

Diseño de filtros paso-banda mediante cavidades resonantes en tecnología SIW multicapa

Benito López Berrocal⁽¹⁾, José de Oliva Rubio⁽²⁾, Íñigo Molina Fernández⁽²⁾
benito@ic.uma.es, oliva@ic.uma.es, imf@ic.uma.es

⁽¹⁾Keysight Technologies. Parque Tecnológico de Andalucía, Severo Ochoa, n 21, Málaga.

⁽²⁾Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Málaga. Campus de Teatinos s/n.

Resumen—This document discusses the design of coupled resonators band-pass microwave filters. The resonators are implemented as substrate integrated waveguide (SIW) rectangular cavities, which are piled vertically in a multilayer board. The coupling elements are composed by slots opened in the horizontal metallization layers separating the resonators. Each coupling element introduce simultaneous cross-couplings among several resonators. The principal contribution of this work consists on the proposal of a highly flexible design technique for the implementation of any arbitrary coupling matrix with the formerly described physical structure. The technique relies on the hypothesis that the overall effect of several coupling elements is approximately equal to the lineal combination of the effects of the individual elements. The versatility of the proposal has lead to the design and implementation of a variety of filters with very different coupling matrix topologies, sharing the same physical structure and the same type of coupling elements. Besides, given the order of the filter, its size remains the same despite the topology of its coupling matrix. In this document one of these designs is discussed: a box-section filter with asymmetric response including one transmission zero.

I. INTRODUCCIÓN

En la actualidad existe una gran actividad de investigación y desarrollo en el ámbito de los filtros de alta frecuencia, debido a la importancia de estos dispositivos en los transceptores de radiocomunicaciones. En concreto, las cavidades resonantes construidas en guías integradas en sustrato (SIW) suscitan un gran interés para el diseño de filtros paso-banda, porque permiten realizar diseños compactos, su factor de calidad es muy superior al habitual en resonadores en líneas de transmisión planares y se adaptan perfectamente a técnicas de fabricación novedosas que abren la puerta a implementaciones físicas y aplicaciones inéditas hasta el momento [1]–[3].

En este trabajo se propone una estructura de filtros SIW basada en cavidades resonantes en guía rectangular apiladas verticalmente en una única columna, construida en un circuito multicapa. Los resonadores están acoplados mediante ranuras abiertas en las tapas metálicas horizontales que los separan. La técnica de diseño desarrollada permite implementar el filtro usando el mismo tipo de resonadores, de elementos de acoplo y el mismo procedimiento de diseño, independientemente de la estructura que posea la matriz de acoplamiento correspondiente. Esto supone una interesante ventaja frente a otro tipo de soluciones específicas, ya que en el caso que se describe no se necesitan estructuras adicionales complejas para los acoplos cruzados y todas las estructuras de acoplamiento son iguales, lo que simplifica considerablemente el proceso de diseño.

II. ELEMENTOS DEL FILTRO

Como prueba de concepto se ha decidido diseñar filtros de cuarto orden. En esta sección se describen los elementos que

componen su estructura física y se propone la nomenclatura utilizada para la discusión de la técnica de diseño.

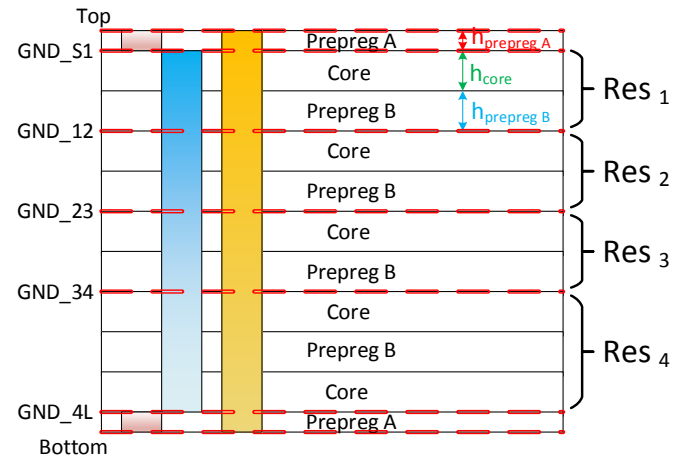


Fig. 1. Estructura transversal de la placa multicapa empleada para la implementación de los filtros.

