

Divisor de potência para separação de sinais das bandas 1,8 e 2,4 GHz visando aplicações em comunicações móveis

V. S. Silva, H. P. Paz, E. V. V. Cambero, I. R. S. Casella, H. X. Araujo e C. E. Capovilla

Resumo— Com o objetivo de otimizar o desempenho de dispositivos que trabalham simultaneamente em múltiplas faixas de frequências de operação, este artigo apresenta o projeto, metodologia e construção de divisores de potência baseado em frequência. Foram escolhidas as bandas de Wi-Fi em 2,4 GHz e de comunicação móvel em 1,8 GHz para a construção do protótipo em substrato de FR-4. As saídas apresentam valores acima de -2 dB para cada banda de operação, apresentando resultados superiores às topologias de divisores de potência atuais.

Palavras-Chave— Divisor de frequência, divisor de potência, dispositivos de radiofrequência, comunicação sem fio.

Abstract— In order to optimize the performance of devices working simultaneously at multiple frequency bands operation, this paper presents the design, methodology and construction of frequency-based power-splitter. The Wi-Fi band in 2.4 GHz and the mobile communication band in 1.8 GHz were chosen for the construction of the prototype in FR-4 substrate. The outputs have values above -2 dB for each operation bands, presenting better results than the topologies of current power splitters.

Keywords— Frequency splitter, power splitter, radiofrequency devices, wireless communication.

I. INTRODUÇÃO

O uso de dispositivos de comunicação sem fio vem apresentando um crescimento extraordinário nos últimos anos e essa tendência deve aumentar a taxas cada vez maiores nos anos vindouros. A proliferação de redes de sensores, a expansão do uso e de funcionalidades de *smartphones*, e o surgimento do conceito de Internet das Coisas (IoT) que promete revolucionar a comunicação entre dispositivos conectados à internet, são os principais motivos desse crescimento em número de aparelhos [1], [2].

Muitos desses dispositivos operam diferentes protocolos, em diferentes frequências, simultaneamente. Os *smartphones*, dispositivos-chaves dos sistemas modernos de comunicação móvel, oferecem inúmeras funções importantes baseadas em diferentes formas de conexão, além da realizada com a rede móvel, como as baseadas nas tecnologias *Bluetooth*, *Wi-Fi*, *GPS (Global Position System)*, *LTE (Long Term Evolution)*, entre outras. Como cada uma dessas conexões podem ser realizadas de forma simultânea e apresentam características específicas, cada uma delas requer o uso de um sistema distinto

Vinicius Silva, Humberto Paz, Eduardo Cambero, Ivan Casella e Carlos Capovilla, Universidade Federal do ABC, Santo André-SP, Brasil. Humberto Araujo, Universidade Federal do Tocantins, Palmas-TO, Brasil. E-mail: vinicius.santana@ufabc.edu.br, humberto.paz@ufabc.edu.br, eduardo.valdes@ufabc.edu.br, ivan.casella@ufabc.edu.br, hxaraujo@uft.edu.br, carlos.capovilla@ufabc.edu.br

de transmissão e recepção. Além disso, todo esse sistema complexo deve estar confinado em um produto final leve, de baixo consumo e pequenas dimensões [3]. Para contornar tal problema, uma possível estratégia é o compartilhamento de mesmas estruturas de recepção/transmissão para bandas distintas. Nesse contexto torna-se desejável a utilização de antenas multibanda [3]–[5] e antenas banda larga [6], [7].

Compartilhando uma mesma antena, os sinais de cada banda devem ser direcionados aos seus respectivos terminais de processamento (transmissão ou recepção) dentro do dispositivo (e.g. *Smartphone*). Isto normalmente é realizado através do uso de divisores de potência do tipo T, com linhas de transmissão de 50 Ω , ignorando a interação entre os terminais de bandas diferentes, resultando em uma resposta abaixo da ideal. Em [8], os autores apresentam uma análise prévia das impedâncias dos terminais com a finalidade de determinar o comprimento das linhas de 50 Ω de modo a rotacionar a carta de Smith e realizar o descasamento nas frequências dos terminais adjacentes, mantendo o casamento para a frequência de operação do próprio terminal. Entretanto, na metodologia utilizada, as impedâncias dos terminais devem ser conhecidas, e portanto, não se pode considerar como um dispositivo divisor de potência.

