

# Antenas *microstrip* de banda ancha con alimentación diferencial

Ignacio M. Delgado-Lozano<sup>(1)</sup>, Armando Fernández-Prieto<sup>(1)</sup>, Vicente Losada<sup>(2)</sup>, R. R. Boix<sup>(1)</sup>, F. Medina<sup>(1)</sup>  
idelgado@us.es, armandof@us.es, losada@us.es, boix@us.es, medina@us.es

<sup>(1)</sup>Dpto. de Electrónica y Electromagnetismo, Fac. de Física, Universidad de Sevilla, Avda. Reina Mercedes s/n, 41012, Sevilla

<sup>(2)</sup>Dpto. de Física Aplicada I, Univ. de Sevilla, E. T. S. de Ing. Informática, Av. Reina Mercedes, s/n, 41012, Sevilla.

**Resumen**—This paper describes the design of a broadband *microstrip* antenna, which is fed by a differential *microstrip* line. The designed antenna is made of two stacked patches excited through a dog-bone shaped aperture by a short-circuited differential *microstrip* line. The short-circuited differential line is symmetrically located with respect to the aperture so that its differential mode is naturally excited, while its common-mode is intrinsically rejected. The antenna design is based on an equivalent circuit which includes a second-order Chebyshev filter composed of two capacitively coupled LC parallel resonators. In order to carry out the analysis and measurement of the antenna, a two-port feeding mechanism is introduced involving a 180° hybrid in such a way that the differential-mode excites the first port, while the common-mode excites the second port. A prototype of the differential *microstrip* antenna has been fabricated and measured, and good agreement has been found between simulations and experiments. For a center frequency of 5.5 GHz, the prototype shows a fractional bandwidth close to 35 %, an average gain of 6.5 dBi, and crosspolar levels below -20 dB.

## I. INTRODUCCIÓN

Las antenas parche en tecnología *microstrip* presentan numerosas ventajas, tales como pequeño coste, poco peso, bajo perfil, facilidad de fabricación, diversidad de polarización, etc. [1]. La principal desventaja de las antenas *microstrip* es su pequeño ancho de banda, aunque este inconveniente puede resolverse apilando dos parches, tal y como se demuestra en [2]–[4]. Por otro lado, los circuitos diferenciales han adquirido popularidad a la hora de diseñar circuitos integrados frente a los circuitos con alimentación simple, dada su robustez frente al ruido ambiental e interferencias electromagnéticas [5]. Estos circuitos diferenciales necesitan una integración conjunta con antenas diferenciales. En el caso concreto de las antenas *microstrip* diferenciales, estas antenas muestran algunas ventajas sobre sus equivalentes con alimentación simple (menor tamaño, ganancias más altas, diagramas de radiación más simétricos, etc.) [6], [7]. Las antenas filtrantes también han recibido una enorme atención en los últimos años dado que la integración conjunta de filtros y antenas puede mejorar la selectividad en frecuencia y ancho de banda, la estabilidad de la ganancia en la banda de adaptación, y el rechazo fuera de ella. Las antenas filtrantes más populares están basadas en antenas *microstrip* (véase el artículo de revisión [8], junto con las referencias que contiene).

En este artículo, nos centramos en el diseño, fabricación y medida de una antena *microstrip* de banda ancha alimentada diferencialmente. Este tema ya ha sido tratado en [9]. Sin embargo, mientras que en [9] la alimentación diferencial requiere dos sondas coaxiales en contrafase, en este trabajo la antena se alimenta mediante una línea *microstrip* diferencial a través de una ranura [1], [10]. Concretamente, la estructura de alimentación seleccionada impone una pared eléctrica (magnética) en el plano de simetría de la ranura cuando se opera en el modo diferencial (común). Esta condición facilita la radiación en el modo diferencial, mientras que rechaza inherentemente la radiación del modo común [11]. En lo que respecta al diseño de las antenas diferenciales de banda ancha, mientras que en [9] el diseño se basa en el algoritmo del murciélago (*bat algorithm* en la bibliografía en inglés), en nuestro caso el diseño está basado en un circuito equivalente que incluye un filtro de segundo orden compuesto por dos resonadores LC acoplados capacitivamente [10]. Esta estrategia de diseño es similar a la seguida en [12], donde se usa la teoría estándar de la matriz de acoplamiento para filtros *microstrip* [13] con vistas a diseñar un *array* de antenas *microstrip* diferenciales. En este artículo, hemos diseñado, fabricado y medido una antena diferencial, utilizando un híbrido de 180° situado debajo de los parches para generar la señal diferencial que alimenta a la antena. Los resultados obtenidos muestran anchos de banda mayores al 33 %, ganancias alrededor de 6.5 dBi y niveles de contrapolar por debajo de los -20 dB a una frecuencia central de 5.5 GHz.

