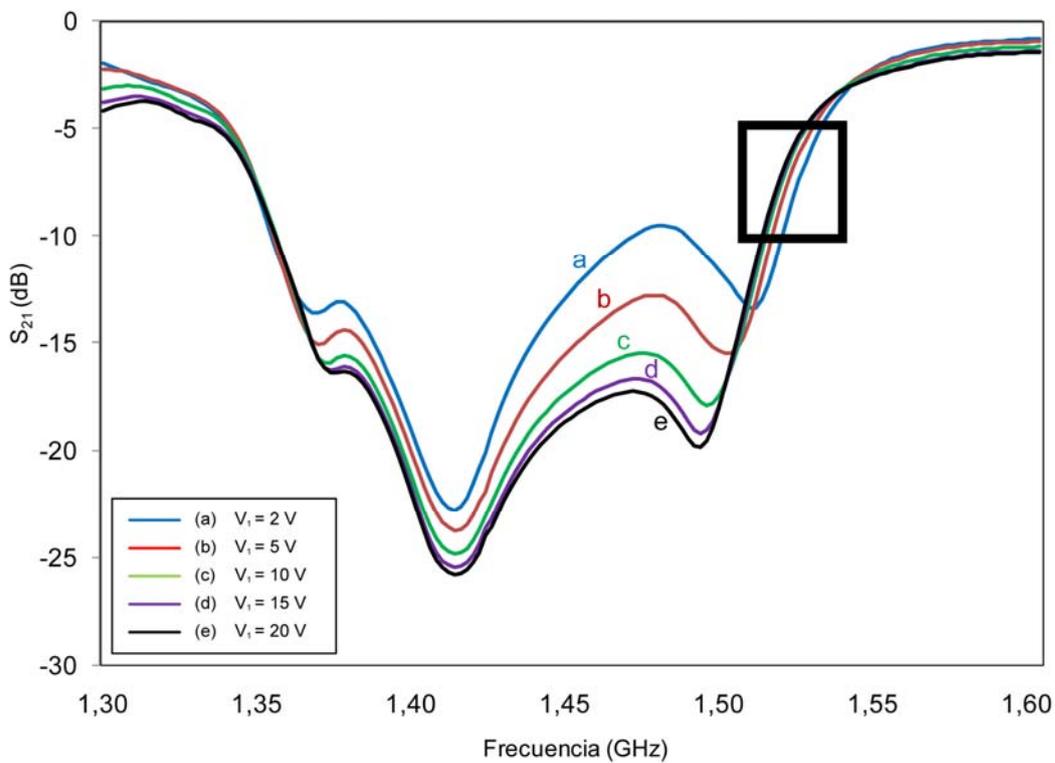


Figura 9.3 – Resultado de la medición del parámetro  $S_{21}$  con sintonía de la selectividad

Las pérdidas de inserción oscilan entre 1 y 3 dB fuera de la banda de rechazo. Dentro de la banda se mantienen por encima de los 10 dB, llegando a los 25 dB en la frecuencia central. La frecuencia central del filtro es 1.41 GHz. Cogemos la región más lineal de la respuesta del parámetro  $S_{21}$  para medir la selectividad del filtro. La zona recuadrada de la Figura 9.3 correspondiente a la Figura 9.4 está comprendida entre los -5 y 10 dB.

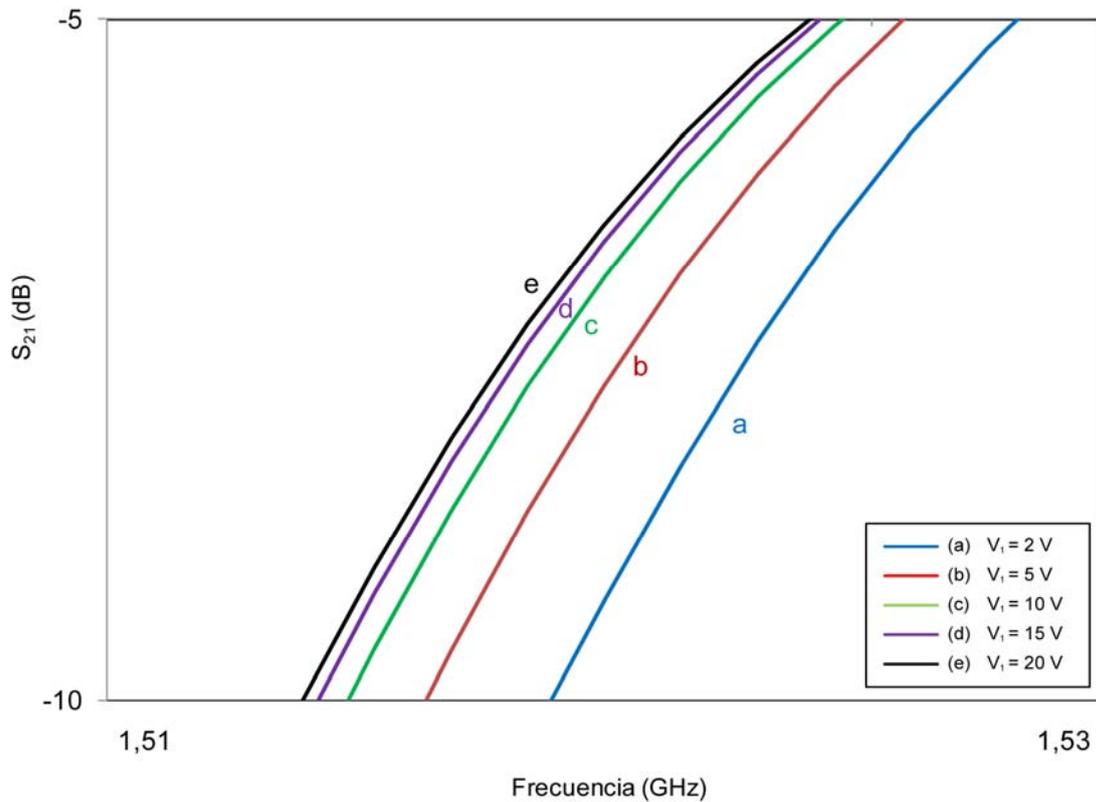


Figura 9.4 – Ampliación de la zona recuadrada de la Figura 9.3

En la Tabla 9.1 se muestra la variación de selectividad de forma numérica. Variando el voltaje de la fuente  $V_1$  de 2 a 20 V logramos una variación de la selectividad del 8.1% con una variación de ancho de banda entorno al 0.5%, aunque en la mayoría de los casos se mantiene inalterable. Sólo cuando el voltaje sobrepasa los 10 V, la variación del ancho de banda resulta apreciable.

	$V_2=2\text{ V}$		$V_3=20\text{ V}$		
$V_i(\text{V})$	2	5	10	15	20
Selectividad (dB/MHz)	0.40	0.39	0.38	0.38	0.37
$BW$ (%)	15.46	15.46	15.46	16.03	16.17

Tabla 9.1 – Valores de selectividad y ancho de banda (mediciones)

En la Figura 9.5 se presenta el parámetro  $S_{11}$  medido. Las pérdidas de retorno en la banda de rechazo son menores a 1 dB.

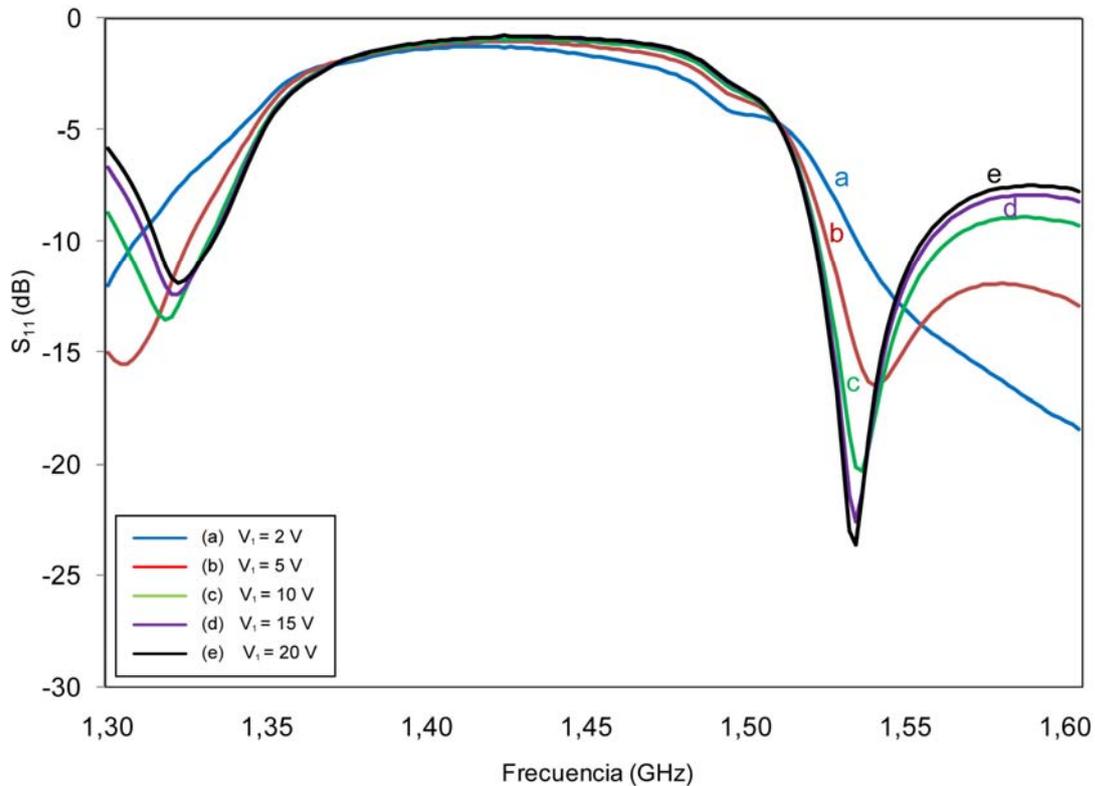


Figura 9.5 - Resultado de la medición del parámetro  $S_{11}$  con sintonía de la selectividad

Para poder comparar los resultados medidos con las simulaciones se han reajustado los valores de capacitancia de los diodos varactores para llevar el filtro a la misma banda. Como ha sucedido en las secciones 4.3.2 y 8.3, la sintonización de la selectividad se produce por el desplazamiento de un único cero de transmisión (derecha de la Figura 9.6). El otro cero de transmisión se mantiene prácticamente inalterable. En las mediciones se ha detectado el mismo comportamiento.

Para medir la sintonización de la selectividad procederemos de la misma forma que en las mediciones, es decir, cogiendo la región más lineal y calculando la pendiente para cada estado del filtro. La región más lineal está comprendida entre los -5 dB y los -20 dB. La región recuadrada de la Figura 9.6 se encuentra ampliada en la Figura 9.7.

Para obtener en la simulación unos valores de selectividad próximos a los logrados en las mediciones, tenemos que restringirnos a los valores mínimos de  $C_1$ .

