



**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN FILTRO PASO BANDA DE
BANDA ESTRECHA CON TOPOLOGÍA INTERDIGITAL A
FRECUENCIAS UHF Y MICROONDAS**

**Memoria del Trabajo Final de Carrera
de Ingeniería Técnica de
Telecomunicaciones, especialidad
Sistemas Electrónicos**

Realizado por

Miguel Durán-Sindreu Viader

Y dirigido por

Pedro de Paco

Bellaterra, 15 de junio de 2007

ÍNDICE DE CONTENIDOS

1 INTRODUCCIÓN	9
2 TEORÍA DE FILTROS	13
2.1 Tipos de filtro	14
2.1.1 Filtro paso bajo.....	14
2.1.2 Filtro paso banda	15
2.2 Coeficientes del filtro prototípico paso bajo	15
2.3 Clases de filtros	17
2.3.1 Filtro paso bajo Butterworth o maximally flat.....	17
2.3.2 Filtro paso bajo Chebyshev	19
2.3.3 Relación entre anchos de banda Butterworth y Chebyshev	21
2.4 Cálculo de los coeficientes del filtro prototípico.....	22
2.5 Generalizaciones para un filtro paso banda	23
2.5.1 Transformación de las frecuencias	23
2.5.2 Transformación de los coeficientes del filtro paso banda implementado mediante inversores.....	24
2.6 Consideraciones de efectos disipadores	25
2.6.1 Factor de calidad Q_u de los elementos de un filtro paso bajo.....	26
2.6.2 Factor de calidad Q_u de los elementos de un filtro paso banda	27
2.6.3 Atenuación a la frecuencia central debida a las pérdidas.....	28
3 FILTROS PASO BANDA INTERDIGITALES.....	31
3.1 Deducción del comportamiento de una estructura interdigital	33
3.1.1 Deducción a partir de los resonadores acoplados en $\lambda/2$	33
3.1.2 Deducción a partir de un par de las líneas acopladas.....	34
3.2 Cálculo de los parámetros elementales de un filtro interdigital.....	39
3.2.1 Coeficiente de acoplamiento	40
3.2.2 Factor de calidad descargado Q_u de los resonadores internos	41
3.2.3 Factor de calidad Q de los resonadores externos	41
3.3 Cálculo de las dimensiones de un filtro interdigital mediante resonadores rectangulares.....	41
3.4 Cálculo de las dimensiones de un filtro interdigital mediante resonadores cilíndricos.....	45
3.4.1 Impedancia característica de los resonadores	46
3.4.2 Espaciado entre resonadores.....	47
3.4.3 Punto de acceso externo o <i>tap point</i>	48
3.5 Longitud de los resonadores cilíndricos.....	49
3.5.1 Resonadores internos.....	49
3.5.2 Resonadores externos	52
3.5.3 Cálculo de capacidades.....	55
3.5.3.1 Capacidad gap.....	55
3.5.3.2 Capacidad fringe	56
4 IMPLEMENTACIÓN DE UN SIMULADOR DE FILTROS PASO BANDA INTERDIGITAL	59
4.1 Código de interfaz	59
4.2 Código de obtención de datos.....	62
5 IMPLEMENTACIÓN DE UN FILTRO PASO BANDA INTERDIGITAL	65
5.1 Etapa de diseño	66
5.1.1 Especificaciones frecuenciales	66
5.1.2 Especificaciones de estructura.....	69
5.2 Plano de la estructura	70
5.3 Simulaciones previas al diseño final	72
5.3.1 Definición de la estructura mediante CADFEKO	72
5.3.2 Obtención de la respuesta del filtro mediante POSTFEKO	75
5.3.2.1 Consideraciones previas a la simulación.....	75
5.3.2.2 Simulación óptima	77
5.3.2.3 Problemática de adaptación	79
5.3.2.4 Simulación de intensidades de campo.....	84
5.3.3 Comparativa de respuestas POSTFEKO y Matlab [®]	84
5.4 Montaje de la estructura.....	86
5.5 Comparación de los resultados obtenidos con los simulados	92

6 CONCLUSIONES.....	95
7 ANEXO.....	97
7.1 <i>Script Pasabajo_tablas.m</i>	97
7.2 <i>Respuesta de diferentes combinaciones de líneas acopladas</i>	98
7.3 <i>Código Matlab® del simulador de filtros paso banda Interdigitales con interfaz gráfica.....</i>	100
7.3.1 Código de obtención de datos.....	100
7.3.1.1 Script calculos.m.....	100
7.3.1.2 Script filtro.m.....	103
7.3.1.3 Script ordenYcoeficientes.m.....	105
7.3.1.4 Script longitudTODO.m.....	106
7.3.2 Código de interfaz	108
7.3.2.1 Script inicio.m.....	108
7.3.2.2 Script gráfica.m.....	113
7.3.2.3 Script gráfica.m.....	117
7.4 <i>Vistas del filtro implementado realizadas con Autocad®</i>	122
8 REFERENCIAS	125

ÍNDICE DE FIGURAS Y TABLAS

<i>Figura 1.1: Filtro paso banda con topología interdigital.....</i>	10
<i>Figura 2.1: Filtro paso bajo</i>	14
<i>Figura 2.2: Filtro paso banda.....</i>	15
<i>Figura 2.3: Primer circuito prototipo paso bajo</i>	16
<i>Figura 2.4: Segundo circuito prototipo paso bajo.....</i>	16
<i>Figura 2.5: Característica de atenuación de un filtro paso bajo Butterworth</i>	17
<i>Figura 2.6: Característica de atenuación para filtros Butterworth.....</i>	19
<i>Figura 2.7: Característica de atenuación de un filtro paso bajo Chebyshev</i>	19
<i>Figura 2.8: Característica de atenuación para filtros Chebyshev con rizado = 0.1dB</i>	20
<i>Figura 2.9: Característica de atenuación para filtros Chebyshev con rizado = 0.5dB</i>	21
<i>Figura 2.10: Circuito prototipo paso banda.....</i>	24
<i>Figura 2.11: Circuito prototipo paso banda mediante inversores de impedancia</i>	24
<i>Figura 2.12: Circuito prototipo paso banda mediante inversores de admitancia</i>	25
<i>Figura 2.13: Modelado de elementos disipadores</i>	26
<i>Figura 2.14: Resonadores disipadores</i>	27
<i>Figura 3.1: Filtro paso banda interdigital.....</i>	31
<i>Figura 3.2: Filtro paso banda implementado mediante resonadores acoplados en $\lambda/2$</i>	33
<i>Figura 3.3: Filtro paso banda interdigital obtenido a partir de resonadores acoplados en $\lambda/2$</i>	34
<i>Figura 3.4: Representación de un par de líneas acopladas.....</i>	35
<i>Figura 3.5: Representación de un par de líneas acopladas con cortocircuitos en el puerto 2 y 4..</i>	36
<i>Figura 3.6: Diagrama de bloques del puerto 1 y 3</i>	37
<i>Figura 3.7: Diagrama de bloques del puerto 1 y 3 en términos de impedancia de carga</i>	37
<i>Figura 3.8: Filtro paso banda interdigital propuesto por [3]</i>	42
<i>Figura 3.9: Visión frontal de un filtro interdigital mediante resonadores rectangulares</i>	43
<i>Figura 3.10: Visión frontal mostrando los efectos capacitivos de campo</i>	44
<i>Figura 3.11: Gráfica para la obtención de s y C'f'e en función de las dimensiones extraída de [7]</i>	44
<i>Figura 3.12: Gráfica para la obtención de C'f en función de las dimensiones extraída de [7]</i>	45
<i>Figura 3.13: Filtro interdigital con resonadores cilíndricos simulado mediante Autocad®</i>	46
<i>Figura 3.14: Cálculo del tap point.....</i>	48
<i>Figura 3.15: Selección del plano de referencia</i>	50
<i>Figura 3.16: Resonador con inclusión de las capacidades</i>	51
<i>Figura 3.17: Resonador exterior con conector e inclusión de las capacidades</i>	52
<i>Figura 3.18: Circuito equivalente simplificado de un resonador externo</i>	53
<i>Figura 3.19: Capacidad fringe normalizada versus diámetro normalizado extraído de [8].</i>	56
<i>Figura 3.20: Capacidad fringe normalizada versus diámetro normalizado</i>	57
<i>Figura 4.1: Interfaz gráfica "inicio"</i>	60
<i>Figura 4.2: Interfaz gráfica "gráfica"</i>	61
<i>Figura 4.3: Interfaz gráfica "resultados"</i>	61
<i>Figura 5.1: Interfaz de entrada del simulador implementado mediante Matlab®</i>	68
<i>Figura 5.2: Respuesta frecuencial del filtro a tratar</i>	68
<i>Figura 5.3: Conector SMA extraído de [16]</i>	69
<i>Figura 5.4: Resultados obtenidos de la estructura interdigital mediante el simulador Matlab®</i>	70
<i>Figura 5.5: Vista isométrica sudeste del filtro interdigital paso banda especificado</i>	71
<i>Figura 5.6: Vista superior del filtro interdigital paso banda especificado</i>	71
<i>Figura 5.7: Vista frontal sin resonadores del filtro paso banda interdigital especificado</i>	71
<i>Figura 5.8: Vista lateral izquierda sin conector del filtro interdigital paso banda especificado....</i>	71
<i>Figura 5.9: Filtro interdigital implementado mediante FEKO.....</i>	72
<i>Figura 5.10: Vista filtro interdigital sin pared frontal ni trasera implementada con Autocad®</i>	73

<i>Figura 5.11: Comparación de estructura con mallado pequeño y grande</i>	74
<i>Figura 5.12: Respuesta del filtro para mallado 17 con 120 muestras.....</i>	76
<i>Figura 5.13: Respuesta del filtro para mallado 6.1 con 350 muestras.....</i>	76
<i>Figura 5.14: Respuesta del filtro para una discretización de 120 muestras</i>	76
<i>Figura 5.15: Respuesta del filtro para una discretización de 1800 muestras</i>	76
<i>Figura 5.16: Geometría resultante del filtro interdigital con mallado 5.1</i>	77
<i>Figura 5.17: Respuesta del filtro interdigital para un mallado 5.1</i>	78
<i>Figura 5.18: Respuesta del filtro interdigital en el rango de GHz para un mallado 10</i>	78
<i>Figura 5.19: Barrido frecuencial del filtro interdigital para un mallado 10 representado en la carta de Smith</i>	79
<i>Figura 5.20: Barrido frecuencial del parámetro S_{11} para un mallado 10 representado en la carta de Smith con diferentes tap points.....</i>	81
<i>Figura 5.21: Barrido frecuencial del parámetro S_{22} para un mallado 10 representado en la carta de Smith con diferentes tap points.....</i>	81
<i>Figura 5.22: Barrido frecuencial del parámetro S_{11} y S_{22} para un mallado 10 representado en la carta de Smith con los valores óptimos de tap point.....</i>	83
<i>Figura 5.23: Comparativa del parámetro S_{11}</i>	83
<i>Figura 5.24: Comparativa del parámetro S_{21}</i>	83
<i>Figura 5.25: Acoplamiento entre resonadores a la frecuencia central</i>	84
<i>Figura 5.26: Acoplamiento entre resonadores a 10MHz respecto la frecuencia central</i>	84
<i>Figura 5.27: Filtro paso banda implementado con topología interdigital</i>	86
<i>Figura 5.28: Filtro paso banda implementado con topología interdigital sin tapa superior.....</i>	86
<i>Figura 5.29: Conexión del filtro interdigital al analizador de redes.....</i>	87
<i>Figura 5.30: Respuesta del filtro paso banda implementado con topología interdigital</i>	88
<i>Figura 5.31: Respuesta del filtro interdigital representado sobre la carta de Smith</i>	88
<i>Figura 5.32: Tap point desplazado</i>	90
<i>Figura 5.33: Respuesta del filtro interdigital con el tap point desplazado representado sobre la carta de Smith</i>	90
<i>Figura 5.34: Respuesta del filtro paso banda implementado con topología interdigital</i>	91
<i>Figura 5.35: Respuesta del filtro implementado con topología interdigital en la carta de Smith..</i>	91
<i>Figura 7.1: Vista isométrica sudeste.....</i>	122
<i>Figura 7.2: Vista isométrica sudeste sin tapa y con resonadores.....</i>	122
<i>Figura 7.3: Vista superior.....</i>	122
<i>Figura 7.4: Vista superior sin tapa y con resonadores.....</i>	122
<i>Figura 7.5: Vista derecha</i>	123
<i>Figura 7.6: Vista izquierda</i>	123
<i>Figura 7.7: Vista frontal</i>	123
<i>Figura 7.8: Vista frontal con resonadores y tornillos.....</i>	123
<i>Figura 7.9: Vista posterior.....</i>	123
<i>Figura 7.10: Vista posterior con resonadores y tornillos</i>	123
<i>Tabla 5.1: Tabla comparativa de filtros</i>	67
<i>Tabla 5.2: Comparativa de resultados simulados con FEKO y Matlab[®]</i>	85
<i>Tabla 5.3: Comparativa de resultados simulados con Matlab[®], FEKO y el filtro implementado... </i>	92
<i>Tabla 7.1: Respuesta frecuencial en función de los puertos extraída de [4]</i>	99

1 INTRODUCCIÓN

Un acelerador de partículas hace uso de los campos electromagnéticos para acelerar partículas cargadas eléctricamente hasta alcanza velocidades (y por lo tanto energías) muy altas, donde además, se debe considerar que estas partículas viajarán confinadas en el propio instrumento.

La versión más simple de éste sería un tubo de rayos catódicos y, de ahí, hasta las grandes instalaciones que permiten el estudio del mundo de la nanomateria, podemos encontrar numerosos ejemplos.

Un sincrotrón es un ejemplo de acelerador, capaz de producir luz intensa y brillante, de longitud de onda variable. La luz es emitida debido a la aceleración de las cargas eléctricas. Los electrones se aceleran mediante un acelerador circular, manteniéndose en un anillo debido al campo magnético. Esta aceleración produce una serie de rayos X que serán de utilidad para todas aquellas áreas de investigación o ciencias que puedan hacer uso de fotones.

ALBA es un sincrotrón localizado en el parque tecnológico del Vallés. Actualmente está en fase de construcción, dirigido por el consorcio CELLS (*Consortium Exploitation of the Synchrotron Light Laboratory*).

Desde el área de Ingeniería de RF del consorcio CELLS y en el marco de un convenio de colaboración firmado con el grupo de antenas y sistemas de microondas del Departamento de Telecomunicación e Ingeniería de sistemas de la ETSE (UAB), se ha planteado la evaluación y construcción de un filtro que formará parte del lazo de control en el módulo de RF.

Como la comprensión del funcionamiento del instrumento se escapa de los objetivos de este proyecto, desde un punto de vista de ingeniería el planteamiento del problema es el siguiente.

El objetivo es eliminar una señal espuria que se encuentra a la salida de un mezclador en banda lateral única, que por limitaciones en los inbalanceos de ganancia y fase, no termina de cancelar suficientemente la banda rechazada.

Por lo tanto, el trabajo surge de la necesidad de diseñar un filtro capaz de obtener una respuesta paso banda centrada a 520 MHz, para atenuar un espurio existente a una frecuencia cercana (530 MHz). En consecuencia, estas especificaciones proporcionarán al filtro la característica de banda estrecha.

El primer paso a efectuar es realizar una valoración de las diferentes soluciones tecnológicas a utilizar. La primera, es la utilización de componentes discretos. Pese a que ésta opción aún es realizable a la frecuencia que tratamos, los valores de las capacidades y bobinas que obtendríamos serían muy elevadas por lo que no es una solución conveniente.

Otra posible solución es la implementación del filtro mediante elementos distribuidos basados en la tecnología planar (microstrip, stripline, etc.). Sin embargo, debido a la frecuencia con la que trabajamos, la estructura resultante presentará un tamaño elevado. Además, la atenuación que presentan estos filtros en la banda de paso cuando tratamos con anchos de banda estrechos es muy elevada.

Este hecho se puede demostrar matemáticamente si tenemos en cuenta la ecuación que rige la atenuación en la banda de paso de un filtro paso banda, siendo ésta la que se muestra en la ecuación (1.1), extraída de [1].

$$Lo = 4.343 \cdot \frac{\omega_1'}{FBW} \cdot \sum_{i=1}^n \left(\frac{g_i}{Qu_{PBi}} \right) \text{ dB} \quad (1.1)$$

Tal y como se puede observar en la ecuación (1.1), la atenuación en la banda de paso es inversamente proporcional al factor de calidad descargado de los resonadores Qu_{PBi} y al ancho de banda fraccional FBW . Por lo tanto, considerando que el factor de calidad de ésta tecnología para nuestra frecuencia de trabajo es del orden de 150^[2], si además tratamos un ancho de banda fraccional pequeño, la atenuación en la banda de paso tiende a un valor muy elevado.

Por lo tanto, aparece la obligación de buscar métodos alternativos a los convencionales para cumplir el objetivo demandado. La solución que se plantea en éste trabajo es la utilización de una tecnología que utilice el aire como medio de propagación. Esta consideración implicará una reducción considerable de las pérdidas debidas al dieléctrico, lo que permitirá cumplir las especificaciones impuestas con una atenuación en la banda de paso aceptable (del orden de 3, 4 dB).

Una estructura que permite utilizar el aire como medio de propagación y que además presenta una atenuación elevada a las frecuencias para banda es la topología interdigital. Ésta estructura se muestra de manera esquemática en la *Figura 1.1*.

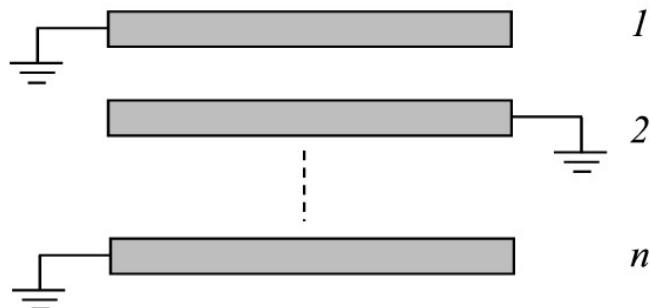


Figura 1.1: Filtro paso banda con topología interdigital

Un filtro interdigital es una estructura caracterizada por la utilización de resonadores paralelos situados alternadamente de longitud ideal $\lambda/4$ a la frecuencia central. El primer resonador estará cortocircuitado en un extremo y acabado en circuito abierto en el extremo opuesto, mientras que el resonador adyacente estará situado de forma inversa. La estructura total será un conjunto de resonadores entrelazados (interlaced en inglés), razón por la cual ésta estructura recibe el nombre de interdigital.

Esta estructura es sencilla de implementar y permite realizar con facilidad una sintonización fina posterior al diseño con respecto a desviaciones de la frecuencia central. Asimismo, el factor de calidad de los resonadores es del orden de 1000, lo que permite obtener unas pérdidas de inserción bajas. Por lo tanto, la topología interdigital presentará unas pérdidas a la frecuencia de paso por lo general menores a las que presentan las demás estructuras convencionales. Además, esta estructura presenta una réplica de sí mismo a tres veces la frecuencia central, lo que permite asegurar que no existirá ningún espurio entre éste rango.

La equivalencia del filtro interdigital con el filtro prototipo paso banda puede deducirse mediante diferentes métodos, mostrando en este trabajo dos metodologías.

El primer método, extraído de [3], simplifica el proceso partiendo de una estructura ya existente, donde analiza desde un punto de vista intuitivo la estructura. El segundo método, extraído de [4][5], parte del análisis matemático de la matriz de impedancias [Z] de un par de líneas acopladas.

Las ecuaciones de diseño que rigen el filtro interdigital varían en función de la estructura utilizada para implementar el mismo. En este trabajo se van a analizar dos estructuras distintas, presentando como diferencia básica la geometría del resonador.

El primer método fue propuesto por [3], cuyo trabajo propuso de forma pionera la idea de realizar un filtro paso banda mediante una estructura interdigital. En éste, se considera que el filtro está compuesto por resonadores implementados mediante barras rectangulares de diferentes dimensiones y longitudes, acoplándolos en función del espaciado. También se muestra la simplificación para el caso de resonadores simétricos. Además, se destaca la necesidad de discernir entre filtros de ancho de banda estrechos o anchos, obteniendo unas ecuaciones de diseño y topologías diferentes para cada caso.

Al mismo tiempo, en el caso de tratar con filtros de anchos de banda estrechos se resaltó la necesidad de utilizar dos resonadores extras que no actuarían como tales sino como adaptadores de impedancias para adaptar la carga al exterior. Por lo tanto, sería necesario un total de $n+2$ resonadores, siendo n el orden del filtro.

Por último, en la década de los 60, [6] y demás autores como [7][8][9] plantearon simplificar el problema propuesto por [3] utilizando barras resonadoras con idénticas dimensiones y longitudes. En estas referencias también se plantea el concepto de eliminar los inversores de impedancia en los extremos utilizando barras que hacen la función de resonadores y adaptadores de impedancia al mismo tiempo. Ésta técnica se realiza modificando levemente su longitud y calculando el punto de acceso al exterior o *tap point* para el cuál habrá adaptación de impedancias. Por último, se propone implementar los resonadores mediante barras cilíndricas, reduciendo las variables de dimensiones del resonador a una altura y un diámetro análogo para todos los resonadores internos.

Consecuentemente, el trabajo llevado a cabo tiene como objetivos principales el estudio, diseño e implementación de filtros a frecuencias de UHF y microondas para el caso particular de una topología interdigital. Además, éste trabajo también tiene como propósito la implementación de un simulador que permitirá agilizar el proceso de diseño.

La estructura del proyecto se divide en ocho capítulos, presentando como núcleo del proyecto cuatro grandes bloques que en su totalidad cumplen los objetivos del trabajo ya mencionados. Éstos están divididos en los capítulos 2, 3, 4 y 5.

En el capítulo 2 presentaremos brevemente la teoría básica de filtros, exponiendo las características de los diferentes tipos y clases de filtro, prestando más interés a aquellos aspectos que serán utilizados a lo largo del trabajo.

En el capítulo 3 introduciremos la topología de filtro interdigital, donde deduciremos su equivalencia con el prototipo paso bajo y mostraremos las características y parámetros que lo definen. Asimismo, también presentaremos diferentes métodos de resolución de filtros interdigitales en función de la geometría del resonador a tratar.

En el capítulo 4 presentaremos el simulador implementado mediante Matlab[®] que permitirá obtener, a partir de unas especificaciones dadas, la respuesta frecuencial y los parámetros geométricos del filtro interdigital implementado mediante resonadores cilíndricos.

En el capítulo 5, apoyado por los aspectos teóricos desarrollados en el capítulo 2 y 3 y mediante la herramienta de simulación implementada, presentaremos la evaluación de la solución adoptada así como los aspectos a tener en cuenta para la fabricación del filtro. Para llevar a cabo esta tarea, también se hará uso de simuladores electromagnéticos 3D para corroborar el correcto funcionamiento del filtro. Asimismo, presentaremos una serie de planos efectuados mediante Autocad[®] que permitirán obtener una idea clara de la geometría final del filtro.

En el capítulo 6 deduciremos las conclusiones pertinentes obtenidas tras efectuar en su totalidad el proceso de análisis, simulación y diseño del filtro interdigital.

En el capítulo 7 presentaremos el anexo, donde se encuentran los diferentes códigos que se han ido mencionando a lo largo del trabajo y el código del simulador presentado en el capítulo 4 implementado mediante Matlab[®]. También se pueden encontrar las diferentes vistas efectuadas con Autocad[®] del filtro implementado en el capítulo 5.

2 TEORÍA DE FILTROS

Un filtro es un dispositivo normalmente de dos puertos, cuya misión principal es seleccionar/rechazar una determinada banda frecuencial deseada/no deseada. Para ello, existen diferentes tipos de filtro en función de las bandas frecuenciales que queramos eliminar. Así, podemos clasificar en términos de su función cuatro categorías, los filtros paso bajos, paso bandas, paso altas y para bandas.

En la sección 2.1 de este capítulo se explicarán los dos tipos de filtros que son de interés para el propósito de este trabajo, siendo éstos los filtros paso bajo y paso banda.

En la sección 2.2 se presentarán los coeficientes del filtro paso bajo prototipo y sus equivalentes circuitales.

En la sección 2.3 se introducirán los conceptos de clases de filtros, particularizando los casos de filtros Butterworth y Chebyshev.

En la sección 2.4 se expondrán las ecuaciones que definen los coeficientes del filtro Butterworth y Chebyshev.

En la sección 2.5 se definirá toda la teoría necesaria para los filtros paso banda partiendo de los coeficientes del filtro paso bajo prototipo definidos en las secciones 2.2 y 2.4.

Por último, en la sección 2.6 se considerará el caso de tratar con coeficientes no ideales, desarrollando la relación entre el factor de calidad Q y la atenuación en la banda de paso tanto para los filtros paso bajo como paso banda.

2.1 Tipos de filtro

A continuación se explican los casos de filtro paso bajo y paso banda. Debido al enfoque de este trabajo, no trataremos los filtros paso alto ni para banda. Pese a ello, en [3] y [10] puede encontrarse toda la información necesaria referente a éstos filtros, además de una explicación más detallada de los filtros aquí mencionados.

2.1.1 Filtro paso bajo

La función básica de un filtro paso bajo es dejar pasar las frecuencias por debajo de una frecuencia de corte especificada.

La *Figura 2.1* muestra un filtro paso bajo Butterworth de orden 6 simulado con Matlab®. El eje de abscisas muestra la frecuencia angular normalizada respecto la frecuencia de corte. El eje de ordenadas muestra la función de transferencia del filtro. Tal y como se puede apreciar, existen dos zonas bien diferenciadas en la respuesta del filtro, la banda de paso y la suprimida.

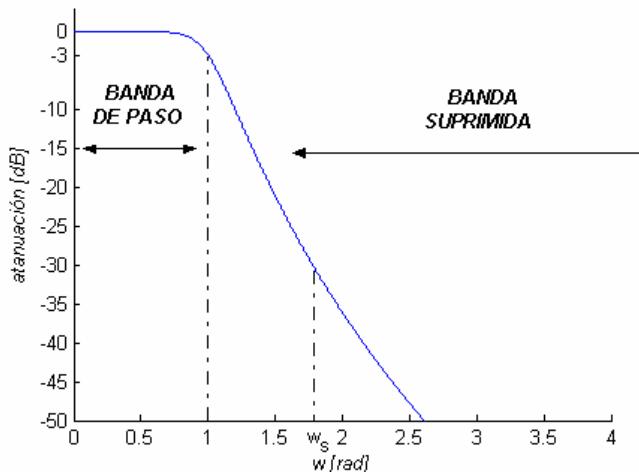


Figura 2.1: Filtro paso bajo

La banda de paso define el contenido frecuencial que se desea seleccionar. En el caso ideal, es la zona en la cual las señales no se verán atenuadas por el filtro. Ésta zona viene delimitada por la frecuencia de corte, que normalmente valdrá uno en el caso de estar normalizada. El margen frecuencial que contiene la banda de paso se denomina ancho de banda del filtro, que para el caso de un filtro paso bajo coincide con la frecuencia de corte.

La banda suprimida es en el caso ideal la zona en la cual el filtro ya no deja pasar ninguna componente frecuencial. En realidad, la atenuación que ofrece es muy alta pero no llega a ser infinito.

También suele definirse como especificación de entrada una frecuencia w_s para la cual se precisa una atenuación mínima deseada. En el caso de la *Figura 2.1*, ésta atenuación es de 30 dB para la frecuencia w_s definida.

2.1.2 Filtro paso banda

Un filtro paso banda tiene como función dejar pasar el contenido frecuencial que se encuentra dentro de una ventana centrada en la frecuencia central. Éste margen vendrá determinado por dos frecuencias de corte especificadas de antemano.

En la *Figura 2.2* se muestra un filtro Chebyshev paso banda de orden 3 y rizado 0.5 dB simulado mediante Matlab®. Tal y como se ha visto para el caso de un filtro paso bajo, tendremos dos zonas de trabajo, donde en este caso, al tener el filtro desplazado del origen, tendremos una situación dual y simétrica en cuanto a las zonas de supresión.

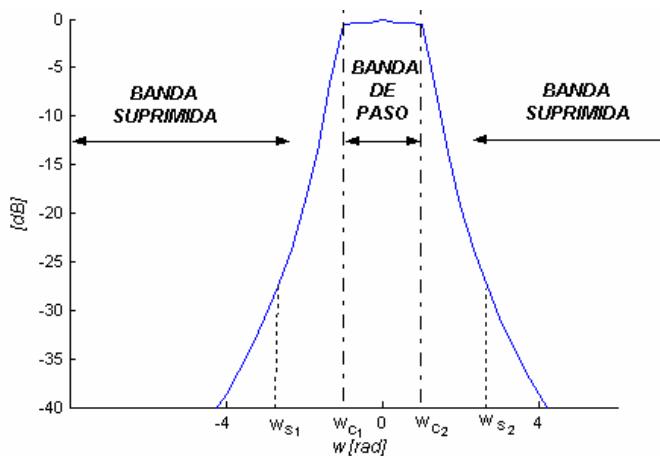


Figura 2.2: Filtro paso banda

Tal y como se puede observar en la *Figura 2.2*, tendremos dos frecuencias de corte w_{c1} y w_{c2} , que en el caso de estar normalizadas, valdrán -1 y 1 respectivamente. El espacio que forman estas dos frecuencias inferiores y superiores definirán el ancho de banda del filtro. Este ancho de banda será el margen frecuencial para el cuál obtenemos una atenuación entre 0 dB y -3 dB. Es decir, el ancho de banda nos determina qué frecuencias útiles queremos mantener, las cuales idealmente no se verían atenuadas. También se aprecia la existencia de otras dos frecuencias, w_{s1} y w_{s2} . Estas frecuencias son especificaciones de entrada que nos definen la frecuencia de banda suprimida inferior y superior respectivamente. Junto a estas frecuencias de banda suprimida se especifica la atenuación mínima deseada en ese punto, que en el caso particular de la *Figura 2.2* son 20 dB.

2.2 Coeficientes del filtro prototipo paso bajo

Una vez determinados los tipos de filtro a tratar, necesitamos conocer qué elementos formarán nuestro filtro y en qué forma. Centrándonos primero únicamente en el caso paso bajo, la estructura del denominado filtro prototipo paso bajo sin ningún tipo de componente disipativo es la mostrada en la *Figura 2.3* y la *Figura 2.4*. Pese a que esta estructura no siempre será válida, sí lo será para las dos clases de filtro que explicaremos en el siguiente capítulo.

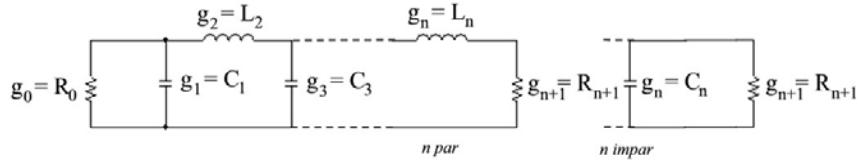


Figura 2.3: Primer circuito prototipo paso bajo

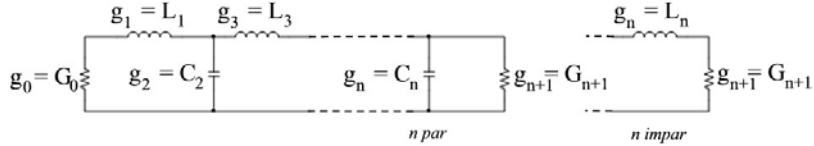


Figura 2.4: Segundo circuito prototipo paso bajo

Ambos esquemas circuitales mostrados en la *Figura 2.3* y la *Figura 2.4* tienen un comportamiento y respuesta análogos. El número de elementos reactivos vendrá determinado por el orden del filtro n . En el caso de hacer uso de la *Figura 2.3* el coeficiente g_0 hará referencia a la resistencia del generador y g_{n+1} indicará la resistencia de carga. Si utilizamos la *Figura 2.4*, g_0 hará referencia a la conductancia del generador y g_{n+1} a la conductancia de carga. Los demás coeficientes g_k serán los elementos reactivos del filtro.

Tomando en consideración únicamente la *Figura 2.3*, los coeficientes reactivos de subíndice par indican las bobinas, mientras que los coeficientes de subíndice impar indican los condensadores. Consecuentemente, si el orden del filtro es impar, el esquema circuital tendrá un último componente reactivo g_n equivalente a un condensador. De forma análoga, si el orden del filtro es par, el esquema circuital tendrá un último componente reactivo g_n equivalente a una bobina. Este razonamiento se cumple de forma inversa para la *Figura 2.4*.

Los coeficientes están normalizados para obtener una resistencia o conductancia del generador g_0 y una frecuencia de corte ω_1' igual a uno. Sin embargo, pueden aplicarse una serie de transformaciones al filtro para obtener los mismos coeficientes para el caso de una resistencia de carga, conductancia de carga o frecuencia de corte diferente a uno.

En el caso de tratar con una resistencia R_0 o conductancia de carga G_0 diferente de uno, los coeficientes del filtro se verán modificados tal y como muestra la ecuación (2.1), donde hemos mostrado el caso de resistencia R_0 .

$$g_0 = R_0 \quad L'_k = R_0 \cdot L_k \quad C'_k = C_k / R_0 \quad g_{n+1} = R_0 \cdot R_{n+1} \quad (2.1)$$

En el caso de tratar con una frecuencia de corte ω_1 diferente de uno, los coeficientes del filtro se verán modificados tal y como muestra la ecuación (2.2).

$$L'_k = L_k / \omega_1 \quad C'_k = C_k / \omega_1 \quad (2.2)$$

En el caso de escalado de frecuencia, los coeficientes resistivos g_0 y g_{n+1} no se ven alterados. De la ecuación (2.2) se deduce un fenómeno físico muy importante, el cual determina que cuanta más alta es la frecuencia de corte, más pequeños serán los valores de los componentes reactivos.

Este hecho es el que nos permite predecir que a la frecuencia de trabajo de nuestro filtro interdigital (520 MHz), los valores de los componentes a utilizar serán muy elevados y consecuentemente, muy grandes. Por lo tanto, realizar el filtro con elementos discretos no será conveniente.

2.3 Clases de filtros

El punto de partida de todo diseño de un filtro es su función de transferencia. Este nos define completamente la forma que tendrá y la atenuación del mismo en función de la frecuencia. Existen diversas funciones de transferencia conocidas, sirviendo como ejemplo las más comunes como Chebyshev o Butterworth.

Pese a la existencia y uso de otras funciones, (elíptica, bessel, gaussiana, etc.), nosotros nos centraremos en los prototipos Butterworth y Chebyshev debido a que serán los que posteriormente implementaremos en el simulador para diseñar nuestro filtro interdigital.

Una vez decidimos qué tipo de función de transferencia utilizaremos, podremos ser capaces de calcular el orden. Obtenido el orden, calcularemos los coeficientes o elementos del filtro y la atenuación en cualquier margen frecuencial mediante las especificaciones de entrada.

A continuación nos disponemos a tratar los casos de filtro Butterworth y Chebyshev, definiendo para cada caso la característica de atenuación y el orden del filtro a tratar. Empezaremos analizándolos para el caso de filtro paso bajos y luego demostraremos los métodos posibles para generalizarlo a cualquier tipo de filtro.

2.3.1 Filtro paso bajo Butterworth o maximally flat

El filtro Butterworth o maximally flat se caracteriza por tener una respuesta plana en la banda de paso. En la Figura 2.5 se muestra un ejemplo simulado con Matlab® de la atenuación que presenta este tipo de filtro.

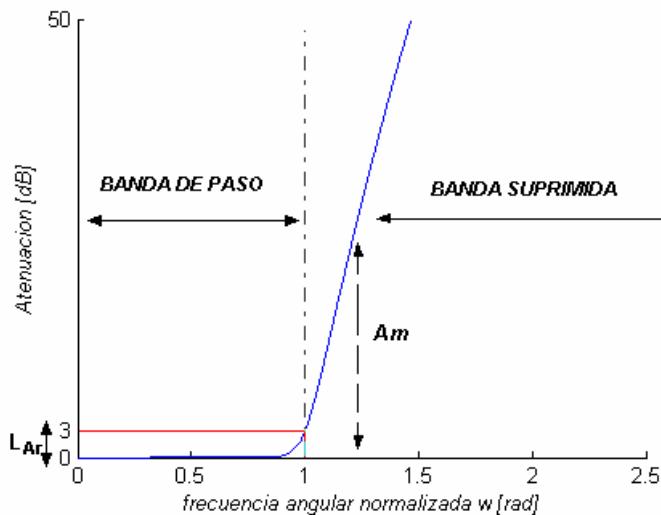


Figura 2.5: Característica de atenuación de un filtro paso bajo Butterworth

En el caso de la Figura 2.5, tratamos con un filtro paso bajo, donde el eje horizontal es la frecuencia angular normalizada respecto la frecuencia de corte. Debido a la necesidad de definir un punto de separación entre la banda de paso y la de supresión, se suele definir este punto en el prototipo Butterworth como la frecuencia a la cual caen 3 dB.

A ésta frecuencia se le denomina frecuencia de corte, mientras que a la atenuación a este punto se le denomina atenuación o “rizado” en la banda de paso. El ancho de banda vendrá definido por lo tanto por la frecuencia de corte a -3 dB, es decir, en el punto donde hemos perdido la mitad de potencia. Sin embargo, también sería posible definir otro valor de atenuación en la banda de paso diferente de 3 dB, en cuyo caso tendríamos una atenuación a la frecuencia de corte de valor igual a la atenuación en la banda de paso especificada.

Destacar que pese a que se defina la atenuación o “rizado” en la banda de paso como la atenuación a 3 dB, en realidad el filtro Butterworth tiene una respuesta totalmente plana en la banda de paso.

También suele ser una especificación del filtro el valor de la atenuación mínima A_m en la banda de transición a una frecuencia en concreto.

Matemáticamente, el filtro describe una característica de atenuación definida por la ecuación (2.3) y la ecuación (2.4).

$$L_A(\omega') = 10 \cdot \log_{10} \left[1 + \varepsilon \left(\frac{\omega'}{\omega'_1} \right)^{2n} \right] \quad (2.3)$$

$$\varepsilon = \left[10^{\frac{L_{Ar}}{10}} \right] - 1 \quad (2.4)$$

Donde ω' es la frecuencia angular normalizada respecto la frecuencia de corte. Para la implementación de la curva de atenuación, barremos ésta frecuencia ω' para obtener la atenuación en cada punto. ω'_1 es la frecuencia de corte normalizada, por lo tanto será igual a 1.

L_{Ar} indica el rizado o atenuación en la banda de paso a la frecuencia de corte. Para el caso general donde se define un rizado $L_{Ar} = 3$ dB, ε se reduce a 1.

Por último, n es el orden, que coincide con el número de elementos reactivos del filtro. La definición matemática del orden viene dada por la ecuación (2.5) y (2.6).

$$n \geq \frac{\log_{10} \left(\frac{\varepsilon_m}{\varepsilon} \right)}{2 \cdot \log_{10} \left(\frac{\omega'}{\omega'_1} \right)} \quad (2.5)$$

$$\varepsilon_m = \left[10^{\frac{A_m}{10}} \right] - 1 \quad (2.6)$$

Como vemos, por definición n tiene que cumplir un valor mínimo pero no máximo dado por la ecuación (2.5). Por lo tanto, el diseñador es capaz de aumentar el orden mínimo para obtener una curva de atenuación más pronunciada.

No obstante, a costa de aumentar n aumentaremos también el número de elementos reactivos y consecuentemente la dificultad de implementación y coste. Por lo tanto existe un compromiso en la elección del orden n .

Existen gráficas que tabulan la atenuación en función de la frecuencia para diferentes órdenes. A continuación, en la Figura 2.6 se muestra una implementación de una gráfica que tabula la atenuación de un filtro paso bajo Butterworth para los órdenes de 1 a 12.

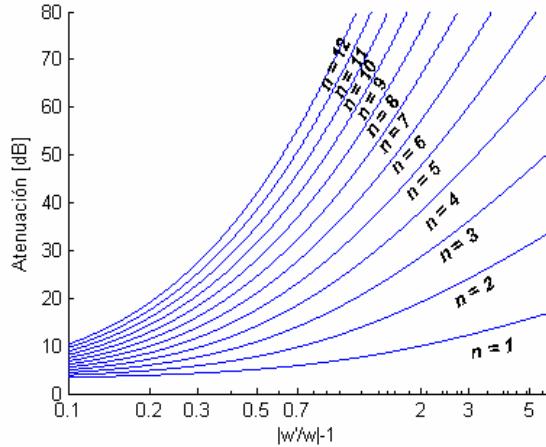


Figura 2.6: Característica de atenuación para filtros Butterworth

El código implementado para la realización de la gráfica se muestra en el capítulo 7.1 del anexo.

2.3.2 Filtro paso bajo Chebyshev

El filtro Chebyshev se caracteriza por tener una pendiente más pronunciada que en el caso Butterworth pero con el inconveniente de añadir un rizado antes inexistente en la banda de paso. En la Figura 2.7 se muestra un ejemplo de la característica de atenuación de un filtro paso bajo Chebyshev con un rizado en la banda de paso de 1.5 dB simulado con Matlab®.

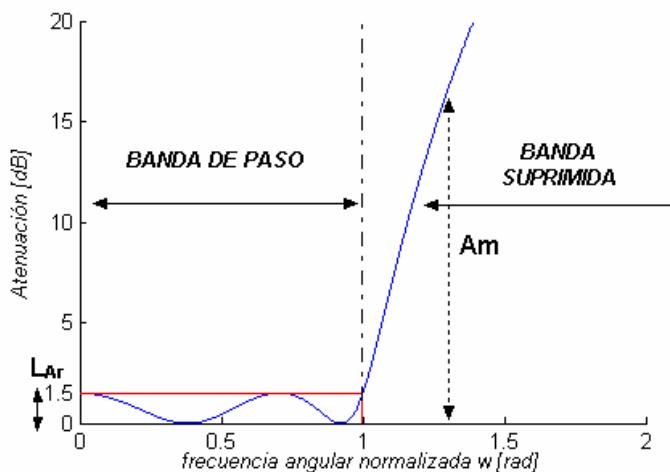


Figura 2.7: Característica de atenuación de un filtro paso bajo Chebyshev

Como se puede apreciar en la Figura 2.7, aparece un rizado L_{Ar} de valor 1.5 dB. Este valor de atenuación es el que encontramos para la frecuencia de corte normalizada. El rizado en la banda de paso es por lo tanto la máxima atenuación que se obtiene en la banda de paso.

El número de picos existentes en el rizado coincide con el orden del filtro. De forma análoga al caso Butterworth, se suele especificar una atenuación mínima en la banda de transición A_m para una frecuencia en concreto.

Las expresiones que determinan ésta curva de atenuación son las mostradas en las ecuaciones (2.7) y (2.8).

$$L_A(\omega') = 10 \cdot \log_{10} \left[1 + \varepsilon \cdot \cos^2 \left[n \cdot \cos^{-1} \left(\frac{\omega'}{\omega'_1} \right) \right] \right] \quad \text{para } \omega' \leq \omega'_1 \quad (2.7)$$

$$L_A(\omega') = 10 \cdot \log_{10} \left[1 + \varepsilon \cdot \cosh^2 \left[n \cdot \cosh^{-1} \left(\frac{\omega'}{\omega'_1} \right) \right] \right] \quad \text{para } \omega' \geq \omega'_1 \quad (2.8)$$

Comparando la gráfica obtenida en la Figura 2.7 con las ecuaciones (2.7) y (2.8), se puede deducir que la ecuación (2.7) define el rizado del filtro, ya que barre las frecuencias sólo hasta ω'_1 , que al estar normalizada vale 1. Asimismo, la ecuación (2.8) describe la pendiente que genera en la banda de transición y en la banda suprimida.

El orden n para el filtro Chebyshev se calcula tal y como muestra la ecuación (2.9).

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \left(\sqrt{\frac{\varepsilon_m}{\varepsilon}} \right)}{\cosh^{-1} \left(\frac{\omega'}{\omega'_1} \right)} \quad (2.9)$$

Tal y como ocurría en el caso Butterworth, tenemos limitado un orden mínimo pero no máximo, por lo que podremos variar éste teniendo en cuenta el compromiso que conlleva.