## II. DISEÑO DE LA ANTENA

La antena presentada en este trabajo está construida con un sustrato de cuatro capas en el que cada capa tiene un espesor  $h_i$  ( $i = 1, \dots, 4$ ), permitividad compleja  $\varepsilon_i = \varepsilon_0 \varepsilon_{r,i} (1 - j \tan \delta_i)$  ( $i = 1, \dots, 4$ ) y permeabilidad  $\mu_0$ , tal y como se muestra en la Fig. 1(a). La antena está alimentada por una línea *microstrip* diferencial cortocircuitada con puertos de entrada  $a$  y  $b$  (Fig. 1(e)) que se acopla a dos parches *microstrip* rectangulares apilados (Fig. 1(b) y Fig. 1(c)) a través de una ranura no resonante con forma de “hueso de perro” que se ha abierto en el plano de masas de la línea *microstrip* diferencial (Fig. 1(d)). Para una frecuencia central de 5.5 GHz, la Tabla I muestra las dimensiones geométricas y las propiedades del

sustrato de la antena concreta que se ha diseñado, fabricado y medido en este artículo.

El sistema de alimentación de la Fig. 1(e) está concebido para excitar la antena en su modo diferencial, al mismo tiempo que se evita la excitación del modo común [11]. Como el plano  $x-z$  es un plano de simetría de la ranura y se comporta como una pared eléctrica cuando la ranura se excita, este plano de simetría permitirá la excitación del modo diferencial en la ranura. Sin embargo, el modo común no excitará la abertura dado que el plano de simetría  $x-z$  se comporta como una pared magnética para el modo común.

Los coeficientes de reflexión del modo diferencial y del modo común,  $S_{dd}$  y  $S_{cc}$ , pueden calcularse en términos de los parámetros de *scattering* de los puertos de entrada  $a$  y  $b$ ,  $S_{aa}$ ,  $S_{ba}$ ,  $S_{ab}$  y  $S_{bb}$ , como indica la siguiente fórmula [14, p. 217]:

$$S_{dd} = \frac{1}{2} (S_{aa} - S_{ba} - S_{ab} + S_{bb}) \quad (1)$$

$$S_{cc} = \frac{1}{2} (S_{aa} + S_{ba} + S_{ab} + S_{bb}). \quad (2)$$

TABLA I  
PERMITIVIDADES RELATIVAS Y TANGENTES DE PÉRDIDAS DE LAS CAPAS,  
Y DIMENSIONES FÍSICAS (EN MM) PARA LA ANTENA DISEÑADA

$\epsilon_{r1}$	$\epsilon_{r2}$	$\epsilon_{r3}$	$\epsilon_{r4}$	$\tan \delta_1$	$\tan \delta_2$	$\tan \delta_3$
6.15	2.2	1.06	2.2	0.002	0.0009	0.0001
$\tan \delta_4$	$h_1$	$h_2$	$h_3$	$h_4$	$w_1$	$l_1^a$
0.0009	0.508	2.87	4.8	0.254	0.7	6.5
$l_1^b$	$r_1$	$c_1$	$d_2^a$	$d_2^b$	$w_2^a$	$w_2^b$
2.9	6.2	0.36	1.0	4.3	3.45	3.65
$s_2^a$	$s_2^b$	$s_2^c$	$l_3$	$w_3$	$l_4$	$w_4$
0.6	6.3	1.6	16.0	18.8	18.0	19.4

