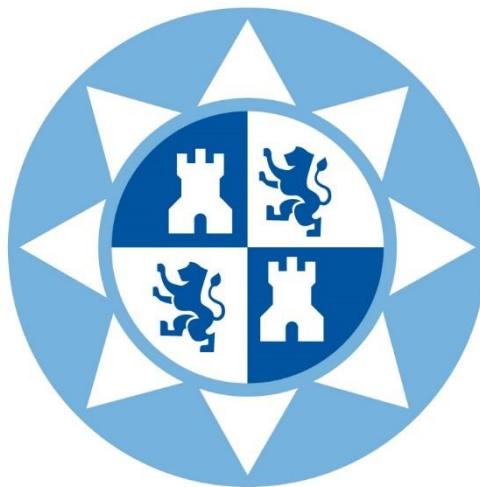


ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE  
TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



Proyecto de Fin de Carrera

**Diseño de filtros de microondas sintonizables  
en tecnología MEMS**



AUTOR: Francisco de Asís Benayente Delgado  
DIRECTOR: Alejandro Álvarez Melcón  
Septiembre / 2016



# Contenido

1.	Introducción.....	4
2.	Descripción del problema a solucionar.....	5
3.	La tecnología MEMS (Microelectromechanical Systems) .....	7
3.1.	Introducción a los MEMS.....	7
3.2.	Dispositivos MEMS en RF y microondas.....	9
3.2.1.	Organización y metodología de MEMS en RF y de microondas.....	9
3.2.2.	Estado del arte en MEMS RF y de microondas en comunicaciones inalámbricas.....	10
3.2.2.3.	Líneas de transmisión MEMS.....	15
3.2.2.4.	Switches (interruptores) MEMS. ....	16
3.3.	Condensadores MEMS sintonizables.....	27
3.3.1.	Mecanismos de actuación para el control de condensadores MEMS. ....	28
3.3.2.	Fundamentos físicos de la actuación electrostática.....	29
3.4.	Inductancias MEMS.....	35
3.4.1.	Inductancias MEMS sintonizables. ....	36
3.5.	Integración de componentes MEMS en sistemas y circuitos. ....	38
3.5.1.	Elementos concentrados obtenidos mediante micromecanizado. ....	38
3.5.2.	Elementos de circuito reconfigurables.....	38
3.6.	Principales tecnologías de fabricación de MEMS .....	40
3.6.1.	Bulk micromachining.....	40
3.6.2.	Surface micromachining.....	40
3.6.3.	Fusion bonding.....	42
3.6.4.	LIGA y SLIGA (Sacrificial LIGA).....	42
3.6.5.	Procesos de micromecanizado híbrido .....	43
4.	Diseño eléctrico del filtro en AWR.....	44
4.1.	Diseño y simulación eléctrica del filtro .....	44
4.1.1.	Diseño mediante el método de pérdidas de inserción .....	44
4.1.2.	Diseño del filtro mediante el método de resonadores acoplados .....	62
5.	Diseño de los componentes en 3D y verificación en COMSOL Multiphysics.....	69
5.1.	Diseño de líneas de transmisión en tecnología microstrip.....	70
5.2.	Diseño de las capacidades fijas del filtro .....	74
5.3.	Capacidades fijas de 0.12 pF.....	76

5.4.	Capacidades fijas de 0.01 $pF$ .....	80
5.5.	Diseño de las inductancias en paralelo.....	83
5.6.	Diseño de las capacidades variables .....	87
5.6.1.	Capacidades en el rango 1.14 – 1.19 $pF$ .....	87
5.6.2.	Capacidades en el rango 1.25 – 1.30 $pF$ .....	93
5.7.	Modelo 3D del filtro completo .....	96
6.	Conclusiones y futuras líneas de desarrollo .....	100
7.	Referencias. ....	101
	Índice de tablas .....	107
	Índice de figuras .....	108

# 1. Introducción

El diseño y desarrollo de filtros en radiofrecuencia implica, entre otras cosas, dedicar tiempo y esfuerzo en el diseño de elementos distribuidos de tamaño comparable a la longitud de onda de la señal que atraviesa el sistema, debido a que los elementos de circuito empleados a frecuencias inferiores comienzan a comportarse de manera no lineal, y a introducir otros efectos indeseados en su respuesta.

Así, el tamaño de los circuitos se incrementa notablemente, al mismo tiempo que se obliga al diseñador a tener en cuenta efectos de radiación, acoplamiento de señales entre los propios elementos del circuito, así como la influencia del entorno cercano sobre la señal que atraviesa estos sistemas. Además, la necesidad de reducir el tamaño de los circuitos, a niveles que permitan una integración dentro del mismo chip, ha llevado a abrir líneas de desarrollo que exploren alternativas para sintetizar elementos de circuito lo más pequeños posible.

En este sentido, los sistemas microelectromecánicos (MEMS) se erigen como una de las soluciones más interesantes y robustas para la obtención de nuevos componentes electrónicos concentrados. El presente proyecto explorará la síntesis y desarrollo de algunos de estos elementos (condensadores y bobinas), mediante el modelado en 3D con un software especializado, para demostrar que su respuesta es la esperada, y que pueden ser empleados en la construcción de un filtro de microondas. Algunos de estos elementos podrán alterar sus características geométricas, de manera que se convertirán también en elementos de circuito sintonizables, permitiendo una respuesta en frecuencia variable, añadiendo con ello una ventaja más a la reducción de tamaño: la sintonización en frecuencia.

Este proyecto presentará el problema que se pretende solucionar, realizará una introducción a los desarrollos actuales en el campo de los MEMS, introducirá los fundamentos físicos que gobiernan la respuesta de estos sistemas, mostrará algunas técnicas de diseño de circuitos en radiofrecuencia empleadas en la actualidad, y demostrará que pueden conseguirse elementos de circuito que alcanzan los requisitos para la resolución del problema propuesto.

## 2. Descripción del problema a solucionar

El diseño del filtro de microondas sintonizable, que se pretende construir en este proyecto, consistirá en un filtro paso banda que permitirá la selección de los canales 1, 6 y 11 del estándar de transmisión inalámbrica IEEE 802.11, que opera en la banda de  $2.4\text{ GHz}$ . Cada uno de estos canales tiene  $20\text{ MHz}$  de ancho de banda, con una separación entre canales de  $5\text{ MHz}$ . El documento que incluye el estándar completo puede consultarse en la web del IEEE [1].

El espectro de señal aproximado de cada uno de los canales puede observarse en la figura 1:

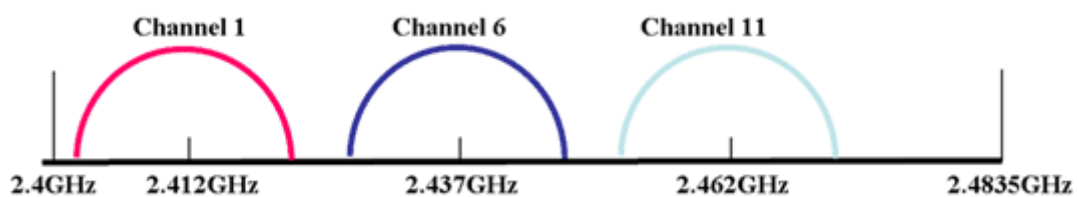


Figura 1: Espectro de los canales sin solapamiento del IEEE 802.11

Se han tomado estos canales porque conforman una muestra representativa de todos los que comprenden el estándar 802.11 en la banda de  $2.4\text{ GHz}$ , además de ser los tres únicos canales de la misma que no provocan interferencias entre sí. El resto de canales se encuentran solapados en ese rango de frecuencias. La figura 2 muestra el espectro con los canales de número impar, en los que la frecuencia central de cada uno representa el inicio del siguiente:

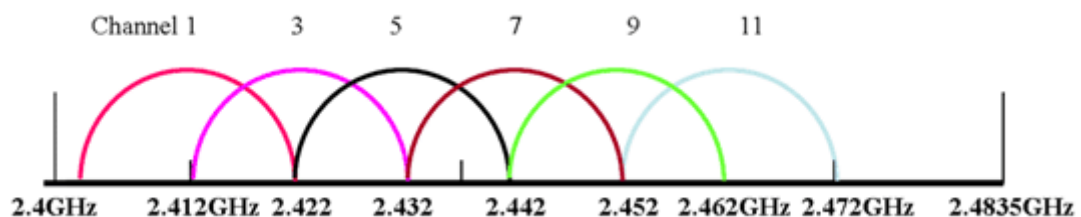


Figura 2: Espectro de todos los canales del IEEE 802.11

La selección de los canales se realiza mediante elementos de circuito reconfigurables eléctricamente (capacidades variables), en la forma que se describirá en detalle en secciones posteriores.

Los canales a seleccionar mediante el filtro paso banda tienen las características reflejadas en la tabla 1:

Tabla 1: Frecuencias de los canales 1, 6 y 11 de la banda de 2.4 GHz

Canal	Frec. central	Frec. superior	Frec. Inferior
1	2.412 GHz	2.422 GHz	2.402 GHz
6	2.437 GHz	2.447 GHz	2.427 GHz
11	2.462 GHz	2.462 GHz	2.452 GHz

En este proyecto se atenderá al diseño del circuito que permite la selección de estos canales sin atender especialmente al rechazo de la banda eliminada, ya que la respuesta en frecuencia puede mejorarse realizando implementaciones de circuitos de orden superior al que realiza este proyecto, con elementos en el rango de valores de los que se describirán a continuación.

## 3. La tecnología MEMS (Microelectromechanical Systems)

### 3.1. Introducción a los MEMS

La demanda cada vez mayor de sistemas de comunicaciones de microondas de alta eficiencia ha disparado la investigación y el desarrollo de sistemas multifuncionales, adaptativos y de baja potencia, que demandan reconfigurabilidad, eficiencia espectral, miniaturización de dispositivos y disminución de costes. La tecnología MEMS para fabricar dispositivos miniaturizados que combinan partes mecánicas y circuitos eléctricos, dentro del mismo chip semiconductor, representa la punta de lanza en la consecución de tales sistemas. Los dispositivos MEMS incorporan estructuras mecánicas como diafragmas, vigas, muelles, engranajes, etc., junto con circuitos integrados para realizar varios tipos de funciones.

MEMS es el acrónimo de MicroElectroMechanical Systems, o sistemas microelectromecánicos. Se denominan también *micromachines* o MST (micro systems technology), aunque la denominación MEMS es el estándar de facto en las publicaciones para hacer referencia a estos sistemas.

Cuando se habla de MEMS se hace referencia a toda la tecnología aplicada a los dispositivos de tamaño muy pequeño, que no pertenecen a los campos de la nanotecnología molecular o la electrónica molecular. Los componentes que forman parte de los MEMS tienen un tamaño comprendido entre 1 y 100  $\mu\text{m}$ , y los propios MEMS están en el rango que va desde los 20  $\mu\text{m}$  al milímetro.

El potencial de los MEMS ya fue tenido en cuenta mucho antes de que se diseñaran los primeros dispositivos. El profesor y premio Nobel de física Richard P. Feynman, en su famosa conferencia "*There's plenty of room at the bottom*" de 1959, ya describió un mundo donde los MEMS constituían un pilar básico. Pero no fue hasta que pudieron fabricarse, usando las mismas tecnologías que los dispositivos semiconductores, cuando su utilidad se hizo evidente.

Feynman se adentró en los problemas que podrían surgir en el diseño de máquinas de pequeño tamaño, teniendo en cuenta las fuerzas, materiales, comportamiento magnético, y fricción.

En el diseño de elementos mecánicos, por ejemplo, se dio cuenta de que, para un nivel de estrés constante, conforme el elemento es miniaturizado, tanto su peso como su inercia pasan a ser insignificantes en comparación con la resistencia del material. En relación a las propiedades estructurales de materiales miniaturizados, observó que su estructura granular, y con ello su inhomogeneidad, se harían cada vez más relevantes. Esto haría que los



materiales metálicos no resultasen tan atractivos para ser utilizados en esta clase de diseños, en beneficio de materiales cuya naturaleza es amorfa. Materiales como los plásticos y el cristal, que son homogéneos a pequeña escala, se convierten así en alternativas sólidas y prometedoras para la escala de los MEMS. No obstante, gran parte de los desarrollos actuales en MEMS implican la utilización de materiales "clásicos", como el oro, el cobre, o el propio silicio.

Respecto al comportamiento magnético, Feynman se dio cuenta de que no sería posible conservar las propiedades magnéticas de los materiales conforme su escala se reducía, debido a su naturaleza basada en dominios. Para ilustrar este punto, describió cómo un gran imán compuesto de millones de dominios a escala macroscópica debía necesariamente perder gran cantidad de éstos conforme se acercaba a la escala micrométrica. Esta observación implicaba que los dispositivos MEMS que aprovechen los efectos del magnetismo debían ser rediseñados prácticamente desde cero.

En lo relativo a la fricción, Feynman aventuró que los MEMS eliminarían las necesidades de lubricación de los mecanismos, justificándolo mediante la afirmación de que la fuerza adicional disponible a estas escalas contrarrestaría la fricción, especialmente tras el descubrimiento de la superlubricación. También, el tamaño de los dispositivos permitiría mejores transferencias y disipación de calor, eliminando de paso el problema del calentamiento.

Así pues, el panorama que dibuja la irrupción de los MEMS no puede ser más prometedor, al permitir el diseño y la fabricación de dispositivos a una escala nunca antes soñada, eliminando algunos de los problemas actuales en la concepción y desarrollo de sistemas.

### 3.2. Dispositivos MEMS en RF y microondas.

El pequeño universo de los MEMS es interdisciplinar, en el sentido de que comprende campos de la ingeniería a priori independientes entre sí, como la fabricación de circuitos integrados, la ciencia de materiales y estructuras, el desarrollo de dispositivos microscópicos, y en ciertos casos, como el que abarca este proyecto, la ingeniería de microondas y radiofrecuencia (RF).

En el diseño de MEMS de microondas y radiofrecuencia, el objetivo es la creación de máquinas y técnicas con el potencial de mejorar de manera sustancial los sistemas y circuitos de comunicaciones actuales, eliminando las barreras actuales de diseño y concepción de estos circuitos, y abriendo nuevas posibilidades gracias al manejo de la geometría tridimensional como nuevo parámetro en manos de los ingenieros.

#### 3.2.1. Organización y metodología de MEMS en RF y de microondas.

La versatilidad de los MEMS los hace ideales para sustituir o complementar a muchos de los dispositivos de microondas que actualmente se implementan en tecnologías de semiconductores. Así, elementos como líneas de transmisión, switches, varactores, bobinas o resonadores pueden ser implementados mediante esta tecnología, proporcionando una serie de ventajas que se verán a lo largo de este proyecto.

La terminología común de dispositivos MEMS RF se muestra en la tabla 2, acompañada de una descripción de los parámetros más habituales usados en tecnología de RF y microondas, de manera análoga a la tecnología de semiconductores:

Tabla 2: Parámetros de dispositivos MEMS RF

Parámetro	Dispositivo asociado	Definición
<b>Pérdidas de inserción</b>	Switch	Potencia RF perdida en el dispositivo
<b>Pérdidas de retorno</b>	Switch	Potencia RF reflejada por el dispositivo
<b>Aislamiento</b>	Switch	Aislamiento RF entre la entrada y la salida
<b>Linealidad</b>	Switch	Independencia de la impedancia del dispositivo de la señal de entrada RF

<b>Resistencia en serie</b>	Componente RF	Resistencia equivalente, $R$ , presente en un componente reactivo que es modelado como una configuración simple en serie entre $R$ y una reactancia pura, $Z_{im}$ , donde $Z_{im} = \frac{1}{j\omega C}$ para un condensador, y $Z_{im} = j\omega L$ para una inductancia.
<b>Factor de calidad</b>	Componente eléctrico o mecánico	Relación entre la energía almacenada en un dispositivo y la energía disipada por ciclo de resonancia
<b>Frecuencia mecánica de resonancia</b>	Cualquier dispositivo	Frecuencia particular a la que la energía potencial y cinética resuenan

### 3.2.2. Estado del arte en MEMS RF y de microondas en comunicaciones inalámbricas.

#### 3.2.2.1. Filtros MEMS sintonizables.

Un elemento crítico en los sistemas de comunicaciones actuales, también proporcionado por la tecnología MEMS, es el filtro sintonizable. Algunos ejemplos de este tipo de sistemas, así como algunos de sus parámetros más destacables, se muestran en la tabla 3, junto a algunas referencias de publicaciones que exploran dichos parámetros:

Tabla 3: Ejemplos de filtros sintonizables

Nombre	Mecanismo operativo	Frecuencia	IL
<b>Filtro conmutado monolítico de dos polos [2]</b>	Condensadores micromecanizados de superficie, que proporcionan una capacidad variable a un filtro <i>strip</i> coplanar	37% entre 10.7 y 15.5 GHz	< 2 dB
<b>Filtro sintonizable acoplado en su extremo, de tres polos [3]</b>	Estructuras de carga distribuidas que son conectadas mediante switches MEMS capacitivos	6-10 GHz	3.3-3.8 dB
<b>Filtro sintonizable de banda ancha [4]</b>	Filtro en guía de onda coplanar fabricado sobre sustrato de cristal. Usando resonadores con carga junto a los condensadores MEMS, se obtiene una	12-18 GHz	4-5 y 6.8 dB a 17.8 y 12.2 GHz para una resistencia de

	relación de sintonización del 40% con resolución ultra fina		la línea de alimentación de $20\text{ k}\Omega/sq$
<b>Filtro elimina banda sintonizable [5]</b>	Estructura de guía de onda coplanar cargada en su línea central con CSRRs, rodeados por condensadores MEMS variables	39-48 GHz (banda Q)	Muy baja en la banda permitida, inferior a $-40\text{ dB}$ en la banda eliminada
<b>Filtro combine de tres polos [6]</b>	Switches capacitivos MEMS al final de cada resonador	8.2-11.3 GHz	4.4 a 6dB
<b>Filtro de alta multi-frecuencia en un solo chip [7]</b>	Resonadores MEMS piezoeléctricos de Nitruro de Aluminio, colocados en cascada en una estructura en escalera, para formar un filtro paso banda de bajas pérdidas de inserción	Hasta 236 MHz	4 dB a 93 MHz
<b>Filtro sintonizable de modos evanescentes de alto Q [8]</b>	Una cavidad de modos evanescentes usada como resonador de alto factor de calidad (Q), y una red de condensadores formados por switches de viga, usada como red de sintonización	4.19-6.59 GHz, Q = 535-845	2.46-1.28 dB

Un vistazo a la tabla 3 muestra las direcciones tomadas por los investigadores. Para los filtros MEMS, se distinguen dos tipos de métodos de sintonización en frecuencia: analógico y digital. La sintonización analógica es relativamente sencilla utilizando condensadores MEMS variables, y aunque proporciona variación continua en frecuencia, su rango de sintonización (tuning range, TR) se ve reducido al 5-15%. Por otro lado, en la sintonización digital, un condensador es conectado y desconectado del circuito, resultando en frecuencias centrales discretas y rangos de sintonización mayores, entre un 20% y un 60%.

Algunos diseños se centran en el rango de frecuencia entre 100 MHz y 1 GHz. El beneficio principal de emplear diseños digitales es su menor sensibilidad frente a la polarización y el ruido Browniano [9]. Además, la frecuencia central se conoce con gran precisión, y no presenta variaciones críticas debido a efectos térmicos, como ocurre en el caso de la sintonización analógica.

Un ejemplo de filtro se muestra en la figura 3, correspondiente al filtro conmutado monolítico de dos polos [2], reflejado en la tabla 3.

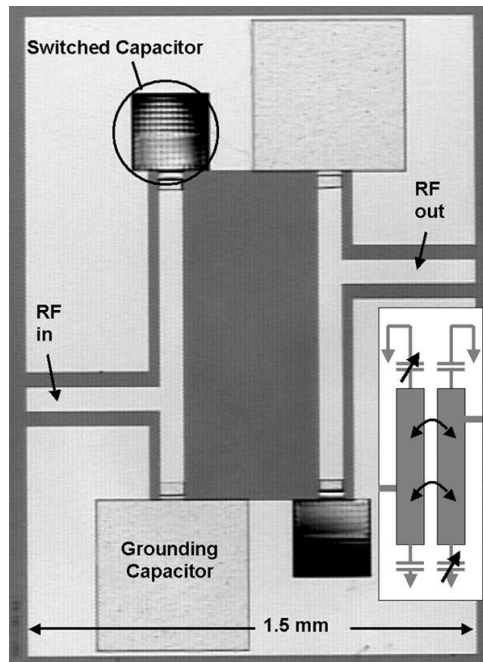


Figura 3: Filtro conmutado RF con MEMS. Extraído del paper [10].

Otro ejemplo, mostrado en la figura 4, corresponde al filtro elimina banda sintonizable, detallado también en la tabla 3, y está basado en líneas de transmisión con metamateriales (líneas artificiales consistentes en una línea principal cargada con elementos reactivos) [5].

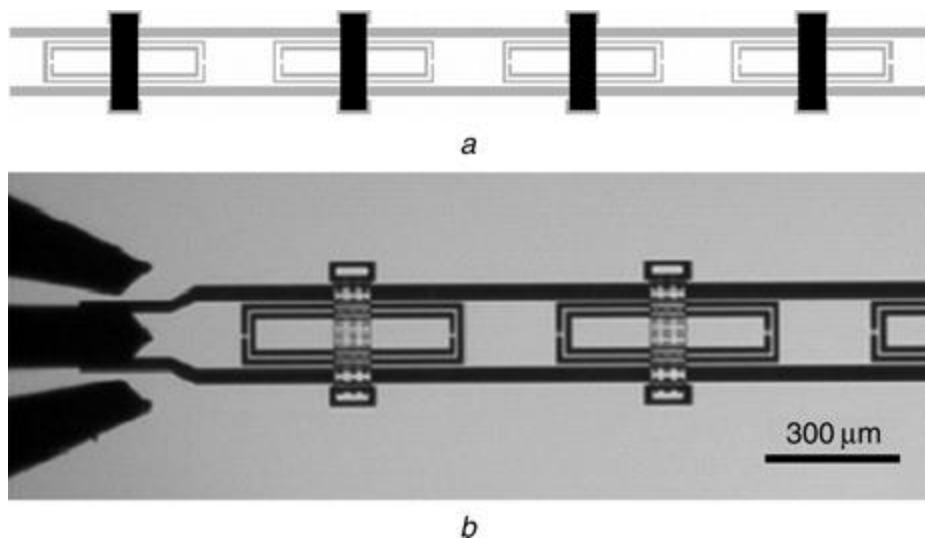


Figura 4: Filtro elimina banda sintonizable mediante metamateriales, con el layout del filtro (a), y una microfotografía de las dos primeras etapas (b). Extraído del paper [5].

Las líneas de transmisión con metamateriales emplean dos estrategias: SRR (Split Ring Resonator) y CSRR (Complementary Split Ring Resonator) como elementos de carga. Se observa un comportamiento elimina banda para las líneas de transmisión cargadas solamente con estos pequeños resonadores, por la presencia de un cero de transmisión en las inmediaciones de la frecuencia de resonancia, debido al valor extremo de la permeabilidad efectiva (en los SRR), y de la permitividad (en los CSRR).

En el caso de la figura 4, CSRRs de forma rectangular fueron colocados mediante etching en la línea central de una guía de onda coplanar (CPW) de  $50 \Omega$ , con puentes MEMS RF sobre los mismos. Estos puentes proporcionaron sintonización a la estructura, obteniéndose un filtro elimina banda con un TR del 20% en la banda Q (39-48 GHz). La estructura consiste en un dispositivo periódico de cuatro etapas donde la distancia entre los CSRRs se ha mantenido en torno a  $220 \mu m$ . El filtro descrito en [5] presenta unas pérdidas de inserción muy altas fuera de la banda rechazada (5 dB), lo que no lo hace muy adecuado como componente sintonizable MEMS en RF.

Para la realización de filtros paso banda empleando resonadores electromecánicos, existen dos modalidades. La primera emplea filtros acoplados eléctricamente, donde un array de resonadores es acoplado entre sí sólo mediante señales eléctricas. La segunda usa filtros acoplados mecánicamente (mechanically coupled filters) [11], en los que un array de resonadores se acopla mediante enlaces puramente mecánicos. Esta última emplea resonadores MEMS mecánicos que operan en modos distintos entre sí.

Una comparación entre ambas modalidades revela que el acoplamiento eléctrico de resonadores simplifica considerablemente la implementación, eliminando la necesidad de enlaces mecánicos externos, que generalmente originan problemas de fabricación, en particular a altas frecuencias de operación. Además, es conveniente destacar que el tamaño del enlace mecánico comprende una parte significativa de las dimensiones del propio resonador (en torno al 10%), lo que implica dimensiones realmente pequeñas conforme la frecuencia se incrementa (por ejemplo, un resonador a 1 GHz requiere enlaces de menos de  $0.5 \mu m$ ). Asimismo, pueden obtenerse diseños complejos más fácilmente mediante la colocación de resonadores en cascada.

Por otro lado, los beneficios de emplear resonadores acoplados mecánicamente incluyen la capacidad de ajustar el ancho de banda del filtro, de manera independiente a las propiedades del material. Esto se complementa con la capacidad de mejorar el rechazo en la banda eliminada.

Aunque los micro resonadores alcanzan potencialmente un gran factor de calidad (Q), presentan una gran resistencia equivalente del circuito resonador a estas escalas (resistencia al movimiento o *motional resistance*) [12], requiriendo voluminosos elementos de adaptación o afrontar a cambio grandes pérdidas de inserción. Materiales piezoeléctricos como el nitrato de

aluminio o el cuarzo ofrecen coeficientes de acoplamiento electromecánico superiores, que reducen significativamente la resistencia equivalente del resonador a unos pocos ohmios, y que al mismo tiempo proporcionan los anchos de banda necesarios para aplicaciones de filtrado.

### 3.2.2.2. Antenas MEMS reconfigurables.

Debido a la gran cantidad de estándares internacionales de comunicaciones que se encuentran muy cercanos entre sí en el espectro electromagnético, las antenas reconfigurables han despertado un creciente interés, de manera que disponer de una antena que pueda atender transmisiones en varias bandas de frecuencia se ha convertido en un área de estudio cada vez más importante.

Una antena multibanda construida mediante MEMS puede reconfigurarse en muy pocos microsegundos para servir a diferentes aplicaciones, en bandas de frecuencia muy separadas entre sí, como las comunicaciones en banda L (1-2 GHz) y banda X (8-12.5 GHz). La tabla 4 muestra algunos casos de estudio en este campo:

Tabla 4: Antenas MEMS

Denominación	Modo de operación	Frecuencia	IL
<b>Antena de parche coplanar [13]</b>	Aplicando una tensión DC entre el varactor MEMS y el pad de la antena, se sintoniza electrostáticamente la frecuencia de transmisión	5.185-5.545 GHz	-40 dB o mejores
<b>Antena Sierpinski [14]</b>	Se emplean 3 conjuntos de switches MEMS RF, con diferentes tensiones de actuación, para activar y desactivar secuencialmente partes de una antena multibanda fractal Sierpinski	2.4-18 GHz	Máxima pérdida inferior a -35 dB
<b>Antena de bucle rectangular microstrip [15]</b>	Se altera físicamente el perímetro del bucle usando switches MEMS RF	1.16-2.08 GHz	Mejor que -60 dB (simulado)
<b>Antena planar en F-inversa [16]</b>	Se dispone de una línea de sintonización con camino eléctrico, hasta el plato conectado a tierra, a través de un switch MEMS y una carga capacitiva. Alterando el estado del switch, la frecuencia de resonancia es controlada con el valor de la carga capacitiva	762-842 MHz	-22 dB a la frecuencia de resonancia

La figura 5 muestra el layout de la antena de parche coplanar (correspondiente a [13]):

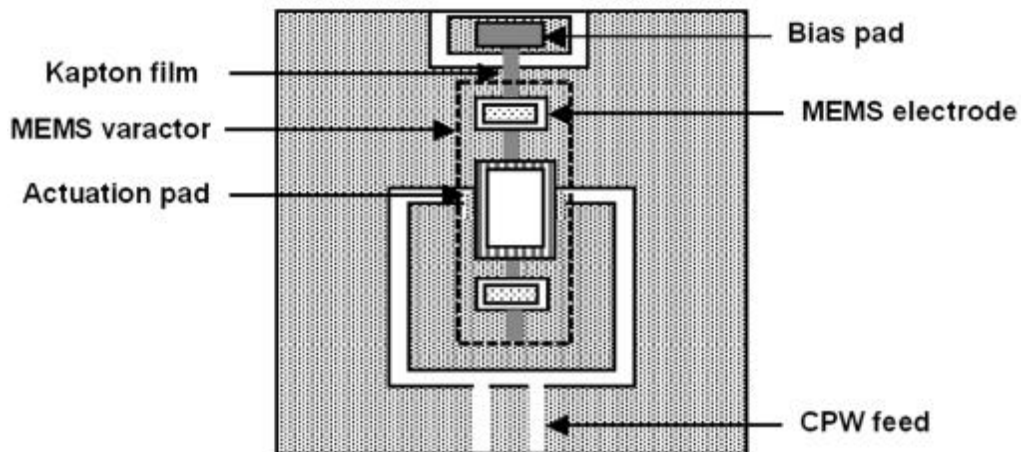


Figura 5: Antena de parche coplanar. Adaptación del paper [13].

Esta antena presenta una guía de onda coplanar (CPW) para la alimentación en el borde inferior de radiación y un varactor MEMS en el borde superior. Las tres capas constituyentes de la antena son sustrato, espaciador y un film de poliamida.

### 3.2.2.3. Líneas de transmisión MEMS.

El origen de muchas de las limitaciones de las líneas de transmisión, como la dispersión en frecuencia o las pérdidas de inserción, se encuentra en las propiedades del medio o el sustrato donde son definidas. La tecnología MEMS ha sido desarrollada lo suficiente como para disminuir la influencia de este sustrato. Por ejemplo, en la estructura con línea microstrip de la siguiente figura 6 [17], la línea de transmisión es colocada sobre una membrana fina con constante dieléctrica cercana a la unidad.

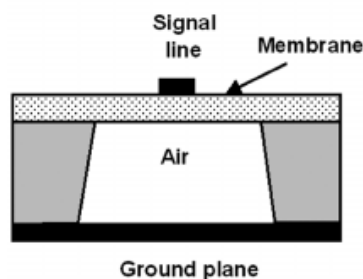


Figura 6: Línea microstrip sobre membrana al aire



El hueco de aire se consigue mediante una combinación de *bulk-etching* del sustrato. Esta estructura tiene el problema de que no presenta un plano de masa intrínseco, lo que requiere que la línea de transmisión se coloque encima de un sustrato metalizado, que se incluye mediante soldadura o *fusion bonding*. Una alternativa se muestra en la figura 7, correspondiente a una línea de transmisión coplanar blindada, o grounded.

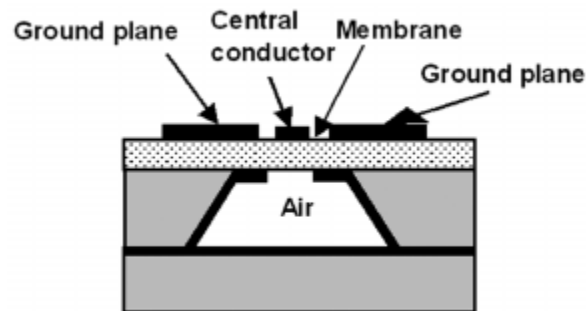


Figura 7: Línea microstrip blindada

En ella, tanto el conductor central como los planos de masa son colocados sobre la membrana. El propósito de la cavidad metalizada es evitar la diafonía entre líneas contiguas y la radiación en forma de modos de propagación parásitos con el sustrato.

### 3.2.2.4. Switches (interruptores) MEMS.

En el campo de los MEMS en RF, el caballo de batalla es el interruptor MEMS (*MEMS switch*). Para apreciar la necesidad de las tecnologías MEMS en aplicaciones de RF y de microondas, las tablas 5 y 6 muestran las ventajas y desventajas de contar con switches MEMS (resistivos y capacitivos) respecto a los switches convencionales, reflejados en este caso por las tecnologías de GaAs, PIN, y relés electromagnéticos.

Tabla 5: Ventajas relativas de los switches MEMS

Parámetro	Switch MEMS	MESFET GaAs	Diodo PIN	Relé EM	Comentarios
Tamaño ( $mm^2$ )	<0.1	1-5	0.1	Medio-grande	Ocupa menos espacio
Resistencia serie ( $\omega$ )	0.5	3-5	1	0.1-0.5	Menor que FET y PIN, y comparable al relé EM
IL a 1GHz (dB)	0.1-0.2	0.5-1	0.5-1	0.1-0.4	Menor que el resto

<b>Aislamiento a 1 GHz (dB)</b>	>40	20-40	40	15-25	Mayor que el resto
<b>Linealidad (dBm)</b>	35	35	30-45	50	Comparable a otros, inferior al relé EM
<b>Armónicos de tercer orden</b>	Muy bueno	Pobre	Pobre	Bueno-Muy bueno	Superior o comparable a otros
<b>Integración</b>	Excelente	Excelente	Excelente	Media-Difícil	Capacidad de integración excelente
<b>Consumo de potencia</b>	$1 \mu W$	$1 - 5 mW$	$1 - 5 mW$	Media-Alta	La más baja de todos (casi nula)
<b>Corriente de control</b>	$< 10 \mu A$	$< 10 \mu A$	$10 mA$	$3 - 5 mA$	La más baja de todos
<b>Ciclos de vida (millones)</b>	Hasta $10^8$	$10^6$	$10^6$	1	Superior a todos los demás
<b>Límite superior de frecuencia (Hz)</b>	$70 \cdot 10^9$	$4 \cdot 10^9$	$20 \cdot 10^9$	$5 - 40 \cdot 10^9$	La más alta de todos

Tabla 6: Desventajas relativas de los MEMS

Parámetro	Switch MEMS	MESFET GaAs	Diodo PIN	Relé EM	Comentarios
<b>Tensión de actuación (V)</b>	20-80	1-10	1-10	5-12	Muy alta en comparación con el resto
<b>Potencia de conmutación (W)</b>	10 (continua)	0.5 (continua)	5 (continua)	10-35 (continua)	Menor que otros, excepto FET
<b>Tensión de ruptura</b>	Baja	Baja	Alta	Alta	Menor que el resto
<b>Tiempo de conmutación (<math>\mu s</math>)</b>	0.3-1	0.002-0.01	$< 1$	250-1000	Mayor que el FET y el PIN pero inferior al relé EM
<b>Ratio de coste</b>	5.6x	x	1.8x	2.6x	El más costoso de todos, debido al empaquetado y la alimentación de alta tensión

La superioridad relativa de los switches MEMS en términos de aislamiento y límite superior de frecuencia sobre otros switches, así como las pérdidas de

inserción, se muestra en las figuras 8 y 9. Estas figuras representan una comparativa visual de los datos de la tabla 5, en las que se ha tomado un valor intermedio para aquellas características representadas por rangos.