Existen gráficas tabuladas con las diferentes curvas de atenuación que presenta el filtro en función del orden. A diferencia del caso Butterworth, ahora tendremos una gráfica por rizado. Para cada rizado en concreto tendremos unas atenuaciones en función del orden.

A continuación, en la Figura 2.8 y Figura 2.9 se muestran dos gráficas implementadas con Matlab® con las curvas de atenuación para órdenes de 1 a 12 para un rizado de 0.1 dB y 0.5 dB respectivamente.

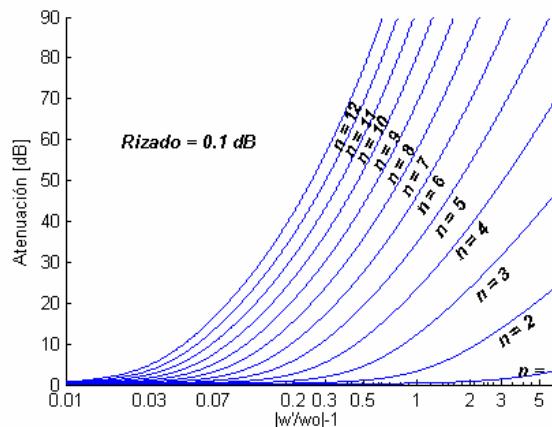


Figura 2.8: Característica de atenuación para filtros Chebyshev con rizado = 0.1 dB

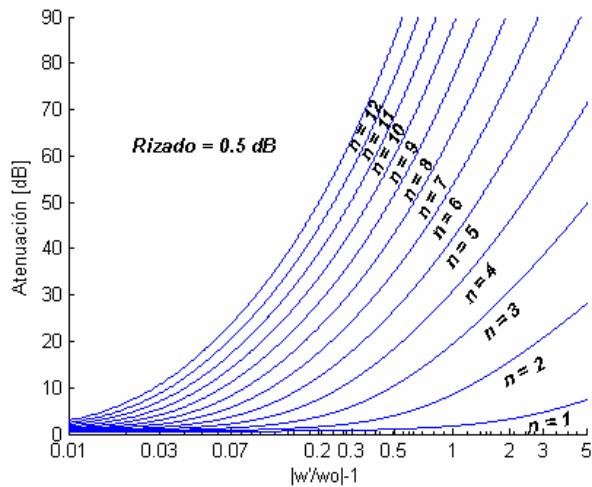


Figura 2.9: Característica de atenuación para filtros Chebyshev con rizado = 0.5dB

Mediante estos resultados seremos capaces de conocer qué orden mínimo debemos utilizar para cumplir la atenuación mínima a una frecuencia en concreto especificada.

2.3.3 Relación entre anchos de banda Butterworth y Chebyshev

Una de las diferencias básicas en la caracterización de los filtros Butterworth respecto a los Chebyshev es la forma de definir el ancho de banda. En el caso Butterworth, se define mediante el punto donde tenemos una atenuación de 3 dB, mientras que en el caso Chebyshev se define mediante el ancho de banda del rizado.

Hay que tener en cuenta que para definir nuestro filtro en su totalidad serán necesarios unos parámetros dependientes del ancho de banda. Por lo tanto, nos encontramos con la problemática de tener unos parámetros que difieren entre sí en función de la metodología escogida para caracterizar el ancho de banda.

Por ello, es necesario disponer de una relación matemática que relacione ambos anchos de banda para poder trabajar con el especificado en las diferentes situaciones a tratar. Ésta relación, extraída de [6], se muestra en la ecuación (2.10).

$$\frac{BW_{3dB}}{BW_{rizado}} = \cosh \left[\frac{1}{n} \cdot \cosh^{-1} \left(\frac{1}{\sqrt{10^{0.1 \cdot rizado} - 1}} \right) \right] \quad (2.10)$$

Para verificar su funcionamiento, tomamos el caso de Butterworth. El ancho de banda Butterworth se mide a partir de la atenuación que obtenemos a 3 dB. Por lo tanto, si substituimos en la ecuación el rizado por 3 dB, deberíamos obtener un cociente igual a 1. Aplicando el rizado de 3 dB en la parte derecha de la ecuación (2.10) obtenemos un arco coseno hiperbólico igual a 0, donde al hacer el coseno hiperbólico de 0 obtenemos un cociente de valor 1. Por lo tanto, en el caso Butterworth, el ancho de banda a 3 dB coincide con el ancho de banda del rizado, aunque estrictamente el caso Butterworth carezca de rizado.

Un ejemplo claro de la necesidad de la relación presentada es en el caso del cálculo del ancho de banda fraccional. Por definición, éste parámetro es el ancho de banda normalizado por la frecuencia central. Sin embargo, a priori no parece definido con claridad el tipo de ancho de banda que debemos utilizar. Éste vendrá definido para cada caso a analizar.

Por ejemplo, en el caso del cálculo del factor de calidad Q de un resonador, el ancho de banda fraccional necesario será aquel para el cual caen 3 dB. Por contra, el ancho de banda fraccional necesario para la transformación de un filtro paso bajo a pasa banda será el ancho de banda del rizado.

2.4 Cálculo de los coeficientes del filtro prototipo

El cálculo de los coeficientes g_k del filtro prototipo irá en función de la clase de filtro que utilicemos. En el caso Butterworth, generalizando para el caso de $L_{Ar} = 3$ dB, con R_0 o G_0 igual a 1 y frecuencia de corte igual a 1, el cálculo de los coeficientes se muestra en las ecuaciones (2.11).

$$g_0 = 1 \quad g_k = 2 \cdot \sin\left[\frac{(2 \cdot k - 1) \cdot n}{2 \cdot n}\right] \quad k = 1, 2, \dots, n \quad g_{n+1} = 1 \quad (2.11)$$

Para el caso Chebyshev, debemos definir unos parámetros previos β , γ , a_k , b_k para poder calcular los coeficientes del filtro. El cálculo de los coeficientes del filtro Chebyshev para el caso R_0 o G_0 igual a 1 y frecuencia de corte igual a 1 se muestra en las ecuaciones (2.12).

$$\begin{aligned} \beta &= \ln\left[\coth\left(\frac{L_{Ar}}{17.37}\right)\right] & \gamma &= \sinh\left(\frac{\beta}{2 \cdot n}\right) \\ a_k &= \sin\left[\frac{(2 \cdot k - 1) \cdot n}{2 \cdot n}\right] \quad k = 1, 2, \dots, n & b_k &= \gamma^2 + \sin^2\left(\frac{k \cdot \pi}{n}\right) \quad k = 1, 2, \dots, n \\ g_0 &= 1 & g_1 &= \frac{2 \cdot a_1}{\gamma} & g_k &= \frac{4 \cdot a_{k-1} \cdot a_k}{b_{k-1} \cdot g_{k-1}} \quad k = 2, 3, \dots, n \\ g_{n+1} &= 1 \text{ para } n \text{ pares} & g_{n+1} &= \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) \text{ para } n \text{ pares} \end{aligned} \quad (2.12)$$

Se puede apreciar en las ecuaciones (2.11) y (2.12) que obtener los coeficientes del filtro conlleva realizar cálculos muy repetitivos y extensos. Por ello existen tablas que proporcionan los coeficientes que satisfacen éstas ecuaciones para los diferentes órdenes que nuestro filtro pueda necesitar. En el anexo se encuentra un script de Matlab® (*"ordenYcoeficientes.m"*) que genera los coeficientes para cualquier orden dado por el usuario. Éste script es el que luego utilizaremos en el simulador para calcular los coeficientes necesarios.

2.5 Generalizaciones para un filtro paso banda

Todos los parámetros expuestos hasta ahora tratan el caso particular de un filtro paso bajo. Sin embargo, si quisieramos trabajar con otro tipo de filtro, (paso banda, paso alto o para banda), podríamos partir de las mismas ecuaciones paso bajo presentadas aplicándoles una serie de transformaciones para que actuaran filtrando las frecuencias deseadas. Debido a los intereses de éste trabajo, mostraremos sólo el caso de transformaciones para un filtro paso banda. No obstante, en [3] o en [10] pueden encontrarse todas las transformaciones necesarias para el comportamiento frecuencial necesario.

2.5.1 Transformación de las frecuencias

Existen diferentes expresiones para definir la transformación de paso bajo a paso banda, ya que la elección del mapeo y de la frecuencia central dependerán de la estructura del filtro. Las igualdades presentadas aquí son exactas para el caso de una estructura interdigital. Sin embargo, si utilizáramos las mismas para otro filtro éstas serían una aproximación.

En el caso de un filtro paso banda, la igualdad que relaciona de forma exacta las frecuencias paso bajo con las paso banda en una estructura interdigital es la mostrada en la ecuación (2.13) junto con la ecuación (2.14).

$$\frac{\omega'}{\omega'_1} = \frac{2}{FBW} \cdot \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right) \quad (2.13)$$

Siendo

$$FBW = \frac{\omega_{c2} - \omega_{c1}}{\omega_0} \quad \omega_0 = \frac{\omega_{c2} + \omega_{c1}}{2} \quad (2.14)$$

Donde ω'_1 es la frecuencia de corte paso bajo normalizada y por lo tanto igual a 1 y ω' es la frecuencia que vamos barriendo en el caso de un filtro paso bajo para obtener la curva de atenuación en cada punto. ω_0 es la frecuencia central del filtro paso banda, ω es la frecuencia que vamos barriendo en el caso de un filtro paso banda para obtener la curva de atenuación en cada punto y el FBW es el ancho de banda fraccional (Fractional Band Width), es decir, el ancho de banda de rizado normalizado respecto a la frecuencia central.

Por lo tanto, la parte izquierda de la igualdad contiene los parámetros referentes al filtro paso bajo mientras que la parte derecha de la igualdad contiene los parámetros referentes al filtro paso banda. Para demostrar su correcto funcionamiento, vamos a examinar la ecuación (2.13) para ciertos valores en concreto.

Cuando la frecuencia de barrido paso bajo ω' se encuentra en 0 radianes, nos encontramos en la frecuencia central del filtro paso banda. Esta es una solución obvia, ya que si pensamos en un filtro paso bajo incluyendo sus frecuencias negativas, tenemos un filtro paso banda centrado en cero.

Destacar que todas las frecuencias paso banda por debajo de la frecuencia central tendrán valores negativos. Esto es debido a que estas frecuencias se corresponden con el eje frecuencial negativo del filtro paso bajo.

Asimismo, todas las frecuencias paso banda por encima de la frecuencia central tendrán valores positivos, ya que éstas se corresponden con las frecuencias positivas del filtro paso bajo. Ésta es la razón por la cuál las tablas de curvas de atenuación se muestran con un eje frecuencial normalizado de valor absoluto.

2.5.2 Transformación de los coeficientes del filtro paso banda implementado mediante inversores

La estructura que define a un filtro paso banda se puede extrapolar a partir del filtro prototipo paso bajo aplicándole una serie de transformaciones. En concreto, el prototipo paso bajo actuará como paso banda si transformamos las inductancias en resonadores paralelos (circuitos paralelos LC) y los condensadores en resonadores series (circuitos LC serie), tal y como se muestra en la Figura 2.10 para el caso de coeficientes no disipativos.

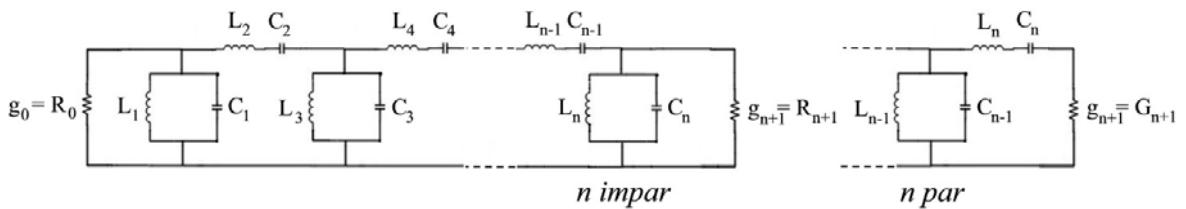


Figura 2.10: Circuito prototipo paso banda

Sin embargo, la estructura de la Figura 2.10 presenta una serie de problemáticas para llevar a la práctica su diseño a frecuencias de microondas. Por ello, utilizaremos un método alternativo en el cual implementaremos el circuito con un único tipo de resonador, ya sea serie o paralelo, haciendo uso de los inversores de impedancia K o admitancia J respectivamente.

Idealmente, los inversores de impedancia actuarán como una línea de transmisión $\lambda/4$ de impedancia característica K para todas las frecuencias, mientras que los inversores de admitancia actuarán de forma análoga pero con una admitancia característica J para todas las frecuencias. Por lo tanto, en el caso de un inversor de impedancias, éste hará la función del resonador paralelo, mientras que en el caso de un inversor de admitancias, éste hará la función de un resonador serie. Éste concepto se muestra de forma gráfica en la Figura 2.11 y la Figura 2.12 para el caso de n impar.

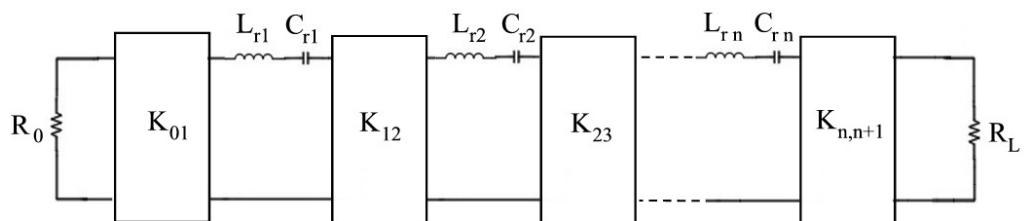


Figura 2.11: Circuito prototipo paso banda mediante inversores de impedancia

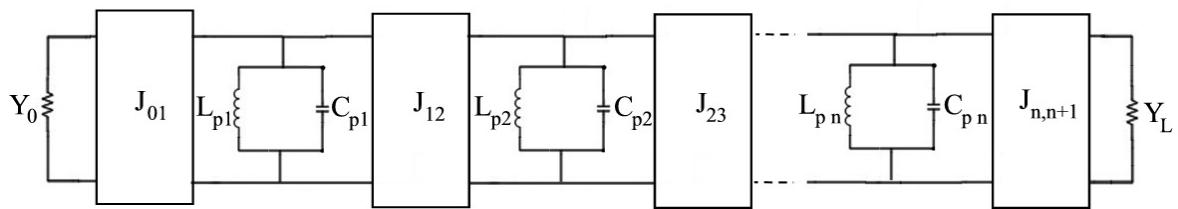


Figura 2.12: Circuito prototípico paso banda mediante inversores de admitancia

Donde la Figura 2.11 hace referencia a la implementación de un filtro paso banda mediante inversores de impedancia K, mientras que la Figura 2.12 hace referencia a la implementación de un filtro paso banda mediante inversores de admitancia J.

Este concepto es el que aplicaremos para el caso particular de la implementación de filtros interdigitales, donde en vez de utilizar elementos discretos utilizaremos resonadores acoplados que sintetizarán el comportamiento del resonador paralelo. De la misma manera, en vez de implementar inversores J mediante líneas de transmisión $\lambda/4$ utilizaremos el acoplamiento existente entre resonadores para realizar el efecto inversor.

Por lo tanto, no expondremos las relaciones entre los coeficientes paso bajo y paso banda ya que éstas no son aplicables para el caso de resonadores acoplados. Tampoco mostraremos las relaciones generales que relacionan los inversores ya que debido a la forma con la que implementamos el inversor, las ecuaciones resultantes no coincidirán. En el caso interdigital, partiremos de una relación con los coeficientes del filtro paso bajo sin transformar y con las capacidades parásitas existentes en la estructura. Sin embargo, en [3] o en [10] se pueden encontrar tanto las transformaciones de los coeficientes paso bajo a paso banda y demás tipos de filtro, como las relaciones con los inversores de admittance e impedancia en el caso general.

2.6 Consideraciones de efectos disipadores

Hasta ahora, hemos considerado que todos los coeficientes o elementos del filtro prototípico paso bajo son ideales en términos de pérdidas. Esto conlleva a considerar que las bobinas y condensadores equivalentes no disipan potencia en la banda de paso y por lo tanto obtenemos una atenuación nula. Sin embargo, todo filtro no ideal está formado por elementos disipadores que atenuarán la señal en cualquier banda frecuencial.

El factor de calidad Q nos define las pérdidas que presenta un filtro con unas especificaciones dadas. El filtro no tendrá pérdidas cuando éste tienda a infinito. La expresión matemática que define el factor Q se muestra en la ecuación (2.15).

$$Q = \frac{1}{FBW_{3dB}} \quad (2.15)$$

Donde FBW_{3dB} es el ancho de banda fraccional medido a una atenuación de 3 dB.

2.6.1 Factor de calidad Qu de los elementos de un filtro paso bajo

Las no idealidades de los elementos en el caso paso bajo pueden modelarse como se considera en la Figura 2.13. Como se puede observar en la Figura 2.13 (a), los coeficientes del filtro paso bajo que representan una bobina ideal pasan a ser una bobina en serie con una resistencia.

Del mismo modo, los coeficientes que representan un condensador se convierten en un condensador en paralelo con una conductancia, tal y como muestra la Figura 2.13 (b).

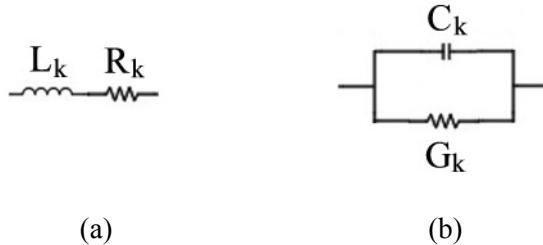


Figura 2.13: Modelado de elementos disipadores

Como es evidente, con la inclusión de estos elementos resistivos, obtendremos una característica de atenuación mayor tanto para la banda de paso como para las bandas de transición y suprimida, lo que conlleva a una reducción de selectividad.

El parámetro que define el grado de idealidad que ofrecen los elementos reactivos es el factor de calidad descargado Qu , donde el subíndice “u” hace referencia al vocablo inglés *unloaded*. El término descargado indica que se toma en consideración el elemento en sí aislado y no como conjunto de un circuito. De manera análoga al factor de calidad del filtro Q , un factor de calidad Qu infinito de los elementos del filtro se traduce a elementos ideales sin pérdidas. Éste factor se define de forma matemática como se muestra en la ecuación (2.16).

$$Qu = \omega \cdot \frac{\text{Energía almacenada}}{\text{Energía disipada}} \quad (2.16)$$

Donde ω es la frecuencia a la cual medimos el factor. La energía almacenada tiene en cuenta tanto la energía magnética como la eléctrica. Para el caso de una bobina y un condensador, éste factor se reduce a la ecuación (2.17) extraída de [10].

$$Qu_{Lk} = \frac{\omega \cdot L_k}{R_k} \text{ para bobinas} \quad Qu_{Ck} = \frac{\omega \cdot C_k}{G_k} \text{ para condensadores} \quad (2.17)$$

Donde R_k es la resistencia que modela la disipación de potencia de una bobina, G_k es la conductancia que modela la disipación del condensador, y L_k e C_k son respectivamente las bobinas y condensadores que forman el filtro paso bajo. ω es la frecuencia a la cual se mide el factor de calidad en cuestión. En el caso de un filtro paso bajo, la frecuencia de medición ω será la frecuencia de corte.

2.6.2 Factor de calidad Qu de los elementos de un filtro paso banda

En el caso de tratar con resonadores disipadores, las pérdidas que ofrecerán los resonadores serie se pueden modelar con una resistencia en serie, mientras que las pérdidas de los resonadores en paralelo se modelarán con una conductancia en paralelo. Éste concepto se muestra gráficamente en la Figura 2.14, siendo el caso (a) el de un resonador serie y el caso (b) el de un resonador paralelo.

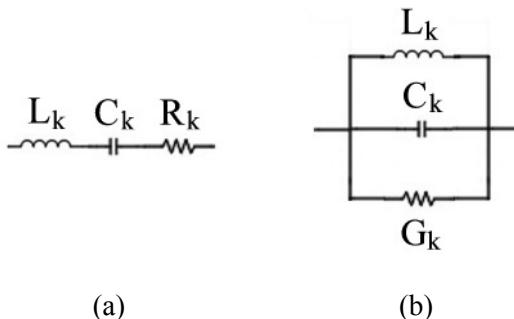


Figura 2.14: Resonadores disipadores

Existen dos maneras de proceder para calcular el factor Qu de los resonadores. La elección de uno u otro irá en función de los parámetros conocidos que se disponen. El primer método consiste en plantear de nuevo el problema considerando el circuito equivalente del resonador de la Figura 2.14 tal y como se hizo para el caso del filtro prototípico paso bajo. Sin embargo, si se conocen los valores del factor Qu de cada elemento del prototípico paso bajo, es posible simplificar el problema aplicando una transformación a los factores que permitirá caracterizarlos para el caso paso banda.

Considerando el primer método, se puede demostrar que el factor de calidad descargado Qu_{PB} de los resonadores en un filtro paso banda es el mismo tanto para un resonador serie como para un resonador paralelo. La ecuación que define ambos casos se muestra en (2.18), extraída de [8].

$$Qu_{PBk} = \omega \cdot \frac{L_k}{R_k} = \frac{1}{\omega \cdot C_k \cdot R_k} \quad (2.18)$$

Donde ω es la frecuencia a la cuál medimos el factor de calidad. Para el caso de resonadores, ésta frecuencia es la frecuencia de resonancia $\omega = 1/\sqrt{LC}$.

Considerando el segundo método, el factor de calidad descargado paso banda Qu_{PB} de cada resonador se puede encontrar partiendo del filtro prototípico paso bajo. La relación que existe entre el factor de calidad paso banda y el factor de calidad prototípico paso bajo viene determinado por la ecuación (2.19), extraída de [3].

$$Qu_{PBk} = \frac{Qu_k}{FBW} \quad (2.19)$$

Donde Qu_k es el factor de calidad del elemento reactivo k del filtro prototípico paso bajo presentado en el capítulo 2.6 y FBW es el ancho de banda fraccional.

También es posible determinar el factor de calidad cargado Q , es decir, teniendo en consideración el resonador como conjunto del circuito. En concreto, en la topología interdigital los factores de calidad cargados de los resonadores laterales son parámetros necesarios para conocer el punto en el cuál haremos la conexión al exterior. El factor de calidad deberá considerar las resistencias de generador y carga, por lo que sus factores de calidad cargados Q_l y Q_n vendrán determinados por la ecuación (2.20), extraída de [3].

$$Q_{PB1} = \frac{g_0 \cdot g_1}{FBW} \quad Q_{PBn} = \frac{g_n \cdot g_{n+1}}{FBW} \quad (2.20)$$

Ambas ecuaciones valdrán lo mismo tanto para el caso Butterworth como Chebyshev. En el caso Butterworth, los coeficientes del filtro g_k cumplen que $g_0 = g_{n+1}$ si se considera una misma impedancia de carga y de fuente y, además, también cumplen $g_l = g_n$ para todo n . Por lo tanto, la igualdad de Q_{PB1} con Q_{PBn} es directa.

Sin embargo, al tratar con un filtro Chebyshev las igualdades de coeficientes expuestas para Butterworth sólo se cumplirán para el caso de órdenes del filtro n impares. Esto conlleva a pensar que en el caso de una n par las dos ecuaciones mostradas en (2.20) no valdrán lo mismo. Pese a ello, éstas siguen dando un resultado análogo aún cumpliéndose que $g_0 \neq g_{n+1}$ y que $g_l \neq g_n$. Esto es debido a que el coeficiente g_0 sigue valiendo 1 para todo valor de n y además siempre se cumple otra relación de coeficientes la cuál muestra que $g_n \cdot g_{n+1} = g_l$. Por lo tanto, como muestra ésta última igualdad, independientemente de la clase de filtro y de la paridad del orden, obtendremos los mismos factores de calidad externos.

2.6.3 Atenuación a la frecuencia central debida a las pérdidas

Conocidos los factores de calidad Qu , somos capaces de encontrar la atenuación debida a las pérdidas de los elementos del filtro. El punto más crítico en un filtro paso bajo es para $\omega = 0$. Éste punto nos indica la atenuación a la frecuencia central, donde idealmente habíamos supuesto una atenuación de 0 dB. La expresión que define la atenuación a la frecuencia central de un filtro paso bajo la encontramos en la ecuación (2.21), extraída de [10].

$$Lo = 4.343 \cdot \omega_1' \cdot \sum_{i=1}^n \left(\frac{g_i}{Qu_i} \right) \text{ dB} \quad (2.21)$$

Donde ω_1' es la frecuencia de corte normalizada y por lo tanto de valor 1, y g_i son los coeficientes del filtro.

De manera análoga al caso paso bajo, mediante los factores de calidad descargados Qu somos capaces de encontrar la atenuación a la frecuencia central de un filtro paso banda. Su expresión matemática se muestra en la ecuación (2.22), extraída de [1].

$$Lo = 4.343 \cdot \frac{\omega_1'}{FBW} \cdot \sum_{i=1}^n \left(\frac{g_i}{Qu_{PBi}} \right) \text{ dB} \quad (2.22)$$

Donde ω_1' es la frecuencia de corte normalizada y por lo tanto de valor 1, g_i son los coeficientes del filtro y n es el orden del filtro.

Tal y como se muestra en la ecuación (2.22), la atenuación en la banda de paso de un filtro paso banda es inversamente proporcional al factor de calidad descargado Qu y al ancho de banda fraccional. Por lo tanto, considerando que el factor de calidad intrínseco de la tecnología planar alrededor de las frecuencias en las que trabajamos es del orden de 150, podemos deducir que éste tipo de tecnología no será aplicable para el caso de anchos de banda estrechos.

Por el contrario, en el caso de una topología interdigital, utilizando el aire como medio dieléctrico, el factor de calidad descargado de los resonadores es del orden de 1000, por lo que la atenuación en la banda de paso seguirá siendo un valor aceptable aún tratando anchos de banda estrechos.

3 FILTROS PASO BANDA INTERDIGITALES

Como ya se ha mencionado anteriormente, un filtro interdigital es un conjunto de resonadores acoplados paralelos de longitud ideal $\lambda/4$ a la frecuencia de trabajo situados entre planos de masa paralelos. En la Figura 3.1 se muestra un ejemplo de filtro interdigital de orden n .

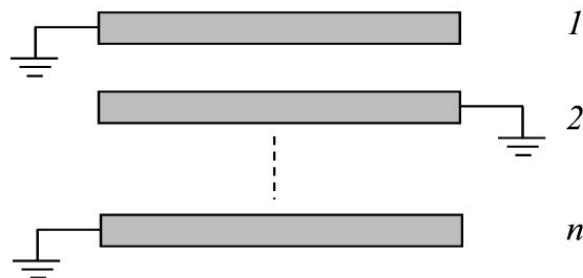


Figura 3.1: Filtro paso banda interdigital

Como se observa en la Figura 3.1, cada resonador se encuentra cortocircuitado en un extremo y expuesto a circuito abierto en el extremo opuesto, invirtiendo su posición 180° en cada resonador. Por ésta estructura se propaga una onda gracias a los acoplamientos entre los resonadores adyacentes.

A la práctica, debido a la exposición de un extremo del resonador a circuito abierto, se define una longitud física del resonador ligeramente menor que $\lambda/4$, consiguiendo así una longitud efectiva total de $\lambda/4$ teniendo en cuenta las capacidades que se forman en el hueco entre el final del resonador y los strips.

Considerando el equivalente del filtro en líneas de transmisión, se deduce que debido a la periodicidad de la línea, los resonadores resonarán a $\lambda/4 + n\cdot\lambda/2$, siendo n un número entero natural mayor que 0. Si reagrupamos los términos obtenemos que los resonadores resuenan a $(2n+1)\cdot\lambda/4$, es decir, a $\lambda/4, 3\cdot\lambda/4, 5\cdot\lambda/4$, etc. En términos frecuenciales, esto se traduce en la aparición de réplicas del filtro a 3, 5, $(2n+1)$ veces la frecuencia central f_0 .

En el capítulo 3.1 se muestra la equivalencia del filtro interdigital con el filtro prototipo paso banda presentado en el capítulo 2.2. Esta equivalencia puede deducirse mediante diferentes métodos, mostrando en este trabajo dos metodologías. El primer método, extraído de [3], simplifica el proceso partiendo de una estructura ya existente y resolviendo el problema de una forma intuitiva. El segundo método, extraído de [4][5], parte del análisis de la matriz de impedancias $[Z]$ de un par de líneas acopladas.

En la sección 3.2 se presentan los parámetros que definen una estructura interdigital independientemente de la topología de barras y/o espaciados utilizados. Éstos parámetros son el factor de calidad Q y el coeficiente de acoplamiento K .

Las ecuaciones de diseño que rigen el filtro interdigital varían en función de la estructura utilizada para implementar el mismo. En este trabajo se van a analizar dos estructuras distintas, presentando como diferencia básica la geometría del resonador.

En la sección 3.3 se presenta el primer método, propuesto por [3], cuyo trabajo propuso de forma pionera la idea de realizar un filtro paso banda mediante una estructura interdigital. En éste, se considera que el filtro está compuesto por resonadores implementados mediante barras rectangulares de diferentes dimensiones y longitudes, acoplándolos en función del espaciado. También se muestra la simplificación para el caso de resonadores simétricos. Además, se destaca la necesidad de discernir entre filtros de ancho de banda estrechos o anchos, obteniendo unas ecuaciones de diseño y topologías diferentes para cada caso. Al mismo tiempo, en el caso de tratar con filtros de anchos de banda estrechos se resaltó la necesidad de utilizar dos resonadores extras que no actuarían como tales sino como adaptadores de impedancias para adaptar la carga al exterior. Por lo tanto, sería necesario un total de $n+2$ resonadores, siendo n el orden del filtro.

En la sección 3.4 se presenta el método propuesto en la década de los 60 por [6] y demás autores como [7][8][9]. Éstos plantearon simplificar el problema propuesto por [3] utilizando barras resonadoras con idénticas dimensiones y longitudes. En estas referencias también se plantea el concepto de eliminar los inversores de impedancia en los extremos utilizando barras que hacen la función de resonadores y adaptadores de impedancia al mismo tiempo. Ésta técnica se realiza modificando levemente su longitud y calculando el punto de acceso al exterior o *tap point* para el cuál habrá adaptación de impedancias. Por último, se propone implementar los resonadores mediante barras cilíndricas, reduciendo las variables de dimensiones de resonador a una altura y un diámetro análogo para todos los resonadores internos.

Debido a los intereses de éste trabajo, en las ecuaciones de diseño planteadas para los dos casos de diferente geometría se considera su implementación utilizando aire como medio dieléctrico. Esto elimina la posibilidad de utilizar tecnología planar para la implementación del filtro. Pese a ello, cabe destacar que la topología interdigital por definición puede implementarse mediante ésta estructura. Sin embargo, la utilización de la tecnología planar sólo será eficiente para el caso de filtros de ancho de banda relativos anchos. En caso contrario, como es el que se trata, el factor de calidad intrínseco de la tecnología planar será muy bajo, lo que conllevará a una atenuación en la banda de paso muy alta.

Por último, en la sección 3.5 se hace mención al cálculo de las longitudes de cada resonador para el caso de tratar resonadores cilíndricos aplicando el modelo de líneas de transmisión.

3.1 Deducción del comportamiento de una estructura interdigital

A continuación se dispone a demostrar mediante dos métodos diferentes el comportamiento de la estructura interdigital. Pese a utilizar métodos completamente distintos para cada caso, ambos métodos llegan a la misma conclusión y funcionamiento.

En el primer método presentado, se parte de la idea de analizar la respuesta y obtener las ecuaciones de diseño que rigen a una estructura interdigital. Para ello, se hace uso de la teoría existente sobre los resonadores acoplados de longitud $\lambda/2$ acabados en cortocircuito.

Por contra, en el segundo método se obtiene la respuesta del filtro a partir de la matriz [Z]. Sin embargo, en ningún momento se hace mención a que la estructura analizada sea equivalente a una interdigital. Esto es debido a que el análisis realizado se centra en la estructura de líneas acopladas de longitud $\lambda/4$ acabadas en circuito abierto, exponiendo todas las posibilidades existentes de líneas acopladas como punto de partida. Por ello sólo se muestra su funcionamiento paso banda, sin mencionar las ecuaciones de diseño que lo definen.

3.1.1 Deducción a partir de los resonadores acoplados en $\lambda/2$

Este método, presentado por [3], se basa en la deducción del comportamiento frecuencial de la estructura interdigital a partir de una estructura existente. Éste concepto será el que se utilizará más adelante para obtener las ecuaciones de diseño del filtro interdigital. Pese a que para la obtención de éste método no se haga uso de conceptos matemáticos, su simplicidad es muy útil para entender de manera rápida el funcionamiento de la estructura interdigital.

La estructura inicial se muestra gráficamente en la Figura 3.2. Partimos de una estructura de líneas paralelas acopladas de longitud $\lambda/2$ acabadas en cortocircuito a ambos lados. Los resonadores externos tienen una longitud $\lambda/4$ y hacen la función de transformadores de impedancia para adaptar la carga al exterior. Ésta topología se analiza con detalle en [11] y se deduce que presenta un comportamiento paso banda a una frecuencia de trabajo deseada.

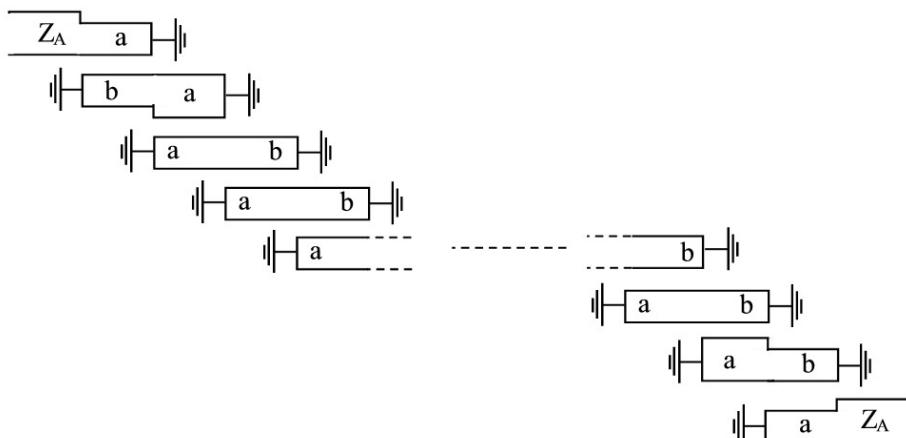


Figura 3.2: Filtro paso banda implementado mediante resonadores acoplados en $\lambda/2$

Prescindiendo de los transformadores de impedancia, la topología interdigital se puede extrapolar a partir de la estructura de la Figura 3.2 si doblamos por la mitad todos los resonadores de $\lambda/2$, formando así un conjunto de resonadores $\lambda/4$. El resultado de aplicar éste método se muestra gráficamente en la Figura 3.3.

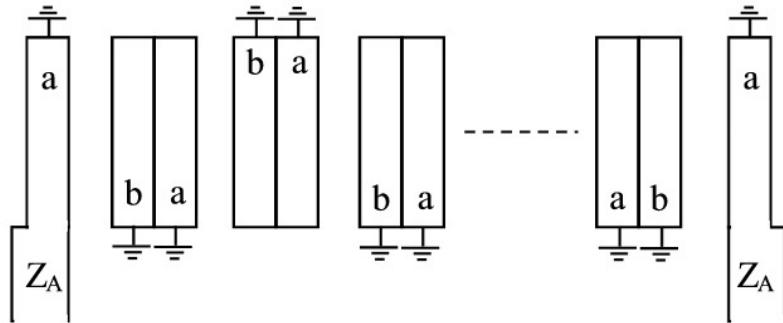


Figura 3.3: Filtro paso banda interdigital obtenido a partir de resonadores acoplados en $\lambda/2$

Se ha demostrado experimentalmente que efectuar ésta transformación no altera de forma considerable las tensiones e intensidades presentes alrededor de la frecuencia central^[12]. Sin embargo, sí que presenta una diferencia notable fuera de éste rango. Esto es debido a que la longitud efectiva de los resonadores pasan de ser de $\lambda/2$ a $\lambda/4$, por lo que pasaremos de tener réplicas del filtro a 0, 2, 4, n veces la frecuencia central f_0 , a presentar réplicas a 3, 5, 7, $(n+1)$ veces f_0 , siendo n un número natural par.

El comportamiento de la estructura también se puede deducir considerando que una línea de transmisión de longitud $\lambda/4$ acabada en cortocircuito actúa igual que un resonador LC paralelo, mientras que el acoplamiento existente entre resonadores realizará el proceso de inversión. De esta forma, el circuito equivalente resultante será análogo al prototipo paso banda implementado con inversores presentado en el capítulo 2.2.

Destacar que en el texto expuesto por [3] no se hace mención a la razón por la cual se doblan los resonadores de forma alterna en sentidos opuestos. Sin embargo, a partir de la teoría expuesta en el capítulo 3.1.2 se puede deducir mediante la matriz [Z] que la posición de los cortocircuitos en la estructura determinará el comportamiento del filtro. De no haberse insertado los cortocircuitos alternadamente en los extremos inferiores y superior, la estructura se hubiera comportado como un filtro para todo^[4].

3.1.2 Deducción a partir de un par de las líneas acopladas

Para poder demostrar de manera rigurosa la utilidad de las estructuras interdigitales como filtros paso banda, partimos de un par de líneas acopladas como la que se muestra en la Figura 3.4.

El circuito a analizar será una estructura de cuatro puertos donde asignaremos una excitación en cada puerto en la dirección y sentido mostrados en la Figura 3.4. El circuito se puede analizar mediante simetría considerando que el circuito situado por encima de la línea discontinua es simétrico al circuito situado por debajo de la misma línea y, que además, existe un acople entre ellos.

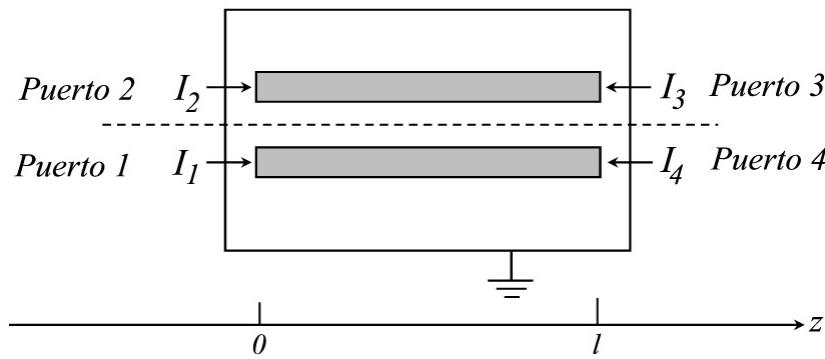


Figura 3.4: Representación de un par de líneas acopladas

Realizando el análisis de tensiones e intensidades se obtiene la matriz de impedancias [Z] que define a una línea acoplada de cuatro puertos, siendo ésta la que se muestra en la ecuación (3.1), extraída de [4].

$$\begin{aligned}
 Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = Z_{44} &= \frac{-j}{2} \cdot (Zo_e + Zo_o) \cdot \cot \beta l \\
 Z_{12} = Z_{21} = Z_{34} = Z_{43} &= \frac{-j}{2} \cdot (Zo_e - Zo_o) \cdot \cot \beta l \\
 Z_{13} = Z_{31} = Z_{24} = Z_{42} &= \frac{-j}{2} \cdot (Zo_e - Zo_o) \cdot \operatorname{cosec} \beta l \\
 Z_{14} = Z_{41} = Z_{23} = Z_{32} &= \frac{-j}{2} \cdot (Zo_e + Zo_o) \cdot \operatorname{csec} \beta l
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

Siendo Z_{ij} las componentes de la matriz [Z], Zo_e y Zo_o la impedancia característica del modo par e impar respectivamente, l la longitud eléctrica de las líneas y β la constante de propagación. Observando la matriz se corrobora la existencia de simetría en el sistema, ya que todos los elementos de la diagonal de la matriz [Z] son análogos. Además, también se deduce que es un dispositivo recíproco ya que se cumple que $Z_{ij} = Z_{ji}$ para todo valor de i y j diferentes entre ellos.

Equivalentemente, se puede obtener la matriz de admitancias [Y] que define el par de líneas acopladas de la Figura 3.4. La relación existente entre los parámetros de la matriz [Z] y la matriz [Y] se muestran en la relación (3.2), extraída de [5].

$$\begin{aligned}
 Z_{11} &= \frac{Y_{33}}{|Y|} & Z_{13} &= -\frac{Y_{13}}{|Y|} & Z_{13} &= -\frac{Y_{31}}{|Y|} & Z_{33} &= \frac{Y_{11}}{|Y|} \\
 |Y| &= Y_{11} \cdot Y_{33} - Y_{13} \cdot Y_{31}
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

Donde Y_{ij} son las componentes de la matriz [Y] y $|Y|$ es el determinante de la matriz [Y]. Partiendo de la matriz [Z] mostrada en la ecuación (3.1), la matriz [Y] resultante de aplicar las transformaciones expuestas en la ecuación (3.2) se muestra en la ecuación (3.3), extraída de [4], siendo Yo_e y Yo_o las admitancias características del modo par e impar respectivamente.

A partir de la matriz [Y], se pueden extraer las mismas conclusiones que se dedujeron para la matriz [Z].

$$\begin{aligned}
 Y_{11} = Y_{22} = Y_{33} = Y_{44} &= \frac{-j}{2} \cdot (Y_{O_e} + Y_{O_o}) \cdot \cot \beta l \\
 Y_{12} = Y_{21} = Y_{34} = Y_{43} &= \frac{-j}{2} \cdot (Y_{O_e} - Y_{O_o}) \cdot \cot \beta l \\
 Y_{13} = Y_{31} = Y_{24} = Y_{42} &= \frac{-j}{2} \cdot (Y_{O_e} - Y_{O_o}) \cdot c \sec \beta l \\
 Y_{14} = Y_{41} = Y_{23} = Y_{32} &= \frac{-j}{2} \cdot (Y_{O_e} + Y_{O_o}) \cdot c \sec \beta l
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

Llegados a este punto, podemos obtener diferentes comportamientos en función de la excitación en cortocircuito o circuito abierto que se designe a los puertos existentes en el dispositivo. En total, podemos obtener diez tipos de respuesta. La respuesta obtenida para cada posible combinación se muestra en el capítulo 7.2 del anexo, extraída de [4].

A continuación vamos a analizar matemáticamente la configuración que queremos plantear, en cuyo caso el puerto 2 y 4 se encuentran cortocircuitados, lo que equivale a decir que $V_2 = V_4 = 0$. De esta forma, el circuito mostrado en la Figura 3.4 se reduce al mostrado en la Figura 3.5.

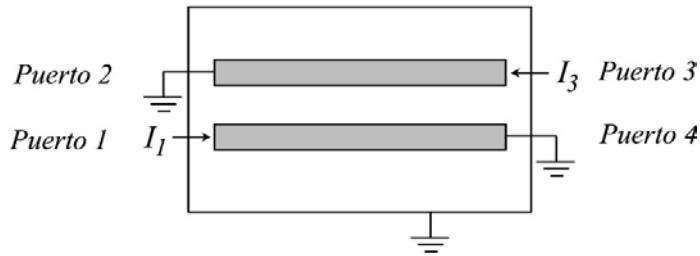


Figura 3.5: Representación de un par de líneas acopladas con cortocircuitos en el puerto 2 y 4

Esto conlleva a simplificar el problema a analizar una matriz de dos puertos. Debido a que la condición de contorno en cortocircuito equivale a cortocircuitar los puertos, es más fácil utilizar admitancias para simplificar el sistema. Sin embargo, también se podría haber hecho uso de la matriz $[Z]$, obteniendo en ambos casos los mismos resultados. De esta forma, la matriz $[Y]$ de cuatro puertos se reduce a las mostrada en la ecuación (3.4).

$$[I] = [Y] \cdot [V] \Big|_{V_2=V_4=0} \rightarrow \begin{cases} I_1 = Y_{11} \cdot V_1 + Y_{13} \cdot V_3 \\ I_3 = Y_{31} \cdot V_1 + Y_{33} \cdot V_3 \end{cases} \tag{3.4}$$

A partir de las ecuaciones mostradas en (3.4) se puede obtener la matriz de impedancias $[Z]$ que cumple la restricción expuesta, utilizando las transformaciones mostradas en (3.2). Hay que tener en cuenta que pese a cortocircuitar los puertos 2 y 4 se sigue manteniendo la simetría y reciprocidad, por lo que se seguirá cumpliendo que $Z_{11} = Z_{22}$ y $Z_{13} = Z_{31}$.