Una alimentación de dos puertos como la que se muestra en la Fig. 1(e) no es práctica a la hora de hacer medidas ya que necesitamos excitar la antena con una única fuente de alimentación para poder obtener sus diagramas de radiación y su ganancia. Por ese motivo, en la Fig. 1(f) [5, Fig. 3] se presenta un mecanismo alternativo de alimentación basado en un híbrido de  $180^\circ$  en tecnología *microstrip* [15, ch. 7]. Este híbrido de  $180^\circ$  se usa para convertir una única señal de entrada, bien en un modo diferencial, bien en un modo común. En concreto, cuando se alimenta el puerto 1, la señal llega a los puertos 3 y 4 con un desfase de  $180^\circ$  (dado que existe una diferencia de media longitud de onda,  $\lambda/2$ , entre la longitud de las líneas *microstrip* que conectan los puertos 1 y 4, y los que conectan los puertos 1 y 3), por lo que se genera una excitación del modo diferencial que hace posible identificar el parámetro de *scattering*  $S_{11}$  de la Fig. 1(f) con el coeficiente de reflexión del modo diferencial,  $S_{dd}$ , definido en (1). Sin embargo, cuando se alimenta el puerto 2, las señales llegan a los puertos 3 y 4 en fase, y esto produce una excitación del modo común. En este caso, el parámetro de *scattering*  $S_{22}$  de la Fig. 1(f) puede identificarse con el coeficiente de reflexión del modo común,  $S_{cc}$ , definido en (2). Es importante notar

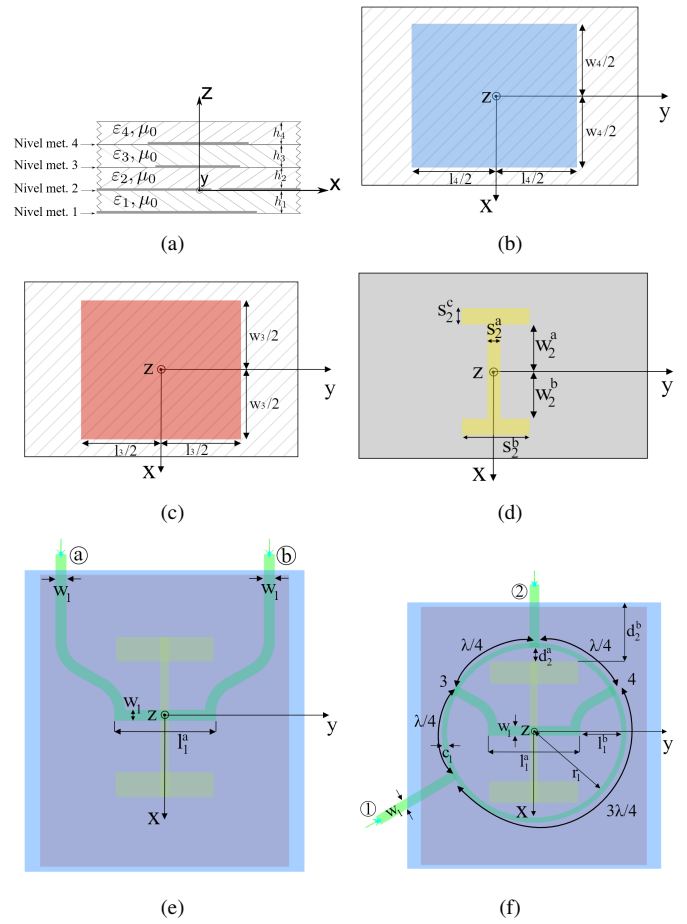


Fig. 1. Vista lateral y niveles de metalización de la antena *microstrip* diferencial de parches apilados acoplados a través de ranura. (a) Vista lateral. (b) Parche radiante en el nivel de metalización 4. (c) Parche inferior en el nivel de metalización 3. (d) Plano de masa (gris) con ranura en forma de "hueso de perro" (amarillo) en el nivel de metalización 2. (e) Red de alimentación diferencial en el nivel de metalización 1, junto con ranura y parches en niveles superiores. (f) Red de alimentación modificada del nivel de metalización 1 con híbrido de  $180^\circ$ .

que la localización del híbrido de  $180^\circ$  debajo de los parches de la antena (tal y como se ve en Fig. 1(f)), ayuda a optimizar el área de la antena por comparación con el caso en que el híbrido se situara en una región periférica del sustrato.