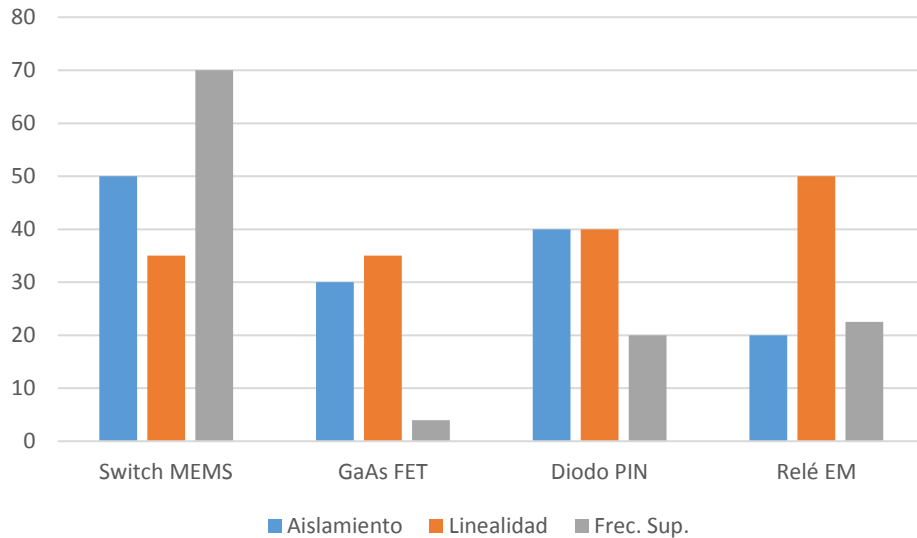


Figura 8: Aislamiento, linealidad y frecuencia superior de los distintos switches

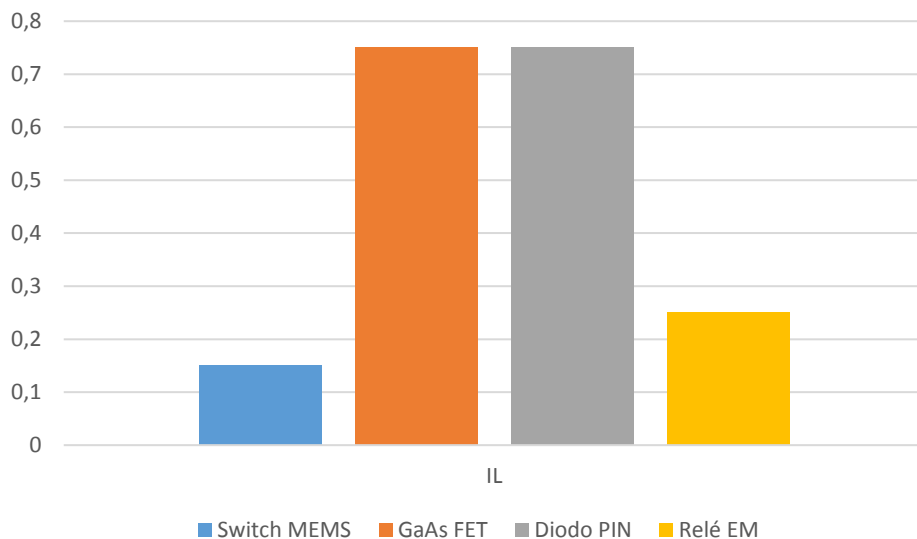


Figura 9: Pérdidas de inserción (dB) de los distintos switches

Si bien su linealidad no es precisamente alta, las ventajas en cuanto a aislamiento, frecuencia superior de funcionamiento y pérdidas de inserción los hacen más adecuados en comparación con el resto de dispositivos. El tiempo de conmutación de algunos de los switches MEMS disponibles comercialmente se encuentra entre los 300 ns y 1  $\mu$ s. Estos switches han demostrado una vida de 100 billones de ciclos de conmutación.

### 3.2.2.5. Tipos de switches MEMS en RF

Los switches MEMS en RF se pueden clasificar según [18-25]:

- La configuración del circuito o el tipo de contactos de conmutación: serie, resistivos u óhmicos, y en paralelo.
- Las posiciones del armazón: inline o broadside.
- Estructuras laterales o verticales.
- Mecanismos de actuación.

Típicamente, la denominación serie o paralelo se refiere a la topología, y no al tipo de contacto. Un switch en serie podría ser capacitivo, mientras que un switch en paralelo no es necesariamente capacitivo dado que es posible tener electrodos de actuación aislados en switches de contacto DC en paralelo. Así, las distinciones más importantes se realizarán para serie frente a paralelo, y contacto metálico frente a capacitivo.

#### 3.2.2.5.1. Switches serie y paralelo

Como su propio nombre indica, un switch serie está conectado en serie con la fuente de potencia. Su función es abrir o cerrar la línea, de forma que ésta se conecta o desconecta a voluntad. La superficie de contacto está normalmente colocada en el extremo de una viga con un único soporte. Para el control de encendido y apagado se dispone de un electrodo bajo la viga. Aplicando una tensión al electrodo de control, dicha viga es empujada hacia abajo o hacia arriba para permitir o interrumpir la conexión entre dos conductores. Un ejemplo de este comportamiento es el mostrado en la figura 10.

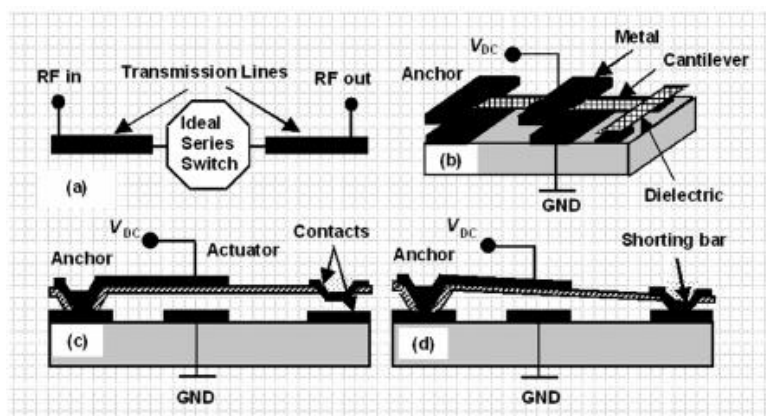


Figura 10: conexión de un switch en serie (a), vista 3D (b), estado OFF (c), y estado ON (d). Extraído del paper [26].

En un switch paralelo, la línea de potencia está confinada entre dos planos de masa. El switch se conecta para cortocircuitar la potencia de la línea a tierra, lo que evita que la señal vaya más allá del switch, de la forma mostrada en la figura 11.

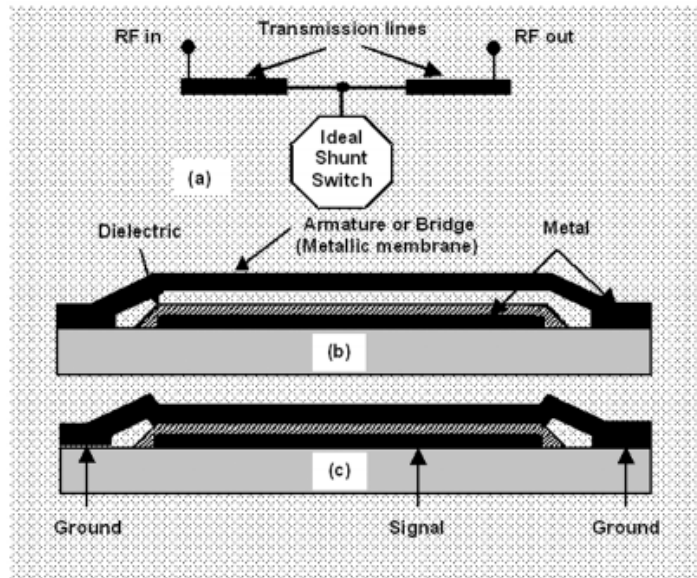


Figura 11: conexión de un switch en paralelo (a), estado ON (b), y estado OFF (c). Extraído del paper [26].

Una comparativa entre los switches en serie y en paralelo se muestra en la tabla 7.

Tabla 7: Comparativa switches serie/paralelo

Switch MEMS serie	Switch MEMS paralelo
Muy bajas pérdidas de inserción en estado ON	Altas pérdidas de inserción, pero independientes de la fuerza de contacto, lo que relaja los requisitos del mecanismo de actuación
Muy alto aislamiento en estado OFF	Es necesario alcanzar una relación de compromiso entre pérdidas de inserción y aislamiento
Muy susceptible a la fricción estática, corrosión y bonding microscópico de las superficies metálicas de los electrodos de contacto	No es vulnerable a esos efectos
Requiere normalmente una fuerza considerable para conseguir un buen contacto metal-metal	Necesita menos fuerza, y tiene un mayor tiempo de vida
Apropiado para frecuencias medias y bajas	Apropiado para muy alta frecuencia

Algunas aplicaciones para los switches MEMS, y rangos de frecuencia para esas aplicaciones, se muestran en la tabla 8.

Tabla 8: rangos de frecuencia de aplicaciones de switches MEMS

<b>Aplicación</b>	<b>DC</b>	<b>LF</b>	<b>HF</b>	<b>UHF</b>	<b>Microondas</b>
Switch serie	SI	SI	SI	SI	SI
Switch paralelo	NO	NO	NO	SI	SI
Electrónica de consumo (smartphones, gps, etc.)	NO	NO	SI	SI	NO
Automoción (relés de baja potencia, sistemas de navegación, radares)	SI	SI	NO	SI	SI
Instrumentación y medida (equipos de test)	SI	SI	SI	SI	NO
Redes de telecomunicaciones (satélites)	NO	SI	SI	SI	SI
Seguridad nacional (satélites)	NO	SI	SI	SI	SI

### 3.2.2.5.2. Switches serie/paralelo *inline* y *broadside*

Otra forma de clasificar los dos tipos de switches descritos anteriormente se basa en el plano de actuación. La figura 12 muestra las disposiciones *inline* y *broadside*. En la estructura *inline*, el plano de actuación es colineal a la línea de transmisión, mientras que en la *broadside* es ortogonal a la misma. La diferencia principal entre ambos diseños reside en que la señal RF atraviesa todo el switch *inline*. Así, los switches *inline* deben fabricarse usando capas finas de metal (Au, Al, Pt, etc.). Por otro lado, sólo la parte de contacto del switch *broadside* debe fabricarse usando una capa metálica, y la estructura de actuación se compone de una viga de dieléctrico, o de dieléctrico/metal.

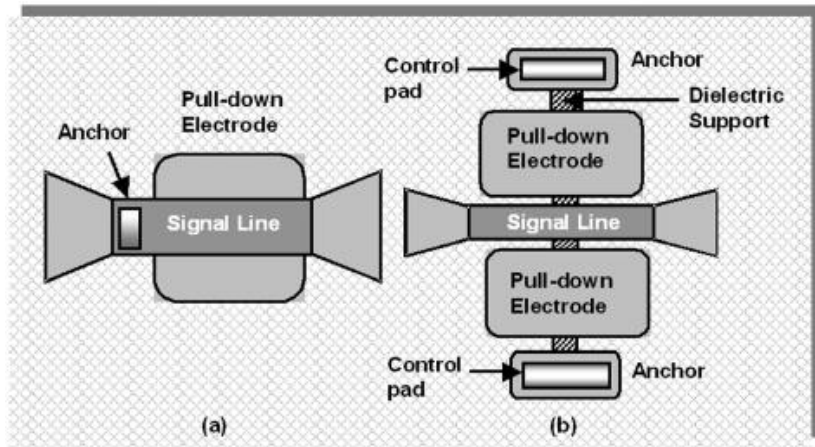


Figura 12: switch serie inline (a), y broadside (b). Extraído del paper [26].

### Estructuras de switches laterales y verticales

La tabla 9 muestra una comparativa de las principales características en el caso de switches que implementan estructuras laterales y verticales.

Tabla 9: comparativa entre switches laterales y verticales

Switch lateral	Switch vertical
El actuador, los contactos del conductor, las estructuras de soporte y los contactos se realizan en un solo paso de fotolitografía	Se requieren varios pasos de fotolitografía
El comportamiento dinámico es superior al de la mayoría de switches de contacto vertical	Su comportamiento dinámico es inferior respecto a los laterales
Consume un área grande	El área ocupada es pequeña
Dificultades en la deposición metálica sobre una pared vertical lateral	Deposición metálica sencilla sobre una superficie horizontal
Los mecanismos de contacto son muy inferiores respecto a los switches de contacto vertical, por la aspereza en las superficies laterales y los materiales de contacto	Proporcionan mecanismos superiores de contacto

### 3.2.2.6. Parámetros de diseño y fundamentos matemáticos en switches MEMS

A nivel de circuito eléctrico, el modelo de un switch MEMS serie consiste en una capacidad en serie en el estado OFF, y una pequeña resistencia en serie en el estado ON. Los parámetros que describen este modelo y emplean dicha capacidad y resistencia se muestran a continuación [20, 27].

El aislamiento de un switch MEMS en el estado OFF en función de la pulsación,  $\omega$ , se puede calcular usando la ecuación:

$$|s_{21}|^2 = 4\omega^2 C_u^2 Z_0^2 \quad \text{para} \quad 2\omega C_u Z_0 \ll 1 \quad (1)$$

Donde  $C_u$  es la capacidad en estado OFF y  $Z_0$  la impedancia de la línea de transmisión. El aislamiento depende de la separación entre los puertos de entrada y salida, o de la capacidad en estado OFF del switch.

Los factores que contribuyen a las pérdidas de inserción del switch son la resistencia de contacto y la resistencia de la guía de onda, como muestra alternativamente la ecuación siguiente:

$$|s_{21}| = \sqrt{1 - \frac{R_s}{Z_0}} \quad (2)$$

en la que  $R_s$  corresponde a la resistencia de contacto del switch. Los factores principales que influyen la magnitud de la tensión de actuación son la separación entre los electrodos, el área de actuación del electrodo y la naturaleza del dieléctrico que los separa. La tensión de pull-down (cuyos fundamentos físicos se discuten en un apartado posterior de este proyecto) viene dada por la siguiente ecuación:

$$V_p = \sqrt{\frac{8kd^3}{27\varepsilon_0 A}} \quad (3)$$

Siendo  $k$  la constante elástica, cuya expresión es:

$$k = \frac{0.25EWt^3}{l^3} \quad (4)$$

$d$  el hueco de aire,  $\varepsilon_0$  la permitividad del espacio libre,  $A$  el área de la membrana, y  $E$  el módulo de Young del material.  $W$ ,  $t$  y  $l$  son el ancho, el espesor y la longitud de la viga, respectivamente.



La capacidad de potencia del switch viene determinada principalmente por las propiedades de la línea de transmisión.

El tiempo de conmutación tiene por expresión:

$$t = \frac{3.67V_p}{V_s\omega_0} \quad (5)$$

siendo  $V_s$  la tensión aplicada.

La frecuencia de resonancia tiene por expresión

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (6)$$

Donde  $m$  es la masa de la viga/puente.

Para un switch capacitivo en paralelo, el coeficiente de reflexión en el estado OFF se obtiene a partir de la ecuación siguiente:

$$|s_{11}|^2 = 0.25\omega^2 C_u^2 Z_0^2 \quad \text{para} \quad \frac{1}{2}\omega C_u Z_0 \ll 1 \quad (7)$$

El aislamiento en el estado ON, en función de si la frecuencia está por encima, por debajo o en la frecuencia de resonancia, viene dado por

$$|s_{21}|^2 \cong \begin{cases} \frac{4}{\omega^2 C_d^2 Z_0^2} & f \ll f_0 \\ \frac{4R_s^2}{Z_0^2} & f \cong f_0 \\ \frac{4\omega^2 L^2}{Z_0} & f \gg f_0 \end{cases} \quad (8)$$

Donde  $L$  es la inductancia del modelo de elementos concentrados del switch,  $C_d$  es la capacidad en estado ON y  $f_0$  la frecuencia de resonancia en ese mismo estado, cuya expresión es:

$$f_0 = \frac{0.5}{\pi\sqrt{LC_d}} \quad (9)$$

La relación entre las capacidades en estado ON y estado OFF del switch,  $C_{ON}/C_{OFF}$ , es un parámetro clave para el acoplamiento del switch capacitivo ya que es un factor determinante para las pérdidas de inserción y aislamiento. Un valor grande de  $C_{ON}$ , requisito imprescindible para mantener un aislamiento alto, requiere de un contacto íntimo entre la membrana y el recubrimiento dieléctrico sobre el electrodo inferior en el estado ON. Un valor pequeño de  $C_{OFF}$ , requisito para obtener bajas pérdidas de inserción, necesita

una separación grande entre la membrana y el electrodo inferior, que debe conseguirse a costa de disminuir la tensión de pull-in.

Dados los principales parámetros de interés, un procedimiento típico para un switch MEMS (por ejemplo, para un switch capacitivo) comienza con la identificación del tipo de implementación, y proporciona al diseñador un conjunto de parámetros simple, junto con una descripción precisa del modelo RF del dispositivo.

Idealmente, los dispositivos serán procesados en la oblea que contiene los elementos activos, tras la fabricación de dichos elementos activos. Para demostraciones de concepto, los switches MEMS pueden colocarse en una oblea aparte, para ser luego debidamente conectados a la oblea de elementos activos. Sin embargo, el efecto de la inductancia del cable de conexión debe ser tenida en cuenta, lo que puede restringir las topologías de circuito. Las relaciones de tamaño entre las dos capacidades deben determinarse en conjunción con el diseño del circuito. Aunque una relación típica para un MEMS switch se sitúa en torno a 30-40:1, ésta puede resultar demasiado grande. En casos en los que es más recomendable una relación menor, las dimensiones del switch se reajustan o se incluye una capacidad fija en paralelo al switch. Es responsabilidad del diseñador decidir qué área del chip dedica al switch.

La capacidad del switch para manejar potencia RF es un parámetro de rendimiento fundamental. Además de la disipación de calor, el fenómeno de auto polarización (self-biasing, o RF latching) restringe la potencia máxima que el dispositivo es capaz de soportar. Esto es debido a que la propia señal RF crea una fuerza de atracción sobre la estructura, que se suma a la tensión de polarización, afectando a la adaptación de la red en estado ON. Se ha intentado conseguir dispositivos que aprovechen este fenómeno, empleando únicamente la señal RF, pero la enorme dificultad práctica de establecer una tensión equivalente RMS [28] ha reducido los estudios en este campo. Sin embargo, en la práctica, un switch MEMS RF en paralelo sólo se adapta perfectamente para un único valor preciso de distancia entre electrodos. En el instante en que la fuerza electrostática aparece, el movimiento del bridge (la viga que realiza las funciones de acoplamiento de la señal del switch) ocurre y la adaptación desaparece.

### 3.2.2.7. Consideraciones sobre fiabilidad en switches MEMS RF

Los principales mecanismos que provocan un funcionamiento indeseado de los switches MEMS son [29-32]:

- Agrietamiento de los materiales, fluencia y fatiga, sobre todo en la armadura y los soportes abisagrados.
- Deterioro de los contactos óhmicos por la formación de cráteres, o desgaste y ruptura de las capas de dieléctrico.
- Fricción estática (o adherencia) de los contactos del switch o de los electrodos de actuación.

Los factores subyacentes que causan estos efectos son las fuerzas electrostáticas y las fuerzas en la interfaz, como las fuerzas capilares y de Van der Waals, a la escala de las microestructuras. Actualmente, hay algunos problemas en el campo de los MEMS que deben ser resueltos, como la notable falta de switches MEMS RF de alta potencia, fiabilidad a largo plazo, etc. Los problemas de empaquetado, alto coste de fabricación, niveles de tensión de actuación altos y fenómenos como la fricción estática, deben ser resueltos en un futuro cercano. Todos estos factores hacen de los switches MEMS en RF un campo de investigación formidable.

Algunos de los desarrollos recientes para la mejora de los switches MEMS RF es la relativa a los materiales. Hasta el momento, el oro ha sido el material preferido para los electrodos fijos y los bridges de los switches. El problema es que los bridges hechos con oro presentan una constante elástica (ligada a su módulo de Young) muy baja, y se necesita un valor alto de esta constante para superar los problemas asociados a la fricción estática y los efectos de cargas electrostáticas. Para los switches MEMS, el SiC (carburo de silicio) está siendo considerado por su inercia química, propiedades anti-fricción estática y rigidez mecánica [33]. El SiC cristalino tiene un módulo de Young grande ( $> 350 \text{ GPa}$ ), proporcionando una constante elástica grande. Además, las superficies de SiC son hidrófobas, haciéndolas menos vulnerables a la fricción estática. Pero las altas temperaturas necesarias para procesar el crecimiento de estructuras monocristalinas y policristalinas de SiC ( $> 900 \text{ }^\circ\text{C}$ ) hace que fabricar bridges MEMS en RF resulte complicado, sobre todo porque en estas estructuras el bridge se extiende sobre oro, que no puede ser contenido a tan altas temperaturas.

La deposición de vapor química mediante plasma (PECVD, Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition) es usada para producir SiC a temperaturas más bajas que la CVD (Chemical Vapor Deposition) convencional (en torno a  $400 \text{ }^\circ\text{C}$ ), pero las capas depositadas son típicamente amorfas en su microestructura, que implica un módulo de Young menor, aunque sigue siendo superior al del oro.

### 3.3. Condensadores MEMS sintonizables.

Los condensadores variables son elementos importantes de control en muchos receptores y transmisores de radio en alta frecuencia. La aplicación más común de los condensadores variables (varactores) es en filtros y osciladores. Circuitos sintonizables como estos requieren generalmente un amplio rango de sintonización y un factor de calidad (Q) elevado de los elementos de control.

La llegada de la tecnología MEMS para aplicaciones RF abre nuevas y excitantes posibilidades a la hora de crear y controlar capacidades con amplio rango de sintonización y alto Q. Esto es debido a las capacidades únicas que permite la sintonización electromecánica y las bajas pérdidas de los materiales usados en su construcción.

Las figuras de mérito de los condensadores MEMS son:

- Capacidad base sin polarización: los valores van típicamente desde las decenas de picofaradios para aplicaciones en VHF, hasta los  $0.1 \text{ pF}$  para aplicaciones cercanas a la banda X.
- Ratio de sintonización (tuning ratio, TR): varía desde un 10% hasta un 200%.
- Resistencia equivalente serie o factor de calidad (Q).
- Inductancia asociada.
- Linealidad de respuesta del dispositivo frente a señales RF.

Los condensadores variables MEMS surgen como respuesta a los desafíos y desventajas que presentan los varactores fabricados en tecnología de semiconductores, pues los varactores semiconductores en tecnología on-chip sufren excesivas pérdidas por resistencia en serie, con factores de calidad no cargados bajos (5-20). Los condensadores discretos off-chip presentan un factor de calidad superior a 40. Además, el mayor defecto de un varactor semiconductor es la dependencia inherente de su capacidad con la potencia de la señal RF, haciendo que este componente se comporte de manera muy poco lineal.

Por contra, los condensadores MEMS en RF sintonizables ofrecen una mejora sustancial sobre los varactores on-chip en factores de calidad no cargados, comparable a la de los varactores off-chip (20-60 a 1GHz, y 100 a 0.4 GHz). Además, los condensadores MEMS ofrecen una linealidad excelente, y prometen bajo ruido, junto a la habilidad de mantener el circuito de señal separado del circuito de control, simplificando así las redes de polarización. Estos dispositivos proporcionan capacidad de integración con inductancias de alto Q, que son generalmente difíciles de conseguir con la tecnología de semiconductores.

Las técnicas más utilizadas para la fabricación de capacidades MEMS incluyen configuraciones estructurales de área variable [34] y separación entre placas variable [35].

### 3.3.1. Mecanismos de actuación para el control de condensadores MEMS.

Existen numerosos mecanismos para provocar la actuación de un MEMS, esto es, la generación de un trabajo mecánico mediante la aplicación de una tensión o una corriente. Algunos de los mecanismos más habituales comprenden la actuación electrostática, piezoeléctrica, electromagnética, o termoelectromecánica.

A excepción de la actuación electrostática, todos los mecanismos anteriores presentan grandes dificultades para hacerlos compatibles con las tecnologías de fabricación actuales. La necesidad de materiales especiales y procesos para su fabricación que no son sencillos de compatibilizar con las técnicas actuales, así como consideraciones relativas a su desempeño o su consumo de energía, hacen poco recomendable el uso de alguna de estas técnicas en sistemas finales, salvo situaciones en las que su principio de actuación resulte ventajoso por cuestiones de seguridad.

La actuación electrostática es la más utilizada y la que más atención ha recibido en cuanto a investigación en el campo de las microondas, entre otras razones porque se ha descubierto que a estas escalas es realmente sencillo producir campos eléctricos intensos aplicando tensiones de polarización muy bajas.

La actuación electrostática también resulta atractiva porque una de las tecnologías más utilizadas en la fabricación de esta clase de dispositivos, el micromecanizado de superficie (descrito en la sección 3.6.2), es compatible con los procesos de fabricación de circuitos integrados actuales. Esto reduce considerablemente el tiempo de llegada al mercado, al no tener que alterar la cadena de producción (sólo es necesario ampliarla para incluir el micromecanizado).

Otras de las grandes ventajas que presentan esta clase de dispositivos incluyen simplicidad de su diseño, alta velocidad de respuesta, posibilidad de conseguir movimientos de rotación, y un consumo de energía reducido. En la tabla 10 se muestra una comparativa de los diferentes mecanismos de actuación en switches MEMS.

Tabla 10: Mecanismos de actuación en switches MEMS

Mecanismo de actuación	Tensión de actuación	Velocidad de actuación	Requisitos de potencia	Características estructurales
<b>Electrostática</b>	Alta	Alta	Bajos	Simple y robusto
<b>Piezoeléctrica</b>	Menor que la electrostática	Alta	Bajos	Vulnerable a expansión térmica parásita de sus capas
<b>Electrotérmica</b>	Baja	Baja	Altos	Voluminoso
<b>Electromagnética</b>	Baja	Baja	Altos	Proporciona una gran fuerza de contacto

### 3.3.2. Fundamentos físicos de la actuación electrostática.

Dada la importancia de los mecanismos de actuación electrostática como baluarte de las capacidades MEMS variables, se describirán los fenómenos físicos que permiten construir estos dispositivos. A efectos ilustrativos, se tomará el condensador MEMS más simple que puede construirse: el condensador de placas paralelas.

Considérese en una primera aproximación un condensador de placas paralelas en el que los platos son completamente rígidos y no pueden moverse, como la mostrada en la figura 13.

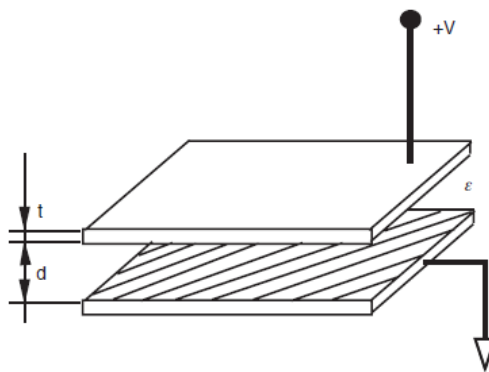


Figura 13: Condensador de placas paralelas rígidas [36]

Asumiendo que el área de las placas es mucho mayor que la distancia que las separa, lo que permite ignorar el efecto de bordes, su capacidad viene dada por la ecuación

$$C = \frac{\varepsilon A}{d}, \quad (10)$$

donde  $\varepsilon$  denota la permitividad dieléctrica del medio entre las placas,  $d$  representa la distancia que las separa, y  $A$  representa el área de dichas placas, tal como se muestra en la figura 13. Al aplicar la tensión de polarización  $V$ , ambas placas comienzan a poblarse de cargas eléctricas positivas y negativas (respectivamente, en cada placa) y se genera una energía potencial electrostática, almacenada en el volumen que encierran las placas. Esta energía potencial representa la energía requerida para evitar que las placas, que están pobladas de cargas de signo opuesto, colapsen una encima de la otra como resultado de la fuerza de atracción de Coulomb. Las expresiones de la energía potencial y la fuerza vienen dadas a continuación:

$$U = \frac{1}{2} CV^2 \quad (11)$$

$$F = \frac{1}{4\pi\varepsilon} \frac{q_T q_B}{d^2} \quad (12)$$

Donde  $q_T$  y  $q_B$  representan cargas iguales y opuestas de signo en la placa superior (Top) e inferior (Bottom), respectivamente. De forma alternativa, la fuerza puede expresarse también como el gradiente negativo de la energía potencial entre las placas paralelas:

$$F = -\nabla U \quad (13)$$

Sustituyendo la ecuación 10 en la ecuación 11, se obtiene

$$U = \frac{\varepsilon AV^2}{2d} \quad (14)$$

Lo que da la siguiente expresión para la fuerza de Coulomb, al sustituir la ecuación 14 en la ecuación 13:

$$F = \frac{\varepsilon AV^2}{2d^2} \quad (15)$$

La ecuación 15 cuantifica la fuerza que es necesario aplicar en la placa superior para evitar que colapse sobre la placa inferior, en caso de que la placa superior se dejase libre. Se puede observar que dicha fuerza aumenta de manera lineal con el área, de forma cuadrática con la tensión aplicada, y disminuye de manera cuadrática con la separación entre placas.

Supóngase ahora que, mientras se está aplicando la tensión de polarización, la placa superior es libre de moverse. En esta situación, la fuerza de atracción de Coulomb hará que ésta se acerque a la placa inferior, disminuyendo la distancia  $d$ . Esta disminución de la distancia entre placas implica un aumento de la capacidad, que a su vez implica un aumento en la energía potencial electrostática almacenada. Conforme la energía potencial electrostática aumenta, la fuerza de atracción de Coulomb lo hace también, reduciendo la separación entre placas cada vez más, hasta que eventualmente ésta es cero, llevando al colapso de las placas. Se observa, por tanto, que la aplicación de una tensión de polarización tiene como resultado el movimiento de las placas del condensador.

Si se asume a continuación que la placa superior deja de ser rígida, y que está sujeta por uno de sus extremos, se puede considerar la placa superior como una viga suspendida, con un comportamiento análogo al que muestra la figura 14.

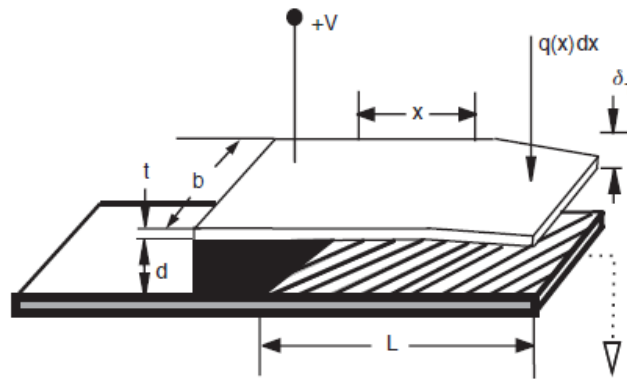


Figura 14: Condensador de viga suspendida [36]

Así, en respuesta a la tensión de polarización, la placa superior se deformará gradualmente hacia la placa inferior, de manera más acusada en el extremo contrario a donde está sujeta (y con deformación nula en este último). La característica más importante del mecanismo de actuación electrostática es precisamente la relación entre la deformación observada y la tensión de polarización que la origina.

Se ha observado, en estudios acerca de estas estructuras [37], que puede obtenerse una relación aproximada entre la deflexión de la viga y la tensión aplicada, modelando la viga como un condensador de placas paralelas cuya placa superior experimenta una fuerza distribuida, en lugar de una fuerza uniforme. La figura 15 ilustra esta situación.



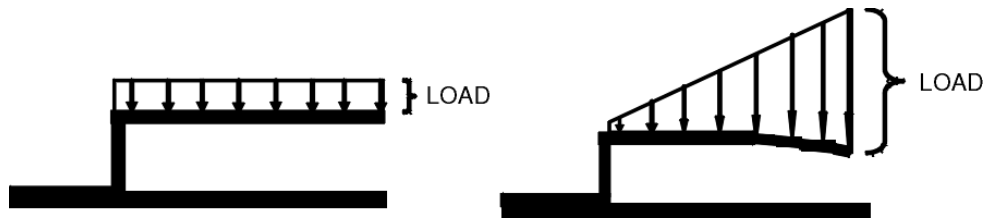


Figura 15: Modelos de fuerza uniforme (izq.) y fuerza distribuida (dcha.) [36]

Dado que esta fuerza varía a lo largo de la longitud de la viga, la separación entre placas pasa a ser una función de la longitud. Teniendo esto en cuenta en la última ecuación obtenida para la fuerza de Coulomb, se puede expresar la fuerza electrostática ejercida sobre la viga en un punto  $x$  de la misma debida al potencial electrostático usando la siguiente ecuación, que dependerá de esa coordenada  $x$ :

$$F = \frac{\epsilon AV^2}{2(d - \delta(x))^2} \quad (16)$$

La deflexión de la viga  $\delta(x)$ , en respuesta a una determinada fuerza electrostática, es una función de las propiedades materiales y estructurales de la misma, dado su módulo de Young  $E$  y su momento de inercia  $I$ . En particular, una carga concentrada en una posición  $x$  en la viga provoca una deflexión en su punta dada por

$$\delta_T = \frac{x^2}{6EI} (3L - x) b q(x) dx \quad (17)$$

En la ecuación 17,  $b$  es el ancho de la barra y  $q(x)$  una función de la posición, cuya expresión es:

$$q(x) = \frac{\epsilon}{2} \left( \frac{V}{d - \delta(x)} \right)^2 \quad (18)$$

Como las fuerzas se encuentran distribuidas a lo largo de la longitud de la viga, se puede obtener el valor de la deflexión en la punta integrando la ecuación 17 desde  $x = 0$  hasta  $x = L$ ,

$$\delta_T = b \int_0^L \frac{3L - x}{6EI} x^2 q(x) dx \quad (19)$$

Se ha asumido que la deflexión de la viga en cualquier punto  $x$  a lo largo de la misma puede aproximarse mediante una dependencia cuadrática, es decir,

$$\delta(x) = \left(\frac{x}{L}\right)^2 \delta_T \quad (20)$$

y que la integral se ha solucionado para dar como resultado una carga normalizada ( $l$ ), definida por

$$l = \frac{\epsilon b L^4 V^2}{2EI d^3} \quad (21)$$

que es necesaria para dar una deflexión normalizada en la punta de la viga dada mediante

$$\Delta = \frac{\delta_T}{d} \quad (22)$$

Expresada en términos de  $\Delta$ , la carga normalizada obtenida al evaluar la integral tiene por valor:

$$l = 4\Delta^2 \left[ \frac{2}{3(1-\Delta)} - \frac{\tanh^{-1}\sqrt{\Delta}}{\sqrt{\Delta}} - \frac{\ln(1-\Delta)}{3\Delta} \right]^{-1} \quad (23)$$

Si se representa la carga normalizada, se puede observar que existe un valor a partir del cual la barra deja de depender de la polarización, y cae espontánea y rápidamente hacia la placa inferior. Este punto de polarización se alcanza una vez que la deflexión de la viga se encuentra aproximadamente a un tercio de la separación original entre placas. Esto es debido a que conforme la viga se dobla hacia abajo, las fuerzas electrostáticas se hacen cada vez más intensas en su punta, provocando que para una cierta tensión la carga concentrada genere una inestabilidad en la viga y provoque en ella una deflexión espontánea recorriendo la distancia restante hasta la placa inferior.