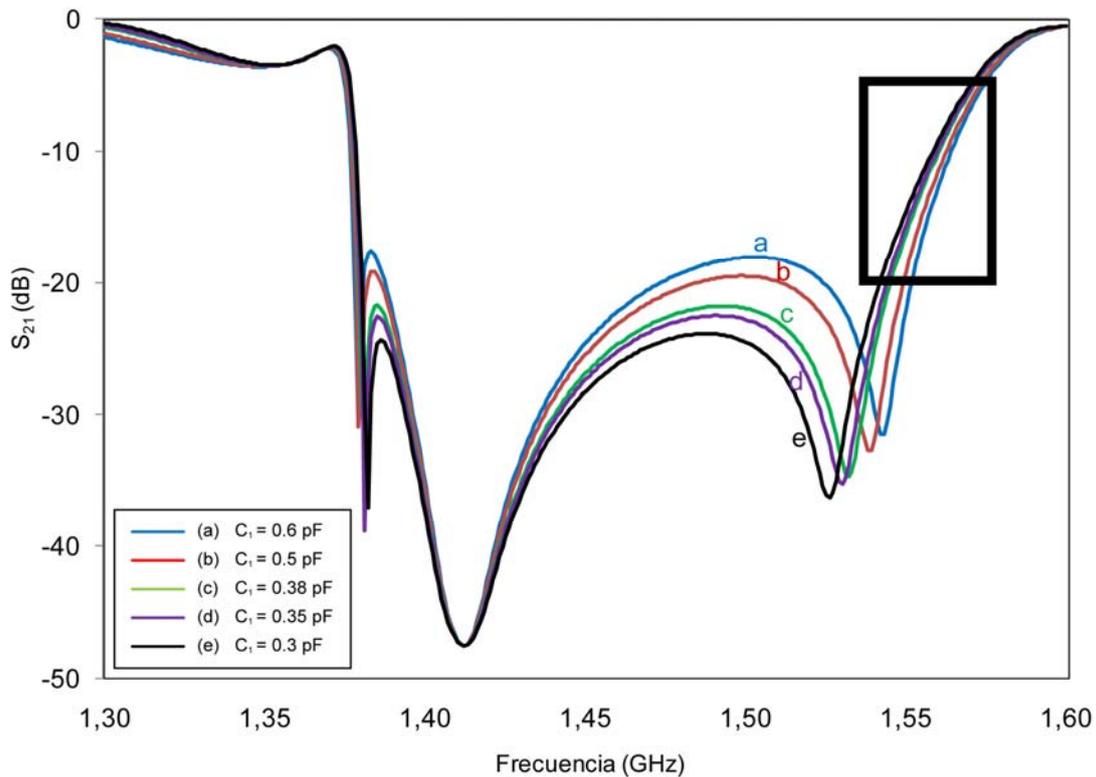


Figura 9.6 – Parámetro  $S_{21}$  obtenido mediante cosimulación con sintonía de la selectividad

Observamos en la Tabla 9.2 que el rango de capacitancia es de 0.3 pF, siendo 0.3 pF el valor mínimo y 0.6 el valor máximo. Variando el valor de capacitancia entre estos dos valores, logramos una sintonización de selectividad de 0.14 dB/MHz.

	$C_2=C_5=1.1$ pF	$C_3=C_4=1.2$ pF	$C_6=C_7=C_8=C_9=5.8$ pF		
$C_1$ (pF)	0.6	0.5	0.38	0.35	0.3
Selectividad (dB/MHz)	0.68	0.63	0.57	0.56	0.54
$BW$ (%)	14.66	14.51	14.38	14.31	14.24

Tabla 9.2 - Valores de selectividad y ancho de banda (cosimulación)

A modo de resumen, presentamos la Tabla 9.3, donde se muestran distintos casos. Estos casos son los que se exponen en las tres gráficas correspondientes a las mediciones ( Figura 9.3, Figura 9.4 y Figura 9.5) y en las gráficas correspondientes a las simulaciones (Figura 9.6, Figura 9.7 y Figura 9.8).

Las pérdidas de retorno en la banda de rechazo, como se puede ver en la Figura 9.8, son prácticamente nulas. Las pérdidas de inserción fuera de la banda de rechazo se mantienen por debajo de los 3 dB.

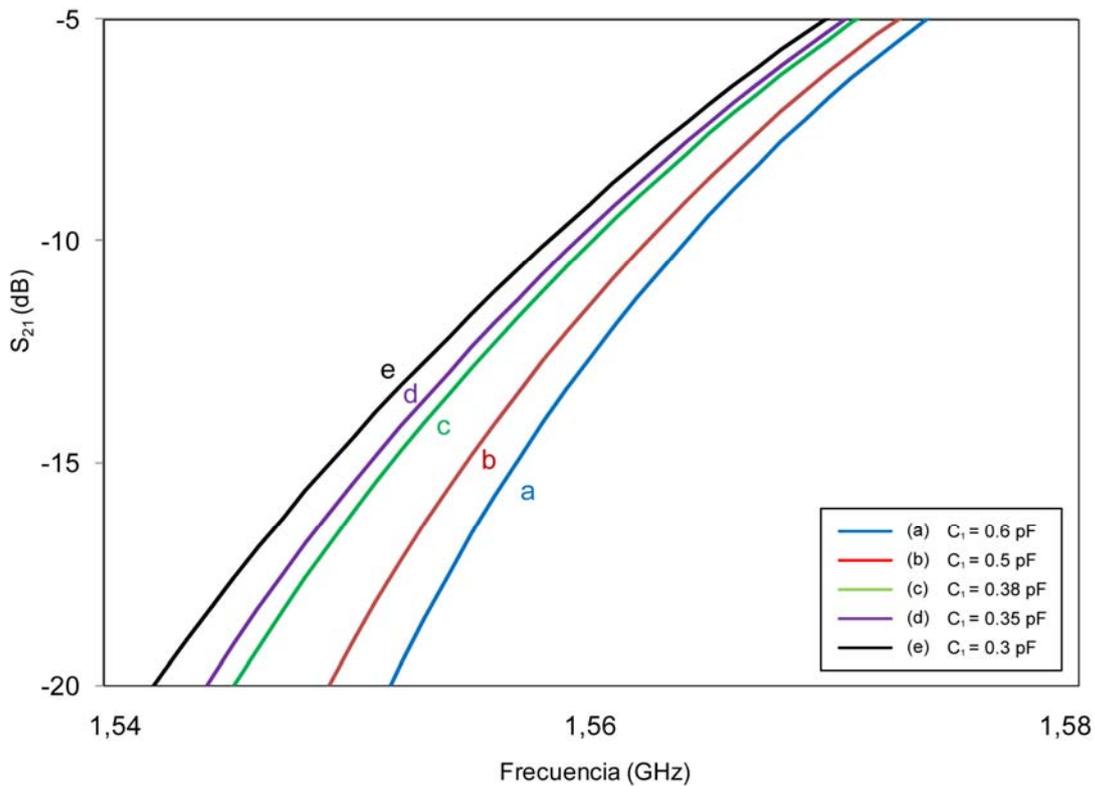


Figura 9.7 - Ampliación de la zona recuadrada de la Figura 9.6

Casos	Mediciones	Simulación
	Sel.(dB/MHz)	Sel. (dB/MHz)
(a)	0.40	0.68
(b)	0.39	0.63
(c)	0.38	0.57
(d)	0.38	0.56
(e)	0.37	0.54
Total variación: 0.03 dB/MHz		Total variación: 0.14 dB/MHz

Tabla 9.3 – Comparación de selectividad entre mediciones y simulación

### 9.3. Sintonización del ancho de banda

Para la sintonización del ancho de banda mantendremos fija la fuente  $V_1$  a 15 V y variaremos el voltaje de las fuentes  $V_2$  y  $V_3$ . La fuente  $V_2$  nos permite sintonizar el ancho de banda y la fuente  $V_3$  reajustar la frecuencia central para mantenerla fija para los distintos anchos de banda. En la Figura 9.9 presentamos la respuesta del parámetro  $S_{21}$  medido con sintonización del ancho de banda. Aunque el margen total de voltaje inverso que podemos aplicar en los bornes de los diodos varactores es de 2 V a 20 V, las respuestas en que el voltaje de la fuente  $V_2$  es superior a 5 V resultan muy degradadas.

Por tanto, el margen de variación de la fuente  $V_2$  se va a restringir de 2 a 5 V. Para ajustar todos los casos a la misma frecuencia central variaremos simultáneamente la fuente  $V_3$ . En la Tabla 9.4 se muestran los valores que debe tomar  $V_3$  para cada valor de  $V_2$  así como los valores de ancho de banda relativo y frecuencia central logrados.

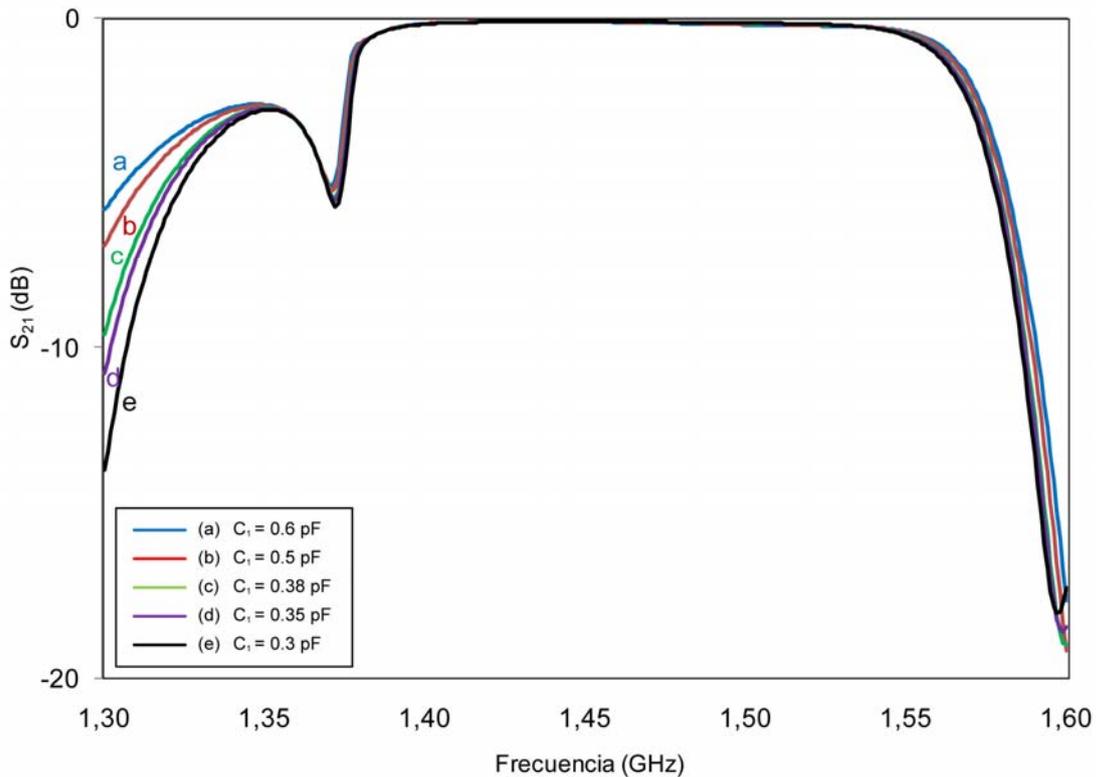


Figura 9.8 - Parámetro  $S_{11}$  obtenido mediante cosimulación con sintonía de la selectividad

$V_1 = 15 \text{ V}$	$V_2 (\text{V})$	2	3	4	5
	$V_3 (\text{V})$	20	16.1	14.7	14.1
	$f_0 (\text{GHz})$	1.41	1.408	1.408	1.408
	$BW (\%)$	15.46	13.78	12.36	11.51

Tabla 9.4 – Valores de frecuencia central y ancho de banda (mediciones)

La continua degradación que sufre la respuesta a medida que se incrementa el voltaje de la fuente  $V_2$  nos ha limitado obtener anchos de banda propios de filtro de banda estrecha. En resumen, una variación de 2 a 5 V de la fuente  $V_2$  nos ha supuesto obtener un rango de variación de ancho de banda relativo de un 3.95%.

Las pérdidas de inserción se encuentran entre los 1 y 5 dB aproximadamente como puede apreciarse en la Figura 9.9. Las pérdidas de retorno oscilan entre los 1 y 2 dB en la banda de rechazo como puede observarse en la Figura 9.10.