Divisores de potência são componentes passivos amplamente utilizados em projetos de radiofrequência (RF), que tem como função dividir o sinal aplicado no terminal de entrada, entre dois ou mais terminais de saída. As características do divisor e o modo de divisão, dependem basicamente da topologia adotada. Dentre as topologias existentes, se destacam: a topologia baseada em junção T por ser simples, mas que apresenta saídas descasadas e um baixo isolamento entre portas [9]; a topologia baseada em divisores resistivos que apresenta uma alta perda de inserção, mas que também possui um baixo isolamento entre portas [9]; a topologia do divisor de Wilkinson, proposta em 1960, que foi a primeira a apresentar um alto isolamento entre as portas de saída [10]; e a topologia em quadratura híbrida que apresenta uma baixa perda, portas casadas e isoladas e com saídas em quadratura de fase [9]. É interessante mencionar que apenas em 2004, foi mostrado em [11], como projetar uma topologia de Wilkinson com razões de divisão diferente de 50%. Atualmente, os esforços dos pesquisadores estão concentrados na miniaturização e otimização das topologias existentes [12].

A largura de banda estreita dos terminais associada ao divisor de potência que independe da frequência de operação, acarreta em um subaproveitamento da potência dos sinais de

entrada que operam em frequências distintas, já que parte da potência fora da banda de operação do terminal é direcionada a ele, enquanto uma parte de potência na frequência de operação é desviada. Surge então, a necessidade da criação de um divisor de potência baseado na frequência (i.e. um divisor de frequência). A entrada desse dispositivo de 3 portas deve ser excitada com um sinal composto por uma largura de banda mais ampla (que engloba pelo menos duas faixas de frequência de interesse), e nas duas outras portas, o sinal de saída deve apresentar preferencialmente (em maior intensidade) uma das faixas de frequência que compõe o sinal de entrada. Deve-se salientar que, o desempenho do divisor de frequência deve ser independente da largura de banda dos circuitos conectados aos seus terminais.

Uma topologia de divisor de frequência foi proposta em [13] para outras aplicações envolvendo ondas eletromagnéticas, entretanto a frequência de operação era bastante elevada, na casa das centenas de GHz a poucos THz, inviabilizando seu uso nos sistemas de comunicações sem fio atualmente empregados para aplicações móveis.

Nesse contexto, esse trabalho apresenta uma metodologia para a criação de divisores de frequência que possam operar no espectro dos protocolos de comunicação amplamente utilizados. Também é apresentado um protótipo que opera nas bandas ISM (*Industrial, Scientific and Medical*) de 2,4 GHz e de comunicação móvel em 1,8 GHz. O presente artigo se estrutura da seguinte forma: na Seção II, é apresentado o princípio de funcionamento da nova topologia de divisor de potência proposta. A Seção III contempla a síntese do dispositivo, desde as simulações para a determinação precisa das dimensões, até a construção do protótipo e sua medição. Por fim, na Seção IV, é apresentada a conclusão deste trabalho.

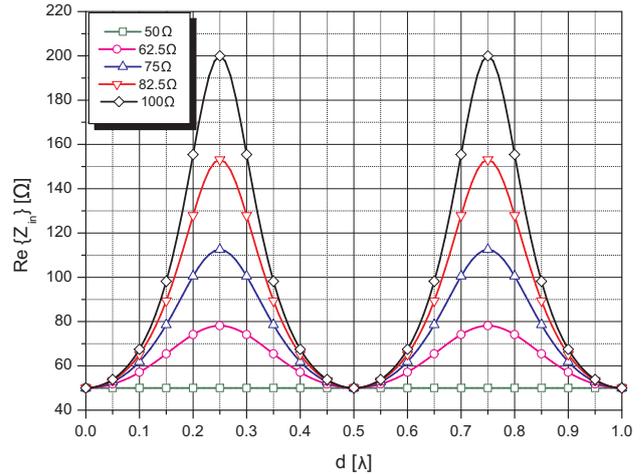
II. PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

A técnica utilizada para a elaboração do divisor de potência baseado em frequência é fundamentado no descasamento intencional de impedância feita com linhas de transmissão. Toda a análise do princípio de funcionamento será feita a partir do modelo de linhas de transmissão sem perdas, por simplificação, devido as dimensões do projeto que são da ordem de frações do comprimento de onda guiado (λ_g).