Por lo tanto, el determinante de la matriz $[Y]$ se reduce al mostrado en la ecuación (3.5).

$$\begin{aligned}
 |Y| &= \left(\frac{-j}{2} \cdot (Y_{O_e} + Y_{O_o}) \cdot \cot \beta l \right)^2 - \left(\frac{-j}{2} \cdot (Y_{O_e} - Y_{O_o}) \cdot \operatorname{cosec} \beta l \right)^2 = \\
 &= \frac{1}{4 \sin^2 \beta l} \cdot [\cos^2 \beta l \cdot (Y_{O_e} + Y_{O_o})^2 - (Y_{O_e} - Y_{O_o})^2] = \frac{1}{4 \sin^2 \beta l} \cdot \frac{1}{(Z_{O_e} \cdot Z_{O_o})^2} [\cos^2 \beta l \cdot (Z_{O_e} + Z_{O_o})^2 - (Z_{O_e} - Z_{O_o})^2]
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

Consecuentemente, los parámetros de la matriz [Z] serán los mostrados en la ecuación (3.6).

$$Z_{11} = \frac{\frac{-j}{2} \cdot (Y_{O_e} + Y_{O_o}) \cdot \cot \beta l}{\frac{1}{4 \sin^2 \beta l} \cdot \frac{1}{(Z_{O_e} \cdot Z_{O_o})^2} [\cos^2 \beta l \cdot (Z_{O_e} + Z_{O_o})^2 - (Z_{O_e} - Z_{O_o})^2]} = \frac{j \cdot 2 \cdot Z_{O_e} \cdot Z_{O_o} \cdot \cos \beta l \cdot \sin \beta l \cdot (Z_{O_e} + Z_{O_o})}{[(Z_{O_e} - Z_{O_o})^2 - \cos^2 \beta l \cdot (Z_{O_e} + Z_{O_o})^2]} \quad (3.6)$$

$$Z_{13} = -\frac{\frac{-j}{2} \cdot (Y_{O_e} - Y_{O_o}) \cdot c \sec \beta l}{\frac{1}{4 \sin^2 \beta l} \cdot \frac{1}{(Z_{O_e} \cdot Z_{O_o})^2} [\cos^2 \beta l \cdot (Z_{O_e} + Z_{O_o})^2 - (Z_{O_e} - Z_{O_o})^2]} = \frac{j \cdot 2 \cdot \sin \beta l \cdot (Z_{O_e} \cdot Z_{O_o}) \cdot (Z_{O_e} - Z_{O_o})}{[(Z_{O_e} - Z_{O_o})^2 - \cos^2 \beta l \cdot (Z_{O_e} + Z_{O_o})^2]}$$

Por lo tanto, la matriz expuesta caracterizada por los parámetros de la ecuación (3.6) definirá un dispositivo con dos resonadores. Sin embargo, en el filtro interdigital normalmente utilizaremos un número más elevado de resonadores acoplados. Por lo tanto, en realidad tendremos una concatenación de bloques caracterizados por la matriz calculada. El esquema de bloques de la red total será igual al mostrado en la Figura 3.6.

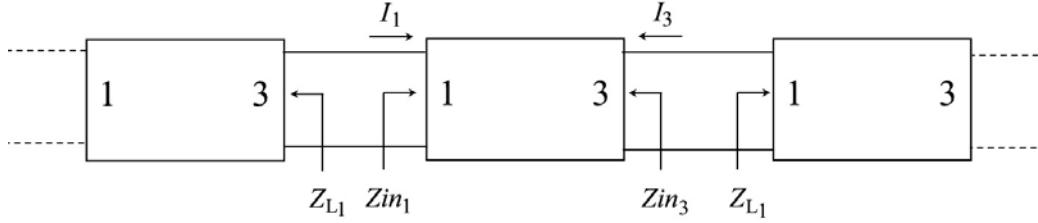


Figura 3.6: Diagrama de bloques del puerto 1 y 3

Este esquema se puede representar de manera equivalente mediante un único bloque unido a dos impedancias en cada lateral tal y como se muestra en la Figura 3.7.

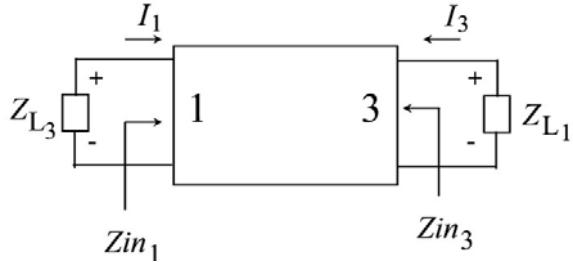


Figura 3.7: Diagrama de bloques del puerto 1 y 3 en términos de impedancia de carga

Donde las impedancias de carga Z_{L1} y Z_{L3} son las impedancias equivalentes al resto de bloques existentes en cada extremo del bloque a tratar. Idealmente buscamos que $Z_{L1} = Z_{in1}$ y $Z_{L3} = Z_{in3}$ para que no existan reflexiones entre los bloques y obtengamos así una transferencia máxima de potencia.

A continuación vamos a buscar los valores que han de cumplir la impedancia de entrada y la impedancia de carga para obtener máxima transferencia. Partiendo de la matriz [Z] de una red de dos puertos, siendo éstos el puerto 1 y 3, podemos analizar la impedancia de entrada que se observa desde el puerto 1 o 3 tal y como se muestra en la ecuación (3.7).

$$\left. \begin{array}{l} V_1 = Z_{11} \cdot I_1 + Z_{13} \cdot I_3 \\ V_2 = Z_{31} \cdot I_1 + Z_{33} \cdot I_3 \end{array} \right\} \rightarrow \left. \begin{array}{l} Z_{in1} = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} + Z_{13} \cdot \frac{I_3}{I_1} \\ Z_{in3} = \frac{V_3}{I_3} = Z_{33} + Z_{31} \cdot \frac{I_1}{I_3} \end{array} \right\} \quad (3.7)$$

Para estudiar el comportamiento que han de cumplir las impedancias, nos interesa obtener la impedancia de entrada en función de la de carga. Por ello, buscamos la relación que cumplen las impedancias de carga con los coeficientes de intensidades. Estas relaciones se muestran en la ecuación (3.8).

$$\begin{aligned} Z_{L1} &= -\frac{V_1}{I_1} = -Z_{in1} \rightarrow \frac{I_3}{I_1} = -\frac{Z_{L1} + Z_{11}}{Z_{13}} \\ Z_{L3} &= -\frac{V_3}{I_3} = -Z_{in3} \rightarrow \frac{I_1}{I_3} = -\frac{Z_{L3} + Z_{33}}{Z_{31}} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Donde el signo negativo del cociente tensión e intensidad es debido al sentido opuesto de la corriente respecto la diferencia de potencial en la carga definido en la Figura 3.7. Conocida la relación de intensidades, podemos expresar las impedancias de entrada en cualquiera de los dos puertos en función de la impedancia de carga y de los parámetros de la matriz [Z]. Éste paso se muestra en la ecuación (3.9).

$$\left. \begin{array}{l} Z_{in1} = Z_{11} - \frac{Z_{13}Z_{31}}{Z_{L1} + Z_{33}} = \frac{Z_{L1} \cdot Z_{11} + Z_{11}Z_{33} - Z_{13} \cdot Z_{31}}{Z_{L3} + Z_{33}} \\ Z_{in3} = Z_{33} - \frac{Z_{31} \cdot Z_{13}}{Z_{L3} + Z_{11}} = \frac{Z_{L3} \cdot Z_{33} + Z_{11}Z_{33} - Z_{13} \cdot Z_{31}}{Z_{L3} + Z_{11}} \end{array} \right\} \quad (3.9)$$

Analizando la ecuación (3.9) teniendo en cuenta la matriz de líneas acopladas obtenidas, se deduce que $Z_{in1} = Z_{in3}$ para el caso en el que no existan reflexiones, es decir, el caso en el que $Z_{L3} = Z_{in1}$ y $Z_{L1} = Z_{in3}$. Esto es debido a que pese a cortocircuitar los puertos 2 y 4, se sigue manteniendo la simetría, por lo que se sigue cumpliendo que $Z_{11} = Z_{22}$. Considerando éstas igualdades, podemos obtener una expresión de la impedancia de entrada dependiente únicamente de los parámetros de la matriz. La impedancia resultante, utilizando cualquiera de las dos impedancias de entrada mostradas en (3.9) se muestra en la ecuación (3.10)

$$Z_{in} = \sqrt{Z_{11}^2 - Z_{13}^2} \quad (3.10)$$

Donde además hemos considerado $Z_{13} = Z_{31}$ ya que la red es recíproca. Si substituimos los valores de la matriz [Z] obtenidos en la ecuación (3.6) al analizar el caso particular del filtro interdigital, obtenemos que la impedancia de entrada ha de ser la mostrada en la ecuación (3.11).

Como se puede observar en la ecuación (3.11), la impedancia de entrada depende de βl , lo que permite analizar la adaptación del filtro y consecuentemente la atenuación del mismo en función de la longitud de la línea y de la frecuencia. El dispositivo estará totalmente adaptado en el caso en el que éste tenga una impedancia de entrada igual a la impedancia de carga del resto del sistema, siendo éste usualmente de 50Ω .

$$Z_{in} = \sqrt{-\left[\frac{2 \cdot Z_{o_e} \cdot Z_{o_o} \cdot \cos \beta l \cdot \sin \beta l \cdot (Z_{o_e} + Z_{o_o})}{[(Z_{o_e} - Z_{o_o})^2 - \cos^2 \beta l \cdot (Z_{o_e} + Z_{o_o})^2]} \right]^2 + \left[\frac{2 \cdot \sin \beta l \cdot (Z_{o_e} \cdot Z_{o_o}) \cdot (Z_{o_e} - Z_{o_o})}{[(Z_{o_e} - Z_{o_o})^2 - \cos^2 \beta l \cdot (Z_{o_e} + Z_{o_o})^2]} \right]^2}$$

$$Z_{in} = 2 \cdot (Z_{o_e} \cdot Z_{o_o}) \cdot \sin \beta l \sqrt{\frac{(Z_{o_e} - Z_{o_o})^2 - \cos^2 \beta l \cdot (Z_{o_e} + Z_{o_o})^2}{[(Z_{o_e} - Z_{o_o})^2 - \cos^2 \beta l \cdot (Z_{o_e} + Z_{o_o})^2]^2}} \quad (3.11)$$

$$Z_{in} = \frac{2 \cdot (Z_{o_e} \cdot Z_{o_o}) \cdot \sin \beta l}{\sqrt{(Z_{o_e} - Z_{o_o})^2 - \cos^2 \beta l \cdot (Z_{o_e} + Z_{o_o})^2}}$$

La impedancia presenta un mínimo para una longitud de línea igual a $\lambda/2$, en cuyo caso tratamos una $\beta l = 180^\circ$ y por lo tanto una impedancia nula. Éste es un valor que se aleja mucho del valor típico de 50Ω , lo que conllevará a la aparición de reflexiones y en consecuencia de una atenuación de la señal.

Por contra, para una longitud de la línea de $\lambda/4$ ($\beta l = 90^\circ$) a la frecuencia central o de trabajo del filtro, la impedancia de entrada presenta su valor máximo, siendo éste el mostrado en la ecuación (3.12).

$$Z_{in MAX} = \frac{2 \cdot Z_{o_e} \cdot Z_{o_o}}{(Z_{o_e} - Z_{o_o})^2} \quad (3.12)$$

Por lo tanto, si igualamos ésta $Z_{in MAX}$ al valor de impedancia de carga del resto del sistema, seremos capaces de obtener los valores de Z_{o_e} y Z_{o_o} que permiten una máxima transferencia de potencia a la frecuencia de trabajo. Al mismo tiempo, a medida que nos alejemos de éste frecuencia, la longitud eléctrica del resonador dejará de ser 90° por lo que se irá atenuando progresivamente hasta alcanzar el valor mínimo de impedancia igual a cero. En consecuencia, el comportamiento descrito por la impedancia permite afirmar que el dispositivo tratado presentará un mismo tipo de respuesta que un filtro paso banda.

Además, debido a la periodicidad de las funciones senos y cosenos existentes en la ecuación (3.11), se puede afirmar con total seguridad que no existirá ningún espurio entre el rango de $\beta l = 90^\circ$ y $\beta l = 270^\circ$, o equivalentemente, entre una longitud eléctrica del resonador $\lambda/4$ y $\lambda/4 + \lambda/2$. De ésta forma, se obtendrán réplicas de la respuesta del filtro centradas a $(2n+1) \cdot \lambda / 4$, siendo n un número natural par mayor que 0.

3.2 Cálculo de los parámetros elementales de un filtro interdigital

Una vez se conoce el comportamiento de la estructura interdigital, es necesario obtener los parámetros que lo definen para poder diseñar éste a partir de unas determinadas especificaciones.

Tal y como se ha mencionado en el capítulo 3.1, un filtro interdigital es un caso en concreto de filtros con resonadores acoplados. Por lo tanto, nociones como el coeficiente de acoplamiento o el factor de calidad partirán de la misma base. A continuación se va a proceder a explicar parámetro a parámetro la ecuación que lo define y su explicación teórica.

3.2.1 Coeficiente de acoplamiento

El coeficiente de acoplamiento K es un parámetro que nos determina la potencia que recibe un resonador debido a la presencia de un resonador adyacente. Consecuentemente, tendremos $n-1$ coeficientes de acoplamiento, donde n indica el orden del filtro y por lo tanto el número de resonadores.

El coeficiente de acoplamiento $K_{j,j+1}$ se define de forma matemática para cualquier estructura con resonadores acoplados tal y como se muestra en la ecuación (3.13), extraída de [3].

$$K_{j,j+1} = \frac{FBW}{\omega'_1 \cdot \sqrt{g_j \cdot g_{j+1}}} \text{ para } j = 1, 2, \dots, n-1 \quad (3.13)$$

Donde ω'_1 es la frecuencia normalizada de corte equivalente de un paso bajo de valor 1 radián, FBW es el ancho de banda fraccional para un ancho de banda definido mediante el rizado, y g_k son los coeficientes filtro.

El coeficiente de acoplamiento para un filtro interdigital cumple la ecuación general definida para resonadores acoplados mostrada en (3.13).

En el caso de los filtros interdigitales simétricos en longitud, el coeficiente de acoplamiento $K_{1,2}$ entre el primer resonador y el segundo será igual al coeficiente de acoplamiento $K_{n,n-1}$ entre en penúltimo resonador y el último. Esto es debido a que los resonadores laterales tienen una misma longitud y mantienen una simetría respecto a la estructura del filtro. De manera análoga, teniendo en cuenta que las longitudes de todos los resonadores internos son iguales y simétricos respecto las dimensiones del filtro, el acoplamiento entre el segundo y tercer resonador será igual que el existente entre el antepenúltimo y el penúltimo, y así sucesivamente.

Ésta afirmación también se puede demostrar matemáticamente mediante la ecuación (3.13), ya que el primer coeficiente del filtro es igual al último, el segundo igual al antepenúltimo y así sucesivamente.

Para el caso particular del filtro interdigital, los coeficientes $K_{1,2}$ y $K_{n,n-1}$ se verán alterados por el espaciado entre la pared lateral y el primer o último resonador respectivamente. Por lo tanto, a éstos coeficiente $K_{1,2}$ y $K_{n,n-1}$ calculados mediante la ecuación (3.13) habrá que añadirles un factor de corrección que nos permita aproximar con más precisión los parámetros.

Si existe simetría en la distancia entre la pared izquierda y el primer resonador con la distancia entre el último resonador y la pared derecha, entonces $K_{1,2}$ y $K_{n,n-1}$ valdrán lo mismo, ya que ambos coeficientes valen lo mismo sin aplicar el factor de corrección. En el código a implementar, nosotros consideraremos éste caso, por lo que directamente podremos asumir que $K_{1,2} = K_{n,n-1}$.

El coeficiente de acoplamiento corregido entre el primer resonador y el segundo Km_{12} se muestra en la ecuación (3.14) extraída de [6], de donde se puede extraer el valor de $K_{n,n-1}$ utilizando un proceso análogo.

$$K_{m12} = K_{12} \sqrt{\frac{Y_{0e}}{Y_{0i}}} \quad (3.14)$$

Donde Km_{12} es el coeficiente de acoplamiento corregido entre el primer resonador y el segundo. K_{12} es el coeficiente de acoplamiento entre el primer resonador y el segundo calculado mediante la ecuación general mostrada en (3.13). Y_{0e} es la admitancia característica de los resonadores laterales, mientras que Y_{0i} es la admitancia característica de los resonadores internos.

3.2.2 Factor de calidad descargado Qu de los resonadores internos

Partiendo de la expresión obtenida del factor de calidad Qu para el caso de un filtro paso banda general, se puede particularizar la ecuación para el caso de resonadores que trabajen a frecuencias de microondas. Ésta particularización se muestra en la ecuación (3.15), extraída de [2].

$$Qu = K \cdot b \cdot \sqrt{f} \quad (3.15)$$

Donde b es una dimensión lineal de la cavidad, que para el caso de un filtro interdigital es el espaciado entre placas paralelas y f es la frecuencia de resonancia del resonador. Cabe destacar que en el caso de disponer de un filtro que funcione correctamente, la frecuencia de resonancia debería coincidir con la frecuencia central del filtro. K es una constante que varía en función del tipo de resonador a utilizar. En el caso de utilizar una estructura que soporta ondas TEM y especificando b en pulgadas y la frecuencia en GHz, K puede oscilar entre 1500 y 3600. Para el caso de un filtro interdigital, se suele utilizar una constante K de valor 2200 [2].

3.2.3 Factor de calidad Q de los resonadores externos

El factor de calidad cargado de los resonadores externos, es decir, teniendo en consideración el resonador como conjunto del circuito, es vital para conocer el punto en el cuál haremos la conexión al exterior. Su factor de calidad Qe vendrá dado por la misma ecuación planteada en el capítulo 2.6.

3.3 Cálculo de las dimensiones de un filtro interdigital mediante resonadores rectangulares

Calcular las ecuaciones de diseño para la topología presentada en [3] resulta muy tedioso incluso teniendo en cuenta diversas simplificaciones y aproximaciones.

Esto es debido a que tenemos cuatro variables por cada resonador del filtro: el ancho, la altura, el grosor y el espaciado entre resonadores, donde cada una dependerá asimismo de capacidades que modelan el comportamiento capacitivo de la estructura.

En la Figura 3.8 se muestra un ejemplo de una estructura interdigital optimizada para obtener un ancho de banda estrecho. El filtro presentado permite su implementación mediante tecnología planar siempre y cuando no consideremos el aire como dieléctrico.

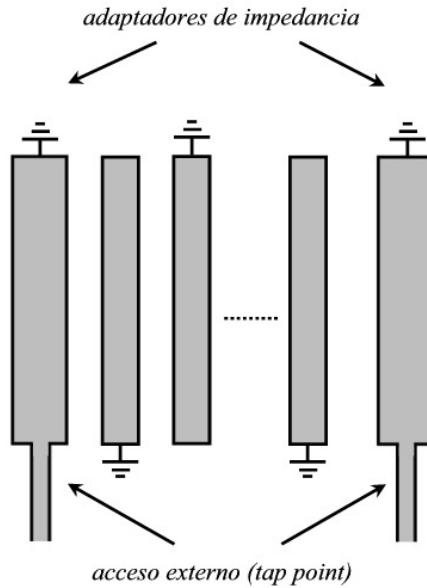


Figura 3.8: Filtro paso banda interdigital propuesto por [3]

Debido a los intereses del trabajo presente, sólo mostraremos los pasos generales utilizados para implementar un filtro de ancho de banda estrecho con resonadores simétricos de altura t análoga. Sin embargo, en [3] puede encontrarse los métodos necesarios para encontrar las dimensiones de una estructura interdigital de banda ancha y/o no simétrica. Destacar que es necesario realizar un estudio aparte para el caso de filtros de anchos de banda relativos anchos debido a que la distancia entre resonadores y el tamaño de los adaptadores de impedancia tiende a ser muy pequeña^[3].

En el caso más simplificado, partiendo de la idea expuesta en el capítulo 3.1.1, se deduce que las ecuaciones de diseño que rigen a un filtro interdigital se pueden obtener de forma similar a los filtros de líneas acopladas en $\lambda/2$ mediante los inversores de admitancia. En la ecuación (3.16) se muestran las igualdades que han de cumplir los inversores de admitancia necesarios para obtener la respuesta frecuencial adecuada, extraídas de [3].

$$\begin{aligned} \frac{J_{01}}{Y_A} &= \frac{1}{\sqrt{g_0 \cdot g_1 \cdot \omega_1}}, & \left. \frac{J_{k,k+1}}{Y_A} \right|_{k=1_hasta_n-1} &= \frac{1}{\sqrt{g_k \cdot g_{k+1} \cdot \omega_1}}, \\ \left. \frac{J_{n,n+1}}{Y_A} \right|_{k=1_hasta_n-1} &= \frac{1}{\sqrt{g_n \cdot g_{n+1} \cdot \omega_1}} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Donde ω_1' es la frecuencia de corte normalizada del prototipo paso bajo, siendo ésta usualmente 1 radián. g_k son los coeficientes del filtro obtenidos a partir de la función de transferencia escogida. $J_{k,k+1}$ son los inversores de admitancia y Y_A es la admitancia característica de los adaptadores de impedancia.

Obtenidos los inversores de admitancia, [3] presenta una serie de relaciones y pasos previos hasta obtener la ecuación final que gobierna las dimensiones del filtro, siendo ésta la mostrada en la ecuación (3.17).

$$\frac{\omega_k}{h} = \frac{1}{2} \cdot \left(1 - \frac{t}{h}\right) \cdot \left[\frac{C_k}{2\epsilon} - \frac{C' f_{e_{k-1,k}}}{\epsilon} - \frac{C' f_{k,k+1}}{\epsilon} \right] \quad (3.17)$$

Donde ω_k es el ancho del resonador k , h es el espaciado entre planos de masa paralelos, t es la altura de los resonadores, que para este caso la consideramos igual para todo k , y ϵ es la permitividad absoluta. $C' f_{k,k+1}$ es la capacidad *fringe* que modela la distorsión de las líneas de campo en la proximidad de los límites del resonador. $C' f_{e_{k-1,k}}$ es la capacidad *fringe* de modo par que modela la distorsión de las líneas de campo entre el resonador $k-1$ y el resonador k .

En la Figura 3.9 se muestra una vista frontal de un filtro interdigital que permite ver de forma gráfica todas las variables presentadas en la ecuación (3.17). El filtro mostrado presenta una altura t , ancho ω_k , espaciados entre barras $s_{k,k+1}$ y ancho total entre planos de masa h . Además, en la figura se ha incluido el modelado de las capacidades mutuas y autocapacidades.

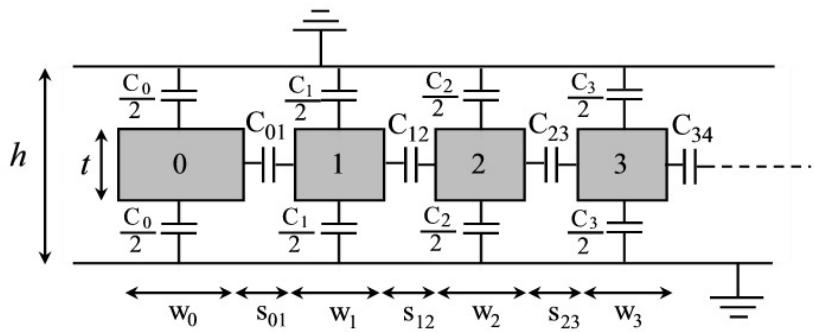


Figura 3.9: Visión frontal de un filtro interdigital mediante resonadores rectangulares

Donde $C_{k,k+1}$ hace referencia a las capacidades mutuas entre resonadores adyacentes y C_k indican las auto capacidades del resonador que modelan el espaciado entre el resonador y masa. En el caso presente no se tiene en cuenta el acoplamiento entre resonadores no adyacentes. Pese a ello, se ha demostrado experimentalmente que realizar ésta consideración no altera de forma considerable la respuesta real del filtro [3].

Como se puede apreciar, el primer y último resonador tienen características diferentes al resto aún habiendo forzado simetría en los resonadores. Esto es debido a que los resonadores laterales hacen la función de adaptadores de impedancia y no se consideran como resonadores. El punto de acceso externo o *tap point* estará ubicado en el plano inferior de los resonadores laterales.

El cálculo de $C_{k,k+1}$ y C_k requiere un número elevado de ecuaciones que no serán presentadas debido a la orientación del proyecto, pero que pueden obtenerse en [3]. Las capacidades mencionadas dependerán de los coeficientes del filtro, de los inversores de impedancia presentados en la ecuación (3.16) y de las especificaciones frecuenciales del filtro deseado.

Asimismo, el esquema mostrado en la Figura 3.9 se puede replantear mediante las capacidades que modelan los diferentes comportamientos de campo tal y como se muestra en la Figura 3.10.

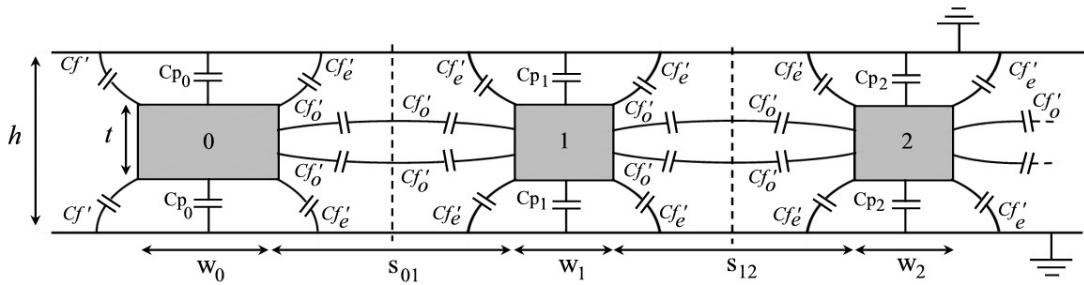


Figura 3.10: Visión frontal mostrando los efectos capacitivos de campo

Donde $C'fe$ y $C'fo$ hacen referencia a las capacidades *fringe* que modelan el desbordamiento de campo en los extremos del resonador cuando tratamos el modo par e impar respectivamente. Cp es la denominada capacidad de placas paralelas que modela el efecto capacitivo que se crea en la proximidad de los resonadores con el strip superior e inferior. Estas capacidades estarán directamente relacionadas a las capacidades mutuas y autocapacidades mostradas en la Figura 3.9.

El cálculo de las capacidades $C'fe$ y $C'f$ necesarias para la obtención de las dimensiones del filtro requiere una complejidad matemática elevada. Por ello, se suele recurrir a la utilización de gráficas en las que se tabuladas estos valores en función de la altura t y ancho ω . El análisis matemático y la presentación de éstas gráficas se encuentran en [7]. En éste artículo también se pueden encontrar de forma tabulada todas las demás capacidades que modelan el efecto de desbordamiento de campo. En la Figura 3.11 se muestra la gráfica necesaria para obtener la capacidad *fringe* en el modo par normalizada respecto la permitividad absoluta ϵ . Además, en la misma gráfica se puede obtener el espacio entre resonadores s_{jk} normalizado por el espacio entre strips h (b en la gráfica).

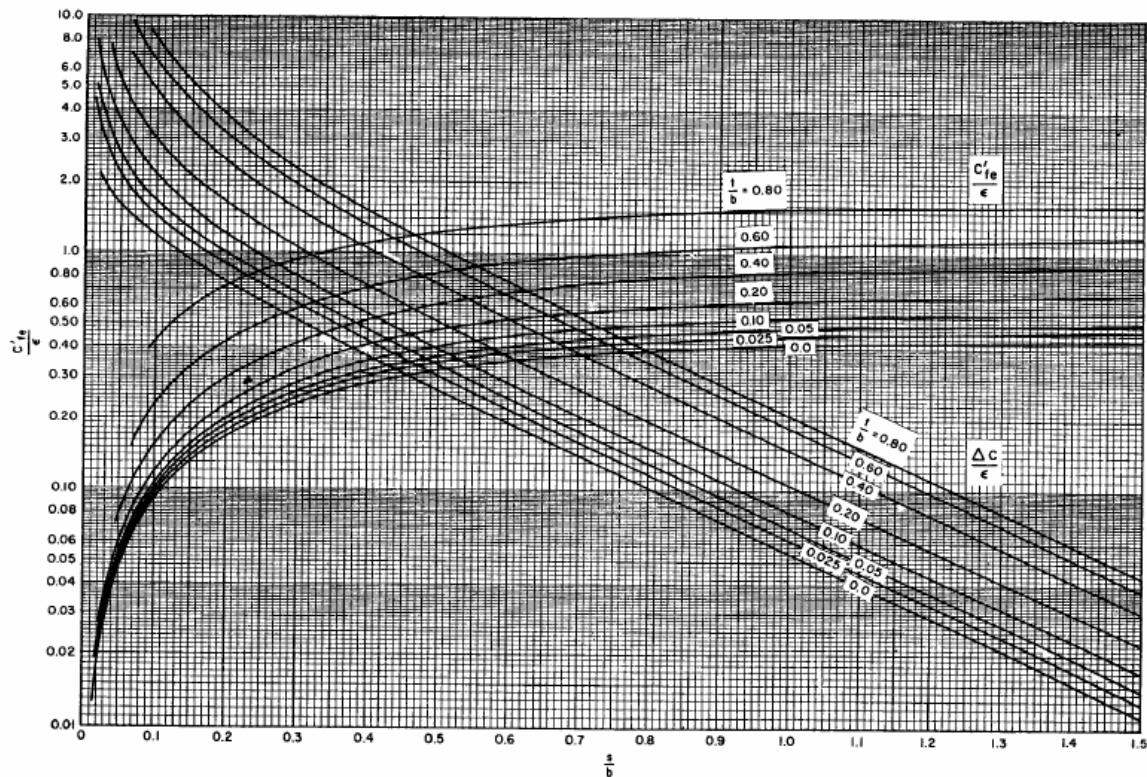


Figura 3.11: Gráfica para la obtención de s y $C'fe$ en función de las dimensiones extraída de [7]

Por último, para conocer la capacidad $C'f_{k,k+1}$ se vuelve a hacer uso de las gráficas presentadas por [7]. La gráfica necesaria para el cálculo de la capacidad en cuestión se muestra en la Figura 3.12.

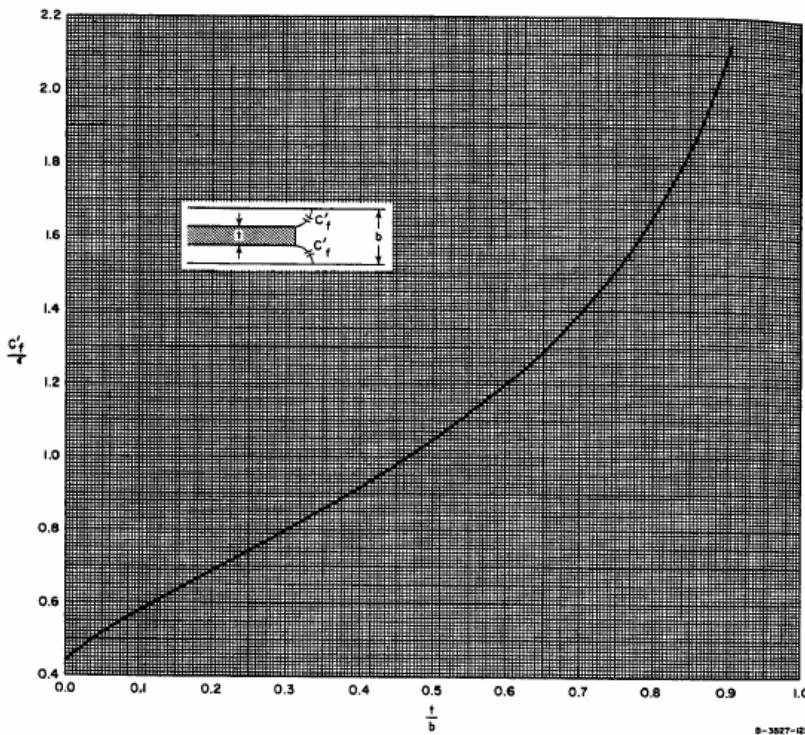


Figura 3.12: Gráfica para la obtención de $C'f$ en función de las dimensiones extraída de [7]

Como se ha podido observar, el cálculo de las dimensiones de éste tipo de filtros interdigitales no es obvio y requiere muchos pasos intermedios. Por ello, se suele optar por simplificar el problema utilizando resonadores cilíndricos y partiendo de una simetría que permite obtener los cálculos de una manera más directa.

3.4 Cálculo de las dimensiones de un filtro interdigital mediante resonadores cilíndricos

En el presente capítulo vamos a analizar la estructura interdigital mediante resonadores cilíndricos. Esto permite simplificar variables, ya que ahora trataremos con un diámetro en vez de con un ancho y un grosor.

Hay que tener en cuenta que considerar un resonador cilíndrico elimina por completo la posibilidad de hacer uso de las tecnologías planares aún considerando un medio de propagación diferente al aire. Esto comporta que la tecnología utilizada para la implementación del filtro mencionado deberá de seguir un patrón no estipulado.

Una posible forma de realizar el filtro es ubicar los resonadores en el interior de una caja cerrada. Esto conlleva a considerar el interior de la caja como una guía de onda. Además, la utilización de éste método permite la propagación de una onda TEM pura debido a la existencia de dos planos o strips paralelos.

Asimismo, el medio dieléctrico por el cual se propaga la onda es el aire, lo que permite reducir las pérdidas del filtro. Un ejemplo de esta estructura se muestra en la Figura 3.13, donde se han eliminado las tapas superior e inferior para poder ver el contenido del interior de la caja.

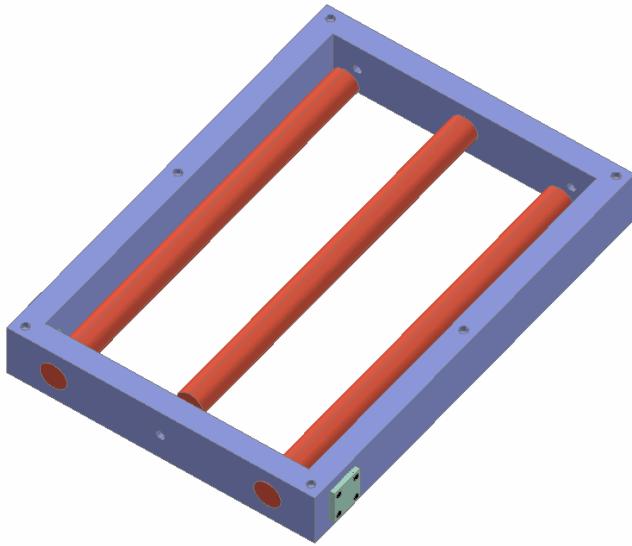


Figura 3.13: Filtro interdigital con resonadores cilíndricos simulado mediante Autocad®

En las ecuaciones planteadas en este capítulo no se trabaja de forma directa con las capacidades parásitas presentadas en el capítulo 3.3. Para calcular las dimensiones del filtro, se plantea el problema desde la perspectiva de impedancias y coeficientes de acoplamiento. En realidad, ambos métodos aplican los mismos conceptos pero desde otros puntos de vista, ya que los parámetros utilizados en el capítulo presente se podrían haber mostrado en función de las capacidades parásitas tal y como planteó [3]. Además, en este capítulo se tienen en cuenta varias simplificaciones debidas a la simetría del filtro y a la utilización de resonadores cilíndricos.

Por lo tanto, abordaremos el problema exponiendo primero las impedancias de los resonadores. Mediante éstas impedancias seremos capaces de calcular todos los coeficientes de acoplamiento y con ellos obtener el espaciado entre resonadores y el punto de acceso externo.

3.4.1 Impedancia característica de los resonadores

La impedancia característica de los resonadores interdigitales irá en función del diámetro d del cilindro resonador y de la separación entre planos paralelos de masa h . En el caso de tratar los resonadores interiores, la impedancia característica Zo_i vendrá determinada por la ecuación (3.18) extraída de [13].

$$Zo_i = 138 \cdot \log \left[\frac{4}{\pi} \cdot \frac{h}{d} \right] \quad (3.18)$$

Donde al tener todos un mismo diámetro y longitud, tendremos una misma Zo_i para todos los resonadores interiores. En el caso de los resonadores externos, es necesario añadirle una corrección a la ecuación (3.18) para que tenga en cuenta el espaciado e entre las paredes laterales y los resonadores. La ecuación resultante se muestra en (3.19).

$$Zo_e = 138 \cdot \log \left[\frac{4}{\pi} \cdot \frac{h}{d} \cdot \tanh \left(\frac{\pi \cdot e}{h} \right) \right] \quad (3.19)$$

De forma análoga al caso anterior, la impedancia característica de los resonadores laterales Zo_e será la misma para los dos casos, ya que el diámetro y el espaciado entre la pared y el resonador es el mismo en ambos casos.

3.4.2 Espaciado entre resonadores

Hasta ahora hemos presentado una definición del coeficiente de acoplamiento K utilizando sólo como variables los coeficientes del filtro y el ancho de banda fraccional. No obstante, es evidente que el coeficiente de acoplamiento también estará directamente relacionado con las dimensiones del filtro. De forma intuitiva, es lógico pensar que cuanto más espaciados estén los resonadores, menos acoplamiento tendremos entre ellos. Este razonamiento es el que plantea de forma matemática la ecuación (3.20), extraída de [6].

$$K_{j,j+1} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\ln \coth \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{s_{j,j+1}}{h} \right)}{\ln \coth \left(\frac{\pi}{4} \cdot \frac{d}{h} \right)} \quad (3.20)$$

Donde d representa el diámetro del resonador, h el espaciado entre planos de masas y $s_{j,j+1}$ el espaciado entre los dos resonadores en cuestión. Si reagrupamos la ecuación (3.20) tal y como muestra la ecuación (3.21), podemos ser capaces de calcular el espaciado entre resonadores para un coeficiente de acoplamiento K dado o calculado previamente tal y como se ha mostrado en (3.13) y (3.14).

$$s_{j,j+1} = \frac{h}{\pi} \cdot \ln \left[\frac{\coth \left(\frac{\pi}{4} \cdot \frac{d}{h} \right)^{\frac{K_{j,j+1} \cdot \pi}{4}} + 1}{\coth \left(\frac{\pi}{4} \cdot \frac{d}{h} \right)^{\frac{K_{j,j+1} \cdot \pi}{4}} - 1} \right] \quad (3.21)$$

Destacar que en la definición estricta de espaciado entre resonadores no se tiene en cuenta el espaciado entre la pared y el primer o último resonador. Éste dato suele ser un dato de entrada, ya que con él obtenemos las impedancias características de los resonadores laterales, y con éstas impedancias obtenemos los coeficientes de acoplamiento K_{12} y $K_{n,n-1}$. Por lo tanto, en nuestro código consideraremos el espaciado entre pared y resonadores como una variable de entrada. Más adelante, veremos que a la práctica éste espaciado irá en función del conector utilizado y expondremos cómo calcularlo.

3.4.3 Punto de acceso externo o *tap point*

El punto de acceso externo o *tap point* es el punto donde debemos conectar nuestra estructura con el exterior. La elección de este parámetro no puede ser arbitraria, ya que existirá un punto para el cuál tengamos una misma impedancia de entrada que en la estructura. Accediendo al exterior en ese punto, no obtendremos reflexiones en el caso ideal.

El *tap point* se mide respecto el plano de tierra inferior de la estructura, tal y como se muestra en la Figura 3.14.

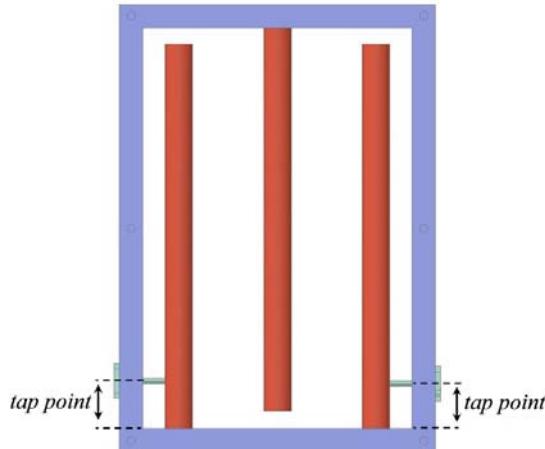


Figura 3.14: Cálculo del *tap point*

Para calcular numéricamente el *tap point* consideraremos el factor de calidad cargado de los resonadores laterales, ya que éste deberá tener en consideración las dimensiones del *tap point*. Ésta relación está definida matemáticamente en la ecuación (3.22) extraída de [6]. La ecuación presentada, sólo será válida para *tap points* de longitudes inferiores al 20 % de $\lambda/4$ a la frecuencia central.^[6]

$$Q_e = \frac{\pi}{4} \cdot \left(\frac{R}{Z_{O_e}} \right) \cdot \left[\frac{1}{\sin^2 \left(\frac{\pi \cdot t}{2 \cdot L} \right)} \right] \quad (3.22)$$

Donde R es la impedancia característica de la línea externa, Z_{O_e} es la impedancia característica de los resonadores laterales o externos, L es la longitud de la línea, que en este caso es $\lambda/4$, y t es la longitud a la cual nos conectaremos al exterior. t es por lo tanto el *tap point*. Q_e es el factor de calidad externo cargado Q_I o Q_n en función del *tap point* que estemos tratando. Tal y como se dedujo en la explicación teórica de los factores de calidad, éstos valores coincidirán independientemente de la clase de filtro y de la paridad del orden. Esto conlleva a deducir que la longitud *tap point* del extremo izquierdo será la misma que la del extremo derecho.

Si aislamos la longitud del punto de acceso externo t de la ecuación (3.22), teniendo en cuenta que tratamos con resonadores $\lambda/4$, obtenemos la ecuación (3.23).

$$t = \frac{2 \cdot \lambda/4}{\pi} \cdot \arcsin \left(\sqrt{\frac{\pi \cdot R}{Q_e \cdot 4 \cdot Z_{O_e}}} \right) \quad (3.23)$$

Donde Q_e puede representar tanto Q_l como Q_n . Como se puede observar en la ecuación (3.23), todas las variables son conocidas a priori menos el factor de calidad cargado de los resonadores laterales Q_l o Q_n . Sin embargo, estos factores laterales cumplen las ecuaciones generales especificadas en el capítulo 3.2.3.

3.5 Longitud de los resonadores cilíndricos

Como ya se ha comentado en apartados anteriores, el objetivo que se persigue es conseguir una longitud efectiva de los resonadores de $\lambda/4$ para que actúe como un resonador a la frecuencia especificada. Por lo tanto, la longitud física de los resonadores será prácticamente de $\lambda/4$ a la frecuencia central. En realidad estas longitudes serán un poco más pequeñas debido al hecho de tener los resonadores acabados en circuito abierto a una distancia próxima a la tapa lateral. Esta separación conllevará a la aparición de un efecto capacitivo que en términos de longitud eléctrica hará aumentar el valor de la longitud del resonador.

En la mayoría de la bibliografía existente, no se hace mención de las longitudes exactas de los resonadores. Autores como Matthaei o Dishal entre otros (presentes en la bibliografía con la cuál hemos deducido los demás parámetros), obtienen las longitudes de forma arbitraria en base a la propia experiencia del diseñador. Sin embargo, este procedimiento reduce considerablemente la precisión de nuestro filtro desplazando el valor de la frecuencia central. Por ello, aquí se presenta un posible método alternativo que permite deducir numéricamente éstas longitudes mediante el modelo de líneas de transmisión. La aplicación del método de líneas de transmisión es totalmente válida para el caso de filtros interdigitales debido a la existencia de dos strips paralelos, lo que permitirá la propagación de ondas TEM puras. La validez de éste método se corrobora contrastando los valores obtenidos con aquellos presentados de forma empírica por [8][14][15].

Hay que tener en cuenta que los resonadores laterales tendrán la presencia del conector exterior que conecta el filtro con las demás etapas. Éste conector hará variar la impedancia de entrada del resonador y consecuentemente su longitud. Por lo tanto, será necesario discernir entre las longitudes laterales e interiores.