A. Geometría transversal de la placa multicapa

En la Fig. 1 se muestra la estructura transversal de la placa empleada para la implementación de los filtros. Se trata de una placa con seis capas formadas por dieléctrico (*core*) y prepreg pertenecientes al sistema NELCO 4000-13 SI, con $\epsilon_r = 3,2$ y $\tan \delta = 0,008$. El grosor del dieléctrico y el del prepreg interno es $h_{core} = h_{prepegB} = 130 \mu\text{m}$ y el del prepreg de las capas exteriores es $h_{prepegA} = 110 \mu\text{m}$.

Los resonadores, etiquetados RES_k , se construyen en las cuatro capas interiores de dieléctrico, con sus paredes laterales formadas por vías, representadas en naranja, conectando las capas exteriores de conductor *Top* y *Bottom*. La frecuencia de resonancia de los resonadores se fija seleccionando su tamaño, para ajustar las asincronías necesarias se utilizan vías enterradas, representadas en azul, cortocircuitando las tapas del resonador correspondiente. Los resonadores RES_1 y RES_4 también se han sintonizado abriendo ranuras en las capas GND_{S1} y GND_{4L} respectivamente.

En las capas de metalización *Top* y *Bottom* se implementan las estructuras de acoplamiento entre los puertos y los resonadores RES_1 y RES_4 . El factor de calidad externo del filtro se ajusta seleccionando las dimensiones físicas de estas estructuras. Las estructuras de acceso a los puertos no se van a discutir en este trabajo, puesto que no son parte relevante de la metodología de diseño, cualquier estructura es válida siempre que consiga el factor de calidad externo deseado.

B. Estructuras de acoplamiento entre resonadores: ranuras y chimeneas

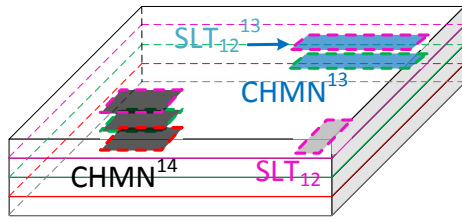


Fig. 2. Elementos de acoplamiento entre resonadores: ranuras y chimeneas.

En la Fig.2 se observan las estructuras de acoplamiento entre resonadores. El elemento básico de acoplamiento entre dos resonadores adyacentes es la ranura rectangular. La ranura $SLT_{i(i+1)}$ acopla los resonadores RES_i y RES_{i+1} .

Para acoplar resonadores no-adyacentes se ha empleado un apilamiento vertical de ranuras al que se ha denominado *chimenea*. En la Fig.2 se pueden observar varios ejemplos de chimenea, la chimenea $CHMN^{ij}$ acopla el resonador RES_i con el resonador RES_j , introduciendo acoplamientos entre todos los resonadores intermedios. Las ranuras pertenecientes a una chimenea se etiquetan usando para el superíndice el indicativo de la chimenea y para el subíndice los números de los resonadores adyacentes entre los que se abre la ranura. Por ejemplo, SLT_{12}^{13} es una ranura de la chimenea $CHMN^{13}$, en concreto la que se abre entre los resonadores RES_1 y RES_2 . Se ha denominado *chimenea uniforme* a aquella en que todas sus ranuras tienen el mismo tamaño y posición, como todas las que se aprecian en la Fig. 2. Se ha denominado *chimenea no-uniforme* a aquella en que no todas las ranuras tienen el mismo tamaño y posición. Un ejemplo de la estructura de una chimenea no-uniforme se muestra en la Fig.3. En la Fig.3.(a) aparece la proyección en planta de las ranuras de una chimenea no-uniforme, $CHMN^{14}$.

La matriz de acoplamiento que se propone en este trabajo para una chimenea es

$$M_{CH^{14}} = \begin{bmatrix} - & k_{12}^{14} & k_{13}^{14} & k_{14}^{14} \\ - & - & k_{23}^{14} & k_{24}^{14} \\ - & - & - & k_{34}^{14} \\ - & - & - & - \end{bmatrix}. \quad (1)$$

donde $M_{CH^{14}}$ sería la matriz de acoplamiento simétrica de la chimenea $CHMN^{14}$, en la que sólo se han especificado los acoplamientos por encima de la diagonal. La diagonal contendría las asincronías entre los resonadores.