El diseño de la antena de las Figs. 1(a) a 1(e) está basado en el circuito equivalente de la Fig. 2 para la excitación en modo diferencial, y sigue el mismo esquema que el presentado en [10]. Los dos resonadores LC paralelo acoplados capacitivamente  $L_1 - C_1$  y  $L_2 - C_2$  se identifican con cada uno de los dos parches rectangulares acoplados de las Figs.1(b) y 1(c), y representan un filtro de segundo orden. Por su parte, el inductor en serie  $L_0$  y el condensador en paralelo  $C_0$  modelan la alimentación dada por la línea *microstrip* cortocircuitada de la antena bajo excitación diferencial (Fig. 1(e)). Es importante remarcar que estos dos últimos componentes se encuentran colocados en una posición distinta a los que modelan la línea *microstrip* de alimentación en [10, Fig. 2]. Una vez que la antena *microstrip* diferencial ha sido diseñada, se incorpora el

híbrido de  $180^\circ$  de la Fig. 1(f).

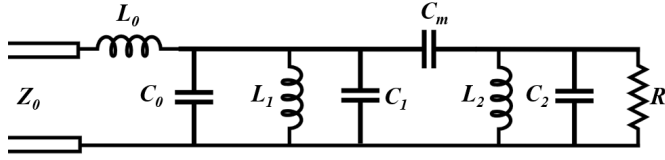


Fig. 2. Circuito equivalente de la antena *microstrip* de parches apilados acoplados a través de ranura, bajo excitación diferencial.

### III. SIMULACIONES Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

La antena de la Fig. 1(a), alimentada por el híbrido de  $180^\circ$  de la Fig. 1(f), ha sido fabricada con las dimensiones mostradas en la Tabla I. Los valores de  $|S_{11}|$  y  $|S_{22}|$  en los puertos de entrada de la Fig. 1(f) han sido obtenidos haciendo uso del *software* comercial ADS Momentum [16], y han sido medidos utilizando un analizador vectorial de redes. Cabe recordar que  $S_{11}$  es el coeficiente de reflexión del modo diferencial en (1),  $S_{dd}$ , y que  $S_{22}$  es el coeficiente de reflexión del modo común en (2),  $S_{cc}$ . Las simulaciones originales (líneas rojas en Fig. 3) basadas en los parámetros nominales proporcionados por el fabricante para cada capa de sustrato (tal y como se muestran en la Tabla I), arrojan un ancho de banda fraccional del 33.5% - aproximadamente de 4.6 a 6.5 GHz- para la excitación del modo diferencial de la antena. Por su parte, las medidas (líneas negras en Fig. 3) muestran un ancho de banda fraccional del 34.9% - de 4.7 a 6.7 GHz-. El desplazamiento de la banda de adaptación hacia frecuencias más altas se atribuye a la compresión de la capa de *foam* (la capa de espesor  $h_3$  en la Fig. 1(a)) tras montar y apretar la antena con tornillos de plástico, y también a una estimación imprecisa de las permitividades relativas de los sustratos. En concreto, si el espesor de la capa de *foam* se reduce de  $h_3 = 4.8$  mm a  $h_3 = 4.3$  mm, se obtienen para  $|S_{11}|$  y  $|S_{22}|$  las líneas verdes de la Fig. 3, que proporcionan una banda de adaptación más próxima a la que indican las medidas. El circuito equivalente de la Fig. 2 se ha obtenido a partir de los valores de  $S_{dd}$  en ausencia del híbrido de  $180^\circ$ . Para llevar a cabo la extracción de los parámetros de circuito, se ha hecho uso de una técnica de *de-embedding* basada en el método de los mínimos cuadrados, tal y como se explica en [10]. Los parámetros de circuito así obtenidos se muestran en la Tabla II. Los resultados para el coeficiente de reflexión de este circuito equivalente se muestran en azul en la Fig. 3. Existe una concordancia aceptable entre los resultados del circuito equivalente y la simulación con los valores nominales del sustrato. Las posibles discrepancias son atribuidas a la eliminación del híbrido de  $180^\circ$  en la determinación de los parámetros de circuito. La Fig. 3 muestra que los valores de  $|S_{22}|$  son cercanos a 0 dB en las simulaciones y están por encima de -2 dB en el caso de las medidas, lo que indica que el mecanismo de alimentación de la antena con la línea *microstrip* diferencial cortocircuitada emplazada simétricamente con respecto a la ranura de las Figs. 1(e) y 1(f) proporciona un alto rechazo del modo común.