En primer lugar analizaremos los resonadores internos y a continuación estudiaremos el efecto de añadir el conector obteniendo así la longitud de los resonadores externos. Por último, estudiaremos cómo calcular las capacidades que modelan los diferentes comportamientos de campo presentes en el filtro.

3.5.1 Resonadores internos

Consideramos el caso de un resonador aislado de longitud l situado entre dos strips separados una distancia $\lambda/4$. Teniendo en cuenta la topología interdigital, éste resonador estará cortocircuitado en el strip inferior y expuesto a circuito abierto en el strip superior. Dadas estas condiciones, podemos plantear el problema desde diferentes puntos de vista en función de dónde escojamos el plano de referencia.

La primera opción se muestra en la Figura 3.15 (a). Ésta consiste en analizar la impedancia de entrada en el strip inferior forzando que el desplazamiento en ese punto sea $z = 0$.

Sin embargo, ésta no es buena elección ya que la Z_{in} es un cortocircuito sin ningún tipo de desfase por desplazamiento por lo que su valor es 0Ω . Éste tipo de análisis no nos aportaría ninguna información desde la entrada y complicaría los análisis si quisieramos conocer la longitud de un parámetro situado en el circuito.

La segunda opción, mostrada en la Figura 3.15 b), consiste en replantear de nuevo el strip inferior como punto de referencia inicial ($z = 0$ en ese punto), pero con la diferencia de analizar la impedancia de entrada desde el strip superior. Ésta opción será la que utilizaremos ya que su impedancia de entrada ya no nos dará un valor trivial al habernos desplazado una longitud l por el resonador.

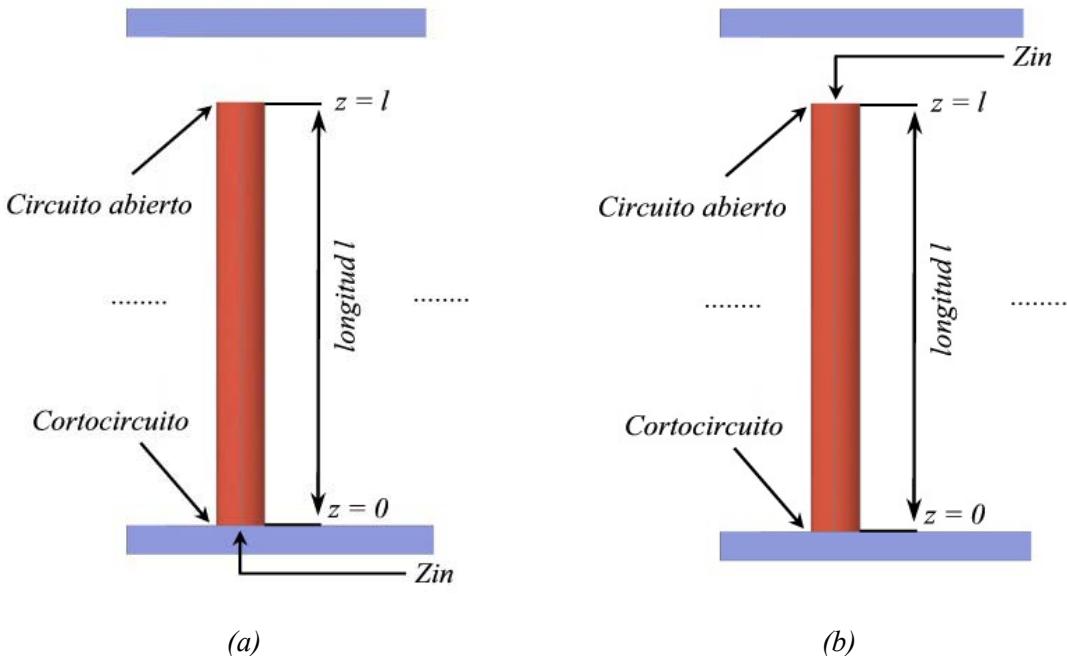


Figura 3.15: Selección del plano de referencia

Destacar que aunque no se haya planteado la opción, también hubiera sido posible resolver el problema considerando $z = 0$ en el strip superior o en cualquier otro punto de la línea.

Consecuentemente, considerando el caso de la Figura 3.15 b), el resonador tendrá una impedancia de entrada equivalente a un cortocircuito desplazado una longitud l . En términos de línea de transmisión sin pérdidas, la impedancia de entrada se puede escribir teóricamente como se muestra en la ecuación (3.24).

$$Z_{in} = Z_e \cdot \frac{Z_L + j \cdot Z_e \cdot \tan(\beta l)}{Z_e + j \cdot Z_L \cdot \tan(\beta l)} \Big|_{Z_L=0} = j \cdot Z_e \cdot \tan(\beta l) \quad (3.24)$$

Siendo Z_L la impedancia de carga (0Ω en el caso de un cortocircuito), Z_e la impedancia característica del resonador, β la constante de propagación y l la longitud del resonador.

No obstante, la ecuación (3.24) no modela el campo existente debido al espaciado entre el strip superior y el extremo del resonador. Este efecto se puede modelar con una capacidad que denominaremos *gap*. También es necesario añadir un segundo término capacitivo que tendrá en cuenta el desbordamiento de campo debido al final abrupto del resonador.

Ésta distorsión de las líneas de campo en la proximidad de los límites de los strips se puede modelar con otra capacidad a la que denominaremos *fringe*. En la Figura 3.16 se muestran éstas capacidades modeladas en el resonador y su equivalente en línea de transmisión.

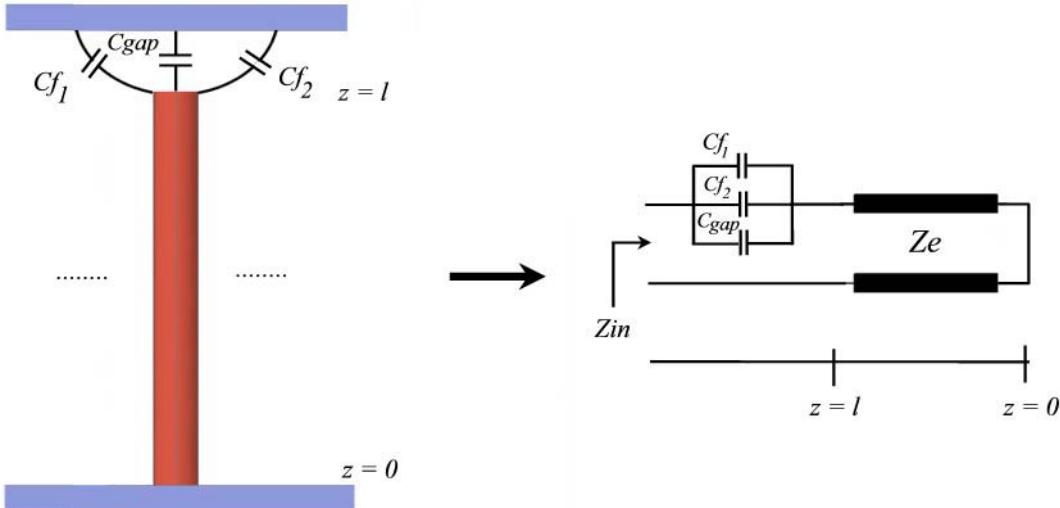


Figura 3.16: Resonador con inclusión de las capacidades

Las tres capacidades formarán una capacidad equivalente C_{total} de valor igual a la suma de ellas. El cálculo de éstas capacidades se deducirá en el capítulo 3.5.3. Por lo tanto, si tenemos en cuenta todos los efectos mencionados, la impedancia de entrada equivalente del resonador será un cortocircuito desplazado una longitud l en serie con la capacidad total C_{total} . Éste razonamiento se muestra numéricamente en la ecuación (3.25) y (3.26).

$$Z_{in} = j \cdot Z_e \cdot \tan(\beta l) + \frac{1}{j \omega \cdot C_{total}} \quad (3.25)$$

$$C_{total} = Cf_1 + Cf_2 + C_{gap} \quad (3.26)$$

La longitud que estamos buscando debe ser tal para que el resonador transmita la máxima potencia a la frecuencia central especificada. A medida que nos alejemos de la frecuencia central, la potencia debe atenuarse de manera gradual. La situación de transmisión máxima de potencia se dará cuando el resonador entre en resonancia, es decir, cuando la energía del condensador anule la energía de la bobina. Esto equivale a forzar la parte imaginaria de la impedancia de entrada a 0. En nuestro caso, la impedancia de entrada es imaginaria pura, por lo que debemos forzar que ésta sea nula para la frecuencia central f_0 , tal y como se muestra en la ecuación (3.27).

$$j \cdot Z_e \cdot \tan(\beta l) - j \cdot \frac{1}{\omega_0 \cdot C_{total}} = 0 \rightarrow 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot C_{total} = \frac{1}{Z_e \cdot \tan(\beta l)} \quad (3.27)$$

Finalmente, si aislamos la longitud de la ecuación (3.27), obtenemos la expresión de la distancia (3.28), que coincide con la presentada en [8][14].

$$l = \lambda_0 / 4 - gap = \frac{1}{\beta} \cdot \arctan \left(\frac{1}{Z_e \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot C_{total}} \right) \quad (3.28)$$

Donde se deduce que la longitud depende de la frecuencia, de la impedancia característica del resonador, de la constante de propagación y de las capacidades que modelan los efectos de desbordamiento de campo y distancias hasta el strip superior. Por otro lado, la longitud también se puede expresar directamente en función de la frecuencia central (λ_0) y de la distancia gap entre el strip superior y el circuito abierto.

A priori, podemos calcular tanto la impedancia del resonador como la frecuencia central y la constante de propagación. Sin embargo, como veremos más adelante, la capacidad total depende de la distancia gap . Por lo tanto, la distancia gap y, consecuentemente, la distancia l , dependen de una función de sí mismos.

Una posible forma de resolver ésta ecuación es mediante un proceso iterativo. Conociendo la frecuencia y la impedancia del resonador, escogemos un valor de distancia gap o de longitud l y miramos si se cumple la igualdad expuesta en la ecuación (3.28). Repetiremos este proceso hasta cumplir la igualdad variando el valor de la distancia gap o de la distancia l en función del valor obtenido.

La ecuación (3.28) planteadas será válida para todos los resonadores internos, ya que pese a que su posición se vaya alternando del strip inferior y al superior para cada resonador adyacente, ambos planos tienen un potencial nulo.

3.5.2 Resonadores externos

En el caso de tratar resonadores externos, tendremos el factor añadido de la conexión del resonador en cuestión al exterior.

Para realizar el análisis del resonador externo utilizaremos el mismo convenio aplicado para los resonadores internos. Consideraremos que el strip inferior es el punto donde $z = 0$, mientras que el extremo del resonador acabado en circuito abierto será $z = l$.

En la Figura 3.17 se muestra el esquema del resonador lateral izquierdo teniendo en cuenta el conector y las capacidades que modelan los diferentes comportamientos del campo eléctrico.

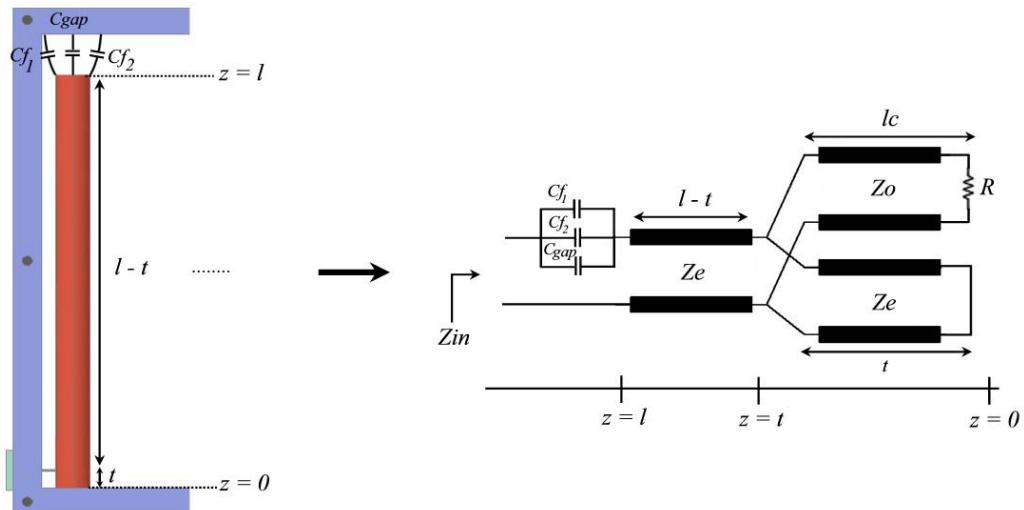


Figura 3.17: Resonador exterior con conector e inclusión de las capacidades

El circuito equivalente que se observa desde el strip superior aplicando el modelo de líneas de transmisión será entonces tres capacidades en paralelo conectadas en serie con una línea de longitud igual a $(l - t)$ e impedancia Z_e . Asimismo, esta línea estará en paralelo con el conector y con una línea de longitud t e impedancia Z_e acabada en cortocircuito (strip inferior).

El conector actuará como una línea de transmisión de impedancia característica Z_0 y longitud l_C , situada a una distancia desde $z = 0$ igual al *tap point*. Si consideramos que la línea está adaptada, ésta longitud l_C no será trascendente, ya que sin presencia de reflexiones la impedancia en cualquier punto será igual a la impedancia característica. Consecuentemente, podemos representar el conector como una impedancia de valor igual a Z_0 situada a la distancia *tap point* t siempre que consideremos que está cargado con una impedancia de carga R igual a Z_0 .

De esta forma, el circuito se puede replantear mediante las impedancias equivalentes de cada línea de transmisión tal y como se muestra en la Figura 3.18.

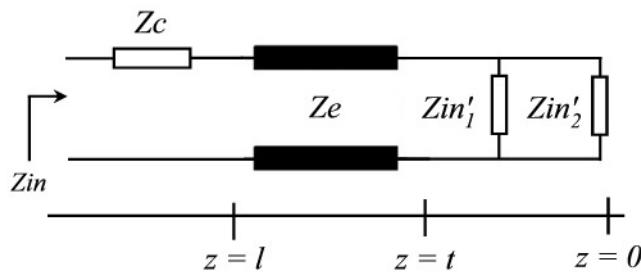


Figura 3.18: Circuito equivalente simplificado de un resonador externo

Donde la deducción de las impedancias $Z_{in}'_1$, $Z_{in}'_2$ y Z_c se muestran en las ecuaciones (3.29), (3.30) y (3.31).

$$Z_{in}'_1 = Z_0 \quad (3.29)$$

$$Z_{in}'_2 = Z_e \cdot \frac{Z_L + Z_e \cdot j \cdot \tan(\beta \cdot t)}{Z_e + Z_L \cdot j \cdot \tan(\beta \cdot t)} \Big|_{Z_L=0} = j \cdot Z_e \cdot \tan(\beta \cdot t) \quad (3.30)$$

$$Z_c = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot (C_{gap} + C_{f1} + C_{f2})} = -j \frac{1}{\omega \cdot C_{total}} \quad (3.31)$$

En el caso de $Z_{in}'_2$ se ha considerado $Z_L = 0 \Omega$ ya que está expuesto a cortocircuito mediante el strip inferior.

La impedancia que vemos desde el extremo del resonador será el paralelo de $Z_{in}'_1$ y $Z_{in}'_2$ desplazados una longitud $(l - t)$. Siendo el paralelo de éstos Z_L , expresado matemáticamente en la ecuación (3.32), la impedancia de entrada se puede definir como se muestra en la ecuación (3.33).

$$Z_L = \frac{Z_e \cdot j \cdot \tan(\beta \cdot t) \cdot Z_0}{Z_e \cdot j \cdot \tan(\beta \cdot t) + Z_0} \quad (3.32)$$

$$Z_{in}' = Z_e \cdot \frac{Z_L + Z_e \cdot j \cdot \tan(\beta \cdot (l - t))}{Z_e + Z_L \cdot j \cdot \tan(\beta \cdot (l - t))} \quad (3.33)$$

Finalmente la impedancia de entrada Zin que vemos considerando las capacidades se muestra en la ecuación (3.34).

$$Zin = Zin' - j \cdot \frac{1}{\omega_0 \cdot Ctotal} \quad (3.34)$$

De manera análoga al caso de resonadores interiores, se transmitirá la máxima potencia cuando estemos en resonancia. Es decir, cuando la parte imaginaria de la impedancia de entrada sea nula. Sin embargo, en este caso no tratamos con una impedancia imaginaria pura, por lo que previamente habremos de desglosar Zin' en parte imaginaria y parte real. El resultado que se obtiene al aislar éste no es intuitivo y conlleva varios pasos previos de análisis. En la ecuación (3.35) se muestran los pasos más significativos, mostrando en la ecuación final la parte imaginaria y real de la impedancia Zin' por separado.

$$\begin{aligned} Zin' &= Z_e \cdot \frac{Z_L + Z_e \cdot j \cdot \tan(\beta \cdot (l-t))}{Z_e + Z_L \cdot j \cdot \tan(\beta \cdot (l-t))} \rightarrow \\ Zin' &= Z_e \cdot \frac{Ze \cdot Zo \cdot \tan(\beta \cdot t) \cdot \tan(\beta \cdot (l-t)) + j \cdot Zo \cdot (\tan(\beta \cdot t) + \tan(\beta \cdot (l-t)))}{Zo \cdot (1 - \tan(\beta \cdot t) \cdot \tan(\beta \cdot (l-t))) + j \cdot Ze \cdot \tan(\beta \cdot t)} \\ \Re[Zin'] &= Z_e \cdot \frac{Ze \cdot Zo \cdot \tan(\beta \cdot t) \cdot [\tan(\beta \cdot t) + \tan(\beta \cdot (l-t))] \cdot [\tan(\beta \cdot t) \cdot \tan(\beta \cdot (l-t))]}{Zo^2 \cdot [1 - \tan(\beta \cdot t) \cdot \tan(\beta \cdot (l-t))]^2 + [Ze \cdot \tan(\beta \cdot t)]^2} \\ \text{Im}[Zin'] &= Z_e \cdot \frac{Zo^2 \cdot (\tan(\beta \cdot t) + \tan(\beta \cdot (l-t))) \cdot (1 - \tan(\beta \cdot t) \cdot \tan(\beta \cdot (l-t))) + Ze^2 \tan(\beta \cdot t)^2 \cdot \tan(\beta \cdot (l-t))}{Zo^2 \cdot [1 - \tan(\beta \cdot t) \cdot \tan(\beta \cdot (l-t))]^2 + [Ze \cdot \tan(\beta \cdot t)]^2} \end{aligned} \quad (3.35)$$

Llegados a este punto, podemos proseguir con un razonamiento análogo al caso de los resonadores internos. Es decir, forzaremos que la parte imaginaria de la impedancia de entrada sea nula y buscaremos la longitud que cumple la condición. Éste procedimiento se muestra en la ecuación (3.36).

$$\text{Im}[Zin'] - \frac{1}{\omega_0 \cdot Ctotal} = 0 \rightarrow 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot Ctotal = \frac{1}{\text{Im}[Zin']} \quad (3.36)$$

Sin embargo, a diferencia del caso mostrado para resonadores internos, no podemos aislar el valor de la longitud de una manera trivial. Aún así, el procedimiento a seguir será análogo. Probaremos de forma iterativa valores de longitud o de *gap* hasta encontrar el valor que cumpla la ecuación (3.36) de forma exacta.

La ecuación (3.36) presentada será válida para los dos resonadores laterales. Además, sólo será necesario efectuar los cálculos una vez ya que ambos están ubicados a una misma distancia *tap point* y consecuentemente una misma longitud.

Pese a que la ecuación (3.36) no se encuentre en la bibliografía existente, si comparamos numéricamente ésta ecuación dando diferentes valores con las existentes en códigos implementados para el diseño de filtros interdigitales se puede corroborar su correcto funcionamiento. En nuestro caso, hemos comparado éstos valores con los obtenidos con el simulador implementado en ensamblador presentado por [15].

3.5.3 Cálculo de capacidades

En este apartado mostraremos diferentes modos de calcular las capacidades que modelan los comportamientos del campo eléctrico. Sin embargo, la obtención del modelado de estas capacidades no es única por lo que las ecuaciones aquí presentadas pueden diferir con las presentadas en la bibliografía existente. Comenzaremos deduciendo el valor de la capacidad *gap* y a continuación obtendremos un cálculo aproximado de las capacidades *fringe*.

3.5.3.1 Capacidad *gap*

La capacidad *gap* modela la interactividad en términos de campo debido al espaciado entre el strip superior y el extremo del resonador. El valor de la capacidad C_{gap} se puede deducir partiendo de la ecuación básica que rige a un condensador de placas paralelas, mostrada en la ecuación (3.37).

$$C = \epsilon \frac{Area}{D} \quad (3.37)$$

Donde ϵ es la permitividad, D es la distancia entre placas paralelas y el área es la referente a la que forman las placas. En el caso específico de filtros interdigitales, el dieléctrico al que está expuesto la estructura es aire, por lo que ϵ será igual a 8.85 pF/m. La distancia entre placas será la distancia entre el extremo del resonador y la tapa, es decir, la distancia *gap* que denominaremos g . En cuanto al área de las placas, éste tendrá que ser igual al área del extremo del resonador. Siendo el área de un círculo la mostrada en la ecuación (3.38), expresada tanto en términos del radio r como del diámetro d , se puede modelar la capacidad *gap* teniendo en cuenta todas estas asunciones tal y como se muestra en la ecuación (3.39).

$$Area = \pi \cdot r^2 = \frac{\pi \cdot d^2}{4} \quad (3.38)$$

$$C_{gap} = \frac{8.85 \cdot \pi \cdot d^2}{4 \cdot g} \quad (3.39)$$

Donde la capacidad está expresada en pF/m.

Éste resultado coincide con la ecuación presentada por [8]. Además, de la ecuación (3.39) se puede deducir su correcto modelado de forma intuitiva. Si el espaciado g tiende a infinito, la capacidad tenderá a 0. Este es un comportamiento predecible ya que se si separamos mucho el resonador de la tapa superior no se podrá generar ningún tipo de acoplamiento. Otro comportamiento que se puede extraer de la ecuación es que si el diámetro del resonador tiende a infinito, la capacidad tenderá también a infinito. Esto es debido a que si aumentamos mucho la superficie del resonador aumentaremos también el campo que interactúa con el strip.

3.5.3.2 Capacidad fringe

La capacidad fringe modela el desbordamiento de campo debido al final abrupto del resonador. Pese a que este desbordamiento se produce a lo largo de todo el resonador, nosotros sólo buscamos el desbordamiento que afecta a la longitud del resonador y, por lo tanto, el existente en los extremos de éste. La obtención de la capacidad varía en función del autor y de la precisión deseada.

En [7] se presenta la obtención de forma precisa de todos los efectos de desbordamiento de campo existentes en el resonador, incluyendo el desbordamiento de campo entre resonadores adyacentes y el existente entre el lateral del resonador y las paredes laterales. Estos efectos se explican y muestran gráficamente en el capítulo 3.3. Debido a la complejidad de cálculo de estas capacidades, en el artículo en cuestión también se presentan las curvas resultantes de la capacidad *fringe* en función de las dimensiones del filtro.

Aún así, al tratarse de curvas complejas, no podemos aproximarlas numéricamente de forma precisa mediante aproximaciones como las de Taylor. Además, el cálculo presentado está optimizado para el caso de tratar con resonadores rectangulares.

En [9] se puede encontrar otra metodología para obtener la capacidad *fringe* válida para cualquier tipo de resonador, ya sea cilíndrico o rectangular. El cálculo presentado parte de las gráficas obtenidas por [7], teniendo en cuenta todos los efectos de campo mencionados.

Sin embargo, seguimos teniendo la problemática de la resolución de un número elevado de ecuaciones. El mismo problema surge en [14], en cuyo caso analiza los resonadores únicamente para el caso rectangular. Por ello, pese a presentar una precisión menor, utilizaremos un método alternativo para el cálculo de la capacidad *fringe*, que además está optimizado para resonadores cilíndricos.

El método que emplearemos para obtener la capacidad *fringe* parte de [8]. En este artículo sólo se presenta el desbordamiento de campo existente en los extremos del resonador. En el trabajo presentado por [8] se muestra de forma empírica una gráfica de la capacidad *fringe* en función del diámetro normalizado por el espaciado entre strips h . Ésta gráfica se muestra en la Figura 3.19.

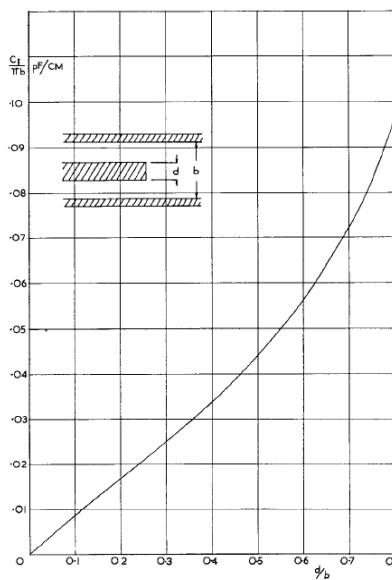


Figura 3.19: Capacidad fringe normalizada versus diámetro normalizado extraído de [8].

Como se puede observar en la Figura 3.19, la capacidad *fringe* presenta una curva en función de las dimensiones que se puede aproximar mediante Taylor. En [15] se puede encontrar un polinomio aproximado de Taylor de la Figura 3.19 que define la capacidad *fringe* para resonadores cilíndricos. Este polinomio se muestra en la ecuación (3.40).

$$C_f = h \cdot \pi \cdot \left[-4.22 \cdot 10^{-5} + 8.57397 \cdot 10^{-2} \cdot \left(\frac{d}{h} \right) + 6.7853 \cdot 10^{-3} \cdot \left(\frac{d}{h} \right)^2 - 9.092165 \cdot 10^{-2} \cdot \left(\frac{d}{h} \right)^3 + 0.169088 \cdot \left(\frac{d}{h} \right)^4 \right] \quad (3.40)$$

Donde d es el diámetro del resonador y h hace referencia al espaciado entre strips (b en la Figura 3.19). Para demostrar que el polinomio es equivalente a la gráfica mostrada en la Figura 3.19, graficamos éste mediante Matlab® en función del diámetro normalizado por el espaciado entre strips d/h . La gráfica resultante se muestra en la Figura 3.20.

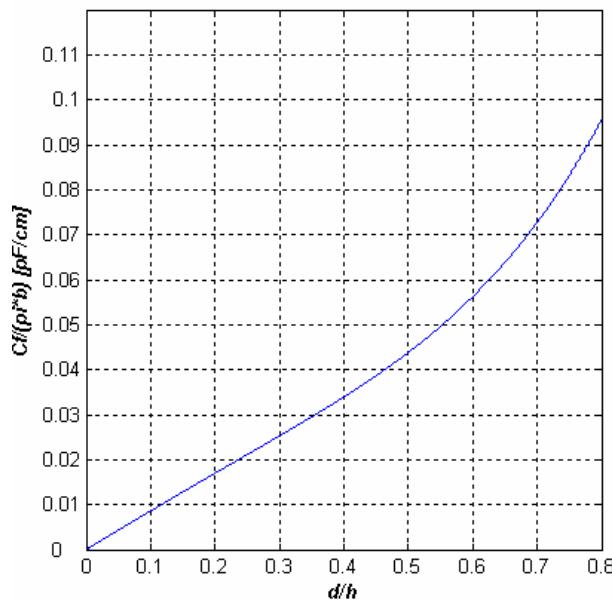


Figura 3.20: Capacidad *fringe* normalizada versus diámetro normalizado

Donde la capacidad *fringe* se ha normalizado a $h \cdot \pi$ para cumplir con la Figura 3.19. Si comparamos la Figura 3.20 con la Figura 3.19 se puede comprobar que ambas expresiones son análogas, por lo que el polinomio presentado define de forma correcta la capacidad *fringe*.

Cabe incidir que la elección del método utilizado en este trabajo para el cálculo de la capacidad *fringe* es el menos preciso. Aún así, es el único método optimizado para el caso de resonadores cilíndricos. En caso de haber utilizado resonadores rectangulares, se hubiera optado por utilizar el método presentado por [7].

4 IMPLEMENTACIÓN DE UN SIMULADOR DE FILTROS PASO BANDA INTERDIGITAL

En este capítulo se presenta un simulador de filtros implementado mediante Matlab®. La implementación de éste se ha basado en las ecuaciones presentadas a lo largo del trabajo presente y en el simulador de filtros interdigitales implementado en ensamblador y traducido a C++ mostrado en [15].

El simulador implementado será capaz de obtener la respuesta de cualquier tipo de estructura de filtro paso banda para el caso de filtros Butterworth y Chebyshev. Además, también ofrecerá toda la información necesaria de estructura para el caso particular de un filtro interdigital. El código en cuestión se muestra adjuntado en el capítulo 7.3 del anexo.

El simulador está dividido en dos grandes bloques independientes bien diferenciados, el código de interfaz y el código de obtención de datos. El primero será el que permitirá insertar y mostrar los datos de entrada y de salida de forma interactiva, mientras que el segundo será el código encargado de calcular todos los parámetros del filtro.

4.1 Código de interfaz

La interfaz gráfica se ha implementado mediante el aplicativo *GUIDE* (Graphic User Interface Design Environment) que permite crear un entorno gráfico de manera visual mediante botones, texto estático y gráficas. Éste aplicativo crea una interfaz gráfica en un archivo **.fig* generando al mismo tiempo un script (**.m*) con el mismo nombre con toda la información referente a la interfaz.

Llegados a éste punto, podemos ir añadiendo botones o diferentes funciones en la interfaz **.fig* de manera visual y programar en lenguaje de código Matlab® en el script **.m* las tareas que deberán realizar éstos.

Como ya se ha mencionado, el código de obtención de datos es totalmente independiente al código de interfaz. Esto es debido a que la interfaz gráfica utiliza el código de obtención de datos sólo para cargar los resultados numéricos del filtro. Pese a que pudiera haber sido posible, por motivos de claridad el código de interfaz en sí no realiza ningún cálculo referente a los parámetros del filtro.

En el simulador implementado existen tres interfaces gráficas de usuario, siendo éstas la de *inicio*, *gráfica* y *resultados*.

La interfaz *inicio* se muestra en la Figura 4.1. Este entorno permite al usuario insertar las especificaciones frecuenciales para todo tipo de filtro paso banda. Asimismo, en el recuadro derecho permite insertar las especificaciones de estructura para el caso concreto de filtros interdigitales. Los datos de entrada se pueden insertar en milímetros o pulgadas en función del estado de la casilla pertinente. El programa considerará que se trata un filtro Butterworth si la casilla de rizado tiene valor 0 dB. En caso contrario, considerará que se trata un filtro Chebyshev.

Una vez insertados todos los datos de entrada y ejecutado el botón “EJECUTAR”, si todos los datos insertados son correctos, se ejecutará el código de obtención de datos. Finalmente, se abrirán dos nuevas ventanas, siendo éstas las interfaces *gráfica* y *resultados*.

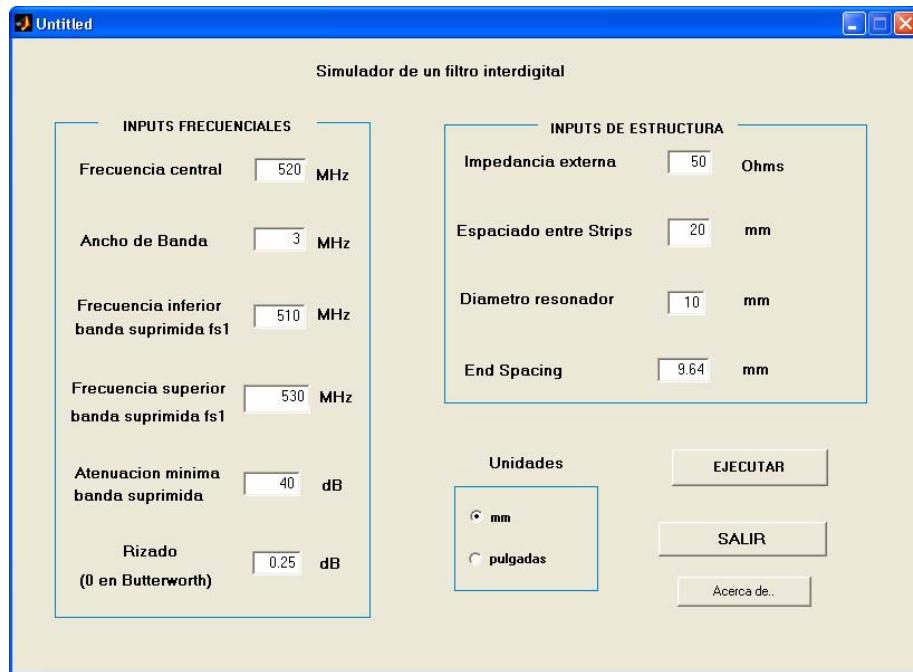


Figura 4.1: Interfaz gráfica “*inicio*”

En la Figura 4.2 se muestra la interfaz *gráfica*. Ésta interfaz muestra los parámetros que definen el filtro paso banda independientemente de la estructura. Los parámetros que incluye el programa son el tipo de filtro, orden, frecuencias de corte, anchos de banda y atenuaciones. También muestra de forma tabulada los coeficientes del filtro g_k . En la parte derecha de la interfaz se incluye una gráfica. En esta gráfica el usuario podrá escoger ver tanto la respuesta como la atenuación del filtro. De la misma manera, el usuario podrá definir el eje frecuencial normalizado en radianes o desnormalizado en MHz.

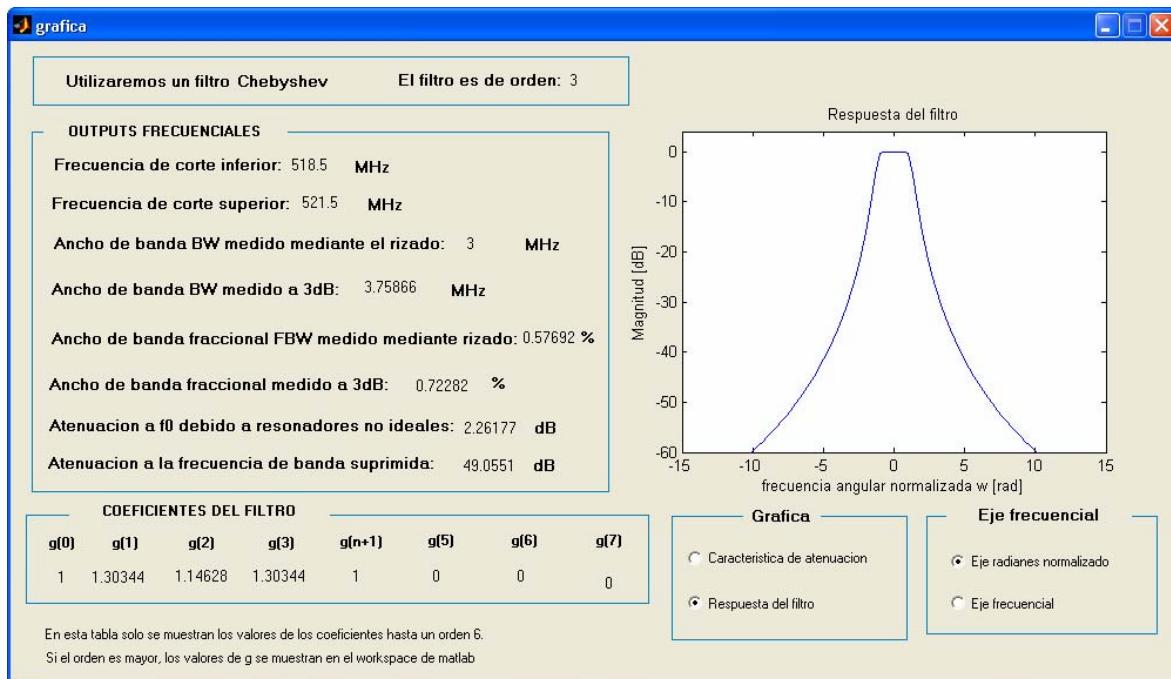


Figura 4.2: Interfaz gráfica “gráfica”

En la Figura 4.3 se muestra la interfaz *resultados*. Ésta interfaz muestra los parámetros de estructura que definen un filtro paso banda para el caso concreto de filtros interdigitales. Los valores obtenidos podrán mostrarse tanto en pulgadas como en milímetros.



Figura 4.3: Interfaz gráfica “resultados”

Los parámetros mostrados por la interfaz incluyen los factores de calidad y atenuaciones, las longitudes de los resonadores, la distancia entre la pared y el primer resonador (end plate) y las impedancias de los resonadores. También se presentan de forma tabulada la distancia desde el la pared hasta el centro del resonador el cuestión, el espaciado entre resonadores, los coeficientes de acoplamiento. Por último, se muestran las dimensiones que deberá tener la caja en la cual se situará el filtro. Cabe destacar que las dimensiones de ésta caja no incluyen el grosor de las paredes. Sin embargo, debido al efecto Skin éste parámetro no afectará a la respuesta del filtro por lo que se podrá escoger de manera arbitraria.

4.2 Código de obtención de datos

El código de obtención de datos es el código encargado de realizar todos los cálculos a partir de las especificaciones indicadas en la interfaz gráfica. Éste código parte de un módulo o script principal denominado *calculos.m* el cual va llamando a los diferentes módulos (scripts) que realizan los cálculos necesarios para la obtención de los parámetros del filtro.

El script principal se inicia llamando al módulo *inputs.m* cuya función es comprobar que los datos insertados por el usuario sean correctos. Además transforma las unidades insertadas a aquellas convenientes para trabajar con las ecuaciones del código.

Una vez los datos de entrada son comprobados, el script principal llama al módulo *filtro.m*. Éste realiza las transformaciones del filtro paso bajo prototipo a paso banda tal y como se mostró en el capítulo 2.5.1. Destacar que existen diferentes maneras de realizar ésta transformación, donde la elección óptima del método dependerá de la estructura a tratar. En el caso del simulador se ha utilizado el método óptimo para filtros interdigitales. Sin embargo, esto no quiere decir que los cálculos de la respuesta frecuencial no sean válidos para otro tipo de estructura sino que quizás no sean óptimos. Aún así, en el caso en el que éste no fuera óptimo, la diferencia del valor resultante entre el método óptimo y el utilizado sería prácticamente nula.

Una vez realizada la transformación, el script *filtro.m* llama al módulo *ordenYcoeficientes.m*, que calcula el orden y los coeficientes del filtro para la topología especificada (Chebyshev o Butterworth). Los cálculos implementados por el simulador son análogos a los expuestos en el capítulo 2.2. Calculados los coeficientes y el orden, el módulo *filtro.m* calcula la atenuación en función de la frecuencia para poder graficarla posteriormente en la interfaz gráfica.

Una vez ejecutado el script *filtro.m*, el módulo principal calcula los anchos de banda a 3 dB y en función del rizado tal y como se presentó en el capítulo 2.3.3. A continuación calcula las impedancias de los resonadores, su factor de calidad, la atenuación a la frecuencia central debida a la no idealidad de los resonadores, los coeficientes de acoplamiento, el espaciado entre resonadores y el *tap point* tal y como se expuso en los capítulos 3.2 y 3.4.

Calculados los parámetros básicos del filtro interdigital, el módulo principal llama a la función *longitudTODO.m*. Éste calcula la longitud de los resonadores internos y externos. Los pasos para obtener las longitudes se muestran en el capítulo 3.5. Para ello, previamente se han de calcular las capacidades *fringe* y *gap* y resolver la ecuación (3.28) y (3.36). Hay que tener en cuenta que las ecuaciones presentadas en (3.28) y (3.36) se habrán de calcular de forma iterativa y nunca darán una igualdad exacta con el número de iteraciones que tratamos. No obstante, si se obtendrá una igualdad correcta de forma aproximada.

El valor medio simulado de la resta de la igualdad izquierda con la derecha es de 0.000001, por lo que podemos aproximar éste valor como 0. Aproximar más ésta igualdad equivaldría a hacer uso de más iteraciones, siendo ésta una mala elección ya que con el código presentado se hace uso de aproximaciones que llegan a alcanzar unas 10.000 iteraciones. El valor del cero aproximado y el número de iteraciones utilizadas para el cálculo de las longitudes se muestran en la parte inferior de la interfaz gráfica *resultados*.

Una vez se han obtenido las longitudes de los resonadores, el módulo principal calcula las dimensiones del filtro y muestra los resultados en el *workspace* de Matlab®. Éste paso se podría obviar ya que los resultados se muestran en la interfaz gráfica. Aún así, cuando el orden del filtro es elevado (mayor que 6) mostrar todos los coeficientes, espaciados y distancias de forma tabulada no resulta cómodo. Por lo tanto, se ofrece la posibilidad de ver los resultados tanto en el *workspace* como en la interfaz gráfica.

Por último, se guardan todas las variables que contienen los parámetros del filtro en un fichero denominado *variables.mat*. Éste fichero será el utilizado por la interfaz para cargar los parámetros y mostrarlos de forma gráfica en las interfaces *resultados* y *gráfica*.

5 IMPLEMENTACIÓN DE UN FILTRO PASO BANDA INTERDIGITAL

En este capítulo se muestran las etapas necesarias para la implementación de un filtro interdigital. Como ejemplo ilustrativo, utilizaremos el filtro requerido por el sincrotrón ALBA para poder poner en práctica todas las etapas mencionadas. La implementación del filtro puede subdividirse en seis etapas, explicadas de forma somera a continuación y de forma más detallada en cada apartado.

La primera etapa consiste en la obtención de las especificaciones frecuenciales y estructurales del filtro. Esta etapa la llevaremos a cabo mediante la ejecución del simulador implementado con Matlab® presentado en el capítulo 4.

Una vez obtenemos la respuesta frecuencial y los parámetros de estructura, implementamos un plano tridimensional de la estructura mediante Autocad®. Ésta etapa, pese a no ser estrictamente necesaria, es muy útil para corroborar las dimensiones obtenidas con el simulador. Además, éste plano también se utilizará como guía para mostrar las dimensiones a una persona externa al proyecto como será el tornero.

Realizado el plano, surge la posibilidad de simular el filtro mediante un simulador electromagnético para corroborar el correcto funcionamiento del filtro. De nuevo, pese a que esta etapa es opcional, es altamente recomendable ya que la etapa posterior a ésta requiere una inserción de capital.

Una vez nos hemos cerciorado del correcto funcionamiento de nuestro filtro, enviamos los planos obtenidos a un tornero para que diseñe la caja y los resonadores cilíndricos tal y como especificamos.

Con las piezas realizadas por el tornero, implementamos el filtro utilizando como guía los planos obtenidos. En ésta etapa también hay que considerar las posibles correcciones a tomar consideradas en la etapa de simulación electromagnética.

Por último, implementado el filtro, sólo falta realizar la etapa de sintonización fina o *tuning*, que consistirá en ir variando unos tornillos insertados para éste propósito hasta obtener la respuesta del filtro deseada.

5.1 Etapa de diseño

En el diseño del filtro existen dos fases bien diferenciadas que se pueden estudiar de manera independiente. La primera, explicada en el capítulo 5.1.1, consiste en evaluar la respuesta frecuencial del filtro en función de las especificaciones en frecuencia dadas. Ésta etapa es totalmente independientemente de la estructura del filtro a utilizar.

La segunda fase, explicada en el capítulo 5.1.2, consiste en evaluar las dimensiones y estructura del filtro partiendo de las especificaciones frecuenciales estudiadas en la primera fase.

5.1.1 Especificaciones frecuenciales

El filtro paso banda demandado a implementar presenta las siguientes especificaciones frecuenciales:

- **Frecuencia central a 520 MHz:** La frecuencia de trabajo es considerablemente pequeña en términos de microondas. Esto nos determinará unas dimensiones del filtro grandes.
- **Ancho de banda situado entre los 3 MHz y los 5 MHz:** El ancho de banda relativo es muy pequeño, por lo que trataremos un filtro de banda estrecha. Para la elección de éste parámetro hay que tener en cuenta el compromiso existente entre un ancho de banda grande o pequeño. En el caso de tratar un ancho de banda pequeño, un pequeño desplazamiento frecuencial ocurrido en la fase de implementación conllevará una gran atenuación a la frecuencia central ya que nos estaremos situando en la banda de rechazo. Sin embargo, al tratar un ancho de banda elevado la atenuación existente a la frecuencia para banda especificada será menor con respecto a la que presenta un ancho de banda pequeño.
- **Atenuación de 40 dB a una frecuencia de 530 MHz:** La atenuación especificada es de vital importancia debido a la necesidad de eliminar un espurio existente a esa frecuencia.