Una expresión aproximada de esta tensión umbral, válida para una viga homogénea, viene dada por la siguiente expresión:

$$V_{th} = \sqrt{\frac{18EI d^3}{5\epsilon L^4 b}} \quad (24)$$

La ocurrencia de este comportamiento, conocido generalmente como fenómeno de *pull-in*, se puede observar también a partir de la ecuación de equilibrio entre la viga y las fuerzas electrostáticas,

$$\left( kx - \frac{\epsilon_0 AV^2}{2(d_0 - x)^2} \right) = 0 \quad (25)$$

cuya solución, como función de la tensión aplicada, proporciona el desplazamiento de la placa superior del condensador de placas paralelas. La ecuación 25 indica que, empezando por  $V = 0^+$ ,  $x$  se ajustará a sí misma de forma que la igualdad se satisfaga en algún momento. Este ajuste de  $x$  ocurrirá siempre y cuando el valor de  $V$  sea tal que el valor de la ecuación 25 sea mayor que cero. Esto también implica que tomará una cantidad muy pequeña (pero finita) de tiempo para satisfacerla cuando hay un cambio en  $V$ .

La tensión a la que ya no es posible encontrar una  $x$  que satisfaga la igualdad dada en la ecuación 25, es decir, aquella a la que la diferencia entre las fuerzas de la viga y las electrostáticas es mínima, puede encontrarse calculando la derivada de  $V$  respecto a  $x$  de la parte izquierda de la ecuación 25 e igualándola a cero,

$$\frac{dV}{dx} = \frac{d}{dx} \left[ \sqrt{\frac{2kx(d_0 - x)^2}{\epsilon_0 A}} \right] = 0 \rightarrow x = \frac{d_0}{3} \quad (26)$$

Así, sustituyendo este resultado en la ecuación 25 y despejando la tensión  $V$  se obtiene:

$$V_{Pi} = \sqrt{\frac{8kd_0^3}{27\epsilon_0 A}} \quad (27)$$

La ecuación 27 es la expresión de la tensión de *pull-in*, e indica que, para dicha tensión, el desplazamiento se vuelve imaginario y la polarización deja de controlar la deflexión. Hasta que la tensión aplicada no disminuya hasta estar por debajo del umbral anterior, no habrá variación apreciable en la deflexión de la viga, al encontrarse bajo la influencia del *pull-in*.

En ciertas aplicaciones, es deseable evitar la pérdida de control de esta deflexión, lo que implica mantener la tensión de polarización por debajo del valor umbral.

A pesar de que el condensador de placas paralelas es un dispositivo de actuación bastante simple, presenta una desventaja importante: la fuerza de actuación cae demasiado rápido conforme aumenta la distancia entre placas, lo que limita el rango efectivo de deflexión. Otras estructuras como las de tipo *comb* (peine), evitan este inconveniente [11].

### 3.4. Inductancias MEMS.

En el campo de las inductancias MEMS, existen dos tipos principales de estructuras: las planares y las solenoidales.

Las solenoidales, que se elevan por encima del sustrato, permiten desacoplar las propiedades de la inductancia de las propiedades del sustrato, y son fabricadas principalmente mediante micromecanizado de superficie. De esta manera, el diseñador obtiene una mayor flexibilidad para aumentar el número de vueltas y la inductancia, o usar una pista más ancha de conductor para así reducir la resistencia en serie. El trabajo de Yutaka Mizuochi [38] y otros, así como el de Bek-Hee Cho [39] y otros, reflejan algunos avances llevados a cabo en el desarrollo de las inductancias solenoidales.

Se ha observado que eliminar el sustrato de silicio, de manera que se tiene una estructura similar a la de una bobina al aire, tiene como ventaja principal la eliminación total de las capacidades parásitas, aumentando considerablemente el factor de calidad. Las corrientes de Foucault en el sustrato y las pérdidas energéticas debido a efecto Joule también desaparecen.

Las estructuras planares tradicionales en circuitos integrados para implementar inductancias en espiral dependen de que el sustrato presente baja resistividad, y por ello se ven influenciadas por efectos indeseados como baja frecuencia de resonancia, bajo factor de calidad y ancho de banda de operación limitado.

Si se comparan diferentes tecnologías de fabricación como Si(Bi) CMOS o GaAs MMIC con su equivalente en MEMS, se llega a las siguientes conclusiones respecto al factor de calidad:

- Para las tecnologías de Si(Bi) CMOS o bipolares, el factor de calidad de inductancias en espiral on-chip, en tecnología estándar de  $10\ \Omega$  de silicio, es inferior a 10 y presenta auto resonancias en el rango 5-20 GHz. El bajo factor de calidad procede de pérdidas en el sustrato conductivo junto a las pérdidas resistivas en la metalización de aluminio.
- En tecnologías de GaAs (MMIC) los factores de calidad máximos que pueden conseguirse están alrededor de 10, aunque pueden incrementarse usando oro, cobre o aluminio fino, sustratos de silicio de alta resistividad, tecnología de conexión en cobre damasquinado, capas finas de pasivación por debajo de la inductancia o diseños 3D especiales, que pueden elevarlo hasta 20-30.
- En cuanto a la tecnología MEMS, en los diseños soportados por membrana de inductancias en espiral, conseguidos mediante etching

del sustrato de silicio, se puede conseguir un factor de calidad de entre 6-28 en la banda 6-18 GHz. Para inductancias suspendidas en el aire, el factor de calidad sube hasta 17 a 3.5 GHz para valores de 1.5 nH fabricadas en sustratos de  $1-10 \Omega$ . En inductancias integradas espirales de cobre de  $9 \mu m$  sobre sustrato de cristal y baja resistividad, se pueden conseguir valores de 15-40 nH y factores de calidad de 40-50 en la banda 0.9-2.5 GHz.

### 3.4.1. Inductancias MEMS sintonizables.

La proliferación de estándares de comunicaciones inalámbricas, y el deseo de incrementar la funcionalidad y flexibilidad de dispositivos que los acomoden, ha suscitado gran interés en el desarrollo de circuitos programables y reconfigurables. Hasta hace bien poco, el énfasis por conseguir dicha capacidad de configuración se centraba en los varactores, que tienden a mostrar mayor factor de calidad que las bobinas.

Sin embargo, recientemente han comenzado a aparecer estudios relacionados con bobinas MEMS variables [40]. Se presentan numerosos beneficios para el diseñador al emplear simultáneamente varactores y bobinas sintonizables, como la capacidad de conseguir una red de adaptación universal, que abrirían la puerta a dispositivos de comunicaciones multi banda y multi estándar.

Algunos de los métodos para conseguir inductancias MEMS variables [41] emplean la proximidad entre dos bobinas conectadas en paralelo, cuya distancia cambia gracias a un actuador térmico, como muestra la figura 16, alterando la inductancia mutua y con ello la inductancia total vista desde los terminales [41].

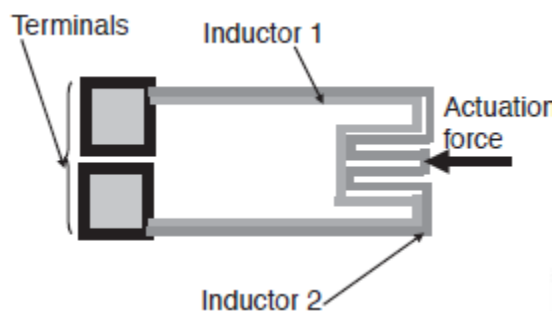


Figura 16: Inductancia variable mediante actuadores térmicos. Extraído del paper [41].

Otro método [42] varía la permeabilidad magnética efectiva de un inductor primario, alterando su acoplo con respecto a un array de bucles metálicos. Los bucles incorporan una capa magnética artificial y proporcionan un flujo

magnético vertical que, al ensartarse en el inductor primario, altera el acoplamiento magnético. En pruebas de concepto, como la mostrada en la figura 17, el inductor primario está fabricado sobre un sustrato, mientras que el bucle se encuentra suspendido en una viga al aire.

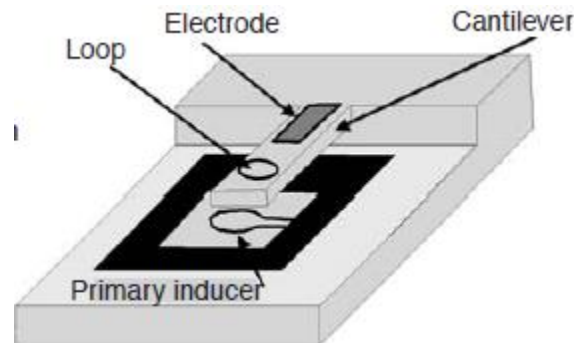


Figura 17: Inductancia MEMS variable con inductor primario y bucle. Extraído del paper [42]

Así, actuando y provocando deflexión en la viga, la proximidad entre el bucle y el inductor que tiene por debajo cambia, cambiando con ello el acoplamiento magnético y la inductancia entre los terminales del inductor primario, en la manera dada por la ecuación

$$Z_{eq}(\omega) = (Z_1 + j\omega L_1) + \frac{\omega^2 M^2}{Z_2 + j\omega L_2}, \quad (28)$$

que muestra su impedancia equivalente. En la ecuación 28,  $L_1$  es la inductancia de la bobina primaria,  $L_2$  la del bucle, y  $M$  la inductancia mutua.  $Z_1$  es una impedancia parásita que acompaña a  $L_1$ , mientras que  $Z_2$  es la que acompaña a  $L_2$ . Esta estructura permite obtener un TR de 36% (0.97 a 0.71 nH) en el rango 1-5 GHz, con una tensión de actuación de entre 0 y 150 V.

Una tercera aproximación a las inductancias variables implica alterar el arrollamiento de la espiral de la bobina, dividiendo la estructura en dos placas y colocando inductancias tridimensionales entre ambas. La variación de la inductancia se consigue al actuar sobre las placas, que cambian su distancia y con ello la distancia entre los conductores que forman la bobina tridimensional [43].

### 3.5. Integración de componentes MEMS en sistemas y circuitos.

El futuro de los MEMS en RF se encuentra íntimamente ligado al desarrollo de sistemas integrados de RF, en lugar de a simples componentes individuales. La integración monolítica de dos o más switches, para obtener así múltiples contactos de interrupción, representa un área de estudio muy interesante. Aunque se ha demostrado que la integración de MEMS con circuitos activos es posible, los dispositivos MEMS en circuitos RF integrados se encuentran aún en pañales y están avanzando gradualmente.

#### 3.5.1. Elementos concentrados obtenidos mediante micromecanizado.

El uso de elementos concentrados en circuitos presenta muchas ventajas respecto a los elementos distribuidos, como su menor tamaño, menor coste, o gran ancho de banda de funcionamiento. Estas características son muy importantes en aplicaciones en las que el rendimiento es determinante (por ejemplo, RFIC, Radio Frequency Integrated Circuits, y en MMICs, Monolithic Microwave Integrated Circuits), y en situaciones que requieren amplio ancho de banda.

Otra de las ventajas de los elementos concentrados es que éstos son más eficientes en la adaptación de impedancias que sus equivalentes en líneas de transmisión, porque admiten un rango de ratios de sintonización (TR) mayor. Estas características hacen de los elementos concentrados la elección preferida a la hora de construir osciladores de alta potencia, amplificadores de potencia, y circuitos de banda ancha.

No obstante, el rendimiento de los componentes concentrados de microondas está limitado por los efectos parásitos, convirtiéndolos en circuitos equivalentes RLC que presentan entonces resonancia. Por ejemplo, una bobina se volverá capacitiva por encima de la frecuencia de resonancia, perdiendo su utilidad. Como la fuente principal de estos efectos parásitos es el sustrato dieléctrico sobre el que descansan los componentes, se puede mejorar esta situación tratando de eliminarlo.

#### 3.5.2. Elementos de circuito reconfigurables.

Al nivel fundamental, los circuitos RF y de microondas consisten en switches (interruptores), condensadores, inductancias, líneas de transmisión y resonadores. Debido a sus propiedades no invasivas (pérdidas de inserción

virtualmente nulas y aislamiento), el interruptor MEMS puede ser considerado el bloque básico para la reconfigurabilidad, de forma que cualquier función reconfigurable consistirá en un conjunto de interruptores interconectados.

Una de las principales características de los interruptores MEMS es su habilidad para mantener el aislamiento en grandes anchos de banda [44] (por ejemplo, 35 dB a 40 GHz para interruptores MEMS de membrana en guías de onda coplanar, o CPW). No obstante, estos interruptores capacitivos exhiben aislamiento pobre a baja frecuencia porque en ese régimen la impedancia de la capacidad entre la membrana y el conductor central no es lo suficientemente baja. Para superar esta limitación, se ha propuesto una estructura de interruptor MEMS resonante [45], que añade vigas inductivas de conexión para conectar la tapa central del condensador al resto de la estructura.



## 3.6. Principales tecnologías de fabricación de MEMS

La fabricación de MEMS es similar a la fabricación de circuitos integrados, con la excepción de que la fabricación se lleva a cabo en tres dimensiones en lugar de hacerlo en una superficie bidimensional. Por ello, los procesos actuales no están enfocados a la fabricación de dispositivos microelectrónicos tridimensionales. Con este propósito, han sido desarrollados varios procesos de fabricación de MEMS [46], que se describen en los siguientes apartados.

### 3.6.1. Bulk micromachining

El bulk micromachining, o micromecanizado mayor, permite la creación de estructuras mecánicas en todo el volumen de la oblea, en lugar de usar sólo su superficie, pudiendo eliminar de forma selectiva partes del propio sustrato/oblea. Este proceso de fabricación es posible gracias al *etching* (grabado), mediante el uso de aguas fuertes o ácido nítrico. Combinando adecuadamente grabadores (*etchants*) anisotrópicos, que son altamente direccionales, con grabadores isotrópicos, y con la orientación cristalográfica de la oblea, se puede obtener una gran variedad de estructuras mecánicas. Algunas de estas estructuras incluyen cavidades, que tienen un papel fundamental en diafragmas para sensores de presión e inductores planares de bajas pérdidas, y son obtenidas usando contornos de regiones altamente dopadas, que ralentizan el grabado, y uniones PN, que lo detienen.

No obstante, el bulk micromachining tiene algunas limitaciones, como el hecho de que los planos cristalográficos de la oblea determinan la máxima relación de aspecto que se puede obtener, lo que restringe sustancialmente el tamaño, obteniéndose dispositivos grandes en comparación con otras tecnologías de micromecanizado.

### 3.6.2. Surface micromachining

En el surface micromachining, o micromecanizado de superficie, se definen y depositan capas finas de material sobre una oblea o sustrato. Para obtener un dispositivo dado, es necesario definir de forma precisa las distintas etapas de grabado mojado (*wet etching*), grabado seco (*dry etching*) y depósito del material fino (que servirá para definir la estructura del dispositivo).

Uno de los grandes logros alcanzados en este proceso de fabricación es el aprovechamiento del polisilicio (material estructural, define los componentes finales) y dióxido de silicio (material de sacrificio, con el que se define la estructura y que es eliminado en un paso de fabricación posterior) para

obtener engranajes, resortes y estructuras deslizantes con movimiento. Esto es particularmente importante en sistemas formados por sensores y actuadores, porque permitiría fabricar ambos de forma integrada y simultánea).

Se han desarrollado también alternativas al silicio como material para el sustrato, con el interés principal de aplicar las técnicas de micromecanizado de superficie para incorporar dispositivos MEMS de microondas en circuitos integrados monolíticos de microondas (MMICs). Fruto de la investigación, se han descubierto combinaciones de materiales estructurales, de sacrificio y grabadores adecuadas para la fabricación de MEMS. Por ejemplo, una estructura de aluminio puede ser depositada sobre material fotoresistente y luego ser liberada mediante oxígeno plasma.

Un efecto a tener en cuenta en el micromecanizado de superficie es la fricción estática (*stiction*, que evita que superficies estacionarias se pongan en movimiento). El último paso del proceso de micromecanizado consiste en disolver la capa de material de sacrificio para así liberar los elementos estructurales. El problema de este paso es que se ha comprobado que cercena el rendimiento y la confiabilidad de los MEMS resultantes debido a la fricción estática, pues los materiales estructurales se quedan "pegados" a la superficie o a elementos adyacentes.

La fricción estática aparece al menos en dos situaciones:

- Cuando la oblea se extrae de la solución de enjuague, usada para disolver la capa de material de sacrificio.
- Cuando los elementos estructurales se encuentran en un ambiente húmedo.

Algunos aspectos físicos que contribuyen a la fricción estática son la fuerza de capilaridad, las fuerzas electrostáticas y de Van Der Waals, y el *solid binding* (fusión permanente entre sólidos).

Las técnicas anti-fricción estática actualmente desarrolladas pueden incluirse dentro de alguna de estas tres categorías:

- 1) Eliminación de la fuerza de capilaridad, secando la oblea con dióxido de carbono o mediante un proceso de congelación y posterior sublimación del líquido de enjuague.
- 2) Reducción de la superficie de contacto entre el material estructural y el sustrato, para eliminar la energía superficial entre ambas, mediante hoyuelos y mesas, o haciendo el sustrato más rugoso (u otra textura).
- 3) Reemplazo de la solución de enjuague por el grabado en fase de vapor (VPE, Vapor Phase Etching), donde el material de sacrificio (dióxido de

silicio) es grabado con vapor de HF (ácido fluorhídrico) en lugar de la solución acuosa de HF empleada convencionalmente.

Otro efecto a tener en cuenta es el estrés residual o tensión residual. Los efectos de la tensión normal y de cizalla provocan desdoblamientos en el elemento estructural, y su combinación con los efectos de diferentes coeficientes térmicos dentro de la estructura, causan una tensión residual que es mostrada por la estructura después de su fabricación.

### 3.6.3. Fusion bonding

Otra aproximación que permite mayor complejidad a partir del bulk micromachining consiste en fabricar de forma separada los distintos componentes de un sistema complejo, para luego unirlos todos entre sí. El fusion bonding, o unión mediante fusión, es una técnica que permite la integración virtualmente perfecta de múltiples obleas. Esta técnica depende de la creación de uniones a nivel atómico entre dos obleas, bien directamente o bien a través de una lámina fina de otro material, como dióxido de silicio.

Para que la unión tenga lugar es necesario elevar la temperatura (hasta unos 1100 °C para uniones mediante dióxido de silicio), por lo que este proceso se realizará antes de integrar sistemas eléctricos en la estructura, a fin de evitar perturbaciones en dopados y metalizaciones.

### 3.6.4. LIGA y SLIGA (Sacrificial LIGA)

Las técnicas LIGA y SLIGA emplean una combinación de litografía de rayos X, deposición de electrones y modelado similar en concepto al HARMST (High Aspect Ratio Microstructure Technology). Los procesos que usan LIGA permiten la fabricación de estructuras en tres dimensiones, creando un molde de la estructura deseada en la superficie del sustrato, en un proceso que consta de tres fases:

- 1) Se recubre un sustrato de metal con una capa fina de material fotoresistente, sobre la que se define el molde mediante una máscara. El espesor del fotoresistente definirá la relación de aspecto del molde, de modo que para aumentar estas ratios será necesario exponer la capa de este material a radiación X procedente de un sincrotrón.
- 2) El patrón obtenido a partir de la máscara se usa como base para definir el molde, proporcionado por el sustrato metálico.

- 3) La estructura que conforma el molde, que puede ser conductora o magnética, es usada para provocar moldeo por inyección reactiva, por inyección de termoplásticos, o el estampado en relieve de la estructura deseada.

Las estructuras que pueden conseguirse mediante esta técnica presentan relaciones de aspecto verticales muy grandes (dimensiones laterales de unos pocos micrómetros, y verticales de hasta 1000 micrómetros).

A pesar de sus ventajas, el uso de las técnicas LIGA queda restringido a instalaciones que dispongan de un sincrotrón de rayos X. No obstante, la técnica SLIGA obvia este requisito al sustituir la capa de material fotosensible por poliamida, permitiendo un procesado compatible con las técnicas de fabricación por lotes de los circuitos integrados.

### 3.6.5. Procesos de micromecanizado híbrido

A fin de mejorar la versatilidad de las estructuras micromecanizadas, se han desarrollado otros procesos como DRIE (Deep Reactive Ion Etching, que permite obtener huecos de varios centenares de micrómetros), SCREAM (Single Crystal silicon Reactive Etch and Metal, en el que se usa grabado por plasma o iones reactivos y una sola máscara para definir los elementos estructurales y los contactos metálicos, todo ello a temperatura ambiente), o la estereolitografía (el elemento tridimensional se construye mediante una sucesión de capas bidimensionales).

## 4. Diseño eléctrico del filtro en AWR.

### 4.1. Diseño y simulación eléctrica del filtro

Para implementar el filtro paso banda que seleccionará los canales, se realizará un diseño de orden  $N = 3$  a nivel de circuito eléctrico, con elementos concentrados de comportamiento ideal. Una vez verificado su correcto funcionamiento en la selección de canales, dicho diseño será tomado como base para su implementación mediante MEMS.

#### 4.1.1. Diseño mediante el método de pérdidas de inserción

Un filtro perfecto deber tener pérdidas de inserción nulas en la banda de paso, atenuación infinita en la banda eliminada, y una respuesta de fase lineal en la banda de paso (a fin de evitar distorsión de la señal).

Por supuesto, unos filtros de esta clase no existen en la práctica, por lo que deben alcanzarse soluciones de compromiso, dejando en manos del diseñador el control de estos parámetros y su equilibrio para dar una respuesta que satisfaga los criterios iniciales de diseño. Para estas situaciones, el método de pérdidas de inserción [47] se erige como una alternativa muy válida. El método de pérdidas de inserción permite un alto grado de control sobre la banda de paso y la banda eliminada, en relación a sus características de amplitud y fase, complementándose con una forma sistemática de sintetizar la respuesta deseada.

La respuesta de un filtro cualquiera puede establecerse en función de las pérdidas derivadas de su inserción para toda la banda de frecuencias. Estas pérdidas vienen indicadas por la relación entre la potencia disponible en la fuente y la potencia entregada a la carga, que da lugar a una relación conocida como ratio de pérdida de potencia, o  $P_{LR}$  (power loss ratio), que puede expresarse a partir del coeficiente de reflexión en función de la frecuencia según la ecuación 29:

$$P_{LR} = \frac{\text{potencia disponible en la fuente}}{\text{potencia entregada a la carga}} = \frac{1}{1 - |\Gamma(\omega)|^2} \quad (29)$$

Las pérdidas de inserción se definen como la cantidad anterior expresada en dB:

$$IL = 10 \log P_{LR} \quad (30)$$

El módulo del coeficiente de reflexión  $|\Gamma(\omega)|^2$  es una función de  $\omega$ , por lo que puede expresarse mediante un polinomio en  $\omega^2$ . Así, se puede reescribir de manera alternativa, como, por ejemplo,

$$|\Gamma(\omega)|^2 = \frac{M(\omega^2)}{M(\omega^2) + N(\omega^2)} \quad (31)$$

en la que  $M(\omega^2)$  y  $N(\omega^2)$  son polinomios reales en  $\omega^2$ . Sustituyendo esta expresión en la de la ratio de pérdidas de potencia se obtiene

$$P_{LR} = 1 + \frac{M(\omega^2)}{N(\omega^2)} \quad (32)$$

Para que un filtro pueda implementarse en la práctica, su ratio de pérdidas de potencia debe estar expresado según la fórmula anterior. Al establecer  $P_{LR}$ , automáticamente queda definido el coeficiente de reflexión, y viceversa.

En el diseño basado en el método de pérdidas de inserción del filtro que atañe a este proyecto, se discuten como paso previo dos respuestas prácticas de filtros: la respuesta maximalmente plana o de Butterworth, y la respuesta de rizado constante o de Chebyshev.

#### 4.1.1.1. Respuestas de filtro maximalmente plana y de rizado constante

La respuesta maximalmente plana, conocida también como respuesta binomial o de Butterworth, resulta óptima en el sentido de que proporciona la respuesta más plana posible para un determinado orden del filtro,  $N$ . En términos de pérdidas de potencia en unidades lineales, la respuesta puede escribirse como

$$P_{LR} = 1 + \kappa^2 \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2N} \quad (33)$$

$N$  es el orden del filtro y  $\omega_c$  la frecuencia de corte. La banda de paso de esta respuesta se extiende desde  $\omega = 0$  hasta  $\omega = \omega_c$ , teniendo en el borde de la banda de paso una  $P_{LR}$  de  $1 + \kappa^2$ . Si el punto de la frecuencia de corte se escoge como aquel en el que las pérdidas son de 3 dB, que es lo habitual en el diseño de filtros, se tiene que  $\kappa = 1$ .

Para frecuencias en el rango  $\omega > \omega_c$ , la atenuación crece monótonamente con la frecuencia. Para  $\omega \gg \omega_c$ , la razón de pérdidas de potencia es

$$P_{LR} \cong \kappa^2 \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2N} \quad (34)$$

lo que indica que las pérdidas de inserción aumentan a una tasa de  $20N \text{ dB/década}$ .

La respuesta de rizado constante (*equal ripple*), o de Chebyshev, emplea un polinomio de Chebyshev para especificar las pérdidas de inserción de un filtro paso bajo de orden  $N$  mediante la siguiente expresión:

$$P_{LR} = 1 + \kappa^2 T_N^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) \quad (35)$$

donde  $T_N(x)$  es el polinomio de Chebyshev, cuya amplitud oscila entre  $-1$  y  $1$  para  $|x| \leq 1$ . La respuesta que proporciona un filtro de estas características es más abrupta que su equivalente de Butterworth, pero a cambio presenta una ondulación en la banda de paso cuya amplitud es como máximo de  $1 + \kappa^2$ . Así, controlando  $\kappa^2$  se establece el nivel de oscilación de la respuesta en la banda de paso. Para valores grandes de  $x$ , el polinomio de Chebyshev puede aproximarse por

$$T_N(x) \cong \frac{1}{2} (2x)^{2N} \quad (36)$$

De forma que, para  $\omega \gg \omega_c$  las pérdidas de inserción tienen por expresión

$$P_{LR} \cong \frac{\kappa^2}{4} \left(\frac{2\omega}{\omega_c}\right)^{2N} \quad (37)$$

que también tiene una tasa de  $20N \text{ dB/década}$ . No obstante, las pérdidas de inserción en el caso de Chebyshev son de alrededor de  $2^{2N}/4$  veces mayores que para la respuesta maximalmente plana, a cualquier frecuencia dada donde  $\omega \gg \omega_c$ , aunque el nivel de rizado es el que establece en última instancia lo abrupta que es la caída.

Una gráfica comparativa de ambas curvas para una frecuencia de corte normalizada y orden 3 del filtro se muestra en la figura 18.

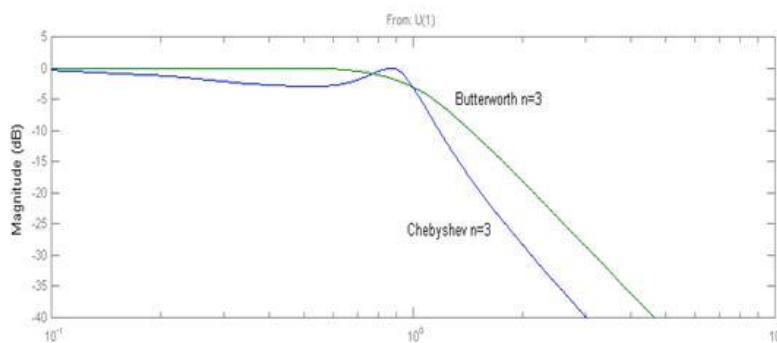


Figura 18: Comparativa entre respuestas de Butterworth y de Chebyshev

Si uno de los requisitos para la respuesta en frecuencia del filtro es un rizado nulo en la banda de paso, el diseño deberá basarse en la respuesta de Butterworth, pero si se puede admitir un rizado máximo en dicha banda, o se precisa una atenuación más abrupta en la banda eliminada, entonces un diseño basado en la respuesta de Chebyshev es el más recomendable.

#### 4.1.1.2. Prototipo de filtro paso bajo unitario

El diseño de todo filtro comienza con un prototipo paso bajo de un cierto orden  $N$ . En el caso de los filtros de Butterworth y Chebyshev comentados anteriormente en este proyecto, la estructura del filtro consta de elementos reactivos en serie y paralelo colocados alternativamente. Para un diseño paso bajo normalizado donde la impedancia de la fuente es de  $1 \Omega$  y la frecuencia de corte  $\omega_c = 1 \text{ rad/s}$ , los valores de estos elementos reactivos pueden tabularse si responden a una de las disposiciones mostradas en las figuras 19 o 20.

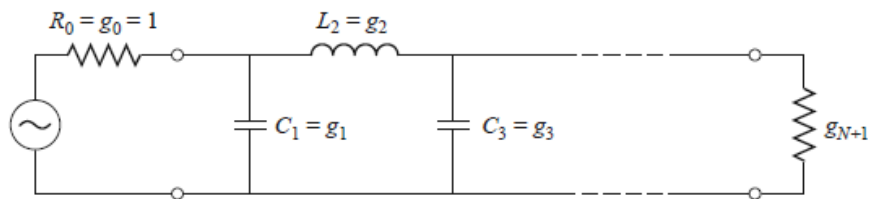


Figura 19: Prototipo paso bajo que comienza con capacidad en paralelo

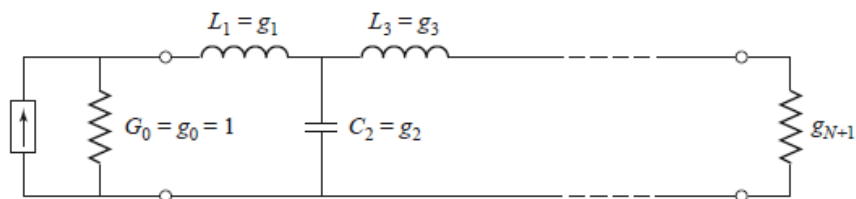


Figura 20: Prototipo paso bajo que comienza con inductancia en serie

Si se diseña el filtro siguiendo estas disposiciones, los valores de los coeficientes  $g_k$  pueden encontrarse en tablas ya existentes. En el caso de que se desee una respuesta maximalmente plana, los valores de dichos coeficientes en función del orden del filtro son los que aparecen en la tabla 11. Si se está diseñando un filtro con respuesta de Chebyshev, y el máximo rizado admitido en la banda de paso es de  $0.5 \text{ dB}$ , los valores de los coeficientes son los indicados en la tabla 12, mientras que si en el diseño del filtro con respuesta de Chebyshev se puede admitir un rizado máximo de  $3 \text{ dB}$



en la banda de paso, los valores de los coeficientes serán entonces los que aparecen en la tabla 13, aunque como se verá en la sección 4.1.1.9 no resulta una alternativa práctica.

Tabla 11: Coeficientes del prototipo paso bajo de Butterworth

$N$	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$	$g_8$	$g_9$
1	2,0000	1,0000							
2	1,4142	1,4142	1,0000						
3	1,0000	2,0000	1,0000	1,0000					
4	0,7654	1,8478	1,8478	0,7654	1,0000				
5	0,6180	1,6180	2,0000	1,6180	0,6180	1,0000			
6	0,5176	1,4142	1,9318	1,9318	1,4142	0,5176	1,0000		
7	0,4450	1,2470	1,8019	2,0000	1,8019	1,2470	0,4450	1,0000	
8	0,3902	1,1111	1,6629	1,9615	1,9615	1,6629	1,1111	0,3902	1,0000

Tabla 12: Coeficientes del prototipo paso bajo de Chebyshev, 0.5 dB de rizado

$N$	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$	$g_8$	$g_9$
1	0,6986	1,0000							
2	1,4029	0,7071	1,9841						
3	1,5963	1,0967	1,5963	1,0000					
4	1,6703	1,1926	2,3661	0,8419	1,9841				
5	1,7058	1,2296	2,5408	1,2296	1,7058	1,0000			
6	1,7254	1,2479	2,6064	1,3137	2,4758	0,8696	1,9841		
7	1,7372	1,2583	2,6381	1,3444	2,6381	1,2583	1,7372	1,0000	
8	1,7451	1,2647	2,6564	1,3590	2,6964	1,3389	2,5093	0,8796	1,9841

Tabla 13: Coeficientes del prototipo paso bajo de Chebyshev, 3 dB de rizado

$N$	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$	$g_8$	$g_9$
1	1,9953	1,0000							
2	3,1013	0,5339	5,8095						
3	3,3487	0,7117	3,3487	1,0000					
4	3,4389	0,7483	4,3471	0,5920	5,8095				
5	3,4817	0,7618	4,5381	0,7618	3,4817	1,0000			
6	3,5045	0,7685	4,6061	0,7929	4,4641	0,6033	5,8095		
7	3,5182	0,7723	4,6386	0,8039	4,6386	0,7723	3,5183	1,0000	
8	3,5277	0,7745	4,6575	0,8089	4,6990	0,8018	4,4990	0,6073	5,8095

Estos coeficientes se emplean una vez determinado el orden del filtro, normalmente a partir de una especificación de las pérdidas de inserción a una frecuencia determinada en la banda eliminada. Lo normal es recurrir a curvas que indican el orden en una gráfica de atenuación frente a la frecuencia normalizada. Si es necesario un filtro de orden superior, puede obtenerse colocando en cascada dos o más filtros de orden inferior.