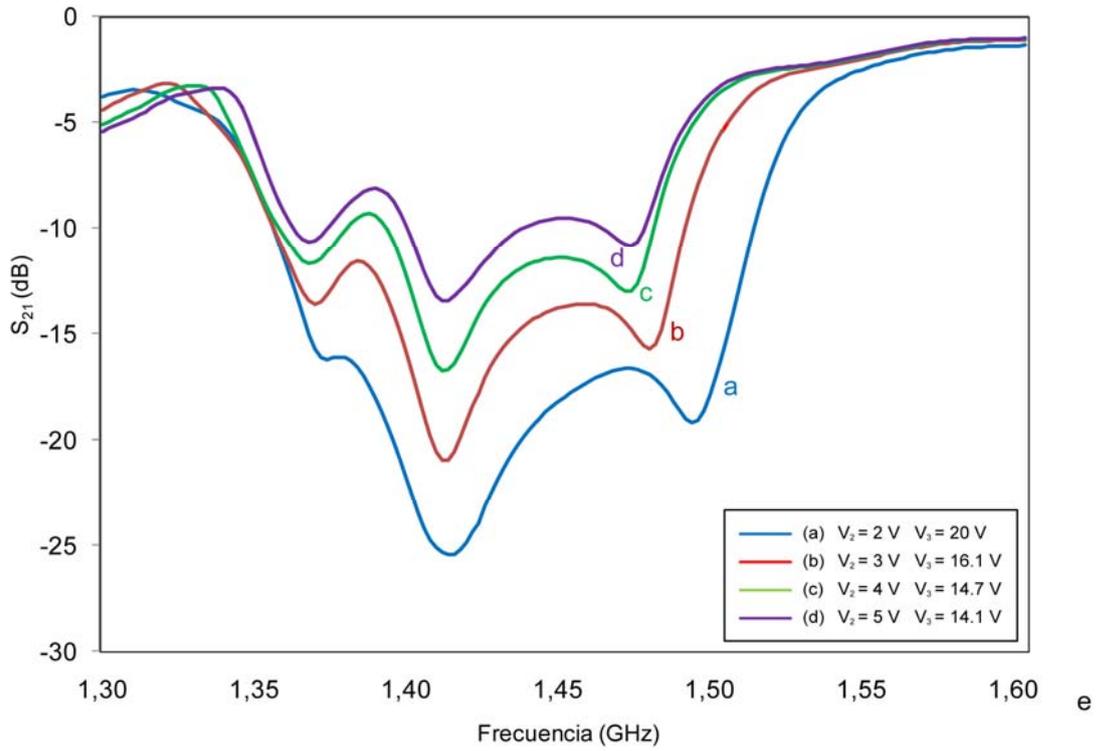


Figura 9.9 - Resultado de la medición del parámetro  $S_{21}$  con sintonía del ancho de banda

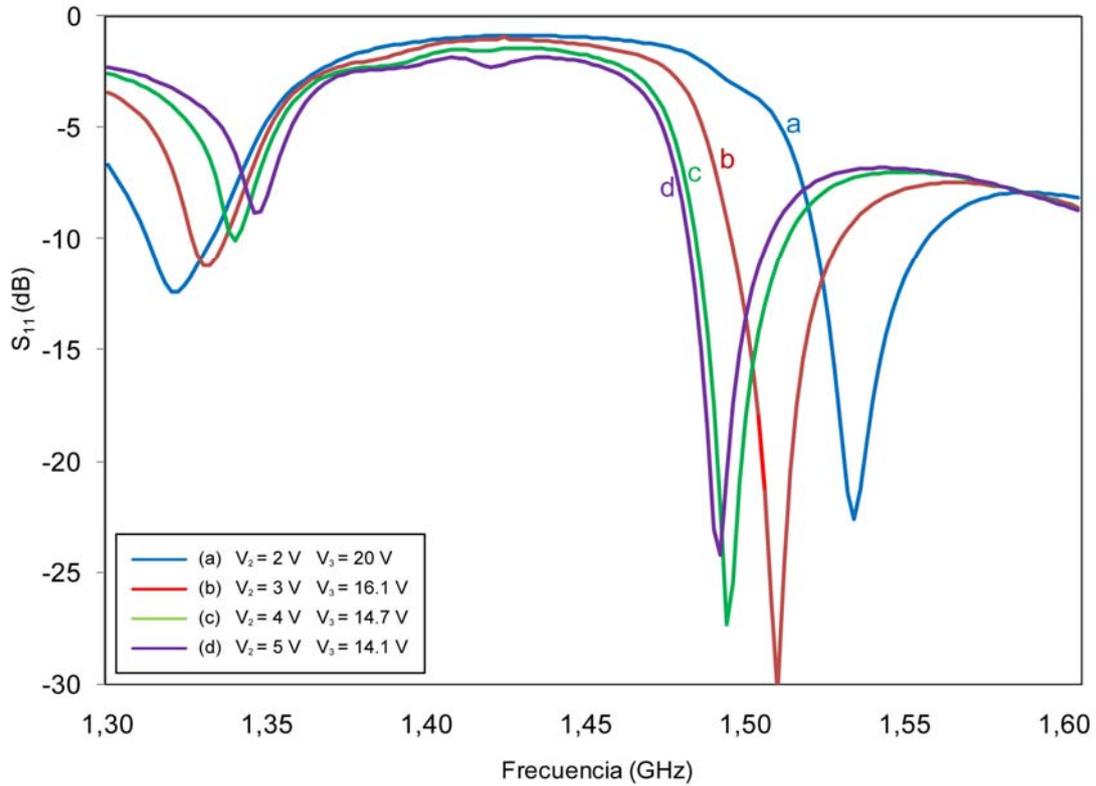


Figura 9.10 - Resultado de la medición del parámetro  $S_{11}$  con sintonía del ancho de banda

Se han realizado simulaciones con el propósito de lograr los mismos resultados medidos. En la Tabla 9.5 se muestran los valores de ancho de banda relativo y frecuencia central con la capacitancia concedida a cada diodo varactor. Se obtiene un rango de variación de ancho de banda relativo muy próximo al alcanzado en las mediciones, un 3.74%. La frecuencia central se mantiene prácticamente fija con una variación máxima de 4 MHz.

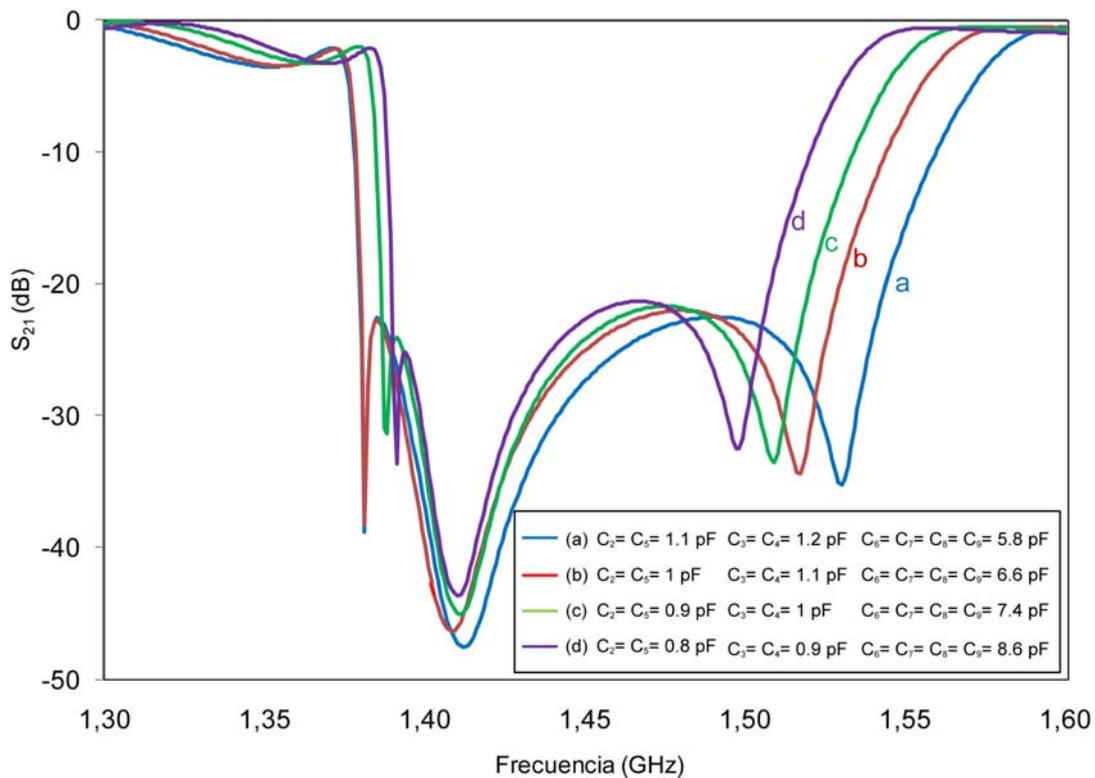


Figura 9.11 - Parámetro  $S_{21}$  obtenido mediante cosimulación con sintonía del ancho de banda

$C_1 = 0.35$ pF	$C_2 = C_5$ (pF)	1.1	1	0.9	0.8
	$C_3 = C_4$ (pF)	1.2	1.1	1	0.9
	$C_6 = C_7 = C_8 = C_9$ (pF)	5.8	6.6	7.4	8.6
	$f_0$ (GHz)	1.412	1.408	1.411	1.410
	$BW$ (%)	14.31	13.21	11.84	10.57

Tabla 9.5 - Valores de frecuencia central y ancho de banda (cosimulación)

En forma de resumen se presenta la Tabla 9.6, donde se muestran los distintos casos equivalentes entre mediciones y simulaciones. Cada fila representa un estado concreto donde se alcanza un ancho de banda determinado. Los casos expuestos están debidamente identificados en todas las gráficas de esta sección (Figura 9.9, Figura 9.10, Figura 9.11 y Figura 9.12).

Casos	Mediciones		Simulaciones	
	BW(%)	$f_0$ (GHz)	BW(%)	$f_0$ (GHz)
(a)	15.46	1.410	14.31	1.412
(b)	13.78	1.408	13.21	1.408
(c)	12.36	1.408	11.84	1.411
(d)	11.51	1.408	10.57	1.410
Total variación: 3.95 %			Total variación: 3.74 %	

Tabla 9.6 - Comparación de ancho de banda entre mediciones y simulaciones

El parámetro  $S_{11}$  simulado se muestra en la Figura 9.12; las pérdidas de retorno son prácticamente nulas en la banda de rechazo.

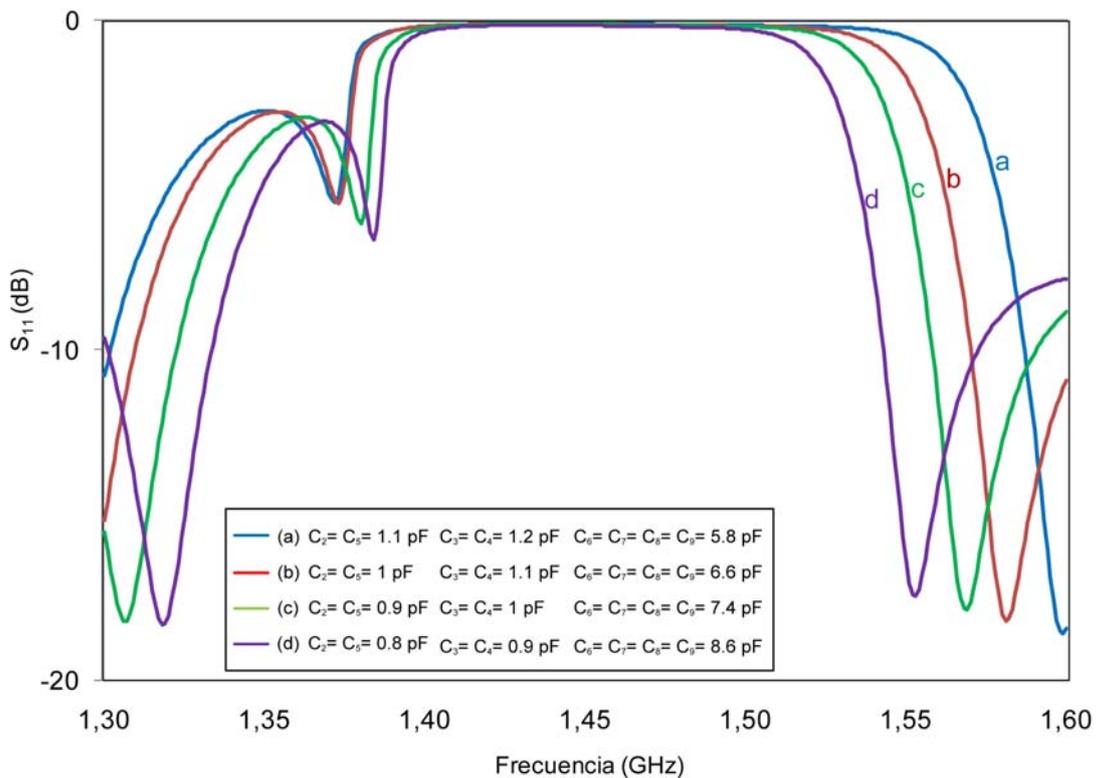


Figura 9.12 - Parámetro  $S_{11}$  obtenido mediante cosimulación con sintonía del ancho de banda

### 9.4. Sintonía de la frecuencia central

Como ha sucedido en el análisis de la sintonización de los otros parámetros, la sintonización de la frecuencia central también ha sufrido variaciones. No hemos podido aprovechar todo el rango de los diodos varactores correspondientes a  $C_6$ ,  $C_7$ ,  $C_8$  y  $C_9$  ya

que cuando el voltaje inverso se encontraba por debajo de los 16 V, la respuesta padecía una degradación considerable.