A la hora de escoger las especificaciones del filtro, las dos variables más importantes a tener en cuenta son la atenuación a la frecuencia deseada y la atenuación en la banda de paso. En la Tabla 5.1 se muestran diferentes combinaciones que nos permiten satisfacer las especificaciones dadas del filtro, simuladas mediante el programa Matlab®. Podemos variar el tipo de filtro (Chebyshev o Butterworth), el rizado en la banda de paso (en el caso de un filtro Chebyshev) y el ancho de banda. Dadas éstas entradas, obtendremos un orden y atenuación dados por las mismas. La tabla está ordenada en función de la atenuación a la frecuencia deseada, donde el máximo se encuentra en la primera fila y el mínimo en la última.

<i>Tipo de filtro</i>	<i>BW</i>	<i>Rizado</i>	<i>Orden</i>	<i>Atenuación a f0</i>	<i>Atenuación a la frecuencia especificada</i>
Chebyshev	5 MHz	0.5 dB	4	2.20 dB	56.53 dB
Chebyshev	3 MHz	1 dB	3	3.04 dB	55.46 dB
Chebyshev	5 MHz	0.25 dB	4	2.01 dB	53.39 dB
Chebyshev	3 MHz	0.5 dB	3	2.58 dB	52.19 dB
Butterworth	3 MHz	-----	3	2.41 dB	49.43 dB
Chebyshev	3 MHz	0.25 dB	3	2.26 dB	49.06 dB
Butterworth	5 MHz	-----	3	1.89 dB	48.16 dB
Chebyshev	4 MHz	1 dB	3	2.28 dB	47.85 dB
Chebyshev	4 MHz	0.5 dB	3	1.94 dB	44.58 dB
Butterworth	4 MHz	-----	3	1.81 dB	41.94 dB
Chebyshev	5 MHz	1 dB	3	1.82 dB	41.88 dB
Chebyshev	4 MHz	0.25 dB	3	1.70 dB	41.44 dB

Tabla 5.1: Tabla comparativa de filtros

Como se puede observar en la Tabla 5.1, el tipo de filtro que responde con una atenuación prácticamente de 40 dB (41.44 dB) es un tipo Chebyshev con rizado 0.25 dB y ancho de banda de 4 MHz. Además, éste ofrece la mínima atenuación en la banda de paso respecto a los demás casos simulados. Sin embargo, a la práctica no es útil escoger ésta combinación ya que nos arriesgamos a no obtener la atenuación deseada debido a posibles errores de implementación o condiciones físicas no consideradas en el simulador. Por lo tanto, para asegurar una atenuación aceptable en la banda especificada, buscamos una atenuación alrededor de los 50 dB.

En la tabla vemos que las combinaciones que ofrecen una atenuación mínima en la banda de paso con una atenuación entorno a los 50 dB son tanto el filtro Chebyshev con un ancho de banda de 3 MHz y rizado en la banda de paso de 0.25 dB como el filtro Butterworth con las mismas características pero con rizado nulo. Entre ambos casos, nos declinamos por el filtro Chebyshev debido a que es el que presenta la atenuación más baja a la frecuencia central. Por lo tanto, éstas serán las especificaciones de entrada que utilizaremos para implementar el filtro.

Una vez conocidas las especificaciones frecuenciales, podemos obtener la respuesta del filtro mediante la resolución de las ecuaciones planteadas en el capítulo 0 o haciendo uso del simulador implementado mediante Matlab® mostrado en el capítulo 0. Debido a que ambos casos darán lugar a un mismo resultado, hacemos uso del simulador ya que éste será más directo.

En la Figura 5.1 se muestran las especificaciones del filtro introducidas en el programa implementado mediante Matlab®. En la Figura 5.2 se muestra los valores obtenidos mediante el simulador para este caso en concreto.

Destacar que pese a no conocer aún el espaciado entre la pared y el primer resonador, podemos insertar como valor un número arbitrario ya que éste no afectará a la simulación de la respuesta frecuencial.

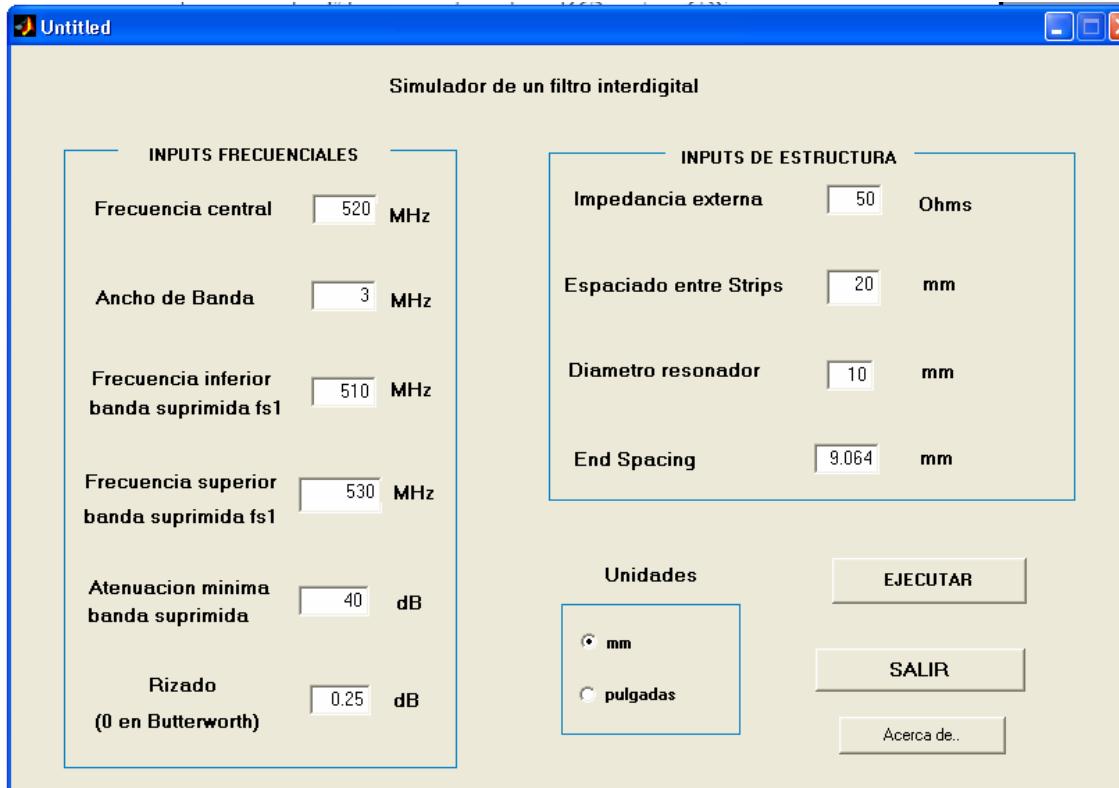


Figura 5.1: Interfaz de entrada del simulador implementado mediante Matlab®

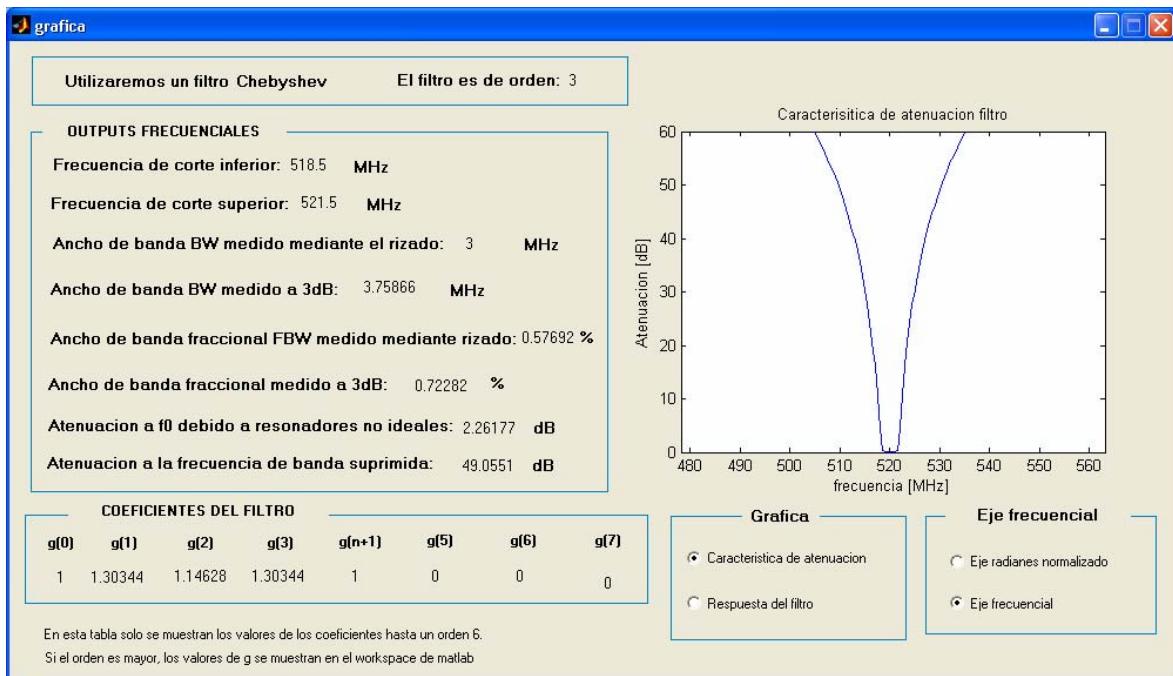


Figura 5.2: Respuesta frecuencial del filtro a tratar

Por lo tanto, estos datos obtenidos serán los que utilizaremos para obtener las especificaciones de estructura.

5.1.2 Especificaciones de estructura

Una vez hemos escogido las especificaciones frecuenciales del filtro, es necesario estudiar las especificaciones de estructura que permitirán cumplir ésta respuesta frecuencial para el caso concreto de una estructura interdigital.

En el caso aquí tratado, se parte de una caja rectangular de latón de altura o espaciado entre strips H de 20 mm y con un diámetro de los resonadores D de 10 mm. Tal y como se estudió en el capítulo 3, es necesario conocer la distancia entre el extremo de la pared y el centro del primer/último resonador E para poder solucionar el conjunto de ecuaciones que definen la estructura total del filtro interdigital. Ésta distancia E o *End Spacing* tendrá que coincidir con la longitud del conector que une la pared con el resonador. En consecuencia, el espaciado E irá en función del tipo de conector que se utilice.

En este proyecto se utilizará un conector SMA de la marca AEP (*Applied Engineering Products*). Sus dimensiones no son muy grandes, lo que permite asegurarnos que la base de latón aguantará el peso del filtro. Las dimensiones y estructura de éste conector se muestran en la Figura 5.3, extraída de [16].

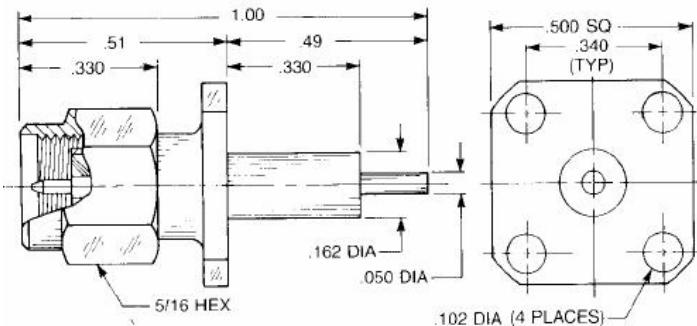


Figura 5.3: Conector SMA extraído de [16]

Tal y como se puede observar en la Figura 5.3, el conector está aislado mediante un dieléctrico de diámetro igual a 0.162 pulgadas (4.1148 mm) y longitud 0.33 pulgadas (8.382 mm). Ésta longitud del dieléctrico coincidirá con el grosor de las paredes de la caja en la cual se ubicará nuestro filtro.

La longitud del conector sin dieléctrico es de 0.16 pulgadas (4.064 mm). Éste valor será la distancia entre la pared hasta el extremo del resonador. Si a ésta longitud le sumamos el radio del resonador, obtendremos la distancia desde la pared hasta el centro del resonador y consecuentemente el espaciado E . Si efectuamos este cálculo se obtiene que el espaciado E vale 9.064 mm.

Los demás valores que definen la estructura se pueden obtener tanto mediante una simulación del programa aquí presentado como mediante la aplicación de los conceptos mostrados en el capítulo 0. El resultado de la estructura para el caso de simularlo con el programa Matlab® se muestra en la Figura 5.4.

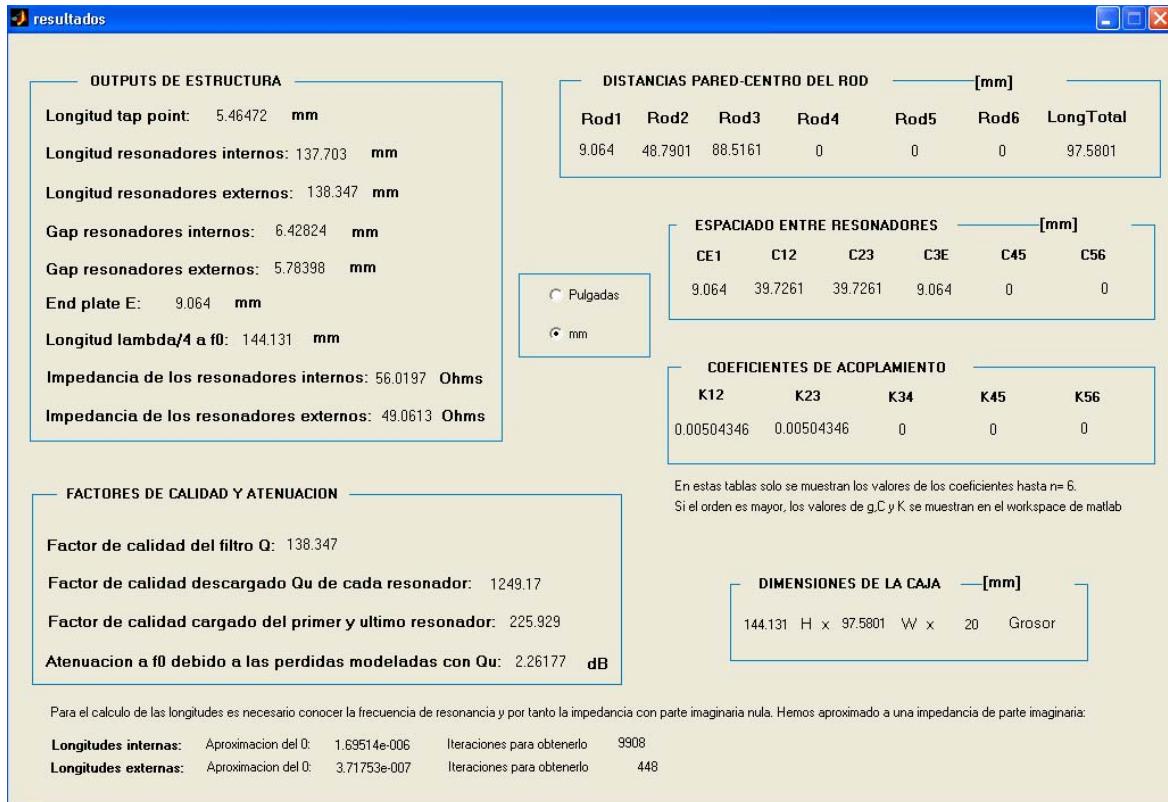


Figura 5.4: Resultados obtenidos de la estructura interdigital mediante el simulador Matlab®

Donde la longitud total del filtro, es decir, el ancho de la caja, no tiene en cuenta el grosor de las paredes. Esto es debido a que para el cálculo de éste se ha tenido en cuenta la longitud E , donde éste no incluye el grosor. De forma equivalente, el grosor y la altura de la caja no tienen en cuenta ni las tapas ni el grosor de las paredes.

5.2 Plano de la estructura

Conocidas las especificaciones frecuenciales y estructurales del filtro interdigital, sólo falta diseñar gráficamente la estructura del filtro con las acotaciones pertinentes antes de crear físicamente el filtro. Este paso será útil para comprobar que todos los parámetros de longitud son coherentes entre ellos. Además, éste plano también servirá como plano de referencia para terceros como puede ser el caso de un tornero, que será el que nos ofrecerá las piezas del filtro.

En la Figura 5.5, Figura 5.6, Figura 5.7 y Figura 5.8 se muestran las vistas del filtro especificado implementadas mediante Autocad®. Las vistas mostradas son la vista sin tapas isométrica, sudeste, superior y la vista con tapas frontal y lateral izquierda. Los valores mostrados por las acotaciones están expresados en milímetros. Las demás vistas que conforman el plano se muestran en el anexo.

Tal y como se ha mencionado anteriormente, el grosor de las paredes laterales viene determinado por el conector utilizado, siendo en nuestro caso de 8.382 mm. El grosor del resto de paredes puede definirse de forma arbitraria, siempre y cuando éstas permitan aguantar la estructura del filtro. De manera análoga, el grosor de las tapas será arbitrario siempre y cuando el peso de éstas no haga que la estructura se ovale.

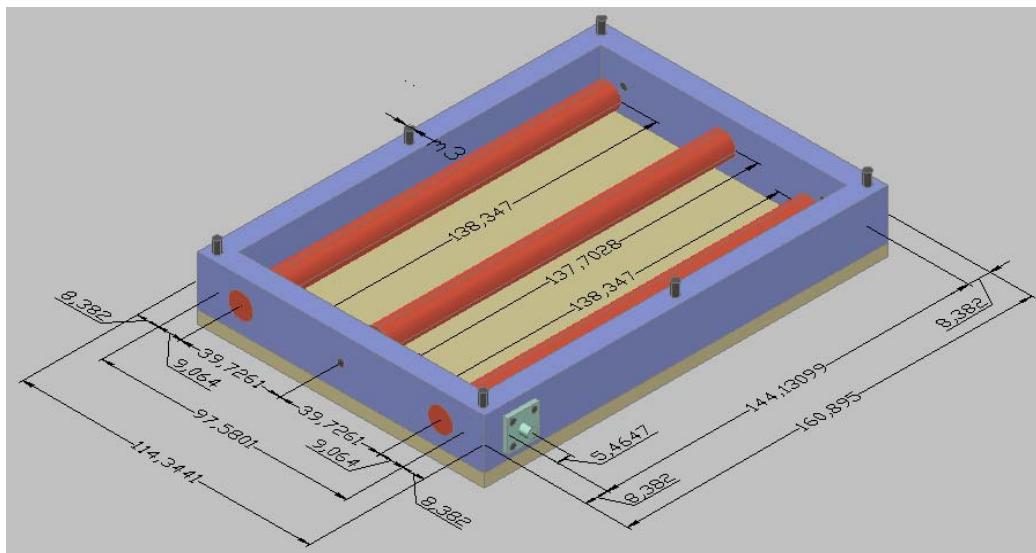


Figura 5.5: Vista isométrica sudeste del filtro interdigital paso banda especificado

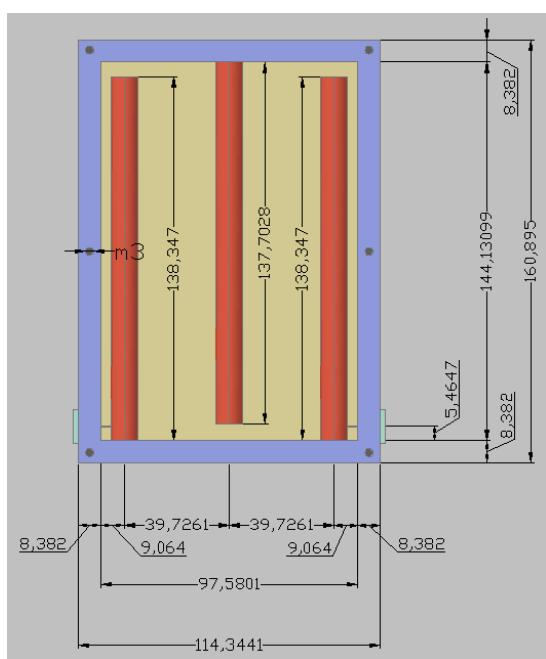


Figura 5.6: Vista superior del filtro interdigital paso banda especificado

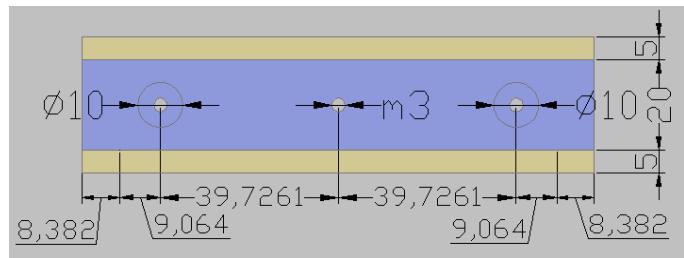


Figura 5.7: Vista frontal sin resonadores del filtro paso banda interdigital especificado

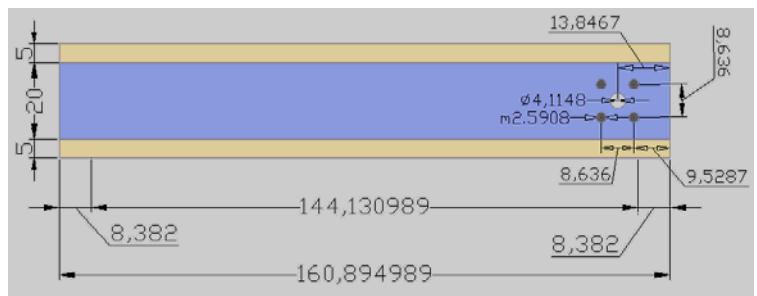


Figura 5.8: Vista lateral izquierda sin conector del filtro interdigital paso banda especificado

Observando las vistas proporcionadas, se puede observar la inclusión de tornillos de métrica 3 (m3) enfrentados delante de los resonadores. Éstos serán utilizados para la sintonización fina del filtro y serán explicados de forma detallada en el capítulo 5.4.

5.3 Simulaciones previas al diseño final

Una vez tenemos diseñado el plano del filtro, ya podemos comenzar la etapa de creación física del diseño. No obstante, como ésta etapa requiere una inclusión de capital, hemos de garantizar que los valores obtenidos en las etapas anteriores cumplirán las especificaciones.

Por ello, añadimos una etapa previa en la que analizaremos la estructura mediante un simulador electromagnético que permitirá evitar malfuncionamientos en el filtro que conllevarían a una inversión de capital adicional innecesaria. Éste análisis se efectúa mediante el denominado método de los momentos o MoM (*Method of Moments*), que consiste en discretizar la estructura a analizar dividiéndola en un número finito de celdas. Definidas las celdas, se calculan los campos electromagnéticos para cada una mediante las ecuaciones de Maxwell. La concatenación de cada celda nos permitirá obtener el campo en cualquier punto de la estructura y consecuentemente el campo a la salida debido a una excitación a la entrada. Como es obvio, el número de divisiones de celdas nos determinará la precisión de la medida resultante, aunque también el tiempo de cálculo.

Un posible simulador MoM que permite un análisis tridimensional de estructuras es el FEKO, comercializado por la compañía Comprehensive EM Solutions. Éste simulador será el utilizado para analizar nuestro filtro ya que es el único simulador MoM de análisis 3D con licencias disponibles en la universidad.

El simulador FEKO se divide en dos aplicativos, CADFEKO y POSTFEKO. El aplicativo CADFEKO es el programa utilizado para insertar las estructuras a tratar, mientras que el aplicativo POSTFEKO es el encargado de mostrar las simulaciones escogidas.

5.3.1 Definición de la estructura mediante CADFEKO

CADFEKO dispone de una interfaz gráfica que permite modelar la estructura tridimensional deseada de una forma fácil y rápida. En la Figura 5.9 se muestra el filtro interdigital a implementar, donde se le ha aplicado un corte transversal para poder ver el interior de la estructura.

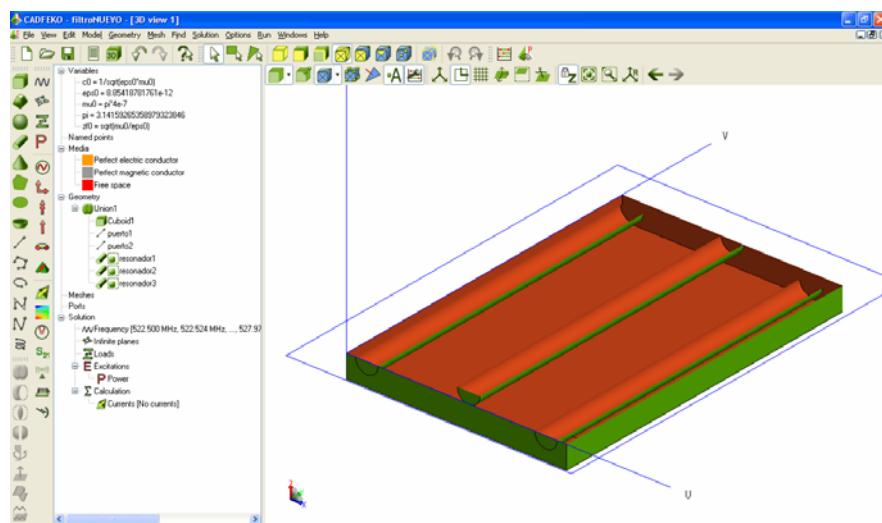


Figura 5.9: Filtro interdigital implementado mediante FEKO

Para realizar la estructura mostrada en la Figura 5.9, se ha partido de una caja rectangular hueca en espacio libre y de tres resonadores. Todos los elementos se han definido como conductores eléctricos perfectos y con dimensiones iguales a las obtenidas en la etapa de diseño.

Definidos los elementos, se han situado los resonadores laterales cortocircuitados a la pared frontal y el resonador interno cortocircuitado a la pared posterior. El extremo opuesto de los tres resonadores permanece en circuito abierto tal y como se ha deducido a lo largo de éste trabajo.

Una vez hemos diseñado nuestra estructura, debemos insertar los puertos por los cuales vamos a excitar la estructura. Inicialmente se pensó en insertar un cable coaxial que atravesara la caja y conectara el primer y último resonador. Sin embargo, se llegó a la conclusión de que se podía simplificar el problema alimentando el primer resonador directamente desde el interior de la caja mediante un hilo. Esta simplificación no alterará de forma significativa la respuesta frecuencial. Esto es debido a que tal y como muestra la Figura 5.10, el coaxial sólo atraviesa el grosor de la pared, sin alcanzar el resonador. La distancia que recorre el conector desde el extremo interior de la pared hasta el resonador se efectúa mediante un hilo.

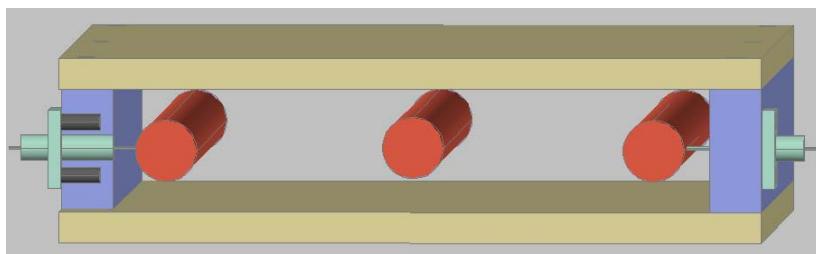


Figura 5.10: Vista filtro interdigital sin pared frontal ni trasera implementada con Autocad®

Por lo tanto, en el simulador representaremos los puertos de entrada y de salida únicamente mediante hilos. Esto también permite alimentar ambos puertos con fuentes de tensión en vez de tener que considerar excitaciones de ondas planas como es el caso de un cable coaxial. Además, se ha de cumplir que el punto en el que esté situado éste hilo respecto el frontal de la caja sea el valor de *tap point* obtenido en la etapa de diseño. De no ser así, nuestro filtro no estará adaptado al resto de etapas del circuito. Al mismo tiempo, la longitud del hilo debe de ser igual a la distancia entre la pared interior y el resonador, tocando ambos extremos para poder asegurar una conexión entre ambos.

Una vez implementada la estructura, es necesario unir todos los elementos y puertos definidos como un único bloque mediante la función *union parts*. Éste paso es esencial para asegurar que los resonadores se cortocircuiteen con la caja y asegurar también una continuidad de campo entre el puerto y los resonadores.

Por último, definidos los parámetros a obtener, debemos asignar la discretización o mallado de nuestra estructura. Para la elección de ésta hay que tener en cuenta el compromiso mencionado de precisión y tiempo de cálculo.

A la hora de escoger el mallado óptimo, se ha de considerar que utilizar resonadores cilíndricos va a conllevar a necesitar mallados altos para simular ésta geometría de forma exacta. Tomando el caso extremo, un mallado muy pequeño analizará en realidad rectángulos. A medida que vayamos aumentando el mallado, pasaremos a simular pentágonos, hexágonos y así sucesivamente hasta aproximarnos cada vez más al cilindro real. Éste concepto se muestra gráficamente en la Figura 5.11, donde se compara un mallado de 25 (muy grande) respecto a un mallado de 4 (muy preciso).

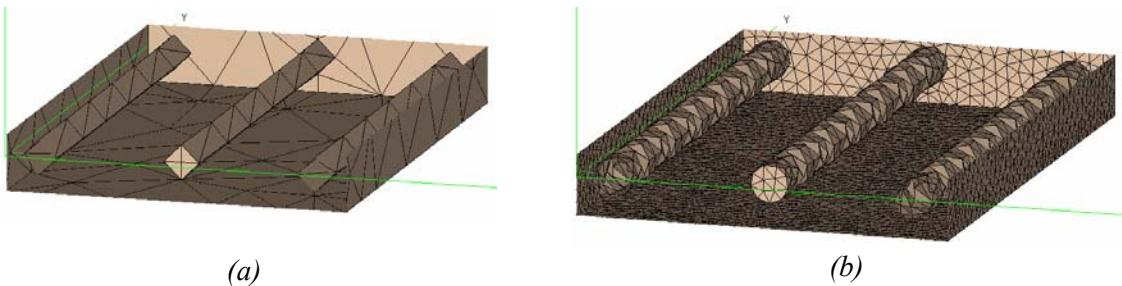


Figura 5.11: Comparación de estructura con mallado pequeño y grande

Como se puede observar, en la Figura 5.11 (a) el mallado es tan grande que considera el cilindro como un rectángulo. Por contra, en la Figura 5.11 (b) el simulador analiza los resonadores prácticamente como cilindros. En el apartado 5.3.2 se volverá a hacer referencia al mallado considerando su efecto desde el punto de vista de la respuesta del filtro.

Una vez hemos implementado la estructura, debemos definir qué tipo de simulación queremos obtener, el barrido frecuencial que queremos utilizar en la simulación y el tipo de excitación con la que vamos a alimentar los puertos.

De todas las simulaciones existentes en el programa, sólo son de interés para nuestro dispositivo las simulaciones de los parámetros [S]. Para ello, asignamos a los puertos una excitación en tensión alterna de 10 V, donde el valor de tensión de 10 V se ha escogido de manera arbitraria. Debido a la estructura de nuestro dispositivo, no es necesario realizar una simulación de campo lejano ya que sabemos de antemano por el efecto Skin que el campo existente en el exterior de la estructura confinada será nulo. Por el contrario, sí puede ser interesante aunque no estrictamente necesario realizar una simulación de los campos cercanos para corroborar la existencia de los acoplamientos de campo existentes entre resonadores alrededor de la frecuencia central.

Respecto al barrido frecuencial, el simulador nos permite barrer una única frecuencia, hacer un barrido continuo interpolado o realizar un barrido discreto con puntos espaciados de forma lineal o logarítmica. Debido a los intereses del trabajo, escogemos el barrido discreto con puntos espaciados de forma lineal. La elección se basa en la necesidad de ver en la respuesta frecuencial los tres picos alrededor de la frecuencia central debidos a la existencia de los tres resonadores. En el caso de haber escogido un barrido interpolado, la simulación tardaría menos pero se saltaría éstos picos, obteniendo una respuesta en la banda de paso prácticamente sin rizado. Además, como los anchos de banda de cada uno de estos picos son muy estrechos, necesitamos discretizar con un número elevado de muestras frecuenciales.

Cabe destacar que si comparamos la estructura diseñada con FEKO mostrada en la Figura 5.9 con la obtenida con Autocad®, aparece como principal diferencia el grosor de la caja. En este caso hemos asignado un grosor nulo. Sin embargo, realizar ésta simplificación no va a conllevar grandes diferencias en la respuesta. Esto es debido a que en el simulador FEKO estamos considerando un conductor perfecto, por lo que el campo se atenuará totalmente en presencia de un conductor con grosor nulo. En el caso real, trataremos un buen conductor, pero por contra el grosor será del orden de 8 mm, por lo que obtendremos los mismos resultados. Para sustentar esta suposición hacemos uso de la profundidad Skin, que indica cuándo la amplitud de campo ha decaído un 36.8%. Ésta viene definida por la ecuación (5.1), extraída de [5].

$$\delta_s = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu \cdot \sigma}} \quad (5.1)$$

Donde μ es la permeabilidad magnética, σ es la conductividad y ω la frecuencia angular a analizar. Si analizamos el caso tratado en el programa FEKO, es decir, un conductor perfecto, la conductividad σ será infinita. Consecuentemente, se obtiene que con un grosor nulo atenuamos todo el campo tal y como habíamos predicho.

Si analizamos la profundidad skin para un caso no ideal de un buen conductor, la conductividad será grande pero sin tender a infinito, por lo que la distancia en la que se atenúa el campo será pequeña pero no nula. Tomando como ejemplo el cobre, donde se conoce que $\mu = 1.2566290 \cdot 10^{-6}$ N/A² y $\sigma = 5.813 \cdot 10^7$ S/m, obtenemos una $\delta_S = 2.89 \mu\text{m}$ para una frecuencia de 520 MHz. Por lo tanto, con un grosor igual a 2.89 μm ya habremos atenuado más de una cuarta parte del campo a la frecuencia central. Este hecho permite afirmar con total seguridad que un grosor de 8 mm para un buen conductor tendrá el mismo efecto que un grosor nulo definido para un conductor perfecto como es el caso a simular.

5.3.2 Obtención de la respuesta del filtro mediante POSTFEKO

POSTFEKO es el aplicativo encargado de procesar y graficar la simulación iniciada por el aplicativo CADFEKO. Éste parte de la estructura, discretización frecuencial y mallado definido en el primer aplicativo, donde la elección de estos valores afectará de forma directa a la respuesta obtenida.

Por ello, primero se expondrán las consideraciones previas que hay que tener en cuenta para escoger los valores óptimos de mallado y muestreo. Una vez se conocen los efectos que éstos producen, se presenta una simulación del filtro a implementar con los valores de mallado y muestreo considerados óptimos. Asimismo, se efectúan los cambios considerados pertinentes para obtener una respuesta del filtro correcta. Por último, también se muestran unas simulaciones que permiten ver la intensidad de campo en la estructura en función de la frecuencia y del tiempo.

5.3.2.1 Consideraciones previas a la simulación

Como ya se ha mencionado, el mallado nos determinará la precisión de la respuesta. En concreto, en el caso particular de nuestra estructura, se ha demostrado de forma experimental que el aumento del mallado conlleva a desplazar la frecuencia central del filtro sin alterar excesivamente la forma de la respuesta. También se ha demostrado que la magnitud del rizado en la banda de paso varía de forma considerable en función del mallado. Estos fenómenos se muestran de forma gráfica en la *Figura 5.12* y la *Figura 5.13*, donde se comparan los resultados de un mallado de 17 y de 6.1 respectivamente, donde en ambos casos se ha utilizado aproximadamente un mismo número de muestras. Las líneas azules representan el parámetro de transmisión $|S_{21}|$ mientras que las líneas rojas representan el parámetro $|S_{11}|$.

Tal y como se puede apreciar, la principal diferencia entre la *Figura 5.12* y la *Figura 5.13* es un desplazamiento frecuencial del orden de 3 MHz. Además, también se observa un cambio brusco en las magnitudes de los rizados en la banda de paso. Se ha demostrado experimentalmente que el desplazamiento frecuencial producido por diferentes valores de mallado dentro de un margen aceptable nunca suele ser mayor de unos 3 o 4 MHz. De ésta forma, prescindiendo del valor en magnitud del rizado, somos capaces de realizar simulaciones rápidas sabiendo de antemano que no alcanzaremos un margen de error de la frecuencia central superior a los 4 MHz.

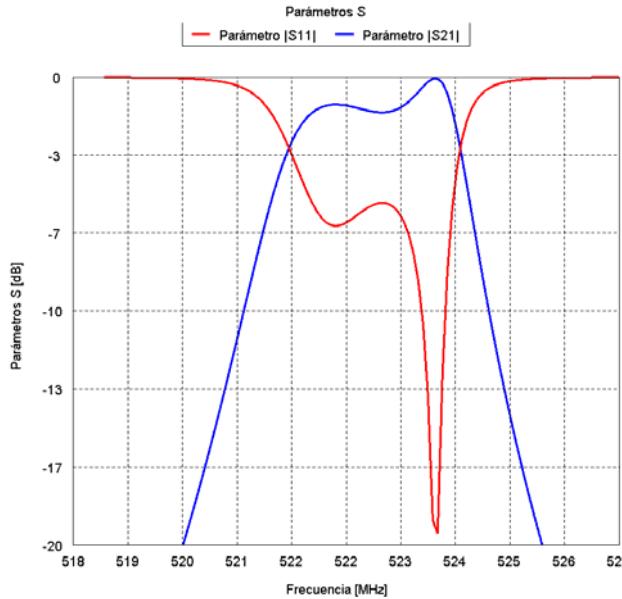


Figura 5.12: Respuesta del filtro para mallado 17 con 120 muestras

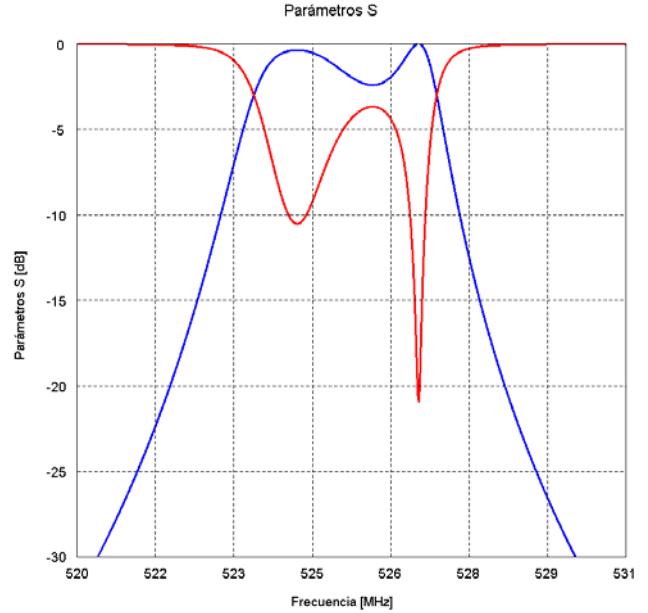


Figura 5.13: Respuesta del filtro para mallado 6.1 con 350 muestras

Otro factor característico que afectará de forma considerable la precisión de la respuesta es la discretización frecuencial. Este efecto se muestra gráficamente en la *Figura 5.14* y *Figura 5.15*, donde se comparan dos respuestas de un mismo mallado con discretizaciones bajas y altas respectivamente.

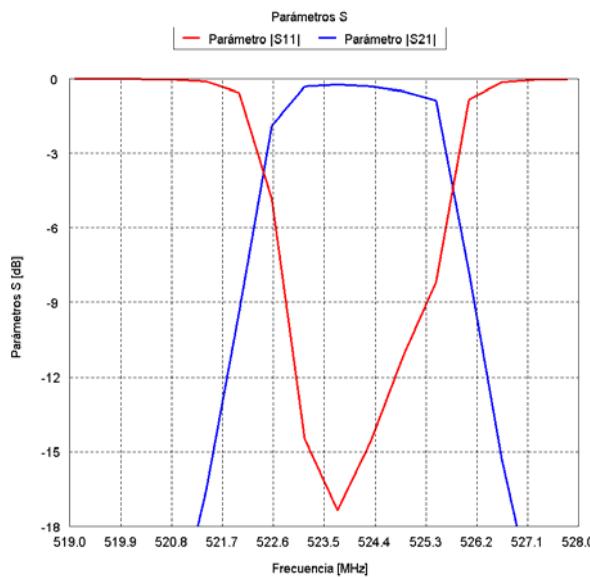


Figura 5.14: Respuesta del filtro para una discretización de 120 muestras

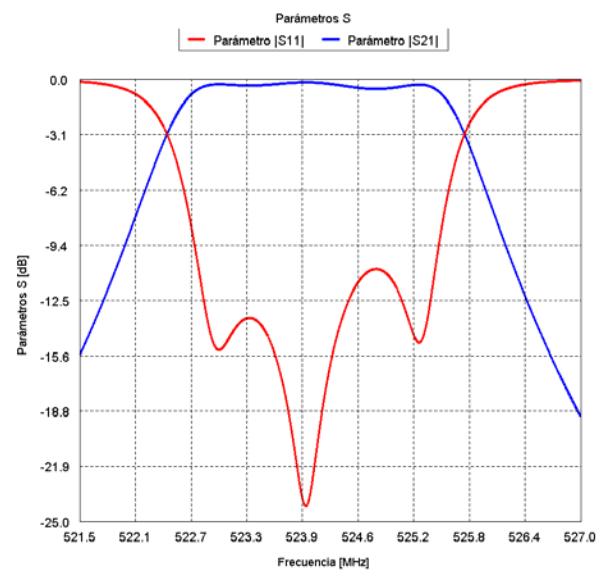


Figura 5.15: Respuesta del filtro para una discretización de 1800 muestras

Tal y como se puede apreciar, utilizando una discretización baja, debido al excesivo espaciado entre muestras, aparece un único pico. Por contra, en el caso de una discretización alta, aparecen los tres picos en la banda de paso debidos a la utilización de tres resonadores. Sin embargo, los valores de frecuencia central y anchos de banda siguen siendo aproximadamente los mismos.

Consecuentemente, la discretización frecuencial afectará a la forma de la respuesta sin alterar de forma excesiva la frecuencia central y el ancho de banda. No obstante, como es evidente, una mayor discretización frecuencial conllevará un mayor tiempo de cálculo. Por lo tanto, vuelve a surgir el compromiso entre tiempo de cálculo y precisión.

5.3.2.2 Simulación óptima

Teniendo en cuenta las consideraciones de mallado y muestreo mencionados, hemos realizado una simulación de mallado 5.1. Éste mallado equivale a realizar triángulos de superficie iguales a 0.05 milímetros, siendo el diámetro de cada resonador de 10 milímetros. Por lo tanto, tal y como se muestra en la *Figura 5.16*, el valor de mallado 5.1 es un valor para el cual la geometría del resonador ya es lo suficientemente cercana a la de un cilindro como para considerar válida ésta aproximación.

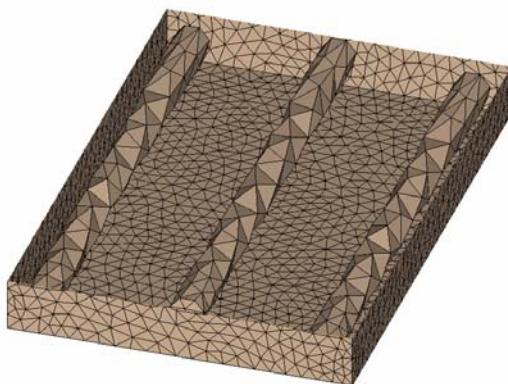


Figura 5.16: Geometría resultante del filtro interdigital con mallado 5.1

Para realizar el barrido frecuencial de forma óptima, hemos utilizado diferentes discretizaciones en función de la frecuencia, utilizando una discretización más alta en la banda de paso para obtener los picos con más precisión. El resultado obtenido se muestra en la *Figura 5.17*, donde se representa el parámetro de transmisión $|S_{12}|$ en azul y el parámetro $|S_{11}|$ en rojo.