Para una chimenea uniforme, como $CHMN^{14}$ en la Fig.2, se considera que todos los elementos de su matriz son iguales, $k_{ij} = k$. En el caso de una chimenea no-uniforme, como $CHMN^{14}$ en la Fig.3, cada uno de los coeficientes de acoplamiento entre resonadores no-adyacentes es función del área de la *ranura efectiva* que acopla la pareja correspondiente de resonadores. El *área efectiva* se obtiene superponiendo las ranuras ubicadas entre ambos resonadores. En las Fig.3(b) a Fig.3(d) se muestran sombreadas las área efectivas que producen los acoplamientos cruzados correspondientes de la matriz de la Ec.1.

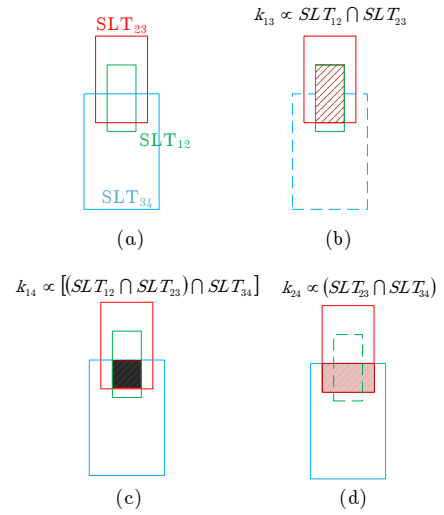


Fig. 3. Chimenea no uniforme: área de una ranura efectiva.

III. BREVE DESCRIPCIÓN DE LA TÉCNICA DE DISEÑO

El ajuste del acoplamiento entre dos resonadores se realiza mediante la simulación electromagnética de la estructura correspondiente y el procedimiento habitual descrito con detalle en la bibliografía [4]. Sin embargo, para dimensionar de forma rigurosa una chimenea sería necesario estudiar la respuesta del acoplamiento de un número variable de resonadores entre sí, según la altura de la chimenea. Para simplificar el proceso se ha propuesto dividir la técnica de diseño en dos pasos.

Primero se realiza un *prediseño*, en el que se realizan varias aproximaciones que simplifican el cálculo de las dimensiones de cada uno de los elementos de acoplamiento. La primera aproximación consiste en suponer que el acoplamiento entre dos resonadores de una chimenea es el que introduciría una ranura con el área efectiva correspondiente entre dos resonadores aislados y que ninguno de los elementos de acoplamiento altera la frecuencia de resonancia de los resonadores. Por tanto, las ranuras de una chimenea se diseñan mediante la simulación electromagnética de un modelo que sólo consta de dos resonadores [4], ajustando las dimensiones de la ranura de acoplamiento para obtener el elemento k_{ij} deseado de la Ec.1. Esta fase concluye uniendo todos los elementos diseñados para formar un prototipo inicial del filtro, bajo la segunda aproximación introducida, que la matriz de acoplamiento total del prototipo inicial es la suma de las matrices de los elementos de acoplo individuales.

Las aproximaciones realizadas en la fase de prediseño no son suficientemente precisas, por lo que la respuesta del prototipo inicial estará distorsionada respecto a la respuesta ideal. Por tanto, la segunda fase de la técnica propuesta consiste en un *proceso de equalización* de la respuesta del prototipo inicial. El procedimiento consiste en alterar los elementos de la matriz de acoplamiento original hasta obtener la respuesta distorsionada del prototipo inicial. Por tanto, la *matriz alterada* se considera idéntica a la matriz de acoplamiento del prototipo inicial. De esta forma, se identifica qué ajustes hay que introducir en los acoplamientos del prototipo inicial para revertir los cambios introducidos en la matriz alterada, estos ajustes se realizan retocando las dimensiones de los elementos de sintonía y acoplamiento correspondientes.

IV. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN FILTRO “BOX-SECTION”

Como prueba de concepto se va a implementar un filtro con la topología “box-section” que se muestra en la Fig.4 y una respuesta en frecuencia asimétrica, con un cero de transmisión por encima de la banda de paso. Se ha escogido este diseño porque la estructura física de resonadores apilados en línea es muy poco adecuada para la implementación de la topología “box-section”. En la Fig.4 se aprecia que se necesita implementar acoplamientos cruzados a la vez que se mantienen desacoplados resonadores adyacentes. Por tanto, se trata de un diseño idóneo para demostrar que el principio de combinación lineal de los acoplamientos de distintas chimeneas permite mantener desacoplados los resonadores intermedios de una chimenea, mientras se mantiene el acoplamiento entre los resonadores de sus extremos.