Así pues, una variación de 5 V en la fuente  $V_3$ , de 16 a 21 V ha supuesto una sintonización de la frecuencia central de unos 70-80 MHz aproximadamente, ilustrado en la Figura 9.13. En la Tabla 9.7 se muestran los valores de frecuencia central para cada uno de los voltajes inversos aplicados.

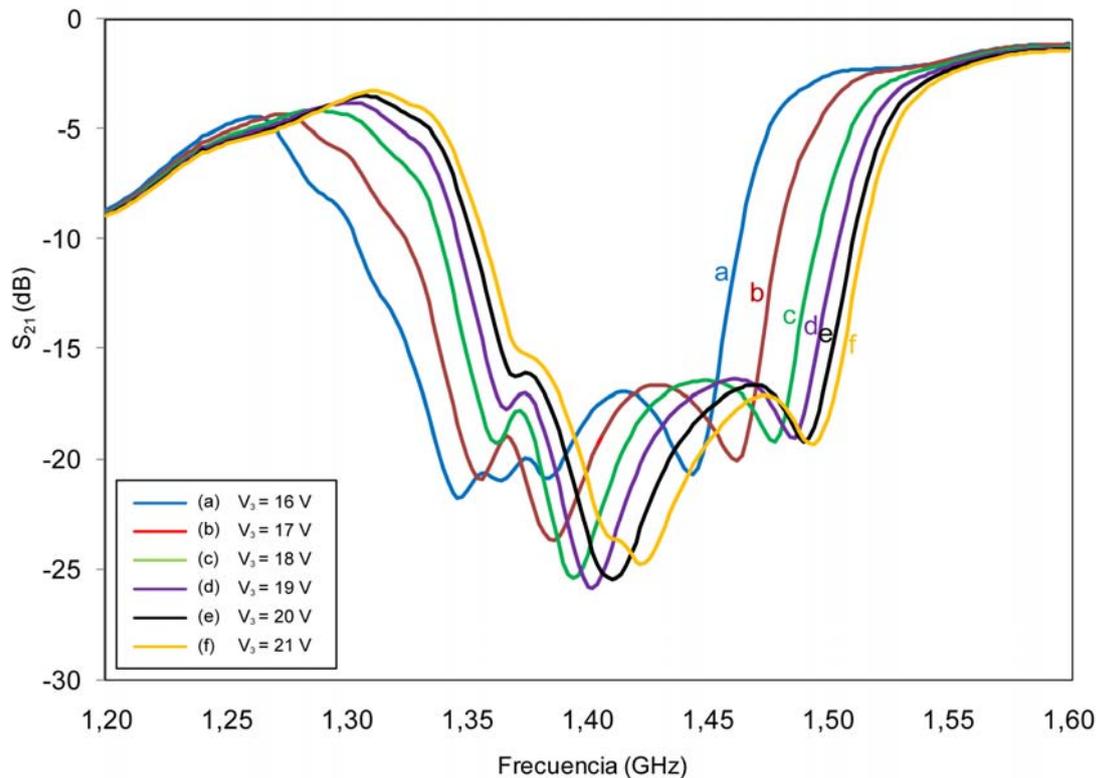


Figura 9.13 - Resultado de la medición del parámetro  $S_{21}$  con sintonía de la frecuencia central

	$V_1 = 15V \quad V_2 = 2V$					
$V_3(V)$	16	17	18	19	20	21
$f_0$ (GHz)	1.346	1.386	1.394	1.402	1.410	1.420

Tabla 9.7 - Valores de frecuencia central (mediciones)

La reducción del margen de trabajo de estos diodos varactores nos ha hecho reducir de unos 360-400 MHz de sintonización (capítulo 6) a unos 70-80 MHz.

Las pérdidas de retorno como se ilustra en la Figura 9.14, oscilan entre 2 y 3 dB en la banda de rechazo mientras que las pérdidas de inserción fuera de la banda de rechazo suben hasta los 9 dB en frecuencias inferiores a la frecuencia de corte inferior

como se puede apreciar en la Figura 9.13. En el resto de frecuencias se mantiene entorno los 2 dB.

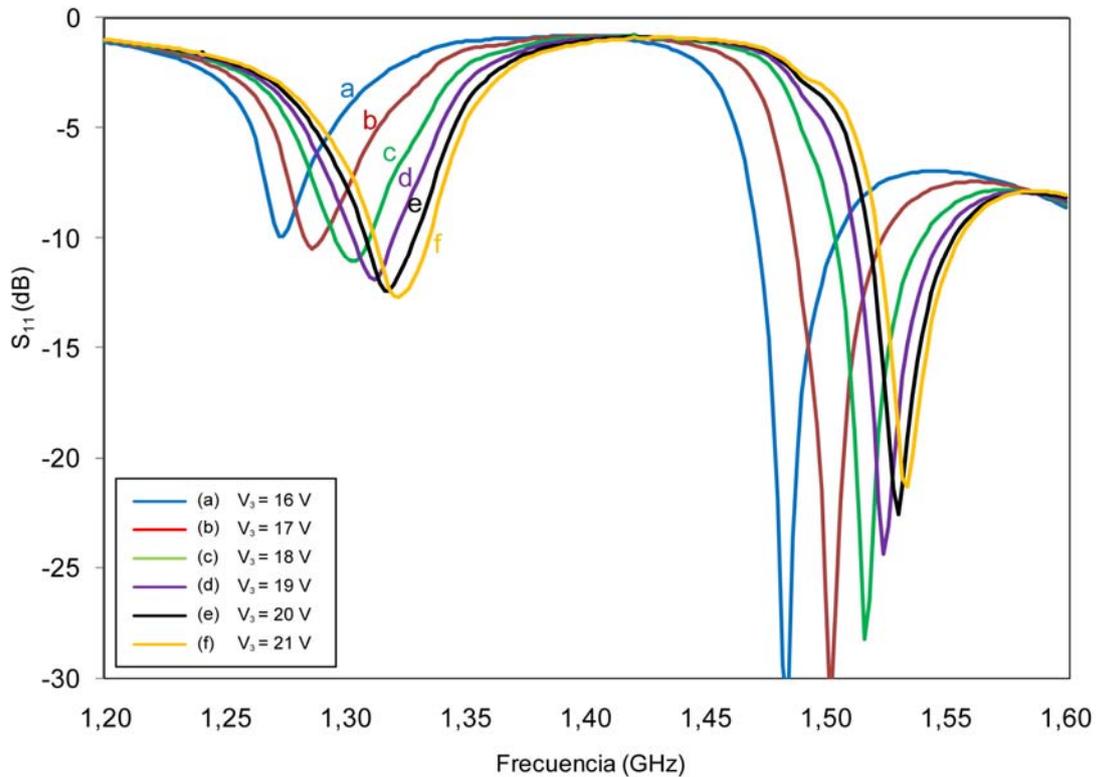


Figura 9.14 - Resultado de la medición del parámetro  $S_{11}$  con sintonía de la frecuencia central

En la Tabla 9.8 se muestran los valores de capacidad extraídos del simulador con la correspondiente frecuencia central sintonizada. Como en la sección 9.2 y 9.3 se ha tratado de lograr los mismos valores de los parámetros resultantes de las mediciones. En la Figura 9.15 se expone gráficamente el parámetro  $S_{21}$  correspondiente a los distintos casos presentados en la Tabla 9.8. Las pérdidas de inserción en algunas frecuencias son entre 2 y 3 dB, aunque en el resto son prácticamente nulas.

	$C_1=0.35$ pF	$C_2=C_5=1.1$ pF	$C_3=C_4=1.2$ pF			
$C_6=C_7=C_8=C_9$ (pF)	8.1	6.5	6.3	6.1	5.8	5.6
$f_0$ (GHz)	1.346	1.385	1.394	1.401	1.412	1.420

Tabla 9.8 - Valores de frecuencia central (cosimulación)

Como ha sucedido en todas las simulaciones del parámetro  $S_{11}$ , ilustrada en la Figura 9.16, las pérdidas de retorno son prácticamente nulas en la banda de rechazo.

Para establecer una comparación entre mediciones y simulaciones presentamos una tabla resumen (Tabla 9.9) donde se muestran todos los casos que se han presentado en la sintonización de la frecuencia central. Tanto en simulaciones como en las mediciones se ha conseguido obtener la misma variación de frecuencia central, 74 MHz. Como se ha hecho a lo largo de este capítulo, los casos expuestos en la Tabla 9.9 están debidamente identificados en todas las gráficas de esta sección ( Figura 9.13, Figura 9.14, Figura 9.15 y Figura 9.16).

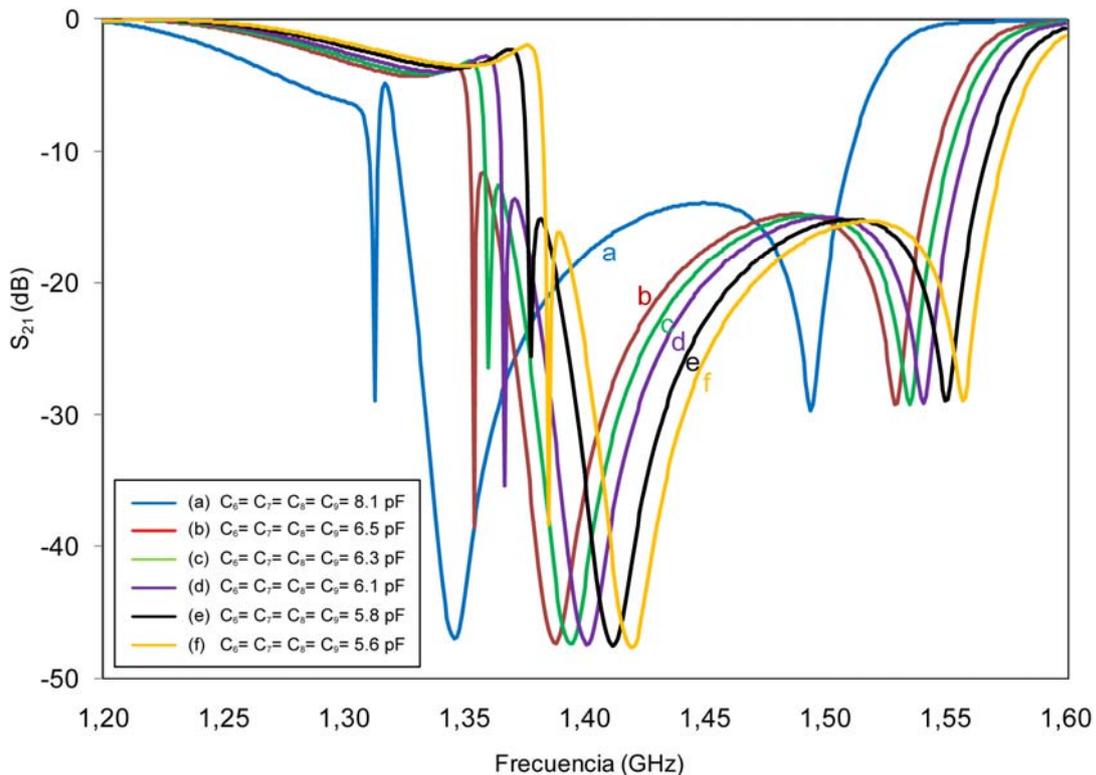


Figura 9.15 - Parámetro  $S_{21}$  obtenido mediante cosimulación con sintonía de la frecuencia central