#### 4.1.1.3. Escalado en impedancia y frecuencia

Una vez obtenido el prototipo de filtro paso bajo, con respuesta de Butterworth o de Chebyshev, es necesario realizar un escalado tanto de impedancia como de frecuencia, para adaptar la estructura normalizada a la plantilla de especificaciones del filtro.

El escalado de impedancia se realiza multiplicando todas las impedancias del filtro por la impedancia característica  $Z_0$ , que típicamente tiene un valor de  $50 \Omega$  o de  $75 \Omega$ . En el caso que atañe a este proyecto, y a la mayoría de los filtros que se diseñan, el valor de la impedancia característica es  $Z_0 = 50 \Omega$ .

Así, las fórmulas para el escalado de impedancia de todos los elementos del filtro paso bajo son las siguientes:

$$L'_k = L_k \cdot Z_0 \quad (38)$$

$$C'_k = \frac{C}{Z_0} \quad (39)$$

$$R'_S = g_0 \cdot Z_0 \quad (40)$$

$$R'_L = g_{N+1} \cdot Z_0 \quad (41)$$

$L_k$  y  $C_k$  son los valores de los parámetros  $g_k$  obtenidos de las tablas 11 a 13 en función de la aplicación y de sus requisitos.

El escalado en frecuencia se realiza exclusivamente en los elementos reactivos del filtro prototipo paso bajo, dividiendo tanto las reactancias en serie como las susceptancias en paralelo por la frecuencia de corte del filtro. Las expresiones de escalado en frecuencia, para una pulsación de corte  $\omega_c$ , quedan entonces:

$$L'_k = \frac{L_k}{\omega_c} \quad (42)$$

$$C'_k = \frac{C_k}{\omega_c} \quad (43)$$

Combinando ambas expresiones en una sola, el escalado en impedancia y frecuencia de los elementos reactivos del filtro da los siguientes valores de inductancia y capacidad:

$$L'_k = \frac{L_k \cdot Z_0}{\omega_c} \quad (44)$$

$$C'_k = \frac{C_k}{Z_0 \cdot \omega_c} \quad (45)$$

#### 4.1.1.4. Transformación del prototipo paso bajo escalado en paso banda

El filtro prototipo paso bajo puede convertirse en un filtro paso banda con una sencilla transformación.

Si  $\omega_1$  y  $\omega_2$  son respectivamente la frecuencia inferior y la frecuencia superior de la banda de paso de la plantilla de especificaciones del filtro paso banda, se define el ancho de banda fraccional como

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_c} \quad (46)$$

La frecuencia central  $\omega_c$  puede escogerse como la media aritmética de la frecuencia inferior y la superior, pero el desarrollo se simplifica si se toma la media geométrica:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_2 \cdot \omega_1} \quad (47)$$

En la transformación paso bajo – paso banda, las inductancias en serie se sustituyen por resonadores serie LC, cuyos valores vienen dados por:

$$L_{serie} = \frac{L_k}{\omega_c \cdot \Delta} \quad (48)$$

$$C_{serie} = \frac{\Delta}{\omega_c \cdot L_k} \quad (49)$$

De la misma manera, las capacidades en paralelo se sustituyen por circuitos resonantes LC en paralelo, siendo los valores de los nuevos componentes

$$L_{paralelo} = \frac{\Delta}{\omega_c \cdot C_k} \quad (50)$$

$$C_{paralelo} = \frac{C_k}{\omega_c \cdot \Delta} \quad (51)$$

Las transformaciones anteriores, vistas como las equivalencias de elementos de circuito, se muestran en las figuras 21 y 22.

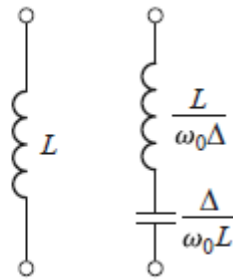


Figura 21: Transformación de la inductancia serie en circuito LC serie

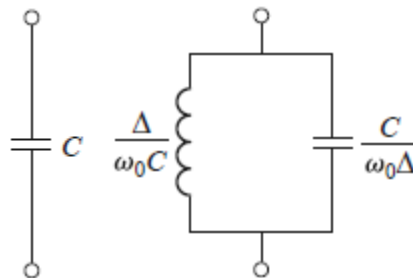


Figura 22: Transformación de la capacidad en paralelo en circuito LC paralelo

Si se toman directamente los coeficientes obtenidos de las tablas, las fórmulas que incluyen el escalado en frecuencia e impedancia, y la transformación paso bajo – paso banda, son las siguientes:

$$L_{serie} = \frac{Z_0 \cdot L_k}{\Delta \cdot \omega_c} \quad (52)$$

$$C_{serie} = \frac{\Delta}{Z_0 \cdot \omega_c \cdot L_k} \quad (53)$$

$$L_{paralelo} = \frac{Z_0 \cdot \Delta}{\omega_c \cdot C_k} \quad (54)$$

$$C_{paralelo} = \frac{C_k}{Z_0 \cdot \Delta \cdot \omega_c} \quad (55)$$

#### 4.1.1.5. Diseño del filtro paso bajo de selección de los canales y comprobación de su funcionamiento

Para los efectos demostrativos que pretende el proyecto, se ha seleccionado un orden  $N = 3$  para la respuesta del filtro, que presenta una atenuación en la banda de paso lo suficientemente grande como para rechazar los canales adyacentes.

Se observarán las características en frecuencia para las tres respuestas vistas anteriormente (Butterworth, y Chebyshev de 0.5 dB y 3 dB), verificando su correcto funcionamiento mediante un software de simulación AWR [48], que proporciona los parámetros S en la banda de 2.4 GHz. Se representarán los valores en dB de las pérdidas por reflexión y por transmisión (módulos de los coeficientes  $S_{11}$  y  $S_{21}$ , respectivamente).

El esquema eléctrico básico para el circuito de selección de canales está reflejado en la figura 23:

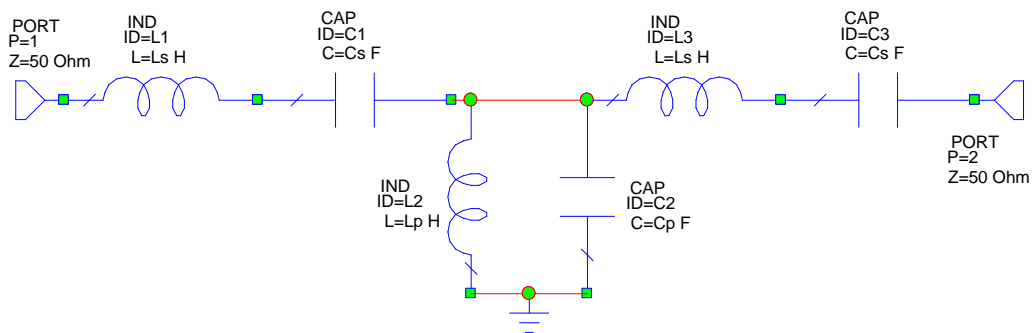


Figura 23: Filtro de orden  $N = 3$ , método de pérdidas de inserción

Dada la naturaleza simétrica de los filtros de orden impar, los valores de las inductancias y capacidades en serie son los mismos. A continuación, se mostrará la respuesta en frecuencia de cada diseño, para cada uno de los tres canales de la banda de 2.4 GHz.

#### 4.1.1.6. Cálculo de los valores de las inductancias y capacidades del filtro

Para simplificar el cálculo y acelerar la etapa de diseño, se ha creado una hoja de cálculo en Microsoft Excel que se encarga de obtener automáticamente los valores de las inductancias y capacidades serie ( $L_s$  y  $C_s$ ), y de las inductancias y capacidades en paralelo ( $L_p$  y  $C_p$ ), para cada uno de los tipos de respuesta vistos anteriormente.

La vista general de esta calculadora de inductancias y capacidades se muestra como una captura de pantalla en la figura 24:

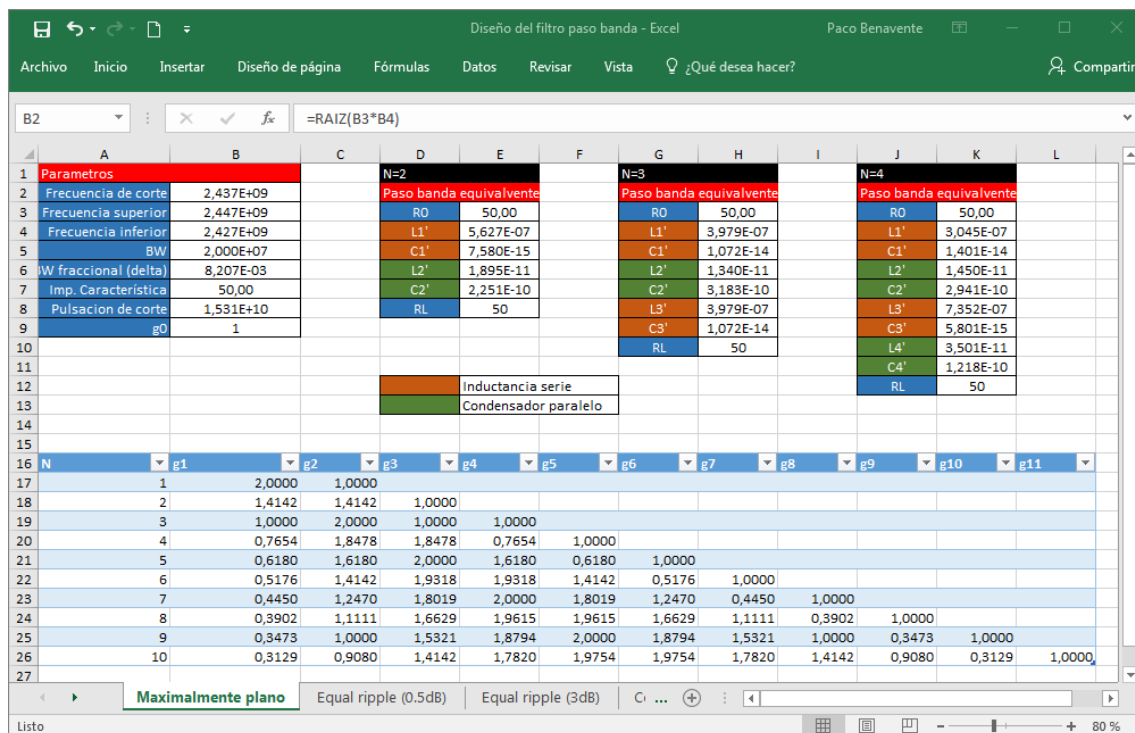


Figura 24: Calculadora Excel de inductancias y capacidades

La calculadora proporciona los valores hasta un orden  $N = 4$  del filtro paso banda, y puede configurarse para cualquier ancho de banda, cualquier frecuencia central de la banda de paso (definida en función de la media geométrica de la frecuencia inferior y superior), y cualquier impedancia característica. La figura 25 muestra un detalle ampliado de las capacidades de configuración que permite la calculadora.

Parámetros	
Frecuencia de corte	2,437E+09
Frecuencia superior	2,447E+09
Frecuencia inferior	2,427E+09
BW	2,000E+07
BW fraccional (delta)	8,207E-03
Imp. Característica	50,00
Pulsacion de corte	1,531E+10
g0	1

Figura 25: Detalle de la calculadora Excel, configuración de parámetros

Esta hoja de cálculo permite también visualizar de una sola vez, como se muestra en la figura 26, los valores de inductancias y capacidades calculados para un orden 1, 2 o 3 del filtro, en las 3 implementaciones, con el objetivo de comparar los valores y seleccionar el más adecuado.

L1	N=2	N=3	N=4	C1	N=2	N=3	N=4
Maximalmente plano	5,62692E-07	3,97887E-07	3,04543E-07	Maximalmente plano	7,57994E-15	1,07195E-14	1,40052E-14
Equal ripple (0.5 dB)	5,58196E-07	6,35148E-07	6,64591E-07	Equal ripple (0.5 dB)	7,64099E-15	6,71525E-15	6,41774E-15
Equal ripple (3 dB)	1,23397E-06	1,33241E-06	1,36829E-06	Equal ripple (3 dB)	3,45647E-15	3,20111E-15	3,11714E-15
L2	N=2	N=3	N=4	C2	N=2	N=3	N=4
Maximalmente plano	1,89498E-11	1,33994E-11	1,45031E-11	Maximalmente plano	2,25077E-10	3,1831E-10	2,94087E-10
Equal ripple (0.5 dB)	3,78997E-11	2,44359E-11	2,2471E-11	Equal ripple (0.5 dB)	1,12538E-10	1,74545E-10	1,89808E-10
Equal ripple (3 dB)	5,01945E-11	3,76547E-11	3,5813E-11	Equal ripple (3 dB)	8,49728E-11	1,13271E-10	1,19096E-10
L3	N=2	N=3	N=4	C3	N=2	N=3	N=4
Maximalmente plano	N/A	3,97887E-07	7,35216E-07	Maximalmente plano	N/A	1,07195E-14	5,80125E-15
Equal ripple (0.5 dB)	N/A	6,35148E-07	9,41441E-07	Equal ripple (0.5 dB)	N/A	6,71525E-15	4,53047E-15
Equal ripple (3 dB)	N/A	1,33241E-06	1,72966E-06	Equal ripple (3 dB)	N/A	3,20111E-15	2,46591E-15
L4	N=2	N=3	N=4	C4	N=2	N=3	N=4
Maximalmente plano	N/A	N/A	3,50129E-11	Maximalmente plano	N/A	N/A	1,21817E-10
Equal ripple (0.5 dB)	N/A	N/A	3,18314E-11	Equal ripple (0.5 dB)	N/A	N/A	1,33993E-10
Equal ripple (3 dB)	N/A	N/A	4,52684E-11	Equal ripple (3 dB)	N/A	N/A	9,42197E-11

Figura 26: Comparativa de los resultados de inductancias y capacidades de la calculadora Excel para varios órdenes de filtro

#### 4.1.1.7. Parámetros S, respuesta de Butterworth

En el caso de una respuesta en frecuencia maximalmente plana, los valores de inductancias y capacidades serie y paralelo dan como resultado las curvas de parámetros S mostradas en las figuras 27, 28 y 29, para cada uno de los canales.

Canal 1 (2.402 – 2.422 GHz)	$L_s = 3.979e - 7 H$ $L_p = 1.368e - 11 H$	$C_s = 1.094e - 14 F$ $C_p = 3.183e - 10 F$
--------------------------------	---	--

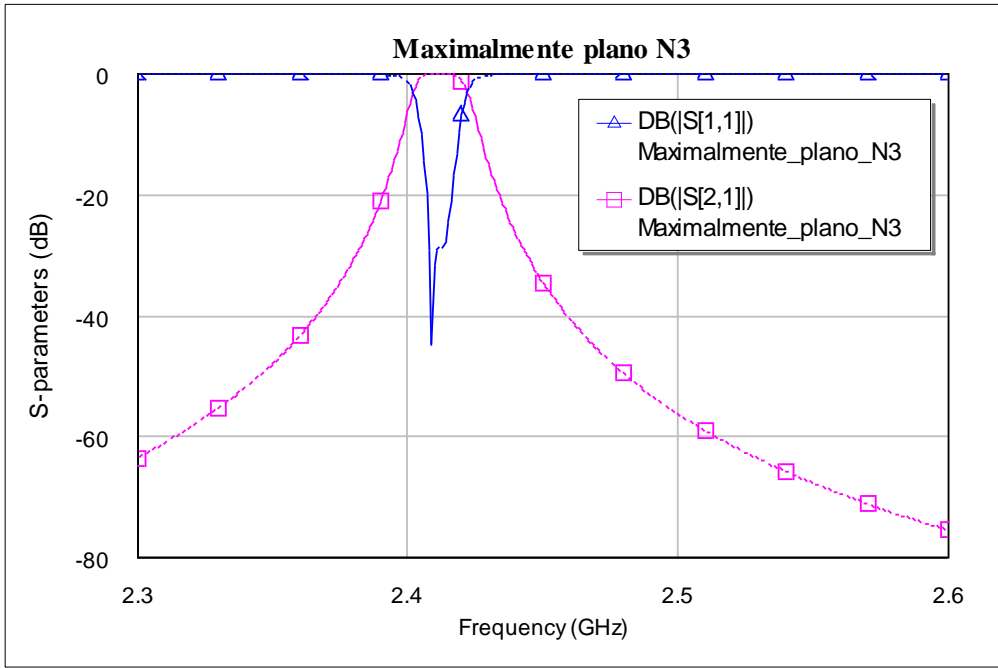


Figura 27: Respuesta de Butterworth, canal 1 (método de pérdidas de inserción)

Canal 6 (2.427 – 2.447 GHz)	$L_s = 3.979e - 7 H$ $L_p = 1.340e - 11 H$	$C_s = 1.072e - 14 F$ $C_p = 3.183e - 10 F$
--------------------------------	---	--

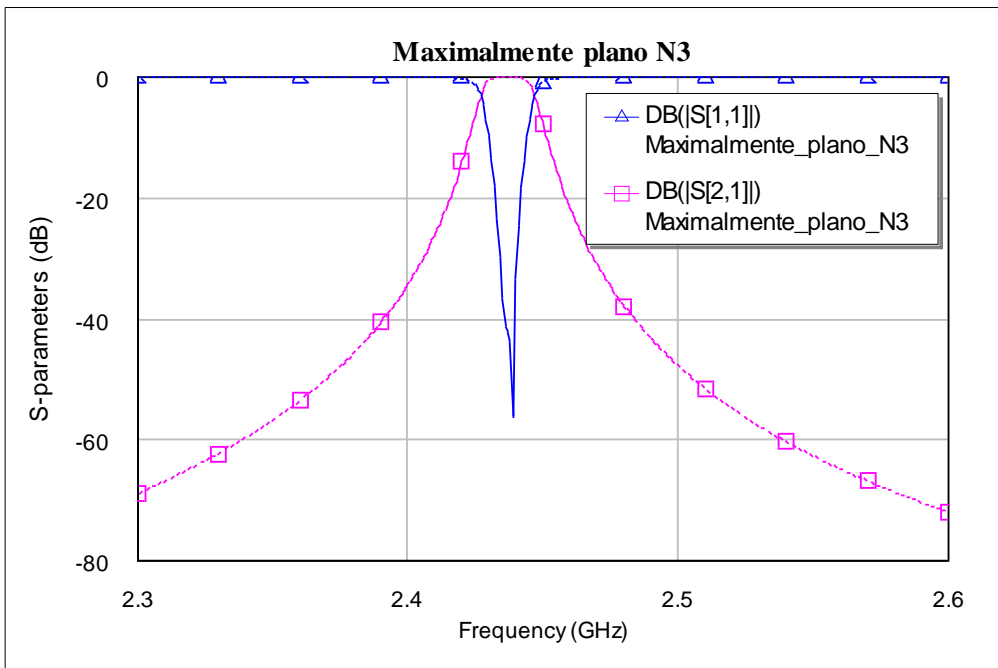
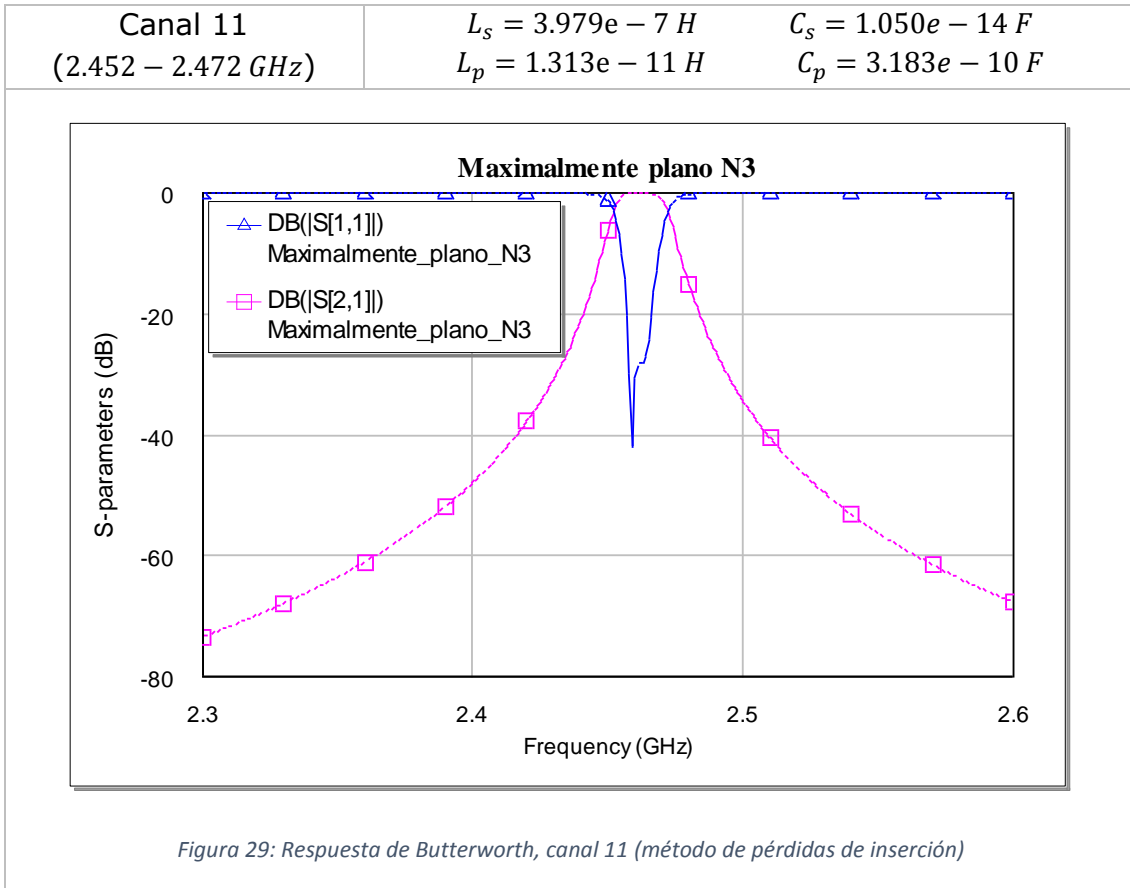


Figura 28: Respuesta de Butterworth, canal 6 (método de pérdidas de inserción)





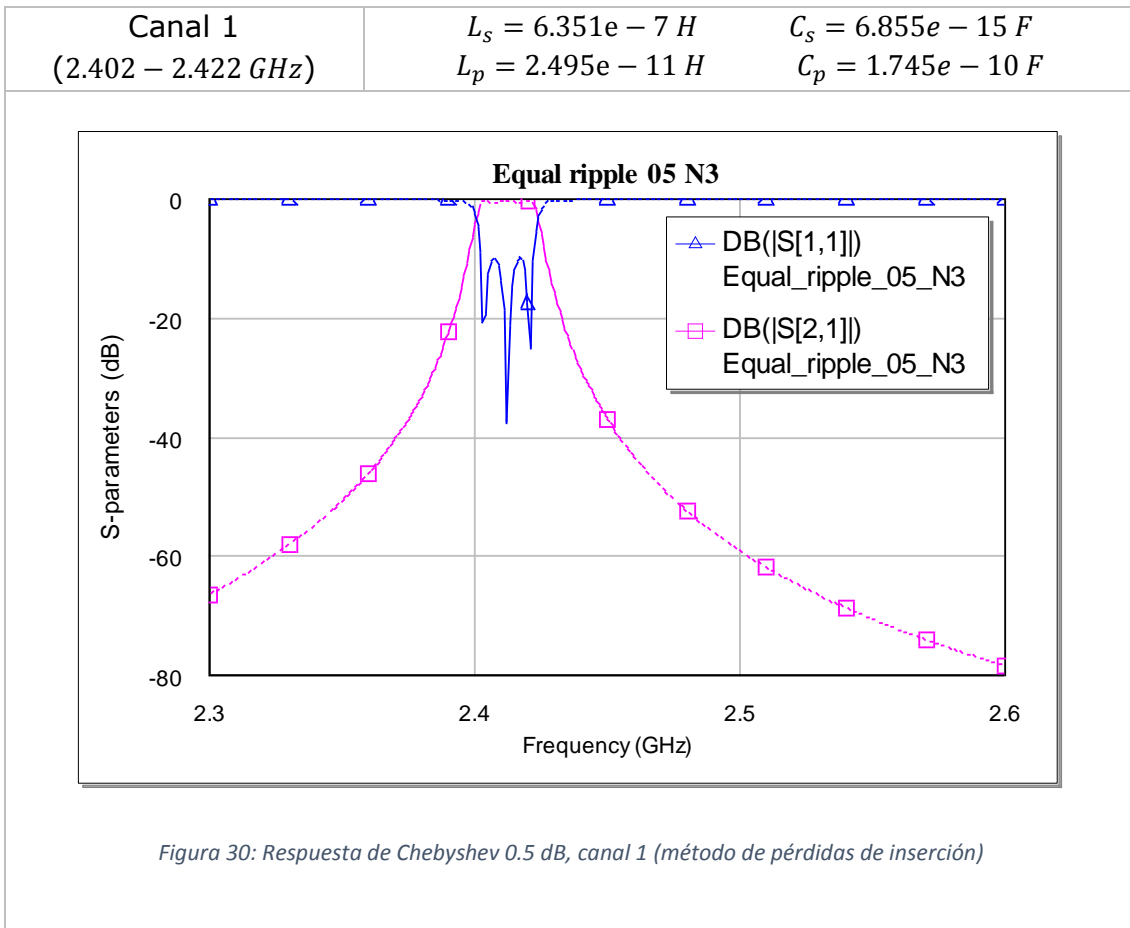
En los tres casos, el ancho de banda a 3 dB es de 20 MHz, confirmando que el diseño es adecuado para seleccionar los canales 1, 6 y 11 de la banda de 2.4 GHz. Se puede observar que los valores tanto de las inductancias en serie como de las capacidades en paralelo son constantes en los tres casos. Esto se debe a la naturaleza de las ecuaciones de diseño del método de pérdidas de inserción, en las que las inductancias en serie y las capacidades en paralelo son las encargadas de controlar el ancho de banda, mientras que las capacidades en serie y las inductancias en paralelo sintonizan la frecuencia central de la banda de paso.

Así, se tienen los siguientes valores para un filtro maximalmente plano de orden  $N = 3$  que selecciona las frecuencias indicadas:

Valores constantes	$L_s = 3.979e - 7 H$ $C_p = 3.183e - 10 F$
Valores variables	$C_s = [1.050, 1.072, 1.094]e - 14 F$ $L_p = [1.313, 1.340, 1.368]e - 11 H$

#### 4.1.1.8. Parámetros $S$ , respuesta Chebyshev 0.5 dB

Si se admite un rizado máximo en la banda de paso de 0.5 dB, los valores de inductancias y capacidades, y sus curvas de parámetros  $S$ , se muestran en las figuras 30 a 32, para cada uno de los canales seleccionados de la banda de 2.4 GHz:



Canal 6 (2.427 – 2.447 GHz)	$L_s = 6.351e - 7 H$ $L_p = 2.444e - 11 H$	$C_s = 6.715e - 15 F$ $C_p = 1.745e - 10 F$
--------------------------------	---	--

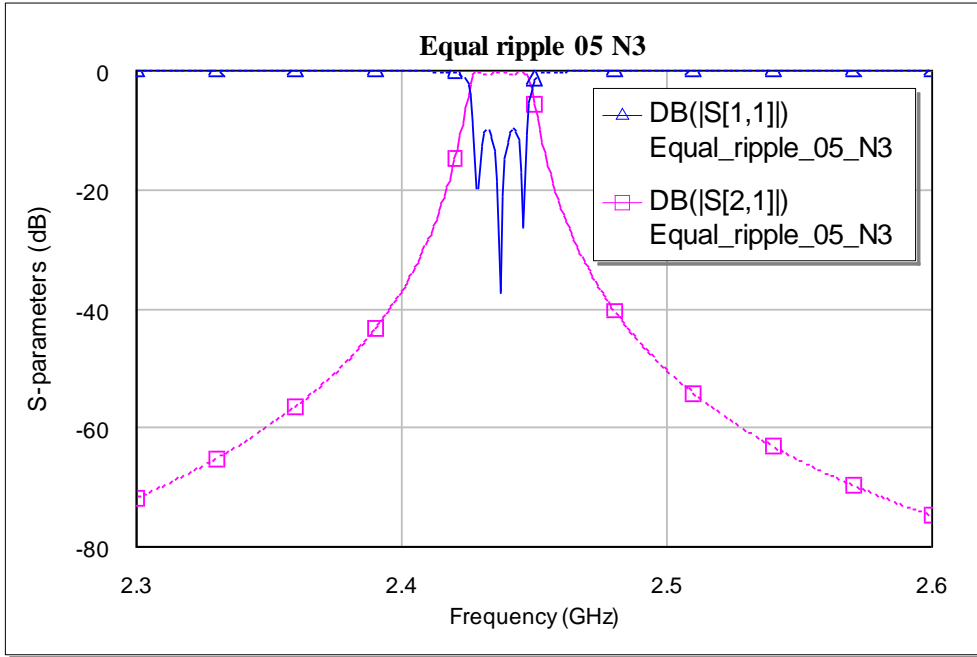


Figura 31: Respuesta de Chebyshev 0.5 dB, canal 6 (método de pérdidas de inserción)

Canal 11 (2.452 – 2.472 GHz)	$L_s = 6.351e - 7 H$ $L_p = 2.394e - 11 H$	$C_s = 6.580e - 15 F$ $C_p = 1.745e - 10 F$
---------------------------------	---	--

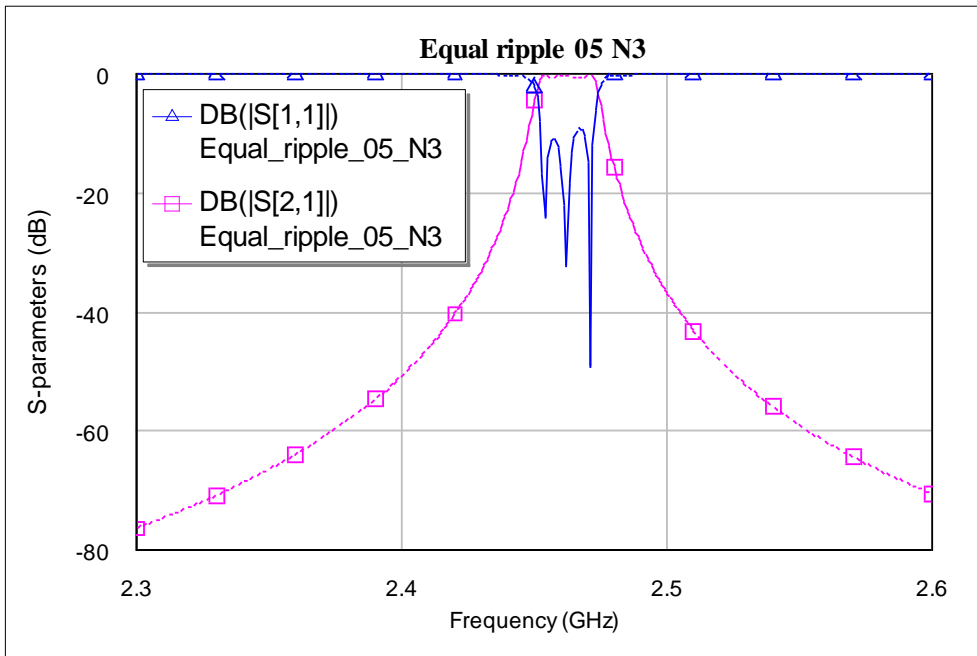


Figura 32: Respuesta de Chebyshev 0.5 dB, canal 11 (método de pérdidas de inserción)

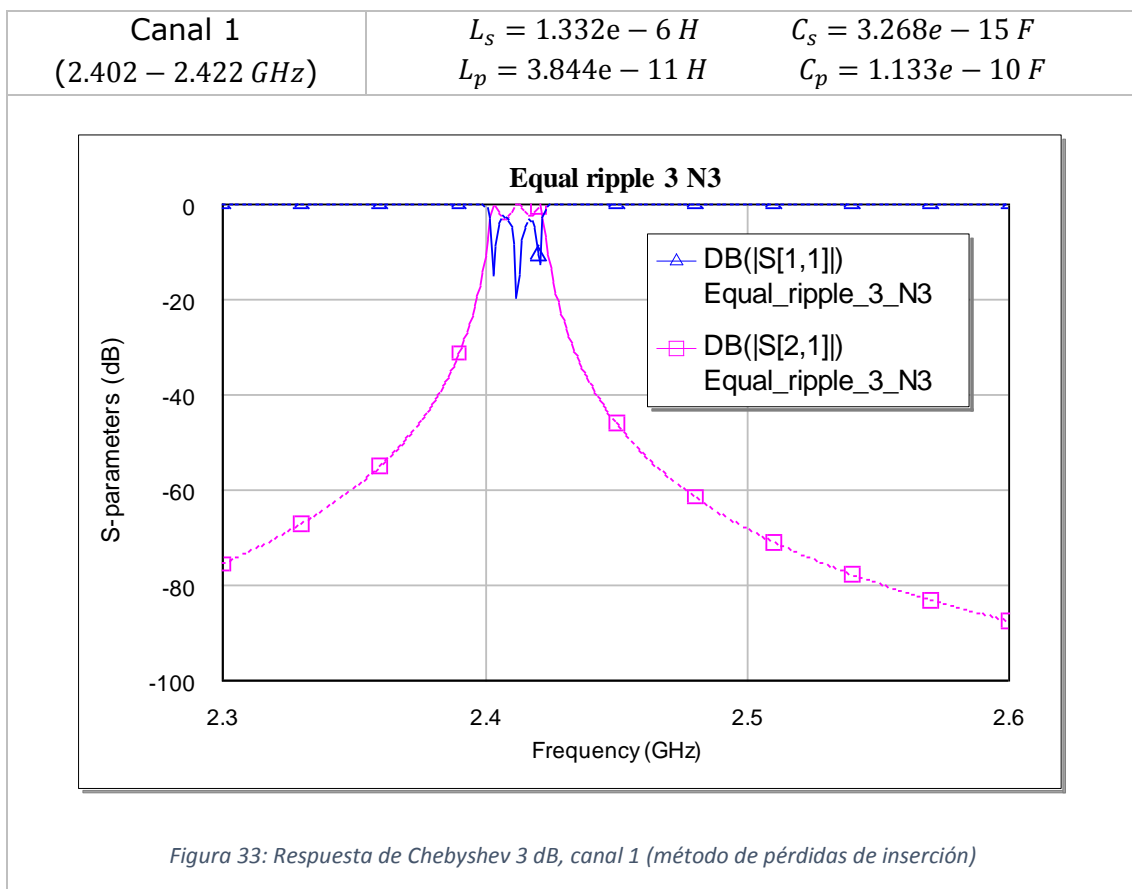
El ancho de banda se mantiene constante en todos los canales, por la misma razón que en el diseño de Butterworth. Se aprecia un pequeño rizado en la banda de paso, que según las reglas de diseño no supera en ningún caso los  $0.5 \text{ dB}$ .

