

Diseño analítico de filtros multibanda con líneas de transmisión multiconductoras y stubs en abierto

Mario Pérez-Escribano⁽¹⁾, Enrique Márquez-Segura⁽²⁾, Juan José Sánchez-Martínez⁽³⁾
 {mpe⁽¹⁾, ems⁽²⁾, jjsm⁽³⁾}@ic.uma.es

Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones, E.T.S. Ingeniería de Telecomunicación, Universidad de Málaga
 Campus de Teatinos s/n, E-29071 Málaga (España)

Resumen—A new topology for implementing multiband bandpass filters is presented in this paper. Two identical short-circuited multiconductor transmission lines (MTL) and several shunt open stubs are interconnected to achieve the desired frequency response. Using this configuration, zeros are forced in the passband of the MTL, creating a multiband bandpass filter. As both, the MTLs and the stubs are distributed elements, spur-line band-stop filters are added in order to mitigate the first replicas of the structure. To assess the developed theory, a prototype consisting of a 4 fingers-MTL and two shunt open stubs is simulated, showing a good agreement between analytical and simulated results. Furthermore, it is possible to establish a design criterion that allows to synthesize multiband responses, varying just some parameters of the MTLs and the stubs.

I. INTRODUCCIÓN

Hoy en día, cada vez más aplicaciones requieren el uso de varias bandas de frecuencia. Por ello, muchos investigadores están centrados en el desarrollo de nuevos elementos multibanda para los sistemas de comunicaciones, como pueden ser antenas [1], amplificadores [2] o filtros [3]. Hablando específicamente de filtros, cada vez se requiere que estos sean más pequeños, selectivos y que tengan menos pérdidas.

Tradicionalmente, los filtros en tecnología microstrip han sido usados en diferentes topologías, como resonadores de salto de impedancia [4], condensadores interdigitales [5] o una combinación de ambos [6]. En los últimos años, hay un grupo que destaca por haber propuesto distintas técnicas para sintetizar respuestas multibanda [7]–[10].

Las líneas acopladas han sido usadas tradicionalmente en muchas aplicaciones de RF para la creación de filtros. Una de sus ventajas más importantes es que normalmente hay un modelo analítico que permite a los diseñadores controlar los principales parámetros de los filtros. Cuando se aumenta el número de líneas conductoras acopladas entre sí, se pueden obtener una gran variedad de respuestas, ya que se está aumentando el rango de posibles valores de impedancia y factores de acoplamiento que se pueden obtener. Por ello, las líneas de transmisión multiconductoras (MTL) se han usado para sintetizar respuestas de banda ancha y ultra ancha [11]. Usando este tipo de estructuras, también se propuso un filtro de doble banda en [12].

En este artículo se estudia el uso de MTLs para sintetizar respuestas multibanda. Para ello, se presenta un nuevo prototipo compuesto por dos filtros de tipo spur-line, dos MTLs idénticas cortocircuitadas y varios stubs en paralelo en abierto. Este prototipo es evaluado analíticamente y a través de simulación electromagnética. Con esta configuración, los parámetros del filtro se pueden controlar variando únicamente las impedancias y las longitudes eléctricas de las MTLs y los

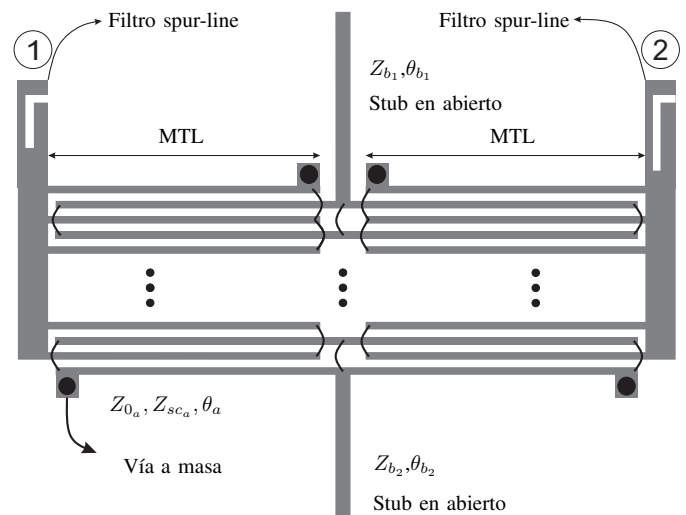


Fig. 1. Layout del circuito propuesto para realizar un filtro multibanda.

stubs. Además, se añaden wire-bondings adicionales en mitad de las MTLs con el objetivo de eliminar resonancias internas de la estructura, junto a dos spur-line filter que servirán para mitigar las primeras réplicas del filtro. Finalmente, se lleva a cabo una validación a través de simulación electromagnética, comparando sus resultados con los del modelo analítico.