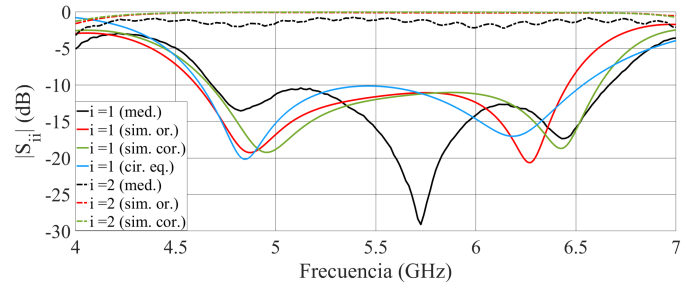


Fig. 3. Módulo de los parámetros de *scattering* de la antena diseñada. Las líneas negras continua y punteada representan respectivamente los valores de  $|S_{11}|$  y  $|S_{22}|$  medidos. Las líneas rojas continua y punteada representan respectivamente los valores de  $|S_{11}|$  y  $|S_{22}|$  simulados con parámetros nominales del sustrato. Las líneas verdes continua y punteada representan respectivamente los valores de  $|S_{11}|$  and  $|S_{22}|$  simulados con parámetros del sustrato corregidos. La línea azul continua representa el coeficiente de reflexión del circuito equivalente de la Fig. 2 cuando se utilizan los parámetros de circuito de la Tabla II.

TABLA II  
VALORES DE LOS PARÁMETROS DEL CIRCUITO EQUIVALENTE DE LA FIG. 2

$L_0$ (nH)	$C_0$ (pF)	$L_1$ (nH)	$C_1$ (pF)	$C_m$ (pF)	$L_2$ (nH)	$C_2$ (pF)	$R$ ( $\Omega$ )
0.874	0.102	0.540	1.204	0.691	0.398	1.512	50

La ganancia y los diagramas de radiación de la antena se han simulado con el *software* comercial CST [17], y han sido medidos en una cámara anecoica. Los resultados de la ganancia se muestran en la Fig. 4, y los resultados en plano E y plano H de los diagramas de radiación se muestran en la Fig. 5. Para el caso de la ganancia, existe una buena concordancia entre las medidas y las simulaciones. Las discrepancias observadas de alrededor de 1 dB se atribuyen a las tolerancias en el proceso de fabricación y a posibles pérdidas que no son consideradas en las simulaciones. La ganancia medida está entre 6 dB y 6.5 dB en la banda de adaptación de la antena, siendo estos valores típicos para una antena *microstrip*. Los diagramas de radiación en plano E y H de la Fig. 5 también muestran buena concordancia entre simulaciones y medidas. Se observa un lóbulo principal estable entre 4.8 y 6.2 GHz, y valores de la componente contrapolar por debajo de -20 dB en todos los casos.

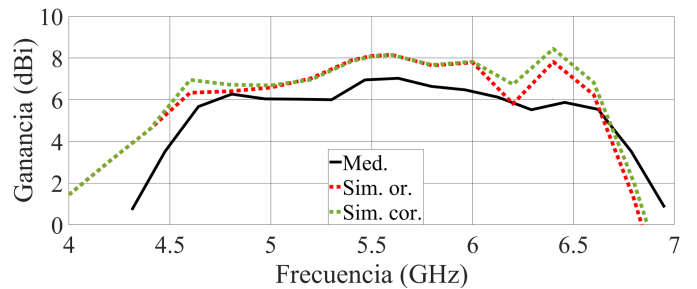


Fig. 4. Valores de ganancia de la antena diseñada. La línea negra continua representa la ganancia medida, la línea roja punteada representa la ganancia simulada con parámetros nominales del sustrato, y la línea verde punteada representa la ganancia simulada con parámetros del sustrato corregidos.