De esta manera, los valores para un filtro de Chebyshev de orden  $N = 3$  y rizado máximo en la banda de paso de  $0.5 \text{ dB}$  son:

Valores constantes	$L_s = 6.351e - 7 \text{ H}$ $C_p = 1.745e - 10 \text{ F}$
Valores variables	$C_s = [6.580, 6.715, 6.855]e - 15 \text{ F}$ $L_p = [2.394, 2.444, 2.495]e - 11 \text{ H}$

#### 4.1.1.9. Parámetros $S$ , respuesta Chebyshev 3 dB

Si el rizado máximo admisible en la banda de paso es de  $3 \text{ dB}$ , los valores de inductancias y capacidades, y sus curvas de parámetros  $S$ , están representados para cada canal en las figuras 33 a 35:



Canal 6 (2.427 – 2.447 GHz)	$L_s = 1.332e - 6 H$ $L_p = 3.765e - 11 H$	$C_s = 3.201e - 15 F$ $C_p = 1.133e - 10 F$
--------------------------------	---	--

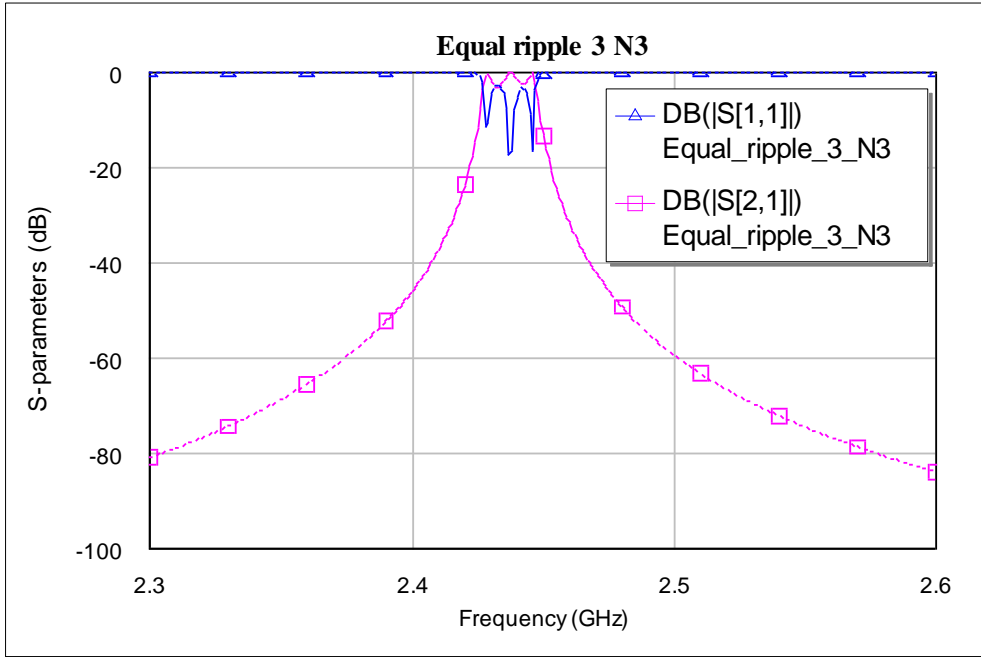


Figura 34: Respuesta de Chebyshev 3 dB, canal 6 (método de pérdidas de inserción)

Canal 11 (2.452 – 2.472 GHz)	$L_s = 1.332e - 6 H$ $L_p = 3.689e - 11 H$	$C_s = 3.136e - 15 F$ $C_p = 1.133e - 10 F$
---------------------------------	---	--

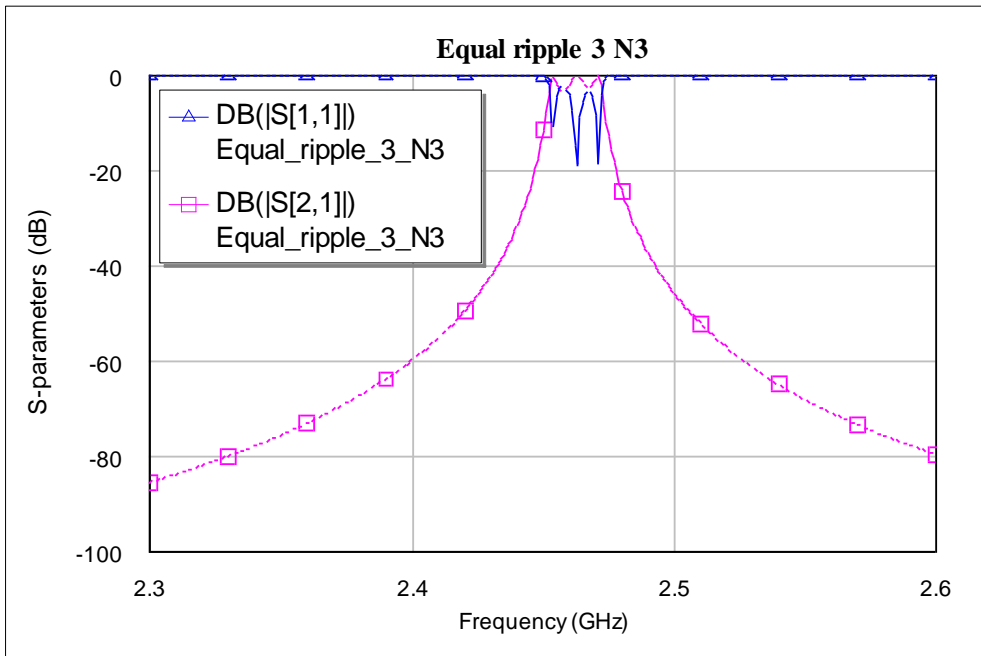


Figura 35: Respuesta de Chebyshev 3 dB, canal 11 (método de pérdidas de inserción)

Se observa como el diseño de un filtro Chebyshev de orden  $N = 3$  tiene una respuesta en frecuencia poco adecuada para la implementación del filtro, ya que las pérdidas por reflexión alcanzan niveles excesivos, aunque el filtro opera correctamente y selecciona los canales de manera adecuada. Su utilización se restringirá a situaciones en las que se disponga de elementos sintonizables de esos valores, sin posibilidad de diseñar o adquirir otros elementos.

De la misma manera que en los dos casos anteriores, los valores para las inductancias y capacidades fijas, así como las variables, que permiten la selección de los tres canales, son:

Valores constantes	$L_s = 1.332e - 6 H$ $C_p = 1.133e - 10 F$
Valores variables	$C_s = [3.136, 3.201, 3.268]e - 15 F$ $L_p = [3.689, 3.765, 3.844]e - 11 H$

#### *4.1.1.10. Consideraciones e inconvenientes del método de pérdidas de inserción*

Si bien el método de pérdidas de inserción proporciona una buena respuesta en frecuencia para los esquemas de Butterworth y de Chebyshev con rizado de 0.5 dB, los valores de las inductancias serie son demasiado altos para permitir su implementación mediante MEMS (o inductancias planares), así como en el caso de las capacidades en paralelo.

Las capacidades serie no suponen un problema porque entran dentro del rango de los actuales diseños MEMS (el trabajo de Prachi Gupta [49], y otros, muestra información al respecto).

Así, será necesario realizar la implementación mediante algún otro método de diseño que proporcione valores de inductancias y capacidades en el rango de los MEMS que pueden fabricarse en la actualidad.

#### 4.1.2. Diseño del filtro mediante el método de resonadores acoplados

Un método alternativo de diseño de filtros paso banda consiste en incluir resonadores en paralelo separados por capacidades de acoplo. El diseño de un filtro de estas características se resume en la publicación de Seymour B. Cohn [50], aunque a continuación se describen sus características más importantes en relación al diseño del filtro pretendido.

Las figuras 36 y 37 muestra las relaciones de diseño para filtros de circuitos resonantes acoplados con elementos concentrados, para acoplamiento inductivo y capacitivo:

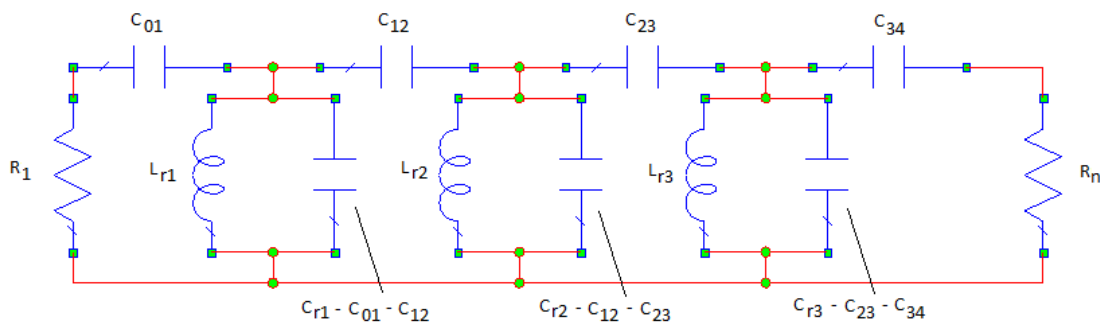


Figura 36: Esquema del filtro de resonadores con acoplamiento capacitivo (orden  $N = 3$ )

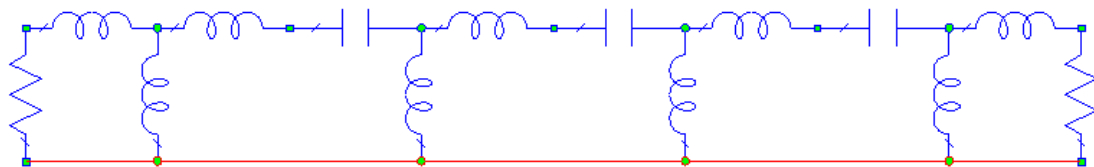


Figura 37: Esquema del filtro de resonadores con acoplamiento inductivo

Las resistencias de carga pueden tener cualquier valor, y pueden ser iguales o diferentes entre sí, a criterio del diseñador. Los elementos de circuito resonantes,  $L_{rk}$  y  $C_{rk}$ , pueden seleccionarse para tener cualquier valor que resulte conveniente, siempre y cuando sean lo suficientemente grandes como para que los valores reales de las inductancias y capacidades del filtro compuesto final sean todas positivas. Las fórmulas para calcular los valores de los elementos individuales usan los valores de los coeficientes  $g_1, g_2, g_3, \dots, g_N$  del prototipo de filtro paso bajo, reflejados en las tablas 11, 12 y 13.

Las curvas de pérdidas de inserción de los filtros paso banda y paso bajo varían de la misma manera como funciones de  $|f - f_0|$  y de  $f'$ , siendo  $f_0$  la

frecuencia de resonancia y  $f'$  la frecuencia de corte del prototipo paso bajo. Para anchos de banda estrechos (inferiores al 1%), las pérdidas de inserción en la banda de paso pueden obtenerse a partir de la fórmula empleada en el filtro paso bajo realizando el cambio

$$\frac{f}{f_1} \rightarrow \frac{2|f - f_0|}{f_2 - f_1} \quad (56)$$

Para anchos de banda superiores al 1%, si se asume que las reactancias de acople no varían con la frecuencia, se requiere una transformación alternativa, reemplazando

$$\frac{f}{f_1} \rightarrow \frac{\left| \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right|}{\frac{f_2}{f_0} - \frac{f_0}{f_2}} \quad (57)$$

donde

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} \quad (58)$$

Sin embargo, las reactancias varían necesariamente con la frecuencia, por lo que para anchos de banda superiores al 1% es necesaria una transformación superior,

$$\frac{f}{f_1} \rightarrow \frac{\left| 2 - \frac{f_0}{f} - \frac{1}{2 - \frac{f_0}{f}} \right|}{2 - \frac{f_0}{f_2} - \frac{1}{2 - \frac{f_0}{f_2}}} \quad (59)$$

en la que  $f_0$  ahora está relacionada con  $f_1$  y  $f_2$  mediante

$$f_0 = f_1 + f_2 - \sqrt{(f_2 - f_1)^2 + f_1 f_2} \quad (60)$$

Para el caso de acoplamiento capacitivo, las ecuaciones de diseño son las siguientes [50]:

$$L_{rk} C_{rk} = \frac{1}{\omega_0^2} \quad (61)$$



$$C_{01} = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{\omega' C_{r1}/R_1 g_1}{1 - \omega' C_{r1} R_1/g_1}} \quad (62)$$

$$C_{n n+1} = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{\omega' C_{rn}/R_n g_n}{1 - \omega' C_{rn} R_n/g_n}} \quad (63)$$

$$C_{jk} = \omega' \sqrt{\frac{C_{rj} C_{rk}}{g_j g_k}} \quad \text{desde } C_{12} \text{ hasta } C_{n-1 n} \quad (64)$$

$$C'_{01} = \frac{C_{01}}{1 + \omega_0^2 C_{01}^2 R_1^2} \quad (65)$$

$$C'_{n n+1} = \frac{C_{n n+1}}{1 + \omega_0^2 C_{n n+1}^2 R_n^2} \quad (66)$$

En estos casos,

$$f_0 = f_1 + f_2 - \sqrt{(f_2 - f_1)^2 + f_1 f_2} \quad (67)$$

$$\omega' = \left( \frac{f_0}{f_1} - \frac{f_0}{f_2} \right) \left( \frac{f_0}{f_1'} \right) \quad (68)$$

Si  $f_2/f_1 < 0.05$ , entonces

$$f_0 \cong \sqrt{f_1 f_2} \quad (69)$$

$$\omega' \cong \frac{f_2 - f_1}{f_1'} \quad (70)$$

Si se realiza el diseño del filtro paso banda mediante este método, el esquema eléctrico será idéntico al mostrado en la figura 38.

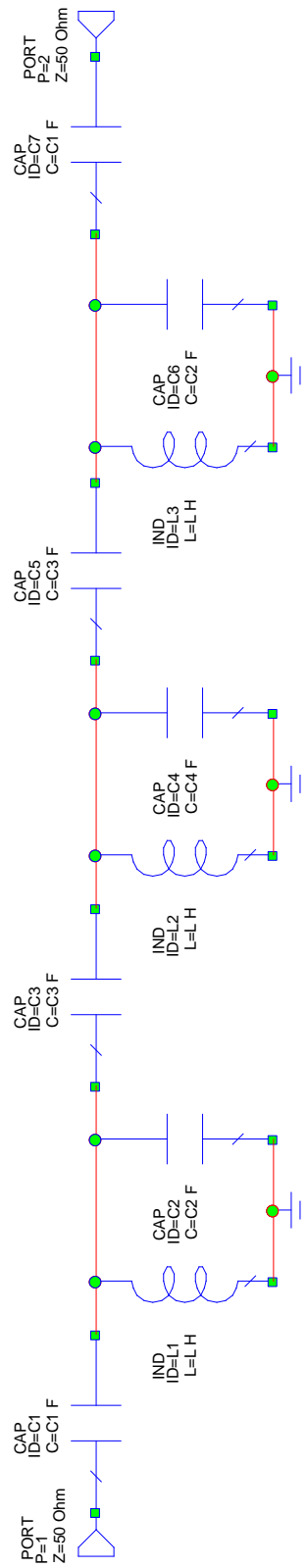


Figura 38: Esquema eléctrico del filtro paso banda, método de resonadores acoplados

Para el cálculo de las capacidades e inductancias, se ha empleado una calculadora desarrollada por Chang Puak [51]. El filtro es simétrico respecto al resonador paralelo central. Los condensadores serie proporcionan el acoplo capacitivo, y sus valores son:

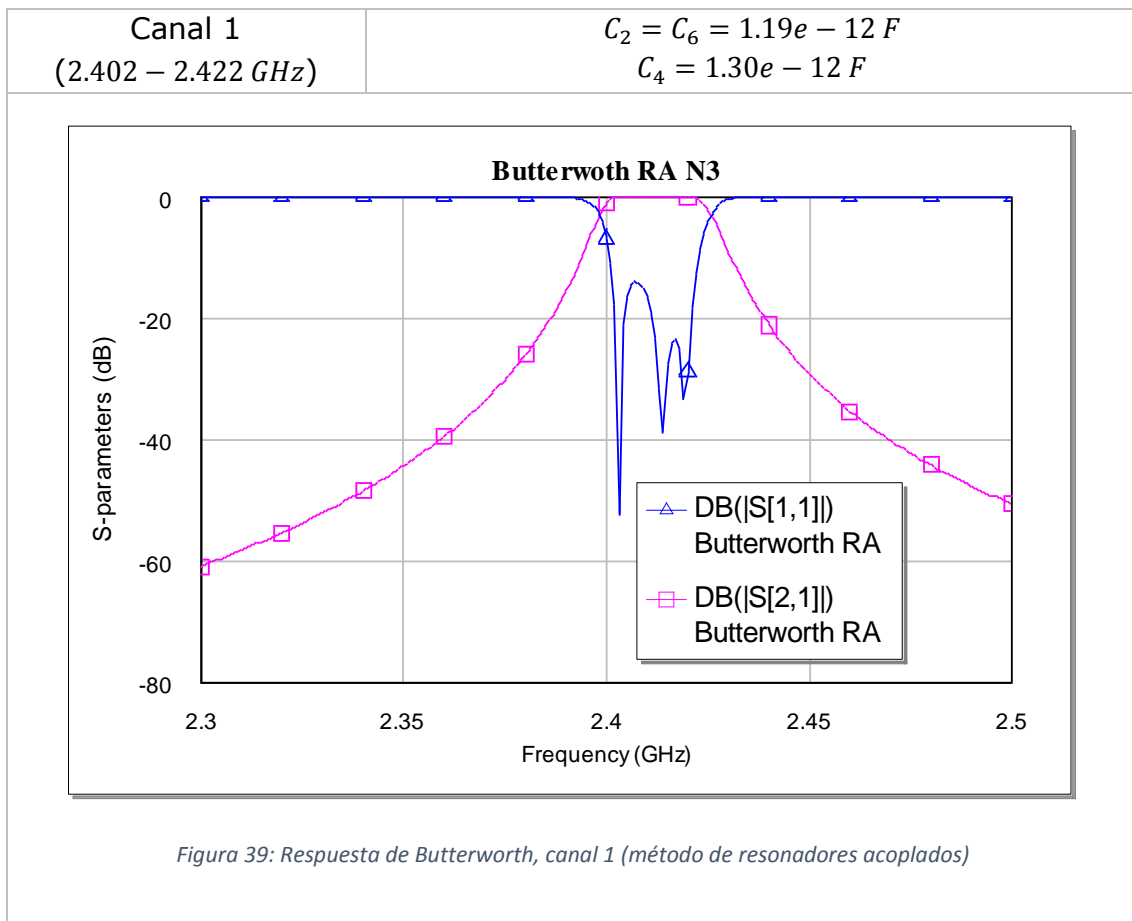
$$C_1 = C_7 = 0.12 \text{ pF}$$

$$C_3 = C_5 = 0.01 \text{ pF}$$

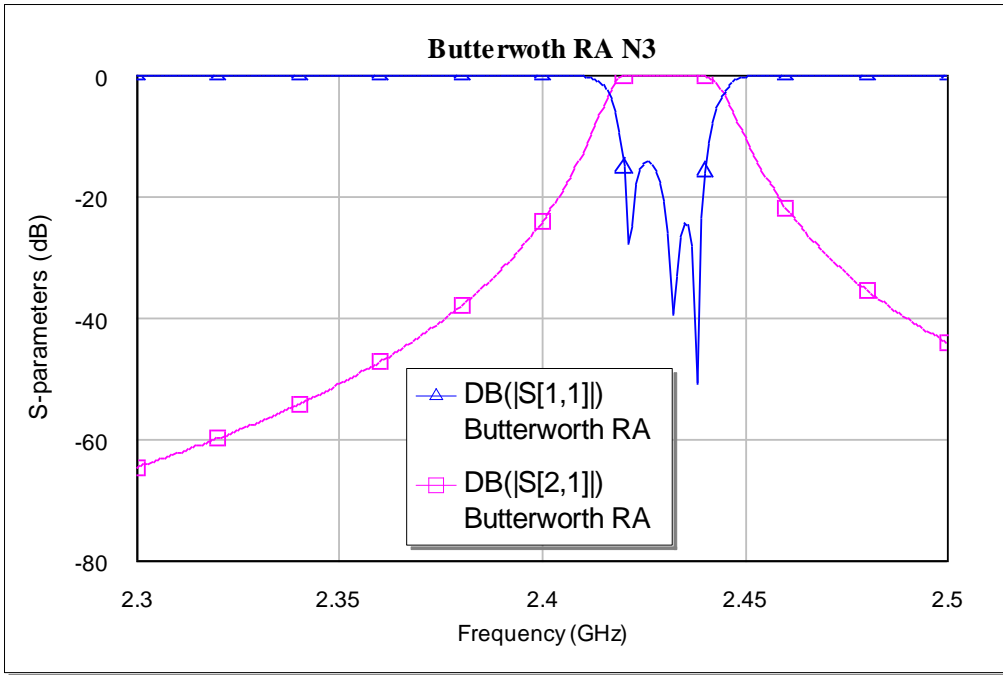
Las tres inductancias de los resonadores en paralelo tienen el mismo valor:

$$L_1 = L_2 = L_3 = 3.3 \text{ nH}$$

El control de la frecuencia de resonancia del filtro será llevado a cabo por los tres condensadores en paralelo ( $C_2, C_4$  y  $C_6$ ). La respuesta del filtro para cada canal es maximalmente plana, o de Butterworth, y se muestra en las figuras 39 a 41 para cada canal, de la misma manera que para los filtros diseñados anteriormente mediante el método de pérdidas de inserción.

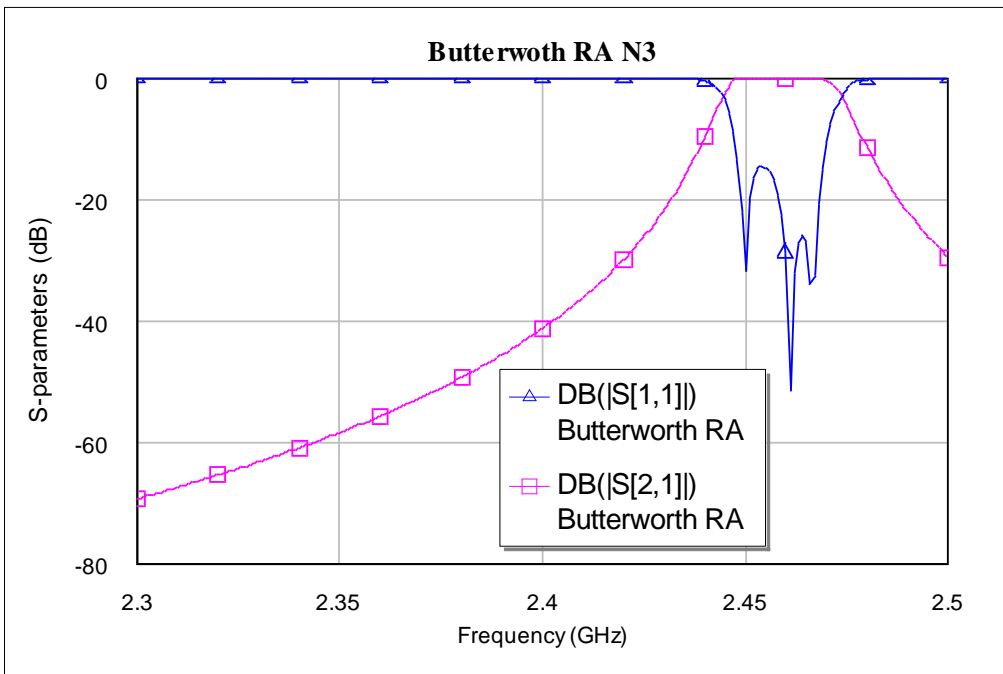


<b>Canal 6</b> (2.427 – 2.447 GHz)	$C_2 = C_6 = 1.17e - 12 F$ $C_4 = 1.28e - 12 F$
---------------------------------------	--



*Figura 40: Respuesta de Butterworth, canal 6 (método de resonadores acoplados)*

<b>Canal 11</b> (2.452 – 2.472 GHz)	$C_2 = C_6 = 1.14e - 12 F$ $C_4 = 1.25e - 12 F$
--	--



*Figura 41: Respuesta de Butterworth, canal 11 (método de resonadores acoplados)*

Así, los valores de las capacidades variables que realizan la selección de canales en la banda de los 2.4 GHz se encuentran en el siguiente rango:

$$C_2 = C_6 = [1.14, 1.17, 1.19]e - 12 F$$

$$C_4 = [1.25, 1.28, 1.30]e - 12 F$$

Se puede observar cómo la implementación del filtro mediante resonadores acoplados iguala o mejora las características de los filtros del mismo orden implementados mediante el método de pérdidas de inserción, con unos valores de capacidades que pueden conseguirse mediante MEMS, al mismo tiempo que emplean un solo valor de inductancia (3.3 nH) facilitando el diseño del filtro al tener que implementar sólo uno de estos componentes.

## 5. Diseño de los componentes en 3D y verificación en COMSOL Multiphysics

Una vez verificado el correcto funcionamiento del filtro paso banda en el rango de frecuencias especificado, el siguiente paso es realizar simulaciones físicas de los elementos que formarán parte del filtro. En el caso de este proyecto, dichos elementos son MEMS, que serán diseñados tomando como base la tecnología de fabricación microstrip, para la escala micrométrica en la que operan los sistemas microelectromecánicos. Todas las simulaciones tienen en cuenta dispositivos MEMS ideales.

Dado que una de las ventajas de los sistemas implementados mediante MEMS es que se pueden considerar elementos concentrados a las frecuencias de interés, no será necesario atender a la longitud eléctrica de los componentes, debiendo centrarse únicamente en el diseño geométrico adecuado de los condensadores, las inductancias y las líneas de transmisión en tecnología microstrip.

Todos los modelos diseñados en COMSOL han sido construidos minuciosamente, teniendo en cuenta posibles futuras modificaciones tanto de las dimensiones geométricas como de los parámetros que alteran su comportamiento. Así, estas dimensiones y variaciones de los parámetros físicos han sido parametrizadas, como puede verse en la captura de ejemplo que muestra la figura 42, y pueden alterarse rápidamente desde la ventana de parámetros de las definiciones globales.

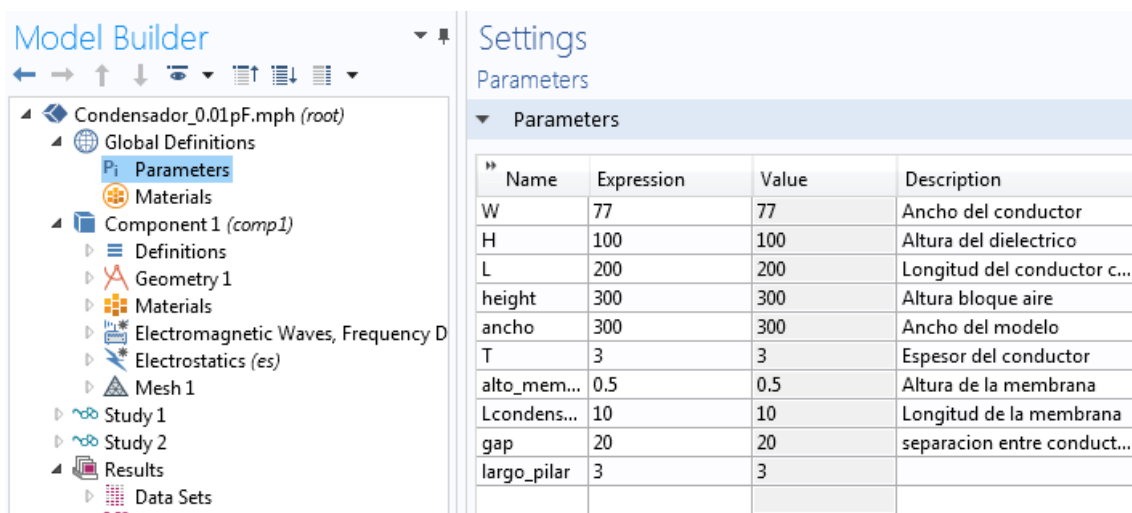


Figura 42: Vista de la configuración de parámetros en COMSOL Multiphysics

## 5.1. Diseño de líneas de transmisión en tecnología microstrip

Para el diseño de las líneas de transmisión en tecnología microstrip, se tomarán los parámetros de diseño indicados en la tabla 14, que se muestran de manera visual en la figura 43.

Tabla 14: Parámetros de diseño microstrip

Material del sustrato	Silicio ( $\epsilon_r = 11.9$ )
Espesor del sustrato ( $H$ )	$100 \mu m$
Material de los conductores	Cobre ( $5.88 \cdot 10^{-7} S/m$ )
Espesor de los conductores ( $T$ )	$3 \mu m$
Impedancia característica ( $Z_0$ )	$50 \Omega$
Ancho de los conductores ( $W$ )	$77 \mu m$

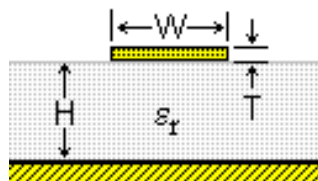


Figura 43: Parámetros geométricos para la línea microstrip

Algunos de los parámetros de la tabla 14 no son tenidos en cuenta en las simulaciones realizadas en COMSOL, pero se incluyen para considerar desde el principio los materiales, en caso de que el filtro llegue a optimizarse para una posterior fabricación.

Aunque el espesor de las líneas de transmisión no influirá en los resultados que arrojen los modelos 3D, por tratarse de simulaciones sin espesor en las metalizaciones, se ha mantenido para diseñar líneas lo más cercanas posible a un comportamiento real, teniendo en cuenta que a las frecuencias de la banda de  $2.4 GHz$  la profundidad de penetración por efecto pelicular no superará en ningún caso los  $3 \mu m$ .

Para el cálculo del ancho de conductores, que permite una impedancia característica de  $50 \Omega$  en el rango de frecuencias del filtro, se ha empleado una herramienta que forma parte del mismo software de simulación eléctrica que ha verificado el funcionamiento de los filtros (AWR [48]). Dicha herramienta, llamada TXLine y mostrada en la figura 44, permite configurar multitud de parámetros para realizar diseños de microondas con una gran cantidad de tecnologías distintas.

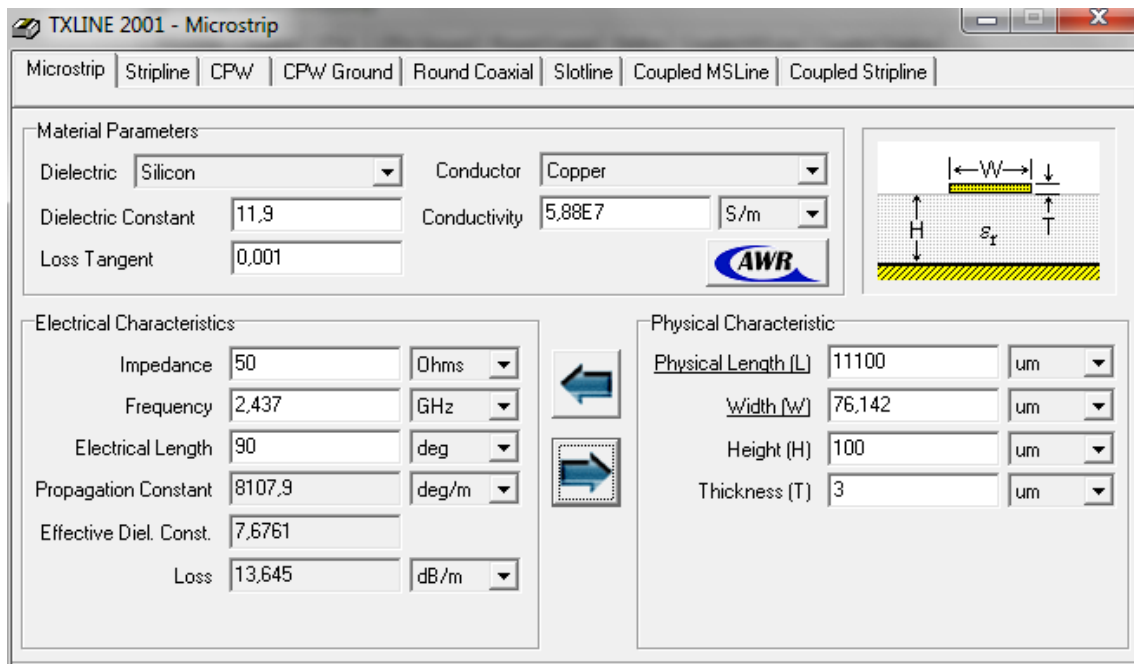


Figura 44: Diseño de la línea de transmisión en el software TXLine

Para verificar que este diseño es correcto y puede emplearse como base para construir los condensadores y las inductancias, se ha generado un modelo dentro del software COMSOL que incluye únicamente una sección de línea microstrip, y que ha sido convenientemente configurado para mostrar una respuesta ideal.

La geometría básica del modelo es la mostrada en la figura 45. De aquí en adelante, se considerará que todos los modelos realizados en COMSOL y mostrados en el presente proyecto están contruidos en la escala de los  $\mu\text{m}$ .

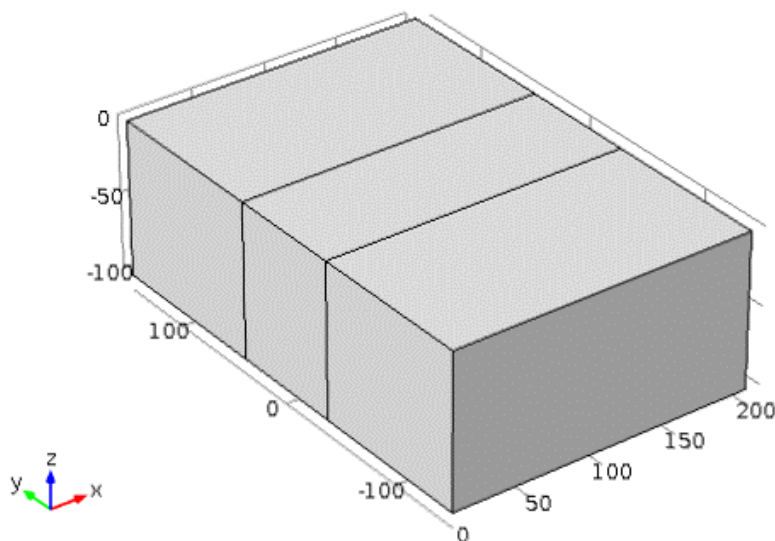


Figura 45: Modelo 3D de la línea microstrip básica



La escala mostrada en la figura 45 es la misma en los tres ejes. La pista del conductor ocupa la parte central del sustrato de silicio, y se extiende  $200\ \mu\text{m}$  a lo largo del eje X. Tanto el sustrato como el conductor están rodeados de una capa de aire, que no se muestra para facilitar la visualización de dichos elementos, pero que es imprescindible para llevar a cabo la simulación.