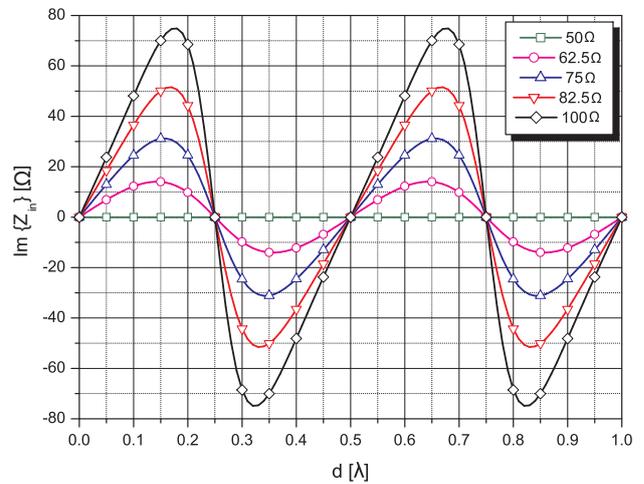
Do equacionamento clássico de impedância no decorrer de uma linha de transmissão [9], sabe-se que, para valores constantes de impedâncias de carga (Z_L), impedância característica (Z_0) e de comprimento de onda (λ), a função $Z(d)$ varia entre os valores de Z_L e $\frac{Z_0^2}{Z_L}$ para valores de distância (d) que variam de $n\frac{\lambda}{2}$ e $[n+1]\frac{\lambda}{4}$, respectivamente, para n inteiros positivos. A variação máxima de impedância (ΔZ) é então dada por:

$$\Delta Z = |Z_{max} - Z_{min}| = \left| \frac{Z_0^2}{Z_L} - Z_L \right| = \left| \frac{Z_0^2 - Z_L^2}{Z_L} \right| \quad (1)$$

A Fig. 1 apresenta o comportamento da impedância (parte real e imaginária) no decorrer da linha para diversos valores de Z_0 . Nota-se que para $d = n\frac{\lambda}{2}$ a função apresenta valores fixo de impedância que depende apenas de Z_L . Para os demais valores de d , a diferença entre Z_L e $Z(d)$ é tão maior quanto maior o valor de ΔZ .



(a) Parte real de Z_{in}



(b) Parte imaginária de Z_{in}

Fig. 1. Variação da impedância em função do comprimento da linha. $Z_L = 50 \Omega$.

Admitindo que Z_0 é função de Z_L mais uma variação de impedância (representada pela letra grega δ que tem seu valor limitado inferiormente a $-Z_L$ e limitado superiormente apenas por características construtivas da linha), tem-se:

$$Z_0 = Z_L + \delta \quad (2)$$

Das Equações (1) e (2), pode-se representar a variação de impedância por:

$$\Delta Z = \left| \frac{\delta^2}{Z_L} + 2\delta \right| \quad (3)$$

Portanto, para maximizar ΔZ , o valor de δ deve ser máximo e positivo, o que significa que a impedância característica dos braços devem ser maior que dos terminais.

Admitindo que todos os terminais são casados em 50Ω , os braços devem ter dimensões próximas de $\frac{\lambda_g}{2}$ para a frequência central de operação, o que implica em $Z_{in} \approx Z_L$ para essa frequência (casamento ideal) e um descasamento maior para as demais frequências.

Essas informações são utilizadas como ponto de partida para as simulações feitas no software *Advanced Design System*

(ADS) da *Keysight*, onde é feita uma análise mais complexa, por considerar as perdas no dielétrico e, principalmente, a interferência mútua dos braços do divisor.

III. SÍNTESE DO DIVISOR DE FREQUÊNCIA

Para a construção do protótipo, que visa a validação do princípio apresentado, foram escolhidas as bandas de ISM centrada em 2,45 GHz e de comunicações móveis centrada em 1,8 GHz devido as dimensões físicas envolvidas na construção, a proximidade das bandas de operação e o amplo uso dessas frequências em sistemas de comunicação. O substrato escolhido, devido seu baixo custo, foi o FR-4 que apresenta valores de permissividade relativa (ϵ_r) de 4,5, tangente de perdas de 0,018, espessura de 1,6 mm e metalização em ambos os lados.