II. ANÁLISIS CIRCUITAL

El circuito propuesto se muestra en la Fig. 1. Está compuesto de dos MTLs idénticas y cortocircuitadas, varios stubs en paralelo y en abierto (por simplicidad, solo se han dibujado dos en la Fig. 1), y dos filtros spur-line colocados a la entrada y salida. El análisis llevado a cabo está basado en el realizado en [12]. En primer lugar, los parámetros S se calculan a través del modelo equivalente de líneas de transmisión. Posteriormente, se obtiene la función que representa el comportamiento del filtro, y finalmente, se determinan los parámetros de diseño.

Por un lado, el análisis exacto de las líneas de transmisión multiconductoras fue abordado en [13]. Su modelo equivalente consiste en un tramo de línea de transmisión y dos stubs en paralelo cortocircuitados con impedancias características Z_{0_a} and Z_{sc_a} respectivamente. El valor de estas impedancias se

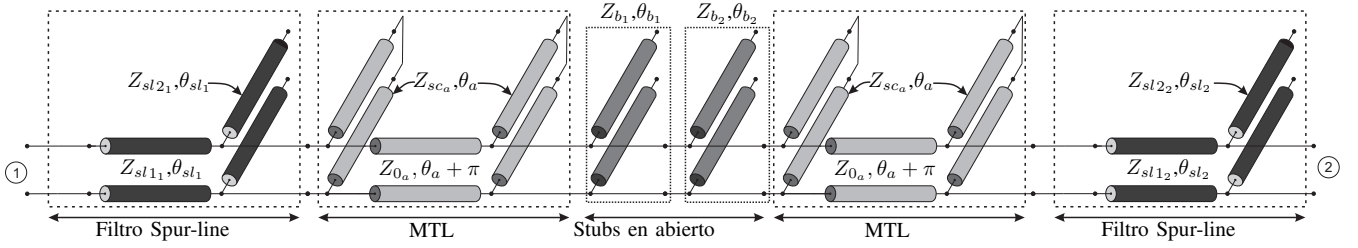


Fig. 2. Modelo circuital equivalente del filtro propuesto.

puede calcular a partir de

$$Z_{0a} = \frac{2}{(k-1)(Y_{oo} - Y_{oe})} = \frac{2Z_{oe}Z_{oo}}{(k-1)(Z_{oe} - Z_{oo})} \quad (1a)$$

$$Z_{sc_a} = Z_{oe} \left(1 + \frac{(k-2)Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}} \right)^{-1} = Z_{0a} \frac{c}{1-c}, \quad (1b)$$

donde Z_{oe} y Z_{oo} son las impedancias de los modos par e impar del par de líneas acopladas y k es el número de conductores. θ_a es la longitud eléctrica de la MTL, calculada como la media aritmética de las longitudes eléctricas del modo par e impar, y c es el máximo coeficiente de acoplamiento de un acoplador de cuatro puertos de cuarto de onda y k conductores, propuesto en [14], y que puede expresarse como

$$c = \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}} \left(1 - \frac{(k-2)2Z_{oe}Z_{oo}}{(k-1)(Z_{oe} + Z_{oo})^2} \right)^{-1}. \quad (2)$$