Para estudiar su comportamiento electromagnético, se ha empleado el módulo RF de COMSOL, concretamente la parte relativa a simulación electromagnética en el dominio de la frecuencia (*emw*).

La cara inferior del sustrato se ha configurado como un conductor perfecto que modela el plano de masa en tecnología microstrip. De la misma manera, para ver el comportamiento ideal de la propia línea, su superficie también ha sido configurada como un conductor eléctrico perfecto.

Observando los resultados de la simulación en la figura 46, se puede comprobar como el campo eléctrico se reparte casi homogéneamente por todo el conductor.

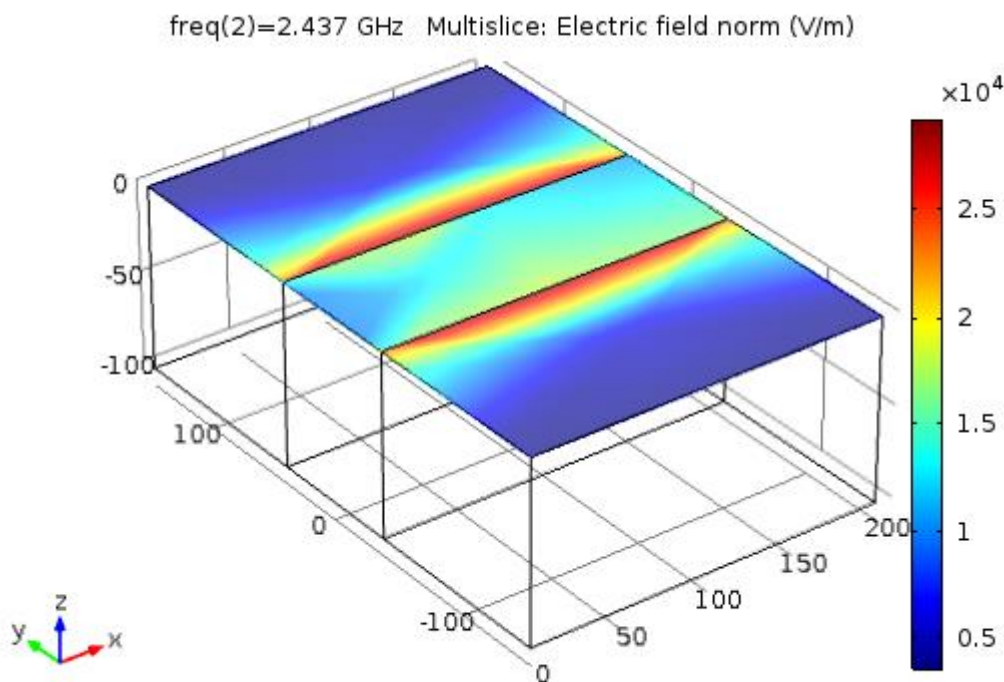


Figura 46: Distribución de campo eléctrico a lo largo de la línea microstrip

La distribución de campo eléctrico de la figura es debida a la configuración de los puertos concentrados de los extremos (donde se introduce la excitación y donde ésta sale de la estructura), siendo la situación normal la que se observa en el centro de la figura 46.

Los resultados de la visualización del campo eléctrico para las otras frecuencias centrales son similares, por lo que la mejor manera de ver su

comportamiento es mediante la representación gráfica de los módulos de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$  a esas tres frecuencias, como la mostrada en la figura 47, que muestran que la línea microstrip propaga la señal con pérdidas de transmisión y reflexión mínimas:

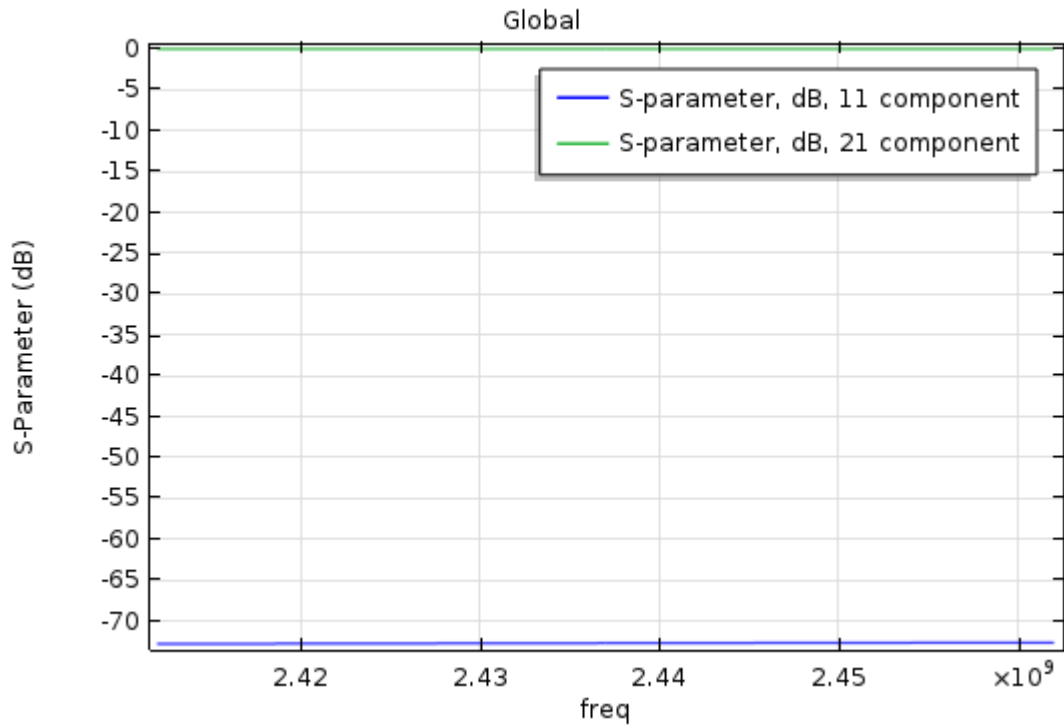


Figura 47: Parámetros S en COMSOL de la línea microstrip

Los valores del parámetro  $S_{11}$  se encuentran cercanos a los  $-73 \text{ dB}$ , mientras que los valores del parámetro  $S_{21}$  son prácticamente nulos ( $-2.95 \cdot 10^{-5} \text{ dB}$  en el caso peor, a  $2.412 \text{ GHz}$ ). Esto indica que se puede emplear la línea microstrip de  $77 \mu\text{m}$  de ancho como base para construir los condensadores y las inductancias.

## 5.2. Diseño de las capacidades fijas del filtro

De la sección de diseño eléctrico del filtro desarrollada en la sección 4.1.2, se comprobó que las capacidades de valor fijo tenían los siguientes valores:

$$C_1 = C_7 = 0.12 \text{ pF}$$

$$C_3 = C_5 = 0.01 \text{ pF}$$

Ambas capacidades se implementan mediante condensadores en serie con la línea microstrip. Para el diseño de estos dos valores de capacidad se construirá un modelo de condensador en COMSOL basándose en la geometría de placas paralelas, comentado en detalle en la sección 3.3.2, y cuya ecuación básica para la capacidad es:

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{W \cdot L}{d} \quad (71)$$

$W$  es el ancho del conductor microstrip,  $L$  es la longitud de solapamiento de las pistas de conductores, y  $d$  es la distancia que las separa. Para facilitar los cálculos, se ha diseñado un script en MATLAB que obtiene automáticamente la longitud de solapamiento entre las pistas para obtener el valor de capacidad buscado, para dos valores de distancia entre placas ( $d = 1 \mu\text{m}$  y  $d = 0.5 \mu\text{m}$ ). La función MATLAB que realiza los cálculos, y un ejemplo de su uso se muestran a continuación:

```
function d = calcular_d(W, L, C, epsilonR)

epsilonCero = 8.85419e-12; % F/m

d = (epsilonCero*epsilonR*W*L)/C;

end

% Ejemplo de calculos (en archivo independiente)
W = 77e-6; % ancho de pista (metros)
C = 0.12e-12; % capacidad objetivo (Faradios)
d = 0.5e-6; % Distancia entre placas (metros)
epsilonR = 1; % Dielectrico: aire

L = calcular_L(W, C, d, epsilonR);

disp(['L = ', num2str(L), ' ', char(956), 'm']);
```

Los valores obtenidos de longitud de pista para ambas capacidades se muestran en la tabla 15.

Tabla 15: Longitud de conductores para las capacidades fijas

$C_1 = C_7 = 0.12 \text{ pF}$	
$d = 1 \mu\text{m}$	$L = 177 \mu\text{m}$
$d = 0.5 \mu\text{m}$	$L = 88 \mu\text{m}$

$C_3 = C_5 = 0.01 \text{ pF}$	
$d = 1 \mu\text{m}$	$L = 15 \mu\text{m}$
$d = 0.5 \mu\text{m}$	$L = 8 \mu\text{m}$

Se escogerá la distancia  $d = 0.5 \mu\text{m}$  como separación entre placas para los modelos, para tratar de que el filtro sea lo más pequeño posible, pero teniendo en cuenta las capacidades de fabricación actuales, de manera que sea también realizable.

A fin de verificar que el comportamiento de los modelos 3D es similar al de sus equivalentes eléctricos, se realizarán simulaciones en AWR, obteniendo las curvas de parámetros S y comprándolas con las de los modelos de COMSOL.

### 5.3. Capacidades fijas de $0.12 \text{ pF}$

En el caso de las capacidades de  $0.12 \text{ pF}$ , el modelo 3D en COMSOL tiene la forma indicada en la figura 48.

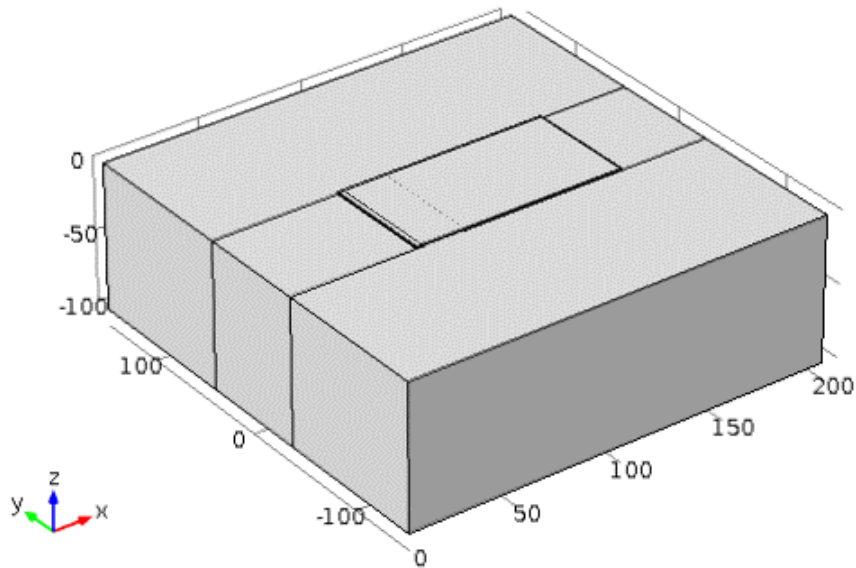


Figura 48: Modelo 3D en COMSOL del condensador de  $0.12 \text{ pF}$

Para ver mejor la separación entre las dos placas paralelas, se puede alterar la escala de visualización, dando como resultado la vista que aparece en la figura 49.

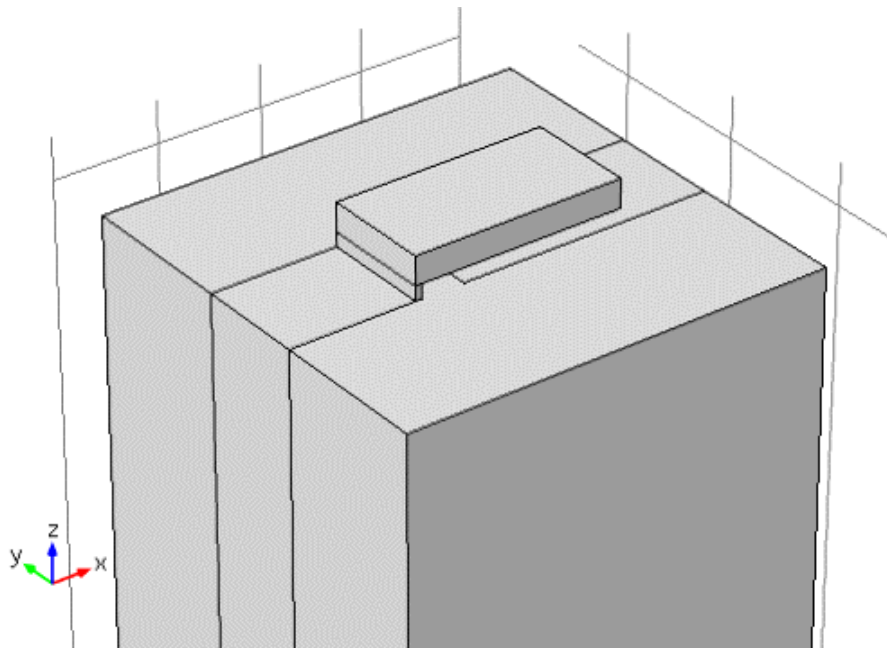


Figura 49: Detalle del modelo 3D en COMSOL del condensador de  $0.12 \text{ pF}$

En la figura 49 se aprecia la membrana suspendida sobre el conductor, creando una capacidad en serie con la línea microstrip. Para comprobar que la capacidad de la estructura es la misma que la pretendida, se realiza una simulación empleando el módulo AC/DC de COMSOL, que calcula automáticamente la capacidad de la estructura (una vez que se han definido los electrodos que forman parte del condensador) y la muestra como parámetro. Se ha tomado una diferencia de potencial constante de  $1\text{ V}$  entre las placas, pues es necesaria una diferencia de potencial para que COMSOL calcule la capacidad. En condiciones de funcionamiento normal, esta tensión continua no existe, y al no ocurrir el fenómeno de self-biasing, no existe por tanto deflexión de la membrana superior, de manera que la capacidad seguirá siendo la misma que la calculada.

Para conseguir la capacidad deseada, ha sido necesario corregir la longitud de la superficie de solapamiento de  $88\ \mu\text{m}$  a  $76\ \mu\text{m}$ , pues la influencia del gap entre las líneas microstrip ha elevado dicha capacidad hasta los  $0.136\ \text{pF}$ , al alterar las distribuciones de carga en el espacio entre los conductores. La geometría modificada tiene una capacidad final de  $0.1207\ \text{pF}$ , con una distribución de potencial eléctrico mostrada en la figura 50.

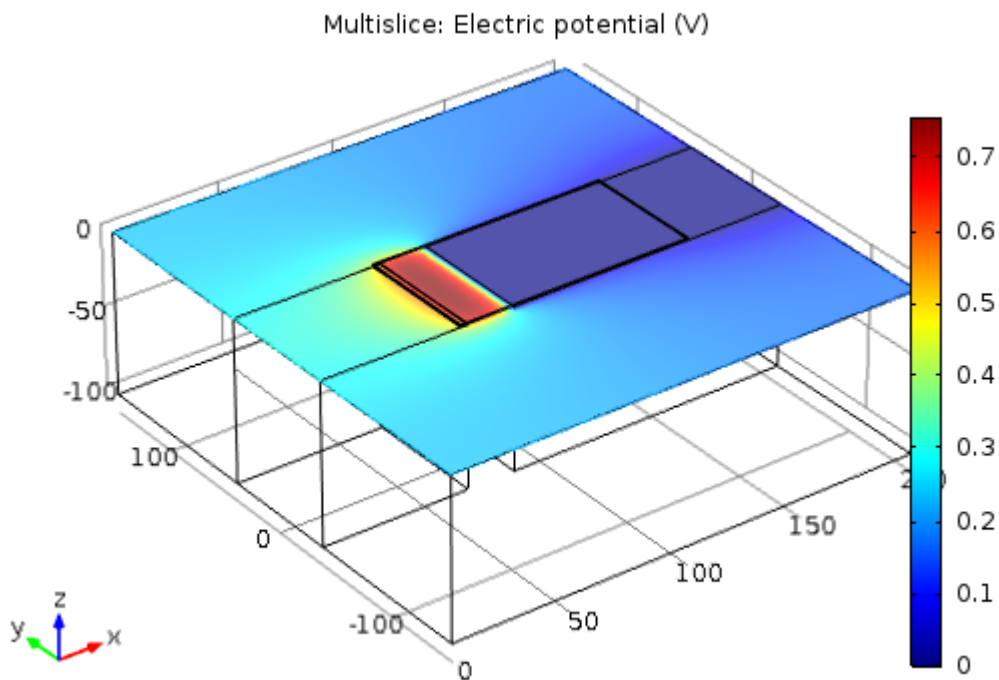


Figura 50: Distribución de potencial eléctrico en el condensador de  $0.12\ \text{pF}$

Una vez realizada la simulación en frecuencia, la distribución de campo eléctrico es la que muestra la figura 51.

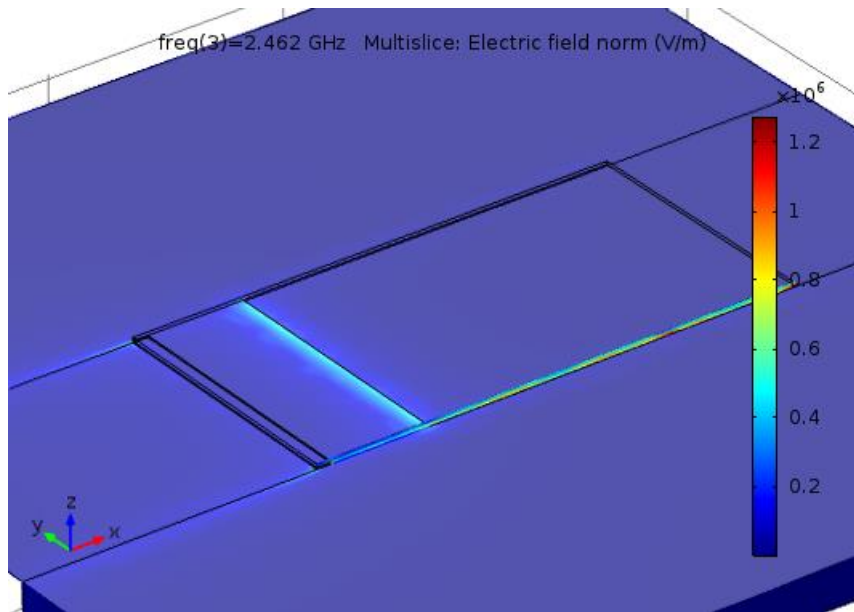


Figura 51: Distribución de campo eléctrico en frecuencia (2.462 GHz) del condensador de 0.12 pF

Para la verificación en frecuencia se compararán las curvas de la simulación en AWR de un condensador conectado en serie con las de la simulación en COMSOL. La simulación eléctrica, mostrada en la figura 52, proporciona unos valores de los parámetros S que serán comparados con los de la simulación 3D.

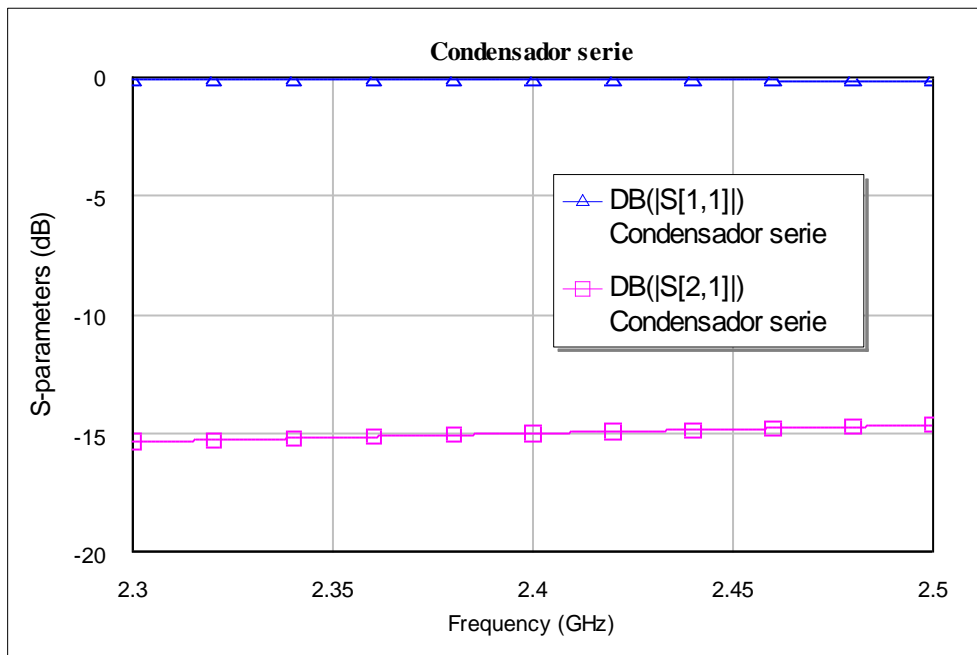


Figura 52: Representación de los parámetros S en la simulación circuital del condensador de 0.12 pF

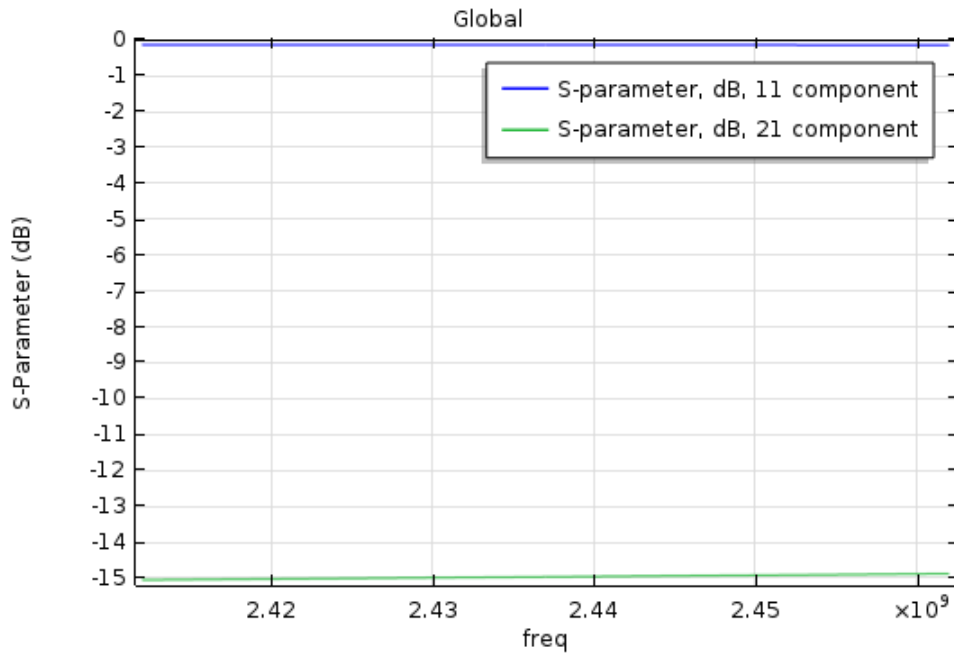


Figura 53: Representación de los parámetros S en la simulación 3D del condensador de 0.12 pF

La simulación 3D proporciona los resultados mostrados en la figura 53, en los que puede observarse que son prácticamente idénticos a los de la simulación circuital, confirmando que el condensador diseñado en 3D de 0.12 pF tendrá el comportamiento esperado.



#### 5.4. Capacidades fijas de $0.01 \text{ pF}$

El modelo 3D para implementar el condensador de valor  $0.01 \text{ pF}$  tiene la forma que aparece en la figura 54.

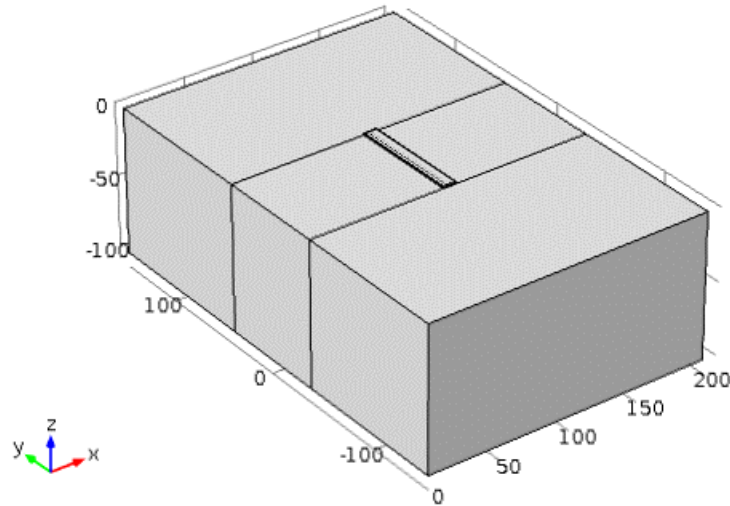


Figura 54: Modelo 3D de la capacidad de  $0.01 \text{ pF}$

Alterando la escala de visualización, se aprecia mejor la separación entre placas, como muestra la figura 55.

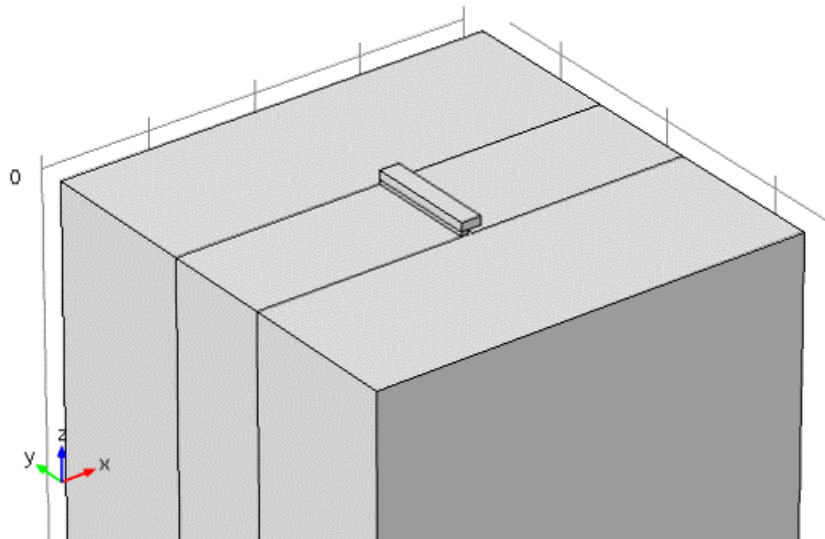


Figura 55: Detalle del modelo 3D de la capacidad de  $0.01 \text{ pF}$

En comparación con la capacidad de  $0.12 \text{ pF}$  (figura 49), se aprecia la misma separación vertical entre las pistas ( $d = 0.5 \text{ }\mu\text{m}$ ), y una longitud inferior de la membrana superior. La separación entre los conductores también es inferior

al modelo de  $0.12 \text{ pF}$ , lo cual puede observarse con mayor claridad haciendo zoom en esa área, como indica la figura 56.

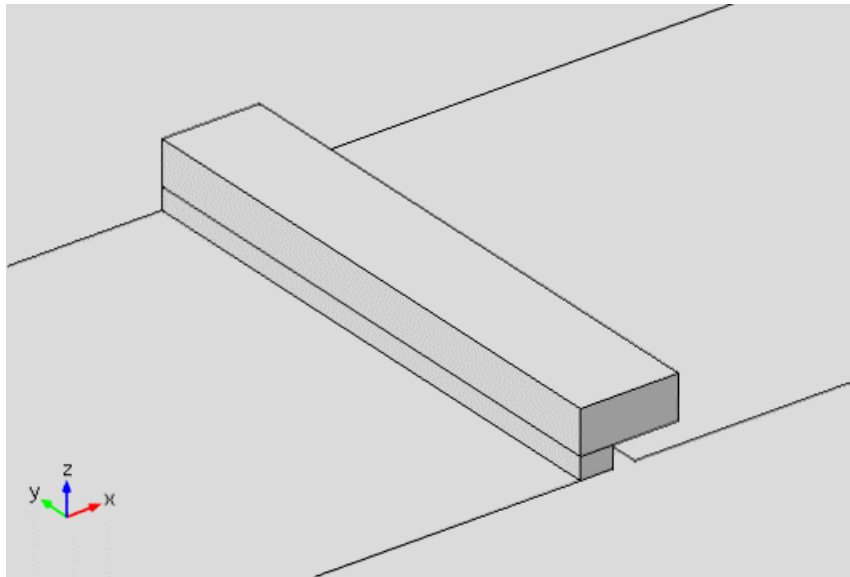


Figura 56: Detalle de la separación entre placas del condensador de  $0.01 \text{ pF}$

Realizando simulaciones del mismo tipo que en el caso de la capacidad de  $0.12 \text{ pF}$ , se obtiene un valor de capacidad de  $0.0102 \text{ pF}$ , lo que indica que el diseño es de nuevo adecuado. Para su respuesta en frecuencia se tiene en cuenta la curva correspondiente, mostrada en la figura 57, obtenida de la simulación en AWR.

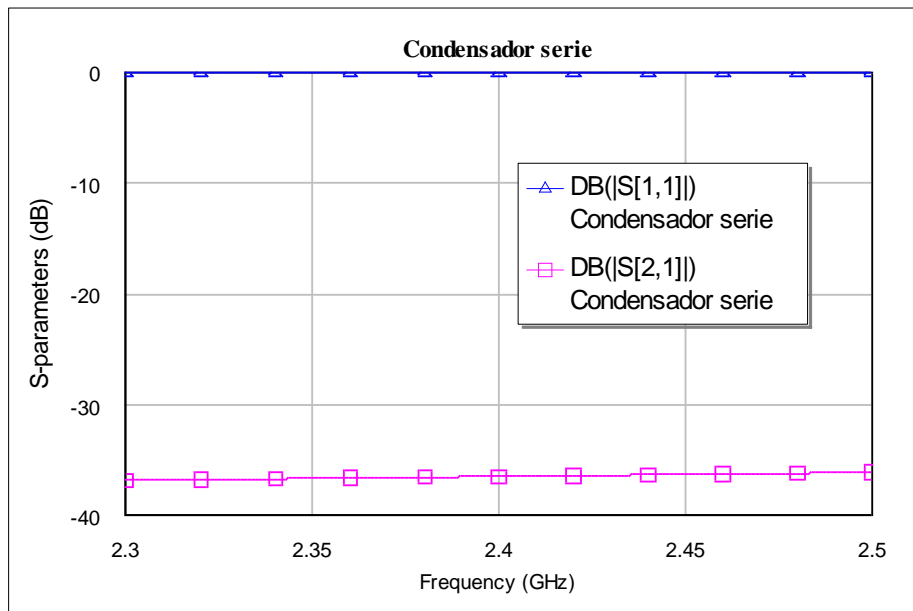


Figura 57: Representación de los parámetros S de la simulación circuital del condensador de  $0.01 \text{ pF}$

La curva obtenida en COMSOL, y mostrada en la figura 58, es similar, aunque para conseguir una respuesta semejante a la de la curva anterior ha sido necesario alterar de nuevo las dimensiones físicas del modelo para tener en cuenta el efecto del gap en la capacidad, dejando la separación en  $3\ \mu\text{m}$ , y la longitud de solapamiento de las placas también en  $3\ \mu\text{m}$ .

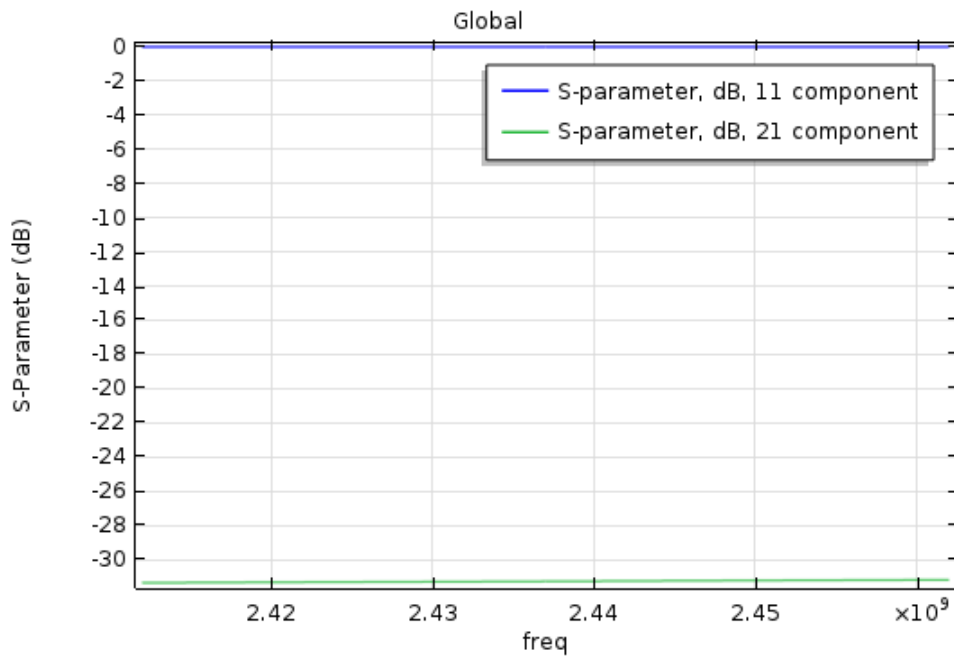


Figura 58: Representación de los parámetros S de la simulación 3D del condensador de  $0.01\ \text{pF}$

## 5.5. Diseño de las inductancias en paralelo

Las inductancias de  $3.3 \text{ nH}$  serán implementadas empleando el principio de diseño de los spiral inductors, tomando un ancho de pista  $W = 77 \mu\text{m}$ , el mismo que para el resto de componentes del filtro paso banda. El modelo del spiral inductor en tecnología MEMS generado en COMSOL es el mostrado en la figura 59.