Tal y como se puede observar en la *Figura 5.17*, la respuesta obtenida es la característica de un filtro paso banda. Si hacemos uso de los valores tabulados presentes en FEKO, podemos extraer que la frecuencia central está ubicada a 522.22 MHz. Para éste punto, obtenemos una atenuación máxima en el $|S_{11}|$ de -25 dB. Por lo tanto, podemos considerar que el dispositivo estará prácticamente adaptado a la frecuencia central. Sin embargo, más adelante veremos como ésta adaptación se podrá mejorar. Del mismo modo, obtenemos una atenuación mínima en el $|S_{12}|$ de -0.22 dB, lo que nos permite afirmar que a la frecuencia de trabajo nuestra señal no se atenuará de forma considerable.

Mediante la *Figura 5.17* también podemos obtener el ancho de banda. Para ello, buscamos las frecuencias de corte a las cuáles la señal se ha degradado 3 dB. Haciendo uso de los valores tabulados, se obtiene que las frecuencias de corte son 520.615 MHz y 523.91 MHz, por lo que el ancho de banda definido a -3 dB es de 3.3 MHz.

Para obtener la atenuación a 10MHz respecto la frecuencia central realizamos otra simulación de mismo mallado a la frecuencia en cuestión. Mediante esta simulación, se obtiene que la atenuación a 10 MHz respecto la frecuencia central es de 52.37 dB.

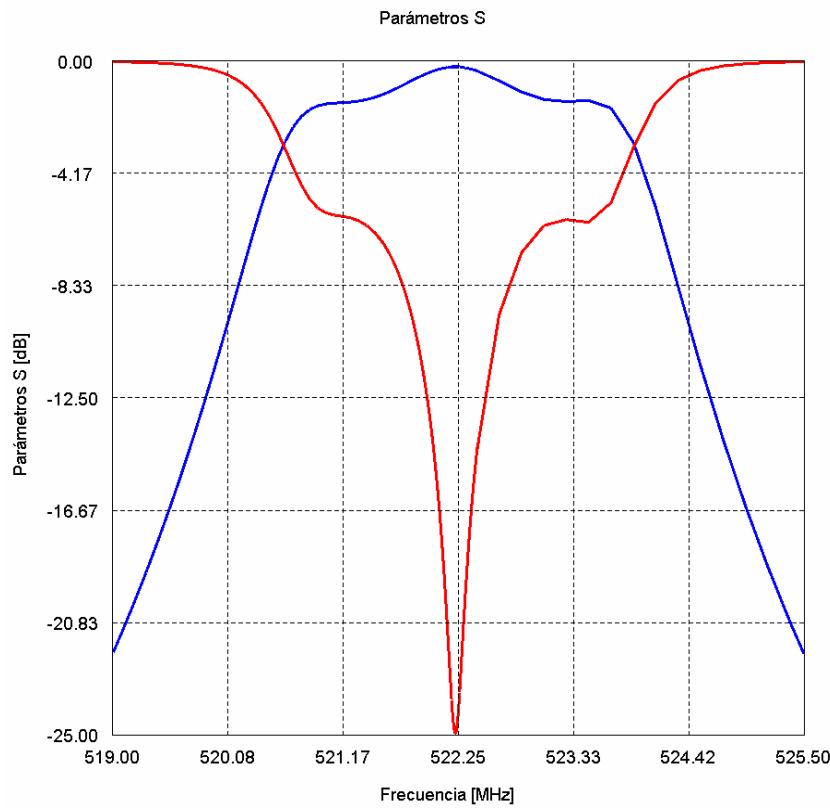


Figura 5.17: Respuesta del filtro interdigital para un mallado 5.1

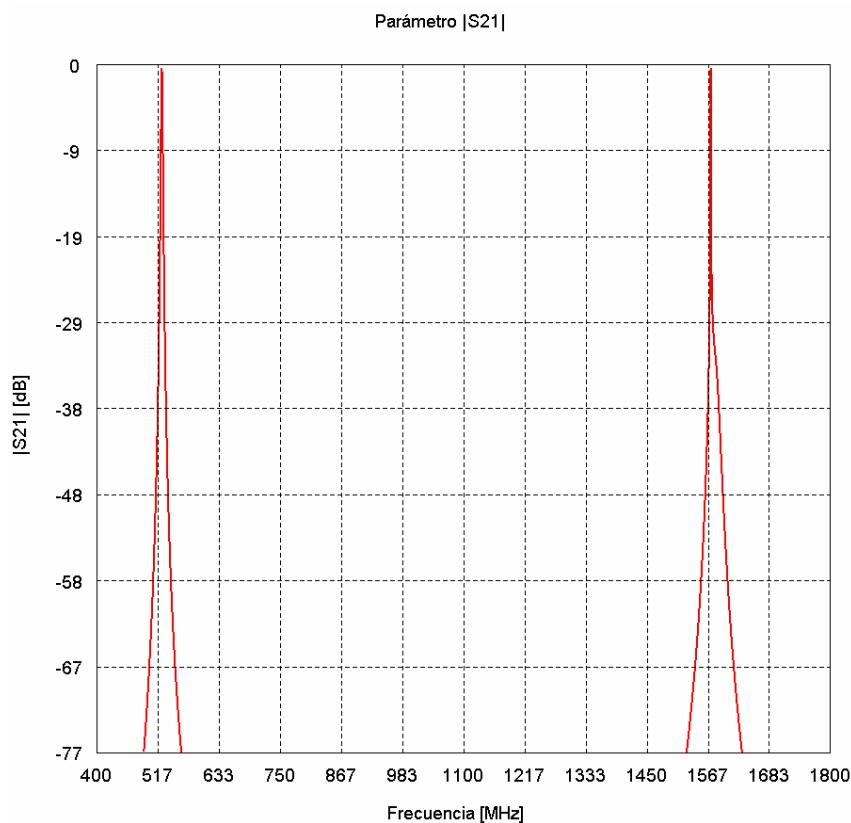


Figura 5.18: Respuesta del filtro interdigital en el rango de GHz para un mallado 10

También podemos observar que los dos rizados laterales en la banda de paso son prácticamente nulos, mientras que el rizado central es de aproximadamente 1.2 dB. Sin embargo, tomar éstos valores de magnitud de rizado como correctos no es muy adecuado ya que el rizado en la banda de paso es el más susceptible a cambiar en función del mallado. Lo que sí podemos afirmar es que el rizado en la banda de paso será asimétrico, ya que siempre hemos obtenido ésta situación independientemente del mallado.

Por último, es interesante realizar una simulación frecuencial hasta valores del orden de GHz para comprobar la periodicidad del filtro a $3f_0$, $5f_0$, y así sucesivamente, demostrada en el capítulo 3. Para ello, reducimos el mallado a 10 para realizar una simulación más rápida, sabiendo de antemano que sólo sufriremos un desplazamiento en frecuencia del orden de 3-4 MHz. La simulación obtenida se muestra en la *Figura 5.18*.

Mediante la *Figura 5.18* se puede observar como efectivamente aparece una réplica del filtro a una frecuencia exacta de $3f_0$, por lo que se confirma la imposibilidad de existir un espurio entre el rango de f_0 y $3f_0$.

5.3.2.3 Problemática de adaptación

Tal y como hemos mencionado, en la simulación óptima realizada surge como principal problema el bajo nivel de adaptación obtenido tanto a la entrada como a la salida del dispositivo. Para poder entender el por qué de ésta desadaptación y cómo solucionarlo, hacemos uso de la *Figura 5.19*.

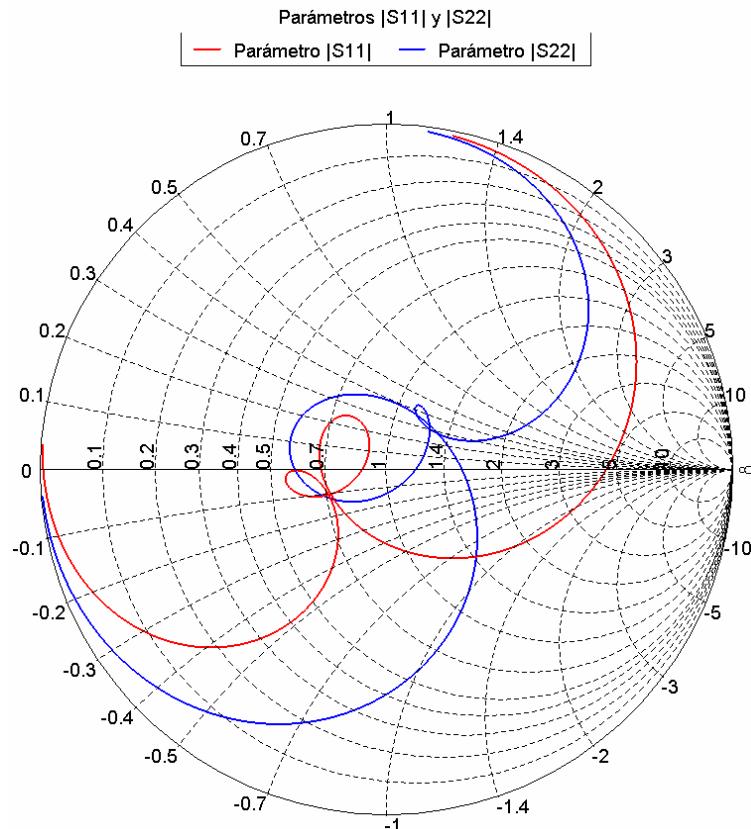


Figura 5.19: Barrido frecuencial del filtro interdigital para un mallado 10 representado en la carta de Smith

En la *Figura 5.19* se muestra la adaptación del filtro a la entrada y a la salida para un mallado de 10, representada sobre la carta de Smith. La línea roja indica el parámetro S_{11} , mientras que la línea azul indica el parámetro S_{22} .

Mediante la *Figura 5.19* se puede observar una clara desadaptación a la frecuencia de trabajo, obteniendo una respuesta a la frecuencia central desplazada del centro de la carta de Smith. Este hecho es el que nos determina obtener unos valores de adaptación máximos del orden de -25 dB. Además, también se observa como, aún manteniendo una simetría de estructura y de punto de acceso al exterior, el parámetro de adaptación a la entrada es prácticamente igual en magnitud pero distinto en fase al parámetro de adaptación a la salida.

Para solventar el problema de la desadaptación, hacemos uso del concepto de *tap point* o punto de acceso al exterior presentado en el capítulo 3.4.3. En éste capítulo se dedujo que la adaptación viene determinada de forma directa por el punto de acceso externo o *tap point*.

Por lo tanto, si desplazamos el punto de acceso seremos capaces de obtener una frecuencia central más próxima al centro de la carta de Smith y consecuentemente una atenuación más elevada. Además, como el parámetro S_{11} difiere del parámetro S_{22} , los valores óptimos de *tap point* a la entrada serán distintos a los de salida.

Éste hecho se muestra gráficamente en la *Figura 5.20* y la *Figura 5.21*, donde se han simulado diferentes posiciones de *tap point* para una misma estructura interdigital de mallado 10. En la *Figura 5.20* todas las curvas representan el parámetro S_{11} , mientras que en la *Figura 5.21* todas las curvas representan el parámetro S_{22} .

Pese a que no se muestre ningún caso de reducción del valor teórico de *tap point*, se ha demostrado experimentalmente que acercar el acceso de conexión hacia el cortocircuito del resonador tiende a aumentar la desadaptación de los puertos, por lo que nos centraremos únicamente en los casos de aumentar el valor teórico del *tap point* obtenido. Sin embargo, en el contenido digital de este trabajo se presenta un vídeo en el que se puede observar la variación de los parámetros de adaptación en función del *tap point* realizando desplazamientos en ambos sentidos.

Si estudiamos el comportamiento de la respuesta del filtro en función de diferentes puntos de conexión mediante la *Figura 5.20* y la *Figura 5.21*, vemos como a medida que aumentamos el *tap point* disminuyen los picos laterales llegan incluso a desaparecer. Esto es debido a que al desplazar el *tap point* alteramos también la longitud efectiva de los resonadores laterales. Para deducir este hecho partimos de la teoría presentada en el capítulo 3.5.2, donde se muestra que el cálculo de la longitud de los resonadores laterales para que resuenen a la frecuencia de trabajo depende del *tap point*. Consiguientemente, si alteramos este valor, modificamos también la frecuencia de resonancia de los resonadores, provocando así que éstos no resuenen a las frecuencias calculadas.

Por lo tanto, mediante ésta consideración podemos diferenciar dos zonas de trabajo en función de los valores de *tap point* efectuados. La primera zona, representada en las curvas de la *Figura 5.20 (a)* y la *Figura 5.21 (a)*, abarca los valores de desplazamiento del punto de acceso que provocan un aumento de la adaptación del filtro sin llegar a eliminar por completo la resonancia de los resonadores laterales. Tal y como se puede observar, el desplazamiento del *tap point* en esta zona permite acercar la respuesta del filtro hacia el centro de la carta de Smith. De esta forma, podremos conseguir un valor óptimo de *tap point* para el cual obtendremos una adaptación en el cruce de los tres picos. Sin embargo, esta zona abarca únicamente un margen de unos 0.18 mm. Este hecho permite prever que en la fase de implementación del filtro necesitaremos una precisión como mínimo superior a los 0.18 mm para poder obtener ésta adaptación máxima.

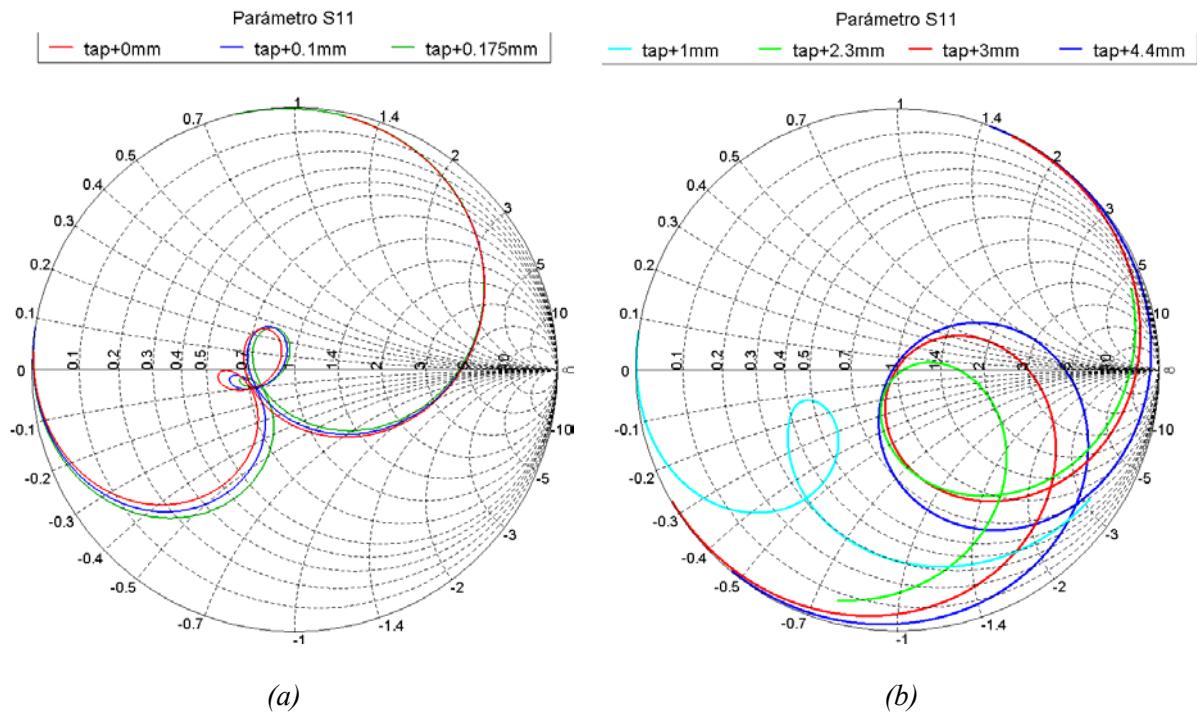


Figura 5.20: Barrido frecuencial del parámetro S_{11} para un mallado 10 representado en la carta de Smith con diferentes tap points

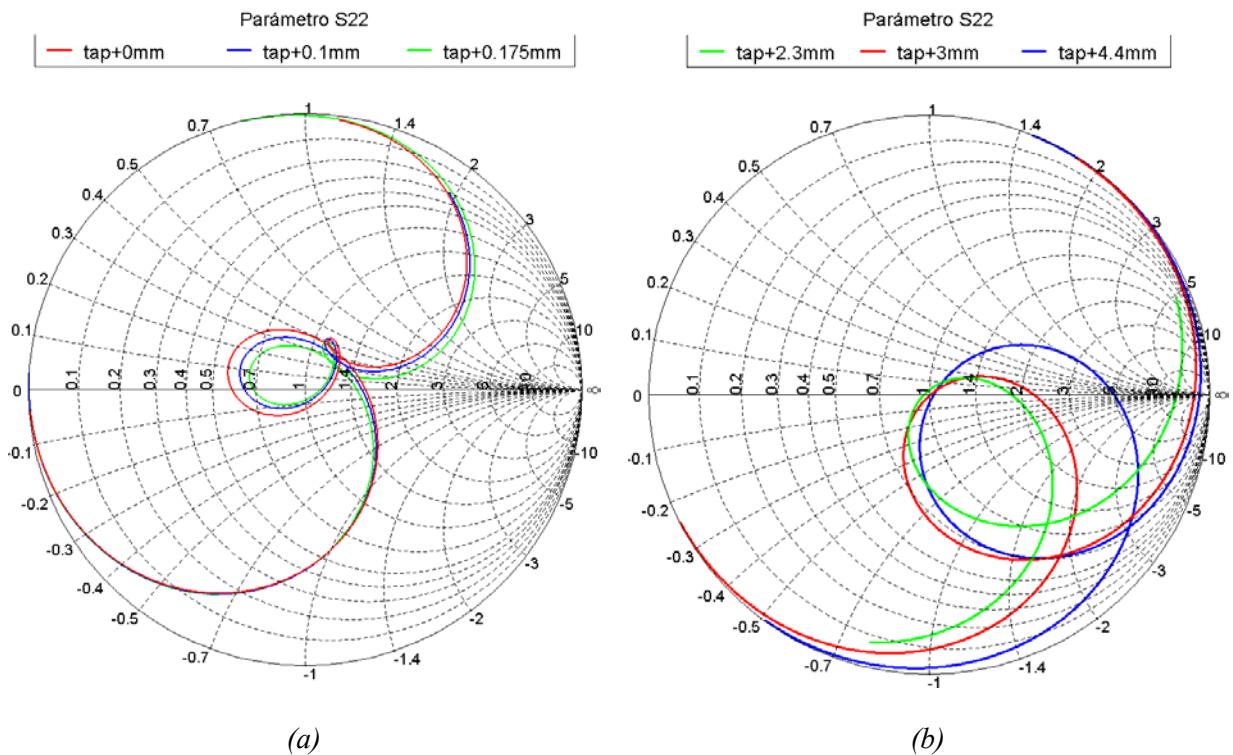


Figura 5.21: Barrido frecuencial del parámetro S_{22} para un mallado 10 representado en la carta de Smith con diferentes tap points

Debido a la imprecisión de las soldaduras que realizaremos, la adaptación mencionada no podrá realizarse en la primera zona. Por ello, buscamos adaptar nuestro filtro mediante otros valores de *tap point*. Se ha demostrado experimentalmente que el margen de desplazamientos entre 0.18 mm y 2.3 mm ofrecen una elevada desadaptación. Sin embargo, realizar un desplazamiento del orden de 2-5 mm permite obtener de nuevo una buena adaptación. Las respuestas en frecuencia para los valores obtenidos alrededor de esta zona de trabajo se muestran en la *Figura 5.20 (b)* y la *Figura 5.21 (b)*.

Tal y como podemos observar en la *Figura 5.20 (b)* o la *Figura 5.21 (b)*, en esta segunda zona hemos eliminado por completo la resonancia de los resonadores laterales, obteniendo así un único pico en la respuesta. Además, para esta zona se cumple que el aumento del valor del *tap point* tiende a rotar la respuesta del filtro hacia la derecha. Por lo tanto, debido a los movimientos limitados que el parámetro realiza sobre la carta de Smith, sólo podremos adaptar el máximo del pico central, mientras que idealmente buscaríamos el punto de adaptación en el cruce del pico o picos existentes.

Sin embargo, también podemos apreciar como en este caso existe un rango elevado de desplazamientos para los cuales obtenemos una buena adaptación, por lo que podemos asegurar una adaptación aceptable mediante una soldadura no precisa. No obstante, debido a la resonancia de un único resonador a la frecuencia de trabajo, el ancho de banda del filtro disminuirá a medida que aumentemos el desplazamiento del *tap point*. Además, al no resonar los resonadores laterales, también reduciremos la selectividad del filtro.

Sin embargo, también hay que considerar que en la fase de diseño seremos capaces de modificar la frecuencia de resonancia de los resonadores mediante la sintonización fina. Por lo tanto, podemos realizar una adaptación del pico central en la segunda zona y luego reubicar la resonancia de los resonadores laterales mediante esta sintonización fina. Por consiguiente, conociendo de antemano la posibilidad de alterar la frecuencia de resonancia, es más conveniente trabajar en la segunda zona ya que ésta obtiene valores de adaptación mayores, además del amplio rango de valores que permiten cumplir ésta adaptación.

Tras realizar diferentes simulaciones de la estructura con distintos valores de *tap point* en el puerto de entrada y salida, se deduce que el valor óptimo de *tap point* tanto a la entrada como a la salida se encuentra a 3 mm respecto el valor teórico definido. Mediante estos valores, se obtiene unos parámetros de adaptación como los mostrados en la *Figura 5.22*, donde se han representado sobre la carta de Smith el parámetro S_{11} el parámetro S_{22} .

Tal y como se puede observar en la *Figura 5.22*, ahora obtenemos una adaptación prácticamente perfecta en el valor máximo del pico. Además, pese a que los valores de S_{11} y S_{22} difieren entre sí, éstos coinciden a la frecuencia central.

En la *Figura 5.23* y la *Figura 5.24* se muestra una comparativa de los parámetros S_{11} y S_{21} obtenidos antes y después de realizar el desplazamiento. Los valores iniciales se representan en azul mientras que los valores correspondientes a un *tap point* desplazado 3mm respecto el valor inicial se representan en rojo.

Mediante la *Figura 5.23* podemos observar como ahora obtenemos casi el doble de adaptación que en el caso inicial, obteniendo una atenuación de aproximadamente 48 dB. Asimismo, debido a ésta adaptación a la frecuencia central, conseguimos obtener una atenuación en la banda de paso menor.

Sin embargo, tal y como se observa en la *Figura 5.23* o la *Figura 5.24*, debido a que los resonadores laterales ya no resuenan hemos reducido considerablemente el ancho de banda. Además, debido a la misma razón hemos reducido de forma brusca la selectividad del filtro, ya que a efectos prácticos en el caso de adaptación máxima estamos trabajando con un filtro de orden 1.

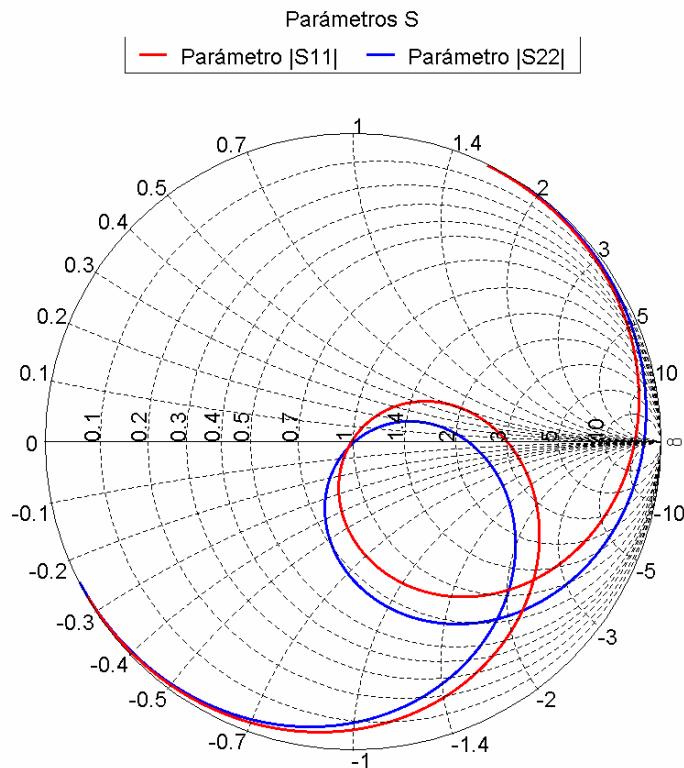


Figura 5.22: Barrido frecuencial del parámetro S_{11} y S_{22} para un mallado 10 representado en la carta de Smith con los valores óptimos de tap point

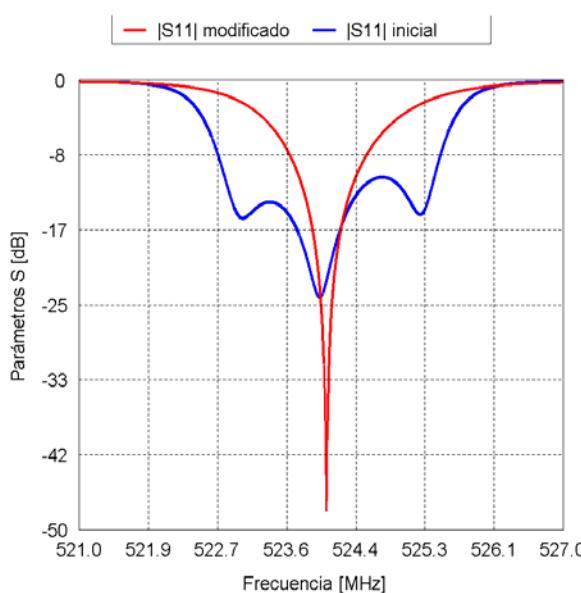


Figura 5.23: Comparativa del parámetro S_{11} en función del tap point

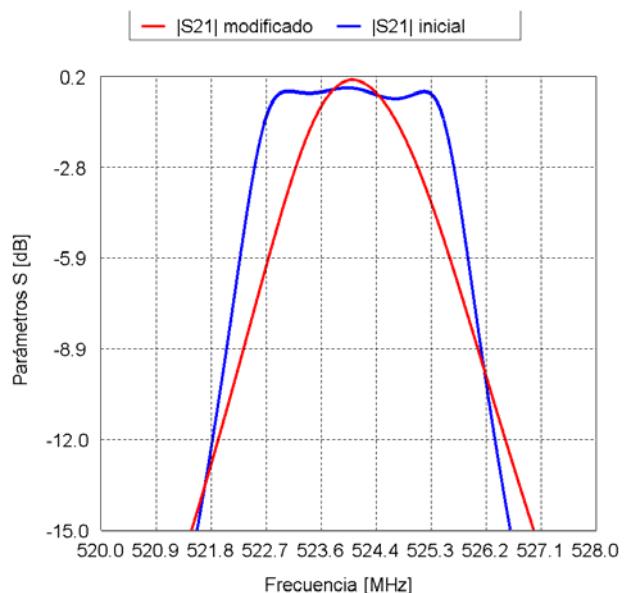


Figura 5.24: Comparativa del parámetro S_{21} en función del tap point

Sin embargo, como ya hemos mencionado, en la fase de implementación podremos aumentar tanto la selectividad como el ancho de banda desplazando la resonancia de los resonadores laterales mediante la sintonización fina.

5.3.2.4 Simulación de intensidades de campo

Tal y como ya se ha mencionado en el inicio de éste capítulo, otro de los resultados interesantes que permite obtener FEKO es la representación tridimensional de la intensidad de campo a lo largo de la estructura. Éste nos permite ver el acoplamiento existente entre resonadores a una frecuencia en concreto en función del tiempo. En la *Figura 5.25* se muestra la intensidad de campo existente a la frecuencia central del filtro para un determinado instante de tiempo. Del mismo modo, en la *Figura 5.26* se muestra el mismo diagrama de campo para una frecuencia desplazada 10 MHz.

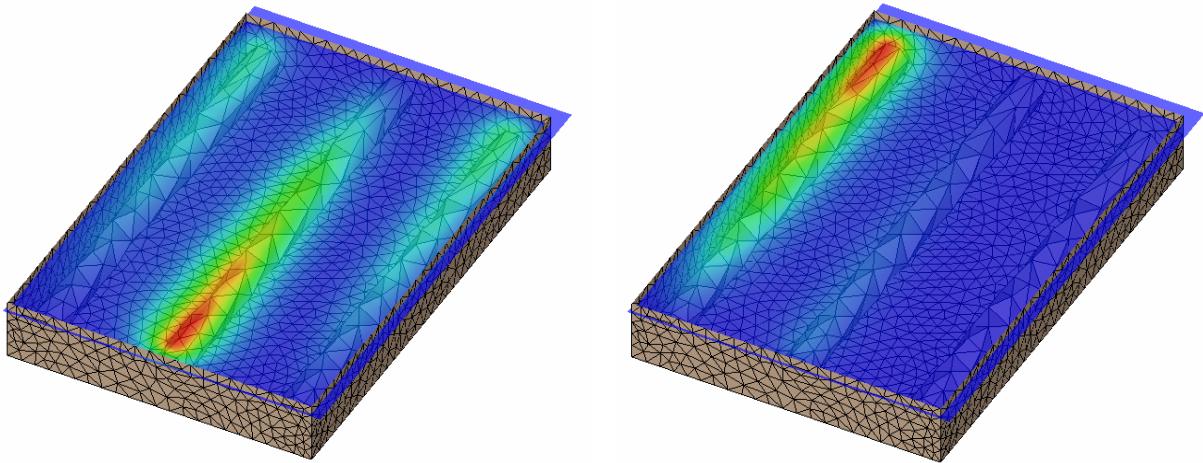


Figura 5.25: Acoplamiento entre resonadores a la frecuencia central

Figura 5.26: Acoplamiento entre resonadores a 10MHz respecto la frecuencia central

En el contenido digital de éste proyecto también se ha incluido un vídeo donde se muestra un barrido frecuencial del acoplamiento de la estructura, donde se puede apreciar de forma gradual el acoplamiento dependiente de la frecuencia.

Como se puede observar en la *Figura 5.25*, a la frecuencia de trabajo existe un claro acoplamiento entre resonadores que permite obtener así una señal prácticamente igual a la excitada a la entrada del filtro. Sin embargo, si nos alejamos mucho de la frecuencia central, el campo eléctrico se mantiene en el primer resonador, por lo que el acoplamiento existente entre resonadores es prácticamente nulo. De esta forma, a partir de la *Figura 5.26* se deriva que a frecuencias lejanas a las de trabajo, la potencia resultante a la salida debida a una excitación a la entrada será prácticamente cero, por lo que se deduce el comportamiento de filtro paso banda de la estructura.

Por último, destacar que si hubiéramos realizado la misma simulación para el caso de adaptación máxima obtenida en el apartado anterior, a la frecuencia de trabajo hubiéramos obtenido sólo una resonancia en el resonador central.

5.3.3 Comparativa de respuestas POSTFEKO y Matlab[®]

A continuación se comparan los valores más característicos de la respuesta del filtro obtenida con FEKO y con Matlab[®]. Para realizar ésta comparación, consideraremos que la simulación electromagnética obtenida con FEKO es la correcta, por lo que estudiaremos los márgenes de error que presenta el código implementado mediante Matlab[®].

En la Tabla 5.2 se muestra una comparativa de los resultados más importantes obtenidos mediante los dos simuladores presentados, mostrando también el margen de error que se ha cometido utilizando los valores obtenidos con Matlab®. Los valores del simulador FEKO presentados en la tabla son los obtenidos sin desplazar el valor teórico obtenido de *tap point*.

	<i>Frecuencia central fo</i>	<i>Atenuación a fo</i>	<i>Ancho de banda a -3dB</i>	<i>Atenuación a 10MHz</i>	<i>Rizado</i>
Matlab®	520 MHz	2.26 dB	3.76 MHz	49.1 dB	0.25 dB
FEKO	522.22 MHz	0.22 dB	3.3 MHz	52.37 dB	Asimétrico
Error	0.43%	90.2 %	12.23 %	6.24 %	----

Tabla 5.2: Comparativa de resultados simulados con FEKO y Matlab®

Haciendo uso de la Tabla 5.2, vemos que la frecuencia central obtenida mediante Matlab® ha sufrido un desplazamiento respecto al obtenido con FEKO de aproximadamente 2 MHz. Además, hay que ser conscientes que el mallado definido no ha conseguido simular cilindros de forma exacta, por lo que estamos expuestos a sufrir un desplazamiento frecuencial no superior a los 3 o 4 MHz. Sin embargo, hay que tener en cuenta que en el proceso de fabricación seremos capaces de desplazar la frecuencia central mediante la sintonización fina, por lo que un error de 4 MHz no supondrá un problema grave.

Si comparamos los valores obtenidos en términos de atenuación a la frecuencia central, vemos como la diferencia obtenida en los dos simuladores es muy grande. Sin embargo, las discrepancias obtenidas no son alarmantes ya que el simulador FEKO no tiene en cuenta el factor de calidad de los resonadores ni la conductividad eléctrica no perfecta que ofrece.

Del mismo modo, comparando los anchos de banda vemos que éstos son prácticamente iguales. Además, el error cometido permite seguir cumpliendo las especificaciones ya que se requería un ancho de banda situado entre 3 MHz y 5 MHz.

En el caso de la atenuación a 10 MHz respecto la frecuencia central, vemos como la respuesta obtenida por el simulador electromagnético ha mejorado el valor obtenido mediante Matlab®. Además, en realidad, debido a las demás pérdidas aquí no consideradas, la atenuación a la frecuencia especificada será aun mayor. Por lo tanto, aunque los valores difieran ligeramente, esto no conllevará un problema sino una ventaja.

Por último, si comparamos el rizado obtenido con el especificado, vemos como principal diferencia la asimetría existente en el caso simulado con FEKO. Además, no podemos realizar una comparación correcta de la magnitud del rizado ya que ésta varía de forma muy significativa en función del mallado. Por lo tanto, si realizásemos una simulación ideal con mallado casi 0 daría una magnitud de rizado totalmente distinta.

En consecuencia, podemos afirmar que el simulador implementado mediante Matlab® obtiene unos márgenes de error lo suficientemente pequeños como para considerar que predice de forma correcta el comportamiento de la estructura interdigital.

5.4 Montaje de la estructura

A continuación se muestran las etapas de montaje necesarias para la obtención del filtro interdigital con las especificaciones frecuenciales y estructurales definidas en las etapas anteriores.

Para la montura del filtro partimos de las piezas proporcionadas por el tornero, siendo éstas los resonadores, la caja y las tapas superior e inferior, utilizando en todas el latón como material. Además, también se han proporcionado dos conectores SMA, los tornillos de las tapas y los tornillos necesarios para la sintonización fina.

Obtenidas las piezas, soldamos con estaño los resonadores a la caja así como los conectores a los resonadores. Destacar que para la realización de este proceso, ha sido necesario calentar la estructura y resonadores con una plancha para evitar una soldadura fría. En la *Figura 5.27* y la *Figura 5.28* se muestra el filtro resultante tras realizar todas las soldaduras mencionadas, donde en el caso de la *Figura 5.28* se ha quitado la tapa superior para ver las soldaduras y el interior de la estructura.



Figura 5.27: Filtro paso banda implementado con topología interdigital

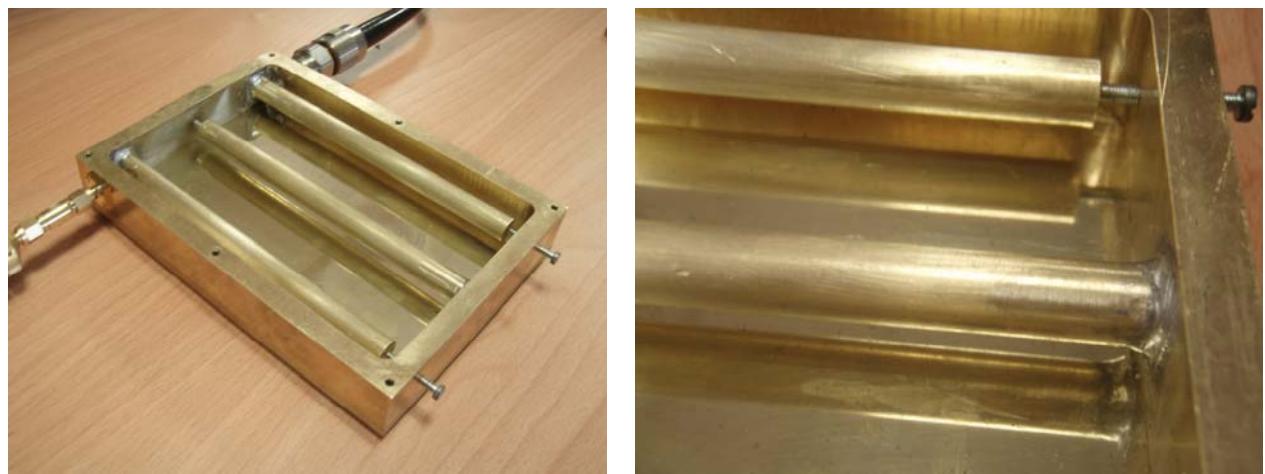


Figura 5.28: Filtro paso banda implementado con topología interdigital sin tapa superior

Tal y como se puede observar en la *Figura 5.27* y la *Figura 5.28*, la estructura resultante es la característica de una estructura interdigital de orden tres, donde además se han insertado unos tornillos enfrentados a los extremos de los resonadores acabados en circuito abierto. Estos tornillos son los que posteriormente permitirán realizar la sintonización fina.

Para poder medir la respuesta del filtro, hemos hecho uso de un analizador de redes de la empresa Agilent Technologies, modelo N 5230 A PNA – L. Sin embargo, antes de poder realizar las medidas, hay que calibrar el dispositivo. Para ello, hacemos uso del método OSLT (*Open Short Load Through*) que consiste en calibrar el dispositivo a partir de las mediciones obtenidas en circuito abierto (Open), cortocircuito (Short) y una carga de banda ancha (Load) para cada puerto aislado. Del mismo modo, se hace una medición final donde se calibra la conexión de los dos puertos (Through). Realizada la calibración, conectamos los dos puertos al dispositivo tal y como se muestra en la *Figura 5.29*.

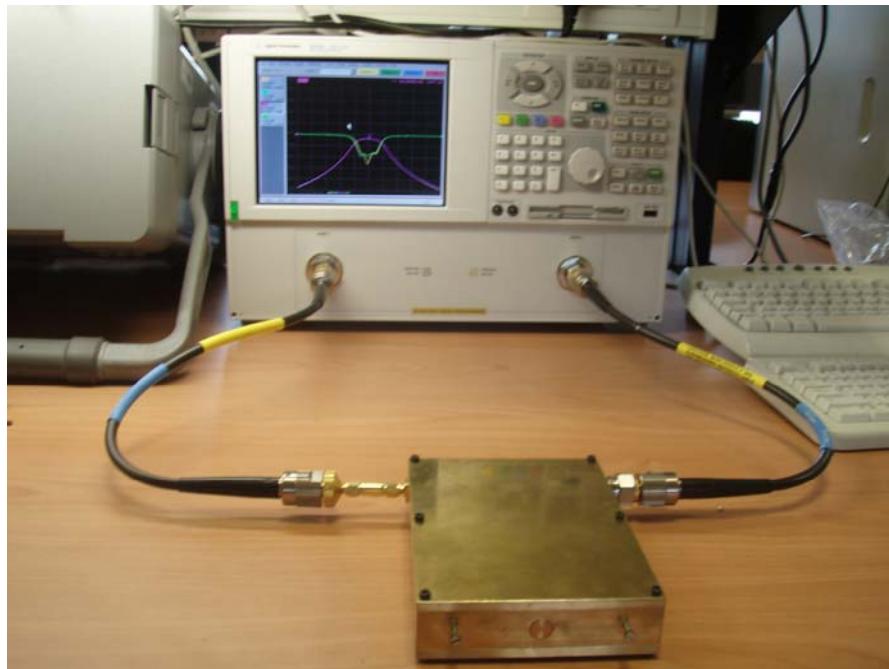


Figura 5.29: Conexión del filtro interdigital al analizador de redes

La respuesta obtenida sin hacer uso de los tornillos es la característica de un filtro paso basa pero a una frecuencia central desplazada 2 MHz respecto la especificada. No obstante, como ya se ha mencionado anteriormente, una de las grandes ventajas que presenta este tipo de filtro es la posibilidad de sintonizar la frecuencia central y la posición y magnitud del rizado una vez implementado.

Haciendo uso de los conceptos presentados en el capítulo 3.5, se puede deducir que la inserción de un tornillo enfrentado al resonador hará modificar la capacidad que modela el hueco entre el resonador y el strip inferior. Ésta capacidad está directamente relacionada con la longitud del resonador, siendo ésta directamente proporcional a la frecuencia de trabajo. De esta forma, si la longitud del resonador se mantiene constante, como es el caso, la longitud efectiva total del resonador más la capacidad variará y consecuentemente la frecuencia central a la cual resonará el circuito se verá desplazada.

Por lo tanto, haciendo uso de ésta sintonización, se obtiene la respuesta del filtro que se muestra en la *Figura 5.30*, donde se ha computerizado la respuesta del analizador de redes en el programa Advanced Design System de la compañía Agilent Technologies.

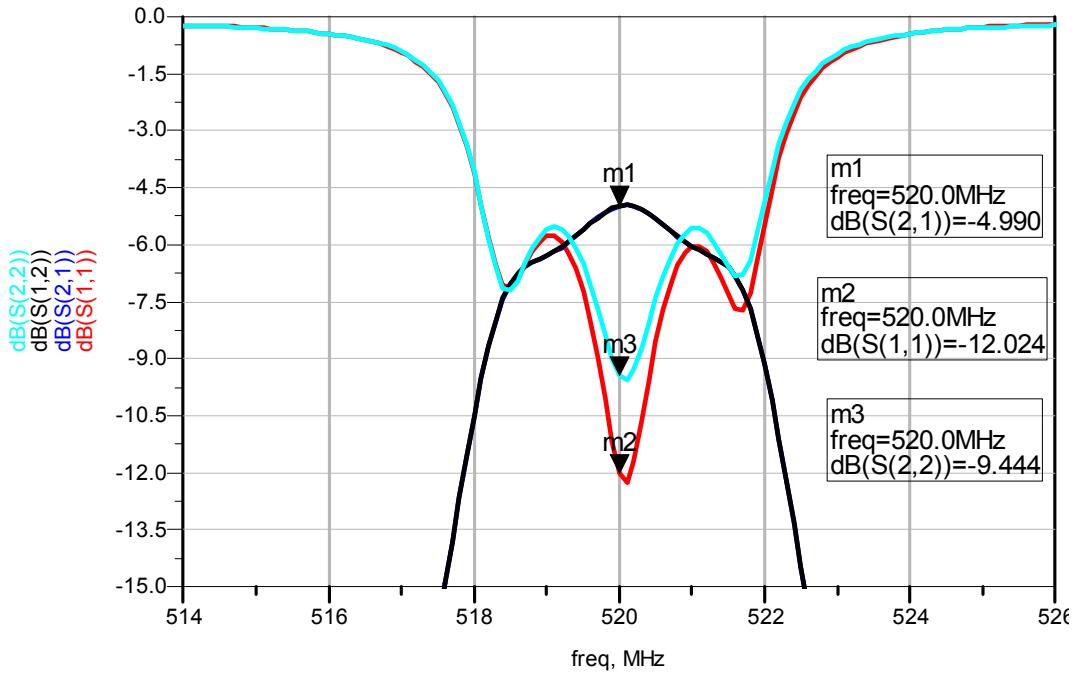


Figura 5.30: Respuesta del filtro paso banda implementado con topología interdigital

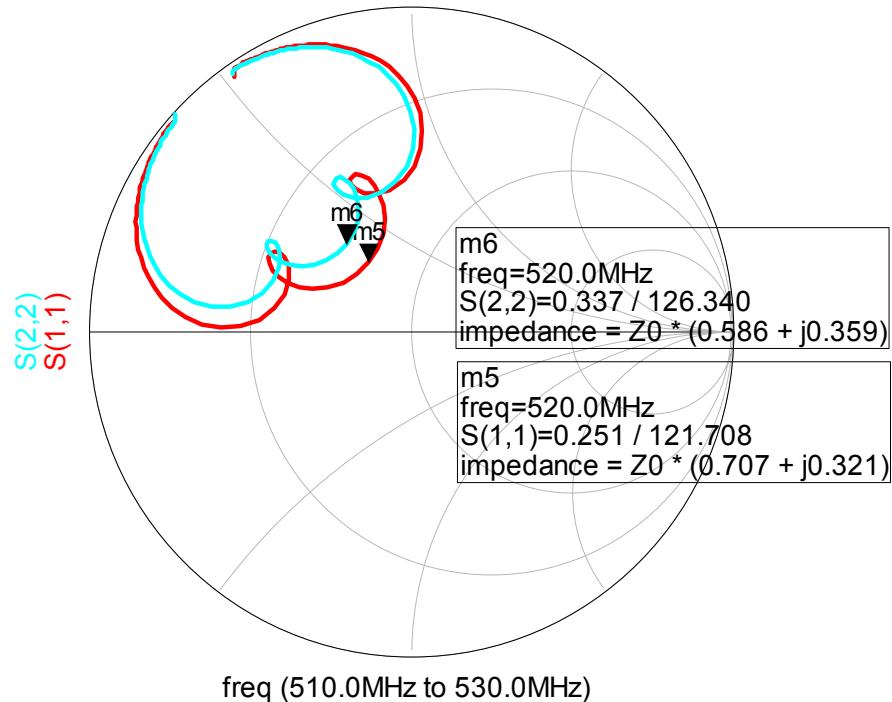


Figura 5.31: Respuesta del filtro interdigital representado sobre la carta de Smith

Tal y como se observa en la *Figura 5.30*, mediante el proceso de sintonización fina hemos sido capaces de centrar la frecuencia central a los 520 MHz especificados. Además, hemos conseguido obtener una forma de respuesta característica de un filtro paso banda de tercer orden, obteniendo una simetría exacta en cuanto al parámetro de transmisión visto desde ambos puertos y una atenuación a 10 MHz respecto la frecuencia central de -53.54 dB.