Casos	Mediciones	Simulaciones
	$f_0$ (GHz)	$f_0$ (GHz)
(a)	1.346	1.346
(b)	1.386	1.385
(c)	1.394	1.394
(d)	1.402	1.401
(e)	1.410	1.412
(f)	1.420	1.420
Total variación:	74 MHz	Total variación: 74 MHz

Tabla 9.9 - Comparación de ancho de banda entre mediciones y simulaciones

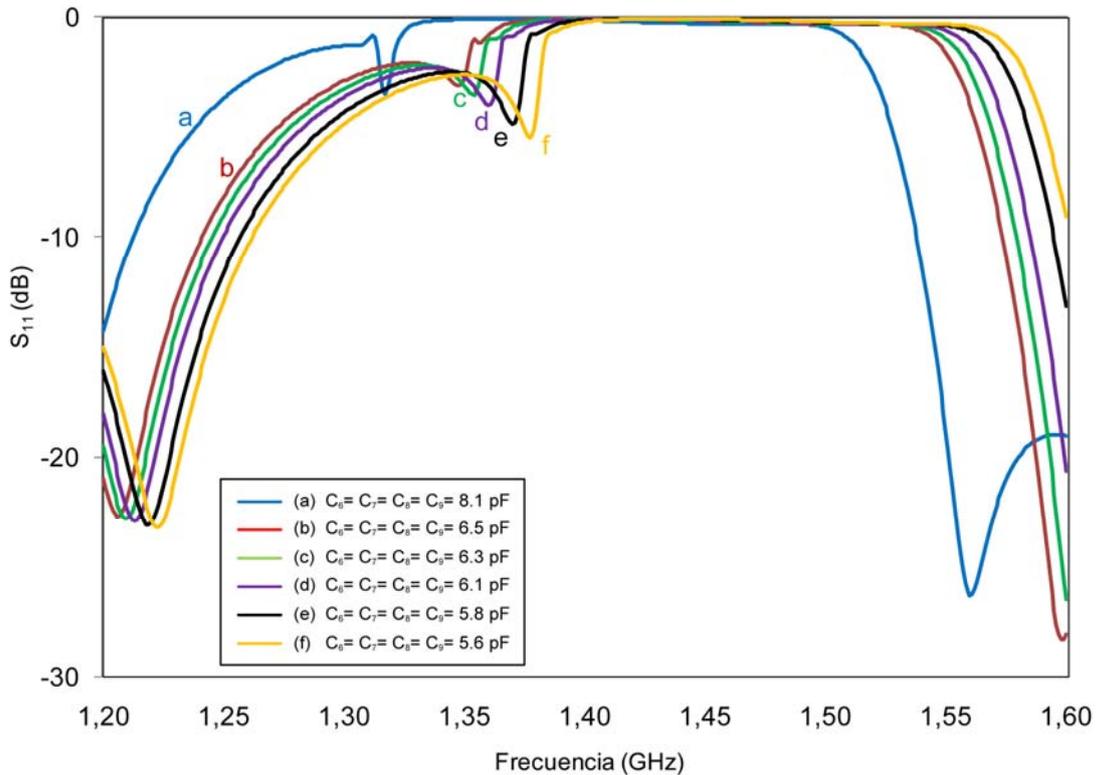


Figura 9.16 - Parámetro  $S_{11}$  obtenido mediante cosimulación con sintonía de la frecuencia central

## 9.5. Conclusiones

En este capítulo se reportan todos los resultados obtenidos en las mediciones y se comparan con los de las simulaciones. Para la sintonización de la selectividad se varió de 2 a 20 V la primera fuente,  $V_1$ . Se logró una sintonización de 0.03 dB/MHz. Para compararlo, se realizaron distintas post-simulaciones con el objetivo de lograr selectividades lo más parecidas posibles, trabajando siempre con valores de capacitancia contenidos dentro del margen de variación que se muestra en las hojas de especificaciones técnicas facilitadas por el fabricante (ver Apéndice B). Con estos valores de capacitancia se logró una variación de 0.14 dB/MHz.

En las mediciones de ancho de banda se logró una variación del valor relativo entre un 11.06 y un 15.01%, variando de 2 a 5 V la fuente  $V_2$ . Simultáneamente, se requirió variar la fuente  $V_3$  a voltajes comprendidos entre 20 y 14.1 V para reajustar la frecuencia central a 1.41 GHz. En las post-simulaciones se logró una variación del ancho de banda relativo comprendida entre el 10.57 y el 14.31%.

Para la frecuencia central, la sintonización fue de 74 MHz, indistintamente fueran simulaciones o mediciones. En esta sintonización el margen de variación de la fuente  $V_3$  se situó entre los 16 y 21 V.

Se ha demostrado un filtro sintonizable en selectividad, ancho de banda y frecuencia central. El diseño del filtro ha sido validado con resultados experimentales expuestos en este capítulo.





# 10. Conclusiones

---

En este capítulo se presentarán las conclusiones del proyecto, exponiendo de forma secuencial todos los aspectos del trabajo y los resultados del mismo. Habrá un apartado donde se hará hincapié en el trabajo posterior que se puede desarrollar, básicamente en el aspecto de la implementación, como alternativa a los diodos varactores empleados.

---

## 10.1. Conclusiones

Este trabajo se ha centrado en la sintonía de distintos parámetros de un filtro con la utilización de diodos varactores. Para ellos nos marcamos al principio de este trabajo una serie de objetivos que de forma progresiva nos ha permitido alcanzar el objetivo, obtener un filtro reconfigurable de forma continua en selectividad, ancho de banda y frecuencia central.

En la introducción se han presentado las posibles aplicaciones de este filtro. Una de ellas es la eliminación de la señal imagen (*image rejection*) con sintonía fina en receptores. Este filtro debería ponerse antes del mezclador. Otra aplicación es la sustitución de los bancos de filtros por filtros adaptables como es el caso del filtro que hemos presentado. La capacidad de sintonizar la selectividad y obtener distintos anchos de banda a una frecuencia fija permite eliminar de forma eficiente y adaptativa la señal imagen.

En el segundo capítulo se hace un estudio bibliográfico del tipo de filtro que se va a utilizar y de todas sus partes y componentes. Se puso de manifiesto la importancia de una línea de acoplo para introducir los ceros de transmisión o polos de atenuación para conseguir una sintonía de la selectividad. También se muestra la topología de filtros de banda estrecha y las propiedades y la forma de conseguir inversores de impedancia que en capítulos siguientes hemos utilizado.

En el tercer capítulo se presenta un primer diseño del filtro banda eliminada sin sintonía de los parámetros. Su finalidad ha sido mostrar la función de los ceros de transmisión. Una de las propiedades más importantes de este filtro es la utilización de condensadores interdigitales como acoplo entre los resonadores y la línea de transmisión principal y como elemento capacitivo en la línea de acoplo para permitir la fabricación.

El cuarto, quinto y sexto capítulo poseen la misma estructura. Cada uno de ellos presenta y analiza la sintonía de la selectividad, ancho de banda y frecuencia central, respectivamente. En todos ellos hay una sección donde se analiza el circuito de forma ideal. Seguidamente se realiza una cosimulación, es decir, una simulación conjunta del *layout* con todos sus componentes. Este análisis electromagnético nos ha dado una aproximación más precisa del comportamiento real del circuito.

Una vez realizado todo el estudio, en el capítulo 7 se presenta la posibilidad de sintonizar distintos anchos de banda a una frecuencia central fija de 1.5 GHz, aunque existe la posibilidad de conseguirlo a otra frecuencia. Se escoge esta frecuencia porque es la frecuencia central inicial del diseño del filtro. Durante la realización del diseño se dio prioridad a la sintonización del ancho de banda. Después de analizar los resultados detectamos la necesidad de sintonizar la frecuencia central ya que obtener anchos de banda a frecuencias arbitrarias no tiene aplicación ninguna. Con este motivo se decidió finalmente la sintonización de la frecuencia central y añadir así obtener un filtro dinámico, capaz de sintonizar los tres parámetros: selectividad, ancho de banda y frecuencia central.

En el octavo capítulo se ha tratado todo lo relacionado con la alimentación de los diodos varactores. Se han analizado dos formas de alimentar el circuito y bloquear la microonda. La primera se basaba en la inserción de un inductor como bloqueador de RF y la segunda planteaba la introducción de un *stub* radial con una línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda. Finalmente se optó por la primera solución ya que presenta una óptima utilización del espacio.

Finalmente en el noveno capítulo se analizan las medidas experimentales del filtro fabricado. Se comentan las dificultades en la alimentación de todos los componentes y la variación que han sufrido los parámetros respecto a las simulaciones. Las comparaciones se han hecho a partir de las curvas voltaje inverso-capacidad total que facilita el fabricante de los diodos varactores. La razón de su utilización se debe a que en las medidas experimentales, la sintonización estaba en función del voltaje inverso que se aplica en los bornes de los diodos y en las simulaciones estaba en función de la capacidad de dichos diodos. Se ha detectado una pequeña variación en el comportamiento de los diodos varactores con respecto a las curvas comentadas anteriormente debido principalmente a la propia tolerancia de los componentes y las capacidades parásitas adicionales. Este hecho ha hecho variar especialmente los resultados en la sintonización de la selectividad y ancho de banda donde el orden de variación en que se ha trabajado era de 0.1 pF. También se ha manifestado una variación de la frecuencia central. Las tolerancias de la litografía en el proceso de fabricación y de los componentes son las principales razones de esta variación. No obstante, se consigue la sintonización de todos los parámetros de forma exitosa. Se consigue una sintonización de la selectividad de 0.03 dB/MHz, lo que supone una variación de un 8.1 %. De las mediciones, la sintonización del ancho de banda, se

consigue obtener anchos de banda relativos que van de un 15.46 % a un 11.51 %, lo que supone una variación de un 26 %. La sintonización que ha sufrido una mayor reducción en su rango ha sido la frecuencia central debido a la creciente degradación de la respuesta al variar el voltaje inverso aplicado en los correspondientes diodos varactores. Estos efectos no se han detectado en las simulaciones electromagnéticas anteriores a la fabricación del filtro. En resumen, se ha conseguido un rango de sintonización de la frecuencia central de unos 70-80 MHz.

La solución para incrementar los rangos de sintonía de selectividad y ancho de banda es disponer de componentes con rangos de capacidad total que varíen entre los 0.1 pF y 1-1.2 pF. Se ha realizado una minuciosa búsqueda de diodos varactores con estas características pero por ahora, el mercado no ofrece componentes con capacidades tan pequeñas. En la actualidad, el fabricante MACOM es el que ofrece los diodos varactores que se acercan más a nuestros requerimientos, aunque sus especificaciones técnicas son limitadas.

## 10.2. Trabajo futuro

La implementación de MEMS o componentes ferroeléctricos como sustitutos de diodos varactores como elementos de sintonización define el trabajo futuro de este proyecto. Los condensadores micromecanizados presentan dos ventajas principales respecto los varactores. La primera es la posibilidad de integración *on-chip* manteniendo factor de calidad elevado especialmente si se hace con procesos íntegramente de metal. La segunda es que presentan una excelente linealidad, ya que no responden a frecuencias por encima de la frecuencia de resonancia mecánica del dispositivo. No obstante, también presentan problemáticas como el margen de actuación y su dificultad de encapsulado. Todos estos aspectos descritos y otros más son lo que se deberá analizar en el trabajo futuro.





# 11. Apéndice A

---

En el Apéndice A se presentarán todos los artículos escritos a raíz de este proyecto. Se presenta un artículo que ya está publicado, otro que está sometido y otro que en estos momentos está en desarrollo.

---

[1] Carles Musoll Anguiano, Ignacio Llamas Garro, Zabdiel Brito Brito, Lluís Pradell Cara y Alonso Corona Chavez “Filtro Banda Eliminada Reconfigurable en Selectividad, Ancho de Banda y Frecuencia Central”. *XXIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Madrid*, Sept. 2008.

[2] Carles Musoll-Anguiano, Ignacio Llamas-Garro, Zabdiel Brito-Brito, Lluís Pradell-Cara, Alonso Corona-Chavez, “Characterizing a Tune All Bandstop Filter”, *IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Signal Integrity and High-Speed Interconnects*, Guadalajara, Mexico, 19-20 February 2009.