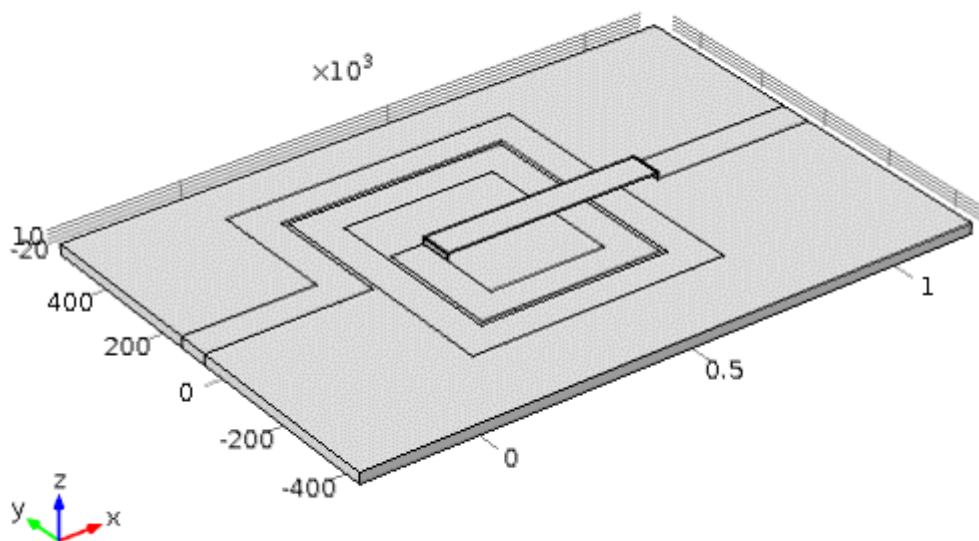


Figura 59: Modelo 3D del spiral inductor en COMSOL

La inductancia está construida con un puente que sobresale por encima de los conductores y permite una conexión a tierra sin perforar el dieléctrico, lo que implicará que esta inductancia podrá ser fabricada mediante algún proceso de etching o bulk micromachining, propio de la tecnología MEMS. Una vista desde el plano XY, mostrada en la figura 60, permite observar mejor la estructura geométrica del spiral inductor.

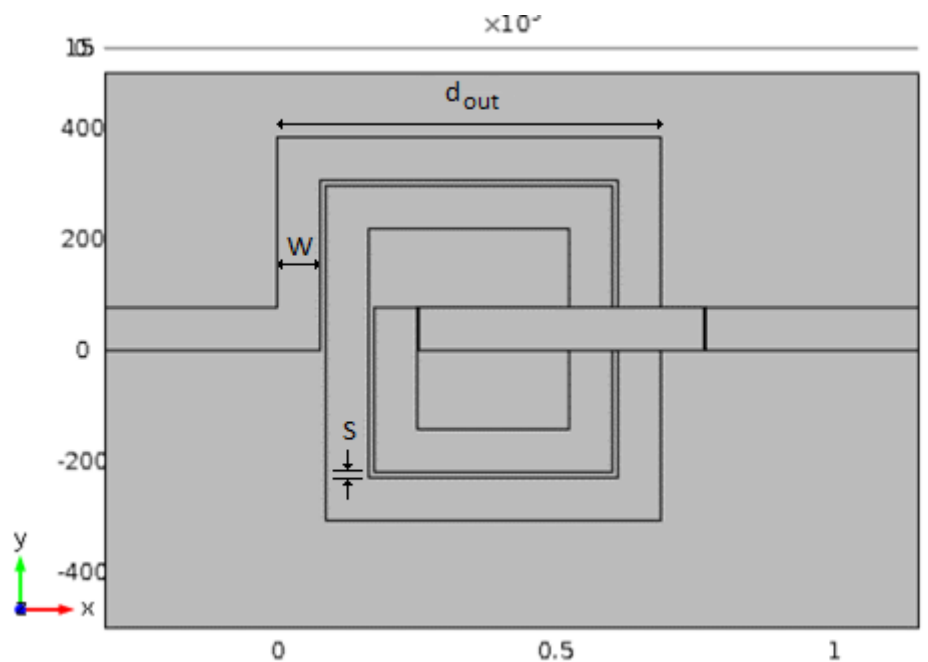


Figura 60: Vista superior del modelo 3D del spiral inductor en COMSOL

Las características principales de diseño del spiral inductor se resumen en la tabla 16, junto con los valores de los parámetros geométricos de la figura 60.

Tabla 16: Características del spiral inductor

Ancho de pista ( $W$ )	$77 \mu m$
Espesor de conductores ( $T$ )	$3 \mu m$
Número de vueltas ( $N$ )	2
Separación entre vueltas ( $S$ )	$10 \mu m$
Diámetro exterior ( $d_{out}$ )	$687 \mu m$

De nuevo, el espesor de los conductores se ha tenido en cuenta para una futura etapa de fabricación, tomando en consideración la profundidad de penetración a las frecuencias indicadas.

Para comprobar que estas dimensiones sirven para obtener una inductancia de  $3.3 nH$ , el diseño ha sido verificado empleando una calculadora de spiral inductors de la universidad de Stanford [52], cuyos resultados se basan en el trabajo desarrollado por S.S. Mohan, M. Hershenson, S.P. Boyd y T.H. Lee [53]. El resultado de los cálculos es el que aparece en la figura 61.

### Input Geometric Parameters

No. turns, $n =$ <input type="text" value="2"/>	Turn spacing, $s =$ <input type="text" value="10"/> $\mu\text{m}$
Turn width, $w =$ <input type="text" value="77"/> $\mu\text{m}$	Outer diameter, $d_{out} =$ <input type="text" value="687"/> $\mu\text{m}$

### Results

	Square	Hexagonal	Octagonal
Modified Wheeler	<input type="text" value="3.303"/> nH	<input type="text" value="2.787"/> nH	<input type="text" value="2.799"/> nH
Current Sheet	<input type="text" value="3.266"/> nH	<input type="text" value="2.835"/> nH	<input type="text" value="2.823"/> nH
Monomial Fit	<input type="text" value="3.386"/> nH	<input type="text" value="2.882"/> nH	<input type="text" value="2.934"/> nH

Figura 61: Resultados del cálculo de inductancia (SMIRc)

En la figura 61 se ve como, para una geometría cuadrada, el valor de la inductancia es el buscado. Al configurar el modelo 3D en COMSOL mediante la característica *Magnetic and Electric Fields* del módulo AC/DC, se puede observar que la inductancia tiene un valor de  $3.3389E - 9 H$ , validando el diseño también a través de la simulación electromagnética.

Realizando simulaciones en frecuencia en COMSOL se obtiene la respuesta indicada en la figura 62:

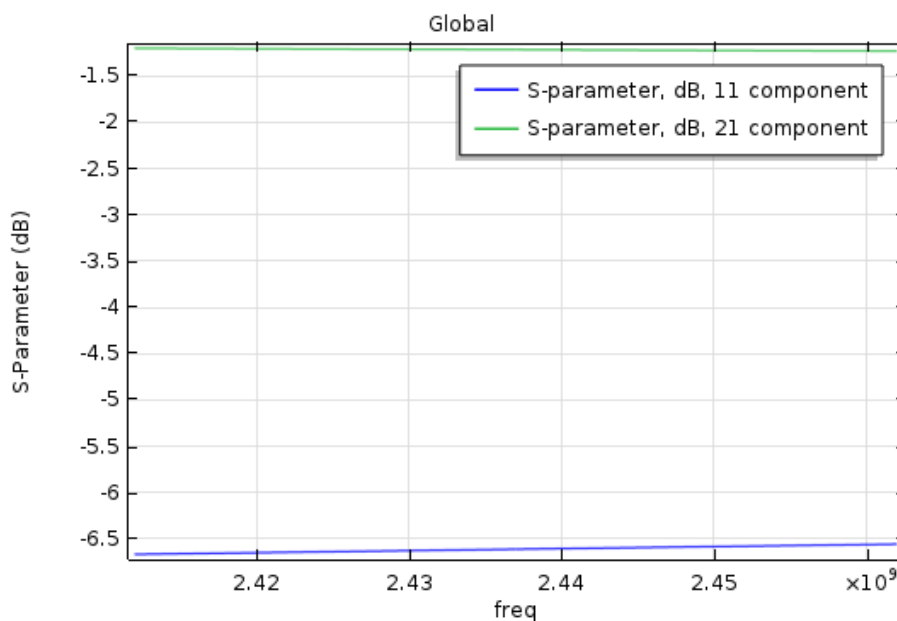


Figura 62: Respuesta en frecuencia de la simulación 3D del spiral inductor

La simulación de su equivalente circuital en AWR se muestran en la figura 63. Se observa como el modelo 3D de COMSOL proporciona una respuesta en frecuencia similar a la deseada.

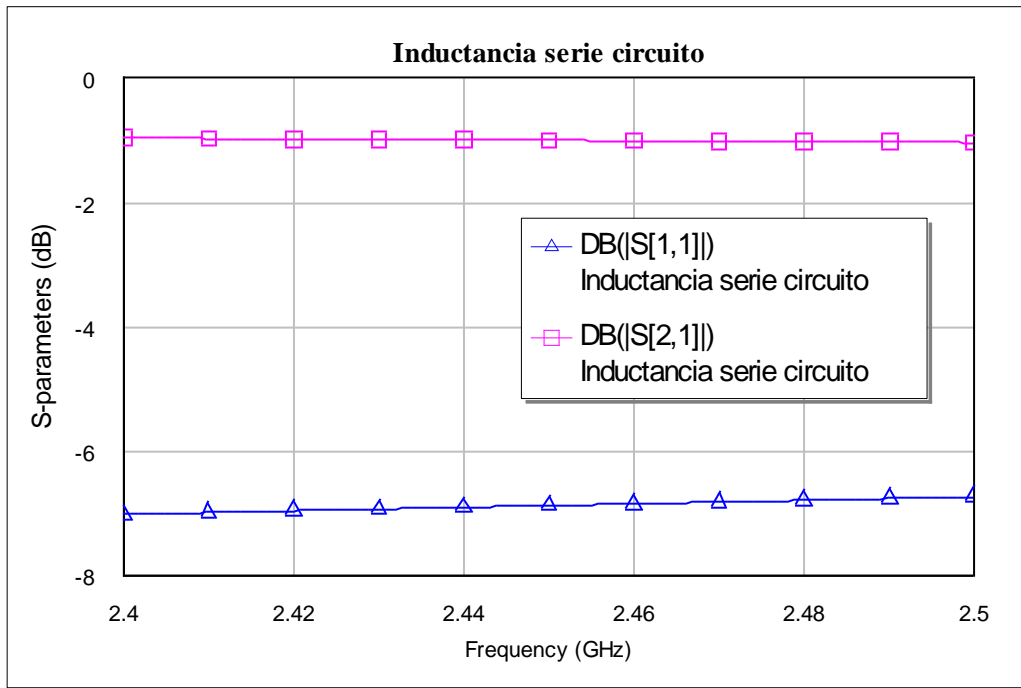


Figura 63: Respuesta circuital de la bobina de 3.3 nH

## 5.6. Diseño de las capacidades variables

De la simulación eléctrica, se ha comprobado que los valores de las capacidades que forman parte de los resonadores en paralelo necesarios para la sintonización de los canales de la banda de  $2.4\text{ GHz}$  son:

$$C_2 = C_6 = [1.14, 1.17, 1.19]e - 12\text{ F}$$

$$C_4 = [1.25, 1.28, 1.30]e - 12\text{ F}$$

La implementación de los condensadores seguirá el mismo principio que las capacidades fijas vistas anteriormente, con alteraciones en el diseño para reflejar la naturaleza paralela de dichas capacidades, además de conseguir la sintonización de su valor nominal mediante el fenómeno de atracción electrostática, con la colocación de electrodos a ambos lados de la pista conductora central.

### 5.6.1. Capacidades en el rango $1.14 - 1.19\text{ pF}$

El esquema de un condensador en paralelo a la línea de transmisión microstrip en COMSOL tiene la disposición mostrada en la figura 64.

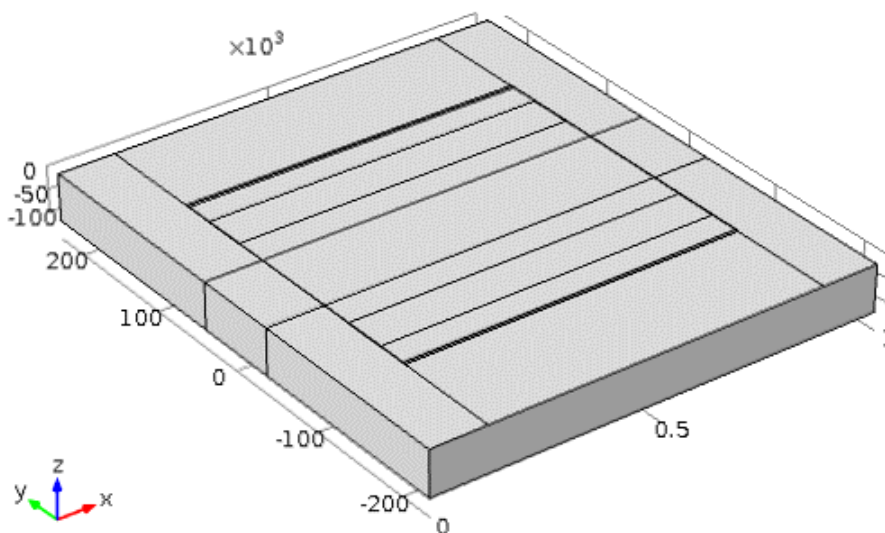


Figura 64: Modelo 3D del condensador paralelo de  $1.14-1.19\text{ pF}$



Alterando la escala de representación se puede ver más fácilmente su estructura, como muestra la figura 65.

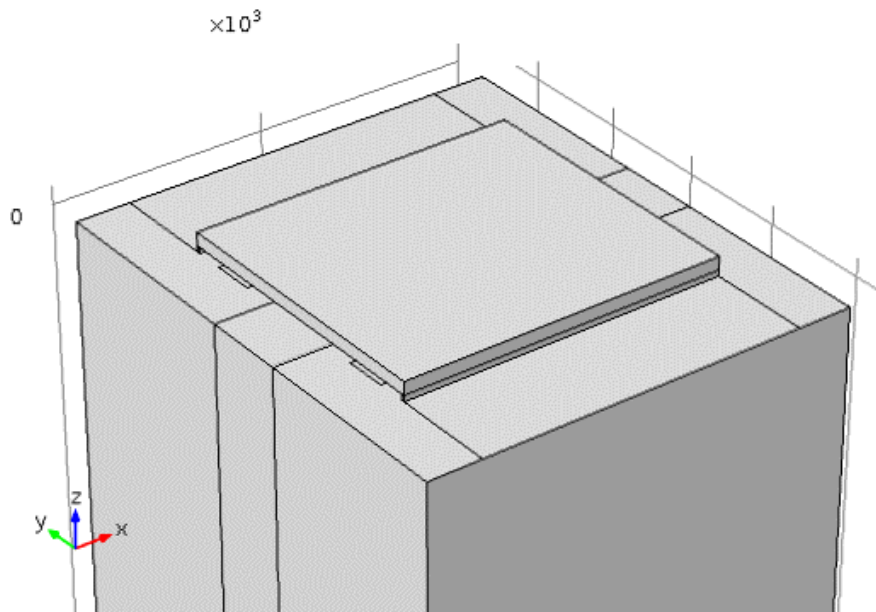


Figura 65: Detalle del modelo 3D del condensador de 1.14-19 pF

En la figura 65 se puede observar la pista de conductor central, sobre la que se ha construido una membrana de espesor  $1 \mu m$  soportada por dos pilares (del mismo espesor que los conductores,  $3 \mu m$ , aunque la escala actual no permite apreciarlo adecuadamente). Los extremos superior e inferior de dicha estructura se conectan directamente a tierra, mediante un *via hole* o empleando una conexión superficial a lo largo de la oblea, de manera que eléctricamente están en paralelo con la señal que viaja a través del conductor central.

Una vista más cercana, mostrada en la figura 66, permite ver la membrana (bloque superior), el electrodo (centro, bajo la membrana), el pilar (pequeño bloque a la derecha), y el conductor central (izquierda).

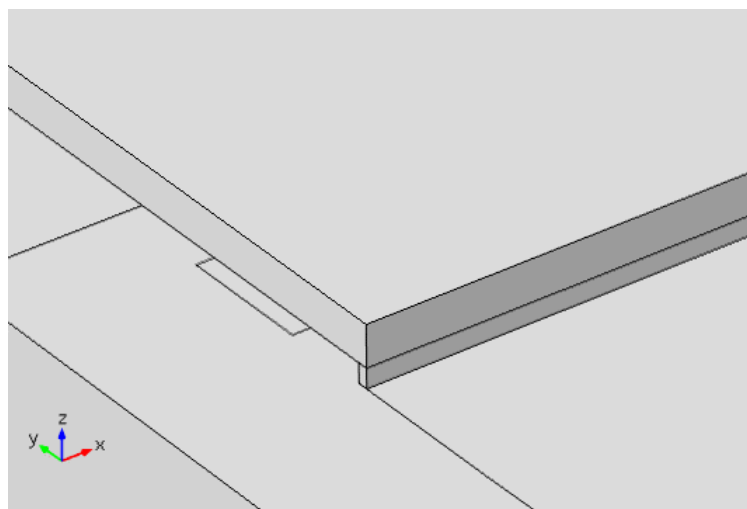


Figura 66: Vista de zoom de la estructura del condensador de 1.14-1.19 pF

El mecanismo de actuación que permite la variación de la capacidad es, como se ha comentado en detalle anteriormente, la actuación electrostática. Dos electrodos, que discurren paralelos al conductor central a lo largo de toda la longitud de la estructura, se encargarán de alterar la distancia entre la membrana superior y el conductor central, permitiendo la variación de la capacidad mediante la alteración de los valores de tensión continua con los que se alimentan ambos electrodos.

La longitud de la estructura es de  $800 \mu m$ , mientras que el ancho de la membrana es de  $271 \mu m$ . Esta longitud ha sido calculada y ajustada en el propio simulador para que proporcione el rango de capacidades adecuado ( $1.14 - 1.19 pF$ ), teniendo en cuenta el efecto del gap entre la pista conductora central y los extremos de la estructura.

La simulación de la deformación en COMSOL se realizará recurriendo a la física que modela el comportamiento mecánico bajo condiciones eléctricas (la interfaz *electromechanical*). En esta situación, se toman las características mecánicas del material que forma la membrana, y se calcula la respuesta del dispositivo ante la aplicación de una tensión de polarización entre dicha membrana y los electrodos. Generalmente, la polarización se establece conectando la membrana a masa, y los electrodos a un potencial determinado.

El material elegido para el dieléctrico sigue siendo silicio ( $\epsilon_r = 11.9$ ), mientras que el material que forma la membrana es aluminio, con algunas de sus características mecánicas más importantes reflejadas en la tabla 17.

Tabla 17: Características materiales de la membrana del condensador de 1.14-1.19 pF

Permeabilidad relativa	$\mu_r = 1$
Permitividad relativa	$\epsilon_r = 1$
Conductividad eléctrica	$\sigma = 3.774 \cdot 10^7 S/m$
Densidad	$\rho = 2700 kg/m^3$
Módulo de Young	$E = 70 \cdot 10^9 Pa$
Ratio de Poisson	$\nu = 0.33$

Las tensiones necesarias para sintonizar esas capacidades se muestran en la tabla 18, obtenidas mediante la simulación con el módulo electromecánico de COMSOL, así como la distancia de la membrana superior al conductor central necesaria para alcanzar esos valores.

Tabla 18: Separación vertical de la membrana respecto al conductor. Condensador 1.14-1.19 pF

Capacidad (pF)	Polarización (V)	Separación ( $\mu\text{m}$ )
1.19	1.96	0.4696
1.17	2.36	0.4550
1.14	2.62	0.4435

La distancia anterior es la deflexión máxima de la membrana, que por la propia naturaleza de la actuación electrostática representa la variación de la distancia entre placas en el centro de la estructura. La variación vertical es simétrica respecto a los ejes X e Y, como se puede apreciar en la figura 67, para una tensión de polarización de los electrodos de 2.62 V.

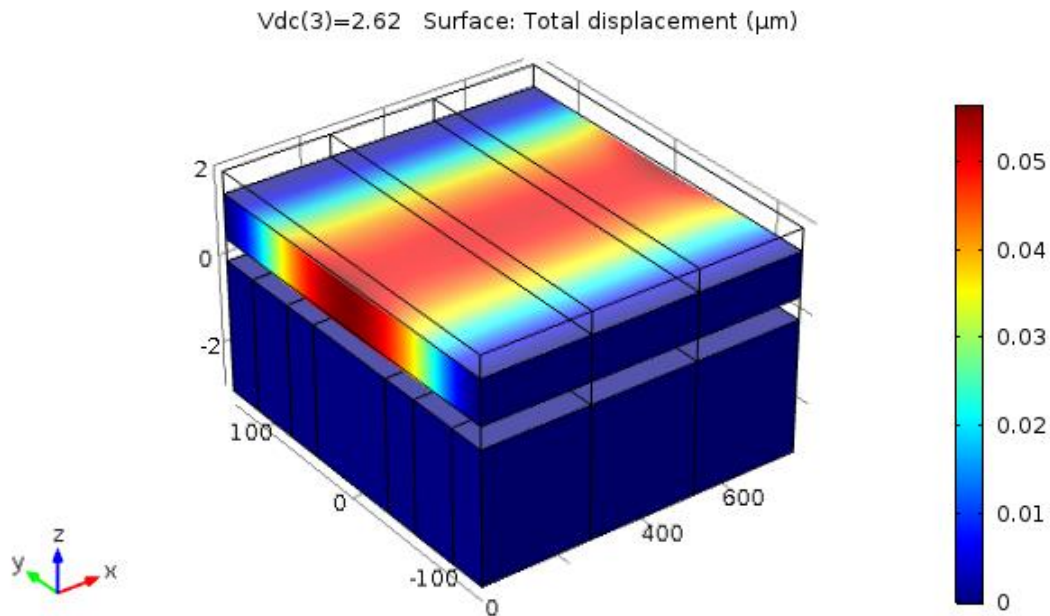


Figura 67: Vista 3D de la deformación de la membrana. Condensador 1.14-1.19 pF

El modelo implementado en el módulo electromecánico de COMSOL, y visualizado en la figura 67, es una versión simplificada de la estructura vista en la figura 66, de la que se han eliminado todos los elementos que no son necesarios para observar la deflexión de la membrana. Se ha configurado de esta manera con el fin de aprovechar las simetrías en la malla (*mesh*) que genera COMSOL para el cálculo mediante elementos finitos, lo que reduce el tiempo de simulación considerablemente sin alterar la validez de los resultados.

Se puede observar también que en ninguno de los casos de polarización se ha superado una deflexión máxima de 1/3 de la distancia entre la membrana y el conductor central (como mucho, una décima parte), por lo que el modelo

diseñado no provocará un colapso de la membrana sobre el conductor debido al efecto de *pull-in*.

El cálculo de sus parámetros S se realiza en otro modelo similar, sin tener en cuenta la deflexión de la membrana, pero reflejando dicha deflexión como una menor distancia entre las placas a la hora de definir geoméricamente el modelo. Dada la variación geométrica necesaria para las simulaciones en frecuencia, se han tenido que realizar tres simulaciones independientes, extrayendo los resultados de sus parámetros S, mostrados en la tabla 19 para cada una de las frecuencias de interés.

Tabla 19: Parámetros S para cada valor de capacidad en simulación 3D (COMSOL), 1.14-1.19 pF

Frecuencia (GHz)	Capacidad (pF)	$S_{11}$ (dB)	$S_{21}$ (dB)
2.412	1.19	-6.7692	-1.0265
2.437	1.17	-6.5171	-1.0962
2.462	1.14	-6.3022	-1.1599

Se observa como sus parámetros son similares para los tres valores de capacidad y de frecuencia. La simulación del condensador paralelo en AWR da los resultados que aparecen en la tabla 20. Una representación conjunta de los resultados de la simulación eléctrica y electromagnética aparece en la figura 68.

Tabla 20: Parámetros S para cada valor de capacidad en simulación circuital (AWR), 1.14-1.19 pF

Frecuencia (GHz)	Capacidad (pF)	$S_{11}$ (dB)	$S_{21}$ (dB)
2.412	1.19	-7.723	-0.8031
2.437	1.17	-7.771	-0.794
2.462	1.14	-7.885	-0.7715

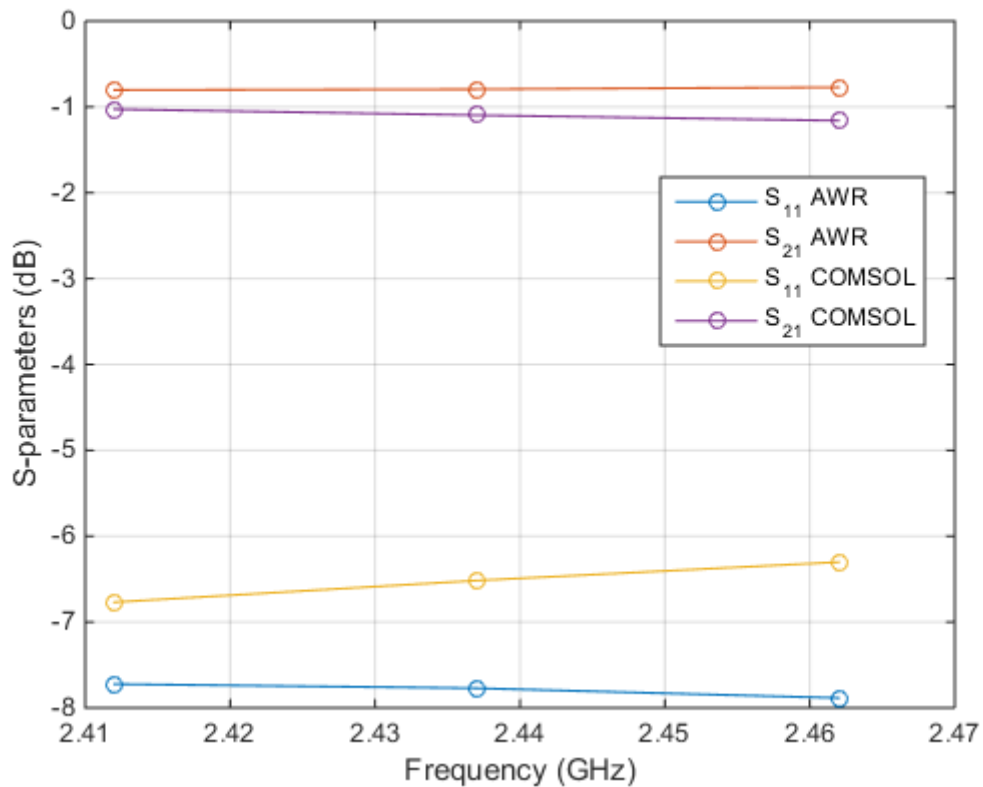


Figura 68: Parámetros S de la simulación circuital y 3D. Condensador 1.14-1.19 pF

Se observa como los resultados de simulación son similares en ambas curvas, con una discrepancia máxima de  $\sim 0.5$  dB para el parámetro  $S_{21}$  y de alrededor de 1 dB para el  $S_{11}$ , debidos con casi total probabilidad a la geometría empleada en la definición del modelo.

Con los resultados de simulación vistos en esta sección, se puede concluir que este modelo creado en COMSOL demuestra que la sintonización de un condensador MEMS es posible mediante la actuación electrostática, y que puede conseguirse con valores de tensión compatibles con tecnologías de circuitos integrados actuales.

### 5.6.2. Capacidades en el rango 1.25 – 1.30 pF

La geometría del condensador sintonizable en el rango 1.25 – 1.30 pF es la misma que la del condensador diseñado para el rango 1.14 – 1.19 pF, como se muestra en la figura 69, con la diferencia de que la longitud del condensador es ahora de 820  $\mu\text{m}$  para conseguir esos valores más altos de capacidades.

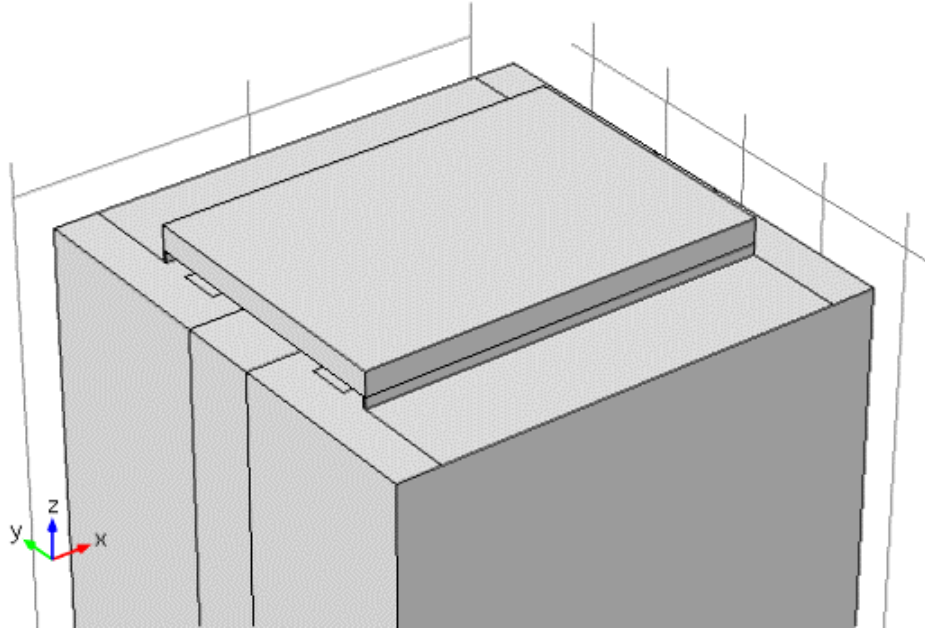


Figura 69: Detalle de la estructura del condensador 1.25-1.30 pF

Las tensiones necesarias que se deben aplicar a los electrodos para conseguir los nuevos valores de capacidad se muestran en la tabla 21, junto con los valores de separación entre la membrana y el conductor central.

Tabla 21: Parámetros S para cada valor de capacidad en simulación 3D, 1.25-1.30 pF

Capacidad (pF)	Polarización (V)	Separación ( $\mu\text{m}$ )
1.30	2.04	0.4670
1.28	2.37	0.4546
1.25	2.60	0.4445

La simulación del condensador paralelo en AWR da los resultados que aparecen en la tabla 22, mientras que los resultados de la simulación electromagnética se muestran en la tabla 23. Una representación conjunta de los resultados de la simulación eléctrica y electromagnética aparece en la figura 70.

Tabla 22: Parámetros S para cada valor de capacidad en simulación 3D (COMSOL), 1.25-1.30 pF

Frecuencia (GHz)	Capacidad (pF)	$S_{11}$ (dB)	$S_{21}$ (dB)
2.412	1.30	-6.2191	-1.1856
2.437	1.28	-6.0008	-1.2565
2.462	1.25	-5.8107	-1.3221

Tabla 23: Parámetros S para cada valor de capacidad en simulación circuital (AWR), 1.25-1.30 pF

Frecuencia (GHz)	Capacidad (pF)	$S_{11}$ (dB)	$S_{21}$ (dB)
2.412	1.30	-7.094	-0.9433
2.437	1.28	-7.131	-0.9346
2.462	1.25	-7.226	-0.9121

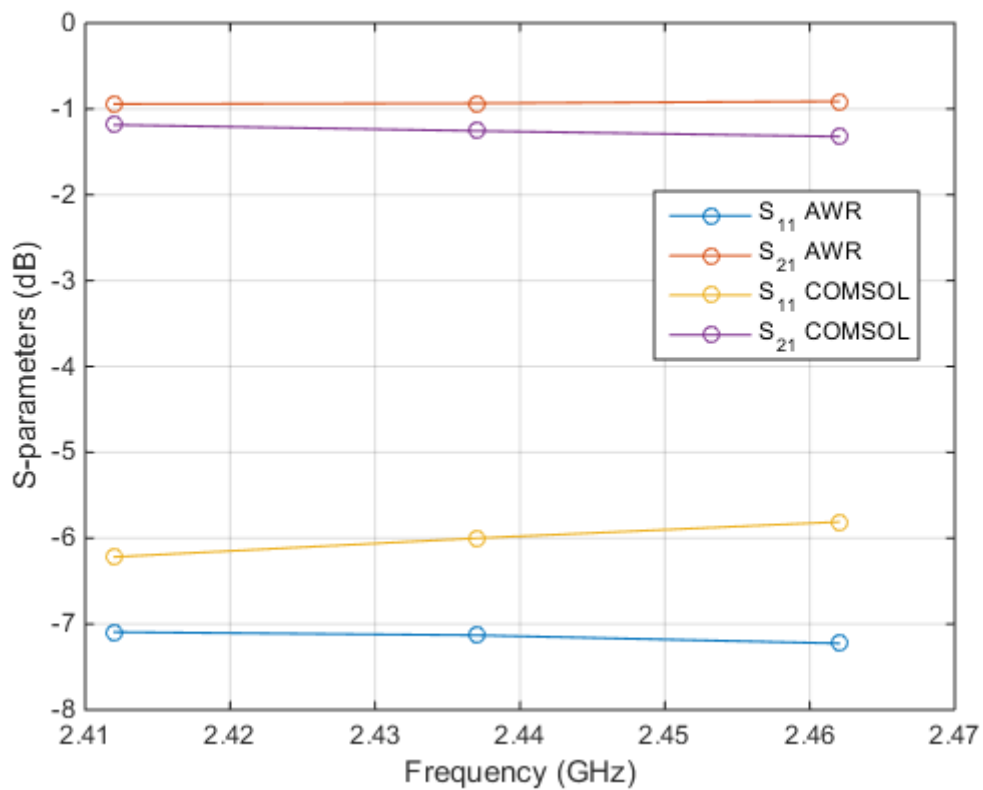


Figura 70: Parámetros S de la simulación circuital y 3D. Condensador 1.25-1.30 pF

Las discrepancias en los valores de los parámetros  $S$  tienen la misma desviación que en el caso del condensador del rango  $1.14 - 1.19 \text{ pF}$ , confirmando la sospecha de que estas desviaciones son debidas a la geometría particular elegida para el condensador paralelo.

No obstante, los resultados demuestran también que puede conseguirse una capacidad variable en el rango  $1.25 - 1.30 \text{ pF}$  mediante un dispositivo MEMS reconfigurable utilizando el fenómeno de actuación electrostática.