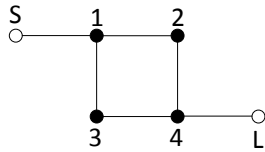


Fig. 4. Topología “box-section”.

El diseño se trata de un filtro a $f_0 = 5$ GHz, con un ancho de banda de 250 MHz y un rizado en la banda de paso de 0,15 dB. El rechazo es 15 dB para $f < f_0 - 200$ MHz y 35 dB para $f > f_0 + 200$ MHz, con un cero de transmisión a $f_0 \pm 270$ MHz. En la Fig.5 se muestra la respuesta en frecuencia ideal del modelo paso-bajo normalizado. La matriz de acoplamiento desnormalizada correspondiente es

$$M_{BS} = \begin{bmatrix} 1,5 & -32,7 & -23,2 & 0 \\ -32,7 & 23,9 & 0 & -32,7 \\ -23,2 & 0 & -39,6 & +23,2 \\ 0 & -32,7 & +23,2 & 1,5 \end{bmatrix} \times 10^{-3}, \quad (2)$$

con un factor de calidad externo $Q_{ext} = 23,9$ en ambos puertos.

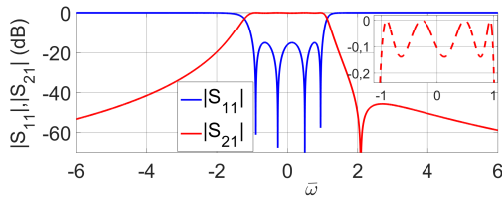


Fig. 5. Respuesta paso-bajo normalizada del filtro “box-section”.

Para implementar la matriz de acoplamiento de la Ec.2, se van a usar:

- Una chimenea uniforme $CHMN^{24}$ para implementar el acoplamiento cruzado k_{24}^{BS} .
- Una chimenea no uniforme $CHMN^{13}$ para implementar simultáneamente el acoplamiento cruzado k_{13}^{BS} y el acoplamiento adyacente k_{12}^{BS} , que es del mismo signo pero menor intensidad.
- Una ranura SLT_{23} para cancelar los acoplamientos producidos por $CHMN^{24}$ y $CHMN^{13}$ entre RES_2 y RES_3 , de forma que k_{23}^{BS} total sea nulo.

- Una ranura SLT_{34} que permita absorber el acoplamiento producido por $CHMN^{24}$ entre RES_3 y RES_4 , con el fin de implementar el valor final de k_{34}^{BS} .

Según la segunda aproximación del prediseño

$$M_{BS} = M_{CH^{13}} + M_{CH^{24}} + M_{SLT_{23}} + M_{SLT_{34}}. \quad (3)$$

En la tabla I se muestran los criterios de diseño específicos de los elementos de acoplamiento que se derivan de la Ec.3. En la primera columna se enumeran los elementos correspondientes, las ranuras de $CHMN^{24}$ son todas iguales y todas se diseñan con el mismo criterio, las ranuras de $CHMN^{13}$ son diferentes y se ha especificado el criterio de diseño para cada una de ellas. En la segunda columna se muestra la expresión que se utiliza para el cálculo del coeficiente de acoplamiento que inicialmente debe presentar cada elemento, cuyo valor numérico k aparece en la tercera columna.

TABLA I
CRITERIOS DE DISEÑO PARA EL PROTOTIPO INICIAL.

Elemento	Ecuación de diseño	k
SLT_{23}^{13} inicial	$k_{23}^{13} = k_{13}^{BS}$	-0,0232
SLT_{12}^{13} inicial	$k_{12}^{1,3} = k_{12}^{BS}$	-0,0327
$CHMN^{24}$ inicial	$k_{CHMN^{24}} = k_{24}^{BS}$	-0,0327
SLT_{23} inicial	$k_{SLT_{23}} = -(k_{24}^{BS} + k_{13}^{BS})$	+0,0559
SLT_{34} inicial	$k_{SLT_{34}} = k_{34}^{BS} - k_{24}^{BS}$	+0,0559

Para implementar las asincronías relativas entre los resonadores se decide mantener fija la frecuencia de resonancia resultante para el resonador RES_3 y sintonizar el resto. Por tanto, la frecuencia central de la banda de paso se desplazará a 5,1 GHz, ligeramente desplazada respecto a la especificación inicial. Los resonadores RES_1 y RES_4 se sintonizan mediante sendas ranuras en sus tapas externas y RES_2 con un vía hole conectado entre sus tapas. Los elementos de acoplamiento y sintonía se muestran en la Fig.6, las dimensiones correspondientes aparecen en la Tabla II. Para cada ranura se muestran la anchura w , la longitud l y las coordenadas (x e y) de su centro respecto al centro del resonador.