[3] Carles Musoll Anguiano, Ignacio Llamas Garro, Zabdiel Brito Brito, Lluís Pradell Cara, Alonso Corona Chavez, “Fully Adaptable Bandstop Filter using Varactor Diodes” (en desarrollo).





## 12. Apéndice B

---

El Apéndice B contiene todas las especificaciones técnicas de los componentes utilizados a lo largo del proyecto: el diodo varactor MA46470-276, el diodo varactor MA4ST406-287T y el inductor 36501J-0603-82N.

---

# 12.1 Diodo varactor MA46470-276

<b>tyco</b> Electronics	RoHs Compliant	<b>M/A-COM</b>
<b>GaAs Hyperabrupt Varactor Diode</b> Gamma= 1.0, 1.25 & 1.50		MA46410 thru MA46480 Series V4

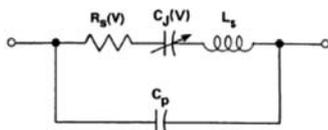
### Features

- Constant Gamma = 1.0, 1.25 or 1.5
- High Q (up to 4000 at -4 Volts)
- More Linear Frequency Tuning
- High and Nearly Constant Modulation Sensitivity
- Lead-Free (RoHs Compliant) equivalents available with 260°C reflow compatibility.

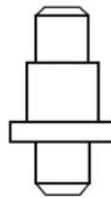
### Description and Applications

The MA46450, MA46470 and MA46410 series of tuning varactors are hyperabrupt junction Gallium Arsenide diodes featuring constant gamma 1.0 (MA46450 series), 1.25 (MA46470 series) or 1.5 (MA46410 series). These diodes offer high Q (up to 4000) permitting excellent tuning performance from VHF through Ka band. Each part in this series exhibits the large change in capacitance versus bias voltage characteristic of hyperabrupt junctions. The standard capacitance tolerance is  $\pm 10\%$ , with tighter tolerances available. Capacitance matching at one or more bias voltages is also available. All diode types are available in a wide selection of ceramic packages and in chip form. The constant gamma value of 1.0, 1.25 or 1.5 available with these diodes enables the circuit designer to produce significant improvements in circuit performance. Constant gamma tuning varactors permit more linear VCO frequency tuning than do conventional hyperabrupt tuning varactors. These varactors are particularly well suited for use in voltage tuned filters, analog phase shifters, and modulator circuits.

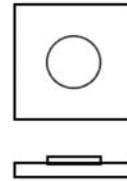
PACKAGED TUNING VARACTOR EQUIVALENT CIRCUIT



### Common Case styles



ODS-30



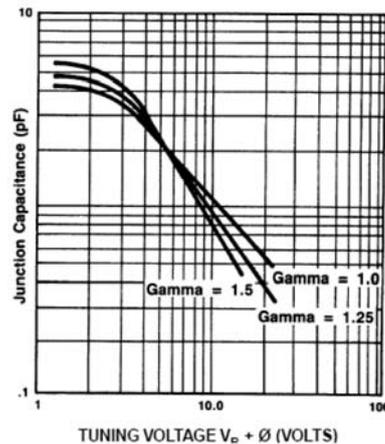
ODS-134 Die

### Absolute Maximum Ratings @ T<sub>A</sub>=+25 °C (Unless Otherwise Noted)<sup>1</sup>

Parameter	Absolute Maximum
Reverse Voltage	Breakdown Voltage
Operating Temperature	-65°C to +175°C
Storage Temperature	65°C to +200°C

1. Operation of this device above any one of these parameters may cause permanent damage. The maximum storage and operating temperature of the plastic ODS-1088 case style is 125°C.

TYPICAL JUNCTION CAPACITANCE vs TUNING VOLTAGE



1 M/A-COM Inc. and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. M/A-COM makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does M/A-COM assume any liability whatsoever arising out of the use or application of any product(s) or information.

• North America Tel: 800.366.2266 / Fax: 978.366.2266  
 • Europe Tel: 44.1908.574.200 / Fax: 44.1908.574.300  
 • Asia/Pacific Tel: 81.44.844.8296 / Fax: 81.44.844.8298

Visit [www.macom.com](http://www.macom.com) for additional data sheets and product information.



RoHs Compliant



GaAs Hyperabrupt Varactor Diode  
Gamma= 1.0, 1.25 & 1.50

MA46410 thru MA46480 Series

V4

**Electrical Specifications @ T<sub>A</sub> = +25 °C**

**MA46450 Series Gamma = 1.0<sup>4</sup>**  
Gamma4 = 0.9 - 1.1, VR = 2 - 20 Volts  
Junction Capacitance Ratio (CJ2/CJ20) = 5.0 - 8.0  
Breakdown Voltage @ I<sub>R</sub> = 10µA, V<sub>b</sub> = 22 V Min  
Reverse Leakage Current @ V<sub>R</sub> = 18V, I<sub>R</sub> = 100 nA Max

Part Number	Case Style	Total Capacitance <sup>2,3,5,7</sup>	Total Capacitance Ratio	Q Minimum
		V <sub>r</sub> =4V (pF)	V <sub>r</sub> =2V V <sub>r</sub> =20V	V <sub>r</sub> =4V f=50MHz
MA46450	30	0.5	2.0-3.8	4000
MA46451	30	0.7	2.9-4.4	4000
MA46452	30	1.0	3.6-5.2	3000
MA46457	30	2.2	4.1-6.1	3000
MA46461	30	4.7	4.8-7.2	1500

**Electrical Specifications @ T<sub>A</sub> = +25 °C**

**MA46470 thru MA46485 Series Gamma = 1.25<sup>4</sup>**  
Gamma4 = 1.13-1.38, VR = 2 - 20 Volts  
Junction Capacitance Ratio (CJ2/CJ20) = 8.15-12.99  
Breakdown Voltage @ I<sub>R</sub> = 10µA, V<sub>b</sub> = 22 V Min  
Reverse Leakage Current @ V<sub>R</sub> = 18V, I<sub>R</sub> = 100 nA Max

Part Number	Case Style	Total Capacitance <sup>2,3,5,7</sup>	Total Capacitance Ratio	Q Minimum
		V <sub>r</sub> =4V (pF)	V <sub>r</sub> =2V V <sub>r</sub> =20V	V <sub>r</sub> =4V f=50MHz
MA46470	30	0.5	2.2/4.1	4000
MA46471	30	0.7	3.6/5.6	4000
MA46472	30	1.0	4.8/7.4	3000
MA46473	30	1.2	4.8/7.4	3000
MA46474	30	1.5	5.0/7.4	3000
MA46475	30	1.8	6.6/8.7	3000
MA46476	30	2.0	6.6/8.7	3000
MA46477	30	2.2	6.6/8.7	3000
MA46479	30	3.3	6.4/10.0	2000
MA46480	30	3.7	6.8/11.0	2000
MA46481	30	4.7	6.9/11.1	1500
MA46483	30	6.8	7.2/11.5	1500
MA46485	30	10.0	7.5/12.0	1500

**Electrical Specifications @ T<sub>A</sub> = +25 °C**

**MA46410 thru MA46425 Series Gamma = 1.5<sup>4</sup>**  
Gamma4 = 1.4-1.6 VR = 2 - 12 Volts  
Junction Capacitance Ratio (CJ2/CJ12) = 6.2-10.8  
Breakdown Voltage @ I<sub>R</sub> = 10µA, V<sub>b</sub> = 18 V Min  
Reverse Leakage Current @ V<sub>R</sub> = 10V, I<sub>R</sub> = 100 nA Max

Part Number	Case Style	Total Capacitance <sup>2,6,7</sup>	Total Capacitance Ratio	Q Minimum
		V <sub>r</sub> =4V (pF)	V <sub>r</sub> =2V V <sub>r</sub> =12V	V <sub>r</sub> =4V f=50MHz
MA46410	30	0.45-0.60	2.7-4.3	3000
MA46413	30	0.90-1.10	4.2-5.7	2500
MA46416	30	1.62-1.98	5.2-4.9	2500
MA46418	30	2.42-2.97	5.7-7.6	1800
MA46420	30	3.33-4.22	6.0-8.1	1800
MA46425	30	9.00-11.00	6.6-8.8	1200

**Notes:**

- All GaAs tuning varactors are available in chip form as well as the case styles shown on the following page. When ordering, specify the desired case by adding the case designation as a suffix to the type number.
- Case parasitics (Cp and Ls) are given for most case styles along with case outlines in the appendix. The Cp values listed typically have tolerances of ±0.02 pF.
- The nominal tolerance at -4 Volts is ± 10%. Closer tolerances are available upon request. By adding the suffix A to the part number, a tolerance of ± 5% at -4 Volts is guaranteed.
- The values guaranteed for gamma are measured on unpackaged chips. The total capacitance versus bias voltage curve will deviate slightly from the chip capacitance versus bias voltage curve due to the package parasitic capacitance (Cp).
- Capacitance is measured at 1 MHz.
- Reverse voltage (VB) is measured at 10 microamps.
- The total capacitance and capacitance ratios shown are for diodes

2

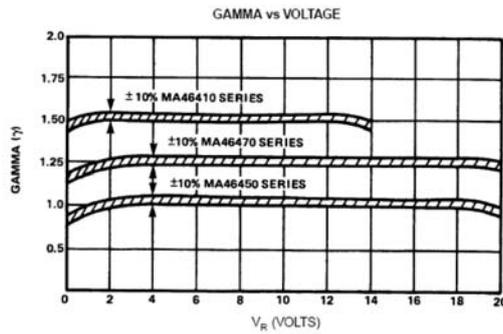
M/A-COM Inc. and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. M/A-COM makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does M/A-COM assume any liability whatsoever arising out of the use or application of any product(s) or information.

- North America Tel: 800.366.2266 / Fax: 978.366.2266
- Europe Tel: 44.1908.574.200 / Fax: 44.1908.574.300
- Asia/Pacific Tel: 81.44.844.8296 / Fax: 81.44.844.8298

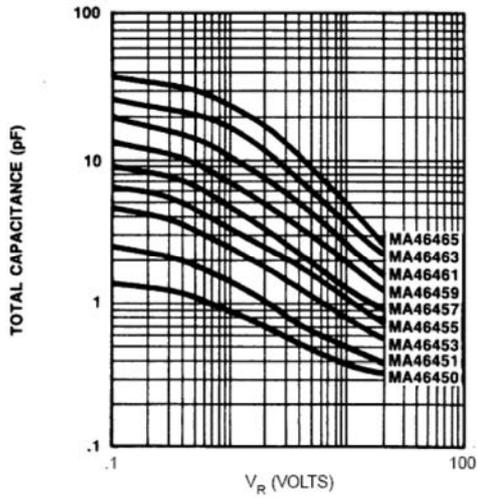
Visit [www.macom.com](http://www.macom.com) for additional data sheets and product information.

	RoHs Compliant	
GaAs Hyperabrupt Varactor Diode Gamma= 1.0, 1.25 & 1.50		MA46410 thru MA46480 Series V4

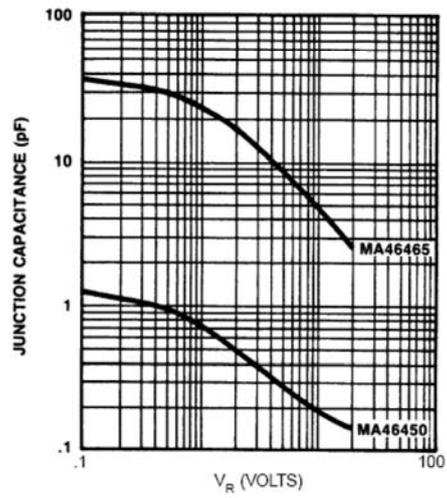
Typical Performance Curves



TOTAL CAPACITANCE vs REVERSE BIAS VOLTAGE ( $\gamma = 1.0$ )  
(PARTS IN CASE STYLE 30)



JUNCTION CAPACITANCE vs REVERSE BIAS VOLTAGE ( $\gamma = 1.0$ )  
(CHIPS)



3

M/A-COM Inc. and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. M/A-COM makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does M/A-COM assume any liability whatsoever arising out of the use or application of any product(s) or information.