Sin embargo, la atenuación en la banda de paso es de aproximadamente -5 dB. Además, también se observa como el dispositivo no es del todo simétrico en términos de adaptación. Los valores de adaptación en el puerto 1 y 2 se sitúan dentro del margen de -9 dB y -15 dB, valores muy inferiores a los esperados.

En la *Figura 5.31* se muestran los parámetros S_{11} y S_{22} representados en la carta de Smith. Tal y como se puede observar, la adaptación del filtro está desplazada del centro de la carta de Smith. En el caso del parámetro S_{11} , siendo éste el más favorable, vemos como a la frecuencia de trabajo presenta una impedancia equivalente normalizada de $0.7 + j0.321$, valor lo suficientemente lejano a $1+j0$ como para considerar el puerto de entrada desadaptado. En consecuencia, mediante estos resultados se deduce que las elevadas pérdidas obtenidas en la banda de paso son debidas mayoritariamente a la desadaptación a la entrada y a la salida.

La desadaptación en los puertos se atribuye a la posición del *tap point*, ya que como se mencionó en el capítulo 3.4.3, la posición del conector y consecuentemente el *tap point* define directamente la adaptación del puerto. Además, ésta desadaptación ya se previó en las simulaciones realizadas mediante FEKO en el capítulo 5.3.2, donde se demostró experimentalmente que desplazar el *tap point* hacia el extremo en circuito abierto del resonador dentro de unos márgenes establecidos aumenta la adaptación a la frecuencia central.

En concreto, se observó que desplazar el *tap point* una distancia situada entre 0.8 mm y 2 mm empeoraba de forma considerable la adaptación y la respuesta del filtro. Consecuentemente, se deduce que la desadaptación del filtro a la frecuencia central se debe a la imprecisión de la soldadura realizada. Pese a ello, podemos mejorar la adaptación del filtro desplazando el conector una distancia alrededor de los 3-5 mm tal y como se demostró experimentalmente en el capítulo 5.3.2.3.

No obstante, también sabemos de antemano que la mejora de la adaptación al alterar el *tap point* desplaza considerablemente la frecuencia de resonancia de los resonadores laterales reduciendo el ancho de banda y la selectividad. Pese a ello, a la práctica podemos adaptar la frecuencia central del filtro mediante el desplazamiento del *tap point* y luego ajustar la frecuencia de resonancia de los resonadores laterales mediante los tornillos enfrentados.

Por lo tanto, con el objetivo de aumentar la adaptación y reducir la atenuación a la frecuencia de trabajo, desplazamos la posición de conexión al resonador. Mediante las simulaciones electromagnéticas se ha demostrado que el punto ideal de adaptación se obtiene para un desplazamiento del valor teórico del *tap point* de 3 mm. Sin embargo, debido a la imposibilidad de realizar soldaduras precisas, se ha efectuado un desplazamiento de la conexión del puerto de entrada unos 4.4 mm respecto la posición inicial, mientras que en el caso de la posición del puerto de salida, hemos desplazado el *tap point* unos 3 mm.

Este hecho va a provocar directamente una asimetría mayor de los parámetros S_{11} y S_{22} , ya que la adaptación en cada puerto depende directamente de la posición del conector. El desplazamiento efectuado en el puerto de salida se muestra en la *Figura 5.32*, donde se puede apreciar como hemos desviado ligeramente la conexión hacia el extremo opuesto del resonador.



Figura 5.32: Tap point desplazado

En la Figura 5.33 se muestra la adaptación de los puertos representada sobre la carta de Smith una vez desplazado el *tap point*, donde se aprecia una clara mejora en la adaptación de los puertos. En el caso del puerto de entrada obtenemos una adaptación casi perfecta. Por contra, la adaptación obtenida en el puerto 2 sigue estando ligeramente desplazada, hecho que repercutirá de forma directa a las pérdidas en la banda de paso.

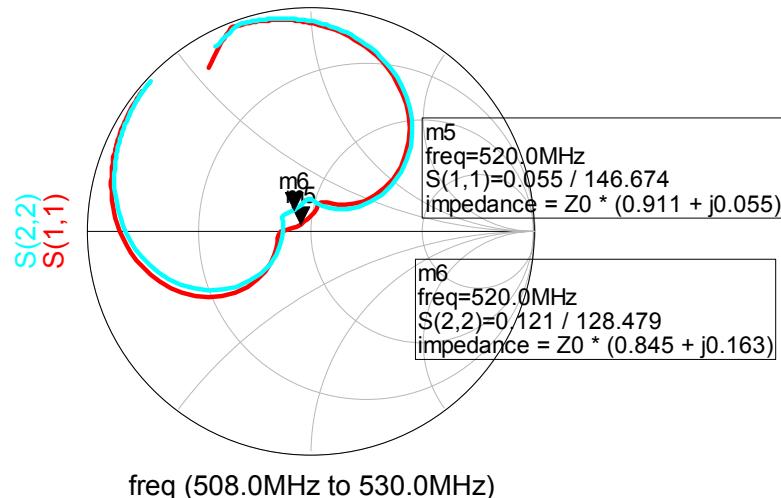


Figura 5.33: Respuesta del filtro interdigital con el tap point desplazado representado sobre la carta de Smith

En la Figura 5.34 se muestra la respuesta del filtro obtenida tras efectuar el desplazamiento y la sintonización fina. Tal y como podemos observar en la Figura 5.34, ahora la atenuación que obtenemos en el $|S_{11}|$ a la frecuencia de trabajo es de -25.193 dB, valor para el cual ya podemos aproximar el puerto como adaptado. Sin embargo, debido al menor desplazamiento del *tap point* realizado en el puerto 2, éste sigue estando poco adaptado, obteniendo una atenuación a la frecuencia de trabajo de -18.321 dB. Aún así, estos valores permiten obtener una atenuación en la banda de paso de -3.633 dB, valor que está dentro del margen de -3, -4 dB que buscábamos desde un inicio.

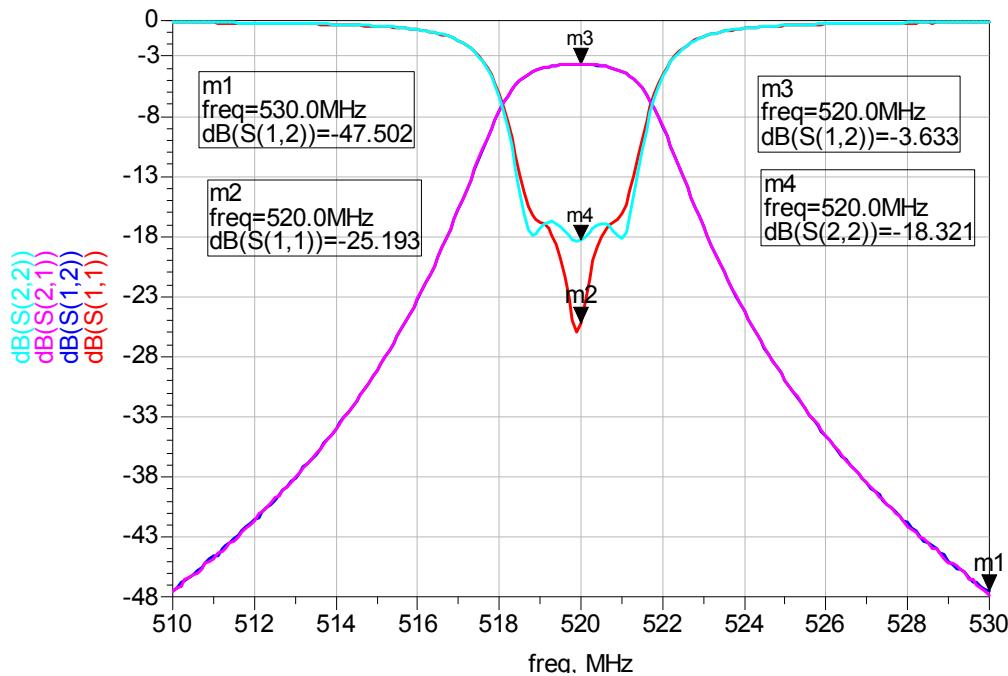


Figura 5.34: Respuesta del filtro paso banda implementado con topología interdigital

También podemos observar como los rizados pertenecientes al primer y último resonador han disminuido de forma considerable debido al desplazamiento del *tap point*. Además, se puede apreciar como al desplazar en menor cantidad el *tap point* del puerto de salida, los lóbulos laterales de éste son más pronunciados que los existentes a la entrada.

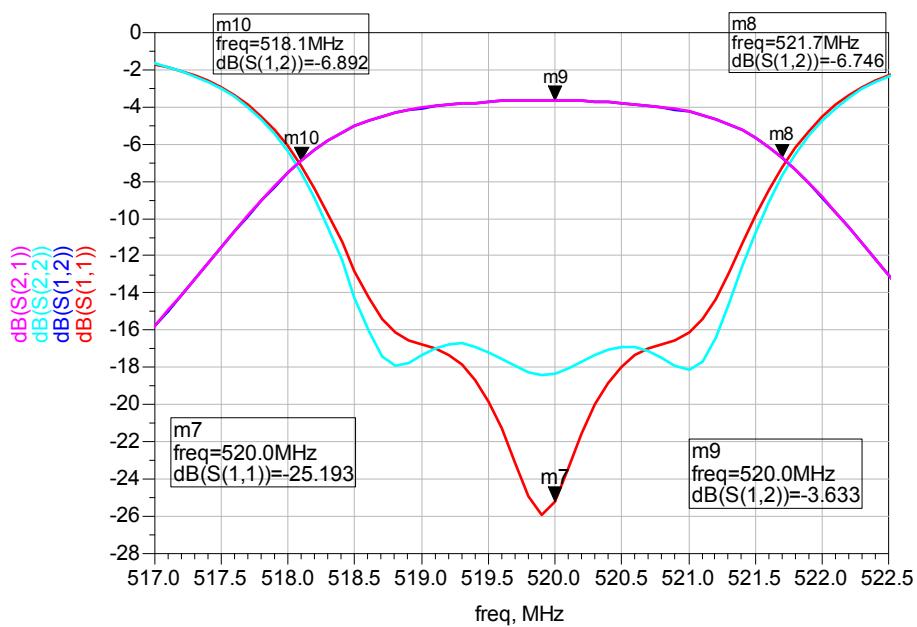


Figura 5.35: Respuesta del filtro implementado con topología interdigital en la carta de Smith

Por último, podemos obtener el ancho de banda del filtro definido a -3dB respecto la frecuencia central. En la Figura 5.35 se muestra una ampliación de la banda de paso donde se aprecian las dos frecuencias de corte. Mediante la diferencia de ambas frecuencias de corte, se deduce que el ancho de banda a -3 dB es de 3.6 MHz.

5.5 Comparación de los resultados obtenidos con los simulados

En la Tabla 5.3 se muestra una comparación de los parámetros del filtro más característicos obtenidos con la simulación realizada con Matlab y FEKO respecto aquellos obtenidos con el filtro implementado. Para la evaluación de ésta comparación hay que considerar que tanto las simulaciones realizadas con Matlab como las realizadas con FEKO partían de la estructura sin el proceso de sintonización ni desplazamiento del *tap point*. Por contra, los valores expuestos en la tabla del filtro implementado son los obtenidos tras efectuar la sintonización y realizar el desplazamiento del conector. El error que se muestra en la Tabla 5.3 es el existente entre los parámetros teóricos (obtenidos con Matlab) respecto los valores reales.

	<i>Frecuencia central</i>	<i>Atenuación a f_0</i>	<i>Ancho de banda a -3dB</i>	<i>Atenuación a 10MHz</i>	<i>Rizado en la banda de paso</i>
Matlab®	520 MHz	2.26 dB	3.76 MHz	49.1 dB	0.25 dB
FEKO	522.22 MHz	0.22 dB	3.3 MHz	52.37 dB	Asimétrico
Filtro implementado	520 MHz	3.63 dB	3.6 MHz	47.5 dB	Nulo
Error	0 %	37.7 %	4.26 %	3.26 %	-----

Tabla 5.3: Comparativa de resultados simulados con Matlab®, FEKO y el filtro implementado

Como vemos, los valores de frecuencia central obtenidos con el filtro implementado coinciden de forma exacta con las especificaciones. Sin embargo, hay que considerar que en la respuesta obtenida sin sintonizar el filtro y sin desplazar el conector, obteníamos una frecuencia central alrededor de 522 MHz, por lo que también valida la simulación obtenida con FEKO.

La atenuación en la banda de paso es el parámetro que presenta el error más elevado. No obstante, la diferencia no supera los 1.5 dB. Por lo tanto, considerando que el simulador implementado no ha considerado todas las pérdidas existentes, se deduce que el error cometido es aceptable.

Del mismo modo, vemos que el error cometido en términos de ancho de banda y atenuación a 10 MHz respecto la frecuencia central es prácticamente nulo. Además, si consideramos la respuesta obtenida sin desplazar el conector, obteníamos una atenuación de 53.54 dB, valor próximo al obtenido con la simulación FEKO.

Por último, si comparamos el valor de rizado obtenido, vemos como hemos reducido el parámetro hasta hacerlo prácticamente nulo. Éste resultado difiere a los obtenidos en los casos simulados debido principalmente al conector, cuyo desplazamiento ha desplazado la resonancia de los resonadores laterales. Por esta razón, es conveniente buscar el por qué del desplazamiento del *tap point* obtenido.

Para ello, hay que tener en cuenta que pese a haber realizado un desplazamiento de 3 mm, mediante el simulador electromagnético se dedujo que si hubiéramos dispuesto de aparatos para realizar soldaduras precisas, mediante un desplazamiento del conector menor a 0.1 mm ya hubiéramos obtenido una buena adaptación.

Aún así, buscamos las fuentes de error que han hecho desplazar el punto de acceso al exterior mediante la ecuación que lo define. Ésta ecuación, deducida en el capítulo 3.4.3, se muestra de nuevo en la ecuación (5.2), donde se han incluido las ecuaciones que definen los demás parámetros dependientes del *tap point*.

$$t = \frac{2 \cdot \lambda / 4}{\pi} \cdot \arcsin \left(\sqrt{\frac{\pi \cdot R}{Q_e \cdot 4 \cdot Z_{O_e}}} \right)$$

Siendo

$$Z_{O_e} = 138 \cdot \log \left[\frac{4}{\pi} \cdot \frac{h}{d} \cdot \tanh \left(\frac{\pi \cdot e}{h} \right) \right] \quad (5.2)$$

$$Q_{e1} = \frac{g_0 \cdot g_1}{FBW} = Q_{1n} = \frac{g_n \cdot g_{n+1}}{FBW}$$

Donde t es el *tap point*, Q_e es el factor de calidad cargado de los resonadores externos, Z_{O_e} es la impedancia del resonador externo, R es la impedancia característica de la conexión exterior (50Ω), h el espaciado entre strips, e el espaciado entre la pared y el primer/último resonador y d el diámetro del resonador.

Partiendo de que la ecuación del *tap point* es válida, buscamos las posibles fuentes de errores provenientes de los parámetros que la definen. En primer lugar, tanto R como Q_e y λ serán valores que consideraremos correctos. Esto es debido a que sabemos de antemano que R es 50Ω . Del mismo modo, sabemos que λ es dependiente de la frecuencia de trabajo, valor que coincide de forma exacta al valor teórico tras efectuar la sintonización fina. Por último, la ecuación que define Q_e depende de los coeficientes del filtro g_k y del ancho de banda fraccional FBW , por lo que el margen de error que este introduce también será muy pequeño.

Por lo tanto, la fuente de error más significativa proviene de la impedancia del resonador. Teniendo en cuenta la dependencia de la impedancia del resonador con los valores geométricos obtenidos, la impedancia real del resonador sufrirá un ligero desplazamiento debido a las aproximaciones de las medidas. Además, hay que tener en cuenta que la impedancia de resonador dependerá también del material utilizado, por lo que no considerar éste factor también añadirá más margen de error. Si a éste error le añadimos las tolerancias que pueden sufrir los demás parámetros dependientes del *tap point*, obtenemos el margen de error de 3 mm de desplazamiento que hemos sufrido.

Además, también hay que considerar que la longitud de onda a la frecuencia que trabajamos es de 893.6 mm. Consecuentemente, sufrir un desplazamiento en el *tap point* de 3 mm es equivalente a desplazarse una longitud 300 veces más pequeña que λ . Por lo tanto, el error cometido en realidad es muy pequeño en términos de longitud de onda.

6 CONCLUSIONES

Este trabajo tiene como propósito diseñar e implementar un filtro paso banda centrado a 520 MHz. El filtro debe presentar una atenuación de 40 dB a 10 MHz respecto la frecuencia central para poder atenuar un espurio existente a esa frecuencia. El ancho de banda especificado está situado entre los 3 MHz y los 5 MHz, por lo que trataremos un filtro de banda estrecha.

Haciendo un estudio de las diferentes posibilidades tecnológicas, se ha deducido que la mejor opción es la implementación del filtro mediante la topología interdigital utilizando aire como medio dieléctrico. Esta tecnología permite obtener un factor de calidad de los resonadores elevados y, consecuentemente, una baja atenuación en la banda de paso, especificación difícil de obtener mediante otras tecnologías a las frecuencias y anchos de banda con los que trabajamos.

Para realizar el filtro en cuestión, se ha presentado la teoría básica de filtros así como la deducción de la topología interdigital y las ecuaciones de diseño que la rigen. Mediante éste estudio se ha deducido que las ecuaciones de diseño varían en función de la geometría del resonador, presentando en éste trabajo el caso de resonadores cilíndricos y rectangulares. Además, se ha presentado un método para el cálculo exacto de las longitudes de los resonadores cilíndricos mediante la teoría de líneas de transmisión, que más adelante se ha corroborado su validez mediante las simulaciones realizadas y el filtro implementado.

Con el propósito de agilizar el proceso de diseño, también se ha implementado un simulador mediante Matlab®. Este simulador permite obtener la respuesta frecuencial paso banda de cualquier topología de filtro así como los parámetros geométricos de la estructura interdigital implementada con resonadores cilíndricos. Para validar el correcto funcionamiento de éste, se han realizado una serie de simulaciones mediante un simulador electromagnético 3D, obteniendo unos mismos resultados. Mediante éstas comparativas se deduce que el simulador realizado con Matlab® permite prever el comportamiento interdigital de forma precisa, con una desviación en la frecuencia central de un 0.17 % y una concordancia de los demás parámetros bastante precisa.

Sin embargo, mediante el simulador 3D también se ha observado que el parámetro *tap point* o punto de acceso externo definido teóricamente difiere ligeramente del valor óptimo real, lo que conlleva a obtener una peor adaptación en los dos puertos. A raíz de éste problema se estudia el comportamiento de la estructura en función de diferentes puntos de acceso mediante el simulador. Mediante este estudio, se deduce que el *tap point* varía no solo la adaptación del filtro sino la posición de los lóbulos de éste. Sin embargo, estas diferencias no representarán un problema a la hora de implementar el filtro ya que mediante el proceso de sintonización fina seremos capaces de variar la posición y magnitud del rizado y la frecuencia central. Aún así, considerando que un desplazamiento de 3 mm en el parámetro *tap point* equivale a un valor 300 veces menor a la longitud de onda con la que trabajamos, se deduce que el error cometido por el simulador implementado es pequeño.

Haciendo uso del simulador realizado, se ha implementado el filtro demandado. Una vez montada la estructura, se obtiene una respuesta que difiere en muy poca medida a la obtenida en el simulador electromagnético. Para poder solucionar las desviaciones frecuenciales, siendo en nuestro caso de 2 MHz, en la etapa de fabricación se ha incluido unos tornillos de métrica 3 enfrentados a los resonadores. Estos tornillos permiten realizar una sintonización fina posterior al diseño. También ha sido necesario desplazar el *tap point* en los dos puertos tal y como se predijo en la etapa de simulación para obtener una mejor adaptación y consecuentemente una mejor atenuación en la banda de paso.

Una vez realizados los cambios mencionados, se ha obtenido una frecuencia central exactamente igual a la especificada y una atenuación en la banda de paso que no supera los 3.7 dB, valor situado dentro del margen de los 3-4 dB esperados. Además, la atenuación que ofrece el filtro a 10 MHz respecto la frecuencia central es de 47.5 dB, valor que supera con creces la atenuación mínima especificada. Por último, se ha obtenido unas diferencias respecto las especificaciones en términos de ancho de banda del 4.26 %.

Por lo tanto, podemos afirmar que el simulador implementado se asemeja a los valores reales obtenidos, lo que valida su funcionamiento como simulador preciso de cualquier filtro paso banda interdigital con resonadores cilíndricos. Del mismo modo, podemos afirmar que se han cumplido los objetivos de diseñar un filtro con las especificaciones demandadas, obteniendo unos mismos o mejores resultados que los parámetros especificados.

Como líneas futuras podría optimizarse el código implementado mediante Matlab® conociendo los márgenes de error existentes tras haber efectuado el filtro. Una posible forma de realizar ésta optimización sería reduciendo ligeramente la longitud de los resonadores obtenida por el código, lo que permitiría reducir la frecuencia central. Además, también podría corregirse el error cometido en el *tap point* mediante el estudio experimental del comportamiento de éste realizado mediante el simulador electromagnético.

De forma análoga, también podría añadirse la posibilidad de realizar la topología interdigital con resonadores rectangulares, en cuyo caso se deberían insertar todas las ecuaciones de diseño presentadas en éste trabajo. Por último, también sería interesante realizar un estudio electromagnético mediante el simulador FEKO y la teoría de filtros implementados con líneas acopladas explicada en el capítulo 3.1.2 para implementar filtros a otras bandas frecuenciales.

7 ANEXO

7.1 *Script Pasobajo_tablas.m*

A continuación se presenta un script realizado con Matlab® que permite obtener la gráfica de atenuación de un filtro Chebyshev o Butterworth con un eje frecuencial definido por $|\omega|-1$.

```
%%Programa que crea la grafica de atenuación versus abs(w)-1 para n=1...12
%%tanto para Butterworth como para Chebyshev

%%En el caso Butterworth se suele asignar un rizado de 3 dB.

%%El índice id indica que utilizamos un filtro Butterworth en caso de id = 0
%%o un filtro Chebyshev en caso de id = 1.

%%En caso de escoger Butterworth, se recomienda asignar un ripple = 3 (por
%%convenio)

clear

%%El usuario inserta las especificaciones

id=input('Inserte un 0 si quiere la tabla Butterworth o un 1 si quiere la tabla
Chebyshev');
f0=input('Inserte la frecuencia de corte en Hz deseada: ');
BW=input('Inserte el ancho de banda deseado en Hz: ');
ripple=input('Inserte el rizado máximo permitido en la banda de paso en dB: ');
f0=input('Inserte la frecuencia central en MHz deseada: ');
```

```

for p=1:1:12

    n=p;                                %%Orden del filtro
    k=1;        %%Variable iterativa que marcará el índice de la freq. de barrido
    E=10^(0.1*ripple)-1;                %%En Butterworth generalizado E=1 (ripple=3)

    for i=0:1E3:f0+3*BW;

        %%Calculamos el barrido de frecuencia f y su transformada paso bajo en
        %%cada instante

        f(k)=i; %%Barremos la frecuencia a intervalos de i
        w(k)= f(k)/f0; %%No hay que transformarla, solo la normalizamos.

        %%Aplicamos la ecuación de atenuación en función del tipo de filtro

        if id==0                                %%Caso Butterworth

            A(k)=10*log10((1+E*w(k)^(2*n))) ;

        elseif id==1 & w(k)<=1                  %%Caso Chebyshev con w'<=1

            A(k)=10*log10((1+E*(cos(n*acos(w(k))))^2)) ;

        elseif id==1 & w(k)>=1                  %%Caso Chebyshev con w'>=1

            A(k)=10*log10((1+E*(cosh(n*acosh(w(k))))^2)) ;

        end

        k=k+1;
    end      %%Aquí se acaba el for

    %%Representación de la curva de atenuación

    plot(abs(w)-1,A) %%Gráfica |w|-1 versus atenuación donde la w está
    %%normalizada de forma que wc = 1.

end

%%Ponemos títulos

title('Característica de atenuación');
xlabel('|w/wo|-1');
ylabel('Atenuación [dB]');
title('Característica de atenuación filtro')

```

SCRIPT pasobajo_tablas.m

7.2 Respuesta de diferentes combinaciones de líneas acopladas

La tabla mostrada en la Tabla 7.1, extraída de [4], muestra las diez combinaciones posibles que se pueden obtener cortocircuitando o dejando en circuito abierto un par líneas acopladas.

También se muestra la respuesta frecuencial que presentan y la impedancia de entrada necesaria para obtener una máxima transferencia de potencia.

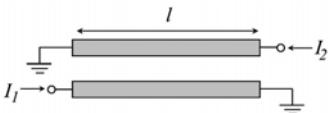
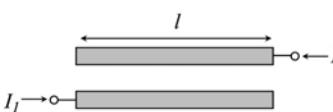
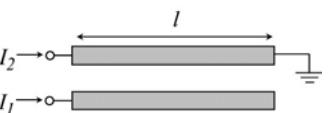
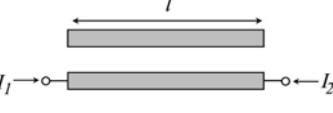
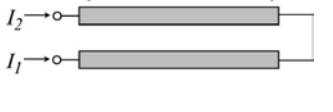
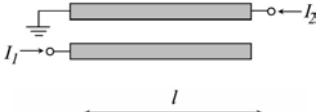
Combinación de línea acoplada	Respuesta frecuencial	Impedancia de entrada
	Paso bajo	$Z_{in1} = \frac{2 \cdot (Zo_e \cdot Zo_o) \cdot \cos \beta l}{\sqrt{\cos^2 \beta l \cdot (Zo_e + Zo_o)^2 - (Zo_e - Zo_o)^2}}$ $Z_{in2} = \frac{Zo_e \cdot Zo_o}{Z_{in1}}$
	Paso banda	$Z_{in1} = \frac{2 \cdot (Zo_e \cdot Zo_o) \cdot \sin \beta l}{\sqrt{(Zo_e - Zo_o)^2 - \cos^2 \beta l \cdot (Zo_e + Zo_o)^2}} = Z_{in2}$
	Paso banda	$Z_{in1} = \frac{\sqrt{(Zo_e - Zo_o)^2 - \cos^2 \beta l \cdot (Zo_e + Zo_o)^2}}{2 \cdot \sin \beta l} = Z_{in2}$
	Paso banda	$Z_{in1} = \frac{\sqrt{Zo_e \cdot Zo_o} \sqrt{(Zo_e - Zo_o)^2 - \cos^2 \beta l \cdot (Zo_e + Zo_o)^2}}{\sin \beta l \cdot (Zo_e + Zo_o)} = Z_{in2}$
	Pasa todo	$Z_{in1} = Z_{in2} = \frac{Zo_e + Zo_o}{2}$
	Pasa todo	$Z_{in1} = Z_{in2} = \frac{2 \cdot Zo_e \cdot Zo_o}{Zo_e + Zo_o}$
	Pasa todo	$Z_{in1} = Z_{in2} = \sqrt{Zo_e \cdot Zo_o}$
	Para todo	$Z_{in1} = -j \cdot \frac{2 \cdot Zo_e \cdot Zo_o}{Zo_e + Zo_o} \cdot \cot \beta l \quad Z_{in2} = \frac{Zo_e \cdot Zo_o}{Z_{in1}}$
	Para todo	$Z_{in1} = Z_{in2} = j \cdot \sqrt{Zo_e \cdot Zo_o} \cdot \tan \beta l$
	Para todo	$Z_{in1} = Z_{in2} = -j \cdot \sqrt{Zo_e \cdot Zo_o} \cdot \cot \beta l$

Tabla 7.1: Respuesta frecuencial en función de los puertos extraída de [4]

7.3 Código Matlab® del simulador de filtros paso banda Interdigitales con interfaz gráfica

A continuación se presentan los códigos de los scripts que conforman el simulador de filtros interdigitales Matlab®. Recalcar que sólo con estos scripts no se podrá ejecutar el simulador ya que éstos necesitan los archivos *.fig de las interfaces pertinentes, disponibles en el contenido digital presentado en la memoria.

7.3.1 Código de obtención de datos

7.3.1.1 Script calculos.m

```

%%Programa que simula la respuesta de un filtro Interdigital
inputs %%Script que obtiene todas las variables de entrada
%%Definiciones
%%1 inch = 2.54cm

epsilon0=2.2489E-3; %%epsilon0 en F/pulgadas
epsilon=epsilon0; %%Porque la epsilon relativa en el aire es
%%aproximadamente 1
g0=1; %%Resistencia o conductancia de la fuente
Vp=299792458; %%Velocidad de fase en el aire (Er casi 1) [m/s]
Vp=Vp/0.0254; %%Velocidad de fase en pulgadas [inches/s]
qwl=Vp/(4*f0); %%QuarterWaveLength para la freq central-->
Lambda/4=(c/f)/4
E=10^(0.1*ripple)-1; %%En Butterworth generalizado E=1(ripple = 3 dB)
f0GHz=f0/1e9; %%Expresamos frecuencia en GHz (será útil)

%%Definiciones de dimensiones físicas

%%Si nos han dado los datos en mm los pasamos a pulgadas:
estado=get(handles.cm, 'Value');

if estado == 1
    %%1cm=1/(2.54) inches
    H=H/(25.4); %%Ground plane spacing en inches
    D=D/25.4; %%Diametro en inches
    e=e/25.4; %%e==ESPACIADO ENTRE PARED Y RODS EXTERNOS
end

%%Llamamos al script que calcula las frecuencias paso bajo, los
%%coeficientes, la atenuación en cada punto y su grafica
filtro

```

```

%%Insertamos la relación entre anchos de banda Butterworth y Chebyshev
%%En el caso de tratar con un filtro Butterworth o un filtro
%%Chebyshev de rizado 3 dB la igualdad dará lo mismo (BW3dB = BW)

BW3dB=BW*(cosh((1/n)*acosh(1/(sqrt(E)))));
FBW3dB=BW3dB/f0;

%%Cálculo de las impedancias características de los resonadores

%%Zoi == Impedancia característica de los resonadores internos
Zoi=138*log10((4*H)/(pi*D));

%%Zoe == Impedancia característica de los resonadores externos
Zoe=138*log10((4/pi)*(H/D)*tanh((pi*e)/H));

%%Cálculo del factor de calidad del filtro Q
%%Se define como la inversa del FBW utilizando un BW3dB
Q=1/FBW3dB;

%%Cálculo del factor de calidad descargado de los resonadores.
%%La constante es 2200 si H está en pulgadas y la frecuencia en GHz
Qu=2200*H*sqrt(f0GHz);

%%Cálculo del factor de calidad cargado de los rods externos (edge rods)
%%Tanto en el caso Butterworth como Chebyshev se cumple que Q1 = Qn
Q1=(g0*g(1))/FBW;           %%Aquí el FBW es utilizando el BW de rizado
Qn=(g(n)*g(n+1))/FBW;       %%Aquí el FBW es utilizando el BW de rizado

%%Cálculo de la atenuación a la frecuencia central debida a
%%coeficientes g no ideales. g es lo único no constante
%%Hacemos el sumatorio de los coeficientes g
sumg=0;
for i=1:1:n
    sumg=sumg+g(i);
end

Atenf0=(4.343*sumg)/(FBW*Qu);

%%Cálculo de los coeficientes de acoplamiento
for i=1:1:n-1    %%de 1 hasta el orden del filtro - 1
    K(i)=FBW/(sqrt(g(i)*g(i+1)));
end

%%Corrección del coeficiente K12 y Kn,n-1 debido al efecto de las paredes
K(1)=K(1)*sqrt(Zoi/Zoe);
K(n-1)=K(1);%%K12=Kn,n-1 El acoplamiento 1º es igual al último

%%Cálculo del espaciado entre resonadores
%%El espaciado entre la pared y el primer rod es el end spacing e
%%C(0)=e; No lo ponemos porque no se puede definir C(0)
for i=1:1:n-1    %%de 1 hasta el orden del filtro - 1
    u=(coth((pi*D)/(4*H)))^((K(i)*pi)/4);

```

```

C(i)=(H/pi)*log((u+1)/(u-1));
end

%%Cálculo del tap point. Tanto el izquierdo como el
%%derecho darán lo mismo porque Q1=Qn

tap=((2*qwl)/pi)*asin(sqrt((pi*R)/(Q1*4*Zoe)));
%%CALCULO DE LAS LONGITUDES INTERNAS Y EXTERNAS

longitudTODO

%%MOSTRAMOS LOS DATOS CALCULADOS

%%Datos frecuenciales

fprintf('\n\nDATOS FRECUENCIALES\n\n');
fprintf('\n\nEl ancho de banda BW medido mediante el rizado es:
%fMHz',BW/1E6);
fprintf('\n\nEl ancho de banda BW medido a 3dB es:
%fMHz',BW3dB/1E6);
fprintf('\n\nEl ancho de banda fraccional FBW con un BW medido
mediante el rizado es: %f por ciento',FBW*100);
fprintf('\n\nEl ancho de banda fraccional FBW con un BW medido a 3dB
es: %f por ciento \n\n',FBW3dB*100);

%%Datos de factores de calidad y atenuación

fprintf('\n\nDATOS DE FACTORES DE CALIDAD Y ATENUACION\n\n');
fprintf('\n\nEl factor de calidad del filtro es %f', Q);
fprintf('\n\nEl factor de calidad descargado de cada resonador es
%f', Qu);
fprintf('\n\nEl factor de calidad cargado del primer y ultimo
resonador es %f', Qn);
fprintf('\n\nLa atenuación a la frecuencia central debido a las
perdidas de los resonadores basado en la Qu mostrada es %f dB\n\n',
Atenf0);
fprintf('\n\nLa atenuación a la f0 asignada es %f\n\n', Atenfs1);

%%Datos de estructura

fprintf('\n \n DATOS DE ESTRUCTURA\n\n');
fprintf('\n \n La impedancia de los resonadores internos es %f
Ohms', Zoi);
fprintf('\n \n La impedancia de los resonadores externos es %f
Ohms', Zoe);
fprintf('\n \n La longitud lambda cuartos a la frecuencia central es
%f pulgadas\n\n', qwl);

fprintf('\n \n El tap point se encuentra a %f pulgadas desde el
strip inferior', tap);

fprintf('\n \n Para la frecuencia de resonancia f0, la parte
imaginaria debería ser 0');
fprintf('\n \n En el caso de la longitudes internas hemos aproximado
a %f ', CeroINT);
fprintf ('utilizando %f iteraciones %f\n\n', iteracionesINT);
fprintf ('\n \n En el caso de las longitudes externas hemos
aproximado a %f ', CeroEXT);
fprintf ('utilizando %f iteraciones %f\n \n', iteracionesEXT);

fprintf ('\n \n \n La longitud de gap interno es de g = %f
*lambda/4', gapINT/qwl)
fprintf ('= %f inches ', gapINT)
fprintf (' (%f cm)\n\n', gapINT*2.54)
fprintf ('La longitud de gap externo es de ge = %f *lambda/4',

```

```

gapEXT/qwl)
fprintf ('= %f inches ', gapEXT)
fprintf (' (%f cm)\n \n', gapEXT*2.54)

fprintf ('La longitud de los rods internos son de %f inches',
longINT)
fprintf (' (%f cm) \n \n', longINT*2.54)
fprintf ('La longitud de los dos rods externos son de %f inches',
longEXT)
fprintf (' (%f cm) \n \n', longEXT*2.54)

fprintf('Los coeficientes del filtro son: \n')
g

fprintf('\n\nLos espaciados del filtro son: \n')
C

fprintf('\n\nLos coeficientes de acoplamiento son: \n')
K

%%Cálculo dimensiones

x=0;
for i=1:1:n-1
    x=C(i)+x;
end

x=x+2*e;

fprintf ('\n\nLas dimensiones son:\n\n Longitud total: %f pulgadas',
x)
fprintf ('(%f mm)\n', x*25.4)
fprintf ('Altura: %f', qwl)
fprintf ('(%f mm)\n', qwl*25.4)
fprintf ('Grosor: %f', H)
fprintf ('(%f mm)\n', H*25.4)

save variables

```

SCRIPT calculos.m**7.3.1.2 *Script filtro.m***

```

%%Script que calcula las frecuencias paso bajo, los coeficientes, la atenuación
en cada punto y su gráfica tanto para Butterworth como Chebyshev

%%Transformación de paso bajo a paso banda en el caso de filtro INTERDIGITAL

wbp1=((fs1-f0)/f0)*(2/FBW); %%wbp1 = caso en el que utilizamos la
fs inferior (fs1)
wbp2=((fs2-f0)/f0)*(2/FBW); %%wbp2 = caso en el que utilizamos la
fs superior (fs2)

%%OTRA POSIBLE TRANSFORMACION SI NO FUERA INTERDIGITAL

%wbp1=((fs1-f0)/fs1)*(2/FBW); %%wbp1 = caso en el que utilizamos la
fs inferior (fs1)

```

```

%wbp2=((fs2-f0)/fs2)*(2/FBW); %%wbp2 = caso en el que utilizamos la
fs superior (fs2)

%%OTRA POSIBLE TRANSFORMACION SI NO FUERA INTERDIGITAL

%wbp1=(fs1/f0-f0/fs1)*(1/FBW); %%wbp1 = caso en el que utilizamos la fs
inferior (fs1)
%wbp2=(fs2/f0-f0/fs2)*(1/FBW); %%wbp2 = caso en el que utilizamos la fs
superior (fs2)

wbp=[wbp1 wbp2]; %% Ponemos las dos frecuencias en forma matricial
wbpp=min(abs(wbp)); %%Cogemos el que nos da la wbp mínima (en
valor absoluto) para obtener el mínimo orden
(el más restrictivo)

%%Script que calcula los coeficientes y el orden del filtro (ya sea Butterworth
como Chebyshev)

ordenYcoeficientes

%%Datos informativos al usuario

fprintf('El orden n del filtro es: %f\n\n', n);
fprintf('la frecuencia de corte inferior es: %f MHz \n',fp1*1E-6);
fprintf('la frecuencia de corte superior es: %f MHz \n\n',fp2*1E-6);

%%Cálculo y grafico de la atenuación del filtro

%%Definiciones previas

k=1; %%Variable iterativa que marcará el índice de la
frecuencia de barrido

%%La elección de barrer de fs1-fs1/2 a fs2+fs2/2 es medio empírica
medio arbitraria. He probado diferentes valores hasta descubrir que
ese era más o menos el que abarcaba toda la atenuación. No empieza
en 0 porque estamos en el caso pasa banda. Sino tendría que barrer
primero todas las frecuencias hasta llegar a fs1. Tardaría mucho y
lo único que obtendríamos sería una atenuación muy alta en esa zona
(ahí filtra). La elección de barrer en pasos de 50E4 también es
empírica. He ido probando valores hasta que he descubierto que con
este se aprecia bien el rizado. Evidentemente, para este caso la
f(101) será la frecuencia central y A(101) su atenuación.

for i=fs1-fs1/2:50E4:fs2+fs2/2; %

%%Calculamos el barrido de frecuencia f y su transformada a paso
banda en cada instante

f(k)=i; %%Barremos la frecuencia de una
          forma discretizada a intervalos de i

w(k)= (2/FBW)*((f(k)-f0)/f0); %%Transformación de la
                                frecuencia de paso bajo a paso banda

%%w(k)= (2/FBW)*((f(k)-f0)/f(k)); %%Otra posible si no fuera
Interdigital
%%w(k)= (1/FBW)*(f(k)/f0-f0/f(k)); %%Otra posible si no
fuera Interdigital

%%Aplicamos la ecuación de atenuación en función del tipo de filtro

if id==0 %%Caso Butterworth
A(k)=10*log10((1+E*w(k)^(2*n)));
elseif id==1 & w(k)<=1%%Caso Chebyshev con w'<=0
A(k)=10*log10((1+E*(cos(n*acos(w(k))))^2));
elseif id==1 & w(k)>=1%%Caso Chebyshev con w'>=1

```

```

        A(k)=10*log10((1+E*(cosh(n*acosh(w(k))))^2));
    end
    k=k+1;
end %Aqui se acaba el for

%%Hacemos aparte el caso de la atenuación a la frecuencia de banda suprimida

wAtenfs1= (2/FBW)*((fs1-f0)/f0); %%Transformación de la frecuencia de paso bajo
a paso banda

%%Aplicamos la ecuación de atenuación en función del tipo de filtro

if id==0 %%Caso Butterworth
    Atenfs1=10*log10((1+E*wAtenfs1^(2*n)));
elseif id==1 & wAtenfs1<=1%%Caso Chebyshev con w'<=0
    Atenfs1=10*log10((1+E*(cos(n*acos(wAtenfs1)))^2));
elseif id==1 & wAtenfs1>=1%%Caso Chebyshev con w'>=1
    Atenfs1=10*log10((1+E*(cosh(n*acosh(wAtenfs1)))^2));
end

```

SCRIPT filtro.m**7.3.1.3 *Script ordenYcoeficientes.m***

```

%Script que calcula el orden y los coeficientes del filtro
%%El id es un identificador que indica si utilizamos Chebyshev (id=1) o
%%Butterworth (id = 0)

if id == 1 %%Caso Chebyshev (ripple diferente de 0)

    %%Calculo del orden n del filtro Chebyshev.
    %%Partimos de que cogemos el mínimo orden

    n = acosh(sqrt((10^(0.1*Aten)-1)/(10^(0.1*ripple)-
    1)))/acosh(wbpp);
    n=ceil(n); %%Redondea hacia infinito

    %%Definiciones previas para el cálculos de los coeficientes g
    betta=log(coth(ripple/17.37));
    gamma=sinh(betta/(2*n));

    %%Cálculo de los coeficientes g del filtro Chebyshev

    for k=1:n,
        a(k)=sin(((2*k-1)*pi)/(2*n));
        b(k)=gamma^2+(sin((k*pi/n)))^2;
    end

    g(1)=2*a(1)/gamma;

    for k=2:n,
        g(k)=(4*a(k-1)*a(k))/(b(k-1)*g(k-1));
    end

    %%Cálculo de la resistencia de carga g(k+1) para el caso de
    %%Chebyshev

    nn=n/2;
    nnn=ceil(nn); %%ceil es una función que hace el
    %%redondeo hacia arriba