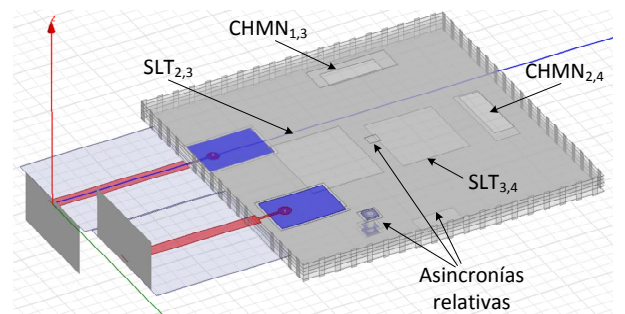


Fig. 6. Prototipo “box-section”.

En la fase de equalización se ajustan las dimensiones de los elementos de acoplamiento del prototipo inicial del filtro, con el objeto de que la respuesta en frecuencia del prototipo optimizado cumpla las especificaciones. En la Tabla II se recogen las dimensiones de cada uno de los elementos

TABLA II
PROPIEDADES DE RANURAS Y CHIMENEAS. VALORES DISEÑADOS PARA EL PROTOTIPO INICIAL Y POSTERIORMENTE OPTIMIZADOS EN LA FASE DE ECUALIZACIÓN. DIMENSIONES EN MILÍMETROS.

	w	l	x	y	k	$ \Delta_k $ (%)
SLT _{2,3} ^{1,3} ini.	1,5	4,2	8,5	-3	-0,0232	-
SLT _{2,3} ^{1,3} opt.	1,5	4	8,5	-3	-0,0214	7,7
SLT _{1,2} ^{1,3} ini.	2	5,2	8,5	-3	-0,0327	-
SLT _{1,2} ^{1,3} opt.	2	5,8	8,5	-3	-0,0408	24,7
CHMN ^{2,4} ini.	4,8	1,5	0	-8,5	-0,0327	-
CHMN ^{2,4} opt.	5	1,5	0	-8,5	-0,0348	6,4
SLT _{2,3} ini.	6	5,4	0	2,7	+0,0559	-
SLT _{2,3} opt.	6,3	5,3	0	3,5	+0,0363	35
SLT _{3,4} ini.	6	5,4	0	-2,7	+0,0559	-
SLT _{3,4} opt.	5,5	5	0	-3,3	+0,0345	38

de acoplamiento del prototipo inicial y las dimensiones de los elementos después del proceso de ecualización. En la última columna de la tabla se ha introducido la variación porcentual del acoplamiento, $|\Delta_k|$, que ha sido necesario introducir en cada elemento durante la ecualización. En la Fig.7 se puede observar la respuesta en transmisión y reflexión obtenida mediante simulación de un modelo sin pérdidas para el prototipo ecualizado.

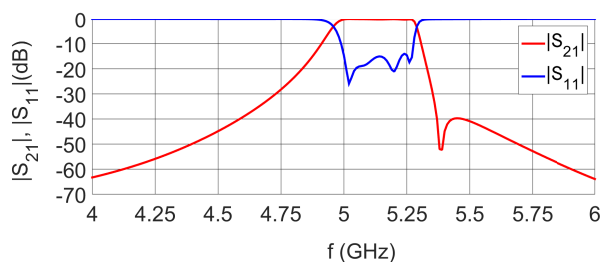


Fig. 7. Respuesta del prototipo "box-section" ecualizado en transmisión y reflexión.