Con vistas a mejorar la ganancia de la antena diseñada,

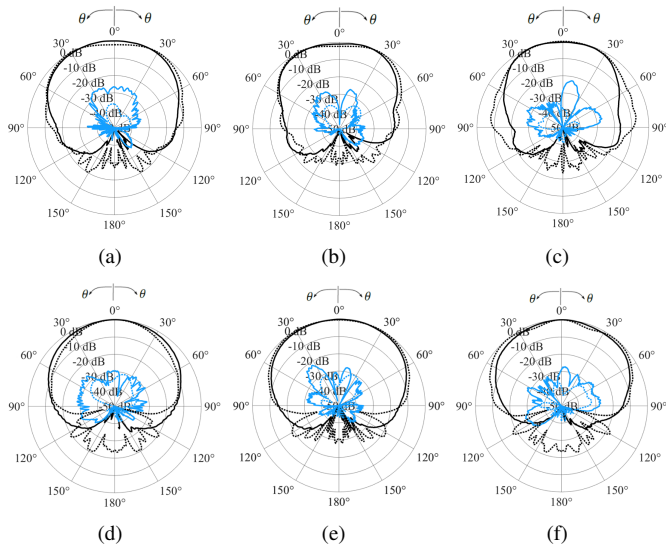


Fig. 5. Diagramas en plano E (primera fila) y plano H (segunda fila) de la antena diseñada. Las líneas continuas negra (copolar) y azul (contrapolar) representan las medidas. Las líneas punteadas negra (copolar) y azul (contrapolar) representan las simulaciones. (a) 4.8 GHz. (b) 5.5 GHz. (c) 6.2 GHz. (d) 4.8 GHz. (e) 5.5 GHz. (f) 6.2 GHz.

se han diseñado dos *arrays*  $2 \times 2$  de dichas antenas a una frecuencia central de 5.5 GHz. En uno de los *arrays* la señal de entrada es dividida mediante tres divisores de potencia en cuatro señales con la misma fase y la misma amplitud que alimentan cuatro antenas *microstrip* diferenciales a través de la puerta 1 de otros tantos híbridos de  $180^\circ$ , siguiendo la configuración mostrada en la Fig. 1(f). En el segundo de los *arrays* la señal de entrada se dirige hacia la puerta 1 de un híbrido de  $180^\circ$  (véase la Fig. 1(f)), y las dos señales desfasadas  $180$  grados que se generan son convertidas en ocho señales desfasadas mediante seis divisores de potencia que alimentan las cuatro antenas del *array* como se indica en la Fig. 1(e), todo ello siguiendo una configuración similar a la que se propone en [18, Fig. 3]. La principal ventaja del primer *array* sobre el segundo es que ocupa menos área. Las simulaciones realizadas indican que el ancho de banda de los *arrays* está entre el 25 % y el 30 %, lo cual significa que parte del ancho de banda mostrado en la Fig. 3 se pierde. A cambio, la ganancia promedio sube hasta 12.5 dBi, lo cual está en consonancia con el aumento de ganancia que se espera para un *array* de estas características [19]. Los resultados simulados para los *arrays* no se incluyen en esta comunicación por falta de espacio, y serán presentados en URSI 2024 en Cuenca.

#### IV. CONCLUSIÓN

Se presenta el diseño, fabricación y medida de una antena *microstrip* de banda ancha alimentada a través de una ranura con una línea *microstrip* diferencial. La línea *microstrip* diferencial está cortocircuitada, y está situada simétricamente con respecto a la ranura para garantizar la radiación de la antena en el modo diferencial, mientras se produce un alto rechazo del modo común. El diseño de la antena en el modo diferencial se basa en un circuito equivalente de parámetros concentrados

que contiene un filtro de segundo orden, lo cual hace posible obtener anchos de banda fraccionales superiores al 30 %. Los valores de ganancia se encuentran alrededor de los 6.5 dBi y los valores de la componente contrapolar se mantienen por debajo de los -20 dB en todos los casos. A partir de esta antena diferencial, se han diseñado dos *arrays*  $2 \times 2$  con redes de alimentación diferentes. Los resultados para ambos *arrays* serán presentados en URSI 2024 en Cuenca.