## 5.7. Modelo 3D del filtro completo

Una vez que todos los elementos han sido diseñados y probados, el último paso es ensamblarlos para formar el filtro paso banda completo en tecnología MEMS. El esquema de este filtro en COMSOL se muestra en la figura 71.

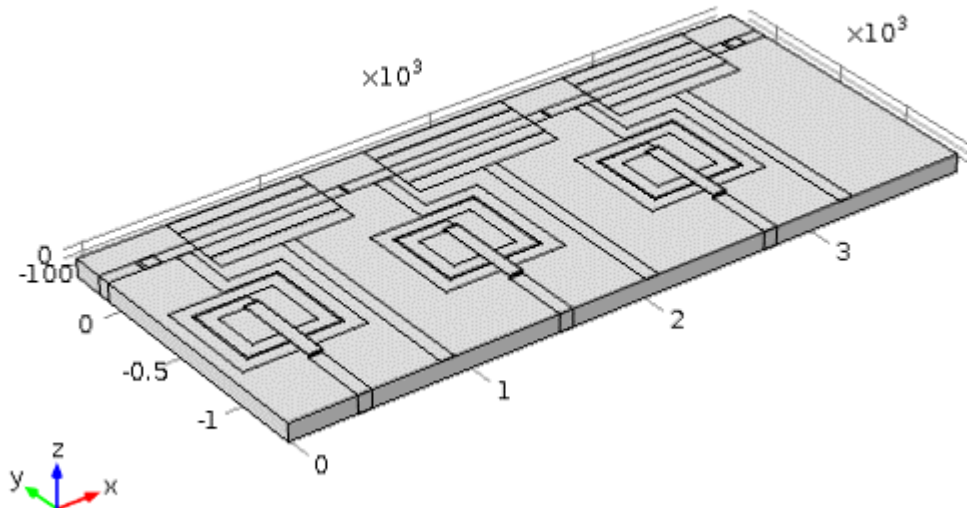


Figura 71: Vista 3D del filtro paso banda completo

La geometría completa del filtro tiene unas dimensiones de aproximadamente  $4000\ \mu\text{m}$  ( $4\ \text{mm}$ ) de largo por  $1700\ \mu\text{m}$  ( $1.7\ \text{mm}$ ) de ancho, lo que la hace considerablemente inferior a la de un filtro de las mismas características realizado en tecnología de elementos distribuidos. Dadas las longitudes de onda de las señales que van a circular por el mismo ( $\sim 12\ \text{cm}$  frente a  $4\ \text{mm}$ ), se puede seguir considerando que los dispositivos MEMS que lo forman se comportarán como elementos concentrados a estas frecuencias.

Las conexiones de entrada y salida del filtro se encuentran en la zona cercana a las esquinas superiores izquierda y derecha, con el conductor central discurrendo a lo largo de la parte superior del esquema.

Pueden observarse las tres inductancias gemelas de  $3.3\ \text{nH}$  conectadas en paralelo a la pista conductora central, así como los condensadores serie y paralelo, todos ellos colocados en la misma disposición que el esquema eléctrico visto en secciones anteriores, que se reproduce en la figura 72 por comodidad.

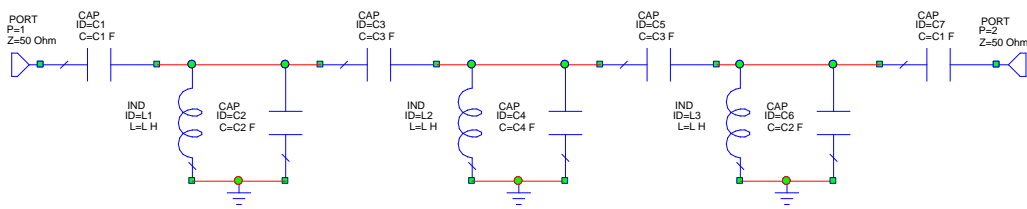


Figura 72: Modelo circuital del filtro completo (repetido a efectos de visualización)

Una vista del plano XY, mostrada en la figura 73, permite ver con más claridad la similitud del circuito anterior y la geometría diseñada en COMSOL. En dicha figura se pueden observar las inductancias en paralelo de  $3.3 \text{ nH}$  (rojo), los condensadores en serie de  $0.12 \text{ pF}$  (verde), los condensadores en serie de  $0.01 \text{ pF}$  (naranja), los condensadores en paralelo de  $1.14 - 1.19 \text{ pF}$  (azul), y el condensador en paralelo de  $1.25 - 1.30 \text{ pF}$  (amarillo).

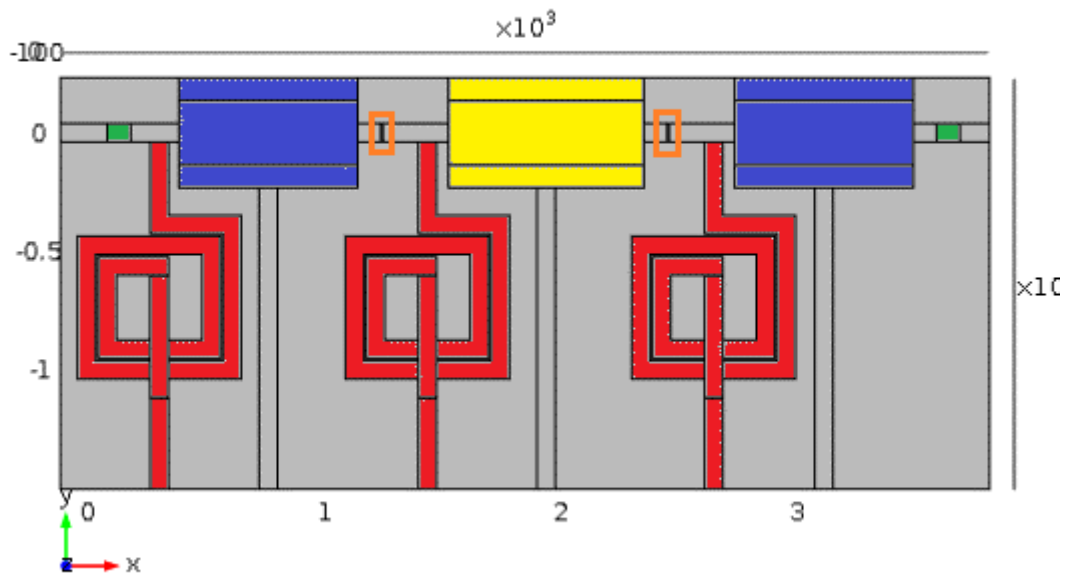


Figura 73: Vista superior del modelo 3D del filtro paso banda completo

Los condensadores en paralelo presentan también una pista que sale de su extremo inferior y discurre paralela a las inductancias. Esta pista representa una conexión a tierra, y ha sido incluida a efectos de simulación exclusivamente (no forma parte del diseño real, que contaría con via-holes para realizar dicha conexión).

A continuación, la figura 74 muestra una vista más cercana del punto en que se conectan el primer condensador serie, la primera inductancia y el primer condensador en paralelo.

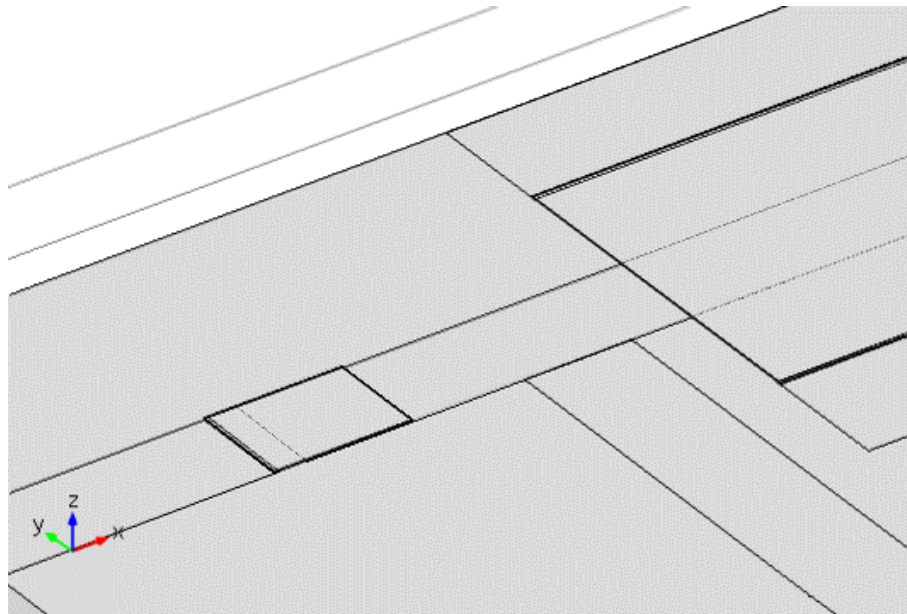


Figura 74: Vista de zoom de las conexiones entre elementos del filtro

El condensador serie es la estructura de la izquierda de la figura 74, colocado encima del conductor central, mientras que el condensador paralelo es la estructura de la esquina superior derecha. La inductancia se conecta a la pista central mediante un conductor del mismo ancho ( $77 \mu m$ ), acabando dicha inductancia en un *via hole* o en una conexión superficial a masa.

La simulación del filtro completo se realiza mediante el módulo AC/DC de COMSOL, de la misma manera que las simulaciones de todos los elementos individuales.

No obstante, esta simulación requiere de unos recursos computacionales que exceden la capacidad del equipo empleado para realizarla, por lo que no será posible conseguir una respuesta del filtro completo con los recursos disponibles. A pesar de ello, se ha simulado la respuesta del conjunto formado por el primer condensador de acoplo y el primer resonador paralelo, de manera que los valores obtenidos para los parámetros S en el circuito eléctrico y la simulación electromagnética, tomando la frecuencia de  $2.437 \text{ GHz}$ , son los mostrados en la tabla 24.

Tabla 24: Parámetros S del primer resonador paralelo (circuital y 3D)

Simulación	Frecuencia (GHz)	$S_{11}$ (dB)	$S_{21}$ (dB)
Eléctrica	2.437	-0.1454	-14.82
Electromagnética	2.437	-0.080691	-17.360

Como se observa en la tabla 24, los parámetros del primer conjunto de acoplo y resonador son algo peores a los obtenidos mediante simulación eléctrica, aunque se encuentran dentro del margen esperado, teniendo en cuenta los efectos de la geometría vistos anteriormente en el diseño de las capacidades en paralelo. Es de esperar que geometrías alternativas mejoren los resultados en frecuencia.

A pesar de lo anterior, se ha visto como todos los componentes se comportan en frecuencia prácticamente igual que sus equivalentes de circuito eléctrico, por lo que queda demostrado que la implementación de un filtro paso banda en la banda de frecuencias  $2.402 - 2.472 \text{ GHz}$  es posible empleando dispositivos MEMS.

## 6. Conclusiones y futuras líneas de desarrollo

A lo largo del presente proyecto se ha explorado el diseño de filtros paso banda, comenzando por la descripción y desarrollo de dos métodos de diseño de filtros en radiofrecuencia empleados actualmente: el método de pérdidas de inserción y el método de resonadores acoplados capacitivamente. Se ha demostrado su viabilidad para realizar la selección de canales en la banda de  $2.4\text{ GHz}$ , empleando valores de inductancias y capacidades que hasta hace no mucho tiempo eran complicados de sintetizar adecuadamente a esas frecuencias de trabajo.

A continuación, se ha desarrollado un modelo 3D que implementa cada uno de los componentes del filtro mediante la tecnología MEMS, demostrando que pueden conseguirse dispositivos con cualidades idénticas a los dispositivos concentrados actuales, para bandas de RF, nombrando algunos desarrollos al respecto llevados a cabo por la comunidad científica. Se ha explorado una geometría básica de MEMS para capacidades tanto en serie como en paralelo, que puede servir de base para diseños más elaborados en el futuro. Además, se ha comprobado como la implementación de inductancias a las escalas de los MEMS es posible, teniendo en cuenta las capacidades de fabricación actuales.

Dados los resultados obtenidos en la implementación 3D, las futuras líneas de desarrollo incluyen la experimentación con geometrías alternativas que mejoren la respuesta en frecuencia de los condensadores MEMS paralelos, ya que éstos presentaban unas pequeñas desviaciones en su respuesta respecto a los elementos de circuito ideales. Además, será necesario ajustar mínimamente los valores de las capacidades para obtener una respuesta en frecuencia con rizado inferior.

Otra necesidad futura, si el filtro llega a la etapa de fabricación, es el diseño de la red de polarización de las capacidades sintonizables. Al estar separada la parte de propagación de señal de la parte de polarización de los electrodos, el diseño de dicha red no debería ser excesivamente complicado.

Otra línea de desarrollo implicaría realizar simulaciones con materiales alternativos para las membranas de los condensadores sintonizables (Oro, Plata, o combinaciones de materiales homogéneos a la escala de los MEMS como cristales de cuarzo con recubrimiento metálico en su parte inferior para permitir la actuación electrostática).

El desarrollo de MEMS se encuentra bastante avanzado actualmente, lo que hace pensar que el mundo que Feynman describió en 1956 no se encuentra tan lejos de la realidad. Merece la pena dedicar tiempo y esfuerzo para conseguir que los MEMS sean uno de los pilares sobre el que la sociedad construya su futuro.

## 7. Referencias.

La lista mostrada a continuación contiene las publicaciones, páginas web y bibliografía empleadas como base para el proyecto, y donde puede consultarse información que amplía o complementa algunas de las secciones vistas.

- [1] <http://standards.ieee.org/about/get/802/802.11.html>
- [2] Nordquist, C.D., Muyshondt, A., Pack, M.V., Finnegan, P.S., Dyck, C.W., Reines, I. C., Kraus, G.M., Plut, T.A., Sloan, G.R., Goldsmith, C. L. and Sullivan, C. T., "An X-band to Ku-band RF MEMS Switched Coplanar Strip Filter", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 14(9), pp. 425-427 (2004).
- [3] Kraus, G.M., Goldsmith, C.L., Nordquist, C.D., Dyck, C.W., Finnegan, P.S., Austin IV, F., Muyshondt, A. and Sullivan, C.T., "A Widely Tunable RF MEMS End-Coupled Filter", *IEEE MTT-S Digest*, pp. 429-432 (2004).
- [4] Entesari, K. and Rebeiz, G.M., "A 12-18-GHz Three-Pole RF MEMS Tunable Filter", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 53(8), pp. 2566-2571 (2005).
- [5] Gil, I., Martin, F., Rottenberg, X. and De Raedt, W., "Tunable Stop-Band Filter at Q-band Based on RF-MEMS Metamaterials", *Electronics Letters*, 43(21), pp. 1153-1154 (2007).
- [6] Nordquist, C.D., Goldsmith, C.L., Dyck, C.W., Kraus, G.M., Finnegan, P.S., Austin IV, F. and Sullivan, C.T., "X-band RF MEMS Tuned Compline Filter", *Electronics Letters*, 41(2), pp. 76-77 (2005).
- [7] Piazza, G., Stephanou, P.J. and (Al) Pisano, A.P., "Single- Chip Multiple-Frequency ALN MEMS Filters Based on Contour-Mode Piezoelectric Resonators", *Journal of Microelectromechanical Systems*, 16(2), pp. 319-328 (2007).
- [8] Park, S.-J., "High-Performance RF-MEMS Tunable Filters", *Ph.D Thesis*, University of Michigan (2008).
- [9] Matthew J. Thompson, David A. Horsley, "Parametrically amplified MEMS magnetometer transducers" 2009 International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference, pp. 1194 - 119 (2009).

- [10] C. D. Nordquist; A. Muyschondt; M. V. Pack; P. S. Finnegan; C. W. Dyck; I. C. Reines; G. M. Kraus; T. A. Plut; G. R. Sloan; C. L. Goldsmith; C. T. Sullivan, "An X-band to Ku-band RF MEMS switched coplanar strip filter", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, volume 14, Issue 9, pp 425 – 427 (2004)
- [11] Aslihan Arslan, Caglar Ataman, Sven Holmstrom, Karin Hedsten, H. Rahmi Seren, Hakan Urey, Peter Enoksson. "Mechanically coupled comb drive MEMS stages". 2008 IEEE/LEOS International Conference on Optical MEMS and Nanophotonics, pp 140 – 141
- [12] Mustafa U. Demirci, Clark T. -C. Nguyen, "Mechanically Corner-Coupled Square Microresonator Array for Reduced Series Motional Resistance", *Journal of Microelectromechanical Systems*, volume 15, issue 6, pp 1419 – 1436 (2006)
- [13] Maddela, M., Ramadoss, R. and Lempkowski, R., "A MEMS Based Tunable Coplanar Patch Antenna Fabricated Using PCB Processing Techniques", *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 17(4), pp. 812-819 (2007).
- [14] Kingsley, N., Anagnostou, D.E., Tentzeris, M. and Papapolymerou, J., "RF MEMS Sequentially Reconfigurable Sierpinski Antenna on a Flexible Organic Substrate with Novel DC Biasing Technique", *Journal of Microelectromechanical Systems*, 16(5), pp. 1185-1192 (2007).
- [15] Zhou, L., Sharma, S.K. and Kassegne, S.K., "Reconfigurable Microstrip Rectangular Loop Antennas Using RF MEMS Switches", *Microwave and Optical Technology Letters*, 50(1), pp. 252-256 (2008).
- [16] Park, Y.-H., Park, J.-H., Kim, Y.-D., Lee, H.-C., Kim, H.-T., Bu, J. and Nam, H.-J., "A Tunable Planar Inverted-F Antenna with an RF MEMS Switch for the Correction of Impedance Mismatch Due to Human Hand Effects", *J. Micromech. Microeng.*, 19, 015026 (7pp) (2009), doi: 10.1088/0960-1317/19/1/015026.
- [17] Richards, R. J. and De Los Santos, H. J., "MEMS for RF/Microwave Wireless Applications: The Next Wave", *Microwave Journal*, 44(3), pp. 20-41 (2001).
- [18] Hyman, D., Schmitz, A., Warneke, B., Hsu, T.Y., Lam, J., Brown, J., Schaffner, J., Walston, A., Loo, R.Y., Tangonan, G.L., Mehregany, M. and Lee, J., "Surface Micromachined RF MEMS Switches on GaAs Substrates", *Int. J. RF Microw. CAE*, 9(4), pp. 348-361 (1999).

- [19] Wang, Y.A., Kang, Q., Liu, B., Ferendeci, A.M. and Mah, M., "Interlayer MEMS RF Switch for 3D MMICS", WEIF-48, *IEEE MTT-S Digest*, pp.1245-1248 (2000).
- [20] Rebeiz, G.M. and Muldavin, J.B., "RF MEMS Switches and Switch Circuits", *IEEE Microwave Magazine*, 2(4), pp. 59-71 (2001).
- [21] Park, J.Y., Kim, G.H., Chung, K.W. and Bu, J.U., "Monolithically Integrated Micromachined RF MEMS Capacitive Switches", *Sensors and Actuators A: Physical*, 89(1-2), pp. 88-94 (2001) doi:10.1016/S0924-4247(00)00549-5.
- [22] Rose, J., Roy, L. and Tait, N., "Development of a MEMS Microwave Switch and Application to Adaptive Integrated Antennas", *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, IEEE CCECE 2003*, May 2003, 3(4-7), pp. 1901-1904 (2003).
- [23] Peroulis, D., Pacheco, S.P., Sarabandi, K. and Katehi, L.P.B., "Electromechanical Considerations in Developing Low-Voltage RF MEMS Switches", *IEEE Trans. on MTT*, 51(1), pp. 259-270 (2003).
- [24] Oberhammer, J., "Novel RF MEMS Switch and Packaging Concepts", Ph.D Thesis, *Royal Institute of Technology*, Stockholm, Sweden (2004).
- [25] Danson, J., Plett, C. and Tait, N., "Using MEMS Capacitive Switches in Tunable RF Amplifiers", *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2006, pp. 1-9 (2006).
- [26] RF/Microwave MEMS Devices and Fabrication Technologies for Enhanced-Functionality Wireless Communications, Vinod Kumar Khanna, *International Journal of Mechanical Engineering*, July-December 2011, volume 4, issue 2, pp 101-122
- [27] Milosavljevic, Z.D., "RF MEMS Switches", *Microwave Review*, 10(1), pp. 1-8 (2004).
- [28] X. Rottenberg; S. Brebels; B. Nauwelaers; R. P. Mertens; W. De Raedt; H. A. C. Tilmans, "Modelling of the RF self-actuation of electrostatic RF-MEMS devices", *Micro Electro Mechanical Systems*, 2004. 17th IEEE International Conference on. (MEMS), pp 245 – 248 (2004)
- [29] Ruan, J., Nohier, N., Bafleur, M., Bary, L., Coccetti, F., Lisec, T. and Plana R., "Electrostatic Discharge Failure Analysis of Capacitive RF MEMS Switches", *Microelectronics Reliability*, 47(9-11), pp. 1818-1822 (2007).



- [30] Peng, Z., Yuan, X.B., Hwang, J.C.M., Forehand, D.I. and Goldsmith, C.L., "Dielectric Charging of RF MEMS Capacitive Switches Under Bipolar Control-Voltage Waveforms", *2007 IEEE Intl Microwave Symp Dig.*, pp. 1817-1820 (2007).
- [31] Goldsmith, C.L., Forehand, D.I., Peng, Z., Hwang, J.C.M. and Ebel, J.L., "High-Cycle Life Testing of RF MEMS Switches", *2007 IEEE Intl Microwave Symp Dig.*, pp. 1805-1808 (2007).
- [32] Goldsmith, C.L., Forehand, D., Scarbrough, D., Peng, Z., Palego, C., Hwang, J. C.M. and Clevenger, J., "Understanding and Improving Longevity in RF MEMS Capacitive Switches", *Proc. of SPIE*, 6884(03), pp. 688403-1 to 688403-12 (2008).
- [33] Scardelletti, M.C., Parro, R.J., Varaljay, N., Zimmermanb, S. and Zorman, C.A., "Amorphous SiC as a Structural Layer in Microbridge-Based RF MEMS Switches for Use in Software-Defined Radio", *ISDRS 2007*, December 12-14.
- [34] J.K. Luo, M. Lin, Y.Q. Fu, L. Wang, A.J. Flewitt, S.M. Spearing, N.A. Fleck, W.I. Milne. "MEMS based digital variable capacitors with a high-k dielectric insulator", *Sensors and Actuators A* 132, pp 139-146 (2006)
- [35] Jaeil Lee, Youngduk Kim, Daesuk Na y Sekwang Park, "RF-MEMS Voltage Tunable Capacitor using Electrostatic Forces", *Nanotech 2003*, Vol. 2
- [36] De los Santos, Hector J. "Introdcution to Microelectromechanical Microwave Systems", Artech House. ISBN 1-58053-871-1.
- [37] Peterson, K. E., "Dynamic Micromechanics on Silicon: Techniques and Devices," *IEEE Trans. Electr. Dev.*, Vol. ED-25, 1978, pp. 1242-1249.
- [38] "Study of air-suspended RF MEMS inductor configurations for realizing large inductance variations", Yutaka Mizuochi, Shuhei Amakawa, Noboru Ishihara, and Kazuya Masu Integrated Research Institute, Tokyo Institute of Technology
- [39] "Fabrication of Micro-inductor and Capaciior For RF MEMS Applications", *Journal Of Semiconductor Technology And Science*, Vol.2, No. 2, June, 2002
- [40] Zine-El-Abidine, I., M. Okoniewski, and J. G. McRory, "A New Class of Tunable RF MEMS Inductors," *IEEE Proceedings of the International Conference on MEMS, NANO and Smart Systems (ICMENS'03)*. July 20-23. Banff, Alberta, Canada. pp. 114-117.

- [41] Yokoyama, Y., et al., "On-Chip Variable Inductor Using Microelectromechanical Systems Technology," *Jpn. J. Appl. Phys.*, Vol. 42, 2003, pp. 2190–2192.
- [42] Tasseti, C.-M., G. Lissorgues, and J.-P. Gilles, "Effects of a Loop Array Layer on a Microinductor for Future RF MEMS Components," *33rd European Microwave Conference*, Munich, Germany, 2003, pp. 29–32.
- [43] Yokoyama, Y., et al., "On-Chip Variable Inductor Using Microelectromechanical Systems Technology," *Jpn. J. Appl. Phys.*, Vol. 42, 2003, pp. 2190–2192.
- [44] Brown, E. R., "RF-MEMS Switches for Reconfigurable Integrated Circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 46, November 1998, pp. 1868–1880.
- [45] Peroulis, D. S., et al., "MEMS Devices for High Isolation Switching and Tunable Filtering," *2000 IEEE Int. Microwave Symp.*, Phoenix, AZ, 2000.
- [46] J. Bryzek, K. Peterson, W. McCulley. "Micromachines on the march". *IEEE Spectrum*. Volume 31, Issue 5, pp 20 – 31 (1994)
- [47] *Microwave engineering*, 4th edition. David M. Pozar. ISBN 978-0-470-63155-3
- [48] NI AWR Design Environment, de National Instruments. Más información en <http://www.awrcorp.com/es/products/microwave-office>
- [49] "Design and Analysis of RF MEMS Varactor for Extended Tuning Range" Prachi Gupta, Prashant Singh, Rajshri Kumari chaudhry, Pooja Srivastava. 2013 International Conference on Control, Computing, Communication and Materials (ICCCCM)
- [50] "Direct Coupled Resonator Filters", Seymour B. Cohn, *Proceedings of the IRE*. 1957
- [51] Direct Coupled Resonator Bandpass Filter Designer, <http://www.changpuak.ch/electronics/Direct-Coupled-Resonator-Bandpass.php>
- [52] Integrated Spiral Inductor Calculator. SMIRc Lab. <http://www-smirc.stanford.edu/spiralCalc.html>

- [53] S.S. Mohan, M. Hershenson, S.P. Boyd and T.H. Lee, "Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductances, "IEEE Journal of Solid-State Circuits, Oct. 1999, pp. 1419-24.

## Índice de tablas

Tabla 1: Frecuencias de los canales 1, 6 y 11 de la banda de 2.4 GHz .....	6
Tabla 2: Parámetros de dispositivos MEMS RF .....	9
Tabla 3: Ejemplos de filtros sintonizables .....	10
Tabla 4: Antenas MEMS .....	14
Tabla 5: Ventajas relativas de los switches MEMS .....	16
Tabla 6: Desventajas relativas de los MEMS .....	17
Tabla 7: Comparativa switches serie/paralelo .....	20
Tabla 8: rangos de frecuencia de aplicaciones de switches MEMS .....	21
Tabla 9: comparativa entre switches laterales y verticales.....	22
Tabla 10: Mecanismos de actuación en switches MEMS .....	29
Tabla 11: Coeficientes del prototipo paso bajo de Butterworth .....	48
Tabla 12: Coeficientes del prototipo paso bajo de Chebyshev, 0.5 dB de rizado .....	48
Tabla 13: Coeficientes del prototipo paso bajo de Chebyshev, 3 dB de rizado .....	48
Tabla 14: Parámetros de diseño microstrip .....	70
Tabla 15: Longitud de conductores para las capacidades fijas .....	75
Tabla 16: Características del spiral inductor .....	84
Tabla 17: Características materiales de la membrana del condensador de 1.14-1.19 pF.....	89
Tabla 18: Separación membrana respecto al conductor. Condensador 1.14-1.19 pF .....	90
Tabla 19: Parámetros S para cada valor de capacidad en simulación 3D, 1.14-1.19 pF .....	91
Tabla 20: Parámetros S para cada valor de capacidad en simulación circuital, 1.14-1.19 pF.....	91
Tabla 21: Parámetros S para cada valor de capacidad en simulación 3D, 1.25-1.30 pF .....	93
Tabla 22: Parámetros S para cada valor de capacidad en simulación circuital, 1.25-1.30 pF.....	94
Tabla 23: Parámetros S para cada valor de capacidad en simulación 3D, 1.25-1.30 pF .....	94
Tabla 24: Parámetros S del primer resonador paralelo (circuital y 3D) .....	98

## Índice de figuras

Figura 1: Espectro de los canales sin solapamiento del IEEE 802.11 .....	5
Figura 2: Espectro de todos los canales del IEEE 802.11.....	5
Figura 3: Filtro conmutado RF con MEMS. Extraído del paper [10].....	12
Figura 4: Filtro elimina banda sintonizable mediante metamateriales .....	12
Figura 5: Antena de parche coplanar. Adaptación del paper [13]. .....	15
Figura 6: Línea microstrip sobre membrana al aire .....	15
Figura 7: Línea microstrip blindada.....	16
Figura 8: Aislamiento, linealidad y frecuencia superior de los distintos switches.....	18
Figura 9: Pérdidas de inserción (dB) de los distintos switches .....	18
Figura 10: conexión de un switch en serie (a), vista 3D (b), estado OFF (c), y estado ON (d) ....	19
Figura 11: conexión de un switch en paralelo (a), estado ON (b), y estado OFF (c) .....	20
Figura 12: switch serie inline (a), y broadside (b). Extraído del paper [26]. .....	22
Figura 13: Condensador de placas paralelas rígidas [36].....	29
Figura 14: Condensador de viga suspendida [36] .....	31
Figura 15: Modelos de fuerza uniforme (izq.) y fuerza distribuida (dcha.).....	32
Figura 16: Inductancia variable mediante actuadores térmicos. Extraído del paper [41].....	36
Figura 17: Inductancia MEMS variable con inductor primario y bucle. Extraído del paper [42]	37
Figura 18: Comparativa entre respuestas de Butterworth y de Chebyshev .....	46
Figura 19: Prototipo paso bajo que comienza con capacidad en paralelo .....	47
Figura 20: Prototipo paso bajo que comienza con inductancia en serie .....	47
Figura 21: Transformación de la inductancia serie en circuito LC serie.....	51
Figura 22: Transformación de la capacidad en paralelo en circuito LC paralelo .....	51
Figura 23: Filtro de orden $N = 3$ , método de pérdidas de inserción .....	52
Figura 24: Calculadora Excel de inductancias y capacidades .....	53
Figura 25: Detalle de la calculadora Excel, configuración de parámetros .....	54
Figura 26: Comparativa inductancias y capacidades de la calculadora Excel para varios $N$ .....	54
Figura 27: Respuesta de Butterworth, canal 1 (método de pérdidas de inserción) .....	55
Figura 28: Respuesta de Butterworth, canal 6 (método de pérdidas de inserción) .....	55
Figura 29: Respuesta de Butterworth, canal 11 (método de pérdidas de inserción) .....	56
Figura 30: Respuesta de Chebyshev 0.5 dB, canal 1 (método de pérdidas de inserción).....	57
Figura 31: Respuesta de Chebyshev 0.5 dB, canal 6 (método de pérdidas de inserción).....	58
Figura 32: Respuesta de Chebyshev 0.5 dB, canal 11 (método de pérdidas de inserción).....	58
Figura 33: Respuesta de Chebyshev 3 dB, canal 1 (método de pérdidas de inserción).....	59
Figura 34: Respuesta de Chebyshev 3 dB, canal 6 (método de pérdidas de inserción).....	60
Figura 35: Respuesta de Chebyshev 3 dB, canal 11 (método de pérdidas de inserción).....	60
Figura 36: Esquema del filtro de resonadores con acoplamiento capacitivo (orden $N = 3$ ).....	62
Figura 37: Esquema del filtro de resonadores con acoplamiento inductivo .....	62
Figura 38: Esquema eléctrico del filtro paso banda, método de resonadores acoplados.....	65
Figura 39: Respuesta de Butterworth, canal 1 (método de resonadores acoplados) .....	66
Figura 40: Respuesta de Butterworth, canal 6 (método de resonadores acoplados) .....	67
Figura 41: Respuesta de Butterworth, canal 11 (método de resonadores acoplados) .....	67
Figura 42: Vista de la configuración de parámetros en COMSOL Multiphysics.....	69
Figura 43: Parámetros geométricos para la línea microstrip.....	70
Figura 44: Diseño de la línea de transmisión en el software TXLine.....	71
Figura 45: Modelo 3D de la línea microstrip básica.....	71

Figura 46: Distribución de campo eléctrico a lo largo de la línea microstrip.....	72
Figura 47: Parámetros S en COMSOL de la línea microstrip .....	73
Figura 48: Modelo 3D en COMSOL del condensador de 0.12 pF .....	76
Figura 49: Detalle del modelo 3D en COMSOL del condensador de 0.12 pF.....	76
Figura 50: Distribución de potencial eléctrico en el condensador de 0.12 pF.....	77
Figura 51: Distribución de campo eléctrico (2.462 GHz) del condensador de 0.12 pF .....	78
Figura 52: Representación de los parámetros S, simulacion circuital 0.12 pF.....	78
Figura 53: Representación de los parámetros S, simulación 3D 0.12 pF .....	79
Figura 54: Modelo 3D de la capacidad de 0.01pF .....	80
Figura 55: Detalle del modelo 3D de la capacidad de 0.01pF .....	80
Figura 56: Detalle de la separación entre placas del condensador de 0.01 pF.....	81
Figura 57: Representación de los parámetros S, simulación circuital 0.01 pF.....	81
Figura 58: Representación de los parámetros S, simulación 3D 0.01 pF .....	82
Figura 59: Modelo 3D del spiral inductor en COMSOL .....	83
Figura 60: Vista superior del modelo 3D del spiral inductor en COMSOL .....	84
Figura 61: Resultados del cálculo de inductancia (SMIRc) .....	85
Figura 62: Respuesta en frecuencia de la simulación 3D del spiral inductor.....	85
Figura 63: Respuesta circuital de la bobina de 3.3 nH .....	86
Figura 64: Modelo 3D del condensador paralelo de 1.14-1.19 pF.....	87
Figura 65: Detalle del modelo 3D del condensador de 1.14-19 pF.....	88
Figura 66: Vista de zoom de la estructura del condensador de 1.14-1.19 pF.....	88
Figura 67: Vista 3D de la deformación de la membrana. Condensador 1.14-1.19 pF .....	90
Figura 68: Parámetros S de la simulación circuital y 3D. Condensador 1.14-1.19 pF.....	92
Figura 69: Detalle de la estructura del condensador 1.25-1.30 pF.....	93
Figura 70: Parámetros S de la simulación circuital y 3D. Condensador 1.25-1.30 pF.....	94
Figura 71: Vista 3D del filtro paso banda completo .....	96
Figura 72: Modelo circuital del filtro completo (repetido a efectos de visualización) .....	97
Figura 73: Vista superior del modelo 3D del filtro paso banda completo .....	97
Figura 74: Vista de zoom de las conexiones entre elementos del filtro .....	98