Por otro lado, los stubs en abierto están definidos por su impedancia característica (Z_{b_i}) y su longitud eléctrica (θ_{b_i}), mientras que el modelo equivalente de los filtros spur-line, propuesto en [15], está compuesto por una sección de línea de transmisión y un stub paralelo en abierto. Sus impedancias características, Z_{sl1_j} y Z_{sl2_j} , se pueden calcular a partir de

$$Z_{sl1_j} = \frac{Z_{oo_{sl_j}} + Z_{oe_{sl_j}}}{2} \quad (3a)$$

$$Z_{sl2_j} = \frac{Z_{oe_{sl_j}}}{Z_{oo_{sl_j}}} \left(\frac{Z_{oe_{sl_j}} + Z_{oo_{sl_j}}}{2} \right), \quad (3b)$$

donde $Z_{oe_{sl_j}}$ y $Z_{oo_{sl_j}}$ son las impedancias del modo par e impar de las líneas acopladas que conforman el filtro, y su longitud eléctrica, θ_{sl} , se calcula de nuevo como la media aritmética de las longitudes eléctricas de los modos par e impar.

El modelo equivalente completo se presenta en la Fig. 2. La matriz de parámetros S total se puede obtener cascadeando los parámetros de cada una de las secciones individuales del modelo equivalente.

III. CONSIDERACIONES DE DISEÑO

El funcionamiento del filtro está basado en partir la banda de paso de las MTLs forzando ceros de transmisión en su interior con los stubs. Estos ceros de transmisión serán usados para obtener un buen rechazo a señales fuera de banda y mejorar el aislamiento entre bandas adyacentes.

A. Líneas de transmisión multiconductoras

Lo primero que se debe hacer es el diseño de las MTLs. Su principal ventaja frente al par de líneas acopladas es la flexibilidad que ofrecen en cuanto a conjunto de valores de impedancia que se pueden sintetizar. Ese conjunto de valores de impedancias Z_{0a} y Z_{sc_a} , está representado para varios valores del número de conductores k en función del ancho de la pista W y la separación entre pistas S en [11]. En concreto, esa gráfica fue calculada para el sustrato Rogers 4350B, con una permitividad relativa de 3.66, una tangente de pérdidas de 0.0031 y una altura de 30 mils. Este será el sustrato que se usará también en las simulaciones de este artículo. Como se ve, cuando se aumenta el número de conductores o se reduce el espacio entre ellos, se pueden conseguir menores valores de impedancia Z_{0a} , y, por tanto, se incrementan las posibilidades con respecto a usar el par tradicional de líneas acopladas.

Los ceros de transmisión inherentes a las MTL se encuentran en $\theta_a = n\pi$, $n = 0, 1, 2, 3, \dots$. Sin embargo, la posición exacta variará con los parámetros de las MTLs. En la Fig. 3 se muestra el ancho de banda analítico de una MTL de 4 líneas y 10 mm de longitud para varios anchos de pista y separación entre pistas. Este ancho de banda se corresponde con la distancia analítica entre los ceros de transmisión de las MTLs. Como se ve, conforme más estrechas son las pistas o menos espacio hay entre ellas, es decir, cuanto mayor es el acoplamiento, mayor será el ancho de banda de la estructura. Además, se debe tener en cuenta la interconexión entre MTLs. La interconexión hará que la longitud eléctrica real sea mayor, lo que provocará una resonancia cercana al cero de transmisión, en $l_{real} = \lambda/2$. Sin embargo, este hecho se puede corregir fácilmente incluyendo wire-bondings que conecten líneas alternadas en mitad de las MTLs. Haciendo esto, las resonancias se mueven a frecuencias superiores, en las cuales pueden ser mitigadas por las secciones spur-line. Además, con este efecto se evita la aparición y propagación de modos de orden superior, ya que los wire-bondings logran mantener el mismo potencial eléctrico entre dedos en el centro de las MTLs.

B. Stubs en abierto

La función de los stubs en abierto es forzar ceros de transmisión reales en mitad de la banda de paso de las MTL. Para ello, los stubs trabajan como transformadores de cuarto de onda, imponiendo condición de cortocircuito a la estructura en la frecuencia deseada. Cuando esto pasa, los ceros inherentes a los stubs se localizan en $\theta_{b_i} = n\frac{\pi}{2}$, $n = 1, 3, 5, \dots$. Con N stubs se podrán forzar N ceros de transmisión en el interior de la banda, creando, por tanto,