Como visto na seção anterior, Z_0 deve ser o mais elevado possível, e nesse caso, a limitação está nas suas dimensões. Assumi-se que a espessura mínima da linha compatível com o processo de fabricação é de 0,5 mm, o que corresponde a $Z_0 \approx 110 \Omega$ para as frequências de interesse, de acordo com [9].

Para facilitar a solda dos conectores SMA, deve-se associar, ao final de cada terminal, um trecho de linha de transmissão de 50Ω (largura de linha, denotada por W , de 3 mm). Para o protótipo construído foi escolhido um comprimento de 8 mm para as saídas e 20 mm para a entrada. Com alguns parâmetros previamente fixados (espessura do divisor, e dimensões dos terminais), as simulações no ADS serviram para otimizar o comprimento dos braços de modo que as perdas por inserção apresentassem os valores mais elevados, concomitantemente, em suas respectivas frequências. As dimensões encontradas que otimizam o funcionamento do divisor de frequência pode ser observado na Fig. 2:

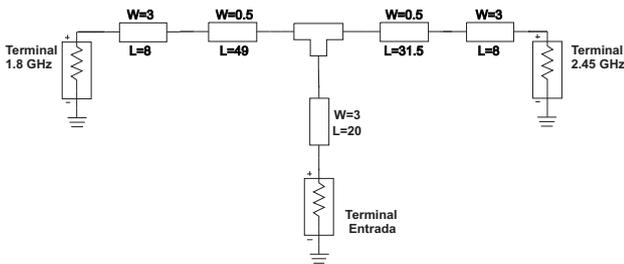
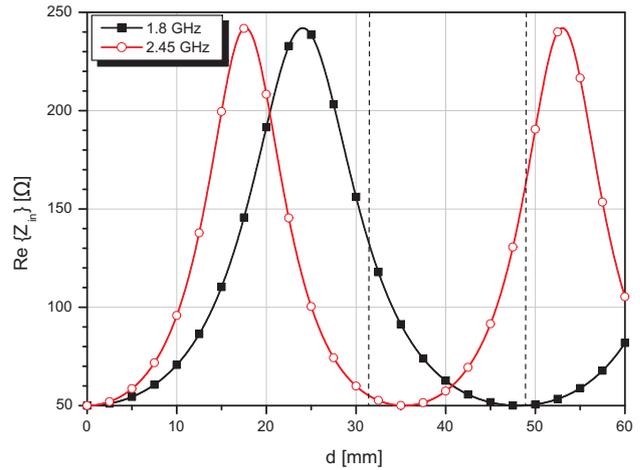


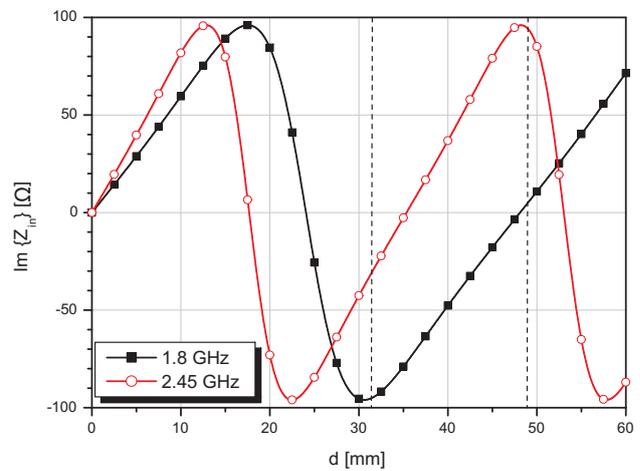
Fig. 2. Esquemático feito no ADS para otimização do comprimento dos braços. Dimensões em mm.

Os valores otimizados do comprimento dos braços definidos pelo ADS foram 31,5 mm e 49 mm para as frequências de 2,45 GHz e 1,8 GHz, respectivamente. Para ilustrar o princípio de funcionamento, determinou-se a impedância no decorrer da linha de transmissão para as duas frequências, admitindo $Z_L = 50 \Omega$ e $Z_0 = 110 \Omega$, evidenciando o comprimento dos braços com linha tracejada.