```

```

        if nnn == nn      %Si el redondeo de un n°/2 es igual
                        a sí mismo es par, si es mayor, es impar
            g(k+1)=(coth(betta/4))^2; %%Caso par
        else g(k+1)=1;           %%Caso impar
        end

    else          %Caso Butterworth (caso ripple = 0)

        %%Calculo del orden n del filtro Butterworth. Cogemos el mínimo
        %%orden (el mas restrictivo de las dos Fs)
        %%Hemos puesto la ecuación de atenuación Butterworth sin
        %%generalizaciones pero hemos forzado el ripple a 3 dB (convenio).

        n = log10((10^(0.1*Aten)-1)/(10^(0.1*ripple)-
        1))/(2*log10(wbpp));
        n=ceil(n); %%Redondea hacia infinito

        %%Cálculo de los coeficientes del filtro g de k = 1 hasta el
        %%orden del filtro n en incrementos de 1.

        for k=1:1:n,
            g(k)=2*sin(((2*k-1)*pi)/(2*n));
        end

        %%Cálculo de la resistencia de carga
        g(k+1)=1;
    end

```

SCRIPT ordenYcoeficientes.m**7.3.1.4 *Script longitudTODO.m***

```

%%EL CASO EN CONCRETO DE 100MHz Y A PARTIR DE LOS 5GHz NUESTROS
%%VALORES EMPIEZAN A DIFERIR DEL SIMULADOR IMPLEMENTADO MEDIANTE C++ %%([8]) EN
UNOS 0.5 pulgadas. SIN EMBARGO NO ES 1 PROBLEMA YA QUE EL %%ARTICULO DEL CODIGO
PREDICE QUE SU CODIGO FUNCIONA EN EL RANGO DE %%200MHz HASTA 5 GHz. EL NUESTRO
EN TEORIA DEBERIA FUNCIONAR PARA TODAS %%LAS FRECUENCIAS.

%%Cálculo de la capacidad Fringe

v=D/H;
Cf=pi*H*2.54*(-0.0000422+0.0857397*v+0.0067853*v^2-9.092165e-
2*v^3+0.169088*v^4);

%%Cálculo de la longitud de los resonadores interiores

%%Buscamos la longitud del resonador para la cual obtengamos
%%una parte imaginaria de impedancia de entrada nula.

%%Asignamos el inicio de barrido. A frecuencias bajas tendremos
%%longitudes grandes. Por tanto a frecuencias bajas tendremos gap pequeño y
consecuentemente una i pequeña

if f0<500e6 i=0.001; %%A frecuencias bajas empezamos a barrer antes
else      i=0.01; end%%A frecuencias altas empezamos más tarde

```

```

p(1)=10000; %%Definimos la p(1) diferente de 0 para que no
%%contemple este caso como el mejor valor que cumple la
igualdad.

k=1; %%Variable iterativa del bucle

while i<1 %%el espacio g nunca medirá más de 1*lambda/4.
%%Barremos de casi 0 hasta lambda/4
k=k+1;
if k>3000 && min(abs(p))<=0.000001 break, end %%Si llevamos
%%muchas iteraciones y ya tenemos un valor casi 0 paramos

gap(k)=(i)*qwl; %%g == longitud desde el
final del rod hasta la pared
l(k)=qwl-gap(k); %%Longitud del resonador
Cp(k)=(2.54*0.0885*pi*D^2)/(4*gap(k)); %%Cp (Capacidad parallel
plates)
Cgap(k)=Cf+Cp(k); %%Capacidad total que modela el gap
entre el rod y pared en pf
Y(k)=1/(Zoi*tan((pi*l(k))/(2*qwl))); %%Admitancia del rod (sin
parte imaginaria)
p(k)=2*pi*f0*1e-12*Cgap(k)-Y(k); %%Igualdad que ha de ser
igual a 0.
if abs(p(k))<5e-7, break, end %%Consideramos que 5e-7 es
prácticamente 0
if abs(p(k)/p(k-1))<0.85 %%Agilizamos el código, si 1 muestra
se parece mucho a otra vamos rápido
if abs(p(k)) < 0.05 %%Si p es casi 0 tomamos muchas
muestras para acercarnos al 0.

i=i+0.0000000001;
else i=i+0.00000001; end

elseif f0<300e6 i=i+0.00001; %%Las frecuencias bajas tendrán
longitudes menores x lo que podemos
barrerlas con más precisión porque
tomaremos menos valores

else i=i+0.0001; end
end

%%MOSTRAMOS LOS VALORES OBTENIDOS PARA EL CASO RESONADOR INTERNO

[T,M]=min(abs(p)); %%T devuelve el mínimo valor y M el subíndice de
p donde está ubicado

CeroINT=T; %%Aproximación de 0.
iteracionesINT=k; %%Número de iteraciones que se han necesitado
longINT=l(M); %%Longitud rod interno
gapINT=gap(M); %%longitud gap rod interno

clear p %%Borramos el vector p para utilizarlo de nuevo
el caso externo.

%%CALCULO DE LA LONGITUD DE LOS RESONADORES EXTERNOS

%%Sabemos que este valor es un poco mayor que el de los internos
%%Por tanto en vez de volver a barrer todas las posibilidades
%%partiremos del valor del gap calculado para el caso interno.
%%como el resonador externo es mas grande, el gap es mas pequeño
%%lo que quiere decir que el subíndice i será más pequeño. Por lo
%%tanto barremos desde el subíndice i=gap/qwl hasta i-0.08.

j=gap(M)/qwl; %%Me da el valor de i de los resonadores internos
k=0; %%Variable iterativa

```

```

while j>(gap(M)/qwl)-0.08 %%No tengo que recorrer todo el vector
    %%otra vez, se que es ligeramente mayor
    %%que el valor del resonador interno.
    k=k+1;
    gape(k)=(j)*qwl; %%ge == longitud desde el final del
    %%resonador hasta la pared
    le(k)=qwl-gape(k); %%Longitud del resonador externo
    Cpe(k)=(2.54*0.0885*pi*D^2)/(4*gape(k)); %%Cp (parallel plates)
    %%del externo
    Cgape(k)=Cf+Cpe(k); %%Capacidad total que modela el gap entre
    %%el resonador y pared
    Yle(k)=tan((pi*(le(k)-tap))/(2*qwl)); %%tan(B(1-aq)) Modela la
    %%impedancia de la
    %%longitud le=1-tap
    Ytap(k)=1/tan((pi*tap)/(2*qwl)); %%1/tan(Baq) Modela la
    %%admitancia del tap point

    num(k)=((1/Zoe)*(Yle(k)-Ytap(k))*(1+Yle(k)*Ytap(k))-%
    (Zoe/(R^2))*Yle(k));
    den(k)=(1+Yle(k)*Ytap(k))^2+((Zoe/R)*Yle(k))^2;
    Y(k)=num(k)/den(k);
    p(k)=2*pi*f0*1e-12*Cgape(k)+Y(k); %%La igualdad tiene que ser 0.
    if abs(p(k))<5e-7, break, end %%Consideramos 5e-7 prácticamente 0
    j=j-0.00001;
end

%%MOSTRAMOS LOS VALORES OBTENIDOS PARA EL CASO RESONADOR EXTERNO

[T,M]=min(abs(p)); %%T devuelve el mínimo valor y M el subíndice de
%%p donde esta ubicado
CeroEXT=T; %%Aproximación de 0.
iteracionesEXT=k; %%Número de iteraciones que se han necesitado
longEXT=le(M); %%Longitud resonador externo
gapEXT=gape(M); %%longitud gap del resonador externo

```

SCRIPT longitudTODO.m

7.3.2 Código de interfaz

7.3.2.1 *Script inicio.m*

```

%%Script que crea la interfaz gráfica de inicio. La primera mitad del código se
crea de manera automática al crear un archivo mediante el aplicativo GUIDE.

function varargout = inicio(varargin)

gui_Singleton = 1;
gui_State = struct('gui_Name',         mfilename, ...
                   'gui_Singleton',   gui_Singleton, ...
                   'gui_OpeningFcn', @inicio_OpeningFcn, ...
                   'gui_OutputFcn',  @inicio_OutputFcn, ...
                   'gui_LayoutFcn',  [], ...
                   'gui_Callback',   []);
if nargin & isstr(varargin{1})
    gui_State.gui_Callback = str2func(varargin{1});
end

```

```

if nargin
    [varargout{1:nargin}] = gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
else
    gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
end

function inicio_OpeningFcn(hObject, eventdata, handles, varargin)
handles.output = hObject;
guidata(hObject, handles);

function varargout = inicio_OutputFcn(hObject, eventdata, handles)
varargout{1} = handles.output;

%%Aqui empieza el código que modificamos nosotros.

function f0_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
else
    set(hObject,'BackgroundColor',get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'));
end


function f0_Callback(hObject, eventdata, handles)

NewStrValue=get(hObject,'String'); %Almacena el valor ingresado
NewVal = str2double(NewStrValue); %Lo transforma a formato double

if isnan(NewVal)
    set(hObject, 'String', 0);
    errordlg('La entrada tiene que ser un numero','Error'); %%Error es el nombre
                                                               %%de la ventana
end

handles.f0 = NewVal;                      %Lo almacena en puntero
guidata(hObject,handles);                  %Salva los datos de la aplicación

function BW_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
else
    set(hObject,'BackgroundColor',get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'));
end


function BW_Callback(hObject, eventdata, handles)

NewStrValue=get(hObject,'String'); %Almacenar valor ingresado
NewVal = str2double(NewStrValue); %Transformar a formato double

if isnan(NewVal)
    set(hObject, 'String', 0);
    errordlg('La entrada tiene que ser un numero','Error'); %%Error es el nombre
                                                               %%de la ventana
end

handles.BW = NewVal; %Almacenar en puntero
guidata(hObject,handles); %Salvar datos de la aplicación

```

```

function fs1_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
else
    set(hObject,'BackgroundColor',get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'));
end

function fs1_Callback(hObject, eventdata, handles)

NewStrValue=get(hObject,'String'); %Almacenar valor ingresado
NewVal = str2double(NewStrValue); %Transformar a formato double

if isnan(NewVal)
    set(hObject, 'String', 0);
    errordlg('La entrada tiene que ser un numero','Error'); %%Error es el nombre
    %%de la ventana
end

handles.fs1 = NewVal; %Almacenar en puntero
guidata(hObject,handles); %Salvar datos de la aplicación

function fs2_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
else
    set(hObject,'BackgroundColor',get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'));
end


function fs2_Callback(hObject, eventdata, handles)

NewStrValue=get(hObject,'String'); %Almacenar valor ingresado
NewVal = str2double(NewStrValue); %Transformar a formato double

if isnan(NewVal)
    set(hObject, 'String', 0);
    errordlg('La entrada tiene que ser un numero','Error'); %%Error es el nombre
    %%de la ventana
end

handles.fs2 = NewVal; %Almacenar en puntero
guidata(hObject,handles); %Salvar datos de la aplicación

function Aten_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
else
    set(hObject,'BackgroundColor',get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'));
end


function Aten_Callback(hObject, eventdata, handles)

NewStrValue=get(hObject,'String'); %Almacenar valor ingresado
NewVal = str2double(NewStrValue); %Transformar a formato double

if isnan(NewVal)
    set(hObject, 'String', 0);
    errordlg('La entrada tiene que ser un numero','Error'); %%Error es el nombre
    %%de la ventana
end

```

```

handles.Aten = NewVal; %Almacenar en puntero
guidata(hObject,handles); %Salvar datos de la aplicación

function ripple_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
else
    set(hObject,'BackgroundColor',get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'));
end


function ripple_Callback(hObject, eventdata, handles)

NewStrValue=get(hObject,'String'); %Almacenar valor ingresado
NewVal = str2double(NewStrValue); %Transformar a formato double

if isnan(NewVal)
    set(hObject, 'String', 0);
    errordlg('La entrada tiene que ser un numero','Error'); %%Error es el nombre
de la ventana
end

handles.ripple = NewVal; %Almacenar en puntero
guidata(hObject,handles); %Salvar datos de la aplicación

%%Aquí no ponemos lo de mirar si es 0 o no porque el rizado SI puede serlo

function R_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
else
    set(hObject,'BackgroundColor',get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'));
end


function R_Callback(hObject, eventdata, handles)

NewStrValue=get(hObject,'String'); %Almacenar valor ingresado
NewVal = str2double(NewStrValue); %Transformar a formato double

if isnan(NewVal)
    set(hObject, 'String', 0);
    errordlg('La entrada tiene que ser un numero','Error'); %%Error es el nombre
%%de la ventana
end

handles.R = NewVal; %Almacenar en puntero
guidata(hObject,handles); %Salvar datos de la aplicación

function H_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
else
    set(hObject,'BackgroundColor',get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'));
end


function H_Callback(hObject, eventdata, handles)

NewStrValue=get(hObject,'String'); %Almacenar valor ingresado
NewVal = str2double(NewStrValue); %Transformar a formato double

```

```

if isnan(NewVal)
    set(hObject, 'String', 0);
    errordlg('La entrada tiene que ser un numero','Error'); %%Error es el nombre
de la ventana
end

handles.H = NewVal; %Almacenar en puntero
guidata(hObject,handles); %Salvar datos de la aplicación

function D_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
else
    set(hObject,'BackgroundColor',get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'));
end


function D_Callback(hObject, eventdata, handles)

NewStrValue=get(hObject,'String'); %Almacenar valor ingresado
NewVal = str2double(NewStrValue); %Transformar a formato double

if isnan(NewVal)
    set(hObject, 'String', 0);
    errordlg('La entrada tiene que ser un numero','Error'); %%Error es el nombre
de la ventana
end

handles.D = NewVal; %Almacenar en puntero
guidata(hObject,handles); %Salvar datos de la aplicación

function e_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
else
    set(hObject,'BackgroundColor',get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'));
end


function e_Callback(hObject, eventdata, handles)

NewStrValue=get(hObject,'String'); %Almacenar valor ingresado
NewVal = str2double(NewStrValue); %Transformar a formato double

if isnan(NewVal)
    set(hObject, 'String', 0);
    errordlg('La entrada tiene que ser un numero','Error'); %%Error es el nombre
de la ventana
end

handles.e = NewVal; %Almacenar en puntero
guidata(hObject,handles); %Salvar datos de la aplicación

function cm_Callback(hObject, eventdata, handles) %%Se ejecuta al apretar el
%%botón cm.

set(handles.cm, 'Value', 1);
set(handles.pulgadas, 'Value', 0);

set(handles.textoCM1, 'String', 'mm');
set(handles.textoCM2, 'String', 'mm');

```

```

set(handles.textoCM3, 'String', 'mm');

function pulgadas_Callback(hObject, eventdata, handles) %%Se ejecuta al apretar
%%el botón pulgadas.
set(handles.cm, 'Value', 0);
set(handles.pulgadas, 'Value', 1);

set(handles.textoCM1, 'String', 'pulgadas');
set(handles.textoCM2, 'String', 'pulgadas');
set(handles.textoCM3, 'String', 'pulgadas');

guidata(hObject,handles); %Salvar datos de la aplicación

function pushbutton2_Callback(hObject, eventdata, handles) %%Se ejecuta al
%%apretar el botón.
msgbox('Creado por Miguel Duran-Sindreu','Acerca de...');

function Salir_Callback(hObject, eventdata, handles)

ans=questdlg('¿Desea salir del programa?', 'SALIR', 'Si', 'No', 'No');
if strcmp(ans,'No')
return;
end
clear,clc,close all

%%La función strcmp compara dos strings y si son iguales retorna el valor 1
%%(true).Clear elimina todas los valores de workspace, clc limpia la pantalla y
%%close all cierra todos los Guide. Si la secuencia 'Si','No','No' termina en
%%'No' la parte No del cuadro de pregunta se resalta.

function Ejecutar_Callback(hObject, eventdata, handles)

f0=handles.f0;
BW=handles.BW;
fs1=handles.fs1;
fs2=handles.fs2;
Aten=handles.Aten;
ripple=handles.ripple;
R=handles.R;
H=handles.H;
D=handles.D;
e=handles.e;

calculos %%cuando le damos a ejecutar y los datos son correctos empezamos los
%%cálculos
resultados
grafica

```

SCRIPT inicio.m

7.3.2.2 *Script gráfica.m*

```

%%Script que crea la interfaz de los resultados frecuenciales del filtro a
%%partir de inicio.m. El comienzo del código se genera de forma automática.

function varargout = grafica(varargin)

gui_Singleton = 1;
gui_State = struct('gui_Name',           mfilename, ...
                   'gui_Singleton',    gui_Singleton, ...
                   'gui_OpeningFcn',   @grafica_OpeningFcn, ...

```

```

        'gui_OutputFcn', @grafica_OutputFcn, ...
        'gui_LayoutFcn', [], ...
        'gui_Callback', []);

if nargin & isstr(varargin{1})
    gui_State.gui_Callback = str2func(varargin{1});
end

if nargout
    [varargout{1:nargout}] = gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
else
    gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
end

%%Aqui empieza el código que modificamos nosotros.

function grafica_OpeningFcn(hObject, eventdata, handles, varargin)
handles.output = hObject;
guidata(hObject, handles);
format long

load variables Atenfs1 id g e n fp1 fp2 Aten ripple BW BW3dB FBW FBW3dB Atenf0

if id == 1
    set(handles.filtro,'String','Chebyshev')
else
    set(handles.filtro,'String','Butterworth')
end

set(handles.orden,'String',n)

set(handles.fsup1,'String',fp1/1E6)
set(handles.fsup2,'String',fp2/1E6)
set(handles.BW,'String',BW/1E6)
set(handles.BW3dB,'String',BW3dB/1E6)
set(handles.FBW,'String',FBW*100)
set(handles.FBW3dB,'String',FBW3dB*100)
set(handles.Atenf0,'String',Atenf0)
set(handles.Atenfs1,'String',Atenfs1)

calculos(hObject, handles, g, n)

%%Por defecto hacemos un plot normalizado de la atenuación la 1ª vez

desnormalizar_atenuacion(hObject, handles);

function varargout = grafica_OutputFcn(hObject, eventdata, handles)
varargout{1} = handles.output;

function normalizado_Callback(hObject, eventdata, handles)

set(handles.normalizado, 'Value', 1);
set(handles.Desnormalizado, 'Value', 0);

estado4 = get(handles.respuesta, 'Value');

%%Si estado4 = 1 la gráfica actual es la respuesta del filtro
if estado4 == 1
    normalizar_respuesta(hObject, handles);
else
    normalizar_atenuacion(hObject, handles);
end

```

```

function Desnormalizado_Callback(hObject, eventdata, handles)
set(handles.normalizado, 'Value', 0);
set(handles.Desnormalizado, 'Value', 1);

estado3 = get(handles.respuesta, 'Value');

%%Si estado3 = 1 la gráfica actual es la respuesta del filtro

if estado3 == 1
    desnormalizar_respuesta(hObject, handles);
else
    desnormalizar_atenuacion(hObject, handles);
end

guidata(hObject,handles); %Salvar datos de la aplicación

function caracteristica_Callback(hObject, eventdata, handles)

set(handles.respuesta, 'Value', 0);
set(handles.caracteristica, 'Value', 1);

estado1 = get(handles.normalizado, 'Value');

%%Si estado1 = 1 la grafica actual esta normalizada
if estado1 == 1
    normalizar_atenuacion(hObject, handles);
else
    desnormalizar_atenuacion(hObject, handles);
end

guidata(hObject,handles); %Salvar datos de la aplicación

function respuesta_Callback(hObject, eventdata, handles)

set(handles.respuesta, 'Value', 1);
set(handles.caracteristica, 'Value', 0);

estado0 = get(handles.normalizado, 'Value');

%%Si estado1 = 1 la gráfica actual está normalizada
if estado0 == 1
    normalizar_respuesta(hObject, handles);
else
    desnormalizar_respuesta(hObject, handles);
end

guidata(hObject,handles); %Salvar datos de la aplicación

function desnormalizar_atenuacion(hObject, handles)

load variables f A fs1 fs2 Aten
axes(handles.axes2)
plot(f/1e6,A) %%Grafica f versus atenuación. Dividimos entre 1e6 para
%%representarlo en MHz.
AXIS([(fs1-fs1*0.0625)/1e6 (fs2+fs2*0.0625)/1e6 0 Aten+20]);
xlabel('frecuencia [MHz]');
ylabel('Atenuacion [dB]');
title('Caracteristica de atenuacion filtro')
%%text(fs2/1e6,Aten, 'A fs2 una atenuación mínima Aten')

guidata(hObject,handles); %Salvar datos de la aplicación

function desnormalizar_respuesta(hObject, handles)

```

```

load variables f A fs1 fs2 Aten

axes(handles.axes2)
plot(f/1e6,-A) %%Gráfica del filtro
xlabel('frecuencia [MHz]');
ylabel('Magnitud [dB]');
title('Respuesta del filtro')
AXIS([(fs1-fs1*0.0625)/1e6 (fs2+fs2*0.0625)/1e6 -(Aten+20) 4]);
guidata(hObject,handles); %Salvar datos de la aplicación

function normalizar_respuesta(hObject, handles)

load variables w A Aten

axes(handles.axes2)
plot(w,-A) %%Gráfica del filtro
xlabel('frecuencia angular normalizada w [rad]');
ylabel('Magnitud [dB]');
title('Respuesta del filtro')
AXIS([-15 15 -(Aten+20) 4]);
guidata(hObject,handles); %Salvar datos de la aplicación

function normalizar_atenuacion(hObject, handles)

load variables w A Aten

axes(handles.axes2)
plot(w,A)%%Gráfica w versus atenuación donde la w esta normalizada de forma
%%que wc=0.
AXIS([-15 15 0 (Aten+20)]);
xlabel('frecuencia angular normalizada w [rad]');
ylabel('Atenuacion [dB]');
title('Caracterisitica de atenuacion filtro')
%text(1,3, ' A w = 1 caen 3dB (1,3)')

guidata(hObject,handles); %Salvar datos de la aplicación

function calculos ( hObject, handles, g, n)

%%HACEMOS LA TABLA DE COEFICIENTES:

%%Si es mayor de 6 no cabe en la tabla y lo ponemos en el workspace d Matlab®

set(handles.g1,'String',g(1))

if n == 1 %%Si el orden es igual a 1, C(1) será ya el end space
    set(handles.g2,'String',g(3))
    set(handles.g2a,'String','g(n+1)')
elseif n > 1
    set(handles.g2,'String',g(2))
end

if n == 2
    set(handles.g3,'String',g(3))
    set(handles.g3a,'String','g(n+1)')
elseif n > 2
    set(handles.g3,'String',g(3))
end

if n == 3
    set(handles.g4,'String',g(4))
    set(handles.g4a,'String','g(n+1)')
elseif n > 3
    set(handles.g4,'String',g(4))

```

```

end

if n == 4
    set(handles.g5,'String',g(5))
    set(handles.g5a,'String','g(n+1)')

elseif n > 4
    set(handles.g5,'String',g(5))
end

if n == 5
    set(handles.g6,'String',g(6))
    set(handles.g6a,'String','g(n+1)')

elseif n > 5
    set(handles.g6,'String',g(6))
end

if n == 6
    set(handles.g7,'String',g(7))
    set(handles.g7a,'String','g(n+1)')
end

```

SCRIPT gráfica.m

7.3.2.3 *Script gráfica.m*

```

%%Script que crea la interfaz de los resultados frecuenciales del filtro a
%%partir de inicio.m. El comienzo del código se genera de forma automática.

function varargout = resultados(varargin)

gui_Singleton = 1;
gui_State = struct('gui_Name',          mfilename, ...
                    'gui_Singleton',   gui_Singleton, ...
                    'gui_OpeningFcn', @resultados_OpeningFcn, ...
                    'gui_OutputFcn',  @resultados_OutputFcn, ...
                    'gui_LayoutFcn',  [], ...
                    'gui_Callback',   []);
if nargin & isstr(varargin{1})
    gui_State.gui_Callback = str2func(varargin{1});
end

if nargout
    [varargout{1:nargout}] = gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
else
    gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
end

function resultados_OpeningFcn(hObject, eventdata, handles, varargin)
handles.output = hObject;

guidata(hObject, handles);

%%Aqui empieza nuestro código. Cargamos las variables que necesitamos.
format long

load variables H e n Q Qu Qn Atenf0 Zoi Zoe qwl tap CeroINT CeroEXT
iteracionesINT iteracionesEXT gapINT gapEXT longINT longEXT g C K

```

```

set(handles.Q,'String',Q)
set(handles.Qu,'String',Qu)
set(handles.Qn,'String',Qn)
set(handles.Atenf0,'String',Atenf0)
set(handles.longEXT,'String',longEXT)
set(handles.qwl,'String',qwl*25.4)
set(handles.Zoi,'String',Zoi)
set(handles.Zoe,'String',Zoe)
set(handles.tap,'String',tap*25.4)
set(handles.longINT,'String',longINT*25.4)
set(handles.longEXT,'String',longEXT*25.4)
set(handles.gapINT,'String',gapINT*25.4)
set(handles.gapEXT,'String',gapEXT*25.4)
set(handles.ceroINT,'String',CeroINT)
set(handles.ceroEXT,'String',CeroEXT)
set(handles.iteracionesINT,'String',iteracionesINT)
set(handles.iteracionesEXT,'String',iteracionesEXT)
set(handles.endplate,'String',e*25.4)

%%Calculamos las C en mm
e=e*25.4;
C=C*25.4;
calculo (hObject, handles, C, K, n, e)

%%Calculamos las dimensiones en mm
qwl=qwl*25.4;
H=H*25.4;
dimensiones(hObject, handles, qwl, C, n, e, H)

%%Eliminamos el archivo de variables por si acaso al volver a ejecutar el
%%programa utilizara el incorrecto.

delete variables

function varargout = resultados_OutputFcn(hObject, eventdata, handles)

varargout{1} = handles.output;

function edit16_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
else
    set(hObject,'BackgroundColor',get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'));
end

function edit16_Callback(hObject, eventdata, handles)

function edit17_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
else
    set(hObject,'BackgroundColor',get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'));
end


function edit17_Callback(hObject, eventdata, handles)

function edit18_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
else
    set(hObject,'BackgroundColor',get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'));
end

```

```

function edit18_Callback(hObject, eventdata, handles)

function edit19_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
else
    set(hObject,'BackgroundColor',get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'));
end


function edit19_Callback(hObject, eventdata, handles)

function edit20_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
else
    set(hObject,'BackgroundColor',get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'));
end


function edit20_Callback(hObject, eventdata, handles)

function mm_Callback(hObject, eventdata, handles)

load variables H n C K g e qwl tap gapINT gapEXT longINT longEXT

set(handles.tap,'String',tap*25.4)
set(handles.longINT,'String',longINT*25.4)
set(handles.longEXT,'String',longEXT*25.4)
set(handles.gapINT,'String',gapINT*25.4)
set(handles.gapEXT,'String',gapEXT*25.4)
set(handles.qwl,'String',qwl*25.4)
set(handles.endplate,'String',e*25.4)

%%Calculamos las C en mm
C=C*25.4;
e=e*25.4;
calculo (hObject, handles, C, K, n, e)

%%Calculamos las dimensiones en mm
qwl=qwl*25.4;
H=H*25.4;
dimensiones(hObject, handles, qwl, C, n, e, H)

set(handles.mm, 'Value', 1);
set(handles.pulgadas2, 'Value', 0);

set(handles.mmm1, 'String', 'mm');
set(handles.mmm2, 'String', 'mm');
set(handles.mmm3, 'String', 'mm');
set(handles.mmm4, 'String', 'mm');
set(handles.mmm5, 'String', 'mm');
set(handles.mmm6, 'String', 'mm');
set(handles.mmm7, 'String', 'mm');
set(handles.mmm8, 'String', '[mm]');
set(handles.mmm9, 'String', '[mm]');
set(handles.mmm10, 'String', '[mm]');

guidata(hObject,handles); %Salvar datos de la aplicación

```

```

function pulgadas2_Callback(hObject, eventdata, handles)

load variables H C K n e qwl tap gapINT gapEXT longINT longEXT

set(handles.tap,'String',tap)
set(handles.longINT,'String',longINT)
set(handles.longEXT,'String',longEXT)
set(handles.gapINT,'String',gapINT)
set(handles.gapEXT,'String',gapEXT)
set(handles.qwl,'String',qwl)
set(handles.endplate,'String',e)

%%Calculamos las C en pulgadas

calculo (hObject, handles, C, K, n, e)

%%Calculamos las dimensiones en pulgadas

dimensiones(hObject, handles, qwl, C, n, e, H)

set(handles.mm, 'Value', 0);
set(handles.pulgadas2, 'Value', 1);

set(handles.mm1, 'String', 'pulgadas');
set(handles.mm2, 'String', 'pulgadas');
set(handles.mm3, 'String', 'pulgadas');
set(handles.mm4, 'String', 'pulgadas');
set(handles.mm5, 'String', 'pulgadas');
set(handles.mm6, 'String', 'pulgadas');
set(handles.mm7, 'String', 'pulgadas');
set(handles.mm8, 'String', '[pulgadas]');
set(handles.mm9, 'String', '[pulgadas]');
set(handles.mm10, 'String', '[pulgadas]');

guidata(hObject,handles); %Salvar datos de la aplicación

function calculo (hObject, handles, C, K, n, e)

%%HACEMOS LA TABLA DE COEFICIENTES y espaciados:

%%Si es mayor de 6 no cabe en la tabla y lo ponemos en el workspace de Matlab ®

set(handles.ec1,'String',e)
set(handles.C01,'String',e)

if n == 1 %%Si el orden es igual a 1, C(1) será ya el end space
    %%Si el orden es 1, la longitud total será 2* resonador externo
    set(handles.C12,'String',e)
    set(handles.C12a,'String','C1E')

elseif n > 1

    set(handles.C12,'String',C(1))
    set(handles.ec2,'String',e+C(1))
    set(handles.K12,'String',K(1))

end

if n == 2

    set(handles.C23,'String',e)
    set(handles.C23a,'String','C2E')

elseif n > 2

    set(handles.C23,'String',C(2))

```

```

set(handles.C23a,'String','C23')
set(handles.ec3,'String',e+C(1)+C(2))
set(handles.K23,'String',K(2))

end

if n == 3
    set(handles.C34,'String',e)
    set(handles.C34a,'String','C3E')

elseif n > 3

    set(handles.C34,'String',C(3))
    set(handles.ec4,'String',e+C(1)+C(2)+C(3))
    set(handles.K34,'String',K(3))
end

if n == 4

    set(handles.C45,'String',e)
    set(handles.C45a,'String','C4E')

elseif n > 4
    set(handles.C45,'String',C(4))
    set(handles.ec5,'String',e+C(1)+C(2)+C(3)+C(4))
    set(handles.K45,'String',K(4))
end

if n == 5

    set(handles.C56,'String',e)
    set(handles.C56a,'String','C5E')

elseif n > 5

    set(handles.C56,'String',C(5))
    set(handles.ec6,'String',e+C(1)+C(2)+C(3)+C(4)+C(5))
    set(handles.ec6a,'String','Rod6')
    set(handles.K56,'String',K(5))
end

guidata(hObject,handles); %Salvar datos de la aplicación

function dimensiones(hObject, handles, qwl, C, n, e, H)

x=0;

for i=1:1:n-1
    x=C(i)+x;
end

x=x+2*e;

set(handles.ec7,'String',x)

set(handles.LongTotal,'String',x)
set(handles.qwlH,'String',qwl)
set(handles.grosor,'String',H)
guidata(hObject,handles); %Salvar datos de la aplicación

```

SCRIPT resultados.m

7.4 Vistas del filtro implementado realizadas con Autocad®

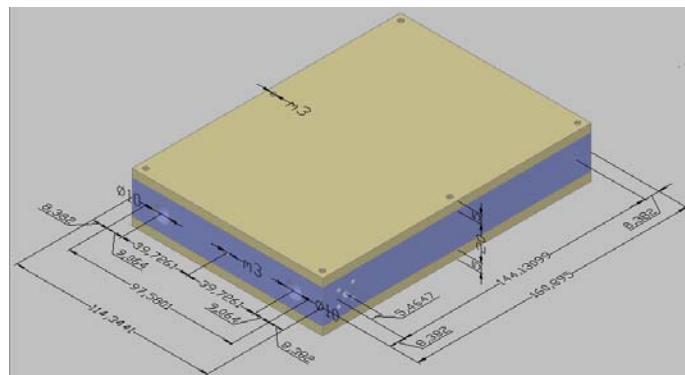


Figura 7.1: Vista isométrica sudeste

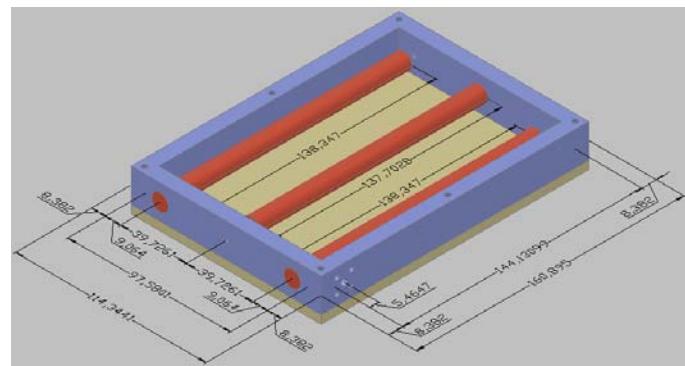


Figura 7.2: Vista isométrica sudeste sin tapa y con resonadores

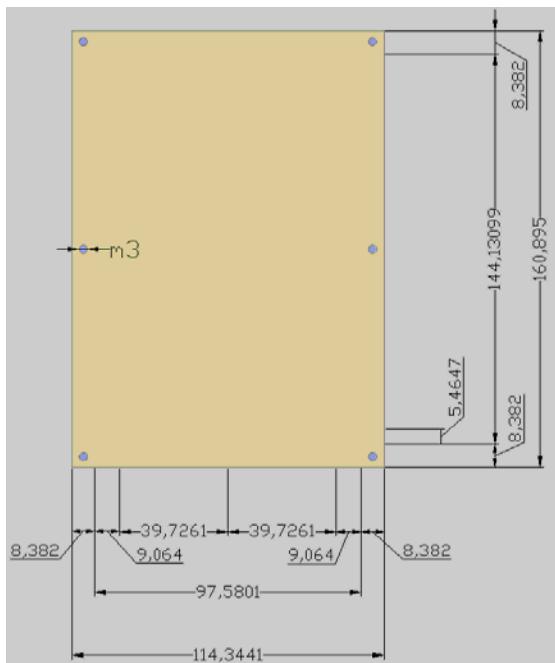


Figura 7.3: Vista superior

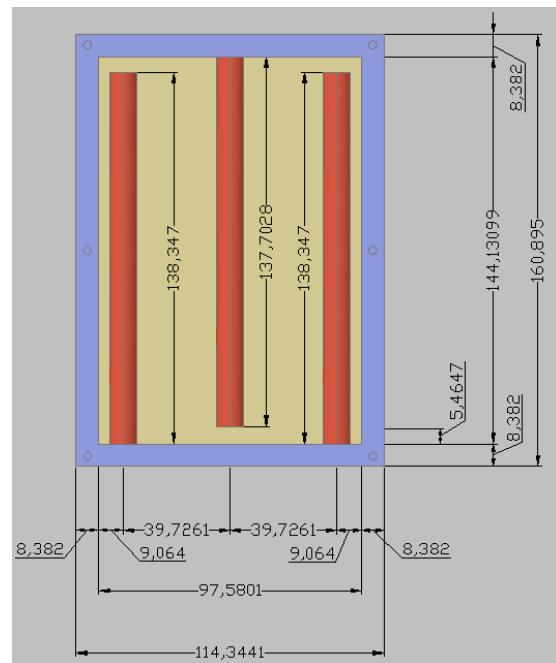


Figura 7.4: Vista superior sin tapa y con resonadores

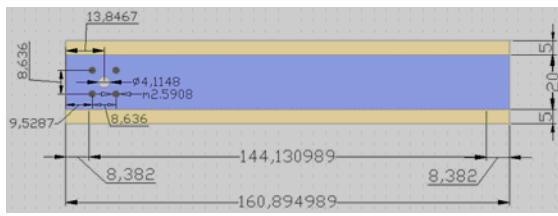


Figura 7.5: Vista derecha

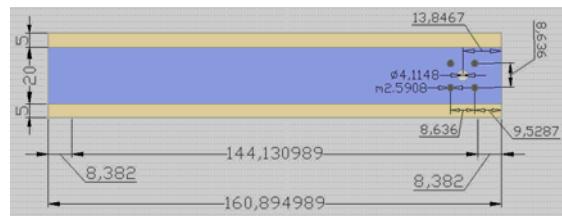


Figura 7.6: Vista izquierda

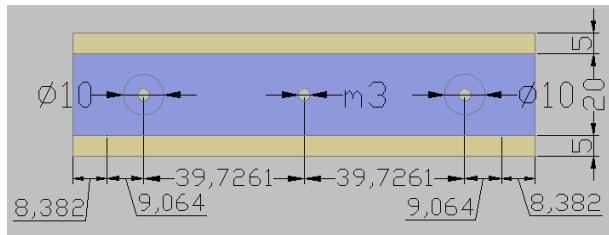


Figura 7.7: Vista frontal

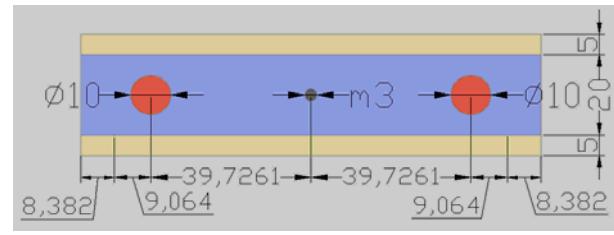


Figura 7.8: Vista frontal con resonadores y tornillos

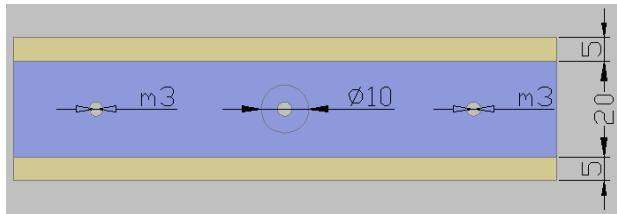


Figura 7.9: Vista posterior

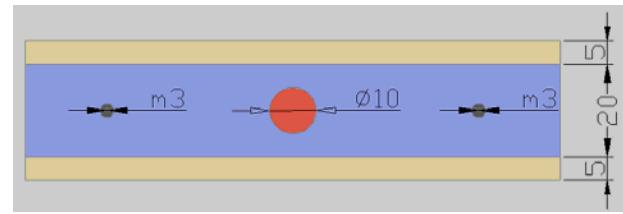


Figura 7.10: Vista posterior con resonadores y tornillos

8 REFERENCIAS

- [1] Seymour B. Cohn, “*Dissipation loss in multiple-coupled resonator filters*”, Proc. IRE, 47, 1342-1348, Agosto 1959.
- [2] Ralph Levy, Richard V. Synder and George L. Matthaei, “*Design of microwave filters*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, Número 3, Marzo 2002, páginas 783-793.
- [3] George L. Matthaei, Leo Young, and E.M.T Jones, “*Microwave Filters,Impedance-Matching Networks, and coupling structures*”, Mc-Graw-Hill, New York, 1964.
- [4] E. M. T. Jones y J. T. Bolljahn, “*Coupled-Strip-Transmission-Line Filters and Directional Couplers*”. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-4, Abril, 1956, páginas 75-81
- [5] David M. Pozar, “*Microwave Engineering – Second Edition*”, John Wiley & Sons, inc., Nova York, 1998.
- [6] M. Dishal, “*A simple Design Procedure for Small Percentage Bandwidth Round-Rod Interdigital Filters*”. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-13, Número 5, Setiembre, 1965, páginas 696-698
- [7] William J. Getsinger, “*Coupled Rectangular Bars Between Parallel Plates*”. IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-10, Número 1. Enero, 1962, páginas 65-72.
- [8] B. F. Nicholson, “*The resonant frequency of interdigital filter elements*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-14, Número 5, Mayo 1966, páginas 250-251.

- [9] D. D. Khandelwal, “*The resonant frequency of interdigital filter elements*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-15, Número 5, Mayo 1967, páginas 322-324.
- [10] M. J. Lancaster, Jia-Sheng Hong, “*Microstrip Filters For RF/Microwave applications*”, John Wiley & Sons, New York, 2001.
- [11] Seymour B. Cohn, “*Parallel-Coupled Transmission-Line-Resonator Filters*”, IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-6, páginas 223 – 231. Abril 1958.
- [12] George L. Matthaei, “*Interdigital Band-Pass filters*”, IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-10, páginas 479-491. Noviembre 1962.
- [13] International Telephone and Telegraph Corp., “Reference Data for Radio Engineers”, 4th Ed. New York: American Book-Stratford Press, Inc.
- [14] J. H. Cloete, “*The resonant frequency of rectangular interdigital filter elements*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-31, Número 9, Setiembre 1983, páginas 772-774.
- [15] Jerry Hinshaw, N6jH and Shahrokh Monemzadeh, “Computer-aided interdigital bandpass filter design”. Ham radio magazine, Enero 1985. Páginas 12-26.
- [16] Applied Engineering Products: www.aepconnectors.com

Firma:

Abstract

The purpose of this work is to design and implement a pass band filter with a narrow bandwidth centered at 520 MHz. For this reason, an evaluation of the different technological solutions is made, concluding that the most viable solution is an interdigital filter using air as dielectric medium. This is because of the high quality factor that presents the resonators of this topology in the narrow band case, allowing obtaining an acceptable attenuation at the band pass in comparison with the other evaluated technologies.

Thus, a study of the behavior and the parameters of the interdigital topology is made, using as starting point the basic filter theory. It is also exposed the necessity to discern between cylindrical and rectangular resonators, obtaining different design equations for each case.

Finally, it is also presented a simulator implemented with Matlab[®] that allows obtaining the geometric values of the interdigital structure implemented with cylindrical rods, as well as the frequencial answer. In order to verify the correct operation of the simulator, the results obtained will be compared with those simulated with an electromagnetic simulator, as well as with the ones obtained with the implemented filter.

Resumen

Este trabajo tiene como objetivo diseñar e implementar un filtro paso banda de banda estrecha centrado a 520 MHz. Para ello, se realiza una valoración de las diferentes soluciones tecnológicas a utilizar, llegando a la conclusión que la topología interdigital utilizando aire como medio dieléctrico será la solución más viable. Esto es debido a que el factor de calidad de los resonadores de esta topología cuando tratamos anchos de banda estrechos es mucho más elevado en comparación con las demás tecnologías evaluadas, permitiendo obtener así una atenuación en la banda de paso aceptable.

Por ello, se presenta un estudio del comportamiento y de los parámetros que definen la topología interdigital partiendo de la teoría básica de filtros. También se plantea la necesidad de discernir entre resonadores cilíndricos y rectangulares, obteniendo unas ecuaciones de diseño distintas para cada caso.

Por último, también se implementa un simulador mediante Matlab[®] que permite obtener la respuesta frecuencial y los valores geométricos de la estructura interdigital implementada con cilindros. Para verificar el correcto funcionamiento del simulador, se comparan los resultados obtenidos con los simulados por un simulador electromagnético así como con los obtenidos con el filtro implementado.

Resum

Aquest treball té com objectiu dissenyar i implementar un filtre passa banda de banda estreta centrat a 520 MHz. Per això, es realitza una valoració de les diferents solucions tecnològiques a utilitzar, arribant a la conclusió que la topologia interdigital implementada amb aire com medi dielèctric serà la solució més viable. Això es degut a que el factor de qualitat dels ressonadors d'aquesta topologia quan tractem amples de banda estrets es molt més elevat en comparació amb les demés tecnologies avaluades, permetint-te així obtenir una atenuació a la banda de pas més acceptable.

Per tant, es presenta un estudi del comportament i dels paràmetres que defineixen la topologia interdigital partint de la teoria bàsica de filters. També es planteja la necessitat de discernir entre ressonadors cilíndrics i rectangulars, obtenint unes equacions de disseny diferents per cada cas.

Per últim, també s'implementa un simulador mitjançant Matlab[®] que permet obtenir la resposta freqüencial i els valors geomètrics de l'estructura interdigital amb ressonadors cilíndrics. Per verificar el correcte funcionament del simulador, es comparen els resultats obtinguts amb els simulats per un simulador electromagnètic i amb els obtinguts amb el filtre implementat.