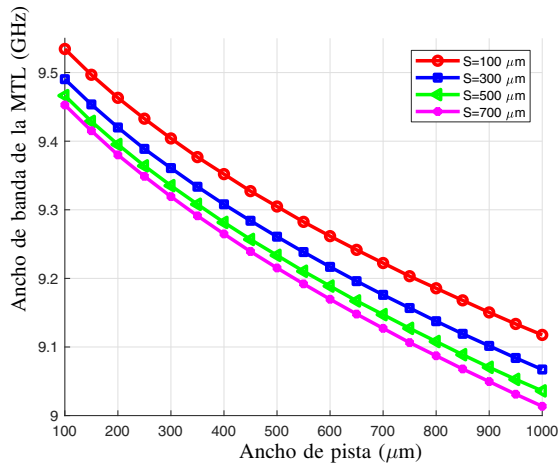


Fig. 3. Valores analíticos del ancho de banda de la MTL en función del ancho de pista (W) y la separación entre pistas (S).

TABLA I
DIMENSIONES FÍSICAS DEL FILTRO SIMULADO.

Parametro	Valor
Número de pistas de la MTL	4
Ancho de pista	150 μm
Separación entre pistas	150 μm
Longitud de la pista	10 mm
Ancho Stub #1	1 mm
Longitud Stub #1	9 mm
Ancho Stub #2	1 mm
Longitud Stub #2	15 mm
Ancho Spur-line	150 μm
Gap Spur-line	150 μm
Longitud Spur-line	3.25 mm

$N + 1$ bandas de paso en el filtro. Para mejorar la precisión del diseño, se deben considerar los efectos de unión en T y de variación de longitud del stub al estar en abierto [16].

C. Filtros spur-line

Los filtros spur-line se han usado tradicionalmente como filtros rechazo banda en tecnología microstrip. Son estructuras compactas, que no suelen influir en el comportamiento de otras partes del circuito. En este caso, serán usadas para mitigar las replicas indeseadas en alta frecuencia de las MTLs y los stubs. Para ello, los spur-line se colocarán a la entrada y salida del filtro.

IV. RESULTADOS

Como ejemplo de diseño, se ha simulado en Ansys HFSS un prototipo sobre el sustrato de 4350B de Rogers, previo a la construcción de la estructura. Las dimensiones físicas del filtro se muestran en la Tabla I. Se han interconectado dos MTLs cortocircuitadas e idénticas entre sí con dos stubs en abierto de distinta longitud pero con la misma impedancia. En la Fig. 4 se muestra una fotografía del prototipo simulado. Cuando se considera el modelo de dispersión de la microstrip y de las líneas acopladas, los valores de las impedancias características son $Z_{0_a} = 76,3 \Omega$, $Z_{sca} = 132,8 \Omega$ y $Z_{0_b} = 66,5 \Omega$, respectivamente, usando una impedancia de

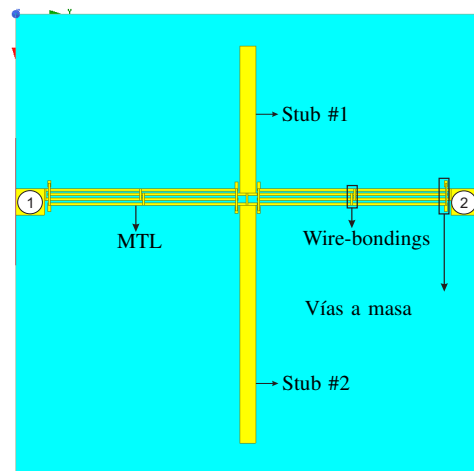


Fig. 4. Fotografía del prototipo simulado con MTLs cortocircuitadas de 4 conductores y dos stubs en paralelo en abierto.

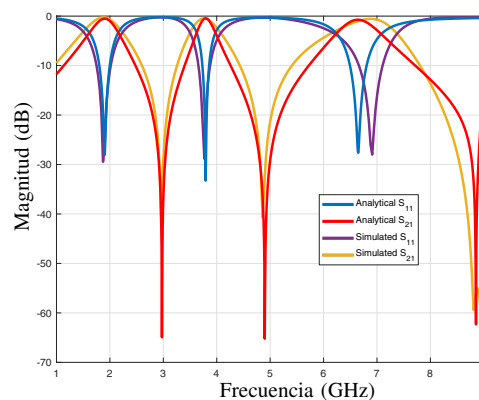


Fig. 5. Parámetros S analíticos y simulados (S_{11} y S_{21}) del prototipo propuesto, sin incluir los filtros spur-line.

referencia $Z_0 = 50 \Omega$. El primer cero de transmisión de las MTLs estará localizado en 9.12 GHz, mientras que los ceros provocados por los stubs en abierto deberían estar en 3.03 GHz y 5.05 GHz, respectivamente.