A variação de impedância no decorrer da linha é apresentada na Fig. 3, na qual se evidencia a diferença do projeto de filtros do projeto de um divisor de frequência. Se analisarmos isoladamente a frequência de 2,45 GHz, os valores de impedância, tanto real quanto imaginária, não estão tão próximos dos valores ideais em 31,5 mm (50Ω e 0Ω , respectivamente), mas



(a) Parte real de Z_{in}



(b) Parte imaginária de Z_{in}

Fig. 3. Variação da impedância em função do comprimento da linha para as frequências de operação do divisor. A linha tracejada determina o comprimento dos braços. $Z_L = 50 \Omega$.

sim por volta dos 35 mm. Entretanto, ao levar em consideração a frequência de 1,8 GHz, observa-se que em 35 mm, o módulo da parte real e imaginária da impedância é menor do que em 31,5, desviando parcialmente o sinal de 1,8 GHz que deveria ser direcionado à outra porta. Portanto, dado a interação entre os terminais, em projetos de divisores de frequência, deve-se abdicar do desempenho ótimo de apenas um dos braços, para se otimizar o desempenho do conjunto.

O comportamento eletromagnético fica bem ilustrado quando se observa o gráfico de densidade de corrente no divisor apresentado na Fig. 4. Observa-se que, de maneira passiva, o sinal é dividido conforme a frequência aplicada na entrada, sem alteração de qualquer parâmetro no protótipo ou de seus terminais.

O *layout* do divisor de frequência foi gerado no próprio *software* e o protótipo foi fabricado conforme mostrado na Fig. 5. As perdas por inserção do protótipo foram obtidas no analisador de rede *Rohde & Schwarz ZVB8*, e são apresentadas na Fig. 6.

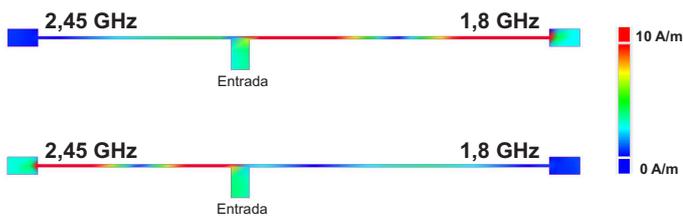


Fig. 4. Densidade de corrente no divisor de frequência para as frequências de 1,8 GHz (acima) e 2,45 GHz (abaixo).

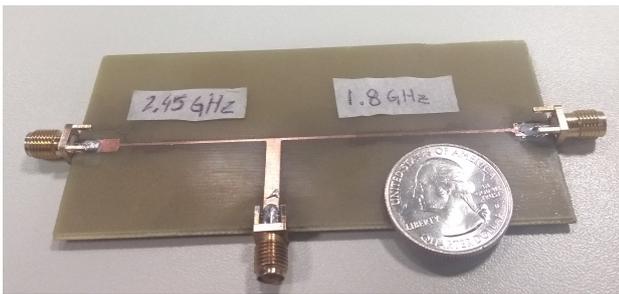


Fig. 5. Protótipo do divisor de frequência.

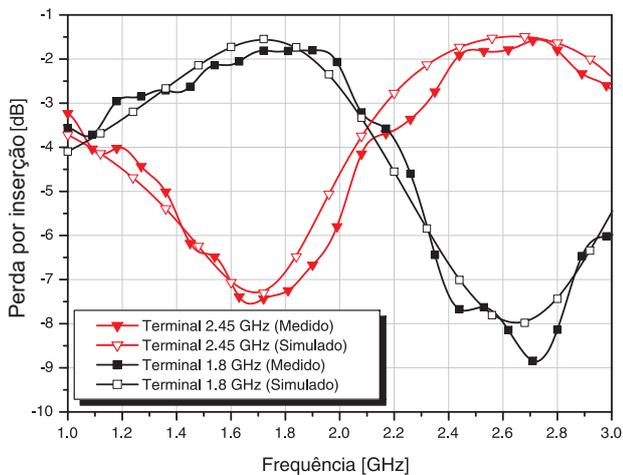


Fig. 6. Perda de inserção medida e simulada.