- North America Tel: 800.366.2266 / Fax: 978.366.2266
- Europe Tel: 44.1908.574.200 / Fax: 44.1908.574.300
- Asia/Pacific Tel: 81.44.844.8296 / Fax: 81.44.844.8298

Visit [www.macom.com](http://www.macom.com) for additional data sheets and product information.



RoHs Compliant



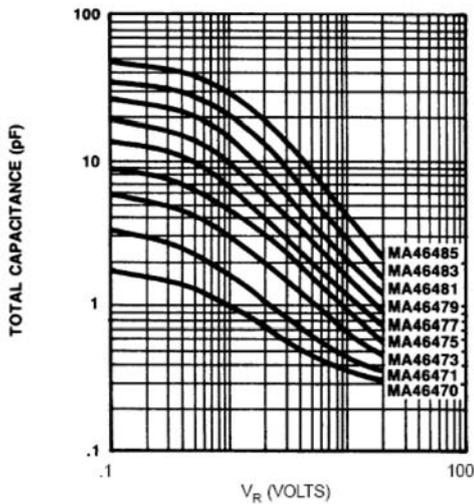
GaAs Hyperabrupt Varactor Diode  
Gamma= 1.0, 1.25 & 1.50

MA46410 thru MA46480 Series

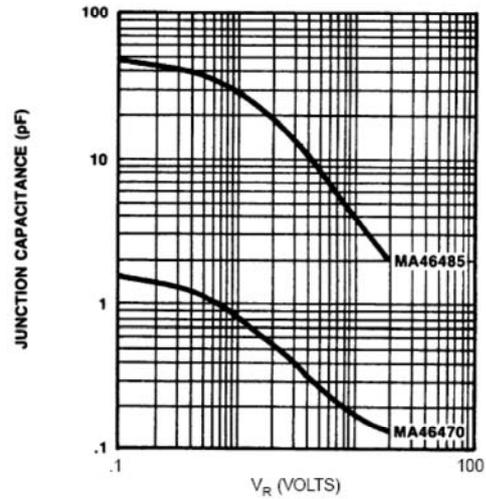
V4

Typical Performance Curves

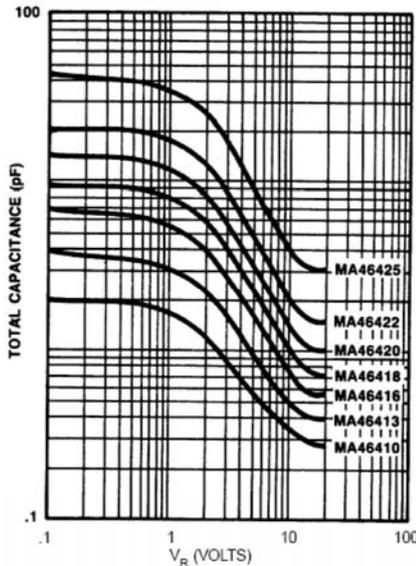
TOTAL CAPACITANCE vs REVERSE BIAS VOLTAGE ( $\gamma = 1.25$ )  
(PARTS IN CASE STYLE 30)



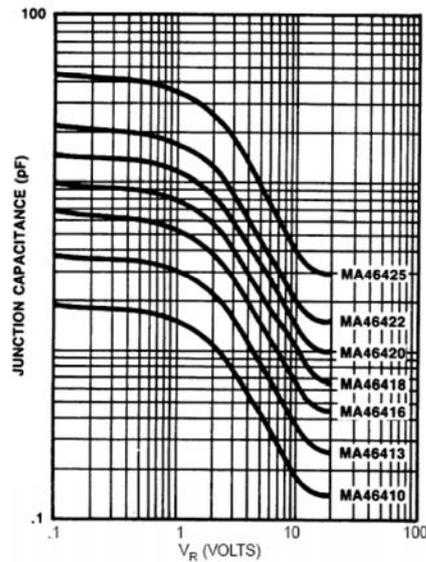
JUNCTION CAPACITANCE vs REVERSE BIAS VOLTAGE ( $\gamma = 1.25$ )  
(CHIPS)



TOTAL CAPACITANCE vs REVERSE BIAS VOLTAGE ( $\gamma = 1.5$ )  
(PARTS IN CASE STYLE 30)



JUNCTION CAPACITANCE vs REVERSE BIAS VOLTAGE ( $\gamma = 1.5$ )  
(CHIPS)



4 M/A-COM Inc. and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. M/A-COM makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does M/A-COM assume any liability whatsoever arising out of the use or application of any product(s) or information.

- North America Tel: 800.366.2266 / Fax: 978.366.2266
- Europe Tel: 44.1908.574.200 / Fax: 44.1908.574.300
- Asia/Pacific Tel: 81.44.844.8296 / Fax: 81.44.844.8298

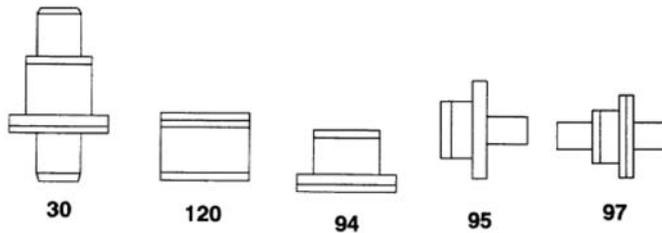
Visit [www.macom.com](http://www.macom.com) for additional data sheets and product information.

<b>tyco</b> <i>Electronics</i>	RoHs Compliant	<b>M/A-COM</b>
GaAs Hyperabrupt Varactor Diode Gamma= 1.0, 1.25 & 1.50		MA46410 thru MA46480 Series <b>V4</b>

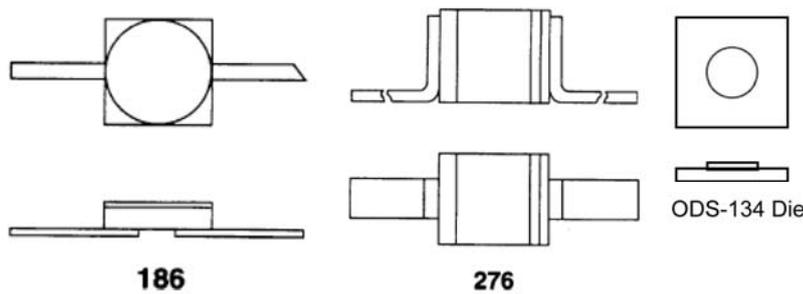
**Environmental Ratings PER MIL-STD-750**

	Method	Level
Storage Temperature	1031	See maximum ratings
Temperature Cycle	1051	10 cycles, -65°C to +175°C
Shock	2016	500 g's
Vibration	2056	15 g's

**Case Styles** (Dimensions are available upon request)



**Typical Coaxial Packages**



**Typical Coplanar Packages**

5

M/A-COM Inc. and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. M/A-COM makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does M/A-COM assume any liability whatsoever arising out of the use or application of any product(s) or information.

- **North America** Tel: 800.366.2266 / Fax: 978.366.2266
- **Europe** Tel: 44.1908.574.200 / Fax: 44.1908.574.300
- **Asia/Pacific** Tel: 81.44.844.8296 / Fax: 81.44.844.8298

Visit [www.macom.com](http://www.macom.com) for additional data sheets and product information.

## 12.2 Diodo varactor MA4ST406-287T

	Also Offering RoHS Compliant Equivalent Parts	
<b>Surface Mount Hyperabrupt Varactors</b>		MA4ST400 Series V2

### Features

- Surface Mount Packages
- High Quality Factor
- Capacitance Ratio to 9.5:1
- Tape and Reel Packaging Available
- SPC Monitored Ion Implantation for Excellent
- C-V Repeatability
- Singles and Common Cathode Pairs
- Lead-Free (RoHS Compliant) Equivalents Available with 260 °C Reflow Compatibility

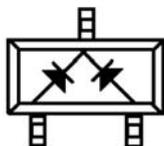
### Description

M/A-COM's MA4ST400 series are ion-implanted, hyperabrupt junction, silicon tuning varactors in the SOT-23 surface mount package. These thermal oxide passivated diodes feature high capacitance ratio and quality factor. They are well suited for octave bandwidth tuning in the HF to UHF frequency bands. The standard capacitance tolerance is  $\pm 10\%$ , with tighter tolerances available. Capacitance matching at one or more bias voltages is also available. These diodes are offered with standard Sn/Pb plating, as well as with 100% matte Sn plating on our RoHS compliant devices.

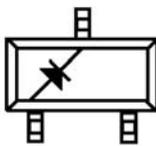
### Applications

The MA4ST400 series tuning varactors are useful for octave bandwidth tuning applications in the HF through UHF ranges. Applications include VCOs and voltage tuned filters in radios, cable TV tuners and test instruments where low cost and excellent lot-to-lot repeatability are critical. Linear tuning performance is available from 3 to 8 volts.

### Configurations



Common Cathode



Single

### Absolute Maximum Ratings @ $T_A=+25\text{ }^\circ\text{C}$ (Unless Otherwise Noted)<sup>1</sup>

Parameter	Absolute Maximum
Reverse Voltage	22V
Forward Current	50 mA
Total Power Dissipation	250 mW
Operating Temperature	-55 °C to +125 °C
Storage Temperature	-55 °C to +125 °C

1. Operation of this device above any one of these parameters may cause permanent damage.
2. Please refer to application note M538 for surface mounting instructions

### RoHS Compliant Parts

Part Number	RoHS Compliant Part Number	Configuration
MA4ST401-287T	MAVR-000401-0287AT	Single
MA4ST402-287T	MAVR-000402-0287AT	Single
MA4ST403-287T	MAVR-000403-0287AT	Single
MA4ST404-287T	MAVR-000404-0287AT	Single
MA4ST405-287T	MAVR-000405-0287AT	Single
MA4ST406-287T	MAVR-000406-0287AT	Single
MA4ST407-287T	MAVR-000407-0287AT	Single
MA4ST408-287T	MAVR-000408-0287AT	Single
MA4ST409-287T	MAVR-000409-0287AT	Single
MA4ST401CK-287T	MAVR-000401-0287FT	Common Cathode
MA4ST402CK-287T	MAVR-000402-0287FT	Common Cathode
MA4ST403CK-287T	MAVR-000403-0287FT	Common Cathode
MA4ST404CK-287T	MAVR-000404-0287FT	Common Cathode
MA4ST405CK-287T	MAVR-000405-0287FT	Common Cathode
MA4ST406CK-287T	MAVR-000406-0287FT	Common Cathode
MA4ST407CK-287T	MAVR-000407-0287FT	Common Cathode
MA4ST408CK-287T	MAVR-000408-0287FT	Common Cathode
MA4ST409CK-287T	MAVR-000409-0287FT	Common Cathode

<sup>1</sup>Suffix refers to package style, configuration and packaging requirements. Other packages and configurations may be available upon request.

1

M/A-COM Inc. and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. M/A-COM makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does M/A-COM assume any liability whatsoever arising out of the use or application of any product(s) or information.

- North America Tel: 800.366.2266 / Fax: 978.366.2266
- Europe Tel: 44.1908.574.200 / Fax: 44.1908.574.300
- Asia/Pacific Tel: 81.44.844.8296 / Fax: 81.44.844.8298

Visit [www.macom.com](http://www.macom.com) for additional data sheets and product information.