Los parámetros S teóricos de las MTLs se calculan usando el modelo propuesto en [14], mientras que el modelo de dispersión planteado por Kirschning y Jansen [17] se usa para los stubs en abierto. Una vez calculados los citados parámetros, se realiza una transformación a parámetros ABCD, de tal manera que se pueda realizar la conexión en cascada. Los resultados se muestran en la Fig. 5. Como se ve, hay una buena semejanza entre los resultados analíticos y simulados.

Tras añadir dos filtros spur-line idénticos (ver dimensiones en la Tabla I), las réplicas del filtro se pueden mitigar. Sin embargo, este efecto causará un pequeño deterioro en la adaptación del filtro. En la Fig. 6 se representa una comparación del comportamiento de la respuesta en frecuencia del filtro hasta 15 GHz incluyendo y sin incluir los filtros spur-line.

Finalmente, en la Tabla II se muestra una comparación de los filtros propuestos con los encontrados en el estado del arte. En esta tabla, RL denota el mínimo de pérdidas de retorno, IL el máximo de pérdidas de inserción y λ_g es la longitud de onda guiada en la frecuencia central de la banda de paso más baja. Como se puede ver, los diseños propuestos son más compactos y mejoran las especificaciones de varios de

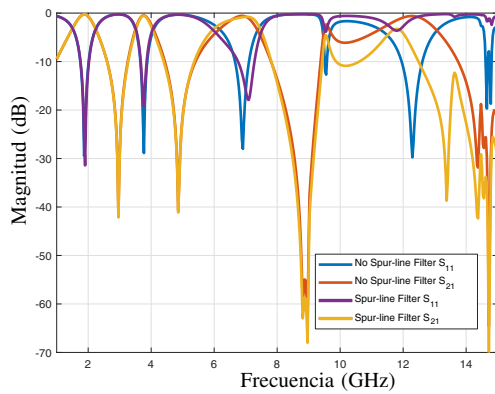


Fig. 6. Parámetros S analíticos y simulados (S_{11} y S_{21}) del prototipo propuesto, con y sin los filtros spur-line.

TABLA II
COMPARACIÓN ENTRE LOS FILTROS MULTIBANDA PROPUESTOS Y OTROS PUBLICADOS POR OTROS AUTORES.

Filter	RL (dB)	IL (dB)	Size ($\lambda_g \times \lambda_g$)
[3]	16.7	4.6	0.66 x 0.42
[6]	17.12	2.88	0.35 x 0.25
Sin filtro spur-line	28	0.7	0.29 x 0.29
Con filtro spur-line	18	0.9	0.29 x 0.29

los encontrados en la bibliografía.

V. CONCLUSIONES

En este paper se ha llevado a cabo el diseño analítico de filtros multibanda usando líneas de transmisión multiconductoras. Para este propósito, dos MTL cortocircuitadas e idénticas entre sí se interconectan con varios stubs en paralelo en abierto. Cuando se usa la citada topología, se obtiene una respuesta multibanda, ya que se están forzando ceros de transmisión reales con los stubs en mitad de la banda de paso de las MTLs. Al cambiar los parámetros de las MTLs y los stubs, es posible seleccionar las frecuencias centrales y los anchos de banda de cada banda. Para validar la teoría desarrollada, se ha simulado un prototipo, mostrando una buena semejanza entre los resultados teóricos y simulados, teniendo en cuenta además, que no se realizó ningún proceso de optimización. Por último, se añadió un filtro spur-line al circuito, con el objetivo de mitigar el efecto de las réplicas producidas en la estructura distribuida.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido subvencionado por el Ministerio de Economía, Industria y Competitividad del Gobierno de España, con el Proyecto ADDMATE TEC2016-76070-C3-3-R (AEI/FEDER, UE), y por el Ministerio de Educación, Cultura y Deporte del Gobierno de España, con la beca FPU16/00246.