Ao analisar as perdas por inserção, pode-se constatar que o divisor de frequência apresenta na saída uma queda de no máximo 2 dB em relação ao sinal de entrada para toda a banda de interesse, o que implica em uma divisão maior que 60% do sinal para ambas as portas. Outro fator a ser levado em conta é que a potência do sinal na frequência complementar é sempre, ao menos 4 dB abaixo da frequência de operação (desde que ambas as frequências tenham a mesma amplitude na entrada). Essa é uma vantagem em relação aos divisores de potência convencionais (não baseado em frequência) que ideal, direcionaria apenas 50% do sinal para cada porta, de modo a não violar a lei de conservação de energia. Entretanto devido as perdas no substrato e nas conexões da placa, o valor obtido de fato na divisão tende a ser menor ainda.

IV. CONCLUSÕES

Neste artigo foi proposta uma nova topologia de divisor de potência, com divisão baseada na frequência, assim como demonstrar a metodologia para a sua síntese. Os resultados apresentados corroboram com a utilização dessa nova topologia de divisor para sistemas multibandas ou banda-larga, já que apresenta perdas de inserção sempre acima de -2 dB para toda a banda de interesse em seu respectivo terminal, valor fisicamente impossível para divisores de potência convencionais.

AGRADECIMENTOS

Este trabalho recebeu o apoio da CAPES, CNPq e PROP/UFABC.

REFERÊNCIAS

- [1] J. Bito, R. Bahr, J. G. Hester, S. A. Nauroze, A. Georgiadis, and M. M. Tentzeris, "A novel solar and electromagnetic energy harvesting system with a 3-d printed package for energy efficient internet-of-things wireless sensors," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, no. 5, pp. 1831–1842, May. 2017.
- [2] J. G. Andrews, S. Buzzi, W. Choi, S. V. Hanly, A. Lozano, A. C. K. Soong, and J. C. Zhang, "What will 5g be?" *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 32, no. 6, pp. 1065–1082, Jun. 2014.
- [3] M. H. Seko and F. S. Corraera, "A novel tri-band planar inverted-f antenna for gsm/dcs/pcs operation in mobile handsets," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 55, no. 4, pp. 821–825, 2013.
- [4] T. K. A. C. Snehalatha and N. Kumar, "Design of multiband planar antenna," in *2017 IEEE International Conference on Antenna Innovations Modern Technologies for Ground, Aircraft and Satellite Applications (iAIM)*, Nov. 2017, pp. 1–4.
- [5] O. M. A. Dardeer, H. Elsadek, and E. A. Abdallah, "Cpw-fed multiband antenna for various wireless communications applications," in *2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Jul. 2018, pp. 785–786.
- [6] H. Huang, Y. Liu, and S. Gong, "A broadband dual-polarized base station antenna with sturdy construction," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 665–668, 2017.
- [7] M. Arrawatia, M. S. Baghini, and G. Kumar, "Broadband omnidirectional antenna for gsm900, gsm1800, 3g, 4g and wi-fi applications," in *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Jul. 2017, pp. 329–330.
- [8] V. Palazzi, J. Hester, J. Bito, F. Alimenti, C. Kalialakis, A. Collado, P. Mezzanotte, A. Georgiadis, L. Roselli, and M. M. Tentzeris, "A novel ultra-lightweight multiband rectenna on paper for RF energy harvesting in the next generation LTE bands," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 1, pp. 366–379, Jan. 2018.
- [9] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed. John Wiley & Sons, 2012.
- [10] E. J. Wilkinson, "An n-way hybrid power divider," *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 8, no. 1, pp. 116–118, Jan. 1960.
- [11] Hee-Ran Ahn, Kwyro Lee, and Noh-Hoon Myung, "General design equations of n-way arbitrary power dividers," in *2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IEEE Cat. No.04CH37535)*, vol. 1, Jun. 2004, pp. 65–68 Vol.1.
- [12] H. Fang and W. Xin, "High-performance unequal power splitter based on ferrite cores," in *2018 12th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE)*, Dec. 2018, pp. 1–3.
- [13] Y. J. Zhou, X.-X. Yang, and T. J. Cui, "A multidirectional frequency splitter with band-stop plasmonic filters," *Journal of Applied Physics*, vol. 115, no. 12, p. 123105, Mar. 2014.