#### AGRADECIMIENTOS

Este trabajo es parte del Proyecto de I+D+i/Ayuda PID2020-116739GB-I00, financiado por MICIU/AEI/10.13039/501100011033.

#### REFERENCIAS

- [1] D. M. Pozar, "Microstrip antennas," *Proceedings IEEE*, vol. 80, no. 1, pp. 79-91, Jan. 1992.
- [2] F. Croq and D. M. Pozar, "Millimeter-wave design of wide-band aperture coupled stacked microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 39, no. 12, pp. 1770-1776, Dec. 1991.
- [3] S. D. Targonsky, R. B. Waterhouse, and D. Pozar, "Design of wide-band aperture-stacked patch microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 46, no. 9, pp. 1245-1251, Sep. 1998.
- [4] R. B. Waterhouse, *Microstrip patch antennas: a designer's guide*. Norwell, Massachusetts: Kluwer Academic Publishers, 2003, ch. 3.
- [5] Y. Zhang, *Differential Antennas: Fundamentals and Applications*, *Electromagnetic Science*, vol. 1, no. 1, pp. 1-17, March 2023, Art no. 0010021, doi: 10.23919/emsci.2022.0002.
- [6] Z. Shao and Y. P. Zhang, "Miniaturization of differentially driven microstrip planar inverted F antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 67, no. 2, pp. 1280-1283, Feb. 2019.
- [7] Z. Shao and Y. P. Zhang, "Differential shorted patch antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 67, no. 2, pp. 4438-4444, July 2019.
- [8] C. X. Mao, Y. Zhang, X. Y. Zhang, P. Xiao, Y. Wang, and S. Gao, "Filtering antennas," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 22, no. 11, pp. 52-63, Nov. 2021.
- [9] Z. Shao, L.-F. Qiu, and Y. P. Zhang, "Design of wideband differentially fed multilayer stacked patch antennas based on bat algorithm," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 19, no. 7, pp. 1172-1176, 2020.
- [10] N. García-Alcaide, A. Fernández-Prieto, R. R. Boix, V. Losada, J. Martel and F. Medina, "Design of broadband aperture-coupled stacked microstrip antennas using second-order filter theory," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, no. 7, pp. 5345-5356, July 2022.
- [11] X. Guo, L. Zhu and W. Wu, "Strip-loaded slotline resonators for differential wideband bandpass filters with intrinsic common-mode rejection," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 2, pp. 450-458, 2016.
- [12] H.-T. Hu, F.-C. Chen, J.-F. Kiang, and Q.-X. Chu, "A differential filtering microstrip antenna array with intrinsic common-mode rejection," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 12, pp. 7361-7365, Dec. 2017.
- [13] J.-S. Hong, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, 2nd. edition. Hoboken, New Jersey: Wiley, 2011, ch. 7.
- [14] G. D. Vendelin, A. M. Pavio, and U. L. Rohde, *Microwave Circuit Design using Linear and Nonlinear Techniques*, 1st. edition. Wiley, 2005, doi: 10.1002/0471715832.
- [15] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd. edition. Hoboken, New Jersey. Wiley, 2005.
- [16] <https://www.keysight.com/us/en/products/software.html>
- [17] <https://www.3ds.com/products/simulia/cst-studio-suite>
- [18] H. Jin, K.-S. Chin, W. Che, C.-C. Chang, H.-J. Li, and Q. Xue, "Differential-fed patch antenna arrays with low cross-polarization and wide bandwidths," *IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett.*, vol. 13, pp. 1069-1072, 2014.
- [19] W.L. Stutzman and G.A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 2nd. edition. Hoboken, New Jersey. Wiley, 1997.