REFERENCIAS

- [1] D. Guo, K. He, Y. Zhang, and M. Song, "A multiband dual-polarized omnidirectional antenna for indoor wireless communication systems," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 290–293, 2017.
- [2] J. Enomoto, H. Nishizawa, R. Ishikawa, Y. Takayama, and K. Honjo, "Parallel combination of high-efficiency amplifiers with spurious rejection for concurrent multiband operation," in *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, Oct 2016, pp. 1075–1078.
- [3] S. Zhang, L. Qiu, and Q. Chu, "Multiband balanced filters with controllable bandwidths based on slotline coupling feed," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 11, pp. 974–976, Nov 2017.
- [4] D. Girbau, A. Lazaro, A. Perez, E. Martinez, L. Pradell, and R. Villarino, "Tunable dual-band filters based on capacitive-loaded stepped-impedance resonators," in *2009 European Microwave Conference (EuMC)*, Sep. 2009, pp. 113–116.
- [5] F. Xu, X. Liu, H. Guo, Y. Wang, and L. Mao, "A compact dual-mode bpf base on interdigital structure," in *2010 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, May 2010, pp. 1595–1597.
- [6] P. Ketkuntod, P. Chomtung, S. Meesomklin, and P. Akkaraekthalin, "A multiband bandpass filter using interdigital and step-impedance techniques for 4g, wimax and wlan systems," in *2015 12th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, June 2015, pp. 1–4.
- [7] D. Psychogiou, R. Gómez-García, and D. Peroulis, "Single and multiband acoustic-wave-lumped-element-resonator (awlr) bandpass filters with reconfigurable transfer function," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 12, pp. 4394–4404, Dec 2016.
- [8] D. Psychogiou, B. Vaughn, R. Gómez-García, and D. Peroulis, "Reconfigurable multiband bandpass filters in evanescent-mode-cavity-resonator technology," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 3, pp. 248–250, March 2017.
- [9] R. Gómez-García, R. Loeches-Sánchez, D. Psychogiou, and D. Peroulis, "Multi-stub-loaded differential-mode planar multiband bandpass filters," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 65, no. 3, pp. 271–275, March 2018.
- [10] R. Gómez-García, J. Muñoz-Ferreras, and D. Psychogiou, "Split-type input-reflectionless multiband filters," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 28, no. 11, pp. 981–983, Nov 2018.
- [11] J. J. Sánchez-Martínez and E. Márquez-Segura, "Analytical design of wire-bonded multiconductor transmission-line-based ultra-wideband differential bandpass filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 62, no. 10, pp. 2308–2315, Oct 2014.
- [12] M. Pérez-Escribano, J. J. Sánchez-Martínez, and E. Márquez-Segura, "Small size dual-band bandpass filters with multiconductor transmission lines and shunt open stubs," in *48th European Microwave Conference*, Sept 2018, pp. 962–965.
- [13] J. J. Sánchez-Martínez and E. Márquez-Segura, "Analysis of wire-bonded multiconductor transmission line-based phase-shifting sections," *J. Electromagnet. Wave.*, vol. 27, no. 16, pp. 1997–2009, Sep. 2013.
- [14] W. Ou, "Design Equations for an Interdigitated Directional Coupler," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 23, no. 2, pp. 253–255, Feb. 1975.
- [15] R. N. Bates, "Design of microstrip spur-line band-stop filters," *IEE Journal on Microwaves, Optics and Acoustics*, vol. 1, no. 6, pp. 209–214, November 1977.
- [16] M. Kirschning, R. H. Jansen, and N. H. L. Koster, "Accurate model for open end effect of microstrip lines," *Electronics Letters*, vol. 17, no. 3, pp. 123–125, February 1981.
- [17] M. Kirschning and R. Jansen, "Accurate Wide-Range Design Equations for the Frequency-Dependent Characteristic of Parallel Coupled Microstrip Lines," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 32, no. 1, pp. 83–90, Jan. 1984.