Se han implementado varios ejemplares del prototipo ecualizado, todos los filtros implementados son idénticos y han sido fabricados en diferentes ubicaciones de la misma placa, para comprobar la sensibilidad del diseño al proceso de fabricación. En la Fig.8 se muestran las medidas de la respuesta en reflexión de los diferentes prototipos implementados. En la Fig.9 aparecen las medidas de la respuesta en transmisión. En ambos casos las medidas se comparan con la respuesta obtenida en la simulación electromagnética de un modelo con pérdidas. Las curvas con trazo continuo corresponden a las simulación y las de trazo discontinuo a las medidas. Como se puede observar, en torno a la banda de paso del filtro las medidas de los distintos prototipos son similares y muy parecidas a los resultados de la simulación electromagnética. Las medidas de los prototipos muestran una frecuencia central de la banda de paso en torno a 5,1 GHz, un ancho de banda aproximado de 250 MHz y unas pérdidas de inserción comprendidas entre 5,5 dB y 7,5 dB, de las que aproximadamente 1 dB corresponden exclusivamente a parte de las líneas de acceso no descontadas tras la calibración TRL. En las bandas eliminadas todas las medidas presentan un cero de transmisión alrededor de 5,5 GHz, ligeramente desplazado respecto al

cero predicho en la simulación, ubicado en torno a 5,39 GHz.

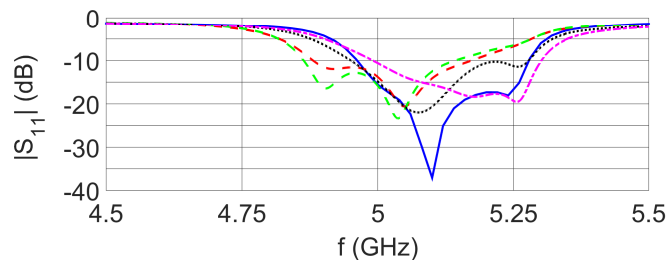


Fig. 8. Medidas en reflexión de los prototipos implementados.

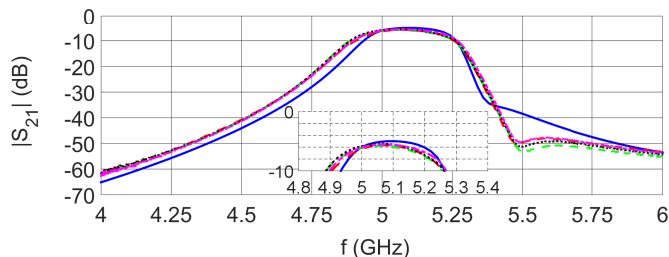


Fig. 9. Medidas en transmisión de los prototipos implementados.

V. CONCLUSIONES

Se ha aplicado una estrategia de diseño propuesta para implementar un filtro de resonadores SIW apilados verticalmente y acoplados únicamente por ranuras. El filtro presenta una topología "box-section" con respuesta asimétrica y un cero de transmisión. La estructura física utilizada junto con la técnica de diseño propuesta permiten desarrollar topologías como la "box-section", cuya naturaleza parece *a priori* totalmente inadecuada para este tipo de arquitectura física. La aplicación del principio de superposición de las respuestas de los elementos aislados ha permitido la implementación de acoplamientos cruzados utilizando estructuras en las que se mantienen desacoplados resonadores adyacentes, a pesar de que haya ranuras abiertas entre ellos.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Economía y Competitividad, Programa Estatal de Investigación, Desarrollo e Innovación Orientada a los Retos de la Sociedad (cofinanciado FEDER), Proyectos TEC2013-46917-C2-1-R, TEC2016-80718-R, y por la Universidad de Málaga

REFERENCIAS

- [1] F. Parment and A. Ghiotto and T. P. Vuong and J. M. Duchamp and K. Wu, "Ka-band compact and high-performance bandpass filter based on multilayer air-filled SIW," *Electronics Letters* vol.53 , no. 7, pp. 486-488, 2017.
- [2] K. Zhou and C. X. Zhou and W. Wu, "Resonance Characteristics of Substrate-Integrated Rectangular Cavity and Their Applications to Dual-Band and Wide-Stopband Bandpass Filters Design," *IEEE Trans. Microw. Theory and Tech.*, accepted for publication DOI(10.1109/TMTT.2016.2645156), 2017.
- [3] M. Bozzi and C. Tomassoni and L. Perregrini and R. Bahr and M. Tentzeris, "Additive manufacturing of substrate integrated waveguide components," in *2016 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, July 2016, pp. 1-4.
- [4] J. Hong and M.J. Lancaster, *Microstrip filters for RF/microwave applications*, pp. 244-257, John Wiley & Sons, 2001.