Also Offering  
RoHs Compliant  
Equivalent Parts



## Surface Mount Hyperabrupt Varactors

MA4ST400 Series  
V2

### Electrical Specifications @ $T_A = +25\text{ }^\circ\text{C}$

Breakdown Voltage @  $I_R = 10\text{ }\mu\text{A}$ ,  $V_b = 22\text{ V}$  Minimum

Reverse Leakage Current @  $V_R = 20\text{V}$ ,  $I_R = 100\text{ nA}$  Maximum

Part Number Base	RoHs Compliant Part Number Base <sup>1</sup>	$C_T^2$			Capacitance Ratio	Q Factor
		(pF)				
		f=1 MHz, $V_R=4.0\text{V}$			CT2.0/CT20	f=50 MHz,
		Min.	Nom.	Max.	Typ.	Min.
MA4ST401-287T	MAVR-000401-0287AT	9.0	10.0	11.0	6	250
MA4ST402-287T	MAVR-000402-0287AT	10.8	12.0	13.2	6.5	250
MA4ST403-287T	MAVR-000403-0287AT	13.5	15.0	16.5	7	250
MA4ST404-287T	MAVR-000404-0287AT	16.2	18.0	19.8	7	175
MA4ST405-287T	MAVR-000405-0287AT	19.8	22.0	24.2	7.5	175
MA4ST406-287T	MAVR-000406-0287AT	24.3	27.0	29.7	8	150
MA4ST407-287T	MAVR-000407-0287AT	29.7	33.0	36.3	9	150
MA4ST408-287T	MAVR-000408-0287AT	35.1	39.0	42.9	9.5	150
MA4ST409-287T	MAVR-000409-0287AT	42.3	47.0	51.7	9.5	150
MA4ST401CK-287T	MAVR-000401-0287FT	9.0	10.0	11.0	6	250
MA4ST402CK-287T	MAVR-000402-0287FT	10.8	12.0	13.2	6.5	250
MA4ST403CK-287T	MAVR-000403-0287FT	13.5	15.0	16.5	7	250
MA4ST404CK-287T	MAVR-000404-0287FT	16.2	18.0	19.8	7	175
MA4ST405CK-287T	MAVR-000405-0287FT	19.8	22.0	24.2	7.5	175
MA4ST406CK-287T	MAVR-000406-0287FT	24.3	27.0	29.7	8	150
MA4ST407CK-287T	MAVR-000407-0287FT	29.7	33.0	36.3	9	150
MA4ST408CK-287T	MAVR-000408-0287FT	35.1	39.0	42.9	9.5	150
MA4ST409CK-287T	MAVR-000409-0287FT	42.3	47.0	51.7	9.5	150

<sup>1</sup> The suffix defines package style, configuration and packaging information. Contact representative for complete part identification.

<sup>2</sup> Capacitance specification is per diode

2

M/A-COM Inc. and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. M/A-COM makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does M/A-COM assume any liability whatsoever arising out of the use or application of any product(s) or information.

• North America Tel: 800.366.2266 / Fax: 978.366.2266  
• Europe Tel: 44.1908.574.200 / Fax: 44.1908.574.300  
• Asia/Pacific Tel: 81.44.844.8296 / Fax: 81.44.844.8298

Visit [www.macom.com](http://www.macom.com) for additional data sheets and product information.



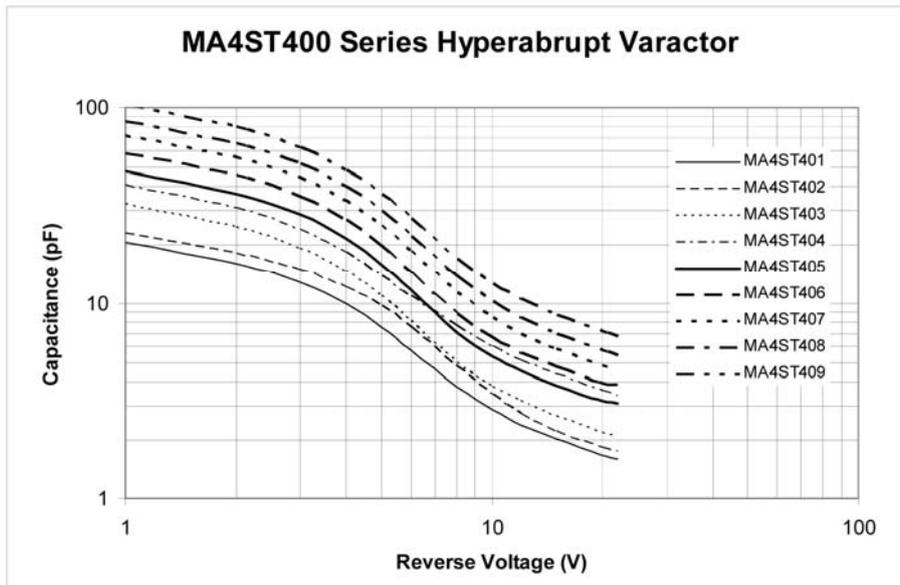
Also Offering  
RoHs Compliant  
Equivalent Parts



**Surface Mount  
Hyperabrupt Varactors**

**MA4ST400 Series  
V2**

**Typical Performance Curves**



**Tabulated Capacitance Data**

Bias (V)	MA4ST401	MA4ST402	MA4ST403	MA4ST404	MA4ST405	MA4ST406	MA4ST407	MA4ST408	MA4ST409
0	30.37	33.12	47.05	59.64	69.45	86.29	105.60	124.52	150.59
1	20.86	23.02	32.12	40.43	47.47	58.98	72.34	85.20	103.10
2	16.19	18.20	24.72	30.89	36.55	45.41	55.93	65.82	79.70
3	12.83	14.87	19.33	24.00	28.57	35.50	44.02	51.83	62.79
4	9.99	12.14	14.74	18.35	21.73	27.00	33.85	39.95	48.45
5	7.59	9.69	10.90	13.95	15.95	19.82	25.13	29.86	36.27
6	5.80	7.56	8.08	10.94	11.73	14.57	18.64	22.36	27.26
8	3.76	4.79	4.96	7.61	7.11	8.83	11.37	13.80	17.11
10	2.86	3.41	3.76	6.00	5.37	6.67	8.45	10.23	12.73
12	2.41	2.74	3.17	5.12	4.53	5.63	7.05	8.50	10.58
15	2.03	2.23	2.66	4.33	3.81	4.73	5.87	7.05	8.79
20	1.68	1.83	2.21	3.60	3.18	3.95	4.81	5.76	7.17
22	1.60	1.77	2.09	3.39	3.11	3.86	4.53	5.42	6.75

3

M/A-COM Inc. and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. M/A-COM makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does M/A-COM assume any liability whatsoever arising out of the use or application of any product(s) or information.

- North America Tel: 800.366.2266 / Fax: 978.366.2266
- Europe Tel: 44.1908.574.200 / Fax: 44.1908.574.300
- Asia/Pacific Tel: 81.44.844.8296 / Fax: 81.44.844.8298

Visit [www.macom.com](http://www.macom.com) for additional data sheets and product information.



Also Offering  
RoHs Compliant  
Equivalent Parts



**Surface Mount  
Hyperabrupt Varactors**

**MA4ST400 Series  
V2**

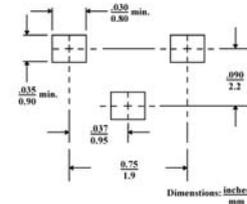
**Mounting Information**

The illustration indicates the recommended mounting pad configuration for the SOT-23 package. Solder paste containing flux should be screened onto the pads to a thickness of 0.005- 0.007 inches. The plastic package is placed in position, firmly adhering to the solder paste.

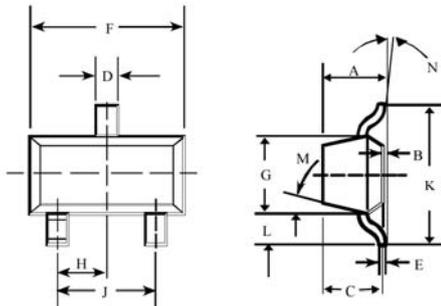
Permanent attachment is performed by a reflow soldering procedure during which the tab temperature does not exceed +275 °C and the body temperature does not exceed +250 °C, for standard models and +260 °C for the RoHS compliant devices.

Please refer to Application Note M538 for surface mounting instructions.

**SOT-23**



**SOT-23  
Case Style 287**



**SOT-23 (Case Style 287)**

DIM.	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
A	—	0.048	—	1.22
B	—	0.008	—	0.20
C	—	0.040	—	1.00
D	0.013	0.020	0.35	0.50
E	0.003	0.006	0.08	0.15
F	0.110	0.119	2.80	3.00
G	0.047	0.056	1.20	1.40
H	0.037 typical		0.95 typical	
J	0.075 typical		1.90 typical	
K	—	0.103	—	2.60
L	—	0.024	—	0.60
<b>DIM.</b>	<b>GRADIENT</b>			
M	10° max. <sup>1</sup>			
N	2° . . . 30°			

4 M/A-COM Inc. and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. M/A-COM makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does M/A-COM assume any liability whatsoever arising out of the use or application of any product(s) or information.

- North America Tel: 800.366.2266 / Fax: 978.366.2266
- Europe Tel: 44.1908.574.200 / Fax: 44.1908.574.300
- Asia/Pacific Tel: 81.44.844.8296 / Fax: 81.44.844.8298

Visit [www.macom.com](http://www.macom.com) for additional data sheets and product information.

## 12.3 Inductor 36501J-0603-82N



### Low Inductance, High Frequency Chip Inductor



#### 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



**Low Inductance, High Frequency Chip Inductor**



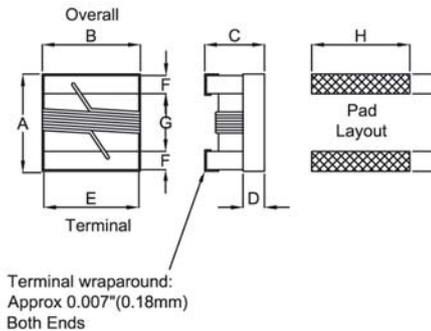
**Type 3650 Series**

**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 $\Delta L \leq \pm 10\%$ $\Delta Q \leq \pm 20\%$	One Cycle: <table border="1"> <thead> <tr> <th>Step</th> <th>Temperature(°C)</th> <th>Time (min)</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>1</td> <td>-25±3</td> <td>30</td> </tr> <tr> <td>2</td> <td>25±2</td> <td>15</td> </tr> <tr> <td>3</td> <td>85±3</td> <td>30</td> </tr> <tr> <td>4</td> <td>25±2</td> <td>15</td> </tr> </tbody> </table> Total: 5 Cycles	Step	Temperature(°C)	Time (min)	1	-25±3	30	2	25±2	15	3	85±3	30	4	25±2	15
Step	Temperature(°C)	Time (min)															
1	-25±3	30															
2	25±2	15															
3	85±3	30															
4	25±2	15															
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



**Low Inductance, High Frequency Chip Inductor**



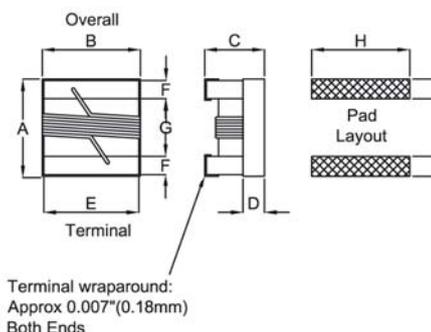
**Type 3650 Series**

**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 $\Delta L \leq \pm 10\%$ $\Delta Q \leq \pm 20\%$	One Cycle: <table border="1"> <thead> <tr> <th>Step</th> <th>Temperature(°C)</th> <th>Time (min)</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>1</td> <td>-25±3</td> <td>30</td> </tr> <tr> <td>2</td> <td>25±2</td> <td>15</td> </tr> <tr> <td>3</td> <td>85±3</td> <td>30</td> </tr> <tr> <td>4</td> <td>25±2</td> <td>15</td> </tr> </tbody> </table> Total: 5 Cycles	Step	Temperature(°C)	Time (min)	1	-25±3	30	2	25±2	15	3	85±3	30	4	25±2	15
Step	Temperature(°C)	Time (min)															
1	-25±3	30															
2	25±2	15															
3	85±3	30															
4	25±2	15															
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



**Low Inductance, High Frequency Chip Inductor**



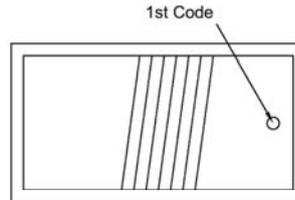
**Type 3650 Series**

**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
<b>Common Part</b>	<b>Case Size</b>	<b>Inductance Value</b>	<b>Tolerance</b>	<b>Packaging</b>
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 - $\pm 2\%$ J - $\pm 5\%$ K - $\pm 10\%$ M - $\pm 20\%$	TDG - 2000 pcs/reel TE - 4000pcs/reel (1E, 1J only)

